

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

КАГАНЮК О.К., ПОЛЩУК М.М., ЗДОЛБИЦЬКА Н.В., БОРТНИК К.Я.

КОМП'ЮТЕРНА ЕЛЕКТРОНІКА

Навчальний посібник

Луцьк – 2020

УДК 004.31 (075.8)

К63

Рекомендовано до друку Вченою радою
Луцького національного технічного університету
03 грудня 2020 року, протокол № 3.

Рецензенти:

В.Й. Чабан – д.т.н., професор, професор кафедри теоретичної та загальної електротехніки Національного університету «Львівська політехніка».

А.А. Федонюк – к.ф.-м.н., доцент, проректор з економічно-господарської роботи Волинського національного університету імені Лесі Українки.

В.С. Кардашук – к.т.н., доцент, доцент кафедри комп'ютерних наук та інженерії Східноєвропейського національного університету імені Володимира Даля.

К63 Каганюк О.К., Поліщук М.М., Здолбіцька Н.В., Бортник К.Я.

Комп'ютерна електроніка [Текст] : навчальний посібник для здобувачів першого (бакалаврського) рівня освітньо-професійної програми «Комп'ютерна інженерія» галузь знань 12 Інформаційні технології спеціальності 123 Комп'ютерна інженерія денної та заочної форм навчання / уклад. О.К. Каганюк, М.М. Поліщук, Н.В. Здолбіцька, К.Я. Бортник. – Луцьк : Луцький НТУ, 2020. – 224 с.

У даному навчальному посібнику представлені матеріали щодо вивчення елементної бази, що формує світогляд молоді людини в вивченні та будови основних компонентів електронних принципових схем із використанням знайомих елементів.

Студент має можливість ознайомитись із вимірювальними приладами, що використовуються під час проведення діагностики на предмет пошуку несправностей у електронних блоках комп'ютерних пристроїв. Навчальний посібник розрахований для студентів інженерно-технічних спеціальностей вищих навчальних закладів.

ISBN 978-617-672-236-6

© О.К. Каганюк,
М.М. Поліщук,
Здолбіцька Н.В.,
Бортник К.Я., 2020

ПЕРЕДМОВА

Кожен з вас починає вивчати електронні схеми. Послідовність теоретичного матеріалу у навчальному посібнику є такою, що крок за кроком ви опановуватимете основні сучасні базові елементи, із яких формуються елементи принципових схем аналогової і цифрової електроніки.

Електронне обладнання усюди супроводжує наше життя і на роботі, і вдома, а вчені та інженери без такого обладнання практично не можуть здійснити свою роботу. Тому кожному корисно буде зробити всі завдання з цієї книги. Після вивчення цього курсу навчального посібника, ви зможете спроектувати і зібрати аналогову або цифрову схему і впоратися з будь-якою проблемою в електронному обладнанні. Базові знання з електроніки допоможуть розібратися в специфіці роботи обладнання і приладів, що будуть застосовуватися в ваших дослідженнях, випробуваннях, роботі.

Звичайно, якщо ви вивчали такі теоретичні дисципліни, як електромагнетизм і квантова механіка, ви швидше освоїте запропонований курс, однак незнання їх не є перешкодою і ви все одно за допомогою цієї книги навчитеся проектувати і використовувати електронні пристрої.

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	3
ЗМІСТ	4
УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ.....	10
РОЗДІЛ 1. КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ. ОСНОВНІ ВЕЛИЧИНИ, ОСНОВНІ ЗАКОНИ.....	14
1.1. Електричний заряд	14
1.2. Електричний струм	14
1.3. Напруга і потенціал.....	15
1.4. Закон Ома.....	16
1.5. Опір і провідність.....	17
1.6. Температурна залежність опору	17
1.7. Індуктивність	18
1.8. Ємність	19
1.9. Ідеальне джерело напруги	20
1.10. Ідеальне джерело струму.....	20
1.11. Закони Кірхгофа	21
1.11.1. Перший закон Кірхгофа (закон струмів).....	21
1.11.2. Другий закон Кірхгофа (закон напруг).....	22
1.12. Потужність і енергія.....	22
1.12.1. Енергія і потужність теплового розсіювання на резисторі.....	23
1.12.2. Енергія магнітного поля котушки індуктивності	24
1.12.3. Енергія електричного поля зарядженого конденсатора.....	25
1.13. Коефіцієнт корисної дії.....	26
1.14. Передача максимальної потужності.....	27
РОЗДІЛ 2. RC-ЛАНЦЮГИ.....	29
2.1. Конденсатори.....	29
2.2. Використання конденсаторів	30
2.3. Типи і номінали конденсаторів.....	33
2.4. Струм, напруга і потужність	33

2.5. Потенціометр як дільник напруги	35
2.6. Дільник постійної напруги	36
2.7. Дільник змінної напруги.....	36
2.8. RC-ланцюг.....	37
2.9. RC-схема як інтегратор.....	38
2.10. RC-схема як диференціатор	40
2.11. Виходи	42
РОЗДІЛ 3. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ	44
3.1. Загальні принципи.....	44
3.2. Основні параметри транзистора	47
3.2.1. Коефіцієнт посилення по струму	47
3.3. Схеми включення транзисторів	50
3.3.1. Схема із загальним емітером	50
3.3.2. Ключовий режим роботи.....	52
3.3.3. Підсилювальний режим роботи транзистора.....	54
3.3.4. Схема включення транзистора із загальним колектором	59
3.3.5. Схема із загальною базою	60
3.4. Практична частина	61
3.4.1. Теоретична частина.....	61
3.4.2. Біполярні транзистори (BJT).....	62
3.4.3. Основні визначення	64
3.4.4. Аналіз транзисторних схем.....	65
3.4.5. Модель транзистора Еберса-Молла	66
3.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT).....	67
3.5.1. Конструкція і особливості роботи IGBT	67
3.5.2. IGBT-модулі	70
3.6. Експерименти	76
3.6.1. Перевірка транзисторів.....	76
3.7. Додаткові експерименти.....	84
3.7.1 Пара Дарлінгтона	84
3.7.2. Двотактний підсилювач.....	85

РОЗДІЛ 4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ	88
4.1. Принцип роботи польових транзисторів	88
4.2. Характеристики польових транзисторів	89
4.3. Математична модель польового транзистора	90
4.4. Польовий транзистор із р-n-переходом	91
4.5. Характеристики польового транзистора з р-n- переходом	92
4.5.1 Вхідні і вихідні характеристики польового транзистора з р-n- переходом і каналом n-типу	92
4.5.2. Схема ключа на польовому транзисторі з р-n-переходом	93
4.6. Польові транзистори з ізольованим затвором	94
4.6.1. Вхідні і вихідні характеристики МОН-транзистора з каналом типу (КП 305)	96
4.6.2. МОН-транзистори з індукованим каналом	96
4.6.3. Крутизна	99
4.6.4. Ключ на КМОН – транзисторах с індукованим каналом.....	99
4.7. Експерменти з польовими транзисторами	102
4.7.1. Характеристики польових транзисторів	102
4.7.2. Джерело струму на польовому транзисторі.....	104
4.8. Підсилювач на польовому транзисторі з керуючим р-n-переходом.....	107
РОЗДІЛ 5. ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ	109
5.1. Загальні положення	109
5.2. Аналогові мікросхеми. Операційні підсилювачі	109
5.2.1. Властивості ОП	109
5.2.2. Основи схемотехніки ОП	111
5.2.3. Основні схеми включення ОП	113
5.2.4. Неінвертуюче включення	116
5.3. Практична реалізація диференціального підсилювача	119
5.3.1. Диференціальний підсилювач	119
5.4. Операційні підсилювачі	124
5.4.1. Дзеркало струму	124
5.4.2. Диференціальний підсилювач із джерелом струму.....	125

5.4.3. Покращене дзеркало струму	127
5.4.4. Дзеркало струму Вільсона.....	127
5.5. Пристрої на основі операційного підсилювача.....	128
5.5.1. Обробка сигналів операційними підсилювачами	128
5.5.2. Диференціатор.....	129
5.5.3. Інтегратор.....	131
5.5.4. Логарифмічний і експонентний підсилювачі.....	132
5.6. Експерименти	133
5.6.1. Диференціатор і інтегратор.....	133
5.7. Додаткові експерименти.....	138
РОЗДІЛ 6 КОМПАРАТОРИ І ГЕНЕРАТОРИ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ	
ПІДСИЛЮВАЧІВ.....	140
6.1. Схема застосування компаратора для широтно-імпульсного регулювання	141
6.2. Тригер Шмітта	143
6.3. Схема мультівібратора.....	145
6.4. Практична реалізація компараторів і генераторів	146
6.4.1. Експерименти	147
6.5. Додаткові експерименти.....	155
6.5.1. Сигналізатор	155
6.5.2. Генератор синуса-косинуса.....	156
6.5.3. Активний смуговий фільтр	157
РОЗДІЛ 7. ЧАСТОТНИЙ АНАЛІЗ КІЛ.....	160
7.1. Лінійні системи.....	160
7.1.1. Передавальні функції, амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики	161
7.2. Фільтри	163
7.2.1. Фільтри нижніх частот	164
7.2.2. Фільтри верхніх частот.....	165
7.2.3. Смугові фільтри.....	166
7.2.4. Режекторні фільтри.....	167
7.2.5. Фазові фільтри.....	168

7.3. Прості фільтри	168
7.3.1. Фільтри нижніх частот	168
7.3.2. Нормування частотних характеристик	170
7.3.3. Фільтри верхніх частот	173
7.3.4. Фільтри більш високих порядків	175
7.3.5. Смугові фільтри	177
7.3.6. Варіанти реалізації фільтрів	180
7.3.7. Активні фільтри	181
РОЗДІЛ 8 МУЛЬТИВІБРАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ	188
8.1. Опис роботи схеми	189
8.2. Очікуючий одновібратор на транзисторах	189
8.3. Симетричний мультівібратор на логічних елементах	191
8.3.1. Регулювання частоти	195
8.3.2. Регулювання тривалості	195
8.4. Чекаючі мультівібратори, лічильники, мультиплектори, пам'ять із довільним доступом	196
8.4.1. Мультівібратори	197
8.5. Експерименти	198
8.5.1. Десятковий лічильник із наскрізним переносом	198
8.5.2. Дисплей TIL311	199
8.5.3. Очікуючий мультівібратор	200
8.5.5. Мультиплексор	202
8.5.6. Пам'ять із довільним доступом (RAM)	203
РОЗДІЛ 9. АНАЛОГОВО-ЦИФРОВІ І ЦИФРО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЕННЯ	206
9.1. Простий ЦАП	206
9.2. Простий АЦП	208
9.3 Мікросхеми АЦП і ЦАП серії 080x	210
9.3.1. АЦП послідовного наближення	210
9.3.2. ADC080x	210
9.3.3. DAC080x	213
9.4. Вимірювання змінного струму	215

9.5. Додаткові експерименти.....	216
9.6. Схема 8-бітного АЦП послідовного наближення.....	220
9.7. Спрощена версія керуючої логіки	220
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	222

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

A	Коефіцієнт посилення напруги
$A(\omega)$	Частотна характеристика посилення, дБ
$A(\omega)$	Ослаблення, дБ
B	Смуга пропускання, Гц
$B_{3\text{ дБ}}$	Смуга пропускання на рівні 3 дБ, Гц
B_{rel}	Відносна смуга пропускання
$B(\omega)$	Логарифмічна ФЧХ
D	Коефіцієнт загасання
F	Коефіцієнт форми (для фільтра)
f_0	Центральна частота, резонансна частота, Гц
f_c	Критична частота або частота зламу АЧХ
f_{cl}	Нижня критична частота
f_{cu}	Верхня критична частота
$G(\omega)$	Передавальна функція
$ G(\omega) $	АЧХ
$G(\Omega)$	Нормалізована по частоті передавальна функція
$\text{Im}()$	Уявна частина
Q	Добротність
$\text{Re}()$	Дійсна частина
T	Функція перетворення системи
t_r	Час наростання сигналу
V_{in}	Вхідна напруга
V_{out}	Вихідна напруга
$\varphi(\omega)$	ФЧХ
ω_0	Резонансна кутова частота
ω_c	Кутова критична частота
$\omega_{j\omega r}$	Нижня критична частота
$\omega_{u\omega r}$	Верхня критична частота
Ω	Частота нормалізації

- Ω_3 Частота нормалізації, за якої амплітуда передавальної функції зменшується на 3 дБ
- $\Omega_{j\omega_l}$ Нижня нормалізована критична частота
- Ω_{up} Верхня нормалізована критична частота

ВСТУП

Даний посібник був написаний для більш глибокого вивчення основних положень і удосконалення навиків в елементній базі з комп'ютерної електроніки. Він дає можливість студенту плавно перейти від аналогової техніки до розробки та створення принципів схем на базі цифрових елементів, базою яких є прості елементи, що використовуються в різних сферах не тільки промислових об'єктів, але і на побутовому рівні різного профілю будь-якої галузі, і працюють на сучасному обладнанні на різних електронних пристроях. Такий підхід до вивчення комп'ютерної електроніки, із закріпленням матеріалу практичними задачами з подальшою можливістю провести моделювання роботи окремих блоків і вузлів із використанням сучасних технологій, дає можливість студенту вивчити і розібратись із принципом роботи пристроїв без проведення монтажу з наступною пайкою елементів на першому етапі.

Вивчення даного матеріалу розраховано на I семестр.

