

Міністерство освіти і науки України
Чернігівський промислово-економічний коледж
Київського національного університету технологій та дизайну

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник директора з НР

_____ С.В.Бондаренко

_____ 2016 р.

**Методичне забезпечення
лекційного курсу з дисципліни
Основи промислової електроніки,
мікропроцесорної техніки та автоматики
для студентів III курсу
спеціальності 5.05070104 «Монтаж і експлуатація
електроустаткування підприємств і цивільних споруд»**

Уклав

В.В. Олійник

Розглянуто на засіданні
циклової комісії
спеціальних електротехнічних дисциплін
Протокол № 1 від 30.08. 2016 року

Голова циклової комісії

В.В. Олійник

Лекція №1

Тема: Загальні відомості про електроніку. Основні властивості напівпровідників.

Мета: оволодіти знаннями про провідність напівпровідників

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Загальні відомості про електроніку.

2 Власна провідність напівпровідників.

3 Домішкова провідність напівпровідників.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Загальні відомості про електроніку.

Сучасні технічні засоби електроніки широко використовуються у всіх галузях народного господарства нашої країни.

В даний час можна назвати кілька основних напрямків, що характеризують сфери додатка технічної електроніки. Кожне з цих напрямків, у свою чергу, має численні розгалуження.

Чим же обумовлене настільки широке застосування електронної апаратури? Чому в кожній з численних галузей сучасної техніки електроніка дає поштовх якісно новому етапові розвитку, робить справжню технічну революцію?

Ефективність електронної апаратури обумовлена високою швидкістю, точністю і чутливістю вхідних у неї елементів, найважливішими з яких є електронні прилади. За допомогою цих приладів можна порівняно просто й у багатьох випадках з високим к. п. д. перетворювати електричну енергію за формою, величині і частоті струму або напруги. Такий процес перетворення енергії здійснюється в багатьох Схемах електронної апаратури (випрямлячах, підсилувачах, генераторах).

Крім того, за допомогою електронних приладів удається перетворювати неелектричну енергію в електричну і навпаки (наприклад, у фотоелементах, терморезисторах). Різноманітні електронні датчики і вимірювальні прилади дозволяють з високою точністю вимірювати, реєструвати і регулювати зміни всіляких неелектричних величин - температури, тиску, пружних деформацій, прозорості і т.д.

Процеси перетворення енергії в приладах електроніки відбуваються з великою

швидкістю. Це обумовлено малою інерційністю, характерною для більшості електронних приладів, що дозволяє застосовувати них у широкому діапазоні частот - від нуля до десятків і сотень ГігаГерц. При цьому досягається така висока чутливість, що не може бути отримана в приладах іншого типу. Так, електронними вимірювальними приладами можна вимірювати дуже малі струми і напруги.

Електронні прилади легко виявляють дрібні, зовсім недоступні для механічних вимірювальних інструментів, неточності у виготовленні виробів аж до розмірів у 1 мкм.

Електронний мікроскоп, що збільшує в мільйони разів, відкрив перед людиною можливість глибоко проникнути у світ атома, а спеціальні електронні пристрої радіоастрономії дозволяють людині проникнути в таємниці Всесвіту.

Велике значення електроніки й у біології, де за допомогою електронної апаратури вивчаються процеси вищої нервової діяльності людини, процеси мислення, досліджуються дрібні живі організми, вивчаються проблеми спадковості, генетичного коду й ін.

Електронні прилади знаходять широке застосування й у хімії. Найтонший хімічний аналіз речовини може бути пророблений за допомогою технічних засобів електроніки протягом декількох секунд.

Найбільш характерною рисою подальшого науково-технічного прогресу в нашій країні є перехід до цілком автоматизованого виробництва на базі використання електронної техніки.

Застосування автоматичних систем програмного керування верстатами, лініями і навіть цілими заводами значно підвищує продуктивність праці і забезпечує підвищення якості продукції, економію матеріалів і енергії. Винятково важливе значення має усе більш широке впровадження у всілякі галузі народного господарства нашої країни, у роботу планувальних органів автоматизованих систем керування (АСУ) на основі використання електронних обчислювальних машин (ЕОМ).

Здатність людини мислити і діяти не може бути цілком замінена ніякими машинами. Проте багато процесів протікають настільки швидко, залежать від настільки великого числа різноманітних факторів, що людина, керуючий ними, гостро має потребу в численних засобах, що допомогли б йому підвищити чутливість і швидкість реагування на явища, що відбуваються. Таку допомогу людині роблять різноманітні пристрої електронної автоматики і, у першу чергу, ЕОМ.

Якщо спочатку ці машини виконували тільки обчислювальні роботи, то в даний час сфера їхнього застосування значно розширилася. Сучасні ЕОМ являють собою складні автоматичні пристрої, здатні обробляти всіляку інформацію.

Процеси переробки інформації, що значно ускладнилися в сучасних умовах у зв'язку з розвитком усіх галузей науки і техніки, складають важливий зміст розумової діяльності людей. Тому ЕОМ, прилади і пристрої, що полегшують цю роботу і незмірно підвищувальна її продуктивність, мають першорядне значення для загального науково-технічного прогресу, розвитку економіки і культури суспільства.

2 Власна провідність напівпровідників.

Перед тим, як приступити до розгляду теми, задамося питанням: чому мова далі піде саме про напівпровідники? А це тому, що, як видно з опису розвитку електроніки, в наш час найбільші успіхи в цій галузі пов'язані із застосуванням пристроїв, виконаних на напівпровідникових приладах.

Напівпровідники (НП) належать до класу речовин, що мають тверду кристалічну

структуру і за провідністю ($10^4 - 10^{10}$ См/см) займають проміжне місце між провідниками ($10^4 - 10^6$ Сим/см) та діелектриками (-10^{10} См/см та менше).

При виготовленні НП приладів частіше використовують кремній (Si - має робочу температуру до $140\text{ }^\circ\text{C}$), германій (Ge - найбільша робоча температура $75\text{ }^\circ\text{C}$), арсенід галію (GaAs - працює при температурах до $350-400\text{ }^\circ\text{C}$).

До НП також відносять селен, телур, деякі окисли, карбіди та сульфіди.

НП мають такі властивості:

1)негативний температурний коефіцієнт опору - із збільшенням температури їх опір зменшується (у провідників - зростає);

2)додання домішок призводить до зниження питомого опору (у провідників - до збільшення);

3)на електричну провідність впливають радіація, електромагнітне випромінювання.

Процеси електропровідності НП і діелектриків подібні, але суттєво відрізняються від електропровідності провідників.

Зазначимо, що електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома речовини, мають назву валентних. Вони найслабкіше зв'язані з ядром і визначають фізичні та хімічні властивості речовини.

У провідників електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома, слабо зв'язані з ядром і тому досить легко покидають свої атоми й хаотично переміщуються - стають вільними. Якщо до провідника прикласти зовнішнє електричне поле, виникне впорядкований рух електронів - електричний струм.

У НП усі валентні електрони міцно зчеплені з кристалічними ґратками завдяки так званому ковалентному зв'язку, про який Ви знаєте з хімії. Доки цей зв'язок існує, електрони не можуть переносити електричний заряд.

Механізм електропровідності НП розглянемо на прикладі кристалічних ґраток германію, що є елементом IV групи періодичної системи Менделєєва. Ґратки у вигляді плоскісної структури зображено на рис. 1.1.

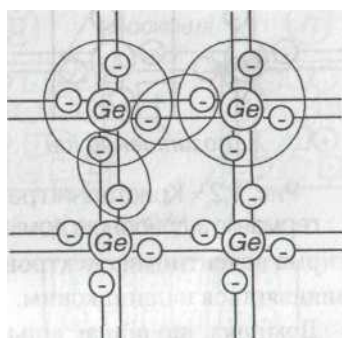


Рис.1,1-Кристалічна решітка германію

Атоми германію розміщені у вузлах кристалічних ґраток, їх зв'язок з іншими атомами здійснюється за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами вказують на ковалентний характер зв'язку, тобто кожна пара валентних електронів належить водночас двом сусіднім атомам. При температурі абсолютного нуля і при відсутності опромінення у НП відсутні рухомі носії і його електричний опір великий (нескінченний).

За звичайних умов, внаслідок дії на речовину теплової енергії, деякі з валентних електронів розривають ковалентні зв'язки - відбувається процес генерації пар носіїв: електронів і дірок. При цьому дірка має позитивний заряд.

Якщо тепер помістити НП в електричне поле, виникне спрямований рух зарядів - електричний струм. На відміну від провідників струм в НП забезпечується носіями двох зарядів - позитивного + та негативного - .

3 Домішкова провідність напівпровідників.

Провідність чистого НП має назву власної, сам же НП відносять до /-типу. Власна провідність звичайно невелика. Значно більшу провідність

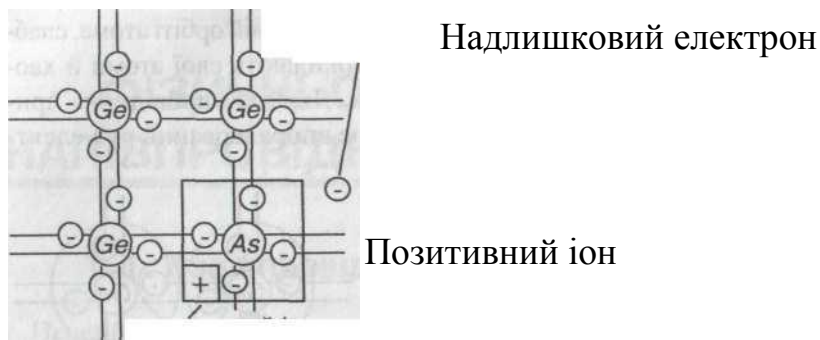


Рис. 1.2 – Кристалічні ґратки германію з донорною домішкою

мають НП з домішками, до того ж її характер залежить ВІД виду домішок. Розглянемо приклад, коли у розплав чистого германію додається домішка арсену (As), як показано на рис. 1.2.

При застиганні у деяких вузлах кристалічних ґраток германію його атоми заміщуються атомами домішки. При цьому чотири валентних електрони домішки створюють систему ковалентних зв'язків чотирма валентними електронами германію, а п'ятий електрон домішки виявляється надлишковим.

Домішка, що віддає вільні електрони, називається донорною. НП з переважаючою кількістю вільних електронів має назву НП з електронною провідністю, або НП п-типу. Вільні електрони залишають у вузлах кристалічних ґраток нерухомі позитивно заряджені іони, що створюють у кристалі позитивний об'ємний заряд.

Розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва), наприклад, індію (In), як це показано на рис. 1.3.

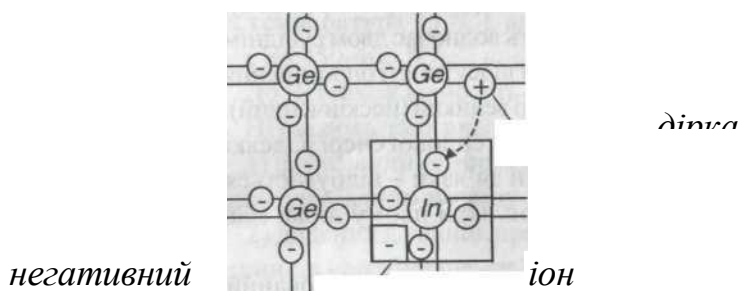


Рис. 1.3 - Кристалічні ґратки германію з акцепторною домішкою

Розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва), наприклад, індію (In), як це показано на рис. 1.3.

Для утворення ковалентного зв'язку між Ge та In одного електрона не вистачає. При дії теплоти навколишнього середовища електрони з верхнього рівня валентної зони

переміщуються на рівень домішки, створюючи зв'язки, яких не вистачає, завдяки чому у валентній зоні утворюються рухомі дірки, а атоми домішки перетворюються у негативні іони. Така домішка називається акцепторною, а НП з переважною кількістю дірок - НП з дірковою провідністю, або р-типу. Переважаючи у НП рухомі носії заряду мають назву основних, решта неосновних.

Лекція №2

Тема: Напівпровідникові діоди

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії діодів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу.
- 2 ВАХ діоду.
- 3 Напівпровідникові діоди.
- 4 Види діодів.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматизации и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

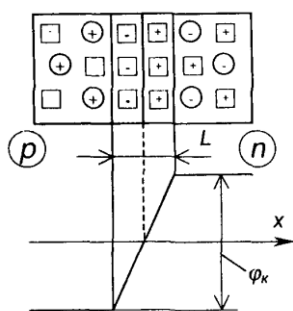
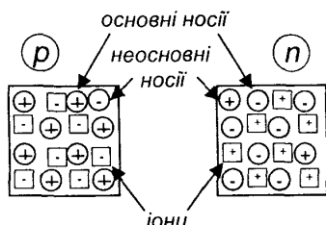


Рис. 1.4 – Утворення на межі між шарами р- та л-типу р-п переходу з потенціальним бар'єром φ_x

1 Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу

Р-п переходом називається вузька зона на межі між шарами НП р- і n-типу, як зображено на рис. 1.4. Фізичні процеси, що відбуваються у р-п переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів. Допустимо, що концентрація основних носіїв у обидвох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм i) електронів із n-шару у р-шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямку. Внаслідок цього у

приконтатній зоні НП р-типу (завдяки іонам акцепторної домішки [+]) з'являється негативний заряд, а у приконтатній зоні л-типу (завдяки іонам донорної домішки [+]) - позитивний заряд.

Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю $E_{вн}$, яке гальмує рух основних носіїв зарядів. З іншого боку, воно виявляється прискорюючим для неосновних рухомих носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через межу між НП

виникає дрейфова складова струму i протилежна дифузійній складовій i , зумовленій рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів). У сталому становищі. $I_{диф} + i_{дрейф} = 0$

Ця рівновага настає за різної контактної різниці потенціалів, що визначається величиною об'ємного заряду потенціальним бар'єром φ_k

Величина φ_k залежить від матеріалу НП і його температури. Для германію $\varphi_k = (0,4 - 0,6)$ В, для кремнію $\varphi_k = (0,6 - 0,8)$ В.

Зона об'ємного заряду – це й є електронно-дірковий перехід. Ширина його, позначена як L , вимірюється десятками мікронів. Оскільки у $p-n$ переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий.

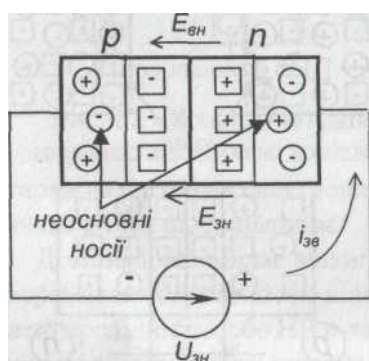


Рис. 1.5 – Зворотнє вмикання $p-n$ переходу

Розглянемо поведінку $p-n$ переходу при під миканні до нього зовнішньої напруги. Можливе пряме або зворотнє вмикання.

При зворотньому вмиканні, як показано на рис. 1.5, до $p-n$ переходу прикладається зовнішня напруга U_{zb} , внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю E_{zn} . У ре зворотно поле в $p-n$ переході зростає і дорівнює

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{зн} \quad E_{рез} = E_{вн} + E_{зн}$$

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{зн} \quad (1.2)$$

Оскільки електричний опір $p-n$ переходу дуже великий, практично вся напруга U прикладається до нього.

Отже, різниця потенціалів на переході становить

$$\varphi_{рез} = \varphi_k + U_{zn} \quad (1.3)$$

де φ - результуюча різниця потенціалів.

Запірні властивості переходу при цьому зростають і дифузійна складова струму / зменшується, а дрейфова $i_{д}$ не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини) і через перехід протікає зворотний струм. Оскільки $i_{диф} \rightarrow 0$, то зворотний струм визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів і є незначним за величиною.

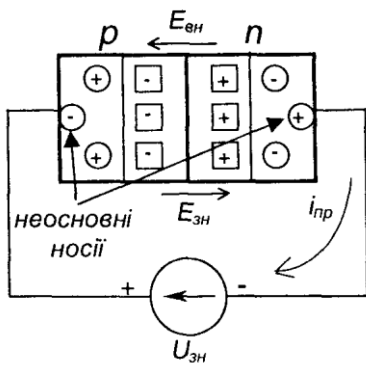


Рис. 1.6 – Пряме вмикання p - n переходу

При прямому вмиканні, як показано на рис. 1.6, за зазначеною полярністю зовнішньої напруги зовнішнє електричне поле спрямоване назустріч внутрішньому і результуюча напруженість зменшується

$$E_{рез} = E_{вн} - E_{зн} \quad (1.5)$$

$$E_{рез} = E_{вн} - E_{зн} \quad (1.5)$$

При цьому i зростає, а i зменшується. Різниця потенціалів становить

$$\varphi_{рез} = \varphi_k - U_{зн} \quad (1.6)$$

У цьому випадку через перехід тече прямий струм

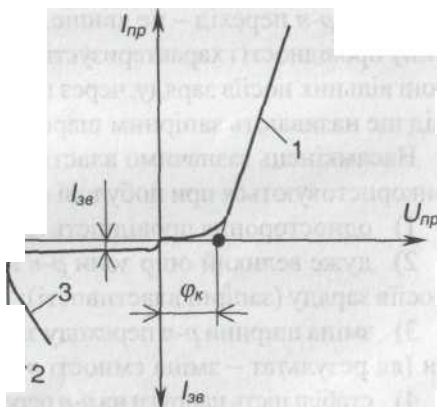
$$i_{пр} = i_{диф} - i_{др} \quad (1.7)$$

Він обумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів і є великим за величиною.

Таким чином, p - n перехід має вентиляльні властивості (від німецького слова *ventil*-клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а при зворотному – значний.

2 ВАХ діоду

Оскільки у p - n переходу явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою вольт-амперної характеристики (ВАХ). Теоретична ВАХ p - n переходу показана на рис.1.7. Вона має пряму (1) та зворотню (2,3) гілки.



ВАХ

Рис. 1.7 – Теоретична ВАХ p - n переходу

Якщо напруга прямого вмикання $U_{пр} < \varphi_k$ через перехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки зі збільшенням воно досягне величини $U_{пр} = \varphi_k$, заперні властивості p - n переходу зникають і струм через перехід визначається лише провідністю p - і n - областей.

При зростанні від нуля зворотної напруги во швидкість руху неосновних носіїв

через перехід зростає. При $U_{np} = U_n$ швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації – вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбувається лавиноподібний зріст зворотного струму. Це явище називається електричним пробоем $p-n$ переходу, а U_n – напругою пробую. Якщо при цьому $p-n$ перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності, що в ньому виділяється ($U_{зл}$), не призводить до суттєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зниженні U_{np} заперні властивості $p-n$ переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробую використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу, як стабілітрон.

При неефективному тепло відведенні, температура структури зростає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується за рахунок теплової генерації), доки електричний пробій не переходить у тепловий, коли матеріал розплавляється і $p-n$ перехід руйнується. Тепловий пробій, зрозуміло, незворотний (гілка 3 ВАХ).

Отже, $p-n$ перехід – це явище, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглий до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому $p-n$ перехід ще називають заперним шаром.

Насамкінець зазначимо властивості $p-n$ переходу, які (в основному) використовуються при побудові електронних НП приладів:

- 1) одностороння провідність (вентильні властивості);
- 2) дуже великий опір зони $p-n$ переходу як зони, де немає вільних носіїв заряду (заперні властивості);
- 3) зміна ширини $p-n$ переходу зі зміною величини зворотної напруги (як результат – зміна ємності $p-n$ переходу);
- 4) стабільність напруги $p-n$ переходу в режимі електричного пробую;
- 5) наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах p - і n -типу.

3 Напівпровідникові діоди

Напівпровідникові діоди - це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості $p-n$ переходу.

Широко розповсюджені випрямні діоди, дія яких базується на використанні вентильних властивостей $p-n$ переходу.

Структура та умовне позначення діода, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 2.3.

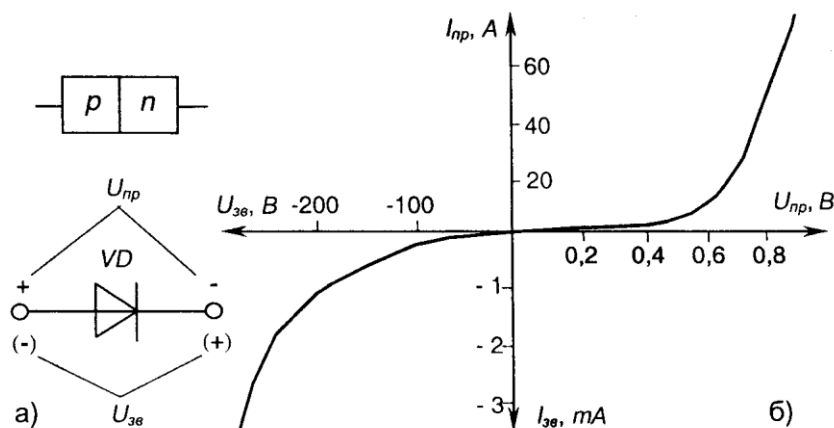


Рис. 2.3 - Структура та умовне позначення (а) і ВАХ (б) випрямного діода

Ці діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти. Основними параметрами випрямних діодів є:

- граничний прямий струм діода I_n - максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів $I_n = (0,1 / 2200)$ А;

- максимально допустимий прямий струм діода (імпульсний) $I_{np\ max}$, становить $(10 / 50) I_n$;

- прямий спад напруги V_{np} , тобто напруга на діоді при граничному прямому струмі I_{np} , для діодів з кремнію становить $(0,6 / 0,8)$ В;

- максимально допустима зворотня напруга V_{zv} , що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження, $V_{zv\ max} = (50 / 3000)$ В.

Виготовляються випрямні діоди переважно із кремнію (у перспективі - із арсеніду галію, як більш термостійкого).

Найпростіша схема випрямлення напруги змінного струму із застосуванням випрямного діода наведена на рис. 2.4.

НП діод, на якому напруга в зоні електричного пробою майже не залежить від струму, називається стабілітроном. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 2.5, в зоні пробою напруга на стабілітроні майже не залежить від струму через нього I_{cm} .

4 Види діодів.

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти тепловому пробою, їх конструкція забезпечує ефективне відведення тепла.

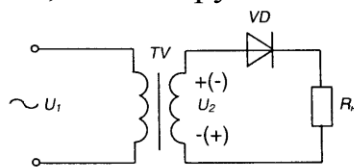


Рис. 2.4 – Найпростіша схема випрямлення напруги

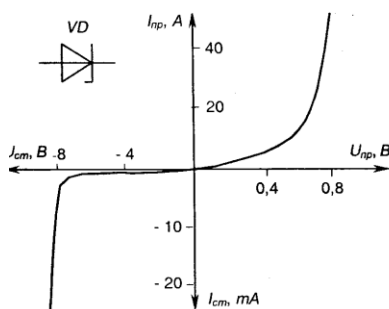


Рис. 2.5 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

Основними параметрами стабілітрона є:

- напруга стабілізації U , що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну величини напруги на приладі зі змінами струму крізь нього)

$$R_d = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}}, \quad (2.3)$$

що складає від одиниць до десятків Ом;

- мінімальний струм стабілізації $I_{cm\ min}$ - мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться в режимі стабілізації - складає одиниці міліампер;

- максимальний струм стабілізації $I_{cm\ max}$ - максимально допустимий струм через прилад, досягає $(0,02 / 1,5)$ А.

Найпростіша схема стабілізації наведена на рис. 2. 6.

Тунельний діод - це НП прилад, у якого специфічний тунельний ефект призводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки негативної провідності - штрихова лінія на рис. 2.7 (там же наведено умовне позначення приладу). Як робоча використовується пряма гілка ВАХ.

Основними параметрами тунельного діода є:

- струм піку I_n , що складає (0,1 - 100) мА;
- відношення струму піку I_n до струму западини I_s :

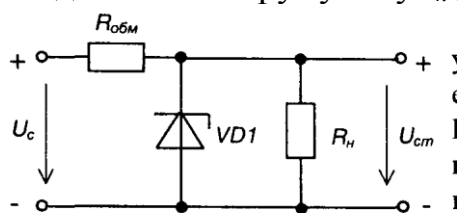


Рис. 2.6 - Схема елементарного стабілізатора напруги

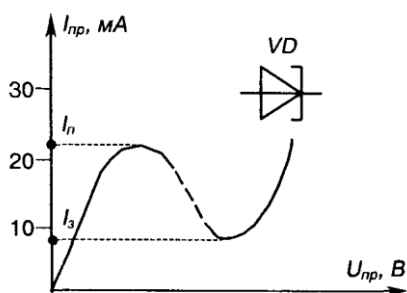


Рис. 2.7 - Умовне позначення та ВАХ тунельного діода

$$\frac{I_n}{I_s} = (5 \div 20)$$

Тунельні діоди-швидкодіючі НП прилади, що застосовуються в генераторах високочастотних коливань та швидкодіючих імпульсних перемикачах.

Для роботи в високочастотних та імпульсних пристроях призначені також відповідно високочастотні та імпульсні діоди, що мають малу ємність - мінімальну тривалість перехідних процесів при вмиканні та вимиканні.

Фотодіоди - фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоелементом, який полягає у тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок - струм при зворотньому вмиканні зростає.

Світлодіоди - перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

У варикапа при змінах величини зворотної напруги змінюється ємність, завдяки чому він може застосовуватися, наприклад, для автоматичного налаштування контурів радіоприймача або телевізора на потрібну станцію чи канал.

Умовні позначення фото-, світлодіода та варикапа наведені на рис. 2.8.

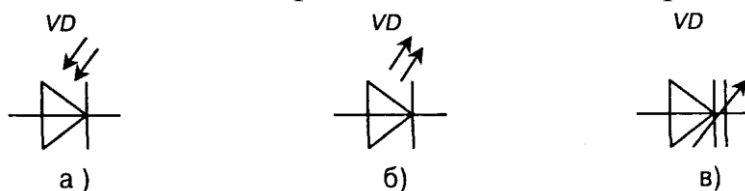


Рис. 2.8 - Умовні позначення фотодіода (а), світлодіода (б), варикапа (в)

Лекція №3

Тема: Будова принцип дії біполярного транзистора.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схеми вмикання, режими роботи транзисторів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Побудова та принцип дії транзистора.

2 Основні схеми вмикання біполярного транзистора.

3 Статичні характеристики біполярного транзистора.

4 Основні режими роботи біполярного транзистора.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проєктор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Побудова та принцип дії транзистора.

Транзистором (від *TRANS I ISTOR*-такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька *p-n* переходів, три або більше виводів і здатний посилювати потужність електричного сигналу.

Дещо забігаючи наперед, розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу.

У найзагальнішому вигляді для підсилення необхідна схема, наведена на рис. 2.9.

Вона складається з навантаження R_n , джерела живлення $E_{дж}$ та деякого гіпотетичного підсилюючого елемента *ПЕ*.

Малопотужна вхідна дія (*Вх. дія*) змінює параметри *ПЕ* так, що пропорційно їй змінюється потужність, яка виділяється в R_n за рахунок $E_{дж}$.

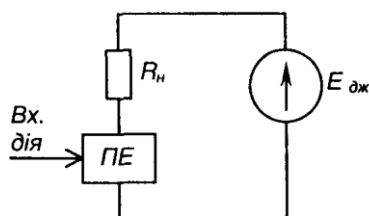


Рис. 2.9 – Елементарна схема підсилення

У якості *ПЕ* добре було б мати,

наприклад, електронний прилад з ВАХ, що наведений на рис. 2.10.

Із залежності $I_{вх} = f(U_{вх})$ - рис. 2.10,а-видно, що вона являє собою пряму, а значить, пропорційним змінам вхідної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування *ПЕ* на зміни вхідної дії. Із залежності $I_{пв} = f(U_{пв})$ -рис. 2.10,б - виходить, що фіксованій величині вхідної дії, яка проявляється у вигляді фіксованої величини $I_{вх}$, відповідає фіксована ре-

акція в силовому колі ПЕ, а саме фіксоване значення I_f , яке не залежить від величини U .

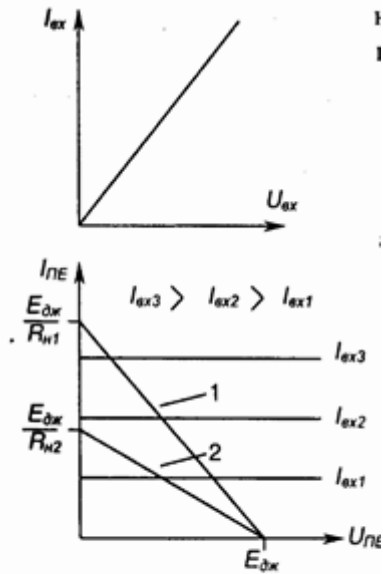


Рис. 2.10 – ВАХ гіпотетичного підсилюючого елемента

Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження $\hat{R}_н = R_н1$, то при зміні I_{ox} від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 2.10, б - пропорційним змінам $i_{/ox}$ відповідають пропорційні зміни $U_{пЕ}$ і $I_{пЕ}$. Випадку, коли $R_н = R_н1$, відповідає пряма 2.

Якщо $V_{не}$ та $I_{пЕ}$ перевищують по величині $V_{вх}$ та $I_{вх}$ маємо підсилювач, що відтворює в $R_н$ всі зміни вхідної дії.

А тепер подивимось, чи може транзистор виконувати роль ПЕ?

Широко розповсюджені транзистори з двома $p-n$ переходами, що мають назву біполярних. Термін "біполярний" пов'язаний з наявністю у цих транзисторів носіїв заряду двох різних типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів використовують германій і частіше кремній. Два $p-n$ переходи створюють за допомогою тришарової структури з чергуванням областей, що мають електронну і діркову електропровідність.

У відповідності до чергування областей з різними типами електропровідності біполярні транзистори поділяються на два класи $n-p-n$ і $p-n-p$ типу, як показано на рис. 2.11.

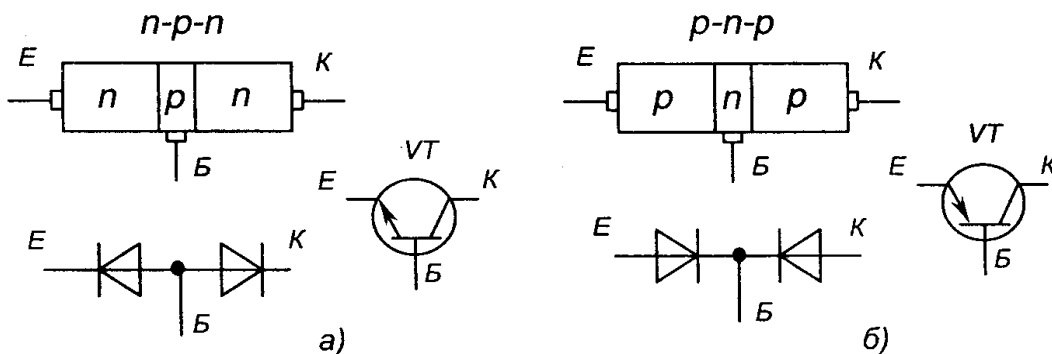


Рис. 2.11 – Схематична побудова та умовне позначення транзисторів $n-p-n$ (а) та $p-n-p$ (б) типів

Центральний шар біполярних транзисторів має назву "база". Зовнішній лівий, який є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається "емітером". Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається "колектором". На перехід емітер - база напруга подається у прямому напрямку, тому, навіть при невеликій напрузі через перехід тече значний струм. На перехід колектор - база напруга подається у зворотньому напрямку. Зазвичай її величина у декілька разів перевищує напругу на переході емітер - база.

На рис. 2.11 наведені також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів ($p-n$ переходів) увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не те що не може забезпечувати підсилення електричного сигналу, а взагалі непрацездатна - струм від колектора до емітера протікати не може!

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що $p-n$ переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з одним, що, в свою чергу, забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової структури, а саме:

- 1) емітер виконано з великою кількістю домішки - він має велику кількість вільних носіїв заряду;
- 2) база виконана тонкою і має малу кількість основних носіїв заряду;
- 3) колектор - масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер. Розглянемо роботу транзистора типу $n-p-n$.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор - база: до нього прикладено напругу E_k як показано на рис. 2.12. Емітерний струм I_E дорівнює нулю, у транзисторі протікає тільки зворотній струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються лише неосновні носії заряду, які й обумовлюють початковий струм I_{k0} (незначний за величиною).

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення E_E , як показано на рис. 2.13, емітерний перехід зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм I_E визначеної величини.

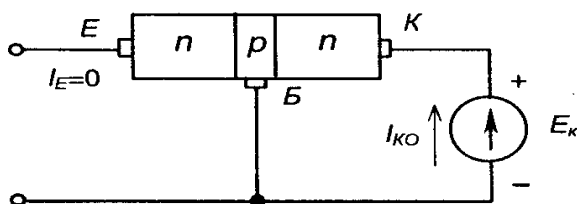


Рис. 2.12 – Спрощена схема вмикання транзистора

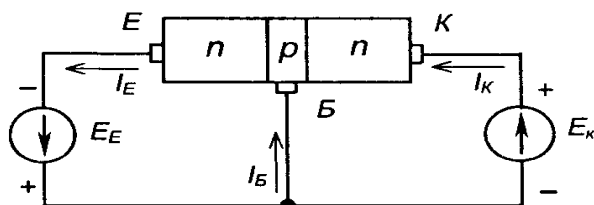


Рис. 2.13 – Схема вмикання транзистора

Оскільки зовнішню напругу прикладено до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками. Більшість електронів, які є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, потрапляючи під дію поля E_k утворюють колекторний струм I_k . Струм I_k практично

дорівнює I_E .

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд

$$I_E = I_B + I_K \quad (2.4)$$

де I_B - струм бази.

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується коефіцієнтом передачі струму, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E} \quad (2.5)$$

Для сучасних транзисторів $\alpha = 0,9/0,995$.

Транзистор $p-n-p$ типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підключення джерел живлення протилежна.

2 Основні схеми вмикання біполярного транзистора

Як елемент електричного кола, транзистор зазвичай використовується так, що один з його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій - спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, який треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного - навантаження, на якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 2.14, розрізняють три схеми вмикання транзисторів:

- зі спільною базою - з СБ;
- зі спільним емітером - з СЕ;
- зі спільним колектором - з СК.

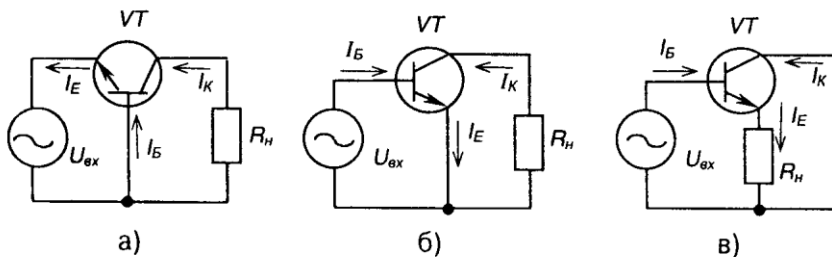


Рис. 2.14 - Схеми вмикання транзистора:
а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для змінного сигналу.

У схемі з СБ: I_E - вхідний струм, I_K - вихідний, передатність струму

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}; \quad \alpha_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_E} \right|_{U_{КБ} = const}$$

статична динамічна -

У схемі з СЕ: I_B - вхідний струм, I_K - вихідний, передатність струму:

$$\beta_{ст} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K : I_E}{(I_E - I_K) : I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad (2.6)$$

статична -

$$\beta_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{КБ} = const} \quad (2.6)$$

динамічна -

$$\text{У схемі з СК: } I_B - \text{вхідний струм, } I_E - \text{вихідний, } \frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta.$$

3 Статичні характеристики біполярного транзистора

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї статичних характеристик («статичних» у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги між його електродами або струму в одному з кіл і знаходяться відповідні їм значення струму в другому колі або напруги між іншими електродами у статичному режимі):

1) сім'я вхідних характеристик $i_{ex} = f(U_{ex}) \Big|_{U_{eux} = const}$

(сім'я – тому, що для кожного конкретного значення U_{eux} маємо свою залежність $i_{ex} = f(U_{ex})$);

2) сім'я вихідних характеристик $i_{eux} = f(U_{eux}) \Big|_{I_{ex} = const}$;

3) сім'я характеристик керування (характеристик прямої передачі)

$$i_{eux} = f(i_{ex}) \Big|_{U_{eux} = const};$$

4) сім'я перехідних характеристик (характеристик зворотнього зв'язку)

$$U_{ex} = f(U_{eux}) \Big|_{I_{ex} = const}.$$

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних характеристик незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

Для схеми з СБ статичні характеристики, наведені на рис. 2.15, описуються залежностями:

вхідні – $I_E = f(U_{EB}) \Big|_{U_{KB} = const};$

вихідні – $I_K = f(U_{KB}) \Big|_{I_E = const};$

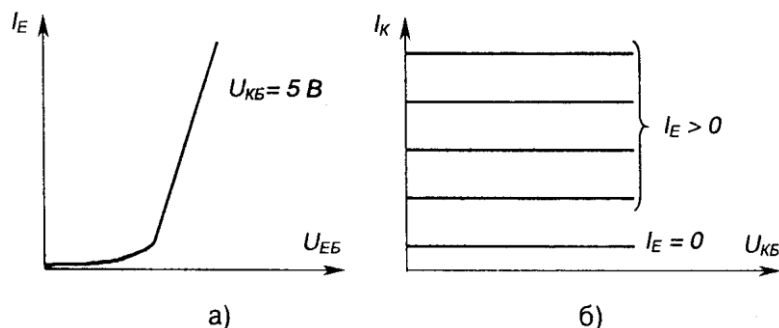


Рис. 2.15- ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СБ: а) вхідні; б) вихідні

З рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення I_K з ростом U_{KB}) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і слабкий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному через звуження бази з ростом U_{KB} за рахунок розширення колекторно-базового р-п переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (2.8)$$

де I_{K0} - зворотний струм колектора,
 r_K — нелінійний опір колекторного переходу.

$$\frac{U_{KB}}{r_K}$$

Величина r_K надто мала і стає відчутною лише у зоні, яка передує пробою через зменшення r_K . Тому можна вважати $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$.

При невисоких температурах величиною I_{K0} також можна знехтувати і тоді $I_K \sim \alpha I_E$. Вхідні характеристики утворюють щільний пучок, що пояснюється слабким впливом колекторної напруги на струм емітера. Тому при практичних розрахунках достатньо мати не сім'ю, а одну вхідну характеристику для колекторної напруги, звичайно, величиною 5 В (рис. 2.15,а).

Для схеми з СЕ статичні характеристики, які наведені на рис. 2.16, є залежностями:

вхідні – $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = const}$;

вихідні – $I_K = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = const}$.

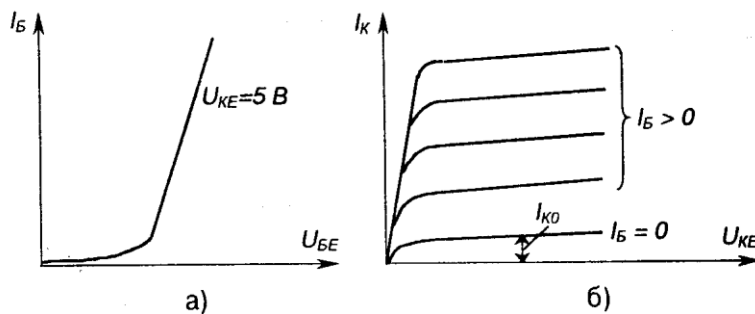


Рис. 2.16 - ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СЕ: а) вхідні; б) вихідні
 Вихідні характеристики схеми з СЕ досить точно можна описати

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K(1-\alpha)} \quad (2.9)$$

або $I_K = \beta I_B + I_{K0}^* + \frac{U_K}{r_K^*}, \quad (2.10)$

де $I_{K0}^* = I_{K0}(\beta + 1); r_K^* = \frac{r_K}{(\beta + 1)}. \quad (2.11)$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з ЗБ (це пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму - на коефіцієнт β), вхідні характеристики більш лінійні.

Характеристики схеми з СК схожі з характеристиками схеми з ЗЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми (I_E або I_K) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні характеристики схеми з СЕ можна використовувати як вихідні характеристики схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

$$\text{вхідна} - I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = \text{const}};$$

$$\text{вихідна} - I_E = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = \text{const}}.$$

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилюючого елемента (див. рис. 2.10) ми бачимо, що транзистор далеко не ідеальний елемент.

Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім того, їх положення залежить від напруги в силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати т прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги).

Вихідні характеристики не паралельні осі напруг (мають деякий нахил: у схеми з СЕ більший, ніж у схеми з СБ), а також реально, нерівномірно розміщуються залежно від рівномірних змін I_B або I_E (наприклад, коефіцієнт В- величина непостійна для різних значень I_E). Більш того, вихідні характеристики схеми з СЕ починаються не від осі I_K , через що, при малих напругах U_{KE} струм I_K , транзистор втрачає керованість.

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури.

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їх не ідеальність компенсується до необхідних значень схемотехнічними прийомами.

4 Основні режими роботи біполярного транзистора

Незалежно від схеми вмикання біполярного транзистора він може працювати у трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному I/E та колекторному I/K переходах:

- 1) режим відсічки ($U_E < 0, I_K < 0$);
- 2) активний режим ($U_E > 0, I_K < 0$);
- 3) режим насичення ($U_E > 0, I_K > 0$).

У режимі насичення, який настає при великому відпiрному вхідному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені у прямому напрямку, транзистор повністю увімкнений і його струм $I_{mp} = U_3 / K_n$, тобто залежить тільки від опору навантаження R_H та зовнішньої напруги U_3 (вихідний опір транзистора знижується до дуже малої величини).

У режимі відсічки, який настає з поданням до вхідного кола транзистора сигналу, що забезпечує повне запирання приладу, обидва переходи зміщені у зворотному напрямі (закритий стан транзистора). При цьому у вихідному колі протікає струм, що є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора високий.

Активний режим є проміжним. В ньому емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний - у зворотному.

Транзистор у цьому режимі працює як підсилювач сигналу: пропорційним змінам вхідного сигналу тут відповідають пропорційні зміни вихідного.

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться в режимах відтинання або насичення, називається ключовим режимом.

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ, зображеною на рис. 2.20. Тут:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B}; \quad (2.19)$$

$$I_K = \beta I_B; \quad (2.20)$$

$$U_{вих} = U_{KE} = E_K - I_K R_K. \quad (2.21)$$

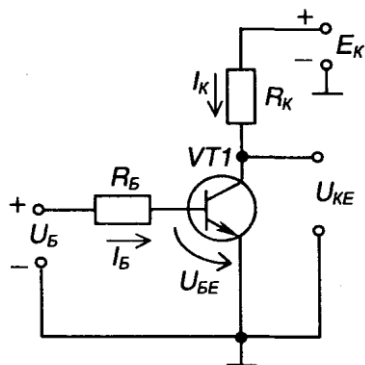


Рис. 2.20 – Схема вмикання транзистора з СЕ

де R_B , R_K - базове та колекторне навантаження, U_{KE} - напруга між колектором та емітером, E_K - напруга джерела живлення.

Рівняння (2.21) характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом і називається динамічною вихідною характеристикою транзистора або лінією навантаження.

На сім'ї вихідних статичних характеристик побудуємо лінію навантаження, як показано на рис. 2.21. Для цього розглянемо режими холостого ходу (Х.Х.) та короткого замикання (К.З.).

Для режиму Х.Х.:

якщо $I_K = 0$, то $U_{KE} = E_K$.

Для режиму К.З.:

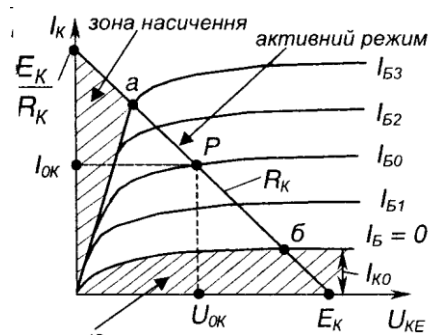


Рис. 2.21 – Вихідна динамічна характеристика транзистора

якщо $U_{KE} = 0$, то $I_K = \frac{E_K}{R_K}$.

Точки перетину лінії навантаження з будь-якою ВАХ називаються робочими точками і відповідають певним значенням вихідного струму та вихідної напруги. Якщо, наприклад, $I_B = I_{ен}$, то цьому відповідає точка P , для якої $U_{вих} = U_{BK}$. $I_{вих} = I_{OK}$

Коли робоча точка лежить у межах відрізка ab , транзистор працює в активному (підсилювальному) режимі, де змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Якщо робочу точку намагатися задати нижче точки $б$, транзистор переходить до режиму відтинання, якому відповідає власне точка $б$ (транзистор тут відтинає протікання струму у силовому колі).

Якщо ж робочу точку задавати вище точки a - транзистор знаходиться в режимі насичення, якому і відповідає точка a .

Взагалі режимом насичення називають такий режим, коли подальшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшення вихідної реакції, що досягла деякого значення.

У режимі насичення через транзистор протікає струм

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K}. \quad (2.22)$$

Для того щоб транзистор увійшов до режиму насичення, необхідно забезпечити струм бази не менший за $I_{BH} = \frac{I_{BH}}{\beta}$.

Ступінь насичення характеризується коефіцієнтом насичення

$$S = \frac{I_B}{I_{BH}} \quad (S > 1, \text{ тому що тут } I_B > I_{BH}). \quad (2.23)$$

В активному режимі $S < 1$.

До основних параметрів біполярних транзисторів належать:

- максимально допустимий струм колектора I_K , що становить (0,01н-100)А;
- допустима робоча напруга U_{KE} , що становить (20+1000) В;
- коефіцієнт передачі по струму ($i = 20+50$;
- допустима потужність на колекторі P_K (якщо $P_K < 0,3$ Вт, то маємо транзистор малої потужності, якщо $P_K = 0,3+1,5$ Вт - середньої потужності, якщо $P > 1,5$ Вт - великої потужності).

Лекція №4

Тема: Будова принцип дії тиристора.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схеми вмикання, режими роботи тиристорів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Будова принцип дії диністора

2 Будова принцип дії тиристора

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

Тиристор (від грецького *ікуга* - двері + резистор) - це напівпровідниковий прилад, що має багаточарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму.

Тиристори бувають двоелектродні (або діодні) - диністори та триелектродні (або тріодні) - триністори.

1 Будова принцип дії диністора

Диністор має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 2.32. У нього є три $p-n$ переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги U_A , два крайніх з них (Π_1 і Π_2) зміщені у прямому напрямку, а середній (Π_2) - у зворотному (рис. 2.32,а).

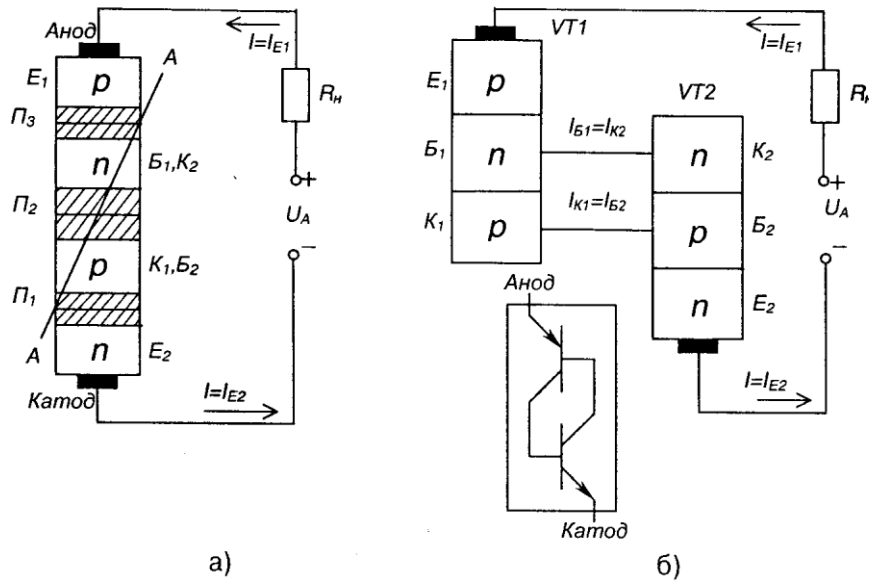


Рис. 2.32 – Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), що складається з двох транзисторів $VT1$ та $VT2$ $p-n-p$ та $n-p-n$ типу відповідно (рис. 2.32,б). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини $A-A$, а потім обидві частки електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи (Π_1 і Π_2), є емітерними переходами цих транзисторів, а перехід Π_2 для обох транзисторів є колекторним.

Область бази B_1 транзистора $VT1$ одночасно є колекторною областю транзистора $VT2$, а область бази B_2 , транзистора $VT2$ - колекторною областю транзистора $VT1$.

Відповідно, колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{K1} = I_{B2}$, а колекторний струм другого транзистора - базовим першого $I_{K2} = I_{B1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній додатний зворотний зв'язок: якщо увімкнеться хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного в увімкненому стані.

Струм диністора - це емітерний струм першого транзистора I_{E1} або другого I_{E2} . У той же час він складається з двох колекторних струмів, $I_{K1} = \alpha_1 I_{E1}$ та $I_{K2} = \alpha_2 I_{E2}$, де α_1 і α_2 коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів $VT1$, $VT2$. Крім того, до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0} .

Таким чином, можна записати

$$I = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0}. \quad (2.24)$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I,$$

а значить
$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0}, \quad (2.25)$$

звідки

$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.26)$$

Проаналізуємо вираз (2.26), використовуючи графіки залежності α_1 та α_2 від струму диністора, наведені на рис. 2.33.

Для малих значень струмів рис. 2.33 - Залежність α_1 та α_2 ($\alpha_1 + \alpha_2 < 1$) і струм I теж порівняно

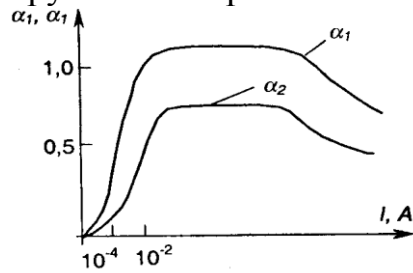


Рис. 2.33 – Залежність α_1 та α_2 від струму диністора

невеликий. Із зростанням напруги на диністорі коефіцієнти α_1 та α_2 обростають (за рахунок звуження баз транзисторів через розширення зворотно зміщеного переходу Π_2), а отже, зростає і струм через диністор I .

При деякому значенні струму, що зветься струмом вмикання диністора $I_{ем}$, отримаємо $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$ і вихідний струм мав би зрости до нескінченності, якби не обмежуюча дія опору навантаження R_n . Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього додатного зворотного зв'язку.

ВАХ диністора наведена на рис. 2.34, на якому позначено:

$U_{кц}$ - напруга вмикання диністора;

$I_{кii}$ - струм вмикання;

$I_{кii}$ - струм утримання;

$I_{кii}$ - граничнодопустимий струм приладу;

$U_{вх}$ - напруга, що відповідає $I_{гр}$.

Ділянка Oa ВАХ відповідає закритому стану диністора, ділянка ab - лавиноподібному перемиканню приладу (ділянка з негативним опором, бо тут умовне позначення $R = -\Delta U / \Delta I$ - величина від'ємна),

а ділянка $бв$, подібна відрізку ВАХ діода - увімкненому стану диністора (режим насичення), вона є робочою ділянкою характеристики.

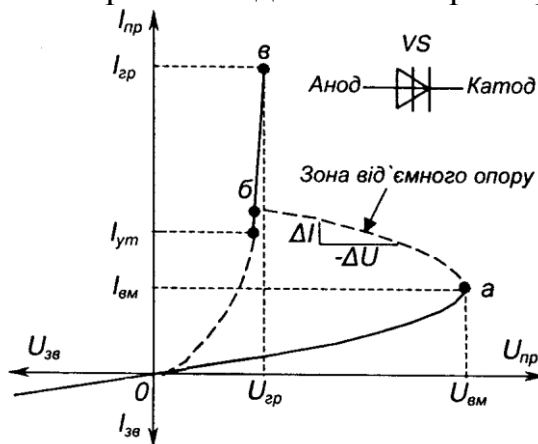


Рис. 2.34 – ВАХ диністора та його умовне позначення

Для вимкнення приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання.

Основні параметри диністора:

- напруга вмикання диністора, $U_{вх}$ що становить (20/1000) В;

- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження $I_{пр макс}$, що становить (0,1/2) А;

- струм утримання $I_{ут}$ — мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан, що становить (0,01/0,1) А;

- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{звмах}$ сягає до 1000 В;
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах (1/10) мкс.

2 Будова принцип дії тиристора (керований діод)

Диністри не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Зате тріодний тиристор (триністор), який є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

Тиристор - це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових областей зроблено вивід - керуючий електрод.

Структура та умовне позначення триністора (надалі - тиристор) наведені на рис. 2.35.

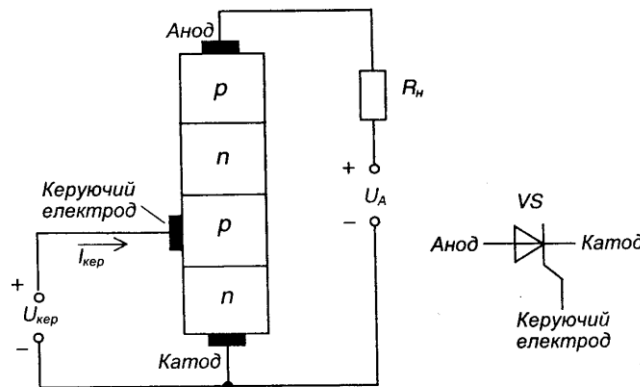


Рис. 2.35 - Структура та умовне позначення тиристора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на р-п; перехід, що працює у прямому напрямку, можна регулювати величину $U_{вх}$. Цю головну властивість тиристора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 2.36.

Схема вмикання тиристора зображена на рис. 2.37.

Якщо подати в керуюче коло імпульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після зняття сигналу керування.

Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його анодному колі нижче струму утримання $I_{ут}$.

У колах постійного струму вимикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна щодо тиристора (примусова комутація). У колах змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (невимушена комутація) - тому найширшого використання набули саме у колах змінного струму у якості напівкерованих електронних перемикачів.

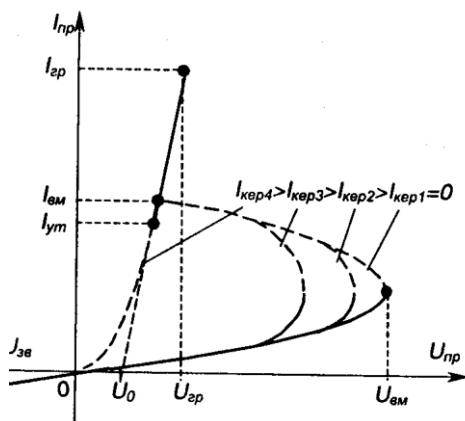


Рис. 2.36 – ВАХ тиристора

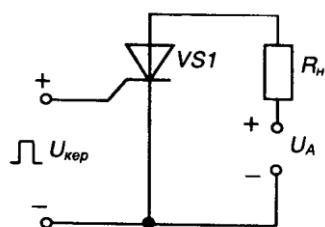


Рис. 2.37 – Найпростіша схема вмикання тиристора

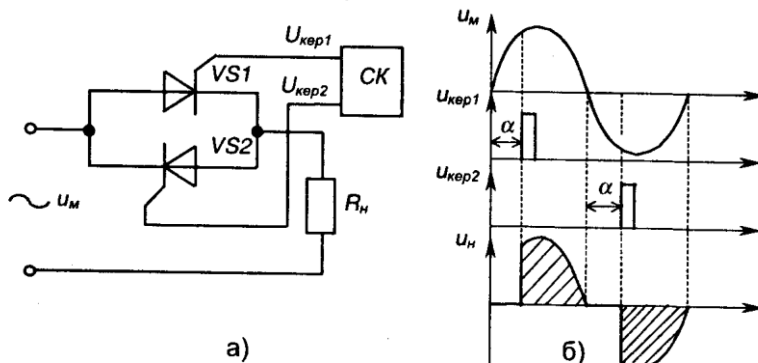


Рис. 2.38 – Однофазний регулятор: а) електрична схема; б) часові діаграми роботи

На рис. 2.38 наведено схему найпростішого однофазного регулятора та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі $U_{\text{ц}}$ через нуль - кут регулювання α - від 0 до π , можна регулювати напругу на навантаженні $U_{\text{ц}}$ від нуля до максимуму.

Тиристри мають багато параметрів (біля ста). Наведемо основні з них.

1) Статичні параметри:

- струм вмикання $I_{\text{вм}}$;

- струм утримання (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора при розімкненому колі керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у неспровідний стан), становить (0,01 / 0,7) А;

- порогова напруга U_n , становить до 2 В.

2) Граничні параметри:

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження / , складає (0,1/2000) А;

- максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_z = (100\text{-}24000)$ В;

- струм робочого перевантаження, сягає $3/$;

- ударний струм у відкритому стані, що не повторюється, сягає $20I_{\text{гр}}$;

- допустима середня потужність втрат у відкритому стані.

3) Динамічні параметри:

- час вмикання $\tau_{вм}$ (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить (1 / 10) мкс;

- час вимикання $\tau_{вим}$ (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладенням напруги до тиристора (див. рис. 2.39), що не викликає самовільного вмикання

приладу - час відновлення запірних властивостей), становить (10 / 500) мкс;

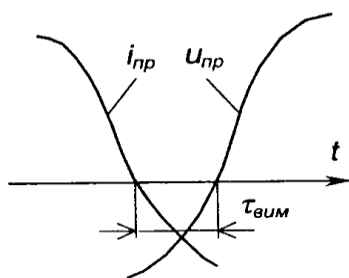


Рис. 2.39 – Часова діаграма вимикання тиристора

- допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, що не призводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури (яка являє собою паразитний конденсатор) та

внутрішнього додатного зворотного зв'язку $(di/dt)_{крит} = 20-500 \text{ В/мкс}$ (для гарантованого забезпечення не перевищення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають RC-ланцюжок);

- допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву структури $(di/dt)_{крит} = 10 - 70 \text{ А/мкс}$ (для гарантованого забезпечення не перевищення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність - дросель).

4) Параметри кола керування:

- це значення постійного та імпульсного струмів кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В, та відповідні їм падіння напруги в колі керування.

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора - звичайно становить (15/ 20) мкс для активного навантаження.

Лекція №5

Тема: Основні режими (класи) роботи підсилювачів.

Кола зміщення підсилюючих каскадів.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії підсилювачів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Основні режими (класи) роботи підсилювачів.

2 Кола зміщення підсилюючих каскадів.

3 Температурна стабілізація підсилювачів

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Основні режими (класи) роботи підсилювачів.

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилюючого каскаду. Ним визначаються призначення, к.к.д., величина нелінійних спотворень (ступінь порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільш широко застосовують три класи, які називають - А, В і С.

При роботі підсилювача у режимі класу А точку спокою P якій відповідають струми $I_{ок}$, $U_{ок}$, $I_{об}$ вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним і грумом, як показано на рис. 3.5 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

в,б, - ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. $\eta=0,25/0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність. Тому клас А застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

Якщо підсилювач працює у режимі класу В, точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відтинання: її положення і приблизно відповідає точці $a1$ на рис. 3.6. В цьому режимі нелінійні створення великі, а к.к.д. $\eta=0,6/0,7$.

При роботі підсилювача в режимі класу С точка спокою P лежить на ділянці відтинання $a1a$. У цьому разі $\theta = \pi/2$, $\eta \sim 0,85$.

Класи В і С застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому підсилення додатної та від'ємної півхвиль сигналу забезпечується у цьому разі окремими найпростішими каскадами, що являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму.

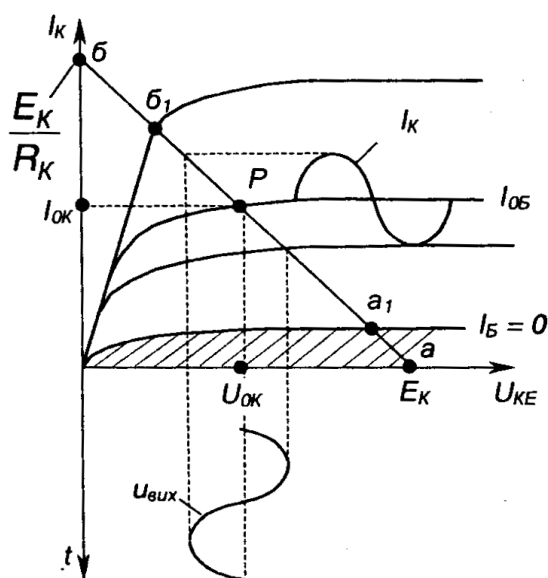


Рис. 3.5 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу А

Клас АВ є проміжним між класами А і В: має менші викривлення сигналу,

ніж клас В, у якому вони обумовлені не-лінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора (див. рис. 2.16), але більш економічний, ніж клас А.

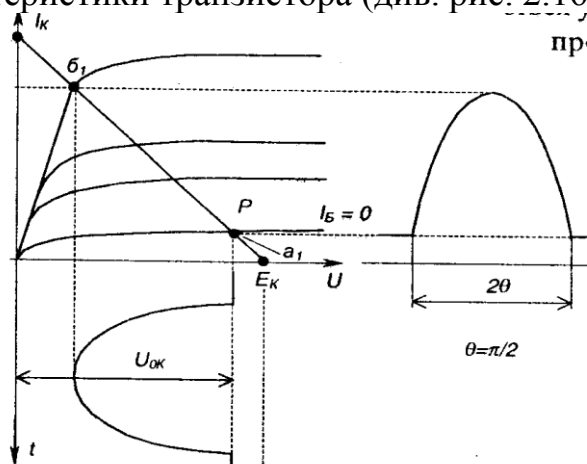


Рис. 3.6 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимах класів В і С

2 Кола зміщення підсилюючих каскадів.

Як було зазначено, щоб задати режим спокою каскаду, на його вхід необхідно подати певне значення постійної напруги, яка має назву напруги зміщення, а кола, що забезпечують подачу цієї напруги, називаються колами зміщення (робоча точка P зміщується з положення, що відповідає $I_B=0$ в положення, обумовлене класом).

Існує два способи задання початкової напруги: фіксованим струмом або фіксованою напругою.

Перший спосіб реалізується за допомогою двох схем. Одну з них зображено на рис. 3.7 (вважаємо джерело вхідного сигналу умовно закороченим). У цій схемі напруга зміщення задається допоміжним джерелом напруги $E_{зм}$, яке разом з опором R_B утворює коло зміщення.

Параметри кола зміщення розраховують за допомогою вихідної динамічної характеристики транзистора за постійним струмом, показаної на рис. 3.8,б. Клас режиму роботи підсилювача визначає положення точки спокою P , а отже, значення $I_{ок}$, $U_{ок}$, $I_{об}$.

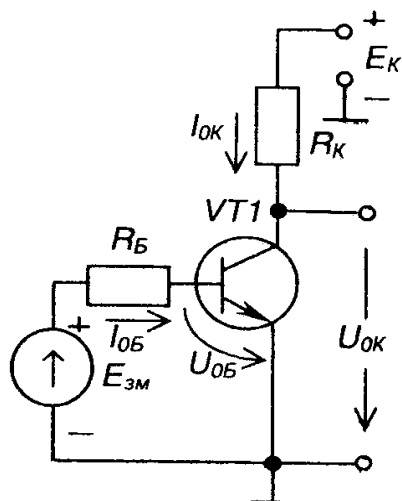


Рис. 3.7 – Зміщення допоміжним джерелом напруги

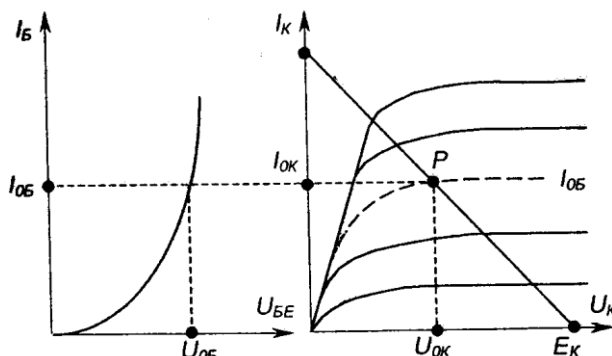


Рис. 3.8 – Динамічні характеристики транзистора за постійним струмом: а – вхідна, б – вихідна

Знайшовши величину $I_{об}$ і користуючись вхідною характеристикою транзистора (рис. 3.8,а), визначають $U_{об}$. Після цього знаходять R_B :

$$R_B = \frac{E_{зм} - U_{0Б}}{I_{0Б}}. \quad (3.4)$$

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис. 3.9. Режим спокою забезпечується напругою джерела E_K і опором R_B :

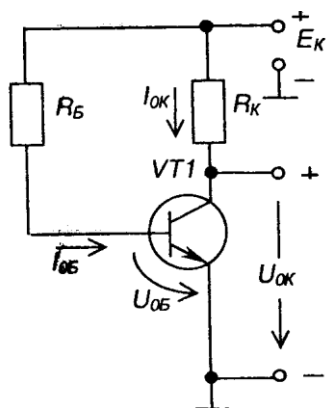


Рис. 3.9 – Зміщення за одного джерела напруги

$$R_B = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б}}. \quad (3.5)$$

Способів задання зміщення фіксованою напругою реалізується дільником напруги як показано на рис. 3.10 резистори R_1 і R_2 . Для розрахунку параметрів дільника використовують такі співвідношення:

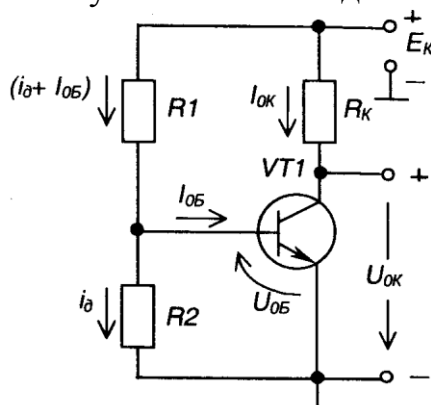


Рис. 3.10 – Зміщення фіксованою напругою

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б} + i_0}; \quad (3.6)$$

$$R_2 = \frac{U_{0Б}}{i_0}; \quad (3.7)$$

$$i_0 = (2 \div 5) I_{0Б}. \quad (3.8)$$

Остання схема знайшла найширше використання при побудові підсилюючих каскадів

3 Температурна стабілізація підсилювачів

Як впливає із попередніх викладів, положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом. При підвищенні температури навколишнього середовища він зростає, при зниженні - зменшується. В результаті положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього середовища або при заміні транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися).

Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури навколишнього середовища показано на рис. 3.11.

Щоб забезпечити температурну стабілізацію режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

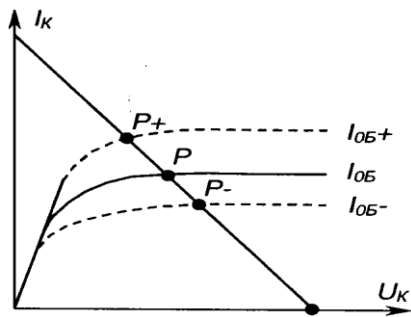


Рис. 3.11 – Температурний дрейф точки спокою транзистора

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно з емітером транзистора вмикається резистор R_E , шунтований конденсатором C_E , як показано на рис. 3.12.

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, скориставшись рівняннями (3.9 -3.10), а також тим, що $U_{Б,1} = const$ (задається дільником $R_1 R_2$ і від температури не залежить).

$$U_{\partial} = U_{0Б} + I_{0E} R_E \quad (3.9)$$

$$U_{0Б} = U_{\partial} - I_{0E} R_E \quad (3.10)$$

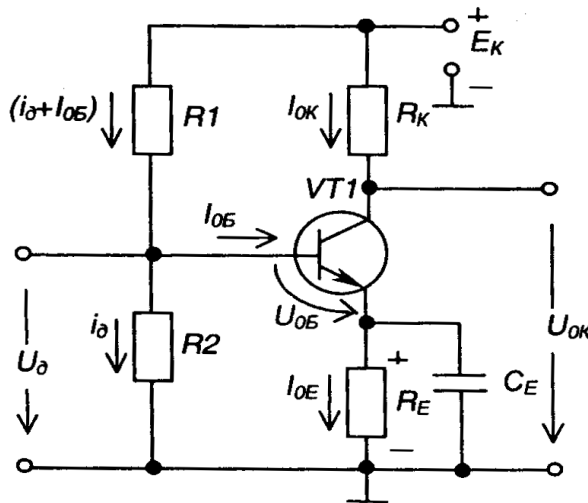


Рис. 3.12 – Підсилювач з температурною стабілізацією

Так, наприклад, при зростанні температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі B що призводить до зростання колекторного струму спокою $I_{0к} = B I_{0Б}$, а отже, і струму емітера $I_{0E} = (I_{0к} + I_{0Б})$. Падіння напруги на R_E збільшується, а це, виходячи з (3.10), викликає зменшення $U_{0Б}$, що, у свою чергу, зменшить $I_{0Б}$, а значить, і $I_{0к}$ (приблизно до попереднього значення).

Таким чином, спроба відхилення $I_{0к}$ від заданого значення припиняється за рахунок наявності в схемі R_E , яке у даному випадку здійснює від'ємний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що при зменшенні температури струм $I_{0к}$ також практично не змінить свого значення.

