

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«НАЦІОНАЛЬНИЙ ГІРНИЧИЙ УНІВЕРСИТЕТ»



В.А. Бородай, С.Б. Савченко, Р.О. Боровик

ПРАКТИЧНА СХЕМОТЕХНІКА В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

Навчальний посібник
(лабораторний практикум)

Дніпропетровськ
НГУ
2014

УДК 681.58:621.382(075.8)
ББК 31.291:04я73
Б83

Рекомендовано до друку редакційною радою Державного вищого навчального закладу «Національний гірничий університет» (протокол № 4 від 20.03.2014 р.).

Рецензенти:

Ю.В. Куваєв, канд. техн. наук, професор кафедри відновлюваних джерел енергії Державного ВНЗ «НГУ»;

О.М. Галушко, канд. техн. наук, доцент кафедри безпеки інформації і телекомунікацій Державного ВНЗ «НГУ».

Бородай, В.А.

Б83 Практична схемотехніка в електроприводі [текст]: навчальний посібник (лабораторний практикум) / В.А. Бородай, Савченко С.Б., Р.О. Боровик – Д.: Державний ВНЗ «НГУ», 2014. – 183 с.

Видання присвячено питанням розрахунку і побудови типових схем аналогової та цифрової електроніки. Розглянуто принципи синтезу окремих аналогових модулів та цифрових систем керування електроприводами на базі інтегральної мікросхемотехніки.

Розраховано на студентів вузів, які навчаються за напрямом підготовки «Електромеханіка» та споріднених спеціальностях електротехнічного профілю. Може стати у пригоді спеціалістам, які працюють у сфері проектування та експлуатації електроприводів.

УДК 681.58:621.382(075.8)
ББК 31.291:04я73

© В.А. Бородай, С.Б. Савченко, Р.О. Боровик 2014
© Державний ВНЗ «НГУ», 2014

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	5
I. ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	7
1.1. Класифікація вторинних джерел живлення.....	7
1.2. Випрямлячі.....	9
1.2.1. Відомості і класифікація схем випрямлячів.....	9
1.2.2. Аналіз схем випрямлення.....	12
1.2.3. Однонапівперіодна схема випрямлення.....	12
1.2.4. Двофазна нульова схема.....	17
1.2.5. Однофазна мостова схема.....	19
1.2.6. Трифазна нульова схема.....	21
1.2.7. Трифазна мостова схема.....	23
1.2.8. Вплив характеру навантаження на роботу випрямляча.....	26
1.2.9. Схеми випрямлячів із множенням напруги.....	29
<i>Лабораторна робота №1 «Робота некерованих випрямлячів на активно-ємкісне навантаження».....</i>	<i>34</i>
1.3. Стабілізатори напруги і струму.....	41
1.3.1. Класифікація стабілізаторів.....	41
1.3.2. Параметричні стабілізатори напруги.....	43
1.3.3. Джерела зразкової (опорної) напруги і струму.....	46
1.3.4. Аналогові компенсаційні стабілізатори постійної напруги.....	49
1.3.5. Імпульсні компенсаційні стабілізатори постійної напруги.....	51
<i>Лабораторна робота №2 «Компенсаційні стабілізатори напруги із безперервним та імпульсним принципом роботи».....</i>	<i>56</i>
1.4. Згладжувальні фільтри.....	60
1.4.1. Основні параметри згладжувальних фільтрів.....	60
1.4.2. Прості згладжувальні фільтри.....	61
1.4.3. Складні згладжувальні фільтри.....	63
<i>Контрольні запитання.....</i>	<i>67</i>
II. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ.....	68
2.1. Загальні відомості.....	68
2.1.1. Принципова і еквівалентна схеми ОП.....	68
2.1.2. Параметри і характеристики ОП.....	70
2.1.3. Умовні та графічні позначення ОП.....	73
2.1.4. Конструктивне оформлення ОП.....	74
2.1.5. Класифікація ОП і компараторів.....	76
2.1.6. Допоміжні кола ОП.....	78
2.2. Типові схеми увімкнення ОП.....	82

2.2.1. Масштабний підсилювач.....	82
2.2.2. Використання масштабних підсилювачів.....	84
2.2.3. Диференційний підсилювач.....	86
2.2.4. Функціональні перетворювачі.....	89
2.2.5. Аналогові ключі і компаратори.....	94
<i>Лабораторна робота №3 «Типові схеми увімкнення ОП – підсилення, додавання і порівняння».....</i>	<i>100</i>
2.3. Операційні перетворювачі.....	106
2.3.1. Інтегратори.....	106
2.3.2. Пропорційно-інтегральний регулятор.....	107
2.3.3. Активні фільтри.....	109
2.3.4. Генератори.....	112
<i>Контрольні запитання.....</i>	<i>115</i>
<i>Лабораторна робота №4 «Частотно-залежні схеми ОП».....</i>	<i>116</i>
III. ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ.....	122
3.1. Класифікація логічних пристроїв.....	122
3.2. Головні положення алгебри логіки.....	122
3.3. Способи запису функції алгебри логіки.....	124
<i>Лабораторна робота №5 «Комбінаційні схеми в побудові систем керування електроприводами».....</i>	<i>129</i>
3.4. Відомості щодо тригерних елементів.....	133
3.5. Мультиплексори та демультиплексори.....	136
3.6. Лічильники.....	137
<i>Лабораторна робота №6 «Цифрові таймери у схемах керування електроприводами».....</i>	<i>141</i>
3.7. Аналогово-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі	145
3.8. Шифратори та дешифратори.....	151
<i>Контрольні запитання.....</i>	<i>154</i>
<i>Лабораторна робота №7 «Застосування ЦАП і АЦП для перетворення аналогово-цифрових сигналів».....</i>	<i>155</i>
<i>Лабораторна робота №8 «Застосування комбінаційних схем дешифрації».....</i>	<i>160</i>
ДОДАТКИ.....	164
А. Довідкові дані діодів з робочою частотою до 50 кГц.....	164
Б. Таблиця відповідності мікросхем з бібліотек пакету EWB5.12.....	170
В. Приклад Mathcad програми для визначення параметрів генераторів на ОП.....	175
Г. Приклад проектування схеми керування 4-поверхового ліфту.....	179
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	181

ПЕРЕДМОВА

Схемотехніка – дисципліна присвячена дослідженню і розробці схемних рішень на базі дискретних елементів та інтегральних мікросхем (ІМС), де під схемним рішенням розуміють комплекс з'єднань ІМС та інших електронних компонентів, що виконують окремі технологічні функції.

Розвиток сучасного електропривода та автоматики передбачає наявність систем керування побудованих на швидкісній аналоговій та високоточній цифровій схемотехніці. Схеми управління вентильними та транзисторними перетворювачами, регулятори положення, швидкості та струму двигунів, жорсткі цифрові автомати з релейним та аналоговим контролем технологічного процесу мають місце у складі сучасних комплектних електроприводів. На теперішній час все частіше у електроприводі використовуються нейро- та фазі-регулятори, мікроЕОМ та локальні обчислювальні мережі. Їх використання є важливою умовою покращення ергономіки обладнання, прискорення процесу його ремонту і в кінцевому рахунку покращення якості продукції, що випускається за допомогою електропривода.

Друга половина двадцятого сторіччя може бути відзначена появою операційних підсилювачів побудованих за інтегральним принципом. З цього моменту область їх застосування значно розширилась. Поясненням тому є простіша реалізація електронних пристроїв на базі ІМС операційних підсилювачів ніж на окремих електронних елементах. До їх переваг також слід віднести значно менші масогабаритні показники і кращі характеристики точності, спрощену технологію налагодження і ремонту.

Створення великих цифрових ІМС забезпечило прискорення процесу збору і обробки інформації та розширило функціональні можливості електронних пристроїв. Крім того поява мікропроцесорів і одно-кристальних ЕОМ, з високою швидкістю виконання складних математичних операцій, відкрило можливість для реалізації практично любых алгоритмів автоматичного управління.

Сьогодні ІМС широко застосовують в схемах джерел вторинного електропостачання. Це стосується випрямлячів побудованих на мікроборках, ІМС стабілізаторів та перетворювачів напруги. Тому кваліфікований розробник нової електронної апаратури для електроприводів повинен володіти не тільки знаннями схемних рішень пристроїв автоматизації, а й уміло застосовувати досвід накопичений у других галузях техніки при створенні електронних пристроїв.

Інтегральні мікросхеми і електронні пристрої на їх основі прийнято розподіляти на аналогові та цифрові у залежності від вигляду сигналів, з якими вони оперують. В окрему групу виділяють пристрої, що забезпечують перетворення аналогових сигналів у цифрові та навпаки.

Під терміном *сигнал* розуміють фізичну величину, значення якої змінюється в часі, а її величина відображає інформацію. Зазвичай на практиці в системах електроприводів користуються аналоговими або імпульсними сигналами.

Аналоговий сигнал – це фізична величина, яка у загальному випадку може приймати безкінечно велике число значень при безкінечній кількості моментів виміру. Як правило, це безперервно змінний сигнал, хоча в конкретному випадку його значення може залишатись постійним. Він характеризується амплітудою X_m та періодом T . Найбільш часто для нього використовується синусоїдальна форма. Перевагою такої форми є те, що відповідна тригонометрична функція є розв'язанням цілого ряду лінійних диференціальних рівнянь, які описують як фізичні явища, так і властивості лінійних кіл. Таким чином, якщо на вході такого кола діє синусоїдальний сигнал, то і на його виході буде також синусоїдальний сигнал, хоча у загальному випадку його амплітуда та фаза будуть відрізнятись. Пристрої, які оперують з аналоговими сигналами, називаються аналоговими.

Імпульсний сигнал – це короткочасне відхилення фізичної величини від попереднього стану, наприклад, нульового рівня. Поняття «короткочасне відхилення» передбачає, що імпульсний сигнал існує протягом короткого інтервалу часу, який суттєво менше часу спостереження, або постійної часу дослідного електричного кола.

Основні параметри, якими характеризуються імпульсні сигнали – амплітуда X_m , тривалість t та період слідування T . Причому останній параметр визначається тільки для послідовностей імпульсів. Сигнал прямокутної форми, який широко застосовується в електронних пристроях, може розглядатись як імпульсний. Пристрої, які оперують з імпульсними сигналами, називаються імпульсними.

На завершення передмови слід зауважити, що знання та досвід, які отримуються у результаті вивчення дисципліни «Практична схемотехніка в електроприводі» можуть стати у пригоді не тільки для конструювання систем керування електроприводами, а і стати базою у майбутній професійній діяльності у будь-якій галузі промисловості.

I. ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Живлення електронної апаратури зазвичай забезпечується вторинними джерелами, які у свою чергу отримують енергію з первинних джерел. До них можливо віднести різноманітні перетворювачі такі як – механічні генератори постійного та змінного струму, хімічні гальванічні батареї, термоелектричні та термоємнісні пристрої, світлові фотоелектричні елементи, паливні біохімічні установки, та інші. Для стаціонарних електронних пристроїв характерним є живлення від промислової електричної мережі змінного струму з частотою 50 Гц та необхідним рівнем напруги. Якість вторинних джерел електропостачання (ВДЕП) напряму впливає на коректну і безаварійну роботу електронних пристроїв та систем автоматизованого електропривода.

1.1. Класифікація ВДЕП

ВДЕП класифікують:

– за типом електроенергії первинного джерела:

- 1) постійна напруга,
- 2) однофазна або багатofазна змінна напруга,
- 3) комбінована з живленням постійною або змінною напругою;

– за вихідною потужністю:

- 1) мікропотужні (менше 1 Вт),
- 2) малопотужні (від 1 до 10 Вт),
- 3) середньої потужності (від 10 до 100 Вт),
- 4) підвищеної потужності (від 100 до 1000 Вт),
- 5) великої потужності (вище 1 кВт);

– за видом вихідної електроенергії:

- 1) з постійним струмом,
- 2) із змінним струмом;

– за номінальною вихідною напругою:

- 1) низькою (до 100 В),
- 2) середньою (від 100 до 1000 В),
- 3) високою (вище 1000 В);

– за системою стабілізації вихідної напруги:

- 1) стабілізована,
- 2) нестабілізована;

– за рівнем пульсацій випрямленої напруги:

- 1) з малим (менше 0,1 %),
- 2) з середнім (від 0,1 до 1%),
- 3) з великим (вище 1%);

– за припустимим відхиленням вихідної напруги від номінального значення:

- 1) низької точності (вище 5%),
- 2) середньої точності (від 1% до 5%),

- 3) високої точності (від 0,1% до 1%),
- 4) прецизійні (менше 1%);
– за числом виходів напруги живлення:

- 1) одноканальні,
- 2) багатоканальні,
– за способом стабілізації напруги:

- 1) з безперервним регулюванням,
- 2) з імпульсним регулюванням.

В якості інтегрального критерію оцінки вибору оптимального схемотехнічного рішення ВДЕП широко застосовується критерій ефективності. Зазвичай під ефективністю розуміється сукупність показників, які дозволяють кількісно оцінити ступень адаптованості системи до запропонованих вимог. Усі показники пристроїв електропостачання можливо розподілити за групами:

- а) функціональні; б) експлуатаційні; в) конструктивні; г) економічні.

До **функціональних** показників відносять кількісні і якісні характеристики такі, як номінальне значення напруги і струму, що формуються джерелом живлення, припустимі значення нестабільності питомих напруги та струму, коефіцієнт пульсацій і рівень шумів робочої напруги, ККД тощо.

До **експлуатаційних** відносять показники, які характеризують надійність, ергономічність і придатність до ремонту, безпечність обслуговування, час напруцювання на відмову, наявність аварійної сигналізації, ступінь захищеності на випадок аварії.

Конструктивні включають масо- і габаритні показники, вібро- і ударостійкість, влагозахищеність, ступінь використання стандартизованих і уніфікованих блоків, вузлів та деталей, технологічність конструкції тощо.

Економічні показники враховують матеріальні затрати на розробку, виробництво та експлуатацію.

Зазвичай інтегральний критерій формується із сукупності витрат

$$E = \sum_{i=1}^n g_i f(x_i),$$

де $f(x_i)$ – функція i -го показника x_i , g_i – ваговий коефіцієнт, який враховує ступінь важливості i -го показника.

Слід враховувати, що отримане оптимальне схемотехнічне рішення для ВДЕП може бути неефективним для усього електронного пристрою до складу, якого він входить.

Найбільш типовими є структури ВДЕП з трансформаторним та із безтрансформаторним входом. Зазвичай на практиці для стаціонарної електронної апаратури частіше використовується перший з них (рис. 1.1, а). До його складу входить трансформатор Tr , випрямляч B , згладжувальний фільтр Φ , компенсаційний ста-

білізатор *КС*. Джерелом живлення для них, зазвичай, є промислова мережа з напругою 220 В і частотою 50 Гц. У загальному випадку будь-який із блоків схеми (рис. 1.1, а) в конкретному ВДЕП може бути відсутній. Виключенням є тільки випрямляч, оскільки живлення електронних приладів здійснюється постійною напругою. Крім того, для отримання постійної напруги різного рівня, трансформатор ВДЕП оснащують декількома вторинними обмотками, де до складу схем кожної із них входять випрямляч, фільтр і стабілізатор.

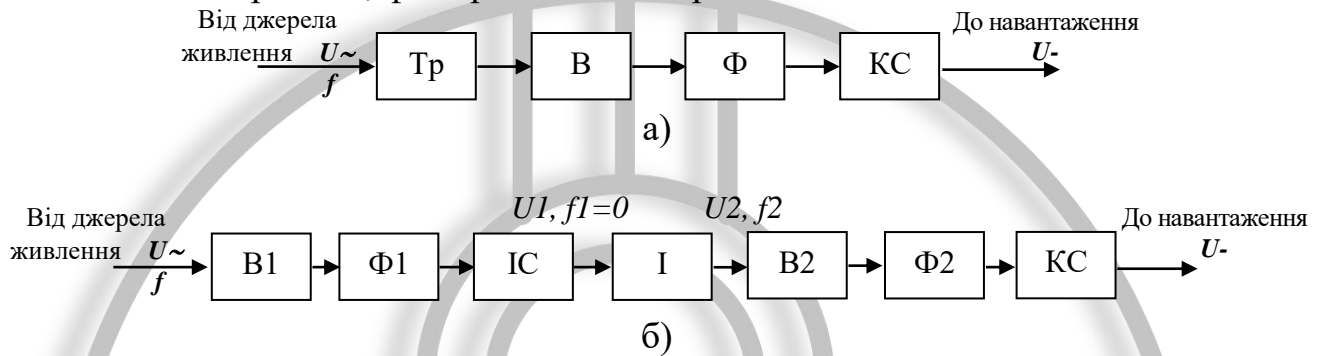


Рис. 1.1. Структурна схема а – трансформаторного ВДЕП, б – безтрансформаторного ВДЕП

Типова структура ВДЕП з безтрансформаторним входом зображена на рис. 1.1, б. На відміну від структури рис. 1.1, а до її складу входять два випрямляча *В1* і *В2*, два згладжувальних фільтри *Ф1* і *Ф2*, імпульсний стабілізатор *ІС*, інвертор *І* та вихідний компенсаційний стабілізатор. В якості джерела енергії також може використовуватись промислова мережа або генератор змінного струму. В такому ВДЕП використовується додатковий перетворювач вже сформованої постійної напруги $U1$ – у змінну напругу $U2$ із значно вищою частотою $f2$, що створюється інвертором *І*, до складу якого входить імпульсний трансформатор. Деяке ускладнення структури ВДЕП дозволяє суттєво зменшити його масо-габаритні показники і підвищити ККД.

1.2. Випрямлячі

Випрямляч – статичний пристрій перетворення змінної напруги в напругу постійного струму.

1.2.1. Відомості і класифікація схем випрямлячів

Випрямлячі класифікують за ознаками:

- а) з керованими та некерованими вентилями;
- б) за напругою перетворення – низька (до 1000 В) і висока (вище 1000 В);
- в) за потужністю – низька (до 1 кВт) і висока (вище 1 кВт);
- г) за режимом роботи – тривалий, короткочасний, повторно-короткочасний та імпульсний;
- д) за схемою випрямляча – одно- і багатозфазний, одно- і двотактний.

Розглянемо основні експлуатаційні параметри напівпровідникових діодів. Під ідеальним діодом розуміють функціональний елемент, який має властивість односторонньої провідності, що пов'язана з стрибкоподібною здатністю змінювати величину опору електричному струму від нуля до нескінченності у залежності від знаку прикладеної напруги. Отже коли до аноду діода прикладається позитивний потенціал, а до катоду негативний, то він відкритий ($r_{\partial} \approx 0, \text{ Ом}$) і навпаки, якщо потенціали прикладаються зворотно, то закритий ($r_{\partial} \rightarrow \infty, \text{ Ом}$) рис. 1.2, а.

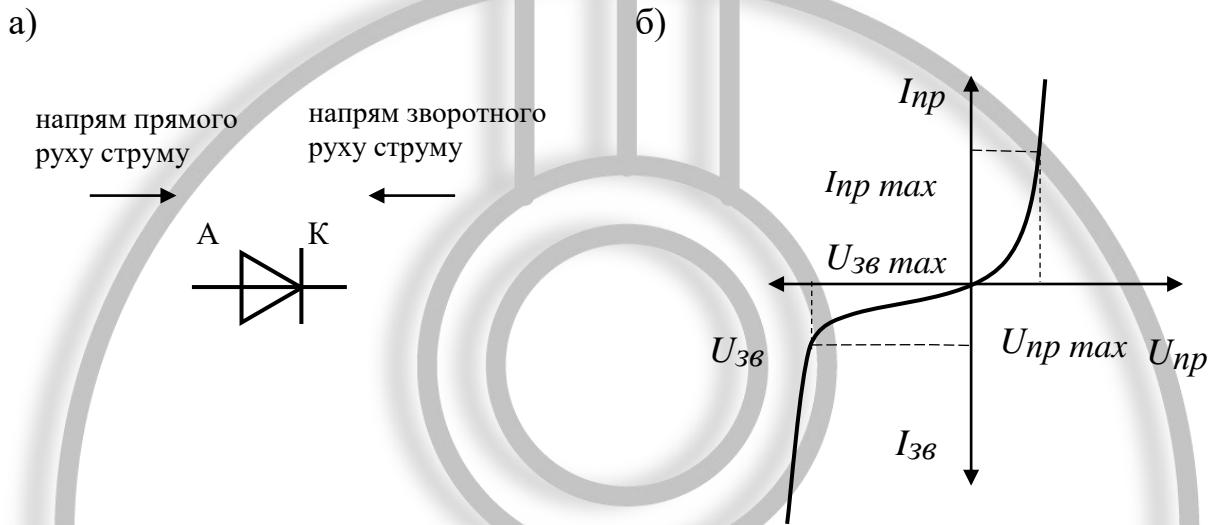


Рис. 1.2. Характеристика діода а – умовне зображення, б – вольт-амперна характеристика

На рис. 1.2, б зображена вольт-амперна характеристика діода, яка відрізняється від ідеального. Гранично-експлуатаційні дані, що характеризують діоди:

- 1) Падіння напруги на відкритому діоді – U_{np} , В. Може коливається у межах від 0,3 до 1,5 В, хоча на практиці приймають 0,7 В.
- 2) Максимальний постійний струм через відкритий діод – $I_{np. max}$, А.

Параметри – прямий опір $r_{np} = \Delta U_{np} / \Delta I_{np}$ і максимальний струм визначають граничний рівень нагріву діода із збереженням робочого стану. Тому є важливим контроль правильного вибору $I_{np. max}$ діодів при схемотехнічному проектуванні.

- 3) Максимальна зворотна напруга – $U_{zv. max}$, В.

Невірно обране її значення може призвести до пробую $p-n$ переходу.

Зазвичай вибір діода для випрямлячів визначається техніко-економічними показниками та умовами експлуатації. Необхідно також керуватися вимогами до надійності, ККД, технологічності та вартості.

На теперішній час існує значна кількість схем випрямлячів змінного струму.

Однонапівперіодні (однотактні) схеми характеризуються тим, що струм у вторинній обмотці трансформатора і відповідних діодах протікає не більше половини періоду фазної напруги.

У двохнапівперіодних (двотактних) схемах випрямлення струм у вторинній обмотці трансформатора протікає протягом обох напівперіодів.

Залежно від виду живильної мережі випрямлячі діляться на однофазні, що живляться від однофазного джерела і трифазні – від трифазного джерела.

Для потужних випрямлячів (десятки і сотні кіловат) можуть штучно створюватись додаткові обмотки трифазного трансформатора, таким чином симулюючи шестифазну систему напруг. Ця група схем відноситься до багатофазних схем випрямлення.

Випрямлячі характеризуються наступними параметрами:

- 1) середнє значення випрямленої напруги U_0 , В;
- 2) середнє значення випрямленого струму I_0 , А;
- 3) потужність у колі випрямленої напруги $P_0=U_0I_0$, Вт;
- 4) коефіцієнт пульсацій k_{Π} , що дорівнює відношенню амплітуди 1-ї гармоніки U_{m1} пульсацій на навантаженні до напруги U_0 ,

$$k_{\Pi} = \frac{U_{m1}}{U_0} \quad (1.1)$$

Іноді коефіцієнт пульсацій визначається, як відношення різниці максимального і мінімального значення напруги на навантаженні до подвоєного значення середньої випрямленої напруги (згідно рис. 1.3).

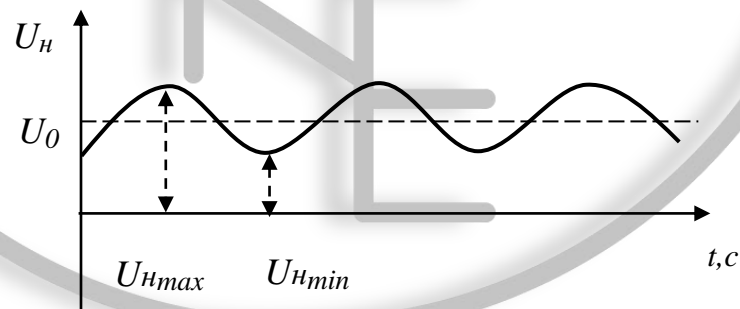


Рис. 1.3. До пояснення розрахунку коефіцієнта пульсацій

$$k_{\Pi} = \frac{U_{nmax} - U_{nmin}}{2U_0} \quad (1.2)$$

- 5) діюче і амплітудне значення струму випрямлення I, I_m, A ;
- 6) максимальна зворотна напруга на діодах $U_{зв. \max}$,
- 7) коефіцієнт використання трансформатора

$$k_{\text{тр}} = P_0 / S_{\text{тр}}, \quad (1.3)$$

де $S_{\text{тр}} = (S_1 + S_2) / 2$ – габаритна потужність трансформатора; S_1, S_2 – відповідно повні потужності первинної та вторинної обмоток.

Для співставлення різних схем випрямлення користуються коефіцієнтом випрямлення m , який пов'язаний із кількістю фаз випрямленої змінної напруги p і числом напівперіодів q цієї напруги у якій працюють діоди.

$$m = p q \quad (1.4)$$

1.2.2. Аналіз схем випрямлення

Запропонований аналіз проведено для випрямлячів, які працюють з силовими трансформаторами, що перетворюють синусоїдальну напругу. Це дозволяє узагальнити отримані результати. При цьому слід враховувати, що показані відношення справедливі й у тому випадку коли замість вторинної обмотки трансформатора до випрямляча приєднується обмотка статора синхронного генератора, що генерує синусоїдальну однофазну напругу

або трифазну

$$u_2 = U_{2m} \sin(\omega t)$$

$$u_a = U_{am} \sin(\omega t)$$

$$u_b = U_{bm} \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$u_c = U_{cm} \sin(\omega t + 120^\circ).$$

1.2.3. Однонапівперіодна схема випрямлення

Принцип дії випрямляча розглянемо користуючись схемою і часовими діаграмами, що представлені на рис. 1.4. У позитивний напівперіод діод $VD1$ відкритий і вся напруга прикладається до навантаження R_H . В негативний напівперіод діод закрито і струм через нього не тече, а вся напруга вторинної обмотки трансформатора прикладається до $VD1$ рис. 1.4, б. Зважаючи на те, що кількість фаз і напівперіодів роботи діода випрямляча дорівнює 1, значення постійної складової

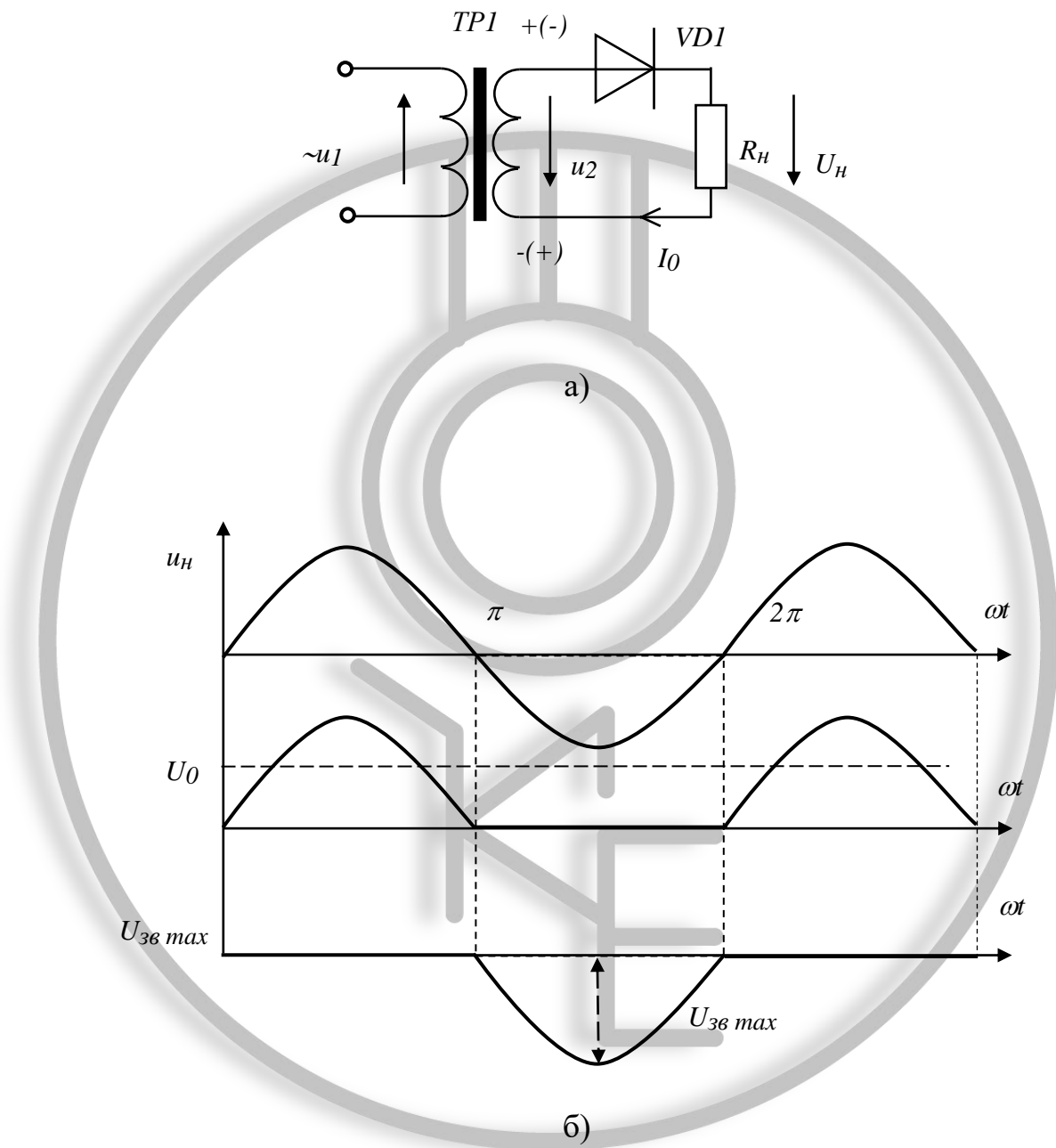


Рис. 1.4. До пояснення принципу роботи однонапівперіодного випрямляча

а – принципова схема; б – часові діаграми

випрямленої напруги знаходять, як інтеграл за період від миттєвого значення напруги на вторинній обмотці трансформатора. З урахуванням того, що струм в навантаженні тече тільки протягом одного напівперіоду отримуємо

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}, \quad (1.5)$$

де U_{2m} , U_2 – амплітудне і діюче значення напруги вторинної обмотки.

Діюче значення струму, що тече через вторинну обмотку трансформатора тільки протягом одного напівперіоду, визначається із рівняння:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2(\omega t) d\omega t} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{U_{2m}}{2R_f} \quad (1.6)$$

тоді з урахуванням (1.5)

$$I_2 = \frac{\pi U_0}{2R_H} = \frac{\pi}{2} I_0 \quad (1.7)$$

Виходячи з того, що у негативний напівперіод уся напруга прикладається до діоду, то її максимальне значення дорівнює:

$$U_{зв. \max} = U_{2m} = \pi U_0. \quad (1.8)$$

Для визначення коефіцієнта пульсацій однонапівперіодної схеми скористаємось миттєвим значенням напруги на навантаженні, як парною функцією:

$$u_H(\omega t) = u_H(-\omega t).$$

Форма напруги на навантаженні для однонапівперіодних схем має вигляд рис. 1.5,

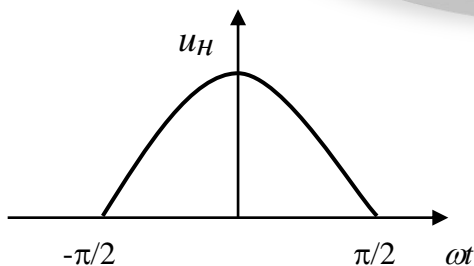


Рис. 1.5. До пояснення розрахунку коефіцієнта пульсацій випрямляча

а її опис відповідає рівнянню:

$$u_H = \begin{cases} 0 & \text{при } -\pi \leq \omega t < -\frac{\pi}{2} \\ U_{2m} \cos(\omega t) & \text{при } -\frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{при } \frac{\pi}{2} < \omega t \leq \pi \end{cases}.$$

Розклад цієї парної функції у ряд Фур'є дає амплітуду k -ої гармоніки:

$$U_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} u_i \cos(k\omega t) d\omega t$$

Тоді для першої гармоніки маємо:

$$U_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} u_i \cos(\omega t) d\omega t = \frac{U_{2m}}{2} \quad (1.9)$$

Скориставшись (1.9) коефіцієнт пульсацій однонапівперіодної схеми випрямляча визначається

$$k_{\Pi} = U_{m1}/U_0 = \pi/2 \approx 1,57.$$

Ефективність роботи трансформатора на цю схему випрямлення базується на габаритній потужності трансформатора

$$S_{\text{тр}} = (S_1 + S_2)/2, \quad (1.10)$$

де $S_1 = I_1 U_1$ – повна потужність первинної обмотки, $S_2 = I_2 U_2$ – повна потужність вторинної обмотки.

Середні значення потужності і струму, що виділяються у навантаженні без урахування витрат енергії на вторинній обмотці трансформатора та діодах, відповідно дорівнюють

$$P_0 = I_0 U_0, \quad (1.11)$$

$$I_0 = U_0 / R_H. \quad (1.12)$$

Потужність вторинної обмотки трансформатора знаходиться за рівнянням

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi^2 U_0^2}{2\sqrt{2}R_H} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_0 \approx 3,43 P_0, \quad (1.13)$$

а струм

$$I_1 = \frac{1}{k_T} I_2 \approx \frac{1}{k_T} \sqrt{I_2^2 - I_0^2} = \frac{U_0}{k_T R_H} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1}, \quad (1.14)$$

де $I_2 \approx$ – змінна складова струму вторинної обмотки, k_T – коефіцієнт трансформації.

Напруга на первинній обмотці трансформатора визначається

$$U_1 = k_T U_2 = k_T \pi U_0 / \sqrt{2}.$$

Відповідно повна потужність, яка підводиться до первинної обмотки трансформатора дорівнює

$$S_1 = \frac{\pi U_0^2}{\sqrt{2}R_H} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = \frac{\pi P_0}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \approx 2,69 P_0. \quad (1.15)$$

Виходячи з (1.10), (1.14), (1.15) повна габаритна потужність трансформатора становить

$$S_{TP} = (2,69 P_0 + 3,43 P_0) / 2 \approx 3,1 P_0. \quad (1.16)$$

Отже, коефіцієнт використання трансформатора $k_{TP} = 0,3$.

До переваг схеми слід віднести її безумовну простоту.

Недоліки:

1. Велике значення зворотної напруги на діоді.
2. Мале значення середньої випрямленої напруги на навантаженні.
3. Великі пульсації випрямленого струму.
4. Змушене підмагнічування стрижня трансформатора.
5. Неефективне використання трансформатора.

1.2.4. Двофазна нульова схема

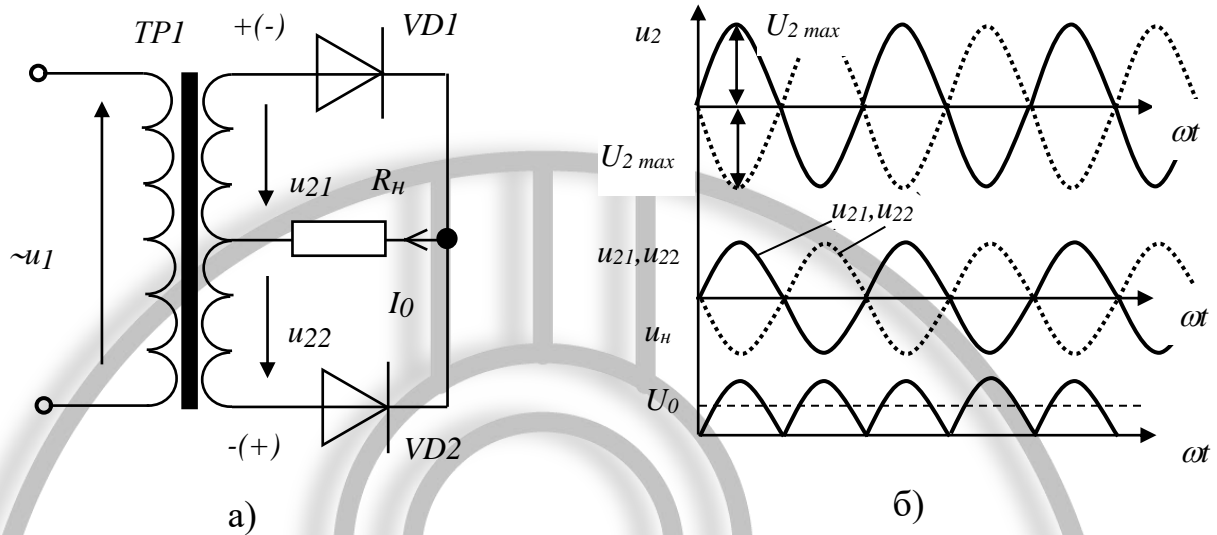


Рис. 1.6. а – Принципова схема б – Часові діаграми

Принцип дії

У випадку наявності позитивного потенціалу на аноді діода $VD1$ та негативного на аноді $VD2$ струм I_0 тече за напрямом «+» верхньої клеми вторинної обмотки трансформатора, $VD1$, навантаження R_H та нульовий вхід вторинної обмотки (рис. 1.6, а). Діод $VD2$ для зазначеного стану схеми закрито. При зміні полярності діоди міняються місцями – $VD1$ закрито, а $VD2$ відкрито. Тепер струм I_0 тече за напрямом «+» з нижньої клеми вторинної обмотки трансформатора, $VD2$, навантаження R_H та нульовий вхід вторинної обмотки. Напрямок струму через навантаження в обох випадках зберігається.

Зважаючи на те, що число фаз випрямляча напруги дорівнює $p=2$, а кількість напівперіодів роботи діодів $q=1$, коефіцієнт випрямлення, для схеми що розглядається, становить величину $m=pq=2$.

Постійна складова випрямленої напруги визначається так

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}. \quad (1.17)$$

Значення максимальної зворотної напруги на діодах дорівнює

$$U_{зв. max} = 2U_{2m} = \pi U_0. \quad (1.18)$$

Для визначення коефіцієнта пульсації двохнапівперіодної схеми скористаємося коефіцієнтом випрямлення $m \geq 2$.

$$U_{1m} = \frac{m}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} U_{2m} \cos(\omega t) \cos(m\omega t) d\omega t = \frac{2}{m^2 - 1} U_0. \quad (1.19)$$

$$k_{\Pi} = 2/(m^2 - 1) = 2/3 = 0,67. \quad (1.20)$$

Враховуючи те, що кожна із складових вторинної обмотки працює тільки половину періоду напруги, діюче значення струму можливо знайти з (1.6) із урахуванням (1.17)

$$I_2 = I_{21} = I_{22} = \frac{\pi}{4} I_0. \quad (1.21)$$

Повна потужність двох вторинних обмоток дорівнює

$$S_2 = 2I_2U_2 = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} P_0 \approx 1,74P_0. \quad (1.22)$$

Приймаючи до уваги, те що число фаз у вторинної обмотки дорівнює $m=2$ і перевищує число фаз первинної обмотки у два рази, струм у первинній обмотці визначається

$$I_1 = \frac{1}{k_T} \sqrt{2} I_2 = \frac{\pi}{k_T 2\sqrt{2}} I_0. \quad (1.23)$$

Діюче значення напруги первинної обмотки знаходимо як

$$U_1 = k_T U_2 = \frac{k_T \pi}{2\sqrt{2}} U_0. \quad (1.24)$$

Відповідно повна потужність первинної обмотки дорівнює

$$S_1 = U_1 I_1 = \frac{\pi^2}{8} P_0 \approx 1,23P_0, \quad (1.25)$$

а габаритна потужність трансформатора

$$S_{TP} = \left(\pi^2 (\sqrt{2} + 1) / 16 \right) P_0 \approx 1,48P_0 \quad (1.26)$$

Таким чином, коефіцієнт використання трансформатора двохнапівперіодної схеми випрямлення становить $k_{\text{Тр}}=0,6$.

Переваги даної схеми у порівнянні з однонапівперіодною:

1. Менше підмагнічування магнітопроводу трансформатора.
2. Нижчий коефіцієнт пульсацій.
3. Середня випрямлена напруга вище у два рази.
4. Зростає коефіцієнт використання трансформатора.

Недоліки:

1. Подвійне значення зворотної напруги на діодах.
2. Ускладнення конструкції силового трансформатора із-за наявності двох однакових вторинних обмоток та збільшення масо-габаритних показників.

1.2.5. Однофазна мостова схема

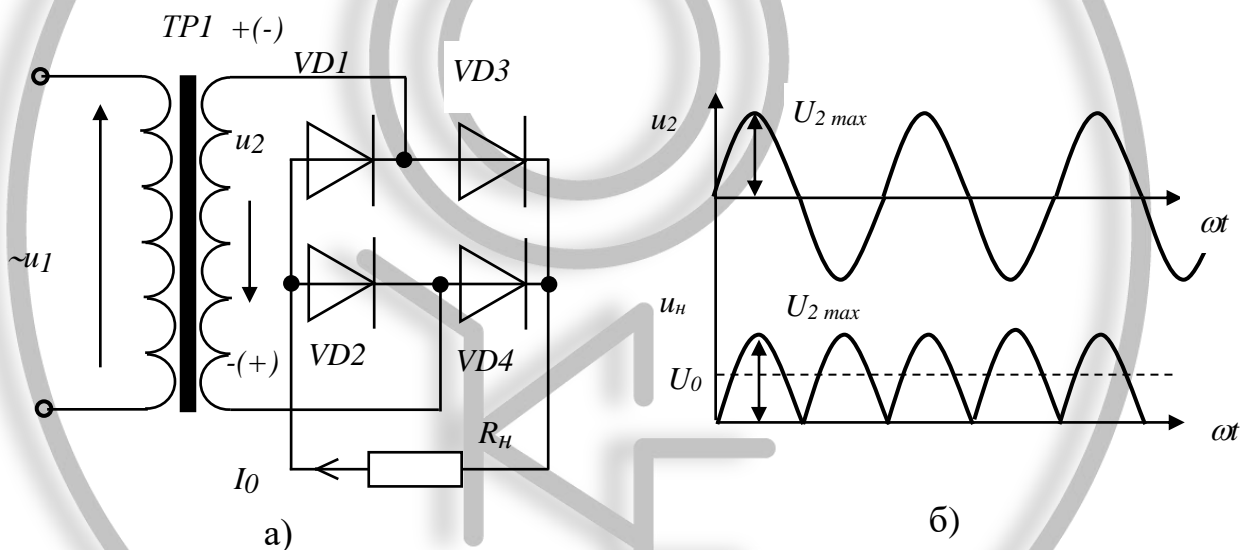


Рис. 1.7. а – Принципова схема б – Часові діаграми

Принцип дії мостової схеми, що зображена на рис. 1.7 полягає у наступному. В позитивний напівперіод при наявності на верхній клемі вторинної обмотки трансформатора високого потенціалу, шлях руху струму I_0 здійснюється за напрямом – «+» вторинної обмотки, діод VD_3 , навантаження R_n , далі VD_2 і нижня клемка вторинної обмотки трансформатора (знак «-»). При зміні полярності шлях струму I_0 змінюється – «+» з нижньої клемі вторинної обмотки, діод VD_4 , навантаження R_n , діод VD_1 верхня клемка вторинної обмотки трансформатора.

Коефіцієнт випрямлення мостової схеми також, як і для однофазної нульової схеми дорівнює $m = 2$.

Постійна складова випрямленої напруги у даному випадку визначається згідно (1.17) і має значення

$$U_0 = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cong 0,9U_2. \quad (1.27)$$

Максимальне значення зворотної напруги, яка прикладається до діодів, дорівнює

$$U_{зв. \max} = U_{2m} = \pi U_0 / 2. \quad (1.28)$$

Коефіцієнт пульсацій та діюча напруга на вторинній обмотці трансформатора для мостової схеми є такі ж, як і для двохфазної схеми.

$$k_{\Pi} = 0,67 \quad (1.29)$$

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2}} = 1,11U_0,$$

а діюче значення струму

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}}. \quad (1.30)$$

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора мостової схеми дорівнює повній потужності первинної обмотки

$$S_1 = S_2 = \pi^2 / 8 P_0. \quad (1.31)$$

Виходячи з наведеного вище, габаритна потужність для цього випадку знаходиться

$$S_{\text{тр}} = \pi^2 / 8 P_0 \approx 1,23 P_0, \quad (1.32)$$

при цьому коефіцієнт використання трансформатора для схеми, що розглядається, становить $k_{\text{тр}} \approx 0,8$.

Переваги:

1. Відсутній постійний струм підмагнічування стрижня трансформатора.
2. Максимальна зворотна напруга на діодах зменшилась у два рази у порівнянні з попередньою схемою.
3. Невеликий коефіцієнт пульсацій.
4. Ефективне використання трансформатора.

Мостова схема має кращі характеристики серед однофазних схем випрямлення, тому її частіше використовують на практиці. У тих випадках, коли необхідно отримати двополярне джерело живлення, використовують модифіковану мос-

тову схему з середньою крапкою вторинної обмотки трансформатора (рис. 1.8). Слід зауважити, що для цієї модифікації випрямляча необхідно забезпечити симетрію навантаження.

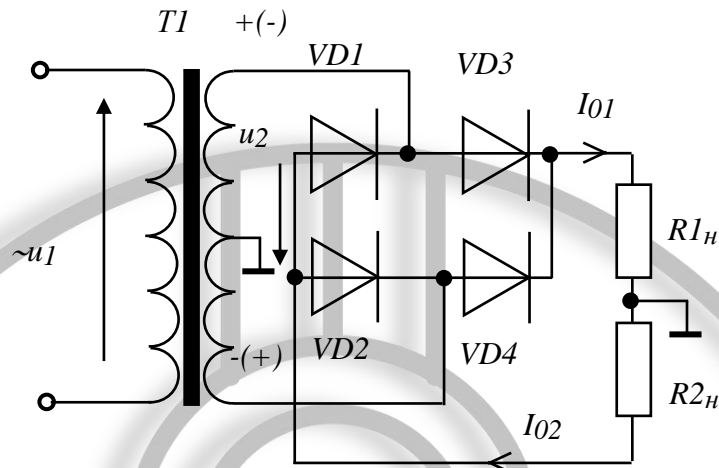


Рис. 1.8. Схема двохполярного джерела живлення

1.2.6. Трифазна нульова схема

На рис. 1.9 наведено принципову електричну схему та часові діаграми трифазного нульового випрямляча. Принцип його дії реалізує три однонапівперіодні випрямляча, які приєднуються до навантаження паралельно. Це можливо завдяки системі трифазного джерела живлення, яке експлуатується промисловістю. Виходячи із схемного рішення та пояснюючих часових діаграм видно, що кожен із діодів випрямляча за період працює один раз, а в кожен момент часу відкритий той діод де напруга найбільша і позитивна. Середня випрямлена напруга на навантаженні визначається за рівнянням

$$U_0 = \frac{3}{\pi} U_{m\phi} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{m\phi} \approx 0,827 U_{m\phi},$$

де $U_{m\phi}$ – амплітуда фазної напруги.

Вигляд миттєвого значення напруги навантаження (рис. 1.9, б) показує, що головною гармонікою такого типу випрямлячів є третя гармонійна складова. Тому коефіцієнт пульсацій дорівнює $k_n = \frac{U_{m3}}{U_0} = 0,25$, максимальна зворотна напруга на діодах становить $U_{зв\partial} = U_{мл} = \sqrt{3} U_{\phi}$.

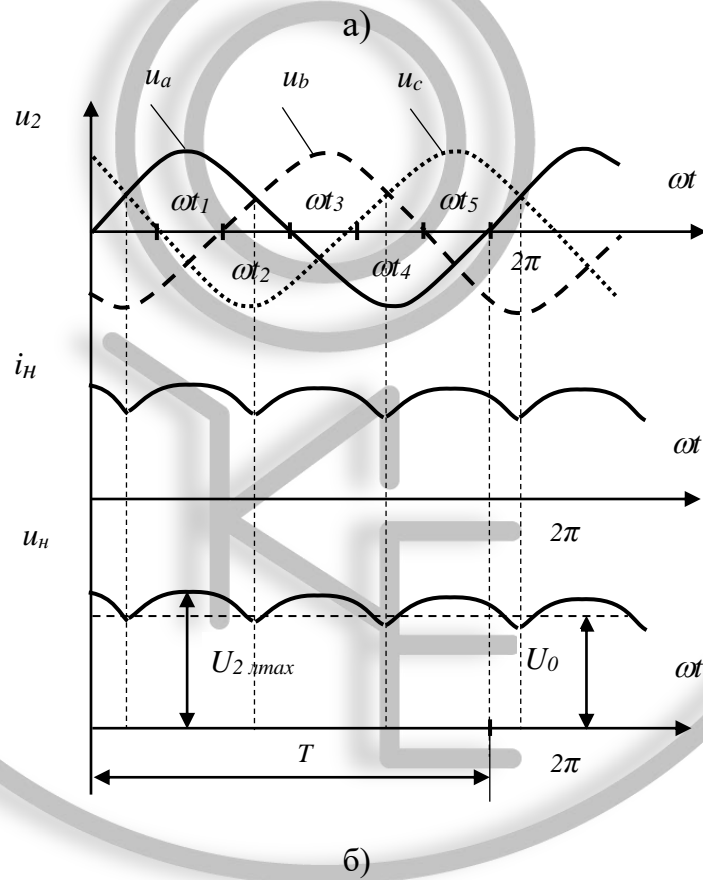
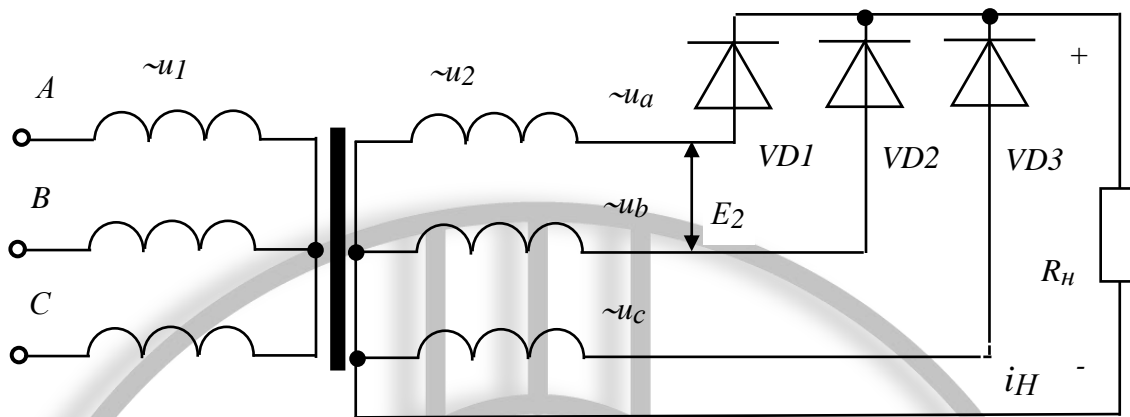


Рис. 1.9. Схема (а) та часові діаграми (б) трифазного нульового випрямляча

1.2.7. Трифазна мостова схема

На рис. 1.10 зображено схему мостового трифазного випрямляча, що приєднано до трифазного силового трансформатора, у якого обмотки з'єднані за схемою зірка/зірка, а на рис. 1.11 наведені часові діаграми його роботи.

Схема складається з двох трифазних нульових випрямлячів, виходи яких приєднані послідовно між собою і використовують одну загальну трифазну обмотку трансформатора. Перший випрямляч включає трифазну вторинну обмотку трансформатора і діоди $VD1$, $VD3$, $VD5$, а другий ту ж обмотку і діоди $VD2$, $VD4$, $VD6$. Середня випрямлена напруга з кожного із випрямлячів дорівнює $U_{01}=U_{02}=1,17U_2$, а загальна напруга на виході випрямляча становить $U_0=U_{01}+U_{02}=2,34U_2$. Клему нульової крапки використовують у тих випадках, коли необхідно отримати двополярне джерело живлення.

Схема працює наступним чином. В інтервалі від ωt_1 до ωt_2 (рис. 1.11) напруга фази «а» вторинної обмотки u_a є позитивною і найбільшою. Тому на цьому інтервалі діод $VD1$ відкритий і струм i_a тече від фази «а», через $VD1$, опір навантаження R_H до загальної анодної групи діодів $VD2$, $VD4$, $VD6$. З останніх відкритим стане той діод, напруга на катоді якого буде найбільшою і негативною.

Таким в інтервалі від ωt_1 фази до ωt_2 (рис. 1.11) буде діод $VD4$, напруга на катоді якого u_b , а у інтервалі від ωt_2 до ωt_3 – діод $VD6$, де напруга на катоді u_c . Фаза «а» в цей же період знову буде працювати, коли напруга на ній буде найбільшою і негативною $VD2$ (інтервал $\omega t_4 - \omega t_5$). Струм при цьому буде текти через діод $VD3$ (інтервал $\omega t_4 - \omega t_5$), де найбільший позитивний потенціал на аноді, а потім з $VD5$ (інтервалі $\omega t_5 - 2\pi$), де далі виникають подібні умови роботи (напруга u_c). Таким чином, із графіка рис. 1.11 бачимо, що кожен діод випрямляча за період працює один раз, а через кожну фазу струм тече по два рази, причому у зворотних напрямках. Це означає, що у фазах вторинної обмотки трансформатора постійна складова струму відсутня.

Струм, що тече через вторинні обмотки трансформатора має форму імпульсів близьку до прямокутників (рис. 1.11). Для цього припущення діюче значення струму фази вторинної обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_0^2 d\omega t} = 0,821I_0, \quad (1.33)$$

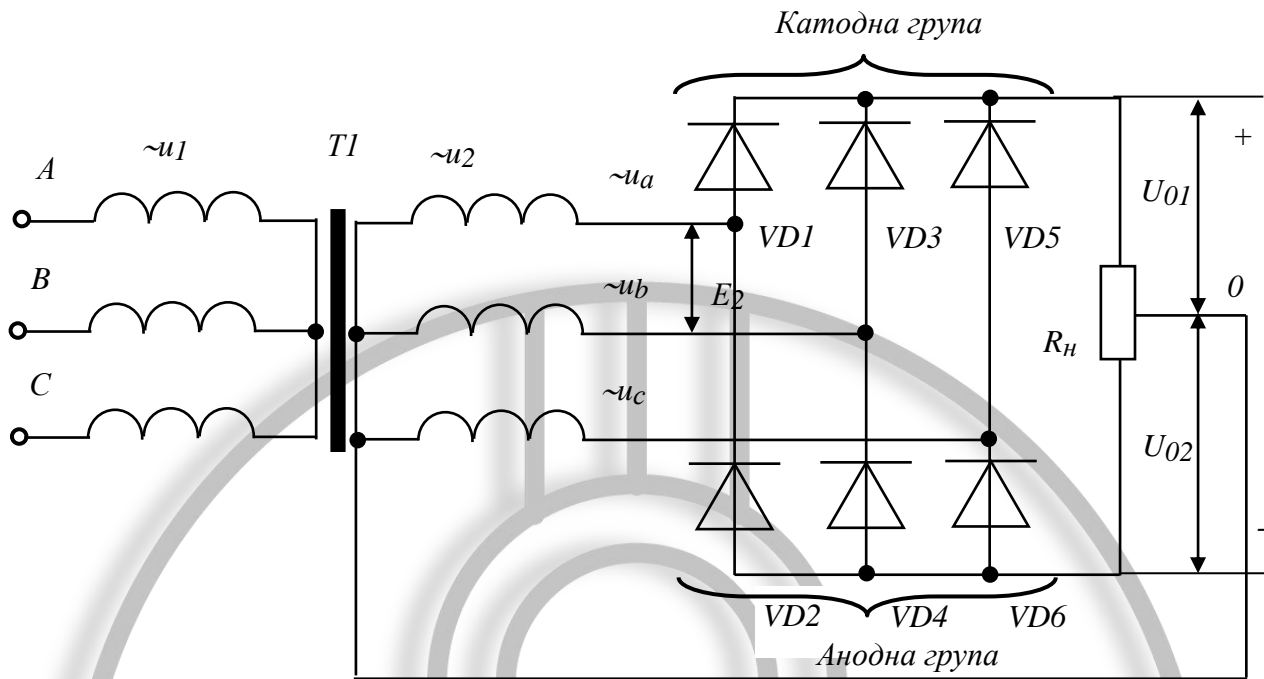


Рис. 1.10. Схема трифазного мостового випрямляча

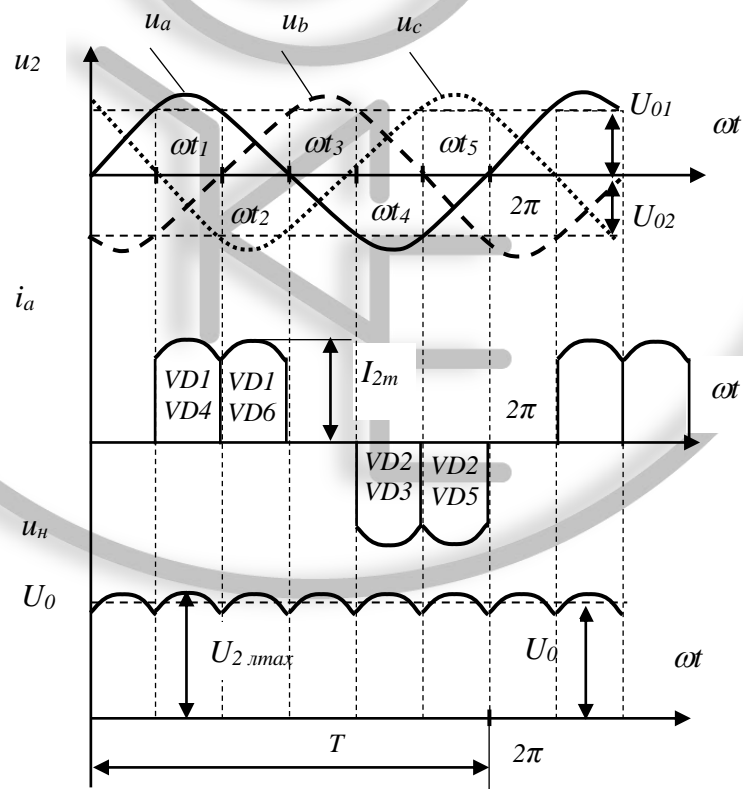


Рис. 1.11. Часові діаграми мостового випрямляча

а через кожен діод $I_d = I = I_2 / \sqrt{2} = 0,58I_0$. Струм первинної обмотки має таку ж форму, що і струм вторинної обмотки, але амплітуда його відрізняється у k_T разів. Зважаючи на те, що у кожний момент часу відкрито по одному діоду із загальних анодної та катодної груп, вихідна напруга $u_H = U_0$ буде дорівнювати різниці між миттєвими значеннями фазних напруг, тобто миттєвому лінійному значенню. При цьому амплітудне значення $u_{Hm} = U_{2лm}$ дорівнюють одне-одній. Середнє випрямлене значення напруги, що виражене через лінійне дорівнює $U_0 = 1,35U_{2л}$.

Для визначення коефіцієнту пульсацій за основною гармонікою скористаємось рівнянням (1.20), де $p=3$, $q=2$, $m=6$

$$k_{\Pi} = 0,057.$$

Зворотна напруга на діодах буде дорівнювати амплітудній лінійній $U_{2лm}$. Габаритна потужність трансформатора у трифазній мостовій схемі $S_{Tr} = S_1 = S_2$ менше ніж у будь-якій із попередніх схем. Дані щодо розглянутих схем випрямлення наведені у табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Зведена таблиця даних за схемами випрямлення

Схема випрямлення	m	U_2/U_0	I_2/I_0	k_{Π}	$I_1/k_T I_0$	S_1/P_0	S_2/P_0	S_{Tr}/P_0	$U_{зв. max}/U_0$
Однонапівперіодна	1	2,22	1,57	1,57	1,21	2,89	3,43	3,1	3,14
Двофазна нульова	2	1,11	0,79	0,67	1,11	1,23	1,74	1,48	3,14
Мостова двонапівперіодна	2	1,11	1,11	0,67	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57
Нульова трифазна	3	0,855	1,64	0,250	0,82	1,05	1,4	1,23	2,09
Мостова трифазна	6	0,427	0,82	0,057	0,82	1,05	1,05	1,05	1,05

Однофазні випрямлячі, що виконані за мостовою схемою, випускаються серійно у вигляді інтегральних і гібридних мікросхем. Так серія К142 має декілька схемотехнічних рішень: К142ИД1 – мостова схема, К142ИД2 – чотири діоди із загальним катодом, К142ИД3 – чотири діоди із загальним анодом, К142ИД4 – два кола із двох послідовно з'єднаних діодів. Їх параметри: $U_{зв. max} \leq 50$ В, $I_{пр ср} = 500$ мА, $I_{зв. ср} \leq 100$ мкА (при $U_{зв. max}$), $U_{пр} \leq 1,2$ В (при $I_{пр} = 0,5$ А). Існують й інші серії мік-

росборок випрямлячів КЦ402А,Б, КЦ412А,Б, які випускаються промисловістю і широко застосовуються у вторинних джерелах живлення.

1.2.8. Вплив характеру навантаження на роботу випрямляча

Зазвичай випрямлячі використовують для живлення навантаження через фільтр з індуктивним або ємнісним характером опору. Характерною особливістю роботи випрямлячів на ємкісне або індуктивне навантаження є те, що в інтервали часу, коли діоди відкрито, в індуктивності накопичується магнітна, а в ємкості електрична енергія.

Робота випрямляча на індуктивне навантаження

Особливістю такого режиму роботи є те, що ЕРС самоіндукції прагне при зміні знаку прикладеної напруги зберегти позитивний потенціал на аноді діода і відповідно продовжити час протікання струму через діод.

Чим більша індуктивність і відповідно постійна часу навантаження $\tau=L/R_H$, тим більше форма струму вторинної обмотки трансформатора та випрямляча прагне до прямокутника. При цьому зменшуються пульсації на навантаженні I_H .

Процеси, які протікають у мостовій схемі з активно-індуктивним навантаженням (рис. 1.12, а), ілюструються часовими діаграмами рис. 1.12, б).

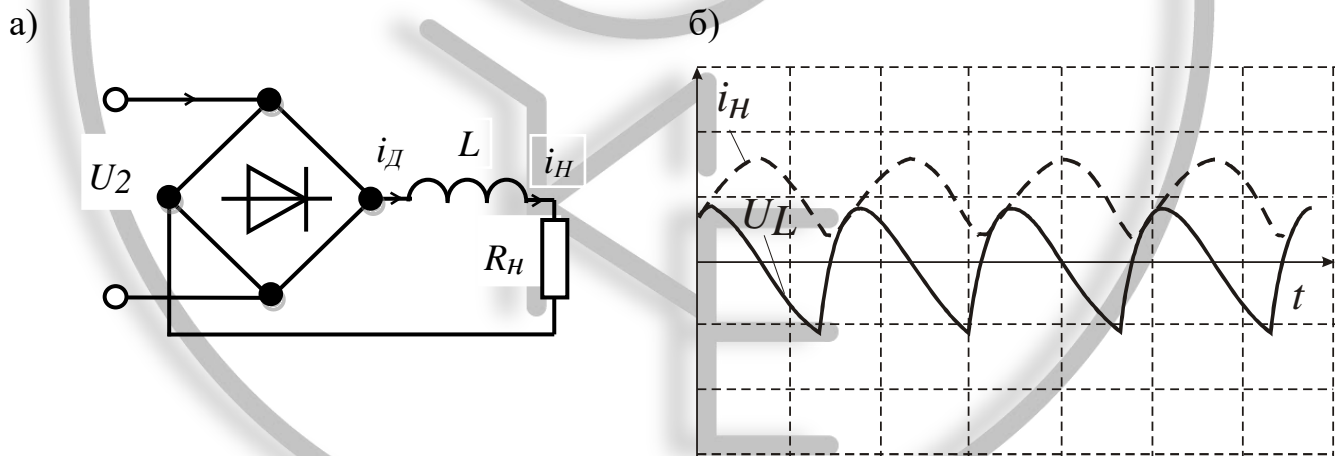


Рис. 1.12. До пояснення роботи випрямляча на ативно-індуктивне навантаження

Зазвичай навантаження, що включається послідовно з індуктивністю шунтується ємністю С, при цьому повинна виконуватись умова

$$m\omega L \gg 1 / (p\omega C) \ll R_H, \quad (1.34)$$

де ω – кутова частота напруги на виході випрямляча.