Навчальний посібник включає такі частини:

1. Універсальний вимірювальний прилад, макетна плата і осцилограф.
2. RC-схеми.
3. Діоди.
4. Біполярні транзистори.
5. Польові транзистори.
6. Диференціальний підсилювач.
7. Операційні підсилювачі.
8. Пристрої на основі операційного підсилювача.
9. Компаратори і генератори.
10. Комбінаційні логічні схеми.
11. Тригери в логічних схемах.
12. Чекаючі мультивібратори, лічильники, мультиплексори, пам'ять із довільним доступом.
13. Цифроаналогове і аналогово-цифрове перетворення.

У кожній частині є детальні інструкції експериментів і необхідні пояснення. Передбачається, що весь матеріал можна вивчити за 15 тижнів (1 семестр). Під час проходження курсу можливе застосування інших підручників.

РОЗДІЛ 1

КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ. ОСНОВНІ ВЕЛИЧИНИ, ОСНОВНІ ЗАКОНИ

1.1. Електричний заряд

Одиницею вимірювання електричного заряду в системі СІ є кулон (Кл).

Вся електрична теорія побудована на існуванні електричних зарядів, що можуть бути як позитивними, так і негативними. Між двома електричними зарядами завжди діє сила, що описується законом Кулона (розділ 2.1.1). Однойменні заряди відштовхуються один від одного, а різнойменні – притягуються.

З фізичної точки зору будь-який заряд кратний елементарному заряду e . Елементарний заряд $e = \pm 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл.

Електрони переносять негативний заряд, а протони – позитивний. Менша кількість електронів у тілі означає, що тіло заряджене позитивно. Аналогічно цьому надлишок електронів вказує на те, що тіло заряджене негативно.

1.2. Електричний струм

У системі СІ одиницею електричного струму є ампер (А).

Направлений рух носіїв електричного заряду називається електричним струмом:

$$I = \frac{dQ}{dt}. \quad (1.1)$$

Електричний струм I у провіднику дорівнює заряду dQ , що проходить через поперечний переріз провідника за час dt . Струм називається постійним, якщо через провідник за рівні проміжки часу проходить однакову кількість заряду, тобто для постійного струму справедливо:

$$I = \frac{dQ}{dt} = \text{const}. \quad (1.2)$$

Напрямок струму

Позитивним напрямком струму вважається напрямок руху носіїв позитивного заряду, що еквівалентний руху носіїв негативного заряду, що відбувається в зворотному напрямку. У металевих провідниках носіями зарядів є

електрони. Отже, з фізичної точки зору електрони рухаються назустріч позитивному потоку струму (рис. 1.1).

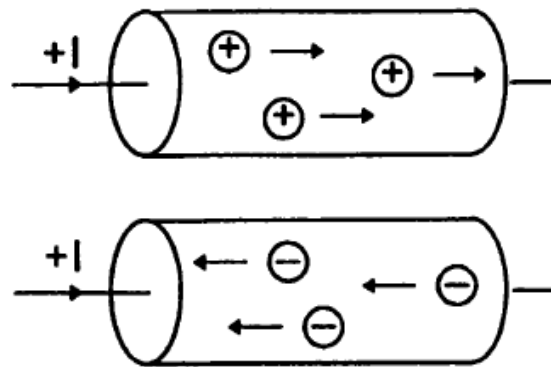


Рис. 1.1. Визначення позитивного напрямку струму

Електричні заряди завжди рухаються по замкнутому контуру. Це означає, що для протікання в ланцюзі електричного струму він повинен бути замкнутий.

1.3. Напруга і потенціал

У системі СІ одиницею вимірювання напруги є вольт (В).

Електричну напругу часто називають електрорушійною силою (ЕРС), що викликає рух носіїв зарядів.

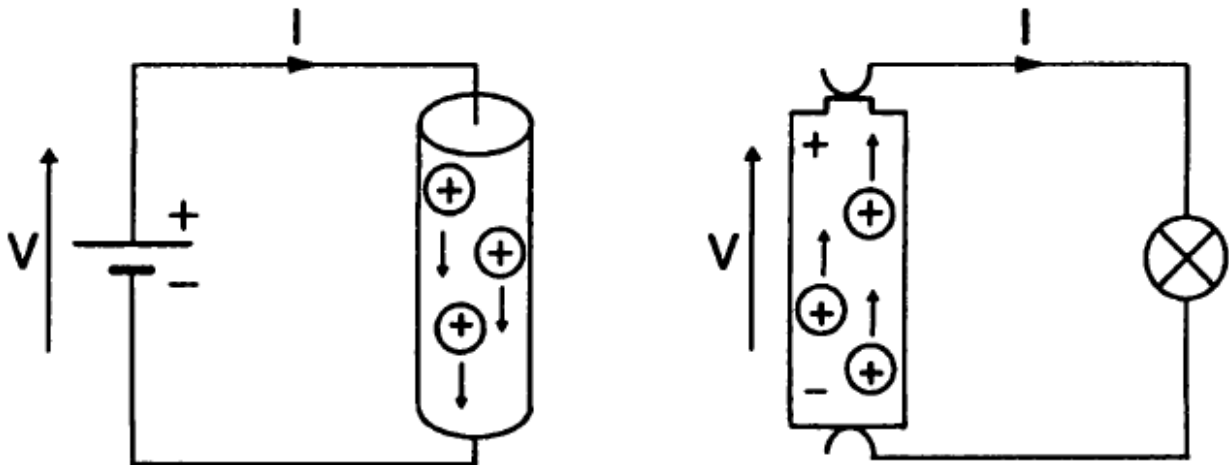


Рис. 1.2. Електричні схеми, що показують полярність напруги і напрямки струму

Електричний струм завжди тече від позитивного до негативного виходу джерела напруги. Оскільки струм може текти тільки в замкнутому ланцюзі, в

середині джерела напруги (наприклад, у батареї) струм тече від негативного виходу до позитивного (рис. 1.2).

Потенціал φ є скалярною величиною. Якщо вважати, що одна з точок простору має нульовий потенціал ($\varphi = 0$), то для всіх інших точок простору може бути визначено абсолютне значення потенціалу. Це значення відповідає енергії, що необхідно передати зарядженій частинці, щоб змусити її переміститися з точки з потенціалом $\varphi = 0$ в задану точку. Для такої фізичної моделі справедливо, що напруга V між двома точками дорівнює різниці потенціалів між ними (рис. 1.3). Тоді можна записати, що:

$$V_{21} = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (1.3)$$

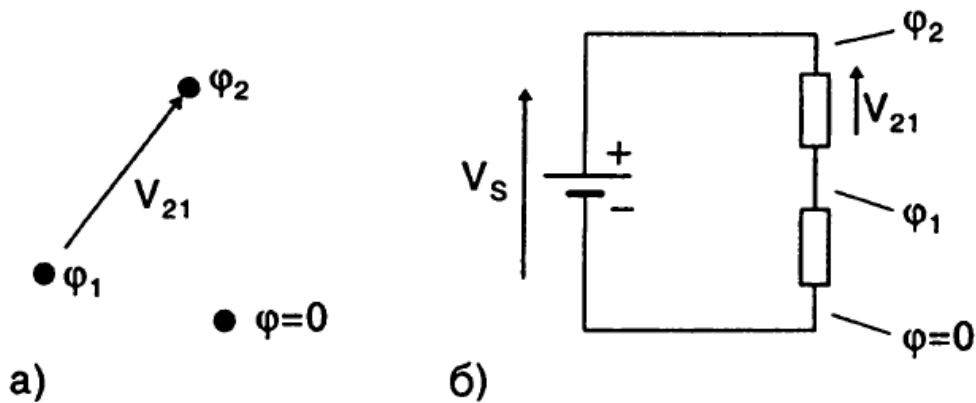


Рис. 1.3. Співвідношення між напругою і потенціалом: а) для довільних точок; б) у замкнутому контурі

1.4. Закон Ома

Величина струму, який проходить через навантаження, визначається прикладеною до неї напругою. Якщо виконується умова, що властивості навантаження не залежать ні від струму, що протікає через неї, ні від напруги, прикладеної до неї, то для такого ланцюга справедливий закон Ома:

$$V \propto I \text{ або } V = R * I. \quad (1.4)$$

Відповідно до цього закону струм змінюється пропорційно напрузі, а величина R , що зв'язує струм і напругу, називається електричним опором.

1.5. Опір і провідність

Одиницею вимірювання опору в системі СІ є ом, $1 \text{ Ом} = 1 \frac{\text{В}}{\text{А}}$.

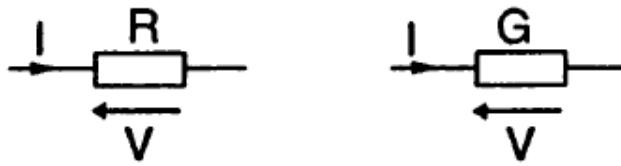


Рис. 1.4. Визначення позитивного напрямку струму

Одиницею вимірювання провідності в системі СІ є сіменс (См), $\text{См} = 1 \frac{\text{А}}{\text{В}}$.

Наступні співвідношення пов'язують струм і напругу через опір R і провідність G (рис. 1.4):

$$\begin{aligned} V &= R * I \text{ або } R = \frac{V}{I}; \\ I &= G * V \text{ або } G = \frac{I}{V}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

1.6. Температурна залежність опору

У всіх резисторах зміна температури призводить до зміни їх опору. Залежність між величиною опору і температурою є практично лінійною і може бути описана через температурний коефіцієнт опору $-\Delta R$ (К-1).

Під час нагрівання резистора R_1 від температури θ_1 до температури θ_2 , його опір зміниться на величину:

$$\Delta R = R_{1\alpha} (\theta_2 - \theta_1). \quad (1.6)$$

Опір резистора при температурі θ_2 можна знайти з виразу:

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (\theta_2 - \theta_1)]. \quad (1.7)$$

Температурний коефіцієнт опору α часто задається при температурі $\theta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$. За допомогою цього значення можна обчислювати величину опору до температур, що не перевищують $\approx 200 \text{ }^\circ\text{C}$. Для більшості резистивних матеріалів

(за винятком деяких типів напівпровідників) α має позитивне значення. Це означає, що із зростанням температури величина опору буде збільшуватися.

Приклад. Для алюмінію і міді $-\alpha = 0,004 \text{ K}^{-1}$. При зміні температури на $-\Delta\theta = 100 \text{ K}$ опір мідного або алюмінієвого дроту зміниться на 40%.

Для знаходження величини опору в більш широкому температурному діапазоні необхідно враховувати нелінійність залежності $R = f(\theta)$. Для цього вводять додатковий квадратичний член із коефіцієнтом $-\beta$. Тоді залежність опору від температури набуває вигляду:

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (\theta_2 - \theta_1) + \beta (\theta_2 - \theta_1)^2]. \quad (1.8)$$

1.7. Індуктивність

У системі СІ одиницею вимірювання індуктивності є генрі (Гн): $1 \text{ Гн} = 1 \text{ В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{А}}$.

Напруга v на елементі з індуктивністю L пропорційна швидкості зміни струму i :

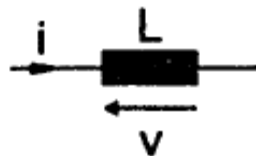


Рис. 1.5. Позначення індуктивності в електричних схемах

$$v = L \frac{di}{dt}, i = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} v dt + I_0, L = \frac{v dt}{di}. \quad (1.9)$$

Струм, що протікає по ланцюгу до початку процесу інтегрування, позначається як I_0 . Якщо на індуктивний елемент подати постійну напругу, то струм у ньому буде наростати за лінійним законом (рис. 1.6).

Струм, що протікає через індуктивний елемент, не може змінюватися миттєво, в той час як напруга на ньому змінюється моментально.

Струм в індуктивному елементі пропорційний інтегралу в часі від прикладеного до нього напруги.

Під індуктивним елементом розуміється індуктор, дросель або котушка індуктивності.

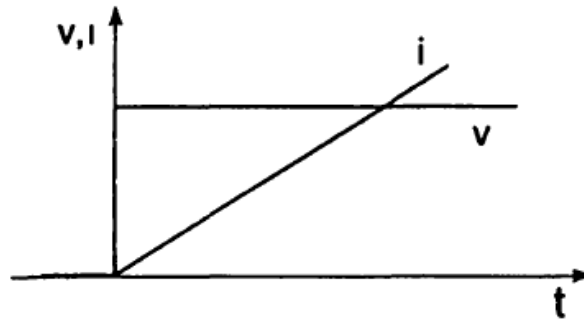


Рис. 1.6. Залежність струму від часу при подачі на індуктивний елемент постійної напруги

1.8. Ємність

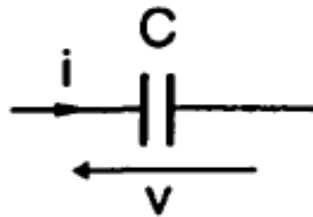


Рис. 1.7. Позначення ємності в електричних схемах

У системі СІ одиницею вимірювання ємності є фарад (Ф): $1\text{Ф} = 1\text{ А} \cdot \frac{\text{с}}{\text{В}}$.

Струм, що протікає через ланцюг із ємнісним елементом, що володіє ємністю C , пропорційний швидкості зміни напруги v на цьому елементі:

$$i = C \frac{dv}{dt}, v = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i dt + V_0, C = \frac{idt}{dv}. \quad (1.9)$$

Напруга, прикладена до ємнісного елемента до початку процесу інтегрування, так само E_0 . Якщо ємнісний елемент підключити до ідеального джерела струму, то напруга на ньому буде змінюватися лінійно (рис. 1.8).

Напруга на ємнісному елементі є безперервною величиною (тобто не може змінюватися миттєво), у той час як струм у ланцюзі з ємнісним елементом змінюється практично моментально.