Звичайно, задають $R_E = (0,1/0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує вимкнення від'ємного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається зі співвідношення $1/\omega_n C_E \ll R_E$, де ω_n – нижня границя діапазону робочих частот підсилюваного сигналу.

Лекція №6

Тема: Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії підсилювачів
Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Будова принцип дії каскаду зі спільним емітером
- 2 Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач)
- 3 Підсилюючий каскад з СБ

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:
Плакати, картки, проектор.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Будова принцип дії каскаду зі спільним емітером

Найбільш розповсюджена схема каскаду попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ наведена на рис. 3.13.

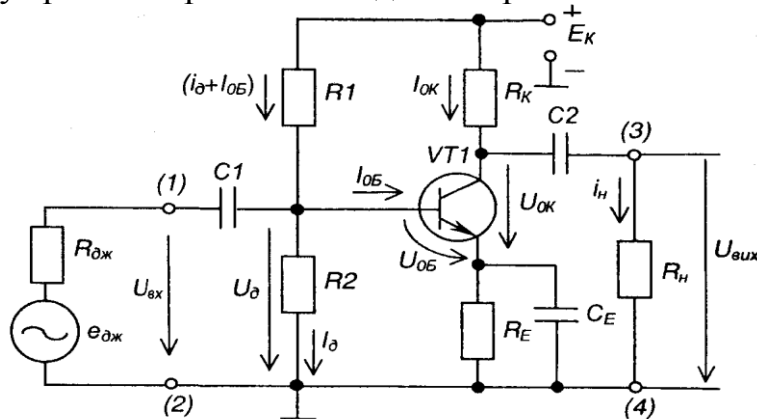


Рис. 3.13 – Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Розглянемо склад схеми та призначення елементів.

$VT1$ - біполярний транзистор - підсилюючий елемент.

R_H - навантаження, на якому виділяється підсилений сигнал.

R_K - колекторне навантаження транзистора за постійним струмом.

E_K - джерело живлення.

Зазначимо: $VT1$ разом із R_K і E_K утворюють головне коло підсилювача, в якому здійснюється підсилення сигналу. Решта елементів схеми виконують допоміжну роль.

Так, діляк напруги R_1R_2 задає режим спокою класу А, подаючи на вхід каскаду постійну напругу U_d .

R_E, C_E - забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою.

C_p, C_2 - розділяючі конденсатори: C_1 виключає потрапляння постійної напруги V_0 на джерело вхідного сигналу; C_2 , виключає потрапляння постійної напруги на колекторі $V_{ок}$ на навантаження (конденсатори розділяють ланцюги за постійним струмом).

Вхідний сигнал, що підлягає підсиленню, подається на клеми (1)-(2): $e_{джс}$ - джерело вхідного сигналу; $R_{джс}$ - його внутрішній опір.

Для цієї схеми необхідно дотримуватись таких співвідношень:

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll R_{вх};$$

$$\frac{1}{\omega_n C_2} \ll R;$$

$$\frac{1}{\omega_n C_E} \ll R_E,$$

де ω_n - нижня грань діапазону частот підсилюваного сигналу.

Навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{н\approx} = \frac{R_n R_k}{R_n + R_k}. \quad (3.11)$$

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.14.

Можна бачити, що, наприклад, при додатній півхвилі вхідної напруги із зростанням базового струму i_B зростає і колекторний струм $i_{ю}$ який у B разів більший за i_B . При цьому колекторна напруга $u_{ю}$ яка дорівнює різниці між E_k і спадом напруги на R_k знижується: у даній схемі поряд з підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180 ел. град, (інверсія).

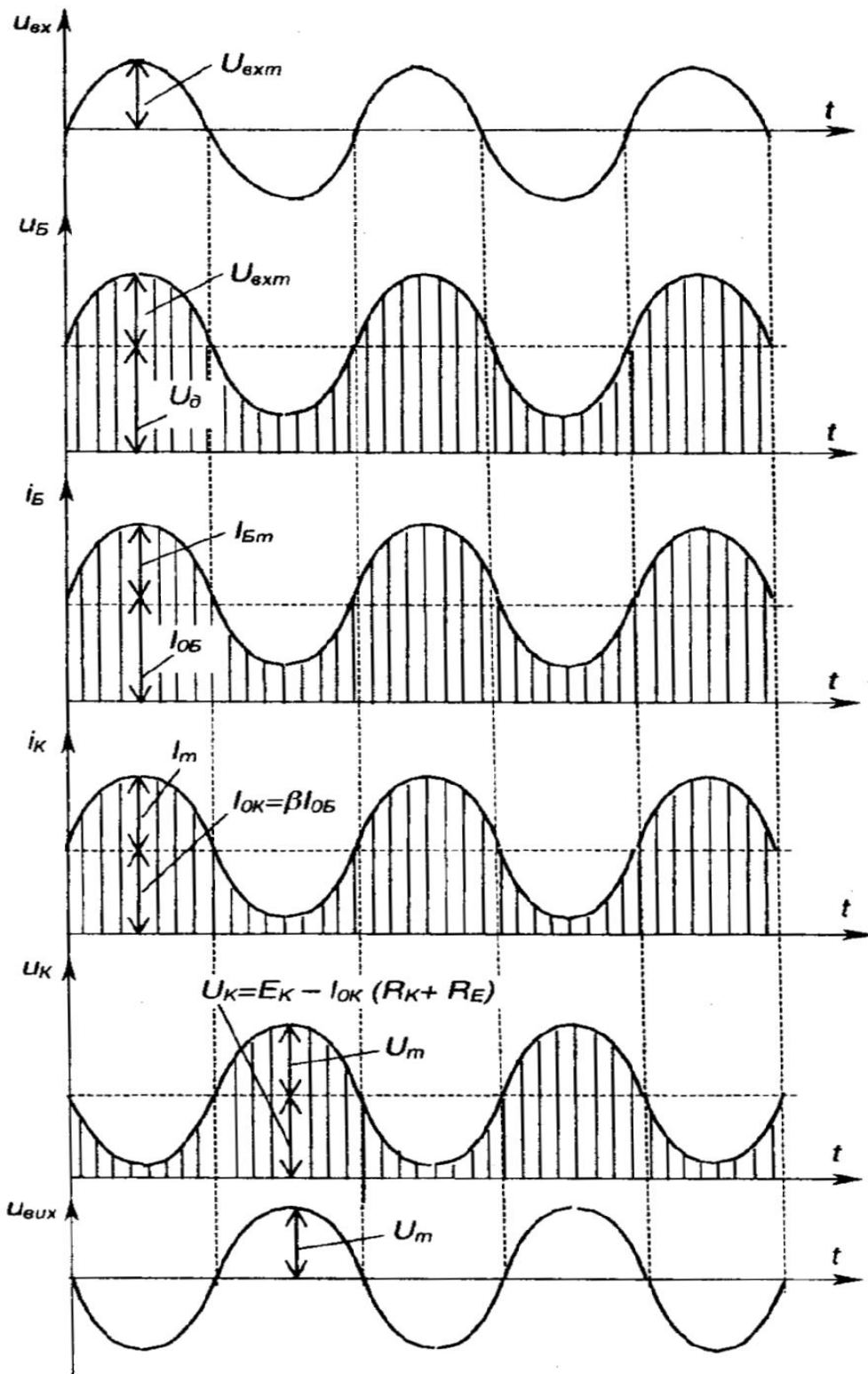
Такий підсилювач можна розрахувати аналітично за допомогою h параметрів або на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод прийнятний за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ.

Більш універсальним є графоаналітичний метод розрахунку, який проводиться по вихідній динамічній характеристиці транзистора за постійним струмом. Крім того, використовуються вихідні статичні характеристики транзистора.

На рис. 3.15,а зображено вхідну характеристику транзистора, на рис. 3.15,б - вихідні статичні характеристики, на яких будується лінія навантаження за постійним струмом. Вона і є вихідною динамічною характеристикою за постійним струмом: Будується лінія навантаження за двома точками, що відповідають: режиму Х.Х. транзистора - $U_{KE} = E_k$ при $I_k = 0$,

режиму К.З. транзистора - $I_k = E_k / (R_k + R_E)$ при $U_{KE} = 0$.

ab — лінія навантаження за постійним струмом. За її допомогою знаходять положення точки спокою P , яка для режиму класу А має лежати в середині відрізка ab . Із вхідної характеристики знаходимо значення $U_{об}$. Тобто за допомогою лінії навантаження за постійним струмом, вхідної та вихідної характеристик транзистора знаходимо параметри, що характеризують транзистор за постійним струмом при $U_e = 0$. знаючи $U_{об}$, можна розрахувати параметри дільника напруги R_1, R_2 . Щоб знайти вихідні параметри каскаду, необхідно використати лінію навантаження за змінним струмом.



3.14 – Часові діаграми роботи каскаду підсилення з СЕ

Виходячи з того, що

$$i_K = I_{0K} + I_m \sin \omega t; \quad (3.13)$$

$$u_K = U_{0K} - U_m \sin \omega t; \quad (3.14)$$

$$U_m = I_m R_u, \quad (3.15)$$

і виразу (3.13) знаходимо

$$U_{KE} = E_K - I_K (R_K + R_E) \quad (3.12)$$

$$I_m = \frac{i_K - I_{OK}}{\sin \omega t} \quad (3.16)$$

У вираз (3.14) підставимо (3.15) і (3.16). Одержимо

$$u_K = U_{OK} - (i_K - I_{OK}) R_{н\approx} \quad (3.17)$$

Це і є вихідна динамічна характеристика транзистора за змінним і струмом.

За умови: $u_K = U_{OK}$ маємо $i_K = I_{OK}$.

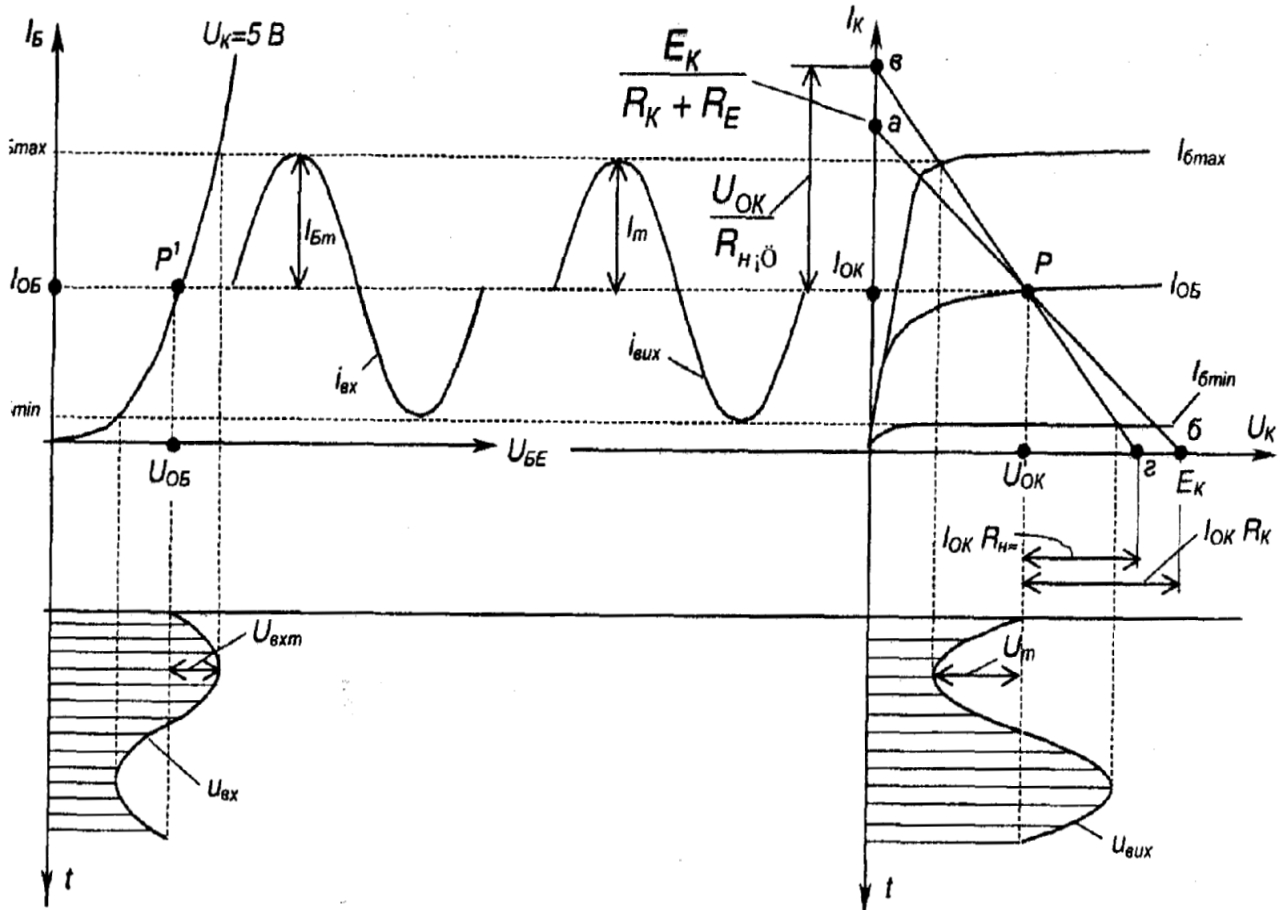


Рис. 3.15 - Вхідна (а) та вихідні статичні й динамічні (б) характеристики транзистора та часові залежності струмів і напруг

Для режиму Х.Х.: $i_K = 0$, $u_K = U_{OK} + I_{OK} R_{н\approx}$.

За цими точками будуюмо лінію $вг$, яка й характеризує роботу каскаду за змінним струмом.

Визначимо основні параметри каскаду.

1. Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{нм}}{I_{вхт}} = \frac{I_m R_K}{I_{Бм} (R_K + R_{н\approx})} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_{н\approx}} \quad (3.18)$$

2. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{нм}}{U_{вхт}} = \frac{I_m R_{н\approx}}{I_{Бм} R_{вх}} = \beta \frac{R_{н\approx}}{R_{вх}} \quad (3.19)$$

3. Вхідний опір

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{вх}} \quad (3.20)$$

Якщо вважати $i_{вх} = I_{\beta}$ (без врахування дільника R_1, R_2), то

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$$

Наявність ділянки R_1, R_2 , знижує вхідний опір. Зверніть увагу:

(відносно вхідного сигналу змінного струму резистори R_1 і R_2 виявляються увімкненими паралельно: від $e_{дж}$ струм тече не тільки через R_2 , (що очевидно), а й через R_1 і далі через E_k (з опором, що дорівнює нулю - джерело напруги).

4. Вихідний опір каскаду $R_{вих} = R_k$, оскільки опір транзистора з боку колектора нескінченний (реально - сотні кілоом), як у джерела струму (див. розділ 2.4).

Обмеження, яких необхідно дотримуватись при розрахунку каскаду:

- 1) $I_{ок} = (1,05 \div 1,2) I_m$;
- 2) $(I_{ок} + I_m) < I_{kmax}$ (максимально допустимого струму транзистора);
- 3) $U_{ок} > U_m$;
- 4) $(U_{ок} + U_m) < U_{kmax}$ (максимально допустимої робочої напруги);
- 5) $P_k = I_{ок} U_{ок} < P_{дон}$ (допустимої потужності).

Із розглянутого випливає, що для каскаду з СЕ: $K \gg 1$, $KU \gg 1$ його використовують, коли необхідно отримати якнайбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Каскади з СЕ зручно сполучаються один з одним, оскільки їх вхідний і вихідний опори досить близькі.

2 Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач)

Схема емітерного повторювача зображена на рис. 3.16.

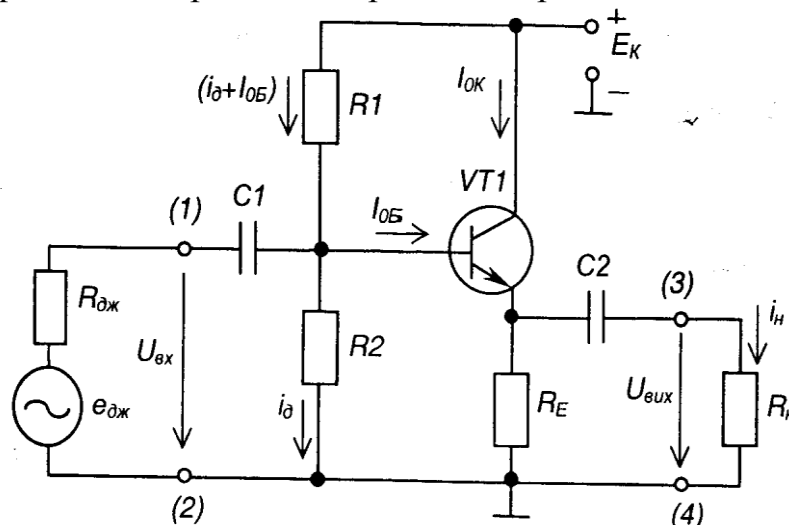


Рис. 3.16 – Емітерний повторювач

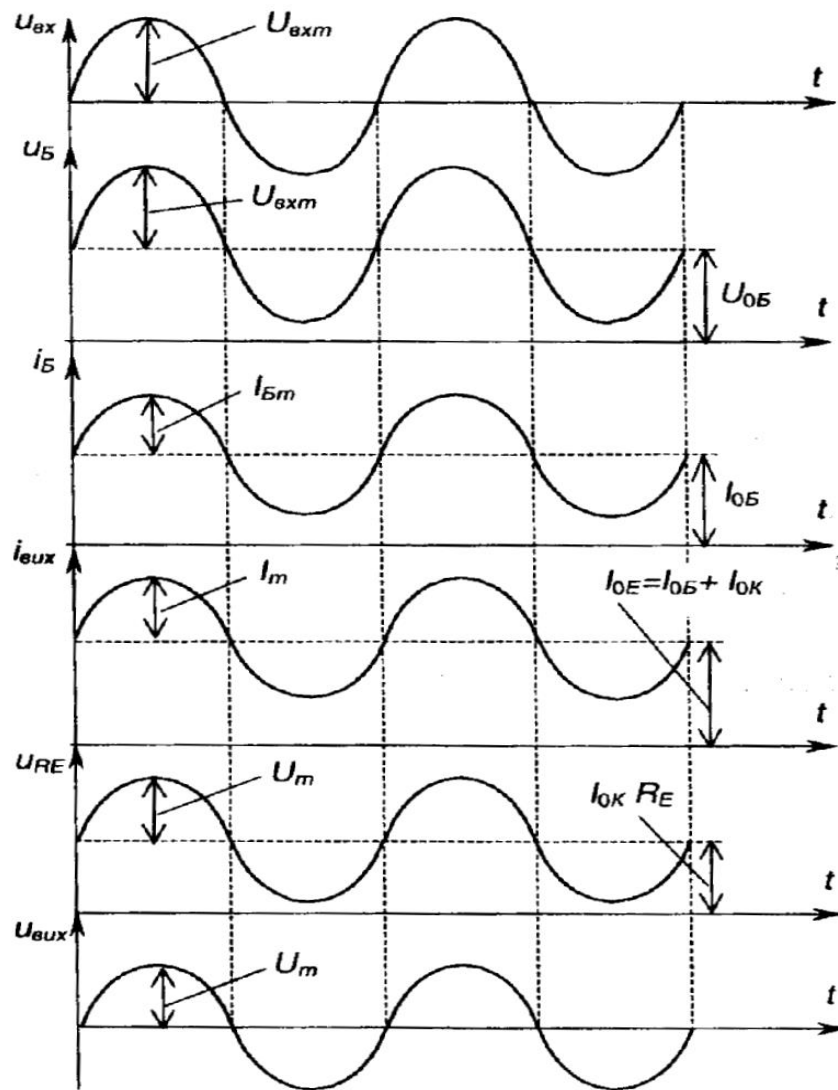


Рис. 3.17 – Часові діаграми роботи емітерного повторювача

Розглянемо параметри повторювача, аналогічні параметрам каскаду з СЕ.

$$1. K_I = \frac{I_{\text{нм}}}{I_{\text{Бм}}} = \frac{I_E R_E}{(R_E + R_{\text{н}}) I_{\text{Бм}}} = (\beta + 1) \frac{R_E}{R_E + R_{\text{н}}} \gg 1.$$

$$2. K_U = \frac{U_{\text{вихм}}}{U_{\text{вхм}}} = \frac{U_{\text{вихм}}}{U_{\text{вихм}} + U_{\text{БЕ}}} < 1; U_{\text{БЕ}} \ll U_{\text{вихм}}, \text{ тому } K_U \approx 1.$$

$$3. R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вхм}}}{I_{\text{вхм}}} = R_B + (\beta + 1)(R_E + R_{\text{ЕБ}}),$$

$$4. R_{\text{вих}} = R_{\text{ЕБ}} + \frac{R_B + R_{\text{дж}}}{\beta + 1}$$

де R_B - опір бази;

R_E - опір у колі емітера;

$R_{\text{ЕБ}}$ - опір емітерного переходу.

Якщо вважати, що $R_{\text{б}} \rightarrow 0$ і $R_{\text{ЕБ}} \rightarrow 0$, то $R_{\text{вих}} = (\beta + 1)R_E$

- має мале значення.

Тут R_E - навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одночасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою. Призначення решти елементів таке ж, як і у схемі з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.17.

Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з вхідною.

Оскільки у емітерного повторювача I_E приблизно дорівнює I_K графоаналітичний розрахунок його параметрів можна вести, використовуючи побудови, наведені у попередньому розділі.

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий $R_{вх}$ а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий $R_{вх}$.

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_U \sim 1$), то його й називають повторювачем.

3 Підсилюючий каскад з СБ

Схема підсилюючого каскаду за схемою з СБ зображена на рис. 3.18. Конденсатор C_3 забезпечує підмикання бази до спільної точки схеми за змінним струмом. Призначення решти елементів те ж саме, що і у попередніх схемах. Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.19.

Основні параметри каскаду:

$$1. K_I = \frac{I_{нм}}{I_{вхм}} = \frac{I_{Км} R_K}{(R_K + R_n) I_{Em}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_n} < 1;$$

$$2. K_U = K_I \frac{R_n}{R_{вх}} \gg 1,$$

тобто $K_I < 1, K_U \gg 1$;

$$3. R_{вх} = \frac{U_{вхм}}{I_{Em}} \text{ -- малий.}$$

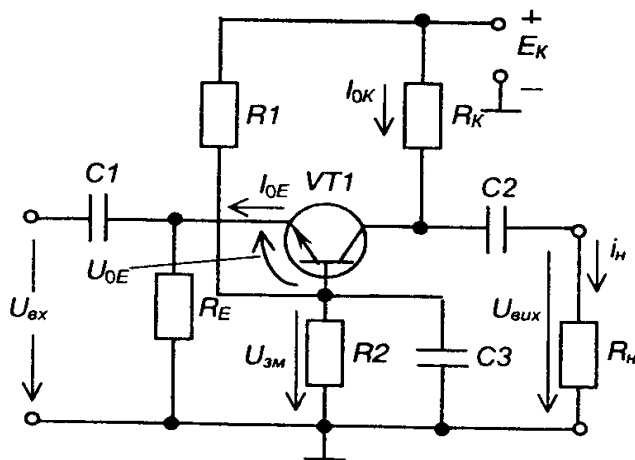


Рис. 3.18 – Підсилюючий каскад з СБ

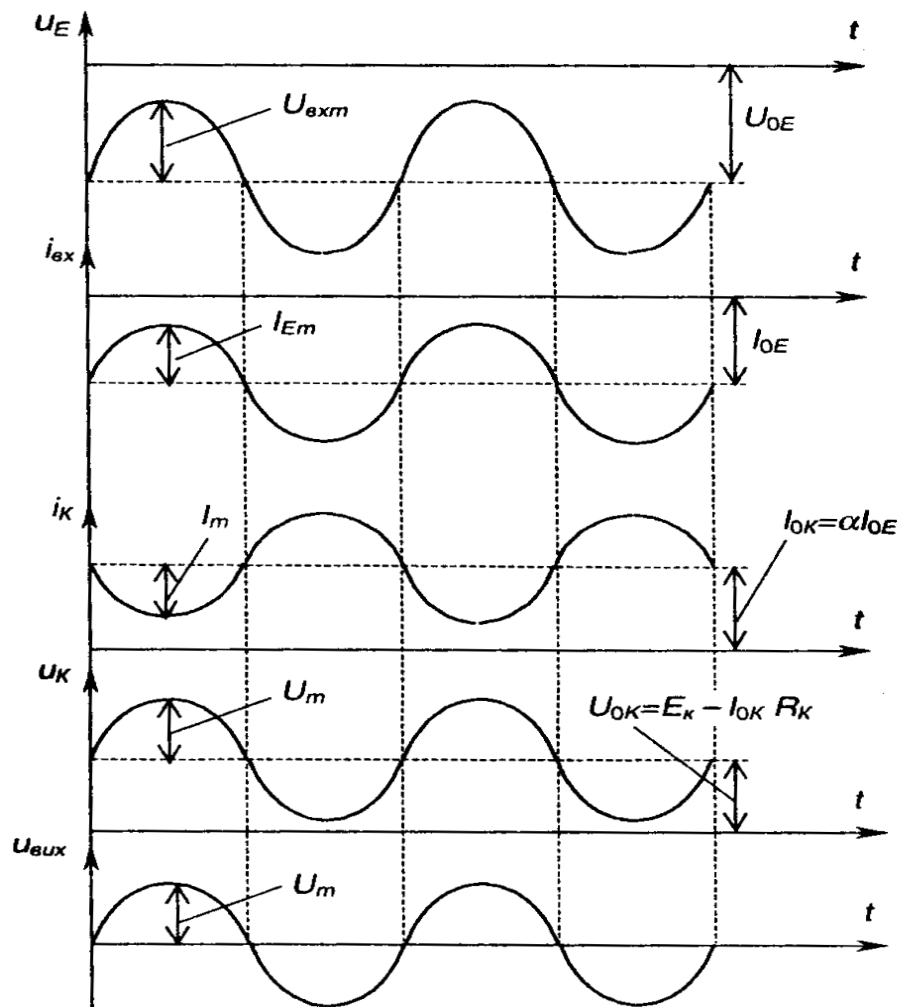


Рис. 3.19 – Часові діаграми роботи підсилюючого каскаду з СБ

Такі каскади використовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має малий $R_{вих}$, а навантаження - великий $R_{ви}$.

Лекція №7

Тема: Вихідні каскади підсилення.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем вихідних підсилювачів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Однотактний вихідний каскад з трансформаторним виходом.
- 2 Двухтактний вихідний каскад з трансформаторним виходом.
- 3 Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Однотактний вихідний каскад з трансформаторним виходом.

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

Схема однотактного трансформаторного підсилювача потужності наведена на рис. 3.33.

У колекторне коло транзистора $VT1$ увімкнено Первинну обмотку трансформатора $TU1$, вторинна обмотка якого підімкнена до навантаження R_n .

Коефіцієнт трансформації $n=w_1/w_2$, де w_1, w_2 - - кільк кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

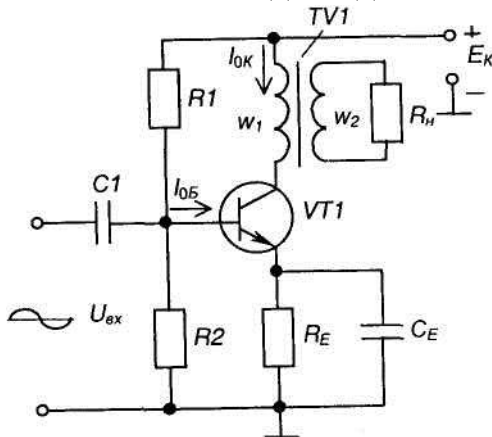


Рис. 3.33 - Однотактний трансформаторний підсилювач потужності

Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх

Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах.

Працює підсилювач у режимі класу А.

Величина опору навантаження, зведена до первинної обмотки, становить

$$R'_n = R_n n^2. \quad (3.41)$$

Оскільки $R_{вих} = R'_n$, то $R_{вих} = R_n n^2$, і коефіцієнт трансформації

$$n = \sqrt{\frac{R_{вих}}{R_n}}. \quad (3.42)$$

Недоліками наведеної схеми є низький к.к.д.: $\eta=0,25-0,3$; наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму $I_{ок}$ по його первинній обмотці, що призводить до збільшення габаритів трансформатора.

2 Двухтактний вихідний каскад з трансформаторним виходом.

Вказаних недоліків позбавлений двотактний підсилювач потужності, принципова схема якого зображена на рис. 3.34.

Підсилювач складається з двох однотактних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TU1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$, рівних за величинами, але зсунутих за фазою на 180 ел. град. Трансформатор $TU2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори $R1, R2$ призначені для створення режиму спокою (в режимі класу АВ) для обидвох транзисторів.

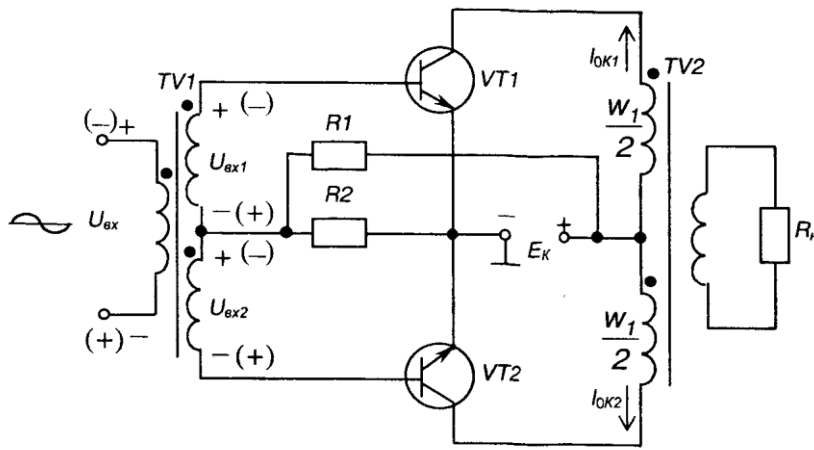


Рис. 3.34 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Цей підсилювач може працювати у класі В або АВ. У трансформатора $TU2$ стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече в одному напрямку, а по другій - у протилежному, причому $I_{оін}=I_{ол..}$.

Розглянемо роботу підсилювача за наявності U_{\cdot} .

Якщо полярність $U_{вх1}$ відповідає вказаній на схемі без дужок, транзистор $UT2$ закритий, а UTI працює в режимі підсилення. При цьому в колекторному колі UTI з'являється підсилена на півхвиля струму, яка через верхню первинну напівобмотку трансформатора $TU2$ передається до навантаження.

При полярності $U_{вх}$, вказаній у дужках, транзистор UTI закритий, а $UT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією $U_{вх}$. Напівхвиля струму, що протікає у колекторному колі $UT2$, має протилежний напрямок через нижню первинну напівобмотку трансформатора $TU2$ переїдеться до навантаження. Таким чином, транзистори UTI і $UT2$ працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

На рис. 3.35 зображено вихідні характеристики транзистора та побудову часової діаграми імпульсу колекторного струму.

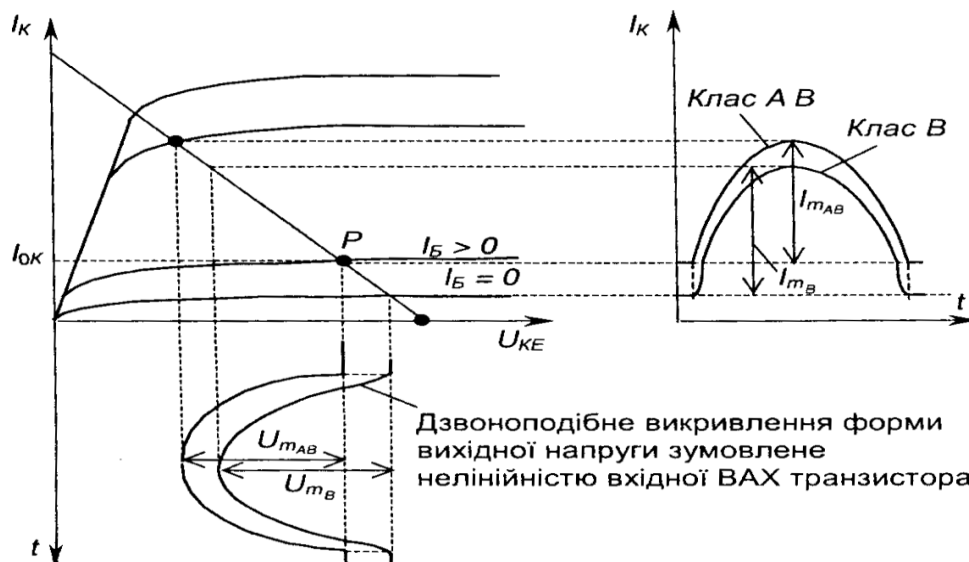


Рис. 3.35 – Побудова часової діаграми імпульсу колекторного струму за допомогою вихідної характеристики транзистора

Повна та вихідна потужності відповідно становлять

$$P = \frac{I_m U_m}{2}, \quad P_{вих} = \eta P. \quad (3.43)$$

3 Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення якнайширше використовують як у складі ІМС, так і в дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах $n-p-n$ типу, наведено на рис. 3.36.

Транзистор $VT2$ і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а $VT3$ і R_n - каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів $VT2$, $VT3$ із зміщенням за фазою на 180 ел. град.: одержання двох протифазних напруг забезпечує фазо інверсний каскад на транзисторі $VT2$. Транзистори $VT2$ і $VT3$ поперемінно відкриваються позитивними півперіодами, зумовлюючи протікання в навантаженні змінного струму.

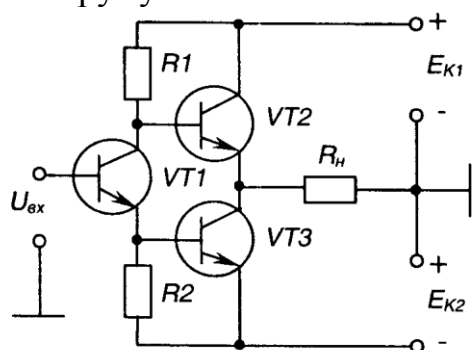


Рис. 3.36 – Безтрансформаторний каскад підсилення на однотипних транзисторах

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

Останнім часом широко використовують каскади підсилення, побудовані на транзисторах різного типу провідності - на комплементарних парах транзисторів. Схема найпростішого такого каскаду наведена

на рис. 3.37. Кожен з транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК.

Працює каскад у режимі класу В, який відзначається значними нелінійними викривленнями при підсиленні гармонійних сигналів.

Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен фазоінверсний на транзисторах різного типу провідності каскад.

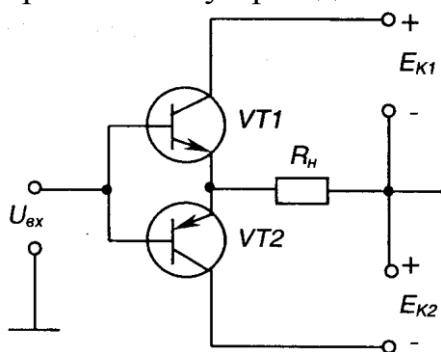


Рис. 3.37 – Найпростіший каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності

Для забезпечення роботи в режимі класу АВ використовують невелике зміщення (0,6-0,7) В, як це показано на рис. 3.38 (ділник $R1-R3$)

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

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

підсилення потужності відбувається за рахунок підсилення струму.

Лекція №8

Тема: Балансні ППС. Диференційний ППС

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем підсилювачів постійного струму

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Підсилювач прямого підсилення з безпосереднім зв'язком.

2 Балансні ППС

3 Диференційний ППС

4 Підсилювачі з подвійним перетворенням

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Підсилювач прямого підсилення з безпосереднім зв'язком.

Найпростішим представником ППС є підсилювач прямого підсилення з безпосередніми зв'язками. Розглянемо схему двокаскадного підсилювача прямого підсилення, зображену на рис. 4.2.

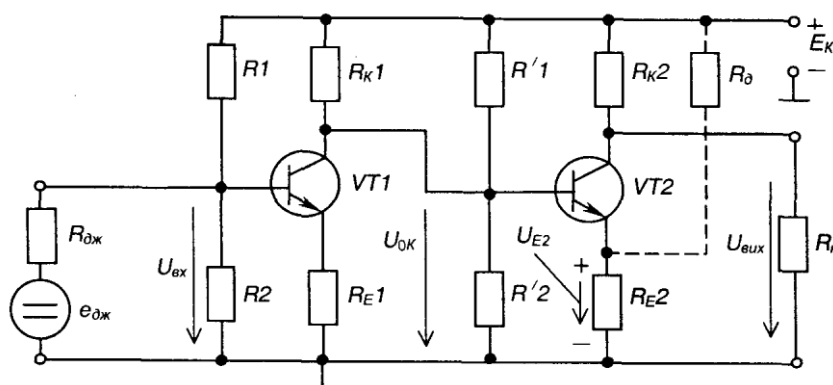


Рис. 4.2 - Двокаскадний підсилювач постійного струму прямого підсилення

Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів те ж саме, що і у підсилювачах змінного струму. Вхідний сигнал, що надходить до входу першого каскаду, підсилюється і з колектора транзистора $VT1$ подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. Після повторного підсилення, сигнал надходить на навантаження R_n .

На відміну від підсилювача змінного струму, де режим спокою вибирається за умов найліпшого підсилення вхідного сигналу і не впливає на навантаження завдяки наявності реактивних елементів зв'язку, у цьому підсилювачі процеси протікають по-

іншому.

Напруга спокою першого каскаду U_{OK} безпосередньо подається на вхід другого і, якщо не прийняти спеціальних заходів, під її дією транзистор насичується. Тобто ні про яке підсилення не може йти мови. Для того, щоб виключити це явище, до емітерного кола $VT2$ вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу U_{OK} , оскільки спрямована зустрічно. Тобто виконується умова $U_{OK} - U_{E2} = U_{0B}$; $U_{E2} = R_{E2} I_{0E2}$, де I_{0E2} струм емітера в режимі спокою. Наявність великих R_{E1} та R_{E2} призводить до виникнення в схемі глибоких ВЗЗ, що значно знижує коефіцієнт підсилення. Тому такі підсилювачі мають обмежену кількість каскадів (зазвичай не більше двох).

Для того, щоб знизити величину емітерної напруги, можна використати дільник напруги R_{E2} , R_D (зображений на рис. 4.2 пунктиром). У цьому випадку навіть на малому опорі R_{E2} можна одержати потрібний рівень напруги. Але зменшення ВЗЗ призводить до підвищення втрат потужності, а отже, до зниження к.к.д.

Коефіцієнт підсилення схеми в цілому

$$K_{Ucn} = K_{U1} K_{U2} \quad (4.2)$$

де
$$K_{U1} = \beta_1 \frac{R'_{K1}}{R_{ex1}} \quad (4.3)$$

коефіцієнт підсилення першого каскаду;

$$R'_{K1} = R_{K1} \parallel R'_1 \parallel R'_2 \parallel R_{ex2}; \quad (4.4)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R'_{K2}}{R_{ex2}} \quad (4.5)$$

коефіцієнт підсилення другого каскаду;

$$R'_{K2} = R_{K2} \parallel R_n. \quad (4.6)$$

Даний підсилювач має велике значення дрейфу нуля і використовується у випадках, коли немає високих вимог до якості підсилення. Для підвищення стабільності схеми в якості R_{E1} R_{E2} використовують терморезистори.

2 Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схема якого наведена на рис. 4.3.

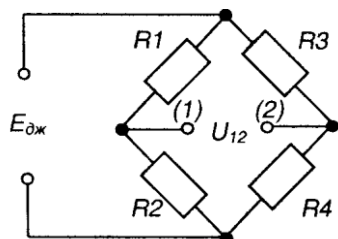


Рис. 4.3 – Чотириплечий міст

Тут $U_{12} = 0$ при $E_{дж} - var$,

якщо
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

Напруга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від

пропорційних змін параметрів плечей.

На рис. 4.4 зображена найпростіша схема балансного підсилювача.

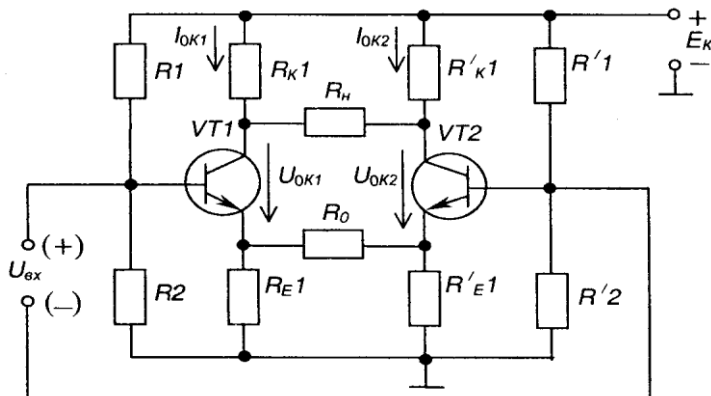


Рис. 4.4 – Балансний підсилювач

Він складається з двох каскадів на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути практично однаковими (в тому числі і транзисторів, що досить важко виконати): $R=R$,

$R_2=R'_2$; $R_{K1}=R'_{K1}$. Навантаження R вмикається між колекторами транзисторів.

Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує $R_{K1}R_2$, опір транзистора $VT1$, R_3 - $R_{K1}R_4$ - опір транзистора $VT2$.

Якщо вихідний сигнал відсутній, напруга на навантаженні дорівнює нулю (копи схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у 20 + 30 разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею $I_{ок1}$ та $I_{ок2}$.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис. 4.4, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшує. Внаслідок цього на навантаженні R_n з'являється напруга розбалансу

Коефіцієнт підсилення становить

$$K = \beta \frac{R'_K}{R_{вх}}, \text{ де } R'_K = \frac{R_K}{2} \parallel R_n. \quad (4.7)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного ВЗЗ, зумовленого великими таненнями iR_{E1} і R_{E2} . Виключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене нарис. 4.5.

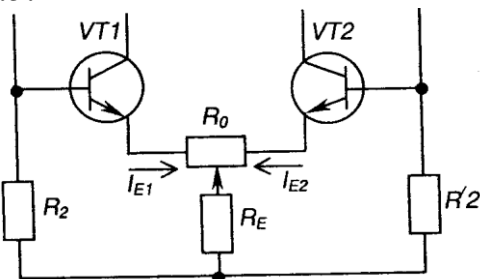


Рис. 4.5 – Вилучення впливу ВЗЗ у баланському підсилювачі

Тут справедливі наступні співвідношення:

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2});$$

$$\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2};$$

$$\Delta U_K = 0.$$

Таким чином, відносні зміни емітерів під дією вихідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи ВЗЗ за підсилюваним сигналом. ВЗЗ за постійним струмом залишається.

R_0 крім того, що вирівнює потенціали емітерів, як і в попередній схемі, у даному разі ще й забезпечує балансування схеми при незначних відхиленнях параметрів

елементів.

3 Диференційний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість R_E увімкнене джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву диференційного (різницевого - бо підсилює різницю напруг між входами) підсилювача. Його схему наведено нарис. 4.6.

Щодо нього слід зазначити наступне. Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференційний (між входами $Vx.1$ і $Vx.2$). Його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Навантаження також може бути підімкнене не тільки між обома виходами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, $Vux.2$, то $Vx.1$ для нього буде неінвертуючим: зміни сигналу на виході співпадають по знаку (фазі - для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; $Vx.2$ буде інвертуючим: зміни вихідного сигналу по знаку (фазі) протилежні змінам вхідного.

При несиметричному вході один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові по знаку і величині сигнали (сінфазний сигнал), то напруга на виході дорівнюватиме нулю - підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

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

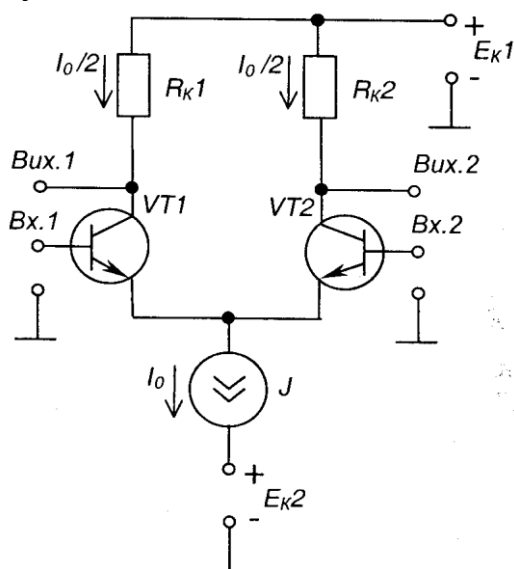


Рис. 4.6 - Диференційний підсилювач

4 Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з подвійним перетворенням підсилюваного сигналу.

Суть роботи таких схем полягає у наступному.

Постійний вхідний сигнал за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у змінний сигнал, амплітуда якого дорівнює величині постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється

у постійний, величина якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

Наявність підсилювача змінного струму виключає дрейф нуля. Але у зв'язку з великою складністю виконання такі схеми використовуються рідко.

Лекція №9

Тема: Операційні підсилювачі.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем на операційних підсилювачах

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Операційні підсилювачі. Загальні відомості.

2 Інвертуючий підсилювач

3 Неінвертуючий підсилювач

4 Перетворювач струму в напругу

5 Інвертуючий суматор

6 Неінвертуючий суматор

7 Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

8 Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

9 Компаратори (схеми порівняння)

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

4Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

5Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

6Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Операційні підсилювачі. Загальні відомості.

Операційний підсилювач (ОП) - це ППС, який має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференційний вхід) і один вихід.

Зазвичай, ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференційним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП при відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

По своїй структурі ОП бувають три- або двокаскадні.

По три каскадній схемі будувались ОП в інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференційний каскад у них працює в режимі мікро струмів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференційний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій і n каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір.

ОП другого покоління будуються по двокаскадній схемі. Це стало можливим із зростанням рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір і великий коефіцієнт підсилення напруги. Другий каскад є

підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

З розвитком інтегральної техніки область використання ОП значно розширилась. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги при побудові будь-яких електронних пристроїв. А АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $KU = (10^4-10^6)$; високий вхідний опір по кожному з входів - $R_{вх} > 400 \text{ кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{ Ом}$; досить широкий частотний діапазон - від нуля до одиниць мегагерц.

За ними ОП для багатьох застосувань наближаються до ідеального підсилювача, який має:

- 1) $R_U \rightarrow \infty$;
- 2) Два Симетричних ВИХОДИ з $R_{вих} \rightarrow 0$;
- 3) $R_{вх} \rightarrow 0$;
- 4) безкінечний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі у десятки тисяч разів реальні ОП не застосовують, бо їх коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) - величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури). Умовне позначення ОП наведено на рис. 4.7,а (на рис. 4.7,б,в надано умовні позначення, прийняті в деяких зарубіжних країнах).

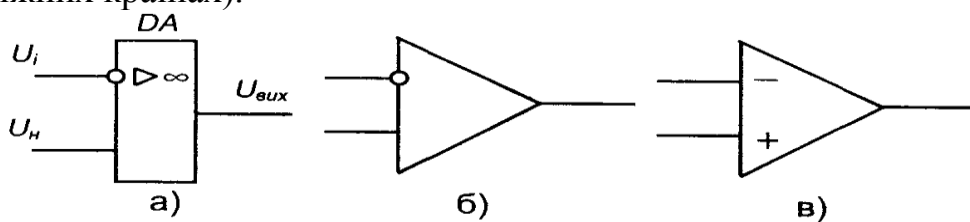


Рис. 4.7 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_1 називається інвертуючим, а V_n - неінвертуючим.

Якщо сигнал подати на не інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми ВЗЗ, а неінвертуючий - ДЗЗ.

Коротко розглянемо деякі характерні принципові схеми ОП.

ОП типу 153УД1 (рис. 4.8) має трикаскадну структуру.

Перший диференційний каскад побудований на транзисторах $УТ1$, $УТ2$ з джерелом струму на транзисторі $УТ3$. Другий - на складених транзисторах $УТ5$, $УТ6$ і $УТ8$, $УТ9$ (для забезпечення великого коефіцієнта підсилення напруги). Вихідний двотактний каскад утворюють $УТ14$ і $УТ15$. Інші елементи забезпечують стабільне живлення першого каскаду і узгодження другого з вихідним (зверніть увагу: без кола на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу - без корпусні).

Типовим представником ОП другого покоління є ОП типу 140УД7 (рис. 4.9). Він двокаскадний, має складний вхідний диференційний каскад на $УТ1-УТ4$ і $УТ6-УТ8$ з так званим динамічним навантаженням. $УТ9$, $УТ10$ - джерело струму. Вихідний каскад на $УТ23$, $УТ24$ працює в режимі класу АВ. Решта елементів забезпечує додаткове підсилення, узгодження диференційного каскаду з вихідним і захист останнього від перевантажень, а також забезпечують стабільне живлення першого каскаду і

узгодження другого з вихідним.

Особливістю ОП 140УД8(рис. 4.10) є те, що, для забезпечення підвищеної величини вхідного опору, в якості ⁶ вхідних транзисторів VT_2 і VT_5 використано польові транзистори.

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це покликане забезпечити конкретні специфічні потреби розробників електронних пристроїв. На рис. 4.11 наведена типова схема вмикання ОП типу 140УД7.

Диференційний вхідний сигнал U подається між виводами 2 (інвертуючий вхід) і 3 (не-інвертуючий вхід). синфазний сигнал. Навантаження підмикається до виводу 6. Живлення забезпечується двополярним джерелом напруги E_1 E_2 , що підмикається між виводами 7, 4 і нульовою точкою джерел живлення.

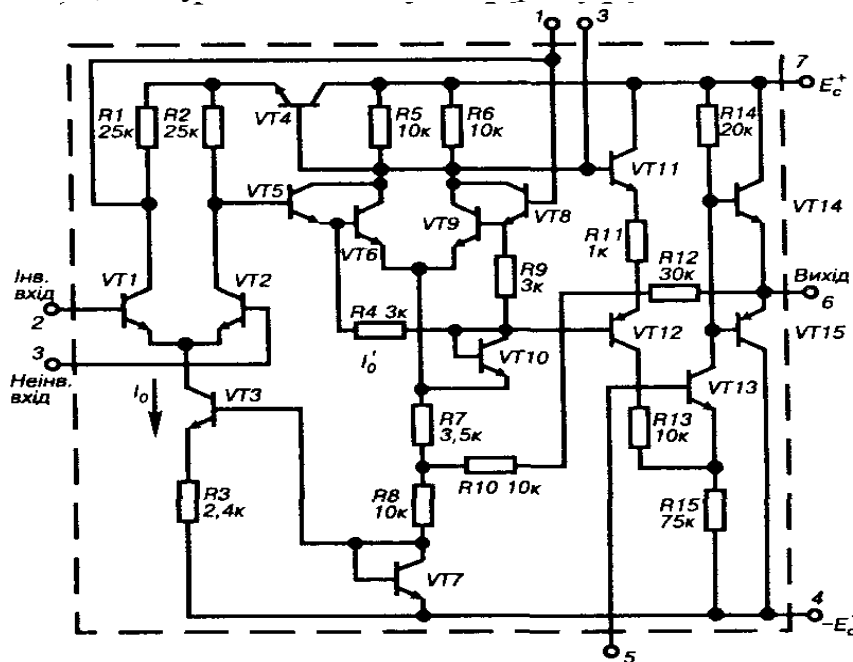


Рис. 4.8 – ОП типу 153УД1

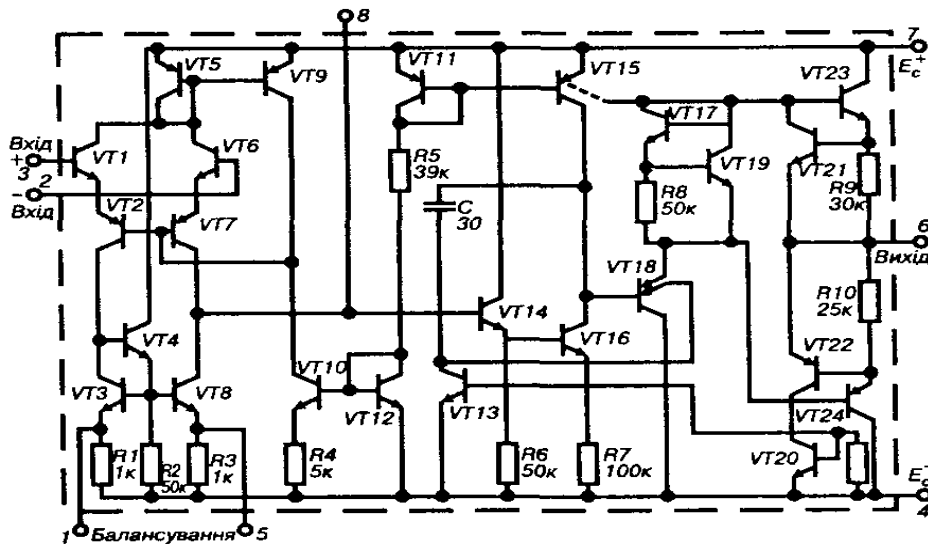


Рис. 4.9 – ОП типу 140УД7

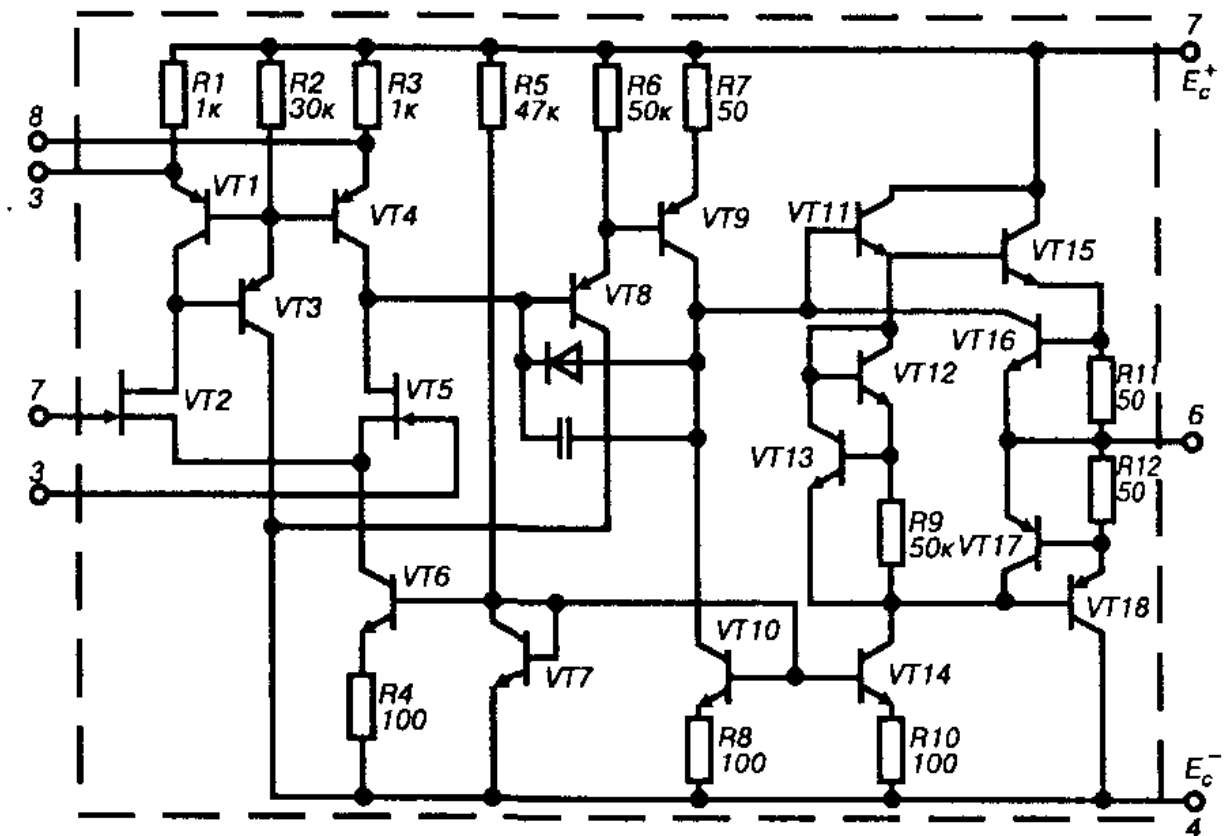


Рис. 4.10 – ОП типу 140УД8

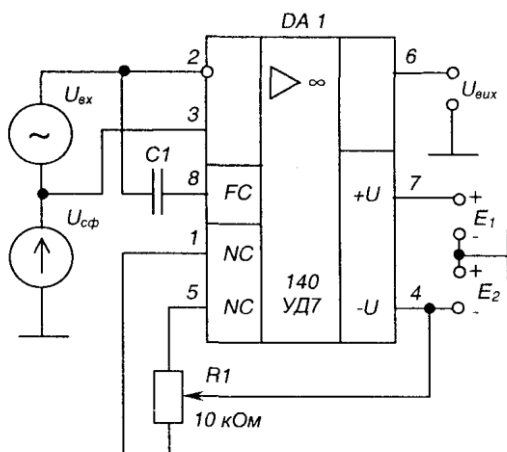


Рис. 4.11 – Схема вмикання ОП типу 140УД7

Нульовий вихідний сигнал при нульових сигналах на входах забезпечується резистором R_1 , підімкненим до входів балансування (корекції нуля) 1 і 5. Це дозволяє виключити вплив несиметрії схеми ОП, яка виникає за рахунок неідеальної подібності його елементів.

Конденсатор C забезпечує корекцію частотної характеристики.

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих кіл наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики - $U_{вих} = f(U_{вх})$, зображені на рис. 4.12.

Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою I точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режиму повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення). При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилувача залишається незмінною і визначається напругами, близькими до напруги джерел живлення R_1 , та R_2 .

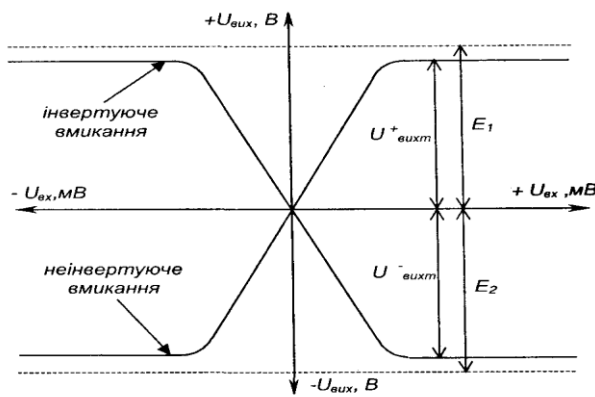


Рис. 4.12 – Передатні характеристики ОП

Коефіцієнт підсилення визначається по скісних ділянках

$$K_{UOP} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} \quad (4.8)$$

Великі його значення дозволяють за умов охоплення ОП глибоким ВЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга ВЗЗ бо, як виходить з формули (3.34), при $K \rightarrow \infty$ $K_{ЗЗ} \rightarrow 1/x$ - залежить лише від параметрів ланцюга ВЗЗ (і, на перший погляд, фактично не залежить власне від підсилювача!)

Стан, за якого $U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$, називається балансом ОП. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (є розбаланс).

Напряга $U_{вх0}$, за якої $U_{вих} = 0$, має назву вхідної напруги зміщення нуля. Вона визначає напругу, яку необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

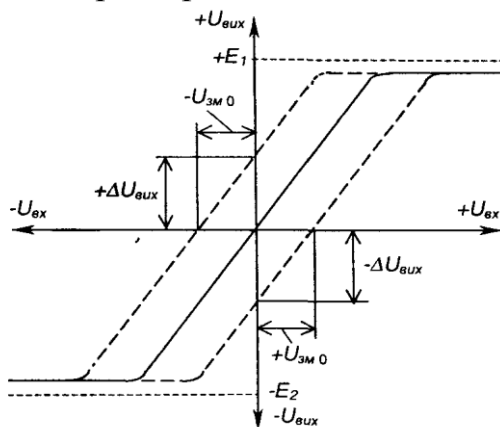


Рис. 4.13 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу $U_{зм0} = \frac{\Delta U_{вих}}{K_{UOP}} \quad (4.9)$

Корекція розбалансу виконується корегуючи ми ланцюгами або, при відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{зі0}$ і протилежна за знаком.

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференціальна та синфазна напруги є основними за наявності розбалансу вхідними параметрами ОП.

При необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 4.14. Вона має спадний характер в області високих частот, починаючи від частоти зрізу.

$f_{вг}$ - верхня грань частотного діапазону. За цієї частоти:

$$K_U = \frac{K_{UOP}}{\sqrt{2}} \quad (4.10)$$

Діапазон частот ($0 - f_{BF}$) має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових схемах зумовлене, головним чином, застосуванням у їх схемах різного роду зовнішніх ВЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{uOP} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{uOP} \rightarrow \infty, R_{вхOP} \rightarrow \infty, R_{вихOP} \rightarrow 0$, а значить вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

2 Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач (необхідно розрізнити поняття «операційний підсилювач» і «підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі»), схему якого зображено на рис. 4.15, який змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного і створюється введенням паралельного ВЗЗ за допомогою резистора R_{33} на інвертуючий вхід ОП - на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника R_{13}, R_1

Неінвертуючий вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою і нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_1 подається на інвертуючий вхід ОП. Кола живлення і ланцюги корекції тут ідалі не показано.

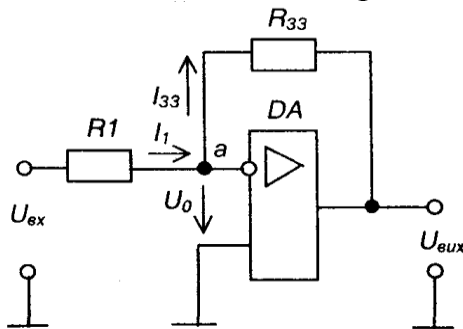


Рис. 4.15 – Інвертуючий підсилювач на ОП

Виходячи з наведеного вище, Саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з наступних положень: підсилювач на ОП

- 1) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- 2) входи ОП струму не споживають ($R_{OP} = \infty$),
- 3) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вихOP} = 0$);
- 4) якщо ОП охоплено ВЗЗ і він працює в лінійному режимі (в режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вхOP} = U_0 = 0$.

Доведемо останнє положення.

$$U_{вихOP} = K_{uOP} U_{вхOP};$$

$$U_{вхOP} = \frac{U_{вихOP}}{K_{uOP}}.$$

Якщо $K_{uOP} \rightarrow \infty$, то $U_{вхOP} \rightarrow 0$.

Реально $U_{вхOP} = U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{вихOP} = 10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{uOP} \sim 100000$, то $U_{вхOP} = 100$ мкВ!

Оскільки на неінвертуючий вхід подана напруга $U_{н} = 0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0 = 0$, то і потенціал інвертуючого входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_1 - вхідний опір підсилювача дорівнює величині резистора R_1

З першого закону Кірхгофа для вузла a маємо

$$I_1 = I_{33}. \quad (4.11)$$

Тобто

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}} \quad (4.12)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_1 через резистор R_{33} .

Тоді

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.13)$$

Отже, K_{U33} залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника ВЗЗ. Знак «-» вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми дорівнює величині R_1 .

Якщо $R_{33} > R_1$, то $U_{вих} = -\frac{R_{33}}{R_1} U_{вх}$ - маємо інвертуючий масштабний

підсилювач (з масштабним коефіцієнтом $K_{U33} = -R_{33}/R_1$).

При $R_{33}=R_1$ $K_{U33}=-1$ - схема набуває властивостей інвертуючого ! повторювача вхідної напруги (інвертор сигналу).

3 Неінвертуючий підсилювач

Неінвертуючий підсилювач, схема якого зображена на рис. 4.16, можна отримати, якщо ввести послідовний ВЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП.

Тут $U_H = U_{вх}$, а вхідний струм $I_{вх} = 0$,

бо $R_{вхОП} = \infty$.

Оскільки $U_0 = 0$, то $U_{R1} = U_{вх}$,

а $U_{вх}/R_1 = I_{33}$.

З іншого боку

$$I_{33} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1}.$$

$$\text{Отже, } \frac{U_{вх}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1},$$

$$\text{звідки } U_{вих} = U_{вх} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1}\right). \quad (4.14)$$

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.15)$$

Якщо $R_{33}=0$, а R_1 одержимо неінвертуючий повторювач, схему якого зображено на рис. 4.17.

Неінвертуючий та інвертуючий підсилювачі широко використовуються як високо стабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертуючий має великий вхідний опір (теоретично - нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел з високим вихідним опором.

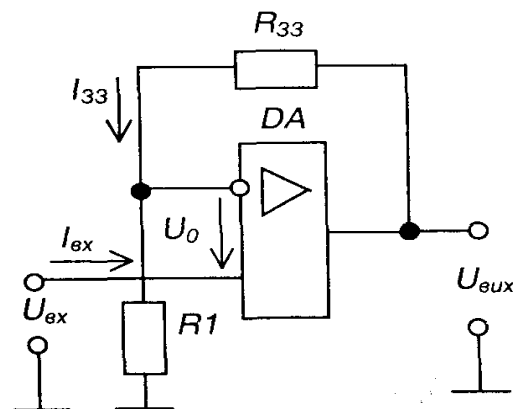


Рис. 4.16 - Неінвертуючий підсилювач на ОП

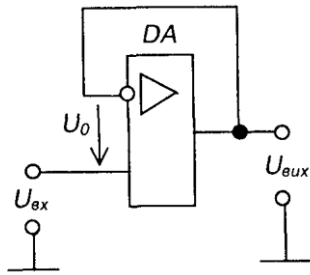


Рис. 4.17- Повторювач напруги на ОП

4 Перетворювач струму в напругу

Схема перетворювача, зображена на рис. 4.18, є варіантом схеми рис. 4.16 за умови, що $R_1=0$.

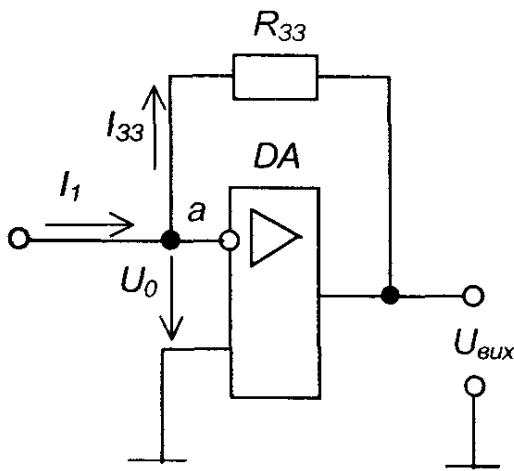


Рис. 4.18 – Перетворювач струму в напругу

При цьому

$$I_{вх} = I_{33} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}, \quad (4.16)$$

звідки

$$U_{вих} = -I_{вх} R_{33}. \quad (4.17)$$

Малі значення вхідного та вихідного опорів зазначеної схеми є її важливою перевагою при використанні як перетворювача струму джерела вхідного сигналу у напругу.

5 Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора зображена на рис. 4.19. Він виконаний за типом інвертуючого підсилювача з кількістю паралельних гілок на вході, що дорівнює числу сигналів. Якщо опори всіх резисторів схеми однакові

$$R_{33}=R_1=R_2=\dots=R_n \ll R_{вхОП}$$

то при $I_{вхОП}=0$ маємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (4.18)$$

або

$$U_{вих} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.19)$$

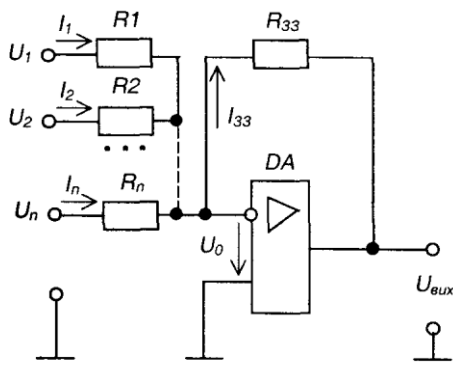


Рис. 4.19 – Інвертуючий суматор

Останнє співвідношення відбиває рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків.

Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у одних гілках

$$U_{\text{вих}} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n\right). \quad (4.20)$$

6 Неінвертуючий суматор

Неінвертуючий суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора (рис. 4.19) та інвертора (рис. 4.15). Але на Основі неінвертуючого підсилювача (рис. 4.16) його можна створити значно простіше - як це показано на рис. 4.20.