Рівняння (1.34) означає, що коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні буде багато менше ніж коефіцієнт пульсацій на вході індуктивності і уся змінна складова гаситься на індуктивності. Для раціонального забезпечення роботи випрямляча на індуктивне навантаження необхідно вибрати величину індуктивності більшим ніж критичне значення

$$L > L_{кр} = 2U_0 / [m(m^2 - 1)\omega I_{0 \min}], \quad (1.35)$$

де $I_{0 \min}$ – мінімально припустимий струм у навантаженні, який дорівнює амплітуді першої гармоніки струму пульсацій. У випадку недотримання цієї умови буде спостерігатись розривність струму у навантаженні.

Зовнішня характеристика випрямляча, що працює на LC – фільтр зображена на рис. 1.13.

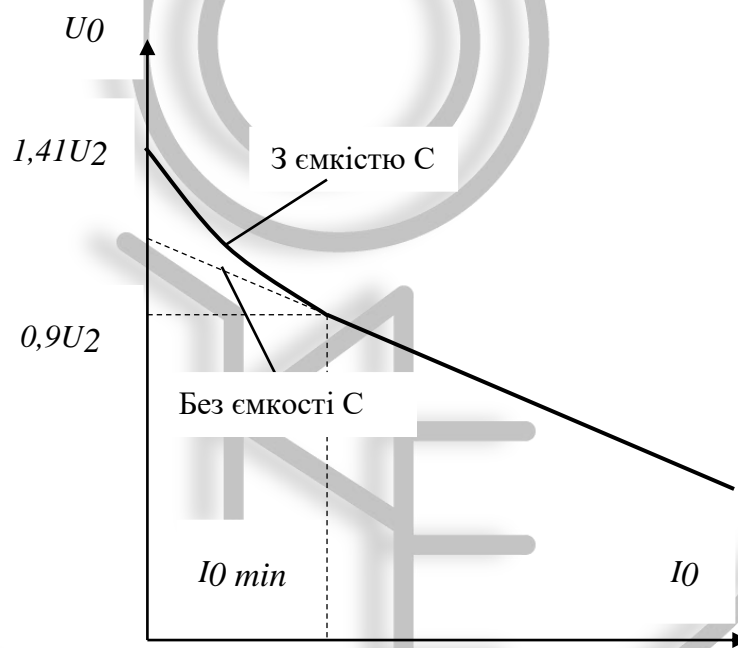


Рис. 1.13. Зовнішні характеристики випрямляча

Робота мостового випрямляча на індуктивне навантаження забезпечує можливість використання трансформатора з меншою габаритною потужністю ніж на активне навантаження $S_{Tr} = 1,11P_0$, що пояснюється меншим діючим значенням струму вторинної обмотки при прямокутній формі струму ніж при синусоїдальній. Випрямлячі із індуктивним навантаженням використовують при струмі електроживлення від одиниць до декількох десятків ампер.

Робота випрямляча на ємнісне навантаження.

Випрямлячі такого типу зазвичай використовують для роботи на навантаженні, струм в яких становить від долів міліампера до декількох ампер. Ефективність цього випрямляча у порівнянні з попереднім залежить від величини струму. Вона тим вища, чим менший струм. Принцип роботи розглянемо на прикладі схеми (рис. 1.14) скориставшись часовими діаграмами (рис. 1.15).

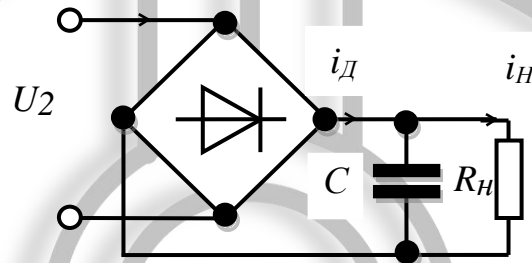


Рис. 1.14. До пояснення роботи випрямляча на активно-ємнісне навантаження

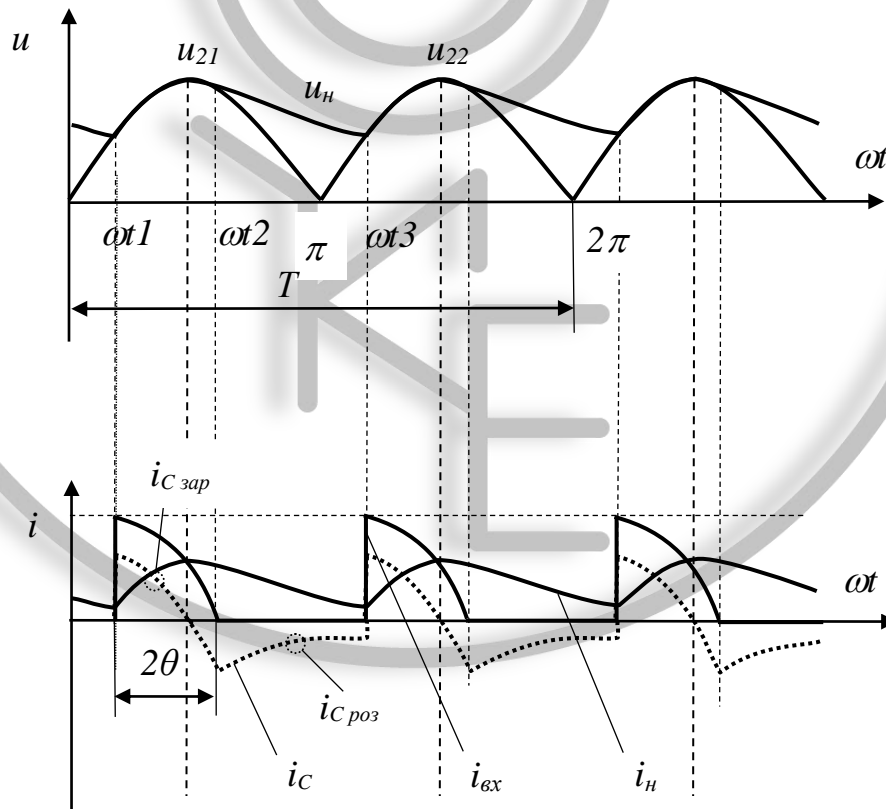


Рис. 1.15. Часові діаграми випрямляча рис. 1.14

На початку кожного напівперіоду напруга на виході випрямляча u_2 починає збільшуватись і в момент часу ωt_1 дорівнює напрузі на конденсаторі $u_C = u_H$. З цього моменту конденсатор починає заряджатись струмом i_C зар, який є частиною струму i_D діодів. Друга частка струму тече через навантаження. В момент часу ωt_2 напруга на вході випрямляча стає менше за напругу на конденсаторі. При цьому закриваються відповідні діоди і струм на виході випрямляча відсутній. Після цього до моменту ωt_3 , що відповідає наступному напівперіоду вхідної напруги, конденсатор розряджається через резистор навантаження. В цей час, зменшення напруги на конденсаторі не сприяє відкриттю відповідних діодів випрямляча.

В момент часу ωt_3 , вхідна напруга стає однаковою з напругою на конденсаторі, після чого діоди відкриваються і по ним тече струм I_D . Таким чином, струм через діоди випрямляча тече тільки у інтервалах часу 2θ (де θ – кут відсічки анодного струму).

Із принципу дії випрямляча, який працює на ємнісне навантаження, витікає, що нахил кривої напруги на конденсаторі при розряді зростає із зменшенням постійної часу $\tau_{роз} = CR_H$. Тобто, із зменшенням R_H або C розряд конденсатора пришвидшується, а кут збільшується, при цьому середня напруга U_0 стає меншою, а змінна складова зростає. Якщо опір навантаження $R_H = \infty$, то конденсатор не розряджається і напруга на ньому досягає амплітуди ЕРС вторинної обмотки трансформатора, а пульсації випрямляча дорівнюють нулю.

На практиці ємність конденсатора C обирають із умови $(R_H/X_C) \geq 10$, де $X_C = 1/(m\omega C)$ – ємнісний опір конденсатора для основної гармоніки. Таким чином, (в Фарадах)

$$C \geq 10/(m\omega R_H). \quad (1.36)$$

1.2.9. Схеми випрямлячів із множенням напруги

Сучасні радіоелектронні пристрої широко застосовують схеми множення напруги. Це перш за все телевізійна та медична апаратура (джерела живлення анодів кінескопів, слабо потужних лазерів), вимірювальна техніка (осцилоскопи із електронно-променевою трубкою, лічильники Гейгера), прилади нічного бачення та електрошокери, побутова і офісна техніки та інші. Практичне розповсюдження множників напруги стало можливим завдяки ряду їх переваг:

- можливість формування високої напруги (1 кВ і вище);
- малі масо-габаритні показники;
- відносно простий розрахунок та виготовлення.

Принцип дії схем множення полягає у використанні декількох конденсаторів, кожен з яких окремо заряджається від вторинної обмотки трансформатора через відповідну схему випрямлення до напруги рівня джерела живлення. Далі по відношенню до навантаження конденсатори вмикаються послідовно, де їх напруга множитья.

Кратність множення може бути будь-якою великою, але при цьому на практиці обмежується в межах 2-10 разів. В деяких випадках, за малих значень струму навантаження, кратність множення може досягати 100. За схемним рішенням множники розподіляються на симетричні і несиметричні, однонапівперіодні та двохнапівперіодні. Характерною особливістю несиметричних множників напруги від симетричних є можливість отримання будь-якої кратності множення (1, 2, 3, 4, 5... разів), а симетричних тільки парної (2, 4, 6... разів).

Розглянемо конструкцію і принцип роботи симетричної схеми подвоєння напруги. Вона складається із двох однонапівперіодних випрямлячів $VD1$, $VD2$ і двох конденсаторів $C1$, $C2$ у відповідних плечах випрямляча (рис. 1.16, а).

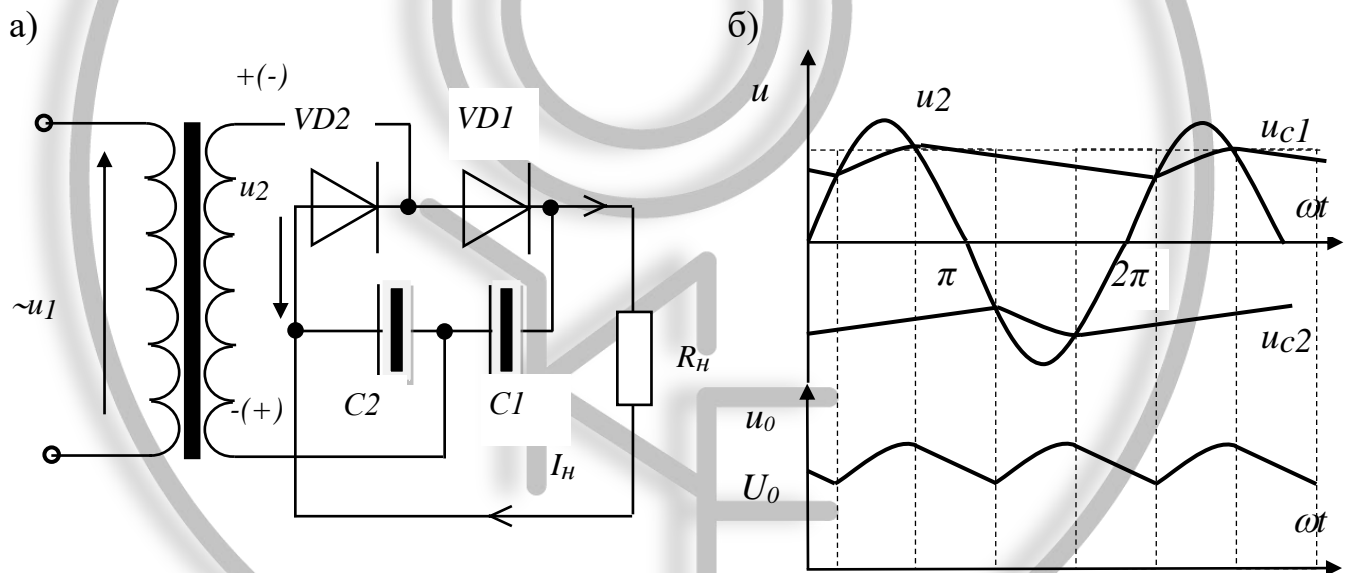


Рис. 1.16. Симетричний множник напруги (а) і його часові діаграми (б)

У першому напівперіоді (рис. 1.16, б) діод $VD1$ відкритий і конденсатор $C1$ заряджається, а $VD2$ закритий і $C2$ розряджається. Для другого напівперіоду діоди і конденсатори міняються місцями. Зрозуміло, що повний заряд конденсаторів здійсниться за декілька періодів. Послідовне з'єднання конденсаторів забезпечує подвоєння напруги джерела живлення на навантаженні

$$U_0 = U_{C1} + U_{C2} = 2 \cdot u_{2m} = 2,82 u_2, \quad (1.37)$$

а зворотна напруга на діодах дорівнює

$$U_{зв.мах}=U_0/2.$$

У несиметричній схемі подвоєння напруги два однонапівперіодні випрямляча живляться від різних джерел за величиною напруг (рис. 1.17).

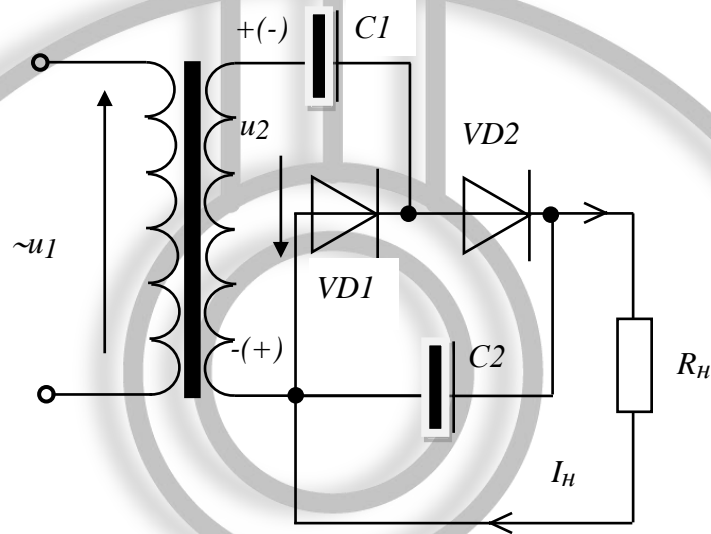


Рис. 1.17. Несиметричний множник подвоєння напруги 2-го роду

У перший напівперіод заряджається конденсатор $C1$ через вентиль $VD1$ під дією напруги вторинної обмотки трансформатора. У наступний напівперіод заряду підлягає конденсатор $C2$, що тепер живиться від випрямляча $VD2$ та згідно і послідовно увімкненого конденсатора $C1$, що створюють разом джерело з подвійною напругою. Таким чином, конденсатор $C2$ отримує заряд, що дорівнює

$$U_0=2 \cdot u_{2m}=2,82 \cdot u_2=2U_{зв.мах}.$$

Подальший розвиток несиметричної схеми подвоєння напруги є схема множення, в якій передбачено додаткові вентиля та конденсатори (рис. 1.18). Це дозволяє отримати будь-яку кратність множення напруги вторинної обмотки трансформатора. На схемі рис 1.18 можемо спостерігати, що бажана кратність досягається завдяки правильному вибору приєднання навантаження до схеми множення. Величина напруги на кожному окремому конденсаторі визначається сумою потенціалів всіх конденсаторів кола живлення із врахуванням напруги вторинної обмотки трансформатора і напрямку їх дії.

Відмінною особливістю несиметричних схем множення напруги 1-го роду є те, що на відміну від попередньої схеми необхідний рівень кратності напруги

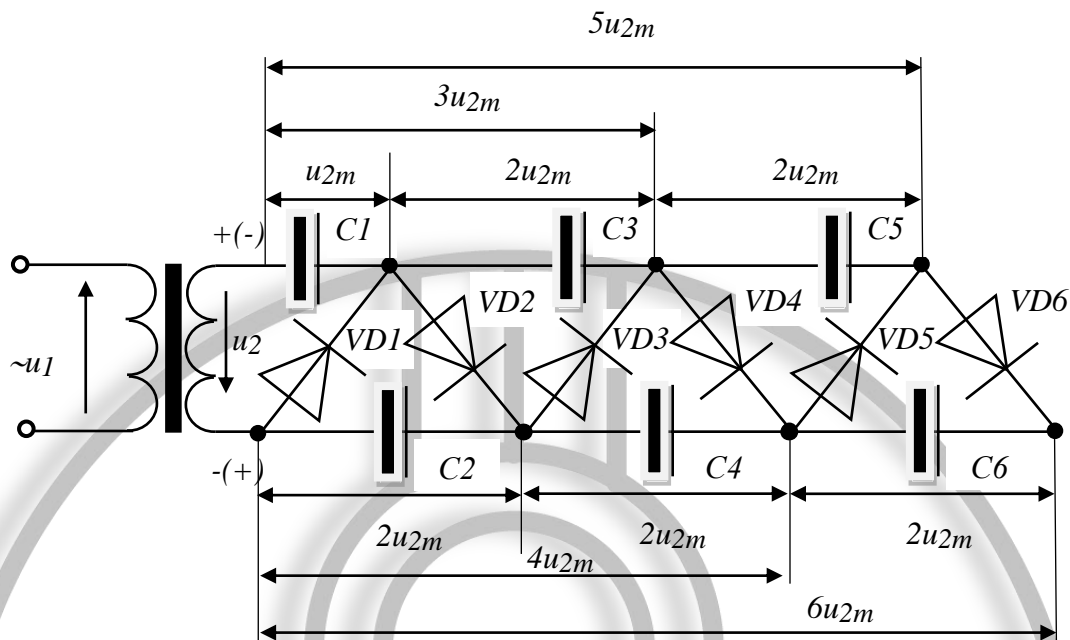


Рис. 1.18. Несиметрична схема множення напруги 2-го роду

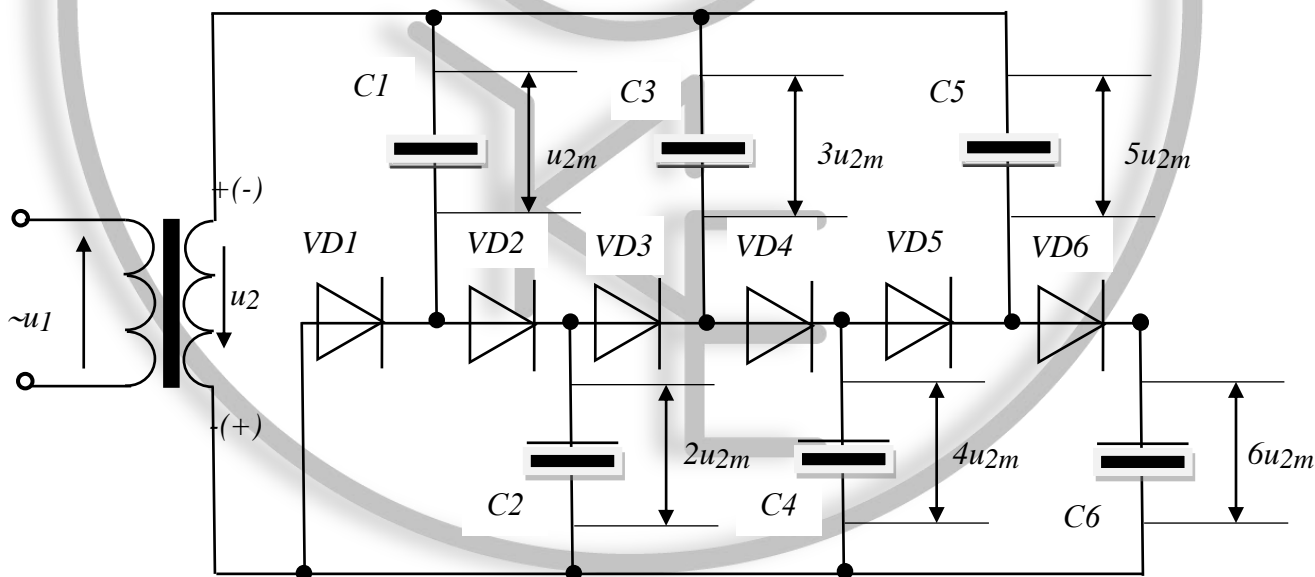


Рис. 1.19. Несиметрична схема множника напруги 1-го роду

може бути отриманий на одному конденсаторі C_n (рис. 1.19), а не на групі, як було показано раніше (рис. 1.18). Схема може бути використана і в якості дільника напруги, тому що надає набір випрямлених напруг при холостому ході від u_{2m} до $n \cdot u_{2m}$, де n – кратність множника напруги.

Розглянемо принцип дії множника напруги 1-го роду рис. 1.19. У першому напівперіоді, де потенціал нижньої клеми вторинної обмотки трансформатора позитивний, відкрито діод $VD1$ і конденсатор $C1$ заряджається до напруги u_{2m} . В другому напівперіоді відкрито діод $VD2$ і заряджається конденсатор $C2$. При цьому джерело, яке живить $C2$ складається із потенціалів вторинної обмотки трансформатора і конденсатора $C1$

$$u_{C2} = u_{C1} + u_{2m} = 2u_{2m}.$$

У третім напівперіоді заряджається конденсатор $C3$ через коло нижня клема вторинної обмотки трансформатора, конденсатор $C2$, діод $VD3$, верхня клема трансформатора. Зважаючи на те, що потенціал обмотки трансформатора u_{2m} , а заряд на $C2$ дорівнює $2u_{2m}$ напруга на $C3$ буде становити

$$u_{C3} = u_{C2} + u_{2m} = 3u_{2m}.$$

Таким чином, напруга на будь-якому наступному конденсаторі C_n буде дорівнювати

$$u_{Cn} = u_{Cn-1} + u_{2m} = n \cdot u_{2m}, \quad (1.38)$$

де $u_{Cn-1} = (n-1)u_{2m}$.

Для зменшення вихідного опору випрямлячів з множниками напруги в них використовують конденсатори великої ємності. На практиці конденсатори симетричних та несиметричних множників 1-го роду вибирають однаковими, а значення ємності розраховують за рівнянням

$$C = \frac{I_0}{U_0 f_n} 2n(n+2) 10^6, \text{ мкФ}, \quad (1.39)$$

де f_n – частота пульсацій вихідної напруги. Для множників 2-го роду ємність (1.39) зазвичай підвищують у три рази.

При потребі зменшити пульсації навантаженні між ним і випрямлячем додатково вмикають згладжувальні RC -фільтри.

Лабораторна робота №1

Тема: Робота некерованих випрямлячів на активно-ємнісне навантаження.

Відомості щодо виміру електричних величин

Виконання лабораторної роботи передбачає використання ряду вимірювальних приладів. Так для розрахунку коефіцієнта пульсацій необхідно мати амплітуду першої гармоніки або різницю між максимальним і мінімальним значенням напруги живлення та середньо-випрямлену напругу випрямляча. Ці дані можливо отримати декількома способами. Перший класичний із використанням осцилоскопу, а другий із застосуванням вольтметрів налагоджених відповідно на вимір постійної $V_{=}(DC)$ та змінної $V_{\approx}(AC)$ складових (рис. 1.20). При цьому вимір змінної

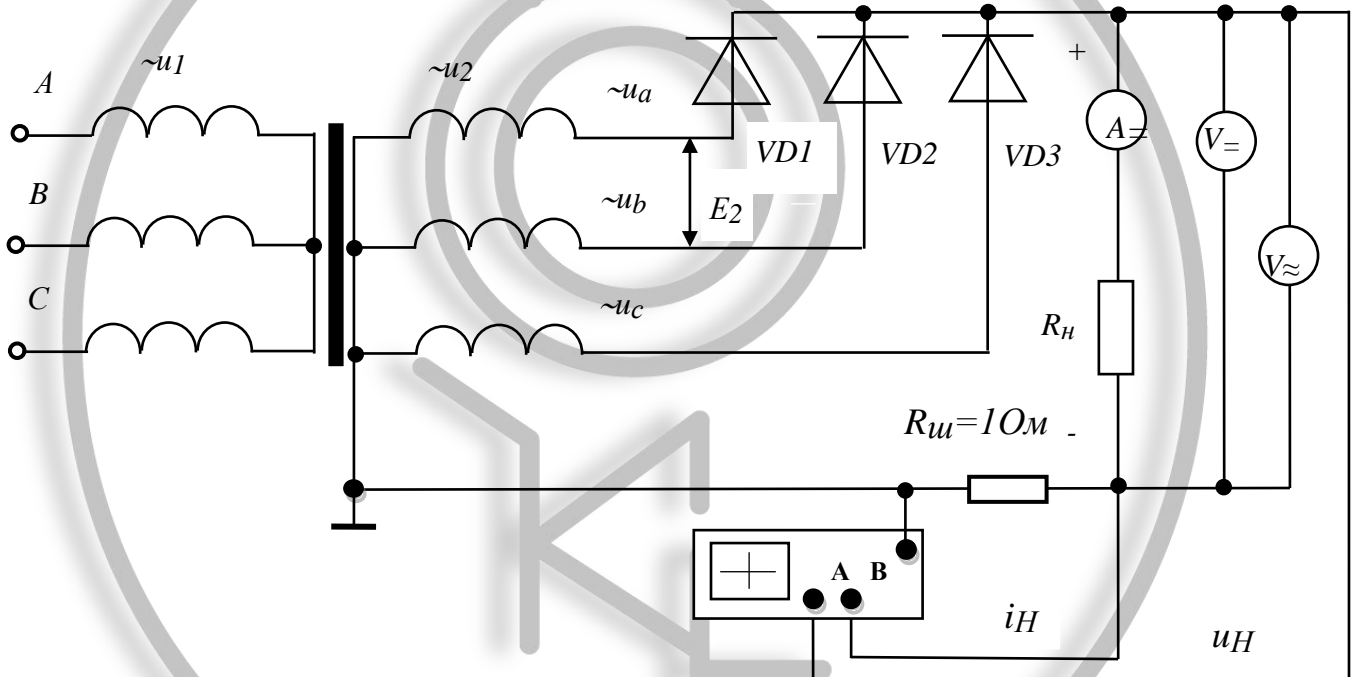


Рис. 1.20. До пояснення виміру параметрів випрямлячів

V_{\approx} складової відповідає діючій напрузі на навантаженні, а для визначення її амплітуди необхідно отримане значення помножити на $\sqrt{2}$.

У деяких випадках при здійсненні вимірів необхідно отримати повний комплект параметрів (напругу, струм, частоту, фазу) з використанням тільки осцилоскопу. Відомо, що даний прибор здійснює вимір тільки напруги. Отже для визначення, наприклад значення струму, дійсна схема вимірювання повинна бути доповнена шунтом (рис. 1.21). Значення опору шунта слід обирати рівним 1 Ом, що при запропонованій схемі вимірювання забезпечить справедливості умову $I=U$. Як наслідок вимір напруги і струму стає однаковим. При вимірі частоти користуються рівнянням $f = 1/T$, де T – період сигналу рис. 1.22.

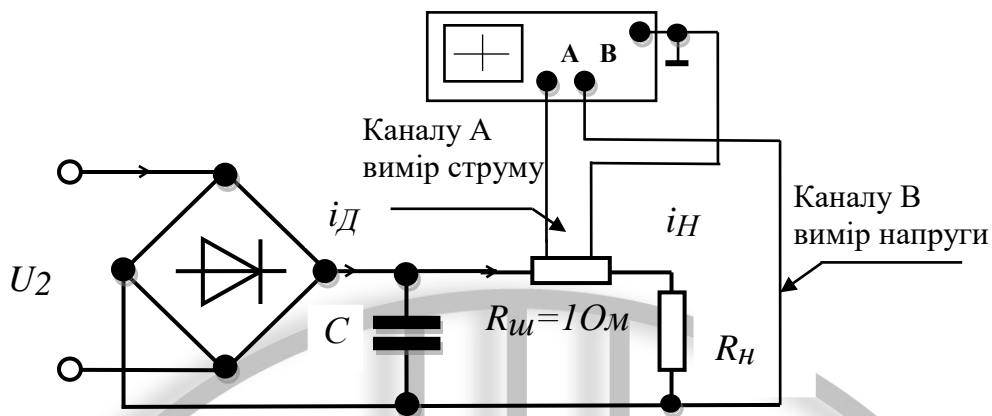


Рис. 1.21. Схема виміру напруги, струму, частоти і фази

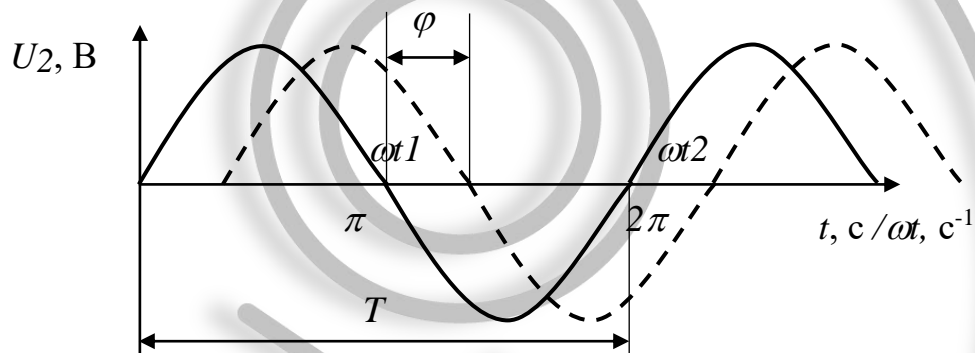


Рис. 1.22. До пояснення розрахунку частоти, фази

Для розрахунку фази φ між двома незалежними сигналами потрібно встановити відповідність між розгорткою осцилоскопу у секундах з виміром фази у радіанах. Для цього потрібно скористатись рівнянням

$$\varphi = \frac{x \cdot 2\pi}{T},$$

де x – інтервал часу діаграми, який відповідає фазі φ , с.

Методика розрахунку випрямлячів

У випрямлячах великої та середньої потужності зазвичай використовують фільтри з індукційною реакцією, тому що при роботі на індукційне навантаження зовнішня характеристика випрямляча більш стабільна і діоди не перевантажуються за струмом.

Випрямлячі малої потужності, до яких можна віднести практично усі джерела живлення електронної апаратури і систем керування електроприводами, зазвичай використовують ємнісні фільтри. З цієї причини для вивчення пропонується методика розрахунку випрямлячів працюючих на активно-ємнісне навантаження.

Прийняті припущення:

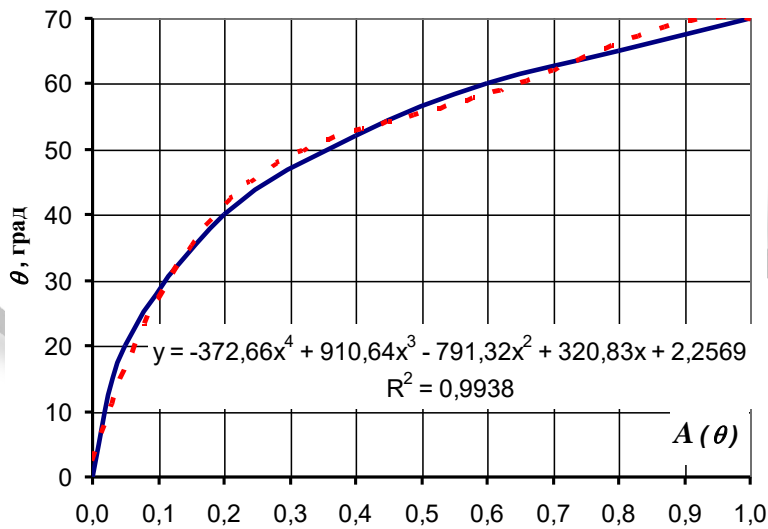
- 1) прями́й опір діода $r_{пр}$ не залежить від струму, а зворотній $r_{зв}$ прагне до безкінечності;
- 2) напруга мережі живлення синусоїдальна і у випадку багатозфазності симетрична;
- 3) при ємнісному характері навантаження передбачається, що напруга на виході випрямляча $U_0=U_{2m}\cos\theta=UC$ незмінна у часі і залежить тільки від кута відсічки θ .

$$I_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_{2m}}{r_{пр}} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \frac{mU_0}{\pi r_{пр}} (\operatorname{tg}\theta - \theta) = \frac{mU_0}{\pi r_{пр}} A(\theta),$$

де $A(\theta)$ коефіцієнт, який зв'язує кут відсічки з параметрами випрямляча

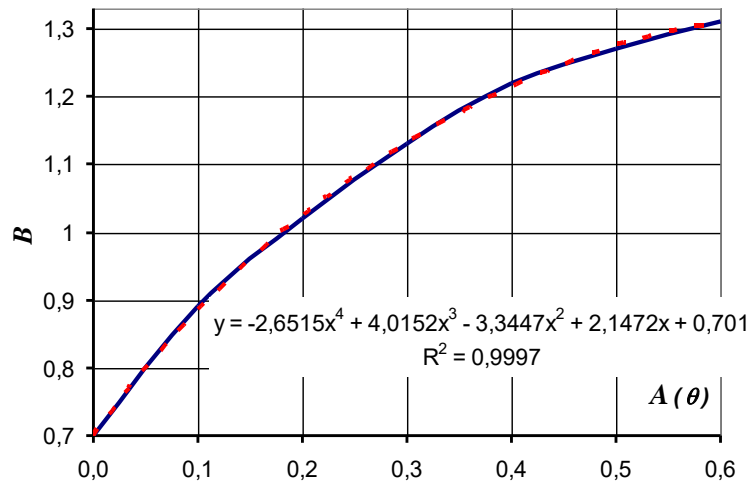
$$A(\theta) = \frac{\pi r_{пр} I_0}{mU_0} = \frac{\pi r_{пр}}{mR_n}. \quad (1.40)$$

Методика розрахунку використовує залежності рис. 1.23.

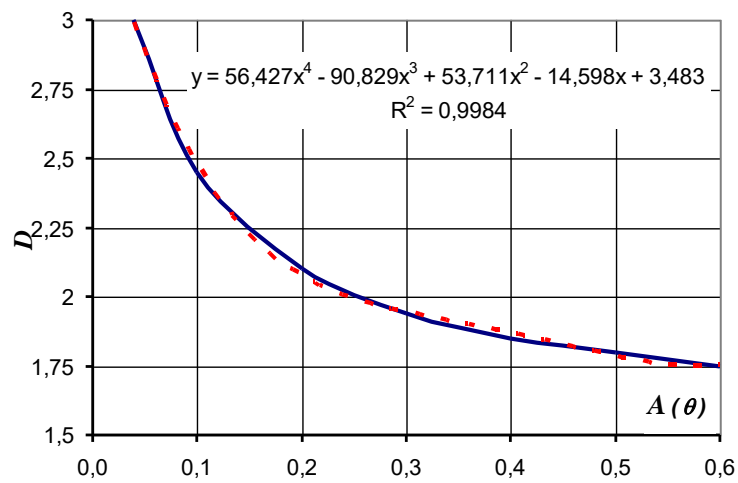


а)

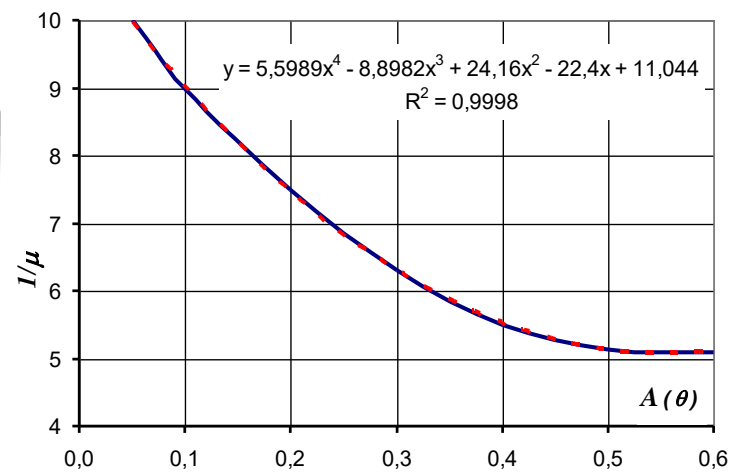
Рис. 1.23. Залежності: — експериментальні, - - лінія тренда



б)



в)



г)

Рис. 1.23. Залежності: — експериментальні, - - лінія тренда (продовження)

Діюча напруга на вторинній обмотці трансформатора визначається за рівнянням

$$U_2 = B \cdot U_0,$$

де B – із залежності рис. 1.23, б.

Діюче значення струму через діоди знаходиться так

$$I_{\text{пр}} = I_0 D / m. \quad (1.41)$$

де D – визначається залежністю рис. 1.23, в. При цьому максимальне значення прямого струму діода

$$I_{\text{пр max}} = I_0 / \mu, \quad (1.42)$$

де $1/\mu$ – визначається залежністю рис. 1.23, г.

Алгоритм розрахунку випрямляча:

1) З урахуванням значень частоти мережі f_c , середньої випрямленої напруги U_0 і струму I_0 навантаження та схеми випрямляча визначається коефіцієнт випрямлення m .

2) Обирається значення прямого опору діода $r_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} / I_0$, де $U_{\text{пр}} = 0,7 \text{ В}$.

3) Розраховується коефіцієнт $A(\theta)$ за (1.40).

4) За графіком (рис. 1.23,) визначається кут θ .

5) Знаходиться максимальна напруга вторинної обмотки трансформатора

$$U_{2m} = U_0 / \cos \theta. \quad (1.43)$$

6) За графіком рис. 1.23, г визначається μ і розраховується $I_{\text{пр max}}$ за (1.42).

7) З урахуванням вибраної схеми випрямлення визначається $U_{3в max}$ за (1.43) і таблицею 1.1.

8) За $I_{\text{пр max}}$ та $U_{3в max}$ вибирається тип діодів з найближчими більшими лімітованими параметрами (додаток А).

9) При $r_{\text{пр}}$ більше ніж у пункті 2 уточнюють значення $I_{\text{пр max}}$ та $U_{3в max}$.

10) У випадку потреби розрахунку трансформатора визначається діюче значення струму вторинної обмотки $I_2 = I_{\text{пр}}$ із (1.41).

11) Визначається ємність фільтруючого конденсатора за (1.70).

Графічні залежності рис. 1.23 допускається використовувати, як у графічному вигляді, так і в аналітичному. Для другого випадку рівняння отримані у вигляді лінії Тренда. Змінна X у рівняннях відповідає $A(\theta)$, а Y - B ; D ; $1/\mu$.

Програма роботи

1. Розрахувати випрямляч і здійснити вибір діодів за додатком А виходячи із даних індивідуального завдання. Величину ємності конденсатора, яку встановлюють у множнику напруги розрахувати за рівнянням (1.39).

2. Згідно індивідуального варіанту зібрати схеми випрямляча та множника напруги із використанням ідеальних елементів.

Таблиця 1.2

Варіанти індивідуальних завдань за номером академічного журналу

№ вар.	Випрямляч		Множник напруги		
	Тип	$U_0, В$	Тип	Кратність	$U_0, В$
1	1- фазний однонапівп.	15	несим. 1-го роду	4	100
2	2- фазний нульовий	20	несим. 2-го роду	4	120
3	1- фазний мостовий	25	несим. 1-го роду	3	140
4	3- фазний нульовий	30	несим. 2-го роду	2	160
5	3- фазний мостовий	35	симетричний	2	180
6	1- фазний однонапівп.	40	несим. 2-го роду	5	200
7	2- фазний нульовий	45	несим. 1-го роду	5	220
8	1- фазний мостовий	50	несим. 2-го роду	3	240
9	3- фазний нульовий	55	несим. 1-го роду	2	260
10	3- фазний мостовий	60	несим. 2-го роду	2	280
11	1- фазний однонапівп.	65	несим. 1-го роду	4	300
12	2- фазний нульовий	70	несим. 2-го роду	5	320
13	1- фазний мостовий	75	несим. 1-го роду	3	340
14	3- фазний нульовий	80	симетричний	2	360
15	3- фазний мостовий	85	несим. 1-го роду	2	380
16	1- фазний однонапівп.	90	несим. 2-го роду	4	400
17	2- фазний нульовий	95	несим. 1-го роду	5	420
18	1- фазний мостовий	100	несим. 2-го роду	4	440
19	3- фазний нульовий	105	несим. 1-го роду	3	460
20	3- фазний мостовий	110	симетричний	2	480

3. Для однофазних випрямлячів розрахувати і встановити в зібраних схемах коефіцієнти трансформації, які забезпечать заданий рівень випрямленої напруги U_0 при вхідній фазній напрузі $U_{\phi I}=220 В$. Для трифазних схем трансформатор не встановлювати, а розрахунок здійснити для джерел, що моделюють напругу вторинної обмотки трансформатора.

4. Вимірити основні параметри схем і звірити їх з теоретичними значеннями при роботі на активне навантаження $R=1$ кОм. (U_0 – середня випрямлена напруга, k_{Π} – коефіцієнт пульсацій, $I_{\text{пр max}}$, $U_{\text{зв max}}$ діода).

Розрахунок схем множника напруги здійснити для $I_0=0,001$ А. Для досягнення заданої середньовипрямленої напруги згідно до завдання вхідну напругу перетворювача слід збільшити на 15% для забезпечення компенсації падінь напруги на внутрішніх елементах схеми.

5. Для випрямляча побудувати зовнішню характеристику $U_0=f(I_0)$ із розрахованим конденсаторним фільтром (при зміні $I_0 \text{ min} \dots I_0 \text{ max}$).

6. Дослідити вплив зміни величини ємкості конденсатора у складі навантаження на коефіцієнт пульсацій і побудувати залежність $k_{\Pi}=f(C)$ (інтервал регулювання $C = \pm 15\% C_N$, мкФ).

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Варіант індивідуального завдання.
- 4) Схеми випрямляча та множника напруги згідно до індивідуального завдання.
- 5) Розрахунок випрямляча і паспортні дані вибраного діода. Навести дані щодо обраного фільтруючого конденсатора та коефіцієнта трансформації трансформатора.
- 6) Розрахунки конденсатора множника та підрахунок діючого значення вторинної обмотки трансформатора, яке забезпечить необхідне середньовипрямлене значення напруги.
- 7) Висновок щодо відповідності побудованої схеми із теоретичними розрахунками.
- 8) Графіки зовнішньої характеристики $U_0=f(I_0)$ і залежність $k_{\Pi}=f(C)$ випрямляча, який працює на активно-ємкісне навантаження.

1.3. Стабілізатори напруги і струму

Електронний пристрій, що автоматично підтримує на навантаженні постійне значення напруги або струму із потрібною точністю називають стабілізаторами.

1.3.1. Класифікація стабілізаторів

Фактори, що впливають на коливання параметра стабілізації (напруга/струм): а) зміна напруги мережі живлення в межах $\pm 15\%$ від номінальної; б) нерівномірність енергоспоживання з боку навантаження; в) нестабільність температури навколишнього середовища; г) коливання частоти струму мережі живлення.

На коливання напруги та частоти промислової мережі живлення, які задекларовані державними стандартами, вплинути пересічним користувачам не представляється можливим.

Процес роботи будь-якого електронного пристрою передбачає режими від холостого ходу до номінального навантаження. Відповідно це стає причиною в коливанні струму споживання і, як наслідок, виникає зміна падіння напруги на внутрішньому опорі джерела живлення та з'єднувальних дротів.

Зміна частоти струму мережі живлення призводить до коливання середньо випрямленої напруги та коефіцієнту її пульсацій.

Температурний вплив на електронні компоненти схем стабілізації виражається у нестабільності їх параметрів, що також є причиною виникнення «плавання» вихідної напруги вторинного джерела живлення.

Розгляд характеру зміни напруги і частоти питомої мережі живлення показує, що коливання її зазначених параметрів може діяти протягом декількох годин або дуже швидко – «стрибком». Таким чином, пристрій стабілізації вихідної напруги повинен працювати безперервно і автоматично.

У залежності від роду струму стабілізатори розподіляють на стабілізатори змінного та постійного струму. У свою чергу їх ділять на параметричні та компенсаційні.

В параметричних стабілізаторах використовуються нелінійні елементи, де постійність вихідної напруги або струму досягається за рахунок їх нелінійності вольт-амперної характеристики (рис. 1.24).

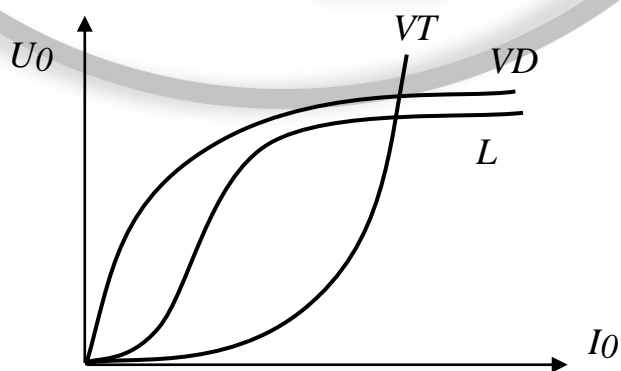


Рис. 1.24. Вольт-амперні характеристики нелінійних елементів

Так, для стабілізації змінного струму нерідко користуються дроселями L з насиченим феромагнітним стрижнем. Традиційно для стабілізації постійної напруги широко використовують кремнієві стабілізатори VD , а для стабілізації постійного струму польові і біполярні транзистори VT .

Компенсаційні стабілізатори напруги та струму є замкнутими системами автоматичного керування з негативним зворотним зв'язком. Ефект стабілізації досягається за рахунок зміни параметру регулюючого елемента при впливі сигналу зворотного зв'язку.

За способом включення регулюючого елемента відносно навантаження компенсаційні стабілізатори ділять на послідовні і паралельні. А за режимами їх роботи на аналогові та імпульсні (або ключові).

Головні характеристики стабілізаторів:

1. Коефіцієнт стабілізації за вхідною напругою, де для стабілізаторів напруги він дорівнює відношенню відносних прирощень напруги на вході і виході

$$k_{cm U} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{\Delta U_{вих} / U_{вих}} = \frac{\delta U_{ex}}{\delta U_{вих}}, \quad (1.44)$$

а для стабілізаторів струму – відношення відносного прирощення вхідної напруги до відносного прирощення струму навантаження при постійності опору навантаження $R_H = const$.

$$k_{cm I} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{\Delta I_H / I_H} = \frac{\delta U_{ex}}{\delta I_H}. \quad (1.45)$$

2. Внутрішній опір стабілізатора напруги, дорівнює відношенню прирощення вихідної напруги $\Delta U_{вих}$ до прирощення струму навантаження ΔI_H

$$r_H = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_H}. \quad (1.46)$$

3. Коефіцієнт стабілізації струму при зміні навантаження. Він визначається при постійній напрузі, як відношення відносного прирощення опору навантаження до відносного прирощення струму навантаження

$$k_r = \frac{\Delta R_H / R_H}{\Delta I_H / I_H}. \quad (1.47)$$

4. Якщо інерційність стабілізатора не виявляється на частоті основної гармоніки пульсацій вхідної напруги, то він є згладжувальним фактором і, як наслідок, може характеризуватися коефіцієнтом згладжування пульсацій

$$q = \frac{U_{m1} / U_0}{U_{m1} / U_0} \quad (1.48)$$

5. Температурний коефіцієнт стабілізації.

Для стабілізаторів напруги він дорівнює відношенню відносного прирощення вихідної напруги до прирощення температури навколишнього середовища

$$\alpha_U = \frac{\Delta U_{вих} / U_{вих}}{\Delta t^\circ} = \frac{\delta U_{вих}}{\Delta t^\circ}, \quad (\%/град), \quad (1.49)$$

а для стабілізаторів струму – відповідно відношення відносного прирощення струму навантаження до прирощення температури

$$\alpha_I = \frac{\Delta I_H / I_H}{\Delta t^\circ} = \frac{\delta I_H}{\Delta t^\circ}, \quad (\%/град), \quad (1.50)$$

6. Коефіцієнт корисної дії стабілізаторів

$$\eta = P_{вих} / P_{вх} \quad (1.51)$$

дорівнює відношенню активної потужності у навантаженні до питомої від мережі живлення.

7. Масо-габаритні показники.

Стабілізатори змінного струму характеризуються і додатковими параметрами, а отже стабільністю вихідного параметру (напруга/струм) у залежності від частоти питомої напруги, коефіцієнтом потужності $\cos \varphi$, коефіцієнтом спотворення форми вихідної напруги.

1.3.2. Параметричні стабілізатори напруги

У якості параметричних стабілізаторів напруги частіше за все використовують кремнієві стабілітрони. Для нього є характерним майже незмінне значення зворотної напруги (рис. 1.25).

Стабілітрони характеризуються наступними параметрами:

- номінальна напруга стабілізації, $U_{ст.н.}$ при $I_{ст.н.}$;
- мінімальний струм стабілізації, $I_{ст. min}$;
- максимально припустимий струм стабілізації $I_{ст. max}$;
- диференційний опір $r_{ст.}$, визначений як відношення прирощення напруги до струму стабілізації;

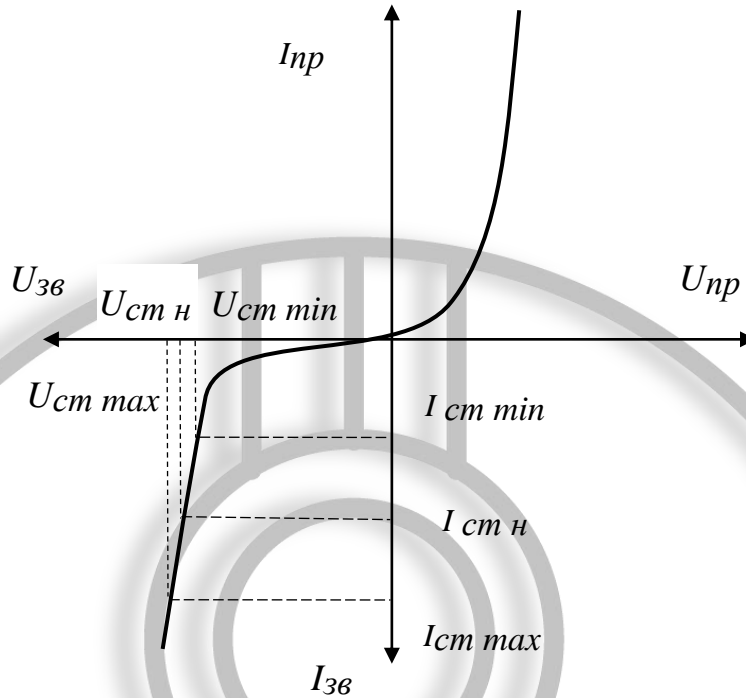


Рис. 1.25. Вольт-амперна характеристика стабілітрона.

– температурний коефіцієнт напруги $\alpha_{ст}$, відношення відносної зміни напруги стабілізації у відсотках до абсолютної зміни температури стабілітрона на 1 градус Цельсія

$$\alpha_{ст} = \delta U_{ст} / \Delta t \text{ [%/град];}$$

– технологічний розбіг напруги стабілізації від номінального значення.

Схема включення стабілітрона в параметричному стабілізаторі напруги зображена на рис. 1.26.

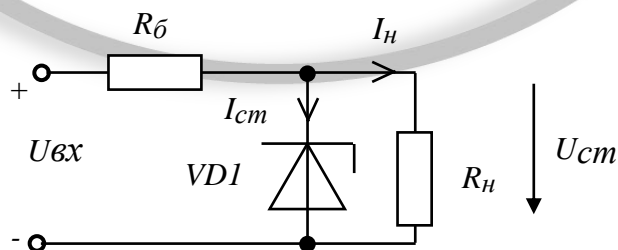


Рис. 1.26. Принципова схема параметричного стабілізатора

Величина баластного резистора визначається

$$R_{\delta} = \frac{U_{вх} - U_{см}}{I_{см} + I_{н\ max}}, \quad (1.52)$$

де $I_{н\ max}$ – максимальний струм навантаження.

Коефіцієнт стабілізації струму знаходять за виразом

$$k_{см} \approx \frac{U_{см} \cdot R_{\delta}}{U_{вх} \cdot r_{см}}, \quad (1.53)$$

який становить не більше декількох десятків.

Внутрішній опір такого стабілізатора визначається диференційним опором стабілітрона і мало залежить від величини баластного резистора. Максимальна вихідна потужність такої схеми стабілізації при постійному значенні опору навантаження лімітується граничним струмом стабілізації і розсіювання потужності на стабілітроні. Для збільшення струму навантаження використовують схему з транзистором в режимі емітерного повторювача із стабілітроном у базовому колі рис. 1.27.

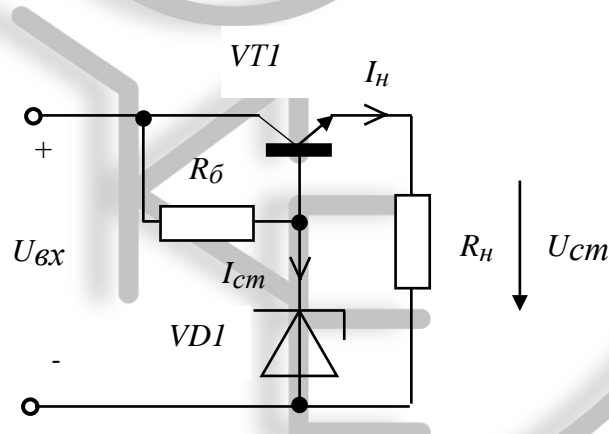


Рис. 1.27. Параметричний стабілізатор із підвищеною потужністю

$$I_{н\ max} \approx I_{к\ max},$$

де $I_{к\ max}$ – максимально припустимий струм колектора транзистора.

ККД параметричних стабілізаторів напруги із-за витрат у стабілітроні та на баластному резисторі низький.

$$\eta = \frac{U_{см} \cdot I_{н}}{U_{вх} \cdot (I_{н} + I_{см})}. \quad (1.54)$$

Головні недоліки параметричних стабілізаторів напруги:

1. низький коефіцієнт стабілізації;
2. невисокий ККД;
3. відносно великий внутрішній опір;
4. незначна вихідна потужність.

Переваги цих стабілізаторів – нескладність схемного рішення, невеликі вартість і масо-габаритні показники.

1.3.3. Джерела зразкової (опорної) напруги і струму

Зазвичай параметричні стабілізатори напруги використовують у якості зразкових джерел живлення. При цьому спеціальними заходами для них зменшують дві основні похибки:

1. Залежність опорної напруги від температури навколишнього середовища;
2. Залежність опорної напруги від нестабільності питомої мережі живлення.

Методи зменшення першої складової:

1. Використання у схемі джерела опорної напруги (ДОН) резисторів і стабілітронів з малим температурним коефіцієнтом опору і напруги відповідно. У найкращих типів вони становлять для резисторів С5-60 10^{-4} %/град, для стабілітронів КС191Ф(КС191Р) $5 \cdot 10^{-4}$ %/град;
2. Використання пасивної або активної термостабілізації.

Для зменшення другої складової похибки ДОН струм стабілізації стабілітронів формується параметричним стабілізатором струму. У якості параметричних стабілізаторів постійного струму використовують нелінійні елементи, струм яких мало залежить від напруги, що прикладена до нього.

Найпростіший стабілізатор струму є польовий транзистор VT , у якого напруга стік-витік U_{CB} мало залежить від струму стоку навіть при нульовому значенні напруги затвор-витік U_{3B} рис. 1.28.

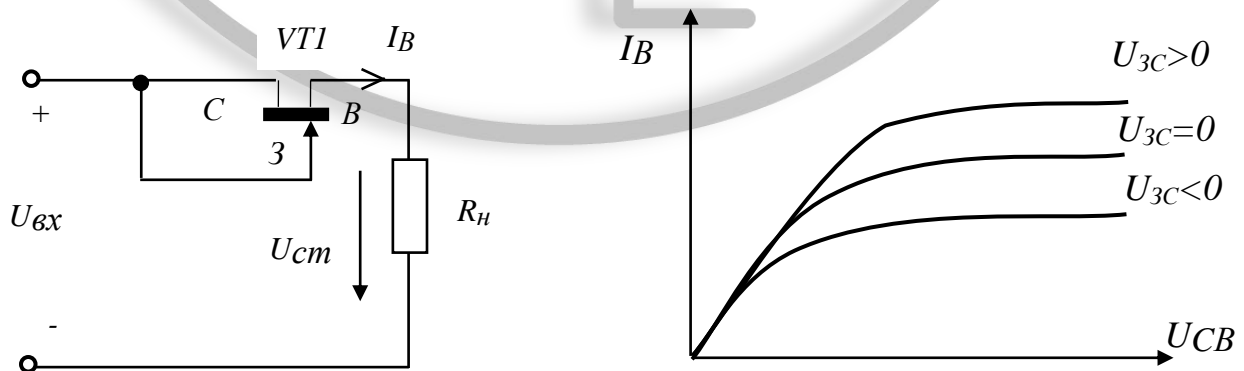


Рис. 1.28. До пояснення роботи стабілізатору струму

Коефіцієнт стабілізації даної схеми визначається

$$k_I = \frac{(r_{\text{диф}} + R_H) \cdot I_B}{U_{\text{СВ}}} \quad (1.55)$$

де $r_{\text{диф}} \approx \Delta U_{\text{СВ}}/\Delta I_{\text{С}}$ – диференційний опір транзистора, який зазвичай становить 1...10 мОм.

Недолік такого стабілізатора – мале значення сформованого струму та його технологічний розбіг. Тому частіше стабілізатори або будують на біполярних транзисторах, хоча їх диференційний опір на порядок менший, або на основі операційних підсилювачів (ОП).

Розглянемо схему ДОН із стабілізатором струму на біполярних транзисторах рис. 1.29.

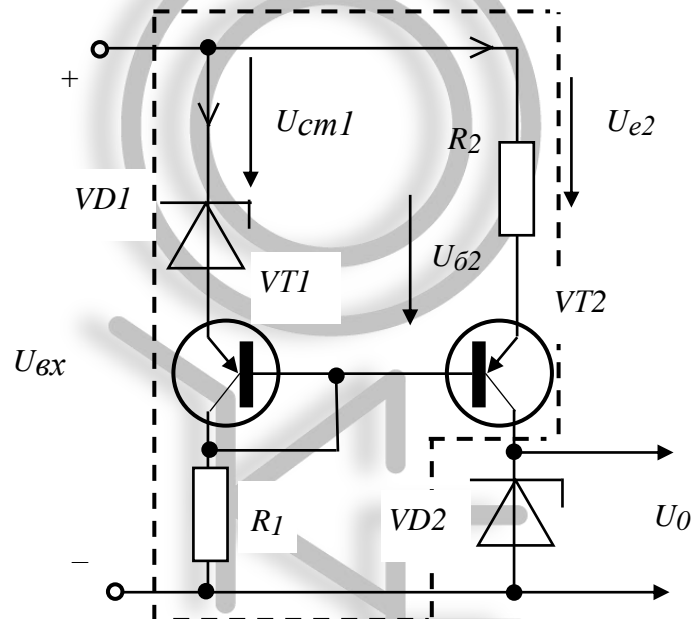


Рис. 1.29. Типова схема ДОН із стабілізатором струму

Уся обведена частина – джерело струму, що працює наступним чином: напруга на базі транзистора $VT2$ підтримує емітерний перехід у відкритому стані. Напруга на його емітері відносно позитивного полюсу вхідної напруги дорівнює

$$U_{e2} = U_{b2} - U_{be2} = U_{b2} - 0,6 \text{ В.}$$

Базова напруга $VT2$

$$U_{b2} = U_{ст1} + U_{be1} = U_{ст1} + 0,6 \text{ В,}$$

де $U_{ст1}$ – напруга на стабілітроні $VD1$.

Таким чином, $U_{e2}=U_{cт1}$, а струм емітера $I_{e2}=U_{cт1}/R_2$.

При великих значеннях коефіцієнту підсилення транзистора VT_2 , струм стабілізації VD_2 дорівнює

$$I_{cт2}=I_{к2} \approx I_{e2}=U_{cт1}/R_2.$$

Резистор R_1 задає струм стабілізації VD_1 .

$$R_1 = \frac{U_{ex} - U_{cm1} - 0,6}{I_{cm1}}$$

При зміні напруги живлення напруга на базі відносно позитивного полюсу практично не буде мінатись, що веде до постійності струму $I_{cт2}$. Таким чином, вихідна напруга ДОН $U_0=U_{cт2}$. Транзистор VT_1 слугує для термокомпенсації напруги на переході база-емітер VT_2 . Найкращі результати при побудові отримуються з використанням інтегральних зборок транзисторів.

Останнім часом все частіше використовують схеми ДОН, які побудовані на операційних підсилювачах рис. 1.30. За рахунок параметричного стабілізатора VD , R_3 , який увімкнений до входу ДОН, струм через стабілітрон не залежить від напруги живлення і дорівнює

$$I_{cm} = \frac{U_0 R_1}{R_2 R_3}. \quad (1.56)$$

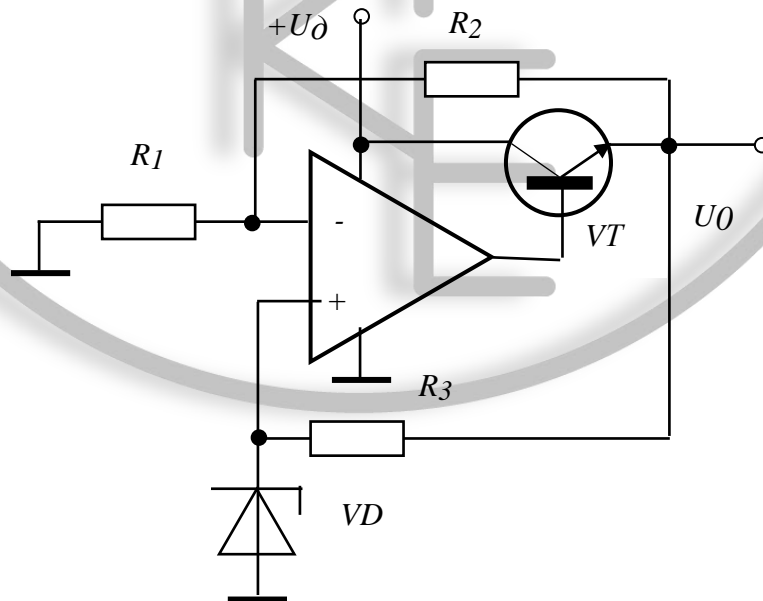


Рис. 1.30. ДОН побудований на операційному підсилювачі

ОП у цій схемі охоплений одразу двома зворотними зв'язками: позитивним (ПЗЗ) R_3 , VD і негативним R_1 , R_2 . Наявність ПЗЗ призводить до того, що на вході

ОП при ввімкненні живлення у загальному випадку може встановитись як позитивна, так і негативна напруга.

Для отримання напруги U_0 потрібного знаку у ДОН на базі ОП треба ввести деяку початкову несиметрію. Вона створюється за рахунок вхідного емітерного повторювача на транзисторі VT , який також дозволяє підвищити навантажувальну здатність ДОН, тому що

$$I_{H \max} \approx I_{K \max} - I_{ст},$$

де $I_{K \max}$ – максимально можливий струм колектора VT .