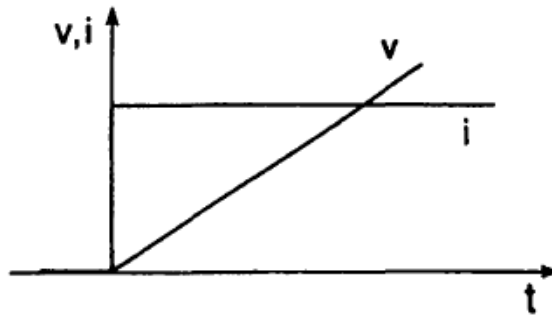


Рис. 1.8. Залежність напруги від часу під час підключення ємнісного елемента до ідеального джерела струму

Ємнісний елемент часто називають конденсатором. Струм, що протікає через ланцюг із ємнісним елементом, призводить до накопичення в ньому електричних зарядів, тобто відбувається його зарядка.

1.9. Ідеальне джерело напруги

Під час підключення до ланцюга джерела напруги в ній з'являється електричний струм (рис. 1.9).

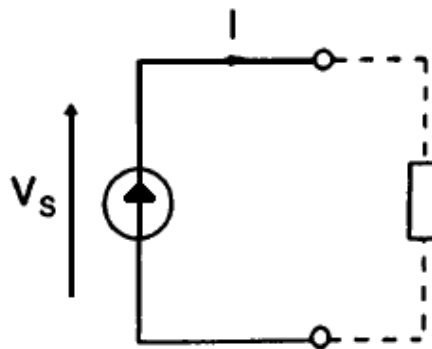


Рис. 1.9. Ідеальне джерело напруги

Ідеальне джерело напруги виробляє напругу V_s , що залежить від змін струму I в навантаженні.

1.10. Ідеальне джерело струму

Ідеальне джерело струму виробляє струм I_s , що не залежить від напруги на навантаженні V (рис. 1.10).

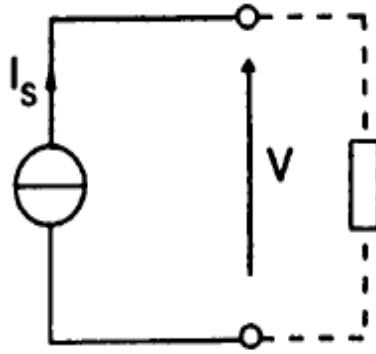


Рис. 1.10. Ідеальне джерело струму

1.11. Закони Кірхгофа

Закони Кірхгофа описують поведінку струму і напруги в електричних схемах. Будь-який електричний ланцюг може бути представлений у вигляді еквівалентної схеми, що складається з гілок, вузлів і контурів (рис. 1.11). Точки з'єднання називаються вузлами, а відрізки, що з'єднують два вузли, – гілками. У свою чергу, гілки формують замкнуті контури.

1.11.1. Перший закон Кірхгофа (закон струмів)

Сума струмів у вузлі завжди дорівнює нулю:

$$\sum_n I_n = 0. \quad (1.11)$$

Іншими словами, це означає, що сума струмів, що втікають у вузол, дорівнює сумі струмів, що витікають із нього. Для ланцюга, показаного на рис. 1.11, можна записати:

$$I_1 - I_2 + I_3 = 0.$$

Для того, щоб краще зрозуміти цей закон, необхідно згадати, що струм тече тільки в замкнутому контурі, у якому ніякі додаткові струми з'явитися не можуть.

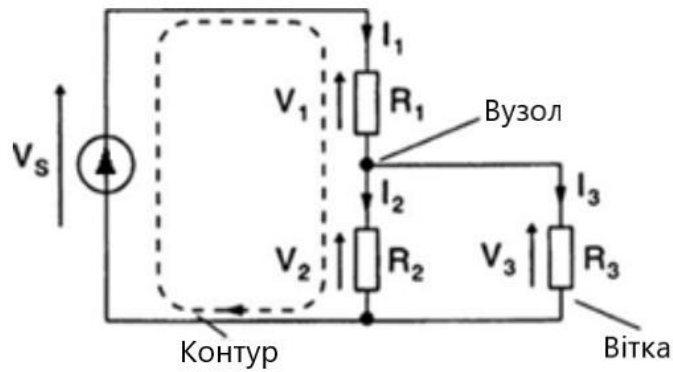


Рис. 1.11. Типова схема, що складається з віток, вузлів і контурів

1.11.2. Другий закон Кірхгофа (закон напруг)

Сума всіх напруг у контурі завжди дорівнює нулю:

$$\sum_m V_m = 0. \quad (1.12)$$

Для схеми на рис. 1.11 це означає, що:

$$- V_S + V_1 + V_2 = 0,$$

$$- V_S + V_1 + V_3 = 0,$$

$$V_2 - V_3 = 0.$$

1.12. Потужність і енергія

У системі СІ одиницею вимірювання потужності є ват: $1 \text{ Вт} = 1 \text{ В} \cdot \text{А}$.

У системі СІ одиницею вимірювання енергії є джоуль: $1 \text{ Дж} = 1 \text{ Вт} \cdot \text{с}$.

Миттєва потужність визначається як:

$$p(t) = i(t) \cdot v(t). \quad (1.13)$$

На практиці часто використовується величина, що називається середньою потужністю P :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot v(t) dt. \quad (1.14)$$

Наприклад, середні втрати потужності на діоді визначаються розсіюванням тепла на ньому.

Для ланцюгів постійного струму формула (1.14) набуває вигляду:

$$P = V * I. \quad (1.15)$$

Електрична енергія W – це інтеграл потужності в часі:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p(t)dt = \int_{t_1}^{t_2} i(t) * v(t)dt. \quad (1.16)$$

Для ланцюгів постійного струму справедливий такий вираз:

$$W = P * (t_2 - t_1) = V * I * (t_2 - t_1). \quad (1.17)$$

Примітка. У системі СІ одиниці вимірювання потужності і енергії електричних величин пов'язані з відповідними одиницями механічних і термодинамічних параметрів певними виразами.

Приклад. Знайдемо, який струм повинен протікати через нагрівальний елемент для підвищення температури 1 л води протягом 10 хвилин на 100 °С (з 0 до 100 °С), якщо напруга, подана на нього, дорівнює 230 В. Знайдемо, що $1 \frac{\text{Дж}}{\text{с}} = 1 \text{ В А}$. Тоді:

$$W = 100 \text{ ккал} = 418,7 \text{ кДж} = 0,116 \text{ кВт-год},$$

$$W = V * I * t,$$

$$I = \frac{W}{V * t} = \frac{418,7 \text{ Дж}}{230 \text{ В} * 600 \text{ с}} = 3,0 \text{ А}.$$

1.12.1. Енергія і потужність теплового розсіювання на резисторі

У резисторі електрична енергія перетворюється в теплову енергію. Для резистора напруга пропорційна струму, тому:

$$p(t) = v(t) * i(t) = i(t)^2 * R = \frac{v(t)^2}{R}. \quad (1.18)$$

Тут не враховується температурна зміна опору.

Вираз для середньої потужності має вигляд:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 * R dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v(t)^2}{R}. \quad (1.19)$$

Для ланцюгів постійного струму цей вислів спрощується:

$$P = V * I = I^2 * R = \frac{V^2}{R}. \quad (1.20)$$

Приклад. При напрузі 230 В двигун виробляє механічну енергію $P = 500$ Вт. Визначити величину еквівалентного резистора, що моделює споживання потужності цим двигуном, вважаючи, що в ньому немає ніяких втрат.

$$P = \frac{V^2}{R} R = \frac{(230\text{В})^2}{500\text{Вт}} = 106 \text{ Ом}.$$

Енергія W , що виділяється у вигляді тепла протягом деякого інтервалу часу, знаходиться з наступного виразу:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt. \quad (1.21)$$

Для ланцюгів постійного струму цей вислів набуває вигляду:

$$W = V * I * (t_2 - t_1) = I^2 * R * (t_2 - t_1) = \frac{V^2}{R} * (t_2 - t_1). \quad (1.22)$$

1.12.2. Енергія магнітного поля котушки індуктивності

У ідеальному індукторі відбувається поглинання і виділення електричної енергії. Електрична енергія в ньому не перетворюється в теплову. Енергія, що накопичується в індукторі, є енергією магнітного поля (див. Розділ 2.3.16).

Для енергії наявної в індукторі, справедливе наступне співвідношення:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} v(t) * i(t) dt + W_0.$$

Нехай початкова енергія, відповідна моменту часу t_0 , дорівнює W_0 .
Вважаючи, що $v = L di / dt$, а $W_0 = 0$, отримуємо вираз:

$$W = \int L \frac{di}{dt} i dt = L \int i di = \frac{1}{2} * L * i^2.$$

$$W = \frac{1}{2} * L * i^2. \quad (1.23)$$

Для ланцюгів постійного струму справедливо:

$$W = \frac{1}{2} * L * I^2. \quad (1.24)$$

Енергія, що залишилась у індукторі, пропорційна величині індуктивності і квадрату струму, що протікає через нього.

1.12.3. Енергія електричного поля зарядженого конденсатора

У ідеальному конденсаторі проходять процеси поглинання і виділення електричної енергії. Перетворення електричної енергії в теплову в ньому не відбувається. Енергія, що накопичується в конденсаторі, є енергією електричного поля (див. Розділ 2.1.12).

Енергія зарядженого конденсатора визначається наступним співвідношенням:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} v(t) * i(t) dt + W_0.$$

Нехай початкова енергія, відповідна моменту часу t_0 , дорівнює W_0 .
Вважаючи, що $i = C dv / dt$, а $W_0 = 0$, можна вивести такий вираз:

$$W = \int C \frac{dv}{dt} v dt = C \int v dv = \frac{1}{2} * C * v^2,$$

$$W = \frac{1}{2} * C * v^2. \quad (1.25)$$

Для ланцюгів постійного струму справедливо:

$$W = \frac{1}{2} * C * V^2. \quad (1.26)$$

Енергія, що залишилась у конденсаторі, пропорційна величині ємності і квадрату напруги на його електродах.

1.13. Коефіцієнт корисної дії

Коефіцієнт корисної дії (ККД) – η – це відношення ефективної (корисної) потужності $P_{\text{еф}}$ до загальної потужності $P_{\text{заг}}$:

$$\frac{P_{\text{еф}}}{P_{\text{заг}}} = \frac{P_{\text{еф}}}{P_{\text{еф}}} + P_{\text{втрат}} . \quad (1.27)$$

Приклад. Двигун споживає потужність $P = 230 \text{ В} * 5 \text{ А}$. При цьому, обертаючись зі швидкістю $n = 3000 \text{ об / хв}$, він створює момент $M = 2,5 \text{ Н} * \text{м}$. Знайдемо ККД цього двигуна:

$$\frac{P_{\text{еф}}}{P_{\text{заг}}} = \frac{M}{VI} = \frac{M \frac{2}{60} n}{VI} = 0.68 = 68\%.$$

Визначимо ККД реального джерела напруги з опором навантаження R_L . Цей опір відповідає ефективній потужності, а опір джерела R_S відображає втрати потужності (рис. 1.12).

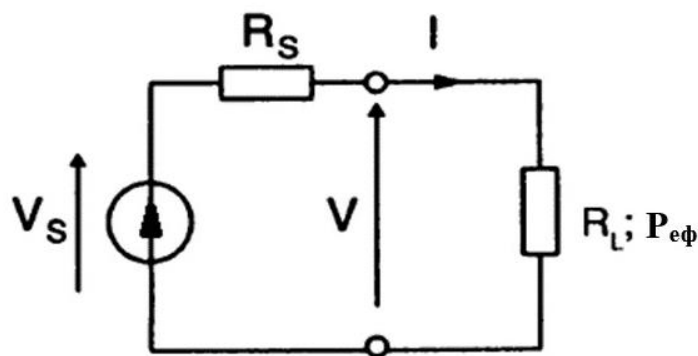


Рис. 1.12. Реальне джерело напруги з навантажувальним резистором

$$P_{\text{еф}} = V * I, P_{\text{заг}} = V_S * I, P_{\text{втрат}} = I^2 * R_S.$$

$$\frac{V * I}{V_S * I} = \frac{\frac{V_S * R_L}{R_S + R_L} * V_S}{\frac{V * V_S}{R_S + R_L}} = \frac{R_L}{R_S + R_L}.$$

Чим менший опір джерела, тим вище ККД. Якщо опір джерела напруги дорівнює нулю, то ККД дорівнює 1 (рис. 1.13).

1.14. Передача максимальної потужності

У деяких випадках важливим є не ККД джерела напруги, а передача їм максимальної потужності. Наприклад, це істотно для багатьох типів датчиків і аудіосистем.

Корисна потужність $P_{\text{еф}}$, що отримується від джерела живлення, що володіє опором R_S , дорівнює:

$$P_{\text{еф}} = V * I = \frac{V_S * R_L}{R_S + R_L} * V_S = \frac{V_S^2 * R_L}{(R_S + R_L)^2}.$$

Якщо $dP_{\text{еф}} / dR_L = 0$, то опір навантаження, за якого корисна потужність $P_{\text{еф}}$ досягає максимального значення, знаходиться з наступного виразу:

$$\frac{dP_{\text{еф}}}{dR_L} = 0 = V_S^2 \frac{(R_S + R_L)^2 - 2R_L(R_S + R_L)}{(R_S + R_L)^4}.$$

Розв'язавши його, отримуємо:

$$R_L = R_S. \quad (1.28)$$

Цей вислів відомий як умова узгодження імпедансів.