При $U_0=0$ напруга на обидвох входах ОП однакова і складає

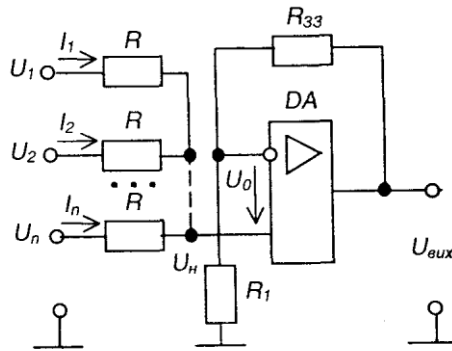


Рис. 4.20 – Неінвертуючий суматор

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вих}} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (4.21)$$

Оскільки струм неінвертуючого входу дорівнює нулю (тому що $R_{\text{вн}} \text{ ОП} \gg R_1$), маємо:

$$\frac{U_1 - U_{\text{н}}}{R} + \frac{U_2 - U_{\text{н}}}{R} + \dots + \frac{U_n - U_{\text{н}}}{R} = 0, \quad (4.22)$$

або

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{\text{вих}}, \quad (4.23)$$

звідки

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_{33}}{n R_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n), \quad (4.24)$$

$$\frac{R_1 + R_{33}}{n R_1} = 1, \text{ і тоді } U_{\text{вих}} = U_1 + U_2 + \dots + U_n. \quad (4.25)$$

7 Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

Схема інтегратора, зображена на рис. 4.21. Вона створюється заміною в схемі інвертуючого підсилювача (рис. 4.15) резистора зворотного зв'язку R_{33} конденсатором C . Оскільки $R_{\text{внОП}} = \infty$, то маємо

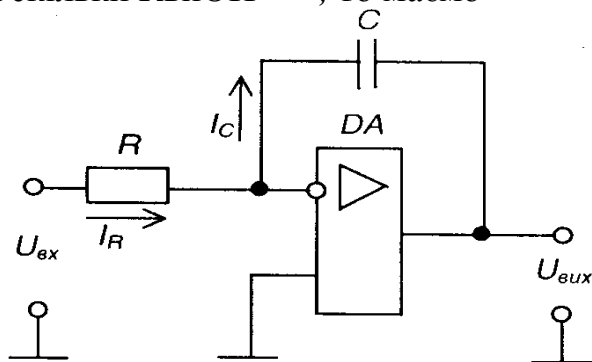


Рис. 4.21 – Інтегратор

$$I_R = I_C \text{ і } \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, \text{ або}$$

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих}0}. \quad (4.26)$$

Як правило, при $t=0$
 $U_C = U_{\text{вих}0} = 0$, тому

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (4.27)$$

$RC = \tau$ — постійна часу. Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1$ с. При подачі на вхід постійної напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійну величину $U_{\text{вх}}/R$ (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно. Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

На рис. 4.22 зображені часові діаграми роботи інтегратора при подачі на його вхід постійної напруги.

При τ_2 - параметри схеми вибрані неправильно, бо не забезпечується виконання інтегрування за весь час дії вхідного сигналу (ОП входить у режим насичення).

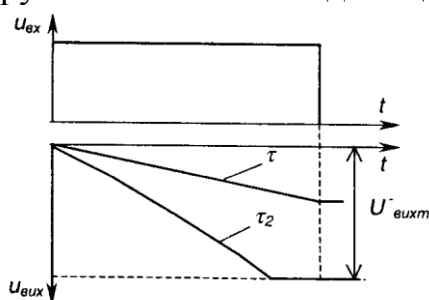


Рис. 4.22 – Часові діаграми роботи інтегратора

8 Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

Схема диференціатора наведена на рис. 4.23. Від схеми інтегратора (рис. 4.21) вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора. Тут

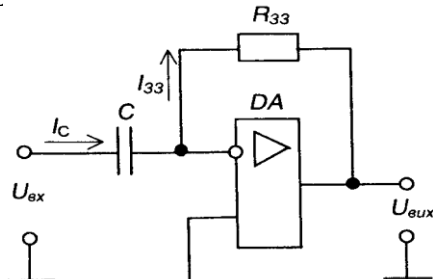


Рис. 4.23 – Диференціатор

$$I_C = I_{33}; \quad I_C = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt};$$

$$I_{33} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}};$$

$$-C \frac{du_{\text{вих}}}{dt} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}};$$

$$U_{\text{вих}} = -CR_{33} \frac{du_{\text{вх}}}{dt};$$

$$R_{33}C = \tau; \quad U_{\text{вих}} = -\tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt}.$$

Постійну часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання ДОТРИМУВАЛАСЬ НЕРІВНІСТЬ $U_{\text{вих}} < U'_{\text{мах}}$

9 Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори - це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схема найпростішого компаратора зображена на рис. 4.24,а. Він виконує порівняння вхідного сигналу $U_{вх}$ з опорною напругою $U_{оп}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 4.24,б.

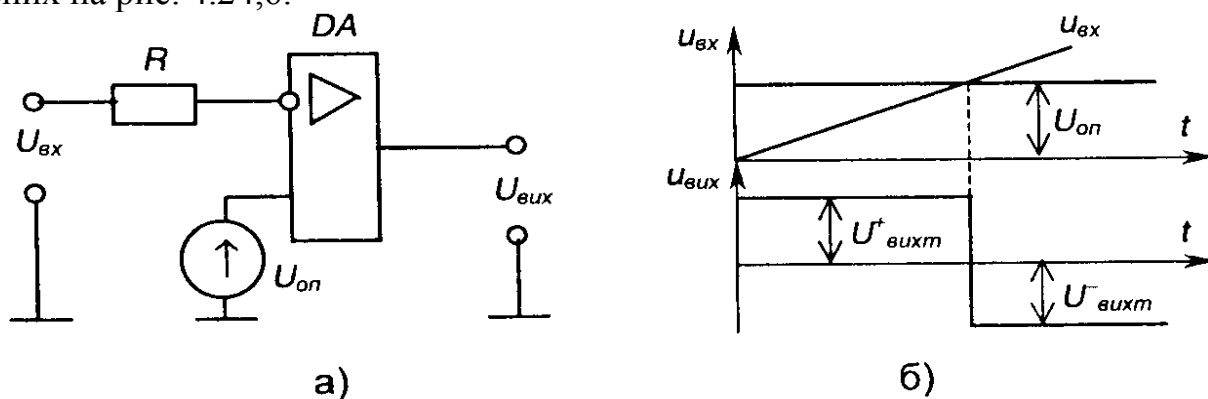


Рис. 4.24 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Коли $U_{оп} = 0$, маємо нуль-орган, що фіксує відхилення $U_{вх}$ від нульового значення.

Компаратор - це чи не єдине використання ОП без зворотних зв'язків, коли напряму використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертуючому вході більш позитивна ніж на інвертуючому і «-», коли навпаки.

Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

Лекція №10

Тема: LC - генератори гармонічних коливань

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії генераторів гармонічних коливань

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Схеми генераторів з паралельним та послідовним ЗЗ
- 2 Схеми триточкових генераторів
- 3 Схема автогенератора на тунельному діоді

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Головное издательство, 1988г

1 Схеми генераторів з паралельним та послідовним ЗЗ

Автогенератор із коливальним контуром—це резонансний підсилювач з колом ЗЗ, побудований за трансформаторною, автотрансформаторною або ємнісною схемами. Підсилювач може бути складений на біполярних чи польових транзисторах або на тунельних діодах. У сучасних автогенераторах широко застосовують підсилювальні мікросхеми, до яких зовні приєднують коливальну систему й елементи ЗЗ.

У середній школі вивчається автогенератор на біполярному транзисторі з трансформаторним зв'язком, в якому зручно змінювати коефіцієнт ЗЗ в дуже широких межах зміною відстані між котушками.

Якщо коливальний контур уведено в коло колектора, то котушку зв'язку в коло бази можна ввімкнути різними способами: послідовно так, щоб по ній проходив струм бази (рис. 7.3, а), або паралельно ділянці база — емітер (рис. 7.3, б). В останньому випадку навантаження котушки зв'язку трохи збільшується і складається з паралельно з'єднаних резисторів R1, R2 й опору $n - p$ - переходу база — емітер. Однак ця схема зручніша для демонстраційного і лабораторного експериментів, оскільки вимикання або перемикування котушки $L_{зв}$ не впливає на положення РТ транзистора.

Елементи R1, R2, R, C, як і в підсилювачах, забезпечують режим роботи транзистора за постійним струмом та його термостабілізацією. Резистор R на роботу автогенератора впливає по-різному.

По-перше, цим резистором утворюється негативний ЗЗ, послідовний за струмом, який стабілізує характеристики підсилювача, а отже, й генератора. Незначне зменшення підсилення при цьому неістотне, оскільки підсилення резонансного каскаду велике, а ЗЗ при малому R слабкий.

По-друге, завдяки зміщенню РТ під впливом додаткової постійної складової пульсуючого колекторного струму генератор після виникнення коливань автоматично переходить у жорсткий режим самозбудження. Для практичного використання автогенератора це явище корисне, тому що має позитивні властивості обох режимів: легке самозбудження при

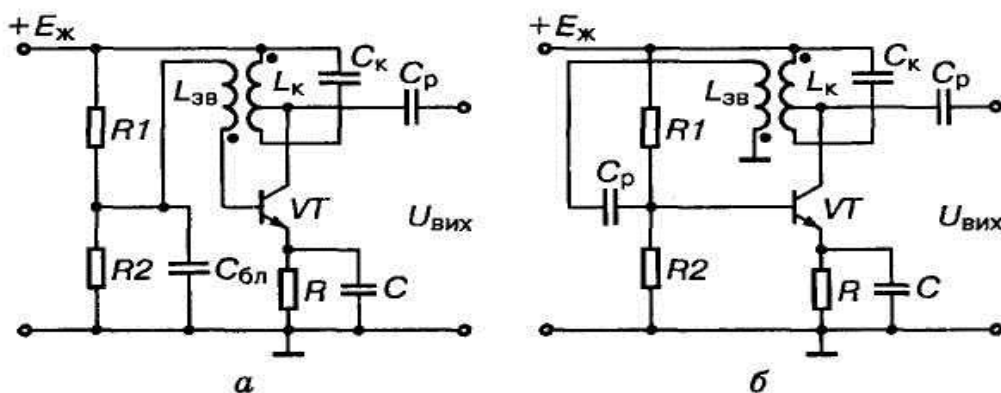


Рис. 7.3. Принципові схеми трансформаторних автогенераторів з послідовним (а) і паралельним (б) вмиканнями ЗЗ в коло бази

заниженому значенні β (м'який режим) і підвищену стабільність усталених коливань (жорсткий режим).

З метою зменшення впливу транзистора на еквівалентну добротність контуру в

схемах на рис. 7.3 застосовано неповне вмикання контуру.

2 Схеми триточкових генераторів

У схемах індуктивного (рис. 7.4, а) та ємнісного (рис. 7.4, б) триточкових автогенераторів режими постійного струму і термостабілізації забезпечуються так само, як і в схемах на рис. 7.3. За змінним струмом коливальні контури приєднано до електродів транзистора трьома точками Е, Б, К. Напряга 33 на рис. 7.4, а знімається з частини витків (L_2) контурної котушки і через конденсатор C подається на базу транзистора. Оскільки знаки миттєвих напруг на L_1 та L_2 відносно середньої точки протилежні, 33 буде позитивним, тобто умова балансу фаз виконується. Умова балансу амплітуд забезпечується відповідною кількістю витків котушки L_2 .

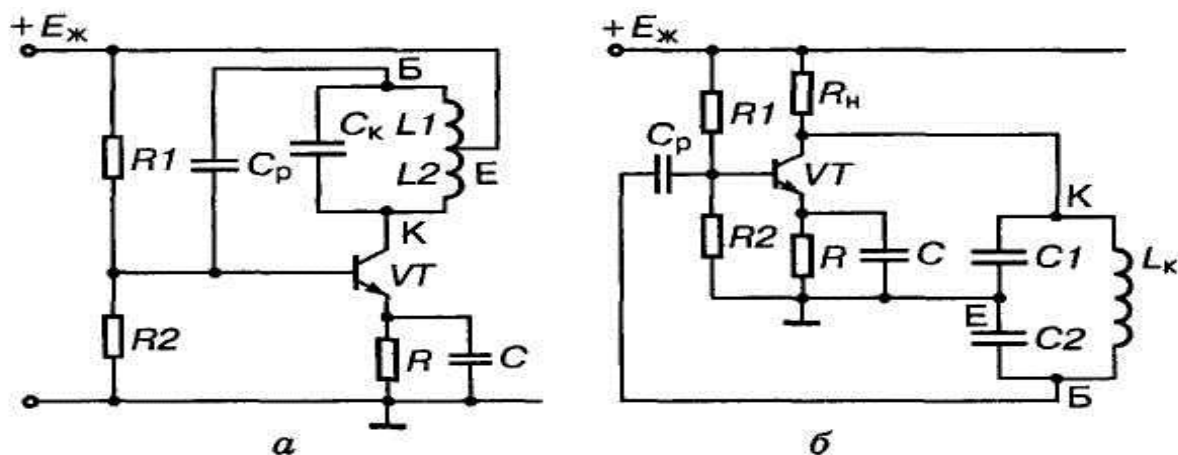


Рис. 7.4. Принципові схеми індуктивного (а) та ємнісного (б) триточкових автогенераторів

Аналогічно працює схема на рис. 7.4, б, але тут напруга 33 знімається з конденсатора C_2 . Особливості цієї схеми: підсилювач, що працює в ключовому режимі — аперіодичний; коливальний контур приєднано до нього паралельно; конденсатор C_1 з'єднано із спільною шиною, що має суттєве значення при побудові генераторів з перестроюваною частотою (наприклад, гетеродинів у радіоприймачах), але на деяких ділянках частотного діапазону умова балансу амплітуд може порушуватись у зв'язку з тим, що коефіцієнт 33 тут змінний.

Схеми автогенераторів на польових транзисторах відрізняються від розглянутих лише допоміжними елементами, які забезпечують режим роботи транзистора за постійним струмом.

У розглянутих схемах автогенераторів умови підтримки стаціонарних коливань в LC-контурі створюються компенсацією витрат енергії в ньому, що еквівалентно додаванню до опору втрат реального контуру γ_k негативного опору R . Ефект унесення в контур негативного опору виникає завдяки підсилювальним властивостям активних напівпровідникових елементів через наявність позитивного 33.

Аналогічний ефект можна здобути застосуванням приладів, які мають при деяких значеннях напруг і струмів ділянку ВАХ з негативним диференціальним опором

$$R_{\text{диф}} = \frac{\partial U}{\partial I} < 0.$$

Такими приладами є тунельні діоди, що мають спадну ділянку ВАХ. Ширина цієї ділянки становить кілька десятків мілівольтів. Тому амплітуда коливань в автогенераторі на тунельному діоді мала, а найбільша вихідна потужність

$$P_{\max} = \frac{1}{8} (U_{I_{\min}} - U_{I_{\max}}) (I_{\max} - I_{\min})$$

не перевищує кількох сотень міліватів. При цьому під час роботи генератора його РТ переміщується по майже прямолінійній ділянці ВАХ тунельного діода від її максимальної (за струмом) точки до мінімальної.

3 Схема автогенератора на тунельному діоді

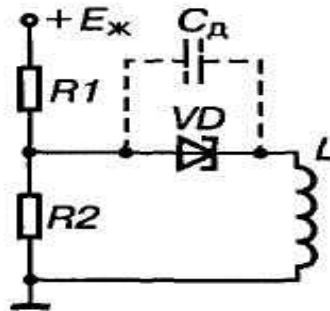
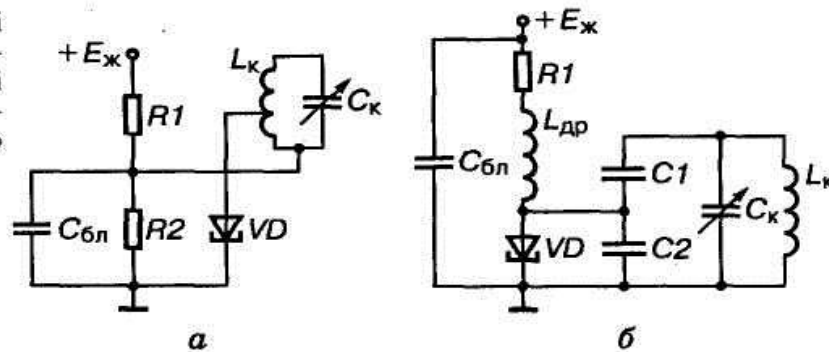


Рис. 7.5. Найпростіша принципова схема автогенератора на тунельному діоді

На рис. 7.5 зображено найпростішу принципову схему автогенератора на тунельному діоді. Його коливальний контур утворено котушкою L і власною ємністю тунельного діода C_d , а положення РТ в початковий момент установлюється подільником напруги $R1, R2$. Умовою самозбудження автогенератора є

$$R_{\Sigma} < |-R_{\text{диф}}|,$$

Рис. 7.6. Принципові схеми автогенераторів з послідовним (а) і паралельним (б) живленнями тунельного діода



де R_{Σ} — еквівалентний опір суми всіх витрат енергії в контурі; $R_{\text{диф}}$ — диференціальний опір тунельного діода. Крім того, має ще виконуватись умова

$$L > R_{\Sigma} |-R_{\text{д}}| C_{\text{д}}. \quad (7)$$

За цих умов схема самозбуджується і генерує коливання частотою

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_{\text{д}}} - \frac{R_{\Sigma}}{LC_{\text{д}} |-R_{\text{д}}|}}. \quad (7)$$

На рис. 7.6 показано два різновиди типових практичних схем автогенераторів на тунельних діодах. Схема на рис. 7.6, а називається схемою з послідовним живленням діода (джерело живлення, контур і діод увімкнено в коло послідовно одне одному). Живлення здійснюється через подільник напруги, причому для зменшення

внутрішнього опору джерела має виконуватися умова $R_1 < |-R_{\text{диф}}|$. Схема на рис. 7.6, б дістала назву схеми з паралельним живленням. Тут джерело живлення, діод та контур увімкнено в коло паралельно (діод і джерело живлення — за постійним струмом, а діод та контур — за змінним). Щоб виключити самозбудження, в контурі $L_{\text{др}}C_2$ послідовно з дроселем увімкнено резистор R_1 , опір якого вибирається з умови $R_1 < |-R_{\text{диф}}|$. При паралельному живленні постійний струм через контур не проходить, чим запобігається нагрівання котушки і підвищується стабільність частоти, що генерується.

Лекція №11

Тема: Некеровані однофазні випрямлячі.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії схем некерованих випрямлячів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Основні поняття про випрямлячі

2 Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

3 Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проєктор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Основні поняття про випрямлячі

Випрямлячі - це електротехнічні пристрої, що призначені для перетворення енергії джерела змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Склад випрямляча показаний на узагальненій структурній схемі, що наведена на рис. 9.1.



Рис. 9.1 – Структурна схема випрямляча:
TV – трансформатор напруги;
ВС – вентильна схема; *ЗФ* – згладжуючий фільтр;
СН (РН) – стабілізатор напруги (регулятор напруги);
Н – навантаження

Як правило, випрямляч підмикається до розподільної мережі напруги змінного струму.

Трансформатор призначений для перетворення величини напруги мережі до величини, необхідної для роботи випрямляча. Він також забезпечує електричну (гальванічну) розв'язку мережі і навантаження.

Вентильна схема перетворює змінну напругу у випрямлену - пульсуючу однополярну. Вона може виконуватись на напівпровідникових ключах.

Згладжуючий фільтр перетворює випрямлену напругу в постійну. Фільтри виконуються на реактивних елементах, які мають властивість накопичувати електричну енергію: конденсаторах, дроселях. Такі фільтри називаються пасивними.

Для живлення радіоелектронних пристроїв часто використовують активні фільтри, які будуються на транзисторах, операційних підсилювачах та реактивних елементах.

Стабілізатор напруги підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах величини напруги мережі або величини навантаження у заданих межах.

При необхідності регулювання напруги на навантаженні за необхідним законом і у заданих межах використовують регулятори напруги. Зазначимо, що стабілізатор також являє собою різновид регулятора, у якого забезпечується автоматичне регулювання за ознакою постійності величини напруги на навантаженні.

Регулятор (стабілізатор) може бути увімкнено і зі сторони змінної напруги (до трансформатора).

Параметри вузлів випрямляча та їх елементів, режими їх роботи повинні бути узгоджені із заданими умовами роботи навантаження. Навантаження також вважають елементом випрямляча, бо зміни його величини у процесі роботи впливають на режим роботи всього пристрою.

Згладжуючий фільтр, стабілізатор (регулятор), а іноді й трансформатор можуть не входити до складу випрямляча, коли в них немає необхідності.

Крім вказаних вузлів, випрямляч може мати вузли і елементи захисту від короткого замикання, перевантаження, зниження напруги мережі та ін. (запобіжник, автоматичний вимикач, електронний пристрій захисту, елементи і вузли індикації наявності і величини напруги і струму, а також вузли діагностики працездатності).

Випрямлячі класифікують за числом фаз - однофазні та багатofазні (останні - найчастіше трифазні). За потужністю випрямлячі бувають малої потужності (до 100 Вт), середньої (до 10 кВт) і великої (понад 10 кВт).

Є некеровані випрямлячі та керовані. Перші будуються на не-керованих вентилях - на діодах, другі - на керованих - наприклад, на тиристорах.

За принципом дії випрямлячі поділяються на однокітні та двокітні.

Однокітними називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі і лише в одному напрямку.

Важливим параметром випрямляча є кратність пульсацій випрямленої напруги m - відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до частоти мережі. У однокітних випрямлячів він відповідає числу фаз мережі.

Двокітними (двопівперіодними) називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм за період напруги мережі протікає двічі і в різних напрямках. Кратність пульсацій у двокітних випрямлячів дорівнює подвоєному числу фаз.

Робота випрямляча фактично полягає у тому, що навантаження за допомогою

ключів так підмикається до джерела енергії напруги змінного струму, щоб за час періоду його напруги струм у навантаженні протікав в одному напрямку. Виходячи з цього, найважливішим вузлом випрямляча є вентиляна схема - схема випрямлення.

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рис. 9.2 (виходячи з того, що в якості вентилів тут використано діоди - маємо некеровані випрямлячі).

При розрахунку випрямляча відомі параметри навантаження та мережі живлення. Невідомими є параметри елементів вузлів, що до нього входять.

Теорія випрямлячів зводиться до розробки аналітичних виразів, що зв'язують відомі параметри напруги мережі живлення і навантаження з невідомими параметрами, які характеризують роботу вентиляної схеми. На підставі цього робиться вибір типу вентилів для конкретної схеми випрямляча та розрахунок його вузлів.

2 Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

Схема однофазного випрямляча з нульовим виводом зображена на рис.

Очевидно, що він являє собою два однопівперіодних випрямлячі, що підімкнені до навантаження паралельно. Вторинна обмотка його трансформатора має вивід від її середини - нульовий вивід (0). Тобто вона складається з двох півобмоток, кількості витків яких однакові: $w_{21}=w_{22}=w_2$. Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові: але протилежні за фазою.

$$|U_{21}| = |U_{22}|,$$

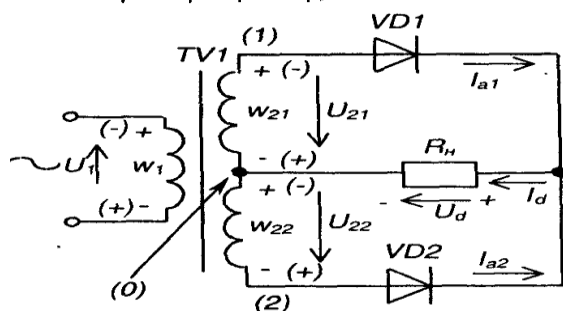


Рис. 9.4 – Однофазний випрямляч з нульовим виводом

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n=w_1/w_2$, де w_1 , w_2 - кількість витків первинної та половини вторинної обмоток відповідно.

Схема працює так.

За позитивної полярності напруги на обмотці w_{21} (на рис. 9.4 вказана без дужок)

у провідному стані знаходиться діод $VD1$ і через нього тече струм $I_{a1} = \frac{U_{21}}{R_n}$ (прямим спадом напруги на діоді нехтуємо вважаємо його за ідеальний).

На навантаженні з'являється позитивна півхвиля напруги. Діод VD при цьому закритий зворотною напругою $U_m=2U_2$ ($|U_2| = |U_{21}| = U_{22}$) - зі схеми видно, що при цьому анодом він підімкнений до точки (2), а катодом через діод $VD1$ (замкнений ключ) до точки (1).

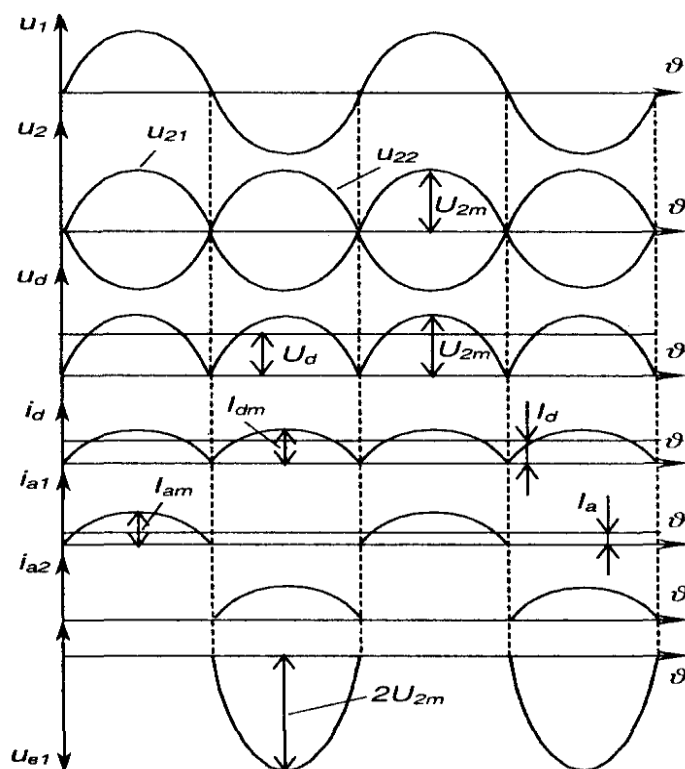
За негативної півхвилі напруги (на рис. 9.4 - у дужках) у провідному

стані знаходиться діод $VD2$. Через нього тече струм $I_{a2} = \frac{U_{22}}{R_n}$ діод $VD1$ закритий подвійною зворотною напругою U_2 .

Таким чином, за час періоду напруги мережі струм через навантаження протікає

в одному напрямку і безперервно. Досягається це в два прийоми (такти), в один з яких навантаження першим діодним ключем підмикається до першої півобмотки трансформатора, а в другий - другим діодним ключем до другої півобмотки.

Роботу цього випрямляча ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 9.5. Зверніть увагу: тут і надалі показані залежності напруг і струмів не



власне від часу t , а від кутової величини $\vartheta = \omega t = 2\pi f_m t$. Як побачимо далі, математичні залежності, що описують процеси у випрямлячах, також за аргумент мають ϑ . Це зроблено для того, щоб співвідношення величин були

однаковими за будь-якої частоти мережі f_m

При розрахунку випрямляча вихідними даними є:

I_d , U_d , U_1 , (напруга мережі),

$$R_n = \frac{U_d}{I_d}, f_m.$$

Треба визначити: 1) параметри схеми, необхідні для вибору діодів I_a , I_{am} , U_{em} ; однофазного випрямляча

2) параметри, необхідні для вибору (розрахунку) трансформатора U_2 , I_2 (струм первинної обмотки), I_1 , S_T (струм вторинної обмотки), n , S_T (габаритна потужність трансформатора);

3) параметри, необхідні для розрахунку фільтра.

Зробимо припущення:

1) діод ідеальний: його опір у відкритому стані $R_{np} = 0$, у закритому

2) опір обмоток трансформатора дорівнює нулю. Тоді матимемо наступні формули для розрахунку:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2; \quad \vartheta = 2\pi f_m t = \omega t; \quad (9.1)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (9.2)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (9.3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad I_{am} = I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d; \quad (9.4)$$

$$U_{em} = 2\sqrt{2} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = \pi U_d. \quad (9.5)$$

Знаючи значення I_a , I_{am} та U_{em} , обирають тип діода, параметри якого перевищують отримані розрахункові.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_d \frac{\pi}{2}\right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d \pi}{2\sqrt{2}} = I_d \frac{\pi}{4}; \quad (9.6)$$

$$I_1 = \frac{I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}}}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n}. \quad (9.7)$$

Габаритна потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (9.8)$$

де S_1 - потужність первинної обмотки трансформатора;

S_2 - потужність вторинної обмотки трансформатора.

$$S_1 = I_1 U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_2 n = 1,11 I_d 1,11 U_d = 1,23 I_d U_d =$$

$$= 1,23 P_d; \quad (9.9)$$

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 I_d \frac{\pi}{4} 1,11 U_d = 1,74 I_d U_d = 1,74 P_d; \quad (9.10)$$

$$S_T = \frac{1,23 P_d + 1,74 P_d}{2} = 1,48 P_d = 1,48 I_d U_d. \quad (9.11)$$

Бачимо, що S_T перевищує P_d у півтора рази. Це в основному тому, що півобмотки трансформатора працюють не безперервно, а по черзі через кожні півперіоду.

За величинами S_T , I_1 , I_2 , n , U_2 вибирається стандартний трансформатор або розраховується спеціальний.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67, \quad (9.12)$$

де $U_{m(1)} = \frac{2U_d}{m^2 - 1}$, бо, згідно з розвиненням у ряд Фур'є, амплітуда i -ї гармоніки становить

$$U_{m(i)} = \frac{2U_d}{(m^i)^2 - 1}. \quad (9.13)$$

Знаючи KH , можна розрахувати згладжуючий фільтр.

3 Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

Мостовий однофазний випрямляч складається з трансформатора, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямних діодів, з'єднаних у мостову схему. Схема випрямляча зображена на рис. 9.6.

Діоди $VD1, VD3$ складають катодну групу, $VD2, VD4$ - анодну (по назві з'єднаних між собою електродів). При цьому в одну діагональ моста (діагональ постійного струму) увімкнене навантаження, а до другої діагоналі (діагоналі змінного струму) підімкнена вторинна обмотка трансформатора.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди - один із анодної і один із катодної груп.

За полярності, вказаної без дужок, це діоди $VD1, VD4$, а діоди $VD2, VD3$ при цьому закриті. За полярності, вказаної у дужках -навіпаки. Через навантаження струм завжди тече в одному напрямку.

Часові діаграми роботи випрямляча зображені на рис. 9.7.

Для цієї схеми придатні практично всі розрахункові співвідношення однофазного випрямляча з нульовим виводом за винятком:

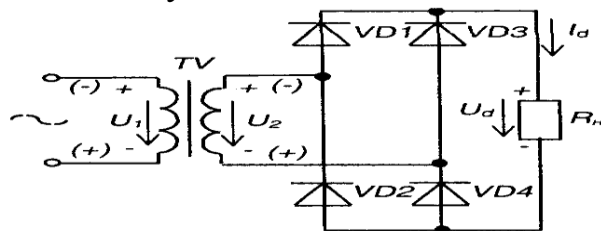


Рис. 9.6 – Однофазний мостовий випрямляч

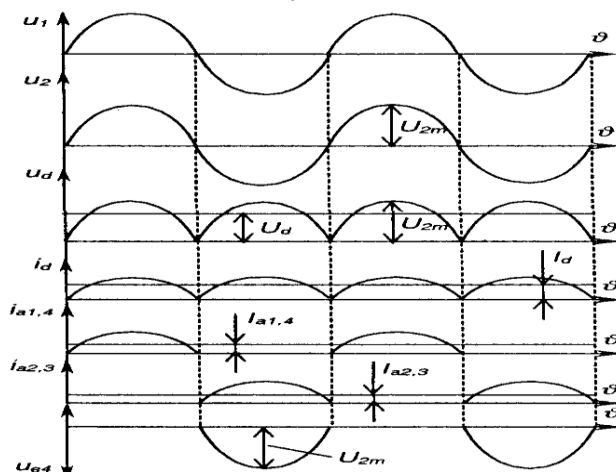


Рис. 9.7 – Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

$$\begin{aligned}
 U_{em} &= \frac{\pi}{2} U_d; \\
 I_2 &= 1,11 I_d; \\
 S_T &= 1,23 P_d.
 \end{aligned}
 \tag{9.14}$$

Аналізуючи схеми обох вищерозглянутих випрямлячів, можна зазначити деякі переваги мостового випрямляча порівняно з випрямлячем з нульовим виводом. Зокрема те, що за однакових U_d зворотна максимальна напруга на діоді у два рази нижча, краще використовується трансформатор, простіша його конструкція.

Недоліком мостової схеми є подвійна кількість випрямних діодів, що несуттєво завдяки незначним габаритам діодів та їх відносно низькій вартості.

При випрямленні малих за величиною напруг (до 10 В) важливим є те, що у мостовій схемі струм завжди протікає через два діоди, а в схемі з нульовим виводом - тільки через один. Тому тут падіння на ключах (до одного вольт на одному діоді) у два рази менше: маємо більший к.к.д.

Часто, наприклад, для живлення операційних підсилювачів необхідно мати два джерела напруги рівної за величиною, але з протилежною полярністю. У цьому випадку доцільно використовувати випрямну схему, зображену на рис. 9.8. Вона являє собою два однофазних випрямляча з нульовим виводом, вихідні напруги яких увімкнено послідовно ($VD1, VD3$ діоди одного випрямляча, а $VD2, VD4$ - другого).

Якщо в схемі мостового випрямляча (див. рис. 9.6) замінити діоди $VD3$ і $VD4$ на конденсатори, як це показано на рис. 9.9 отримаємо подвоювач напруги.

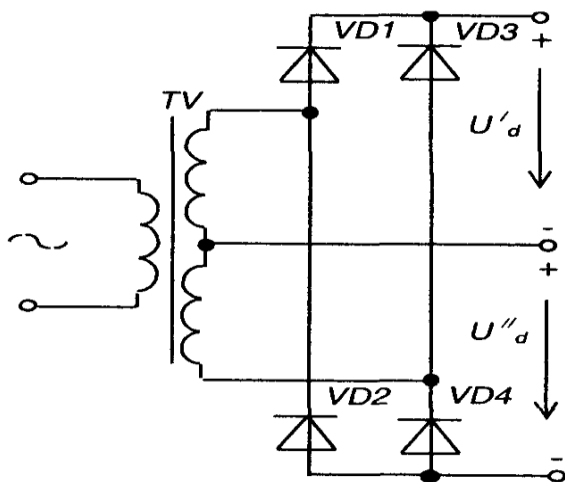


Рис. 9.8 – Двополярний випрямляч

З рисунку видно, що при різних полярностях напруги на вторинній обмотці трансформатора маємо два шляхи протікання струмів: один з них (I_{c1}) заряджає конденсатор C_1 а другий (I_{c2}) - конденсатор C_2 . Оскільки вихідна напруга U_d знімається з послідовно увімкнених конденсаторів, то маємо (для режиму холостого ходу):

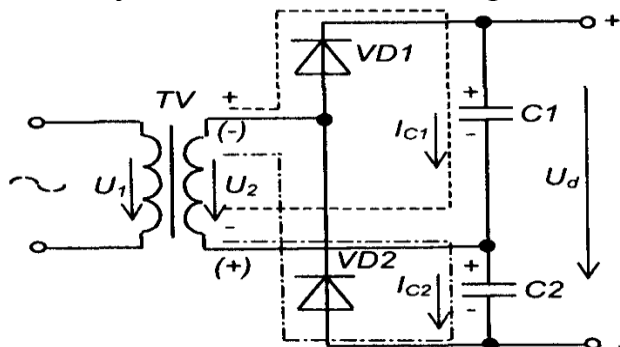


Рис. 9.9 – Подвоювач напруги

$$U_d = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2.
 \tag{9.15}$$

Зазначимо, що схеми, де половину елементів складають вентиля, а половину інші елементи, називають півмостовими.

Лекція №12

Тема: Трифазні випрямлячі.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії схем некерованих випрямлячів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Основні поняття про трифазні випрямлячі

2 Схема Міткевича

3 Схема Ларіонова

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматизации и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Основні поняття про трифазні випрямлячі

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують трифазні випрямні схеми, які мають порівняно з однофазними ряд переваг:

- краще використовуються вентиля за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективно використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підмикаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються зіркою або трикутником. Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- 1) однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- 2) двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

2 Схема Міткевича

Однопівперіодна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рис. 9.10.

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV , випрямних діодів $VD1$ - $VD3$ та навантаження RH , яке вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямляча, увімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися схемою зірка та трикутником з нульовим виводом (схема Міткевича) (забезпечуючи, наприклад, відмикання до мережі з фазною напругою 220 чи 127 вольт), а вторинні-

лише зіркою.

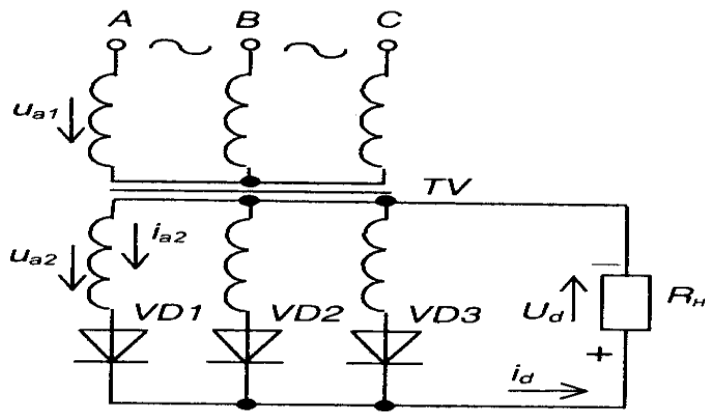


Рис. 9.10 – Трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича)

Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

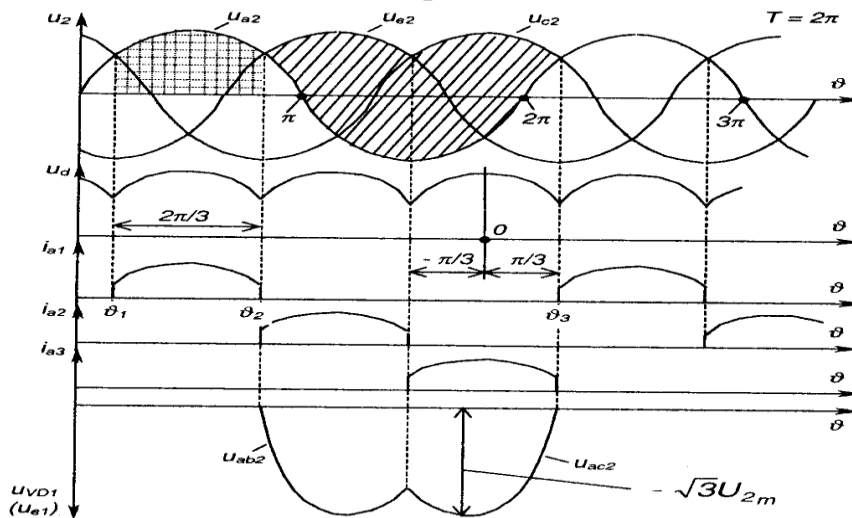


Рис. 9.11 – Часові діаграми роботи схеми Міткевича

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.11.

Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі $\vartheta_1 - \vartheta_2$ найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази A , тому у провідному стані тут знаходиться діод $VD1$. Зате на інтервалі $\vartheta_1 - \vartheta_2$ він закритий лінійною напругою u_{ad} або u_{ac} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_{a2} , а катод - потенціал фази, яка знаходиться у провідному стані - u_{b2} або u_{c2} .

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні u_d на інтервалі $(-\pi/3) \div 0 \div (\pi/3)$.

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2}U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_{2\phi} \sqrt{3} = 1,17U_{2\phi}. \quad (9.16)$$

Тоді $U_{2\phi} = 0,85U_d.$ (9.17)

Максимальна напруга на діоді

$$U_{bm} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 2,45U_d. \quad (9.18)$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (9.19)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85U_d}. \quad (9.20)$$

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

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (9.21)$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

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

$$S_T = 1,48P_d.$$

3 Схема Ларіонова

Трифазна мостова (двотактна) схема (схема Ларіонова) зображена на рис. 9.12. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як зіркою, так і трикутником. Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні вторинних обмоток у зірку.

Тут шість випрямних діодів увімкнені у трифазну мостову схему і утворюють дві групи: анодну - $VD1, VD2, VD3$ та катодну - $VD4, VD5, VD6$.

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, що підімкнені до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один з таких мостів на схемі обведено штрих-пунктирною лінією.

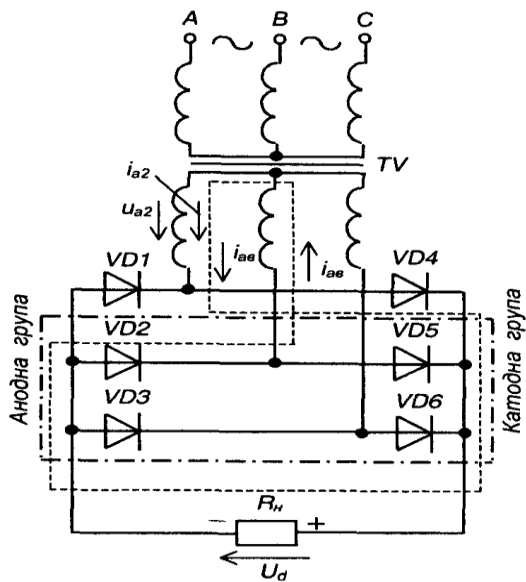


Рис. 9.12 – Трифазна мостова схема (схема Ларіонова)

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш позитивною на даний момент напругою до фази з найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм i_{ab} у момент часу, що відповідає ωt , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 9.13. На діаграмі u_d також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

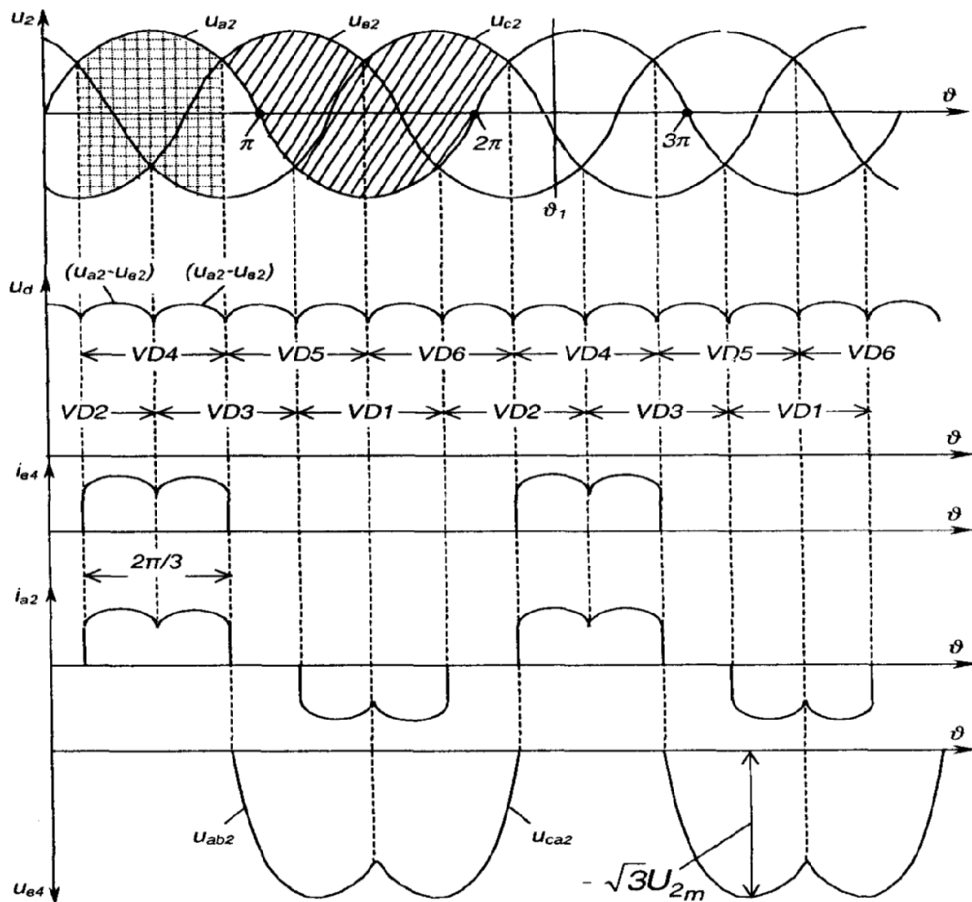


Рис. 9.13 – Часові діаграми роботи схеми Ларіонова

Час протікання струму через кожен з діодів відповідає $2\pi/3$. Струм навантаження в даній схемі викликаний лінійною напругою. Основні розрахункові співвідношення можна отримати із часової діаграми випрямленої напруги, наведеної на рис. 9.14.

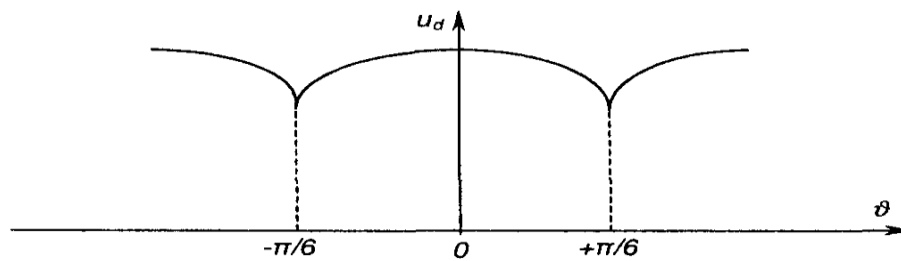


Рис. 9.14 – Розрахункова часова діаграма випрямленої напруги схеми Ларіонова

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = 2,34 U_{2\phi}; \quad (9.23)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d; \quad (9.24)$$

$$U_{bm} = \sqrt{3} \sqrt{2} U_2; \quad (9.25)$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (9.26)$$

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} \approx 0,057 \text{ (для } m = 6\text{)}. \quad (9.27)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.
Встановлена потужність трансформатора

$$S_T = 1,05 P_d. \quad (9.28)$$

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму i_{a2} на рис. 9.13).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- 1) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- 2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж шість відсотків), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- 3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова в два рази більша, але, як було зазначено раніше, на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який в схемі Міткевича повинен бути приблизно на сорок відсотків потужнішим.

Лекція №13

Тема: Компенсаційні стабілізатори паралельного і послідовного типу

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії стабілізаторів напруги

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Компенсаційні стабілізатори послідовного типу.

2 Компенсаційні стабілізатори паралельного типу.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Компенсаційні стабілізатори послідовного типу.

Найпростіший компенсаційний стабілізатор послідовного типу можна побудувати на основі параметричного стабілізатора на стабілітроні та емітерного повторювача, як це показано на рис. 9.30.

Тут емітерний повторювач забезпечує підсилення потужності (за рахунок підсилення струму) параметричного стабілізатора.

До речі, якщо замість стабілітрона до схеми ввести конденсатор, отримаємо активний ємнісний фільтр, ефективна ємність якого перевищує встановлену у P разів (P - коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі з СЕ).

Схема більш складного і потужнішого компенсаційного стабілізатора послідовного типу, який забезпечує можливість регулювання вихідної напруги (напруги на навантаженні), наведена на рис. 9.31.

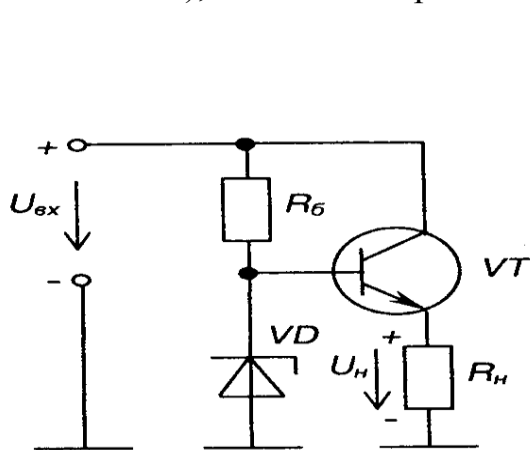


Рис. 9.30 – Простий компенсаційний стабілізатор

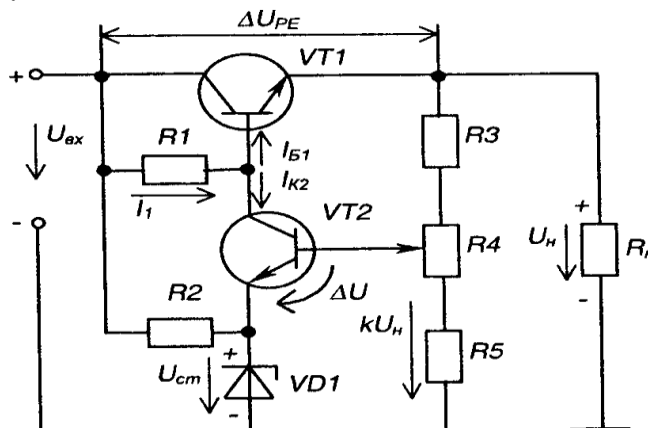


Рис. 9.31 – Компенсаційний стабілізатор послідовного типу з регульованою вихідною напругою

Тут регулюючим елементом є транзистор $VT1$, а підсилювач сигналу зворотного зв'язку - $VT2$. За джерело опорної напруги править параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні $VD1$ та резисторі $R2$.

Дільник напруги на резисторах $R3 - R5$ з коефіцієнтом ділення" k є датчиком сигналу зворотного зв'язку.

Підсилювач сигналу розузгодження $VT2$ під дією напруги змінює опір $VT1$ таким чином, щоб підтримувати напругу на навантаженні незмінною

$$U_n = U_{вх} - \Delta U_{PE} = const. \quad (9.87)$$

Припустимо, що $U_{вх}$ зростає і це повинно призвести до зростання U_n . Тоді також зростає $\Delta U = kU_n - U_{см}$, що викликає зростання колекторного струму $VT2$ I_{K2} та зменшення базового струму $VT1$, оскільки $I_{B1} = (I_1 - I_{K2})$ Опір $VT1$ зростає, а значить зростає і падіння напруги на ньому ΔU_{PE} , а $U_n = U_{вх} - \Delta U_{PE} = const$ - залишається не-

змінним.

Таким чином, стабільність вихідної напруги підтримується завдяки від'ємному зворотньому зв'язку.

Змінюючи положення регулятора резистора R_4 , можна змінювати вихідну напругу U_H

$$kU_H = U_{cm}; \quad U_H = \frac{U_{cm}}{k}. \quad (9.88)$$

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора може сягати $K_{ct} > 1000$.

Зараз широко використовують стабілізатори напруги компенсаційного типу в інтегральному виконанні з потужністю до 100 Вт. Окрім надзвичайно якісного виконання основної функції (стабілізації напруги), вони, за рахунок введення до складу мікросхеми додаткових вузлів, забезпечують також захист від короткого замикання у навантаженні та від перевантаження (від перевищення температури корпусу). Маючи в своєму складі кілька десятків елементів, такі стабілізатори розміщуються у корпусі звичайного потужного транзистора. Випускаються ІМС стабілізаторів як з фіксованими значеннями вихідної напруги, так і з можливістю її регулювання за допомогою зовнішнього резисторного дільника.

2 Компенсаційні стабілізатори паралельного типу.

Часто виникає необхідність стабілізації величини не напруги на навантаженні, а його струму (наприклад, при заряді акумуляторних батарей, в електрохімічних реакторах і т.п.).

Оскільки реально ми маємо справу з джерелами напруги, постає проблема перетворення джерела напруги у джерело струму.

На рис. 9.32 зображені вольт-амперні характеристики (ВАХ) стабілізаторів (джерел) напруги та струму.

На рисунку позначено:

- 1 - ВАХ ідеального джерела струму;
- 2 - ВАХ реального джерела струму;
- 3 - ВАХ ідеального джерела напруги;
- 4 - ВАХ реального джерела напруги.

Прикладом малопотужного стабілізатора струму може служити схема, наведена на рис. 9.33.

Величина струму у навантаженні I_H тут визначається величинами напруги стабілізації U стабілітрона VD і опору резистора R_E . Вона становить

$$I_H = \frac{U_{cm} - U_{BE}}{R_E}. \quad (9.89)$$

Це забезпечується тим, що, як відомо, струм колектора біполярного транзистора визначається величинами струму його бази і коефіцієнта підсилення за струмом, але не залежить від величини напруги в силовому колі - між колектором і емітером у наведеному прикладі, а отже, і від величини опору навантаження у колі колектора (див. вихідні ВАХ біполярного транзистора на рис. 2.16,6).

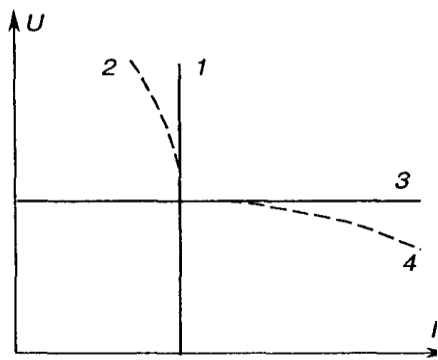


Рис. 9.32 – ВАХ стабілізаторів струму (1, 2) і напруги (3, 4)

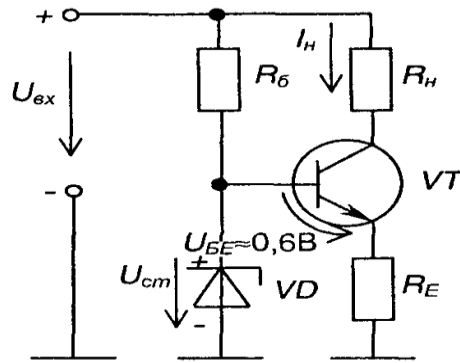


Рис. 9.33 – Стабілізатор струму

Особливою ефективністю при перетворенні джерела напруги в джерело струму із забезпеченням великої потужності відзначаються електромагнітні (індуктивно-ємнісні) перетворювачі - схеми Бушера. Регулювання в них відбувається на стороні змінного струму (виходячи з суті побудови перетворювача, який, звичайно, може бути використаний для живлення навантажень змінного струму).

Лекція №14

Тема: Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії СІФК

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Загальні положення

2 СІФК з горизонтальним керуванням

3 СІФК з вертикальним керуванням

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Загальні положення

Завданням СІФК є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати наступним вимогам:

1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування - (10...20) В, (20...2000) мА;

2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів (150...200)В/ел. градус;

3) забезпечувати регулювання величини кута α у заданому діапазоні з необхідною точністю;

4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;

5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування - взагалі їх тривалість може складати (я-а), але це неекономічна, достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує величину струму утримання;

б) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом керування бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії вони поділяються на синхронні (коли відлік затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) та асинхронні (відлік затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Затримка i -го імпульсу у синхронних СІФК

$$\omega t_i = \varphi + \frac{2\pi}{m} (i - 1) + \theta_i(u_m), \quad (9.103)$$

де m – число фаз випрямляча;

i – порядковий номер імпульсу;

θ_i – регульована затримка i -го імпульсу;

φ – початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).

Затримка імпульсу у асинхронних СІФК

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + \frac{2\pi}{m} + \theta_i(u_m), \quad (9.104)$$

де (ωt_{i-1}) – часова затримка попереднього імпульсу.

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більше розповсюдження знайшли синхронні СІФК, які використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

2 СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують горизонтальний спосіб керування, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна - керуюча напруга - проходить через нуль.

Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рис. 9.40.

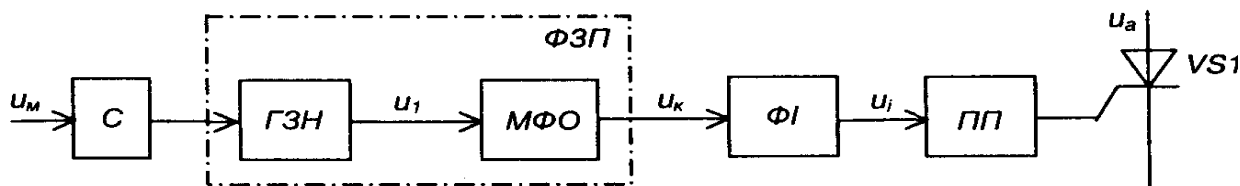


Рис. 9.40 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

С - синхронізатор;

ГЗН- генератор змінної напруги;

МФО - мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги м, від 0 до

я);

ФЗП- фазо зсувний пристрій;

ФІ- формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0);

ПП- підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу i , до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис. 9.41 наведені часові діаграми роботи СІФК.

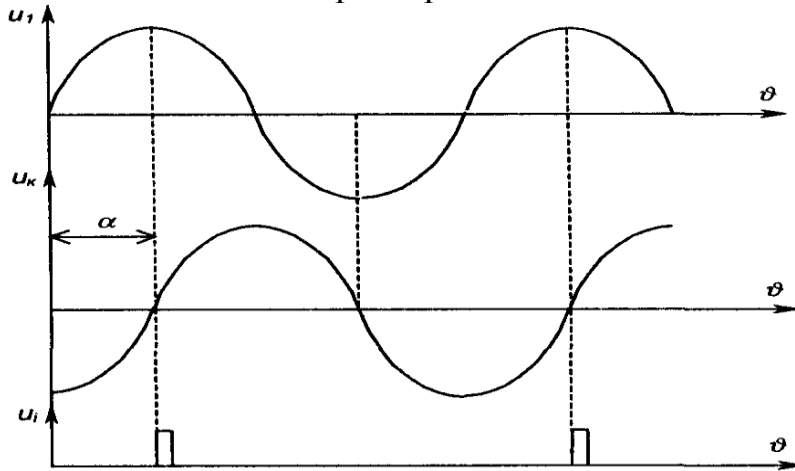


Рис. 9.41 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рис. 9.42. Вона складається із трансформатора TV з двома пів обмотками, змінного резистора R та конденсатора C .

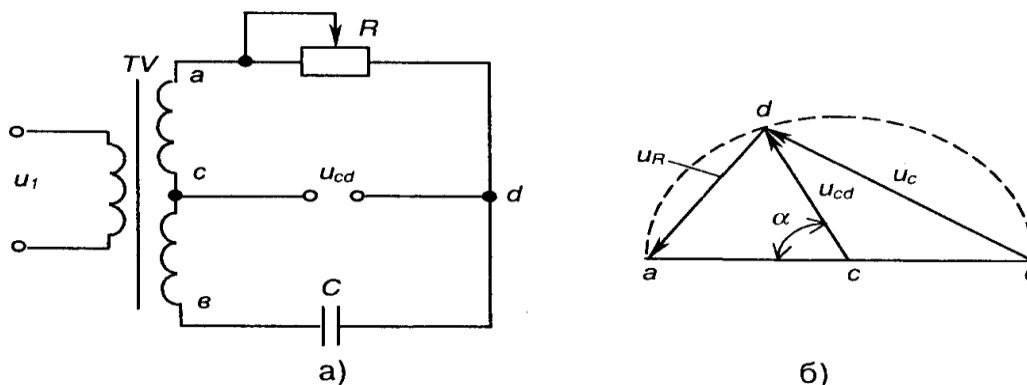


Рис. 9.42 – Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б)

До недоліків такої схеми слід віднести:

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності величини a в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

3 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керуючий імпульс генерується в момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.43, де позначено: u - лінійно змінювана напруга;

U_o - опорна напруга.

Кут керування a змінюється зі зміною U_o - ніби по вертикалі.

Пристрій, де порівнюються u та U_0 , називається вузлом порівняння (*ВП*). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u-U_0$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

На рис. 9.44 зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

На ній позначено:

ГЛН- генератор лінійно змінюваної напруги;

ВП - вузол порівняння напруг;

ФЗП- фазо зсувний пристрій;

ФІ- формувач імпульсів;

ПП- підсилювач потужності.

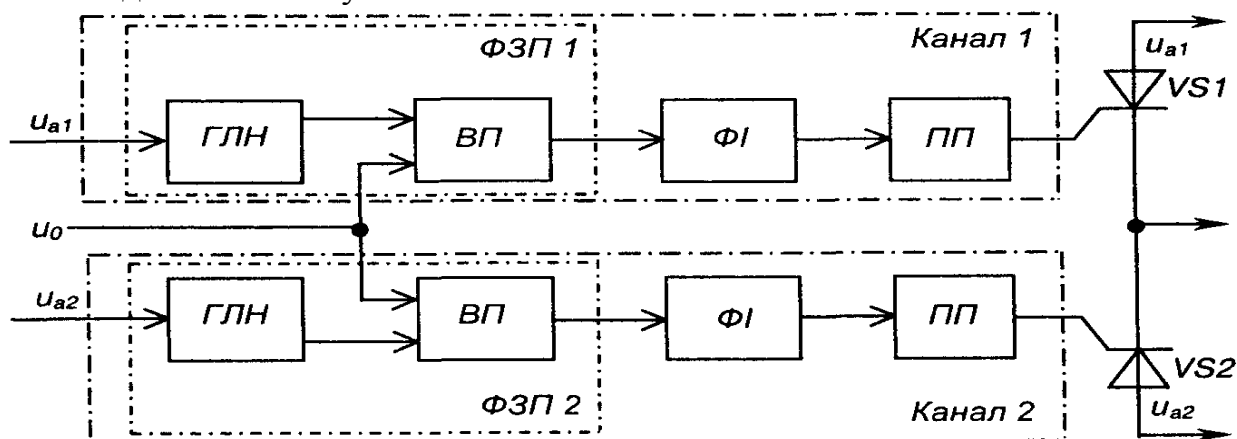


Рис. 9.44 – Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис. 9.45.

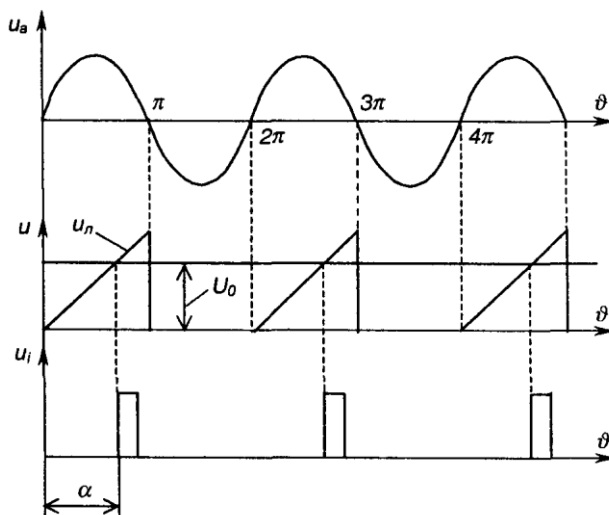


Рис. 9.45 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u *ГЛН* генерує лінійно змінювану напругу u_n , яка надходить на один з входів вузла порівняння *ВП*. На другий вхід *ВП* подається постійна опорна напруга U_0 .

У момент зрівняння цих напруг, коли $u=U_0$, на виході *ВП* формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_g .

Вузли *ГЛН* та *ВП* виконують роль фазо зсувного пристрою *ФЗП*.

Вузли *ФІ* та *ПП* призначені для формування та підсилення імпульсів керування u необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

4 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) зображена на рис. 9.46.

Вона складається з таких елементів:

TV - трансформатор напруги, вторинна напруга u , якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ;

VT - транзисторний ключ;

R_2, R_3, C - зарядне RC-коло, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R_2 + R_3)C \gg T_m, \quad (9.105)$$

де T - період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати $R_3 \ll R_2$.

Працює схема так.

За позитивної півхвилі u_1 , транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u = 0$.

За негативної півхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R_2, R_3, C, -E_K)$.

За наступної позитивної півхвилі u_1 транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R_p , що обмежує струм через транзистор.

Оскільки $t_{зар} \gg T_m$, можна вважати, що напруга u_i змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.47.

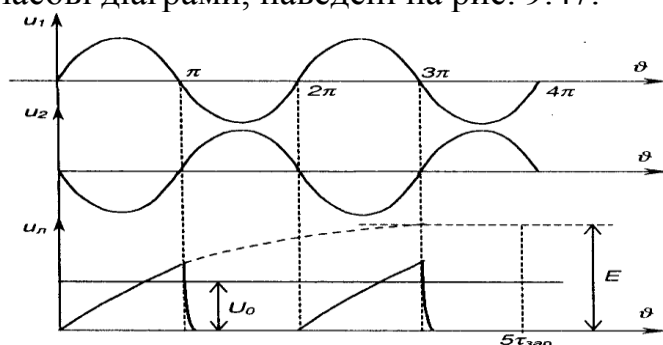


Рис. 9.47 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R , використати джерело постійного струму (див. розділ 9.9), як це показано на рис. 9.48.

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійної напруги,

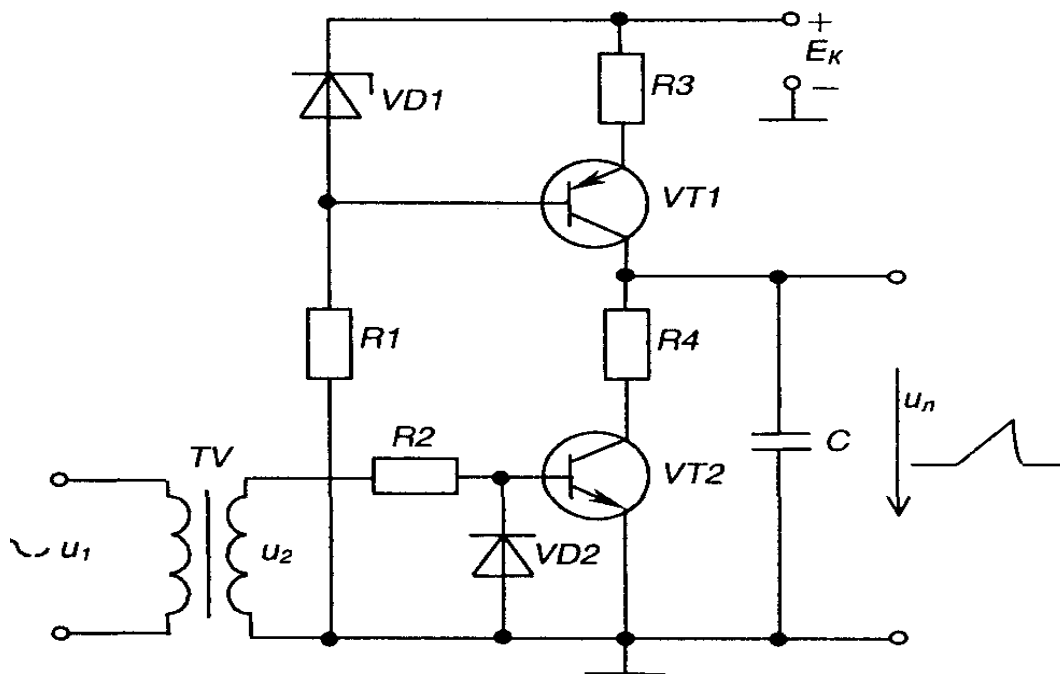


Рис. 9.48 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем, як це показано на рис. 9.49, де інтегратор складається з елементів R_p , C і $DA2$.

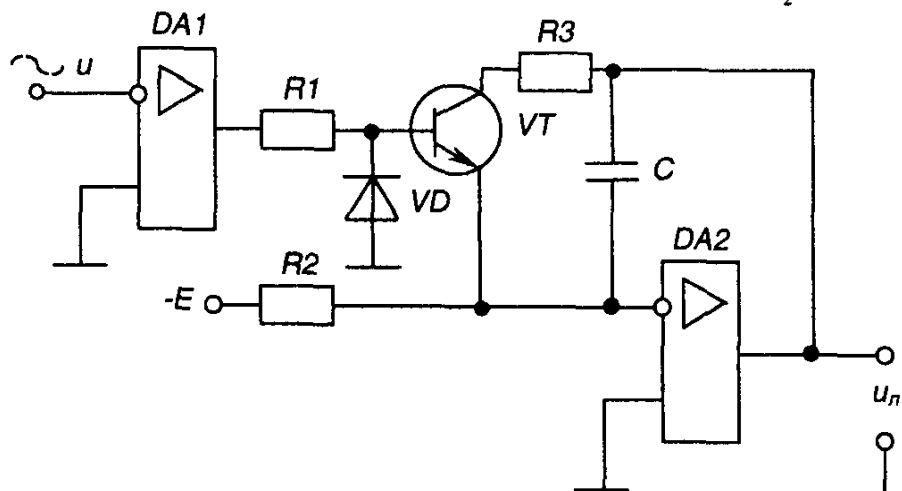


Рис. 9.49 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

Зверніть увагу на те, що розрядний транзистор VT тут емітером підімкнений до інвертуючого входу операційного підсилювача $DA2$, що має нульовий потенціал (див. розділ 4.6.7).

Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі $DA1$.

Вузол порівняння (ВП)

Вузол порівняння, схема якого наведена на рис. 9.50, виконано на основі операційного підсилювача DA , що працює в режимі компаратора (схема порівняння напруг - див. розділ 4.6.9).

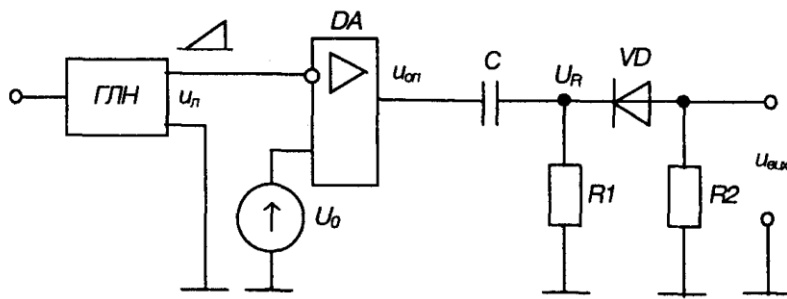


Рис. 9.50 – Вузол порівняння

На його інвертуючий вхід надходить пилкоподібна напруга u_n , а на неінвертуючий - опорна напруга U_o . Вихід компаратора з'єднано з формуючим ланцюгом: із диференціюючим колом C , R_1 і обмежуючим діод-ним ключем VD , R_2 який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки від'ємної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рис.