Так наприклад, відомо, що для ІМС КР142ЕН19 ДОН має технологічну розбіжність значень напруги стабілізації в межах 2,44...2,55 В.

При цьому відносна змінність опорної напруги становить:

- при зміні вхідної напруги $\delta U_0 / \Delta U_{вх} \leq 1,12\%/В$,
- при зміні струму навантаження $\delta U_0 / \Delta I_H \leq 20\%/А$.

Температурний коефіцієнт напруги $\delta U_0 / \Delta t \leq 0,015\%/град$.

1.3.4. Аналогові компенсаційні стабілізатори постійної напруги

Аналоговий компенсаційний стабілізатор напруги (АКСН) це електронний пристрій з регулюючим елементом, який працює у безперервному режимі.

АКСН з послідовним регулюючим елементом

Структура АКСН, що зображена на рис. 1.31, складається: РЕ – регулюючий елемент, ППС – підсилювач постійного струму, ПН – дільник напруги, ПВ – пристрій вирахування різниці між напругою ПН та ДОН, ДОН – джерело опорної напруги.

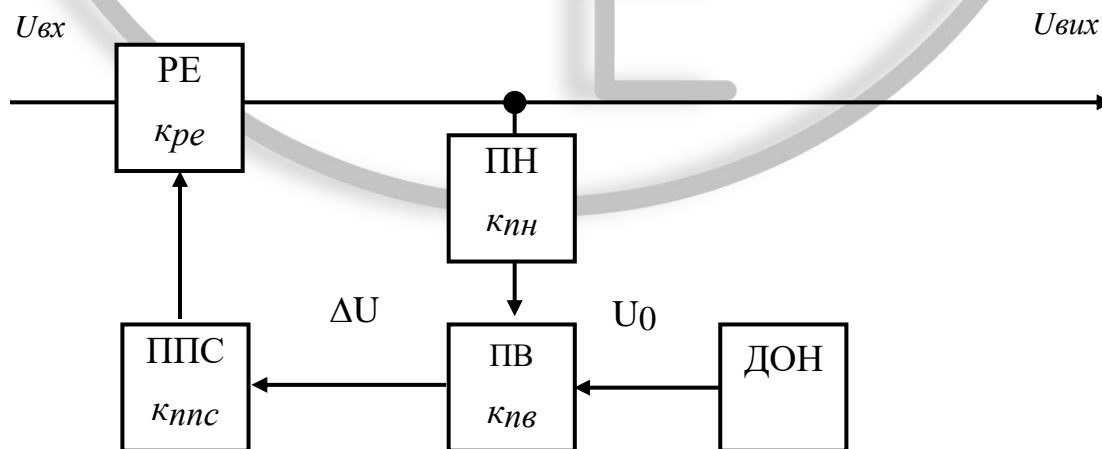


Рис. 1.31. Структурна схема послідовного АКСН

Принцип роботи АКСН полягає в наступному. Підвищення вихідного параметру $U_{вих}$ фіксується подільником ПН і зрівнюється з напругою джерела U_0 опорної напруги ДОН $\Delta U = U_{вих} - U_0$. Як наслідок це викликає зростання падіння напруги на регулюючому елементі $U_{ре}$, що призводить до зниження вихідної напруги. Враховуючи $k_{нв}=1$, рівняння що описують роботу пристрою має вигляд

$$\begin{cases} U_{вх} = U_{ре} + U_{вих} \\ U_{ре} = k_{нпс} k_{ре} \Delta U = (k_{нп} U_{вих} - U_0) k_{нпс} k_{ре} \end{cases} \quad (1.57)$$

де k_i – коефіцієнт передачі за напругою відповідного вузла. Рішенням системи є

$$U_{вих} = \frac{U_{вх} + U_0 k_{нпс} k_{ре}}{1 + k_{нп} k_{нпс} k_{ре}}$$

Звідки коефіцієнт стабілізації визначається шляхом диференціювання відповідно лівої та правої сторін отриманого виразу і знаходження частинної похідної від вихідної напруги по вхідній з наступним множенням обох сторін рівняння на $1/U_{вих}$.

$$k_{ст} = \frac{dU_{вх}}{U_{вх}} \bigg/ \frac{dU_{вих}}{U_{вих}} = 1 + \frac{U_{вих} k_{нпс} k_{ре}}{U_{вх}}$$

АКСН з паралельним регулюючим органом рис. 1.32

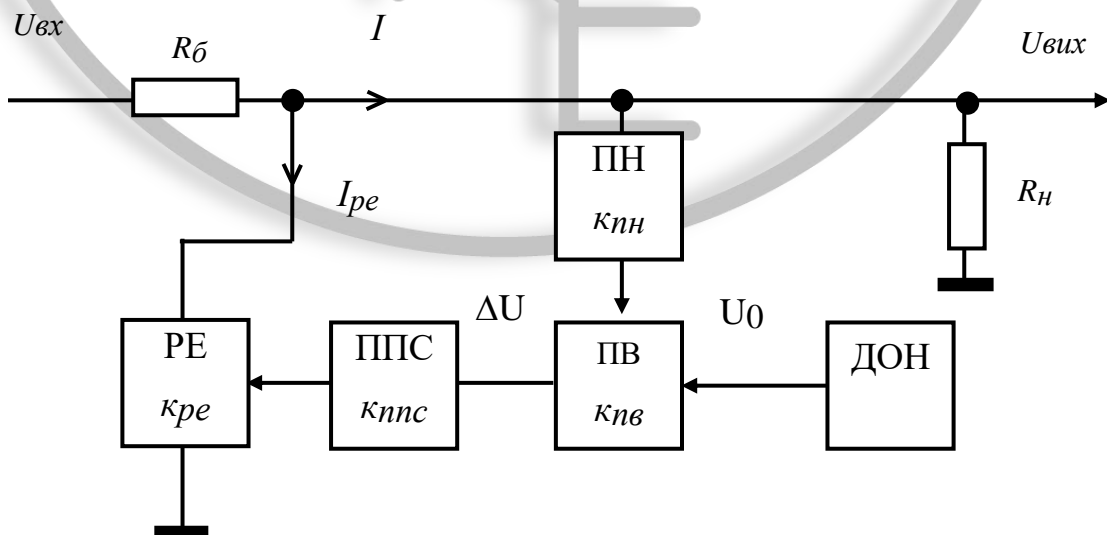


Рис. 1.32. Структурна схема паралельного АКСН

Розглянемо її принцип роботи. Підвищення напруги на навантаженні сприяє збільшенню різниці ΔU , що також виділяється із напруг зворотного зв'язку і джерела опорної напруги. Її підсилене значення відкриває регулюючий орган, який шунтує струм I рис. 1.32 і таким чином зменшує напругу на навантаженні. І навпаки.

Порівнюючи компенсаційні стабілізатори напруги з послідовним та паралельним розташуванням регулюючого органу можна сказати, що при однакових коефіцієнтах передачі відповідних вузлів вихідна напруга на останньому буде трохи меншою з-за падіння на баластному резисторі.

Переваги АКСН:

1. Коефіцієнт стабілізації вихідної напруги на порядок вищий ніж у параметричних.
2. Завдяки високій швидкодії мають властивості фільтрів.
3. Для них є характерним низький рівень статичного та динамічного опору

$$r_{вн} \approx r_T / k_{ст},$$

де r_T – диференційний опір регулюючого транзистора.

Недоліки АКСН:

1. Складніше схемне рішення і, як наслідок, більші вартість, масо-габаритні показники.
2. Низький ККД із-за падіння напруги на регулюючому органі.
3. Велика залежність вихідної напруги від температури навколишнього середовища.

При порівнянні компенсаційних стабілізаторів до переваги стабілізатора із паралельним розміщенням регулюючого органу можливо віднести кращу роботу на імпульсне навантаження і нечутливість до перевантажень на виході.

Але завдяки більшим ККД і коефіцієнту стабілізації, на практиці частіше використовують стабілізатори з послідовним регулюючим органом.

1.3.5. Імпульсні компенсаційні стабілізатори постійної напруги

Узагальнена структурна схема імпульсного стабілізатора (ІСН) постійної напруги зображена на рис. 1.33.

Принцип дії ІСН базується на періодичному підключенні навантаження до джерела нестабілізованої напруги $U_{вх}$. На виході фільтру виділяється постійна складова з допустимим рівнем пульсацій. Управління здійснюється наступним чином: результати виміру напруги на навантаженні з ПН порівнюється з опорною напругою ДОН і ΔU поступає на вхід імпульсного модулятора ІМ, який формує імпульси керування ключа Кл. У випадку замкненого ключа за термін часу $t_{и}$ середня випрямлена напруга на виході за період комутації T дорівнює

$$U_{вих ср} = U_{вх} t_{и} / T = \gamma U_{вх}, \tag{1.58}$$

де γ – зворотна шпаруватість роботи ключа.

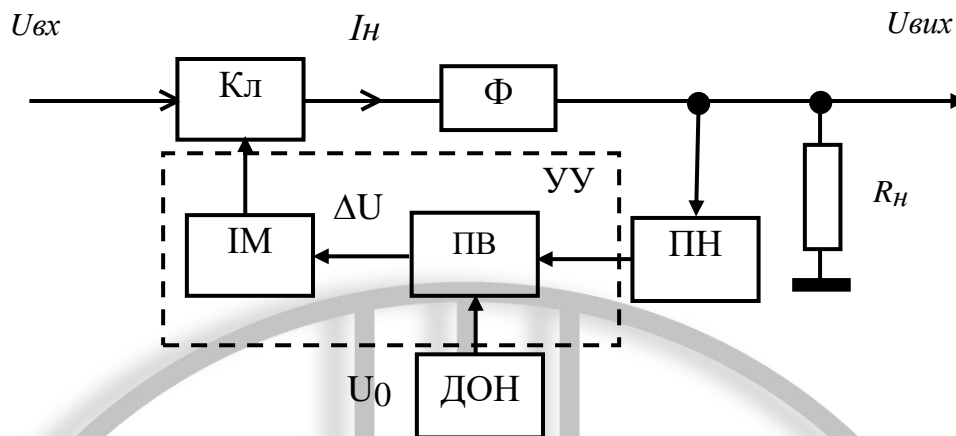


Рис. 1.33. Структурна схема ІСН

Таким чином, регулювання γ дозволяє стабілізувати випрямлену напругу, що підтверджується рівнянням (1.58). В якості ключа зазвичай використовують транзистори, які працюють не у лінійному, а ключовому режимі, який характеризується швидким переходом робочої крапки із області відсічки в насичення. При виборі транзисторів слід намагатись обирати такі з них, в яких у відкритому стані опір $r_{від} \rightarrow 0$, а у замкненому стані $r_{зам} \rightarrow \infty$, що зменшить потужність розсіювання на транзисторі і підвищить ККД стабілізатора. Крім цього транзистор повинен бути швидкодіючий, щоб забезпечити мінімум часу на проходження лінійного режиму.

Окрім ключа у силову частину імпульсного стабілізатора входить фільтр, що складається із дроселя, конденсатора і діода. При цьому розрізняють три основні схеми побудови силової частини.

Схема з послідовним увімкненням дроселя і ключа рис. 1.34

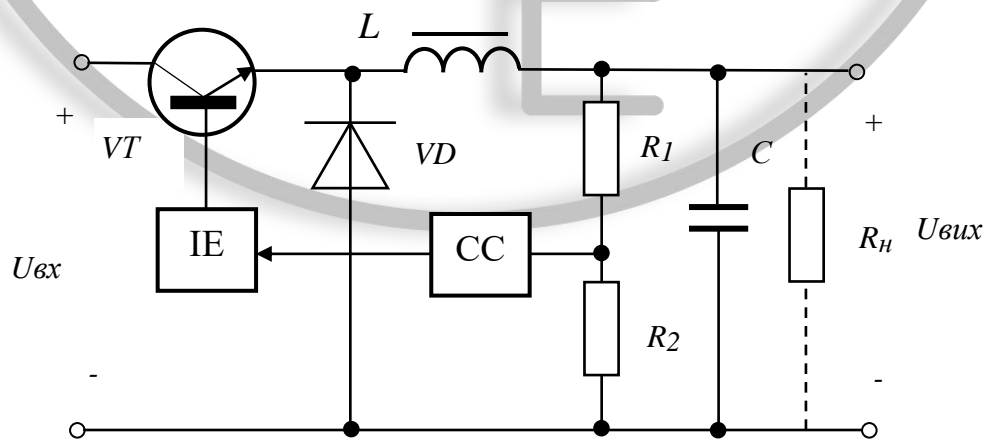


Рис. 1.34. Структурна схема ІСН з послідовним дроселем

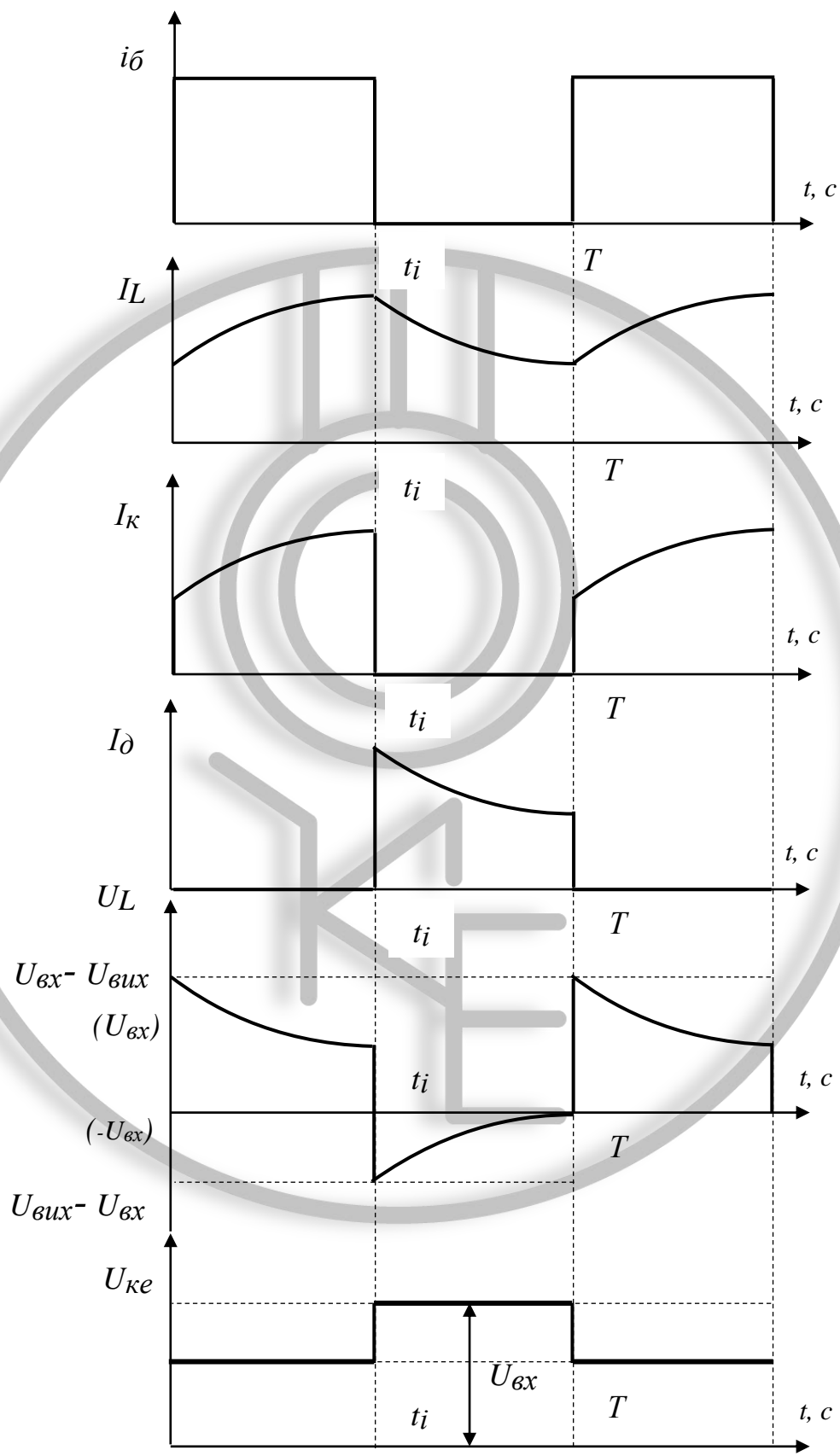


Рис. 1.35. Часові діаграми ІСН

В інтервалі часу $0 \dots t_i$ транзистор VT відкритий і знаходиться у режимі насичення, а його колекторний струм i_K зростає. При цьому справедливе рівняння $i_K = i_L$. Комутуючий діод VD закритий і його зворотна напруга становить

$$U_{zv\ max} = U_{vx\ max}. \quad (1.59)$$

Напруга на дроселі L дорівнює різниці між вхідною і вихідною напругами $U_L = U_{vx} - U_{vix}$, що дозволяє йому накопичувати електромагнітну енергію.

При закриванні ключа VT у момент часу t_i дросель генерує ЕРС самоіндукції, в наслідок чого відкривається діод VD . При цьому струм через діод дорівнює

$$i_D(t_i) = i_K(t_i). \quad (1.60)$$

У наступний період часу $t_i \dots T$ ключ закрито, а діод відкрито. Накопичена у дроселі енергія розсіюється в навантаженні. Струм дроселя дорівнює струму діода і поступово зменшується. Напруга колектор-емітер ключового транзистора максимальна і дорівнює вхідному $U_{ке\ max} = U_{vx\ max}$. Із вище сказаного витікає, що напруга на виході стабілізатора залежить від шпаруватості імпульсів керування γ

$$U_{vix} = \gamma U_{vx}. \quad (1.61)$$

Схема з послідовним увімкненням дроселя і паралельним ключа рис. 1.36.

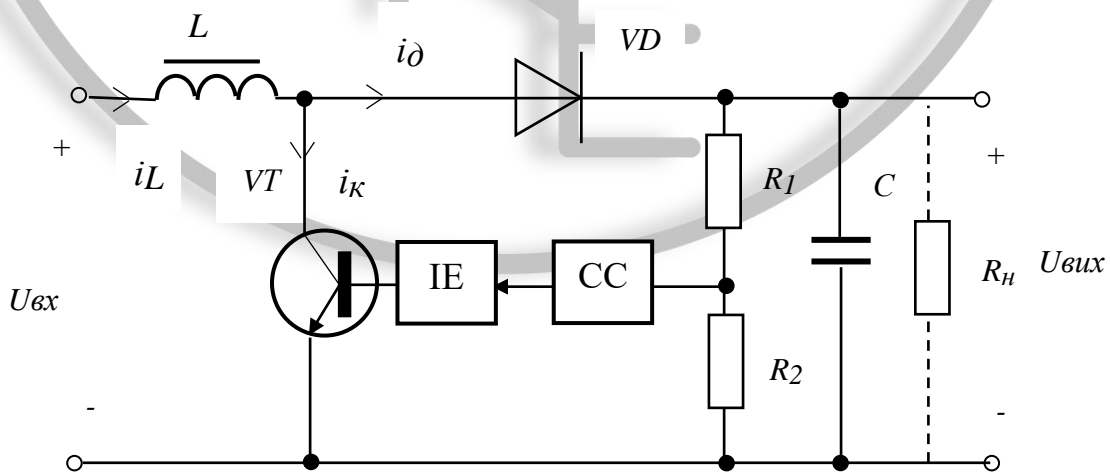


Рис. 1.36. ІСН з послідовним дроселем і паралельним ключем

Часові діаграми для схеми рис. 1.36. однакові зі схемою рис. 1.35. Різниця у рівнях напруги U_L , зображена у дужках рис. 1.35. Для інтервалу $0 \dots t_1$ транзистор VT відкритий, дросель при цьому заряджається. Діод в цей час закритий і знаходиться під зворотною напругою $U_{зв.мах}=U_{вих.мах}$, а конденсатор C розряджається на навантаження.

При запиранні ключового транзистора енергія дроселя і джерела живлення додаються і приєднуються через діод до навантаження та конденсатора.

Середня вихідна напруга стабілізатора рис. 1.36 розраховується за рівнянням

$$U_{вих} = U_{вх} / (1 - \gamma). \quad (1.62)$$

Схема з послідовним увімкненням ключа і паралельним дроселя рис. 1.37.

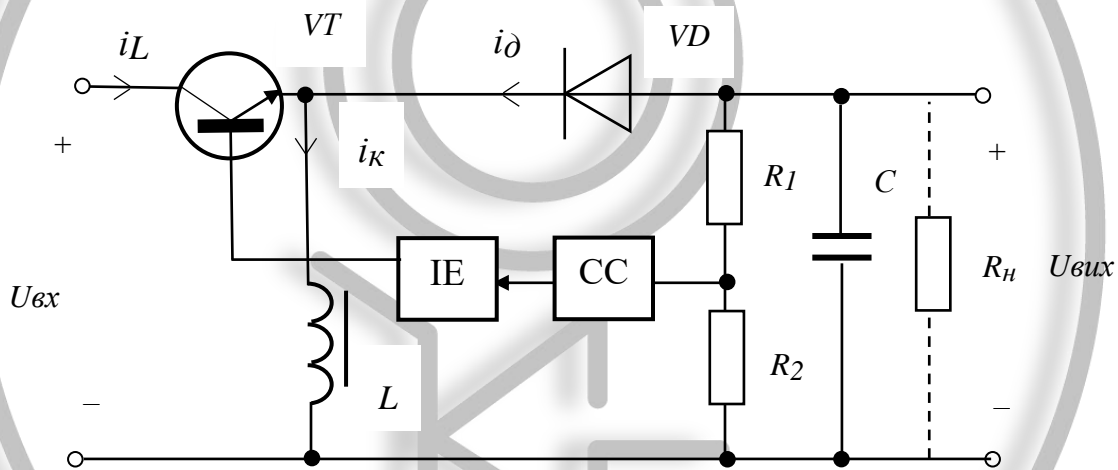


Рис. 1.37. ІСН з послідовним ключем і паралельним дроселем

При відкритому транзисторі VT і закритому діоді VD до дроселя L прикладена напруга джерела живлення $U_L = U_{вх}$. Це відповідно стає причиною його заряджання. В наступний період часу, коли транзистор закритий, накоплена енергія у дроселі виділяється на навантаженні за напрямом: негативний полюс дроселя, навантаження, анод діода, позитивний полюс дроселя.

Середнє значення напруги на навантаженні дорівнює

$$U_{вих} = U_{вх} \gamma / (1 - \gamma). \quad (1.63)$$

Лабораторна робота №2

Тема: Компенсаційні стабілізатори напруги із безперервним та імпульсним принципом роботи.

Відомості щодо предмету досліджень

Задача підвищення ККД компенсаційного стабілізатора напруги (КСН) важлива при необхідності отримати на навантаженні напруги не більше 5 В при струмі 5 А і більше. Як відомо, підвищення ККД досягається за рахунок зменшення пульсацій вхідної напруги. При цьому зростають вимоги до фільтрів на виході стабілізатора, що приводить до збільшення маси і габаритів пристрою у цілому. Другий шлях вирішення проблеми – зменшення падіння потужності на регулюю-

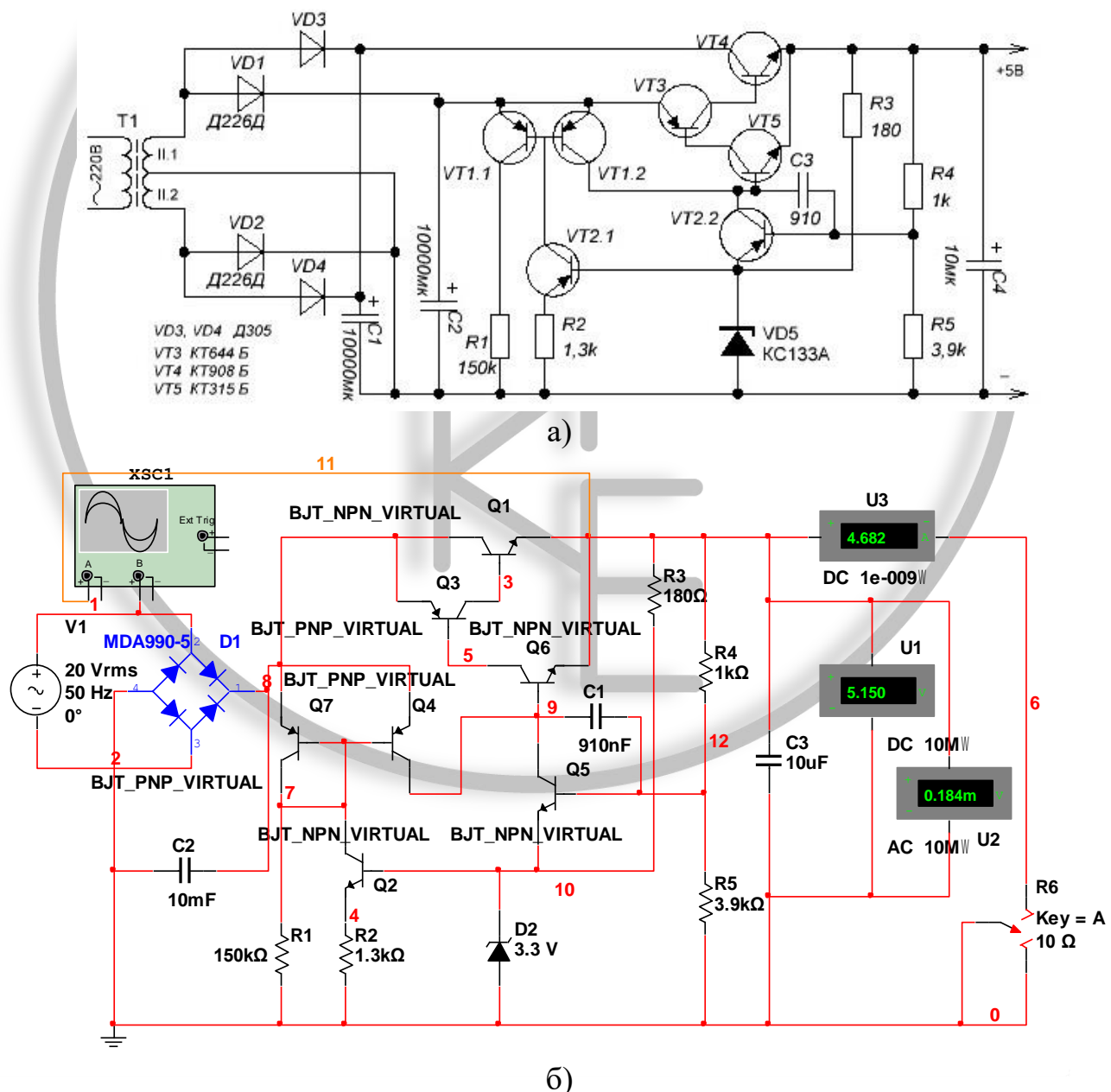


Рис. 1.38. Компенсаційний стабілізатор напруги: а – принципова схема, б – модель

чому органі (схема рис. 1.38, а). В ній підсилювач побудований на транзисторі $VT2.2$, а джерело стабілізованого струму (ДСС) – $VT2.1$ і стабілітроні $VD5$. Для зменшення робочої напруги ДСС використано «струмове дзеркало» на парі транзисторів $VT1$. Необхідна ідентичність цієї парі досягається використанням інтегральної транзисторної зборки. Режим роботи ДСС встановлюється опором $R2$ на рівні 2 мА. Допоміжна напруга, що потрібна, створюється випрямлячем $VD1, VD2$ і прикладається до споживача відносно загального полюса. Струм цього випрямляча приблизно в h_{21e} разів менше ніж основного, тому рівень пульсацій низький. Номінальна напруга вторинної обмотки трансформатора, при якій досягається максимальний ККД, становить 7,8 В при струмі 5 А. Коефіцієнт стабілізації залежить від коефіцієнта передачі транзисторів стабілізатора і знаходиться у межах 100...250 одиниць. Пульсації вихідної напруги не перевищують 10 мВ.

Практична схема релейного ІСН, яка призначена для живлення цифрових приладів на ІМС, зображена на рис. 1.39, а. Максимальний струм навантаження становить 4 А, напруга пульсацій на виході не перевищує 50 мВ, ККД на менше

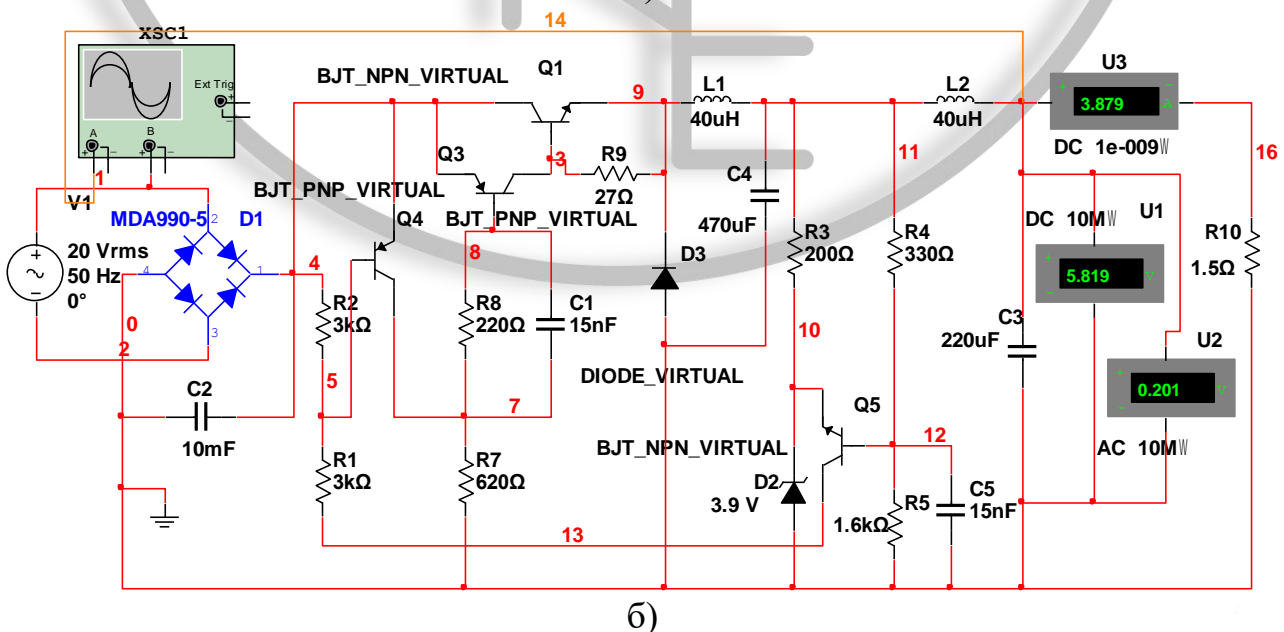
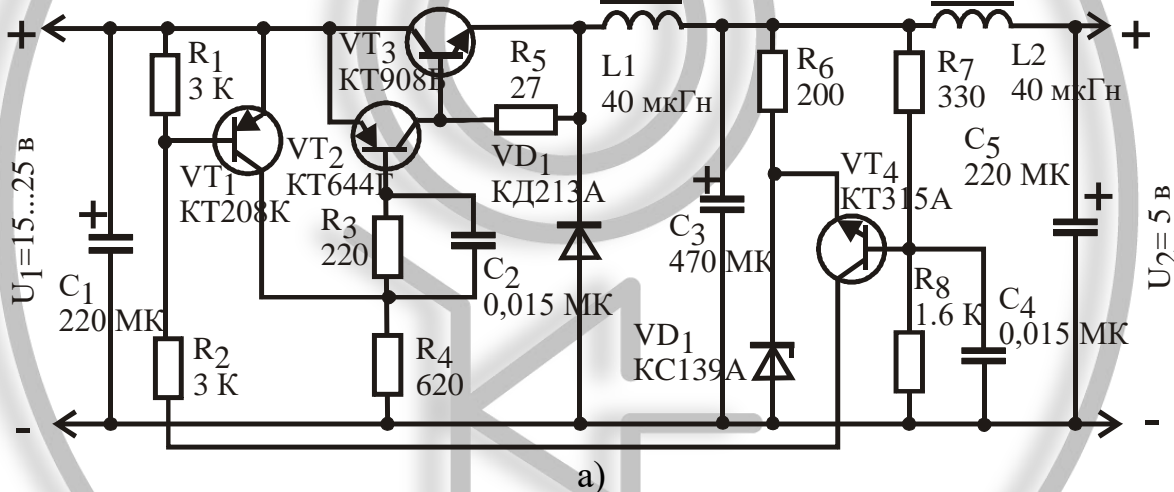


Рис. 1.39. Релейний стабілізатор напруги

60% при струмі навантаження 1 А і вхідній напрузі 15 В. При коливанні струму навантаження в межах 0,5...3,5 А вихідна напруга зростає на 0,5...1,5 %. При імпульсному навантаженні на стабілізаторі виникають викиди вихідної напруги, які обумовлені перехідними процесами у фільтрі $L2C5$, із амплітудою не більше 0,4 В.

При прикладенні вхідної напруги виникає струм у колі бази складаного транзистора $VT2$, $VT3$ і вони відкриваються. Через нього та дросель $L1$ заряджається конденсатор $C3$. Коли заряд $C3$ досягає деякого рівня відкриваються транзистори $VT1$, $VT4$. Через транзистор $VT1$, який знаходиться у режимі насичення до емітерного переходу $VT2$ приєднується $C2$ у закритій полярності, що закриває складаний транзистор. При цьому відкривається діод $VD1$, який замикає коло струму з дроселя $L1$. Коли струм дроселя $L1$ дорівнює струму навантаження починає зменшуватись напруга на конденсаторі $C3$. У результаті транзистори $VT1$, $VT4$ закриваються, а $VT2$, $VT3$ відкриваються і процес роботи стабілізатора повторюється.

Конденсатор $C4$ необхідний для створення на базі транзистора $VT4$ потрібного фазового зсуву сигналу зворотного зв'язку, який визначає частоту слідування робочих циклів. Фільтр $L2C5$ зменшує пульсації вихідної напруги.

Зважаючи на те, що транзистор $VT3$ і діод $VD1$ працюють у ключовому режимі, потужність, що ними розсіюється мала. Монтування цих елементів на тепловідвідні радіатори потрібно у тих випадках, коли стабілізатор буде працювати на навантаження із струмом 3,5 А і вище. Для зменшення викидів напруги на імпульсному навантаженні слід зменшити ємність конденсатора $C5$ зменшити або виключити фільтр $L2C5$, підвищити ємність конденсатора $C3$ у 8...10 разів.

Програма роботи:

1. Ознайомитись з принципом роботи стабілізаторів рис. 1.38, рис. 1.39 і зібрати їх за допомогою засобів електронної лабораторії. При створенні моделі задіяти тип випрямляча із індивідуального завдання лабораторної роботи №1. Встановлювати трансформатор у модель не потрібно.

Номінальна напруга на виході джерела живлення вибирається із таблиці нижче за варіантом у відповідності до номеру в академічному журналі:

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U_{дж}$, В	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	14	12	11	15	17	19	20

2. Дослідити вплив коливання напруги на вході джерела живлення кожного із стабілізаторів на рівень їх вихідної напруги, для чого здійснити регулювання напруги на вході у межах $\pm 15\%$ від зазначеної номінальної і одночасно контролювати напругу на виході. Результати дослідження занести у таблицю 1.2 і побудувати в EXCEL (таблиця 1.2 повинна містити не менше десяти вимірів).

Таблиця 1.2

№ з/п	Удж	Uст

3. Дослідити вплив величини опору навантажувального резистора (регулювати в межах 10...100% від номіналу) на значення струму і напруги на виході стабілізаторів. Результати дослідження занести до таблиці 1.3, також побудовану в EXCEL (таблиця 1.3 повинна містити не менше десяти вимірів).

Таблиця 1.3

№ з/п	Rнав	Iнав	Uст

4. Для запропонованих стабілізаторів розрахувати ККД, коефіцієнти згладжування і стабілізації вихідної напруги. Зазначені параметри отримати за умови найважчого режиму роботи, де струм на навантаженні для першої схеми становить 3,5 А, а другої 4 А. Напруга джерела живлення при цьому номінальна.

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Варіант індивідуального завдання.
- 4) Схеми моделей стабілізаторів напруги.
- 5) На підставі отриманих даних заповнені таблиці і побудовані графіки функцій $U_{ст}=f(U_{дж})$, $U_{ст}=f(R_{нав})$, $I_{нав} = f(R_{нав})$, де $U_{ст}$ – напруга на виході стабілізатора, $U_{дж}$ – напруга джерела живлення стабілізатора, $R_{нав}$ – опір навантаження, $I_{нав}$ – струм навантаження.
- 6) Навести розрахунки за пунктом 4 програми роботи.

1.4. Згладжувальні фільтри

Згладжувальний фільтр – пристрій, що зменшує амплітуду змінної складової у випрямленій напрузі.

1.4.1. Основні параметри згладжувальних фільтрів

Напругу на активному навантаженні можна представити гармонійним рядом

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^n U_{mk} \cos(k\omega_1 t), \quad (1.64)$$

у якому крім постійної складової U_0 є ряд змінних складових, головна з яких із частотою

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi m f_c, \quad (1.65)$$

має найбільшу амплітуду. В більшості фільтрів ця складова ослабляється гірше вищих гармонік. Тому при розрахунку й аналізі фільтрів використовують коефіцієнт пульсацій за першою гармонікою

$$k_{\text{п}} = U_{m1}/U_0. \quad (1.66)$$

Змінна складова випрямленої напруги погіршує характеристики електронних пристроїв, а в системах автоматики регулювання призводить до помилок.

При проектуванні фільтрів слід враховувати, що наряду із послабленням змінної складової фільтр трохи знижує постійну напругу на навантаженні. Це характеризують коефіцієнтом передачі

$$\lambda = U_0' / U_0, \quad (1.67)$$

де U_0' – напруга на виході фільтра, U_0 – напруга на вході фільтра або коефіцієнтом затухання

$$k_3 = 1/\lambda = 1/U_0' / U_0. \quad (1.68)$$

Чим менше k_3 або λ , тим якісніший фільтр. Для реальних малопотужних фільтрів $k_3 = 1,05 \dots 1,1$.

Одним із важливих показників фільтру є коефіцієнт згладжування пульсацій, що визначається як відношення коефіцієнту пульсацій на вході до коефіцієнту на виході фільтру

$$q = k_{\Pi}' / k_{\Pi}, \quad (1.69)$$

де k_{Π}' – коефіцієнт пульсацій на вході фільтра, k_{Π} – на виході фільтра.

Вимоги до фільтрів:

1. Не порушувати нормальну роботу джерела живлення;
2. Забезпечувати заданий коефіцієнт згладжування;
3. Мати мінімум витрат потужності;
4. Власна частота фільтра повинна відрізнятися від частоти змінної складової для уникнення резонансних явищ;
5. Мати малі масу, габарити, вартість і бути надійним.

Згладжувальні фільтри можуть бути пасивними або активними. Пасивні фільтри розділяють на прості (індуктивні, ємнісні) і складні (типа RC і LC), які у свою чергу діляться на одно ланкові, багатоланкові, резонансні.

Активні фільтри зазвичай створюють на базі транзисторів.

Найбільше розповсюдження в джерелах живлення електронної апаратури найшли пасивні фільтри. Розглянемо їх основні схеми.

1.4.2. Прості згладжувальні фільтри

Ємнісний фільтр

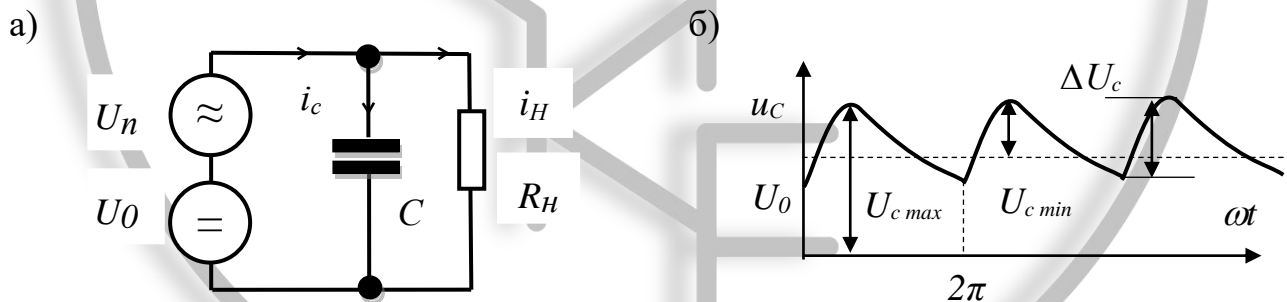


Рис. 1.40. До пояснення роботи ємнісного фільтра:
а – схема аналог; б – часова діаграма

Згідно методу накладення, напругу на навантаженні, яка визначається згідно (1.62), можна представити послідовним з'єднанням двох джерел: постійного та змінного струму рис. 1.40, а.

При кінцевому значенні ємності конденсатора C в нарузі та струмі навантаження залишається змінна складова. Умова використання

$$1/(m \omega C) \ll R_{\Pi}.$$

Зважаючи на те, що у ємнісного фільтра неможливо виділити вхід і вихід схеми, тому визначення коефіцієнту згладжування втрачає сенс. У випадку заданого коефіцієнта пульсацій напруга на конденсаторі визначається

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T/2m} i_c dt = \frac{I_0}{2mf_c C}. \quad (1.70)$$

Ця зміна напруги на конденсаторі дорівнює подвійній амплітуді змінної складової. Таким чином, коефіцієнт пульсацій при активному навантаженні буде дорівнювати

$$k_n = \frac{U_{m1}}{U_0} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta U_c}{U_0} = \frac{1}{4mf_c R_H C}. \quad (1.71)$$

Звідки розрахункова формула для ємності конденсатора

$$C = \frac{10^6}{4mf_c R_H k_n}, \text{ (мкФ)}. \quad (1.72)$$

Ємнісні фільтри широко використовують при струмі навантаження до декількох ампер.

Недолік таких фільтрів – заряд конденсатора перевантажує джерело живлення великим струмом.

Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр – котушка індуктивності із феромагнітним стрижнем, що вмикається послідовно з навантаженням рис. 1.41.

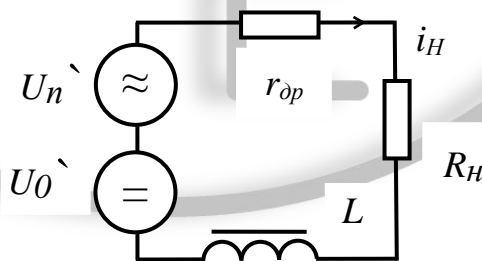


Рис. 1.41. До пояснення роботи індуктивного фільтра

Для активного навантаження коефіцієнт пульсацій дорівнює

$$k_{\Pi} = U_{m1}/U_0 = I_{m1}/I_0. \quad (1.73)$$

де постійна складова навантаження

$$I_0 = \frac{U_0'}{R_H + r_{\partial p}}, \quad (1.74)$$

а амплітуда першої гармоніки струму

$$I_{m1} = \frac{U_{m1}}{\sqrt{(R_H + r_{\partial p})^2 + (m\omega L)^2}}, \quad (1.75)$$

де $r_{\partial p}$ – опір дроселя.

Підставляємо ці два вирази у (1.71), отримуємо

$$k_n = k_n' \frac{R_H + r_{\partial p}}{\sqrt{(R_H + r_{\partial p})^2 + (m\omega L)^2}}. \quad (1.76)$$

Отримане відношення є величина зворотна коефіцієнту згладжування

$$k_n = k_n' \frac{1}{q_L}.$$

При заданому q_L і $r_{\partial p} \ll R_H$ визначаємо індуктивність фільтру

$$L \approx \frac{q_L R_H}{m\omega}. \quad (1.77)$$

Індуктивні фільтри корисно використовувати у багатофазних схемах випрямлення з великими значеннями струму навантаження.

Недоліки індуктивних фільтрів:

1. залежність коефіцієнта згладжування фільтра від струму навантаження;
2. виникнення перенапруги на дроселі при обриві кола.

1.4.3. Складні згладжувальні фільтри

Г-образні фільтри

Фільтри, у складі яких мають місце LC або RC кола, прийнято називати Г-образними фільтрами (рис. 1.42). Зазвичай LC -фільтри використовують у джерелах із значним струмом навантаження (від одиниць до тисяч ампер), а RC -фільтри знайшли своє застосування у джерелах з малим струмом, як такі, що мають менші габарити і вартість.

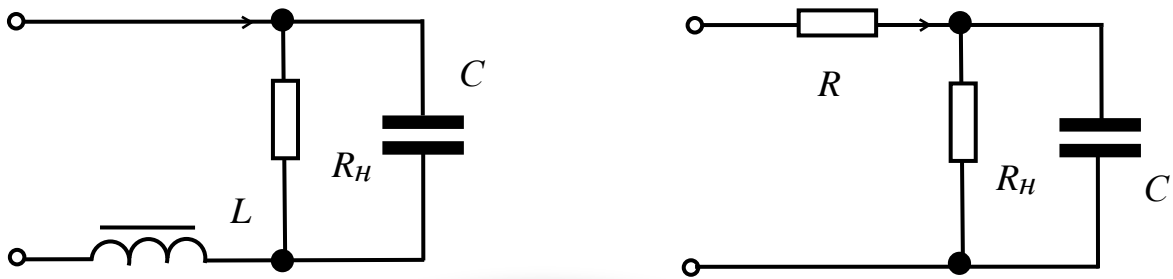


Рис. 1.42. Принципові схеми Г-образних фільтрів

Одним із способів зниження габаритів і маси фільтрів є підвищення частоти струму джерела електроенергії і використання схем з великим числом фаз випрямлення.

При виборі типу фільтра, його елементів і розрахунку їх параметрів керуються заданим значенням коефіцієнту пульсацій на навантаженні за основною гармонікою. Для заданих схем випрямлення і коефіцієнта пульсацій на навантаженні визначається коефіцієнт згладжування q , який повинен забезпечити фільтр.

Розглянемо еквівалентну схему Г-образного фільтра рис. 1.43,

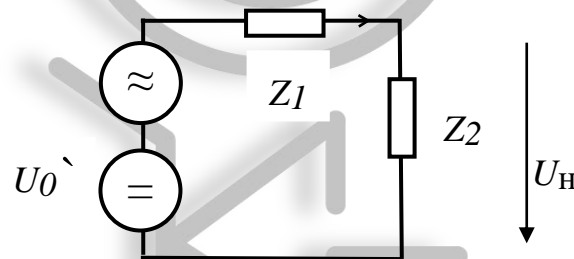


Рис. 1.43. Еквівалентна схема Г-образних фільтрів

де Z_2, Z_1 – повний опір вихідного елемента фільтра і навантаження.

Коефіцієнт згладжування для цієї схеми становить

$$q = U_{m1}' / U_{m1} = Z_e / Z_2, \quad (1.78)$$

де $Z_e = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}$ – модуль повного опору схеми. Зазвичай $Z_1 / Z_2 \gg 1$, тому можливо вважати, що $q \approx Z_1 / Z_2$.

Для LC-фільтра маємо

$$Z_1 = r_{др} + jm \omega CL, \quad (1.79)$$

$$Z_2 = R_H / (1 + jm \omega CR_H C). \quad (1.80)$$

Зважаючи на те, що $r_{др} \ll m \omega CL; R_H \gg 1 / (m \omega CC)$; отримуємо

$$\underline{Z}_1 \approx j m \omega C L;$$

$$\underline{Z}_2 \approx -j / (m \omega C C).$$

Переходячи до модульної форми коефіцієнт згладжування становить

$$q_{LC} = m^2 \omega C^2 LC - 1. \quad (1.81)$$

Виходячи із отриманих виразів визначаються L і C

$$LC = (q_{LC} + 1) / (m^2 \omega C^2). \quad (1.82)$$

Значення L і C обирають таким чином, щоб виключити можливість резонансу на частотах, які близькі до частоти першої гармоніки пульсацій

$$m \omega C > 1 / \sqrt{LC}. \quad (1.83)$$

Для RC -фільтра коефіцієнт пульсацій визначається за еквівалентною схемою рис. 1.43.

$$\underline{k}_1 = \frac{\underline{U}_{m1}}{\underline{U}_{m1}} = \frac{R - j / (m \omega_c C)}{-j / (m \omega_c C)} = 1 + j RC m \omega_c. \quad (1.84)$$

Для схем RC -фільтра напруга на вході не співпадає з напругою на виході, причому

$$\frac{U_0}{U_0'} = \frac{R_H}{R + R_H}. \quad (1.85)$$

Скалярна форма коефіцієнта згладжування має вигляд

$$q_{RC} = \sqrt{(m \omega_c RC)^2 + 1} \frac{R_H}{R + R_H} \approx m \omega_c RC \frac{R_H}{R + R_H}. \quad (1.86)$$

Звідки

$$RC = \frac{q_{RC}}{m \omega_c} \frac{R + R_H}{R_H}.$$

При виборі параметрів RC -фільтра важливо враховувати витрати на ньому, тобто його ККД

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_\phi} = \frac{R_H}{R_H + R}. \quad (1.87)$$

Таким чином, прийняв допустиме значення ККД визначається ємність конденсаторного фільтру

$$C = \frac{q_{RC}}{m\omega_c R \eta}. \quad (1.88)$$

де R – визначається із (1.84) за прийнятим значенням опору навантаження. На практиці $R \ll R_H$ при збереженні умови доброго згладжування $m\omega_c C R \gg 1$.

П-образний фільтр

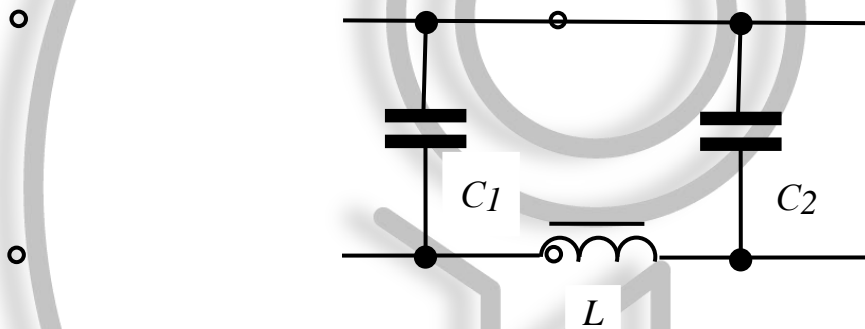


Рис. 1.44. Принципова схема П-образного фільтра

П-образний фільтр може бути представлений у вигляді послідовно увімкнених C і LC -фільтрів. Звідки коефіцієнт згладжування

$$q_{\pi} \approx q_C q_{LC}. \quad (1.89)$$

Похибка коефіцієнта згладжування залежить від активного опору дроселя, а також від виконання умови

$$X_L \gg X_C.$$

Зазвичай на практиці ємності конденсаторів фільтру обирають $C_1 = C_2$.

При порівнянні П-образних і Г-образних схем фільтрів вважається, що при великих значеннях опору навантаження вигідніше використовувати П-образні схеми, а при малих (декілька Ом) – Г-образні, у зв'язку із однаковим коефіцієнтом згладжування при меншій кількості елементів.

Контрольні запитання.

1. Надати класифікацію вторинних джерел живлення.
2. Охарактеризувати схеми випрямлячів.
3. Схемне рішення та принцип роботи однонапівперіодної схеми випрямлення.
4. Особливості двохнапівперіодних схем випрямлення.
5. Вплив характеру навантаження на роботу випрямляча.
6. Схеми випрямлячів із множенням напруги.
7. Класифікація стабілізаторів.
8. Види та побудова джерел опорної напруги і струму.
9. Види аналогових компенсаційних стабілізаторів постійної напруги.
10. Особливості та переваги імпульсних компенсаційних стабілізаторів постійної напруги.
11. Прості згладжувальні фільтри.
12. Г-образні згладжувальні фільтри.
13. П-образні згладжувальні фільтри.

II. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

2.1. Загальні відомості

Ідеальний операційний підсилювач (ОП) – це диференційний підсилювач постійного струму, у якого:

- безконечно великий коефіцієнт підсилення у необмеженому частотному інтервалі пропускання;
- безконечний вхідний і нульовий вихідний опір;
- безконечний коефіцієнт послаблення синфазних сигналів;
- нульові зсув нуля, вхідного струму зміщення, а також їх дрейф при зміні температури і часу.

Такі властивості підсилювачів навіть теоретично недосяжні повністю, оскільки більша частина з них потребує безконечної потужності вхідного сигналу при малих розмірах напівпровідникової структури.

Таким чином сучасні ОП це підсилювачі напруги постійного струму, які мають у частотному діапазоні від нуля до декількох десятків тисяч Гц високий вхідний (декілька МОм) і малий вихідний опір (декілька десятків Ом), незначний рівень шуму при якісній температурній компенсації і здатність працювати при замкнутому колі зворотного зв'язку. Вхідний каскад виконується у вигляді диференційного підсилювача з двома входами, які реагують на різницю напруг на них. Термін „Операційний підсилювач” виник в аналоговій обчислювальній техніці, де подібні підсилювачі із відповідними зворотними зв'язками використовуються для моделювання різних математичних операцій. Поява ОП у вигляді інтегральних схем, що мають відносно низьку вартість і високі технічні характеристики, призвело до того, що їх швидко стали поширювати у різноманітних електронних пристроях.

2.1.1. Принципова і еквівалентна схеми ОП

Принципова схема інтегрального ОП складається із одного, двох або трьох каскадів підсилення напруги, причому вхідний каскад завжди виконаний за диференційною схемою з паралельно-симетричними входами, вихідний каскад підсилювача струму і коло узгодження каскадів між собою. У якості прикладу наведемо схему ОП К544УД1 рис. 2.1.

ІМС К544УД1 є високоякісним підсилювачем із вмонтованим колом частотної корекції. Він містить диференційний каскад підсилення напруги на польових транзисторах $VT1$ і $VT2$. Збільшення коефіцієнту підсилення цього каскаду здійснюється навантаженням, що є джерелом струму на транзисторах $VT3$, $VT4$. У другому каскаді $VT9$ також використовується подібне високоомне динамічне навантаження $VT10$. Особливою відмінністю вихідного емітерного повторювача $VT17$, $VT18$ є захист від перевантажень, який реалізується на $VT15$, $VT16$. При збільшенні вихідного струму підсилювача падіння напруги на резисторах $R10$ або $R11$, які увімкнено між емітерами $VT17$ і $VT18$, відкриває один із транзисторів $VT15$ або

VT16, що перешкоджає подальшому зростанню емітерного струму VT17 або VT18. Однак для фахівців, що користуються цими ІМС, більш важлива інформація про еквівалентну схему і параметри підсилювача.

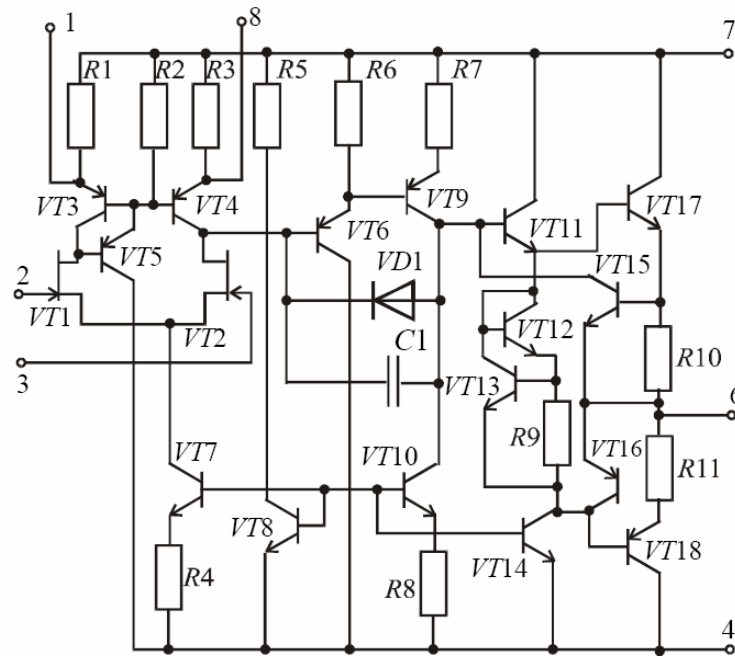


Рис. 2.1. Принципова схема ОП К544УД1

Еквівалентна схема ОП для низьких частот показана на рис. 2.2.

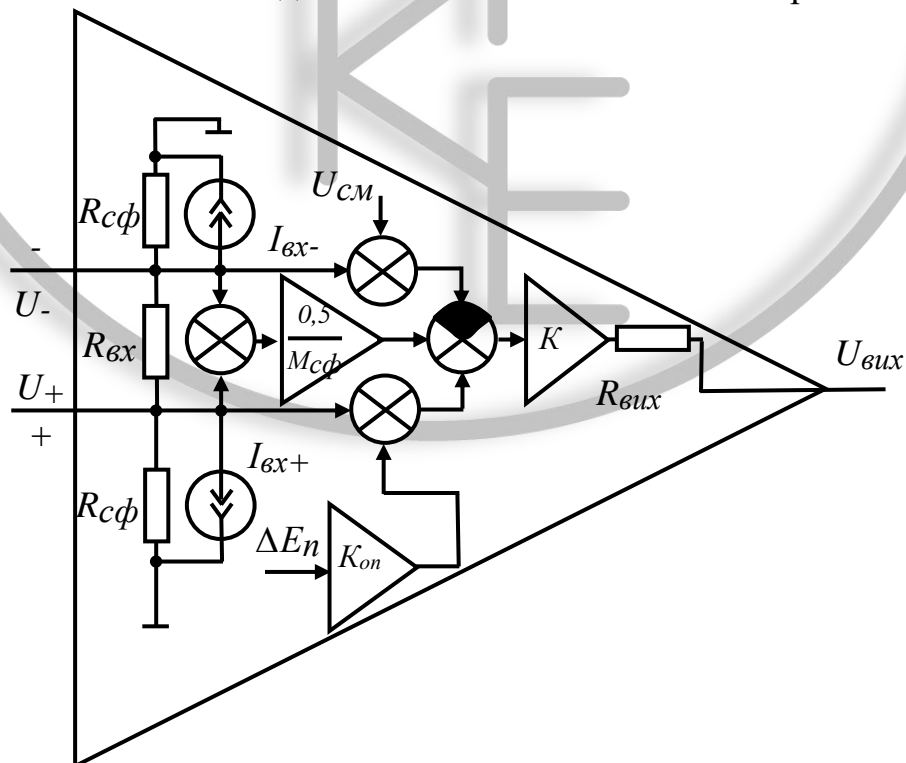


Рис. 2.2. Структурна еквівалентна схема ОП

Вузли додавання і масштабування вважаються ідеальними. Усі напруги у еквівалентній схемі вимірюються відносно загального дроту – «земля». Як видно із еквівалентної схеми, ОП має два входи і один вихід. Один із входів позначений негативним знаком називають інверсним, а другий позначений позитивним знаком – прямий. Напруга на виході ОП, що працює у лінійному режимі, зростає із зниженням сигналу на вході (U_-) і навпаки.

У подальшому для скорочення інверсний вхід назвемо **I**-входом, а неінверсний **H**- входом. Різницю напруги на входах ОП ($U_+ - U_-$) називають диференціальним вихідним сигналом $U_{\text{вх}}$, а їх напівсума $(U_+ + U_-)/2$ синфазним вихідним сигналом $U_{\text{сф}}$.

2.1.2. Параметри і характеристики ОП

Головні характеристики якості ОП:

- коефіцієнт підсилення ($K_{\text{оп}}$) – відношення зміни вихідної напруги до зміни напруги на вході

$$K_{\text{оп}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}},$$

де $U_{\text{вх}} = U_+ - U_-$. Для ОП він лежить у межах $10^3 - 10^6$.

- коефіцієнт передачі синфазного сигналу ($K_{\text{с}}$) – відношення зміни вихідної напруги до зміни синфазної напруги

$$K_{\text{с}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{сф}},$$

- напруга зміщення ($U_{\text{зм}}$) – диференціальна вхідна напруга $U_+ - U_-$, при якій вихідна напруга підсилувача дорівнює нулю. Зазвичай $U_{\text{зм}}$ для ОП побудованих на біполярних транзисторах становить 3-10 мВ, а на польових 30-100 мВ.

- середній вхідний струм ($i_{\text{вх}}$) – середнє значення струму H- та I-входів підсилувача

$$i_{\text{вх}} = (i_{\text{вх-}} + i_{\text{вх+}}) / 2,$$

що виміряні при такій вхідній напрузі, при якій вихідна дорівнює нулю. На еквівалентній схемі рис. 2.2. вхідні струми зображені у вигляді джерел струму $i_{\text{вх+}}$ і $i_{\text{вх-}}$. При зміні допустимої напруги на вході один із вхідних струмів збільшується, а другий практично на стільки ж зменшується. Тому є можливим здійснювати вимір вхідного струму при приєднанні обох входів до загального дроту схеми. Зазвичай середній струм для ІМС на біполярних транзисторах становить

0,02-10 мкА. Такі невеликі значення струму забезпечуються за рахунок роботи транзисторів ОП у режимі з низьким колекторним струмом. При потребі отримати ще менші вхідні струми використовують польові транзистори.

- *різниця вхідних струмів* ($\Delta i_{ВХ}$) – абсолютне значення різниці струмів двох входів підсилювача $|i_{ВХ+} - i_{ВХ-}|$, що виміряні при нульовій напрузі на виході ОП. Ця різниця показує асиметрію вхідного каскаду ОП. Якщо така різниця приблизно дорівнює нулю, то можна вважати, що вплив цієї величини на вихідну напругу можливо компенсувати однаковими еквівалентними провідностями зовнішніх кіл, що приєднуються до Н- та І-входів ОП. Зазвичай струм становить 20–50% від $i_{ВХ}$.

- *вхідний опір* ($R_{ВХ}$) – опір з боку одного із входів ОП, під час коли другий заземлений. У деяких випадках цей опір називають вхідним опором диференційного сигналу, щоб відрізнити його від вхідного опору синфазного сигналу. Цей параметр на вхідному каскаді біполярних транзисторів ОП зазвичай становить 10^3-10^7 Ом і 10^7-10^9 Ом для каскадів побудованих на польових транзисторах.

- *вхідний опір для синфазного сигналу* ($R_{сф}$) – визначається як відношення приросту синфазної напруги до приросту середнього вихідного струму підсилювача. $R_{сф}$ зазвичай на 1-2 порядки більше опору $R_{ВХ}$. На еквівалентній схемі рис. 2.1. $R_{ВХ}$ зображено у вигляді опору увімкненого між входами підсилювача, а $R_{сф}$ – у вигляді двох опорів, які увімкнено паралельно джерелу струму $i_{ВХ+}$ і $i_{ВХ-}$.

- *коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу* ($M_{сф}$) – відношення коефіцієнта підсилення $K_{ОП}$ до коефіцієнту передачі синфазного сигналу K_c

$$M_{сф} = K_{ОП} / K_c.$$

Його можливо визначити інакше: як відношення синфазного сигналу до напруги зміщення підсилювача. Часто використовують логарифмічну міру для *коефіцієнту послаблення синфазного сигналу*

$$L_{сф} = 20 \lg |M_{сф}|.$$

Зазвичай для ІМС ОП становить $L_{сф} = 60 \div 100$ дБ.

Шлях передачі синфазного сигналу на еквівалентній схемі рис. 2.2. показаний у вигляді суматора вхідних сигналів U_+ і U_- без інерційних ланок з коефіцієнтом передачі $0,5/M_{сф}$, напруга з виходу якого дорівнює зміні напруги зміщення, що подається через другий суматор на вхід основної ланки.

- коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення k_n – відношення зміни напруги зміщення до зміни питомої напруги ΔU_{Π} . Цей коефіцієнт дорівнює $2 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-4}$, що відповідає 20-200 мкВ/В.

- *Вихідний опір ОП* ($R_{\text{вих}}$) визначається так же як і для будь-якого підсилювача і становить величину від декількох десятків до декілька сотень Ом.

- *Динамічні властивості ОП* визначаються зазвичай двома параметрами: частотним діапазоном і швидкістю зміни вихідного сигналу.

- *Частотний діапазон ОП* – діапазон частот f_1 , де коефіцієнт підсилення ОП не менше 1. Зазвичай f_1 у більшості ІМС ОП лежить у межах десятих долей до десятків МГц. При приблизних розрахунках моделюють ОП як інерційну ланку першого порядку, вважаючи, що

$$|K(f)| = K_{\text{оп}} / \sqrt{1 + (2\pi f \tau_{\Pi})^2},$$

де f – частота вхідного гармонійного сигналу, $\tau_{\Pi} \approx K_{\text{оп}} / 2\pi f_1$ – еквівалентна постійна часу підсилення.

- *Максимальна швидкість зростання вихідної напруги ОП* (V_U) – визначається, як найбільша швидкість зміни напруги на виході ОП при подачі на нього максимальної напруги прямокутної форми. Зазвичай для ОП швидкість лежить у межах 0,3-50 В/мкс.

- *Температурна зміна вхідних струмів ОП* має різний характер у залежності від типу транзисторів вхідного каскаду ІМС. В ІМС із біполярним вхідним каскадом струм зменшується при збільшенні температури, а при польовому вхідному каскаді навпаки.

- *Температурна зміна різниці вхідних струмів* носить такий же характер, як температурна зміна середнього вихідного струму.

- *Температурний коефіцієнт підсилення ОП* може бути як позитивним, так і негативним у залежності від температури і типу ОП. Для розрахункового діапазону температур коефіцієнт ОП змінюється не більше ніж у 3-5 разів.

- *Шумові властивості ОП* характеризують приведеними до входу шумовими напругою і струмом. На еквівалентній схемі ОП джерела шуму – це джерела вхідних струмів $i_{\text{вх}+} - i_{\text{вх}-}$ і джерело напруги зміщення $U_{\text{см}}$. Ці джерела крім постійних складових, про які говорено раніше, також генерують шумові сигнали. На практиці шуми генеруються усіма каскадами ОП, але на еквівалентній схемі краще показати окремо еквівалентні джерела шумів, які увімкнено до вхідного кола.

- *Мінімальний опір навантаження $R_{\text{н min}}$* – наводять у паспортних даних ОП, хоча він не є одним із основних його параметрів. Його значення визначається

вихідним струмом при номінальній вхідній напрузі. Для більшості ОП граничним є вхідний струм від 5 до 25 мА, хоча є потужні ІМС ОП з вихідним струмом 1 А.

2.1.3. Умовні та графічні позначення ОП

Згідно із прийнятими стандартами позначення елементів аналогової техніки ОП зображують у вигляді прямокутника. Він може вмещувати головне і два додаткових поля, що розміщують по обидва боки рис. 2.3.

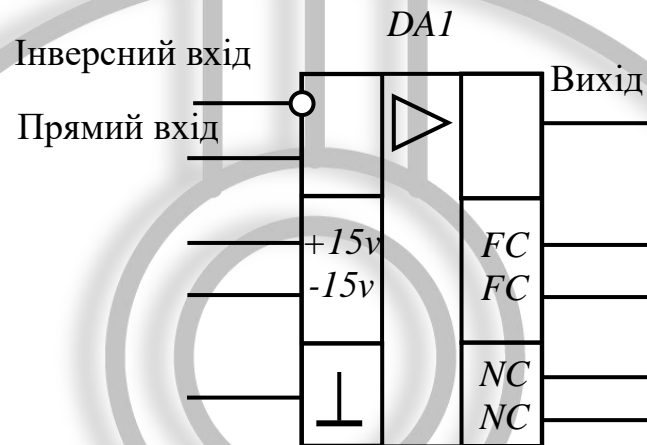


Рис. 2.3. Умовне графічне зображення ОП

На схемі підсилювач позначений трикутником на головному полі. Праворуч від нього вказують коефіцієнт підсилення. Якщо конкретне значення цього коефіцієнту незначне допускається його не показувати.

Виводи ОП поділяють на вхідні, вихідні та такі, що не несуть функціонального навантаження, до яких приєднуються дроти живлення, температурної та частотної корекції і дрейфу нуля.

Більшість ОП мають один вихід і два входи симетричних по відношенню до загального полюсу. Прямі входи та виходи позначаються лініями, які підходять до контуру основного поля, а інверсні з кружечками у місцях приєднання. Якщо до входів прикладені синфазні напруги, то їх вплив буде взаємно компенсований і вихід буде мати нульовий потенціал, завдяки чому параметри ОП мало чутливі до зміни живлення, температури та інших зовнішніх факторів. Напруга на виході ОП повинна бути лише у тому випадку, коли на його вході діють різні за рівнем та фазою напруги. Цей сигнал називають диференційним. Напруга на виході ОП вимірюється відносно загального дроту.

Вихідна напруга ОП у більшості випадків приєднується до навантаження, але ця умова виконується не завжди.

Для забезпечення роботи ОП з позитивним і негативним типом сигналів ІМС живлять двополярним джерелом живлення ± 15 В.

До допоміжних виводів відносять: *FC* – місце приєднання кіл корекції АЧХ; *NC* – коло балансування за струмом та \perp загальний полюс.

Часто для кращого розуміння принципу роботи того чи іншого електронного пристрою з цифровими ІМС для виділення аналогових схем використовують спрощене позначення ОП. У цьому випадку зберігають лише головне поле умовного зображення підсилювача і входні та вихідні виводи. Причому найбільш популярним є зображення у вигляді трикутника рис. 2.4.

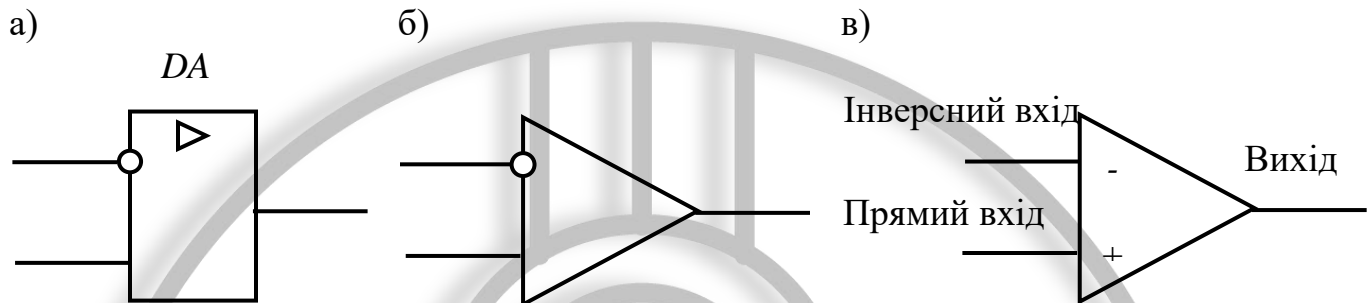


Рис. 2.4. Спрощений варіант умовного зображення ОП

Такі зображення ОП зустрічаються у сучасній літературі в тому числі і довідковій.

2.1.4. Конструктивне оформлення ОП

Для збільшення міцності, захисту від зовнішніх впливів і механічних ушкоджень більшість інтегральних ОП покриваються лаком і монтуються у захищеному корпусі.

Із усієї різноманітності конструктивного оформлення при виробництві ІМС ОП і компараторів використовується лише декілька типів корпусів. Причому при їх розгляді доцільно користуватись позначеннями за ГОСТ 14767-79, оскільки більшість популярних і найбільш розповсюджених ІМС були розроблені в період його дії. Загальний вигляд корпусів ОП і компараторів показаний на рис. 2.5:

- круглі метало-скляні корпуси 301.8-1(ТО99) і 301.12-1(ТО101) з числом виводів 8 і 12 відповідно (рис. 2.5, а);
- прямокутний метало-скляний корпус 151.15-4, що використовується для гібридних схем рис. 2.5, б;
- рис. 2.5, в прямокутні пластмасові 201.14-8 (DIP14), крім того є різновидність 201.16 (DIP16) і 201.8 (DIP8) з відповідною кількістю виводів;
- прямокутний керамічний корпус 201.14-8 на рис. 2.5, г та інші його різновиди.

Виводи мікросхем нумерують проти часової стрілки, якщо дивитися з боку кришки.

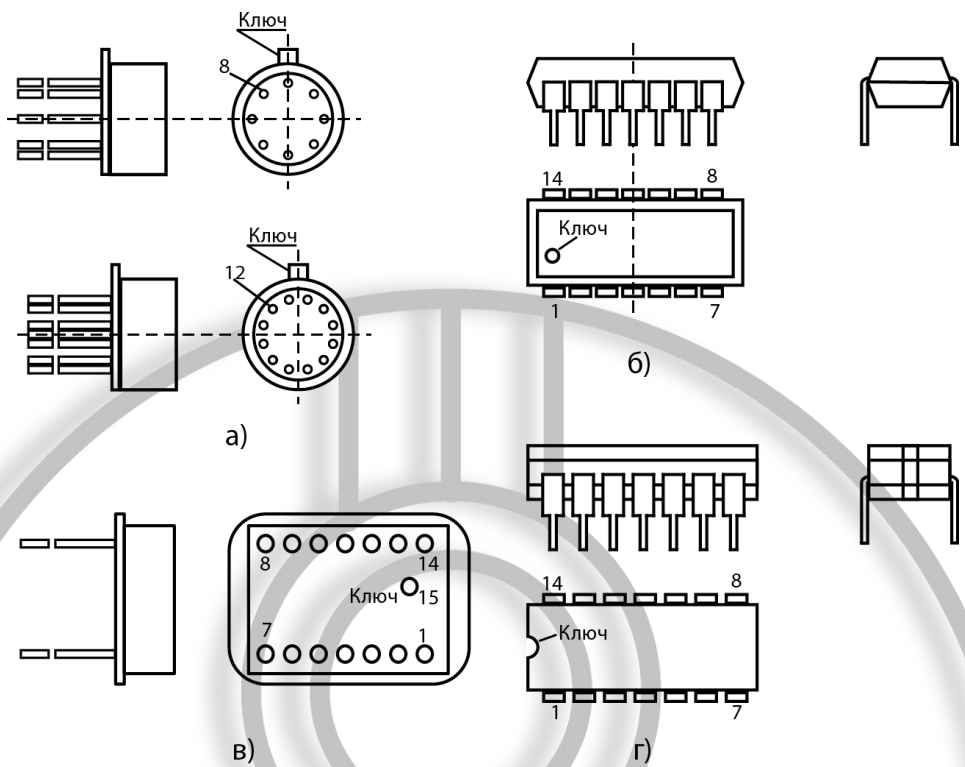


Рис. 2.5. До ілюстрації типів корпусів ІМС ОП

Для визначення початку відліку (вивід №1) існує ключ. У круглого металевого корпуса це вухо, у пластикових корпусів мітка, у керамічних виріз на корпусі. На рис. 2.6 показана цоколювка операційних підсилювачів К140УД7 (у круглому корпусі) і К553УД2 (плоскому корпусі). Для наочності у корпусі приладу

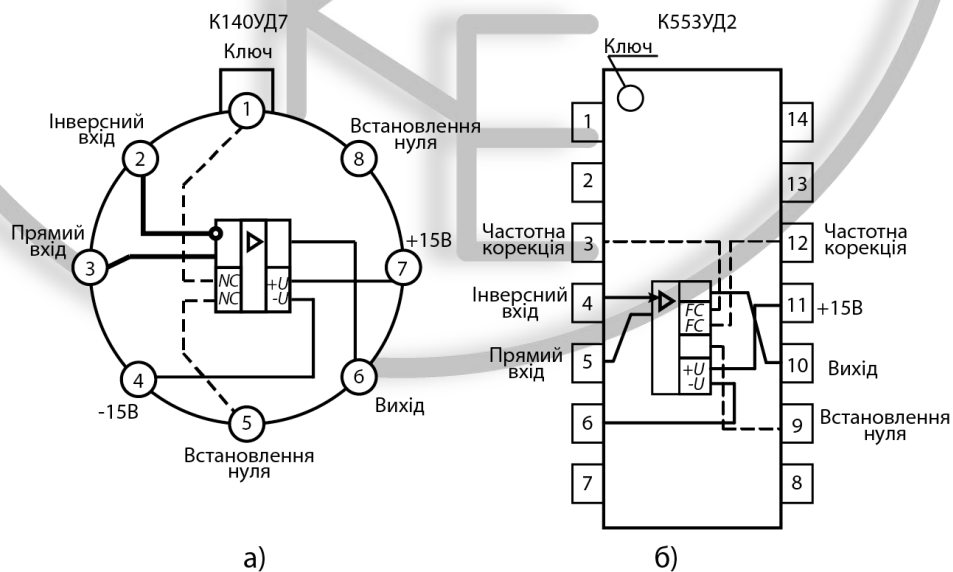


Рис. 2.6. До пояснення визначення цоколювки ІМС ОП

зображено символ ОП, п'ять головних виводів показані суцільною лінією і додаткові штриховими лініями

Рис. 2.7 ілюструє конструктивне оформлення безкорпусних ОП. Мікросхеми закриті герметично компаундом, ключ початку відліку тут відсутній. Їх виводи визначаються за нумерацією транспортної тари.

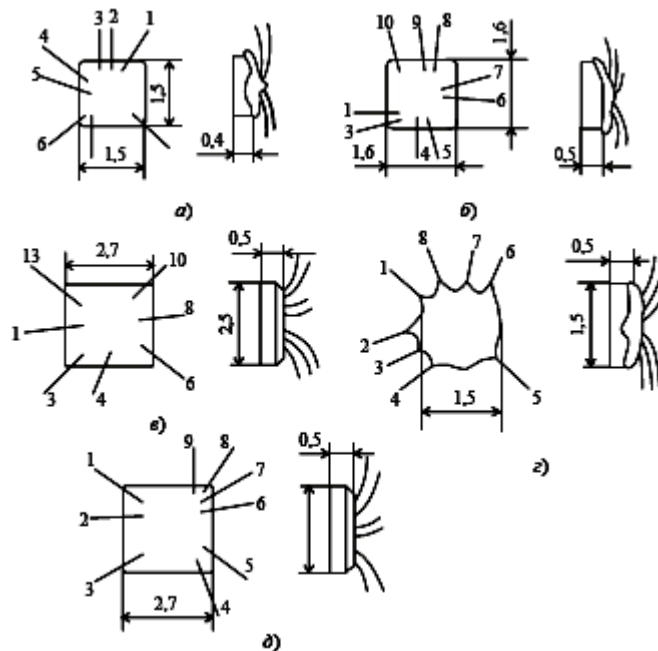


Рис. 2.7. До пояснення визначення цоколювки ІМС ОП

2.1.5. Класифікація ОП і компараторів

Технологія виробництва. ОП поділяються на напівпровідникові (монолітні), гібридні (плівкові). Більшість ОП виготовляють за напівпровідниковою технологією, де усі активні і пасивні елементи монтується на одній кременевій підложці за допомогою літографічної техніки з наступним поділом тиражу на окремі кристали (чіпи). При гібридній технології усі елементи монтується на керамічній підложці з поєднанням їх у схему без корпусних складових. Ця технологія використовується у тих випадках коли літографічна технологія не дає позитивного результату.

За схемним виконанням. ОП розділяють на пристрої з прямим підсиленням і з перетворенням спектру частот підсиленого сигналу, що базується на перетворенні не швидкозмінної напруги у змінну напругу визначеної частоти за допомогою переривання сигналу (МДП – підсилювачі).

За використанням. ОП розподіляють на підсилювачі загального і окремого використання. ІМС загального використання виготовляють виключно за напівпровідниковою технологією, що характеризується низькою собівартістю, широким діапазоном напруг живлення, захистом від перевантаження за входом та виходом, невеликим числом навісних компонентів. Операційні підсилювачі окремого використання зазвичай перевершують перший вид за будь-якими параметрами.

ОП загального призначення використовують для побудови вузлів з сумарною похибкою порядку 1% і характеризуються середніми значеннями параметрів: напруги зміщення – десятком мікрвольт, коефіцієнтом підсилення – десятка тисяч одиниць, температурним дрейфом напруги зміщення – десятка мікрвольт на градус, швидкістю зростання вихідної напруги не більше одиниць вольт в мікросекунду.

Більшість ІМС ОП відносяться до підсилювачів загального призначення (140УД-9, 153УД1-3, 553УД1-3 та інші).

ОП окремого використання ділять на:

- *Прецензійні*, з малою напругою зміщення ($U_{зм} < 250$ мВ), температурного дрейфу ($U_{зм} \leq 5$ мкВ/град), великим коефіцієнтом підсилення ($K_{оп} \geq 15 \cdot 10^4$). Серед кращих ОП типи 140УД17, 140УД21, 140УД24, 140УД25, 140УД26, 544УД12, 1417УД3, 140УД13.

- *З малим вхідним струмом* ($i_{вх} < 100$ пА). Зазвичай це ОП з вхідним каскадом побудованим на польових транзисторах - 140УД23, 140УД24, 140УД28, 744УД1, 544УД1-6, 544УД10, 1409УД1, 1429УД1.

- *Мікропотужні* з малим струмом споживання ($i_{спож} < 1$ мА). Серед кращих ІМС 1423УД23, 1446УД2-4, 1446УД12-14, 544УД5, 544УД14, 140УД14.

- *Потужні*. З великим значенням вихідної напруги ($u_{вих} > 15$ В або вихідного струму ($i_{вих} > 100$ мА). Кращі серії – 1422УД1 і 1440УД1, вихідний струм досягає 1000 мА, а також 1433УД1 з вихідною напругою до 300 В. Деякі ОП одночасно забезпечують значний вихідний струм і напругу – 1408УД1 з $i_{вих} \leq 100$ мА і $u_{вих \max} = \pm 19$ В.

- *Швидкодіючі* із швидкістю зростання вихідної напруги $VU > 30$ В/мкс. Поза конкуренцією ІМС 6402УД1 з $VU = 2000$ В/мкс. Ряд ОП забезпечують швидкодію не менше 1000 В/мкс – 1432УД1 и 1432УД4 ($VU = 1000$ В/мкс) і 1432УД6 ($VU = 1200$ В/мкс).

За виглядом перетворюваної величини. ОП поділяються на підсилювачі напруги і струму. Більшість ОП це підсилювачі напруги. До підсилювачів струму відносять підсилювачі Нортон (К1401 УД1 і К1401 УД2).

Частина ОП наділена характеристиками, що відповідають одразу декільком категоріям. Так, наприклад, ІМС 140УД24 – надвисокочастотний з малим вхідним струмом, імпульсною стабілізацією, внутрішньою частотною корекцією, наднизьким рівнем шуму вихідного струму і напругою живлення ± 5 В.

Окремої уваги заслуговують «програмовані» ОП, які використовують у пристроях, що живляться від гальванічних батарей. Для них є характерним величина значення струму споживання у залежності від струму керування – контакт 8 ІМС

К140УД12 призначений для керування зміщення. Слід зауважити, що програмування ОП впливає на його основні параметри. Отже при зменшенні струму споживання вони погіршуються і навпаки при зростанні споживання вони покращуються. Додатковою перевагою програмованих ОП є великий інтервал напруг живлення – ІМС К1407 мінімальна напруга живлення ± 2 В.

Багатоканальні – ІМС у корпусі, якої нараховується по два підсилювача 140УД20, 157УД2,3, 1040УД1,2, або чотири підсилювача 1401УД1-4, 1053УД3. Це дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

ІМС компараторів, як і ОП, класифікують за декількома ознаками:

За схемотехнічним рішенням – одноканальні або багатоканальні 521СА1, 521СА6, 554СА4, 554СА6.

Швидкодіючі – з часом затримки $t_{зат} < 50$ нс. – К597СА4, К521СА4, К521СА5, К554СА4.

Малопотужні – із струмом споживання $I_{сп} \leq 2,5$ мА – К1040СА1, 1053СА1,2, К1401СА1,2,3.

Крім цього окремо виділяють багатоканальні компаратори, в яких входи об'єднані за схемою «АБО» (К521СА1, К554СА1) та схеми із відкритим колектором (К521СА6, К597СА3).

Ряд ІМС компараторів мають знижений рівень напруги живлення – К597СА4 (± 5 В), К554СА4 (± 9 В). Крім того є компаратори, які спроможні працювати на однополярному живленні К1401.

Деякі компаратори мають або фіксований рівень, що відповідає різним рівням логіки цифрових ІМС (ТТЛ–К597СА2, К521СА2, К521СА1; ЕСЛ–К521СА4, К597СА4), або плаваючій («відкритий колектор»), значення яких визначаються параметрами зовнішніх кіл (К521СА3, К554СА3).

Такі компаратори, як К521СА1, К521СА4, К554СА3, К527СА4 мають стробіювання вихідного сигналу. Цікавості заслуговують ІМС з компараторами ОП в одному корпусі 1401УД6, 1032УД1.

2.1.6. Допоміжні кола ОП

Частотна корекція здійснюється за допомогою зовнішніх кіл із використанням RC – компонентів, які приєднуються до спеціальних виводів ОП. Призначення частотної корекції – уникнути автоколивань вихідного сигналу при охопленні підсилювача негативним зворотним зв'язком (НЗЗ). Умова виникнення автоколивань – наявність коефіцієнту підсилення за замкнутим контуром, який перевищує одиницю на частоті де зсув фаз за замкнутим контуром дорівнює $2k\pi$ ($k=0; 1; 2; \dots$). При охопленні ОП НЗЗ частина вихідного сигналу вертається на І-вхід. Вважаючи, що дільник НЗЗ не змінює фази за замкнутим контуром, причиною самозбудження підсилювача є додатковий зсув фаз на 180° на частоті самозбудження за умови, що підсилення на цій частоті більше величини зворотного коефіцієнту передачі кола НЗЗ. Таким чином, на частоті самозбудження І- вхід ОП працює як Н- вхід і

навпаки. Власне кола частотної корекції забезпечують розбіжність фаз вхідного і вихідного сигналу.

Параметри і схема кіл частотної корекції розраховують на стадії проектування ОП і приводяться в паспортних даних. Слід зауважити, що чим менший коефіцієнт підсилення підсилювача, який регулюється за рахунок глибини НЗЗ, тим більшою має бути частотна корекція. Але у цьому випадку зменшується діапазон частот пропускання ОП.

Стійкість ОП, який охоплений НЗЗ, може значно погіршитись, якщо його навантажено на комплексний опір, що носить ємнісний характер. У подібних випадках рекомендується для уникнення автоколивань підключати до входу ОП (внутрішнього контуру зворотного зв'язку) резистор опором 50-100 Ом.

Регулювання нуля.

На роботу ОП негативно може впливати зміщення нульового рівню вихідного сигналу, що викликано напругою зміщення і вхідними струмами. Для їх компенсації у схему підсилювача вводять коло регулювання нуля ОП.

Установка нуля в ОП можлива двома способами. По-перше, можливо подавати до входу ОП невелику регулюючу напругу, яка підбирається із умови компенсації напруги зміщення, що спричинено вхідними струмами. Для отримання такої регульованої напруги будують резистивний дільник постійної напруги рис. 2.8.

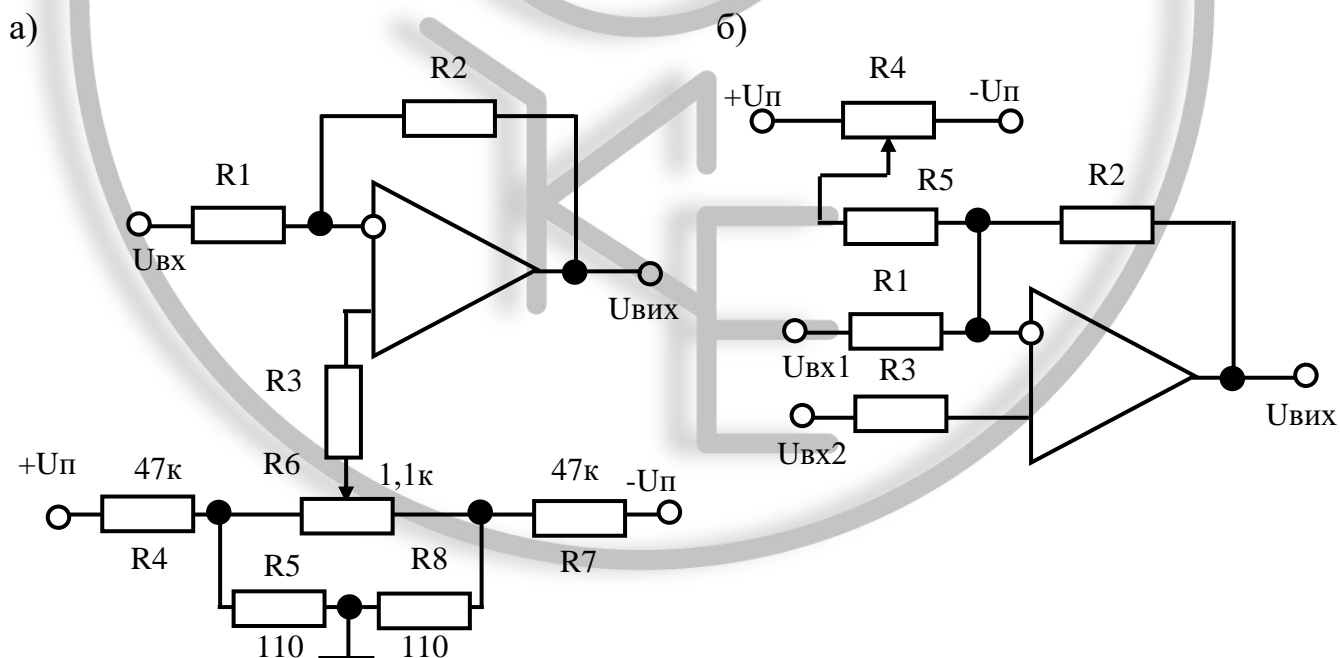


Рис. 2.8. До пояснення схеми балансування нуля

Якщо на один із входів ОП не подається напруга підсилення, то його можливо приєднати до кола регулювання нуля рис. 2.8, а. При цьому $R5 \ll R6$ для зменшення відхилення вихідної напруги кола регулювання нульового рівня при несиметричній зміні напруги джерела живлення $\pm U_{П}$. Дільник $R4, R5$ ($R7, R8$) розрахова-

ний виходячи з вимоги найбільшої напруги компенсації. При показаних на рис. 2.8, а опорах резисторів і напрузі ± 15 В можлива компенсація напруги зміщення ОП в межах приблизно ± 30 мВ.

Коло регулювання нульового рівня, показаний на рис. 2.8, б, містить тільки два резистора ($R4$ и $R5$), однак опори цих резисторів залежать від опорів $R1$, $R2$, що задають глибину зворотного зв'язку. Якщо вважати, що $R3=R1 \cdot R2 / (R1+R2)$, то опір $R5$ повинен бути вибраний так, щоб напруга $U_{\Pi} \cdot R3 / (R5+R3)$ була достатня для компенсації найбільшої напруги зміщення. Опір $R4$ має сенс вибирати із співвідношення $R4 \leq R5$.

Відомо, що температурний дрейф напруги зміщення підсилювача пропорційно підвищується при збільшенні напруги регулювання нуля. Тому, якщо припустимо, не компенсувати температурний дрейф шляхом подачі додаткової напруги на вхід ОП схеми рис. 2.8, то це зазвичай здійснюють регулюванням симетрії у середині самого ОП.

Для підсилювачів змінного струму зміщення організується аналогічно, але вмикання дільників напруги здійснюють після роздільного конденсатора до входу у підсилювач.

Захист від перевантажень вхідних і вихідних кіл ОП. При не кваліфікованій експлуатації інтегральних ОП вони можуть бути виведені з ладу в наслідок електричного або теплового пробою.

Так захист ОП від гранично вищих вхідних напруг можливо здійснити шляхом увімкнення між входами пари зустрічно-паралельних діодів рис. 2.9.

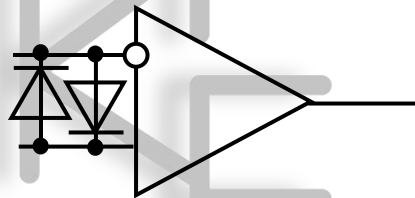


Рис. 2.9. До пояснення захисту вхідних кіл ОП

Більшість ОП другого і наступного покоління сконструйовані таким чином, щоб виключити вихід із ладу ОП при зміні вхідної напруги у відносно великих межах. До таких слід віднести ОП 140УД6, 140УД7, К140УД8, 153УД2, К544УД1. Тому для таких підсилювачів кола захисту від перевантажень не потрібні.

У деяких ОП можливий ефект переходу інверсного входу в неінверсний. Якщо транзистор ОП, що увімкнено на I – вході, входить у насичення, то сигнал з цього входу буде попадати без інверсії через відкритий базово-колекторний перехід транзистора на вхід другого каскаду. Наслідком цього може бути перехід ОП у тригерний режим, тому що негативний зворотній зв'язок стає позитивним. Для перешкоджання цьому у коло I- входу вмикають опір у розмірі до 30 кОм.

Зазвичай у паспортних даних ОП приводять граничні дані опору навантаження (наприклад 2...5 кОм для К153УД, К140УД1). Якщо ОП застосовують у режимах

із короткочасним викидом струму у навантаженні і при відсутності кіл захисту вихідних каскадів бажано ввести такий захист вихідного каскаду підсилювача.

Найпростіший спосіб реалізації захисту – увімкнення у вихідне коло обмежувачого резистора $R_{об} \leq 200 \text{ Ом}$ (рис. 2.10).

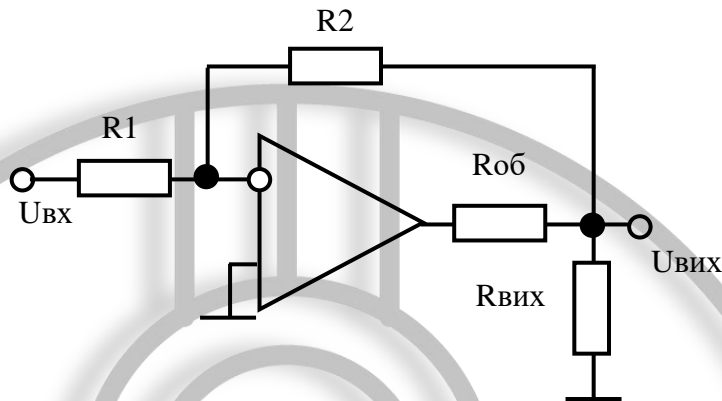


Рис. 2.10. До пояснення захисту вихідних кіл ОП

Більшість сучасних ОП увімкнення такого резистора не потребує у зв'язку із вмонтованим внутрішнім захистом від перевантажень вихідних кіл. Це обмежує вихідний струм ОП на рівні 10-30 мА. Відповідно нормальна робота підсилювача може забезпечуватись резистором навантаження на рівні 0,5-1,5 кОм.

Часто недосвідчені користувачі помилково вмикають невірну полярність живлення ОП. Для захисту від таких режимів культивують наступну схему рис. 2.11, де додатково введено захист від високочастотних перешкод шляхом увімкнення конденсаторів ємністю 0,01...0,1 мкФ.

Для уникнення перенапруги на ОП у кола джерел живлення монтують стабілітрони.

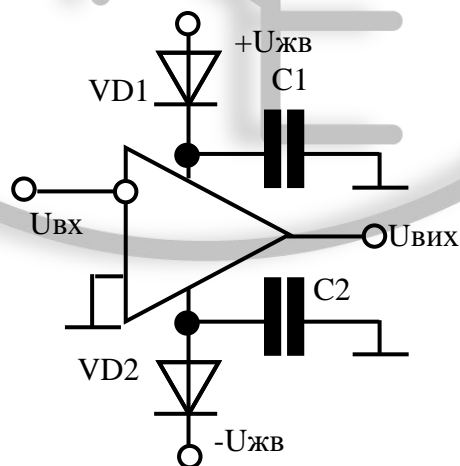


Рис. 2.11. До пояснення захисту ОП від помилкової полярності живлення

2.2. Типові схеми увімкнення ОП

2.2.1. Масштабний підсилювач

Функціональна схема інверсного підсилювача зображена на рис. 2.12.

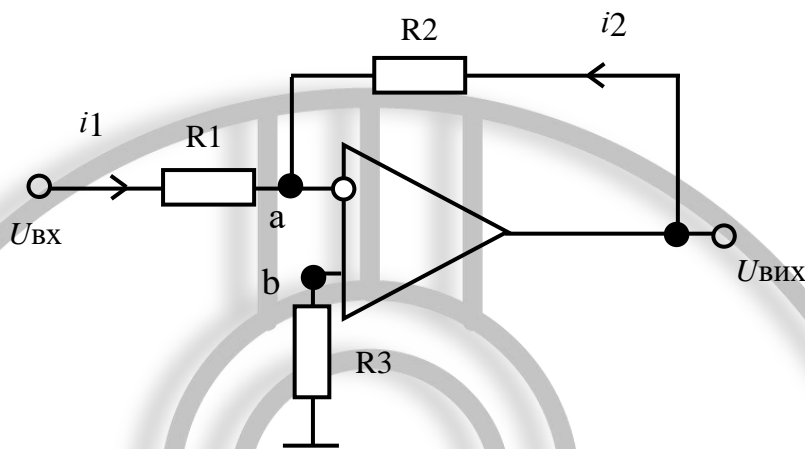


Рис. 2.12. Схема інверсного ОП

Операційний підсилювач охоплений паралельним негативним зворотним зв'язком за напругою. При цьому на інверсний вхід (І-вхід) подається частина вихідної напруги $U_{вих}$ за допомогою резистора R_2 , яка додається до вхідної напруги $U_{вх}$. Якщо вважати ОП ідеальним, то потенціал крапок a і b однаковий і дорівнює нулю ($\varphi_a = \varphi_b = 0$), тому вихідну напругу даної схеми можливо знайти використовуючи 1-й закон Кірхгофа.

$$i_1 + i_2 = i_{вх} = 0, \quad (2.1)$$

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_2} = 0, \quad (2.2)$$

$$U_{вих} = -\frac{R_2}{R_1} U_{вх}. \quad (2.3)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення інверсного підсилювача дорівнює

$$K_n = \frac{R_2}{R_1}, \quad (2.4)$$

а коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.5)$$

Неінверсний підсилювач має схемне рішення рис. 2.13.

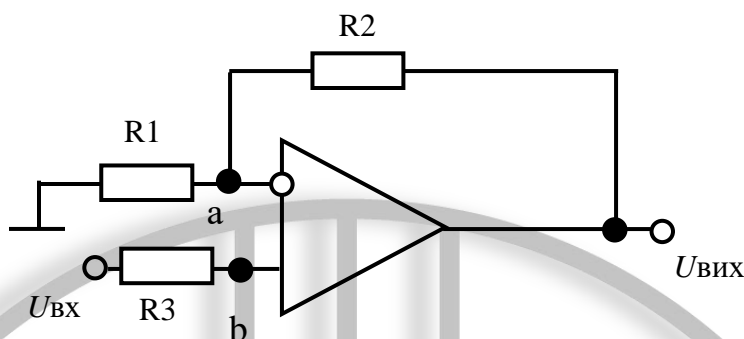


Рис. 2.13. Схема неінверсного ОП

Вхідний сигнал поступає на неінверсний вхід (Н-вхід) ОП. Послідовний зворотній зв'язок за напругою реалізується шляхом подачі частини вихідної напруги за допомогою резистора дільника на інверсний вхід.

Коефіцієнт підсилення неінверсного підсилювача з ідеальним ОП може бути визначений із простих виразів. Потенціали точок a і b однакові, причому $\varphi_a = \varphi_b = U_{вх}$. У той же час потенціал крапки a можливо знайти, як вихідна для дільника напруги, збудованого на резисторах $R1$ і $R2$

$$\varphi_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих}. \quad (2.6)$$

Як наслідок

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{вх} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх} \quad (2.7)$$

і коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.8)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку для схеми неінверсного підсилювача також, як і для інверсного становить

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.9)$$

Похибка інверсних та неінверсних підсилювачів поділяється на мультиплікативну і адитивну [1]. Вони викликані різними чинниками, з яких треба відзначити наступні:

Мультиплікативна складова

- неточність опорів резисторів;
- кінцеве значення коефіцієнта підсилення;
- зміна коефіцієнта передачі підсилювача;
- зміна коефіцієнта послаблення синфазного сигналу;
- нестабільність вхідного опору.

Адитивна складова

- нестабільність напруги зміщення;
- наявність різниці вхідних струмів.

Для зменшення їх впливу слід обирати прецензійні підсилювачі з малим значенням напруги зміщення, причому при невеликих коефіцієнтах підсилення кращою є схема неінверсного підсилювача, так як точність перетворення у цьому випадку може бути значно вищою.

2.2.2. Використання масштабних підсилювачів

Перевагою інверсних підсилювачів є нульове значення синфазного вхідного сигналу, так як потенціали Н- і І-входів практично дорівнюють нулю. Тому на його вихідну напругу не впливає коефіцієнт послаблення синфазного сигналу. Такі умови дозволяють прикладати до входів ОП великі напруги, у тому числі вищі за напругу живлення. При цьому слід забезпечити такий коефіцієнт підсилення, що не виводить режим роботи підсилювача за лінійну ланку. Нульовий потенціал інверсного входу ОП дозволяє додавати і підсилювати сигнали від декількох джерел при практичній відсутності впливу одне на одного.

Функціональна схема додавання зображена на рис. 2.14.

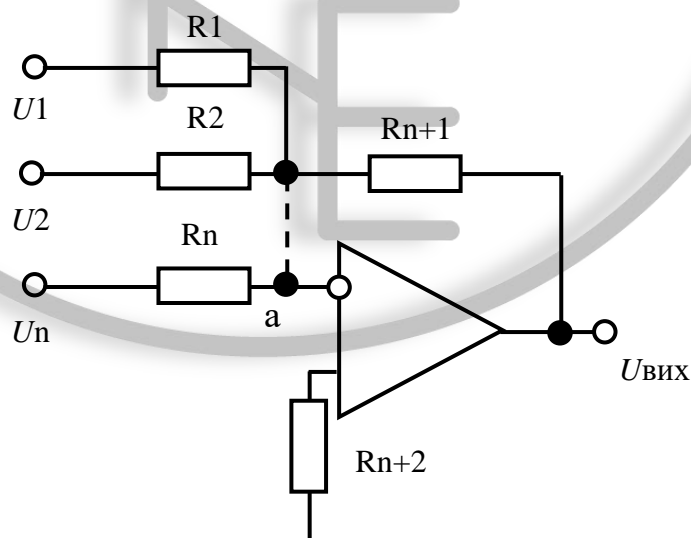


Рис. 2.14. Схема додавання на ОП

Розрахунок вихідної напруги

$$U_{вих} = - \left(U_1 \frac{R_{n+1}}{R_1} + U_2 \frac{R_{n+1}}{R_2} + \dots + U_n \frac{R_{n+1}}{R_n} \right) \cdot \frac{\beta K_{on}}{1 + \beta K_{on}}, \quad (2.10)$$

де

$$\beta = \frac{1}{R_{n+1} + \frac{1}{G_1 + G_2 + \dots + G_n}}, \quad (2.11)$$

де G_i – провідність відповідного резистора $G_i = 1/R_i$.

Для підсилення тільки змінної складової вхідного сигналу послідовно з вхідним резистором вмикають конденсатор рис. 2.15, а. Особливістю роботи даної схеми є зниження коефіцієнту передачі при зменшенні частоти вхідного сигналу рис. 2.15, б.

Нижня гранична частота f_H такого підсилювача за рівнем 3 дБ (частота, при

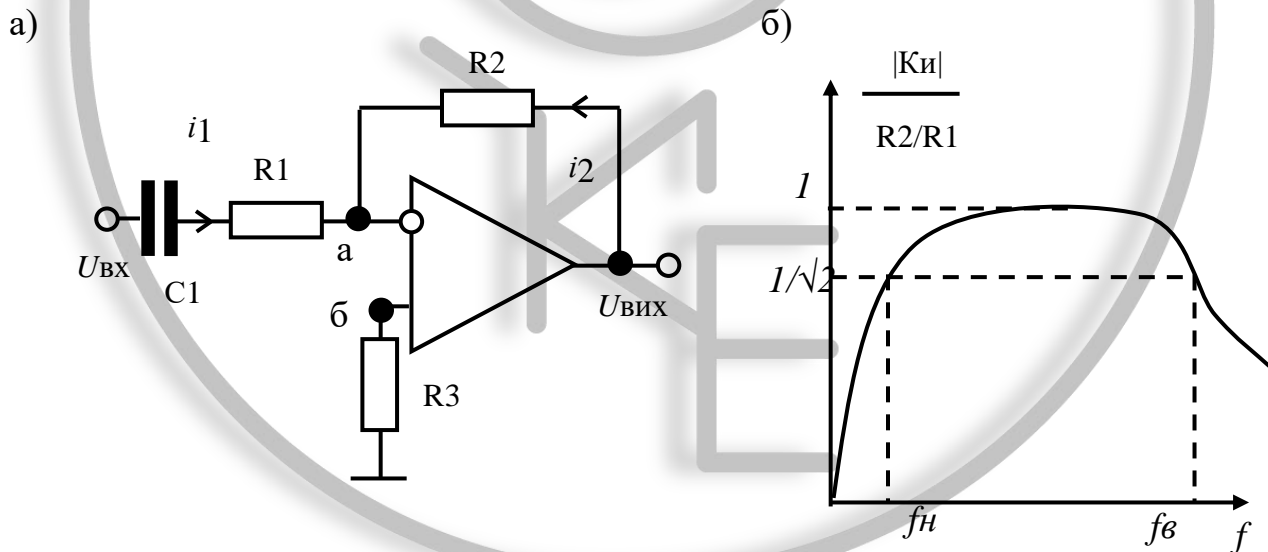


Рис. 2.15. До пояснення роботи підсилювача змінного струму

якій коефіцієнт підсилення падає приблизно на 30%) дорівнює

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C}.$$

Таким чином, інверсний підсилювач використовується в основному у тих випадках, коли необхідно змінювати полярність вхідного сигналу, коли потрібен

підсилювач, від якого вимагається високий рівень вхідного опору або коли виникає потреба у додаванні декількох вхідних сигналів. А також, коли вхідна напруга близька або перевищує напругу мережі живлення ОП.

Часто на практиці використовують підсилювачі з неінверсним підсиленням. Неінверсний підсилювач із коефіцієнтом підсилення 1 називають «повторювач напруги» рис. 2.16, який будується шляхом замикання виходу з інверсним входом ОП. Якщо не враховувати напругу зміщення ОП, вихідна напруга повторювача дорівнює $U_{вих} = U_{вх}$.

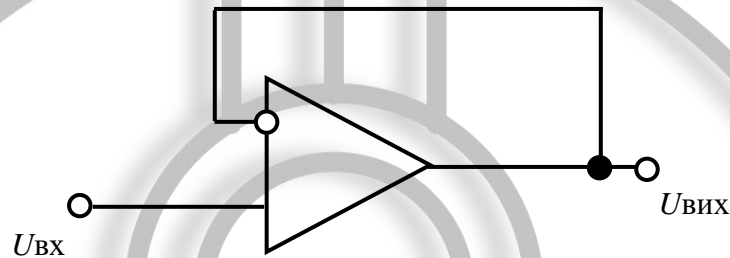


Рис. 2.16. Схемне рішення повторювача напруги

Вхідний опір повторювача досить великий, а вхідний малий. Тому повторювач напруги зазвичай вмикають між джерелом сигналу і навантаженням для того, щоб виключити вплив опору навантаження на вихідну напругу джерела.

2.2.3. Диференційний підсилювач

Диференційні підсилювачі призначені для підсилення із заданим коефіцієнтом різниці напруг двох вхідних сигналів. Найпростіша схема диференційного підсилювача зображена на рис. 2.17.

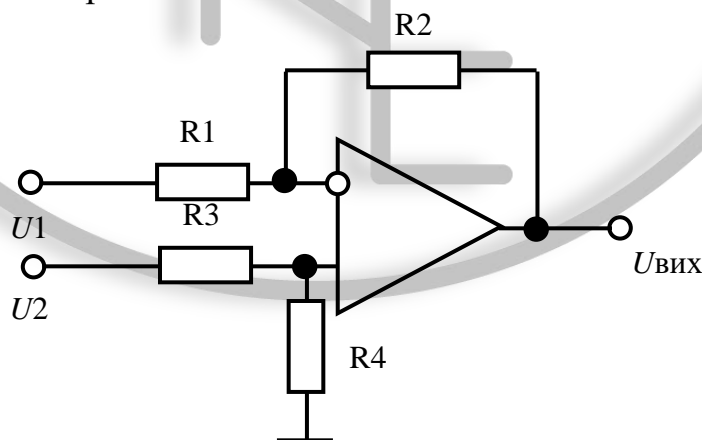


Рис. 2.17. Схемне рішення диференційного підсилювача

Вихідна напруга такого підсилювача може бути найдена, користуючись формулами для коефіцієнтів підсилення інверсного та неінверсного підсилювачів.

Розглядаючи вихідну напругу як суму двох незалежних складових, одна із яких обумовлена сигналом U_1 , а друга – U_2 , маємо:

$$U_{вих} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.12)$$

Якщо прийняти, що

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}, \quad (2.13)$$

то вихідна напруга буде змінюватись пропорційно різниці вхідних сигналів

$$U_{вих} = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_1} = U_{\partial} \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.14)$$

Особливістю даної схеми є наявність синфазного вхідного сигналу

$$U_{сф} = \frac{U_2 - U_1}{2}. \quad (2.15)$$

Ці обставини потребують врахування вхідних опорів r_1 і r_2 джерел вхідних сигналів U_1 і U_2 , що вмикаються послідовно з опорами R_1 і R_3 і впливають на коефіцієнт підсилення цих сигналів, особливо при малих значеннях вхідних диференціальних опорів. Якщо вхідні опори однакові $r_1 \approx r_2$, то доцільно для дотримання виразу (2.13) прийняти

$$R_1 = R_3, \quad R_2 = R_4. \quad (2.16)$$

Одним із недоліків даної схеми є складне регулювання коефіцієнту підсилення, котре може здійснюватись тільки одночасним змінням опорів двох резисторів R_1, R_4 . В іншому випадку буде порушуватись умова (2.13).

Іще один недолік – відносно низький вхідний опір. Для сигналів U_1 і U_2 вони відповідно дорівнюють

$$R_{вх1} \approx R_1, \quad R_{вх2} \approx R_3 + R_4.$$

Із цих відношень і рівняння (2.13) витікає, що для забезпечення однакових вхідних опорів $R_{вх1} = R_{вх2}$, опори резисторів R_3, R_4 необхідно обирати у відповідності до формул

$$R_3 = \frac{R_1^2}{R_1 + R_2}, \quad R_4 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

що суперечить вище наведеній умові нульового коефіцієнту підсилення для синфазного сигналу.

Багатовхідний диференційний підсилювач.

Схема, що зображена на рис. 2.18, забезпечує одразу дві математичні функції додавання–віднімання. Вихідний сигнал є результатом реалізації цієї функції одночасно для декількох вхідних сигналів.

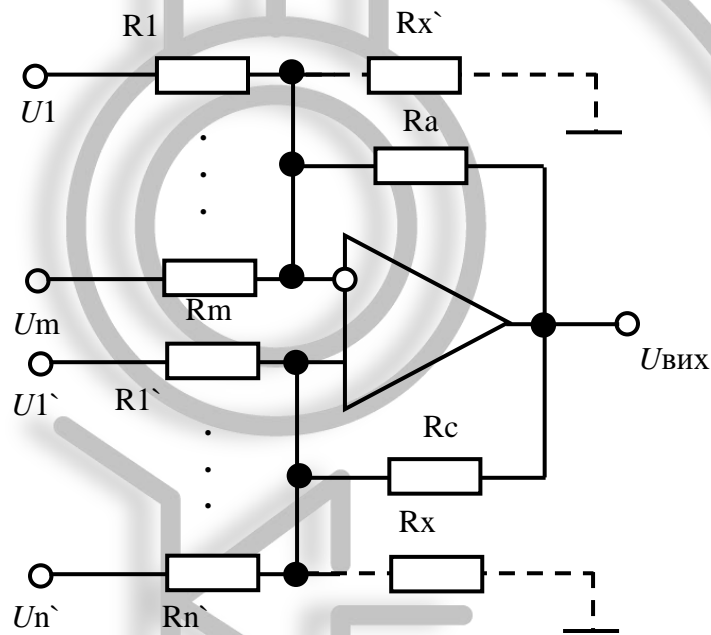


Рис. 2.18. До пояснення схеми додавання–віднімання

Результуюча напруга на виході даної схеми визначається різницею між сумами напруг прямого та інверсного входів, які помножені на відповідні коефіцієнти підсилення

$$U_{вих} = U_1' \frac{R_c}{R_1'} + U_2' \frac{R_c}{R_2'} + \dots + U_n' \frac{R_c}{R_n'} - \left(U_1 \frac{R_a}{R_1} + U_2 \frac{R_a}{R_2} + \dots + U_m \frac{R_a}{R_m} \right),$$

де m, n – число інверсних та неінверсних входів.

Для запропонованого схемного рішення необхідно дотримуватись вимоги, при якій суми коефіцієнтів підсилення за прямими та інверсними входами дорівнюють одне одній.

$$k_1 + k_2 + k_3 + \dots + k_m = k_{m+1} + k_{m+2} + k_{m+3} + \dots + k_{m+n}. \quad (2.17)$$

Умова такого балансу відповідно на прямому та інверсному входах можуть бути представлені у вигляді відношення опорів

$$\frac{R_c}{R_1'} + \frac{R_c}{R_2'} + \dots + \frac{R_c}{R_n'} = \frac{R_a}{R_1} + \frac{R_a}{R_2} + \dots + \frac{R_a}{R_m} \quad (2.18)$$

Запропонований алгоритм побудови багатовхідного диференційного ОП забезпечує компенсацію синфазної похибки, яка викликана дією вхідних струмів. Недотримання умови (2.17) повинно супроводжуватися встановленням у схему ОП додаткового опору у вхідне коло, де не вистачає сумарного коефіцієнта підсилення k_x . При цьому додатковий опір R_x приєднується одним контактним дротом до відповідного входу, а іншим до загального полюсу, що має нульовий потенціал. Рівень зазначених опорів визначається відповідними рівняннями, де для прямого входу

$$R_x = \frac{R_c}{k_x}, \text{ а для інверсного входу } R_x' = \frac{R_a}{k_x}. \quad (2.19)$$

Для здійснення простого додавання $U_{вих} = U_1' + U_2' + \dots + U_n'$ вхідну схему рис. 2.18 слід перетворити так, що за інверсним входом залишиться лише один резистор, величина якого становить частку опору зворотного зв'язку за негативним входом від числа входів за позитивним входом, а всі інші опори і опір зворотного зв'язку дорівнюють одне одному.

У випадку необхідності створення неінвертуючого суматора з масштабуванням вхідних напруг слід також дотримуватись балансу коефіцієнтів підсилення

$$\frac{R_c}{R_1'} + \frac{R_c}{R_2'} + \dots + \frac{R_c}{R_n'} = \frac{R_a}{R_1}. \quad (2.20)$$

2.2.4. Функціональні перетворювачі

Часто на практиці виникає потреба формування такої вихідної напруги перетворювача, котра була б деякою функцією одного, або навіть декількох входів. Для цього використовують такі фізичні ефекти, які дозволяють реалізувати бажану залежність або виконують її апроксимацію в аналоговій, а в останній час у цифровій формі.

Логарифмічний підсилювач

Логарифмічний підсилювач призначений для отримання вихідної напруги, яка дорівнює логарифму вхідної. Зазвичай їх будують на основі ОП, напівпровідникових діодів та транзисторів. Принцип дії логарифмічного перетворювача базується на використанні експоненціальної залежності струму через n - p перехід від напруги U на цьому переході

$$I = I_0 \left(e^{U/\varphi_t} - 1 \right), \quad (2.21)$$

де I_0 – зворотний струм насичення n - p переходу,

$$\varphi_t = \frac{kT}{q_e} \text{ термічний потенціал,}$$

k – постійна Больцмана ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К),

q_e – заряд електрона ($q_e=1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл),

T – абсолютна температура.

При $T=300^\circ \text{K}$ тепловий потенціал $\varphi_t = 26 \text{ мВ}$. Тому при $U \geq 26 \text{ мВ}$ одиницею у рівнянні (2.21) можливо знехтувати і тоді, задав струм, отримаємо напругу

$$U = \varphi_t \ln \left(\frac{I}{I_0} \right). \quad (2.22)$$

Схема реалізації такої функції наведена на рис. 2.19.

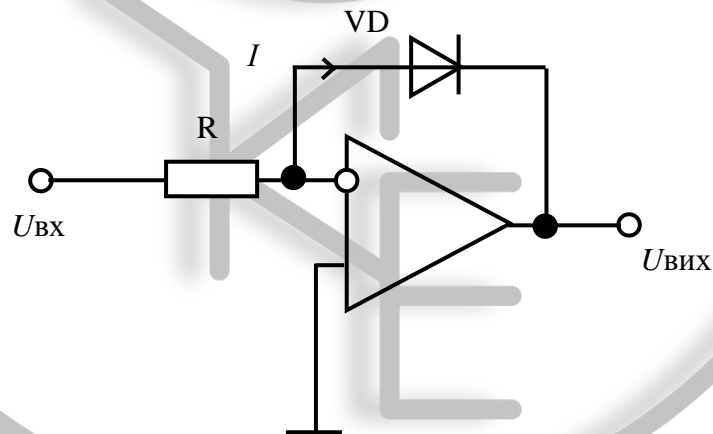


Рис. 2.19. Схема логарифмування вхідної величини

При ідеальному ОП струм через діод дорівнює $I=U_{вх}/R$, а напруга $U=-U_{вих}$. Тоді функція перетворювача з урахуванням (2.22)

$$U_{вих} = -\varphi_t \ln \left(\frac{U_{вх}}{RI_0} \right). \quad (2.23)$$

Діапазон можливих значень вхідної напруги, в межах якої виконується (2.23) досить точно, обмежений знизу необхідністю дотримуватись умови $I \gg I_0$, хоча прямий струм діода і може приймати досить малі значення. Верхня межа визначається наявністю паразитного резистивного опору діода. Тому задовільна точність логарифмічного підсилювача з діодом може бути отримана в загальному відносному діапазоні виміру напруги, що становить $10^2 - 10^3$ тобто в межах трьох декад.

Принцип дії логарифмічного підсилювача з транзистором базується на використанні експоненціальної залежності між струмом колектора I_k і напругою на переході база-емітер $U_{бе}$ при $U_{кб}=0$:

$$I_k \approx I_{к0} e^{U_{бе} / \varphi_t}, \text{ при } U_{бе} > 0, \quad (2.24)$$

де $I_{к0}$ – тепловий струм колектора (зворотній).

На практиці часто використовують схему логарифмічного підсилювача, яка показана на рис. 2.20, як таку що забезпечує найбільший діапазон зміни вхідного сигналу у порівнянні з другими можливими схемами увімкнення транзистора VT при подібній точності перетворення. При ідеальному ОП потенціал вузла a дорівнює нулю, тому функція перетворення з урахуванням (2.24) має вигляд

$$U_{вих} = -U_{кб} = -U_{бе} = \varphi_t \ln \left(\frac{U_{вх}}{R I_{к0}} \right). \quad (2.25)$$

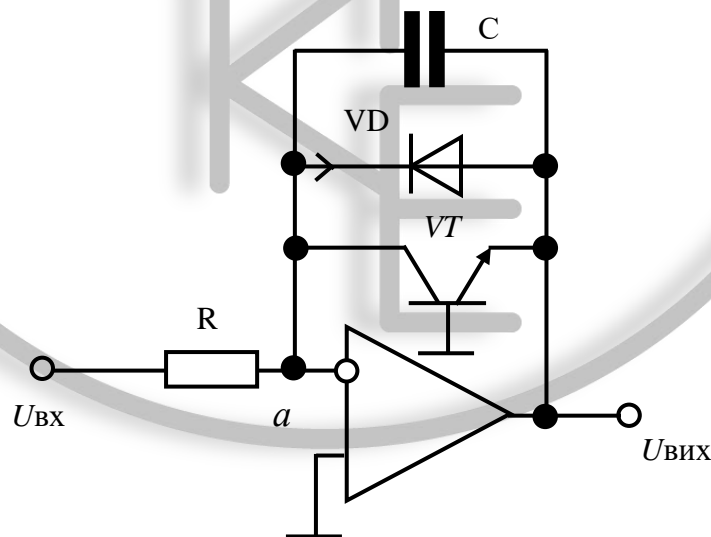


Рис. 2.20. Схема практичної реалізації логарифмічного підсилювача

Конденсатор C слугує для частотної корекції перетворювача при увімкненому зворотному зв'язку, яка на відміну від звичайних підсилювачів є активною і нелінійною, а її коефіцієнт передачі β залежить від вхідного сигналу, що може привести до самозбудження схеми.

Діод VD захищає від пробую транзистор VT у випадку появи негативної напруги на вході у зв'язку із тим, що транзистор не забезпечує зворотний зв'язок у схемі при позитивній вхідній напрузі ОП.

Основні недоліки цієї схеми:

- велика мультиплікативна похибка з-за зміни температури навколишнього середовища;
- перетворення напруги тільки однієї полярності.

Антилогарифмічний підсилювач.

Принцип дії даного підсилювача, як і логарифмічного, базується на експоненціальній залежності $I_k(U_{бэ})$ згідно (2.24).

Схема реалізації рис. 2.21.

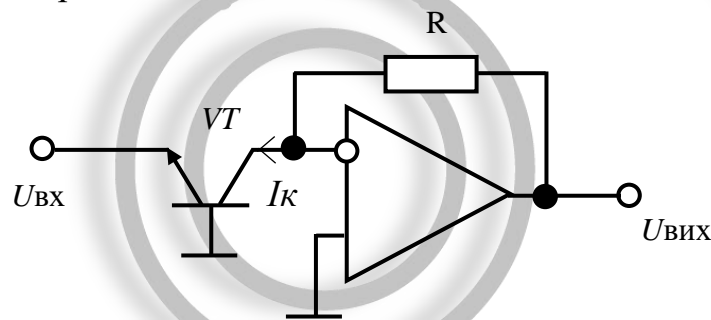


Рис. 2.21. ОП реалізації функції антилогарифм

При негативній вхідній напрузі через транзистор VT буде текти струм, значення якого визначається із (2.24), причому $U_{бе} = -U_{вх}$, а на виході перетворювача pojawiється напруга

$$U_{вих} = I_k R = I_{к0} R e^{\frac{-U_{вх}}{\Phi_t}} . \quad (2.25)$$

За допомогою логарифмічних і експоненціальних підсилювачів реалізують в аналоговому вигляді математичні операції множення і ділення сигналів, ступеневої функції і кореня заданої ступені.

Ділення двох аналогових сигналів еквівалентно різниці їх логарифмів із зворотним перетворенням

$$Z = \frac{X}{Y} = e^{\lg Z} = e^{\lg X - \lg Y} . \quad (2.26)$$

Для реалізації цієї функції може слугувати схема рис. 2.22., де ЛП1, ЛП2 – логарифмічні підсилювачі, ДП – диференційний підсилювач, ЕП – експоненціальний підсилювач.

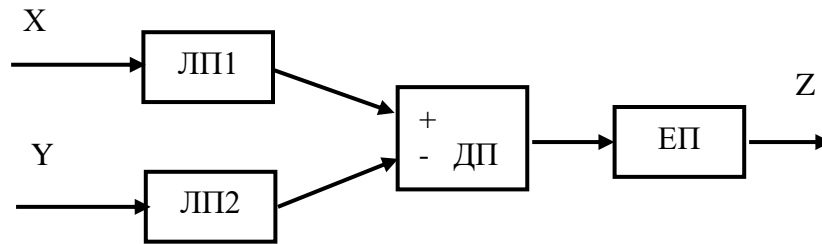


Рис. 2.22. Структурна схема реалізації ділення сигналів

Структурна схема отримання пристрою для ступеневої функції приведена на рис. 2.23., де НП – неінверсний підсилювач із коефіцієнтом підсилення $K=n$.

$$Z = X^m = e^{n \lg X} . \quad (2.27)$$

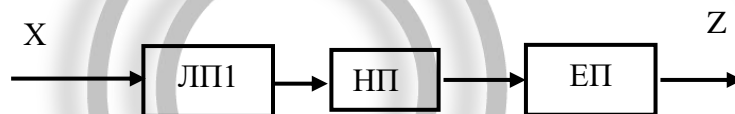


Рис. 2.23. Структурна схема реалізації ступеневої функції

При добуванні кореня логарифм числа множиться на величину, зворотну ступеню кореня і далі береться його антилогарифм у відповідності з рівнянням

$$Z = \sqrt[n]{X} = e^{(\lg X)/n} . \quad (2.28)$$

Множення двох аналогових сигналів еквівалентна додаванню їх логарифмів із подальшим визначенням антилогарифму цієї суми

$$Z = X \cdot Y = e^{\lg X + \lg Y} . \quad (2.29)$$

Структурна схема реалізації рис. 2.24, де СП – підсилювач додавання.

На практиці здійснити дану операцію можливо за допомогою ІМС множення напруги. Промисловість випускає мікросхеми таких типів К140МА1, 525ПС1 і 525ПС2.

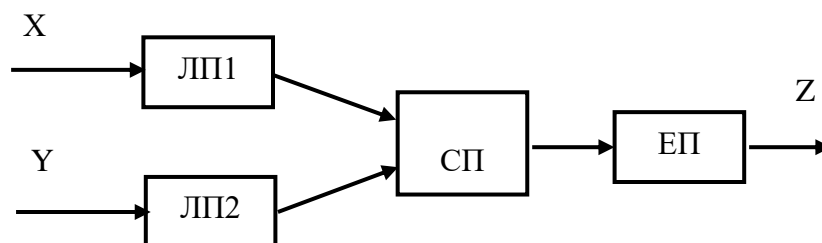


Рис. 2.24. Структурна схема реалізації функції множення

2.2.5. Аналогові ключі і компаратори

Досить часто потрібно міняти параметри або структуру каналу виміру для того, щоб розширити його функціональні можливості. Тому на практиці не існує скільки-небудь значного пристрою або системи, в якій не було б потрібно міняти напрями передачі аналогових сигналів, включати або відключати їх від будь-яких приймачів. Комутація аналогових сигналів здійснюється за допомогою ключових схем або аналогових ключів.

Аналоговий ключ являє собою один з найпростіших цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП). Управляється він цифровим сигналом, а перемикає безперервний.

Ідеальний ключ повинен мати наступні властивості:

- 1) мати два входи або вхід і вихід електрично-замкнені або розімкнуті між собою для аналогових сигналів, що комутуються;
- 2) мати підключення керуючого сигналу, що відповідає рівням логічних нуля або одиниці;
- 3) не впливати на аналоговий сигнал, що комутується;
- 4) швидкодія ключа повинна бути нескінченно велика.

Реально жодна із цих умов не може бути виконана, що й обумовлює неточність роботи ключових схем.

Кожний ключ має кінцеві опори між аналоговими входами (виходами) як у відкритому R_0 , так і в закритому каналі R_z .

Вплив сигналів керування проявляється у вигляді статичної похибки струмового витоку в розімкнутому стані ключа.