У цьому випадку ККД дорівнює:

$$\frac{R_L}{R_S + R_L} = \frac{1}{2} = 50\%. \quad (1.29)$$

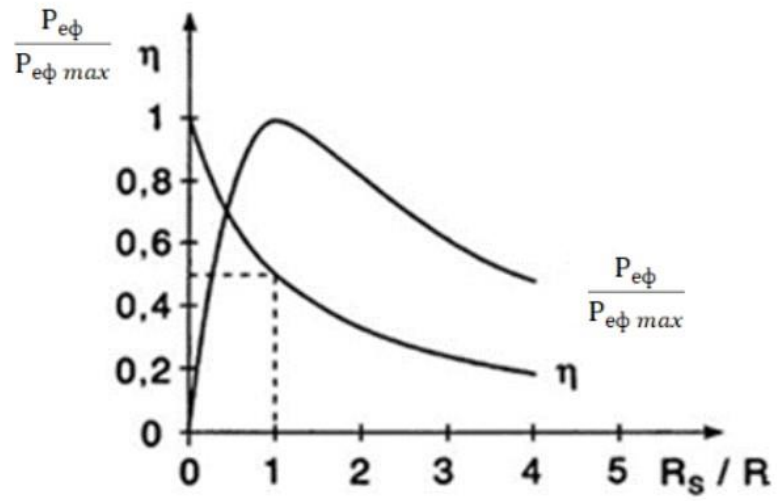


Рис 1.13. ККД і прикладена потужність реального джерела напруги, при $R_L = R_S$ навантаження споживає максимальну потужність

РОЗДІЛ 2

RC-ЛАНЦЮГИ

У схемах, що працюють на постійному струмі, не застосовуються конденсатори. Однак у схемах, призначених для роботи на змінному струмі, широко застосовуються прості ланцюги з конденсатора і резистора, що з'єднані послідовно. Вони виробляють диференціювання і інтегрування вхідного сигналу, відфільтровують низькочастотні або високочастотні складові сигналу. Послідовний RC-ланцюг можна проаналізувати двома способами:

- 1) із використанням експоненти заряд / розряд;
- 2) розглядаючи схему в ролі дільника змінної напруги.

Обидва наближення допустимі, вони є математичними еквівалентами. Перший спосіб застосовується, коли конденсатор використовується як інтегратор або диференціатор, а другий спосіб – коли аналізуються фільтри. Перший спосіб називається тимчасовим, так як він досліджує зміни напруги на конденсаторі в часі. Другий спосіб називається частотним методом, так як розглядається залежність від частоти.

Необхідна апаратура: осцилограф, цифровий універсальний вимірювальний прилад, макетна плата, резистори 68 Ом і 10 кОм, керамічний конденсатор 0,01 μF .

2.1. Конденсатори

Як відомо, конденсатор складається з двох провідників, розділених ізолюючим прошарком. Ємність конденсатора пропорційна площі провідників A і обернено пропорційна відстані між ними s :

$$C = k\epsilon_0 A/s, \quad (2.1)$$

де k – діелектрична константа,

ϵ_0 – діелектрична проникність вільного простору,

$$\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F/м.}$$

Одиниця виміру ємності – фарад (Ф). Ця одиниця непрактично велика величина. Наприклад, провідники площею 1 см^2 із зазором 1 мм і діелектричною константою 1 володіють ємністю близько декількох пікофарад. Щоб отримати відносно велику ємність (близько кілька мікрофарад), використовують керамічний діелектрик або спеціальні діелектричні пасти (електроліти). У табл. 2.1 наведені діелектричні константи деяких типових діелектриків, що використовуються в конденсаторах. Конденсатори класифікуються за типом діелектрика, який використовується під час його виготовлення. Крім того, конденсатори відрізняються за здатністю діелектрика поляризуватися, наприклад, танталові й електролітичні конденсатори мають позитивний і негативний виходи.

Таблиця 2.1. Діелектричні матеріали, що використовуються в конденсаторах

Матеріал	Діелектричні константи
Вакуум	1, 0
Повітря	1, 00054
Папір	3, 5
Слюда	5, 4
Кераміка	100

2.2. Використання конденсаторів

Основна формула для конденсаторів:

$$Q = CV. \quad (2.2)$$

де Q – заряд конденсатора,

V – прикладена напруга,

C – ємність.

Струм може текти на конденсатор або з нього, змінюючи його заряд. Іншими словами, струм до конденсатора або від нього дорівнює часу, поділеному на заряд. Зверніть увагу на схожість рівнянь (2.1) і (1.1). Різниця в тому, що опір

одного часу, поділений на заряд, який пропорційний напрузі, а ємність – це і є заряд.

Як вже відомо, ємність функціонує, якщо напруга або струм змінюються в часі. Таким чином, аналізуються схеми з конденсаторами в умовах періодичних сигналів, основною характеристикою яких є частота / або період T , що знаходяться в наступній залежності:

$$T = 1/f$$

Вводиться і поняття кутової частоти $\omega = 2\pi f$. Одиниця вимірювання частоти – герц (Гц) – кількість циклів у секунду. Тоді одиниця вимірювання періоду T - секунда (сек), а кутової частоти – радіан в секунду (рад / сек). Інша важлива характеристика періодичного сигналу – амплітуда (A).

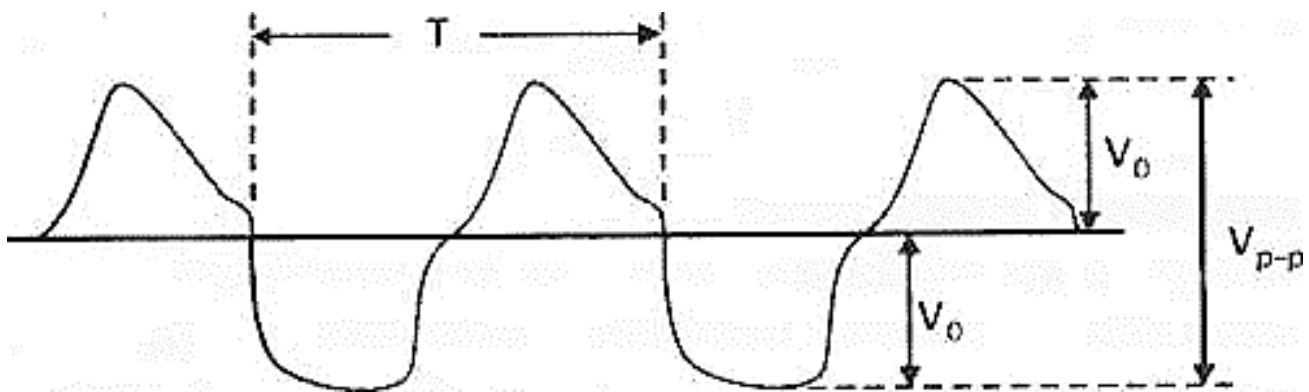


Рис. 2.1. Довільний періодичний сигнал періодом T і амплітудою V_0

Основні періодичні сигнали в схемах – прямокутної і синусоїдальної форми. Прямокутний сигнал був розглянутий у попередньому розділі. Його амплітуда в одному напівперіоді дорівнює $+V_0$, в іншому напівперіоді $-V_0$. Напруга між двома піками становить $2A$. Синусоїда є елементарною складовою періодичних сигналів, так як відповідно до закону Фур'є сигнал будь-якої форми можна показати як суму синусоїда з різними амплітудами і частотами. Тому функціонування більшості схем аналізується під час проходження синусоїдального сигналу. Математична формула синусоїдальної хвилі записується як:

$$V(t) = V_0 \sin(\omega t + \varphi). \quad (2.3)$$

Фаза визначається при $t = 0$:

$$V(0) = V_0 \sin \varphi. \quad (2.4)$$

Припустимо, синусоїдальний сигнал надходить на конденсатор, при цьому для спрощення $\varphi = 0$, а напруга в початковий момент часу ($t = 0$) дорівнює нулю. Так як у схемі немає резистора, немає падіння напруги. Таким чином, у будь-який момент часу напруга на конденсаторі дорівнює вихідній напрузі джерела сигналу. Виразуємо струм із рівняння (2.1):

$$I = dQ/dt. \quad (2.5)$$

$$= CdV/dt. \quad (2.6)$$

$$= Cd(V_0 \sin \omega t)/dt. \quad (2.7)$$

$$= \omega C V_0 \cos \omega t. \quad (2.8)$$

$$= \omega C V_0 (\omega t + 90^\circ). \quad (2.9)$$

Зрозуміло, що струм є також синусоїдом, але зі зміщенням у часі фази на 90° , тобто струм випереджає напругу на 90° .

Закон Ома для конденсатора буде мати вигляд:

$$V_0 = I_0 X_C. \quad (2.10)$$

де I_0 – амплітуда синусоїди,

$X_C = 1/\omega C$ – ємнісна реактивність конденсатора.

Реактивність – це опір змінного струму. Слід зазначити, що реактивність залежить від частоти. Причому на низьких частотах конденсатор прагне до незамкненою ланцюга (нескінченна реактивність), а на високих частотах конденсатор прагне до короткозамкненого ланцюга (реактивність дорівнює нулю).

За аналогією з ємнісною реактивністю конденсаторів котушки індуктивності мають індуктивну реактивність $X_L = \omega L$.

Напруга на індуктивності визначається за формулою:

$$V = LdI/dt. \quad (2.11)$$

Так само як у конденсаторі використовується діелектрик для створення ємності, так і в котушках індуктивності використовується феромагнітний сердечник для збільшення індуктивності. Слід зауважити, що напруга на індуктивності – диференціал струму, а напруга на конденсаторі – інтеграл струму. Крім того, струм на конденсаторі випереджає напругу на 90° , а струм на індуктивності запізнюється на 90° . Таким чином, можна зробити висновок, що конденсатор є протилежністю індуктивності в реакції на змінну напругу. Також вони протилежні і в суто зовнішніх властивостях: конденсатори відносно маленьких розмірів, легкі, дешеві і володіють незначним опором; котушки індуктивності, як правило, мають великі розміри, велику вагу, високу вартість і відчутний опір.

2.3. Типи і номінали конденсаторів

Більшість конденсаторів, що випускаються, мають номінали в діапазоні мікрофарад і пікофарад. Перші маркуються з буквою М. Наприклад, 10 М – це 10 мікрофарад, 10000 М – це 10 міліфарад. Якщо маркування коштує 10, це означає 10 пікофарад. Також на конденсаторах вказується максимально допустима напруга. Деякі маленькі конденсатори маркуються, як резистори, смужками, деякі – числовим написом: перша цифра означає кількість десятків, друга – кількість одиниць, третя – показник ступеня 10. Одиниця місткості – пікофарад. Таким чином, вноситься деяка плутанина. Наприклад, якщо на конденсаторі стоїть 470, то це можна розцінити як 470 пікофарад або як $47 \times 10^0 = 47$ пікофарад. Тому рекомендується подивитися в супроводжуючий сертифікат. Крім точного зазначення номіналу, там даються точність і гранично допустима напруга.

2.4. Струм, напруга і потужність

Напруга – це різниця потенціалів. Падіння напруги на якому-небудь компоненті прямо пропорційно зміні заряду в міру проходження їм компонента. Потенціал – це напруга, перемножена на заряд.

Струм – це рух заряду. Струм, що протікає через поперечний переріз провідника, визначається як заряд, що проходить в одиницю часу. Одиниця виміру струму – ампер. Результат напруги і струму відомо як потужність і вимірюється вона у ватах (Вт):

$$P = IV. \quad (2.12)$$

Підставивши в рівняння (2.11) формулу закону Ома, отримаємо:

$$P = IV = I^2R = V^2/R. \quad (2.13)$$

Для всіх резисторів, діодів, транзисторів, реле, інтегральних схем і т.д. вказується максимально допустима потужність. Перевищення максимально допустимої потужності буде згубним для схеми і може навіть призвести до пожежі!

Експеримент із перевищенням максимально допустимої потужності

Для ілюстрації недопустимості перевищення максимально допустимої потужності проведемо експеримент із руйнування резистора 68 Ом, розрахованого на 0,25 Вт. Резистор у цьому експерименті стане дуже гарячим або навіть загориться. Необхідно зібрати схему згідно з рис. 2.2.

Завдання 2.1

Увімкніть живлення і поспостерігайте, що діється з резистором. Будьте готові вимкнути живлення, як тільки резистор почне диміти. Запишіть ваші спостереження і прокоментуйте. До резистора не торкайтеся руками! Витягувати його необхідно плоскогубцями чи подібним інструментом.

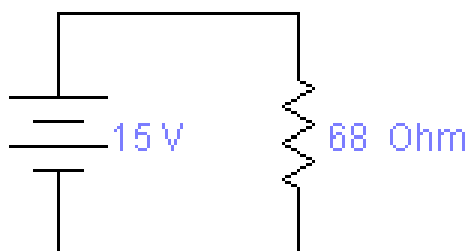


Рис. 2.2. Схема для демонстрації недопустимості перевищення потужності

Завдання 2.2

Розрахуйте потужність, що розсіюється резистором до розрушення. Визначте мінімальний номінал опору резистора, який можна використовувати в цій схемі (при цьому максимально допустима потужність у нього повинна бути 0,25 Вт).

Завдання 2.3

Розрахуйте струм, який протікав по резистору до руйнування. Слід зауважити, що навіть при низькій напрузі і невеликому струмі настало руйнування компонента схеми. Якщо таке буде в реальній великій схемі, це – аварія. Для безпечної роботи електроніки завжди розраховується розсіювання енергії на кожному елементі схеми до її включення. Всі повинні бути впевнені, що не відбудеться перевищення максимально допустимої потужності.