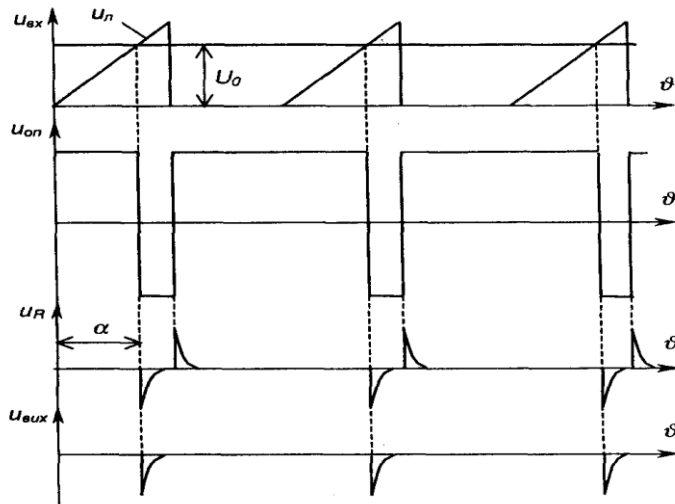


Рис. 9.51 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одновібратор (див. розділ 5.3.5), який генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

Імпульсний підсилювач потужності

Підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схема такого підсилювача зображена на рис. 9.52.

Він виконаний на транзисторі VT , який увімкнено за схемою з СЕ і працює в ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнена первинна обмотка w_1 трансформатора TV , напруга з вторинної обмотки w_2 якого подається у коло керування тиристора VS .

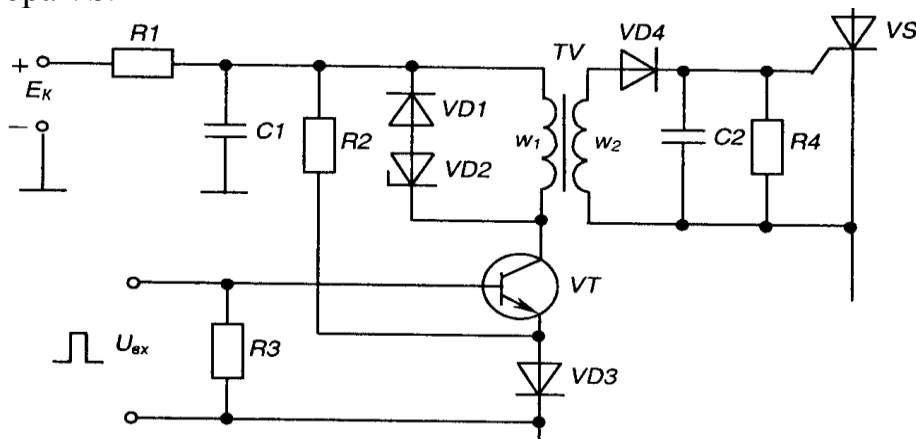


Рис. 9.52 - Імпульсний підсилювач потужності

За відсутності вхідного імпульсу U_{sx} транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подана напруга зміщення з діода $VD3$). Напруга на вихідній обмотці w_2 відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга E_K прикладається до первинної обмотки трансформатора w_1 .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватися і на вторинній обмотці з'являється прямокутний позитивний імпульс

$$U_{вих} = E \frac{w_1}{w_2} = \frac{E}{n},$$

який існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n=w_1/w_2$ вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора - для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закривання транзистора діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводу трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр $-R, C$ знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела E_K оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α_n задається у вигляді цифрового коду. Після відповідної обробки цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування α_n .

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом розглянутої у розділі 9.11.3 СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії.

Структурна схема СІФК з цифровим керуванням зображена на рис.

На схемі позначено : I

$ЗП$ - задаючий пристрій, \wedge

за допомогою якого значення α_n задається у вигляді цифрового коду;

R - реєстр, в якому зберігається код поточного значення α_{JP} це елемент оперативної пам'яті системи;

$ППК$ - пристрій порівняння кодів (цифровий компаратор);

$ЛП$ - лічильник імпульсів;

$ГП$ - генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти;

ΦI - формувач імпульсів;

$ПП$ - підсилювач потужності;

$ВС$ - вузол синхронізації;

VS - тиристор.

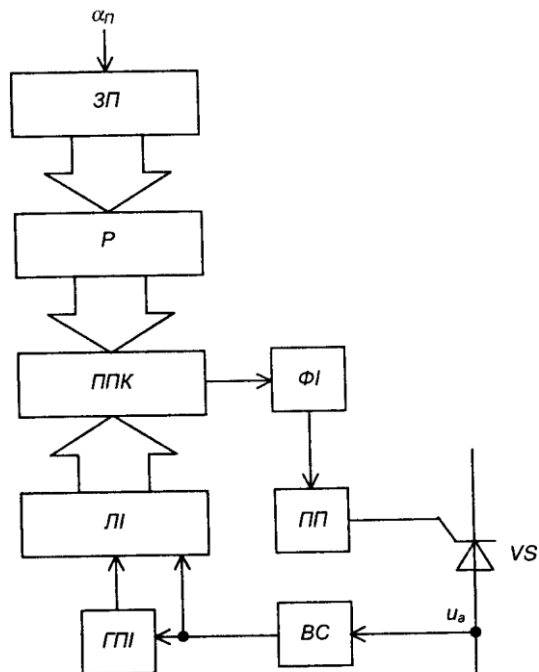


Рис. 9.56 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

Напочатку кожного циклу роботи в реєстр P заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код α_n (який є аналогом опорної напруги U_n у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі u_a через нуль вузол синхронізації BC вмикає генератор $ГПІ$ і лічильник імпульсів $ЛІ$, який починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги u) з виходу $ЛІ$ подається на цифровий пристрій порівняння кодів $ППК$, куди також подається і код з виходу реєстра P . Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в реєстрі P , $ППК$ виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів ΦI . Вихідний імпульс ΦI після підсилення в $ПП$ подається на керуючий електрод тиристора VS .

Після закінчення додатньої півхвилі u BC вимикає генератор $ГПІ$ і встановлює лічильник імпульсів $ЛІ$ в нульовий стан - схема готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях.

СІФК з цифровим керуванням можуть забезпечувати практично будь-яку точність задання кута керування (з допустимою величиною дискретності). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів P і $ЛІ$, а також частоти $ГПІ$.

Не дивлячись на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК порівняно з аналоговими забезпечують:

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість (погодьтесь, що забезпечити завадостійкість цифрового компаратора, який порівнює послідовність одиниць і нулів - високих або низьких рівнів напруги, значно легше, ніж аналогового, який порівнює досить повільно змінювані в часі напруги);
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями. Наприкінці зазначимо, що такий принцип керування, звичайно, може

бути реалізований програмно, наприклад, у мікропроцесорному пристрої керування.

Тема: Побудова типових вузлів СІФК

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії СІФК

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 СІФК з вертикальним керуванням

2 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Загальні положення

Завданням СІФК є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати наступним вимогам:

1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування - (10...20) В, (20...2000) мА;

2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів (150...200)В/ел. градус;

3) забезпечувати регулювання величини кута α у заданому діапазоні з необхідною точністю;

4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;

5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування - взагалі їх тривалість може складати (я-а), але це неекономічна, достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує величину струму утримання;

б) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом керування бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії вони поділяються на синхронні (коли відлік затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) та асинхронні (відлік затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Затримка i -го імпульсу у синхронних СІФК

$$\omega t_i = \varphi + \frac{2\pi}{m} (i - 1) + \theta_i(u_m), \quad (9.103)$$

де m – число фаз випрямляча;
 i – порядковий номер імпульсу;
 θ_i – регульована затримка i -го імпульсу;
 ϕ – початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).
 Затримка імпульсу у асинхронних СІФК

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + \frac{2\pi}{m} + \theta_i(u_m), \quad (9.104)$$

де $(u_m \cdot t)$ - часова затримка попереднього імпульсу.

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більше розповсюдження знайшли синхронні СІФК, які використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

2 СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують горизонтальний спосіб керування, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна - керуюча напруга - проходить через нуль.

Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рис. 9.40.

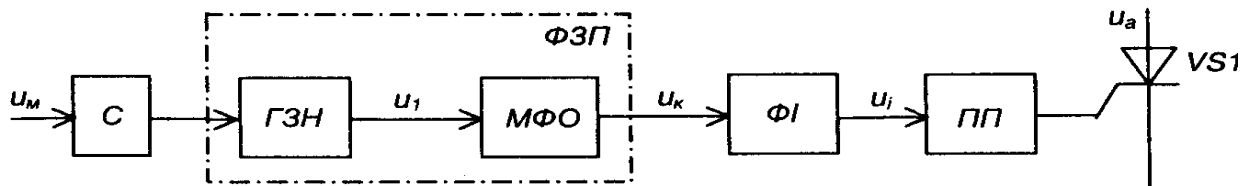


Рис. 9.40 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

С - синхронізатор;

ГЗН- генератор змінної напруги;

МФО - мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги m , від 0 до π);

ФЗП- фазо зсувний пристрій;

ФІ- формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0);

ПП- підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу i , до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис. 9.41 наведені часові діаграми роботи такої СІФК.

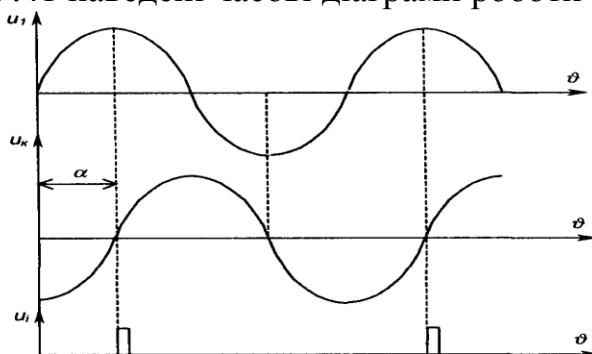


Рис. 9.41 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рис. 9.42. Вона складається із трансформатора TV з двома пів обмотками, змінного резистора R та конденсатора C .

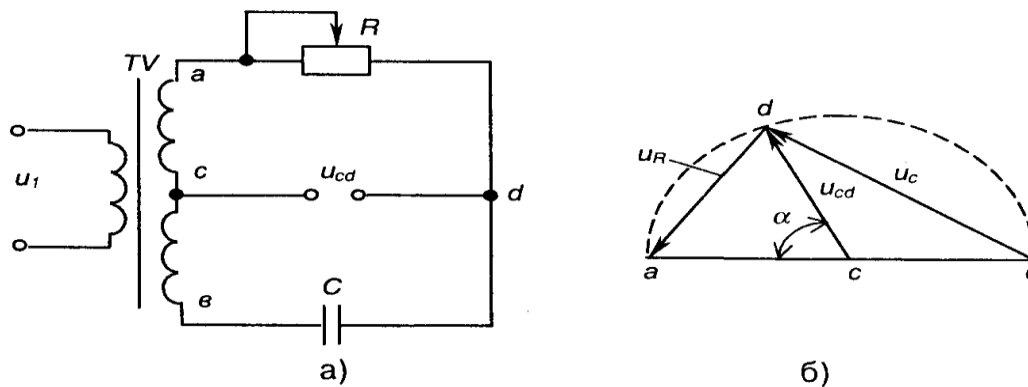


Рис. 9.42 – Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б)

До недоліків такої схеми слід віднести:

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності величини a в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

3 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керуючий імпульс генерується в момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.43, де позначено: u - лінійно змінювана напруга;

U_o - опорна напруга.

Кут керування α змінюється зі зміною U_o - ніби по вертикалі.

Пристрій, де порівнюються m_7 та U_o , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u - U_o$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

На рис. 9.44 зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

На ній позначено:

ГЛН- генератор лінійно змінюваної напруги;

ВП - вузол порівняння напруг;

ФЗП- фазо зсувний пристрій;

ФІ- формувач імпульсів;

ПП- підсилювач потужності.

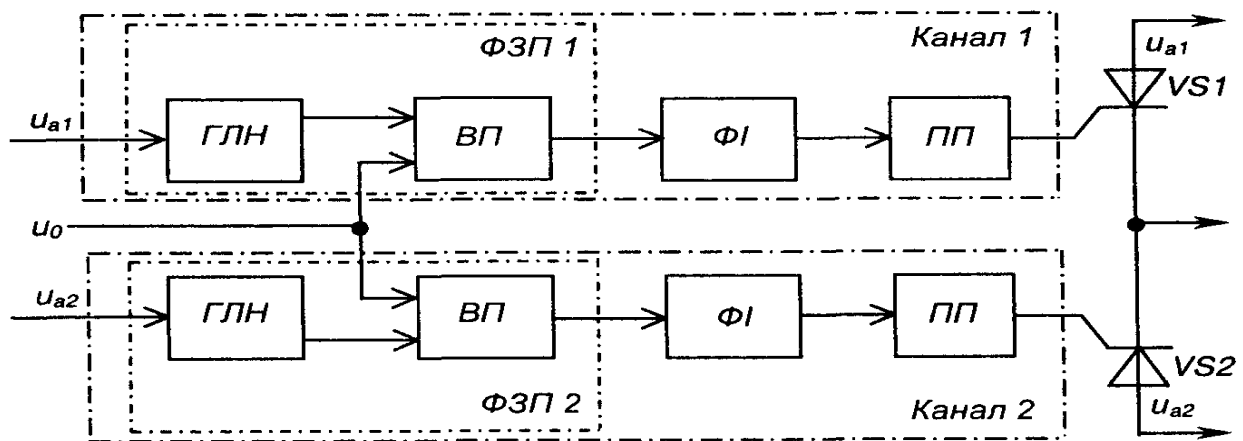


Рис. 9.44 – Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис. 9.45.

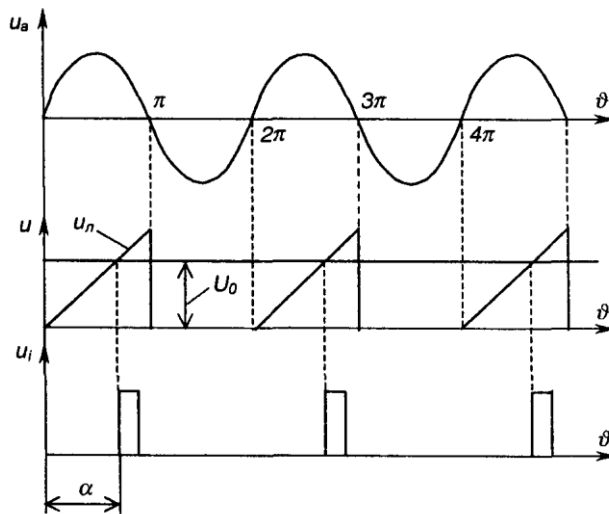


Рис. 9.45 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u ГЛН генерує лінійно змінювану напругу u_n , яка надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга U_o .

У момент зрівняння цих напруг, коли $u=U_o$, на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_g .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою ФЗП.

Вузли ФІ та ПП призначені для формування та підсилення імпульсів керування u необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

Лекція №16

Тема: Типові вузли СІФК вертикального керування

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії СІФК

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 СІФК з вертикальним керуванням

2 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керуючий імпульс генерується в момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.43, де позначено: u - лінійно змінювана напруга;

U_o - опорна напруга.

Кут керування a змінюється зі зміною U_o - ніби по вертикалі.

Пристрій, де порівнюються m_7 та U_o , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u-U_o$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

На рис. 9.44 зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

На ній позначено:

ГЛН- генератор лінійно змінюваної напруги;

ВП - вузол порівняння напруг;

ФЗП- фазо зсувний пристрій;

ФІ- формувач імпульсів;

ПП- підсилювач потужності.

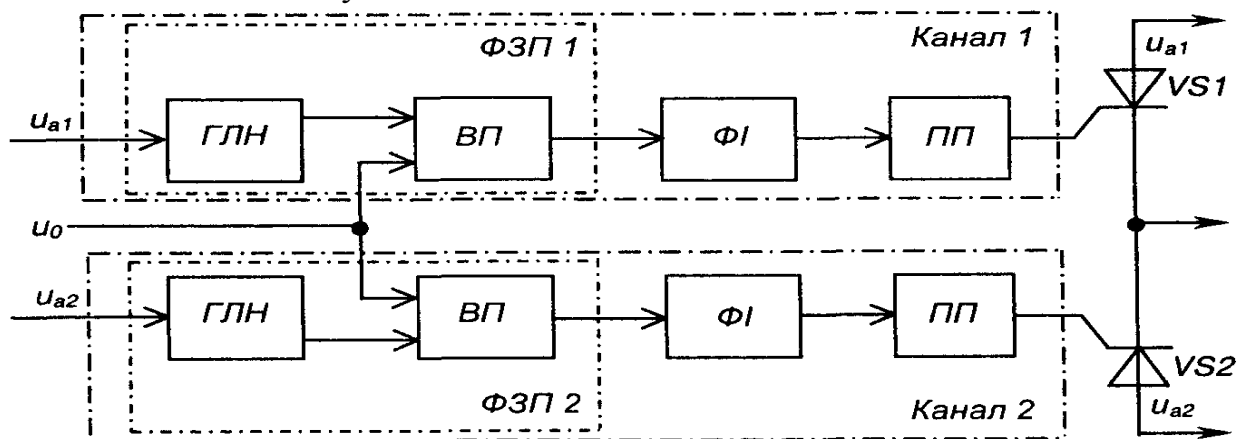


Рис. 9.44 – Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис. 9.45.

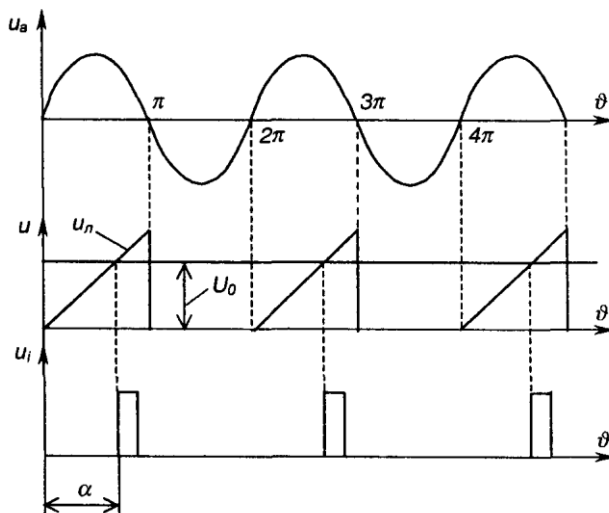


Рис. 9.45 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u ГЛН генерує лінійно змінювану напругу u_c , яка надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга U_o .

У момент зрівняння цих напруг, коли $u = U_o$, на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_g .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазо зсувного пристрою ФЗП.

Вузли ФІ та ППІ призначені для формування та підсилення імпульсів керування u необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

4 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) зображена на рис. 9.46.

Вона складається з таких елементів:

TV- трансформатор напруги, вторинна напруга u , якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ;

VT- транзисторний ключ;

R_2, R_3, C - зарядне RC-коло, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R_2 + R_3)C \gg T_m, \quad (9.105)$$

де T - період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати $R_3 \ll R_2$.

Працює схема так.

За позитивної півхвилі u , транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u = 0$.

За негативної півхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R_2, R_3, C, -E_K)$.

За наступної позитивної півхвилі u_2 транзистор знову відкривається і

конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R_p , що обмежує струм через транзистор.

Оскільки $t_{зар} \gg T_m$, можна вважати, що напруга u_i змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.47.

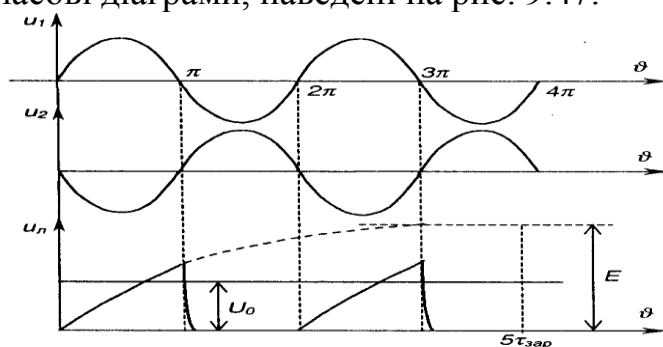


Рис. 9.47 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R , використати джерело постійного струму (див. розділ 9.9), як це показано на рис. 9.48.

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійної напруги,

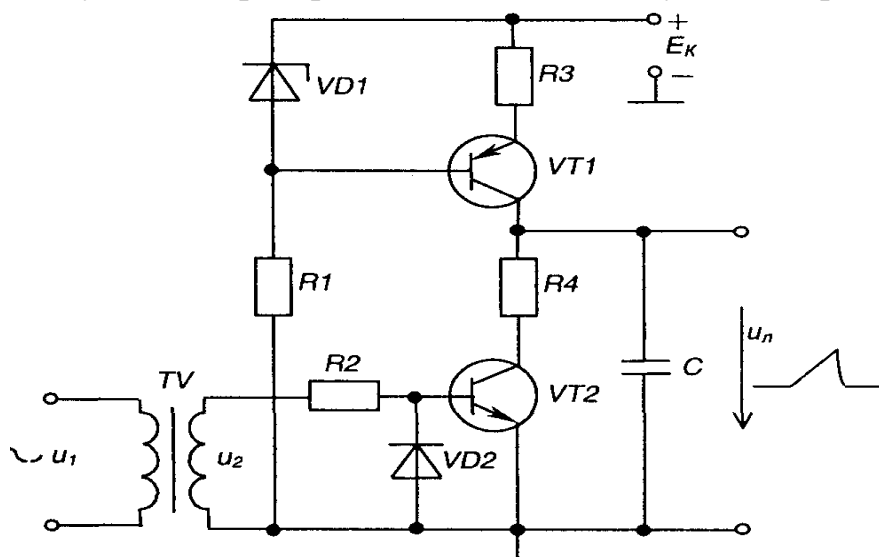


Рис. 9.48 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем, як це показано на рис. 9.49, де інтегратор складається з елементів R_p , C і $DA2$.

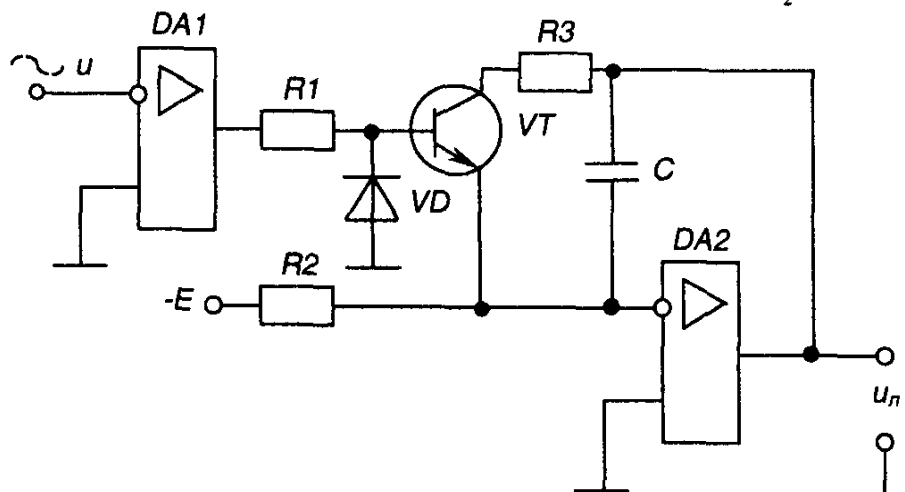


Рис. 9.49 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

Зверніть увагу на те, що розрядний транзистор VT тут емітером

підімкнений до інвертуючого входу операційного підсилювача $DA2$, що має нульовий потенціал (див. розділ 4.6.7).

Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі $DA1$.

Вузол порівняння (ВП)

Вузол порівняння, схема якого наведена на рис. 9.50, виконано на основі операційного підсилювача DA , що працює в режимі компаратора (схема порівняння напруг - див. розділ 4.6.9).

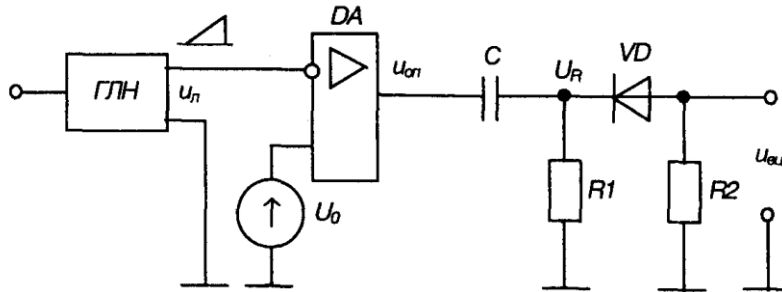


Рис. 9.50 – Вузол порівняння

На його інвертуючий вхід надходить пилкоподібна напруга u_n , а на неінвертуючий - опорна напруга U_0 . Вихід компаратора з'єднано з формуючим ланцюгом: із диференціюючим колом C , R_1 ; і обмежуючим діодним ключем VD , R_2 який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки від'ємної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рис.

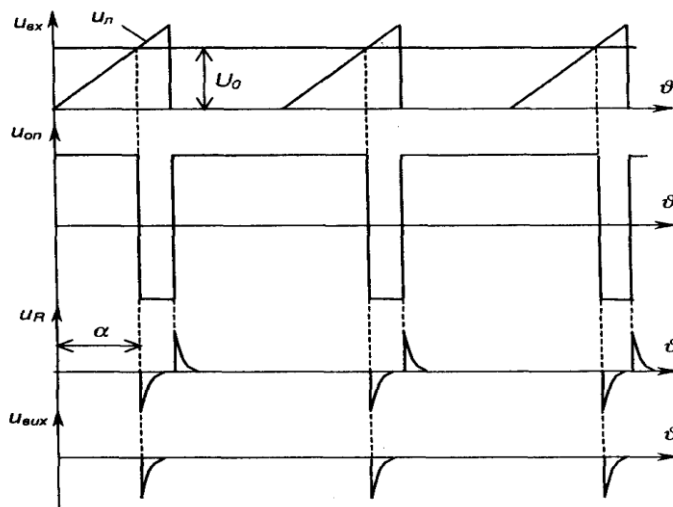


Рис. 9.51 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одновібратор (див. розділ 5.3.5), який генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

Імпульсний підсилювач потужності

Підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схема такого підсилювача зображена на рис. 9.52.

Він виконаний на транзисторі VT , який увімкнено за схемою з СЕ і працює в ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнена первинна обмотка w_1 трансформатора TV , напруга з вторинної обмотки w_2 якого подається у коло керування тиристора VS .

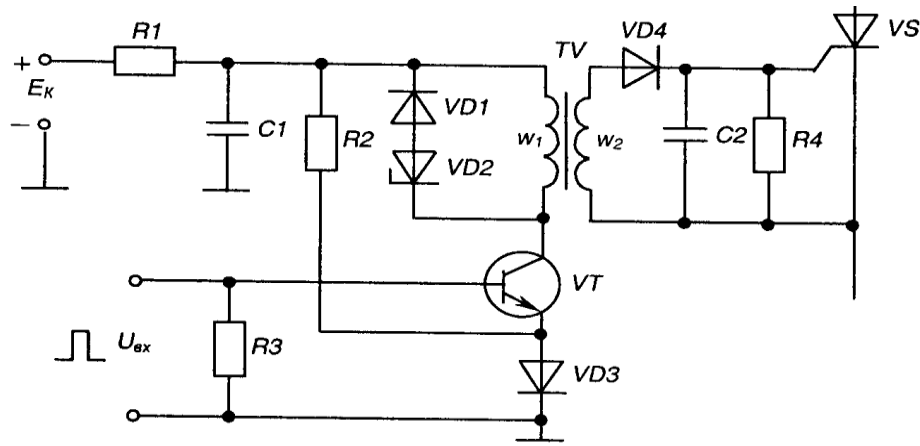


Рис. 9.52 - Імпульсний підсилювач потужності

За відсутності вхідного імпульсу $U_{вх}$ транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подана напруга зміщення з діода $VD3$). Напруга на вихідній обмотці w_2 відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга E_K прикладається до первинної обмотки трансформатора w_1 .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватися і на вторинній обмотці з'являється прямокутний позитивний імпульс

$U_{вих} = E \frac{w_1}{w_2} = \frac{E}{n}$, який існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n = w_1/w_2$ вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора - для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закриття транзистора діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводу трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр $-R, C$, знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела E_K оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α_c задається у вигляді цифрового коду. Після відповідної обробки цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування $\alpha_{y/}$.

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом розглянутої у розділі 9.11.3 СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії.

Структурна схема СІФК з цифровим керуванням зображена на рис.

На схемі позначено : I

$ZП$ - задаючий пристрій, \wedge

за допомогою якого значення α_n задається у вигляді цифрового коду;

R - реєстр, в якому зберігається код поточного значення α_{jP} це елемент оперативної пам'яті системи;

$ППК$ - пристрій порівняння кодів (цифровий компаратор);

$ЛП$ - лічильник імпульсів;

$ГП$ - генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти;

ΦI - формувач імпульсів;

ПП- підсилювач потужності;

BC- вузол синхронізації;

VS - тиристор.

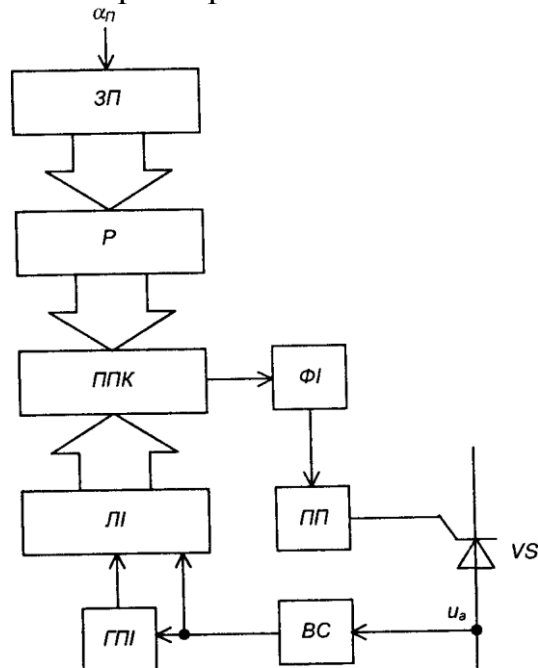


Рис. 9.56 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

Напочатку кожного циклу роботи в реєстр P заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код α_n (який є аналогом опорної напруги U_n у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі u_a через нуль вузол синхронізації BC вмикає генератор $ГПІ$ і лічильник імпульсів $ЛІ$, який починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги u) з виходу $ЛІ$ подається на цифровий пристрій порівняння кодів $ППК$, куди також подається і код з виходу реєстра P . Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в реєстрі P , $ППК$ виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів $ФІ$. Вихідний імпульс $ФІ$ після підсилення в $ПП$ подається на керуючий електрод тиристора VS .

Після закінчення додатньої півхвилі u BC вимикає генератор $ГПІ$ і встановлює лічильник імпульсів $ЛІ$ в нульовий стан - схема готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях.

СІФК з цифровим керуванням можуть забезпечувати практично будь-яку точність задання кута керування (з допустимою величиною дискретності). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів P і $ЛІ$, а також частоти $ГПІ$.

Не дивлячись на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК порівняно з аналоговими забезпечують:

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість (погодьтесь, що забезпечити завадостійкість цифрового компаратора, який порівнює послідовність одиниць і нулів - високих або низьких рівнів напруги, значно легше, ніж аналогового, який порівнює досить повільно змінювані в часі напруги);
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями. Наприкінці зазначимо, що такий принцип керування, звичайно, може

бути реалізований програмно, наприклад, у мікропроцесорному пристрої керування.

Лекція №17

Тема: Однофазні та трифазні регулятори змінного струму

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії імпульсних стабілізаторів напруги

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Методи регулювання величини напруги змінного струму

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати величину напруги на навантаженні.

Можливість зміни величини постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою керованих випрямлячів, які будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1) змінювати величину змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними методами й імпульсними.

При безперервних методах застосовують:

1) реостати і дільники напруги;

2) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами в розділі 9.8.2 стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги

тут гасяться на увімкнених послідовно з навантаженням елементів регулятора, що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є імпульсні методи регулювання, що зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, які можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) - польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкненого і розімкненого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підминається до навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

1. Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість - ширину. У результаті маємо

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (9.98)$$

де E - е.р.с. джерела постійного струму;

t - тривалість імпульсу;

T - період надходження імпульсів;

$$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1) \text{ - коефіцієнт заповнення.}$$

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma = 0$) до E (при $\gamma = 1$). 2.

При частотно-імпульсному регулюванні (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (9.100)$$

де f - частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f > 0$, а максимальне, що наближається до величини E , при $f \rightarrow 0$.

3. За комбінованого регулювання змінюють період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший в реалізації (так, наприклад, працює термобіметалічний регулятор у прасці) але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масо-габаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі

змінного струму, що тим більше забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШПР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подолання радіоперешкод, що передаються з регулятора в мережу). Виходячи з наведеного, метод ШПР застосовують найчастіше.

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рис. 9.36. Тут у якості фільтра використано Л-подібний LC-фільтр.

При замкненому ключі K навантаження живиться від джерела постійного струму E (струм I_{d1}), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнений, то навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм I_{d2}), в схему введено діод VD , який називають зворотним.

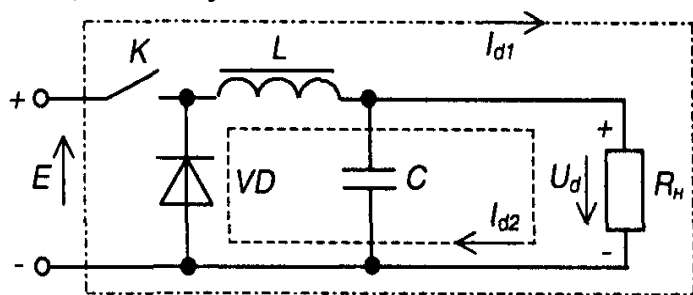


Рис. 9.36 – Імпульсний регулятор постійної напруги

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи фазо-імпульсний метод. При цьому до складу перетворюючого пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі - як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги (див. розділ 2.6.2 - кут регулювання α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі, див. розділ 9.8.2). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора обумовлює величину к.к.д. у 100 відсотків!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентиляльної схеми, що вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного

навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне - погіршується $\cos \varphi$.

Тепер зрозуміло, чому в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШІР, використовуючи при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо, що електронні регулятори, які не мають рухомих механічних елементів, називають статичними регуляторами.

Лекція №18

Тема: Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії імпульсних стабілізаторів напруги

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Схеми запуску для однофазних регуляторів

2 Схеми запуску для трифазних регуляторів

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати величину напруги на навантаженні.

Можливість зміни величини постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою керованих випрямлячів, які будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1) змінювати величину змінної напруги, що подається на вентильну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомих струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними методами й імпульсними.

При безперервних методах застосовують:

1) реостати і дільники напруги;

2) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами в розділі 9.8.2 стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах регулятора, що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є імпульсні методи регулювання, що зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, які можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) - польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкненого і розімкненого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підминається до навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

1. Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість - ширину. У результаті маємо

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (9.98)$$

де E - е.р.с. джерела постійного струму;

t - тривалість імпульсу;

T — період надходження імпульсів;

$$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1) \text{ — коефіцієнт заповнення.}$$

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma = 0$) до E (при $\gamma = 1$). 2.

При частотно-імпульсному регулюванні (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (9.100)$$

де T - частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f \rightarrow 0$, а максимальне, що наближається до величини E , при.

3. За комбінованого регулювання змінюють період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший в реалізації (так, наприклад, працює термобіметалічний регулятор у прасці) але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масогабаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що тим більше забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подолання радіоперешкод, що передаються з регулятора в мережу). Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рис. 9.36. Тут у якості фільтра використано Л-подібний LC-фільтр.

При замкненому ключі K навантаження живиться від джерела постійного струму E (струм I_{d1}), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнений, то навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм I_{d2}), в схему введено діод VD , який називають зворотним.

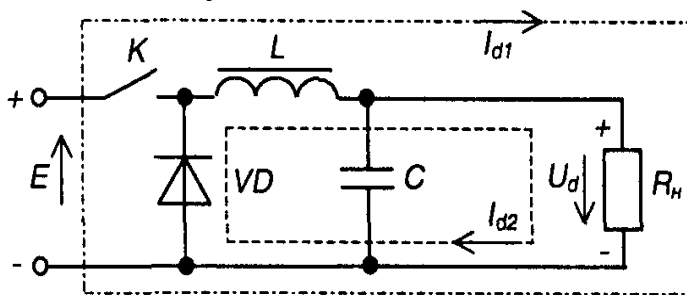


Рис. 9.36 – Імпульсний регулятор постійної напруги

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи фазоімпульсний метод. При цьому до складу перетворюючого пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі - як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги (див. розділ 2.6.2 - кут регулювання α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШІР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі, див. розділ 9.8.2). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора обумовлює величину к.к.д. у 100 відсотків!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентиляційної схеми, що вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне - погіршується $\cos \phi$.

Тепер зрозуміло, чому в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо, що електронні регулятори, які не мають рухомих механічних елементів, називають статичними регуляторами.

Лекція №19

Тема: Однофазні інвертори струму та напруги

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії інверторів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Призначення та класифікація

2 Однофазний інвертор струму

3 Півмостовий однофазний інвертор напруги

4 Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах

5 Інвертори, ведені мережею

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматизации и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Призначення та класифікація

Автономні інвертори - це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

1) у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батарея);

2) у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій - для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);

3) для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;

4) для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;

5) для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;

6) для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристри або силові транзистори.

Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рис. 10.1 зображені приклади їхніх схем.

В інверторах струму силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель L з великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

В інверторах напруги паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор великої ємності, чим виключається вплив на роботу пристрою внутрішнього опору джерела (отримуємо джерело напруги за змінним струмом).

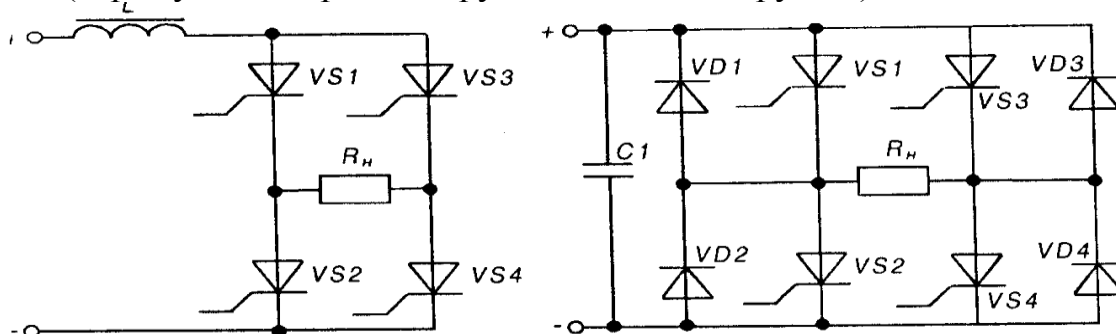


Рис. 10.1 – Автономні інвертори струму (а) та напруги (б)

Таким чином, комутація тиристорів в інверторах струму проводиться за сталого струму, а в інверторах напруги - за сталої напруги.

При роботі інвертора схема керування по чергово вмикає пари тиристорів $VS1, VS4$ або $VS2, VS3$, завдяки чому на навантаженні R_H виникає змінна напруга - за допомогою ключової схеми навантаження підмикається таким чином, щоб в ньому протікав струм різних напрямків.

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди ($VD1-VD4$ на рис. 10.1,б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

Основною проблемою при проектуванні інверторів є забезпечення надійного вимикання тиристорів, що знаходяться у провідному стані, перед вмиканням тиристорів, що не проводили струм. Це реалізується використанням схем примусової

комутації, що забезпечують запирання тиристорів у колах постійного струму (див. розділ 2.6.2).

Зверніть увагу на те, що вентиляна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму в напругу постійного струму). Звідси висновок - керовані вентиляні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як в одному, так і в іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження і від алгоритму керування.

2 Однофазний інвертор струму

Схема однофазного інвертора струму з трансформаторним виходом зображена на рис. 10.2 (порівняйте її зі схемою керованого випрямляча - див. рис. 9.37). Почергове вмикання тиристорів $VS1$ або $VS2$ забезпечує виникнення на навантаженні R_H змінної напруги.

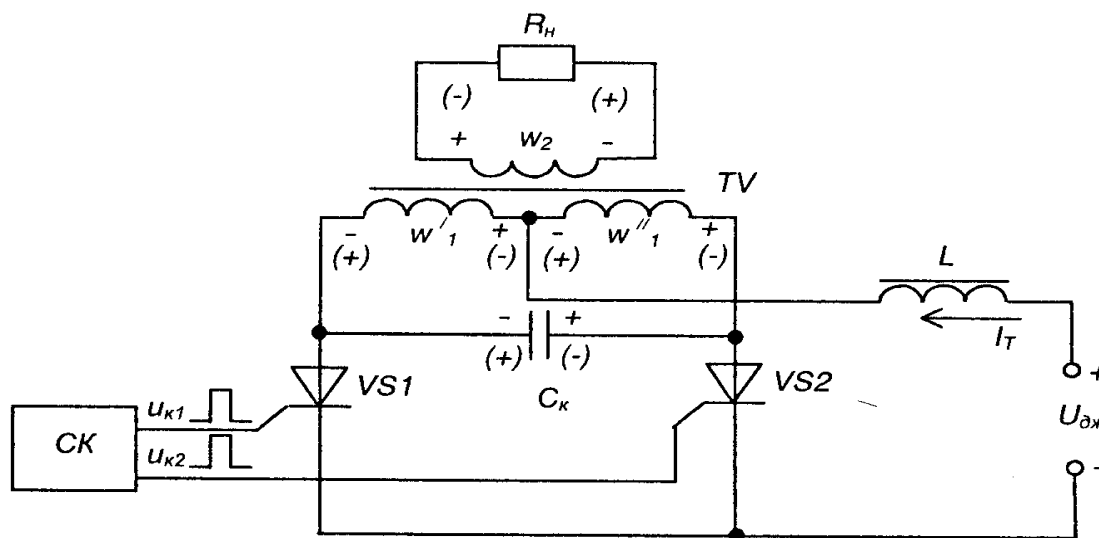


Рис. 10.2 – Однофазний інвертор струму з трансформаторним виходом

Дросель L забезпечує незмінність величини струму у силовому колі.

C_k - комутуючий конденсатор, який забезпечує примусове вимкання тиристорів.

Первинні півобмотки трансформатора TV $w'' = w''' = w$; підімкнені до тиристорів $VS1$ і $VS2$ відповідно, а його вторинна обмотка w_2 , - до навантаження R_H ;

Схема керування тиристорами CK забезпечує подачу керуючих імпульсів на тиристори (у найпростішому випадку це може бути симетричний мультівібратор, що працює в автоколивальному режимі).

Працює інвертор наступним чином.

При надходженні від CK керуючого імпульсу до $VS1$ він вмикається і напруга джерела живлення подається на півобмотку w'_1 . Потік у магнітопроводі трансформатора змінюється і наводить у обмотках w_2 , і w'' ЕРС із полярністю, яка на схемі вказана без дужок. При цьому комутуючий конденсатор C_k , який підімкнено паралельно до первинної обмотки трансформатора, заряджається до напруги $2U_{дж}$, а на навантаженні R_H з'являється позитивний сплеск напруги.

Після закінчення проміжку часу, що відповідає додатній півхвилі змінної напруги навантаження, CK вмикає тиристор $VS2$ і напруга джерела живлення подається на півобмотку w'_r . Конденсатор C_k через $VS2$ підмикається паралельно до $VS1$, причому полярність напруги на ньому є такою, що вимикає останній.

Полярність ЕРС, наведеної в обмотках трансформатора після вмикання $VS2$, на схемі показана у дужках. Конденсатор C_k починає перезаряджатись до напруги $2U_{дж}$ із зворотною полярністю (вказана на схемі також у дужках). На навантаженні виникає негативний сплеск напруги.

По закінченні проміжку часу, що відповідає від'ємній півхвилі змінної напруги, СК знову вмикає тиристор $VS1$ і процеси повторюються.

Роботу однофазного інвертора струму ілюструють часові діаграми, наведені нарис. 10.3

Час, протягом якого напруга між анодом та катодом тиристора, наприклад, $VS1$ негативна, називається часом запирання

$$t_{зан} \geq t_{вим},$$

де t - час вимикання тиристора).

Якщо навантаження активне, то

$$t_{зан} = 0,7R'_H C_K, \quad (10.1)$$

де $R'_H = R_H n^2$ - опір навантаження, зведений до первинного кола трансформатора ($n = 2w_1/w_2$)

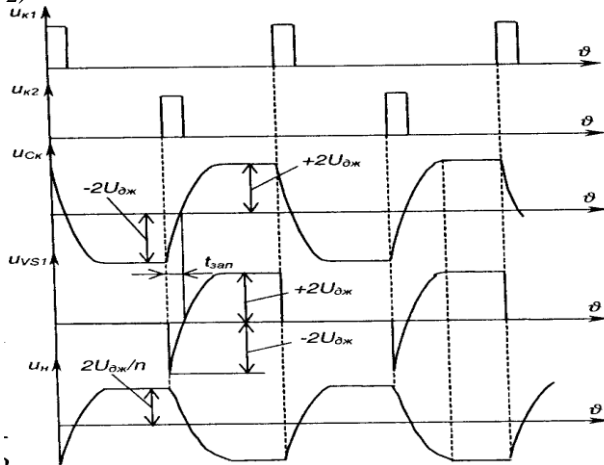


Рис. 10.3 – Часові діаграми роботи однофазного інвертора струму

Якщо навантаження індуктивне, то

$$t_{зан} = \frac{4U_{дж} C_K}{I_T}; \quad (10.2)$$

$$Q = UC = it, \text{ звідки } t = \frac{UC}{i}. \quad (10.3)$$

Таким чином, інвертор формує на навантаженні змінну напругу, форма якої визначається формою напруги на конденсаторі C_K і залежить від величини опору навантаження. Зі збільшенням останнього постійна часу заряду конденсатора $= C_K R n n^2$ (де n - коефіцієнт трансформації трансформатора) збільшується і форма напруги на ньому наближається до трикутної. Її амплітуда при цьому збільшується (при збереженні середнього за півперіода значення напруги). У результаті, при холостому ході за відсутності втрат в елементах пристрою напруга на навантаженні і конденсаторі безмежно зростає (реально виникають значні перенапруги) - джерело струму намагається підтримувати величину струму незмінною. Це може призвести до виходу інвертора з ладу.

3 Півмостовий однофазний інвертор напруги

Схема півмостового однофазного інвертора напруги зображена на рис. 10.4. Силові ланцюги виділені на ній більш товстими лініями (порівняйте цю частину схеми з подвоювачем напруги - див. рис. 9.9).

Такого типу схеми називають півмостовими, бо половину мосту в них складають вентиля (тут - тиристори $VS1$ і $VS2$), а другу - інші елементи (тут - конденсатори C_1 і C_2).

Решта елементів є елементами схеми примусової комутації. Так тиристор $VS3$, діод $VD1$ разом з комутуючими конденсатором C_k і дроселем L_k утворюють контур примусового вимикання тиристора $VS1$, а $VS4$ і $VD2$ разом з C і L - контур примусового вимикання тиристора $VS2$.

Почергове вмикання тиристорів $VS1$ і $VS2$ призводить до підмикання до навантаження напруги конденсатора $C_1 U_a = U_{дж}/2$ (протікає струм $I_{н1}$) або конденсатора C_2 з такою ж напругою $U_{C2} = U_{дж}/2$ (протікає струм $I_{н2}$).

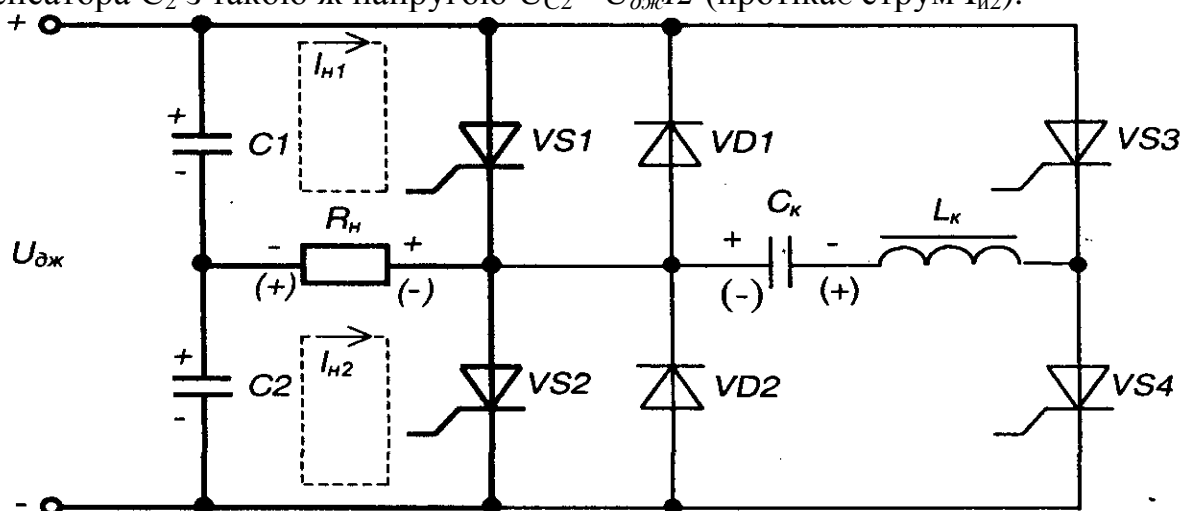


Рис. 10.4 – Півмостовий однофазний інвертор напруги

Робота схеми полягає у наступному.

Після підмикання джерела живлення і заряду конденсаторів C_1 і C_2 схема керування (на рисунку не показана) вмикає спочатку, наприклад, тиристор $VS4$.

Конденсатор C_k заряджається до напруги $U_{дж}/2$ з полярністю, вказаною на рисунку без дужок по контуру $(+C_2, R_H, C_k, L_k, VS4, -C_2)$. Після закінчення заряду $CKVS4$ сам вимикається, бо струм через нього знижується до нуля.

Це є підготовчим етапом роботи пристрою.

Далі схема керування вмикає тиристор $VS1$ і на навантаженні з'являється додатна напруга (полярність вказана без дужок).

По закінченні тривалості півперіоду схема керування вмикає тиристор $VS3$.

Відкритий тиристор $VS3$ і зустрічно-паралельно увімкнені тиристор $VS1$ та діод $VD1$ утворюють контур коливального перезаряду конденсатора C_k . Струм розряду C_k змінюється за синусоїдним законом, бо L_k з C_k являють собою послідовний резонансний коливальний контур:

$$i_k = I_{км} \sin \omega_0 t, \quad (10.4)$$

де

$$I_{км} = \frac{U_{дж}}{2 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} \quad (10.5)$$

амплітуда струму контуру.

Хвильовий опір контуру

$$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \quad (10.6)$$

Власна частота контуру

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}. \quad (10.7)$$

Доки $I_k < I_{н1}$, розрядний струм i_k через тиристор $VS1$ назустріч струмові

$$i_{VS1} = I_{H1} - i_k. \quad (10.8)$$

Як тільки виявиться, що $i_k > I_{H1}$, струм тиристора $VS1$ потече через $VD1$. До тиристора $VS1$ тепер прикладається зворотна напруга, яка дорівнює падінню напруги на $VD1$ (до одного вольту) і $VS1$ закривається. Час протікання струму через $VD1$ називається часом запирання $t_{зп}$ тиристора $VS1$. Він повинен перевищувати час вимикання тиристора:

$$t_{зп} > t_{вим}. \quad (10.9)$$

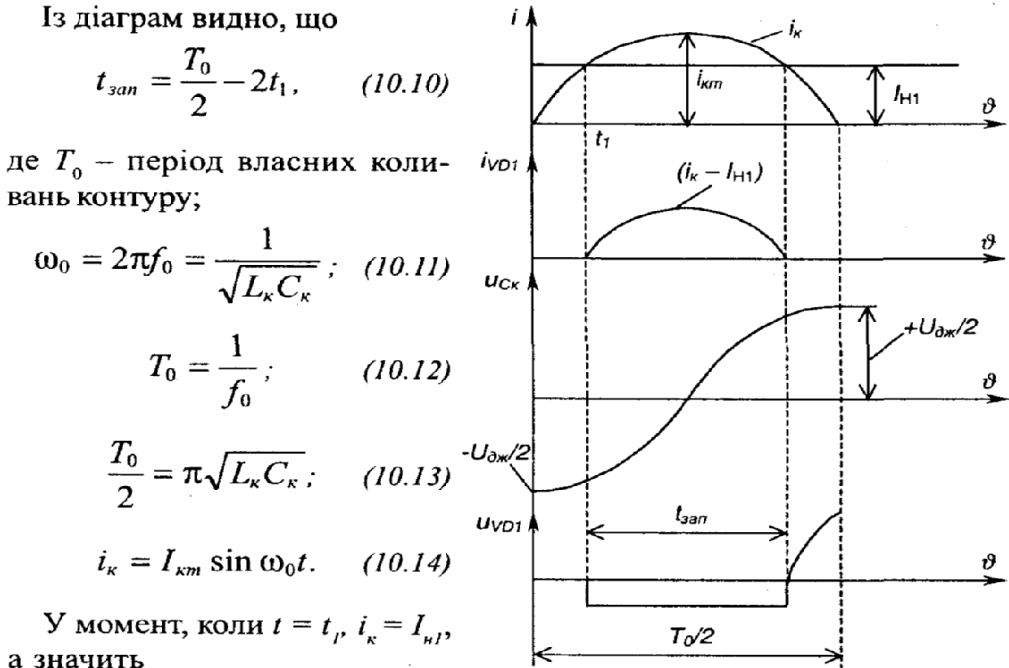
По закінченні коливального перезаряду конденсатора C_k струм $i = 0$, а C_k виявляється зарядженим до напруги $U_{дж}/2$ зі зворотною полярністю (на схемі у дужках), а $VS3$ сам вимикається.

Тепер схема готова до наступного циклу роботи, коли на навантаженні буде формуватись від'ємна півхвиля напруги (полярність вказана у дужках), для чого схема керування спочатку вмикає тиристор $VS2$, а по закінченні тривалості півхвилі - тиристор $VS4$ і т. д.

Тиристри $VS3$ і $VS4$, зрозуміло, мають потужність значно меншу за $VS1$ і $VS2$, бо працюють короткочасно (тільки на час запирання силових тиристорів).

Інвертор напруги формує на навантаженні напругу, а форма струму залежить від характеру навантаження.

Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристорів наведені на



$$I_{H1} = I_{км} \sin \omega_0 t_1; \quad (10.15)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{км}} = \sqrt{L_k C_k} \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{км}}; \quad (10.16)$$

$$t_{зп} = \sqrt{L_k C_k} \left(\pi - 2 \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{км}} \right). \quad (10.17)$$

Якщо $I_{км} = 2I_{H1}$, то $t_{зп} = \sqrt{L_k C_k} \cdot \frac{2}{3} \pi$; $t_{зп} < t_{вим}$.

Розрахунок параметрів кола комутації проводиться із двох останніх виразів. Значення L_k та C_k знаходяться із виразів

$$\frac{U_{дж}}{2\sqrt{L_k C_k}} = 2I_{H1}; \quad (10.18)$$

$$t_{зп} = \sqrt{L_k C_k} \cdot \frac{2}{3} \pi < t_{вим}. \quad (10.19)$$

рис. 10.5.

Рис. 10.5 – Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристора

4 Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах

Із розглянутого вище випливає, що однією з основних проблем, яку необхідно вирішувати при створенні автономних інверторів на одноопераційних тиристорах є забезпечення надійного вимикання тиристорів. Введення в схему інвертора вузлів примусової комутації істотно ускладнює алгоритм роботи пристрою, підвищує його вартість та габарити, і, що особливо важливо, знижує надійність.

Тому створені в останні десятиліття повністю керовані напівпровідникові прилади на великі струми - біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT-транзистори), двоопераційні тиристри та ін. - витісняють у пристроях перетворювальної техніки традиційні одноопераційні тиристри. Особливо це показово у галузі створення інверторів напруги регульованої частоти, де IGBT-транзистори (що можуть працювати на частотах до 200 кГц) практично вже витіснили тиристри з їх громіздкими вузлами примусової комутації і необхідністю використання низькочастотних силових трансформаторів.

Нарис. 10.6 а,б наведено найрозповсюдженіші схеми мостових однофазних інверторів напруги, що виконані на основі вищевказаних новітніх приладів. При цьому в якості повністю керованих силових ключів у схемі рис. 10.6,а використано біполярні транзистори з ізолюваним затвором $VT1-VT4$, а в схемі рис. 10.6,б - двоопераційні тиристри $VS1-VS4$. Оскільки схеми працюють ідентично, розглянемо принцип їх дії на прикладі схеми з рис. 10.6,а.

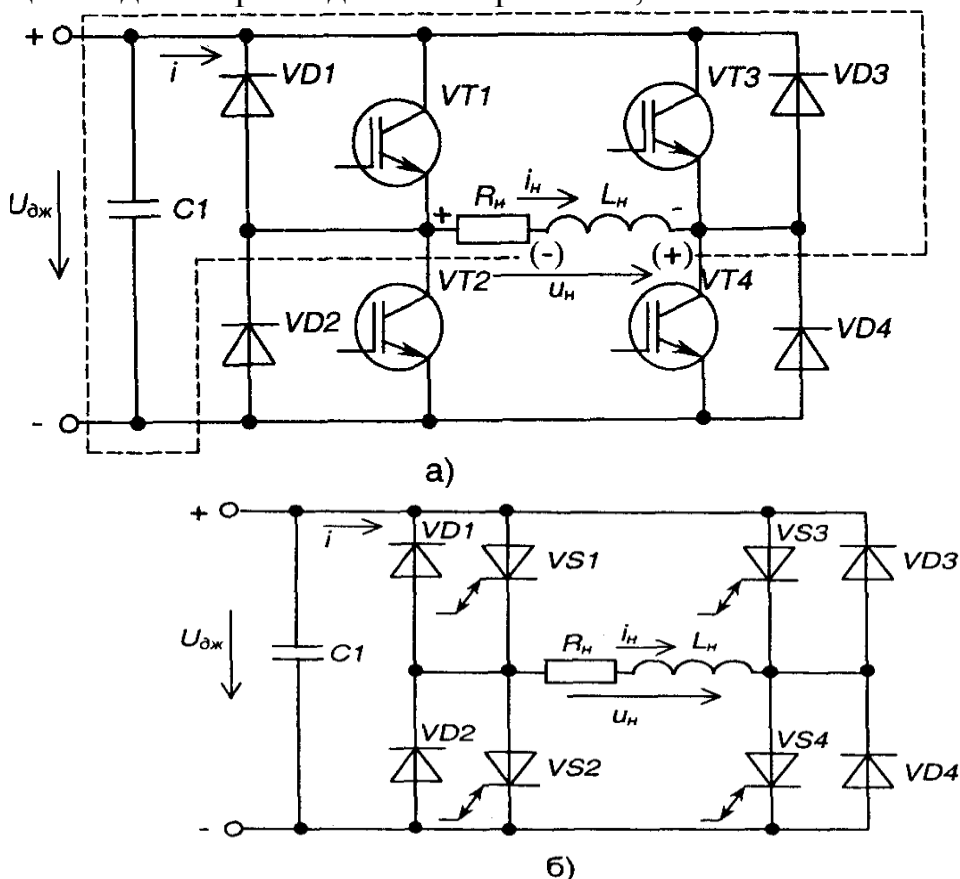


Рис. 10.6 – Однофазні мостові інвертори напруги на IGBT-транзисторах (а) і на двоопераційних тиристорах (б)

При увімкнених транзисторах $VT1$ і $VT4$ та вимкнених $VT2$ і $VT3$ навантаження (R_n, L_n) підмикається лівим кінцем до позитивного полюса напруги джерела живлення $U_{дж}$, а правим - до негативного і струм i_n протікає у напрямку вказаному на рисунку. Якщо $VT1$ і $VT4$ вимкнуті, а $VT2$ і $VT3$ увімкнуті, то напруга на навантаженні змінить свою полярність, а струм напрямком. При активному навантаженні (за $L_n=0$) струм

навантаження i_n повторює за формою напругу на навантаженні u_n . На рис. 10.7 штриховою лінією показано криві струму навантаження i та вхідного струму інвертора i' при $L=0$ (зрозуміло, що струм i_n і напруга u мають при цьому прямокутну форму).

При активно-індуктивному навантаженні ($L > 0$), що реально завжди має місце, струм навантаження i_n , змінюється за експоненціальним законом з постійною часу $\tau = L/R$. При запиранні $VT1$ і $VT4$ у момент t_2 , незважаючи на надходження на затвори $VT2$ і $VT3$ вмикаючої напруги керування, через зміну полярності ЕРС самоіндукції індуктивності L_n (вказана у дужках) струм навантаження i_n буде прагнути зберегти свої величину і напрямок. Для того, щоб забезпечити його протікання, виключаючи при цьому виникнення перенапруг, транзистори шунтують діодами $VD1$ - $VD4$. Тоді струм навантаження i_n на інтервалі часу $t_2 < t < t_3$ протікає через діоди $VD2$ і $VD3$ і повертає частину енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення.

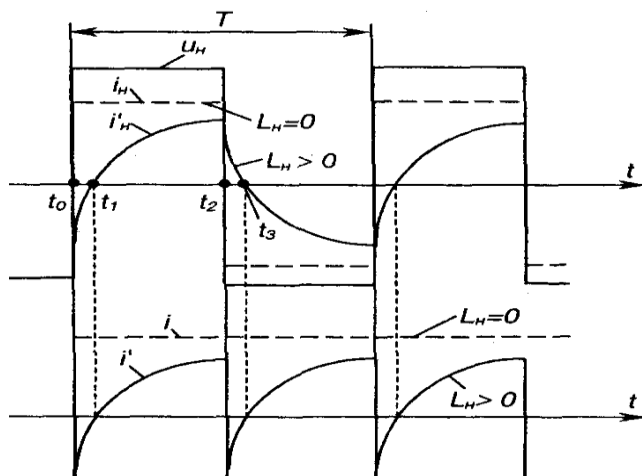


Рис. 10.7 – Часові діаграми роботи мостового інвертора

У момент часу $t = t_3$ струм навантаження i_n знижується до нуля, а при $t > t_1$ починає протікати в протилежному напрямку - через транзистори $VT2$ і $VT3$, на затворах яких продовжує утримуватись вмикаюча напруга керування. Аналогічно на інтервалі часу $t_0 < t < t_1$, тобто після запирання транзисторів $VT2$ і $VT3$, струм навантаження протікає через діоди $VD1$ і $VD4$.

Вихідна напруга інвертора через малу тривалість процесів комутації (наприклад, тривалість процесу запирання транзисторів складає менш як 1 мкс, а двоопераційних тиристорів - десятки мікросекунд) за формою близька до прямокутної і не залежить від струму навантаження. У зв'язку з цим зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора напруги $U_n = f(I)$ є прямою лінією з дуже малим нахилом.

Вхідний струм інвертора i' , як показано на рис. 10.7, при $L_n > 0$ стає знакозмінним через періодичний енергообмін між ланцюгом навантаження і джерелом живлення: на інтервалі роботи транзисторів енергія з джерела надходить у навантаження, а на інтервалі роботи зворотних діодів енергія, накопичена в індуктивності навантаження, повертається у джерело. Наявність конденсатора великої ємності C_n , що шунтує джерело живлення, забезпечує комутацію силових ключів при незмінній величині напруги на вході інвертора, а також зворотну провідність у джерелі, якщо у якості останнього застосовано випрямляч.

Знайдемо математичний вираз для струму навантаження. Контур струму i_n містить у собі $U_{дж}$, R_n та L_n . Оскільки струм навантаження складається з вимушеної і вільної складових, маємо:

$$i_n = i_{n,np} + i_{n,cv} = I_0 + Ae^{-t/\tau_n} \quad (10.20)$$

де $I_0 = \frac{U_{дж}}{R_n}$ – струм навантаження при $t = \infty$ (у режимі, що встановився) або при $L_n = 0$.

Через те, що напруга на навантаженні періодично повторюється, маємо

$$i_n(0) = -i_n\left(\frac{T}{2}\right),$$

що дозволяє визначити постійну інтегрування А.

Після підстановки (10.20) у (10.21) і перетворень одержимо

$$i_n = \frac{U_{дж}}{R_n} \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right]. \quad (10.22)$$

Максимальне значення струму навантаження знаходимо з (10.22)

при $t = \frac{T}{2}$:

$$I_{нт} = \frac{U_{дж}(1 - e^{-T/2\tau_n})}{R_n(1 + e^{-T/2\tau_n})}. \quad (10.23)$$

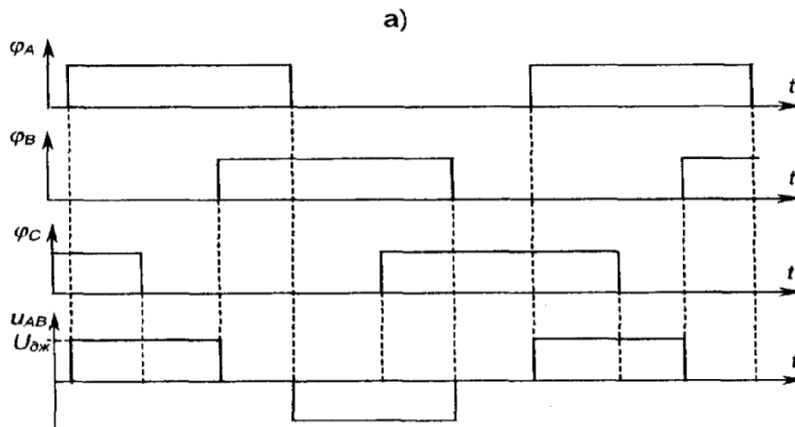
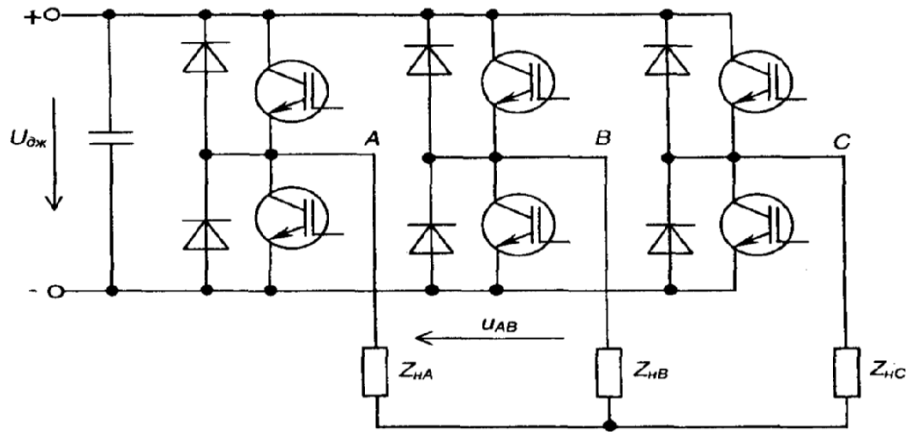
Для забезпечення регулювання величини вихідної напруги в інверторах напруги або змінюють величину напруги джерела живлення $U_{дж}$ або, як правило, змінюють форму вихідної напруги за рахунок зміщення імпульсів керування транзисторів $VT3$ і $VT4$ відносно імпульсів керування транзисторів $VT1$ і $VT2$ на кут керування α . В результаті у кривій з'являються регульовані паузи між різнополярними імпульсами. Порядок подачі імпульсів керування на ключі інвертора називається алгоритмом керування. Алгоритм керування і характер навантаження інвертора напруги визначають характер і тривалість роботи ключів - алгоритм перемикання.

В наш час широке застосування мікропроцесорних пристроїв у системах керування інверторами напруги дозволяє реалізувати практично будь-які алгоритми перемикання, наприклад, забезпечуючи протікання в навантаженні струму практично синусоїдної форми за можливості регулювання його частоти в широкому діапазоні.

На рис. 10.8, а наведено схему трифазного інвертора напруги. Розглядаємо найпростіший режим, коли кожен два транзистори однієї фази відкриваються поперемінно. Якщо вважати потенціал негативного полюса джерела живлення $U_{дж}$ рівним нулю, то потенціали точок схеми A , B і C будуть приймати значення або $U_{дж}$ або 0. На рис. 10.8, б показані криві зміни потенціалів ϕ^A , ϕ^B і ϕ^C . Зазвичай в трифазних системах, вони зміщені одна відносно одної на 120 ел. градусів. До навантаження прикладена лінійна напруга $U_{лн}$. Вхідна напруга трифазного інвертора (лінійна) являє собою в розглянутому режимі знакозмінні прямокутні імпульси тривалістю 120 ел. градусів. Для зміни форми вихідної напруги, а також її величини застосовують методи, розглянуті вище.

З огляду на важливе місце, що зараз займають автономні інвертори напруги в силовій електроніці, особливо у галузі створення електроприводів з регулюванням швидкості обертання асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, вважаємо, що надані в даному розділі короткі відомості будуть корисні читачу і стануть основою для більш глибокого вивчення цих перспективних пристроїв, теорія і схемотехніка яких невпинно розвиваються.

$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B$,
 форма якої також наведена на рис. 10.8, б.



б)

Рис. 10.8 – Трифазний інвертор напруги (а) та часові діаграми його напруг (б)

5 Інвертори, ведені мережею

Інвертори, ведені мережею - це перетворювальні пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги. Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів (до речі, останні також відносять до перетворювачів, ведених мережею). На рис. 10.10 наведена схема однофазного інвертора, на якій зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підімкнено джерело U_d із вказаною полярністю.