Струм витоку $i_{вТ}$ викликає в навантаженні R_n перешкоду $i_{вТ}R_n$, що може приймати істотні значення, особливо при побудові багатоканальних комутаторів (аналогових мультиплексорів і демультимплексорів). Через різний вид інерційності швидкість замикання або розімкнення контактів ключів завжди має кінцеве значення. Так, через внутрішні ємності комутуючих елементів і монтажу, затримок, що обумовлені розсіюванням об'ємних зарядів, що накопичуються в кристалах біполярних напівпровідникових елементів, вихідний сигнал ключа стає однаковим з вхідним (при замиканні), або нульовим (при розмиканні) тільки через інтервал часу $t_{вкл}$ після появи сигналу відповідного рівня на керуючому вході.

Ключі для комутації аналогових електричних сигналів виконують, як правило, на основі МОП-транзисторів з p -каналом, працюючих у режимі зі збагаченням.

Властивості МОП-ключів

МОП-транзистори в порівнянні з біполярними транзисторами значно зручніші для побудови аналогових ключів, оскільки, по-перше, у відкритому стані вони можуть пропускати струм через канал в обох напрямках і при цьому в каналі відсутні будь-які залишкові ЕРС, по-друге, коло керування МОП-транзистора електрично ізольоване від сигнального кола й практично не споживає енергії і по-

третє, МОП-транзистори прості у виготовленні за інтегральною технологією та займають меншу площу кристалу.

При прикладенні негативної напруги до затвора транзистора канал збагачується носіями заряду, в результаті чого його опір (між стоком і джерелом) зменшується. Опір каналу відкритого транзистора становить 10-1000 Ом. При нульовій або позитивній напрузі на затворі транзистора він перебуває в закритому стані. Опір каналу при цьому досить великий: 10-100 МОм. Якість закритого ключа звичайно характеризують струмом витоку, що для МОП-перемикачів лежить у діапазоні 0,1...100 нА. Струм витоку закритого МОП-транзистора – це в основному струм між стік-витік областями і підкладкою. Цей струм, як і для будь-якого замкненого *p-n-переходу*, зростає приблизно у два рази при підвищенні температури навколишнього середовища на кожні 10° К.

Керуючою для МОП-транзистора є напруга між затвором і джерелом, тому якщо джерело перебуває під відносно великим потенціалом, то транзистор може відкритися навіть при нульовій напрузі на затворі.

Для того, щоб забезпечити закритий стан *p-n-переходу* між стік-витік областями і підкладкою, останню треба приєднати до точки кола, потенціал якої у всіх випадках буде не нижче потенціалу джерела.

Інтегральні мікросхеми МОП-ключів

Промисловість випускає кілька типів МОП-перемикачів. На рис. 2.25 показані схеми найпростіших з них (цифрами позначають номери виводів корпусу).

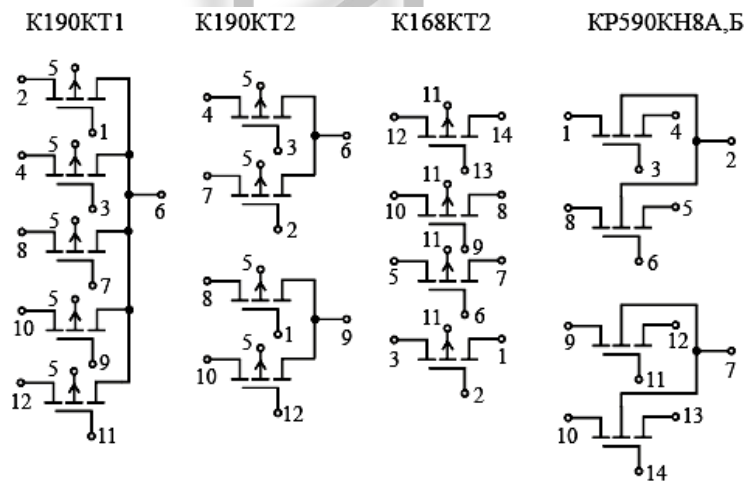


Рис. 2.25. ІМС промислових МОП-ключів

Опір каналу відкритого транзистора (R_0) для цих ключів становить 50-300 Ом, струм витоку закритого ключа ($i_{вТ}$) не перевищує 20-100 нА, струм витоку затвора 20-30 нА, найбільша напруга комутації лежить у діапазоні від ± 5 до ± 10 В, найбільший струм комутації 10-50 мА, час спрацьовування 0,5-1 мкс. Від-

носно великий час спрацьовування визначається в основному часом заряду паразитних ємностей (вхідний, вихідний і прохідний), які зазвичай становлять декілька пФ, через досить великий опір каналу. Опір каналу відкритого транзистора зменшується при збільшенні напруги відкривання затвора. З цієї точки зору бажано встановлювати напругу затвор-джерело відкритого ключа близькою до максимально-припустимої. Але якщо мова йде про перемикання сигналів порядку одиниць мілівольта, то доводиться приймати до уваги імпульсну перешкоду, що проникає при комутації в сигнальне коло з кола керування через ємність затвор-канал. У зв'язку з цим у деяких випадках може виявитися доцільним вибрати напругу відкривання затвор-джерело лише на небагато вище, що зазвичай лежить у діапазоні від -3 до -6 В.

Варто мати на увазі, що опір відкритого МОП - ключа залежить від прохідного струму при великій напрузі відкривання на затворі (опір зростає на 10-20% при підвищенні струму каналу від нульового значення до номінального) і зростає при збільшенні температури (ТКО становить приблизно $5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$). Наслідком цієї обставини є збільшення часу перемикання з ростом температури.

Затвор МОП-транзистора ізолюваний від напівпровідникової підкладки досить тонкою плівкою двоокису кремнію. При перевищенні різниці напруг між затвором і підкладкою припустимого рівня може відбутися пробій ізолюючої плівки, що приводить до виходу транзистора з ладу. Тому при користуванні МОП - транзисторами треба оберегати їх від статичної електрики, що може накопичуватися, наприклад, на тілі людини внаслідок тертя об одяг. При транспортуванні і монтажі МОП-транзисторів їхні виводи зазвичай з'єднуються накоротко і лише тоді, коли транзистор включений у коло, закоротка виводів знімається. Для зменшення ймовірності пробію в МОП - перемикачах переходи затвор-підкладка всіх транзисторів зазвичай шунтовані діодами, що працюють при перевантаженні в режимі відновлювання пробію (на рис. 2.25 не показані). Однак це не звільняє від необхідності захищати ці перемикачі від статичної електрики та великих імпульсних наведень.

Однопороговий компаратор

Пристрої, для яких є характерним наявність позитивного коефіцієнта підсилення зазвичай називають однопороговими компараторами. Як наслідок такого стану, в роботі таких пристроїв завжди присутня деяка неіндифікована область вхідної напруги, тобто існує похибка визначення рівня вихідної напруги. В якості однопорогових пристроїв порівняння використовують ОП без кіл негативного зворотного зв'язку або позитивного зворотного зв'язку, для яких коефіцієнт передачі зворотного зв'язку відповідає нерівності

$$\beta \leq \frac{1}{K_{U0}}. \quad (2.30)$$

Аналізуючи схему рис. 2.26, а можливо сказати, що її спрацювання настає в момент порівнювання нулю напруги між інверсним і не інверсним входами ОП. Використовуючи це можливо побудувати на основі схеми, що представлена, пристрій порівняння вхідної напруги з еталонним рівнем напруги.

Для цього досить неінверсний вхід ОП підключити до загальної шини пристрою через джерело ЕРС, абсолютна величина і знак якого відповідає еталонному рівню порівняння.

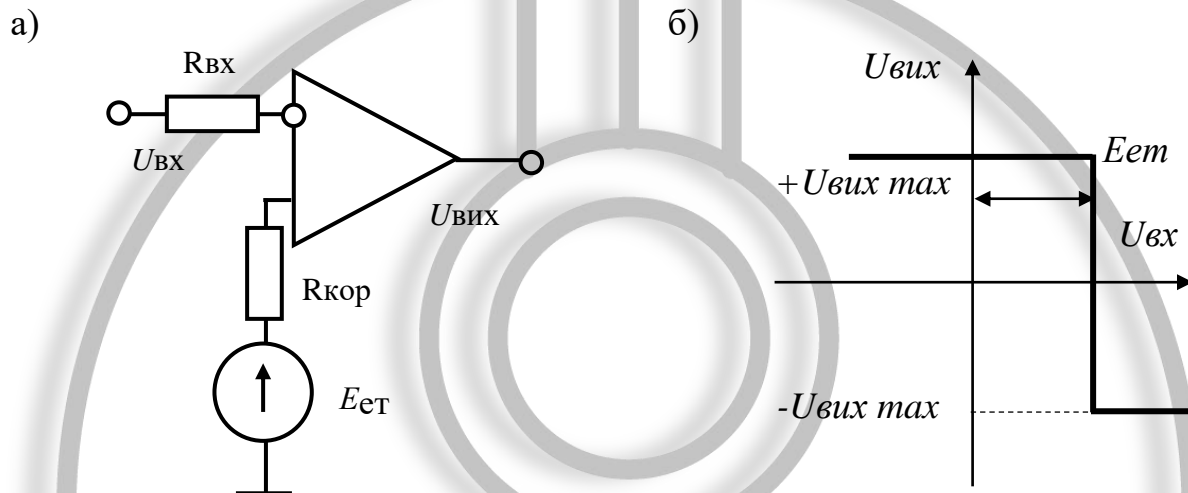


Рис. 2.26. До пояснення роботи однопорогового компаратора

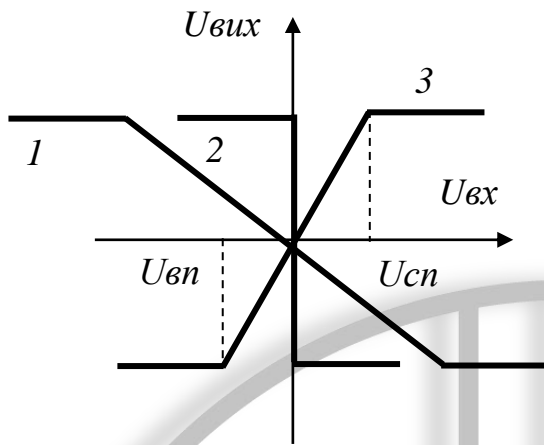
У цьому випадку при ідеальному ОП ($R_{вх} \rightarrow \infty$) напруга між входами досягне нуля, коли $U_{вх}$ стане однакою за рівнем і полярністю із $E_{ет}$ еталонним джерелом живлення або пороговою напругою спрацювання пристрою.

Регенеративний компаратор

Регенеративними (гістерезисними) називають схеми порівняння, у яких передатна характеристика неоднозначна. Для ОП це можливо у тих випадках, коли підсилювач охоплений позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі, що відповідає рівнянню

$$\beta \geq \frac{1}{K_{У0}}. \quad (2.31)$$

На рис. 2.27. наведена передатна характеристика ОП для випадків $\beta < \frac{1}{K_{У0}}$,



$$1 - \beta < \frac{1}{K_{U0}},$$

$$2 - \beta = \frac{1}{K_{U0}},$$

$$3 - \beta > \frac{1}{K_{U0}}$$

Рис. 2.27. Передатна характеристика ОП із колом ПЗЗ

$\beta = \frac{1}{K_{U0}}$ і $\beta > \frac{1}{K_{U0}}$ відповідно. Очевидно, що збільшення коефіцієнта передачі кола позитивного зворотного зв'язку фактично призводить до повороту вихідної характеристики ОП навколо початку системи координат за часовою стрілкою. При цьому якщо $\beta > \frac{1}{K_{U0}}$, то передатна характеристика перестане бути однозначною і з'являється область вхідних напруг, для яких без знання передісторії роботи схеми неможливо однозначно визначити вихідний сигнал ОП.

Використання у схемах порівняння ОП, в якого передатна характеристика має область неоднозначної відповідності вхідної і вихідної напруги (має гістерезис), дозволяє будувати пристрої, в яких напруга спрацьовування і відпускання не дорівнюють одне одній. Принципова схема такого пристрою порівняння і її передатна характеристика наведена на рис. 2.28.

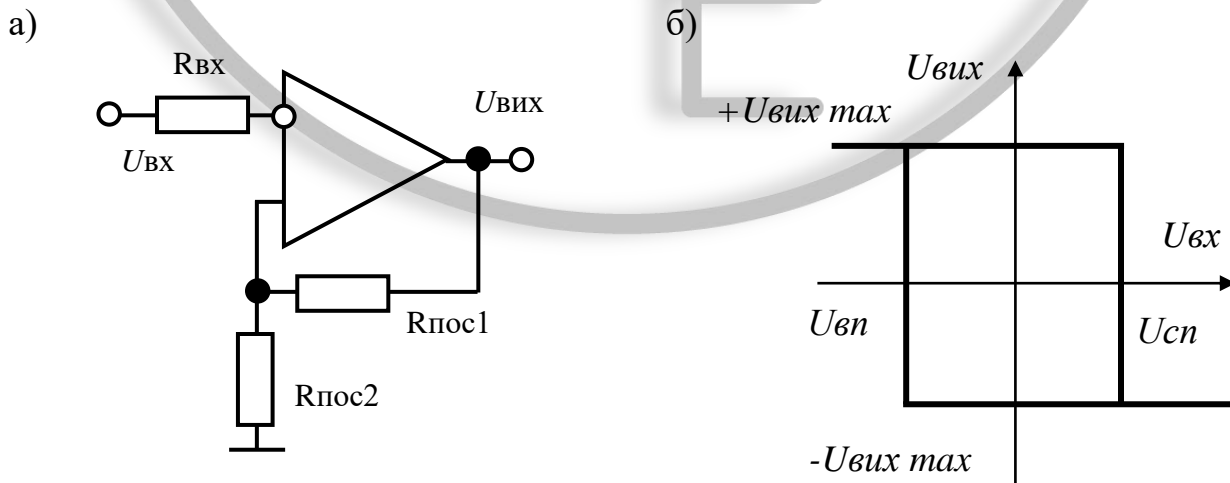


Рис. 2.28. До пояснення роботи гістерезисного компаратора

Розглянемо принцип роботи цієї схеми. Припустимо, що у деякий момент часу вхідна напруга схеми дорівнює нулю, а вихідна позитивної полярності $+U_{вих\ max}$. Тоді до неінверсного входу ОП прикладена позитивна напруга

$$U_{н\ вх} = U_{вих\ max} R_{noc2} / (R_{noc1} + R_{noc2}).$$

Таким чином, розглянутий стан є стійким і може підтримуватись досить довго до тих пір, поки змінна напруга не досягне цього ж рівня. В цей момент здійсниться зміна вихідної напруги ОП від $+U_{вих\ max}$ до $-U_{вих\ max}$. В наслідок цього на неінверсному вході ОП встановиться напруга

$$U_{н\ вх} = -U_{вих\ max} R_{noc2} / (R_{noc1} + R_{noc2}).$$

До тих пір, поки вхідна напруга не досягне такого ж рівня стан схеми буде стійко незмінним.

Із наведених вище виразів витікає, що $U_{вих\ max} = -U_{вих\ max}$ порогова напруга для випадків спрацьовування і відпускання дорівнюють одне одній але різні за знаком. Таким чином, із цього витікає, що вигляд передатної характеристики такого пристрою є симетричною відносно початку системи координат.

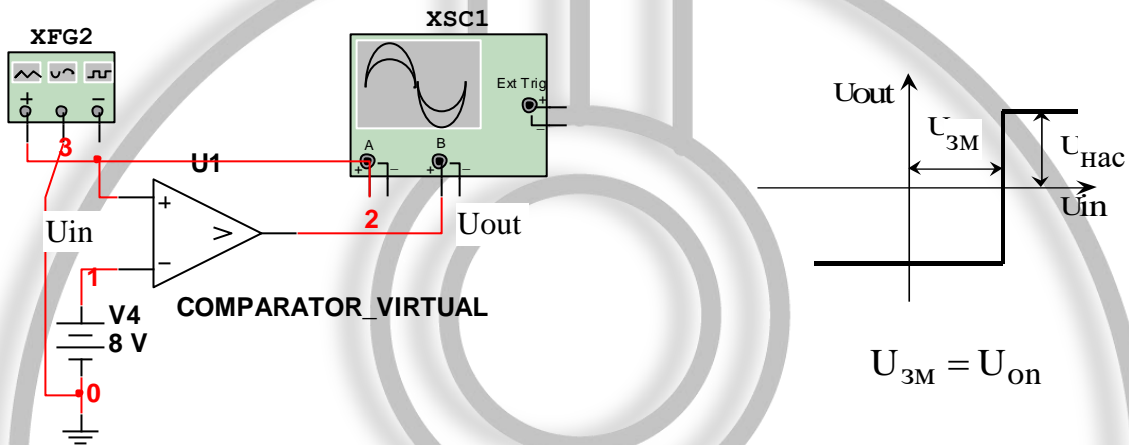
Лабораторна робота №3

Тема: Типові схеми увімкнення ОП – підсилення, додавання і порівняння.

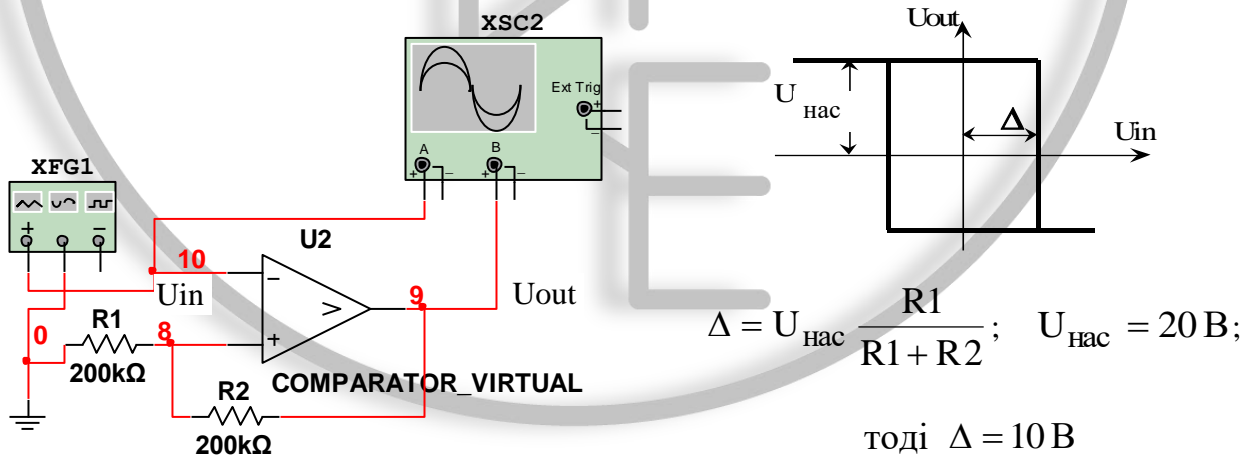
Програма роботи:

1. Побудувати схеми компараторів згідно із індивідуальним варіантом (табл. 2.1) і отримати залежності:

Компаратор



Компаратор із петлею гістерезису



- статичну характеристику $U_{out}=f(U_{in})$;
- часові діаграми $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$;
- за результати досліджень підготувати звіт.

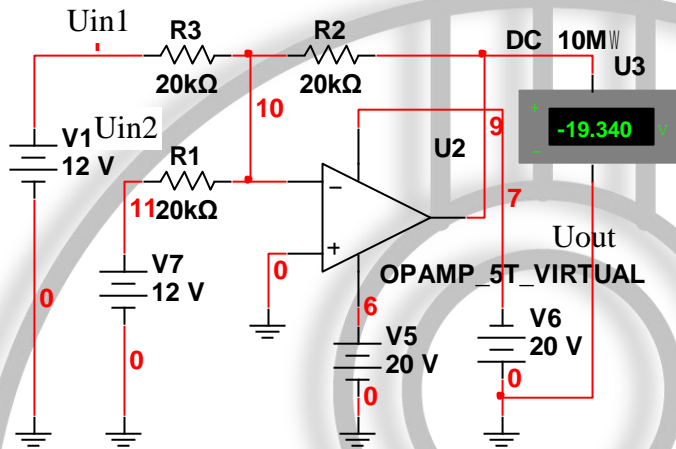
Таблиця 2.1

Варіант	Напруга, В	Частота, Гц	Форма сигналу	Компаратор, В	Компаратор гістерезисний, В
1	Опорна/насичення	–	–	5	20
	Аналізу	20	Синусоїд.	16	10
2	Опорна/насичення	–	–	10	22
	Аналізу	50	трикутна	18	10
3	Опорна/насичення	–	–	8	25
	Аналізу	70	Синусоїд.	11	9
4	Опорна/насичення	–	–	6	30
	Аналізу	10	Синусоїд.	11	15
5	Опорна/насичення	–	–	4	31
	Аналізу	30	трикутна	12	12
6	Опорна/насичення	-	-	4	40
	Аналізу	12	Синусоїд.	20	16
7	Опорна/насичення	–	–	1	33
	Аналізу	15	трикутна	8	20
8	Опорна/насичення	–	–	8	22
	Аналізу	17	трикутна	11	9
9	Опорна/насичення	–	–	4	27
	Аналізу	22	Синусоїд.	15	16
10	Опорна/насичення	–	–	1	25
	Аналізу	35	трикутна	10	20
11	Опорна/насичення	–	–	8	37
	Аналізу	57	трикутна	15	9
12	Опорна/насичення	–	–	4	34
	Аналізу	25	Синусоїд.	15	16
13	Опорна/насичення	–	–	1	25
	Аналізу	35	трикутна	10	20
14	Опорна/насичення	–	–	8	44
	Аналізу	27	Синусоїд.	15	9
15	Опорна/насичення	–	–	9	47
	Аналізу	22	Синусоїд.	12	16
16	Опорна/насичення	–	–	3	27
	Аналізу	10	трикутна	18	15
17	Опорна/насичення	–	–	2	32
	Аналізу	27	Синусоїд.	5	9
18	Опорна/насичення	–	–	9	43
	Аналізу	22	Синусоїд.	12	10
19	Опорна/насичення	–	–	6	25
	Аналізу	45	трикутна	14	11
20	Опорна/насичення	–	–	3	29
	Аналізу	70	трикутна	5	9

Таблиця містить у колонці *компаратор* значення опорної напруги, а у *компаратор гістерезисний* насичення. Напруга «Аналізу» відображає діючу напругу генерації вхідного сигналу компаратора.

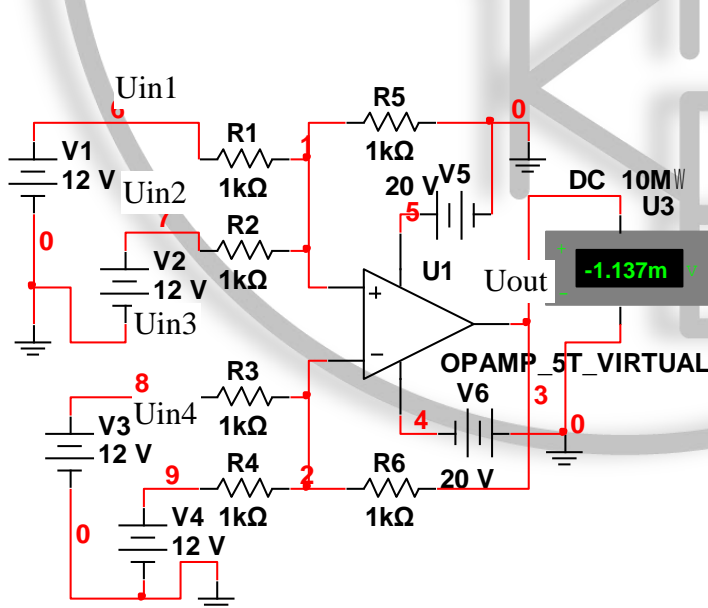
2. Розрахувати коефіцієнти підсилення підсилювачів таким чином, щоб при вказаних напругах на вході (табл. 2.2) забезпечити задану напругу на виході. Дослідження проводяться на постійній напрузі.

Інвертуючий суматор



$$U_{out} = -\left(U_{in1} \frac{R2}{R3} + U_{in2} \frac{R2}{R1} \right)$$

Багатовхідний диференційний підсилювач



$$U_{out} = U_{in1} \frac{R5}{R1} + U_{in2} \frac{R5}{R2} - \left(U_{in3} \frac{R6}{R3} + U_{in4} \frac{R6}{R4} \right)$$

Рішення системи відносно R6 та R5

$$R6 = \frac{U_{out}}{k2}; \quad R5 = k1 R6;$$

$$\text{де } k1 = \frac{R3 + R4}{R3R4} \frac{R1R2}{R2 + R1};$$

$$k2 = k1 \left(\frac{U_{in1}}{R1} + \frac{U_{in2}}{R2} \right) - \left(\frac{U_{in3}}{R3} + \frac{U_{in4}}{R4} \right).$$

Таблиця 2.2

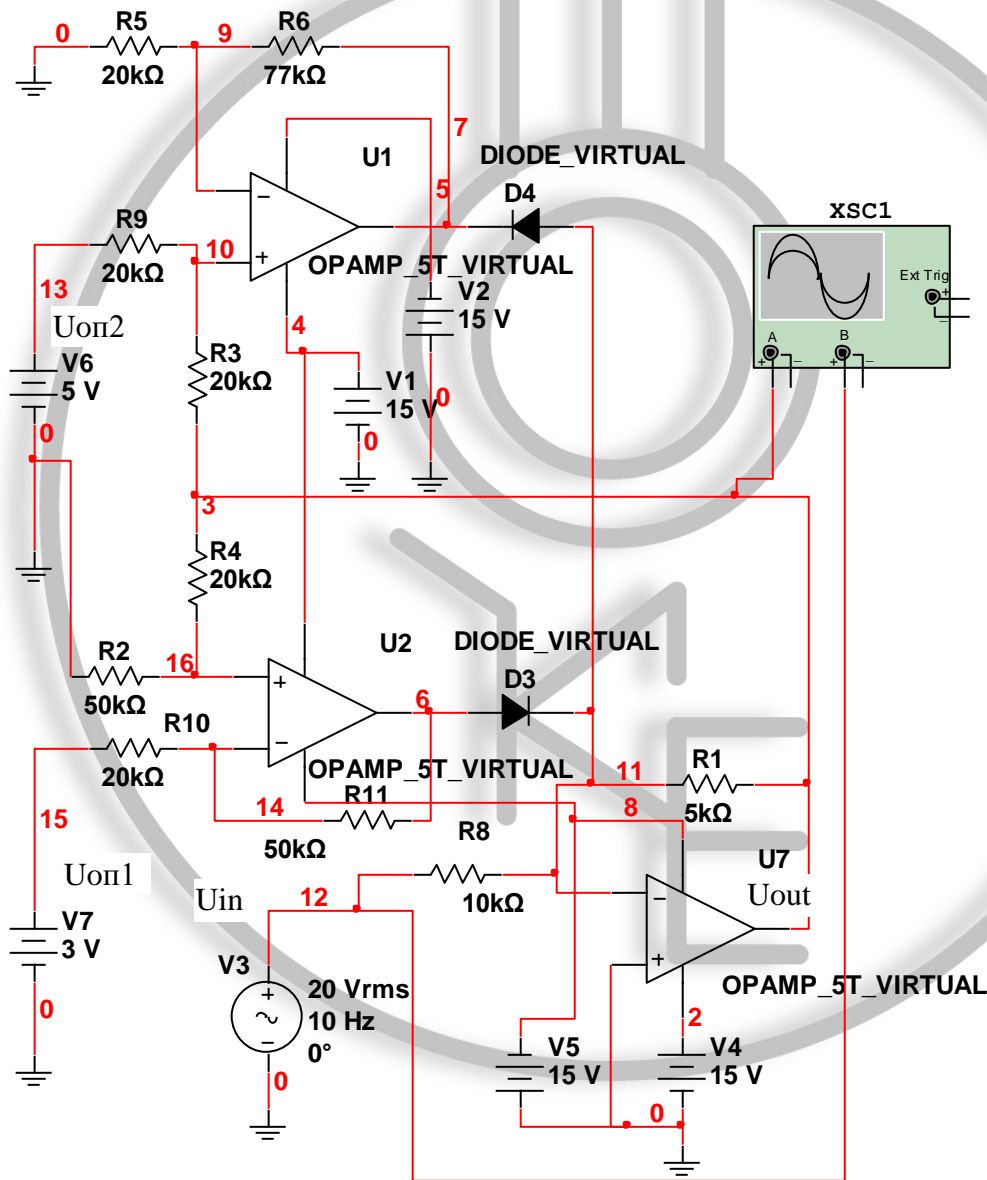
Варіант	Тип входу ОП	Кількість і напруга на входах підсилювачів, В	Напруга на виході інверсного суматора, В	Напруга на виході диференційного підсилювача, В
1	Прямий	-5; 2; 3; -7	5	-3
	Інверсний	22; 10; -5		
2	Прямий	15; 42; 3; -8; 10	-18	7
	Інверсний	12; 10; -5; 11		
3	Прямий	15; -4; 3; -18; 10	8	-9
	Інверсний	12; 10; -5; 1,1		
4	Прямий	-5; 2; 3; -7	-6	15
	Інверсний	-22; 10; -5		
5	Прямий	15; -42; 3; -8; 10	12	-11
	Інверсний	12; 10; -5; 11		
6	Прямий	12; 10; -5; 1,1	-4	16
	Інверсний	-5; 2; 3; -7		
7	Прямий	22; 10; -5	8	-17
	Інверсний	15; 42; 3; -8		
8	Прямий	22; 10; -5	-8	9
	Інверсний	12; 10; -5; 1,1		
9	Прямий	15; -42; 3; -8; 10	4	-16
	Інверсний	-5; 2; 3; -7		
10	Прямий	1,5; -4; 3; -18; 10	-10	20
	Інверсний	-22; 10; -5		
11	Прямий	15; -42; 3; -8; 10	8	-9
	Інверсний	12; 10; -5; 11		
12	Прямий	-5; 2; 3; -7	-15	16
	Інверсний	-1,5; -4; 3; -18; 10		
13	Прямий	12; 10; -5; 11	10	-5
	Інверсний	500; -4; 3; -18; 10		
14	Прямий	-5; 2; 3; -7	-8	9
	Інверсний	-15; -4; 3; -18; 10		
15	Прямий	-5; 2; 3; -7	12	-4
	Інверсний	22; 10; -5		
16	Прямий	12; 10; -5; 1,1	-18	7
	Інверсний	15; -42; 3; -8; 10		
17	Прямий	22; 10; -5	5	-7
	Інверсний	12; 100; -5; 1,1		
18	Прямий	-5; 2; 3; -7	-9	10
	Інверсний	12; 10; -50; 1,1		
19	Прямий	1,5; -40; 3; -18; 10	6	-11
	Інверсний	-5; 2; 3; -7		
20	Прямий	12; 10; -5; 1,1	-3	9
	Інверсний	1,5; -4; 3; -18; 10		

Вхідні дані напруг дослідження - у стрічці «інверсний» для суматорів, а у стрічках «інверсний» і «прямий» для диференційного підсилювача.

3. Дослідити схему підсилювача зі змінним рівнем обмежень, де обмеження у позитивну сторону дорівнює опорній напрузі, а у негативну сторону половині напруги насичення табл. 2.1:

- отримати на осцилографі статичну характеристику $U_{out}=f(U_{in1})$.

Підсилювач зі змінним рівнем обмежень



$$U_{out} = -U_{in} \frac{R1}{R8}$$

$$U_{out\max+} = U_{on2};$$

$$U_{out\max-} = U_{on1}$$

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Варіант індивідуального завдання.
- 4) Схеми моделей підсилювачів.
- 5) Розрахунок коефіцієнтів підсилення за умовами індивідуального завдання.
- 6) Моделі підсилювачів із відпрацюванням завдання.
- 7) Ілюстрація часових діаграм $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$ і статичні характеристики дослідження компараторів.
- 8) Отримати і побудувати статичну характеристику $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$, $U_{out}=f(U_{in})$ для підсилювача із змінним рівнем обмеження.

2.3. Операційні перетворювачі

Під поняттям операційні перетворювачі розуміють пристрої, передатна функція котрих являє собою відношення двох поліномів, вирази яких одержують з використанням перетворення Лапласа.

До таких перетворювачів відносять інтегратори, диференціатори і інерційні ланки різного порядку.

2.3.1. Інтегратори

Схема найпростішої реалізації інтегратора зображена на рис. 2.29.

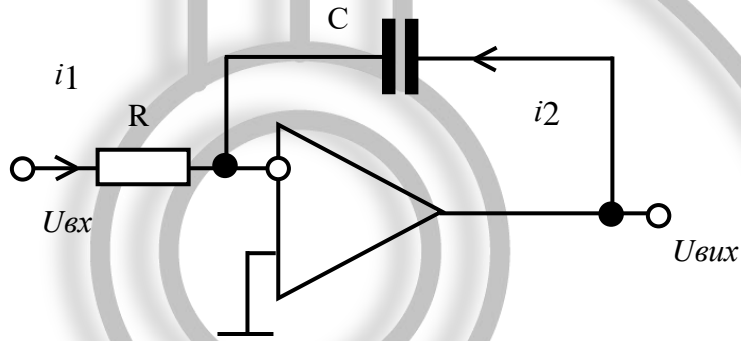


Рис. 2.29. Принципова схема інтегратора

Якщо вважати, що ОП ідеальний, то вихідна напруга визначається із рівняння

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

звідки

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int U_{вх} dt + A. \quad (2.32)$$

де A – значення початкових умов.

Передатна функція в операторній формі має вигляд

$$K_{ін} = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (2.33)$$

де $\tau = -\frac{1}{RC}$ – постійна часу, p – оператор Лапласа.

При врахуванні, що коефіцієнт підсилення ОП має кінцеве значення та виконується умова $r_{вх.оп} \gg R$, то передатна функція реального інтегратора визначається рівнянням

$$K(p) = -\frac{K_{on}}{p\tau(K_{on} + 1) + 1}. \quad (2.34)$$

Таким чином, реальний інтегратор веде себе як інерційна ланка першого порядку з коефіцієнтом K_{on} і еквівалентною постійною часу $\tau_e = RC(K_{on} + 1)$, де

$$U_{вих}(t) = -U_{вх} K_{on} \left(1 - e^{-t/\tau_e}\right) U_{вих}(0) e^{-t/\tau_e} \cdot \left(R \cdot i_{вх-} + U_{зм}\right) \left(1 + K_{on} \left(1 - e^{-t/\tau_e}\right)\right), \quad (2.35)$$

де $U_{вих}(0)$ – початкова напруга на виході схеми при $t = 0$; $i_{вх-}$ і $U_{зм}$ – відповідно вхідний струм і напруга зміщення на інверсному вході ОП.

Отже при стрибку напруги на вході реального інтегратора на його виході отримують не лінійно зростаючу напругу, як у ідеальному випадку, а експоненціально зростаючу, що характерно для RC кіл. У випадку досить великого коефіцієнту підсилення ОП рівень і форма вихідної напруги наближається до характеристики, якою володіють ідеальні схеми.

Зменшення впливу на вихідну характеристику реальних інтеграторів досягають за рахунок встановлення однакових опорів у кола обох входів ОП. Для ОП з вхідним каскадом побудованим на польових транзисторах і з колами балансування нуля – робота схеми інтегратора стає значно кращою.

2.3.2. Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ)

Схема регулятора наведена на рис. 2.30.

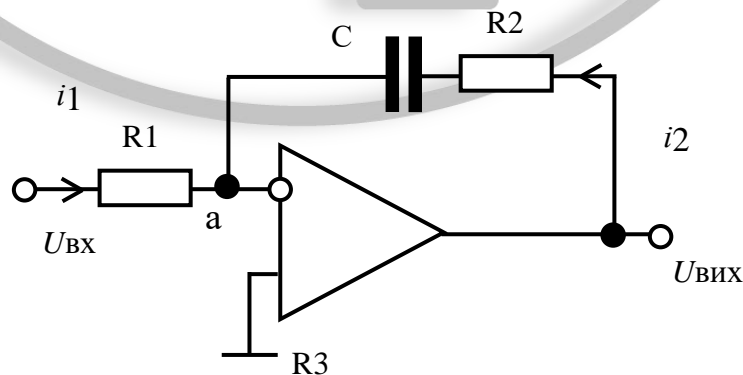


Рис. 2.30. Схема реалізації ПІ-регулятора

Для ідеального ОП вхідна напруга визначається $U_{вих} = U_n + U_{ін}$, де $U_{ін} = -\frac{1}{CR1} \int U_{ex} dt$ – напруга інтегральної частини, $U_n = -\frac{R2}{R1} U_{ex}$ – напруга пропорційної частини.

Отже результуючий вираз залежності вихідної напруги від вхідної буде мати вигляд

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int U_{ex} dt + U_{ex} \frac{R2}{R1}. \quad (2.36)$$

Форма вихідного сигналу при ступеневій зміні напруги по входу ілюструється залежністю рис. 2.31.

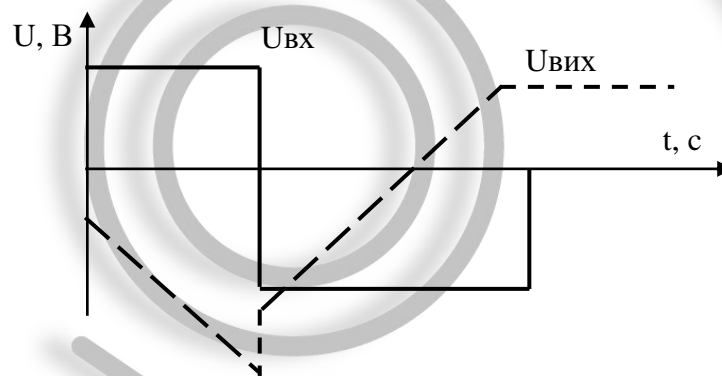


Рис. 2.31. Часові діаграми роботи ПІ-регулятора

Досить часто у схемах керування електроприводами застосовують задавачі інтенсивності, які регламентують швидкість зростання прискорення або моменту двигуна. Схемне рішення, що зображено на рис. 2.32 складається із послідовно увімкнених підсилювача та інтегратора. Відомо, що кут нахилу вихідної напруги інтегратора залежить від рівня напруги на його вході та постійної часу (рівняння (2.32)), яка визначається вхідним опором та ємністю конденсатора зворотного зв'язку ($T1=R8C$, $T2=R9C$). Для запропонованої схеми не передбачено регулювання постійних часу тому нахил характеристики регулюється зміною вхідної напруги дільниками $R6$ (позитивного напрямку струму) і $R7$ (негативного напрямку). Напруга на їх виході завжди дорівнює напрузі налаштування з причини роботи першого підсилювача у ключовому режимі, що забезпечує його вихідний стан або у позитивному насиченні, або негативному. Завдяки зворотному зв'язку $R5$, що охоплює обидва елемента схеми є можливість відслідковувати значення напруги на виході усієї схеми. При зрівнянні сигналів завдання $U_{вх}$ і зворотного зв'язку $R5$ напруга на виході першого підсилювача стає нульовою, що зупиняє інтегрування на рівні поточної напруги.

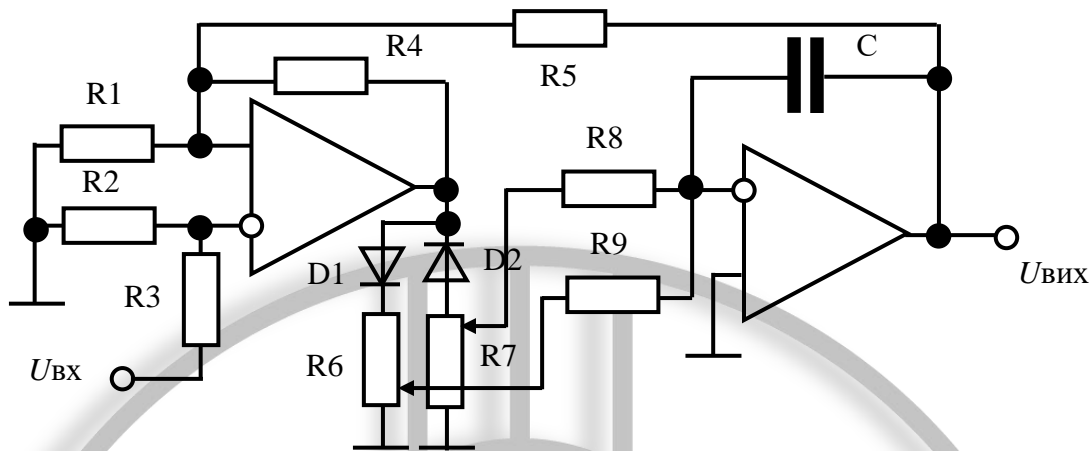


Рис. 2.32. Схема задавача інтенсивності

2.3.3. Активні фільтри

Традиційно активними фільтрами називають RC -пристрої, до складу яких входять один або декілька операційних підсилювачів, що працюють у лінійному режимі. Зазвичай для опису роботи активних фільтрів використовують амплітудно-частотні характеристики (АЧХ), які у загальному випадку визначаються у відносних одиницях за співвідношенням

$$|G(\bar{\omega})| = \frac{K(\bar{\omega})}{K(\bar{\omega}_H)}, \quad (2.37)$$

де $\bar{\omega} = \omega / \omega_{зр}$ – відносна частота, $\omega_{зр}$ – частота зрізу фільтра, $K(\bar{\omega})$ – коефіцієнт передачі за будь-якою частотою, $K(\bar{\omega}_H)$ – коефіцієнт передачі за номінальною частотою, що відповідає інтервалу пропускання. Номінальне значення частоти фільтрів низьких частот (ФНЧ) становить 0 Гц, а фільтрів високих частот (ФВЧ) ∞ Гц.

З метою спрощення сприйняття АЧХ фільтрів представляють у логарифмічному масштабі

$$|G(\bar{\omega})| = 20Lg \frac{K(\bar{\omega})}{K(\bar{\omega}_H)}.$$

Головне призначення фільтрів – виділення із усього спектру пропускання сигналів частот налаштування і передачі їх із входу до виходу із найменшим затуханням. Всі інші частоти повинні бути максимально подавлені. Практикою доведено, що ідеальне розділення частот зробити досить важко, а тому перехід від максимального коефіцієнту підсилення до незначного характеризується областю спаду. Так для простих RC -фільтрів коефіцієнт підсилення монотонно зменшується до частоти зрізу $G(\omega_{зр}) = -3$ дБ (рис. 2.33), а далі у діапазоні затухання становить

6 дБ/октаву. Тобто при зміні частоти у два рази амплітуда вихідного сигналу у порівнянні з вхідним також зменшується у два рази.

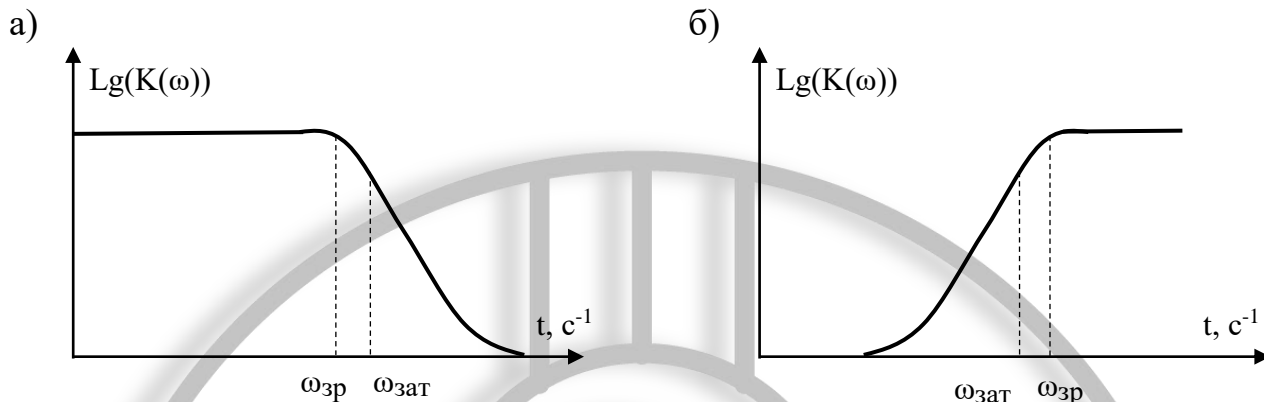


Рис. 2.33. АЧХ активних фільтрів: а – нижніх частот; б – верхніх частот
 $\omega_{зр}$ – частота зрізу; $\omega_{зат}$ – частота затухання

Другим параметром, що характеризує роботу активних фільтрів є фазочастотна характеристики (ФЧХ). Її призначення – показати час або фазу затримки виникнення вихідного сигналу з моменту появи вхідного.

При практичній розробці активних фільтрів користуються методом безпосереднього проектування, який дозволяє отримати більш прості схемні рішення. Синтез за цим методом містить декілька етапів, до яких входять апроксимація бажаних ФЧХ або АЧХ і розрахунок та реалізація обраної схеми.

Апроксимація характеристик активних фільтрів зазвичай отримується із перехідних функцій, що визначаються як відношення двох поліномів представлених у операторній формі. При цьому ступень оператора Лапласа у знаменнику відношення визначає його порядок. Власне апроксимація зводиться до визначення коефіцієнтів поліномів, які можуть забезпечити найкращу подібність бажаних і отриманих АЧХ та ФЧХ.

На практиці знайшли широке застосування активні фільтри Баттерворда, Чебишева, еліптичні, Бесселя. В наслідок того, що усі похідні при визначенні параметрів АЧХ фільтру Баттерворду дорівнюють нулю їх класифікують, як фільтри із плоскою АЧХ. Характерною особливістю фільтрів Чебишева є те, що у спектрі пропускання АЧХ фільтра змінюється від 1 до $1/\sqrt{1+\varepsilon^2}$, де ε – коефіцієнт нерівномірності АЧХ. Причому число цих коливань тим більше чим вище порядок фільтру. З цієї причини фільтри Чебишева називають фільтрами рівномірних пульсацій. Еліптичні фільтри мають досить велику подібність до фільтрів Чебишева. Для фільтрів Бесселя апроксимація здійснюється за однойменним поліномом автора і на відміну від попередніх для ФЧХ, а не для АЧХ. Конструктивні особливості цих фільтрів характеризуються можливістю внесення до вихідного сигналу певних неточностей. Для їх нейтралізації фільтрам Бесселя потрібно забезпечити постійність фазового запізнення на усьому інтервалі частот пропускання.

У складі сигналу зворотних зв'язків реальних систем керування при контролі стану об'єктів управління крім інформаційної складової низької частоти мають місце височастотні перешкоди. Їх наявність у загальному сигналі датчиків і за значних коефіцієнтах підсилення регуляторів системи керування, електропривод може працювати некоректно. Тому для отримання достовірних сигналів поточного стану систем електропривода між датчиками і регуляторами встановлюють активні фільтри низьких частот (НЧ), найпростіші конструкції яких наведені на рис. 2.34.

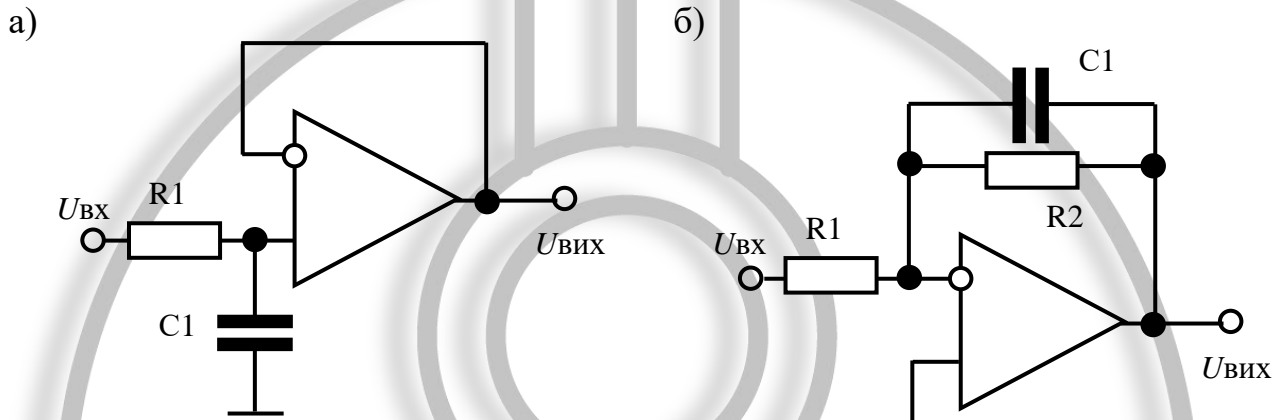


Рис. 2.34. Фільтри НЧ: а – неінверсна схема; б – інверсна схема

Схема рис. 2.34, а складається із послідовно увімкнених RC-фільтра Г типу і повторювача напруги побудованого на ОП. Фільтрація здійснюється за рахунок різниці реактивного опору конденсатора $C1$ на низьких та високих частотах. Отже існують ситуації, при яких параметри елементів $R1$ і $C1$ підібрані так, що опір X_c стає досить великим для НЧ сигналів і прагне до нуля для ВЧ сигналів. Звідки маємо для першого випадку режим пропускання струмів НЧ крізь ОП, а для другого шунтування струмів ВЧ на загальний дріт. Перехідна функція, яка відповідає даній схемі має вигляд

$$\frac{U_{вх}}{U_{вих}} = \frac{1}{T_{\Phi}p + 1}, \quad (2.38)$$

де $T_{\Phi} = R1C1$ постійна часу фільтра; p – оператор Лапласа. До характеристик фільтрів слід також віднести частоту зрізу $\omega = 1/T_{\Phi}$, яка відображає межі між полосами пропускання та затухання АЧХ.

Схема рис. 2.34, б використовує інший принцип роботи фільтра. Для неї задіяна схема підсилення на ОП із змінним коефіцієнтом підсилення. Частотно залежне коло зворотного зв'язку ОП побудоване на конденсаторі $C1$ створює умови, за яких загальний зворотний зв'язок ОП на низьких частотах забезпечує високий рівень коефіцієнта підсилення, а на високих частотах відповідно прагне до нульового значення. Опис перехідної функції, що відповідає цій схемі має вигляд

$$\frac{U_{вх}}{U_{вих}} = -\frac{R2/R1}{T_{\Phi}p + 1}, \quad (2.39)$$

де $T_{\Phi} = R2C1$ – постійна часу фільтра, $K=R2/R1$ – коефіцієнт підсилення фільтра, а $\omega = 1/T_{\Phi}$ – частота зрізу.

2.3.4. Генератори

Схеми генератора імпульсів прямокутної форми реалізують дві математичні операції – інтегрування та порівняння. Найчастіше їх будують за принципом мультівібраторів, де коливання створюються за рахунок періодичного заряду та розряду конденсатора струмом, полярність якого змінюється зовнішньою схемою. Зазвичай такі схеми будуються на базі ОП із позитивним і негативним зворотними зв'язками. Причому робота зворотних зв'язків повинна бути налагоджена таким чином, щоб позитивний зворотній зв'язок передував за фазою негативному. Такий стан забезпечує миттєвий перехід підсилювача із позитивного насичення у негативне. Амплітуду прямокутних сигналів можливо регулювати за допомогою стабілізації вихідного сигналу. Схемне рішення реалізації такого генератора зображено на рис. 2.35, а, на рис. 2.35, б – часові діаграми його роботи.

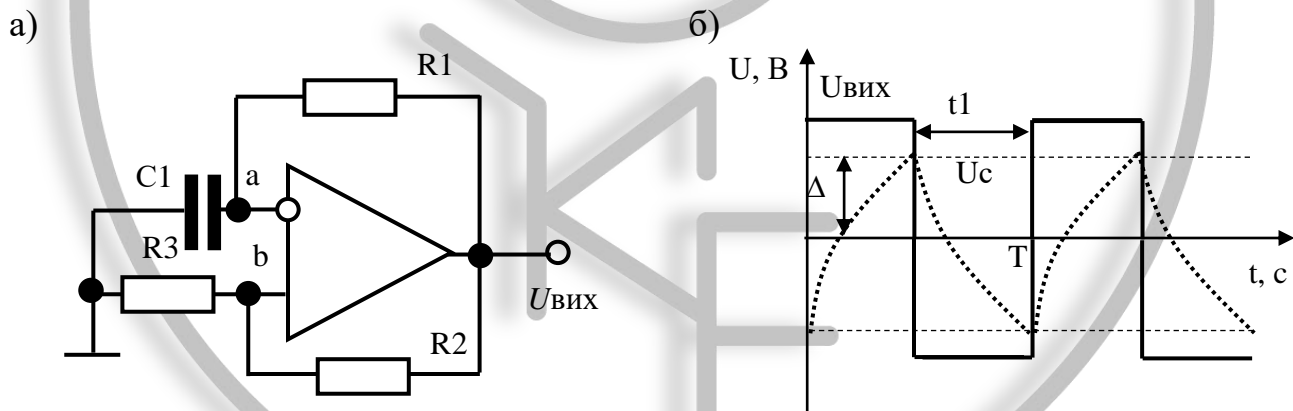


Рис. 2.35. Схема генератора прямокутних сигналів

Принцип роботи схеми рис. 2.35, а полягає у наступному. При подачі живлення на схему генератора за рахунок позитивного зворотного зв'язку $R2$ ОП переходить у стан позитивного насичення $U_{вих\max} = U_{нас}$. При цьому починається заряд конденсатора $C1$ через коло $U_{вих}$, $R1$, $C1$, загальний дріт. Термін заряду визначається постійною часу $T_1 = R1C1$. При досягненні напруги на конденсаторі $C1$

рівня $\Delta = U_{нас} \frac{R3}{R2 + R3}$ ОП стрибкоподібно переходить у стан негативного насичення $U_{вих\max} = -U_{нас}$ і починається перезаряд конденсатора іншою полярністю. За умови однаковості напруги на інверсному вході напрузі на неінверсному, яка

дорівнює $\Delta = -U_{нас} \frac{R3}{R2 + R3}$ процес створення коливань повторюється. При цьому частота генерації вихідного сигналу визначається рівнянням

$$f = \frac{1}{2t_1}, \quad (2.40)$$

де $t_1 = T_I \ln\left(1 + 2\frac{R3}{R2}\right)$ – час напівперіода рис. 2.35, б.

Схемне рішення генератора коливань пилкоподібної форми наведено на рис. 2.36. До складу його схеми входить інтегратор і керований ключ К1. З чого

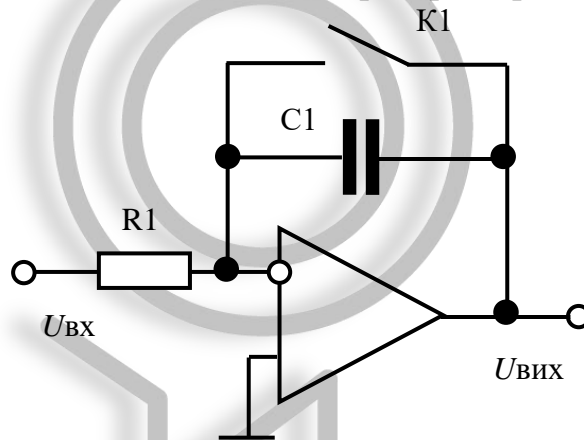


Рис. 2.36. Схема генератора пилкоподібних сигналів

виходить, що робота схеми повторює роботу інтегратора при розімкненому ключі К1 і скидає вихідну напругу генератора в нуль при його замиканні. Скид вихідної напруги у нульовий стан досягається за рахунок нульового коефіцієнта підсилення операційного підсилювача. Вихідна напруга генератора визначається за рівнянням

$$U_{вих\max} = \frac{U_{вх}}{fT_I}, \quad (2.41)$$

де $T_I = R1C1$ – постійна часу інтегрування, f – частота генерування, що задається зовнішнім генератором.

Генератор сигналів трикутної форми, схема якого наведена на рис. 2.37, складається із послідовно увімкнених порогового детектора DA1 і інтегратора DA2. Принцип його дії наступний. При приєднанні схеми до мережі живлення пороговий елемент DA1 подає на вхід інтегратора напругу негативної полярності. Це призводить до лінійного зростання напруги на виході інтегратора і при досягненні

нею рівня деякого заданого значення пороговий детектор перекидається у другий стабільний стан. Відповідно це стане причиною інтегрування у протилежну полярність. Зростання напруги у протилежному напрямку також діє до напруги модуля попереднього випадку але протилежного за знаком. Далі процес генерування циклічно повторюється.

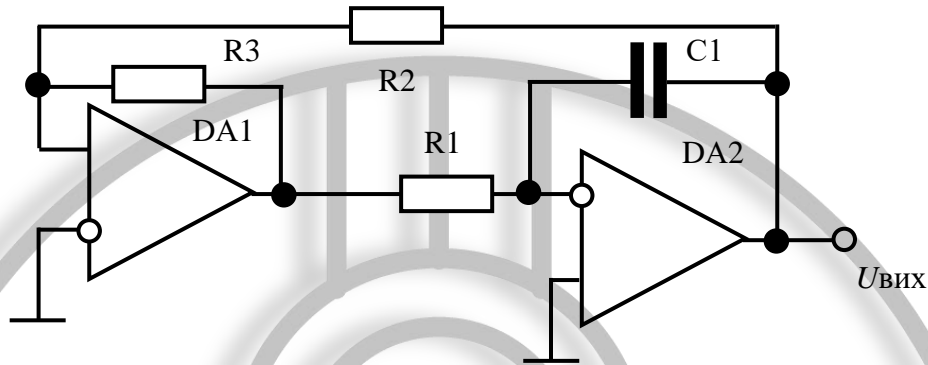


Рис. 2.37. Схема генератора трикутних сигналів

Вихідна напруга генератора може бути визначена рівнянням

$$U_{вих\ max} = U_{нас} \frac{R2}{R3}. \quad (2.42)$$

Як відомо кут нахилу характеристики інтегратора залежить від постійної часу $T_I = R1C1$, а частота генерації від періоду слідування імпульсів

$$f = \frac{R3}{4T_I R2}. \quad (2.43)$$

Перетворювач напруга-частота, схема якого зображена на рис. 2.38, а, фактично повторює схему генератора трикутної напруги. Різницею є послідовність увімкнення інтегратора та порогового детектора. Сутність перетворення у зміні нахилу характеристики інтегрування за рахунок регулювання напруги на вході перетворювача. Відповідно частота перемикавання порогового детектора прямо залежить від тривалості зростання напруги на виході інтегратора.

Значення напруги перемикавання інтегратора визначається відповідно до рівняння

$$U_{1max} = U_{нас} \frac{R2}{R3}.$$

При цьому значення напруги перемикавання порогового елемента дорівнює напрузі насичення. Для визначення частоти слідування імпульсів генерування рис. 2.38, б користуються виразом

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2},$$

де $t_1 = 2T_I \frac{U_{1\max}}{U_{вх}}$, $t_2 = \frac{2T_I U_{1\max} R_4}{U_{нас} R_1 - U_{вх} R_4}$ – інтервали часу імпульсів відповідно позитивного і негативного рівнів, $T_I = R_1 C_1$ – постійна часу інтегрування. Слід зауважити, що гарантована робота перетворювача може бути забезпечена при виконанні умови $R_4 \ll R_1$.

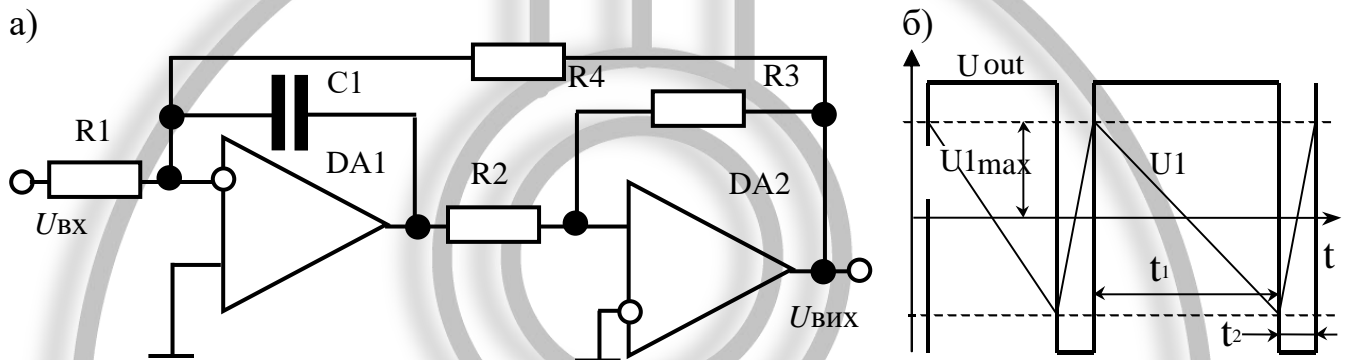


Рис. 2.38. Схема перетворювача напруга-частота

Контрольні запитання.

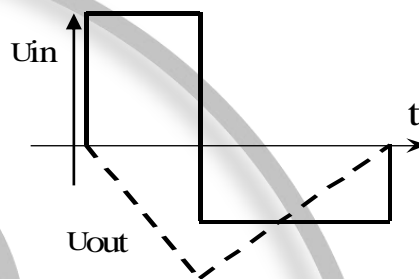
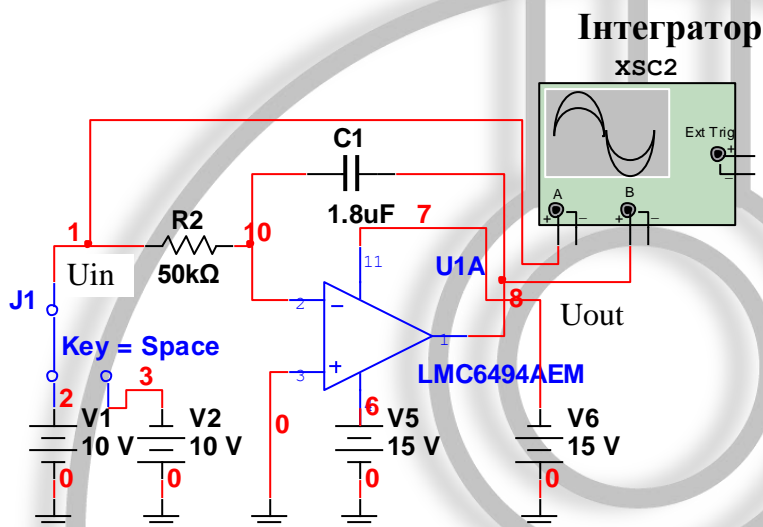
1. Вхідний та вихідний опір ОП. Принципова і еквівалентна схеми ОП.
2. Головні параметри ОП.
3. Відомі умовні графічні позначення ОП.
4. Конструктивне виконання і монтажні параметри ОП.
5. Класифікація ОП і компараторів.
6. Зовнішні та внутрішні кола ОП, які реалізують захисні функції.
7. Застосування масштабних підсилювачів.
8. Головні рівняння інвертуючих суматорів.
9. Розрахунок багатовхідних диференційних підсилювачів.
10. Призначення та застосування функціональних перетворювачів.
11. Однопорогові симетричні та несиметричні елементи.
12. Викласти принцип роботи інтегратора.
13. Призначення і застосування пропорційно-інтегрального регулятора.
14. Надати приклад виміру частоти зрізу активних фільтрів.
15. Опис схеми генератора трикутної форми.
16. Побудова та робота перетворювача напруга-частота.