2.5. Потенціометр як дільник напруги

Дільник напруги широко використовується в різних схемах, тому необхідно познайомитися з цим приладом. Звичайний дільник напруги складається з двох резисторів, з'єднаних послідовно (див. рис. 2.3). На вхід подається напруга V_{in} , на виході знімається напруга V_{out} , що менша вхідної. Відповідно до закону Ома:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.14)$$

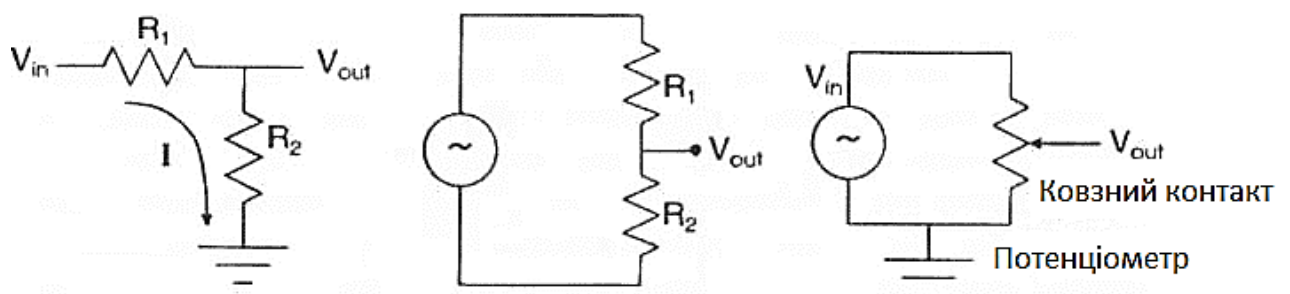


Рис. 2.3. Три схеми дільника напруги

Потенціометр можна використовувати як мінливий дільник напруги і ви повинні з його допомогою вивчити роботу дільника напруги. Увага! Якщо ви будете недбалі, ви можете легко спалити потенціометр! Вимкніть перед підключенням схеми. Перевірте, щоб ковзний контакт не був з'єднаний із «землею». Якщо ви під'єднаєте вимірювальний прилад у режимі «Струм» або «Опір» між ковзаючим контактом і іншою точкою в схемі під час подачі живлення до схеми, потенціометр може зруйнуватися, так як таке налаштування приладу є коротким замиканням.

2.6. Дільник постійної напруги

Спочатку за допомогою вимірювального приладу, налаштованого на вимірювання опору, встановіть ковзний контакт потенціометра 10 кОм чітко посередині. Вимірювальний прилад переведіть на вимір напруги і підведіть до потенціометра постійну напругу +10 В. Підключіть вимірювальний прилад до ковзного контакту потенціометра і до «землі». Двічі перевірте зв'язок.

Завдання 2.4

Не зрушуючи ковзний контакт і не змінюючи номінал прикладеної напруги, увімкніть пристрій і виміряйте напругу між ковзним контактом і «землею».

Завдання 2.5

Який опір резисторів R_1 і R_2 Використовуючи рівняння дільника напруги (2.13) поясніть, чому розрахункова вихідна напруга має бути +5 В. Чи відповідає виміряна напруга розрахунковій? Яка помилка?

2.7. Дільник змінної напруги

Розглянемо, як працює дільник напруги, якщо на схему подати змінну напругу. Подайте на потенціометр замість +10 В синусоїду від функціонального генератора.

Завдання 2.6

Отримайте зображення на дисплеї осцилографа вихідного сигналу генератора функцій і виміряйте подвійну амплітуду напруги, амплітуду і rms-напругу (осцилограф встановлюється при цьому в режим «Вимірювання»). Виміряйте на ковзному контакті потенціометра подвійну амплітуду напруги,

амплітуду і rms-напругу. Порівняйте показники подільника напруги $R_2/(R_1 + R_2)$ для постійної напруги і для змінної напруги.

2.8. RC-ланцюг

Необхідно поєднати резистор 10 кОм послідовно з керамічним конденсатором 0,01 μF . Один вивід конденсатора приєднується до «землі»; схема підключається до функціонального генератора, який необхідно налаштувати на генерування прямокутного сигналу з частотою 50 Гц (див. рис. 2.4). Через канал 1 осцилографа отримаєте зображення вхідного сигналу (вихід функціонального генератора) і через канал 2 – вихідну напругу схеми.

Завдання 2.7

Яка амплітуда вхідного і вихідного сигналів?

Завдання 2.8

Опишіть форму вихідної напруги. Чи схожа вона на експоненту:

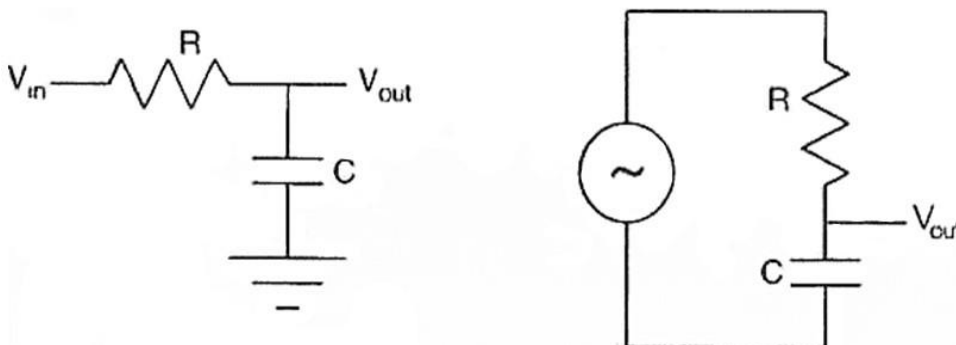


Рис. 2.4. Дільник напруг RC-ланцюга. Ця схема відома як низькочастотний фільтр і як інтегратор

$$V(t) = V_0 e^{1/RC}. \quad (2.15)$$

Завдання 2.9

Доведіть, що час падіння напруги від максимуму до 37% максимуму – це постійна часу RC. Визначте постійну часу RC за допомогою осцилографа.

Завдання 2.10

Знаючи номінали компонентів схеми, розрахуйте постійну часу RC. Чи збігається розрахунок із вимірюванням? Який допуск номіналів використуваних компонентів? Пояснює це отриману розбіжність?

2.9. RC-схема як інтегратор

Функціональний генератор потрібно переключити з 50 Гц на 50 кГц. Спостерігайте, як змінилися форма вихідного сигналу і його амплітуда. Математично це можна пояснити рівнянням (2.1):

$$V_{out}(t) = \frac{Q(t)}{C}; \quad (2.16)$$

$$= \frac{1}{C} \int_0^1 I(t) dt; \quad (2.17)$$

$$= \frac{1}{C} \int_0^1 \frac{V_{in} - V_{out}}{R} dt; \quad (2.18)$$

$$= \frac{1}{RC} \int_0^1 V_{in} dt; \quad (2.19)$$

де V_{out} – напруга на конденсаторі.

Рівняння правильне, якщо $V_{out} \ll V_{in}$.

Завдання 2.11

Якщо вхідна напруга залишається постійною протягом кожного напівперіоду, яким буде вихідна напруга (розрахуйте відповідно до рівняння (2.19)? Ретельно виміряйте вихідну напругу осцилографом. Порівняйте розрахунок і вимір, поясніть результат.

Завдання 2.12

Розрахуйте вихідну амплітуду на 25 кГц. Змініть частоту вхідного сигналу і порівняйте вимір із розрахунком.

Завдання 2.13

Приблизно визначте частоту, за якої рівняння (2.19) буде некоректним. Змінюйте частоту вхідного сигналу і перевірте свій прогноз.

Низькочастотний фільтр

Тепер необхідно переключити функціональний генератор на синусоїду з частотою 50 кГц. Так як рівняння (2.19) на цій частоті має силу, вихідна напруга повинна бути інтегралом вхідної напруги, тобто косинусом.

Завдання 2.14

Що мається на увазі під переміщенням фази між входом і виходом? Використовуючи курсор екрану осцилографа, виміряйте Δt між точкою перетину вхідного сигналу 0 В і точкою перетину вихідного сигналу 0 В. Переміщення фази між входом і виходом буде:

$$\varphi = 360^\circ \Delta t / T. \quad (2.20)$$

Завдання 2.15

Чи збігається ваше вимірювання з розрахунком? Напряга на конденсаторі запізнюється або випереджає струм через нього? Поясніть. Інший спосіб проаналізувати дану схему – це розглянути її в ролі дільника напруги. У рівнянні (2.14) замінимо опір R_2 ємнісною реактивністю X_c і $(R_1 + R_2)$ загальним імпедансом Z :

$$V_{out} = V_{in} \frac{X_c}{Z}; \quad (2.21)$$

$$V_{in} = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}; \quad (2.22)$$

$$V_{in} = \frac{1}{\sqrt{1 + (wRC)^2}}. \quad (2.23)$$

Видно, що послаблення сигналу залежить від частоти.

Завдання 2.16

Яке загасання ви спостерігаєте на частоті 50 кГц? Розрахуйте і порівняйте з вимірюванням.

На частоті половинної потужності $f_0 wRC = 1$, при цьому загасання складає $1/\sqrt{2} = 0,707$. А в децибелах загасання складає 3 дБ. Відповідно, f_0 називають частотою 3 дБ. Вона є основним параметром фільтра.

Завдання 2.17

Змінюючи частоту вхідного сигналу, отримаєте амплітуду вихідного сигналу, що становить 70,7% від амплітуди вхідного сигналу. Зафіксуйте цю частоту (f_0). Розрахуйте f_0 і порівняйте розрахунок із вимірюванням.

Завдання 2.18

Яке загасання і переміщення фази забезпечує даний фільтр на низькій частоті (наприклад, 50 Гц)? Зробіть розрахунки за формулою (2.22) і за формулою (2.23); порівняйте розрахунки і вимірювання.

$$\varphi = \arctan\left(\frac{R}{X_C}\right).$$

Переміщення фази на низьких частотах важко зрозуміти, так як конденсатор на низьких частотах можна уявити незамкненим ланцюгом, і, таким чином, він не впливає на вихідний сигнал. На високих частотах конденсатор являє собою коротке замикання на «землю», вихідний сигнал дорівнює нулю.

2.10. RC-схема як диференціатор

RC-схему необхідно змінити відповідно до рис. 2.5, перетворивши її в диференціатор напруги. Вхідна напруга – прямокутний сигнал із частотою 50 Гц.

Завдання 2.19

Яка форма сигналу на виході? Які амплітуди вхідного і вихідного сигналів?

Вихідний сигнал являє собою експоненту з параметром RC, тобто диференціал вхідної напруги. Відповідно до рівняння (2.16) отримуємо:

$$V_{out} = IR. \quad (2.24)$$

$$= R \frac{dQ}{dt}. \quad (2.25)$$

$$= RC \frac{d(V_{in} - V_{out})}{dt}. \quad (2.26)$$

$$= RC \frac{dV_{in}}{dt}. \quad (2.27)$$

Рівняння (2.27) правильне при $V_{out} \ll V_{in}$.

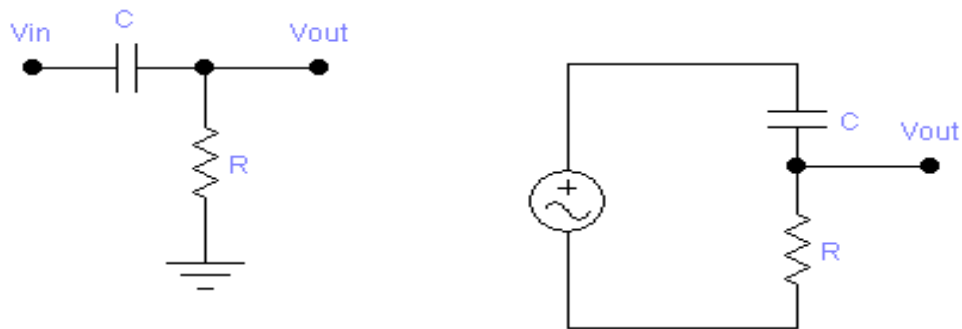


Рис. 2.5. Високочастотний фільтр або диференціатор напруги

Завдання 2.20

Що означатиме рівняння (2.27) для пилоподібного вхідного сигналу? Спробуйте подати на вхід пилоподібний сигнал і порівняйте ваші припущення з результатом експерименту.

Завдання 2.21

Що означатиме рівняння (2.27) для синусоїдального вхідного сигналу? Спробуйте подати на вхід синусоїдальний сигнал і порівняйте ваші припущення з результатом експерименту.

Завдання 2.22

Яке загасання і переміщення фази ви спостерігали під час подачі на вхід схеми синусоїди з частотою 50 Гц?

Завдання 2.23

А при частоті 50 кГц?

Завдання 2.24

Як змінилося переміщення фази?

Завдання 2.25

Чи відрізняється f_0 фільтра низьких частот від f_0 високочастотного фільтра? Порівняйте ваші спостереження з результатами розрахунків за формулами:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R}{Z}; \quad (2.28)$$

$$= V_{in} \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}; \quad (2.29)$$

$$= V_{in} \frac{wRC}{\sqrt{1+(wRC)^2}} \quad (2.30)$$

Завдання 2.26

Доведіть, що на частоті нижче f_0 вихідна амплітуда лінійно збільшується зі збільшенням частоти (див. рівняння (2.30)). Проведіть кілька вимірів для підтвердження цього твердження.