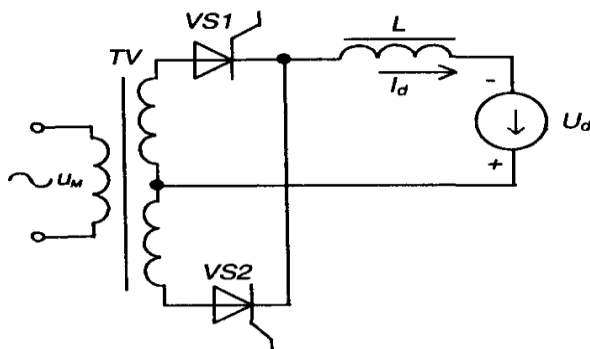


Рис. 10.10 – Однофазний ведений мережею інвертор

При цьому пристрій може виконувати дві функції:

- 1) керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах $0 < a < n/2$;
- 2) інвертора, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах $n/2 < a < n$;

$$\beta = \pi - \alpha.$$

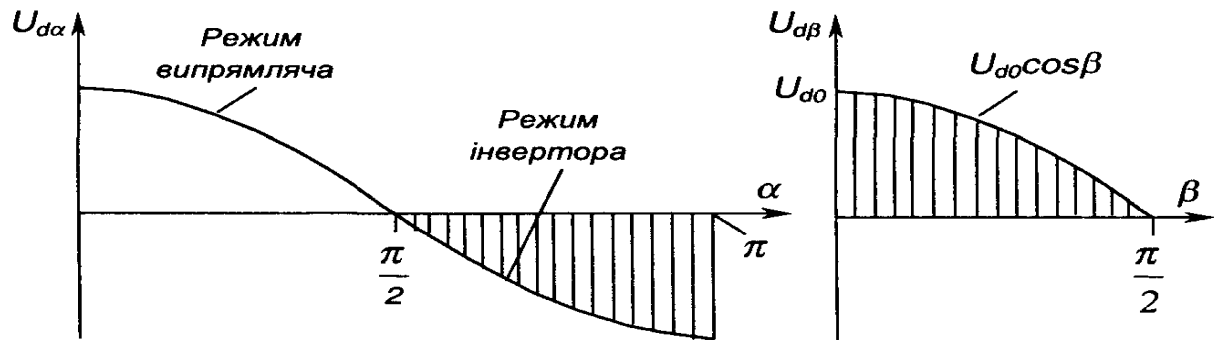


Рис. 10.11 – Регульовані характеристики інвертора, введеного мережею, для режимів керованого випрямляча й інвертора

Характеристика $U=f(\beta)$ свідчить, що при різних P напруга винна бути меншою або дорівнювати за величиною U_{d0} :

Інвертори, введені мережею, використовуються у таких випадках:

- 1) для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- 2) для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

На рис. 10.12 зображена схема реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (змін напрямку обертання) двигуна постійного струму.

Коли ліва частина (1) схеми працює у режимі керованого випрямляча, а права (2) у режимі інвертора, введеного мережею двигун обертається в одному напрямку і можливе регулювання швидкості його обертання й прискорене його гальмування. АВС

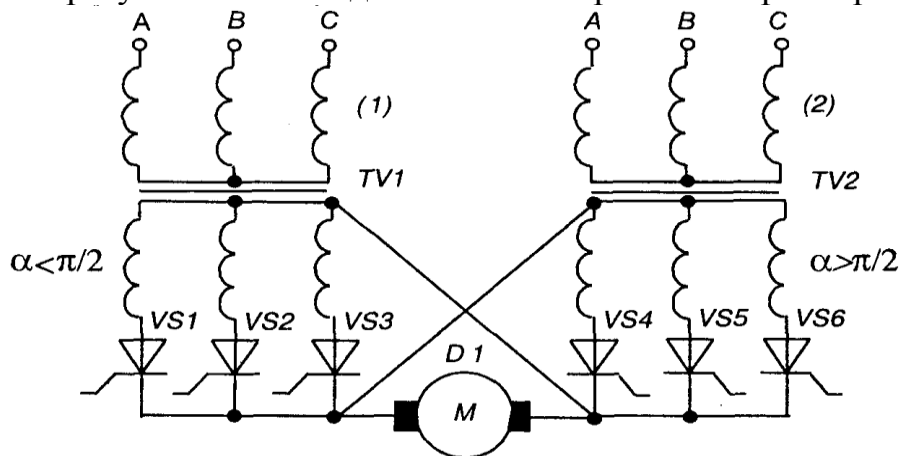


Рис. 10.12 – Реверсивний перетворювач напруги

Коли ліва частина (1) працює у режимі інвертора, а права (2) у режимі керованого випрямляча, напрямок обертання двигуна протилежний і також можливе регулювання швидкості обертання і прискорене гальмування.

Реверсивний перетворювач працює таким чином, що схема керування надсилає керуючі сигнали, наприклад, у частину (2), лише після припинення їх подачі у частину (1). Кут керування α задається так, щоб виконувати умову $U_{db} = U_{d0}$.

При використанні такого пристрою, енергія двигуна в режимі гальмування не гаситься, як звичайно, у спеціальних потужних резисторах, а віддається у мережу живлення - рекуперується.

Отже, коли пристрій працює в режимі інвертора, джерелом енергії є двигун, а споживачем (навантаженням) - мережа змінного струму.

Лекція №20

Тема: Електронні ключі. Мультивібратори

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем електронних ключів та мультивібраторів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів
- 2 Мультивібратори. Загальні відомості
- 3 Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками в автоколебальному режимі

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів

Ключ - це елемент, що має два тривалих стани: увімкнутий та вимкнутий.

Найближчим за параметрами до ідеального ключа є електромеханічний контакт, що має нескінченний опір в розімкнутому стані і нульовий у замкнутому. Б наш час в електронних пристроях у якості ключів найчастіше використовують напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори.

Схема найпростішого ключа на електромеханічному контакті та часові діаграми його роботи зображені на рис. 5.4.

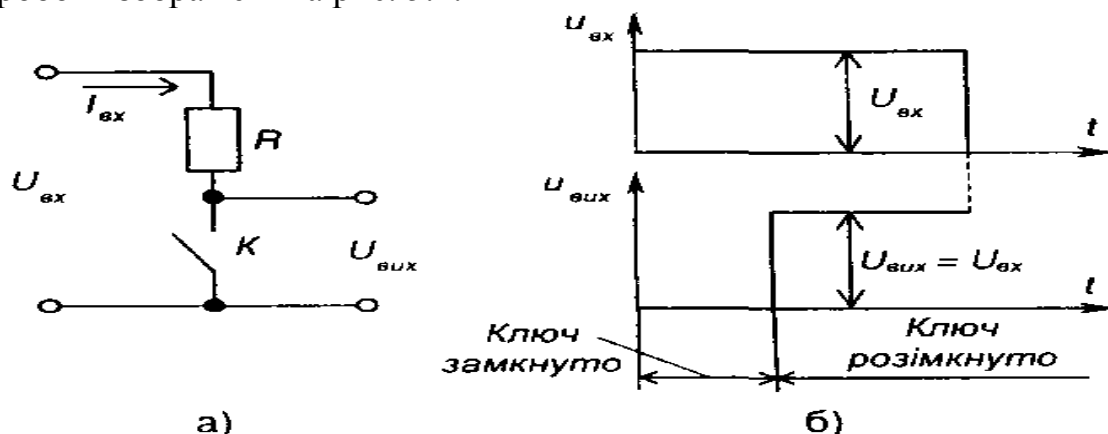


Рис. 5.4 – Ключ на електромеханічному контакті (а) і часові діаграми його роботи (б)

Схема одного з найпростіших діодних ключів та його передатна характеристика зображені на рис. 5.5 - це паралельний діодний ключ обмежувач знизу.

Для того, щоб виключити зв'язок між вхідним та вихідним колами і забезпечити підсилення, в якості ключа використовують транзистор.

Схема транзисторного ключа зображена на рис. 5.6.

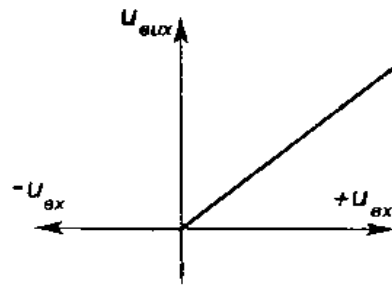
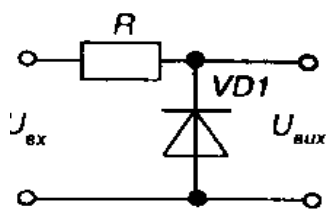


Рис. 5.5 Діодний ключ (а)
та його передатна характеристика (б)

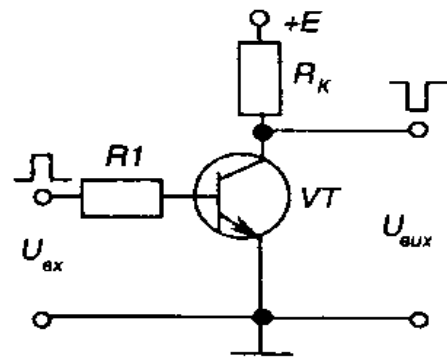


Рис. 5.6 Транзисторний ключ

Найпростішими колами формування імпульсів (формуючими колами) є диференціюючі та інтегруючі ЯС ланцюжки.

У диференціюючого ланцюжка, схема якого зображена на рис. 5.7,а, напруга на виході пропорційна похідній за часом вхідної напруги, як це видно з наступних математичних міркувань. Для ідеального випадку:

$$u_{вих} = K \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (5.5)$$

тому що

$$i = C_1 \frac{du_c}{dt}; \quad (5.6)$$

$$u_{вих} = R_1 C_1 \frac{du_c}{dt}; \quad (5.7)$$

$$U_c = U_{вх} - U_{вих}. \quad (5.8)$$

Якщо

$$u_c \approx u_{вх}, \quad u_{вих} = u_{R_1} \ll u_{вх}, \quad (5.9)$$

і забезпечуються умови виконання ланцюжком операції диференціювання (а саме: - для гармонійного сигналу це

$$R_1 \ll \frac{1}{\omega C_1},$$

де $\omega = 2\pi F$; F - частота; \sim для імпульсного сигналу - $R_1 C_1 \ll t_i$, матимемо

$$u_{вих} = R_1 C_1 \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (5.10)$$

де $R_1 C_1 = \tau_i$ - постійна часу.

Часові діаграми роботи диференціюючого ланцюжка наведені на рис. 5.7,б (для трапецеїдальної форми імпульсів) і рис. 5.7,в (для прямокутного імпульсу у випадку коли не виконується умова диференціювання).

У інтегруючого кола, схема якого зображена на рис. 5.8,а, вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної. Роботу схеми пояснюють наступні математичні міркування:

$$u_{\text{вих}} = u_c = \frac{1}{C_1} \int_0^T i_c dt; \quad (5.11)$$

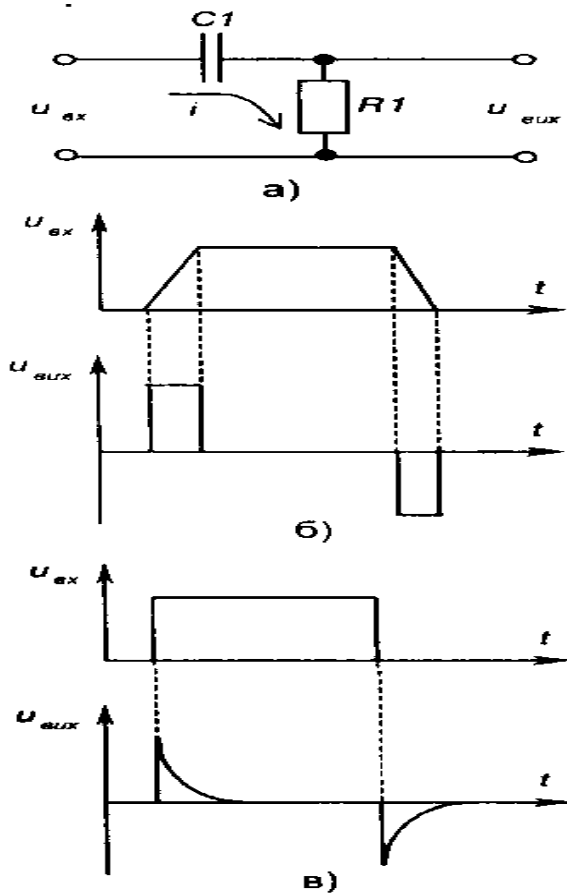


Рис. 5.7 – Диференціюючий ланцюжок (а) і часові діаграми його роботи (б), (в)

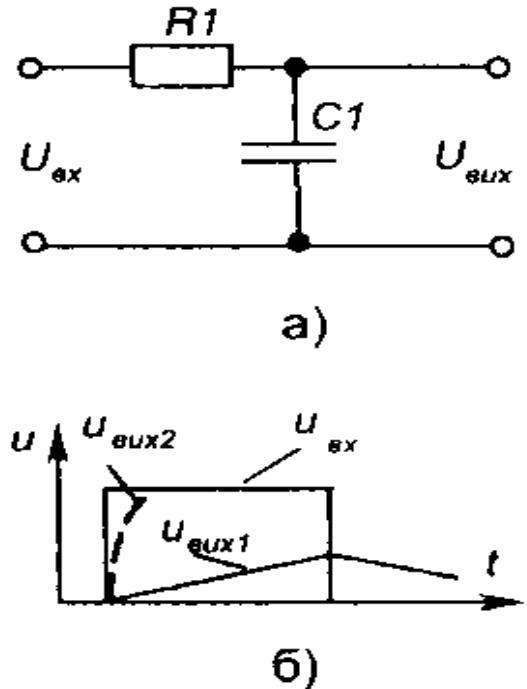


Рис. 5.8 Інтегруючий ланцюжок

$$i_c = \frac{u_{\text{вх}} - u_c}{R_1} \quad (5.12)$$

(порівняйте з інтегратором на ОП – див. розділ 4.6.7);

Якщо $u_c \ll u_{\text{вх}}$, маємо

$$i_c = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1} \quad (5.13)$$

(умови виконання ланцюжком операції інтегрування:

- для гармонійного сигналу $R_1 \gg \frac{1}{\omega C_1}$;
- для імпульсного сигналу $R_1 C_1 \gg t_i$).

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t u_{\text{вх}} dt = \frac{1}{\tau_1} \int u_{\text{вх}} dt. \quad (5.14)$$

Часові діаграми роботи інтегруючого ланцюжка для вхідного імпульсу прямокутної форми наведені на рис. 5.8,б (при виконанні умови інтегрування - $u_{\text{вих1}}$ і при її невиконанні - $u_{\text{вих2}}$)-

2 Мультивібратори. Загальні відомості

Мультивібратори (від латинського - багато; - коливаю) - це релаксаційні автогенератори напруги прямокутної форми (релаксаційний - такий, що різко відрізняється від гармонійного синусоїдного; автогенератор - пристрій, що генерує

незатухаючі коливання без запуску ззовні і не має стійких станів).

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

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

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

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

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

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

3 Мультівібратор з колекторно-базовими зв'язками в автоколивальному режимі

На транзисторах автоколивальний мультівібратор найчастіше будують за симетричною схемою з колекторно-базовими зв'язками. Він складається з двох однакових каскадів підсилення з СЕ. Для забезпечення додатнього зворотного зв'язку, за рахунок якого мультівібратор самозбуджується, вихідна напруга кожного з каскадів подається на вхід іншого. Схема такого мультівібратора зображена на рис. 5,9.1 хоча зараз її практично не застосовують (бо використовують, в основному, мультівібратори на ІМС), вона якнайкраще підходить для здобуття навиків аналізу роботи імпульсних пристроїв.

Симетрія схеми забезпечується тим, що задають $R=R$ та $R_{B1}=R_{B2}$, (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів), $C_{B1}=C_{B2}$, (забезпечують зв'язок між каскадами). Відповідно, параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичні. І така ідеальна схема буде непрацездатною: обидва транзистори будуть відкриті. Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію і наявність додатнього зворотного зв'язку призводять до того, що після подачі напруги живлення

один із транзисторів повністю відкривається, а другий - закривається.

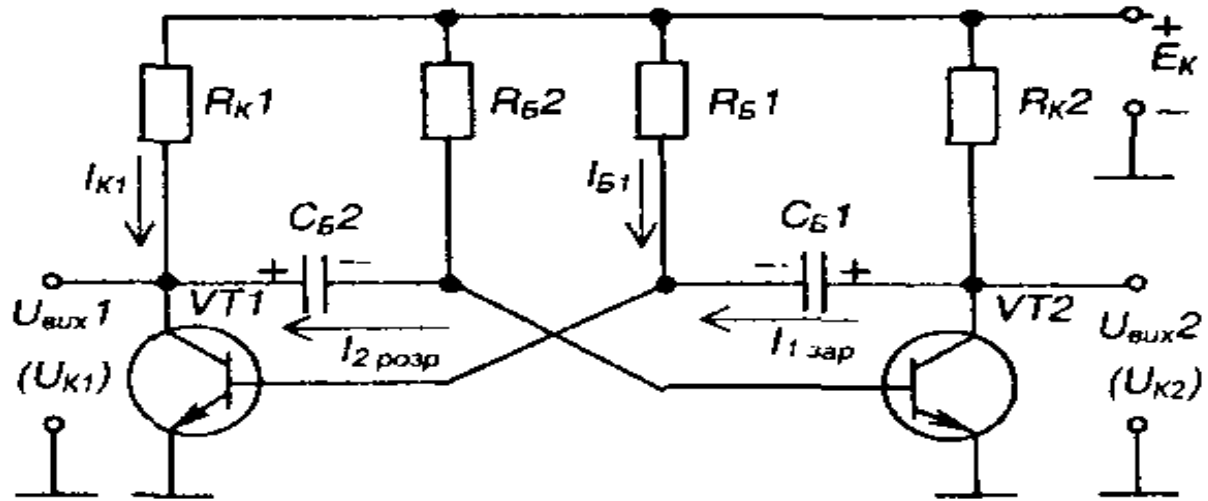


Рис. 5.9 – Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками

Роботу мультивібратора ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 5.10. Отже, мультивібратор має два квазістабільних стани:

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

Уявимо, що початковий стан мультивібратора такий: $K77$ відкритий (знаходиться у режимі насичення), а $VT2$ закритий (знаходиться у режимі відтинання). При цьому і надалі:

- 1) через $VT1$ і R_{K1} від E_K протікає колекторний струм насичення I_{K1}
- 2) через R_{K1} і базо-емітерний перехід $VT1$ протікає струм бази I_{B1} , який утримує $VT1$ в режимі насичення (маємо схему зміщення фіксованим струмом бази);
- 3) конденсатор C_{B1} заряджається струмом $I_{1зар}$ від E_K через R_{K2} , і базо-емітерний перехід $VT1$;
- 4) конденсатор C_{B2} , заряджений з вказаною на схемі полярністю до напруги, рівної E_K (у попередньому такті роботи схеми), і через $VT1$ замкнений ключ) підімкнений до нульової точки, за рахунок чого через нього протікає струм $I_{Y2роз}$ від E_K через R_{B2} цей струм намагається перезарядити C_{B2} від напруги $-E_K$ до напруги $+E_K$, при цьому від'ємна напруга з C_{B2} , подається на базу $VT2$ відносно його емітера і утримує транзистор в закритому стані (розімкнений ключ);
- 5) процес перезарядки конденсатора C_{B2} триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульового рівня і не стане вищою за порогову напругу базо-емітерного переходу транзистора $VT2$ $U_{En}=0,6V$, після чого потече базовий струм $VT2$ і він почне відкриватися;
- 6) через $VT2$, що перейшов у активний режим, конденсатор C_{B2} обкладкою «+» підминається до нульової точки і від'ємна напруга з C_{B2} , подається на базу $VT1$ відносно його емітера, закриваючи транзистор;

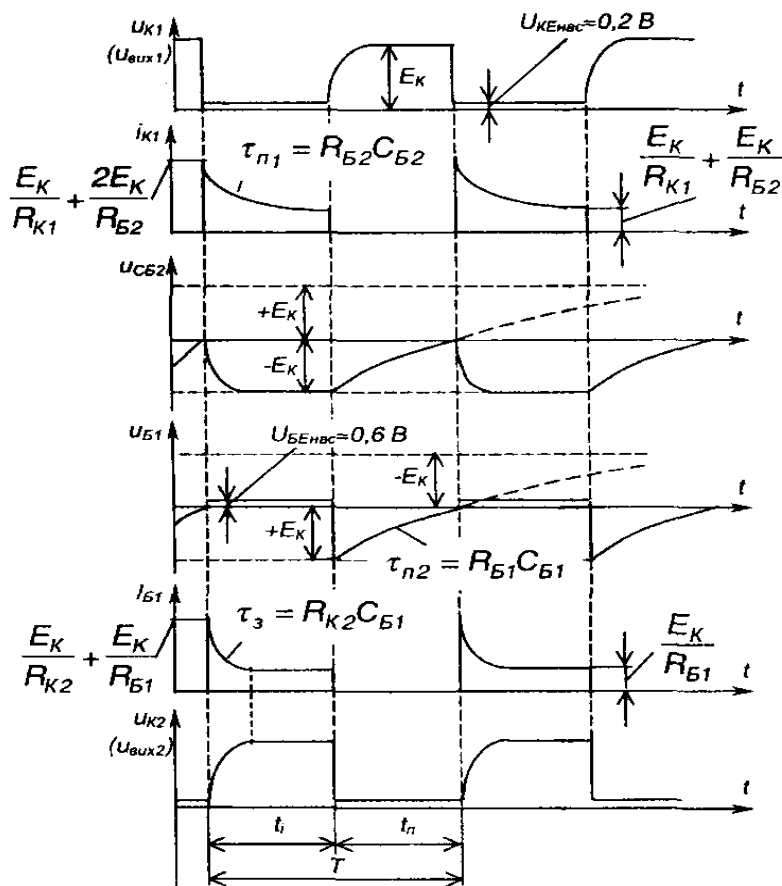


Рис. 5.10 – Часові діаграми роботи мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками

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

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

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

Умовами працездатності мультивібратора є:

$$R_{K2} C_{B1} < R_{B2} C_{B2}; \quad R_{K1} C_{B2} < R_{B1} C_{B1};$$

$$R_{K1} \beta_1 \geq R_{B1}; \quad R_{K2} \beta_2 \geq R_{B2}. \quad (5.15)$$

Тривалість імпульсів, що знімаються з колекторів транзисторів $VT1$ або $VT2$, становить відповідно

$$t_1 \approx 0,7 R_{B1} C_{B1}; \quad t_2 \approx 0,7 R_{B2} C_{B2}. \quad (5.16)$$

Період надходження імпульсів $T = t_1 + t_2$.

Для симетричної схеми $T \approx 1,4 R C$, (5.17)

де $R = R_{B1} = R_{B2}$; $C = C_{B1} = C_{B2}$.

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

Якщо змінювати величину тільки одного з резисторів або конденсаторів, то при

постійній тривалості імпульсу (або паузи) будуть змінюватись період і шпаруватість.

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

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

Оскільки причиною спотворення є процес заряду конденсаторів, то забезпечити якість генерованих імпульсів можна, відключаючи колектори транзисторів від кіл заряду конденсаторів. Для цього в схему мультивібратора необхідно ввести допоміжні ключі - наприклад, діоди $VD1$ і $VD2$, як це показано на рис. 5.11. Для створення кіл заряду конденсаторів тут введено резистори R_1 і R_2 . У результаті, діодні ключі відтинають кола заряду від колекторів на час заряду. Тому такий мультивібратор називають мультивібратором з відтинаючими діодами. Перезаряджати конденсаторам діодні ключі не заважають. Тепер довжина фронтів імпульсів практично однакова і визначається частотними властивостями транзисторів і діодів, а також паразитними ємностями схеми.

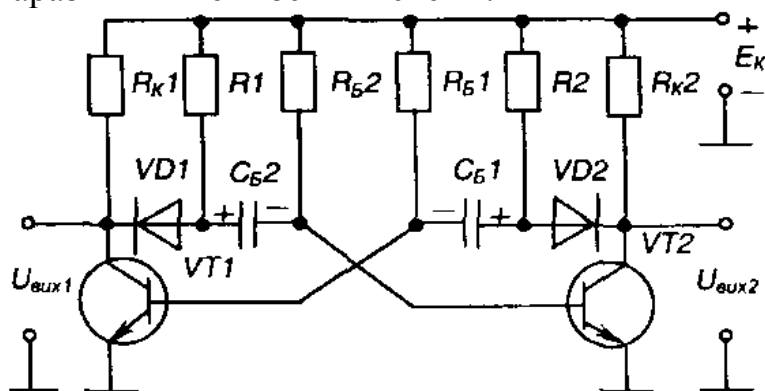


Рис. 5.11 – Мультивібратор з відтинаючими діодами

Лекція №21

Тема: Блокінг-генератори

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем блокінг-генераторів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Блокінг-генератор. Будова принцип дії.
- 2 Чекаючий блокінг-генератор. Будова принцип дії.
- 3 Двотактний блокінг-генератор

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Блокінг-генератор. Будова принцип дії.

Блокінг-генератор - це, як правило, однокаскадний підсилювач з трансформаторним додатнім зворотним зв'язком, призначений для генерування потужних прямокутних імпульсів з дуже великою щільністю (від одиниць до десятків тисяч) і тривалістю від часток мікросекунди до часток мілісекунди.

Використання трансформатора дозволяє вводити допоміжні вихідні обмотки і отримати напругу вихідного імпульсу, яка у багато разів перевищує напругу живлення схеми.

Блокінг-генератор, як і мультивібратор, може працювати у автоколивальному режимі, чекаючому режимі та режимі синхронізації.

Схема блокінг-генератора, який працює у автоколивальному режимі і побудований на транзисторі з СЕ, зображена на рис. 5.18.

У коло колектора транзистора увімкнена обмотка w_1 імпульсного трансформатора TU , а в базове коло - обмотка w_2 яка реалізує в підсилювачі зворотний зв'язок.

Для забезпечення додатнього зворотного зв'язку, обмотки вмикаються зустрічно.

У базове коло транзистора ввімкнено також часозадаючий RC-ланцюжок, який визначає частоту генерованих імпульсів. Умови виникнення автоколивального режиму:

$$\phi_k + \phi_n = 2\pi n; n = 0; 1; 2; 3; \dots; k n_1 \geq 1, \quad (5.23)$$

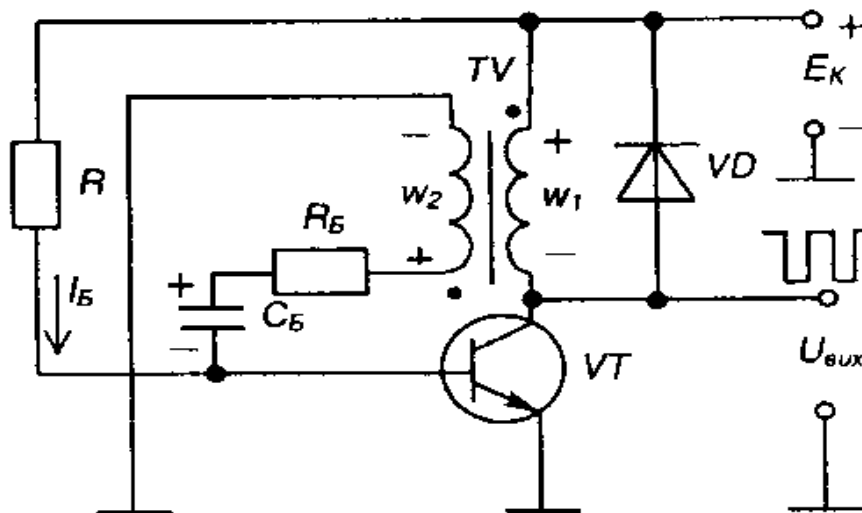


Рис. 5.18 – Блокінг-генератор

ϕ_k - фазовий зсув, який вноситься підсилювачем на транзисторі VT ;

ϕ_n - фазовий зсув, що вноситься трансформатором;

k - коефіцієнт підсилення транзистора;

$n_1 = w_1/w_2$ - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Розглянемо роботу блокінг-генератора від моменту перезаряду конденсатора C_B , який у попередньому циклі роботи був заряджений до напруги $U_c = U_{Cma}$ (транзистор закритий), з полярністю, вказаною на рис. 5.18.

Часові діаграми роботи пристрою наведені на рис. 5.19.

Коло розряду конденсатора $C_{я}$: $+E_K - R - C - R_b - w_2$, - нульова точка схеми. У процесі розряду напруга на ньому буде змінюватися за експоненціальним законом. Коли U_c досягне нульового рівня, транзистор відкриється, з'явиться його колекторний струм, що призведе до зниження напруги на колекторі та підвищення до E_K напруги на обмотці генератора обмотці В осерді трансформатора починає змінюватися магнітний потік і в обмотці $и^{\wedge}$ за законом електромагнітної індукції наводиться електрорушійна сила з полярністю, вказаною на рис. 5.18. Поява напруги на $и^{\wedge}$, призводить до подальшого відкривання транзистора - зростають струми бази і колектора. Це і є прямий лавиноподібний блокінг-процес, що триває частки мікросекунди.

Наступний етап - формування вершини імпульсу.

Струм бази транзистора, який є струмом RC-ланцюжка, змінюється експоненціальній: знижується від максимального значення до нуля.

Через деякий час, що приблизно дорівнює $3 \cdot 4$ сталим часу $R_B C_B$, струм бази досягне нуля, а напруга на конденсаторі максимуму (полярність вказана на рис. 5.18) і транзистор почне регенеративно закриватись: виникає зворотний блокінг-процес.

Тривалість вихідного імпульсу визначається сталою часу $R_B R_B$, тривалість паузи - сталою часу перезаряду конденсатора $t_{,,cp} = (R + R_b)C_b$, оскільки $R \gg R_b$, то щільність значно більша за одиницю.

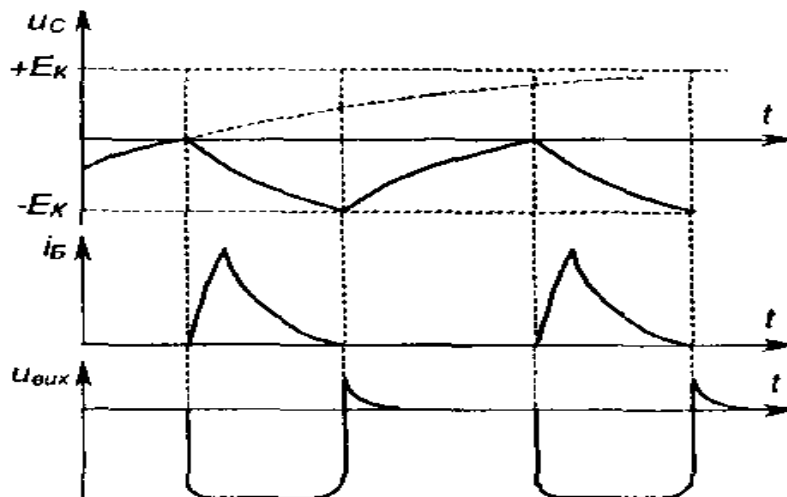


Рис. 5.19 – Часові діаграми роботи блокінг-генератора

Коли транзистор закривається, набута індуктивністю колекторної обмотки енергія викликає на колекторі транзистора появу негативного викиду напруги, що може призвести до пробою транзистора. Щоб запобігти цьому, паралельно колекторній обмотці вмикають діод VD який забезпечує протікання струму в обмотці після закривання транзистора.

2 Чекаючий блокінг-генератор. Будова принцип дії.

Схема чекаючого блокінг-генератора зображена на рис. 5.20.

Перехід блокінг-генератора із автоколивального режиму до чекаючого забезпечується напругою, що знімається з резистора R_2 , увімкненого до емітерного кола транзистора (ділянка R_1-R_2). Запуск блокінг генератора здійснюється зовнішнім імпульсом U .

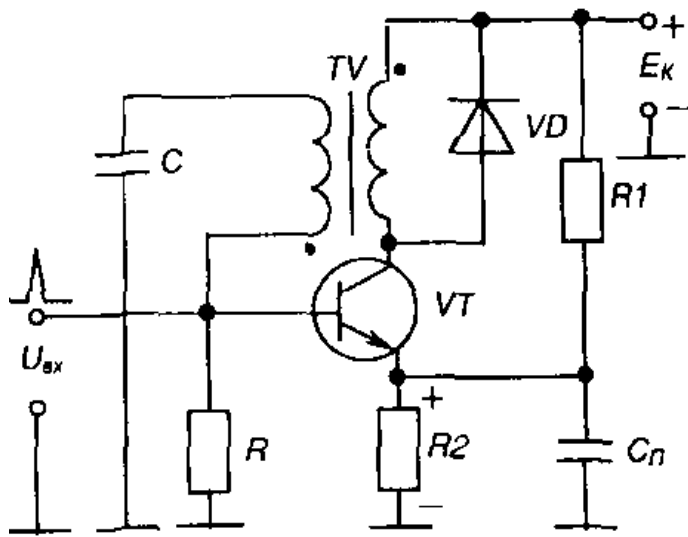


Рис. 5.20 – Чекаючий блокінг-генератор

Розглянуті блокінг-генератори широко застосовувались, наприклад, в схемах керування тиристорами, де вони забезпечували генерування коротких імпульсів необхідної потужності і електричне розділення кіл керування і силового за рахунок трансформатора.

3 Двотактний блокінг-генератор

Двотактний блокінг-генератор (генератор Роєра), схема якого зображена на рис. 5.21, генерує прямокутні імпульси фіксованої частоти із щільністю $Q=2 (t_i=t_n)$.

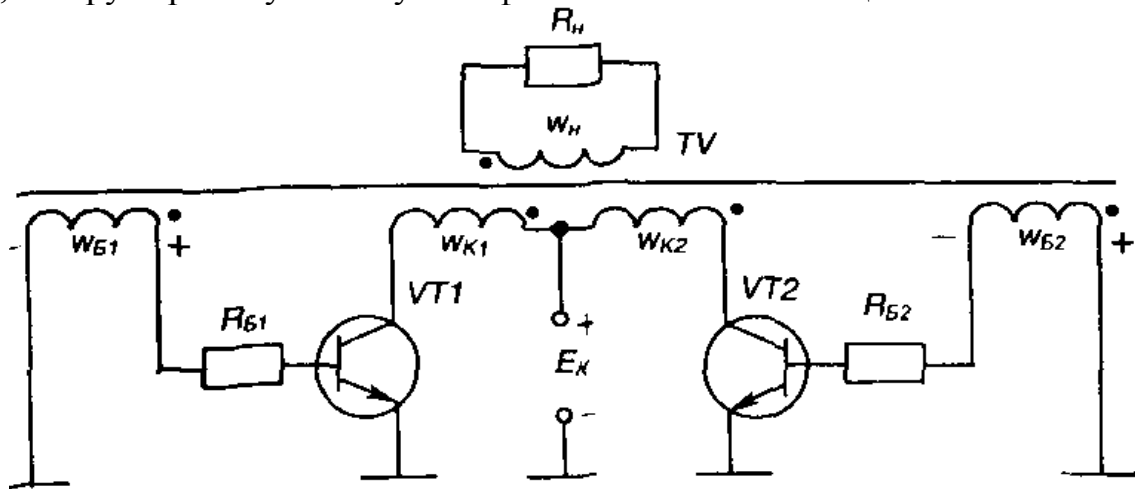


Рис. 5.21 – Двотактний блокінг-генератор

Виведення транзистора із режиму насичення тут здійснюється різким підвищенням струму колектора у момент насичення осердя трансформатора, що виконується із матеріалу, який має прямокутну петлю гістерезису (холоднокатана сталь, пермалой, ферити).

Часові діаграми роботи блокінг-генератора зображені на рис. 5.22.

Нехай

$$W_K = W_{K1} = W_{K2}; W_B = W_{B1} = W_{B2}; R_B = R_{B1} = R_{B2}. \quad (5.24)$$

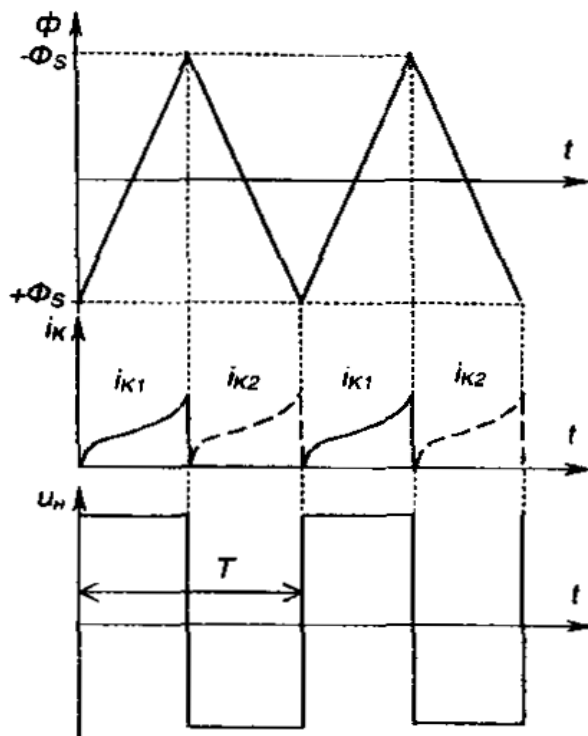


Рис. 5.22 – Часові діаграми роботи двотактного блокінг-генератора

Припустимо, що транзистор $VT1$ має більший коефіцієнт підсилення за струмом, ніж $VT2$. При вмиканні джерела живлення $I_{KV1} > I_{KV2}$, а $U_{KV1} < U_{KV2}$. Тому на обмотку w_{K1} у колекторному колі $VT1$ подається більша напруга, ніж на w_{K2} , а отже, $U_{wB1} > U_{wB2}$ і мають полярності, що вказані на рис. 5.21. Це призводить до того, що виникає намагнічуюча сила обмотки w_{K2} і осердя трансформатора починає перемагнічуватися, наприклад, у бік підвищення індукції B . При цьому на базових обмотках виникає напруга, що прагне відкрити $VT1$ і закрити $VT2$: у процесі регенерації $VT2$ повністю закривається, а $VT1$ від-

кривається. Осердя трансформатора перемагнічується під дією E_K , що подається на w_{K1} , магнітний потік у осерді змінюється при цьому за лінійним законом. Після насичення осердя (коли індукція стане рівною індукції насичення матеріалу осердя $+B_s$) різко зростає намагнічуюча сила та колекторний струм I_{K1} першого транзистора $VT1$, а I_{B1} має величину, меншу за граничний струм. Транзистор $VT1$ входить в активний режим, напруга на обмотках зменшується і змінює свій знак.

У процесі регенерації, коли формуються фронти імпульсу, $VT1$ закривається, $VT2$ відкривається, осердя перемагнічується від $+B_s$ до $-B_s$. Магнітний потік змінюється за лінійним законом від $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$ завдяки напрузі E_K , поданій на w_{K2} .

Напруга на виході має прямокутну форму і частоту, пропорційну

Такий блокінг-генератор, зазвичай, не використовують у якості генератора прямокутних імпульсів. Його застосовують для перетворення постійної напруги у змінну з частотою від декількох десятків герц до десятків кілогерц. Потужність навантаження може сягати від десятків міліват (наприклад, у лампі-спалаху фотоапарату) до декількох сот ват.

Розрахувати частоту імпульсів блокінг-генератора можна за наступними формулами в такій послідовності:

$$\begin{aligned}
 u_K &= w_K \frac{d\Phi}{dt} = E_K \Rightarrow w_K d\Phi = E_K dt \Rightarrow w_K \int_{\Phi_s}^{+\Phi_s} d\Phi = E_K \frac{T}{2} \Rightarrow \\
 \Rightarrow w_K 2\Phi_s &= E_K \frac{T}{2} \Rightarrow T = \frac{4w_K \Phi_s}{E_K} = \frac{4W_K}{E_K} B_s S \Rightarrow \\
 \Rightarrow f &= \frac{1}{T} = \frac{E_K}{4w_K B_s S}
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

Лекція №22

Тема: Елементи алгебри логіки

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем логічних елементів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Алгебра Буля.

2 Логічні елементи. Основні поняття.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматизации и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Алгебра Буля.

Основу сучасних пристроїв обробки інформації складають цифрові (логічні) ІМС.

Аналіз роботи цифрових пристроїв базується на використанні апарату математичної логіки - алгебри Джорджа Буля (1815 - 1864 рр.). В її основі лежить поняття події, яка оцінюється з точки зору її настання: вона може настати або не настати.

Тоді кожному подію можна вважати істинною, що може моделюватися одиницею «1» (високим рівнем напруги при електричному моделюванні) або хибною, що моделюється нулем «0» (низьким рівнем напруги).

Обробка інформації, яка подається у вигляді подій, ведеться у двійковій системі числення, яка має тільки дві цифри: 0 і 1.

Величина, котра може приймати тільки ці два значення, називається двійковою (логічною) змінною.

Складна подія, що залежить від декількох двійкових змінних, називається двійковою (логічною, перемикальною) функцією:

$$Y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \text{ де } x = \{1, 0\}. \quad (6.1)$$

У практичних цілях алгебру Буля першим у 1938 році застосував родоначальник кібернетики Клод Шеннон (США) при дослідженні електричних кіл з контактними перемикачами.

Цифрові пристрої поділяються на два великих класи: комбінаційні і послідовнісні.

Комбінаційні пристрої реалізують функції, що залежать тільки від комбінації змінних, що до них входять, у даний момент часу і не залежать від стану пристрою в попередній момент часу.

Послідовнісні (від слова «послідовність») пристрої реалізують функції, і що залежать не тільки від комбінації вхідних змінних у даний момент часу, а ще й від стану пристрою в попередній момент часу: вони мають пам'ять.

2 Логічні елементи. Основні поняття.

Однією з найпростіших логічних функцій є функція заперечення НІ, і яку ще називають операцією інверсії: $y = \bar{x}$ читається: y дорівнює не x .

Графічне позначення елемента, що реалізує таку функцію наведено на рис. 6.1. В якості такого елемента може бути використано, наприклад, транзисторний ключ - підсилювач з СЕ, що працює у ключовому режимі: при високому рівні напруги на вході на виході матимемо низький і навпаки.

Функцію, яку виконує комбінаційний пристрій, для полегшення сприйняття часто представляють у вигляді таблиці, яку називають таблицею істинності. Кількість стовбців цієї таблиці дорівнює числу змінних, що входять до функції і є ще один стовбець, в якому вказують значення функції для кожної з можливих комбінацій вхідних змінних, числу яких відповідає кількість рядків таблиці; у загальному випадку кількість рядків дорівнює 2^n , де n число змінних.

Об'єднана таблиця істинності деяких основних логічних функцій, що залежать від двох змінних (всього таких функцій шістнадцять), наведена на рис. 6.2. На рисунку також представлено інформацію про математичний запис функцій, їх назву, графічне позначення, можливу реалізацію.

З таблиці видно, що, наприклад, функція АБО істинна, якщо істинною є хоча б одна із змінних, що до неї входять, а функція І - тільки у випадку істинності обидвох змінних. Якщо вхідні сигнали логічних елементів змінювати з часом, як це показано на рис. 6.3, можна отримати часові діаграми роботи, що відповідають динамічному режиму роботи елементів.

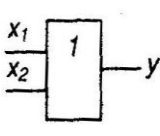
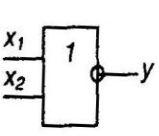
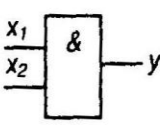
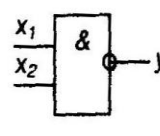
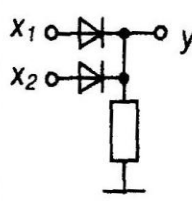
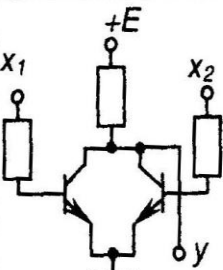
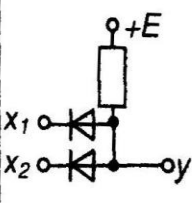
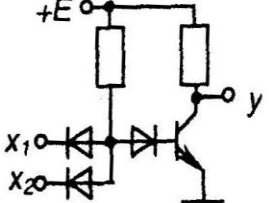
Вхідні змінні	Функція y					
	x_1	x_2	АБО	АБО-НІ	І	І-НІ
0	0	0	0	1	0	1
0	1	1	1	0	0	1
1	0	1	1	0	0	1
1	1	1	1	0	1	0
Математичний запис (формула)			$y = x_1 + x_2 = x_1 \vee x_2$	$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$	$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \wedge x_2$	$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$
Назва функції			Логічне додавання (диз'юнкція) – функція АБО	Заперечення логічного додавання (стрілка Пірса) – функція АБО-НІ	Логічне множення (кон'юнкція) – функція І	Заперечення логічного множення (штрих Шеффера) – функція І-НІ
Графічне позначення елемента, що реалізує функцію						
Можлива реалізація						
			Резисторно-діодна логіка (РДЛ)	Резисторно-транзисторна логіка (РТЛ)	Резисторно-діодна логіка (РДЛ)	Резисторно-діодно-транзисторна логіка (РДТЛ)

Рис. 6.2 – Деякі логічні функції двох змінних

У загальному випадку кількість вхідних змінних (кількість, входів) логічних елементів, необхідних для реалізації складних, і логічних функцій, може бути і будь-якою. Реально у елементів, що випускаються у вигляді ІМС, воно, як правило, складає 2 (чотири елементи в одному корпусі ІМС, які мають спільні кола живлення), 3 (три елементи), 4 (два елементи), 8 (один елемент). Частіше це елементи І-НІ, АБО-НІ.

Лекція №23

Тема: Будова принцип дії логічних елементів.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем логічних елементів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Види логічних елементів ТТЛ.

2 Види логічних елементів КМОН.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Види логічних елементів ТТЛ.

По елементній базі, на якій виконано логічні елементи, їх підрозділяють на резисторно-діодних.

Схеми двохходових резисторно-діодних елементів 2АБО та 2І наведені на рис 6.4,а і рис. 6.4,б відповідно.

При своїй схемній простоті вони мають суттєвий недолік: падіння напруги на діодних ключах не дозволяє реалізовувати складні логічні функції з послідовним вмиканням великого числа елементів за прийнятних значень напруги джерела живлення. Необхідно забезпечити проміжне підсилення сигналів.

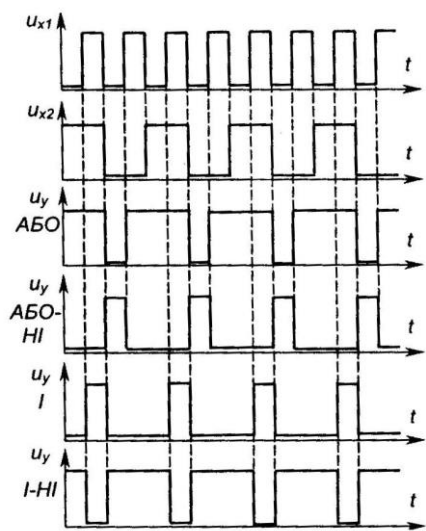


Рис. 6.3 – Часові діаграми роботи деяких двохходових логічних елементів

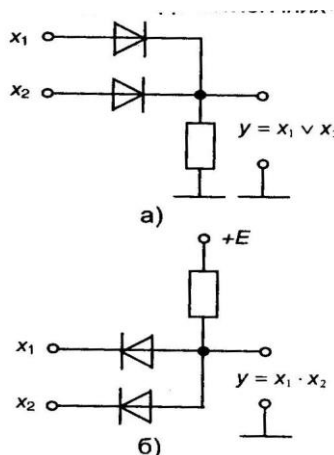


Рис. 6.4 – Резистивно-діодні елементи 2АБО (а) та 2І (б)

Підсилення забезпечують елементи, побудовані на основі транзисторних ключів. Наприклад, це інвертор, схема якого наведена на рис. 6.5. Понадана невеликої від'ємної напруги зміщення $U_{зм}$ забезпечує надійне вимикання транзистора – збільшує занадостійкість елемента.

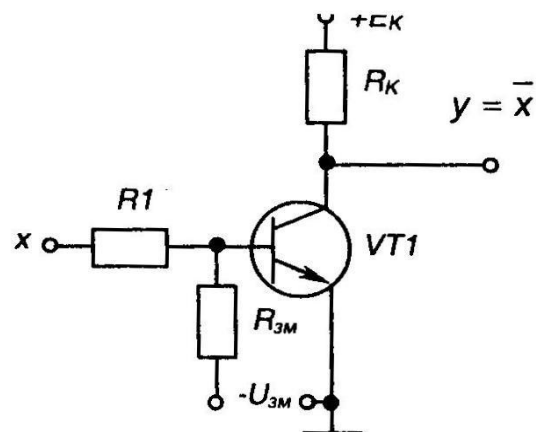


Рис. 6.5 – Інвертор (елемент NI)

Схеми діодно-транзисторних елементів 2АБО-НІ та 2І-НІ наведені на рис. 6.6 і рис. 6.7 відповідно.

Діоди $VD3$ і $VD4$ у елементі І-НІ забезпечують виключення відкриваючої дії на транзистор напруги, що падає на діодах $VD1$ або $VD2$.

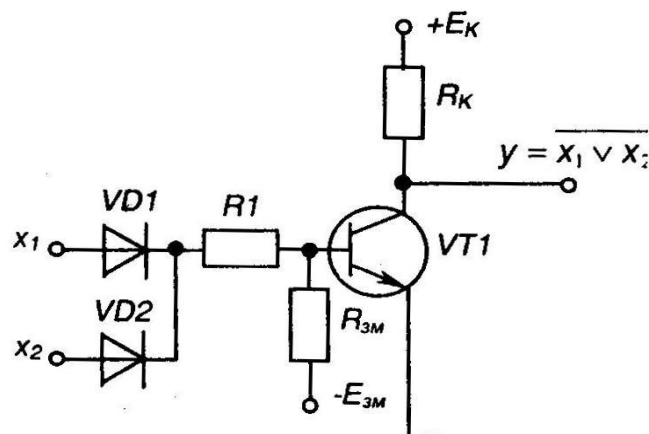


Рис. 6.6 – РДТЛ елемент 2АБО-НІ

Велике розповсюдження знайшли елементи ТТЛ. Схема двоходового ТТЛ елемента 2І-НІ наведена на рис. 6.8.

Відмінною його рисою є наявність на вході багатомірного транзистора $VT1$, який є здобутком інтегральної технології і заміняє вхідний діодний вузол елементів РДТЛ.

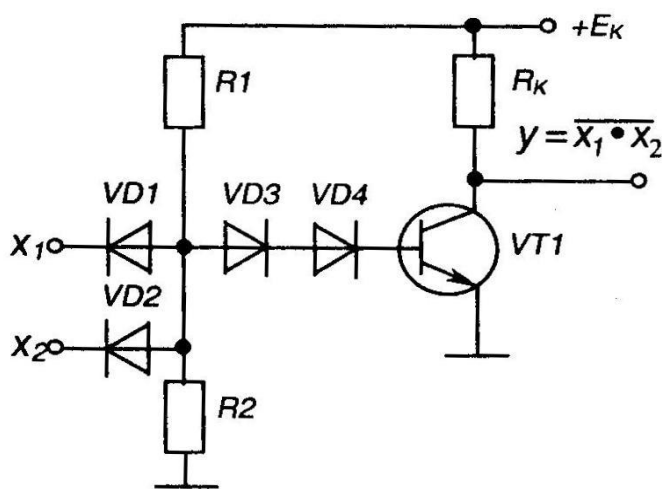


Рис. 6.7 – РДТЛ елемент 2І-НІ

Елемент ТТЛ також має складний двотактний вихідний каскад, що дозволяє збільшити навантажувальну здатність елемента – знижує вплив опору колекторного резистора на величину вихідного сигналу, що відповідає 1.

Діод VD (як пороговий елемент з напругою відкривання близько 0,6 В), надійно забезпечує замкнений стан транзистора $VT3$ при відкритому $VT2$ (падіння на якому складає 0,2-0,4 В).

$VT4$

2 Види логічних елементів КМОН.

На рис. 6.9 наведена схема двоходового елемента І-НІ, виконаного на комплементарних К-МОН транзисторах. Як видно з рисунку, він складається тільки з чотирьох МОН-транзисторів, які одночасно виконують і роль резисторів, бо опір їх каналу ста-

новить від десятків до сотень ом. Вихід елемента транзисторними ключами $VT1$ або $VT2$ підмикається до шини живлення, а $VT3$ і $VT4$ - до нульової шини.

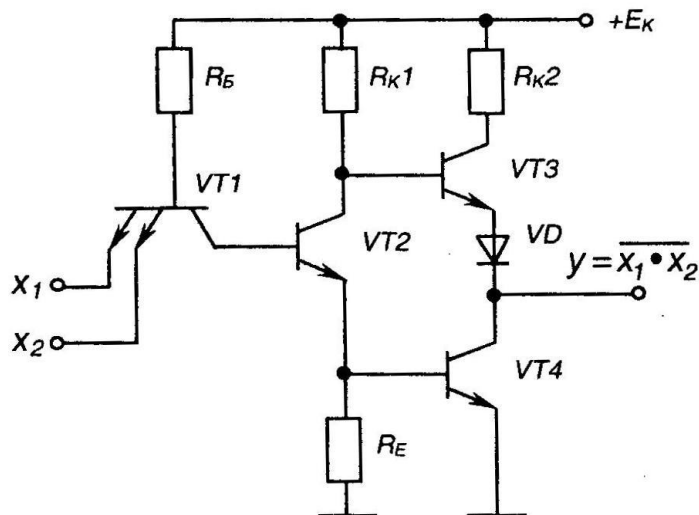


Рис. 6.8 – ТТЛ елемент 2І-НІ

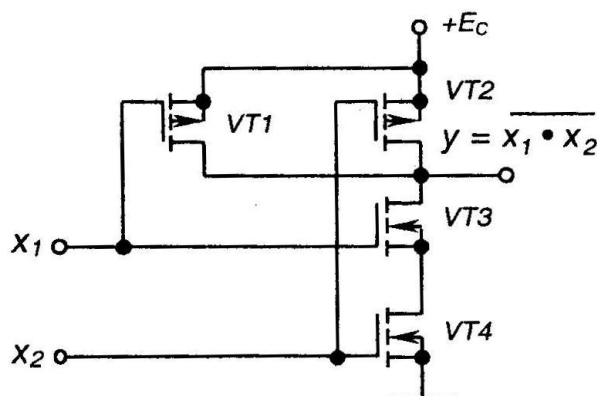


Рис. 6.9 – Елемент 2І-НІ К-МОП-логіки

Елементи К-МОП прості у виготовленні (а значить дешеві), мають більшу завадостійкість, ніж елементи ТТЛ, а за частотними властивостями в останній час наближаються до них.

Перевагою К-МОП логіки є ще й те, що вона працездатна в широкому діапазоні змін напруги живлення. Так, якщо для ІМС ТТЛ типове значення напруги живлення становить $5\text{ В} \pm 5\%$, то для ІМС К-МОП вона може становити від 3 до 15 В.

Лекція №24

Тема: Тригери на логічних елементах

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, схем тригерів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Принцип побудови тригерів на логічних елементах

2 Будова принцип дії RS тригера

3 Будова принцип дії тригера D-типу (D-тригер)

4 Будова принцип дії JK-тригера

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Принцип побудови тригерів на логічних елементах

Тригери в інтегральному виконанні будуються з простих логічних елементів типу АБО-НІ, І-НІ. Звичайно мікросхема вміщує 1/4 тригери із спільними колами живлення, а інколи і спільними колами синхронізації або керування.

У загальному випадку тригер складається з логічного пристрою керування та власне тригера як елемента пам'яті. Є велика кількість різноманітних схем тригерів з різними функціональними можливостями.

Узагальнена структурна схема тригера зображена нарис. 7.3

Пристрій керування призначений для перетворення сигналів, що надходять до ходів A , у вигляді, придатний для керування власне тригером, що виконує функцію елемента пам'яті.

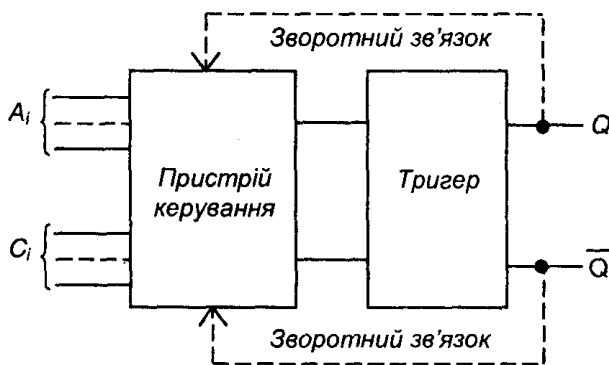


Рис. 7.3 – Структурна схема тригера

Тригер має два виходи: Q - прямий (одичний), \bar{Q} - інверсний (нульовий). Входи A називаються інформаційними, а входи C - тактовими або синхронізуючими.

За способом занесення інформації тригери поділяються на асинхронні, які змінюють свій стан одразу після надходження сигналу на певний інформаційний вхід, і синхронні (тактовані), які спрацьовують не тільки за наявності сигналів на інформаційних входах, а лише після надходження синхронізуючого (тактового) сигналу на певний вхід синхронізації.

Описують роботу тригерів (і послідовних пристроїв взагалі) також за допомогою логічних функцій або частіше задля наочності за допомогою таблиць переходів. У таблицях вказують всі можливі комбінації сигналів на інформаційних входах у даний момент часу (t^l) і стан, в який перейде тригер під дією цих сигналів в наступний момент часу (t^{l+1}). Причому, наступний момент часу у асинхронного тригера настає одразу після зміни комбінації сигналів на інформаційних входах, а у синхронного - після надходження тактового сигналу (як правило, це імпульс) на відповідний вхід синхронізації.

Стани тригера в таблицях переходів зазвичай вказують так:

0 - тригер має сигнал на виході $Q = 0$ (нульовий стан) незалежно від сигналів на входах;

1 - тригер має сигнал на виході $Q = 1$ (одичний стан) незалежно від сигналів на входах;

Q - стан тригера не змінюється при зміні сигналів на входах;

\bar{Q} - стан тригера змінюється на протилежний при зміні сигналів на входах;

X - невизначений стан тригера, коли він після зміни сигналів на входах рівноможливо може опинитися в нульовому ($Q = 0$) або в одичному ($Q = 1$) стані.

Стверджують, що навіть за найпростішої конфігурації тригерного пристрою, яка має один інформаційний вхід і два виходи, можна отримати 25 функціональних різновидів тригерів. При двох входах їх буде вже 625. Практично ж застосовують 6-8 типів.

Найбільш розповсюджені з них Я5-тригери, D-тригери, Г-тригери, Ж-тригери. Часто тригери будують як комбіновані: *RSD-тригер*, *RST-тригер* і т.п.

2 Будова принцип дії RS тригера

Умовні позначення двовходових асинхронних RS -тригерів з прямими (такими, що реагують на наявність 1) і інверсними (такими, що реагують на наявність 0) входами наведено на рис. 7.4.

Свою назву RS-тригер одержав від перших літер англійських слів *to set* - встановлювати (S) та *to reset* -відновлювати (R).

S- інформаційний вхід, призначений для установа тригера в одичний стан ($Q=1$), а R - вхід, призначений для повернення тригера у нульовий стан ($Q=0$).

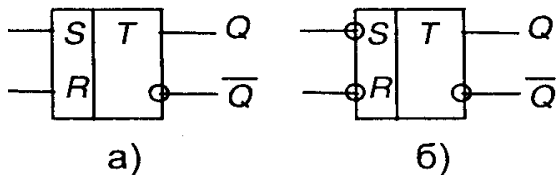


Рис. 7.4 – Умовні позначення RS-тригера з прямими (а) й інверсними (б) входами

Роботу тригерів описують відповідні таблиці переходів, наведені в табл.1.

Таблиці переходів RS-тригерів

а) з прямими входами			б) з інверсними входами		
t^i		t^{i+1}	t^i		t^{i+1}
S	R	Q	S	R	Q
1	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1
0	0	Q^i	1	1	Q^i
1	1	X	0	0	X

Схеми таких Л5-тригерів, побудованих на елементах І-НІ та АБО-НІ зображені на рис. 7.5.

Схема і умовне позначення синхронного тригера з прямими входами, побудованого на елементах І-НІ, наведені на рис. 7.6

Слід зазначити, що тактові входи бувають потенціальні прямі, як у даному випадку (тригер змінює свій стан при надходженні сигналу 1 на вхід С), інверсні (тригер змінює стан при надходженні сигналу 0), бо імпульсні, також прямі й інверсні (коли тригер змінює свій стан при зміні сигналу на тактовому вході з 0 на 1 або з 1 на 0

відповідно).

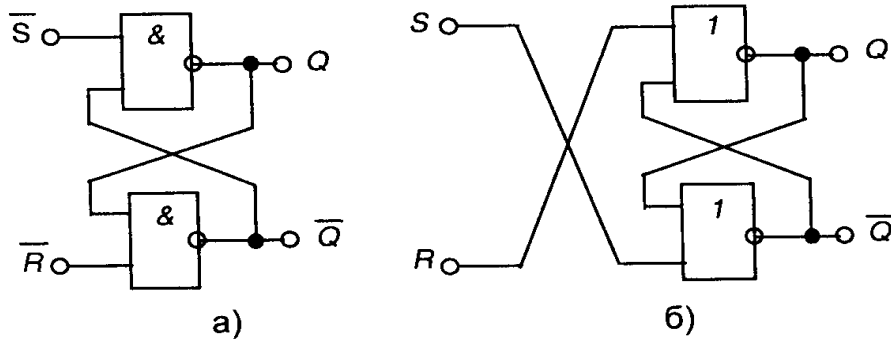


Рис. 7.5 – *RS*-тригер з інверсними входами на елементах І-НІ (а) та з прямими входами на елементах АБО-НІ (б)

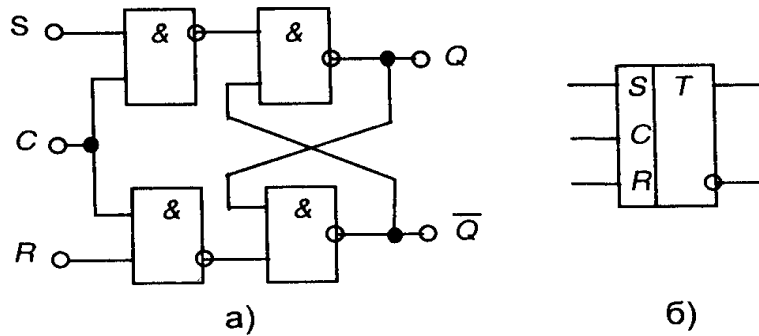


Рис. 7.6 – Синхронний *RS*-тригер

3 Будова принцип дії тригера D-типу (D-тригер)

D-тригер (від англійського *delay* - затримка) має два входи: *D* - інформаційний та *C*-тактовий (синхронізуючий): D-тригер синхронний. А це значить, що інформація, яка надходить на вхід *D*, запам'ятовується лише при надходженні синхронізуючого імпульсу на вхід *C*, тобто із затримкою на час надходження останнього. Тому D-тригер ще називають тригером затримки.

Умовне позначення D-тригера з прямим імпульсним входом синхронізації та таблиця переходів наведені на рис. 7.7, а часові діаграми його роботи - на рис.

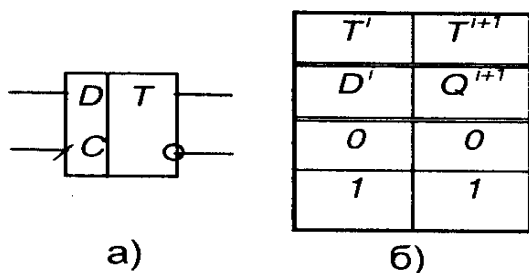
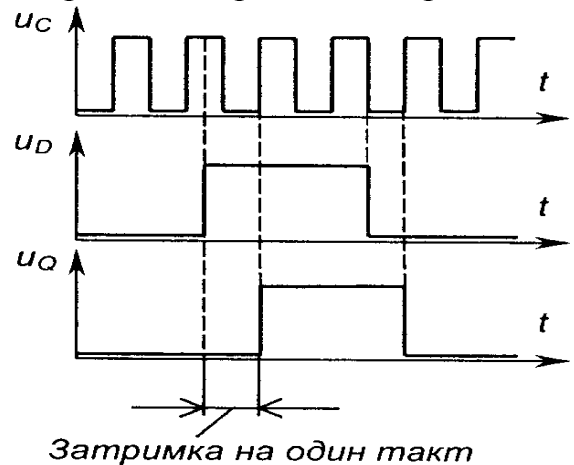


Рис. 7.7 – Умовне позначення (а) і таблиця переходів (б) D-тригера



Затримка на один такт

Рис. 7.8 – Часові діаграми роботи D-тригера

Тригер T-типу (T-тригер)

T-тригер (від англійського *to toggle* - перекидатись) ще називають тригером поділювачем на два або лічильним тригером (див. розділ 7.2). Тригер має тільки один тактовий вхід, а його стан змінюється на протилежний з надходженням на вхід кожного імпульсу. Цей тригер використовують для лічення та ділення частоти імпульсів.

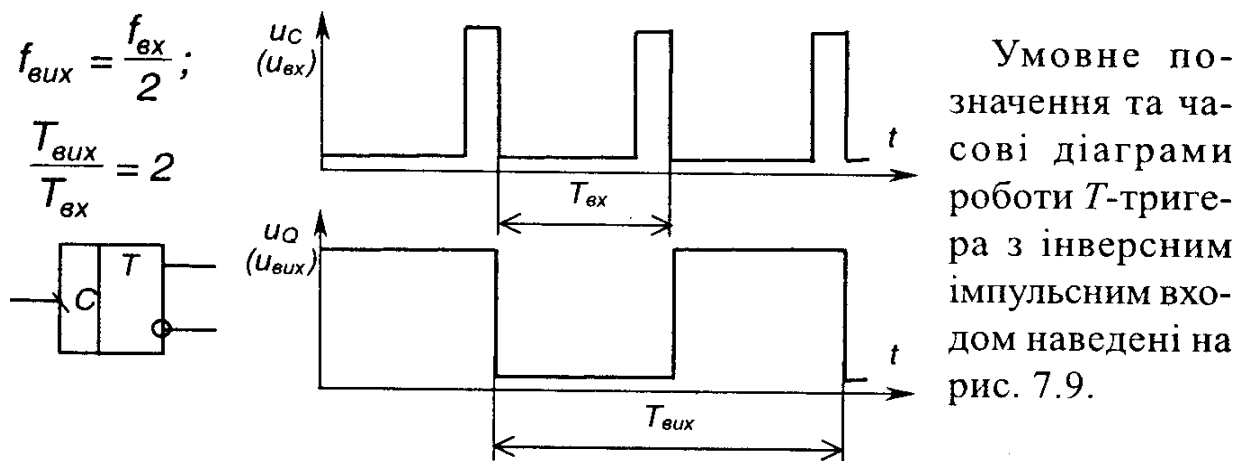


Рис. 7.9 – Умовне позначення (а) та часові діаграми роботи (б) T-тригера

4 Будова принцип дії JK-тригера

Синхронний JK-тригер має два інформаційних входи J і K та тактовий C. Умовне позначення та таблиця переходів JK-тригера з прямим імпульсним тактовим входом наведені на рис. 7.10.

JK-тригер є універсальним, бо він може виконувати роль RS-тригера, якщо використовувати вхід J як S, а K як R (при цьому таблиця переходів RS-тригера відповідає першим трьом рядкам таблиці переходів JK-тригера). Якщо задати одиниці на обох інформаційних входах, JK-тригер стає T-тригером. Схеми використання JK-тригера як T-тригера та D-тригера зображені на рис. 7.11.

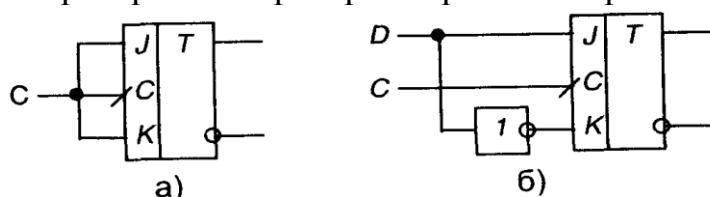


Рис. 7.11 – Використання JK-тригера як T-тригера (а) та D-тригера (б)

Лекція №25

Тема: Реалізація складних логічних функцій

Мета: оволодіти знаннями про реалізацію складних логічних функцій

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої
- 2 Реалізація складних логічних функцій

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

1 Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої

Цифрові мікроелектронні пристрої являють собою дискретні цифрові автомати, виконані на ІМС і призначені для обробки інформації, що представлена у вигляді цифрового коду. Вони використовуються для створення цифрових інформаційних, вимірювальних систем та систем керування.

Основними (найбільш вживаними) мікроелектронними цифровими пристроями є:

- 1) дешифратори;
- 2) мультиплексори;
- 3) лічильники імпульсів;
- 4) регістри;

5) цифро-аналогові та аналого-цифрові перетворювачі. Будуються ці пристрої на логічних елементах і тригерах.

2 Реалізація складних логічних функцій

Складні логічні функції реалізують на ІМС простих логічних елементів.