Лабораторна робота №4

Тема: Частотно-залежні схеми ОП

Програма роботи:

1. Побудувати та налагодити схему інтегрування, із параметрами табл. 2.3. Отримати характеристики $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$ при подачі на вхід U_{in} . (Встановити нульові початкові умови в меню «Моделювання» підменю «Установки інтерактивного моделювання»)

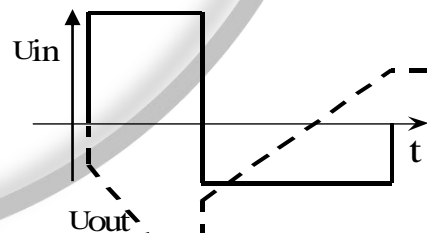
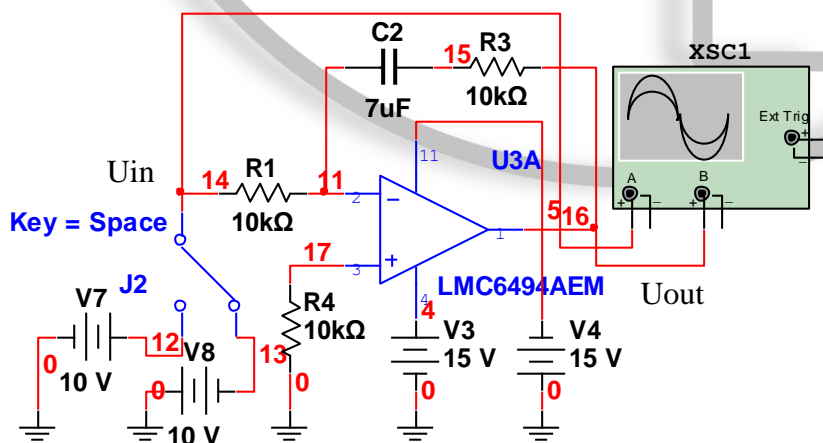


$$U_{out} = -\frac{1}{T_I} \int_0^t U_{in} dt + U_{out\text{нач}};$$

$$T_I = R_2 C_1$$

2. Побудувати та налагодити схему пропорційно-інтегрального регулятора при сталій часу інтегрування T_I і коефіцієнті передачі пропорційної частини $K_{PI}=R_3/R_1$ згідно даних табл. 2.3. (одержати характеристики $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$ при подачі на вхід ступеневого сигналу U_{in}).

Пропорційно-інтегральний регулятор

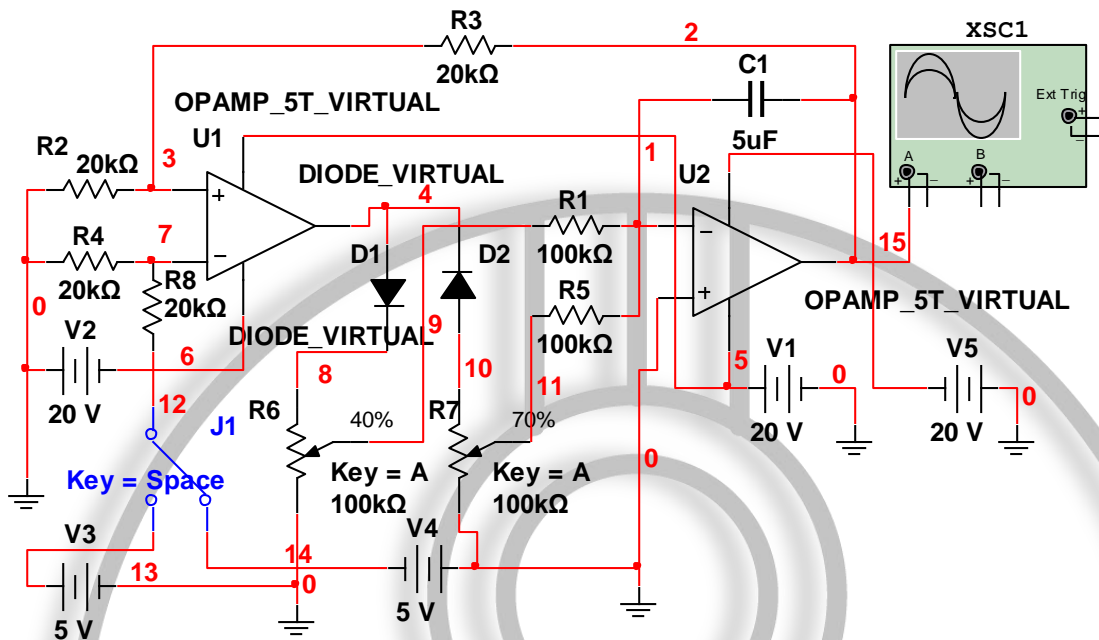


$$U_{out} = U_{II} + U_{PI}; T_I = R_1 C_2 ;$$

$$U_{II} = -\frac{1}{T_I} \int_0^t U_{in} dt + U_{out\text{нач}};$$

$$U_{PI} = -U_{in} \frac{R_3}{R_1}$$

3. Налагодити схему задавача інтенсивності керуючи опорами R6 і R7 для значеннях похідних і одержати характеристики $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$.



$$T_{I1} = R1 C1$$

$$T_{I2} = R5 C1$$

4. Дослідити схеми активних фільтрів при зазначених у табл. 2.3. частоті зрізу ω і коефіцієнта підсилення $K_u=R3/R1$ і одержати АЧХ

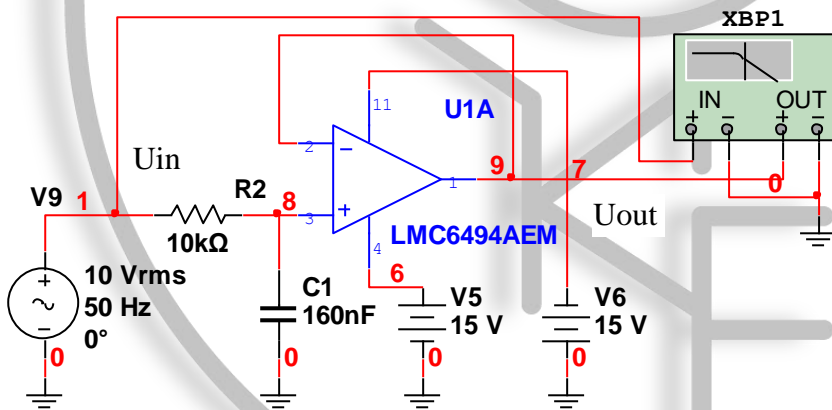


Схема 1

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{T_{\Phi} p + 1};$$

$$T_{\Phi} = R2 C1;$$

частота зрізу фільтра:

$$\omega = 1/T_{\Phi}$$

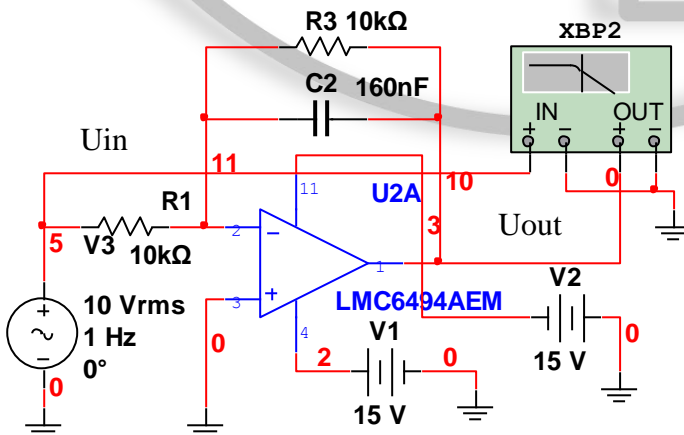


Схема 2

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{R3/R1}{T_{\Phi} p + 1};$$

$$T_{\Phi} = R3 C1$$

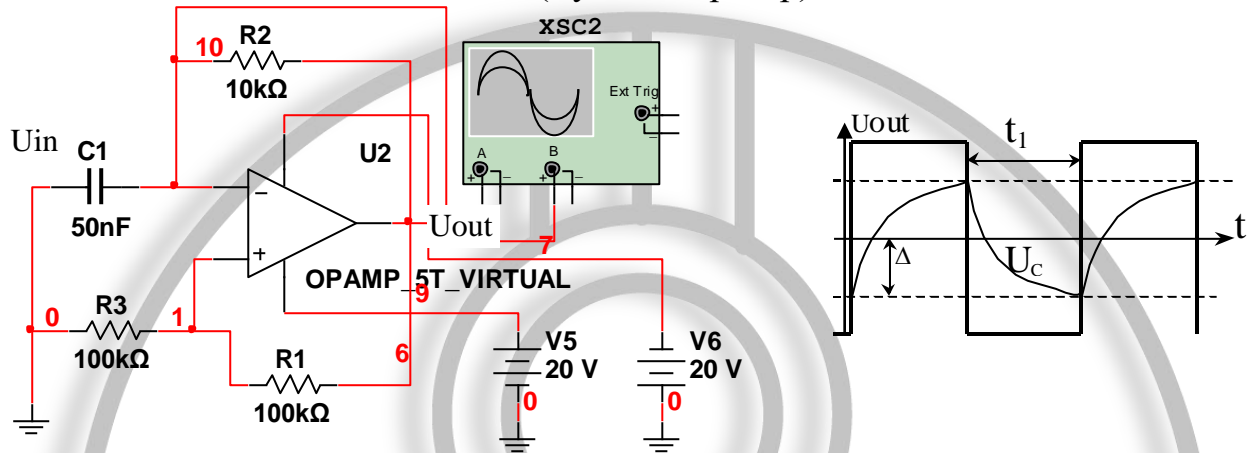
частота зрізу фільтра:

$$\omega = 1/T_{\Phi}$$

Частоту зрізу вимірювати при рівні затування вихідної величини -3 дБ від сталого значення.

5. Налагодити у відповідності із завданням табл. 2.3 схему генератора прямокутних імпульсів і побудувати залежності $U_c=f(t)$, $U_{out}=f(t)$ (для коректної роботи схем генераторів необхідно збільшити швидкодію операційних підсилювачів. Приклад розрахунку параметрів наведено у додатку В).

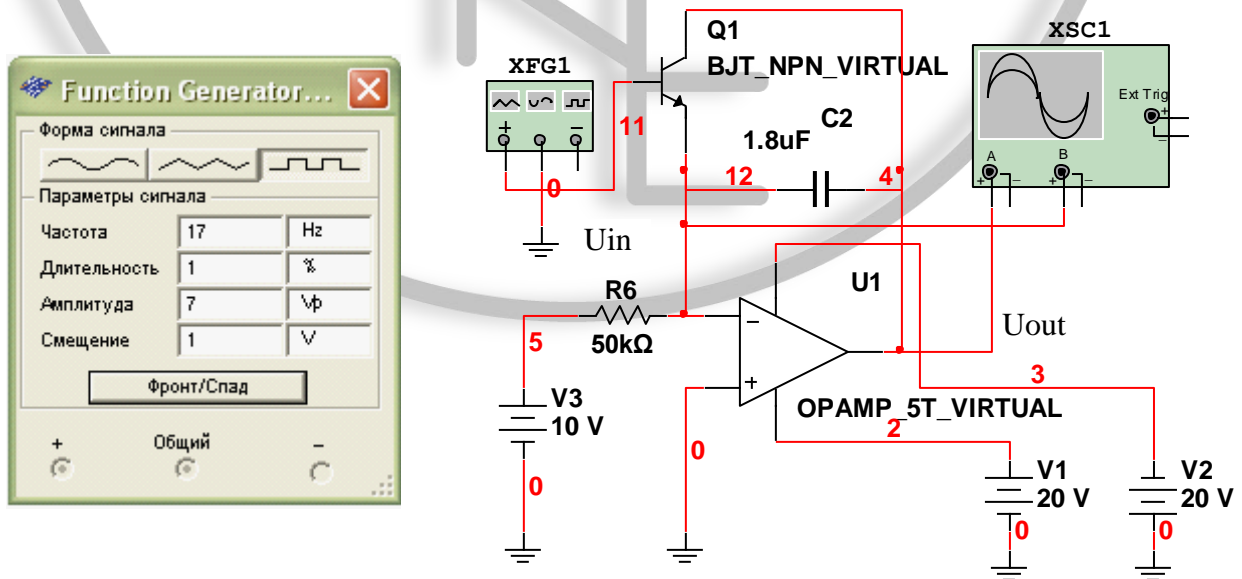
Генератор прямокутних імпульсів (мультивібратор)



$$\Delta = U_{нас} \frac{R3}{R1 + R3}; t_1 = T_I \ln\left(1 + 2 \frac{R3}{R1}\right); T_I = R2C1; f = \frac{1}{2t_1}; U_{outmax} = U_{нас}$$

6. Налагодити схему генератора пилкоподібної напруги для частоти генерації f , максимальної вихідної напруги U_{outmax} , опорної напруги U_{on} , сталої часу T_I і одержати характеристики $U_{out}=f(t)$ (дані за табл. 2.3.).

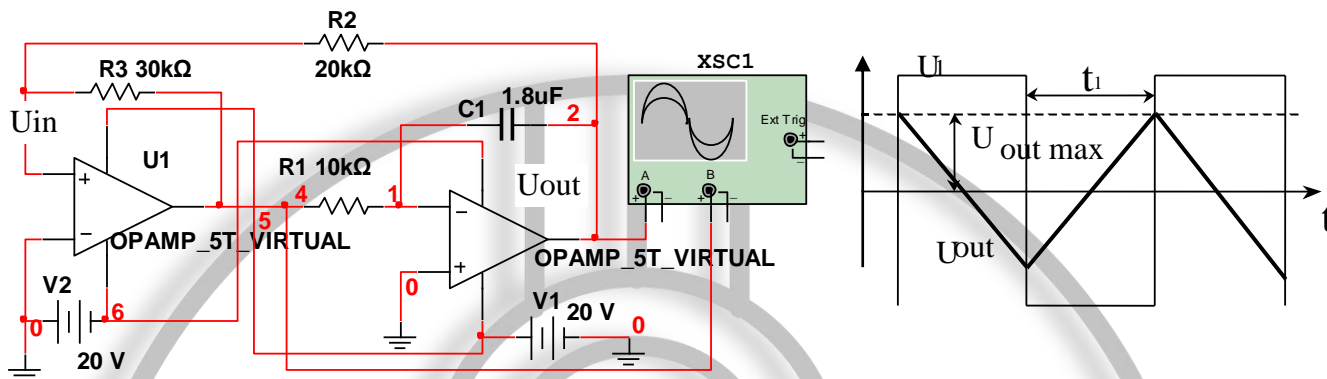
Генератор пилкоподібної напруги



$$T_I = R6C2; U_{outmax} = \frac{U_{on}}{f R6C2}, f \text{ задається зовнішнім генератором.}$$

7. Налогодити схему генератора трикутної напруги для частоти генерації f , максимальної вихідної напруги $U_{out\ max}$, сталої часу T_I і одержати характеристики $U_{out}=f(t)$ (дані за табл. 2.3.).

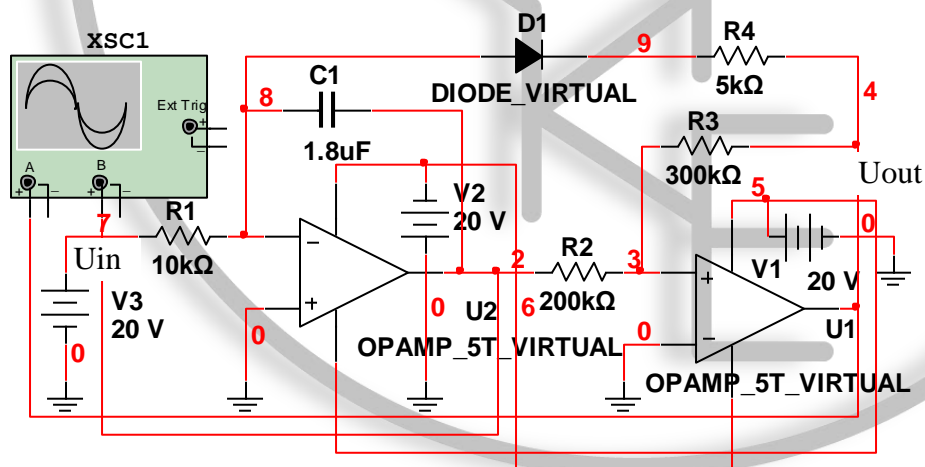
Генератор трикутної напруги



$$U_{out\ max} = U_{нас} \frac{R2}{R3}; t_1 = 2T_I \frac{R2}{R3}; f = \frac{1}{2t_1}; T_I = R1C1$$

8. Налогодити схему перетворювача "напруга-частота" для напруги $U1\ max$, сталій часу T_I і одержати характеристики $U1=f(t)$, $U_{out}=f(t)$ для зазначеної на схемі вхідної напруги U_{in} .

Перетворювач "напруга-частота"



$$U_{1\ max} = U_{нас} \frac{R2}{R3};$$

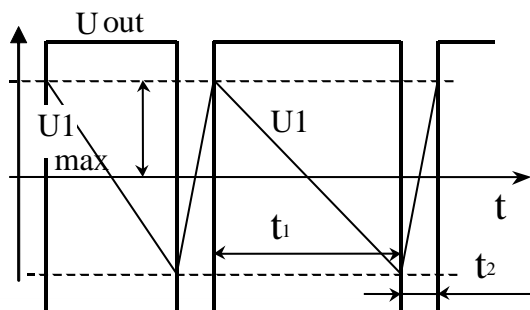
$$t_1 = 2T_I \frac{U_{1\ max}}{U_{in}};$$

$$t_2 = \frac{2T_I U_{1\ max} R4}{U_{нас} R1 - U_{in} R4};$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2};$$

$$T_I = R1C1;$$

$$R4 \ll R1$$



Таблиця 2.3

Варіанти індивідуальних завдань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1-я схема Ти, с	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,15	0,25	0,35	0,45	0,55	0,65	0,75	0,85	0,95
2-я схема Ти, с Ку	0,5 0,3	0,6 0,8	0,7 1	0,8 0,2	0,9 0,7	1 0,4	0,1 0,5	0,2 0,6	0,3 0,1	0,4 0,9	0,5 0,8	0,7 0,2	0,9 0,3	0,2 0,9	0,1 0,4	0,6 0,5	0,8 0,6	0,3 0,7
3-я схема $+\left(\frac{dU_{out}}{dt}\right)$, $-\left(\frac{dU_{out}}{dt}\right)$, В/с	1,5 20	3 22	5 24	7 26	9 28	11 18	13 16	15 10	17 12	19 14	21 8	23 6	25 4	27 2	29 5	6 21	14 27	22 13
4-я схема f, Гц Ку	2000 0,5	1800 0,6	1600 0,7	1400 0,8	1200 0,9	1000 1,5	900 1,4	800 1,3	600 1,2	400 1,1	500 1,0	300 1,6	500 1,7	700 1,8	1500 1,9	900 0,5	1100 0,6	1300 1,6
5-я схема f, Гц Δ, В Ти, с	900 — 0,001	300 10 —	500 — 0,001	700 10 —	900 — 0,001	1100 10 —	1300 — 0,001	1500 10 —	1700 — 0,001	1900 10 —	400 — 0,001	800 10 —	1200 — 0,001	1600 10 —	2000 — 0,001	260 10 —	600 — 0,001	1400 10 —
6-я схема f, Гц U _{out max} , В U _{оп} , В Ти, с	1000 2 10 —	1200 3 — 0,001	1400 4 10 —	1600 5 — 0,001	1800 6 10 —	2000 7 — 0,001	750 8 10 —	300 9 — 0,001	500 10 —	700 9 — 0,001	900 8 —	1100 7 — 0,001	1300 6 10 —	1500 5 — 0,001	1700 4 10 —	250 3 — 0,001	400 2 10 —	600 10 — 0,001
7-я схема f, Гц U _{out max} , В Ти, с	400 — 0,005	500 10 —	600 — 0,005	550 10 —	270 — 0,005	300 10 —	2000 — 0,005	1900 10 —	1000 — 0,005	900 10 —	1800 — 0,005	1700 10 —	1600 — 0,005	1100 10 —	700 — 0,005	800 10 —	1200 — 0,005	1500 10 —
8-я схема U _{1max} , В Ти, с	10 —	— 0,001	9 —	— 0,0015	8 —	— 0,002	7 —	— 0,0025	6 —	— 0,003	5 —	— 0,0035	4 —	— 0,004	3 —	— 0,0045	2 —	— 0,005

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Варіант індивідуального завдання.
- 4) Схеми моделей.
- 5) Розрахунок параметрів підсилювачів за умовами індивідуального завдання.
- 6) Ілюстрація часових діаграм $U_{in}=f(t)$, $U_{out}=f(t)$.



III. ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

3.1. Класифікація логічних пристроїв

Логічні пристрої можуть бути класифіковані за різними ознаками. Так, у загальному випадку рис. 3.1 на вході логічного пристрою діє n , а на виході – m змінних, тобто присутні відповідно n - і m -розрядні коди. Тому логічні пристрої можуть бути класифіковані за способом вхід-вихід інформації. З цієї точки зору вони розділяються на послідовні, паралельні і послідовно-паралельні.

Послідовні – пристрої, в яких вхідні змінні подаються на вхід, а вихідні знімаються з виходу не одночасно, а послідовно, розряд за розрядом.

Паралельні – пристрої, в яких усі розряди вхідних змінних подаються на входи, а всі розряди вихідних змінних знімаються з виходів одночасно.

У *послідовно-паралельних* пристроях вхідні і вихідні змінні представлені в різних форматах. На вхід змінні подаються послідовно символ за символом, а з виходу вони знімаються одночасно, або навпаки.

За принципом дії всі логічні пристрої поділяють на два класи: комбінаційні і послідовні.

Комбінаційні пристрої або автомати без пам'яті – логічні пристрої, вихідні сигнали яких однозначно визначаються тільки діючими у теперішній час комбінаціями вхідних змінних і не залежать від змінних, що діяли на вході раніше.

Послідовні пристрої або автомати з пам'яттю – логічні пристрої, вихідні сигнали якого визначаються не тільки діючими у теперішній час вхідними змінними, а і змінними, що діяли у попередній час. Цей тип пристроїв зазвичай називають цифровими автоматами.

3.2. Головні положення алгебри логіки

Для алгоритмізації роботи цифрових пристроїв необхідна відповідна математична база. Такий математичний апарат для вирішення формальної логіки був розроблений у 18 сторіччі ірландським математиком Д. Булем. Власне цей розділ математики названий в його честь але частіше використовують назву алгебра логіки.

Булева алгебра – це математична система, що оперує двома поняттями: дія істинна, або дія неправда. Ці поняття асоціюють з цифрами двійкової системи рахування. Надалі їх коректно буде називати логічними одиницею (1) та нулем (0). Дії, що у розділі Булевої алгебри називані істина та неправда прийняті у якості математичних констант.

Для здійснення за допомогою Булевої алгебри опису стану і структури цифрової схеми її вхідним та вихідним сигналам ставлять у відповідність двійкові

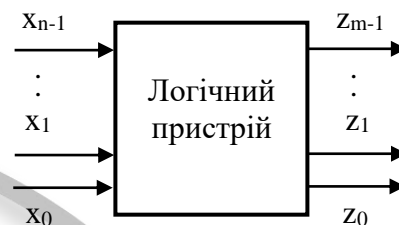


Рис. 3.1. Узагальнена схема логічного пристрою

константи. Головними операціями такої математики є логічні додавання, множення та інверсія.

Логічне додавання. Таку операцію прийнято називати «АБО» чи *диз'юнкцією* (знак дії «+» або « \vee »). Правила, що ілюструють цю математичну дію наведені в табл. 3.1.

Таблиця істинності «АБО» Таблиця 3.1

X1	X2	$Z=X1+X2$ ($X1 \vee X2$)	Умовне схемне позначення
0	0	0	
0	1	1	
1	0	1	
1	1	1	

Функція диз'юнкція

Таблиця істинності «ІІ» Таблиця 3.2

X1	X2	$Z=X1 \cdot X2$ ($X1 \wedge X2$)	Умовне схемне позначення
0	0	0	
0	1	0	
1	0	0	
1	1	1	

Функція кон'юнкція

Треба відмітити, що така операція справедлива для будь-якої кількості змінних. Число змінних, над якими виконуються операції, маркують цифрою, яка стоїть після її позначення. Так, для табл. 3.1 можливо сказати, що вона визначає операцію 2АБО, яка відповідає математичній – об'єднання множин.

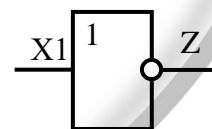
Логічне множення – прийнято називати функцією «І» або *кон'юнкцією* (знак дії «ІІ» або « \wedge »). Ця математична дія ілюструється в табл. 3.2.

Для даної функції є також справедливим необмежена кількість операндів, з якими вона працює. Аналогу даної математичної дії відповідає перетин множин. Принцип позначення також зберігається і є аналогічним до попередньої функції.

Логічне інвертування – зазвичай називають функцією *інверсія* «ІІ» або *доповнення*. Для її позначення використовують риску над відповідним виразом. Операція визначається наступним чином:

якщо $x=1$, то $\bar{x}=0$, і навпаки якщо $x=0$, то $\bar{x}=1$.

Умовне схемне позначення функції –



Традиційно при схемотехнічному проектуванні використовують комбіновані логічні схеми «АБО-ІІ» та «І-ІІ». Їх універсальність дозволяє реалізовувати практично любі схемні рішення (табл. 3.3, табл. 3.4)

Таблиця істинності «АБО-ІІ» Таблиця 3.3

X1	X2	$Z = \overline{X1 \cdot X2}$ ($\overline{X1 \wedge X2}$)	Умовне схемне позначення
0	0	1	
0	1	0	
1	0	0	
1	1	0	

Таблиця істинності «І-ІІ» Таблиця 3.4

X1	X2	$Z = \overline{X1 + X2}$ ($\overline{X1 \vee X2}$)	Умовне схемне позначення
0	0	1	
0	1	1	
1	0	1	
1	1	0	

Теореми Булевої алгебри

Теореми Булевої алгебри відображають зв'язки, які існують між операціями, що виконуються над логічними змінними. Сформулюємо найбільш важливі з них. При цьому логічні операції підпорядковуються принципу двоїстості і відповідно всі однотипні теореми попарно згруповані за стовпцями:

- | | |
|---|---|
| 1. $x + 0 = x$, | $x \cdot 1 = x$; |
| 2. $x + 1 = 1$, | $x \cdot 0 = 0$; |
| 3. $x + x = x$, | $x \cdot x = x$; |
| 4. $\bar{\bar{x}} + x = 1$, | $\bar{\bar{x}} \cdot x = 0$; |
| 5. $\bar{\bar{x}} = x$; | |
| 6. $x_1 + x_0 = x_0 + x_1$, | $x_1 \cdot x_0 = x_0 \cdot x_1$; |
| 7. $(x_2 + x_1) \cdot x_0 = x_2 \cdot (x_1 + x_0)$, | $(x_2 \cdot x_1) \cdot x_0 = x_2 \cdot (x_1 \cdot x_0)$; |
| 8. $x + x = \bar{\bar{x}} \cdot x$, | $x \cdot x = \bar{\bar{x}} + x$; <i>теорема Де – Моргана</i> |
| 9. $x_1 \cdot x_0 + x_0 = x_0$, | $(x_1 + x_0) \cdot x_0 = x_0$; <i>теорема поглинання</i> |
| 10. $x_2 \cdot x_1 + x_0 = (x_1 + x_0) \cdot (x_2 + x_0)$, | $(x_2 + x_1) \cdot x_0 = x_2 \cdot x_0 + x_1 \cdot x_0$; |
| 11. $x_1 \cdot \bar{x}_0 + x_0 = x_1 + x_0$, | $(x_1 + \bar{x}_0) \cdot x_0 = x_1 \cdot x_0$; |
| 12. $x_1 \cdot x_0 + \bar{x}_1 \cdot x_0 = x_0$, | $(x_1 + \bar{x}_0) \cdot (x_1 + x_0) = x_0$ <i>теорема</i> |
- склеювання*

Справедливість усіх перелічених теорем легко підтвердити використанням метода здійсненої індукції, тобто безпосередньою підстановкою даних.

3.3. Способи запису функції алгебри логіки

Розглянемо будь-який логічний пристрій, на вході якого присутній деякий n -розрядний двійковий код $x_{n-1} \dots x_1, x_0$, а на виході відповідно m -розрядний двійковий код $z_{n-1} \dots z_1, z_0$ (рис. 3.1). Для опису стану цієї схеми, необхідно визначити залежність кожної із m вихідних змінних z_i від вхідного коду $x_{n-1} \dots x_1, x_0$.

Таким чином залежність вихідних змінних z_i , що виражена через сукупність вхідних змінних $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ за допомогою функції алгебри логіки, носить назву функції алгебри логіки (ФАЛ). Іноді таку залежність називають перемикаючою функцією. Тобто задати ФАЛ – визначити значення z_i для всіх можливих комбінацій змінних $x_{n-1} \dots x_1, x_0$. Очевидно, що для n -розрядного двійкового коду $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ існує 2^n різних значень z_i .

Функція є повністю визначеною, якщо задані 2^n її значень. Якщо частина значень функції не задана, то вона називається частково визначеною або невизначеною.

Іноді відомо, що за умовами роботи пристрою поява вхідних сигналів неможлива і тому значення ФАЛ на цих кодах не задаються. При цьому виникають так

звані факультативні або необов'язкові значення функції, які можуть задаватися випадково. Вхідні коди, для яких ФАЛ мають факультативне значення, називаються забороненими.

Пристрої, робота яких описується за допомогою ФАЛ, називають логічними.

Для опису ФАЛ можуть бути використані різні способи. Головними з них є опис функцій у словесній формі, у вигляді таблиці істинності, алгебраїчного рівняння, послідовності десяткових цифр, кубічних комплексів, а також у вигляді релейно-контактних схем.

Словесний опис ФАЛ

Словесний спосіб завдання ФАЛ розглянемо на прикладі:

Логічна функція двох змінних дорівнює одиниці у випадку коли усі вхідні змінні дорівнюють одиниці.

Такий опис найчастіше застосовується для простих логічних функцій.

Опис ФАЛ за допомогою таблиці істинності

Таблиця, яка вміщує весь набір можливих комбінацій вхідних сигналів $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ і відповідні значення вихідних сигналів z_i , називається таблицею істинності або комбінаційною таблицею. В загальному випадку таблиця істинності має 2^n рядків та $n+m$ стовпців. В якості прикладу наведемо таблицю істинності для ФАЛ із попереднього прикладу.

Функція має дві вхідні змінні, з чого виходить, що для опису імовірно $2^2=4$ комбінацій. При цьому словесний опис свідчить, що дана функція реалізує логічну функцію «І».

Приклад комбінаційної таблиці ФАЛ Таблиця 3.5.

№ з/п	X1	X2	Z
1	1	1	1
2	1	0	0
3	0	1	0
4	0	0	0

Опис ФАЛ за допомогою алгебраїчного рівняння

При описі ФАЛ алгебраїчними рівняннями використовують дві нормальні форми її представлення.

Диз'юнктивна нормальна форма (ДНФ) – логічна сума елементарних логічних добутоків, у кожному з яких аргумент або його інверсія входить один раз.

ДНФ може бути отримана із таблиці істинності за наступним алгоритмом:

1. Для кожного набору змінних, де ФАЛ дорівнює одиниці, здійснюється запис елементарних добутоків вхідних змінних, причому змінні, які дорівнюють нулю, записують з інверсією. Отримані добутки називають *конституантами одиниці*;

2. Наступний крок отримання суми усіх визначених добутоків.

За табл. 3.5.

$$Z(X1, X2)_1 = X1 \vee X2 \quad (3.1)$$

Отримана функція шляхом додавання конститuant одиниці називають досконалою ДНФ (ДДНФ).

Кон'юнктивна нормальна форма (КНФ) – логічний добуток елементарних логічних сум, у кожному з яких аргумент або його інверсія також входить один раз.

КНФ також може бути сформована із таблиці істинності за алгоритмом:

1. Для кожного набору змінних, де ФАЛ дорівнює нулю, записують елементарні логічні суми вхідних змінних. При цьому вхідні змінні, які дорівнюють одиниці також записують з інверсією. Відповідно отримані суми називають *конститuantами нуля*;

2. Надалі елементарні суми множаться.

За табл.3.5.

$$Z(X1, X2)_0 = \overline{X1} \vee X2 \wedge X1 \vee \overline{X2} \wedge X1 \vee X2 \quad (3.2)$$

Функцію отриману шляхом множення конститuant нуля називають досконалою КДФ (ДКДФ).

Розглянуті методики дозволяють отримати математичну форму запису для самої ФАЛ. Критерієм вибору того чи іншого варіанту запису ФАЛ є найменша кількість значень функції, що дорівнюють одиниці для ДДНФ і нулю для ДКДФ.

Опис ФАЛ за допомогою послідовності десяткових чисел.

Для скорочення запису ФАЛ іноді використовують її представлення у вигляді послідовності десяткових чисел. Формування функції у такому вигляді також базується на таблиці істинності, де десяткові цифри визначаються із рядків вхідних змінних із одиничним рівнем для ДДНФ і нульовим для ДКДФ. Необхідні десяткові цифри отримуються шляхом переходу від бінарної форми до десяткової.

За табл. 3.5.

$$Z(X1, X2)_1 = \Sigma(3); \quad Z(X1, X2)_0 = \Pi(1, 2, 0). \quad (3.3)$$

Опис ФАЛ за допомогою кубічного комплексу

Останнім часом широко застосовується так зване кубічна представлення ФАЛ. За цим методом доступна лімітована кількість вхідних змінних і тому його використовують при автоматизації процесу проектування цифрових інтегральних схем.

Основою кубічної форми є представлення кожного набору вхідних змінних в якості n-мірного куба. Геометричне представлення ФАЛ зводиться до позначення точками вершин кубу, де ФАЛ дорівнює одиниці.

Отримання ФАЛ із релейно-контакторних схем

Практична робота інженера-електрика досить часто торкається питань переходу від контактних схем автоматики до безконтактних. Сучасні системи керування побудовані на інтегральній мікросхемотехніці мають достатньо багато переваг. Це по-перше, низький рівень енергоспоживання, зменшені масо-габаритні дані, висока технологічність та швидкодія, покращенні ергономічні властивості, і як наслідок менші капітальні та експлуатаційні витрати. Виходячи з цього на думку автора буде корисним володіння кожним молодим спеціалістом методом синтезу електронних автоматів із базових релейно-контакторних схем.

Для створення відповідних цифрових систем необхідно користуватись рядом правил:

- слід пам'ятати, що положення контактів контакторів та реле вхідних релейно-контакторних схем зображають для знеструмленого стану;
- у релейно-контакторних схемах назви керуючих контактів та їх котушки керування позначають однаково;
- зазвичай в якості вхідних змінних у цьому методі використовуються керуючі контакти, а вихідних змінних – увімкнення котушок управління;
- запис вхідних змінних є прямою функцією, якщо контакт у схемі є нормально розімкненим і навпаки інверсним, якщо контакт нормально замкнений (див. рис. 3.2);
- для послідовно увімкнених контактів керування є справедливою логічна функція «І», а для паралельно з'єднаних функція «АБО» (див. рис. 3.3).

За наведеним прикладом рис. 3.3 можна сформулювати ФАЛ у вигляді рівнянь:

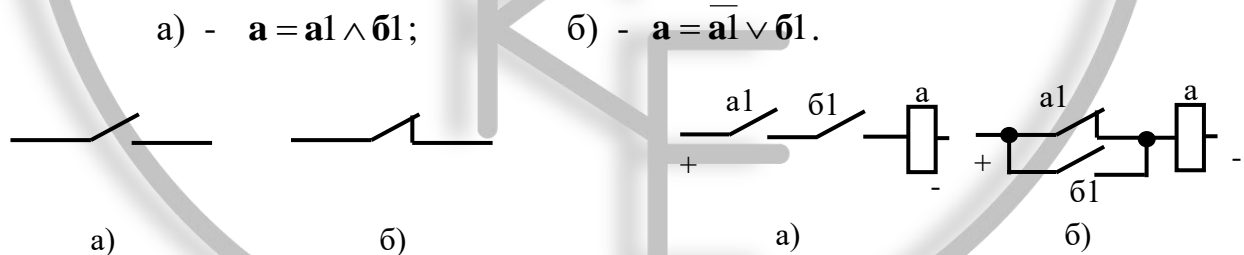


Рис. 3.2. До пояснення ідентифікації контактів керування.

- а – нормально розімкнений контакт;
- б – нормально замкнений контакт

Рис. 3.3. До пояснення схеми з'єднання контактів керування.

- а – послідовно з'єднані;
- б – паралельно з'єднані.

Умови виробництва досить часто вимагають від промисловців мінімізувати кількість комплектуючих готової продукції, з одного боку та отримати оптимізовану кінцеву схему логічних автоматів задля зменшення собівартості, з другого боку. Для досягнення поставленої мети пропонується скористатися теоремами Булевої алгебри, що дозволяють виконувати перехід від логічного множення до логічного додавання і навпаки (теорема Де-Моргана), а використання інших теорем та карт Карно стане в пригоді щодо оптимізації схем у цілому.

Приклад синтезування електропривода
рис. 3.4.

Принцип дії. Для запуску асинхронного привода потрібно натиснути на кнопку „Вперед”. Результатом цього буде замкнення кола, яке забезпечить живлення котушки магнітного пускача В. Його спрацювання подасть енергію до кіл статора асинхронного двигуна і увімкне блок-контакт, що паралельно приєднаний до кнопки «Вперед», яка конструктивно працює без фіксації положення. Повернення кнопки «Вперед» у попередній стан не розмикає коло пускача В із-за блокування контактом В. Для припинення роботи двигуна необхідно натиснути на кнопку «Стоп». У цьому випадку загальний дріт живлення пускача В буде перервано, що стане причиною розбирання схеми у головних і контрольних колах. Для реверсування привода процес керування аналогічний попередньому але маніпулювати системою необхідно кнопкою «Назад».

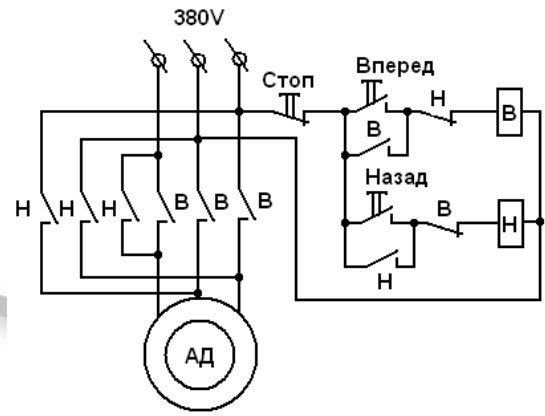


Рис. 3.4. Принципова схема реверсивного електропривода

Крім головних операцій керування схема має захисні властивості. До неї слід віднести «захист від дурня». Наявність послідовно увімкнених з котушками пускачів В і Н однойменно позначених блок-контактів не дозволяє оператору одночасно запустити двигун в обидва напрямки.

Синтез логічного аналогу. Користуючись правилами Булевої алгебри і аналізу контакторних схем наводимо рівняння для котушок магнітних пускачів В та Н.

$$B = \overline{\text{СТОП}} \wedge (\overline{\text{ВПЕРЕД}} \vee B) \wedge \overline{H}; \quad H = \overline{\text{СТОП}} \wedge (\overline{\text{НАЗАД}} \vee H) \wedge \overline{B}. \quad (3.4)$$

З метою використання у майбутній схемі керування логічних елементів, що реалізують тільки двохідну функцію «I-НІ», отримані рівняння (3.4) перетворимо шляхом заміни логічних сум на логічні множення. Для цього скористаємось теоремою Де-Моргана:

$$B = \overline{\text{СТОП}} \wedge (\overline{\overline{\text{ВПЕРЕД}} \wedge \overline{B}}) \wedge \overline{H}; \quad H = \overline{\text{СТОП}} \wedge (\overline{\overline{\text{НАЗАД}} \wedge \overline{H}}) \wedge \overline{B}. \quad (3.5)$$

Виходячи із перетворених рівнянь (3.5) будемо логічну схему, де початково формуємо вхідні і вихідні змінні. Далі приступаємо до синтезу схеми керування рис. 3.5. В зображеній моделі магнітні пускачі В і Н показані у вигляді логічних світлових індикаторів. Для натуральної реалізації вихідних функцій потрібно додатково побудувати підсилювачі потужності або замість пускачів використати оптронні симетричні тиристори з автоматичним їх запиранням при знятті сигналу керування.

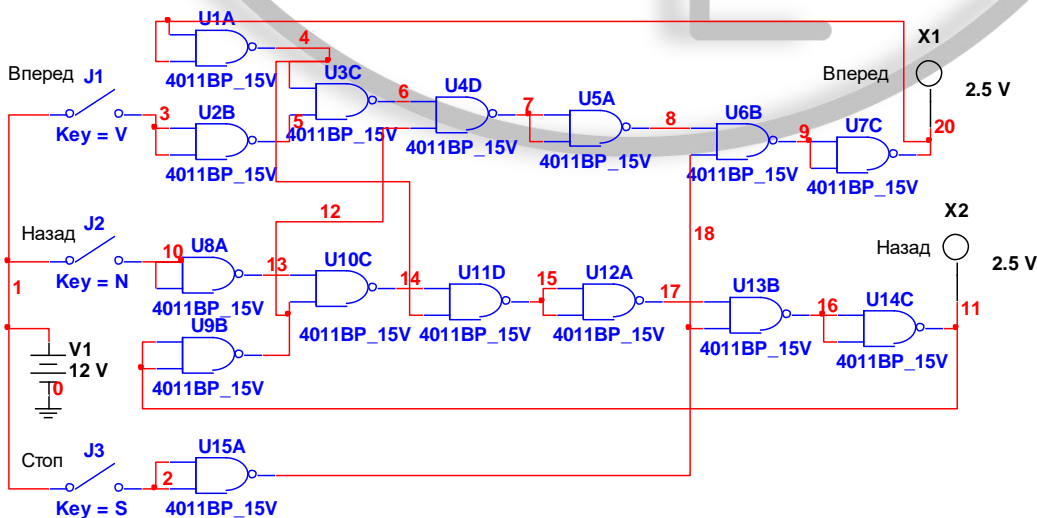


Рис. 3.5. Результуюча модель безконтактної схеми електропривода

Лабораторна робота №5

Тема: Комбінаційні схеми в побудові систем керування електроприводами.

Відомості щодо предмету проектування

Запропонована схема чотирьохповерхового ліфта рис. 3.6 складається із двох головних частин – силова група, де двигун і силові компоненти управління і контрольні кола з наявністю схеми керування підйому/спуску, аварійних блокувань та ручного управління.

Кола підйому-спуску. Запуск системи починається з подачі напруги на контрольну схему шляхом натиснення кнопки «Пуск». В результаті цього спрацьовує котушка реле Р1 і замкне всі свої контакти. Це призводить до шунтування кнопки «Пуск» і приєднання схеми управління до джерела живлення.

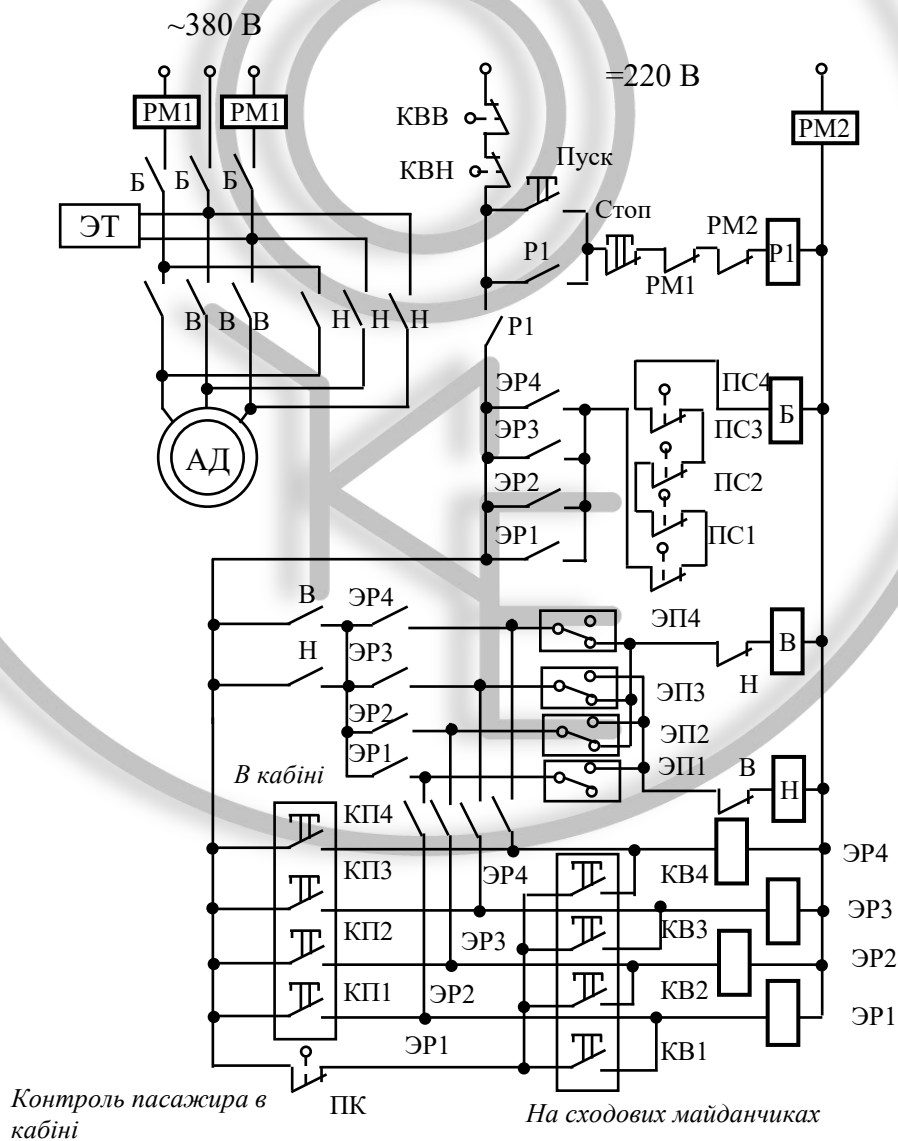


Рис. 3.6. Схема чотирьохповерхового ліфта

Процес підйому чи спуску кабіни ліфта може початися при натисненні будь-якої кнопки КП1...КП4, що знаходяться у кабіні ліфта. Також це можливо при керуванні кнопками КВ1...КВ4 зі сходових майданчиків. При цьому їх робота передбачає, що у кабіні ліфту пасажери відсутні. Контроль та блокування кнопок КВ1...КВ4 здійснюється кінцевим вимикачем ПК, який підпружинює підлогу кабіни. Із сказаного вище витікає, що рух кабіни управляється самим пасажиром. Зупинку на відповідному поверсі здійснюють поверхові перемикачі ЕП1...ЕП4, які розміщені у шахті ліфта. Власне це здійснюється при русі кабіни, яка і виконує автоматичне вимикання привідного двигуна АД. В технології формування необхідної схеми ліфту приймають участь проміжні реле ЕР1...ЕР4. Конкретне увімкнення останніх залежить від композиції натиснення кнопок КП або КВ. Крім цього початок руху також залежить від зачинення дверей кабіни та шахти ліфта, контролювання яких покладено на кінцеві перемикачі ПС1...ПС4.

Розглянемо дію системи при підйомі на третій поверх. Судячи із стану поверхових перемикачів кабіна в даний час знаходиться на першому поверсі. Здійснимо натиснення на кнопку КП3. В результаті чого замкнеться коло живлення проміжного реле ЕР3, яке в свою чергу увімкне свої контакти у колах пускачів В і Б. Це призведе до живлення двигуна АД, що стане причиною руху кабіни. При досягненні нею третього поверху відбудеться перемикання поверхового перемикача ЕП3, що і зупинить рух.

Кола аварійних блокувань. Серед можливих аварійних ситуацій є переміщення кабіни ліфту за межі шахти. Відповідно максимальне переміщення вверх контролює кінцевий перемикач КВВ, а максимального вниз КВН. Їх спрацювання виконує від'єднання усіх контрольних кіл від джерела живлення, а це відповідно розбирає схему силових кіл.

При роботі головних та контрольних кіл в них можливий режим короткого замикання. Для відстеження цих аварій система оснащена реле максимального струму (РМ1 – силова частина, РМ2 – частина управління). При виникненні такого аварійного режиму спрацьовують контакти відповідного реле, що роз'єднає коло реле напруги Р1, а воно знеструмить усю схему приводу.

Нерідкі випадки тимчасового зникнення напруги живлення. Для заборони самостійного запуску системи після її появи слугує реле напруги Р1.

У складі привода ліфта присутні електромагнітні гальма ЕТ, які за своїм принципом роботи гальмують у випадку знеструмлення їх котушки управління. Тобто ЕТ гальмує при відсутності живлення і навпаки не гальмує при приєднанні до джерела напруги.

Для забезпечення неможливості одночасного увімкнення пускачів В і Н у колах їх котушок встановлено перехресні блокування. Відповідно у колі котушки В контакт Н і навпаки у колі Н контакт В.

Кола ручного керування. До цих керуючих органів відносяться кнопки «Пуск» і «Стоп». Головне їх призначення взведення в робочий стан реле напруги Р1, яке здійснює приєднання схеми керування до живлення.

Методичні рекомендації

При створенні моделі необхідно проаналізувати початкову релейно-контакторну схему і виділити в ній вхідні та вихідні змінні. Далі базуючись на розроблених ФАЛ (приклад розробки ФАЛ див. розділ «ОТРИМАННЯ ФАЛ ІЗ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНИХ СХЕМ» або додаток Г) створити вхідні функції шляхом встановлення ключів-кнопок, що будуть з одного боку приєднані до джерела живлення +5 В, а з другого боку формувати відповідні сигнали. В моделях, що створюються у пакетах програм електронна лабораторія, магнітні пускачі використовувати не має сенсу. Достатнім буде встановити замість їх логічні світлові індикатори. Ознакою їх спрацювання буде наявність спалаху відповідного індикатора.

На моделі імітацію підйому та спуску кабіни необхідно здійснювати самостійно натискаючи на відповідні кнопки КП та КВ. Щодо зупинки, то досліднику теж необхідно самостійно імітувати перехід положення поверхових перемикачів, таким чином моделюючи зупинку.

Правильність роботи схеми перевіряють за спалахами відповідних індикаторів при здійсненні керуючих маніпуляцій та керуванні відповідними блокуваннями.

Програма роботи:

1. Проаналізувати принципову схему електропривода ліфта рис. 3.6 на предмет з'ясування технології роботи механізму і виявлення вхідних та вихід змінних.
2. Скласти виходячи з схеми рис. 3.6. релейно-контакторну схему за індивідуальним завданням.
3. Користуючись методами алгебри логіки розробити ФАЛ згідно індивідуального завдання (початкові та відкориговані ФАЛ).
4. Розробити і побудувати модель схеми керування за індивідуальним завданням із використанням ідеальних логічних елементів і переконатися в її працездатності, шляхом демонстрації викладачеві.
5. Прокоментувати і проілюструвати працездатність моделі.
6. Скласти звіт.

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Таблиця і схема варіанту вхідного індивідуального завдання.
- 4) Вхідні та відкориговані ФАЛ.
- 5) Проект безконтактної схеми і модель ліфта за індивідуальним завданням.
- 6) Висновки.

Варіанти індивідуальних завдань за номером академічного журналу

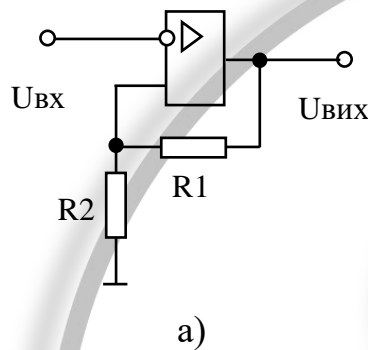
№ вар.	Кількість поверхів	Блокування дверей	Максимально струмовий захист	Ланцюги ручного керування	Напруговий захист	Захист від виходу кабінни ліфту за межі шахти	Тип логічного елементу для реалізації
1	4	-	-	-	-	-	2АБО-НІ
2	2	+	-	+	-	-	2І-НІ
3	3	-	+	+	+	+	3І-НІ
4	2	+	+	-	+	-	3АБО-НІ
5	2	+	-	+	-	-	4І-НІ
6	3	+	-	-	+	+	3І-НІ
7	3	-	+	+	+	+	4АБО-НІ
8	2	-	-	+	+	-	3АБО-НІ
9	2	+	-	+	+	-	2І-НІ
10	3	+	-	-	-	-	2АБО-НІ
11	2	-	+	+	+	-	4І-НІ
12	3	-	-	+	+	-	3АБО-НІ
13	2	-	+	+	+	+	3І-НІ
14	3	+	-	+	-	+	4АБО-НІ
15	4	-	+	+	+	+	4І-НІ
16	2	+	-	+	+	-	2АБО-НІ
17	2	-	+	+	-	-	4І-НІ
18	2	-	+	+	+	+	3АБО-НІ
19	3	-	+	+	+	+	4АБО-НІ
20	2	-	+	+	+	-	2І-НІ

Позначка «+» вказує на наявність компоненту схеми, а «-» навпаки, відсутність. Цифрою попереду назви логічного елементу вказується кількість входів схеми.

3.4. Відомості щодо тригерних елементів

Тригер – пристрій, який спроможний формувати два стійких значення вихідного сигналу і стрибкоподібно змінює ці значення під дією зовнішнього керуючого сигналу. Здатність такого пристрою зберігати такий стан необмежено довго дозволяє його використовувати в якості елемента пам'яті.

Реалізація найпростішого тригера можлива за допомогою операційного підсилювача охопленого глибоким позитивним зворотнім зв'язком рис. 3.7, а.



$$U_{вх\ m-} = -\frac{U_{вих\ m} R2}{R1 + R2};$$

$$U_{вх\ m+} = \frac{U_{вих\ m} R2}{R1 + R2}$$

Рис. 3.7. Схемне рішення тригера на ОП.

а – принципова схема;
б – напруги перемикування

Очевидно, якщо на його вході діє напруга у межах рис. 3.7, б, то вихідний сигнал компаратора незмінний і визначається тільки граничним попереднім значенням. У випадку перевищення граничних значень вхідної напруги відбувається стрибкоподібний перехід схеми із одного стабільного стану у другий.

В якості базових вузлів, на основі яких також може бути побудований тригер використовують логічні елементи «І-НІ» чи «АБО-НІ» рис. 3.8. Передатні характеристики для наведених схем, побудованих на логічних елементах, у цілому співпадають з характеристиками компаратора. До складу обох схем входять інформаційні входи x_0 , x_1 або їх іще називають установка S – Set та скид R – Reset, і вихідні y_0 , y_1 , де Q – сигнал пам'яті і \bar{Q} – інверсія сигналу пам'яті.

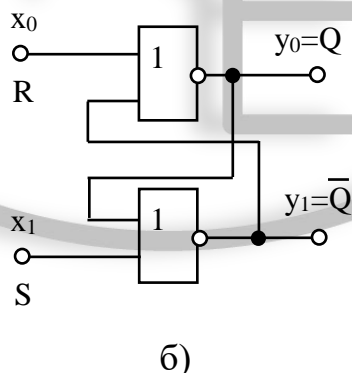
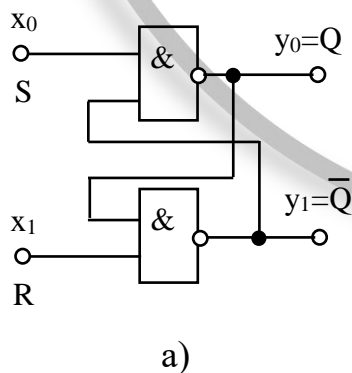


Рис. 3.8. Схемне рішення тригера:

а – на елементі І-НІ;
б – на елементі АБО-НІ

При описанні роботи тригерів побудованих на логічних елементах користуються поняттям активного сигналу. Для зміни стану вихідного сигналу тригера на вхід схеми рис. 3.8, а слід подати $x_0=0$, а на схему рис. 3.8, б $x_0=1$. У цьому випадку стан на виході відповідно дорівнює $y_0=1$, $y_1=0$. Таким чином, для схеми на елементах І-НІ активним є сигнал 0, а на АБО-НІ – 1.

Існуючі тригери найчастіше класифікують за типом інформаційних входів:

R – скид тригера ($Q=0$);

S – установка тригера ($Q=1$);

K – скид універсального тригера ($Q=0$);

J – установка універсального тригера ($Q=1$);

T – лічильний вхід тригера;

D – інформаційний вхід переключення тригера у відповідний сигналу на виході;

C – синхронізуючий вхід.

За моментом реакції на вхідний сигнал тригери ділять на *асинхронні* і *синхронні*. Для асинхронних тригерів є характерним зміна вихідних сигналів безпосередньо при появі вхідних інформаційних сигналів, що співпадає із принципом звичайних комбінаційних схем. На відміну від асинхронних синхронні тригери перекидаються із одного стабільного стану в інший тільки в моменти наявності синхронізуючого сигналу на вході C.

За видом логічного сигналу на входах тригери діляться на статичні, які реагують на рівень сигналу і динамічні, що спрацьовують на перепад сигналу.

Для опису роботи тригерів користуються тими ж принципами, що і для комбінаційних схем.

На практиці користуються наступними умовними графічними зображеннями RS-тригера рис. 3.9.

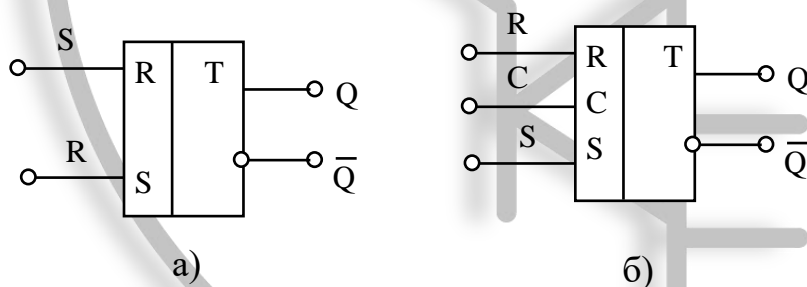


Рис. 3.9. Умовне графічне зображення:
а – RS – асинхронного тригера;
б – RS – синхронного тригера

D-тригер зазвичай має тільки один інформаційний вхід D, дані з якого безпосередньо записуються в нього за наявності синхронізуючого сигналу C. Отже тригери такого типу існують тільки, як синхронні. У зв'язку із збереженням у ньому інформації до надходження наступного синхронізуючого сигналу D-тригер досить часто називають тригерами пам'яті або «зашіпками». Структурна схема та умовне графічне зображення D-тригера наведено на рис. 3.10.

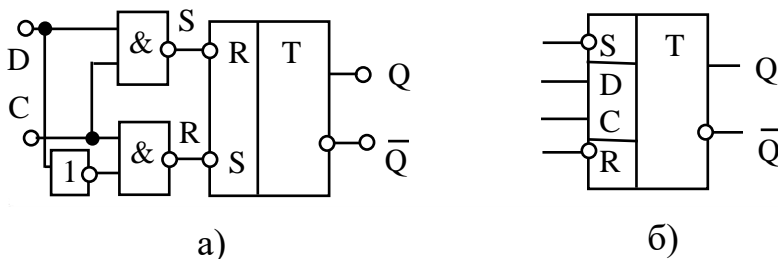


Рис. 3.10. D-тригер:
а – структурна схема;
б – графічне зображення

До тепер ілюструвались тригери, що працюють за статичним принципом. До них також слід віднести і JK-тригери, про які річ піде декілька пізніше. Надалі перейдемо до розгляду тригерів, які працюють за динамічним принципом. Тобто ті тригери, які перекидаються із одного сталого стану в інший при зміні вхідного сигналу. До такого типу електронних елементів слід віднести *T-тригери*, які дуже часто називають лічильними. Зазвичай їх будують двоступеневими із використанням синхронних RS-тригерів. Умовне графічне зображення та структура T-тригера наведена на рис. 3.11.

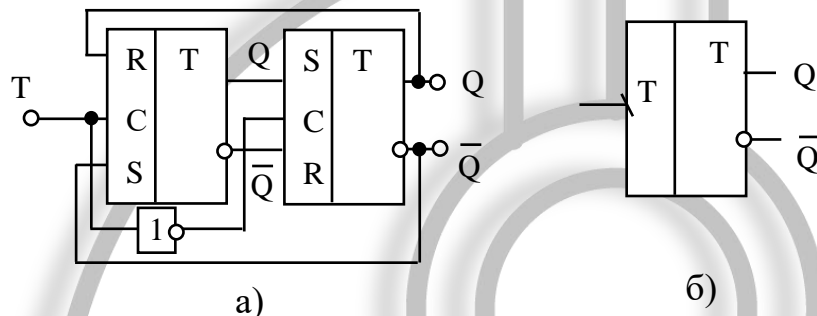


Рис. 3.11. T-тригер:
а – структурна схема;
б – графічне зображення

Двоступенева структура побудови T-тригерів рис. 3.11 не містить протиріч щодо виконання двох функцій одразу (джерело інформації і приймач інформації). Це вирішено завдяки використанню двох послідовно увімкнених синхронних RS-тригерів, де перший ведучий, а другий відомий. Для усунення режимів автоколивань синхронізація роботи ведучого і відомого тригерів здійснюється інвертуючим логічним елементом. За міжнародною практикою двохступеневі тригери досить часто називають MS-тригерами (від англійського master-slave – головний та підлеглий). Слід зауважити, що двоступеневі структури тригерів можуть бути задіяні при побудові будь-яких типів тригерних структур.

JK-тригер, як вказувалося раніше, є найбільш універсальним тригером. Така його характеристика завдячує тому, що на базі цього типу тригерів можливо побудувати практично будь-які тригери наведені вище. На відміну від RS-тригерів JK-тригери не мають заборонених логічних комбінацій вхідних сигналів. Це досягається за рахунок введення у схему тригера зворотних зв'язків. Умовне графічне зображення та структура JK-тригерів наведена на рис. 3.12.

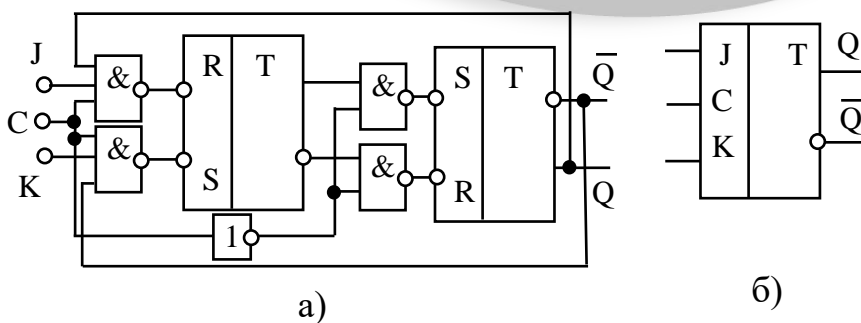


Рис. 3.12. JK-тригер:
а – структурна схема;
б – графічне зображення

Для отримання RS-тригера схема рис. 3.12, б використовується без змін рис. 3.13, а. У випадку реалізації D-тригера входи J і K з'єднують через інвертор рис. 3.13, б. При цьому D і J входи співпадають. Отримати T-тригер можливо у разі запаралелювання входів J і K, а T і JK входи стають загальними рис. 3.13, в.

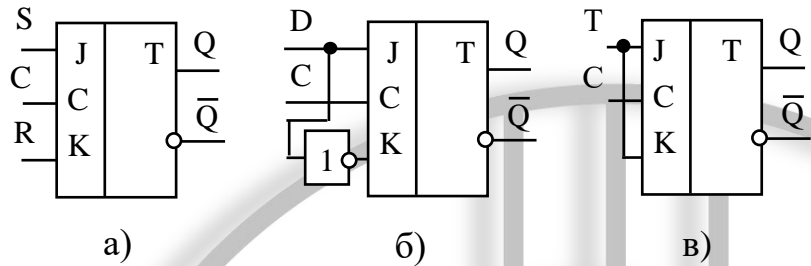


Рис. 3.13. Реалізація із JK-тригерів:
а – RS-тригера;
б – D-тригера;
в – T-тригера;

Наведений опис синтезування із JK-тригера стосується тільки синхронних схем. Однак можливі модифікації для асинхронних версій перелічених тригерів.