2.11. Виходи

Основні формулі для RC-фільтрів:

для високочастотних фільтрів:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{wRC}{\sqrt{1+(wRC)^2}}, \quad (2.31)$$

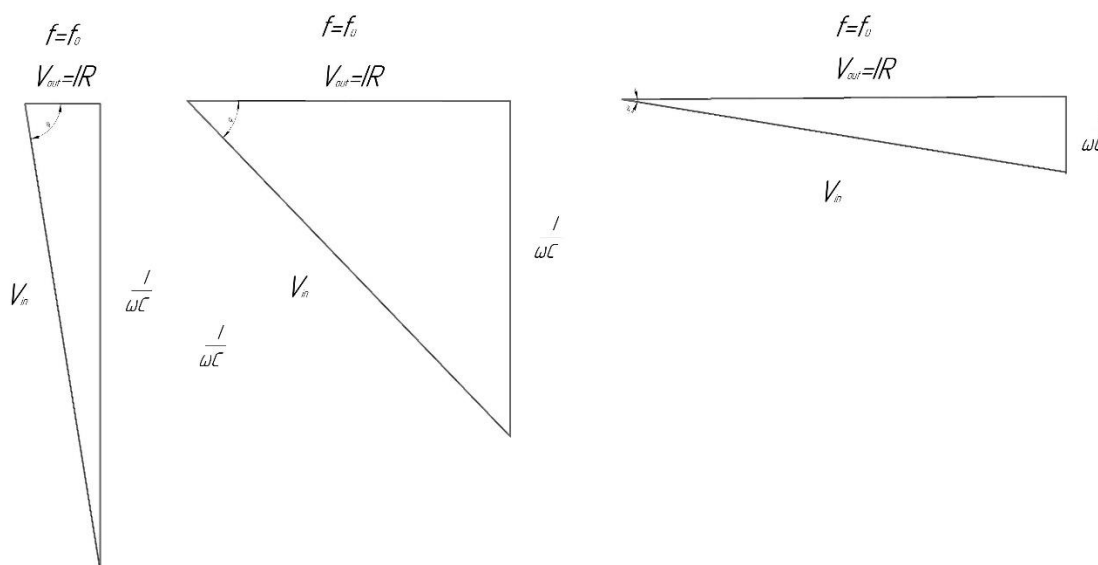
$$\varphi = \arctan \frac{R}{wRC}; \quad (2.32)$$

для низькочастотних фільтрів:

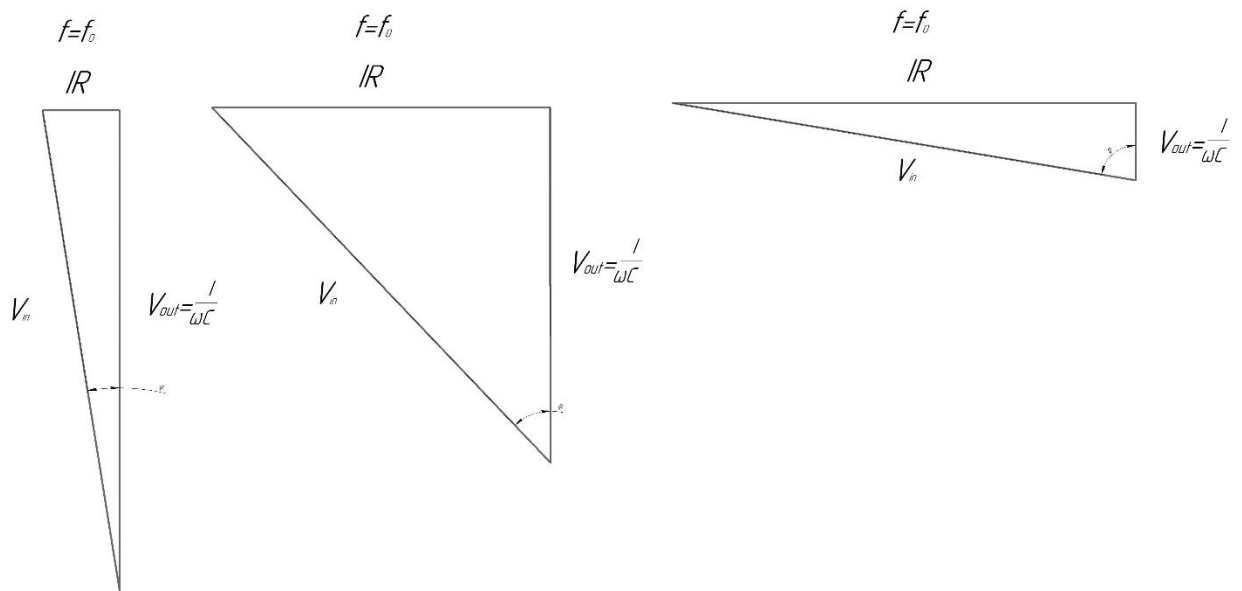
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{wRC}{\sqrt{1+(wRC)^2}}, \quad (2.33)$$

$$\varphi = \arctan(wRC). \quad (2.32)$$

Слід зауважити, що на високих частотах показник дільника напруги прагне



a)



б)

Рис. 2.6. Переміщення фази і розмір вихідної напруги: а — низькочастотний RC-фільтр; б — високочастотний RC-фільтр

до нескінченності в першому випадку і до нуля в другому випадку, в той час як зрушення фази прагне до нуля в першому випадку і до 90° в другому випадку. В обох випадках частота f_0 одна і та ж:

$$\omega_0 RC = 1, \quad (2.35)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}, \quad (2.36)$$

$$= \frac{1}{2\pi RC}, \quad (2.37)$$

$$= \frac{1}{\omega C}.$$

РОЗДІЛ 3

БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

3.1. Загальні принципи

Біполярні транзистори – це прилади на основі тришарової структури. Існують дві структури, що представлені на рис. 3.1, а, 3.1, б.

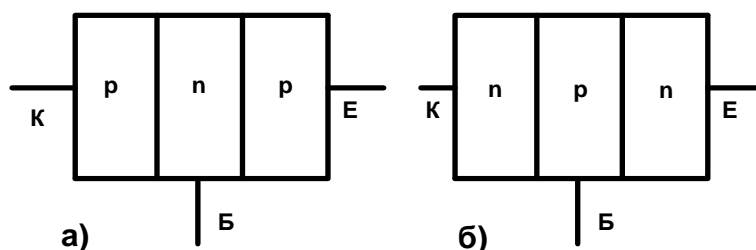


Рис. 3.1. Структура транзистора: а) р-п-р – типу; б) п-р-п – типу

Структура транзистора має три області з трьома типами провідності, що чергуються. Залежно від порядку чергування областей розрізняють транзистори р-п-р – типу і п-р-п – типу. Вони мають два р-п – переходи. Існують ще польові транзистори, що мають інші структури.

Транзистор є керованим приладом. Керуючим виводом є *база Б*, який виходить від середнього шару. Інші два виводи називаються *емітером Е* і *колектором К*. Керуючим ланцюгом є перехід база-емітер Б-Е. Цей перехід є доданим і струм через нього може протікати тільки по напрямку провідності діодного переходу. Ланцюг колектор-емітер К-Е є керованим ланцюгом. За допомогою струму через перехід Б-Е можна керувати струмом через перехід К-Е. Принцип роботи транзистора показано на рис. 3.2.

Перехід база-емітер (емітерний перехід) за рахунок джерела E_6 зміщений у прямому напрямку, а перехід колектор-база (колекторний перехід) за рахунок джерела E_k зміщений у зворотному напрямку. Перехід база-емітер – це діод, включений у прямому напрямку. Перехід колектор-база – це діод, включений у зворотному напрямку. Завдяки зсуву переходу база-емітер у прямому напрямку електрони з емітера п-типу переходять у базу р-типу і рухаються у напрямку до збідненого шару на переході база-колектор. Ці електрони, що є не основними

носіями в області бази, досягнувши збідненого шару, зтягуються полем об'ємного заряду колекторного переходу і прагнуть до мінуса джерела E_k , створюючи тим самим у транзисторі колекторний струм.

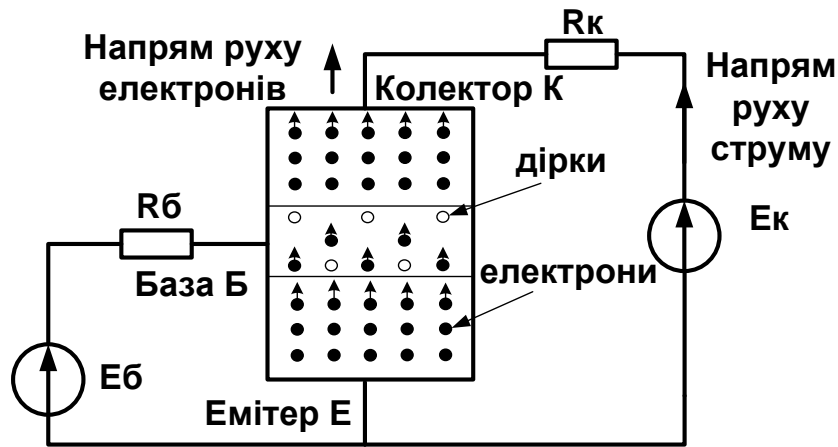


Рис. 3.2. Принцип роботи транзистора

Лише мала частина електронів у базі р-типу в процесі руху в бік колектора рекомбінує з дірками. Справа в тому, що база робиться слабо легованою, тобто з низькою концентрацією дірок, і дуже тонкою. Коли електрон рекомбінує в базі, відбувається короткочасне порушення рівноваги, тому що база набуває негативний заряд. Рівновага відновлюється з приходом дірки з базового джерела E_b . Це джерело є постачальником дірок для компенсації рекомбінуючих в базі, і ці дірки утворюють базовий струм транзистора. Завдяки базовому струму у базі не відбувається накопичення негативного заряду і перехід база-емітер підтримується зміщеним у прямому напрямку, а це, в свою чергу, забезпечує протікання колекторного струму.

Якщо колекторний ланцюг розірвати, то всі електрони циркулювали б в ланцюзі база-емітер. За наявності колекторного ланцюга велика частина електронів спрямовується в колектор.

Таким чином, транзистор є приладом, який *управляється струмом*. Зменшення потоку електронів через колекторний перехід в порівнянні з їх потоком через перехід емітер-база характеризується *коефіцієнтом передачі струму* емітера $\alpha = I_k/I_e$. Зазвичай $\alpha=0,9\dots0,995$. Відношення струму колектора до струму бази називається *коефіцієнтом посилення струму* бази в схемі

включення транзистора (вона називається схемою з загальним емітером). Цей коефіцієнт позначають h_{21E} . Він рівний $h_{21E} = I_K / I_B \gg 1$. Зазвичай $h_{21E} = 10 \dots 300$.

Фізично в роботі транзистора беруть участь заряди двох типів (електрони і дірки), тому він називається *біполярним*.

Під час розгляду зміщеного в прямому напрямку переходу база-емітер ми враховували тільки електрони, що перетинають цей перехід. Такий підхід виправданий тим, що область емітера n-типу спеціально легується дуже сильно, щоб забезпечити велику кількість вільних електронів. У той же час область бази легується дуже слабо, що дає настільки мало дірок, що ними можна знехтувати при розгляді струму через перехід база-емітер.

Таким чином, транзистор є *підсилювальним приладом*. Залежно від схеми включення він може забезпечувати посилення за струмом, напругою або за потужністю. Можливо одночасне посилення і за струмом, і за напругою, і за потужністю. Позначення транзисторів типу p-n-p і n-p-n на електричних схемах показані на рис. 3.3, 3.4.

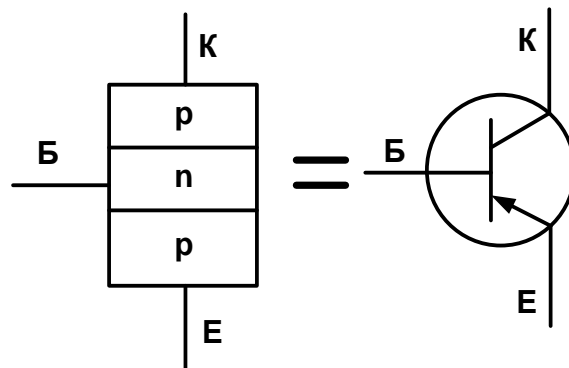


Рис. 3.3. Позначення p-n-p – транзистора на електричній схемі

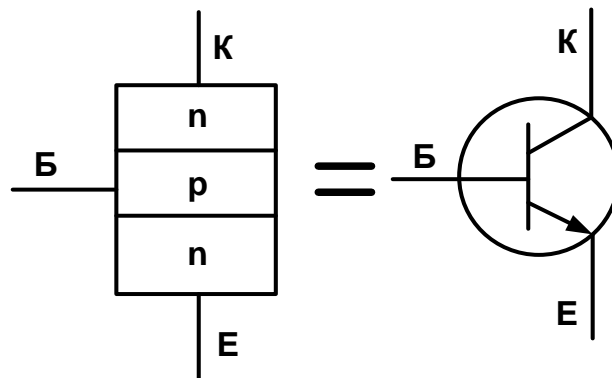


Рис. 3.4. Позначення n-p-n – транзистора на електричній схемі

3.2. Основні параметри транзистора

3.2.1. Коефіцієнт посилення по струму

Зазвичай використовується коефіцієнт посилення h_{21E} в схемі з загальним емітером:

$$h_{21E} = I_K + I_B \gg 1 \quad (3.1)$$

де I_B – струм бази; I_K – струм колектора.

Транзистор є ніби вузлом, як показано на рис.3.5.