Мінімальний набір логічних елементів, що реалізують деякі прості логічні функції і за наявності необмеженої кількості яких можна реалізувати наскільки завгодно складну логічну функцію, називають функціонально повною системою логічних елементів або базисом.

Найбільш відомими функціонально повними системами є:

- 1) елементи, що реалізують функції алгебри Буля -1, АБО, НІ;
- 2) елемент, що реалізує функцію штрих Шеффера - І-НІ;
- 3) елемент, що реалізує функцію стрілка Пірса - АБО-НІ.

Якщо уважно подивимось на таблицю істинності логічних елементів (див. рис. 6.2), то побачимо, що, наприклад, елемент І для одиниць є елементом АБО для нулів. Тобто, якщо для прямих значень

$$y = x_1 \cdot x_2,$$

то для інверсних

$$\bar{y} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2. \quad (8.1)$$

Для елемента І-НІ можна записати

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2, \quad (8.2)$$

а для елемента АБО-НІ

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2, \quad (8.3)$$

Вирази (8.2) і (8.3) називають правилами де Моргана.

Якщо задати, наприклад, відповідно $x_2=1$ або $x_2=0$, то матимемо

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1 \cdot 1} = \bar{x}_1, \quad (8.4)$$

або

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1 + 0} = \bar{x}_1. \quad (8.5)$$

Тобто, ми можемо використовувати багатходові логічні елементи з інверсією на

виході як інвертори, задаючи на всіх, крім одного входах, сигнал 1 (*const 1*) або 0 (*const 0*).

Якщо на всі входи цих елементів подати одну й ту ж змінну, також матимемо інвертори:

$$y = x_x \cdot x_x = x_x,$$

$$y = x_i + x_i = x_i$$

Коли кількості входів конкретного логічного елемента не вистачає, ^ можна вчинити так: якщо, наприклад, потрібен триходовий елемент, а маємо тільки двоходові, то триходовий можна реалізувати на основі наступних співвідношень.

Оскільки очевидно, що

$$x = x, \quad (8.7)$$

то
$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot 1 \cdot x_3, \quad (8.8)$$

або
$$y = x_1 + x_2 + x_3 = x_1 + x_2 + x_3 = x_1 + x_2 + 1 + x_3. \quad (8.8)$$

Отже, реалізувати триходовий елемент можна на трьох двоходових, один з яких повинен працювати як інвертор.

З наведених прикладів видно, що елементи І-НІ чи АБО-НІ дійсно дозволяють реалізувати логічну функцію будь-якої складності.

Нехай треба реалізувати функцію

$$y = (x_1 + x_2 + x_3) \cdot x_4 + x_4 + x_5. \quad (8.10)$$

У загальному випадку це можна зробити за допомогою схеми, наведеної на рис. 8.1.

Для забезпечення отримання простої (економічної в реалізації), швидкодіючої схеми, складні комбінаційні пристрої спочатку описують за допомогою логічних функцій (у вигляді математичних формул або таблиць істинності). Потім ці функції мінімізують на основі законів алгебри логіки з урахуванням специфіки логічної функції стандартних ІМС логічних елементів, що будуть використані для схемної реалізації. Це можна робити як вручну, що досить складно, так і з використанням спеціальних програм на ЕОМ. Так, якщо, наприклад, вираз (8.10) необхідно реалізувати на двоходових елементах І-НІ, то спочатку отримаємо еквівалентний мінімальний вираз в базисі І-НІ:

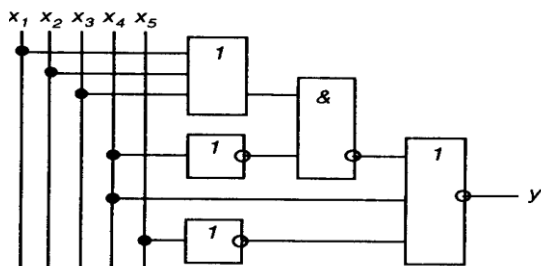


Рис. 8.1 – Приклад схемної реалізації логічної функції

$$y = (x_1 + x_2 + x_3) \cdot x_4 + x_4 + x_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 + x_4 + x_5 =$$

$$= x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_4 \cdot x_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5 =$$

$$= x_1 \cdot 1 \cdot x_2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot x_3 \cdot 1 \cdot x_4 \cdot 1 \cdot x_5 \cdot 1. \quad (8.11)$$

Отриманому виразу відповідає схема, наведена на рис. 8.2. Вона виконана на трьох ІМС К561ЛА7.

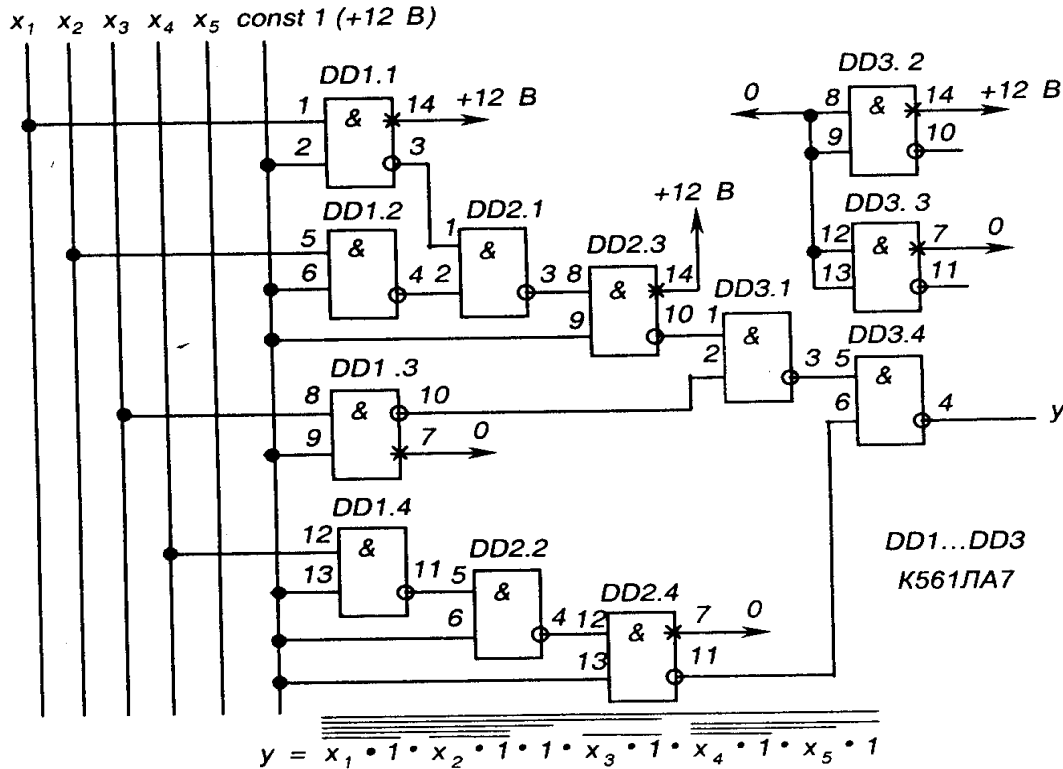


Рис. 8.2 - Схемна реалізація логічної функції на однотипних елементах

Зауважимо, що на таких схемах відносно ланцюгів живлення ІМС на вільному полі в правій частині схеми в технічних вимогах дають вказівки щодо підмикання відповідних контактів або вказують відповідні контакти ІМС як нелогічні виводи елементів і позначають місця їх підмикання (див. рис. 8.2 - контакти 7 і 14). На входи елементів, що не задіяні, подають сигнали *const 1* або *const 0*, а їх виходи залишають вільними (див. рис. 8.2 - елементи *DD3.2* і *DD3.3*).

Лекція №26

Тема: Лічильники імпульсів на логічних елементах і тригерах з паралельним і послідовним переносом

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, лічильників імпульсів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Загальні поняття про лічильники
- 2 Чотирирозрядний підсумовуючий послідовний двійковий лічильник
- 3 Чотирирозрядний реверсивний лічильник - типу К561ІЕ14.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Загальні поняття про лічильники

Однією з найрозповсюдженіших операцій у пристроях інформаційно-обчислювальної і цифрової вимірювальної техніки є фіксування кількості імпульсів - підрахунок їх кількості. Реалізують таку операцію лічильники імпульсів. Лічильники також забезпечують представлення інформації про кількість імпульсів у вигляді двійкового коду (завдяки принципу побудови).

Лічильники бувають прості (підсумовуючі, у яких код збільшується на одиницю після надходження на вхід кожного імпульсу; віднімаючі, у яких код відповідно зменшується після надходження на вхід кожного імпульсу) і реверсивні (суміщають властивості підсумовуючих і віднімаючих - можуть працювати в тому або іншому режимі за зовнішньою командою).

Як правило, лічильники будують на основі тригерів.

2 Чотирирозрядний підсумовуючий послідовний двійковий лічильник

Схема чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника, виконаного на комбінованих Л5Т-тригерах з імпульсними інверсними входами синхронізації наведена на рис. 8.7, його умовне позначення - на рис. 8.8, часові діаграми роботи - на рис. 8.9, таблиця переходів - у табл. 8.1.

Лічильник називається послідовним, тому що вихід тригера кожного попереднього розряду з'єднано з лічильним входом (входом синхронізації) тригера наступного розряду, в результаті чого передача інформації - перемикання тригерів розрядів лічильника - відбувається послідовно одного за одним. Це визначає низьку швидкодію лічильника.

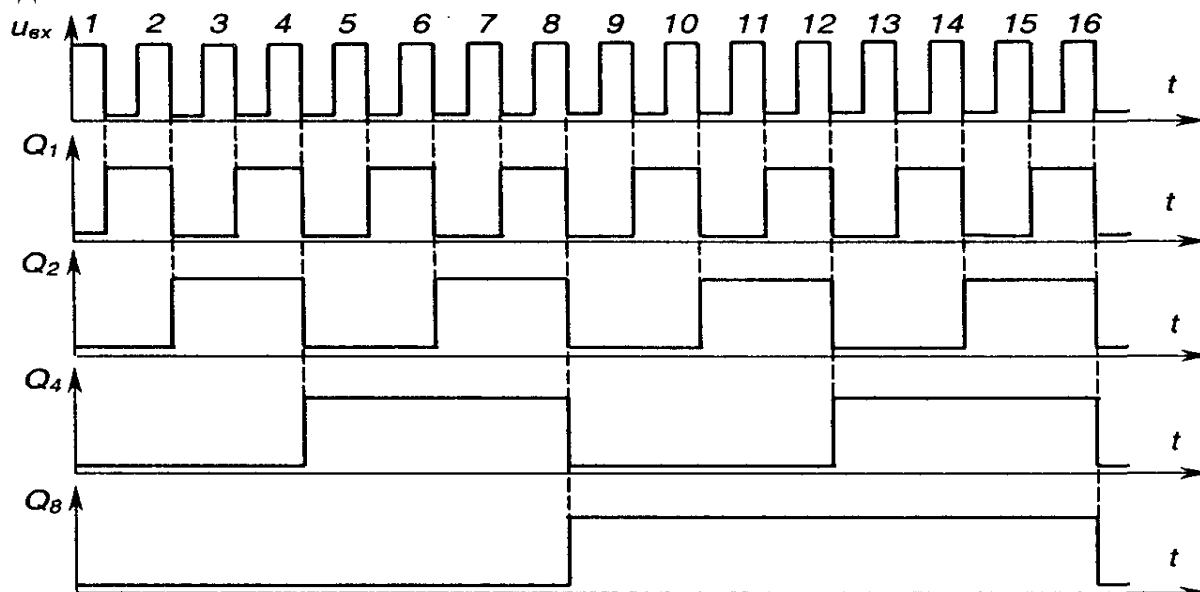


Рис. 8.9 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника з імпульсним інверсним лічильним входом

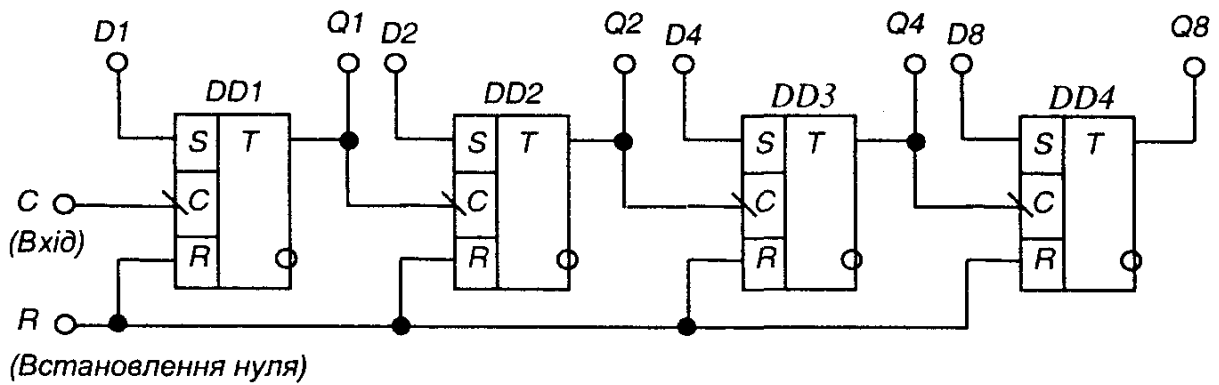


Рис. 8.7 – Чотирирозрядний послідовний двійковий лічильник

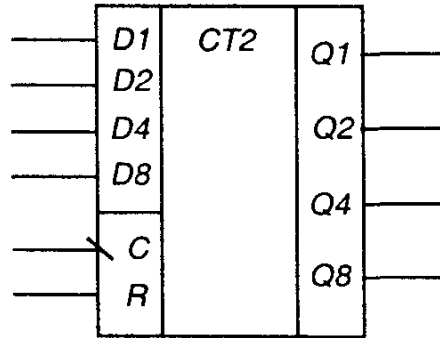


Рис. 8.8 – Умовне позначення чотирирозрядного послідовного двійкового лічильника

Таблиця 8.1

Таблиця переходів чотирирозрядного послідовного двійкового лічильника

Стан	Q_8	Q_4	Q_2	Q_1	Стан	Q_8	Q_4	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0	8	1	0	0	0
1	0	0	0	1	9	1	0	0	1
2	0	0	1	0	10	1	0	1	0
3	0	0	1	1	11	1	0	1	1
4	0	1	0	0	12	1	1	0	0
5	0	1	0	1	13	1	1	0	1
6	0	1	1	0	14	1	1	1	0
7	0	1	1	1	15	1	1	1	1

У паралельних лічильників інформація з розряду в розряд передається за допомогою спеціальної комбінаційної схеми, а входи синхронізації тригерів з'єднано разом і перемикання всіх тригерів відбувається одночасно.

Як видно з таблиці переходів і часових діаграм, при безперервній роботі лічильника на його виходах Q_8 , Q_4 , Q_2 , Q_1 формується послідовний двійковий код.

Вхід R призначений для встановлення лічильника в нульовий стан (у даному разі - подачею сигналу логічної 1).

Входи D_1 , D_2 , D_4 , D_8 призначені для паралельного занесення чисел у лічильник - для задання початкового стану, що відрізняється від нульового.

Послідовну роботу лічильника можна порушити, обмеживши кількість його станів. Це можна зробити, вводячи зворотний зв'язок, як, наприклад, показано на рис. 8.10. Тепер при досягненні десятого стану лічильник одразу переходить в нульовий стан - отримано двійково-десятковий лічильник, який має не 16, а 10 станів і формує

на виходах двійково-десятковий код. Його таблиця переходів наведена в табл. 8.2, а часові діаграми роботи - на рис. 8.11.

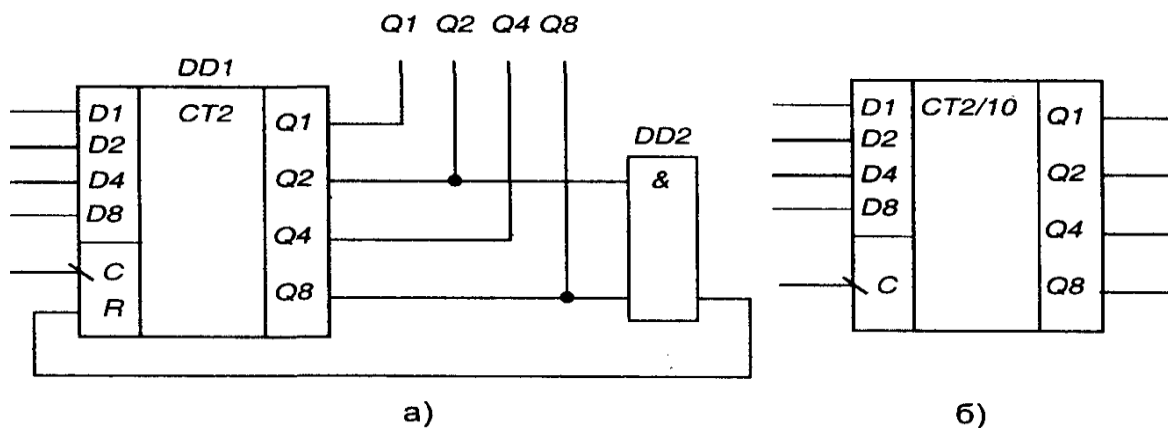


Рис. 8.10 – Отримання двійково-десяткового лічильника з двійкового (а) і умовне позначення двійково-десяткового лічильника (б)

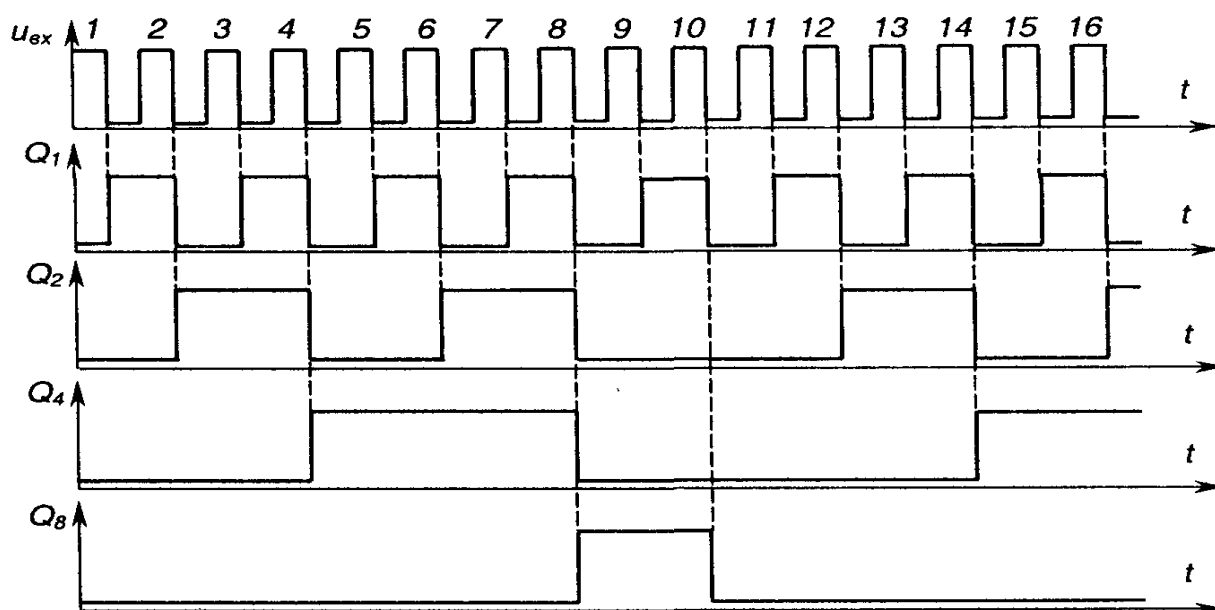


Рис. 8.11 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного двійково-десяткового лічильника

Застосування таких лічильників разом з двійково-десятковими або двійково-семисегментними дешифраторами дозволяє на основі стандартних ІМС будувати схеми керування багато розрядними десятковими індикаторами (розряди десяткові, а у межах десяткового розряду рахунок двійковий).

На рис. 8.12 наведено схему лічильника, який також має десять станів, але працює не в послідовному двійковому коді, бо після надходження восьмого імпульсу переходить з 7 стану у 14, після дев'ятого - у 15, а після десятого - у 0.

Таблиця 8.2
Таблиця переходів чотирирозрядного послідовного двійково-десяткового лічильника

Стан	Q_8	Q_4	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

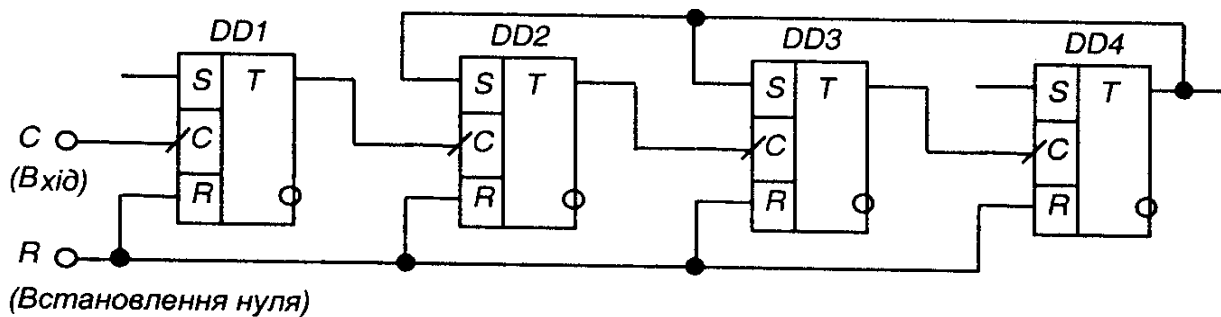


Рис. 8.12 – Чотирирозрядний лічильник, що має десять станів
3 Чотирирозрядний реверсивний лічильник - типу K561IE14.

У вигляді ІМС випускається досить широка номенклатура лічильників. На рис. 8.13 як приклад наведено умовне позначення чотирирозрядного реверсивного лічильника - типу K561IE14. Він має входи:

- 1) запису інформації з входів паралельного вводу інформації D_1, D_2, D_4, D_8 - WR;
 - 2) паралельного вводу інформації - D_1, D_2, D_4, D_8
 - 3) синхронізації (тактовий) - C;
 - 4) дозволу лічення - V;
 - 5) напрямку лічення (підсумовування чи віднімання) ± 1 ;
 - 6) задання роботи в двійковому чи двійково-десятковому коді - 2/10.
- Виходи:
- 1) інформаційні - Q_1, Q_2, Q_4, Q_8 ,
 - 2) переносу (займу) в старший (із старшого) розряду - P.

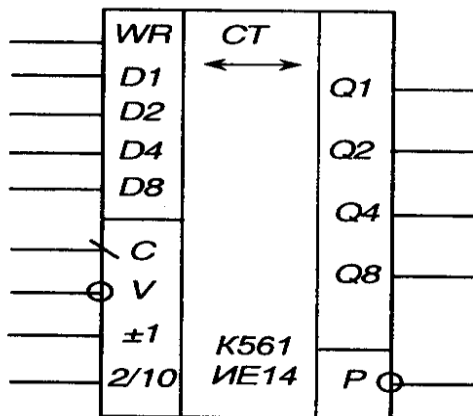


Рис. 8.13 – Реверсивний лічильник K561IE14

Лекція №27

Тема: Дешифратори, регістри, мультиплексори

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії, дешифраторів, шифраторів

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Основні поняття про дешифратори, шифратори

2 Реалізація на логічних елементах

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, діафільми.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Основні поняття про дешифратори, шифратори

Дешифратори (декодери) є комбінаційними пристроями, призначеними для перетворення кодованих двійкових вхідних сигналів у сигнали керування виконавчими пристроями, пристроями відображення інформації і т.п.

У загальному випадку дешифратор має декілька входів (за кількістю розрядів двійкових чисел, які необхідно декодувати) і декілька виходів.

Кожній комбінації вхідних сигналів відповідає певна комбінація вихідних (зрозуміло, що дешифратори як комбінаційні пристрої будуються на логічних елементах і їх випускають у вигляді ІМС).

Наприклад, двійковий дешифратор, умовне позначення якого наведено на рис. 8.3, має чотири входи ($n=4$) з ваговими коефіцієнтами 1, 2, 4, 8, що відповідає чотирьом розрядам послідовного двійкового коду ($2^0, 2^1, 2^2, 2^3$), і шістнадцять виходів: від 0 до 15 ($N=2^n=2^4=16$). Кожній комбінації нулів і одиниць на входах відповідає одиниця на відповідному виході.

У двійково-десятього дешифратора з інверсними виходами, умовне позначення якого наведено на рис. 8.4, кожній з перших десяти двійкових комбінацій (двійково-десятього код) відповідає нуль на відповідному виході. Такі дешифратори у вигляді ІМС застосовують для керування десятковими неоновими індикаторами, у яких десяткові знаки являють собою фігурні катоди неонові лампи.

Двійково-семисегментний дешифратор, зображений на рис. 8.5,а перетворює двійкову комбінацію вхідних сигналів у комбінацію вихідних, необхідну для вмикання відповідної комбінації сегментів й семи сегментного десяткового індикатора - рис. 8.5,б.

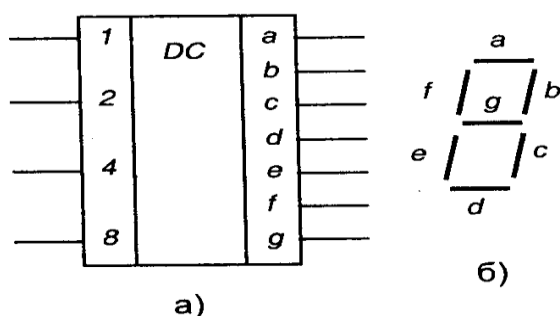


Рис. 8.5 – Двійково-семисегментний дешифратор (а) і схема розміщення сегментів індикатора (б)

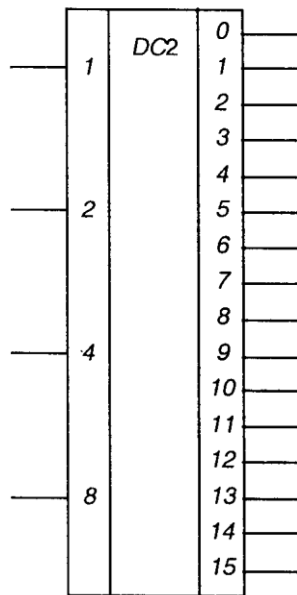


Рис. 8.3 – Двійковий дешифратор

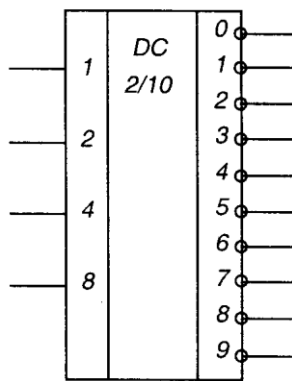


Рис. 8.4 – Двійково-десятковий дешифратор

Наприклад,

$$y_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_4 \cdot x_8$$

$$(5=1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3). \quad (8.12)$$

2 Реалізація на логічних елементах

Для забезпечення отримання простої (економічної в реалізації), швидкодіючої схеми, складні комбінаційні пристрої спочатку описують за допомогою логічних функцій (у вигляді математичних формул або таблиць істинності). Потім ці функції мінімізують на основі законів алгебри логіки з урахуванням специфіки логічної функції стандартних ІМС логічних елементів, що будуть використані для схемної реалізації. Це можна робити як вручну, що досить складно, так і з використанням спеціальних програм на ЕОМ. Так, якщо, наприклад, вираз (8.10) необхідно реалізувати на двовходових елементах І-НІ, то спочатку отримуємо еквівалентний мінімальний вираз в базисі І-НІ:

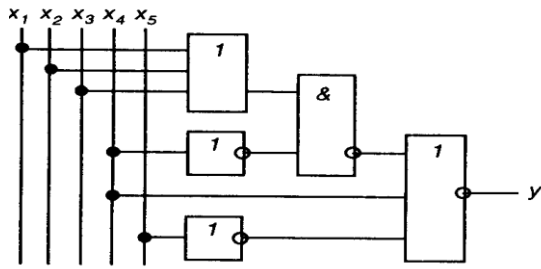


Рис. 8.1 – Приклад схемної реалізації логічної функції

$$\begin{aligned}
 y &= (x_1 + x_2 + x_3) \cdot x_4 + x_4 + x_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 + x_4 + x_5 = \\
 &= x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_4 \cdot x_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5 = \\
 &= x_1 \cdot 1 \cdot x_2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot x_3 \cdot 1 \cdot x_4 \cdot 1 \cdot x_5 \cdot 1. \quad (8.11)
 \end{aligned}$$

Отриманому виразу відповідає схема, наведена на рис. 8.2. Вона виконана на трьох ІМС К561ЛА7.

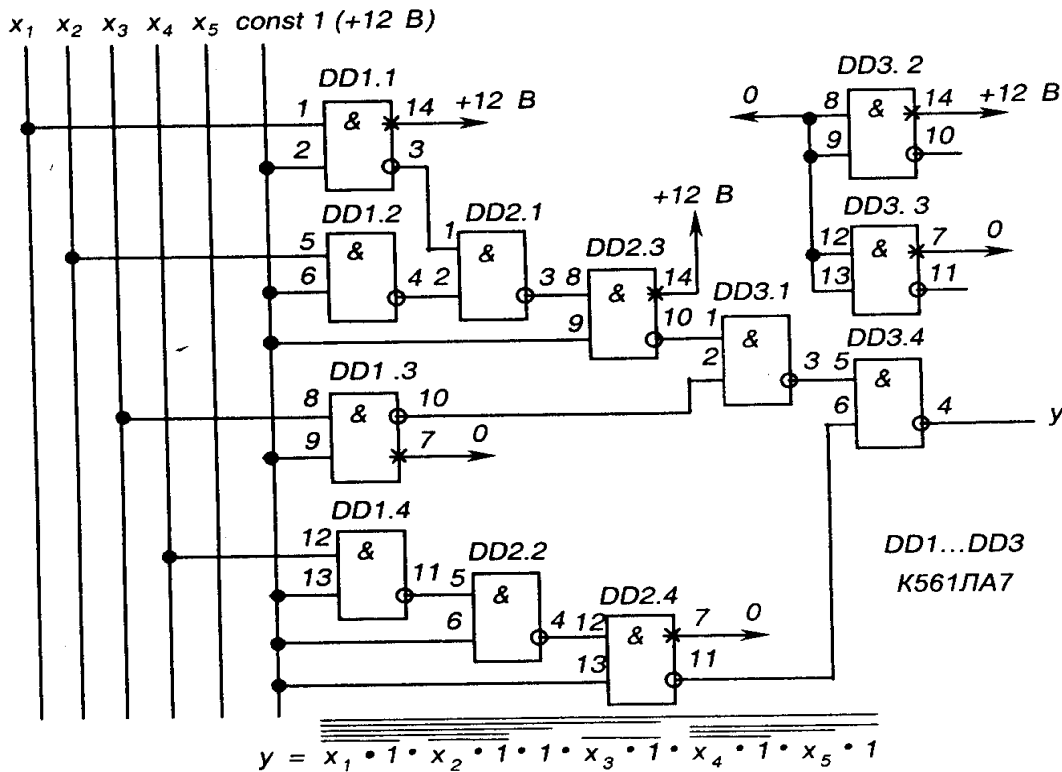


Рис. 8.2 - Схемна реалізація логічної функції на однотипних елементах

Зауважимо, що на таких схемах відносно ланцюгів живлення ІМС на вільному полі в правій частині схеми в технічних вимогах дають вказівки щодо підмикання відповідних контактів або вказують відповідні контакти ІМС як нелогічні виводи елементів і позначають місця їх підмикання (див. рис. 8.2 - контакти 7 і 14). На входи елементів, що не задіяні, подають сигнали *const 1* або *const 0*, а їх виходи залишають вільними (див. рис. 8.2 - елементи *DD3.2* і *DD3.3*).

Лекція №28

Тема: Постійні та оперативні запам'ятовуючі пристрої.

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії запам'ятовуючих пристроїв.

Методи: словесний, практичний, наочний

План

- 1 Динамічні ОЗП
- 2 Статичні ОЗП
- 3 Основні види постійних запам'ятовуючих пристроїв

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматизации и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Головное издательство, 1988г

1 Динамічні ОЗП

За принципом збереження інформації напівпровідникові оперативні ЗУ поділяються на динамічні і статичні.

Динамічні запам'ятовуючі пристрої будуються на основі запам'ятовуючого елемента, що зберігає свій стан тільки визначений проміжок часу і тому потребує періодичного відновлення. Запам'ятовуючим елементом динамічних напівпровідникових ЗУ служить конденсатор, у якому інформація зберігається у формі наявності або відсутності заряду. Через витoki поступово зменшується заряд на запам'ятовуючому конденсаторі; для відновлення заряду запам'ятовуючий конденсатор періодично підключають до джерела харчування.

Регенерація (відновлення даних) осередку динамічної пам'яті виробляється при кожному звертанні до неї. Однак при звичайній інтенсивності роботи пам'яті мікропроцесорної системи така регенерація не гарантує схоронності всіх збережених в ній битов інформації. Мікропроцесор може, наприклад, затратити час, що перевищує трохи мілісекунд, на виконання простого циклу, призначеного для вироблення тимчасової затримки, і використовувати при цьому лише кілька осередків пам'яті. Протягом усього цього тимчасового проміжку всі інші слова пам'яті не будуть піддаватися регенерації. Тому пристрою пам'яті, виконані на динамічних ЗУ, мають потребу в логічній схемі регенерації, що автоматично звертається до кожного стовпця пам'яті з інтервалами в трохи десятих часток мілісекунди. Динамічний запам'ятовуючий пристрій побудований так, що саме звертання до стовпця забезпечує регенерацію інформації у всіх його осередках. Робота логічної схеми регенерації повинна координуватися з іншими діями мікропроцесора. Якщо, наприклад, мікропроцесор намагається звернутися до пам'яті в момент, коли в ній здійснюється регенерація, то схема регенерації повинна віддати пріоритет саме мікропроцесорові.

Динамічний принцип збереження інформації забезпечує ряд переваг динамічних ЗУ. Динамічні напівпровідникові ЗУ з довільною вибіркою мають високий рівень інтеграції і швидкодії, низьку вартість і тому знаходять широке застосування в мікропроцесорних обчислювальних системах. На динамічних БІСА ЗУ, що є функціонально закінченими пристроями, можна порівняно просто будувати ОЗУ різної інформаційної ємності.

Схеми керування ЗУ (мультиплексор, керування регенерацією) можуть бути виконані на стандартних або спеціалізованих ІС.

Недолік динамічних ЗУ - необхідність регенерації- компенсується більшою, ніж у статичних ЗУ, інформаційною ємністю.

2 Статичні ОЗП

Статичні запам'ятовуючі пристрої є найбільш розповсюдженим видом пам'яті мікропроцесорних систем. Більшість статичних запам'ятовуючих пристроїв реалізується на основі Моп-технології, але існують і статичні ЗУ на біполярних схемах.

Комірка пам'яті статичного ЗУ являє собою звичайний тригер. Він може бути встановлений або в стан "1", або в стан "ПРО". Якщо тригер встановлений у "1", то цей стан зберігається доти, поки не буде зроблене скидання тригера або не буде виключене харчування.

Подібні комірки пам'яті поєднуються в матричну структуру, тобто розміщаються по рядках і стовпцям. При побудові статичних ЗУ найбільше поширення одержали БІС ЗУ з конфігурацією $(p \times 1)$ біт, де p - кількість осередків, $p = 256, 512, 1024, 2048, \dots, 2k$. Випускаються БІС ЗУ і з іншою конфігурацією. Пам'ять мікроЕВМ звичайно має розрядність, рівну або кратну розрядності мікропроцесора.

Необхідна довжина слова пам'яті досягається рівнобіжним включенням t БІС пам'яті, де t - довжина слова в бітах. У 8-розрядному мікропроцесорі для побудови пам'яті з організацією $p \times 8$ необхідно включити паралельно вісім БІС ОЗУ з організацією $p \times 1$. Сукупність восьми однорозрядних ліній даних усіх восьми БІС утворить 8-розрядну шину даних запам'ятовуючого пристрою. Лінії адреси і читання / запису всіх БІС включаються паралельно для одночасного звертання до усіх БІС ЗУ.

Часто розрядність шини адреси мікроЕВМ більше розрядності її шини даних. Так, у 8-розрядній мікроЕВМ застосування 16-розрядної адреси забезпечує адресацію 65 536 байт пам'яті. Два байти називають молодшим і старшим байтами адреси. Молодші розряди адреси $A_0 \dots A_7$ називають адресою слова (байта), а старші розряди $A_8 \dots A_{15}$ називають адресою сторінки. Таким чином, можна адресувати 256 сторінок по 256 слів (байт) у кожній.

Лекція №29

Тема: Структура процесора

Мета: оволодіти знаннями про будову, принцип дії мікропроцесора

Методи: словесний, практичний, наочний

План

1 Загальні відомості про мікропроцесорні системи

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

Розвиток мікропроцесорної техніки почалося порівняно недавно. Перше повідомлення про розробку мікропроцесора 1-4004 опублікувала фірма Intel в 1971 р.

Створення мікропроцесора (МП) з'явилося наслідком розвитку й удосконалювання технології виробництва інтегральних схем. Підвищення ступеня інтеграції мікросхем привело до закономірного етапу в розвитку обчислювальної техніки - реалізації архітектури ЕОМ на одній інтегральній схемі.

Здатність до програмування послідовності виконуваних функцій, тобто здатність працювати по заданій програмі, є основною відмінністю МП від елементів «твердої» логіки (інтегральних схем малого й середнього ступеня інтеграції). Крім фізичної структури мікропроцесора, називаної апаратними засобами, на виконуваний їм алгоритм впливають програмні засоби, тобто послідовність команд і даних, записаних у запам'ятовувальній пристрої. У загальному виді апаратні засоби мікропроцесора повторюють структуру процесора ЕОМ і включають: арифметично-логічний пристрій, пристрій керування й трохи робітників регістрів. Мікропроцесор може складатися з однієї або декількох інтегральних схем, розподілених за принципом виконуваних функцій.

Таким образом, мікропроцесор — це програмно-керований пристрій, що здійснює процес обробки інформації, керування їм, побудоване на одній або декількох великих інтегральних схемах (ВІС).

Удосконалювання технології виробництва інтегральних схем привело до того, що за порівняно невеликий час з'явилося чотири покоління мікропроцесорів, що відрізняються своїми технічними характеристиками [1]:

перше - повільно діючі (час виконання команди 10...20 мкс) чотирьох розрядні МП, що мають відносно обмежений набір команд, обсяг пам'яті й видів адресації;

друге – чотирьох - і восьми розрядні МП із часом виконання команд 2...5 мкс, розширеним набором команд, обсягом пам'яті й різних видів адресації. Ці МП простіше у використанні, тому що випускаються комплектами сумісних і взаємно доповнюють один одного ВІС;

третє - швидкодіючі (час виконання команди 100...300 нс) санкціоновані МП, виконувані з використанням біполярної технології й мікропрограмним принципом керування, а також 16-розрядні процесори й спец процесори;

четверте - однокристалні мікро ЕОМ із убудованими портами введення - виводу й запам'ятовувальних пристроїв, 32-розрядні мікропроцесори.

У цей час мікропроцесори й виготовлені на їхній базі мікро ЕОМ присутні практично у всіх областях діяльності людини.

За допомогою мікро ЕОМ діти вчать писати, уважати, студенти й школярі вивчають гуманітарні й технічні науки. Мікро ЕОМ управляють космічними

кораблями, військовою технікою, промисловими роботами й побутовими пристроями, підтримують потрібну температуру в інкубаторах, роблять «інтелектуальними» засобу контролю й виміру, забезпечують комфорт пасажирів транспорту й дають ради домогосподаркам. Мікропроцесори різко підняли продуктивність інженерної праці за рахунок застосування створених на їхній основі автоматизованих робочих місць (АРМ). Широко використовуються МП у медицині, наприклад при діагностиці хворих, керуванні медичними апаратурами й штучними органами. Величезне поширення одержали МП при створенні різних ігор і атракціонів. Швидко ростуть темпи виробництва персональних комп'ютерів.

Основні причини широкого впровадження мікропроцесорної техніки:

- використання в мікропроцесорних системах цифрового способу подання інформації, що дозволяє значно підвищити завадостійкість створюваних на їхній базі пристроїв, забезпечити простоту передачі й перетворення інформації без втрат і довгострокове її зберігання;

— застосування програмного способу обробки інформації, що дозволяє створювати в значній мірі уніфіковані технічні засоби, котрі відрізняються практично лише вмістом запам'ятовуючого пристрою й специфічних пристроїв введення — висновку інформації;

— компактність, висока надійність і низька споживана потужність мікропроцесорних засобів, що забезпечують можливість розташування управляючих пристроїв, створених на їхній основі, у безпосередній близькості від керованого обладнання;

— відносно низька вартість мікропроцесорних засобів і високий ступінь їхньої ефективності.

Ці фактори дозволили МП у короткий час зайняти провідне місце в удосконалюванні цілих галузей промисловості, створенні гнучких автоматизованих виробництв, інформаційних мереж, автоматизованих систем керування технологічними процесами, систем автоматичного проектування й т.п.

Мікропроцесорна техніка має свою специфічну термінологію. Нижче наведені рекомендовані Міжнародним центром наукової й технічної інформації й Міжнародним науково-дослідним інститутом проблем керування [2] терміни й визначення, використовувані в даному посібнику.

Основні терміни й визначення:

адреса — вказівка місця розташування об'єкта в пам'яті ЕОМ;

алгоритм — набір приписань, що однозначно визначають зміст і послідовність виконання операцій для систематичного рішення певного завдання;

аналого-цифровий перетворювач (АЦП) — пристрій, що перетворить безперервний (аналоговий) сигнал у дискретні цифрові величини;

арифметично-логічний пристрій (АЛП) — функціональна частина процесора, що виконує арифметичні й логічні дії над даними;

Асемблер — системна обслуговуюча програма, що перетворить символічні інструкції в команди машинної мови й що дозволяє робити діагностику, формування посилань для редактора зв'язків і т.д.;

байт — оброблюваний як єдине ціле елемент даних, що складає з послідовності двійкових розрядів; у мікро ЕОМ звичайно використовується восьми бітовий байт;

БЕЙСИК — популярна алгоритмічна мова програмування високого рівня,

спочатку створений для цілей навчання програмуванню. Мова має відносно простий синтаксис, що полегшує його швидке освоєння;

біт — один двійковий розряд машинного слова або одиниця інформації, що приймає значення 0 або 1;

бод — одиниця швидкості передачі інформації послідовним двійковим кодом (біт у секунду);

буфер — запам'ятовувальний пристрій для тимчасового зберігання даних з метою узгодження асинхронно працюючих пристроїв, або область ОЗП, тимчасово резервуємо для виконання процедури вводу-висновку;

відеотермінал — пристрій, що забезпечує можливість обміну даними по каналі зв'язку з вилученої ЕОМ. Включає клавіатуру для введення й дисплей для висновку інформації;

що вбудовує мікро ЕОМ — мікро ЕОМ, конструктивно пристосована для роботи в складі приладів і встаткування;

графобудівник — пристрій висновку, призначене для подання даних у вигляді графічного зображення на папері;

діалоговий режим — режим взаємодії користувача з ЕОМ, при якому кожний запит користувача викликає негайна відповідна дія ЕОМ;

дисплей — пристрій, що забезпечує візуальне подання цифровий, алфавітно-цифровий і (або) графічної інформації на екрані електронно-променевої трубки, у плазмових панелях, на рідких кристалах, світодіодах і т.п. у формі, зручної для оператора;

довжина слова — кількість бітів в одному машинному слові;

доступ (обіг) — процедура встановлення зв'язку із ЗП для вибірки/запису даних;

ємність пам'яті — найбільший обсяг даних, виражений в одиницях інформації, що може одночасно зберігатися в ЗП;

завантажник — обслуговуюча програма для завантаження об'єктної програми в ОЗУ;

запам'ятовувальний пристрій (ЗП) — виріб, що реалізує функціональну частину ЕОМ, що призначена для запам'ятовування й (або) видачі інформації;

інтерпретатор — обслуговуюча програма, що здійснює по операторну трансляцію й виконання вихідної програми;

інтерфейс — сукупність уніфікованих технічних і програмних засобів, необхідних для підключення даних пристроїв до системи або однієї системи до іншої;

канал передачі даних — сукупність технічних засобів, що забезпечують передачу інформації, і пристроїв перетворення сигналів;

команда — приписання, що визначає крок процесу виконання програми. Містить вказівку операції, адреса операндів і інші службові ознаки;

компілятор — обслуговуюча програма, що виконує трансляцію на машинну мову програми, записаної вихідною мовою програмування;

контролер — пристрій, що виконує функції керування, передачі даних і звільняюче від цих функцій процесор;

контроль парності — метод контролю даних, при якому сума по модулі 2 двійкових одиниць у машинному слові, включаючи контрольний розряд, повинна мати певну парність, тобто бути завжди парної або непарної;

непряма адресація — система адресації, при якій адресна частина інструкції містить адресу комірки пам'яті, що містить пряму адресу або інша непряма адреса;

магістраль — сукупність шин, що зв'язують собою всі пристрої мікропроцесорної

системи;

маркер (курсор) — спеціальний знак на екрані дисплея для вказівки певних позицій або елементів;

машинне слово — послідовність бітів або знаків, трактується в процесі обміну або обробки як єдиний елемент даних;

машинний код — двійковий код, у якому по специфічним для даної ЕОМ правилам кодується її система команд;

мікропроцесор (МП) — програмно-керований пристрій, що здійснює процес обробки цифрової інформації й керування їм, побудоване, як правило, на одній або декількох більших інтегральних схемах;

мікропроцесорний комплект — сукупність мікропроцесорних і інших інтегральних мікросхем, сумісних по конструктивно-технологічному виконанню й призначених для спільного застосування;

мікро ЕОМ — ЕОМ, що складається з мікропроцесора, напівпровідникової пам'яті, засобів зв'язку з периферійними пристроями й при необхідності пульта керування й джерела живлення, об'єднаних загальною конструкцією;

модем — модулятор і демодулятор, об'єднані в одному пристрої й здійснюючому перетворенні сигналів для передачі їх по лінії зв'язку;

монітор — записана в ПЗП системна програма, що реалізує операції обміну із зовнішніми пристроями й що допомагає здійснити налагодження програм;

накопичувач на гнучкому магнітному диску — зовнішнє ЗП, у якому носіями інформації є змінні гнучкі магнітні диски;

однокристална ЕОМ — мікро ЕОМ, побудована у вигляді однієї великої або надвеликої інтегральної схеми;

операнд — елемент даних, над яким виконується операція;

оперативний запам'ятовувальний пристрій (ОЗП) — ЗП із прямою адресацією, що відрізняється швидкістю доступу;

оператор — припустима в мові програмування синтаксична конструкція, що відбиває певну дію в програмі (присвоєння значення, передачу керування й т.д.);

операційна система — комплекс взаємозалежних керуючих і обслуговуючих програм, що забезпечують автоматичне керування обчислювальними процесами й ресурсами ЕОМ при рішенні завдань;

паралельний порт — порт вводу-виводу, через який дані передаються й приймаються паралельно, тобто одночасно всі розряди, що ставляться до даного символу або блоку даних;

підпрограма — частина програми, що допускає багаторазове звертання до неї з різних крапок програми;

користувач — особа, що використовує даний обчислювальний пристрій для виконання необхідних йому робіт;

порт вводу-виводу — засіб для підключення периферійних пристроїв до ЕОМ;

послідовний порт — порт вводу-виводу, через який дані передаються й приймаються послідовно розряд за розрядом.

постійний запам'ятовувальний пристрій (ПЗП) — ЗП з незмінним змістом пам'яті;

переривання — тимчасове припинення виконання поточної програми й перехід до виконання програми обслуговування пристрою, що викликав переривання;

програма — послідовність інструкцій, що реалізують алгоритм. Програми звичайно можуть бути написані: а) у двійковому або шістнадцятиковому (машинному) коді, що безпосередньо сприймається процесором; б) мовою типу Асемблер; в)

мовою високого рівня;

програма вихідною мовою — програма, представлена в системі у вихідному виді, тобто написана на одній з мов програмування. Вимагає для свого виконання попереднього перетворення, наприклад трансляції;

програматор — спеціальний пристрій для запису підготовлених користувачем програм у ППЗП або РПЗП;

програмувальний постійний запам'ятовувальний пристрій (ППЗП)—ПЗП, у яке інформація заноситься однократно користувачем і після цього не міняється;

програмна сумісність — можливість виконання тих самих програм на ЕОМ різних типів з одержанням ідентичних результатів;

програмне забезпечення — сукупність програм, що забезпечують реалізацію функцій мікро ЕОМ, мікропроцесорного пристрою або системи;

пряма адресація — система адресації, при якій адресна частина інструкції містить адресу, що визначає безпосередньо комірку пам'яті або місце на носії, що містить необхідний операнд;

прямий доступ на згадку — метод, що дозволяє з великою швидкістю здійснювати завантаження даних з периферійного пристрою прямо в оперативне ЗП;

регістр — функціональний блок для зберігання машинного слова або його частини;

редактор — обслуговуюча програма для редагування, набору даних з метою подання їх у вигляді, сприйманому засобами обробки, або подання у відповідному форматі виводу;

режим роботи в реальному масштабі часу — режим роботи системи, що забезпечує прийом до обробки даних у міру їхнього надходження без яких-небудь обмежень і видачу результатів у необхідні інтервали часу;

репрограмний постійний запам'ятовувальний пристрій (РПЗП) -ЗП, у яке інформація, що підлягає зберіганню, заноситься багаторазово, але при цьому час запису значно перевищує час вибірки;

секційний мікропроцесор — мікропроцесор, отриманий на основі з'єднання однотипних 2-, 4-, 8- або 16-розрядних мікропроцесорних інтегральних схем, кожна з яких має у своєму складі АЛП й кілька загальних регістрів. Паралельне з'єднання цих мікросхем дозволяє побудувати мікро ЕОМ із будь-якою бажаною довжиною машинного слова;

мережа мікро ЕОМ — система з'єднаних між собою мікро ЕОМ, котрі обмінюються інформацією;

символ — окремий знак із заданого набору умовних позначок, використовуваних для подання даних в ЕОМ;

система команд — повний набір всіх інструкцій, припустимих у машинній мові даної ЕОМ;

стек — пам'ять магазинного типу;

лічильник команд — регістр, на основі вмісту якого виробляється адреса наступної команди;

технічне забезпечення — сукупність технічних компонентів мікро ЕОМ, мікропроцесорного пристрою або системи;

показчик стека — регістр, що визначає адресу верхнього осередку використовуваного стека;

пристрій вводу-виводу — пристрій, що забезпечує обмін даними між оперативною пам'яттю ЕОМ і периферійними пристроями;

файл — послідовність записів, розташовувана на зовнішніх ЗП й розглянута в процесі пересилання й обробки як єдине ціле;

центральний процесор — процесорна ВІС, безпосередньо здійснюючий процес обробки даних;

цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) — пристрій, що перетворить дискретний цифровий сигнал у безперервний аналоговий сигнал;

шина — група ліній передачі інформації, об'єднаних загальною функціональною ознакою (наприклад, шина даних, адрес, керування);

Лекція № 30

Тема: Статичні і динамічні властивості автоматичних систем

Мета: Вивчити основні поняття автоматичних систем

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Основні властивості автоматичних систем
- 2 Помилка курування у статичному режимі
- 3 Помилка курування у динамічному режимі

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Основні властивості автоматичних систем

Якість роботи систем керування визначається величиною помилки регулювання, тобто різницею між потрібним і дійсним значенням регульованої величини. Знання миттєвих значень помилки регулювання у процесі роботи визначає якість роботи системи керування. Через випадковий характер збурюючих дій на систему, через найрізноманітніші зміни керуючої дії та ряд складних залежностей між діючими і вихідною величинами помилка керування постійно змінюється і визначити її як характеристику якості системи не можна. Тому системи характеризують певними критеріями залежно від режимів її роботи. Як правило, цими критеріями виступають помилки керування в типових режимах

роботи. В усталеному режимі роботи САК критерієм якості є точність керування. Остання визначається величиною помилки системи в усталеному режимі роботи. Режими роботи САК було розглянуто в розділі 1.

Найбільш типові режими роботи САК такі:

- усталений;
- перехідний.

Установлені режими роботи такі:

- статичний;
- динамічний.

Динамічних режимів може бути багато, залежно від характеру зміни керуючої дії. Найчастіше визначають точність систем керування в динамічних режимах роботи з постійною швидкістю чи з постійним прискоренням зміни керуючої величини.

Наведемо короткі характеристики названих режимів роботи.

Усталений режим роботи – це такий режим, при якому помилка керування є постійною. Він виникає при постійній дії на систему після завершення перехідних процесів. Після завершення перехідних процесів встановлюється статичний, або динамічний режим роботи.

Перехідний режим – це режим роботи, при якому система переходить з одного встановленого режиму до іншого. Цей режим характеризується швидкою зміною в часі керованої величини і помилок керування. Як правило в перехідних режимах САК працюють досить часто а сумарна тривалість перехідних режимів роботи займає значну частину часу роботи системи.

Статичний усталений режим - це режим, при якому система знаходиться у стані стабільної роботи внаслідок того, що керуюча і збурююча дії на систему постійні і параметри системи не змінюються в часі. Якщо розглядати рівняння динаміки, то в статичному режимі роботи всі похідні за часом дорівнюють нулю.

Динамічний усталений режим – це режим установлених вимушених коливань системи, який настає тоді, коли діючі на систему збурення чи керуюча дія змінюю за деяким установленим в часі законом, в результаті чого помилка керування лишається незмінною. Найбільш важливими є встановлені режими при гармонічній зміні керуючої величини, при зміні керуючої величини з постійною швидкістю та постійним прискоренням.

Відповідно до режимів роботи розрізняють статичні й динамічні помилки керування. Часто вживають терміни: помилка за значенням величини, за швидкістю зміни, за прискоренням. Відносно режиму вимушених гармонічних коливань розглядають помилку керування за амплітудою і за фазою.

Помилка керування у статичному режимі

Під час роботи системи у статичному режимі всі процеси в ній не змінюються протягом часу. Це означає, що в рівнянні динаміки системи всі похідні за часом будуть рівні нулю. Рівність нулю похідних за часом відповідає тому, що в передаточній функції оператор p рівний нулю. Тобто для обрахунку помилки в статичному режимі треба виконати граничний перехід, коли оператор p прямує до нуля $p \rightarrow 0$. Тоді згідно із формулами (5) помилка за керуючою дією дорівнює

$$\Delta x_{sx}(p) = \frac{1}{1+K} x_0. \quad (7.19)$$

Вхідна величина $x(t)$ тут постійна і позначена $x(t) = x_0$.

Відносна помилка за керуючою дією буде

$$\delta x_{sx} = \frac{1}{1+K}. \quad (7.20)$$

Величину $S = \frac{1}{1+K}$ прийнято називати **статизмом системи**, вона визначає похибку керування системи в статичному режимі роботи.

Що похибку в системах стабілізації можна усунути, якщо використовувати неединичний зворотний зв'язок або, ввести масштабування керуючої дії.

Інша складова помилки, а саме помилка, викликана збуренням, дорівнює (6)

$$\Delta x_f(p) = \frac{K_f}{1+K} f(p). \quad (7.21)$$

Тут K – коефіцієнт підсилення системи;

K_f – коефіцієнт підсилення передаточної функції збурення.

Відносна помилка за збуренням

$$\delta x_f = \frac{K_f}{1+K}. \quad (7.22)$$

Величина помилки САК залежить від коефіцієнта підсилення системи K . При $K=1$ відносна помилка керування становить $\delta x_{sx} = 0,5$, якщо $K=100$, то відносна помилка за керуючою дією дорівнює $\delta x_{sx} \approx 0,01$, а помилка керування за

збуренням $\delta x_f = \frac{K_f}{1+K} = 0,01K_f$

Розглянемо приклад. Нехай маємо систему регулювання обертів двигуна, коефіцієнт підсилення якої дорівнює $K=100$. У двигуна при зміні навантаження вдвічі (на 100%) швидкість обертів падає на 20%, тобто $K_f = 0,2$. Тоді використання САК з коефіцієнтом підсилення $K=10$ приведе до того, що оберти

двигуна при зміні навантаження вдвічі будуть змінюватись тільки на 0,2%. Це показує ефективність використання САК для стабілізації обертів двигуна.

Якщо у нас є, наприклад двигун якісного магнітофона, то стабільність обертів двигуна повинна бути значно вищою. Виникає проблема збільшення точності систем керування. Вирішити цю проблему можна двома шляхами, а саме:

- підвищенням коефіцієнта підсилення САК,
- заміною статичної системи керування астатичною.

Щоб підвищити точність регулювання потрібно збільшити коефіцієнт підсилення САК. Але це не завжди здійснимо, оскільки можуть існувати обмеження на елементи системи керування і не допускати збільшення їх коефіцієнта підсилення. З іншого боку, збільшення коефіцієнта підсилення веде до втрати стійкості системи, тому завжди має певні обмеження.

Інший спосіб підвищення точності керування полягає у зміні структури. САК. Якщо розглянути величину помилки керування згідно з формулою (3), то видно, що помилка керування дорівнюватиме нулю, якщо знаменник буде рівним нескінченності. Здійснити це можна, перейшовши до астатичної системи.

Астатичною називається система, помилка керування якої в статичному режимі роботи в принципі дорівнює нулю.

Астатичною система стає, якщо ввести інтегруючу ланку $W_i(p)$ до складу САК, розмістивши її поза основним ланцюгом зворотного зв'язку, поза ділянкою, яка описується передаточною функцією $W_{zs}(p)$. Структурна схема такої САК показана на рис.7.9.

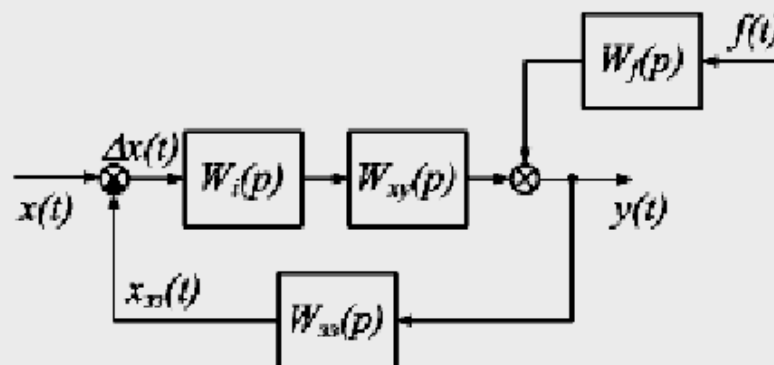


Рис.7.9 –Перетворення статичної системи керування в астатичну

Тоді вираз помилки матиме вигляд

$$\Delta x(p) = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{p} W_{xy}(p) W_{zs}(p)} x(p) + \frac{W_f(p) W_{zs}(p)}{1 + \frac{K_i}{p} W_{xy}(p) W_{zs}(p)} f(p). \quad (7.23)$$

При граничному переході $p \rightarrow 0$ величина $\frac{1}{p}$ у знаменнику прямує до нескінченності. У статичному режимі роботи всі похідні, які визначаються передаточними функціями чисельника і знаменника, рівні нулю, тому похибка керування рівна нулю.

Приклад статичної системи керування показано на рис. 7.10. Статична система керування має певну похибку керування, відмінну від нуля, оскільки керування за зворотним зв'язком завжди передбачає відмінність вихідної величини від вхідної.

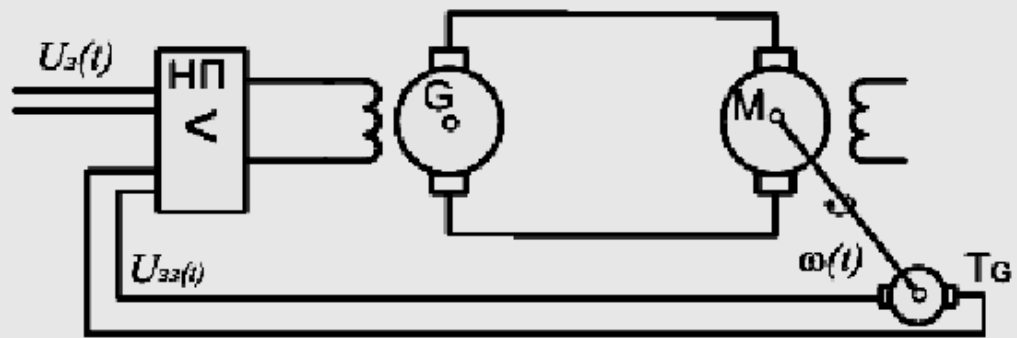


Рис. 7.10 – Статична система керування обертами двигуна

Реалізацію астатичної системи керування показано на схемі рис. 7.11. У систему керування обертами двигуна введена інтегруюча ланка. Вона складається з серводвигуна CD і резистора з рухомих повзунком. Напруга, яка знімається з резистора, пропорційна переміщенню його повзунка, тобто кількості обертів резистора, а отже інтегралу напруги на виході напівпровідникового підсилювача.

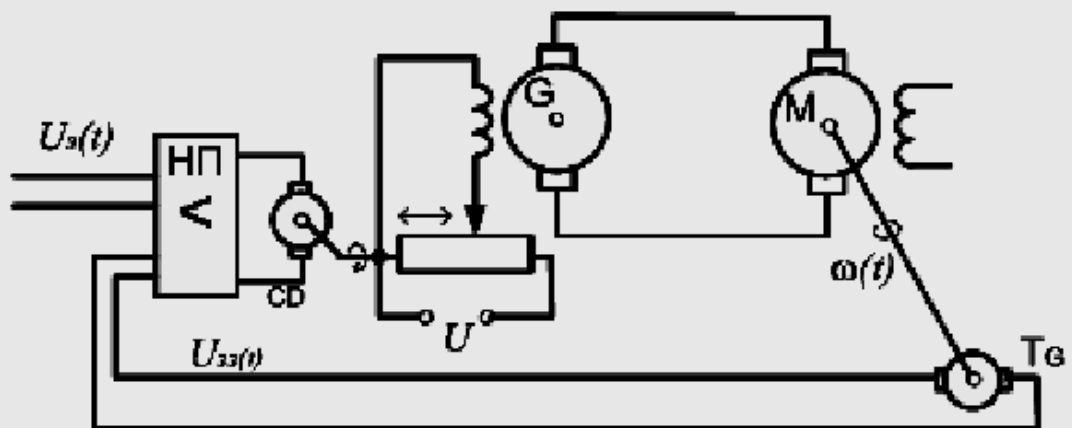


Рис. 7.11 – Астатична система керування обертами двигуна

Ця схема забезпечує нульову похибку керування за встановленим значенням вхідної величини і величини збудження, оскільки при будь-якій відмінній від нуля похибці керування на виході напівпровідникового підсилювача буде певна напруга, яка обертатиме серводвигун до того часу, поки величина напруги не стане рівною нулю.

Помилки керування в динамічному режимі роботи

Усталений динамічний режим настає, коли характер дії на систему змінюється за певним встановленим законом. Параметрами встановленого

динамічного режиму є швидкість і прискорення зміни діючої величини. Тому для визначення помилки системи в динамічному режимі треба розглянути помилки за швидкістю зміни і прискоренням діючої величини.

Помилка керування за швидкістю зміни керуючої та збуджуючої величин для астатичної системи згідно з (14) після алгебраїчних перетворень дорівнює

$$\Delta x(p) = \frac{1}{p + K_i W_{xy}(p) W_{zz}(p)} p x(p) + \frac{W_f(p) W_{zz}(p)}{p + K_i W_{xy}(p) W_{zz}(p)} p f(p). \quad (7.24)$$

У цю формулу замість керуючої $x(p)$ і збуджуючої $f(p)$ величин ввійшли швидкості зміни цих величин, а саме $p x(p)$ та $p f(p)$. При граничному $p \rightarrow 0$ переході величини у знаменнику матимемо коефіцієнт підсилення розімкнутої системи, помножений на коефіцієнт підсилення інтегруючої ланки. Як видно з (15), якщо величина керуючої, або збуджуючої дії, змінюється протягом часу з певною відмінною від нуля швидкістю, то складові помилки вже не дорівнюють нулю. Щоб помилка дорівнювала нулю потрібно в знаменник ввести ще один оператор $\frac{1}{p}$, тобто в САК треба ввести додаткову інтегруючу ланку. Тоді помилка керування буде рівна нулю як у статичному, так і в динамічному режимі з постійною швидкістю зміни керуючої та збуджуючої величин. Систему, яка має дві інтегруючі ланки для забезпечення нульової помилки за швидкістю зміни діючих величин, називають астатичною системою другого порядку.

Якщо розглядати вимогу забезпечення нульової помилки за прискоренням діючих величин, то аналогічно ми прийдемо до потреби включити ще одну інтегруючу ланку. Систему з трьома інтегруючими ланками називають астатичною системою третього порядку, або систему з астатизмом третього порядку. В табл. 5 наведено характеристики систем з різним порядком астатизму.

Таблиця 5 – Помилки керування систем з різним порядком астатизму

№ п/п	Порядок астатизму	Помилка за значенням величини	Помилка за швидкістю зміни	Помилка за прискоренням
1	Статична система	Ненульова	Ненульова	Ненульова
2	Астатична 1-го порядку	0	Ненульова	Ненульова
3	Астатична 2-го порядку	0	0	Не нульова
4	Астатична 3-го порядку	0	0	0

Введення в систему інтегруючих ланок для зменшення динамічних помилок регулювання називають введенням астатизму. Вказаний спосіб забезпечення нульової похибки шляхом введення астатизму має швидше теоретичне значення, ніж практичне. Справа в тому, що введення інтегруючих ланок приводить до структурної нестійкості системи. Для зменшення структурної нестійкості системи

інтегруючу ланку охоплюють прямим зв'язком, як показано на рис.7.12. Таку ланку називають ізодромною ланкою. Для забезпечення високого порядку астатизму в систему вводять, як правило, тільки одну чисто інтегруючу ланку і одну чи декілька ізодромних.

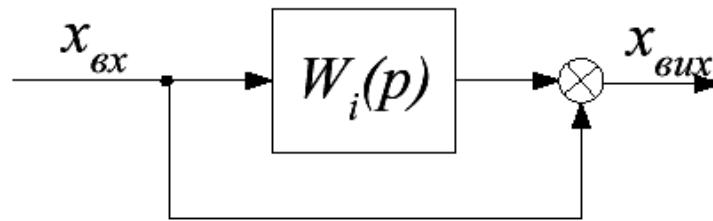


Рис. 7.11 – Ізодромна ланка

Системи з високим порядком астатизму використовують в слідкуючих САК. Наприклад, система автоматичного керування зенітною ракетою повинна мати астатизм не нижче другого порядку. Адже вона повинна забезпечувати попадання в ціль, що рухається з певною швидкістю. Тому система керування повинна забезпечувати похибку керування рівну нулю як за положенням цілі, так і за швидкістю переміщення. Якщо підходити більш строго, то ця САК повинна мати рівну нулю похибку керування і за прискоренням, оскільки ціль, якщо пілот літака зафіксує ракету, то він може маневрувати і рухатись з прискоренням, що потрібно враховувати і системі керування ракетою.

Лекція № 31

Тема: Елементарні динамічні ланки автоматичних систем

Мета: Вивчити основні поняття про ланки автоматичних систем

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

1 Сигнали випробування САК

2 Часові характеристики найпростіших динамічних ланок

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

6.1. Сигнали випробування САК

Під час аналізу реальних систем керування виникає питання експериментального визначення характеристик системи, характеристик її окремих ланок. Під час експериментального вивчення на систему подають певний сигнал і вимірюють, як вона реагує на нього. Залежно від реакції можна визначити, що являє собою система, які її характеристики. Вивчаючи окремі динамічні ланки, можна визначити тип динамічної ланки та її параметри. Теоретичне вивчення САК також ґрунтується на експериментальних дослідженнях і результати цих досліджень покладені в основу теоретичного вивчення САК.

Для експериментального вивчення САК та окремих ланок потрібно, в першу чергу, вибрати випробувальний сигнал, який слід подавати на систему. Вимоги до сигналу такі:

- сигнал повинен бути максимально простим в реалізації.
- сигнал повинен бути максимально інформативним, тобто дозволяти визначити максимальну кількість параметрів системи.

Сигналів, які відповідають таким умовам, є декілька. Залежно від випробувальних сигналів розрізняють різні характеристики систем. У теорії інформації, радіотехніці, електротехніці, теорії електричних кіл, в теорії електрозв'язку, радіозв'язку, в ТАК та в інших наукових дисциплінах прийнято описувати системи двома різновидами характеристик, а саме:

- часові характеристики,
- частотні характеристики.

Часові характеристики – визначають поведінку системи в часі. На вхід системи подають випробувальний сигнал і вивчають зміну вихідного сигналу протягом певного проміжку часу. Часові характеристики подають у вигляді функцій часу, або у вигляді графіків залежності вихідного сигналу від часу, який пройшов з моменту початку подачі сигналу.

Для вивчення часових характеристик:

- ступінчатий,
- імпульсний,
- наростаючий з постійною швидкістю,
- наростаючий з постійним прискоренням.

У разі вивчення часових характеристик за допомогою осцилографів чи самописців використовують сигнали, які періодично повторюються, а саме сигнал типу меандр, трикутний сигнал, пилкоподібний та ін.

Частотні характеристики – визначають реакцію систем на гармонічні сигнали різних частот. Подають їх у вигляді частотних функцій або графіків залежностей певного параметра від частоти. Частотні характеристики використовують так само часто, як і часові. Подекуди частотні характеристики доповнюють часові.