3.5. Мультиплексори та демультиплексори

Комбінаційні логічні схеми, які виконують функції керування та передачі вхідних даних від декількох джерел в один вихідний канал і навпаки із одного входу на декілька вихідних, відповідно називають *мультиплексорами* і *демультиплексорами*.

Конструктивно даний тип комбінаційних схем повинен містити дві групи вхідних і одну групу вихідних ліній. Серед вхідних необхідно виділити інформаційну $D_1 \dots D_n$ і адресну $A_1 \dots A_n$ групи. Зазвичай код на адресних входах визначає, які вхідні лінії приєднуються до вихідних. При n -кількості вхідних адресних ліній число інформаційних повинно дорівнювати 2^n , що забезпечить повний перебір можливих комбінацій з'єднання входів із виходами. Типові схеми мультиплексорів зазвичай мають вхід дозволу E і крім звичайного виходу Q його інверсію \bar{Q} .

Розглянемо приклад синтезування мультиплексора із чотирма лініями даних. Виходячи із правила, яке наведено вище, число адресних ліній розраховується $2^n=4$, тобто дорівнює 2. Таблиця істинності для такого мультиплексора наведена нижче.

Таблиця істинності для 4-х вхідного мультиплексора

Таблиця 3.7

№ з/п	E	A_1	A_0	Q	\bar{Q}
1	1	x	x	0	1
2	0	0	0	D_1	\bar{D}_1
3	0	0	1	D_2	\bar{D}_2
4	0	1	0	D_3	\bar{D}_3
5	0	1	1	D_4	\bar{D}_4

X – комбінація, яка не має впливу на виходи.

Отримана таблиця є основою для створення ФАЛ мультиплексора

$$Q = D_1 \cdot \bar{E} \cdot \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_0 + D_2 \cdot \bar{E} \cdot \bar{A}_1 \cdot A_0 + D_3 \cdot \bar{E} \cdot A_1 \cdot \bar{A}_0 + D_4 \cdot \bar{E} \cdot A_1 \cdot A_0. \quad (3.6)$$

Рівнянню відповідає схема рис. 3.14, де застосована шинна структура побудови, яка зменшує кількість помилок при проектуванні.

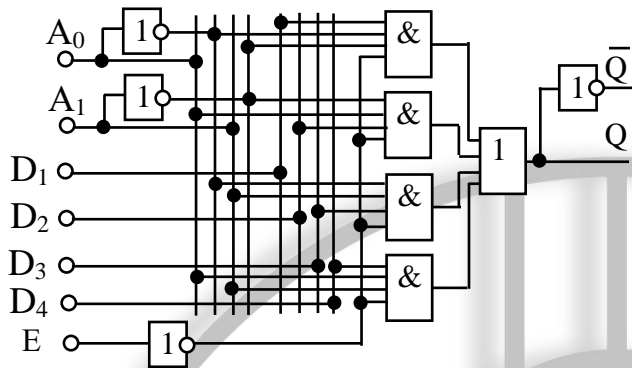


Рис. 3.14. Схемне рішення 4-х вхідного мультиплектора

Принципи, що застосовуються для проектування та побудови демультимплекторів аналогічні до принципів, що використані для мультиплекторів. Їх умовні графічні зображення наведені на рис. 3.15.

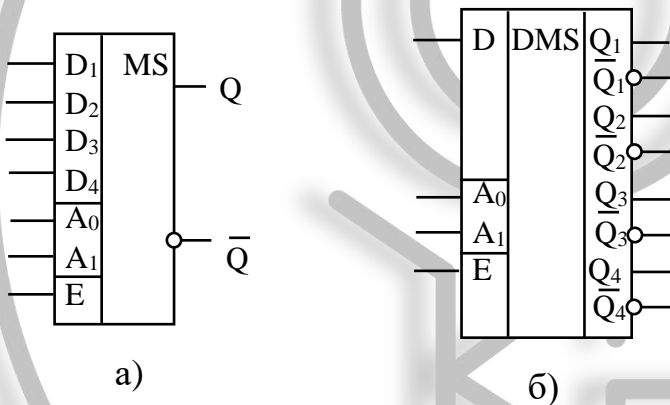


Рис. 3.15. Умовне графічне зображення:
а – мультиплектор;
б – демультимплектор

3.6. Лічильники

Лічильник – послідовний пристрій, що призначений для рахування вхідних імпульсів та збереження результатів розрахунку у двійковому коді.

Зазвичай лічильники будують, як коло із n -послідовно увімкнених Т-тригерів і деякої комбінаційної схеми керування. Для них характерно виконання наступних мікрооперацій:

1. скид у початковий стан;
2. запис та збереження вхідної інформації у паралельній або послідовній формі;
3. вивід інформації у паралельній або послідовній формі;
4. збільшення або зменшення парного слова (інкримент-декримент).

Лічильники характеризують за статичними та динамічними параметрами. Статичний параметр – *модуль рахунку* M , який вказує на максимальну кількість імпульсів на вході, що переводить лічильник у початковий стан після повного його заповнення. Динамічний параметр – *час установки* t_k лічильника, що відобра-

жає часовий інтервал між приходом першого і останнього імпульсу при отриманні повного коду підрахунку.

Класифікують лічильники за ознаками:

- бінарні, де модуль рахунку цілий і дорівнює $M=2^n$, і бінарнокодовані, якщо модуль не є цілим;
- реалізуючи функції додавання, віднімання та реверсу, де відповідно лічильники здійснюють функції інкримент, декримент та комбіновані інкримент-декримент;
- за способом переносу наявної інформації – послідовні, паралельні та змішані.

Перш ніж перейти до пояснень конструкції та синтезу лічильників розглянемо системи числення, якими користуються на практиці. В обчислювальній техніці зазвичай застосовують бінарну та шістнадцяткову системи числень. Данні системи є такими, що називають позиційними. Це означає, що вага кожної цифри, яка зміщується в лівий розряд збільшується. Крім цього для бінарної і шістнадцятирічної систем у кожному розряді оперують цифрами відповідно у інтервалах $0...1_B$ та $0...9, A, B, C, D, E, F_H$. Тобто при досягненні граничного значення із показаних інтервалів виконується перенос у старший розряд. Нажаль у повсякденному житті користуються десятковою позиційною системою числення. Тому користувачам таких електронних засобів легше оперувати десятковими числами. Таким чином, є потреба у формуванні технічного завдання при побудові лічильників у десятковій формі, а не у бінарній або шістнадцятирічній, яка є зрозумілою для електронної апаратури. Отже зазначена проблема вирішується шляхом між системних переходів, які розглянемо на прикладах:

- відповідності бінарної – десяткової систем

$$1100_B = 2^3 \cdot 1_B + 2^2 \cdot 1_B + 2^1 \cdot 0_B + 2^0 \cdot 0_B = 12_D;$$

- відповідності шістнадцяткової – десяткової систем

$$001B_H = 16^3 \cdot 0_H + 16^2 \cdot 0_H + 16^1 \cdot 1_H + 16^0 \cdot B_H = 27_D,$$

де відповідність чисел $A_H \rightarrow 10_D$, $B_H \rightarrow 11_D$, $C_H \rightarrow 12_D$, $D_H \rightarrow 13_D$, $E_H \rightarrow 14_D$, $F_H \rightarrow 15_D$;

- переведення з бінарної системи у шістнадцятирічну систему, як варіант можливо виконувати через проміжну десяткову.

Для визначення структури бінарного лічильника розглянемо послідовність двійкових чисел, які обмежимо трьома розрядами (000, 001, 010, 011, 100, 101, 111). Як згадувалось у розділі 3.4. для побудови лічильників використовують Т-тригери. Так, для трьох розрядного лічильника необхідно задіяти три таких тригера з послідовним увімкненням і аналогічним переносом даних при заповненні попереднього розряду. Таблиця істинності, схемне рішення та часові діаграми роботи лічильника на Т-асинхронних тригерах наведені на рис. 3.16.

Виходячи із правил, що наведені вище модуль такого лічильника становить $M=8$. Наведена таблиця істинності та часові діаграми рис. 3.16 свідчать, що команда інкримент кожного тригера здійснюється по зрізу сигналу синхронізації.

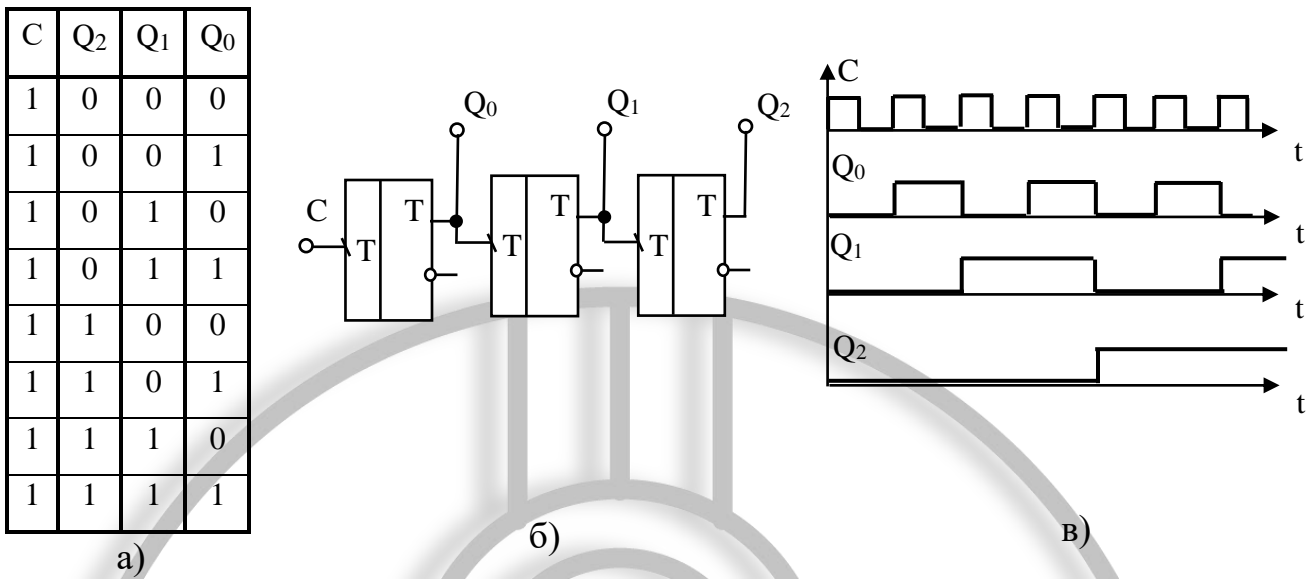


Рис. 3.16. Інкриментний лічильник: а – таблиця істинності;
 б – структурна схема;
 в – часові діаграми

З цього витікає, що для побудови лічильника додавання необхідно задіяти Т-асинхронні тригери із динамічними інверсними входами.

Якщо тригери оснащені прямими входами то лічильник, який побудований на його основі, виконує функцію декримент (рис. 3.17).

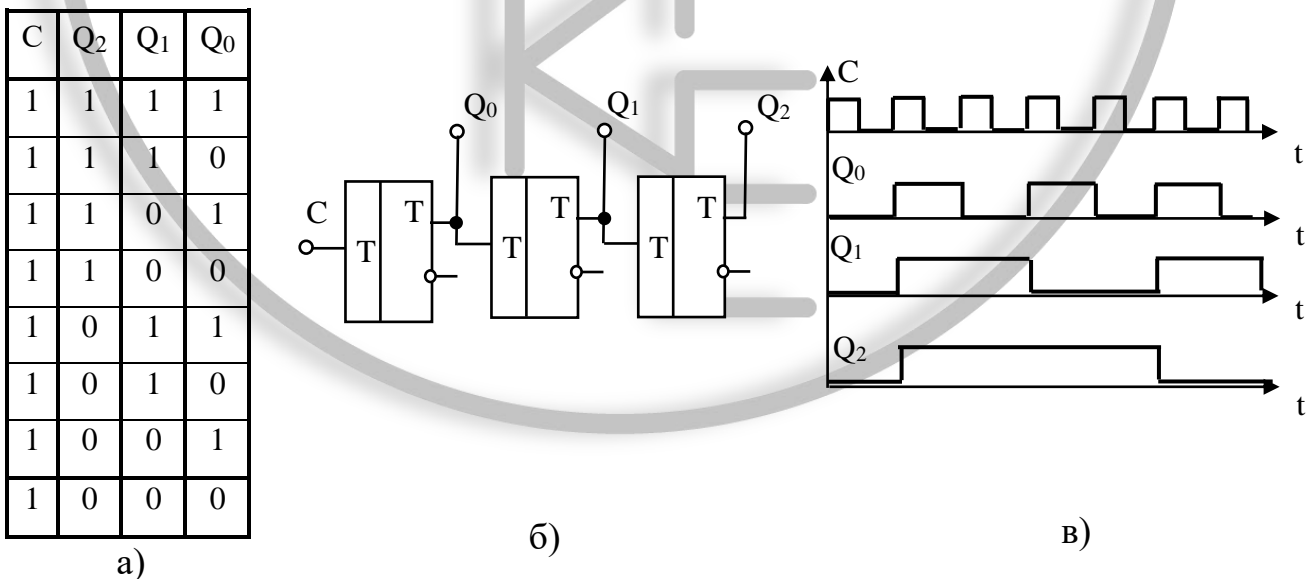


Рис. 3.17. Декриментний лічильник: а – таблиця істинності;
 б – структурна схема;
 в – часові діаграми

Декриментний лічильник також можливо отримати і на асинхронному Т-тригері з інверсним динамічним входом у разі створення міжрозрядних зв'язків не з прямого виходу попереднього, а з інверсного.

Таким чином, математична дія, яку реалізує лічильник залежить від використання прямого або інверсного виходу тригерів. Тоді побудова реверсивних лічильників повинна містити деяку схему мультиплексування між розрядних зв'язків, яка у залежності від комбінації кодів на адресних лініях, збирає або інкриментну, або декриментну схеми.

Усі запропоновані схемні рішення мають послідовну форму заповнення лічильників. Як наслідок, ці обставини призводять до підвищеного терміну його перемикання, тобто мають низьку швидкодію. У випадках необхідності отримати лічильники з більшою швидкодією будують структури з одночасною подачею синхроімпульсів на усі розрядні тригери, отже реалізується форма паралельного переносу. Однак при цьому у структурі виконується рознесення інформаційних входів і синхронізуючих, а також схема лічильника ускладнюється компонентами керування, яка дає дозвіл на запис наступному розряду.

Слід зауважити, що робота лічильників з паралельним переносом не залежить від типу синхронізуючого входу розрядних тригерів, а залежить тільки від типу вихідних ліній між розрядних з'єднань.

Як раніше згадувалось, бінарнокодовані лічильники це лічильники, які мають дрібний модуль. Наприклад лічильник з модулем 10 є лічильником бінарно-десятковим. Для реалізації таких структур користуються *методом виключення зайвих станів або методом керованого скиду*. Перший метод передбачає створення такої структури, яка жорстко відпрацьовує необхідну кількість розрядів і не допускає оперативних перебудов. Другий метод є таким, що співпадає з проектуванням звичайних бінарних лічильників. Але ці схеми додатково оснащуються дешифраторами, при спрацюванні яких відбувається примусовий скид лічильників у початковий стан, таким чином обмежуючи максимальний код.

Умовне графічне позначення лічильників має вигляд рис. 3.18.

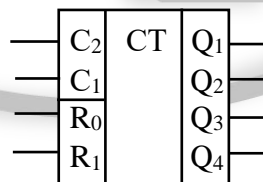


Рис. 3.18. Умовне графічне зображення лічильника серії 564 ІЕ5

Мікросхема містить два бінарних лічильника, де C₁, C₂ - входи синхронізації, R₁, R₂ - входи скиду, Q₁, Q₂ - виходи першого лічильника, Q₃, Q₄ - виходи другого лічильника.

Лабораторна робота №6

Тема: Цифрові таймери у схемах керування електроприводами.

Відомості щодо предмету проектування

Один із методів керування швидкістю та моментом привідного двигуна змінного струму є корегування його механічної характеристики за допомогою додаткових опорів у колі ротора. Наявність резисторів у колі ротора призводить до нахилу механічної характеристики двигуна і таким чином здійснює зазначені вище функції. Однак для виведення двигуна на природну характеристику необхідно у процесі пуску вилучити із схеми ротора усі додаткові резистори. Зазвичай опори виводять із схеми шляхом їх шунтування у функції часу або струму, або часу з корегуванням за струмом. Схема рис. 3.19. є прикладом реалізації виводу додаткових опорів за допомогою реле витримки часу з електромагнітним демпфером.

Сучасні системи керування все частіше виконують як безконтактні. Тому проєктанти використовують схеми таймерів для формування інтервалів часу, як інструмент для шунтування пускових резисторів. В якості прикладу наведемо схему таймеру рис. 3.20, яка побудована на двійковому лічильнику 4520BD. У цілому схема таймеру складається із декількох складових: лічильна частина – лічильник U10A, джерело живлення V1, кнопка J2 скиду лічильника у початковий стан та генератор V2 прямокутних сигналів; схема відповідності заданого коду – дешифратор U2A, що побудований на схемі 4I та схеми дозволу U5A і U6A проходження тактових імпульсів до лічильника, яка побудована на елементах НІ і 2І; схеми індикації відпрацьованого коду – складається із семи сегментного знакосинтезуючого світлодіодного індикатора U1 із внутрішнім дешифратором, що перетворює двійковий код у шістнадцятковий; підсилювач потужності для керування магнітним пускачем шунтування пускових опорів. До його складу входить підсилювач постійного струму на біполярному транзисторі Q1 з обв'язкою. Підсилювач працює на активно-індуктивне навантаження (котушка реле J4) з чого витікає можливість виникнення проти ЕРС, яка може спровокувати пробій транзистора. Для захисту останнього, котушку реле J4 охоплюють зворотнім діодом D1.

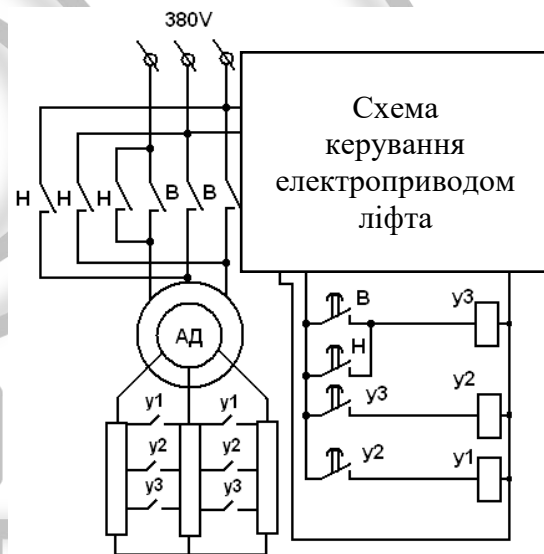


Рис. 3.19. Вихідна схема електропривода

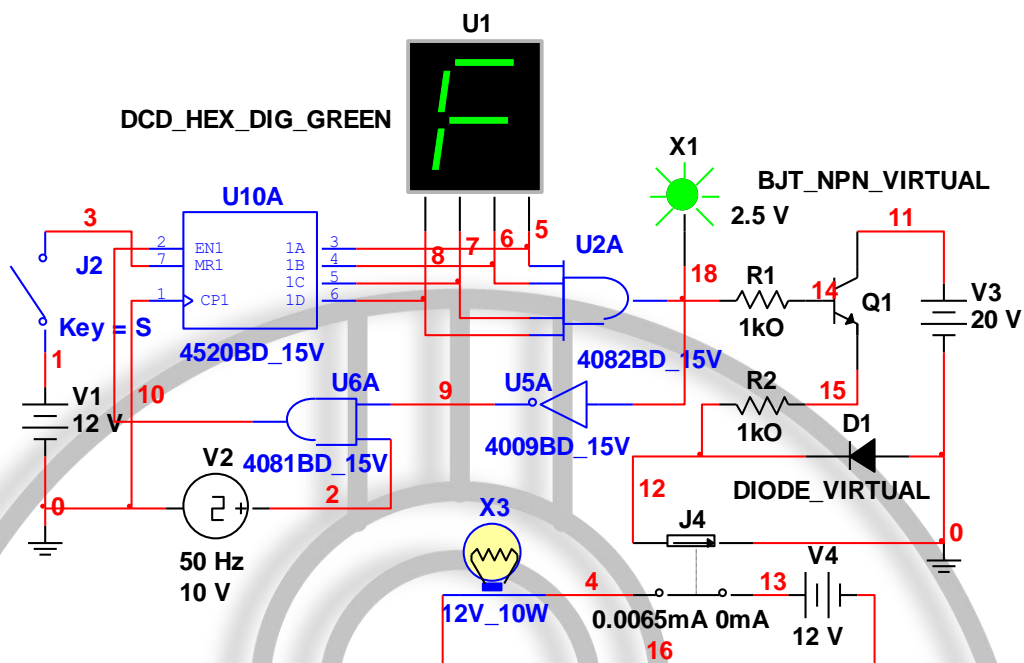


Рис. 3.20. Схема одноступеневого реле часу

Принцип роботи такого таймеру полягає у наступному. При наявності на виході дешифратора U2A нульового сигналу інвертор U5A подає на вхід U6A сигнал одиниці. Відомо, що для схем І-НІ активний сигнал дорівнює 0 то елемент U6A дасть дозвіл на проходження тактових імпульсів від генератора V2 до лічильника. Імпульси V2 на вході лічильника поступово заповнюють його. Одночасно заповнення відображаються на індикаторі U1. При збігу коду заповнення лічильника і коду налагодження дешифратора на виході U2A з'являється одиничний сигнал, який відкриває транзистор Q1, що вмикає реле J4, і встановлює на вході U6A нульовий сигнал заборони проходження імпульсів. Для повернення таймера у початковий стан слід увімкнути кнопку J2 після чого процес його роботи повторюється аналогічно попередньому опису.

Методичні рекомендації

Завдання лабораторної роботи передбачає реалізацію трьохступеневого таймеру у відповідності з числом щаблів пускового опору. Побудувати таку схему можливо декількома способами:

- найпростіший з них – побудова трьох незалежних таймерів з вузлом запуску кожного послідуєчого після завершення роботи попереднього;
- побудова одного таймеру з мультиплексором, що перемикає систему до кожної наступної силової схеми окремо у залежності від комбінацій адресних ліній;
- використання одного таймеру, що реалізує повний термін усіх інтервалів часу з вибіркою необхідних термінів за допомогою дешифрації для кожної ступені.

Ступеневі таймери за індивідуальним варіантом розробляються на лічильниках, що будуються на RS- (рис. 3.11, а), JK- (рис. 3.13, в), T- (рис. 3.17, б) тригерах або вбудованих в електронну лабораторію схем лічильників рис. 3.20. Таким чином, при проектуванні за кожним індивідуальним завданням необхідно побудувати для першої ступені лічильник наприклад із RS-тригерів, на другій JK-тригерів, а на третій із вбудованих лічильників.

Умовою наступної частини завдання є приєднання отриманого таймера до схеми ліфта з лабораторної роботи №5. При цьому слід пам'ятати, що система витримки інтервалів часу повинна запускатися шляхом натиснення на будь-які кнопки із кабіни ліфта або із сходових майданчиків, а зупинка кабіни і скид усіх таймерів у початковий стан здійснюється синхронно при перекиданні поверхових перемикачів. Необхідно підкреслити, що крім перелічених компонентів керування у схемі привода других елементів управління не повинно бути. Обмежень щодо вибірки потрібних сигналів із базової схеми ліфту немає.

Програма роботи:

1. Вивчити технологію та принцип роботи схем рис. 3.19 і 3.20 з метою з'ясування способу застосування таймерів для комутації щаблів пускових реостатів.
2. Розробити таймери у відповідності до індивідуального завдання і побудувати їх засобами електронної лабораторії з використанням ідеальних елементів.
3. Для варіантів побудови лічильників за допомогою вкладених схем розрахувати терміни витримки часу для заданих кодів на кожному щаблі.
4. Приєднати отриманий таймер до схеми керування ліфтовим приводом із лабораторної роботи №5.
5. Провірити працездатність спроектованої системи та проілюструвати викладачеві отримані результати.

Варіанти індивідуальних завдань за номером академічного журналу

№ вар.	Елемент реалізація лічильника				Розрядність лічильника	Шістнадцятковий код шабля		
	RS-тригер	JK-тригер	T-тригер	лічильник		1	2	3
1	+	-	+	+	2	1	3	2
2	+	+	-	+	2	2	1	3
3	+	-	+	+	3	7	4	3
4	-	+	+	+	4	A	D	5
5	+	+	-	+	3	4	6	2
6	+	+	+	-	3	7	4	5
7	+	+	-	+	2	3	1	2
8	+	-	+	+	2	2	1	3
9	+	+	+	-	2	2	1	3
10	+	+	+	-	3	7	4	2
11	-	+	+	+	2	2	1	3
12	+	+	+	-	2	1	3	2
13	+	-	+	+	3	6	4	3
14	+	-	+	+	3	5	3	7
15	-	+	+	+	3	4	7	3
16	+	-	+	+	3	7	2	3
17	+	+	-	+	4	E	C	B
18	+	+	-	+	4	8	5	A
19	+	-	+	+	3	7	2	3
20	+	+	+	-	3	6	4	3
21	-	+	+	+	3	4	7	2

Позначки «+» означають наявність умови, а «-» її відсутність. Тобто позначка «+» у колонках «Елемент реалізації лічильника» означає, що лічильник шабля реалізується відповідно до запропонованих типів тригерів.

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Таблиця і схема варіанту вхідного індивідуального завдання.
- 4) Проект безконтактної схеми і модель ліфта за індивідуальним завданням.
- 5) Висновки.

3.7. Аналогово-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі

Головні відомості. Сучасні системи керування зазвичай оперують з об'єктами, які характеризуються безперервними сигналами. Такі системи мають досить високу швидкість при недостатній точності відпрацювання керуючих завдань. Тому теперішній день вимагає створювати електроприводи з комбінованими системами, що можуть одночасно забезпечити, як високу швидкість, так і високу точність. Слідуючи вимогам сьогодення виробники створюють електроприводи з аналоговими контурами струму і цифровими швидкості та положення. Як наслідок виникає потреба у виконанні перетворень із аналогового сигналу у дискретний і навпаки.

Аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) – пристрій перетворення безперервної у часі фізичної величини у відповідний їй бінарний код.

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) – пристрій перетворення вхідної величини, що представлена бінарним кодом в еквівалентну фізичну величину та відповідного їй значення.

До головних питань при проектуванні АЦП і ЦАП слід віднести адекватність отриманих результатів перетворення вхідним фізичним величинам. Тому розглянемо процес перетворень з точки зору похибок, які виникають при їх виконанні.

Процес роботи АЦП полягає у наступних операціях:

- дискретизація вхідної фізичної величини в функції часу – наприклад поділу на інтервали дискретизації графіку перехідного процесу струму при пуску електродвигуна рис. 3.21, де T – період дискретизації;

- квантування вхідного сигналу за рівнями, які може забезпечити АЦП, де h – крок елементарного рівня напруги щабля квантування;

- кодування отриманих квантів напруги у відповідний бінарний код;

- збереження і можливість передачі кінцевих результатів кодування у інтервалі часу від попереднього до нового перетворення. Розглядаючи ілюстрацію рис. 3.21 можемо спостерігати, що на деяких ділянках квантування рівень реальної фізичної величини відрізняється від оцифрованого за допомогою АЦП. Рівняння, яке відображає сказане має вигляд

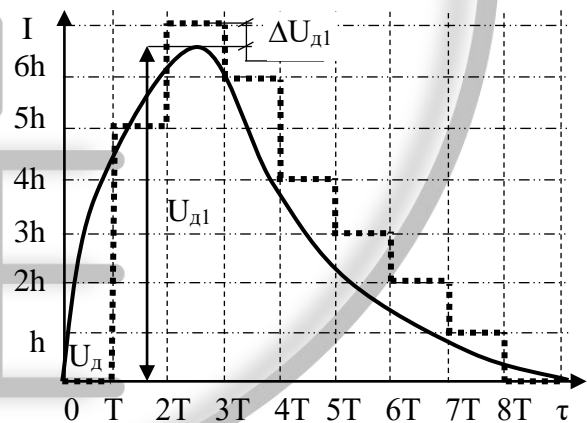


Рис. 3.21. До пояснення перетворення АЦП, де лінії відображають величини:

— фізична; квантована

$$U_{\phi 1} = U_{д1} - \Delta U_{д1}, \quad (3.7)$$

де $U_{д1}$ – дискретизований сигнал, $\Delta U_{д1}$ – похибка перетворення.

На виникаючі похибки перетворення АЦП, як можемо спостерігати із рис. 3.21, впливають величини інтервалів періоду дискретизації і розміру кроку елементарних шаблів квантування. Виходячи із теореми Котельникова період дискретизації, що забезпечує незначну похибку, повинен дорівнювати

$$T \leq 1/(2f_{max}), \quad (3.8)$$

де f_{max} – частота максимальної гармоніки вхідної фізичної величини.

Щодо розміру кроку квантування є очевидним те, що чим менше його величина тим вищою буде якість кінцевого перетворення АЦП, але технічна реалізація цього значно ускладнює електронний пристрій.

На величину загальної похибки перетворень впливає також наявність похибок електронних компонентів із складу АЦП, які виникають при їх виготовленні.

Процес цифро-аналогового перетворення полягає у реалізації операцій:

- відтворення елемента фізичної величини, яка поставлена у відповідність заданому бінарному коду;
- створення умови видачі послідовності елементів виміру, кожна з яких відтворюється у терміни, що дорівнюють періоду дискретизації прямого перетворення.

Тобто з опису ЦАП витікає, що періоди дискретизації АЦП і період видачі кінцевих сигналів ЦАП, а також рівні квантування АЦП і ЦАП повинні бути однаковими. Також можливо стверджувати, що сам процес цифро-аналогового перетворення не вносить похибок, а лише матеріалізує шуми перетворень АЦП.

Отже приймаючи до уваги все вище сказане головні похибки при аналогово-цифрових перетвореннях вкрапляються безпосередньо на стадії оцифровки. Щодо зворотного перетворення, то в цей період похибки не вкрапляються у результуючий вихідний сигнал.

Основні характеристики перетворювачів традиційно поділяють на статичні, що відповідають за кінцеву точність пристроїв і динамічні, які характеризують швидкодію.

До головних статичних характеристик відносяться:

- розрядність – число елементарних розрядів у загальному коді перетворювача, які формуються на вході ЦАП або на виході АЦП;
- абсолютна роздільна здатність, яка відображає середнє мінімальне значення вхідної величини, що передбачає збільшення або зменшення коду на одну одиницю;
- напруга зміщення нуля – початкова напруга на вході АЦП відносно якої виконується вимір позитивної або негативної вхідної фізичної величини.

Для ЦАП реалізація зміщення створюється установкою початкового коду, який дорівнює половині усього діапазону виміру.

Відповідно до головних динамічних характеристик відносять:

- максимальна частота перетворень – найбільша частота перетворень, яка відповідає установленим нормам для заданих параметрів;
- час установки вихідного сигналу – інтервал від зміни вхідного коду ЦАП до моменту, при якому сформовано кінцевий вихідний фізичний сигнал.

Класифікація перетворювачів

Скористаємося ознаками класифікації перетворювачів, що існують на теперішній час. Серед найчастіше використовуваних для ЦАП за класами. Перший клас передбачає метод багатократного додавання одного еталона, а другий реалізує додавання декількох різних еталонів. Зараз на практиці знайшли широке застосування системи ЦАП другого класу. Скористаємося в якості прикладу схемою ЦАП другого класу рис. 3.22, що використовує резистивну матрицю R-2R і декілька джерел струму.

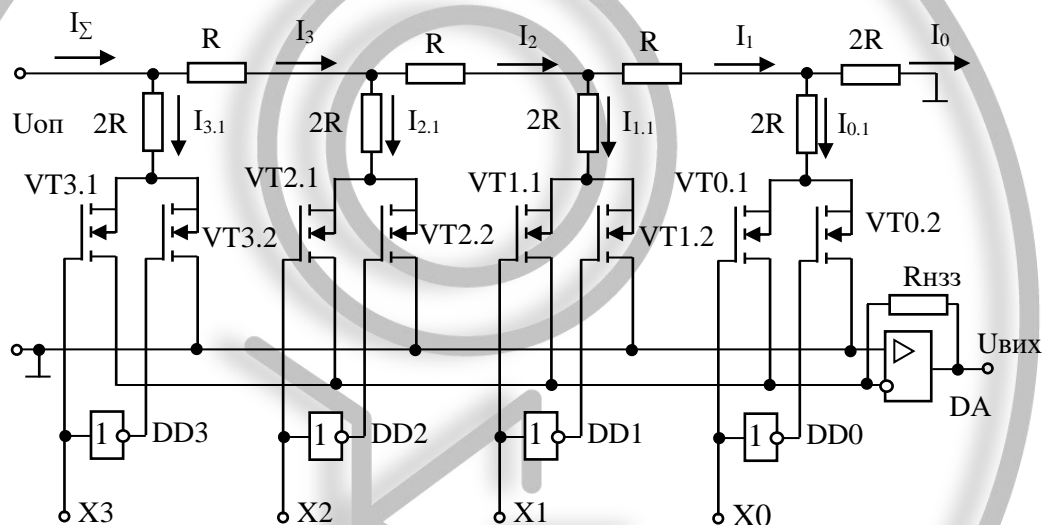


Рис. 3.22. Схемне рішення ЦАП другого класу

Конструктивно ЦАП рис. 3.22 складається із опорного джерела живлення ($U_{оп}$), чотирьох груп ключів $VT0.1, VT0.2 \dots VT3.1, VT3.2$, резистивної матриці, системи керування ключами $DD0 \dots DD3$, які у протифазі відкривають або перший, або другий транзистор пари та інвертуючий операційний підсилювач, де опір негативного зворотного зв'язку зазвичай визначається рівнянням $R_{нзз} = R$. Вхідний код подається на клеми $X0 \dots X3$, а результат перетворення отримується з виходу операційного підсилювача ($U_{вих}$) DA .

Принцип роботи пристрою полягає у наступному. При усіх нульових значеннях вхідного коду транзистори $VT0.1 \dots VT3.1$ закрито, а $VT0.2 \dots VT3.2$ навпаки відкрито. З цього витікає, що резистивна матриця R-2R приєднана до загального дроту і сумарний струм на вході ОП DA приблизно дорівнює нулю. Наявність хоча б однієї одиниці на входах $X0 \dots X3$ міняє місцями відкриті і закриті ключі. Як наслідок на вході DA з'являється сумарний струм, що відквантований за заданим бінарним кодом.

При всіх одиничних значеннях на входах ЦАП рівняння, яке відповідає його роботі має вигляд

$$U_{вих} = \left(1/2^1 + 1/2^2 + 1/2^3 + 1/2^4\right) \cdot U_{он} = 15/16 \cdot U_{он}. \quad (3.9)$$

У загальному випадку попереднє рівняння зміниться

$$U_{вих} = R_{нзз} / R \cdot \left(1 - 1/2^n\right) \cdot U_{он}, \quad (3.10)$$

де n – число розрядів ЦАП.

Аналогово-цифрові перетворювачі діляться на пристрої: з послідовним підрахунком; такі, що реалізують метод безпосереднього зчитування; інтегруючі.

АЦП, що працюють за методом послідовного рахунку здійснюють урівноваження вхідної величини сумою однокрових еталонів. Момент однаковості кодів фіксується порівняльними приладами і далі результат перетворення може бути переведений у будь-який потрібний вид.

Серед конструкцій АЦП *послідовного типу* існує дві основні різновидності – послідовної дії та з порозрядним кодуванням. До першого типу можна віднести АЦП циклічної дії рис. 3.23, принцип роботи якої полягає у послідовному

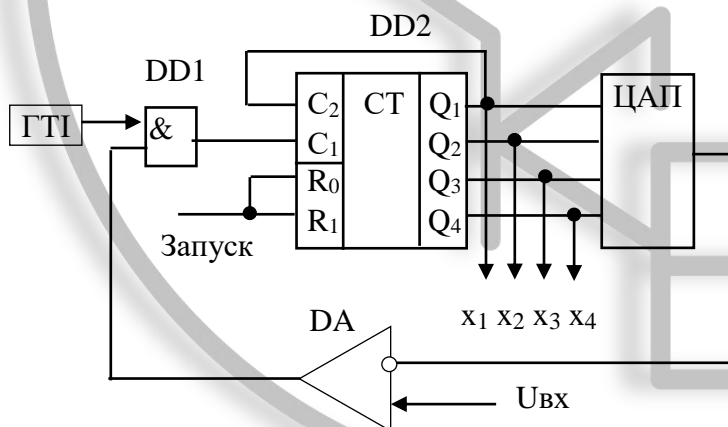


Рис. 3.23. Структурна схема послідовного АЦП циклічної дії

заповненні лічильника DD2 вхідними імпульсами генератора тактових сигналів. Код з DD2 формує на виході ЦАП напругу, яка порівнюється з напругою виміру $U_{вх}$ на вході компаратора DA. Процес заповнення продовжується доти, поки компаратор DA не перейде в нульовий стан, що стане причиною заборони подачі тактових імпульсів на синхронізуючий вхід лічильника. Бінарний код, що відповідає напрузі виміру знімається з вихідних клем $x_1 \dots x_4$ лічильника. Одним з головних недоліків такого схемного рішення є досить мала швидкодія, яка залежить від необхідності виконувати повне заповнення лічильника незалежно від величини вхідної напруги. Більш досконаліми є АЦП, які реалізують метод порозрядного кодування (рис. 3.24). Суть їх роботи передбачає отримання кінцевого коду шляхом

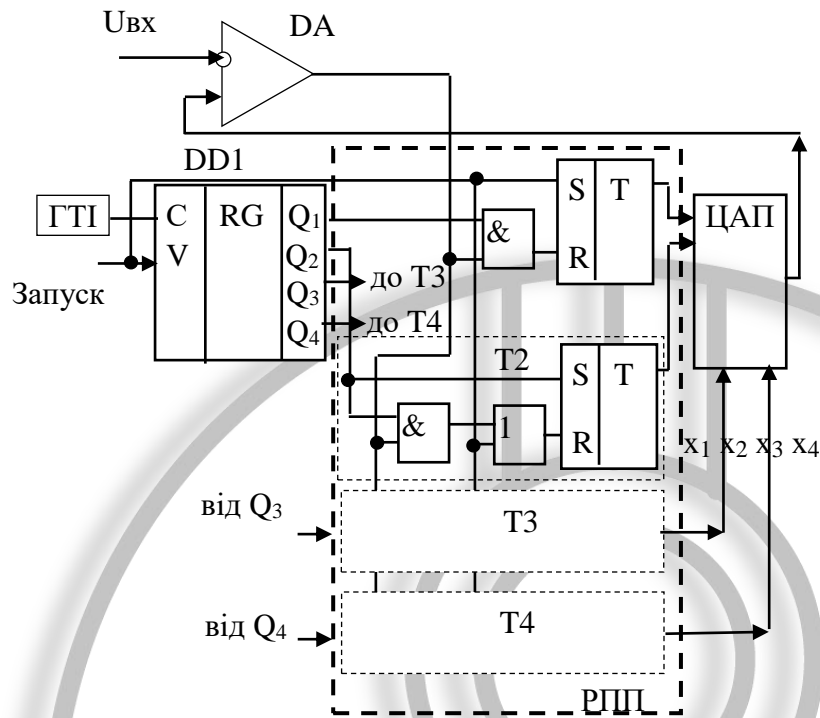


Рис. 3.24. Структурна схема послідовного АЦП з порозрядним кодуванням

Блоки T2, T3, T4 мають однотипну структуру.

перебору розрядів регістру послідовного приближення (РПП). Увімкнення цієї функції здійснюється при появі одиничного коду із зсувного регістру DD1, який відпрацьовує зміщення одиниці по виходах Q1...Q4 за синхронізуючими імпульсами з тактового генератора. Перевірка кожного розряду фіксується у RS-тригерах при виконанні умови

$$x = 1, \text{ якщо } U_{\text{цап}} < U_{\text{вх}}; \quad x = 0, \text{ якщо } U_{\text{цап}} > U_{\text{вх}} \quad (3.11)$$

Перевагою схеми рис. 3.24 є менший час відпрацювання кінцевого коду, що обумовлено відсутністю перебору усіх можливих варіантів.

АЦП безпосереднього зчитування (рис. 3.25) є такими, що мають саму високу швидкодію серед усіх класів. Обмеженням є тільки сумарна витримка компараторів і шифратора. Як наслідок, час перетворення у кращих зразків складає одиниці наносекунд. У той же час такі АЦП мають низьку перешкодостійкість і вимагають великих апаратних витрат, а також відрізняються високою собівартістю. Тому АЦП паралельного типу перетворення в інтегральному виконанні випускаються з розрядністю не більше 12, що обумовлює їх невелику точність. До недоліку зазначеної конструкції АЦП слід віднести складність передачі результатів перетворення із аналогової частини у мікропроцесорну систему, а для захисту від перешкод загального виду вимагається n каналів гальванічних розв'язок або пристроїв перетворення паралельного коду у послідовний.

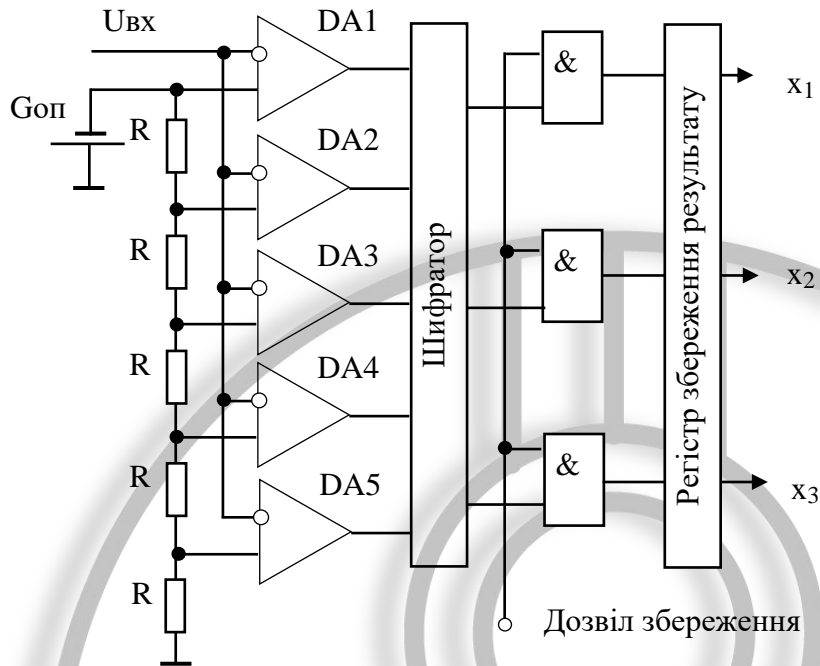


Рис. 3.25. Структурна схема трирозрядного АЦП з безпосереднім зчитуванням

Квантування та подальша оцифровка вхідної аналогової величини $U_{вх}$ виконується за допомогою компараторів DA1...DA5, які переходять у стан підвищеного потенціалу у випадку перевищення опорної напруги $G_{оп}$, що формується за допомогою резистивного дільника R. З виходу компараторів отримується код, який не є кодом алгебри логіки. Стандартний бінарний код формується на виході шифратора. Дискретизація отриманих результатів виміру здійснюється за синхронізуючим сигналом «дозвіл збереження» і зберігаються регістром на термін від попереднього до наступного вимірювання, який визначається періодом слідування синхронізуючих сигналів.

Інтегруючі АЦП – пристрої, що реалізують функцію перетворення напруга-частота (рис. 3.26).

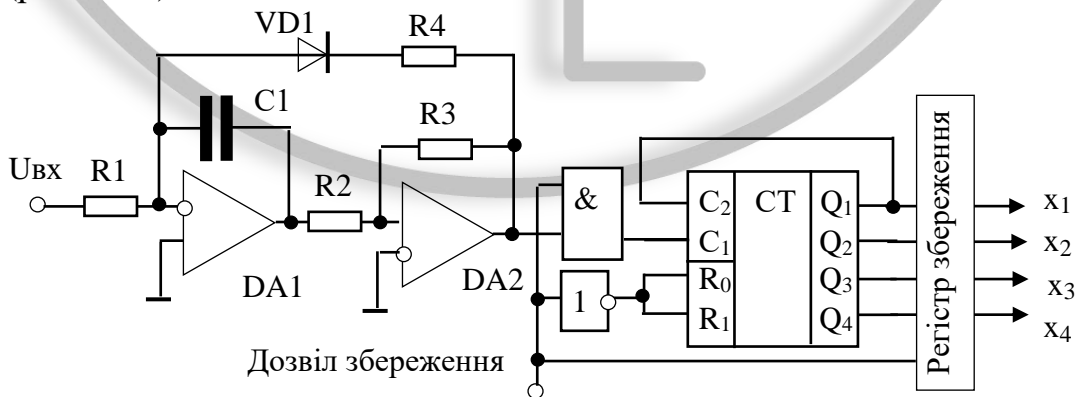


Рис. 3.26. Інтегруючий АЦП

Спрощена конструкція інтегруючого АЦП складається із трьох основних частин: перетворювача напруга-частота на DA1, DA2; схеми керування на логічних елементах і схеми підрахунку та збереження коду, що відповідає вимірюваній фізичній величині (лічильник і регістр). Робота пристрою починається з подачі на вхід «дозвіл збереження» одиничного сигналу. За цим сигналом послідовність прямокутних імпульсів підраховується лічильником і одночасно фіксується у регістрі. Дискретизація зазвичай здійснюється генератором, що подає імпульси дозволу на вхід «дозвіл збереження» (приклад рис. 3.26).

Особливістю схем такого типу є кращі показники щодо перешкодостійкості та точності перетворення.

3.8. Шифратори та дешифратори

Шифратором або кодуючим пристроєм називають комбінаційні схеми, які виконують перетворення коду одного типу в код іншого типу.

Розглядаючи схему АЦП рис. 3.25 видно, що код який отримується на виході компараторів є таким, що не може бути використаним у системах керування електроприводами. Звичайною є загально прийнята форма кодування виражена у двійковій або шістнадцятиричній системах числення. Таким чином, одна із задач, яка може бути вирішена за допомогою шифраторів – це перетворення коду компараторів у загально прийнятий код бінарної форми. Розглянемо розробку такого шифратора для схемного рішення АЦП рис. 3.25. Початок проектування зазвичай починається з побудови таблиці істинності (табл. 3.8). Позначимо вихідні сигнали компараторів $X_0...X_4$, що для шифратора є вхідними. Кількість

№ з/п	X_0	X_1	X_2	X_3	X_4	Q_0	Q_1	Q_2
1.	0	0	0	0	0	0	0	0
2.	1	0	0	0	0	1	0	0
3.	1	1	0	0	0	0	1	0
4.	1	1	1	0	0	1	1	0
5.	1	1	1	1	0	0	0	1
6.	1	1	1	1	1	1	0	1

Таблиця 3.8. Таблиця істинності шифрації кодів АЦП з безпосереднім зчитуванням

варіантів квантування АЦП з безпосереднім зчитуванням рис. 3.25 вимагає задіяти три вихідні лінії $Q_0...Q_2$. Така їх кількість повністю забезпечить і навіть перевищить необхідне число варіацій можливих кодів для реалізації шифратора схеми АЦП рис. 3.25.

За сформованою табл. 3.8 отримуються рівняння ФАЛ для кожної вихідної лінії

$$\begin{aligned}
 Q_0 &= X_0 \cdot \overline{X_1} + X_2 \cdot \overline{X_3} + X_4; \\
 Q_1 &= X_1 \cdot \overline{X_2} + X_2 \cdot \overline{X_3}; \\
 Q_2 &= X_3 \cdot \overline{X_4} + X_4.
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Особливістю ступеневих таблиць істинності є те, що при отриманні рівнянь ФАЛ немає потреби використовувати усі входні фактори, а лише тільки ті, де має місце перехід від одиниці до нуля. Такій підхід справедливий тільки для ступеневих таблиць істинності і не може бути використаний у других випадках. Виходячи із отриманих рівнянь ФАЛ шифратора будується його принципова схема рис. 3.27.

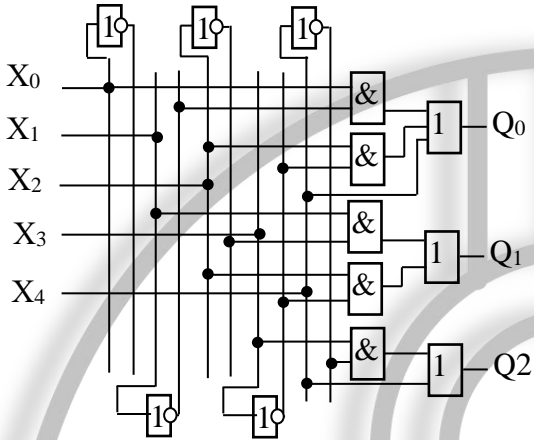


Рис. 3.27. Схема шифратора кодів АЦП з безпосереднім зчитуванням

Зворотна функція наведеній дешифрація. Комбінаційні схеми дешифрації по суті виконують ті ж самі функції, що і шифратори, тільки у зворотному напрямку. Алгоритм проектування таких комбінаційних схем аналогічний з послідовністю побудови шифраторів. У якості прикладу наведемо проект дешифратора для відтворення індикації поточного коду з АЦП рис. 3.25. Для індикації скористаємося семи сегментною знаковинтезуючою світлодіодною матрицею рис. 3.28 і таблицею істинності (табл. 3.9) для відтворення символів 0...7, що відповідає вихідним сигналам шифратора АЦП. До принципу роботи індикатора слід віднести:

- усі сегменти світлодіодів мають загальний дріт, що приєднується до землі;
- другий дріт за допомогою дешифратора вмикається до джерела живлення;
- синтез символів формується відповідним кодом $Q_a...Q_g$.

Таблиця істинності дешифратора				Таблиця 3.9						
№ з/п	$Q_0 = x_0$	$Q_1 = x_1$	$Q_2 = x_2$	Q_a	Q_b	Q_c	Q_d	Q_e	Q_f	Q_g
0.	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1.	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0
2.	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3.	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1
4.	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1
5.	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6.	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1
7.	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0

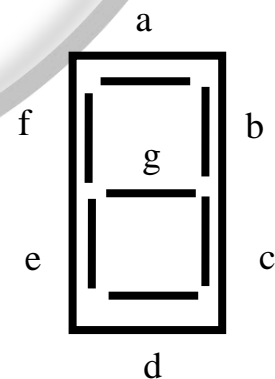


Рис. 3.28. Схема індикатора

Виходячи з таблиці істинності (табл. 3.9). створюється ФАЛ дешифратора для усіх вихідних ліній.

$$\begin{aligned}
 Q_a &= (\bar{X}_0 + X_1 + X_2) \cdot (X_0 + X_1 + \bar{X}_2); \\
 Q_b &= (\bar{X}_0 + X_1 + \bar{X}_2) \cdot (X_0 + \bar{X}_1 + \bar{X}_2); \quad Q_c = (X_0 + \bar{X}_1 + X_2); \\
 Q_d &= (\bar{X}_0 + X_1 + X_2) \cdot (X_0 + X_1 + \bar{X}_2) \cdot (\bar{X}_0 + \bar{X}_1 + \bar{X}_2); \\
 Q_e &= (\bar{X}_0 \cdot \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2) + (\bar{X}_0 \cdot X_1 \cdot \bar{X}_2) + (\bar{X}_0 \cdot X_1 \cdot X_2); \\
 Q_f &= (\bar{X}_0 \cdot \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2) + (\bar{X}_0 \cdot \bar{X}_1 \cdot X_2) + (X_0 \cdot \bar{X}_1 \cdot X_2) + (\bar{X}_0 \cdot X_1 \cdot X_2); \\
 Q_g &= (X_0 + X_1 + X_2) \cdot (\bar{X}_0 + X_1 + X_2) \cdot (\bar{X}_0 + \bar{X}_1 + \bar{X}_2).
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Комбінаційна схема, що відповідає наведеним ФАЛ рис. 3.29.

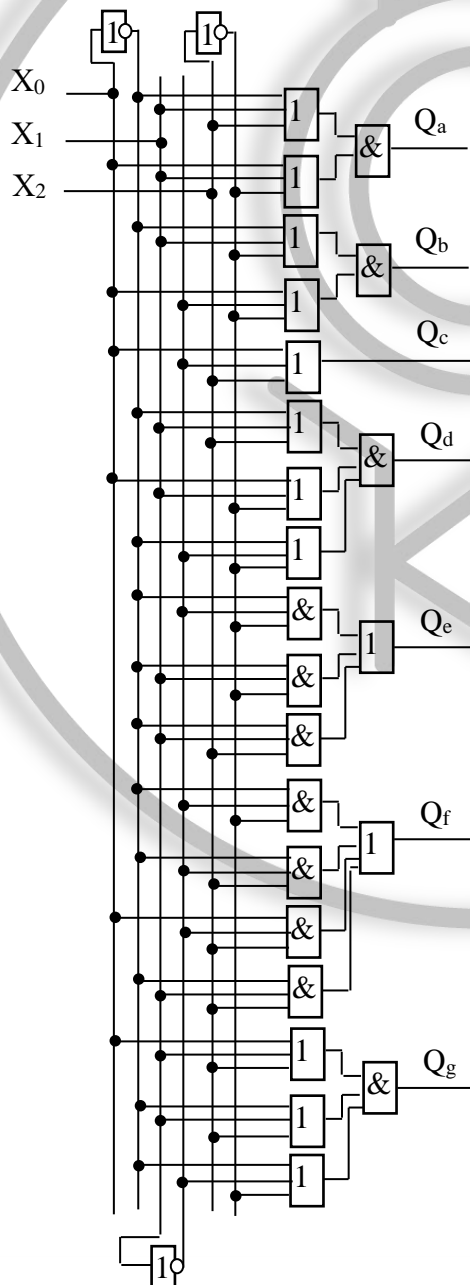


Рис. 3.29. Схема дешифратора синтезатора індикації кодів

Контрольні запитання.

- 1) Принцип створення ФАЛ шляхом розробки таблиць істинності.
- 2) Суть принципу розробки ФАЛ за допомогою алгебраїчних рівнянь.
- 3) Принцип побудови ФАЛ за вхідною релейно-контактною схемою.
- 4) Застосування теореми Де Моргана для розробки рівнянь алгебри логіки з використанням одного типу математичної дії.
- 5) Відомості щодо одноступеневих та двохступеневих тригерів.
- 6) Розробка мультиплексорів та демультиплексорів.
- 7) Побудова лічильників на базі RS-тригерів.
- 8) Побудова лічильників на базі JK-тригерів.
- 9) Побудова лічильників на базі T-тригерів.
- 10) Принципи побудови та керування цифро-аналогових перетворювачів.
- 11) Надати типи та принципи роботи аналогово-цифрових перетворювачів.
- 12) Призначення та принципи побудови шифраторів і дешифраторів.

Лабораторна робота №7

Тема: Застосування ЦАП і АЦП для перетворення аналогово-цифрових сигналів.

Відомості щодо предмету проектування

Приклад моделі ЦАП за принциповою схемою рис. 3.22 зображений далі. До її складу додано схему циклічно-автоматичного інтегратора вхідного коду, яка побудована на лічильнику U3, генераторі V2 і шістнадцятирічному семисегментному індикаторі. Реєстрацію вихідного сигналу ЦАП покладено на осцилоскоп XSC1.

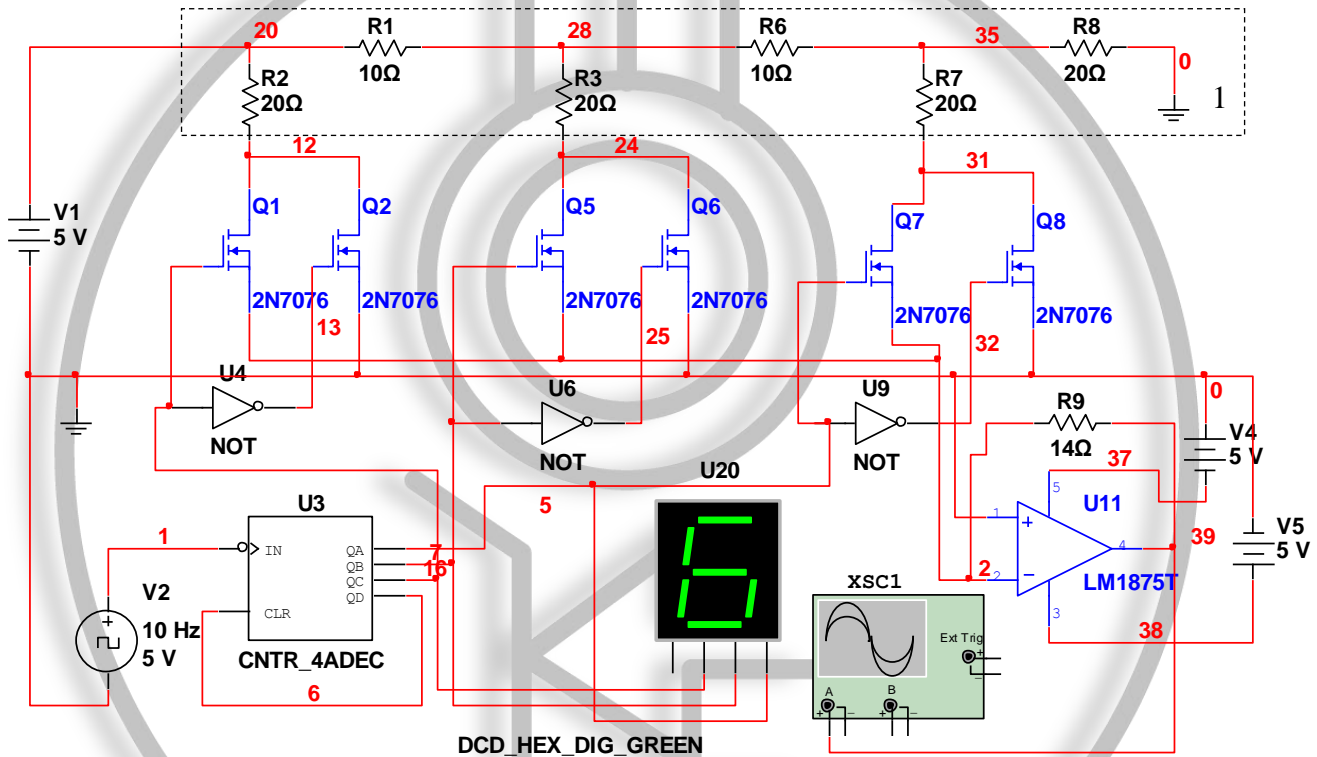


Рис. 3.30. Multisim модель цифро-аналогового перетворювача

Принцип роботи пристрою полягає у визначенні загальної суми на виході операційного підсилювача U11 ряду квантованих рівнів струмів, які формуються еталонним джерелом живлення V1 і знімаються з ділянок напруги 1. Для простоти створення можливих варіацій кодів на вхід ЦАП увімкнено лічильник U3, що заповнюється сигналами з генератора прямокутних імпульсів V2. Візуальний контроль поточно-створеного коду здійснюється знаковисинтезуючим індикатором U20, який оснащено внутрішнім дешифратором. Вихідні рівні напруги, що ставляться у строгу відповідність конкретному вхідному цифровому коду, можуть контролюватись будь-якими приладами. В даному випадку для запропонованого схемного рішення рис. 3.30 реєстрація здійснюється осцилографом. Перевагою його використання є наочність, яка дозволяє одночасно спостерігати, як дискретизацію, так і квантування кінцевого аналогового сигналу.

Виходячи із п. 3.7. модель АЦП без системи збереження поточного значення коду зображена на рис. 3.31. Запропонована схема моделі складається з компараторного блоку 1 порівняння вхідної аналогової величини на R19 з напругою опорного джерела живлення V1 поділеної резистивним дільником і блока шифрації-індикації 2.

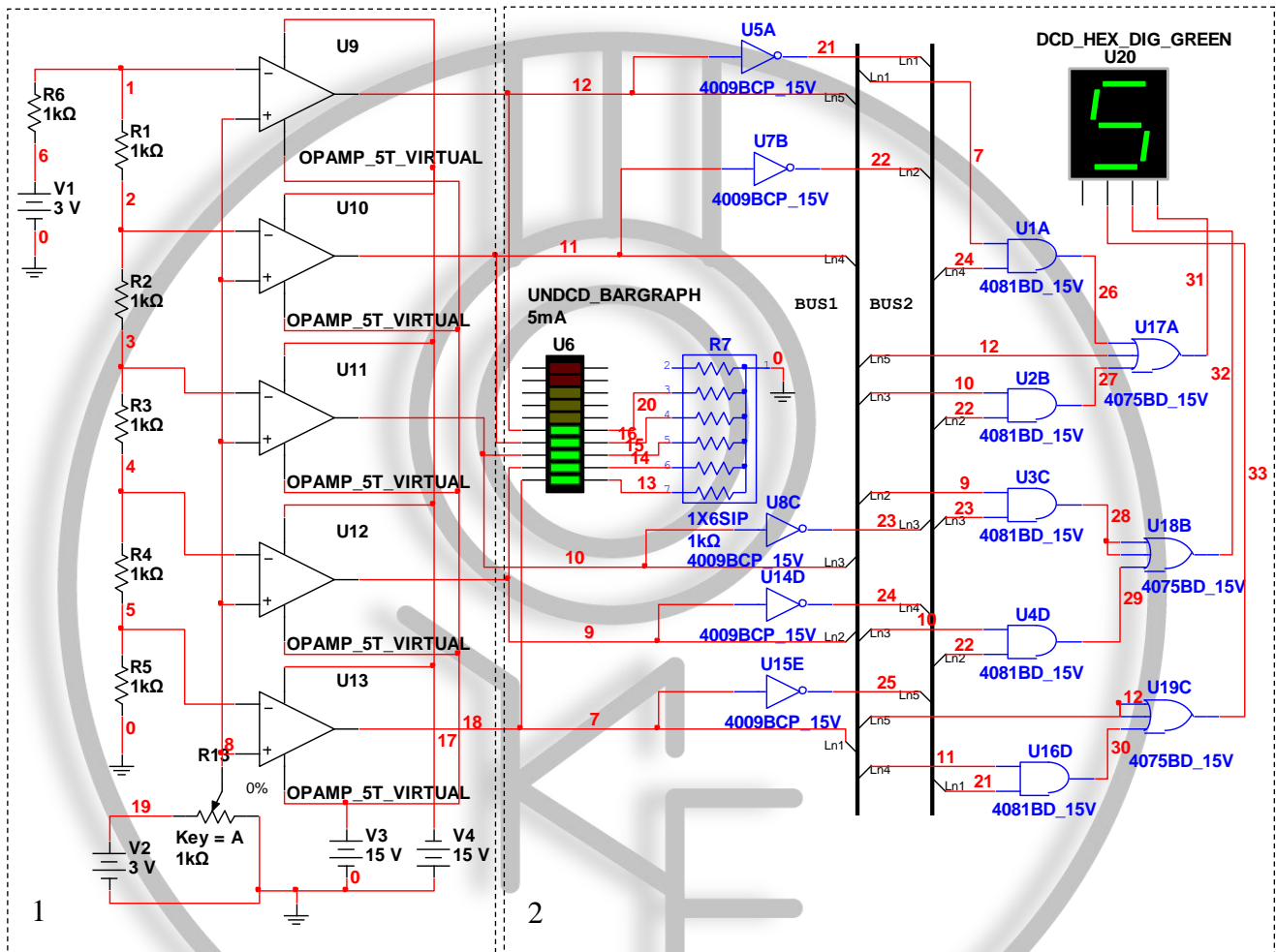


Рис. 3.31. Модель схемного рішення АЦП

Особливістю принципу роботи АЦП з безпосереднім зчитуванням даних вхідної величини є невідповідність отриманого коду двійкової форми традиційно прийнятій у розділі Булевої алгебри. Цю невідповідність можливо спостерігати на індикаторі U6 протягом його заповнення. Крім цього у якості навантаження для компараторного блоку використано резистивну матрицю R7. Отримання бажаного двійкового коду зазвичай здійснюється за допомогою шифраторів. У схемі моделі рис. 3.31 задіяний приклад шифратора рис. 3.27. При побудові шифратора бажано скористатися шинною структурою, яка спрощує проектування. Специфіка програмування у пакеті Multisim передбачає створення шин, де приєднання дротів і відповідно їх з'єднання між собою здійснюється шляхом встановлення однакової нумерації. Тобто дроти, які приєднані до шини і мають однакові номери вважаються з'єднаними.