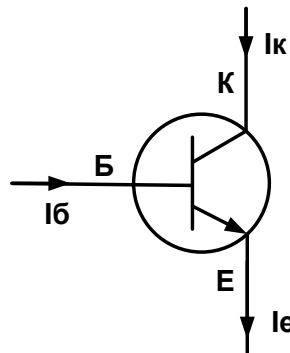


Рис. 3.5. Позначення транзистора, як вузла

Тому,

$$I_E = I_K + I_B. \quad (3.2)$$

струми колектора і емітера пов'язані співвідношенням:

$$I_K \div I_E = \alpha < 1. \quad (3.3)$$

Знайдемо зв'язок α і h_{21E} :

$$\alpha = I_K \div (I_B + I_K) = 1 \div (I_B \div I_K + 1) = 1 \div (1 \div h_{21E} + 1) = h_{21E} (1 + h_{21E}) \quad (3.4)$$

– близько до 1. Аналогічно знаходимо:

$$h_{21E} = I_K \div I_B = \alpha \div (1 - \alpha). \quad (3.5)$$

Коефіцієнт посилення h_{21E} залежить від частоти, на якій працює транзистор, і від струму колектора. Зі збільшенням частоти h_{21E} падає. Це пов'язано з проявом його інерційних властивостей, в основному, через наявність ємності колекторного переходу. Для більшості транзисторів вказується гранична частота, за якої коефіцієнт посилення дорівнює одиниці. Залежність h_{21E} від струму колектора представлена на рис. 3.6.

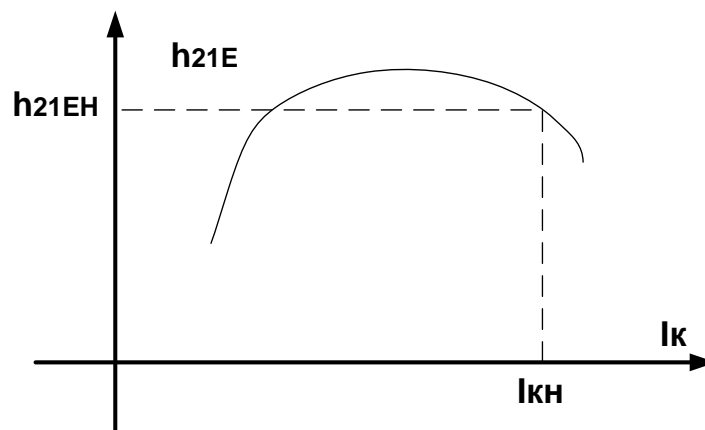


Рис. 3.6. Залежність h_{21E} від струму колектора

Будь-яке включення, відмінне від нормального, називається інверсним. Інверсія – зміна знаку. Інверсне включення транзистора показано на рис. 3.7. При цьому h_{21E} сильно падає і прилад перестає бути підсилювачем, хоча і залишається керованим.

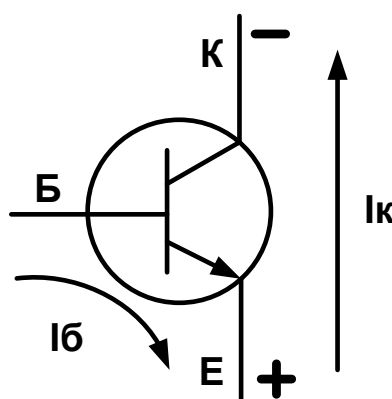


Рис. 3.7. Інверсне включення транзистора

2. Напряга колектор-емітер максимальна – $U_{KE \max}$.

Вказується при відключеній (обірваній) базі або при остаточному значенні опору R_{BE} , що включається в схему, як показано на рис. 3.8.

U_{KE} при обірваній базі менша, ніж U_{KE} за наявності R_{BE} . Величина R_{BE} зазвичай вказується в довіднику. В даний час випускаються транзистори на напругу до 1500 В.

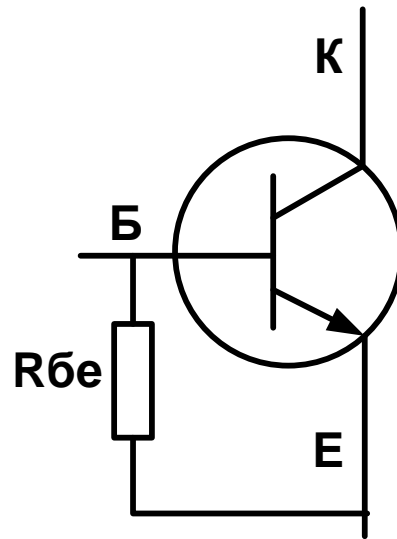


Рис. 3.8. Схема включення при обірваній базі транзистора

3. Струм колектора максимальний – $I_{K \max}$; струм колектора імпульсний за певний час – $I_{KI} > I_{K \max}$.

4. Частотні властивості транзистора.

Розрізняють: низькочастотні, середньочастотні, високочастотні та надвисокочастотні (НВЧ). Є також імпульсні або перемикні транзистори.

Позначення транзисторів:

КТ ХХХ А, Б..., де ХХХ – цифри; букви А, Б, ... характеризують особливості електричних параметрів. Наприклад, КТ 908 – імпульсний, КТ 315 – дуже поширений. ГТ ХХХ – германієвий транзистор. Чим більше значення цифр, тим високо частотні властивості і потужність транзистора. Зміна властивостей транзисторів у залежності від значень цифр ілюструється за допомогою табл. 3.1. На сьогодні існує велика кількість транзисторів із чотирма цифрами в позначенні.

Таблиця 3.1. Зміна властивостей транзисторів

Потужність P_K Гранична частота	Малої потужності $P_K < 0,3 \text{ Вт}$	Середньої потужності $0,3 \text{ Вт} < P_K < 3 \text{ Вт}$	Великої потужності $P_K > 3 \text{ Вт}$
Низькочастотні $f_{ГР} < 9 \text{ МГц}$	101...199	401...499	701...799
Середньочастотні $f_{ГР} < 30 \text{ МГц}$	201...299	501...599	801...899
Високочастотні $f_{ГР} > 30 \text{ МГц}$	301...399	601...699	901...999

3.3. Схеми включення транзисторів

Залежно від того, який із трьох виводів є загальним для вхідного і вихідного ланцюга, розрізняють *три основні схеми* включення транзисторів: *схема з загальним емітером, схема із загальним колектором, схема із загальною базою.*

3.3.1. Схема із загальним емітером

Схема із загальним емітером використовується найчастіше. Схема представлена на рис. 3.9.

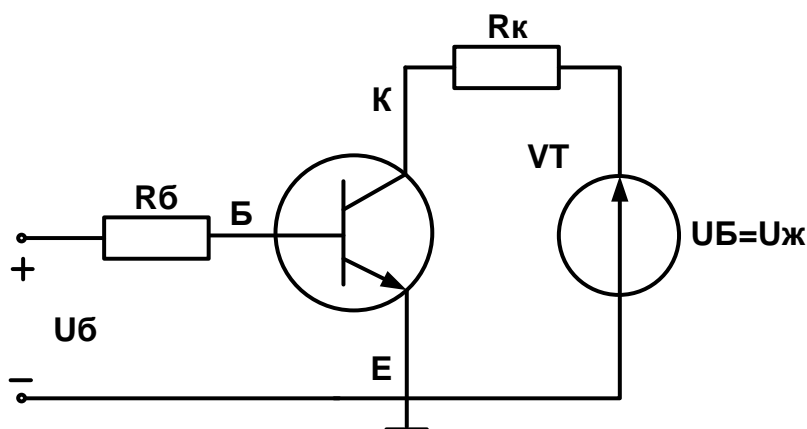


Рис. 3.9. Схема із загальним емітером

Взаємозв'язок струмів і напруг у транзисторі встановлюють *вхідні і вихідні характеристики*. Вхідні і вихідні характеристики представлені відповідно на рис. 3.10, 3.11.

Вхідна характеристика повторює вже знайому нам вольт-амперну характеристику діода. Під час зображення вихідної характеристики необхідно

пам'ятати, що колекторний перехід працює в режимі діода, включеного в зворотному напрямку. Тому *вихідна характеристика – це зворотна гілка вольт-амперної характеристики діода, перенесена в перший квадрант*. Вихідних характеристик ціле *сімейство*, тому що вони використовуються для різних значень струмів бази.

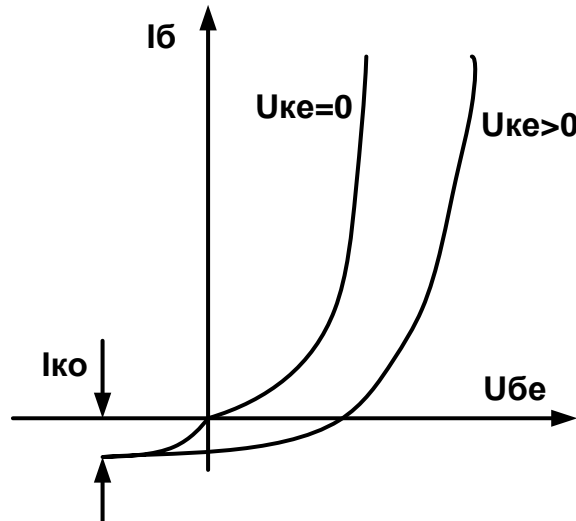


Рис. 3.10. Вхідні характеристики струмів і напруг

При $I_B = 0$ через транзистор протікає тепловий струм I_{K0} назад зміщеного колекторного переходу. Коефіцієнт посилення вхідного струму бази схеми із загальним емітером $h_{21E} = I_K / I_B$. Схема забезпечує також посилення по напрузі і по потужності. Схема застосовується як підсилювальна і як ключова.

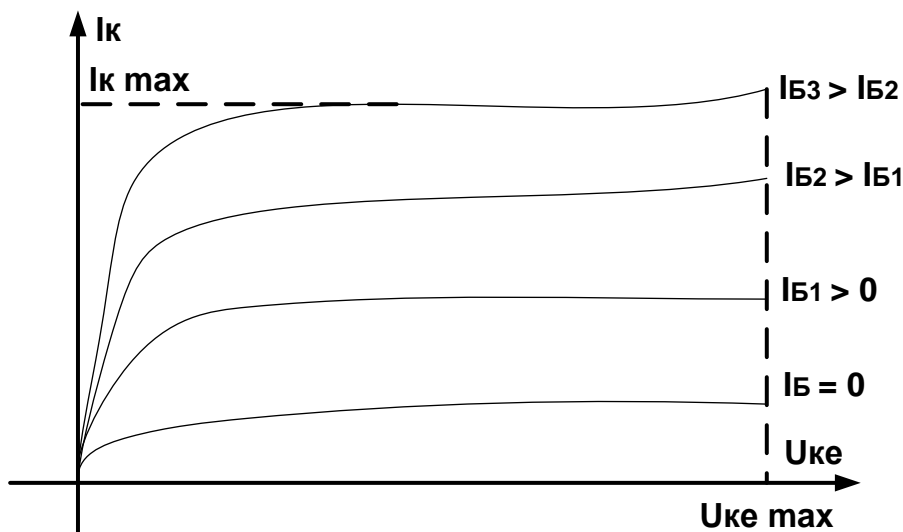


Рис. 3.11. Вихідні характеристики струмів і напруг

3.3.2. Ключовий режим роботи

Він застосовується як каскад проміжного посилення, каскад сигналізації, як схема живлення електромагнітного реле. Такий каскад є основою інтегральних логічних елементів.

Для пояснення роботи використовуються вихідні характеристики, що представлені на рис. 3.12.

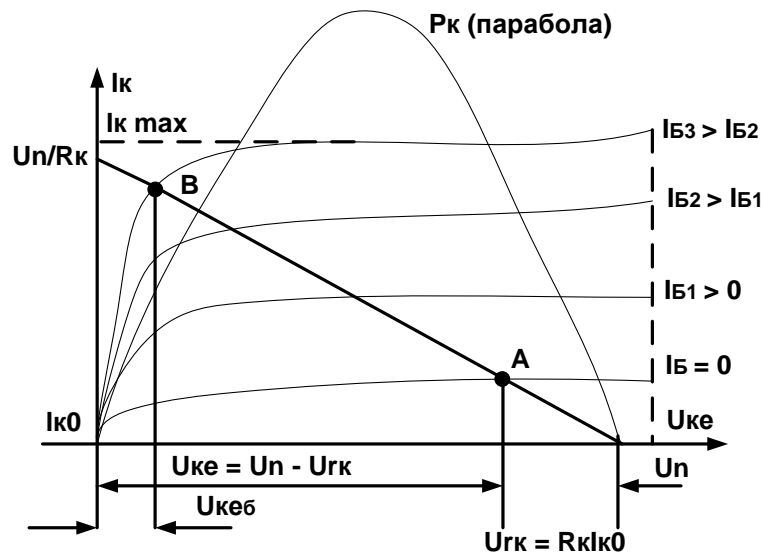


Рис. 3.12. Вхідні характеристики

Розглянемо можливі робочі точки (А, В) біполярного транзистора, що представлені на рис. 3.12.

У точці А транзистор вимкнений (або ключ розімкнутий), у точці В транзистор включений (ключ замкнутий). Щоб отримати точку В, необхідно забезпечити відповідний струм бази.

У точці А:

$$U_{KE} = U_{\Pi} - R_K \times I_{K0}; (I_K = I_{K0}). \quad (3.6)$$

У точці В:

$$U_{KE} = 0,1B; I_K = (U_{\Pi} - U_{KE}) \div R_K. \quad (3.7)$$

У розрахунках, зазвичай, нехтують величинами $I_{K0} \approx 0$, $U_{BE} \approx 0,6V$ та $U_{KE} \approx 0,1V$. Діаграма роботи транзистора в ключовому режимі представлена на рис. 3.13.