Для вивчення частотних характеристик використовують такі сигнали:

- гармонічний сигнал сталої частоти,
- гармонічний сигнал зі змінною частотою,
- шумовий сигнал білого чи рожевого шуму.

Розглянемо названі сигнали.

Ступінчастий сигнал. Сигнал рівний нулю до певного моменту часу t_0 , і рівний певній постійній величині починаючи з моменту часу t_0 . Це сигнал, який створює звичайний вимикач. Графічно такий сигнал показано на рис.6.1.

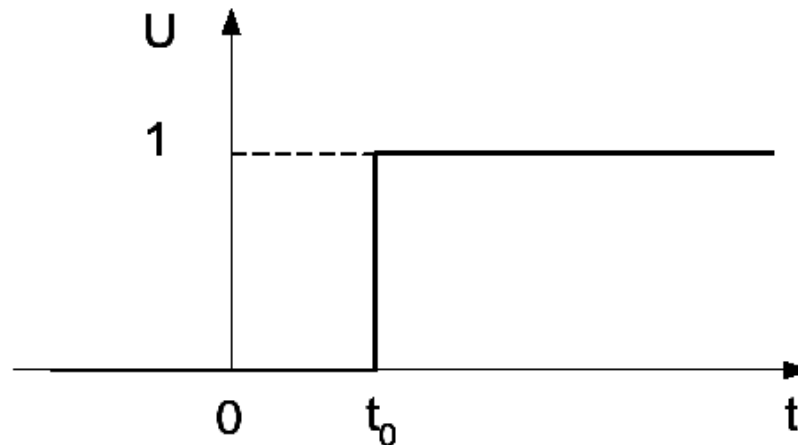


Рис. 6.1 – Ступінчастий сигнал

Математично сигнал можна записати таким чином:

$$\begin{cases} U(t) = 0 & \text{для } t < t_0 \\ U(t) = 1 & \text{для } t \geq t_0 \end{cases} \quad (6.1)$$

Тобто сигнал рівний нулю до моменту часу t_0 і рівний певній величині після цього моменту часу. Як правило, величину сигналу вибирають рівною 1 і момент зміни величини сигналу рівним нулю $t_0 = 0$. Такий сигнал називають **одичним ступінчастим сигналом**.

Математичний вираз (1) має самостійне значення і його відносять до розряду **узагальнених функцій**. Узагальнену функцію вигляду (1) називають **тета функцією** $\Theta(t)$. Записують її так:

$$U(t) = \Theta(t - t_0) = \begin{cases} 0 & \text{для } t < t_0 \\ 1 & \text{для } t \geq t_0 \end{cases} \quad (6.2)$$

Імпульсний сигнал. Це сигнал у вигляді надзвичайно короткого імпульсу, з безконечною амплітудою. Сигнал показано на рис.6.2, а). Звичайно такий сигнал практично реалізувати неможливо і в якості імпульсного сигналу приймають сигнал досить великої амплітуди та малої тривалості. Такий сигнал показано на рис.6.2, б).

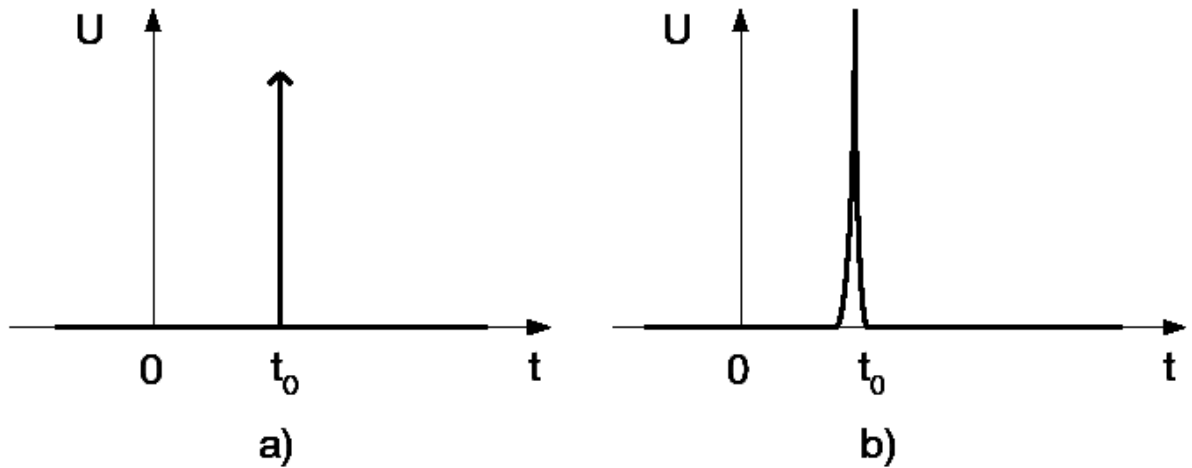


Рис. 6.2 – Імпульсний сигнал
 а) – теоретичний вигляд сигналу; б) – реальний імпульсний сигнал

Математично імпульсний сигнал можна записати таким чином:

$$U(t) = \delta(t - t_0) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_0 \\ \infty & \text{при } t = t_0 \\ 0 & \text{при } t > t_0 \end{cases} \quad (6.3)$$

У математиці таку функцію також відносять до узагальнених функцій і називають **дельта функцією**.

Властивістю дельта функції є те, що інтеграл з неї дорівнює 1:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - t_0) dt = 1. \quad (6.4)$$

Це означає, що площа під графіком функції рівна 1. Сигнал може досягати будь-яких великих значень, але площа, яку він обмежує, завжди рівна 1. Навпаки, якщо амплітуда сигналу відносно невелика, то він стає більш широким, так що площа не змінюється.

Між дельта-функцією $\delta(t - t_0)$ і тета функцією $\Theta(t - t_0)$ існують такі співвідношення:

$$\frac{d\Theta(t - t_0)}{dt} = \delta(t - t_0), \quad (6.5)$$

$$\int_{-\infty}^{\tau} \delta(t - t_0) dt = \Theta(\tau - t_0). \quad (6.6)$$

Тобто похідна з тета-функції дорівнює дельта-функції і, навпаки, інтеграл дельта-функції – це тета-функція.

Узагальнені функції досить широко використовуються в технічних науках, у фізиці. Наприклад, для математичного опису інтенсивності руху на перетинах доріг можна використати тета-функцію. Вона дозволяє математично описати величини, що різко змінюються.

6.3. Часові характеристики найпростіших динамічних ланок

Розглянемо названі характеристики для різних типів динамічних ланок.

Підсилювальна ланка

Рівняння ланки:

$$y(t) = K x(t). \quad (6.11)$$

Передатна функція:

$$W(p) = K. \quad (6.12)$$

Перехідна функція:

$$h(t) = K \Theta(t). \quad (6.13)$$

Імпульсна перехідна функція (вагова функція):

$$\omega(t) = K \delta(t). \quad (6.14)$$

Перехідна та імпульсна перехідна характеристики показані на рис.6.4.

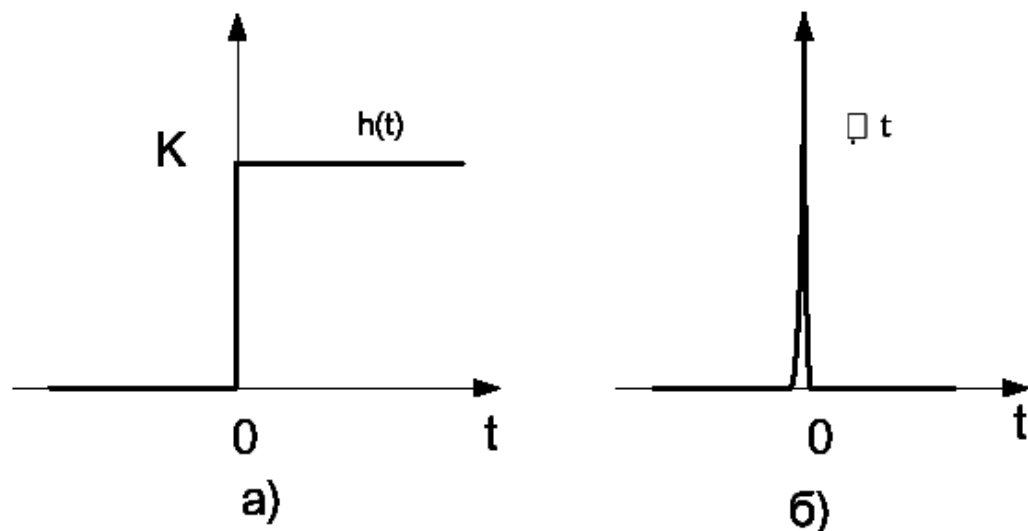


Рис. 6.4 - Перехідна та імпульсна перехідна характеристики підсилювальної ланки

Аперіодична ланка першого порядку (інерційна ланка)

Рівняння ланки:

$$T \frac{dy(t)}{dt} + 1 = K x(t) . \quad (6.15)$$

Передатна функція:

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1} . \quad (6.16)$$

Перехідна функція задовольняє рівнянню:

$$T \frac{dh(t)}{dt} + h(t) = K , \quad (6.17)$$

при початковій умові $h(0) = 0$.

Розв'язок рівняння (16) можна знайти різним шляхом. Використаємо розділення змінних:

$$\frac{dh(t)}{h(t) - K} = -\frac{dt}{T} . \quad (6.18)$$

Виконавши інтегрування, матимемо

$$\ln(h(t) - K) = -\frac{t}{T} + C \quad (6.19)$$

або

$$h(t) - K = \exp\left(-\frac{t}{T}\right) * \exp(C) . \quad (6.20)$$

Використаємо початкову умову:

$$h(0) - K = \exp\left(-\frac{0}{T}\right) * \exp(C) , \quad (6.21)$$

звідки $\exp(C) = -K$.

Розв'язок нашого рівняння, тобто перехідна функція аперіодичної ланки матиме вигляд

$$h(t) = K - K \exp\left(-\frac{t}{T}\right) = K \left(1 - e^{\left(-\frac{t}{T}\right)}\right) . \quad (6.22)$$

Побудуємо графік. Вигляд його показано на рис.6.5, а). Цей графік має назву перехідної характеристики аперіодичної ланки.

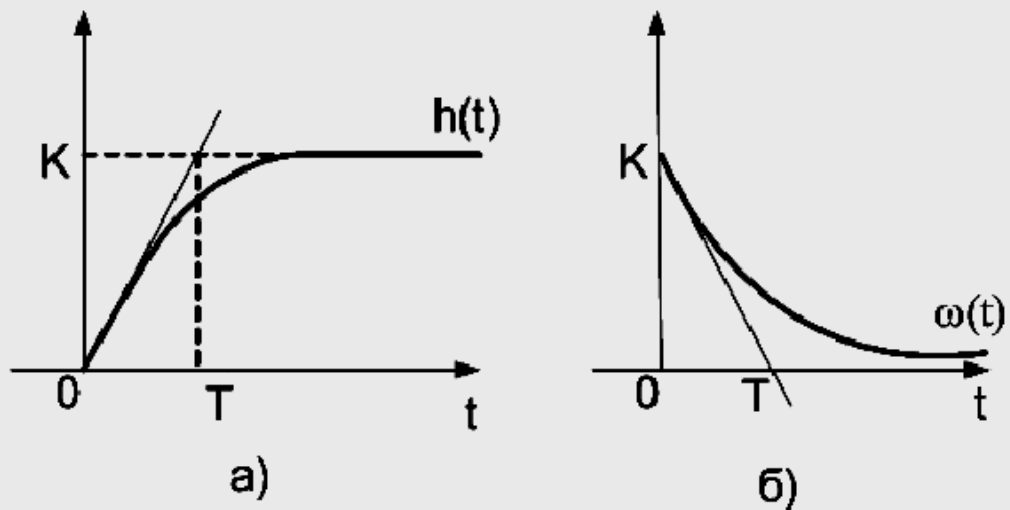


Рис.6.5 – Часові характеристики аперіодичної ланки
 а) - перехідна характеристика, б) - імпульсна перехідна характеристика

Вагову функцію (імпульсну перехідну функцію) можна знайти за співвідношенням (6.10) $\omega(t) = \frac{dh(t)}{dt}$.

Вона дорівнює

$$\omega(t) = \frac{K}{T} \exp\left(-\frac{t}{T}\right). \quad (6.24)$$

Імпульсна перехідна характеристика (графік вагової функції) показана на рис.6.5 б).

Перехідна (а також імпульсна перехідна) характеристика повністю визначає аперіодичну ланку. Ланка має два параметри: коефіцієнт підсилення ланки K і постійну часу T . З кожної характеристики можна визначити ці коефіцієнти. Коефіцієнт підсилення ланки дорівнює встановленому значенню вихідної величини на перехідній характеристиці, тобто значенню, яке має вихідна величина після завершення перехідного процесу. Постійну часу можна визначити як координату точки, в якій дотична до перехідної характеристики в початку координат перетинає лінію встановленого значення. Рівняння дотичної таке:

$$y(0) = \left. \frac{dh(t)}{dt} \right|_{t=0} \quad t = \frac{K}{T} t, \quad (6.25)$$

при $t = T$ вона перетне вісь абсцис.

$$y(t) = K \quad (6.26)$$

Лекція № 32

Тема: Інтегруюча, диференціююча та запізнююча ланка

Мета: Вивчити основні поняття про ланки автоматичних систем

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

1 Інтегруюча ланка

2 Диференціююча ланка

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

Література:

1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

Інтегруюча ланка

Диференційне рівняння ланки таке:

$$\frac{dy(t)}{dt} = Kx(t) \quad (6.49)$$

Ланка називається інтегруючою тому, що вихідний сигнал дорівнює інтегралу від вхідного. Виконавши інтегрування правої і лівої частини по t , одержимо

$$dy(t) = Kx(t)dt; \quad (6.50)$$

$$y(t) = K \int x(t)dt + C. \quad (6.51)$$

Передатна функція

$$W(p) = \frac{K}{p}. \quad (6.52)$$

(6.53)

Рівняння для визначення перехідної функції

$$\frac{dh(t)}{dt} = K \quad (6.54)$$

з початковою умовою $h(0) = 0$

Розв'язок рівняння: $h(t) = Kt + C$. З початкової умови $C = 0$.

Отже

$$h(t) = Kt. \quad (6.55)$$

Перехідна характеристика інтегруючої ланки – пряма ліній, нахилена під кутом з кутовим коефіцієнтом K .

Імпульсна перехідна характеристика

$$\omega(t) = \frac{dh(t)}{dt} = K. \quad (6.56)$$

Це горизонтальна пряма лінія на рівні K .

Диференційна ланка

Диференційне рівняння ланки таке:

$$y(t) = K \frac{dx(t)}{dt}. \quad (6.57)$$

Ланка називається диференційною тому, що вихідний сигнал дорівнює похідній від вхідного сигналу.

Передатна функція

$$W(p) = Kp. \quad (6.58)$$

Рівняння для визначення перехідної функції

$$h(t) = K \frac{d\Theta(t)}{dt}. \quad (6.59)$$

Використавши співвідношення (5) для тета- та дельта-функцій одержимо:

$$h(t) = \delta(t). \quad (6.60)$$

Тобто перехідна характеристика диференційної ланки має вигляд дельта-функції. Цікаво розглянути також імпульсну перехідну характеристику диференційної ланки:

$$\omega(t) = \delta'(t). \quad (6.61)$$

Вигляд її показано на рис.6.7

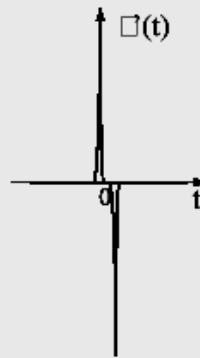


Рис.6.7 – Похідна від дельта-функції.

Реальна диференційна ланка

Її диференційне рівняння таке:

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t). \quad (6.62)$$

Передатна функція

$$W(p) = \frac{Kp}{Tp + 1} \quad (6.63)$$

Рівняння для визначення перехідної функції

$$T \frac{dh(t)}{dt} + h(t) = K \quad (6.64)$$

з початковою умовою $h(0) = 0$.

Розв'яжемо рівняння методом операційного числення:

$$h(p) = \frac{Kp}{(Tp + 1)p} = \frac{K}{Tp + 1} \quad (6.65)$$

Згідно з таблицями перетворення Лапласа для оригінала перехідної функції маємо

$$h(t) = Ke^{-\frac{t}{T}} \quad (6.66)$$

Перехідна характеристика – графік перехідної функції має вигляд

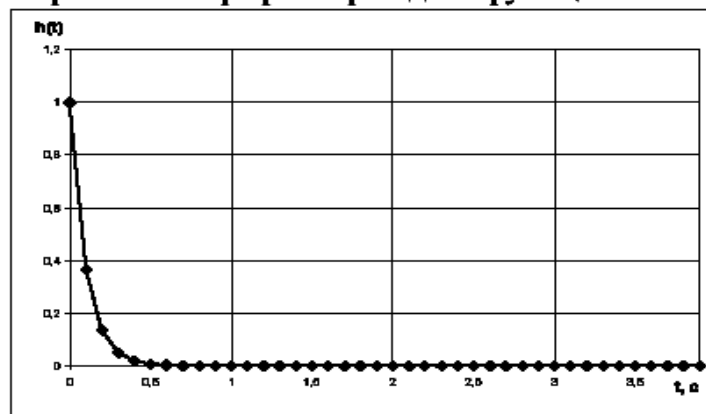


Рис.6.8 – Перехідна характеристика реальної диференційної ланки

Зробимо підсумок. Вище розглянуто часові характеристики динамічних ланок. Таких характеристик дві: перехідна й імпульсна перехідна. Перехідна характеристика – це графік вихідного сигналу при ступінчастому сигналі на вході. Назва перехідна характеристика зумовлена тим, що ця характеристика описує перехід системи від одного стану коли вхідний сигнал був нульовим, до іншого, коли сигнал став рівним певній величині. Перехідні характеристики є графіками перехідної функції $h(t)$, а імпульсні перехідні характеристики – вагової функції $\omega(t)$.

Тут розглянуто перехідні функції й перехідні характеристики основних типів ланок. Характеристики цих же ланок вивчаються експериментально під час лабораторних робіт. Єдине, зауваження до лабораторних робіт те, що їх виконують на комп'ютері і динамічну ланку позначають прямокутником. У реальних випадках це може бути певна електрична система, гідравлічна система

чи механічний пристрій. Коефіцієнти ланки – це маса маховика, довжина стержня, пружність, індуктивність, ємність та інші характеристики реальних ланок.

Знання характеристик динамічних ланок потрібне для подальшого вивчення матеріалу, оскільки будь-яка система керування складається з певного числа динамічних ланок різних типів.

Лекція № 33

Тема: Структурні схеми автоматичних систем

Мета: Вивчити поняття структурної схеми, спрощення структурних схем, передаточна функція

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Структурні схеми САР
- 2 Перетворення структурних схем
- 3 Передаточні функції і рівняння замкненої системи

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки. проектор

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 СТРУКТУРНІ СХЕМИ САР

Зображення САР у вигляді сукупності динамічних ланок з указанням зв'язків між ними називають *структурною схемою САР*. Структурна схема САР дає наочне уявлення про зв'язки між ланками, про проходження та перетворення сигналів. Структурна схема може бути складена на основі відомих рівнянь системи, і, навпаки, рівняння системи можуть бути отримані за структурною схемою. Перша задача може мати різні варіанти розв'язання (різні структурні схеми), а друга вирішується однозначно. Передбачається, що динамічні ланки мають односпрямовану дію (від входу до виходу) і не впливають на інші, з'єднані з ними ланки (не змінюють їхні передаточні функції).

САК, як правило, є замкненими системами. Але при їхньому проектуванні часто попередньо розглядається розімкнене коло ланок, яке потім замикається. Розглянемо спочатку передаточні функції розімкненого кола ланок.

1. Коло з послідовно з'єднаних ланок (рис.6.1).

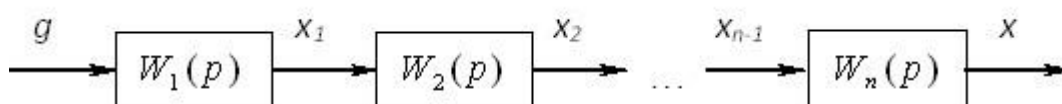


Рис.6.1

Передаточна функція такого ланцюга дорівнює добутку передаточних функцій усіх ланок:

$$W(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p) \quad (6.1)$$

2. Коло з паралельно з'єднаних ланок (рис.6.2).

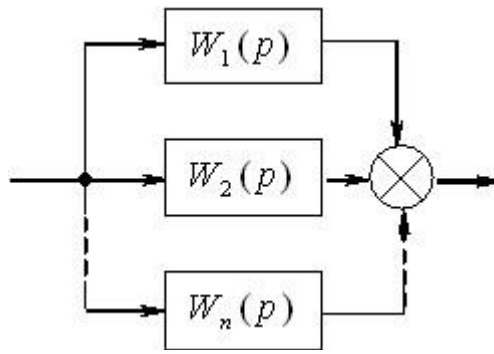


Рис.6.2

$$W_i(p) = \frac{X_i(p)}{G(p)} ;$$

$$X(p) = \sum_{i=1}^n X_i(p)$$

Тоді і передаточна функція розімкненого кола з паралельно з'єднаних ланок буде дорівнювати сумі передаточних функцій усіх ланок:

$$W(p) = \frac{X(p)}{G(p)} = \sum_{i=1}^n W_i(p) \quad (6.2)$$

3. Коло з місцевим зворотним зв'язком (рис.6.3) має наступний вигляд

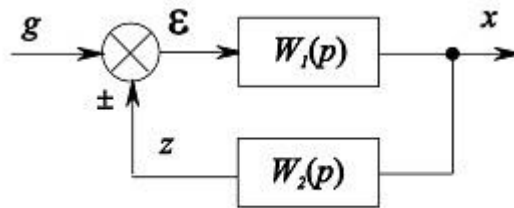


Рис.6.3

Зворотний зв'язок (ЗЗ) може бути позитивним (+) або негативним (-). Для визначення результуючої передаточної функції запишемо наступні співвідношення:

$$\begin{cases} X(p) = W_1[G(p) \pm Z(p)] = W_1 \mathcal{E}(p); \\ Z(p) = W_2(p)X(p) \end{cases}$$

де знак “+” відноситься до позитивного, а знак “-” – до негативного зворотного зв'язку. Підставивши друге рівняння системи в перше і виділивши відношення зображення вихідного сигналу $X(p)$ до вхідного $G(p)$, одержимо:

$$W(p) = \frac{X(p)}{G(p)} = \frac{W(p)}{1 \mp W_1(p)W_2(p)} \quad (6.3)$$

де знак “-” відноситься до позитивного, а знак “+” – до негативного ЗЗ. Головне застосування в САР мають негативні зворотні зв'язки.

У загальному випадку, складне розімкнене коло ланок може містити у собі комбінації всіх трьох розглянутих випадків. Користаючись наведеними співвідношеннями, можна знаходити загальну передаточну функцію і для більш складних ланцюгів.

2. ПЕРЕТВОРЕННЯ СТРУКТУРНИХ СХЕМ

Для зручності розрахунку САР, як правило, необхідно перетворити вихідну структурну схему системи до бажаного вигляду. Наприклад, для побудови ЛАХ зручно зобразити схему у вигляді послідовно з'єднаних ланок. Розглянемо деякі найпростіші правила перетворення структурних схем САК. Крім розглянутих вище перетворень послідовно або паралельно з'єднаних ланок, ланки з місцевим ЗЗ можна:

1. Міняти місцями послідовно з'єднані ланки (рис.7.1)

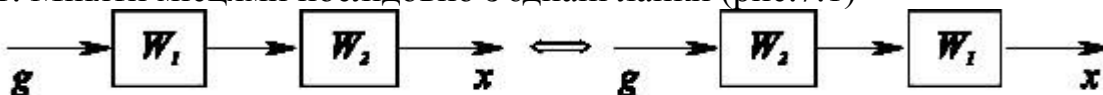


Рис.7.1

2. Перенос зовнішнього впливу (суматора) вперед або назад по колу (рис.7.2)

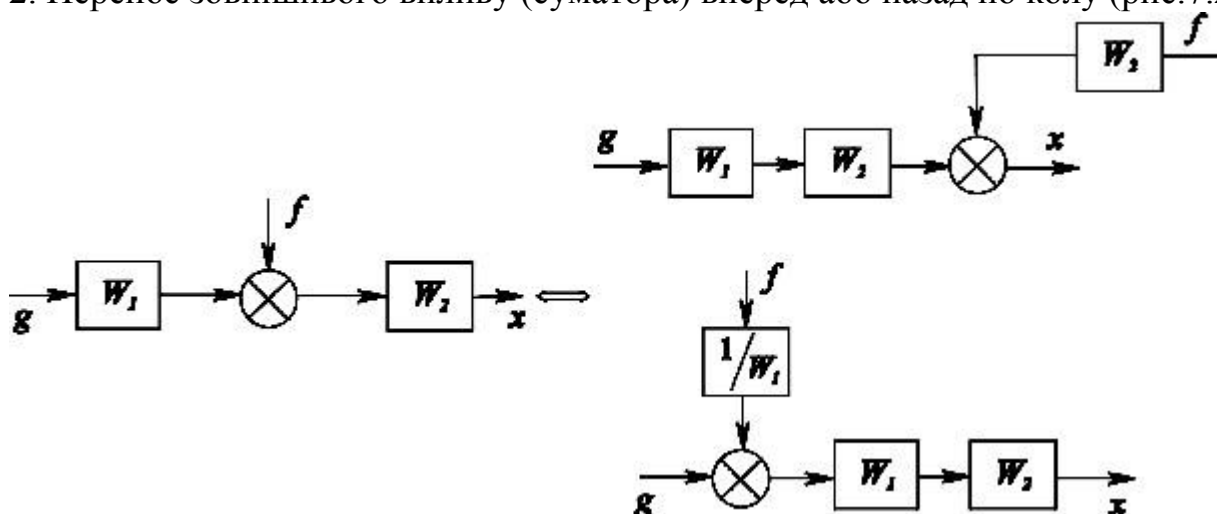


Рис.7.2

3. Перенос точки знімання сигналу (вузла) вперед або назад по колу (рис.7.3).

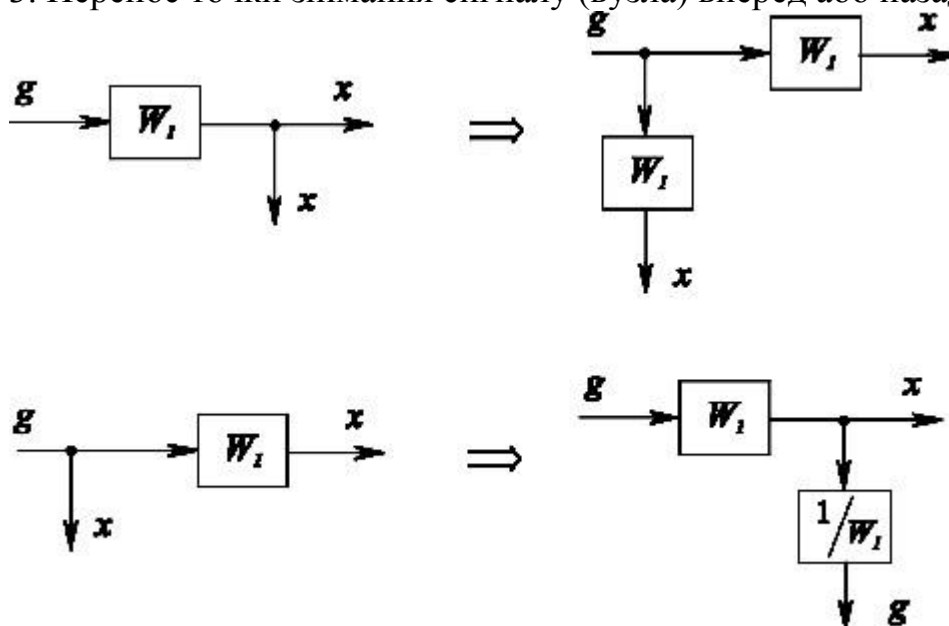


Рис.7.3

Обмежимося цими основними правилами структурних перетворень. За аналогією з ними можна робити бажані перетворення будь-яких структурних схем.

Наведемо приклад одержання загальної передаточної функції складного розімкненого кола з використанням структурних перетворень. Початкова схема має вигляд, зображений на рис.7.4.

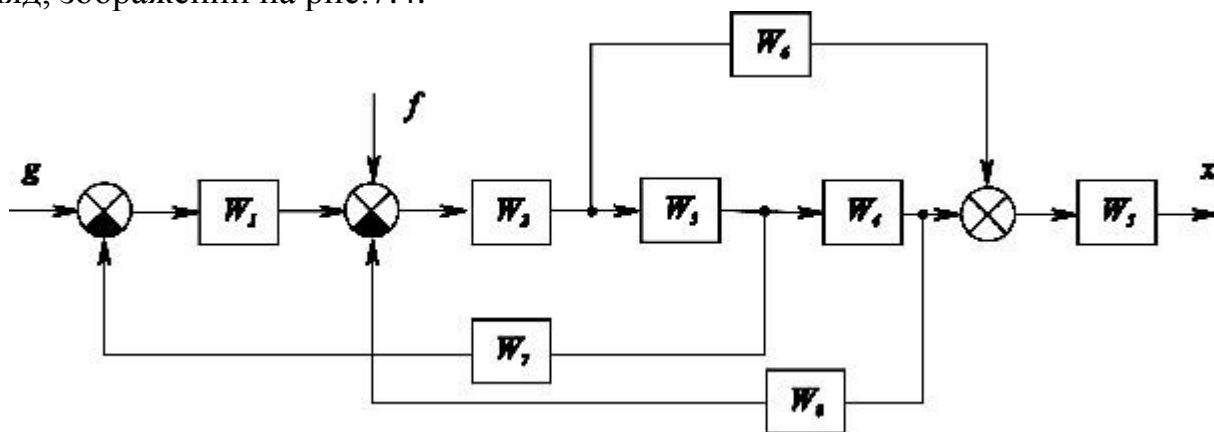


Рис.7.4

На першому кроці перетворень за правилом 3 переносимо точки знімання (вузли) із входу W_3 на його вихід і з виходу W_4 на його вхід, а також за правилом 2 зробимо перенос зовнішнього впливу f (рис.7.5).

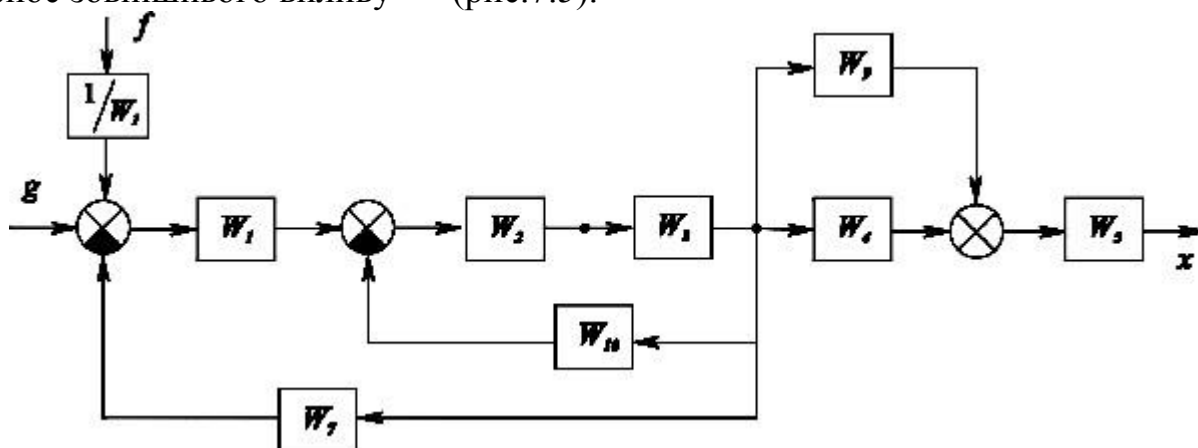


Рис.7.5

Передаточні функції ланок W_9 і W_{10} дорівнюють відповідно:

$$W_9(p) = \frac{W_6(p)}{W_3(p)} ; W_{10}(p) = W_4(p)W_8(p)$$

На другому кроці перетворень замінимо ланку з місцевим зв'язком (W_2, W_3, W_{10}), послідовну з нею ланку W_1 , і паралельно з'єднані ланки (W_4, W_9):

$$W_{11}(p) = \frac{W_1(p)W_2(p)W_3(p)}{1+W_2(p)W_3(p)W_{10}(p)} = \frac{W_1(p)W_2(p)W_3(p)}{1+W_2(p)W_3(p)W_4(p)W_8(p)} ;$$

$$W_{12}(p) = W_4(p) + W_9(p) = \frac{W_3(p)W_4(p) + W_6(p)}{W_3(p)}$$

Структурна схема системи набуває вигляду, наведеного на рис.7.6.

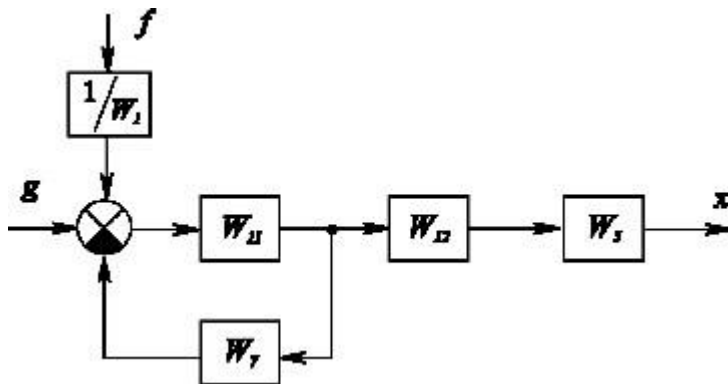


Рис.7.6

Нарешті, на підставі отриманої схеми знаходимо загальні передаточні функції всього розімкненого кола по кожній із двох вхідних величин окремо:

$$W_g(p) = \frac{X(p)}{G(p)} = \frac{W_{11}(p)W_{12}(p)W_5(p)}{1 + W_7(p)W_{11}(p)}$$

$$W_f(p) = \frac{X(p)}{F(p)} = \frac{W_{11}(p)W_{12}(p)W_5(p)}{W_1(p)[1 + W_7(p)W_{11}(p)]}$$

Аналогічно можна робити структурні перетворення, які приводять до бажаних простих видів будь-які складні структури всіляких систем.

Загальний коефіцієнт підсилення розімкненого кола. Доцільно передаточну функцію всього розімкненого кола в цілому $W(p)$ приводити до стандартного вигляду:

$$W(p) = \frac{K\tilde{B}(p)}{\tilde{A}(p)}$$

де $\tilde{B}(p)$ і $\tilde{A}(p)$ – багаточлени з одиничними коефіцієнтами при молодших членах. Множник K є загальним коефіцієнтом підсилення всього розімкненого кола ланок. Відповідно до записаних вище формул одержимо:

а) для кола з послідовно з'єднаних ланок

$$K = k_1 k_2 \dots k_n$$

де k_i – коефіцієнти підсилення окремих ланок;

б) для кола з паралельно з'єднаних позиційних ланок

$$K = k_1 + k_2 + \dots + k_n$$

в) для кола з негативним місцевим зворотним зв'язком у випадку, якщо ланки W_1 і W_2 позиційні,

$$K = \frac{k_1}{1 + k_1 k_2}$$

а при додатному місцевому зворотному зв'язку:

$$K = \frac{k_1}{1 - k_1 k_2}$$

У випадку наявності непозиційних ланок формули зміняться (див. розділ корегувальні ланки). Підкреслимо, що степінь чисельника $\tilde{KB}(p)$ передаточної функції розімкненого кола ланок у реальних системах звичайно нижче степеня знаменника $\tilde{A}(p)$.

Диференціальне рівняння розімкненого кола у операторному вигляді:

$$A(p)X = KB(p)G, \quad (7.1)$$

а характеристичне рівняння дорівнює:

$$A(p) = 0$$

3 ПЕРЕДАТОЧНІ ФУНКЦІЇ І РІВНЯННЯ ЗАМКНЕНОЇ СИСТЕМИ

З кола ланок будь-якої складності, показаної на рис.8.1 одним прямокутником, виходить замкнена система за допомогою одиничного негативного зворотного зв'язку.

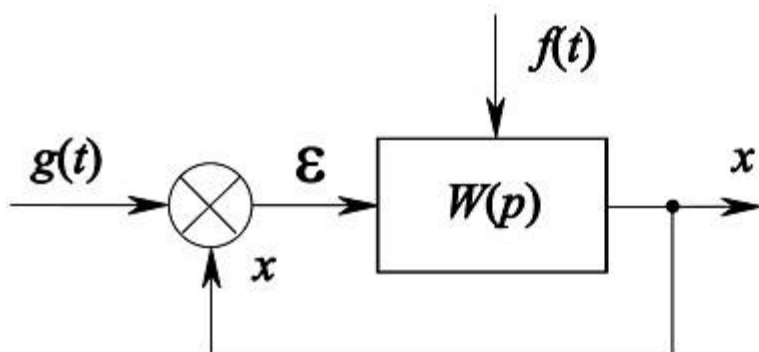


Рис.8.1

Цей зворотний зв'язок називають головним, на відміну від місцевих зворотних зв'язків, які можуть бути, як ми бачили, усередині в складі розімкненого кола ланок.

Нехай є зовнішні впливи: $g(t)$ — задавальний, $f(t)$ — збурюючий. У загальному випадку можуть бути введені декілька збурюючих впливів, прикладених у різних місцях системи.

Передаточна функція розімкненого кола

$$\frac{X(p)}{E(p)} = W(p), \quad E(p) = L\{\varepsilon(t)\}$$

являє собою відношення багаточленів з одиничними коефіцієнтами при молодших членах, тобто:

$$W(p) = \frac{\tilde{KB}(p)}{\tilde{A}(p)},$$

де K — загальний коефіцієнт підсилення розімкненого кола.

Передаточна функція розімкненого кола має дуже велике значення в теорії САР, тому що багато методів аналізу і синтезу засновані саме на цій функції.

Передаточні функції замкненої системи записуються окремо для кожної комбінації входу і виходу, тобто для кожного зовнішнього впливу окремо.

Розділимо канали проходження сигналів у системі від кожного зовнішнього впливу. Збурюючий вплив $f(t)$ може бути прикладений в будь-якій точці. Використовуючи друге правило структурних перетворень, завжди можна виділити ту

частину схеми, через яку проходять сигнали від $f(t)$ на вихід x . Це показано на рис.8.2 у вигляді передаточної функції $M(p)$, яка входить до загальної схеми як частина $W(p)$.

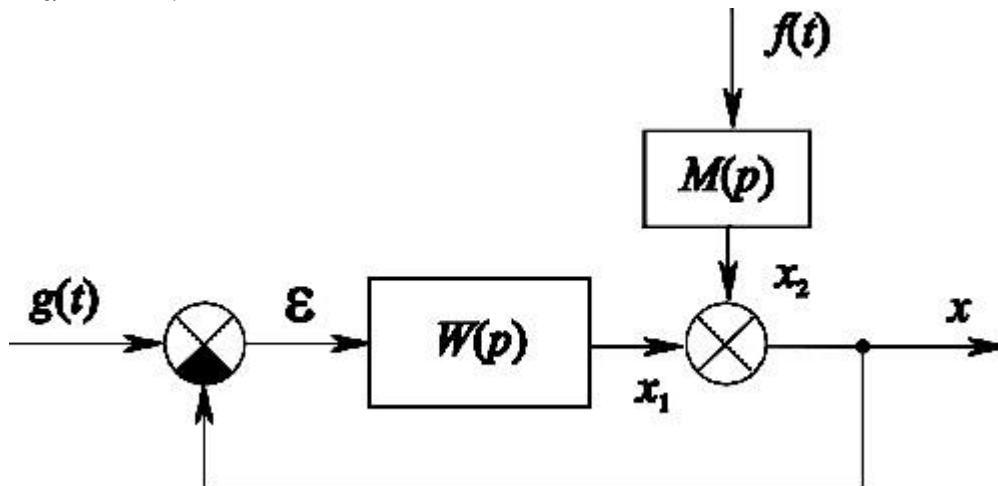


Рис.8.2

Для задавального впливу $g(t)$ схема проходження сигналів зберігається в повному вигляді $W(p)$. На виході маємо умовно $x = x_1 + x_2$. Основні співвідношення у зображеннях по Лапласу будуть мати вигляд:

$$E(p) = G(p) - X(p),$$

$$X(p) = W(p)E(p) + M(p)F(p).$$

У розрахунках автоматичних систем застосовують три основні види передаточних функцій замкненої системи.

1. **Головна передаточна функція замкненої системи (по задавальному впливу)**, при $f(t) = 0$:

$$W_g(p) = \frac{X}{G}. \quad (8.1)$$

При $F = 0$ маємо:

$$X = W(p)(G - X),$$

звідки:

$$W_g(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)} = \frac{K\tilde{B}(p)}{\tilde{A}(p) + K\tilde{B}(p)}.$$

2. **Передаточна функція замкненої системи для помилки** (при $f(t) = 0$):

$$W_\varepsilon(p) = \frac{E}{G}.$$

Можна записати $\frac{E}{G} = \frac{G - X}{G} = 1 - W_g(p)$, звідки:

$$W_{\varepsilon}(p) = \frac{1}{1+W(p)} = \frac{\tilde{A}(p)}{\tilde{A}(p) + K\tilde{B}(p)} \quad (8.2)$$

3. Передаточна функція замкненої системи по збурюючому впливу (при $g(t) = 0$):

$$W_f(p) = \frac{X}{F}$$

При $G = 0$ маємо:

$$X = W(p)(-X) + M(p)F,$$

звідки:

$$W_f(p) = \frac{M(p)}{1+W(p)} = \frac{C(p)}{\tilde{A}(p) + K\tilde{B}(p)}, \quad (8.3)$$

де $C(p) = \tilde{A}(p)M(p)$, причому багаточлен $C(p)$ залежить від місця прикладення збурюючого впливу. Зауважимо, що оскільки при $g(t) = 0$ $E = -X$, то передаточна функція замкненої системи для помилки по збурюючому впливу,

$$W_{\varepsilon}(p) = \frac{E}{F}$$

буде такою ж, як і для регульованої величини $W_f(p)$, але з протилежним знаком.

Важливо відзначити, що знаменник усіх видів передаточної функції замкненої системи один і той самий.

Для замкненої системи в цілому маємо:

$$X = W_g(p)G + W_f(p)F = \frac{W(p)}{1+W(p)}G + \frac{M(p)}{1+W(p)}F$$

або:

$$X = \frac{K\tilde{B}(p)}{\tilde{A}(p) + K\tilde{B}(p)}G + \frac{C(p)}{\tilde{A}(p) + K\tilde{B}(p)}F$$

Лекція № 34

Тема: Стійкість автоматичних систем курування.

Мета: Вивчити критерії стійкості автоматичних систем

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Завдання визначення стійкості САК.
- 2 Алгебраїчний критерій стійкості Гурвіца.
- 3 Критерій стійкості Михайлова
- 4 Частотний критерій стійкості Найквіста.
- 5 Лагорифмічний частотний критерій стійкості Найквіста.

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

Література:

1 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматки и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Головное издательство, 88г

7.1. Завдання визначення стійкості САК

Працездатність САК визначається стійкістю системи. Система керування, яка не є стійкою не може експлуатуватись, тому що вона не забезпечить надійного керування і може призвести до небажаних результатів і навіть до аварії об'єкта керування. Тому дослідження стійкості систем керування є одним із найважливіших завдань теорії керування і практики розробки систем керування.

Умовою стійкості системи є вимога, щоб корені характеристичного рівняння системи знаходились у лівій частині комплексної площини. Характеристичне рівняння, як ми вже знаємо, може бути записане за відомою структурною схемою системи. Як правило, на практиці доводиться мати справу з досить складними системами керування. У такі системи входить велика кількість динамічних ланок. Передатна функція системи досить складна. Степінь характеристичного полінома (знаменника передатної функції) може бути досить високою. Для знаходження коренів характеристичного рівняння потрібно це рівняння розв'язати. Ми вміємо розв'язувати тільки рівняння 3 ступеня і деякі часткові вигляди рівнянь більш високого ступеня. Тому якщо потрібно визначити стійкість певної САК за його характеристичним рівнянням, то вирішити це рівняння ми можемо тільки в деяких найбільш простих випадках. На практиці такі системи керування зустрічаються рідко. У переважній кількості випадків доводиться мати справу зі значно складнішими системами. Відомими нам методами ми розв'язати характеристичне рівняння для таких систем не можемо. Отже виникає проблема визначення стійкості систем керування. Треба знайти методи, які б дозволяли визначити стійкість САК без розв'язання характеристичного рівняння. Такі методи розроблені. Згідно з ними для визначення стійкості системи розраховують не відповідність системи умовам стійкості, а визначають певні критерії, які дозволяють судити про стійкість системи, не розв'язуючи характеристичного рівняння. Таких критеріїв стійкості існує досить багато. Найбільш відомими і вживаними є такі критерії стійкості САК:

- Алгебраїчний критерій стійкості Гурвіца.
- Критерій стійкості Михайлова.
- Частотний критерій стійкості Найквіста.
- Логарифмічний частотний критерій стійкості.

Критерій стійкості – це певна умова, яка дозволяє визначити стійкість системи, не розв'язуючи її характеристичного рівняння.

Серед критеріїв такі, що дозволяють перевірити стійкість системи шляхом розрахунків за виглядом характеристичного рівняння, а також є критерії, які дозволяють визначити стійкість системи експериментальним шляхом, за даними вимірювання частотних характеристики системи. Практичне використання мають і одні, і другі критерії. Далі розглянуто вказані критерії стійкості без їх математичного доведення. У разі потреби доведення критеріїв стійкості можна знайти в літературі [7 - 8].

7.2. Алгебраїчний критерій стійкості Гурвіца

Завдання знаходження критерію стійкості для систем, динаміка яких описуються диференційними рівняннями будь-якого порядку, було сформульоване Максвеллом в 1868 році. Вперше його вирішив Раус в 1873 р. для рівнянь четвертої і п'ятої степені, а в 1877 р. повністю. Критерій був незручний в користуванні. У 1895 р. математиком А.Гурвіцем за проханням словацького професора Стодоли, який займався процесами регулювання турбін, був сформульований критерій у більш зручній формі, в якій він використовується і в даний час. Цей критерій часто називають критерієм Рауса-Гурвіца.

Критерій Гурвіца (Рауса-Гурвіца) формулюється наступним чином. Система є стійкою, якщо при $a_0 > 0$ всі n визначників Гурвіца більше нуля.

Визначники Гурвіца одержують з квадратної матриці Гурвіца. Матрицю Гурвіца будують таким чином.

1. Характеристичний поліном системи записують у вигляді

$$D(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n. \quad (7.1)$$

У разі, якщо $a_0 < 0$, потрібно помножити всі члени полінома на -1 так, щоб коефіцієнт a_0 був додатнім $a_0 > 0$

2. Записують по діагоналі квадратної матриці розміром $n \times n$, (де n – степінь полінома), коефіцієнти, починаючи з a_1 до a_n
3. Доповнюють клітку матриці коефіцієнтами із зростаючими індексом ввєрх і зі спадаючим індексом вниз. Матриця Гурвіца показана нижче:

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_{n-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_{n-2} & a_n \end{vmatrix} \quad (7.2)$$

4. Вільні місця матриці заповнюють нулями. Заповнена матриця показана нижче.
5. Визначники Гурвіца складають з матриці як квадратні діагональні матриці послідовно, як показано нижче:

$$\Delta_1 = a_0 \quad (7.3)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} \quad (7.4)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} \quad (7.5)$$

.....

Останній визначник включає всю матрицю.

6. Обраховують значення усіх n визначників Гурвіца.
7. Якщо всі визначники мають додатні значення, то система стійка. Якщо хоча б один з визначників має від'ємне значення, то система не стійка, коли хоча б один з визначників дорівнює нулю, а решта додатні, то система знаходиться на межі стійкості.

Критерій Гурвіца дозволяє визначити стійкість системи, яка описується диференціальним рівнянням будь-якого порядку. Проте цей критерій використовують, як правило, тільки для систем, рівняння яких має не вище ніж п'ятий порядок. Причина в тому, що для обрахунку матриць більш високих порядків потрібні значні зусилля та затрати часу.

7.3. Критерій стійкості Михайлова

Цей критерій був запропонований в 1938 р. Він дозволяє визначити стійкість системи за годографом Михайлова. Він зручний для дослідження стійкості складних систем, порядок диференціального рівняння яких більше ніж 5. Формулюється критерій таким чином.

Для стійкості системи потрібно, щоб годограф Михайлова, починаючись при $\omega = 0$ на додатній частині дійсної осі, при зростанні ω ($\omega \rightarrow \infty$) проходив послідовно через n квадрантів комплексної площини де n – порядок полінома. Квадрантами називають області комплексної площини, що знаходяться обмежені півосями.

Годограф Михайлова будують як годограф характеристичного комплексу. Характеристичний комплекс одержують заміною оператора p в характеристичному поліномі на уявну величину $j\omega$ ($p \rightarrow j\omega$):

$$D(j\omega) = a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \dots + a_{n-1}(j\omega) + a_n \quad (7.6)$$

Після вказаної заміни можна виділити дійсну і уявну частини:

$$D(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega). \quad (7.7)$$

Обраховують значення $A(\omega)$ та $B(\omega)$ при збільшенні ω від нуля $\omega = 0$ до достатньо великої величини ($\omega \rightarrow \infty$), і будують годограф в комплексній площині, відкладаючи послідовно обрховані значення. На рис. 7.1 наведено приклади годографа Михайлова для стійких і нестійких систем.

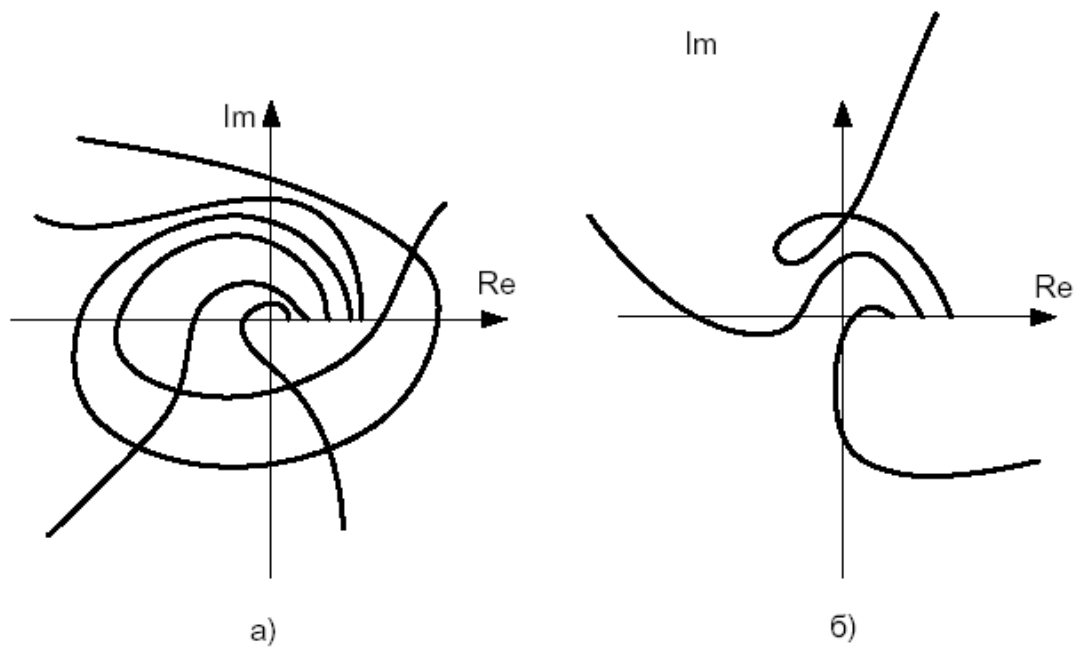


Рис. 7.1 – Приклади годографа Михайлова: а - для стійких систем, б - для нестійких систем

Умовою знаходження системи на межі стійкості є проходження годографа через початок координат комплексної площини.

Запас стійкості системи можна визначити за величиною віддалі від точки перетину дійсної осі до початку координат. Варіантом цього критерію є визначення точок перетину годографом осей комплексної площини. Якщо годограф перетинає перемінно то дійсну, то комплексну площини, то система стійка, якщо в деякому діапазоні частот годограф двічі перетинає комплексну чи дійсну вісь, то система нестійка. У вірності такого правила можна переконатись, розглядаючи діаграми на рис. 7.1 б). Дане формулювання зручне тим, що просте за результатами розрахунку - не будуючи графіка, можна визначити стійкість системи.

7.4. Частотний критерій стійкості Найквіста

Критерій був розроблений американським вченим Найквістом у 1932 р. для дослідження електронних підсилювачів зі зворотним зв'язком. Пізніше він набув більшого використання для дослідження будь-яких САК. Перевагою його над іншими є те, що згідно з ним стійкість системи можна визначити як шляхом розрахунків, будуючи АФЧХ розімкнутих систем, так і експериментально, вимірюючи АФЧХ за допомогою приладів.

Критерій стійкості Найквіста формулюється таким чином: Замкнута САК є стійкою, якщо АФЧХ розімкнутої системи не охоплює точку -1 на дійсній осі комплексної площини (точку з координатами $(-1, j0)$). Ця умова є необхідною і достатньою для визначення стійкості САК.

Поняття розімкнутої системи ми вже розглядали. Це система, що являє собою повний ланцюжок зворотного зв'язку при умові його розриву в одному місці.

Приклади АФЧХ розімкнутих ланцюгів зворотного зв'язку стійких і нестійких систем показано на рис. 7.2.

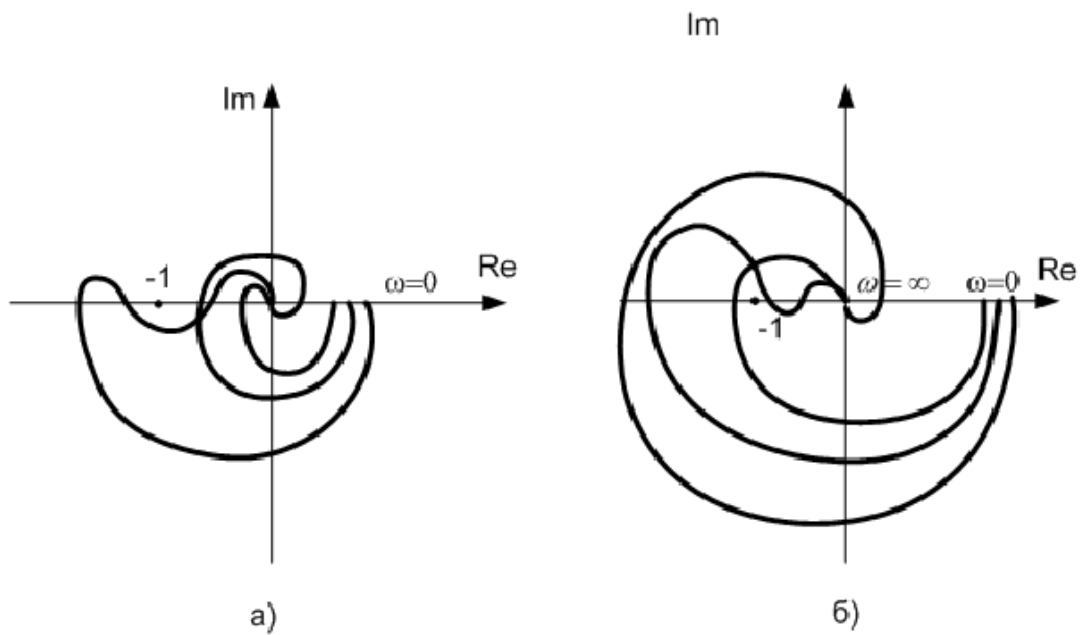


Рис. 7.2 – Приклади перевірки стійкості системи за критерієм Найквіста (АФЧХ розімкнутої системи: а- для стійких систем, б- для нестійких систем)

Для астатичних систем, систем, які мають у своєму складі інтегруючі ланки АФЧХ розімкнутої системи простягаються в нескінченність. Для того, щоб визначити стійкість такої системи, потрібно доповнити АФЧХ уявною дугою радіусом рівним безконечності до замикання з додатнім значенням дійсної осі. Стійкою вважається система для якої точка $(-1, j0)$ поза виділеною частиною. Приклад таких САК показано на рис. 7.3.

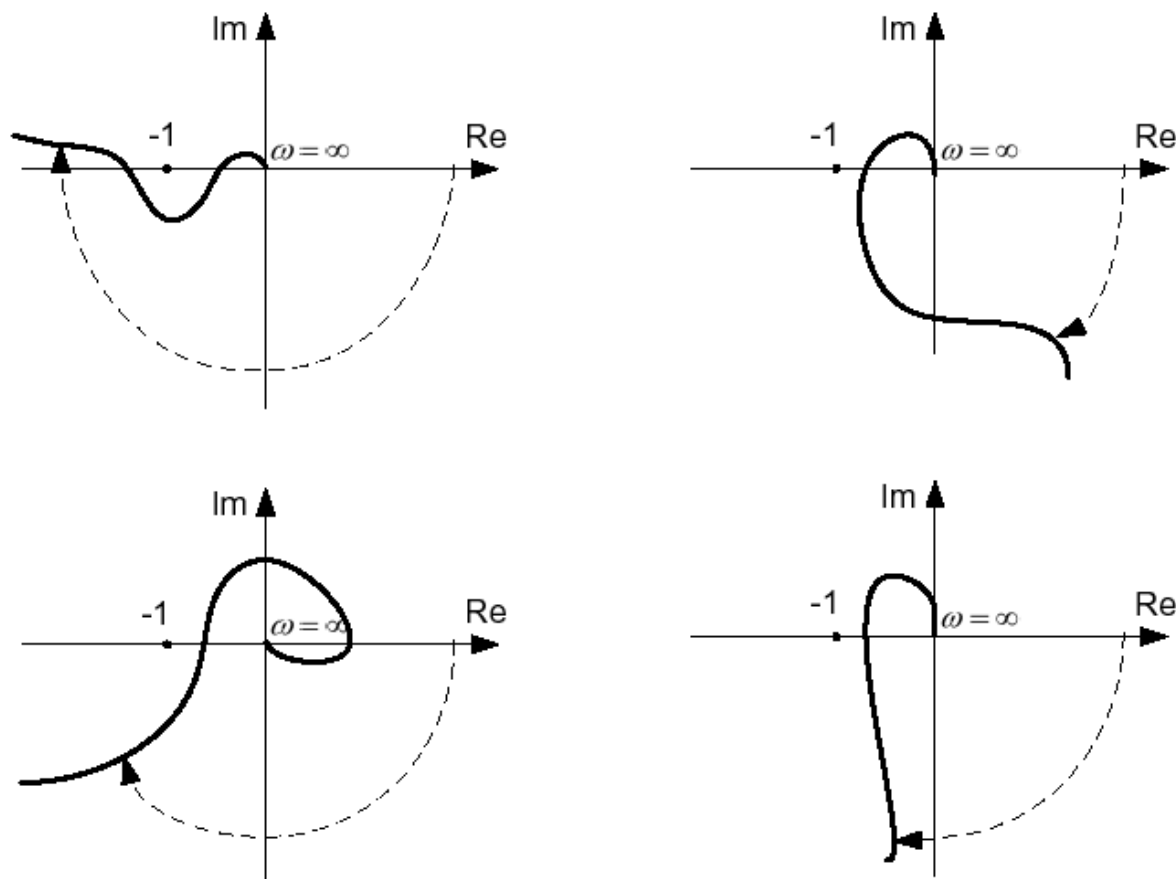


Рис.

7.3 – Приклади АФЧХ розімкнутої системи стійких астатичних САК

7.5. Логарифмічний частотний критерій стійкості Найквіста

Даний критерій дозволяє визначити стійкість системи шляхом співставлення амплітудної і фазової частотних характеристик.

Система стійка, якщо ЛАЧХ розімкнутої системи перетне вісь абсцис раніше ніж фаза пройде через значення $-\pi$.

Система стійка, якщо на частоті зрізу ЛАЧХ розімкнутої системи зсув фаз не перевищує $-\pi$ (-180°).

Частотою зрізу називають частоту, при якій АФЧХ перетинає вісь абсцис.

Даний критерій – це той же критерій Найквіста, тільки в іншому формулюванні. Справді, якщо розглянути наведене раніше формулювання, то видно, що точка -1 за дійсною віссю відповідає амплітуді сигналу, рівній 1 і фазі $-\pi$ (180°). Вісь абсцис на ЛАЧХ відповідає амплітуді сигналу рівній 1 ($L = 20 \lg 1 = 0$). Фазі $-\pi$ відповідає від'ємна частина дійсної осі. Всі точки в другому квадранті мають зсув фаз менший $-\pi$ а в третьому квадранті – більший $-\pi$. Отже якщо логарифм амплітуди буде від'ємним, коли фаза досягає $-\pi$, то це значить, що АФЧХ пройде через від'ємну частину дійсної осі між початком координат і точкою $(-1, j0)$. АФЧХ розімкнутої системи не охопить точки $(-1, j0)$, а значить система буде стійкою.

Лекція № 35

Тема: Будова електромагнітного реле

Мета: Вивчити будову принцип дії електромагнітного реле

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Класифікація та характеристика електричних реле
- 2 Реле постійного струму
- 3 Позначення на реле

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Класифікація та характеристика електричних реле

Одним з основних елементів залізничної автоматики і телемеханіки є електричні реле. За принципом дії вони поділяються на контактні та безконтактні. У безконтактних реле під час попадання на вхід управляючого сигналу відбувається зміна внутрішнього стану, що приводить до стрибкоподібного зменшення або збільшення електричного опору вихідної частини реле. В контактних реле вхідний сигнал перетворюється в механічну дію, результатом якої є необхідні перемикання контактів. У залізничній автоматичній і телемеханічній найбільше поширення отримали контактні реле.

Залежно від виду енергії, на яку реагує сприймаюча частина реле, розрізняють електричні, теплові, оптичні, акустичні та механічні реле.

У пристроях автоматики, телемеханіки і зв'язку широко застосовуються електричні реле, які за принципом дії поділяються на електромагнітні, магнітоелектричні, електродинамічні, індукційні та інші.

Залежно від роду струму, який живить обмотку, розрізняють реле постійного і змінного струму. Реле постійного струму можуть бути нейтральними (спрацьовування цих реле визначається тільки величиною магнітного поля і не залежить від напрямку струму в обмотці), поляризованими (положення якоря, а отже і контактних пружин залежить від напрямку струму в обмотці) і комбінованими (мають поляризований і нейтральний якорі із спільною магнітною системою).

За часом притягання і відпускання якоря, реле поділяються на нормальнодіючі, швидкодіючі та повільнодіючі.

За надійністю електричні реле діляться на перший і нижчі класи. Реле першого класу надійності мають наступні особливості:

- переведення якоря з притягнутого стану у відпущений після припинення протікання струму в обмотці, відбувається тільки за рахунок власної ваги, а не пружності пружин;

- контакти при притягуванні якоря реле не повинні зварюватися, що досягається шляхом їх виготовлення з різних матеріалів (метал – вугілля);

- якір не повинен прилипати до осердя за рахунок залишкової магнітної індукції при вимкненому струмі в обмотці;

- на характеристики реле не повинні впливати чинники зовнішнього середовища, для чого реле закривається герметично кожухом, який пломбується.

До реле нижчих класів надійності не ставляться вимоги незварювання контактів, а повернення якоря в початковий стан допускається за рахунок дії пружності контактних пружин.

2 Реле постійного струму

Нейтральне реле постійного струму першого класу надійності складається з осердя 1, надітої на нього котушки 2, рухомого якоря 3 і контактів 4 (Рис. 3.4). За відсутності струму в котушці якір реле знаходиться у відпущеному стани.

При цьому замкнутий нижній або тиловий контакт Т із спільним контактом О. Під дією струму в котушці створюється магнітний потік, який, впливаючи на якір 3, переміщує його вгору. Разом з якорем приводиться в дію спільний контакт реле О, відбувається спрацьовування реле, тобто притягання якоря 3 до осердя 1. Спільний контакт О реле розмикається з тиловим Т і замикається з верхнім або фронтним контактом Ф.

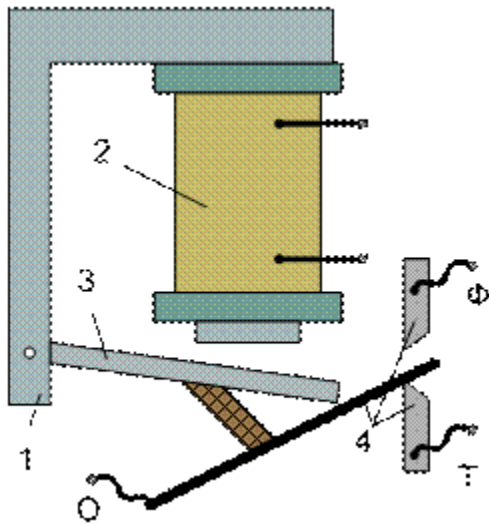


Рис. 3.4. Конструкція нейтрального реле постійного струму

Один з видів реле низького класу надійності наведений на Рис. 3.5. На кругле осердя 1 надіта котушка 2. З осердям зв'язане Г-подібне ядро 3. До якоря 4 прикріплена бакелітова пластинка 5, яка виконує перемикання контактів 6. За відсутності струму в котушці якір знаходиться в положенні, вказаному на рис. 3.5. Спільний контакт О при цьому замкнутий з тиловим Т. При пропусканні струму через котушку якір притягується до осердя, пластинка 5 і пружина спільного контакту підіймаються вгору. Відбувається розмикання спільного і тилового контактів та замикання спільного з фронтним. Після вимкнення струму відбувається відпускання

якоря реле. Переміщення якоря при цьому відбувається за рахунок дії контактних пружин. Спільний контакт розмикається з фронтним і замикається з тилowym.

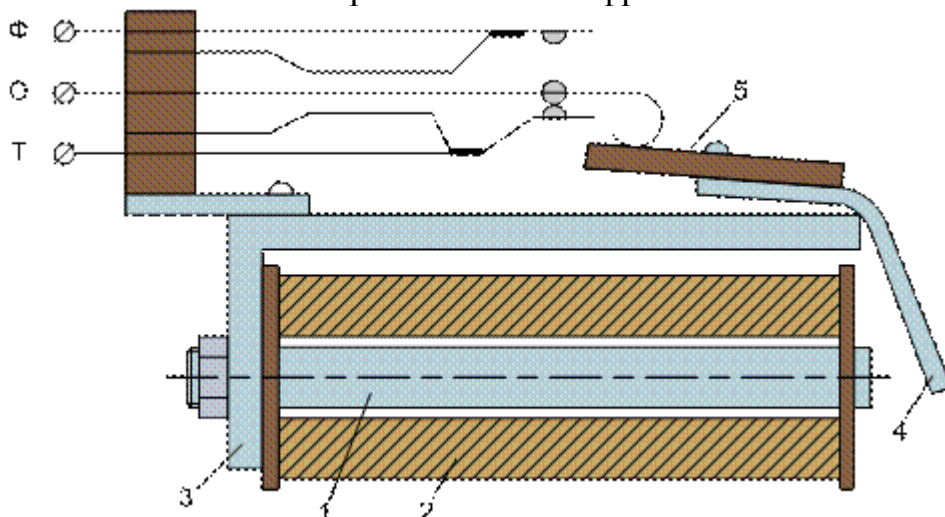


Рис. 3.5. Конструкція реле низького класу надійності

3 Позначення на реле

Реле автоматики мають спеціальне умовне позначення (шифр), який складається з букв та цифр. У більшості випадків на першому місці позначення вказуються букви, які вказують на тип реле: Н – нейтральне, П – поляризоване, К – комбіноване, И – імпульсне, ДС – двоелементне секторне. У реле, що призначені для використання в схемах автоблокування, застосовують букви АН – автоблокувальне нейтральне. Ці реле випускають на напругу живлення 12В постійного струму. Більшість решти реле мають напругу живлення 24 В.

У позначенні малогабаритних реле на другому місці переважно розміщена буква М (НМ). Буква Ш позначає штепсельне виконання реле, а буква Р – нештепсельне (НМШ, НР). Другу букву М застосовують у позначенні повільнодіючих реле (НМШМ), букви П, В та Т застосовують у позначенні пускових реле, реле з випрямлячами та з термоелементом (НМПШ, ИМВШ, НМШТ) відповідно. Перші букви А та О служать для позначення аварійних та вогневих реле (АШ, ОМШ).

У позначенні реле після букв вказується цифра, яка характеризує кількість та вид контактних груп. Цифра 1 позначає контактний набір реле з вісьмома перемикаючими контактами 8 фт; цифра 2 – чотири перемикаючими контактами 4 фт; цифра 3 – двома перемикаючими та двома замикаючими (тільки фронтowymi) контактами 2 фт, 2 ф; цифра 4 – чотири перемикаючими та чотири фронтowymi контактами 4 фт, 4 ф; цифра 5 – двома перемикаючими та двома розмикаючими (тиловими) контактами 2 фт, 2 т.

Далі у позначенні реле після дефісу вказуються цифри, які відповідають опорів обмотки реле в омах.