Як згадувалось раніше, синтезуючий індикатор із складу елементів Multisim має внутрішній вбудований дешифратор, котрий визначає вагові коефіцієнти для вхідних ліній за рівнями 2^3 , 2^2 , 2^1 , 2^0 .

Методичні вказівки.

Завдання лабораторної роботи містить наступну послідовність дій:

- отримання функції дослідження шляхом комбінацій додавання або віднімання функцій зображених нижче:

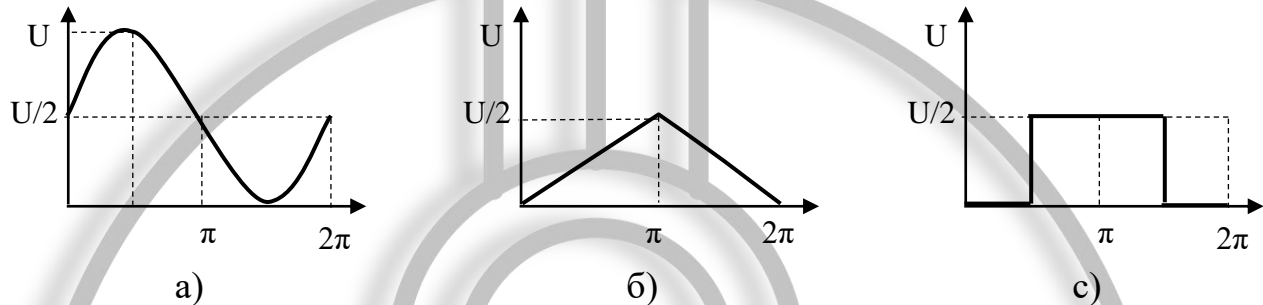


Рис. 3.32. Вхідні функції формування функції завдання

- дискретизація та квантування функції завдання за допомогою АЦП;
- відтворення вхідної функції за допомогою ЦАП та їх порівняння.

Таким чином, вхідна функція дослідження для кожного варіанта завдання формується, як арифметична дія над функціями рис. 3.32 (при розрахунку вважаючи негативні значення результуючої функції такими, що дорівнюють нулю). Результатом виконання цього пункту є отримання таблиці дискретизації, де перша колонка відображає значення фази за зростаючими дискретами, а друга – рівень напруги, що відповідає її поточному рівню.

В усіх варіантах завдання розрядність перетворювачів однакова і дорівнює чотирьом. Але АЦП у кожному випадку містить різну кількість компараторів.

Другий пункт завдання передбачає на базі попередньо отриманої таблиці дискретизації визначення кодів перетворення АЦП. Цей дослід здійснюється наступним чином. Керуючи, резистором R19 (схема рис. 3.31) за таблицею дискретизації, формують напруги на вході АЦП, а отримані коди вносять у наступну колонку цієї ж таблиці.

Останній етап завдання – зворотне перетворення, що здійснюється за допомогою ЦАП. Коди на вході ЦАП створюються генератором бінарних сигналів, де його налаштування передбачає попереднє внесення до поля бінарних слів кодів таблиці дискретизації, а частота їх слідування розраховується, як відношення одиниці до часу однієї дискрети.

Кінцевий результат досліджень оцінюється за подібністю вихідного сигналу ЦАП і завдання. Практична відсутність різниці в параметрах і формі заданої та отриманої функцій свідчить про правильність виконаного завдання.

І, на останок, слід зауважити, що опорні напруги для обох перетворювачів повинні бути одноковими.

Програма роботи:

1. Ознайомитись з принципом роботи ЦАП і АЦП п. 3.7. рис. 3.30, рис. 3.31. При побудові АЦП шифратор проектувати виходячи із числа компараторів.
2. Виходячи із індивідуального завдання табл. 3.8. розрахувати вхідну функцію і заповнити табл. 3.9.

Таблиця 3.8

Індивідуальні дані за номером у академічному журналі

№ з/п	Опорна напруга перетворювачів, В	Максимальна напруга графіків рис. 3.32, В	Математична дія для побудови вхідної функції, рис. 3.32	Кількість компараторів АЦП	Кількість інтервалів дискретизації	Відповідність фази часу, $2\pi \rightarrow t$, с
1	6	6	а)-б)	5	15	3
2	8	8	а)-с)	6	20	5
3	10	10	б)+ с)	7	10	2
4	12	12	а)-б)	8	12	3
5	14	14	а)-б)	9	15	4
6	16	16	а)-с)	10	20	5
7	18	18	б)+ с)	5	10	2
8	20	20	а)-б)	8	15	3
9	12	12	а)-с)	8	12	3
10	14	14	а)-б)	9	15	4
11	16	16	б)-с)	10	10	1
12	6	6	а)-б)	7	15	2
13	8	8	а)-с)	6	20	5
14	10	10	б)+ с)	7	10	2
15	20	20	а)-с)	10	10	1
16	12	12	б)+ с)	5	15	2
17	14	14	а)-б)	8	12	5
18	20	20	а)-б)	8	15	3
19	12	12	а)-с)	8	12	3
20	14	14	а)-б)	9	15	4

Таблиця 3.9

Дані дискретизації вхідного сигналу за індивідуальним завданням

№ з/п	Час дискретизації, с	Напруга дискретизації, В	Код дискретизації
1			
2			

3. Скориставшись значеннями кодів табл. 3.9 заповнити генератор бінарних слів і побудувати за допомогою осцилоскопу вхідну функцію.
4. Провести порівняльний аналіз вхідної і отриманої функцій та зробити висновки щодо якості перетворень.
5. Оформити заключний звіт.

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Таблиця вхідних даних.
- 4) Графік вхідної функції та табл. 3.9.
- 5) Схеми ЦАП та АЦП згідно індивідуального завдання. Для проекту шифратора представити таблицю істинності, рівняння та схемне рішення.
- 6) Копія екрану осцилоскопу із побудованою функцією перетворення.
- 7) Висновки.

Лабораторна робота №8

Тема: Застосування комбінаційних схем дешифрації.

Відомості щодо предмету проектування

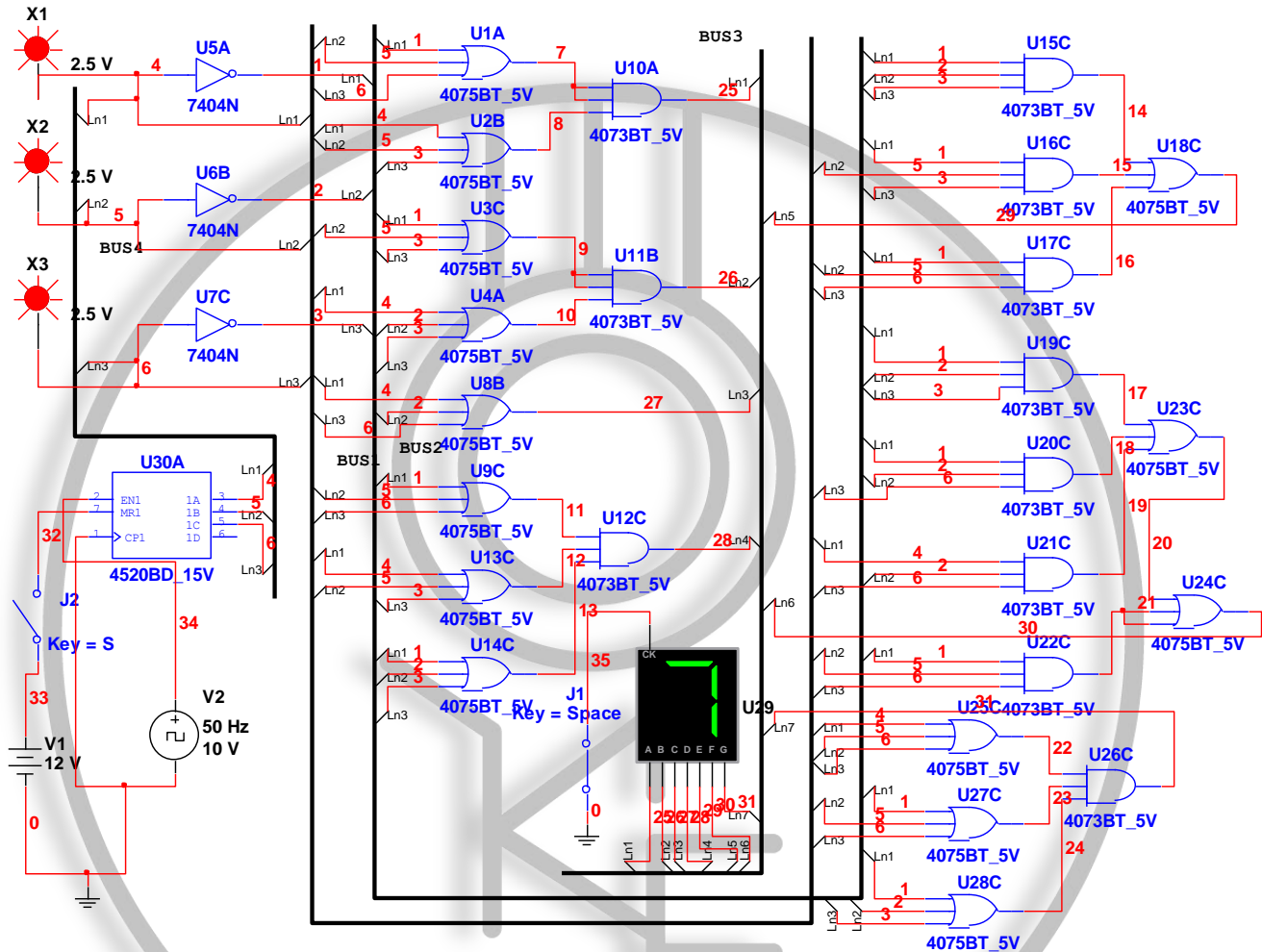


Рис. 3.33. Модель дешифратора

Приклад, що наведено на рис. 3.33 відповідає опису з п. 3.8. На відміну від вхідної схеми рис. 3.29 модель, що наведена вище доповнена комплектами автоматичного перебору можливих кодів (лічильник U30A, генератора прямокутних імпульсів V2, та ключа скиду лічильника в нуль), логічними індикаторами візуального контролю вхідного коду X1...X3 та знакосинтезуючого семисегментного індикатора відображення перетвореного двійкового коду.

У даній схемі, як і в попередніх, задіяні шинні структури для прямих, інверсних вхідних сигналів, шини приєднання лічильника до входу дешифратору та шини, що спрощує з'єднання виходу дешифратора з світлодіодною матрицею.

При виборі синтезуючих індикаторів слід приймати до уваги те, що їх конструктивне виконання може мати загальну точку для з'єднаних анодів або катодів світлодіодів.

Для перевірки працездатності пристрою необхідно після запуску програми на виконання здійснити скид лічильника U30A в нульовий стан за допомогою ключа J2. Ознакою цієї дії буде відсутність світіння логічних індикаторів на вході і відображення нульового коду на виході. Нормальний початок роботи пристрою супроводжується послідовним заповненням як вхідних, так і вихідних індикаторів. Максимальний вхідний та вихідний код повинен дорівнювати 7. При цьому на вході код у двійковій формі, а на виході у шістнадцятиричній.

Програма роботи:

1. Користуючись даними табл. 3.10 спроектувати дешифратор для відображення символів семисегментним світлодіодним індикатором при зміні вхідного коду за прикладом, що наведено вище. Задля здійснення цієї мети розробити відповідну таблицю істинності та рівняння функцій алгебри логіки.

Таблиця 3.10

Варіант	Шістнадцятиричній код на вході дешифратора/символ дешифрації									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1										
2										
3										
4										
5										
6										
7										
8										

Варіант	Шістнадцятирічний код на вході дешифратора/символ дешифрації									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
9										
10										
11										
12										
13										
14										
15										
16										
17										
18										
19										
20										

2. На підставі отриманих функцій алгебри логіки створити принципову схему дешифратора, при цьому враховуючи особливості програмування у середовищі Multisim.
3. Користуючись вхідною розробленою схемою дешифратора побудувати модель і перевірити її працездатність.
4. Представити результати моделювання викладачеві для перевірки і скласти заключний звіт.

Зміст звіту

- 1) Тема лабораторної роботи.
- 2) Програма роботи.
- 3) Таблиця вхідних даних.
- 4) Розроблені таблиця істинності та рівняння функції алгебри логіки.
- 5) Вхідна схема дешифратора.
- 6) Результуюча модель.
- 7) Висновки.

Довідкові дані діодів з робочою частотою до 50 кГц

У плоских діодів завдяки великій площині $p-n$ переходу допустимий значний прямий струм. Діоди побудовані на Германієвому напівпровіднику розраховані на прямий струм від десятих долей до десятків ампер при падінні напруги до 0,5 В. Вольт-амперна характеристика такого діода відображає залежність струму від значення і полярності прикладеної напруги (рис. 1, а).

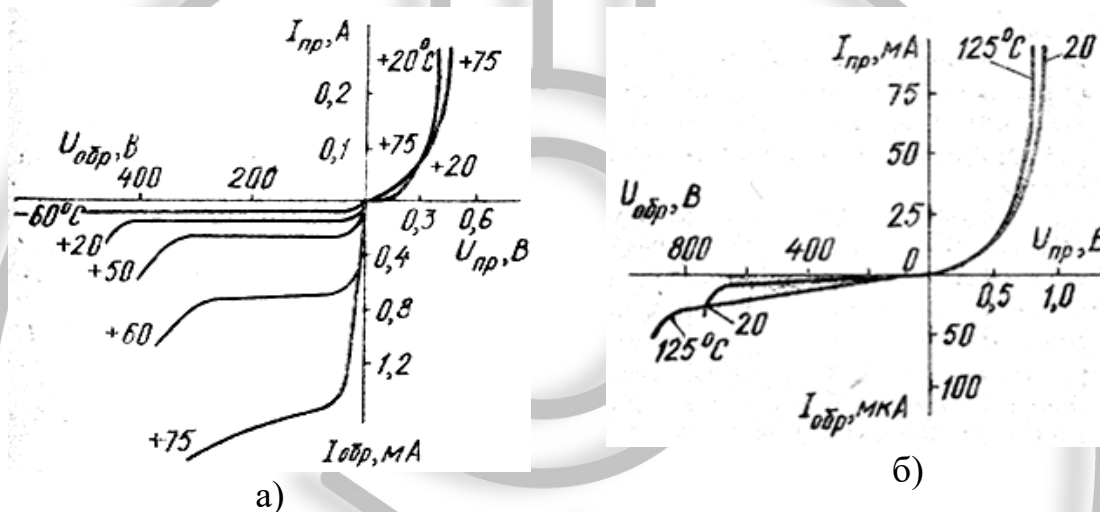


Рис. 1. Вольт-амперна характеристика діодів за різних температурних умов навколишнього середовища: а – германієвих; б – кремнієвих

Температурна залежність прямого падіння напруги діодів даного типу змінюється у відповідності до рівня струму. Зворотні струми залежать від температури переходу. Пробій германієвих діодів має тепловий характер, тому пробивна напруга зменшується з підвищенням температури. Верхня межа діапазону робочих температур германієвих діодів становить інтервал 75...85°C. Суттєвим недоліком таких діодів є їх висока чутливість до короткочасних імпульсних перевантажень.

Кремнієві плоскі діоди розраховані на прямий струм від десятих долей ампера до десятків ампер при падінні напруги на ньому 1,5 В. При підвищенні температури пряме падіння напруги на ньому зменшується (рис. 1, б). Пробій кремнієвих діодів носить лавинний характер і тому пробивна напруга підвищується із зростанням температури. Верхня межа діапазону робочих температур досягає 125°C. Припустима зворотна напруга при цьому досягає 1600 В, що значно вище ніж у аналогічних германієвих діодів.

Головні параметри. *Постійна пряма напруга* ($U_{пр}$ – постійна напруга на діоді при заданому постійному прямому струмі). *Постійна зворотна напруга* $U_{зв}$ – постійна напруга, що прикладена до діода у зворотному напрямку. *Постійний прямий струм* $I_{пр}$ – постійний прямий струм, що тече через діод у прямому напрямку. *По-*

стійний зворотній струм $I_{зв}$ – постійний струм, що тече через діод у зворотному напрямку. Середній прямий струм $I_{пр\ ср}$ – середнє за період значення прямого струму. Середній випрямлений струм діоду $I_{вп\ ср}$ – середнє за період прямого і зворотного струму. Диференційний опір діоду $r_{диф}$ – відношення прирощення напруги діода до прирощення струму у заданому режимі.

Гранично припустимі параметри*. До них відносяться: максимально припустима зворотна напруга $U_{зв.\ макс}$, максимально припустимий зворотній струм $I_{зв.\ макс}$, максимально припустимий середній випрямлений прямий струм $I_{вп\ ср\ макс}$, максимальна середня розсіювана потужність $P_{ср.\ макс}$.

Головні параметри випрямляючих діодів (рис. 2) наведені в табл. 1.

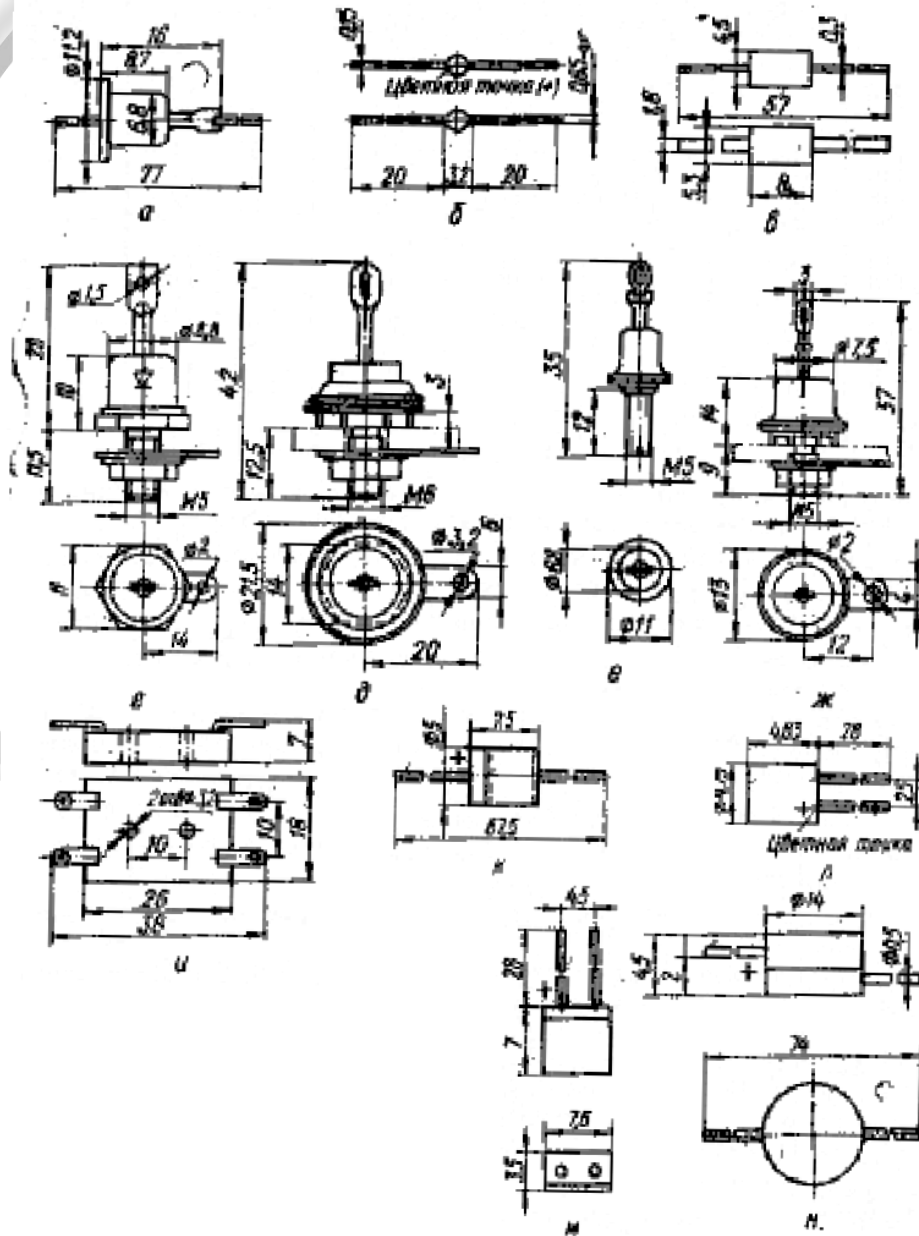


Рис. 2. Габаритні і установочні розміри діодів

Таблиця 1

Паспортні дані випрямляючих діодів

Тип діода	Максимально допустимий прямий струм, А	Максимально допустима зворотна напруга, В	Постійна або середня пряма напруга, В	Постійний зворотний струм, мА, при $U_{зв. max}$	Температура навколишнього середовища, °С		Конструкція
					від	до	
1	2	3	4	5	6	7	8
Д206	0,1	100	1	0,1	-55	+125	Рис.2, а
Д207	0,1	200	1	0,1	-55	+125	
Д208	0,1	300	1	0,1	-55	+125	
Д209	0,1	400	1	0,1	-55	+125	
Д210	0,1	500	1	0,1	-55	+125	
Д211	0,1	600	1	0,1	-55	+125	Рис.2, д
Д214	10	100	1,2	3	-60	+130	
Д214А	10	100	1	3	-60	+130	
Д214Б	5	100	1,5	3	-60	+130	
Д215	10	200	1,2	3	-60	+130	
Д215А	10	200	1	3	-60	+130	Рис.2, а
Д215Б	5	200	1,5	3	-60	+130	
МД217	0,1	800	1	0,15	-60	+125	
МД218	0,1	1000	1	0,15	-60	+125	
МД218А	0,1	1200	1	0,15	-60	+125	
Д226Б	0,3	400	1	0,3	-60	+80	Рис.2, а
Д226В	0,3	300	1	0,3	-60	+80	
Д226Г	0,3	200	1	0,3	-60	+80	
Д226Д	0,3	100	1	0,3	-60	+80	
Д229А	0,4	200	1	0,05	-60	+125	Рис.2, е
Д229Б	0,4	400	1	0,05	-60	+125	
Д229В	0,4	100	1	0,2	-60	+85	
Д229Г	0,4	200	1	0,2	-60	+85	
Д229Д	0,4	300	1	0,2	-60	+85	
Д229Е	0,4	400	1	0,2	-60	+85	
Д229Ж	0,7	100	1	0,2	-60	+85	
Д229И	0,7	200	1	0,2	-60	+85	
Д229К	0,7	300	1	0,2	-60	+85	
Д229Л	0,7	400	1	0,2	-60	+85	

Продовження табл. 1

Тип діода	Максимально допустимий прямий струм, А	Максимально допустима зворотна напруга, В	Постійна або середня пряма напруга, В	Постійний зворотний струм, мА, при $U_{зв. max}$	Температура навколишнього середовища, °С		Конструкція
					від	до	
1	2	3	4	5	6	7	8
Д231	10	300	1	3	-60	+125	Рис.2, д
Д231А	10	300	1	3	-60	+125	
Д231Б	5	300	1,5	3	-60	+125	
Д232	10	400	1	3	-60	+125	
Д232А	10	400	1	3	-60	+125	
Д232Б	5	400	1,5	3	-60	+125	
Д233	10	500	1	3	-60	+125	
Д233Б	5	500	1,5	3	-60	+125	
Д234Б	5	600	1,5	3	-60	+125	
Д237А	0,3	200	1	0,1	-60	+125	Рис.2, а
Д237Б	0,3	400	1	0,1	-60	+125	
Д237В	0,1	600	1	0,1	-60	+125	
Д237Е	0,4	200	1	0,1	-60	+125	
Д237Ж	0,4	400	1	0,1	-60	+125	
Д242	10	100	1,2	3	-60	+125	Рис.2, д
Д242А	10	100	1	3	-60	+125	
Д242Б	5	100	1,5	3	-60	+125	
Д243	10	200	1,2	3	-60	+125	
Д243А	10	200	1	3	-60	+125	
Д243Б	5	200	1,5	3	-60	+125	
Д245	10	300	1,2	3	-60	+125	
Д245А	10	300	1	3	-60	+125	
Д245Б	5	300	1,5	3	-60	+125	
Д246	10	400	1,2	3	-60	+125	
Д246А	10	400	1	3	-60	+125	
Д246Б	5	400	1,5	3	-60	+125	
Д247	10	500	1,2	3	-60	+125	
Д247Б	5	500	1,5	3	-60	+125	
Д248В	5	600	1,5	3	-60	+125	

Продовження табл. 1

Тип діода	Максимально допустимий прямий струм, А	Максимально допустима зворотна напруга, В	Постійна або середня пряма напруга, В	Постійний зворотний струм, мА, при $U_{зв. max}$	Температура навколишнього середовища, °С		Конструкція
					від	до	
1	2	3	4	5	6	7	8
КД102 А	0.1	250	1	0.0001	-60	+100	Рис.2, б
КД102 Б	0.1	300	1	0.001	-60	+100	
КД103 А	0.1	50	1	0.001	-60	+100	Рис.2, в
КД103 Б	0.1	50	1.2	0.001	-60	+100	
КД104 А	0.01	300	1	0.1	-60	+70	Рис.2, в
КД105 Б	(0.3)	400	1	0.1	-60	+85	
КД105 В	(0.3)	600	1	0.1	-60	+85	
КД105 Г	(0.3)	800	1	0.1	-60	+85	Рис.2, к
КД106 Г	(0.3)	100	1	0.01	-60	+85	
ГД 107А	0.02	15	1	0.02	-60	+60	Рис.2, а, б
ГД 107Б	0.02	20	0.4	0.1	-60	+60	
КД 109А	(0.3)	100	1	0.1	-40	+85	Рис.2, л
КД 109Б	(0.3)	300	1	0.1	-40	+85	
КД 109В	(0.3)	600	1	0.1	-40	+85	Рис.2, ж
КД 202А	5	50	1	1	-60	+130	
КД 202В	5	100	1	1	-60	+130	
КД 202Д	5	200	1	1	-60	+130	
КД 202Ж	5	300	1	1	-60	+130	
КД 202К	5	400	1	1	-60	+130	
КД 202М	5	500	1	1	-60	+130	
КД 202Р	5	600	1	1	-60	+130	
КД 203А	10	600	1	1.5	-60	+130	Рис.2, д
КД 203Б	10	800	1	1.5	-60	+130	
КД 203В	10	800	1	1.5	-60	+130	
КД 203Г	10	1000	1	1.5	-60	+130	
КД 203Д	10	1000	1	1.5	-60	+100	Рис.2, в
КД 204А	(0.4)	400	1.4	0.15	-55	+85	
КД 204Б	(0.6)	200	1.4	0.1	-55	+85	
КД 204В	(1.0)	50	1.4	0.05	-55	+85	

Продовження табл. 1

Тип діода	Максимально допустимий прямий струм, А	Максимально допустима зворотна напруга, В	Постійна або середня пряма напруга, В	Постійний зворотний струм, мА, при $U_{зв. max}$	Температура навколишнього середовища, °С		Конструкція
					від	до	
1	2	3	4	5	6	7	8
КД 205А	(0.5)	600	1	0.1	-40	+85	Рис.2, и
КД 205Б	(0.5)	400	1	0.1	-40	+85	
КД 205В	(0.5)	300	1	0.1	-40	+85	
КД 205Г	(0.5)	200	1	0.1	-40	+85	
КД 205Д	(0.5)	100	1	0.1	-40	+85	
КД 205Е	(0.3)	500	1	0.1	-40	+85	
КД 205Ж	(0.5)	600	1	0.1	-40	+85	
КД 205И	(0.3)	700	1	0.1	-40	+85	
КД 205К	(0.7)	100	1	0.1	-40	+85	
КД 205Л	(0.7)	200	1	0.1	-40	+85	
КД 206А	10	400	1.2	0.7	-60	+85	
КД 206Б	10	500	1.2	0.7	-60	+125	
КД 206В	10	600	1.2	0.7	-60	+125	
КД 208А	1.5	100	1	0.1	-40	+125	Рис.2, в
КД 209А	0.7	400	1	0.1	-60	+85	
КД 209Б	0.5	600	1	0.1	-60	+85	Рис.2, г
КД 209В	0.5	800	1	0.1	-60	+85	
КД 210А	10	800	1	1.5	-60	+100	Рис.2, г
КД 210Б	10	800	1	1.5	-60	+100	
КД 210В	10	1000	1	1.5	-60	+100	
КД 210Г	10	1000	1	1.5	-60	+100	Рис.2, м
КД 212А	1	200	1	0.05	-60	+85	
КД 212Б	1	100	1	0.05	-60	+85	Рис.2, н
КД 213А	10	200	1	0.2	-60	+125	
КД 213Б	10	200	1.2	0.2	-60	+125	
КД 213В	10	100	1	0.2	-60	+125	
КД 213Г	10	100	1.2	0.2	-60	+125	

Таблиця відповідності мікросхем з бібліотек EWB-5.12:

№ з/П	Тип SN74	Вітчизняний аналог	Призначення
1	7400	155ЛА3	4 елемента 2І-НІ (2И-НЕ)
2	7402	155ЛЕ1	4 елемента 2АБО-НІ (2ИЛИ-НЕ)
3	7403	155ЛА9	4 елемента 2І-НІ з відкритим колектором
4	7404	155ЛН1	6 елементів НІ
5	7405	555ЛН2	6 елементів НІ з відкритим колектором
6	7406	155ЛН3	6 елементів НІ з відкритим колектором
7	7407	155ЛП9	6 буфер. елементів з відкритим колектором
8	7408	155ЛИ1	4 елемента 2І
9	7409	155ЛИ2	4 елемента 2І з відкритим колектором
10	7410	155ЛА4	3 елемента 3І-НІ
11	7411	555ЛИ3	3 елемента 3І
12	7412	155ЛА10	3 елемента 3І-НІ з відкритим колектором
13	7414	155ТЛ2	6 тригерів Шмідта з інверсією
14	7416	155ЛН5	6 буферних елементів НІ
15	7417	155ЛП4	6 буфер. елементів з відкритим колектором
16	7420	155ЛА1	2 елемента 4І-НІ
17	7421	155ЛИ6	2 елемента 4І
18	7422	155ЛА7	2 елемента 4І-НІ з відкритим колектором
19	7425	155ЛЕ3	2 елемента 4І-НІ з входом стробування
20	7426	144ЛА11	4 елемента 2І-НІ з відкритим колектором
21	7428	155ЛЕ5	4 елемента 2АБО-НІ
22	7430	155ЛА2	елемент 8І-НІ
23	7432	155ЛЛ1	4 елемента 2АБО
24	7437	155ЛА12	4 елемента 2І-НІ з відкритим колектором
25	7438	155ЛА13	4 елемента 2І-НІ з відкритим колектором
26	7440	155ЛА6	2 елемента 4І-НІ з підвищеною потужністю
27	7442	555ИД6	Дешифратор 4x10
28	7451	155ЛР11	2 елемента 2І-2АБО-НІ
29	7454	155ЛР13	2 елемента 2І та 2 елемента 3І поєднані через 4-АБО-НІ
30	7455	155ЛР4	2 елемента 4І-2АБО-НІ. Вихідні каскади мають додаткові входи С - Collector та Е - Emitter, які дозволяють об'єднувати виходи за АБО.

№ з/П	Тип SN74	Вітчизняний аналог	Призначення
31	7472	155ТВ1	JK тригер з елементом 3І на вході
32	7474	155ТМ2	2 D-тригера
33	7475	155ТМ7	4 D-тригера з прямими та інверсними вих.
34	7476	155ТВ7	2 JK-тригера
35	7477	155ТМ5	4 D-тригера з прямими виходами
36	7478	134ТВ14	2 JK-тригера
37	7486	155ЛП5	4 елемента Виключне АБО
38	7490	155ІЕ2	4-розрядний асинхронний двійково-десятковий лічильник
39	7491	134ІР2	8-розрядний регістр зсуву
40	7492	155ІЕ2	4-розрядний асинхронний лічильник-подільник на 12
41	7493	155ІЕ5	4-розрядний асинхронний двійковий лічильник
42	74107	155ТВ6	2 JK-тригера з незалежним встановленням в нуль
43	74109	155ТВ15	2 JK-тригера
44	74112	155ТВ9	2 JK-тригера
45	74113	155ТВ10	2 JK-тригера з перед установкою
46	74114	155ТВ11	2 JK-тригера з окремими передустановками та загальним встановленням в нуль
47	74125	155ЛП8	4 буфера з трьома станами
48	74126	155ЛП14	4 формувальника з трьома станами
49	74132	155ТЛ3	4 тригера Шмідта
50	74134	155ЛА19	елемент 12І-НІ з трьома станами
51	74138	155ІД7	дешифратор-демультиплексор 3x8
52	74139	155ІД14	2 дешифратора демультиплексора 2x4
53	74145	155ІД10	двійково-десятковий дешифратор з відкритим колектором
54	74147	555ІВ3	пріоритетний шифратор 10-4
55	74148	155ІВ1	шифратор пріоритетів 8x3
56	74150	155КП1	селектор-мультиплексор 16x1
57	74151	155КП7	селектор-мультиплексор 8x1
58	74152	155КП5	селектор-мультиплексор 8x1
59	74153	155КП2	2 селектора-мультиплексора 4x2
60	74154	155ІД3	дешифратор-демультиплексор 4x16
61	74155	155ІД4	2 дешифратора-демультиплексора 2x4
62	74156	555ІД5	2 дешифратора-демультиплексора 2x4 з відкритим колектором

№ з/П	Тип SN74	Вітчизняний аналог	Призначення
63	74157	533КП16	4-розрядний селектор-мультиплексор 2x1
64	74158	1533КП18	4-розрядний селектор-мультиплексор 2x1 з інверсією
65	74160	155ИЕ9	4-розрядний синхронний двійково-десятковий лічильник
66	74162	1533ИЕ11	4-розрядний синхронний десятковий лічильник
67	74163	155ИЕ18	4-розрядний синхронний реверсивний двійково-десятковий лічильник
68	74164	155ИР8	8-розрядний регістр зсуву з паралельними виходами
69	74165	555ИР9	8-розрядний регістр зсуву з паралельним вводом
70	74166	555ИР10	8-розрядний регістр зсуву з синхронним паралельними вводом
71	74169	155ИЕ17	4-розрядний синхронний реверсивний лічильник
72	74173	155ИР15	4-розрядний регістр з трьома станами
72	74174	155ТМ9	6 D-тригерів
73	74175	155ТМ8	4 D-тригера
74	74181	155ИП3	4-розрядний АЛП (АЛУ)
75	74191	155ИЕ13	синхронний реверсивний двійковий лічильник
76	74192	155ИЕ6	двійково-десятковий реверсивний лічильник
77	74194	155ИР11	4-розрядний універсальний регістр зсуву
78	74195	155ИР12	4-розрядний регістр зсуву з паралельним вводом
79	74198	155ИР13	8-розрядний універсальний регістр зсуву
80	74240	155АП3	8 трьох станових буферів з інверсією
81	74241	155АП4	8 буферів з трьома станами
82	74244	155ПА5	2x4 буферів з трьома станами
83	74251	155КП15	селектор-мультиплексор 8x1 з трьома станами
84	74253	155КП12	2 селектора-мультиплексора 4x1 з трьома станами
85	74257	155КП11	4 селектора-мультиплексора 2x1 з трьома станами
86	74258	155КП14	4 селектора-мультиплексора 2x1 з трьома станами та інверсією

№ з/П	Тип SN74	Вітчизняний аналог	Призначення
87	74273	155ИР35	8-розрядний регістр з установкою нуля
88	74279	555ТР2	4 RS-тригера з заціпками
89	74280	1533ИП5	9-розрядна схема контролю парності
90	74283	155ИМ6	4-розрядний повний суматор з прискореним переносом
91	74298	155КП13	4 2- входових мультиплексора з пам'яттю
92	74353	555КП17	2 мультиплексора 4x1 з інверсією та трьома станами виходу
93	74365	155ЛП10	6 повторювачів з одночасним керуванням входами і трьома станами
94	74367	155ЛП11	6 повторювачів з роздільним керуванням входами і трьома станами
95	74373	155ИР22	8-розрядний буферний регістр з трьома станами і потенціальним керуванням
96	74374	155ИР23	8-розрядний буферний регістр з трьома станами і імпульсним керуванням
97	74377	155ИР27	8-розрядний регістр з дозволом запису
98	74395	533ИР25	4-розрядний паралельний регістр зсуву

Таблиця відповідності мікросхем з бібліотек EWB-5.12:

№ з/п	Тип CD 4000	Вітчизняний аналог	Призначення
1	4000	176ЛП4	2 елемента 3АБО-НІ та 1 елемент НІ
2	4001	561ЛЕ5	4 елемента 2АБО-НІ
3	4002	561ЛЕ6	2 елемента 4АБО-НІ
4	4008	561ИМ1	4-розрядний повний суматор
5	4009	176ПУ2	6 перетворювачів рівня з інверсією
6	4010	176ПУ3	6 перетворювачів рівня без інверсії
7	4011	561ЛА7	4 елемента 2І-НІ
8	4012	561ЛА8	2 елемента 4І-НІ
9	4013	561ТМ2	2 D-тригера
10	4015	561ИР2	2 4-розрядних регістрів зсуву
11	4017	561ИЕ8	десятковий лічильник з дешифратором
12	4019	561ЛС2	4 елемента 4І-АБО
13	4023	561ЛА9	3 елемента 3І-НІ
14	4024	176ИЕ1	6-розрядний двійковий лічильник
15	4025	1561ЛЕ10	3 елемента 3АБО-НІ
16	4027	561ТВ1	2 JK-тригера
17	4028	561ИД1	двійково-десятковий дешифратор
18	4030	561ЛП2	4 елемента Виключне АБО
19	4040	1561ИЕ20	12-розрядний двійковий лічильник
20	4042	561ТМ3	4 D-тригера
21	4043	561ТР2	4 RS-тригера
22	4049	561ЛН2	6 елементів НІ
23	4050	561ПУ4	6 перетворювачів рівня
24	4066	561КТ3	4 перемикача цифрового або аналогового сигналу
25	4070	1561ЛП14	4 елемента Виключне АБО
26	4081	1561ЛИ2	4 елемента 2І
27	4502	561ЛН1	6 стробуємих інверторів
28	4516	561ИЕ11	4-розрядний реверсивний лічильник
29	4520	561ИЕ10	2 4-розрядних лічильника
30	4556	1561ИД7	двійковий декодер-демультиплексор

Приклад Mathcad програми для визначення параметрів генераторів на ОП

Работа №5 Генератор прямокутних сигналів

Дано $f := 100$ $T_H := 0.01$ $U_{нас} := 15$ Регулювати T_H

1. Прийняти $\Delta := 3.7$ $R_3 := 10000$ $R_1 := R_3$ $C_1 := 0.05 \cdot 10^{-6}$ Регулювати Δ

$t_1 := \frac{1}{2 \cdot f}$ $t_1 = 0.005$ $R_2 := \frac{T_H}{C_1}$ $R_2 = 200000$ $t(R_1, R_3) := T_H \cdot \ln\left(1 + 2 \cdot \frac{R_3}{R_1}\right)$

Given

$R_1 > 0$ $R_3 > 0$ $\Delta = U_{нас} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}$ $T_H = R_2 \cdot C_1$

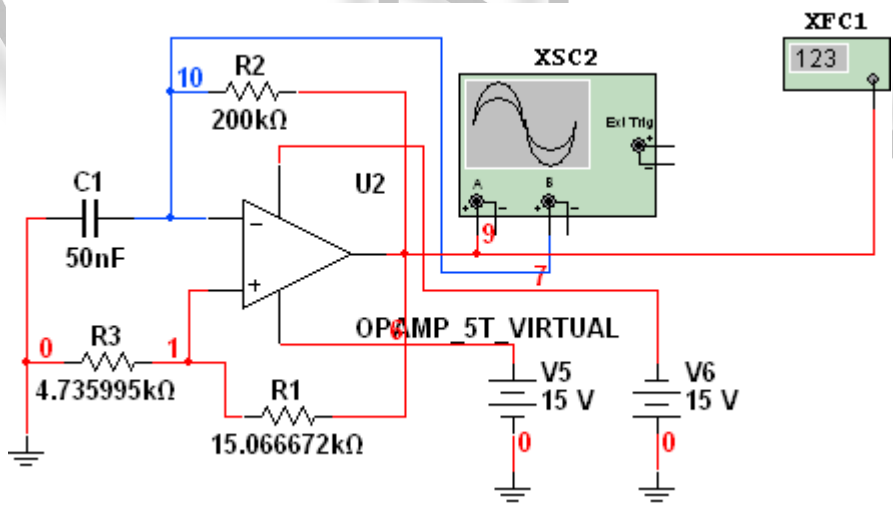
$vec := \text{Find}(R_3, R_1, R_2)$ $vec = \begin{pmatrix} 4933.328266667 \\ 15066.671733333 \\ 200000 \end{pmatrix}$ $R_3 := vec_0 \cdot 0.96$ $R_1 := vec_1$

$\text{Maximize}(t, R_3, R_1)$ $R_2 := vec_2$

$R_1 = 15066.671733333$ $R_3 = 4735.995$ $R_2 = 200000$

Перевірка

2. $t_1 := T_H \cdot \ln\left(1 + 2 \cdot \frac{R_3}{R_1}\right)$ $t_1 = 0.0048776$ $\Delta := U_{нас} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}$ $\Delta = 3.587$



Робота №6 Генератор пилкоподібних сигналів

Дано $f := 2000$ $T_H := 0.001$ $U_{outmax} := 7$

Регулювати опорну напругу і амплітуду вхідного сигналу

1. Прийняти $U_{оп} := 3$ $R_6 := 10000$ $C_2 := 1.5 \cdot 10^{-6}$ $U_{нас} := 15$

Given

$$T_H = R_6 \cdot C_2 \quad U_{outmax} = \frac{U_{оп}}{f \cdot R_6 \cdot C_2}$$

$vec := \text{Find}(R_6, C_2)$

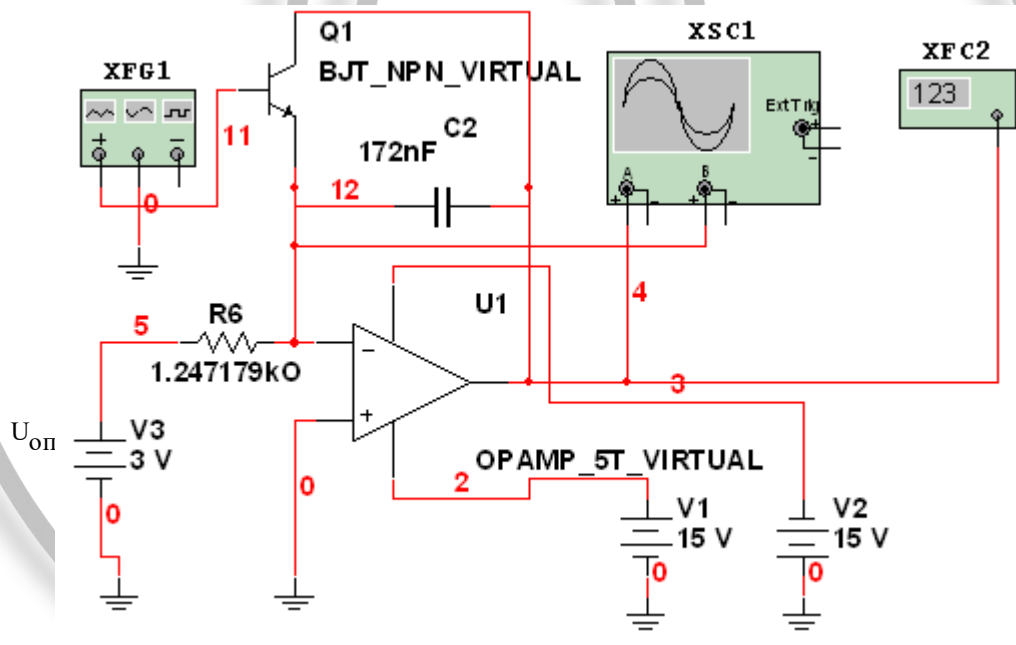
$$vec = \begin{pmatrix} 1247.179467495 \\ 0.000000172 \end{pmatrix}$$

$$R_6 := vec_0$$

$$C_2 := vec_1$$

$$R_6 = 1247.179$$

$$C_2 = 0.000000172$$



Робота №7

Генератор трикутних сигналів

Дано $f := 2000$ $T_{и} := 0.005$

1. **Прийняти** $U_{outmax} := 0.5$ $U_{нас} := 20$

Регулювати U_{outmax}

$$\alpha := \frac{U_{нас}}{U_{outmax}} \quad \alpha = 40$$

$$\frac{R_3}{R_2}$$

$$t_1 := \frac{1}{2 \cdot f} \quad t_1 = 0.00025$$

2. **Прийняти**

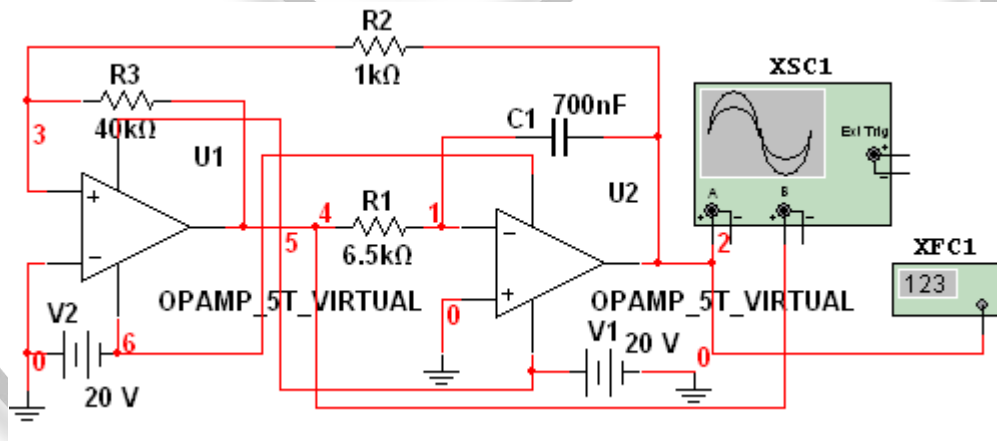
$$C_1 := 0.7 \cdot 10^{-6} \quad R_1 := \frac{T_{и}}{C_1 \cdot 1.099} \quad R_1 = 6499.415052645$$

3.. **Прийняти**

$$R_2 := 1000 \quad R_3 := R_2 \cdot \alpha \quad R_3 = 40000$$

Проверка

$$t_1 := 2 \cdot T_{и} \cdot \frac{R_2}{R_3} \quad t_1 = 0.00025$$



Работа №8

Перетворювач напруга частота

Дано $U_{1max} := 10$

1. **Прийняти** $U_{нас} := 20$ $T_{и} := 0.005$ $U_{in} := 20$ $R_3 := 100000$

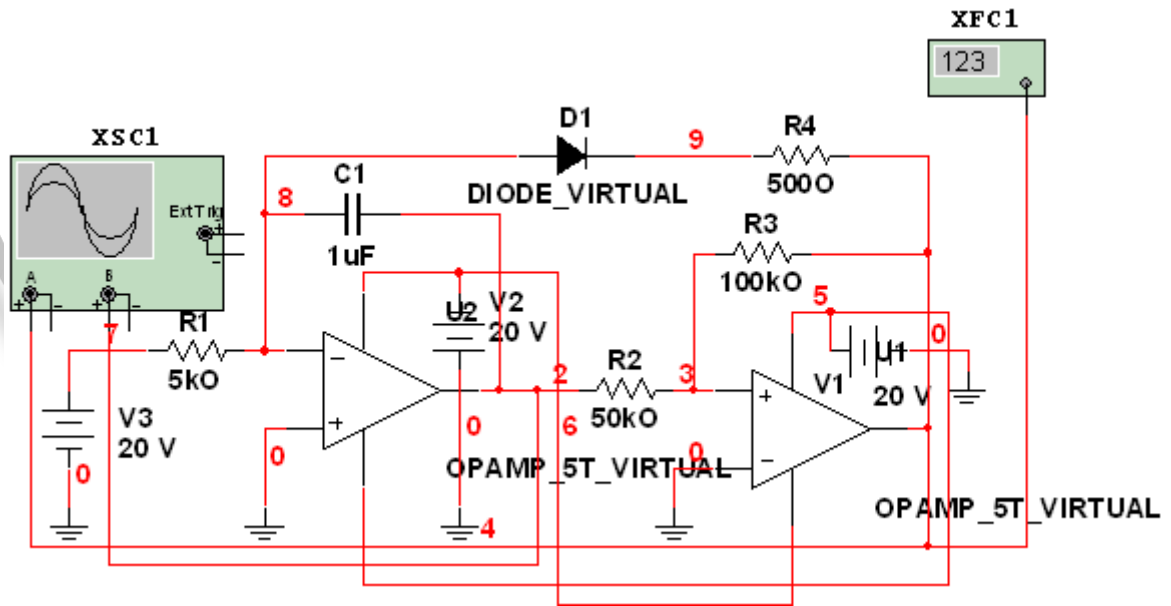
$$\alpha := \frac{U_{1max}}{U_{нас}} \quad \alpha = 0.5 \quad R_2 := R_3 \cdot \alpha \quad R_2 = 50000$$

2. $t_1 := 2 \cdot T_{и} \cdot \frac{U_{1max}}{U_{in}} \quad t_1 = 0.005$

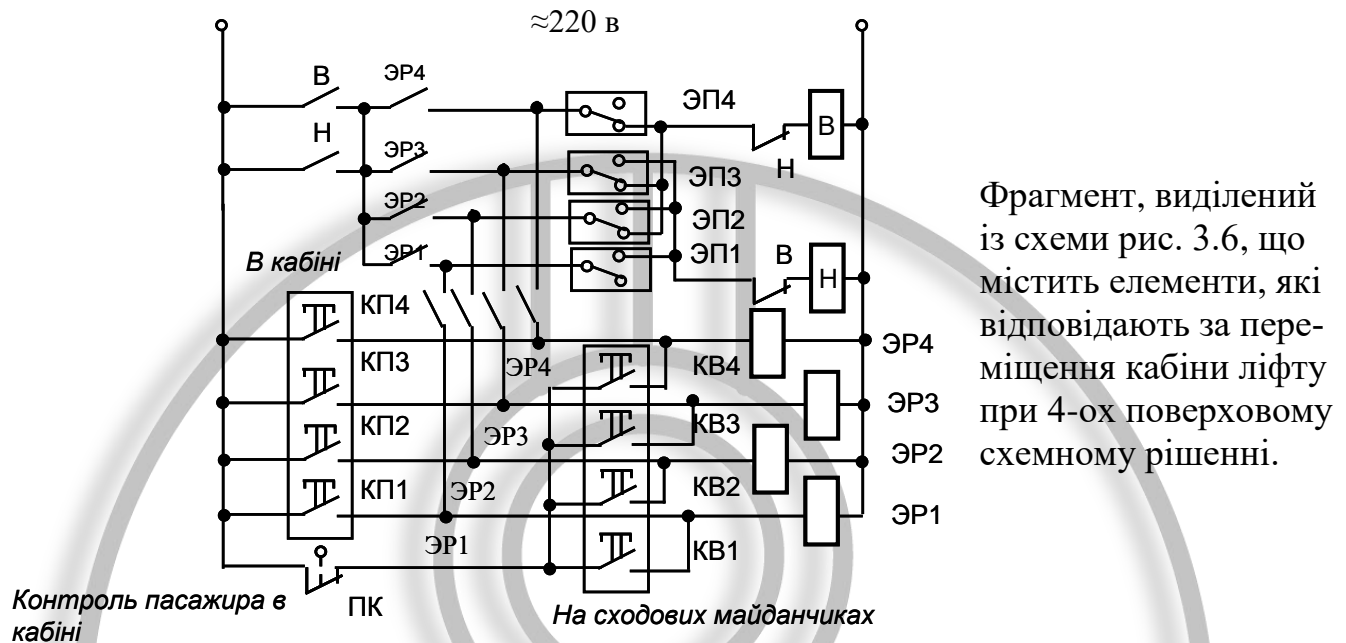
3. **Прийняти** $C_1 := 1 \cdot 10^{-6}$ $R_4 := R_1 \cdot 0.1$ $R_4 = 500$ из условия $R_4 \ll R_1$

$$R_1 := \frac{T_{и}}{C_1} \quad R_1 = 5000$$

4. $t_2 := \frac{2 \cdot T_{и} \cdot U_{1max} \cdot R_4}{U_{нас} \cdot R_1 - U_{in} \cdot R_4} \quad t_2 = 0.001$ $f := \frac{1}{t_1 + t_2} \quad f = 180$



Приклад проектування схеми керування 4-поверхового ліфту



Вхідні і перетворенні рівняння ФАЛ із виключенням дії логічного додавання шляхом використання теореми Де-Моргана для схеми, що запропонована вище.

$$\overline{\text{ЭР1}} = (B + H) \cdot \overline{\text{ЭР1}} + \overline{\text{КП1}} + \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ1}} = \overline{B} \cdot \overline{H} \cdot \overline{\text{ЭР1}} \cdot \overline{\text{КП1}} \cdot \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ1}}$$

$$\overline{\text{ЭР2}} = (B + H) \cdot \overline{\text{ЭР2}} + \overline{\text{КП2}} + \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ2}} = \overline{B} \cdot \overline{H} \cdot \overline{\text{ЭР2}} \cdot \overline{\text{КП2}} \cdot \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ2}}$$

$$\overline{\text{ЭР3}} = (B + H) \cdot \overline{\text{ЭР3}} + \overline{\text{КП3}} + \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ3}} = \overline{B} \cdot \overline{H} \cdot \overline{\text{ЭР3}} \cdot \overline{\text{КП3}} \cdot \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ3}}$$

$$\overline{\text{ЭР4}} = (B + H) \cdot \overline{\text{ЭР4}} + \overline{\text{КП4}} + \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ4}} = \overline{B} \cdot \overline{H} \cdot \overline{\text{ЭР4}} \cdot \overline{\text{КП4}} \cdot \overline{\text{ПК}} \cdot \overline{\text{КВ4}}$$

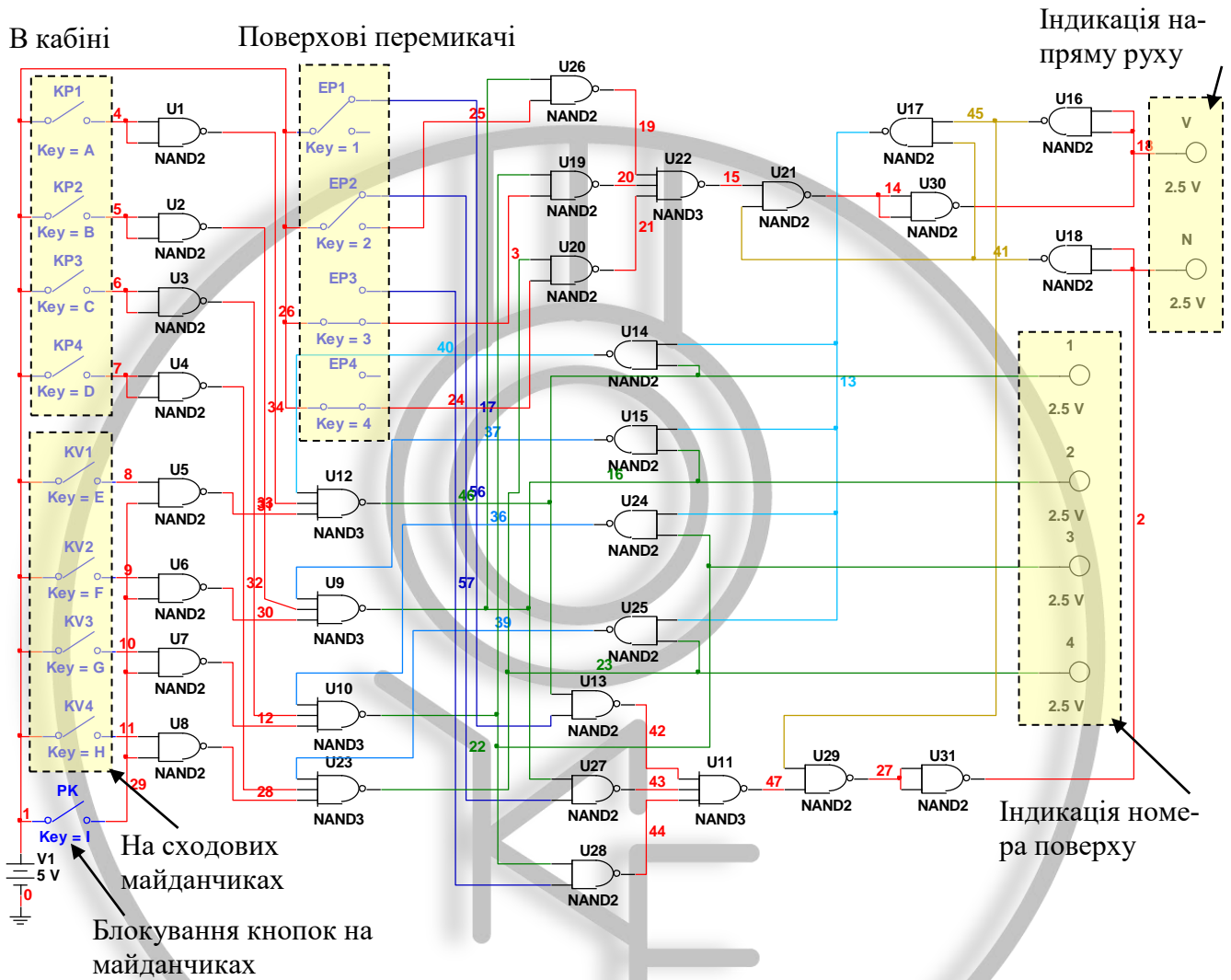
$$B = \overline{H} \cdot (\overline{\text{ЭР2}} \cdot \overline{\text{ЭП2}} + \overline{\text{ЭР3}} \cdot \overline{\text{ЭП3}} + \overline{\text{ЭР4}} \cdot \overline{\text{ЭП4}})$$

$$H = \overline{B} \cdot (\overline{\text{ЭР1}} \cdot \overline{\text{ЭП1}} + \overline{\text{ЭР2}} \cdot \overline{\text{ЭП2}} + \overline{\text{ЭР3}} \cdot \overline{\text{ЭП3}})$$

$$B = \overline{H} \cdot \overline{\text{ЭР2}} \cdot \overline{\text{ЭП2}} \cdot \overline{\text{ЭР3}} \cdot \overline{\text{ЭП3}} \cdot \overline{\text{ЭР4}} \cdot \overline{\text{ЭП4}}$$

$$H = \overline{B} \cdot \overline{\text{ЭР1}} \cdot \overline{\text{ЭП1}} \cdot \overline{\text{ЭР2}} \cdot \overline{\text{ЭП2}} \cdot \overline{\text{ЭР3}} \cdot \overline{\text{ЭП3}}$$

Розроблена модель кінцевої схеми керування 4-х поверхового ліфту.



СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Схемотехника. Аналоговая схемотехника./ Учебное пособие – В.Н. Ашанин, С.Г. Исаев, В.В. Ермаков. Пенза: ПГУ, 2007. 272 с.
2. Терещук Р.М. и др. Полупроводниковые приёмно-усилительные устройства: С.А. Седов. – 4-е изд., стер. – Киев: Наук. Думка, 1989. – 800 с.: ил. – Библиогр.: с. 795-800. – (В пер.): 4 р. 60 к, 400000 экз. (4-й завод 250001 – 300000 экз.)
3. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. – К: Вища школа, 1983. – 240с.
4. Методические указания к курсовому проекту по дисциплине «Аналоговая и цифровая электроника» для студентов специальности 7.091.002. / Составитель И.П. Пашкин. – Житомир: ЖИТИ, 1998, – 35с.
5. Терещук З.М., Терещук К.М., Седов С.А. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства. Справочник радиолюбителя. – К: Наукова думка, 1989. – 820с.
6. Цокур Е.И. Алгоритмы расчета силовых частей ИСН. – Казань: КАИ, 1987. – 32с.
7. Найтвель Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Издательство "Радио и связь", 1985. – 576с
8. Сидоров И.Н. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. – М.: Издательство "Радио и связь", 1985. – 416с.
9. Дьяконов М.Н. Справочник по электрическим конденсаторам – М.: Издательство "Радио и связь", 1983. – 576с.
10. Баюков А.В. Полупроводниковые приборы: диоды и тиристоры – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 744с.
11. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов – М.: САЛОН-Пресс, 2001. – 327с.
12. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному – М.: САЛОН-Пресс, 2005. – 416с.
13. Ермаков, С.Ф. Операционные усилители: лабораторный практикум по дисциплине «Электронные устройства на транспорте» / С.Ф. Ермаков, В.Е. Минин, Г.С. Гаврилов; М-во образования Респ. Беларусь. гос. ун-т трансп. – Гомель: БелГУТ, 2009. – 87 с.
14. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; Под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 1999. – 768 с.: ил.



Бородай Валерій Анатолійович

(народився у 1963 р.)

Кандидат технічних наук, доцент. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут. Працює у Державному ВНЗ "Національний гірничий університет" на посаді заступника декана електротехнічного факультету з навчальної роботи, доцент кафедри електропривода. Наукова діяльність присвячена проблемам ресурсозбереження у гірничо-металургійному комплексі та розробці його енергетичного устаткування.



Савченко Сергій Борисович

(народився у 1972 р.)

Старший викладач. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут. Працював у Державному ВНЗ "Національний гірничий університет" на посаді старшого викладача кафедри електропривода. Наукова діяльність присвячувалась проблемам інваріантних електроприводів постійного струму з розривним керуванням.



Боровик Роман Олексійович

(народився у 1979 р.)

Закінчив Національну гірничу академію України. Працює у Державному ВНЗ "Національний гірничий університет" на посаді асистента кафедри електропривода. Наукова діяльність присвячена програмному керуванню потужними синхронними електроприводами.

Навчальне видання

Бородай Валерій Анатолійович
Савченко Сергій Борисович
Боровик Роман Олексійович

ПРАКТИЧНА СХЕМОТЕХНІКА В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

Навчальний посібник
(лабораторний практикум)

Друкується у редакційній обробці авторів

Підписано до друку _____._____.20____. Формат 30x42/4.
Папір офсет. Ризографія. Ум. друк. арк. 12,5.
Обл.-вид. арк. 12,5. Тираж 75 прим. Зам. №

Підготовлено до друку та надруковано
у Державному вищому навчальному закладі
«Національний гірничий університет».

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842.
49027, м. Дніпропетровськ, просп. К. Маркса, 19