Наприклад, реле НМШМ2-3000: нейтральне малогабаритне штепсельне повільнодіюче реле, яке має чотири перемикаючих контакти та обмотки з опором 3000 Ом. Якщо реле має дві обмотки з різними опороми, то цифри – значення опорів записують у виді дробу, наприклад НМШ3-550/400.

У реле РЭЛ (реле електромагнітне) позначення дещо інше. Нейтральне штепсельне реле позначають РЭЛ (РЭЛ1, РЭЛ2), а нештепсельне БН (БН1, БН2). Поляризоване реле має позначення ПЛЗ, БПЗ; вогневе – ОЛ2, БО2; аварійне – А2, БА2; пускове стрілочне – С5, БС5. Цифри у позначенні цих реле мають наступний зміст: 1 – реле має шість перемикаючих та два фронтowych контакти 6 фт, 2 ф; 5 – три

перемикаючих та один фронтовий контакт 3 фт, 1 ф; цифри 2 та 3 несуть той ж зміст, що і в позначеннях реле типу НМШ.

Реле залізничної автоматики третього (нижчого) класу надійності позначаються КДР (кодове реле) та КДРШ. У пристроях зв'язку та промислової автоматики найпоширеніші нейтральні реле типу РКН с круглим осердям, типу РПН с прямокутним осердям, малогабаритні реле типів РКМ та РС, мініатюрні та надмініатюрні реле типу РЭС, поляризовані реле типу РП.

У таблиці 3.1 наведені умовні позначення реле залізничної автоматики різних класів надійності, а на рис. 3.6 – умовні позначення контактів: *a* – нейтрального реле, *b* – поляризованого якоря комбінованого чи поляризованого реле.

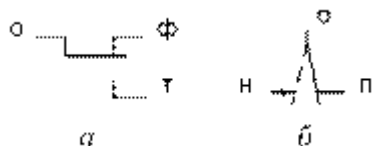


Рис. 3.6. Умовні позначення контактів реле автоматики

Таблиця 3.1. Умовні позначення реле залізничної автоматики

Тип реле	Позначення реле	
	I класу	нижчих класів
Нейтральне однообмоткове		
Нейтральне із затримкою на відпускання якоря		
Однообмоткове змінного струму з випрямляючим елементом		
Поляризоване нормальної дії		
Поляризоване з перевагою однієї полярності		—
Комбіноване		
Одноелементне змінного струму		
Двоелементне змінного струму		—

Лекція № 36

Тема: Реле. Загальні відомості

Мета: Вивчити основні поняття про реле

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Загальні відомості про електромеханічні системи
- 2 Використання електромагнітного принципу для виконання реле
- 3 Використання індукційного принципу для виконання реле
- 4 Індукційні вимірювальні реле.
- 5 Реле на пряму потужності типу РБМ
- 6 Електромеханічні реле з постійним магнітом
- 7 Реле на герконах
- 8 Напівпровідникові реле

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки.

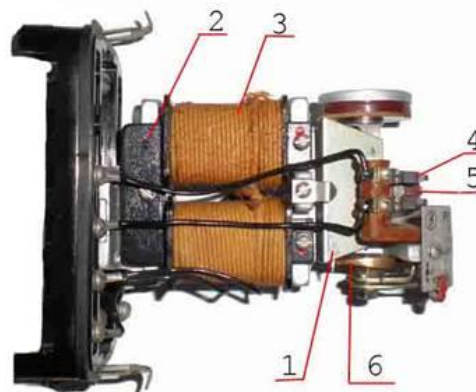
Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

- 1 Загальні відомості про електромеханічні системи

До електромеханічних реле відносяться електромагнітні, індукційні і магнітоелектричні реле. За призначенням вони поділяються на вимірні і логічні. Під електромеханічними реле розуміють електричне реле, робота якого ґрунтується на використанні відносного переміщення його механічних елементів під дією струму, що проходить через його обмотку. Реле логічної частини (проміжні і реле часу) виконуються електромагнітними. Магнітоелектричні реле виконуються як реагуючі елементи схем порівняння.

- 2 Використання електромагнітного принципу для виконання реле



Для побудови електромагнітного реле використовуються системи з поворотним

якорем, з якорем, що втягується із поперечним рухом якоря. Дія таких реле ґрунтується на притяганні сталюого осердя рухомого якоря 1 до електромагніта 2 через обмотку 3 якого проходить струм I_p . Реле непрямої дії має контактну систему, яка складається з нерухомої 4 і рухомої 5 частини.

За відсутності струму в обмотці якорь втримується у вихідному положенні пружиною 6. При цьому одна пара контактів замкнена, а друга розімкнена (для реле типу РТ-40 і РН-50).

При проходженні через обмотку реле струму виникає магнітний потік, який замикається через магнітопровід і повітряний проміжок довжиною d . Електромагнітна сила визначається

$$F = \frac{l_p \omega_p^2}{\delta^2} K,$$

де I_p – струм, який проходить через реле; ω_p – кількість витків обмотки реле

Умова дії реле:

$$F_{E.D.} \geq F_n + F_T,$$

де F_n – сила пружності пружини; F_T – сила тертя в підшипниках реле

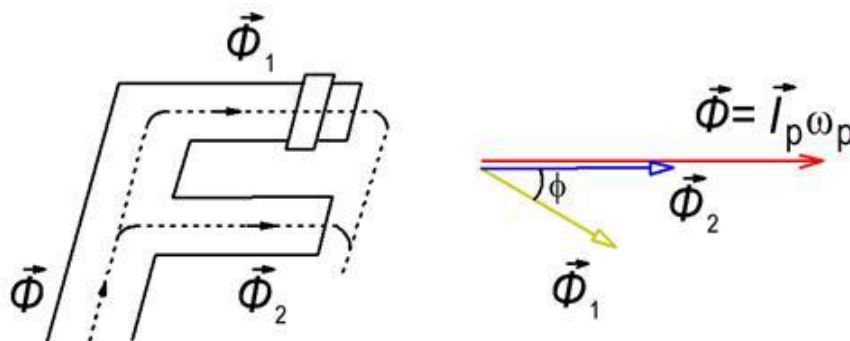
Мінімальний струм, при якому виконується ця умова, називається струмом дії реле. Максимальний струм, при якому виконується умова

$$F_{E.D.} \leq F_n - F_T,$$

називається струмом відпускання реле. Коефіцієнт відпускання – це відношення струму відпускання до струму спрацювання реле.

$$K_v = \frac{l_{BP}}{l_{CP}}.$$

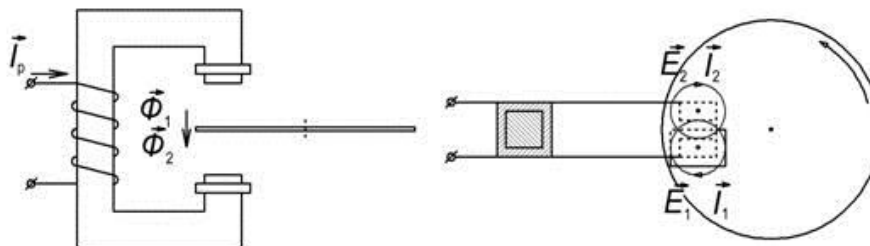
Максимальне реле виконують свої функції при збільшенні струму. Тому їх спрацювання співпадає з дією, а струм дії називається струмом спрацювання. Струм відпускання – це струм повернення. Коефіцієнтом відпускання називається коефіцієнт повернення. Він завжди більший за одиницю для максимального реле. Для мінімального реле напруги спрацювання співпадає з відпусканням, тому напруга спрацювання рівна напрузі відпускання, а напруга повернення напрузі дії. Для них коефіцієнт повернення більший 1. Надлишкова дія повинна бути достатньою для надійної роботи обладнання, але не впливати на коефіцієнт повернення. Це досягається застосуванням П – подібної схеми з поперечним рухом якоря. Оскільки миттєва величина електромагнітної сили пропорційна квадрату струму, то вона не залежить від його знака. Для уникнення вібрації використовують розділення магнітного потоку за допомогою короткозамкненого витка.



3 Використання індукційного принципу для виконання реле

Робота індукційних реле ґрунтується на взаємодії змінних магнітних полів нерухомих обмоток із струмом, індукованим цими обмотками в рухомому елементі

циліндричного барабана або диску. Тому такі реле використовуються лише на змінному струмі. Умовою виникнення обертального моменту є наявність не лише двох магнітних потоків, зсунутих у просторі і за фазою.



Обертальний момент визначається: $M_{об} = K \Phi_1 \Phi_2 \sin j = K I_p^2$.

Умови спрацювання реле:

$$M_{об} \geq M_{ін} + M_r + M_{п.м},$$

$$M_{ін} = J \frac{d^2 \alpha}{dt^2},$$

$$M_r = K \frac{d\alpha}{dt} I_p^2,$$

$$M_{п.м} = K_{п.м} da/dt,$$

де $M_{ін}$ – момент інерції диска або барабана; M_r – гальмівний момент, зумовлений взаємодією потоку і струму викликаного іншим потоком; $M_{п.м}$ – момент постійного магніту, який використовується для сповільнення обертання диска.

Для зменшення часу спрацювання необхідно кут повороту а прийняти мінімальним, циліндричний ротор вибрати малого діаметра і створити максимальний надлишковий момент. Ці вимоги виконуються в реле напрямку потужності. Для сповільнення спрацювання крім встановлення постійних магнітів як рухома частина використовується диск. Ці заходи стосуються реле струму РТ–80, РТ–90.

4 Індукційні вимірювальні реле. Реле струму РТ – 80, РТ - 90

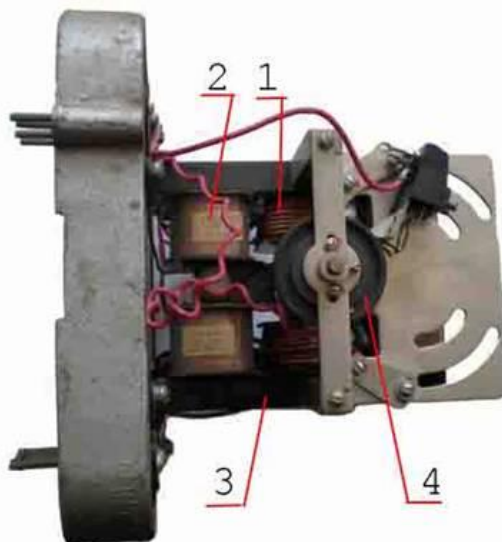


Ці реле є комбінованими. Індукційний елемент з диском створює обмежено залежну витримку часу, а електромагнітний елемент миттєвої дії спрацьовує при великій кратності струму в обмотці реле. Вони використовуються для захисту від перевантажень і КЗ Чим більший струм, тим менша витримка часу. Обмежено залежна характеристика витримки часу означає, що при збільшенні струму більше ніж на $7 I_{с.р}$ для РТ–80 і $4 I_{с.р}$ для РТ–90, витримка часу не залежить від кратності струму, що проходить через обмотку. Реле РТ–85, РТ–86, РТ–95 мають підсиленні перемикаючі

контакти, завдяки яким можна дешунтувати електромагніт вимкнення. За допомогою гвинта встановлюється кратність струму спрацювання відсічки до струму спрацювання МСЗ, а не величина струму. При спрацюванні електромагнітного елемента реле діє без витримки часу.

Переваги реле: можливість виконання захисту на одному реле, швидкодіючий від КЗ, а від перевантажень з витримкою часу, яка пропорційна струму перевантажень. Недоліки: складність, значна споживана потужність при спрацюванні.

5 Реле напрямку потужності типу РБМ

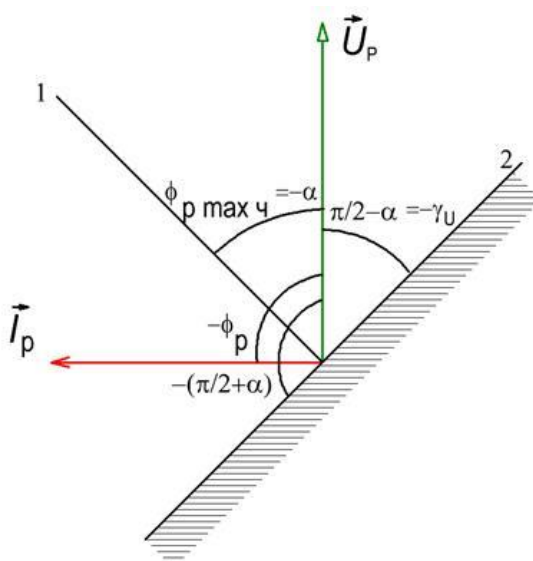


Реле напрямку потужності складається зі струмової обмотки 1, напругової обмотки 2, які розташовані на магнітопроводі 3 та барабана 4. Це реле є вимірним органом з двома діючими величинами, що порівнюються за фазою. Обертальний момент:

$$M_{об} = K U_p I_p \cos(j_p + a),$$

$$a = p/2 - g_U, g_U = U_p \wedge I_U.$$

Розрізняють реле косинусні, які реагують на $\cos j_p$, тобто на напрям активної потужності, і синусні, які реагують на $\sin j_p$, тобто на напрям реактивної потужності та змішаного типу. Пряма 1 – це лінія максимальної чутливості, 2 – лінія нульової чутливості.



Зона роботи реле обмежується кутами $-(p/2+a)$ і $(p/2+a)$. При розташуванні вектора струму в цій зоні, тобто зліва від лінії нульової чутливості, реле спрацює.

Такі реле мають мале споживання потужності, високу чутливість і швидкодію. Завдяки постійному магніту вони реагують на напрям постійного струму. Ці реле використовуються як реагуючі елементи (нуль-індикатори) напівпровідникових схем порівняння. А в релейному захисті використовуються поляризовані і магнітоелектричні реле. Поляризованими називаються електричні реле постійного струму, зміна стану якого залежить від полярності його вхідної діючої величини.

Переваги реле:

1. Надійна робота реле при малих підведених величинах, а при великих – відсутні вібрації і удари рухомої частини.
2. Висока чутливість і швидкодія.
3. Споживання потужності при спрацюванні мале.

Магнітоелектрична дія ґрунтується на взаємодії магнітного поля постійного магніту і струму в обмотці, яка розташована на рухомій рамці. Як і в поляризованих реле сила лінійно залежить від струму. Із зміною напрямку постійного струму змінюється напрям сили. Тому на таких реле будуються реле напрямку потужності. Їх перевагами є висока чутливість і мала потужність спрацювання.

7 Реле на герконах

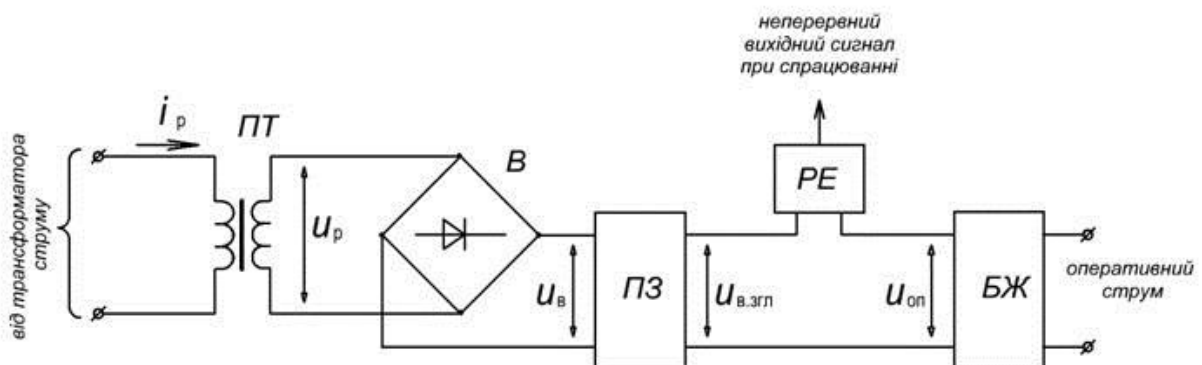
Основним елементом реле є герметизований магнітокерований контакт. Воно складається із заповненої інертним газом скляної колби, впаяних в неї пружинних пластин з феромагнітного матеріалу і обмотки, яка намотана поверх колби. Струм в обмотці викликає магнітний потік, що проходить через пластину й утворює електромагнітну силу, яка притягує пластину. Реле розраховане на постійний струм, оскільки контакти пластини мають малу інерційність. Переваги: висока надійність комутації; малий час спрацювання; тривалий час роботи; відсутність впливу навколишнього середовища.

8 Напівпровідникові реле

У напівпровідникових реле порівнюється підведений струм або відповідно йому напруга з еталонною опорною величиною. Є два способи порівняння. В першому випадку вимірна величина випрямляється і порівнюється з постійним опорним струмом або напругою.

У другому випадку миттєва величина струму або напруги порівнюється з параметром спрацювання якого-небудь однопорогового елемента.

Принцип роботи і структурна схема напівпровідникового реле, виконаного за першим способом.



Проміжний трансформатор ПТ перетворює вхідний струм до виду і рівня, який зручний для роботи напівпровідникової частини і гальванічно розділяє кола

первинного ТС і напівпровідникового кола. Параметр після двопівперіодного випрямляча В і пристрою згладжування ПЗ порівнюється з опорною величиною. Схема порівняння має реагуючий елемент РЕ, який ввімкнений на різницю вимірної і опорної величини і після спрацювання дає неперервний вихідний сигнал, коли ця різниця досягає його рівня спрацювання. Реагуючий елемент підсилює подані на нього сигнали і стрибкоподібно змінює струм в керованих колах.

Лекція № 37

Тема: Системи дистанційної передачі інформації

Мета: Вивчити основні види систем дистанційної передачі інформації

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Системи дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації та первинні вимірювальні перетворювачі
- 2 Диференціально-трансформаторна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації
- 3 Сельсинна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації
- 4 Феродинамічна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор

Література:

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990
- 2 Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.
- 3 Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

1 Системи дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації та первинні вимірювальні перетворювачі

Первинні вимірювальні перетворювачі вимірювану величину перетворюють у сигнал вимірювальної інформації, що дає можливість передати його на певну відстань і за місцем призначення відтворити вимірювальну величину у формі, прийнятній для спостерігача або ж ввести у відповідний засіб вимірювання. Вимірювання, перетворення, передача і відповідне зображення вимірюваної величини проходить за схемою, зображеною на рис. 1.



Рис. 1. Схема дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Первинний перетворювач перетворює вимірювану величину об'єкта (температуру, тиск, рівень, переміщення, зусилля та ін.) у сигнал вимірювальної інформації (електричний, пневматичний, оптичний тощо), який лініями зв'язку передається до вторинного приладу, перетворювача, ЕОМ тощо.

Комплекс технічних засобів у складі первинного перетворювача, лінії зв'язку та засобу відтворення вимірюваної величини називається **системою дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації**.

Таким чином, вимірювана величина перетворюється в сигнал певної фізичної природи, який передається лінією зв'язку до вторинного приладу, де знову сигнал перетворюється у вимірювану величину, що набуває форми, прийнятної для спостерігача.

Сигналом називається фізичний процес, властивості якого визначаються взаємодією між матеріальним об'єктом та засобом вимірювання. За своєю природою сигнали можуть бути: електричними, пневматичними, механічними тощо.

Сигналом вимірювальної інформації називається сигнал, який представляє вимірювальну інформацію на виході засобу вимірювань, тобто на виході первинного перетворювача. У процесі вимірювання, передачі та відтворення доводиться мати справу не з вимірюваною величиною, а з сигналом вимірювальної інформації.

Первинним вимірювальним перетворювачем, або сенсором, називається перетворювач, який першим взаємодіє з об'єктом вимірювання і видає сигнал вимірювальної інформації.

Системи дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації розподіляються на дві великі групи з сигналами уніфікованими, приведеними до виду і рівня, такими що відповідають вимогам ДСП, і неуніфікованими, які не приведені й не відповідають стандарту. Найперспективнішими є перетворювачі з уніфікованими вихідними сигналами.

До систем дистанційних передач сигналів вимірювальної інформації пред'являються такі вимоги: точність передачі; достовірність і надійність передачі; перешкодозахищеність; дистанційність передачі; мінімальна інерційність; стабільність сигналів, незалежність від джерела живлення; економічність системи дистанційної передачі.

Задовольнити усі наведені вимоги у повному обсязі за допомогою однієї дистанційної системи передачі досить складно, проте у своїй більшості системи відповідають цим вимогам.

Типи перетворювачів дистанційних передач обираються залежно від об'єкта і виду вимірюваної фізичної величини, яка перетворюється в сигнал, що передається лінією зв'язку (струм, напруга, частота, стиснуте повітря тощо). Для перетворення лінійного переміщення в уніфікований сигнал найчастіше використовуються диференціально-трансформаторні та струмові перетворювачі: перетворювачі кутового переміщення — феродинамічні, сельсинні та частотні; перетворення зусиль — електросилові та пневмосилові компенсуючі перетворювачі.

2 Диференціально-трансформаторна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Принцип дії диференціально-трансформаторної системи (ДТС) ґрунтується на компенсації електрорушійних сил (ЕРС) первинного вимірювального перетворювача і вторинного приладу (ВП).

До складу ДТС (рис. 2) входять два однакових диференціально-трансформаторні

перетворювачі (ДТП1 і ДТП2), розміщені відповідно у датчику та вторинному приладі. Перетворювачі мають первинну і вторинну обмотки. Первинні обмотки намотані по всій довжині катушки перетворювача, а вторинні розділені на дві секції, кожна з яких розміщена на відповідній половині первинної обмотки. Всередині кожного перетворювача знаходяться металеві осердя 1 і 5, які переміщуються відповідно чутливим елементом датчика і лекалом ВП. Первинні обмотки системи ввімкнені послідовно і живляться змінним струмом від електронного підсилювача 2. Вторинні обмотки системи увімкнені зустрічно й під'єднані до підсилювача 2 вторинного приладу.

Якщо осердя перетворювачів перебувають у середньому положенні, то різниця електрорушійна сила вторинних обмоток обох перетворювачів дорівнюватиме нулю, оскільки у зустрічно ввімкнених секціях наведені ЕРС рівні між собою:

$$e_1 = e_2; E_1 = 0; e_3 = e_4; E_2 = 0. \quad (1)$$

Сигнал небалансу при цьому також дорівнюватиме нулю:

$$\Delta E = E_1 - E_2, \quad (2)$$

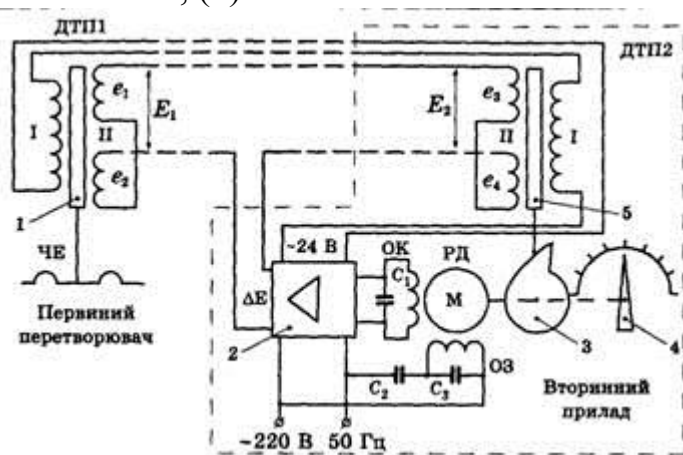


Рис. 2. Диференційно-трансформаторна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

При відхиленні осердя 1 від середнього положення під дією мембранного чутливого елемента (ЧЕ) наведені ЕРС у секціях ДТП1 змінюються, оскільки змінюється величина взаємоіндукції. Рівність різницевої ЕРС у перетворювачах системи порушується, і на вхід електронного підсилювача 2 надходить сигнал небалансу:

$$\Delta E = E_1 - E_2 \neq 0. \quad (3)$$

Сигнал небалансу підсилюється фазочутливим підсилювачем 2 і на керуючу обмотку реверсивного двигуна РД подається напруга змінного струму з частотою 50 Гц. На обмотку збудження РД надходить змінна напруга від мережі частотою 50 Гц зі зсувом по фазі на 90 градусів за рахунок конденсатора С2. Обертове магнітне поле приводить в обертовий рух ротор РД, який через редуктор поверне кулачок і перемістить осердя 5 ДТП2 вторинного приладу в аналогічне положення плунжера ДТП1 і стрілку 4 у нове положення. При цьому індуквані ЕРС стануть рівними за величиною, взаємокомпенсуюватимуть одна одну, а сигнал небалансу дорівнюватиме нулю.

Обертове магнітне поле реверсивного двигуна зникає, тому що змінюється частота струму керуючої обмотки на 100 Гц, двигун зупиняється, а стрілка 4 ВП зупиниться на новому значенні вимірюваної величини.

Напрямок обертання РД залежить від фази вхідного сигналу ΔE, а фаза — від напрямку переміщення осердя датчика від зрівноваженого стану системи.

Основна похибка диференціально-трансформаторної передачі дорівнює 1 % при

відстані між первинним перетворювачем і вторинним приладом до 1 км.

ДТС — проста, надійна й точна система, однак вона обмежена підключенням лише одного ВП та її використанням у керуючих ЕОМ. Проте останнім часом Івано-Франківський завод випускає дифманометри типу ДМТ зі струмовим перетворювачем (0.5 мА). ДТС працюють із вторинними приладами серії: КВД; КПД; КСД; РП = 160 та ін.

3 Сельсинна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Сельсинна система дистанційної передачі (рис. 3) складається з двох аналогічних синхронних електромашин, одна з яких сельсин-датчик СД — з'єднана з валом машини, а друга сельсин-приймач СП — зі стрілкою приладу. Статорні однофазні обмотки СД та СП живляться напругою змінного струму і в обох машинах утворюють пульсуючі магнітні потоки з частотою 50 Гц. Трифазні роторні обмотки обох сельсинів з'єднані між собою лініями зв'язку.

При однакових положеннях роторів СД і СП відносно статорних обмоток ($\angle \alpha_1 = \angle \alpha_2$) у роторних фазних обмотках 1 і 11; 2 і 21; 3 і 31 наводяться однакові ЕРС. Різницеві ЕРС у відповідних парах роторних обмоток дорівнюють нулю і струми між цими парами також дорівнюють нулю:

$$i_1 = i_2 = i_3 = 0 \quad (4)$$

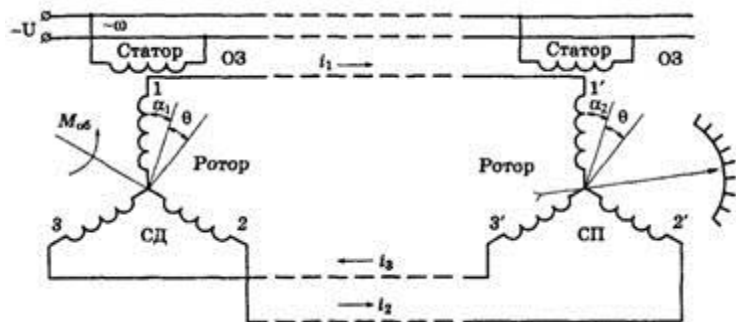


Рис. 3. Сельсинна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Якщо ж зміниться положення ротора сельсин-датчика на кут θ , то у відповідних фазних роторних обмотках СД і СП наведені ЕРС будуть різними, оскільки роторні обмотки займають різні положення відносно статорних обмоток.

При виникненні різницевої ЕРС між відповідними обмотками роторів СД і СП з'являтимуться зрівноважувальні струми i_1 , i_2 , i_3 , що сприятиме наведенню електромагнітних полів в їхніх обмотках. У результаті взаємодії електромагнітних полів обмоток ротора та пульсуючого магнітного поля статора СП ротор сельсин-приймача повернеться на кут 0. За однакового положення роторів СД і СП зникають зрівноважувальні струми, електромагнітні поля роторних обмоток і ротор СП зупиняється. За стрілкою й шкалою проводиться відлік вимірюваної величини.

Якщо ротор СД повертається зусиллям валу машини Моб, то ротор СП повертається синхронно із ротором СД за рахунок взаємодії магнітних полів.

Омічні передачі у вимірювальній техніці також набули значного поширення. Первинними перетворювачами (датчиками) омічної системи можуть бути резисторні перетворювачі різних конструкцій: змінний резистор, тензоперетворювачі, термометри опору та ін. Залежно від зміни вимірюваної величини змінюється електричний опір резисторного перетворювача, для вимірювання якого використовують різні вторинні прилади: мілівольтметри, міліамперметри, логометри, автоматичні мости і потенціометри.

4 Феродинамічна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

До феродинамічної системи дистанційної передачі (рис. 4) входять два аналогічних перетворювачі з уніфікованими сигналами ($-1 \div 0 \div +1$ В), з'єднані лініями зв'язку. В основу роботи передачі покладено компенсаційний метод, який полягає в тому, що ЕРС вимірювального перетворювача компенсується ЕРС перетворювача вторинного приладу, при цьому $E_1 = E_2$. При однакових кутових положеннях $\angle \alpha_1 = \angle \alpha_2$ на вході електронного підсилювача відсутній сигнал небалансу:

$$\Delta E = E_1 - E_2 = 0. \quad (5)$$

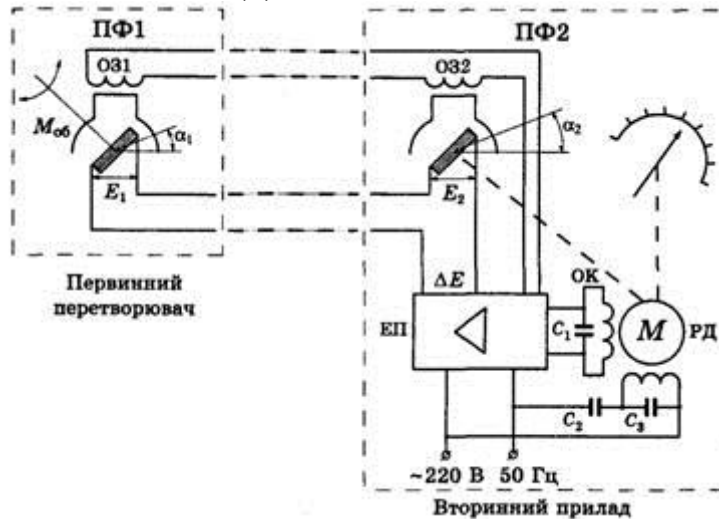


Рис. 4. Феродинамічна система дистанційної передачі сигналів вимірювальної інформації

Якщо положення рамок перетворювачів ПФ1 і ПФ2 змінюється, кути нахилу будуть різними $\angle \alpha_1 \neq \angle \alpha_2$, різними також будуть індуковані в них ЕРС: $E_1 \neq E_2$. Сигнал небалансу ΔE подається на вхід електронного підсилювача ЕП, підсилюється і приводить у рух реверсивний двигун РД. Останній повертає рамку ПФ2 до наступного зрівноважувального стану. Стрілка на шкалі ВП приладу покаже нове значення вимірюваного параметра. Клас точності передачі становить 1. Як вторинні використовують показуючі прилади типу ВФП і КВД та самописні ВФС і КСД.

Лекція № 38

Тема: Системи стеження

Мета: Вивчити основні види систем стеження

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Принцип дії, технічні характеристики
- 2 Застосування GPS
- 3 Обладнання для GPS-моніторингу
- 4 Комунікація
- 5 Точність
- 6 Недоліки

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор

Література:

ЗМартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Головное издательство, 1988г

GPS, Система глобального позиціонування (англ. *Global Positioning System*) — сукупність радіоелектронних засобів, що дозволяє визначати положення та швидкість руху об'єкта на поверхні Землі або в атмосфері. Положення об'єкта обчислюється завдяки використанню розміщеного на ньому GPS-приймача, який приймає та обробляє сигнали супутників космічного сегменту GPS-системи глобального позиціонування. Для визначення точних параметрів орбіт супутників та керування GPS-системою вона в своєму складі має наземні центри управління.

Коли мова йде про GPS, найчастіше мається на увазі система NAVSTAR, розроблена на замовлення військового відомства — Міністерства оборони США, але зараз існують або розробляються також інші системи глобального позиціонування (ГЛОНАСС, Galileo та інші).

1 Основою системи NAVSTAR (Navigation Satellite Time and Ranging) є 24 супутники, що працюють у єдиній мережі й обертаються на шести різних кругових орбітах, розташованих під кутом 60° одна до одної. На кожній орбіті розміщено по 4 супутники, висота орбіт приблизно дорівнює 20 200 км а період обертання кожного супутника навколо землі дорівнює 12 годинам. Таким чином, із будь-якої точки земної поверхні зазвичай одночасно видно від чотирьох до дванадцяти таких супутників.

Супутники перебувають під контролем станцій, які розташовані на Землі. Розміщуються такі станції на Колорадо-Спрінгз, Дієго-Гарсія, острові Вознесіння, атолі Кваджелейн і на Гаваях. Вся інформація, що проходить через ці станції, записується ними та передається на головну станцію на військовій базі **Falcon** (штат Колорадо).

GPS-приймач обчислює власне місцезнаходження, вимірюючи час проходження сигналу від GPS-супутників. Кожен супутник постійно надсилає повідомлення, в якому міститься інформація про час, точку орбіти супутника, з якої було надіслано повідомлення (ефемерида), та загальний стан системи й приблизні дані орбіт усіх інших супутників системи GPS (альманах). Ці сигнали розповсюджуються зі швидкістю світла в космосі (і з трохи меншою швидкістю — в атмосфері). Приймач визначає час затримки в надходженні сигналу та обчислює відстань до супутників, виходячи з якої, застосувавши метод трилатерації, визначає своє місце^[1]. Отримані координати перетворюються в наочну форму (широта та довгота чи положення на карті) та відображаються користувачеві.

Теоретично для визначення власних координати достатньо визначити відстань до трьох супутників. Однак для обчислення положення необхідно знати час із високою точністю. Щоб усунути потребу в високоточному годиннику, отримують інформацію з 4-х чи більше супутників, тобто, GPS-приймач використовує чотири параметри для обчислення чотирьох невідомих: x , y , z та t .

У деяких окремих випадках можна обійтися меншою кількістю супутників. Якщо заздалегідь відома одна змінна (наприклад, висота над рівнем моря човна в океані дорівнює 0), приймач може обчислити положення, використовуючи дані з трьох супутників. Також на практиці приймачі використовують різну допоміжну інформацію для обчислення положення з меншою точністю в умовах відсутності одразу чотирьох супутників.

2 Технічні характеристики

У системі NAVSTAR передача сигналу з супутника відбувається на частоті 1575,42 МГц (канал загального призначення). Цей сигнал має двійкову фазову маніпуляцію сумою за модулем 2 псевдовипадкової послідовності з 1023 біт, що передаються за 1 мс і використовуються для ідентифікації супутника та як далекомірна

шкала, а також навігаційних повідомлень (ефемерида, альманах, умови поширення сигналу в атмосфері), що передаються зі швидкістю 50 біт/с. Система використовує час UTC (USNO) і систему геодезичних координат WGS84.

Застосування GPS

Попри те, що проекти побудови GPS-систем впроваджувались військовими відомствами, зараз, окрім приймачів спеціального призначення, випускаються прилади, вмонтовані в різноманітну дрібну техніку: наручні годинники, мобільні телефони, ручні радіостанції, портативні комп'ютери та фотоапарати, за допомогою яких можна орієнтуватися на місцевості або фіксувати місцезнаходження користувача. Їх використовують альпіністи, рятівники, туристи.



GPS-приймач

Споживачам також пропонуються різні пристрої й програмні продукти, котрі дозволяють:

- бачити своє місцезнаходження на електронній карті;
- прокладати маршрути з урахуванням дорожніх знаків, дозволених поворотів і навіть заторів;
- шукати на карті конкретні будинки й вулиці, визначні пам'ятки, кафе, лікарні, автозаправки та інші об'єкти інфраструктури.

Окремий клас пристроїв, GPS-трекери, призначений для отримання інформації про рух обладнаних ними автомобілів або інших рухомих об'єктів у пункті спостереження. Використання GPS-трекерів дозволяє будувати диспетчерські системи спостереження та управління рухом, системи GPS-моніторингу транспорту.

GPS-системи застосовують також у таких галузях:

- Геодезія: за допомогою GPS визначаються точні координати точок і межі земельних ділянок.
- Картографія: GPS використовується в цивільній і військовій картографії.
- Навігація: із застосуванням GPS здійснюється як морська, так і дорожня навігація.
- Супутниковий моніторинг транспорту: за допомогою GPS на диспетчерському пункті ведеться спостереження за маршрутом руху, швидкістю та іншими параметрами транспорту.
- Стільниковий зв'язок: перші мобільні телефони з GPS з'явилися в 90-х роках. У деяких країнах, наприклад США, це використовується для оперативного визначення місцезнаходження людини, що дзвонить на *911*. У Росії в 2010 році почата реалізація аналогічного проекту — Ера-глонасс.
- Тектоніка, тектоніка плит: за допомогою GPS ведуться спостереження рухів і коливань плит.
- Активний відпочинок: є різні ігри, де застосовується GPS, наприклад, геокешинг та ін.

- Геотегинг: «прив'язка» подій, записів, фотознімків до точного місцезнаходження та часу їх створення.

- Точний відлік часу та синхронізація подій: завдяки використанню GPS-приймачів можливо синхронізувати час рознесених годинників з точністю до десятків наносекунд.

Сфери застосування GPS[ред. • ред. код]

1. Міське господарство. GPS є ефективним при зйомці каналізаційних, газових і водяних трубопроводів, а також електричних і телефонних ліній. Аварійні машини й ремонтні бригади можуть використовувати GPS для навігації безпосередньо до місця аварії комунікацій. Час їхнього прибуття та відправлення точно реєструється разом з їх коментарями й планом виконання сервісних робіт.

2. Сільське господарство. Картографічні системи GPS допомагають описувати особливості ділянок полів, які перебувають в інтенсивному сільськогосподарському використанні. Ви можете точно пов'язати такі характеристики як мікроклімат, тип грунту, ділянки врожаю, пошкоджені комахами або хворобами, обсяг продукції.

3. Природні ресурси. GPS допомагає зібрати дані про типи ґрунтів, які в комбінації з тривимірними моделями територій дозволяють виділити окремі аспекти для передбачення областей, що потребують спеціального управління. Крім того, GPS можна використовувати для картографування місця розташування колодязів та інших джерел води; запису розмірів озер і їх стану; реєстрації ареалів поширення риби й диких тварин; змін берегової лінії, польових угідь і кліматичних зон.

4. Археологія, історія. Археологи та історики можуть використовувати картографічні GPS-системи для навігації та реєстрації розкопок та історичних місць.

5. Військово-морська навігація. Військове застосування сигналів GPS дозволяє покращувати контроль збройних сил за допомогою точного наведення зброї чи армії на ціль. На океанському дні GPS необхідна для пошуків затонулих кораблів або виконання інших технічних операцій, на суші використання навігаційних пристроїв не менш важливе.

6. Спорт та ігри. Поширення приймачів GPS призвело до появи спортивної супутникової навігації, змагань з орієнтування на автомобілях та ігри «Геокешінг» (пошук скарбів і схованок за відомими координатами).

7. GPS-моніторинг рухливих об'єктів. Система GPS дозволяє визначити місце розташування в будь-якій точці на суші, на морі та в навколоремному просторі. Залежно від галузей застосування, діапазон яких досить широкий, а також від вартості, яка може коливатися від сотень до декількох тисяч доларів, види GPS-приймачів також різноманітні. Взагалі весь спектр моделей можна розділити на чотири великі групи:

- *Персональні GPS-приймачі індивідуального застосування.* Ці моделі відрізняються малими габаритами та широким набором сервісних функцій: від базових навігаційних, включаючи можливість формування й розрахунку маршрутів прямування, до функції прийому та передачі електронної пошти.

- *Автомобільні GPS-приймачі* призначені для установки в будь-якому наземному транспортному засобі й мають можливість підключення зовнішнього приймально-передавального обладнання для автоматичної передачі параметрів руху на диспетчерські пункти.

- *Морські GPS-приймачі*, оснащені ультразвуковим ехолотом, а також додатковими змінними картриджами з картографічною й гідрографічною інформацією для конкретних берегових районів.

- *Авіаційні GPS-приймачі* використовують для визначення маршруту літальних апаратів, включаючи комерційну авіацію.

Системи GPS-моніторингу рухомих об'єктів[ред. • ред. код]

1. Системи Offline — використовують принцип «чорного ящика», який фіксує події, прив'язуючи кожен з них до географічних координат і реального часу. Після прибуття об'єкта на базу вся інформація з такого «чорного ящика» зчитується, розшифровується й стає доступною для детального аналізу та агрегації.

Переваги підходу:

- Велика кількість різномірної інформації, яка збирається пристроєм (обмежена тільки об'ємом власної пам'яті пристрою).

- Відсутність абонентської плати за передачу даних (передача здійснюється або через фізичне підключення пристрою до комп'ютера диспетчера, або через локальні бездротові мережі).

Недоліки:

- Інформація доступна тільки після прибуття об'єкта на базу.

2. Системи Online — використовують принцип радіомаяків — інформація про місцезнаходження не фіксується в пам'яті приладів, а передається в реальному часі диспетчеру. Каналами передачі даних в такому разі може виступати GSM, SMS-повідомлення, GPRS, радіозв'язок, мережа бездротових точок доступу.

Переваги системи:

- Інформація про переміщення та стан об'єкта доступні диспетчеру в реальному часі (можлива затримка обумовлена способом комунікацій).

- Час відгуку пристрою моніторингу залежить від каналу передачі даних (завжди є можливість підібрати компромісний варіант за співвідношенням ціна/оперативність).

Недоліки:

- Необхідність оплачувати послуги зв'язку (розмір плати змінюється від кількох центів за SMS-повідомлення в межах мережі свого стільникового оператора до декількох доларів за GPRS-з'єднання в роумінгу).

GPS-моніторинг транспорту[ред. • ред. код]

Використовуючи GPS для визначення місця розташування об'єкта і різні канали зв'язку для доставки інформації користувачу, системи моніторингу транспорту дозволяють детально простежити весь маршрут прямування автомобіля, спецтехніки або просто контейнера з важливим вантажем. Транспортна інформаційна система Dynafleet, що серійно встановлюється на вантажівках Volvo Truck Corporation, дозволяє відстежувати в режимі реального часу процес пересування вантажу не тільки диспетчерським службам, а й власнику вантажу, навіть через мобільні пристрої, такі як iPhone, iPad чи Android.

Принцип дії системи GPS-моніторингу транспорту

Основним пристроєм у системі GPS-моніторингу є ГЛОНАСС/GPS/GSM-термінал, що виконує функції визначення координат за допомогою супутникового приймача, збір інформації від бортового обладнання та додаткових датчиків, пересилання інформації каналами GSM-зв'язку, управління бортовим обладнанням за командами, що надходять від оператора. Зібрана інформація далі передається на сервер обробки у вигляді бінарного AVL-пакета, що містить «знімок» одержуваних терміналом даних — час, координати, значення внутрішніх і зовнішніх параметрів.

Користувач потім отримує інформацію з сервера за допомогою клієнтської частини програмного забезпечення, або, в деяких випадках — прямо через браузер, використовуючи WEB-інтерфейс системи.

Переваги використання систем GPS-моніторингу транспорту:

- *Скорочення пробігу автотранспорту.* За рахунок оптимізації маршрутів переміщення, перенаправлення потоку транспорту залежно від поточної обстановки, досягається скорочення пробігу на 5-15%.

- *Виключення «людського фактору».* Система контролю за автотранспортом допомагає припинити нецільове використання в особистих цілях або здійснення «лівих» рейсів.

- *Підвищення ефективності використання транспорту.* Грамотна автоматизована диспетчеризація з контролем у режимі реального часу дає можливість знизити час простою техніки та підвищити ступінь завантаження транспорту.

- *Поліпшення якості обслуговування клієнтів.* Ефективне управління, засноване на постійному контролі, дозволяє збільшувати швидкість обслуговування клієнтів, швидко вирішувати спірні ситуації.

- *Зменшення витрат на паливо на 20-30%.*

Персональний GPS-моніторинг[ред. • ред. код]

Сфери застосування персонального GPS-моніторингу:

- Спостереження за виїзними працівниками компаній: страхові, рекламні та торгові агенти, мерчендайзери, кур'єри та ін;

- Стеження за цінним багажем, вантажем;

- Спостереження за дітьми, літніми родичами;

- Стеження за тваринами;

- Туризм, активний відпочинок.

Склад комплексу персонального моніторингу

До складу програмно-апаратного комплексу входять персональний трекер, сервер зі спеціальним програмним забезпеченням та пристрої кінцевих користувачів — підключені до мережі Internet персональні комп'ютери та/або мобільні телефони, що здатні виконувати програми певного типу і мають вихід у мережу Internet.

Також до комплексу входять навігаційні супутники системи GPS, мережа стільникового зв'язку GSM і всесвітня інформаційна мережа Internet. Внаслідок загальнодоступності та глобальності цих складових комплекс може бути застосований скрізь, де є:

1. можливість для трекерів приймати сигнали навігаційних супутників GPS;

2. наявність GSM-покриття;

3. вихід в інформаційну мережу Internet.

Користувач може здійснювати моніторинг осіб (тварин, об'єктів), оснащених персональними трекерами, практично на всій території земної кулі, навіть, знаходячись при цьому на значній відстані від свого звичайного місця розташування — за умови, що виконуються вищезгадані три умови.

Принцип дії системи персонального моніторингу

Пристрій записує отриману GPS-інформацію з регулярними інтервалами, а потім може ці дані записувати або передавати їх за допомогою радіозв'язку, GPRS- або GSM-з'єднання чи супутникового модему на сервер підтримки або інший комп'ютер (наприклад, у вигляді SMS або через мережу Internet). У разі використання сервера підтримки, він обробляє отримані дані та реєструє їх у своїй базі даних; потім користувач трекера може зайти на сервер системи з мережі Internet під своїм ім'ям та

паролем, і система відображає місцезнаходження і географію переміщення на карті. Пересування трекера можна аналізувати або в режимі реального часу, або пізніше. Функція GPS-трекінгу є в деяких моделях стільникових телефонів.

Обладнання для GPS-моніторингу[ред. • ред. код]

Виходячи з областей використання, розрізняють два види GPS-обладнання:

• **GPS-трекери для стеження за транспортом** призначені для побудови корпоративних систем моніторингу, які дають можливість певним особам (диспетчерам, логістам та ін.) спостерігати за маршрутами руху та поточним місцезнаходженням транспортних засобів. Останні прилади можуть працювати як у режимі реального часу, передаючи дані по бездротовому каналу зв'язку, так і в режимі «чорного ящика», зберігаючи дані про транспортний засіб протягом деякого часу з подальшою передачею даних до системи моніторингу.

• **Персональні GPS-трекери** призначені для спостереження за місцезнаходженням людини (або іншого об'єкта), більшість із них дозволяють передавати сигнал про натискання кнопки тривоги (кнопки «SOS»). Деякі прилади мають голосовий канал для зв'язку, для прослуховування навколишнього середовища та/або для прийому вхідних викликів.

Деякі системи GPS-моніторингу мають можливість визначення місцезнаходження трекерів за ідентифікаторами станцій стільникового зв'язку (GSM). Це дозволяє, хоч і з більшою похибкою, визначити місце розташування об'єкта в місцях, де прийом сигналів від навігаційних супутників неможливий (наприклад, у метро, підземних паркінгах, будинках та ін.).

Навігаційні сигнали, які передаються GPS-супутниками, містять різну закодовану інформацію, включаючи інформацію про розташування супутників, стан внутрішнього годинника і стан мережі. Ці сигнали передаються на двох окремих частотах-носіях, які є загальними для всіх супутників у мережі. Для передачі інформації використовується два різних кодування: відрите кодування (з нижчою роздільною здатністю навігації) і зашифроване кодування (використовується американськими військовими).

Формат повідомлення[ред. • ред. код]

Кожен супутник GPS постійно передає *навігаційне повідомлення* на частотах L1 C/A і L2 P/Y зі швидкістю 50 біт на секунду. Кожне повідомлення займає 750 секунд (12 1/2 хвилин) при передачі. Структура повідомлення має базовий формат із фреймом (блоком) довжиною в 1500 біт, який складається з п'яти частин, кожна з яких має довжину в 300 біт (6 секунд). Частини фрейму 4-а і 5-а пов'язані між собою (субкомутовані) у серію з 25, таким чином, що для отримання повного повідомлення потрібно передати 25 повних фреймів. Кожна частина фрейму (субфрейм) складається із десяти слів, кожне з яких має довжину в 30 біт. Таким чином, маючи 300 бітів для частини фрейму, яких є 5 у кожному фреймі, і для побудови повідомлення необхідно 25 фреймів, отримуємо, що кожне повідомлення має довжину в 37 500 бітів. При швидкості передачі в 50 біт/с необхідно 750 секунд для передачі повного альманаху повідомлення (GPS). Кожний 30-секундний фрейм починається точно на початку хвилини або пів-хвилини, яку задає атомний годинник супутника.^[2]

Перший субфрейм кожного фрейму кодує номер тижня і час в рамках цього тижня,^[3] а також дані про стан супутника. Другий і третій субфрейм містить *ефемериди* — точну орбіту даного супутника. Четвертий і п'ятий субфрейм містить *альманах*, який містить дані про округлену (не точну) орбіту і інформацію про статус максимум 32-ох супутників у системі, а також дані, що мають відношення до поправок помилки. Таким чином, щоб отримати точних даних про розташування

спутника із переданого повідомлення, отримувач має демодулювати повідомлення від кожного супутника, які він використовує для пошуку позиції за 18-30 секунд. Для того, щоб зібрати всі передані альманахи, приймач має демодулювати повідомлення тривалістю в 732—750 секунд, або 12 1/2 хвилин.^[4]

Всі супутники передають дані на однакових частотах, і кодують сигнали з використанням унікальних кодів для множинного доступу (CDMA) так, що приймач може розрізнити повідомлення від різних супутників одне від одного. Система використовує два окремих типи кодування CDMA: неточне кодування (coarse/acquisition (C/A) code), яке доступне широкому загалу, і точне кодування (P(Y)), яке зашифроване і може використовуватись лише американськими військовими і іншими країнами НАТО, які мають доступ до шифрованих повідомлень.^[5]

Ефемериди оновлюються кожні дві години 2 і як правило дійсні протягом 4 годин, і може оновлюватись кожні 6 годин або довше при роботі в нештатних умовах. Альманахи оновлюються зазвичай кожні 24 години. Крім того, дані за кілька тижнів поспіль завантажуються у разі поновлення передачі, що уповільнює завантаження даних.

Точність[ред. • ред. код]

Зважаючи на відстань між приймачем та супутниками точність обчислення положення залежить від багатьох факторів та визначається лише з деякою вірогідністю. Радіосигнали супутників можуть екрануватись або відбиватись оточенням приймача, що збільшує похибки визначення часу надходження сигналу та спотворює результат вимірювання.

В першу чергу мають значення атмосферні явища та поточне розташування супутників відносно приймача. Похибка обчислення положення буде більшою, якщо всі доступні супутники згруповані в одній півкулі відносно приймача в порівнянні з ситуацією, коли приймач має змогу отримати сигнали супутників з різних боків. Ситуація обмеженої видимості супутників досить поширена в містах завдяки екрануванню сигналів спорудами.

Звичайна точність сучасних GPS-приймачів в горизонтальній площині становить 5-10 метрів, та 10-20 метрів за висотою, але за збігом деяких умов, обчислене приймачем положення може короткочасно відрізнятись на значно більші величини. Виробники GPS-приймачів визначають величину похибки положення так: не гірше 5 метрів в 50% часу спостереження, та не гірше 8 метрів в 90% часу, похибка визначення швидкості не більше 0,06 м/с.

На території США і Канади є станції WAAS, в Європі діють станції EGNOS, які передають поправки для диференційного режиму, що дозволяє збільшити точність обчислення положення до 1-2 метрів. При використанні більш складного додаткового обладнання точність визначення координат можна довести до 10 см. Наприклад, для роботи GPS-приймача в диференційному режимі йому постійно необхідно отримувати дані від стаціонарно розташованого приймача диференційної поправки.

Недоліки

Загальним недоліком використання будь-якої радіонавігаційної системи є те, що за певних умов сигнал може не доходити до приймача, або надходити зі значними викривленнями чи затримками. Наприклад, практично неможливо визначити своє точне розташування в глибині квартири всередині залізобетонної будівлі, у підвалі або в тунелі. Оскільки робоча частота GPS лежить у дециметровому діапазоні радіохвиль, рівень прийому сигналу від супутників може значно погіршитись під щільним листям

дерев або через дуже велику хмарність. Нормальному прийому сигналів GPS можуть завадити перешкоди від багатьох наземних радіоджерел, а також від магнітних бур.

Невисокий нахил орбіт супутників GPS (приблизно 55°) значно погіршує точність у приполярних районах Землі, оскільки супутники GPS невисоко піднімаються над горизонтом.

Лекція № 39

Тема: Способи і методи кодування інформації

Мета: Ознайомитися з основними способами і методами кодування інформації

Методи: словесний, наочний, практичний

План:

- 1 Вимоги до методів цифрового кодування
- 2 Потенційний код без повернення до нуля
- 3 Метод біполярного кодування з альтернативною інверсією
- 4 Потенційний код з інверсією при одиниці
- 5 Біполярний імпульсний код
- 6 Манчестерський код
- 7 Потенційний код 2B1Q

Матеріально-технічне забезпечення та дидактичні засоби, ТЗН:

Плакати, картки, проектор

Література:

7Жеребцов И.П. Основы электроники 5е изд. перераб. й доп., - Л.; Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990

8Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003.

9Мартыненко И.И. Поддубный А.П. Основы автоматики и микропроцессорной техники. – К.; "Высшая школа" Главное издательство, 1988г

При цифровому кодуванні дискретної інформації застосовують потенційні й імпульсні коди.

У потенційних кодах для представлення логічних одиниць і нулів використовується тільки значення потенціалу сигналу, а його перепади, що формують закінчені імпульси, в увагу не приймаються. Імпульсні коди дозволяють представити двійкові дані або імпульсами визначеної полярності, або частиною імпульсу — перепадом потенціалу визначеного напрямку.

1 Вимоги до методів цифрового кодування

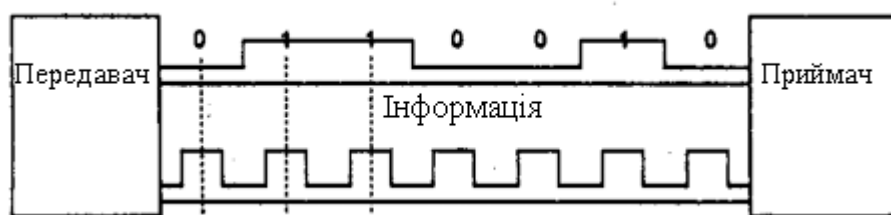
При використанні прямокутних імпульсів для передачі дискретної інформації необхідно вибрати такий спосіб кодування, що одночасно досягав би декількох цілей:

- мав при одній і тій же бітовій швидкості найменшу ширину спектра результуючого сигналу;
- забезпечував синхронізацію між передавачем і приймачем;
- мав здатність розпізнавати помилки;

- мав низьку вартість реалізації.

Більш вузький спектр сигналів дозволяє на одній і тій же лінії (з однієї і тією же смугою пропускання) домагатися більш високої швидкості передачі даних. Крім того, часто до спектра сигналу пред'являється вимога відсутності постійної складової, тобто наявності постійного струму між передавачем і приймачем. Зокрема, застосування різних трансформаторних схем *гальванічної розв'язки* перешкоджає проходженню постійного струму.

Синхронізація передавача і приймача потрібна для того, щоб приймач точно знав, у який момент часу необхідно зчитувати нову інформацію з лінії зв'язку. Ця проблема в мережах зважується складніше, ніж при обміні даними між близько розташованими пристроями, наприклад між блоками усередині чи комп'ютера ж між комп'ютером і принтером. На невеликих відстанях добре працює схема, заснована на окремої тактуючій лінії зв'язку (мал. 2.15), так що інформація знімається з лінії даних тільки в момент приходу тактового імпульсу.



Мал.2.15. Синхронізація приймача і передавача на невеликих відстанях

У мережах використання цієї схеми викликає труднощі через неоднорідність характеристик провідників у кабелях. На великих відстанях нерівномірність швидкості поширення сигналу може привести до того, що тактовий імпульс прийде настільки пізніше чи раніше відповідного сигналу даних, що біт даних буде пропущений чи врахований повторно. Іншою причиною, по якій у мережах відмовляються від використання тактуючих імпульсів, є економія провідників у дорогих кабелях.

Тому в мережах застосовуються *самосинхронізуючі сигнали* які несуть для передавача вказівки про те, у який момент часу потрібно здійснювати розпізнавання чергового біта (чи декількох біт, якщо код орієнтований більш ніж на два стани сигналу). Будь-який різкий перепад сигналу — що зветься фронтом — може служити гарною вказівкою для синхронізації приймача з передавачем.

При використанні синусоїд в якості несучого сигналу результуючий код має властивість самосинхронізації, тому що зміна амплітуди несучої частоти дає можливість приймачу визначити момент появи вхідного коду.

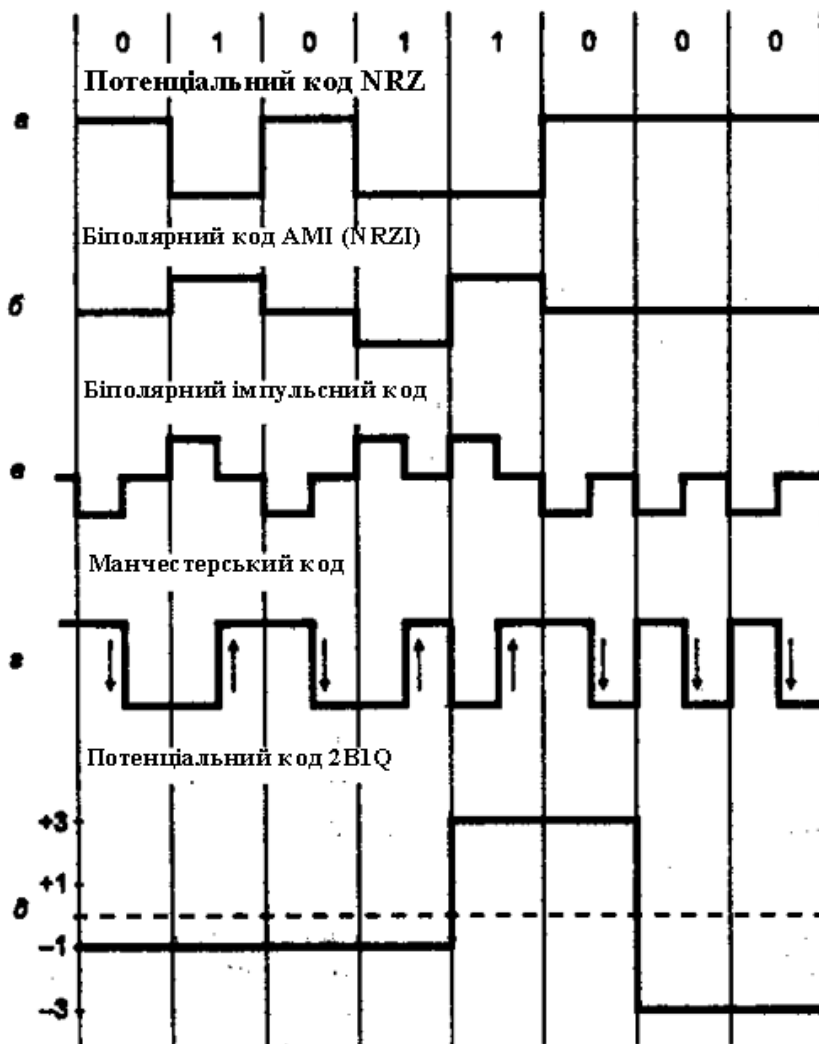
Розпізнавання і корекцію перекручених даних складно здійснити засобами фізичного рівня, тому найчастіше цю роботу беруть на себе протоколи, що лежать вище: каналний, мережний, транспортний чи прикладний. З іншого боку, розпізнавання помилок на фізичному рівні заощаджує час, тому що приймач не чекає повного переміщення кадру в буфер, а відбраковує його відразу при розпізнаванні помилкових біт усередині кадру.

Вимоги, пропоновані до методів кодування, є взаємно суперечливими, тому кожний з розглянутих нижче популярних методів цифрового кодування має свої переваги і свої недоліки в порівнянні з іншими.

2 Потенційний код без повернення до нуля

На мал. 2.16 а показаний уже згаданий раніше метод потенційного кодування, який також називається *кодуванням без повернення до нуля (Non Return to Zero, NRZ)*. Остання назва відбиває ту обставину, що при передачі послідовності одиниць сигнал не повертається до нуля протягом такту (як ми побачимо нижче, в інших методах

кодування повернення до нуля в цьому випадку відбувається). Метод NRZ простий у реалізації, володіє гарне виявлення помилок (через два потенціали, які різко відрізняються), але не має властивість самосинхронізації. При передачі довгої послідовності одиниць чи нулів сигнал на лінії не змінюється, тому приймач позбавлений можливості визначати по вхідному сигналу моменти часу, коли потрібно в черговий раз зчитувати дані. Навіть при наявності високоточного тактового генератора приймач може помилитися з моментом знімання даних, тому що частоти двох генераторів ніколи не бувають цілком ідентичними. Тому при високих швидкостях обміну даними і довгими послідовностями одиниць чи нулів невелика неузгодженість тактових частот може привести до помилки в цілий такт і, відповідно, зчитуванню некоректного значення біту.



Мал. 2.16. Способи дискретного кодування даних

Іншим серйозним недоліком методу NRZ є наявність низькочастотної складової, яка наближається до нуля при передачі довгих послідовностей одиниць чи нулів. Через це багато каналів зв'язку, що не забезпечують прямого гальванічного з'єднання між приймачем і передавачем, цей вид кодування не підтримують. У результаті в чистому виді код NRZ у мережах не використовується. Проте використовуються його різні модифікації, у яких усувають як погану самосинхронізацію коду NR, так і наявність постійної складової. Привабливість коду NRZ, через яку має сенс зайнятися його поліпшенням, складається в досить низькій частоті основної гармоніки f_0 , що дорівнює $N/2$ Гц, як це було показано в попередньому розділі. В інших методів кодування, наприклад манчестерського, основна гармоніка має більш високу частоту.

3 Метод біполярного кодування з альтернативною інверсією

Однією з модифікацій методу NRZ є метод біполярного кодування з альтернативною інверсією (*Bipolar Alternate Mark Inversion, AMI*). У цьому методі (мал. 2.16, б) використовуються три рівні потенціалу — негативний, нульовий і позитивний. Для кодування логічного нуля використовується нульовий потенціал, а логічна одиниця кодується або позитивним потенціалом, або негативним, при цьому потенціал кожної нової одиниці протилежний потенціалу попередньої.

Код AMI частково ліквідує проблеми постійної складової і відсутності самосинхронізації, властивому коду NRZ. Це відбувається при передачі довгих послідовностей одиниць. У цих випадках сигнал на лінії являє собою послідовність різнополярних імпульсів з тим же спектром, що й у коді NRZ, який передає нулі, що чергуються, і одиниці, тобто без постійної складової і з основною гармонікою $N/2$ Гц (де N — бітова швидкість передачі даних). Довгої ж послідовності нулів також небезпечні для коду AMI, як і для коду NRZ — сигнал вироджується в постійний потенціал нульової амплітуди. Тому код AMI вимагає подальшого поліпшення, хоча задача спрощується — залишилося справитися тільки з послідовностями нулів.

В цілому, для різних комбінацій біт на лінії використання коду AMI приводить до більш вузького спектра сигналу, чим для коду NRZ, а виходить, і до більш високої пропускної здатності лінії. Наприклад, при передачі одиниць, що чергуються, і нулів основна гармоніка f_0 має частоту $N/4$ Гц. Код AMI надає також деякі можливості по розпізнаванню помилкових сигналів. Так, порушення строгого чергування полярності сигналів говорить про помилковий імпульс чи зникненні з лінії коректного імпульсу. Сигнал з некоректною полярністю називається *забороненим сигналом* (signal violation).

У коді AMI використовуються не два, а три рівні сигналу на лінії. Додатковий рівень вимагає збільшення потужності передавача приблизно на 3 дБ для забезпечення тієї ж вірогідності прийому біт на лінії, що є загальним недоліком кодів з декількома станами сигналу в порівнянні з кодами, що розрізняють тільки два стани.

4 Потенційний код з інверсією при одиниці

Існує код, схожий на AMI, але тільки з двома рівнями сигналу. При передачі нуля він передає потенціал, що був встановлений у попередньому такті (тобто не змінює його), а при передачі одиниці потенціал інвертується на протилежний. Цей код називається *потенційним кодом з інверсією при одиниці* (*Non Return to Zero with ones Inverted, NRZI*). Цей код зручний у тих випадках, коли використання третього рівня сигналу дуже небажано, наприклад в оптичних кабелях, де стійко розпізнаються два стани сигналу — світло і темрява.

Для поліпшення потенційних кодів, подібних AMI і NRZI, використовуються два методи. Перший метод заснований на додаванні у вихідний код надлишкових біт, що містять логічні одиниці. Очевидно, що в цьому випадку довгі послідовності нулів перериваються і код стає самосинхронізованим для будь-яких переданих даних. Зникає також постійна складова, а виходить, ще більш звужується спектр сигналу. Але цей метод знижує корисну пропускну здатність лінії, тому що надлишкові одиниці користувальницької інформації не несуть. Інший метод заснований на попередньому "перемішуванні" вихідної інформації таким чином, щоб імовірність появи одиниць і нулів на лінії ставала близькою. Пристрої чи блоки, що виконують таку операцію, називаються *скремблерами* (*scramble* — смітник, безладна зборка). При скремблінгованні використовується відомий алгоритм, тому приймач, одержавши двійкові дані, передає їх на *дескремблер*, що відновлює вхідну послідовність біт. Надлишкові біти при цьому по лінії не передаються. Обидва методи відносяться до логічного, а не фізичному

кодуванню, тому що форму сигналів на лінії вони не визначають. Більш детально вони вивчаються в наступному розділі.

5 Біполярний імпульсний код

Крім потенційних кодів у мережах використовуються й імпульсні коди, коли дані представлені повним імпульсом чи його частиною — фронтом. Найбільш простим випадком такого підходу є біполярний імпульсний код, у якому одиниця представлена імпульсом однієї полярності, а нуль — іншої (мал. 2.16, в). Кожен імпульс триває половину такту. Такий код володіє відмінними самосинхронізуючими властивостями, але постійна складова може бути присутня, наприклад, при передачі довгої послідовності одиниць чи нулів. Крім того, спектр у нього ширше, ніж у потенційних кодів. Так, при передачі всіх нулів чи одиниць частота основної гармоніки коду буде дорівнює N Гц, що в два рази вище основної гармоніки коду NRZ і в чотири рази вище основної гармоніки коду АМІ при передачі одиниць і нулів, що чергуються. Через занадто широкий спектр біполярний імпульсний код використовується рідко.

6 Манчестерський код

У локальних мережах донедавна найпоширенішим методом кодування був так називаний манчестерський код (мал. 2.16, з). Він застосовується в технологіях Ethernet і Token Ring.

У манчестерському коді для кодування одиниць і нулів використовується перепад потенціалу, тобто фронт імпульсу. При манчестерському кодуванні кожен такт поділяється на дві частин. Інформація кодується перепадами потенціалу, що відбуваються в середині кожного такту. Одиниця кодується перепадом від низького рівня сигналу до високого, а нуль — зворотнім перепадом. На початку кожного такту може відбуватися службовий перепад сигналу, якщо потрібно представити кілька одиниць чи нулів підряд. Тому сигнал змінюється принаймні один раз за такт передачі одного біта даних, манчестерський код володіє гарними самосинхронізуючимися властивостями. Смуга пропущення манчестерського коду вужче, ніж у біполярного імпульсного. У нього також немає постійної складової, а основна гармоніка в гіршому випадку (при передачі послідовності одиниць чи нулів) має частоту N Гц, а в кращому (при передачі одиниць і нулів, які чергуються,) вона дорівнює $N/2$ Гц, як і в кодів АМІ чи NRZ. В середньому ширина смуги манчестерського коду в півтора рази вужче, ніж у біполярного імпульсного коду, а основна гармоніка коливається поблизу значення $3N/4$. Манчестерський код має ще одну перевагу перед біполярним імпульсним кодом. В останньому для передачі даних використовуються три рівні сигналу, а в манчестерському — два.

7 Потенційний код 2В1Q

На мал. 2.16, д показаний потенційний код з чотирма рівнями сигналу для кодування даних. Це код 2В1Q, назва якого відбиває його суть — кожні два біти (2В) передаються за один такт сигналом, що має чотири стани (1Q). Парі біт 00 відповідає потенціал $-2,5$ В, парі біт 01 відповідає потенціал $-0,833$ В, парі 11 — потенціал $+0,833$ В, а парі 10 — потенціал $+2,5$ В. При цьому способі кодування вимагаються додаткові заходи по боротьбі з довгими послідовностями однакових пар біт, тому що при цьому сигнал перетворюється в постійну складову. При випадковому чергуванні біт спектр сигналу в два рази вужче, ніж у коду NRZ, тому що при тій же бітовій швидкості тривалість такту збільшується в два рази. Таким чином, за допомогою коду 2В1Q можна по однієї і тій же лінії передавати дані в два рази швидше, ніж за допомогою коду АМІ чи NRZI. Однак для його реалізації потужність передавача повинна бути вище, щоб чотири рівні чітко розрізнялися приймачем на тлі перешкод.