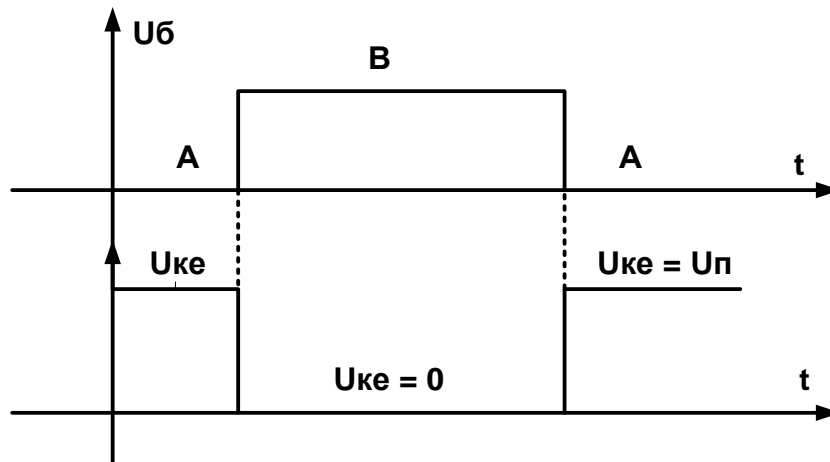


Рис. 3.13. Діаграма роботи транзистора в ключовому режимі

Зазвичай у відкритому стані транзистора струм I_K заданий. Необхідний струм бази $I_B = I_K / h_{21E}$ забезпечується базовим ланцюгом:

$$I_B = (U_B - U_{BE}) \div R_B; U_{BE} = 0,6V, \quad (3.8)$$

тоді

$$R_B = (U_B - 0,6) \div I_B, \quad (3.9)$$

$$I_K = (U_{\Pi} - U_{KE}) \div R_K; U_{KE} \approx 0,1V. \quad (3.10)$$

Оскільки h_{21E} може змінюватися від значень I_K , від температури, від часу, то струм бази I_B доводиться ставити з запасом. Вводять поняття **коефіцієнта насичення**, який характеризує перевищення реального базового струму над необхідним. При розрахунку I_B виходять з величини $h_{21E \min} / (1,5 \dots 2)$. Число $1,5 \dots 2$ – це коефіцієнт насичення.

Роботу транзистора в точках А і В прийнято характеризувати наступними термінами:

точка А – стан **відсічення** (відключений струм колектора);

точка В – стан *насичення* (транзистор відкритий повністю). Перехід з стану в стан відбувається стрибком.

3.3.3. Підсилювальний режим роботи транзистора

Розглянемо потужність, що виділяється на транзисторі в двох можливих режимах: ключовому і підсиленому. Графік потужності P_K представлений на рис. 3.11. Пряма навантаження визначає можливі робочі точки транзистора. У ключовому режимі потужність, що виділяється на транзисторі, відповідає точці А чи В, тобто завжди менше максимальної можливої потужності. У підсиленому режимі, коли можливе існування будь-яких робочих точок на прямій навантаження, потужність P_K може набувати і максимального значення.

У підсиленому режимі в загальному випадку вхідний сигнал може бути знакозмінним, наприклад, синусоїдальним. Перехід база-емітер є доданими р-п переходом. Щоб вхідні ланцюги транзистора могли працювати з сигналом змінного струму, необхідно перехід база-емітер змістити в прямому напрямку, тобто задати в базовому ланцюзі робочу точку за постійним струмом. Відносно цього постійного струму можна подавати в базовий ланцюг сигнал змінного струму, який буде посилюватися. Схема включення транзистора із загальним емітером і діаграму його роботи в режимі посилення гармонійного сигналу представлено відповідно

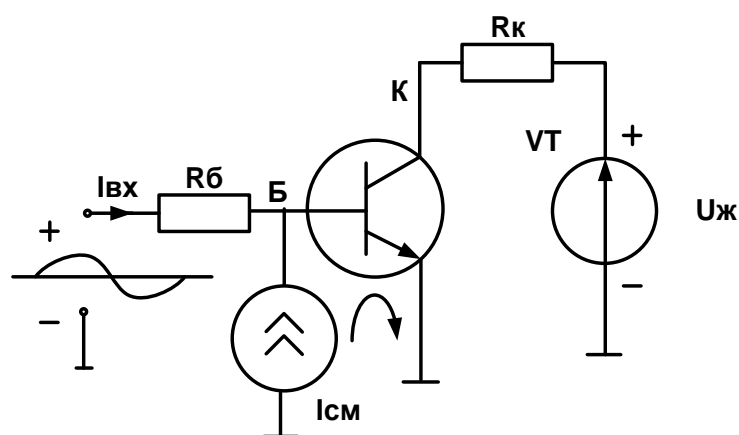


Рис. 3.14. Схема включення транзистора із загальним емітером

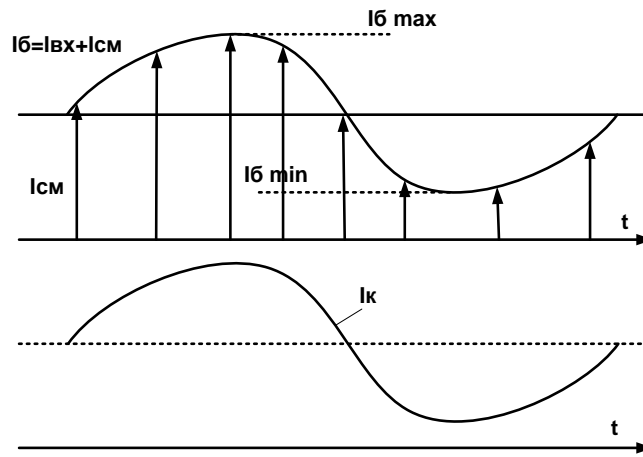


Рис. 3.15. Діаграма роботи транзистора в режимі посилення гармонійного сигналу

рис. 3.14 і 3.15, де $I_{ЗМ}$ – постійний струм зміщення бази.

Постійний струм зміщення бази буде визначати постійну складову струму колектора відповідно до співвідношення $I_K = I_B \times h_{21E}$. У посиленому режимі можливі робочі точки знаходяться на прямій навантаження між точками А' і В' на рис. 3.16.

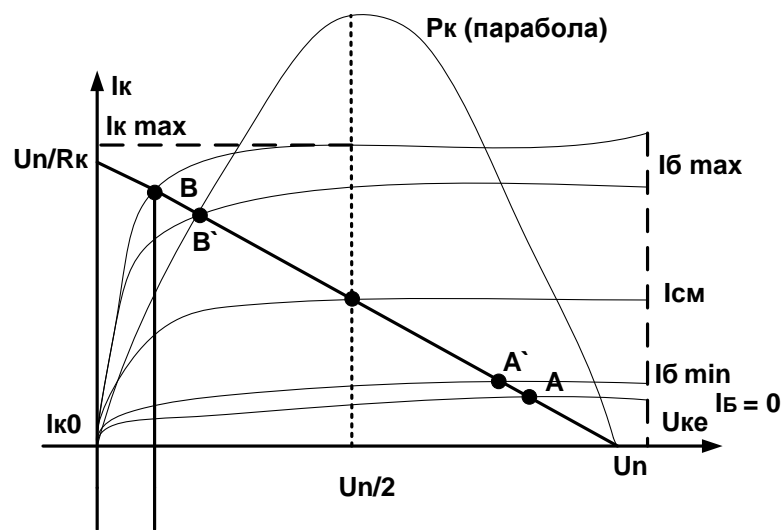


Рис. 3.16. Діаграма роботи транзистора в посиленому режимі

Струм зміщення повинен виводити робочу точку колектора транзистора за постійним струмом на середину відрізка А' В', щоб напруга на колекторі могла змінюватися від цієї середини як у бік джерела живлення, так і в бік загальної точки.

1 ВАРІАНТ. Схема, зображена на рис. 3.17.

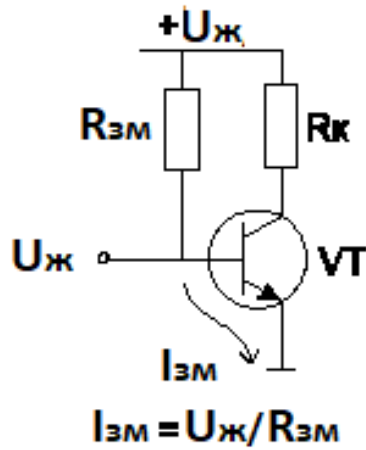


Рис. 3.17. Варіант 1

$$I_{зм} = (U_{ж} - U_{BE}) / R_{зм}$$

Схема відрізняється простотою, але має істотний недолік: робоча точка за постійним струмом не стабільна. При зміні $R_{см}$, наприклад, через температуру, $I_{зм}$ змінюється відповідно. Робоча точка на колекторі $I_{к} = I_{зм} \cdot h_{21E}$ також може змінюватися через зміну коефіцієнта посилення транзистора h_{21E} .

2 ВАРІАНТ. Схема, зображена на рис. 3.18.

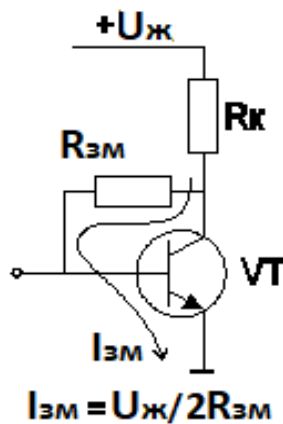


Рис. 3.18. Варіант 2

Струм зміщення можна визначити за співвідношенням:

$$I_{зм} = U_{ж} / 2R_{зм}$$

Ця схема є більш стабільною. При зміні з якої-небудь причини струму зміщення бази, буде змінюватися робоча точка колектора. Через ланцюг

зворотного зв'язку з колектора на базу буде відповідний вплив на базовий ланцюг, який зменшує ці зміни.

3 ВАРІАНТ. Схема, зображена на рис. 3.19.

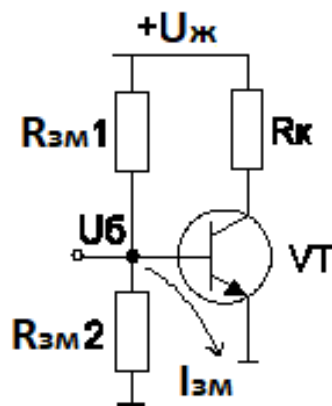


Рис. 3.19. Варіант 3

Дільник R_{3M1} , R_{3M2} задає потенціал бази.

$$U_B = U_{ж} \cdot R_{3M2} / (R_{3M1} + R_{3M2}).$$

Зазвичай приймають, що струм $I_{ДЛ}$, через дільник напруги з резисторів R_{3M1} і R_{3M2} від джерела живлення в декілька разів більше струму $I_{эм}$ задається $I_{ДЛ} = U_{ж} / (R_{3M1} + R_{3M2}) \approx 10 \times I_{эм}$. При цьому потенціал бази U_B може бути визначений за вхідною характеристикою транзистора беручи до уваги необхідний струм зміщення. Ця схема є досить стабільною. Оскільки в схемі задається потенціал бази (щодо загальної точки), то при зміні опорів R_{3M1} , R_{3M2} вони змінюються обидва одночасно, їхнє відношення мало змінюється, тому мало змінюється потенціал бази, тобто струм зміщення.

4 ВАРІАНТ. Схема, зображена на рис. 3.20.

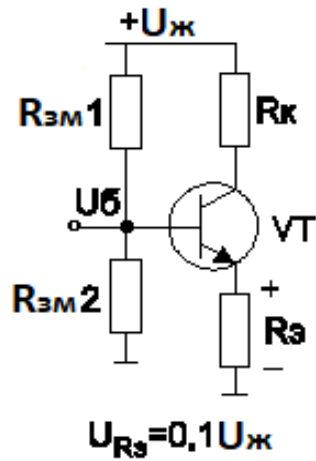


Рис. 3.20. Варіант 4

Ця схема задання робочої точки характеризується дуже високою стабільністю. Збільшення некерованих теплових струмів через транзистор призводить до збільшення падіння на резисторі R_E . Це падіння закриває транзистор, тобто зменшує цей струм. Аналогічно схема реагує на зміну коефіцієнта посилення h_{21E} . Зазвичай опір резистора R_E вибирають з умови, щоб падіння напруги на ньому від постійного струму емітера не перевищувало 10% від напруги живлення $U_{ж}$.

Щоб сигнал змінного струму не створював на R_E падіння і не зменшував сигнал на навантаженні R_k , резистор R_E шунтують конденсатором C_E (схема зображена на рис. 3.21).

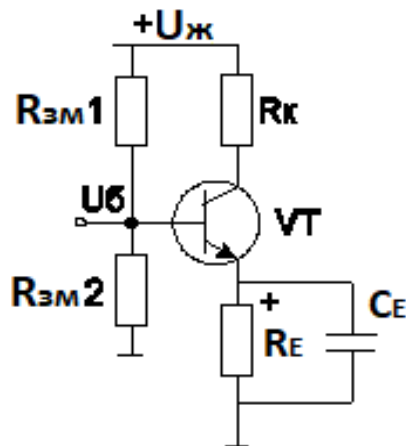


Рис. 3.21. Шунтування конденсатором C_E

Повинно виконуватися співвідношення:

$$X_c = 1 \div \omega_{\max} C_E \rightarrow 0, \quad (3.11)$$

де $\omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$ – максимальна частота сигналу, що підсилюється.

З цього виразу визначається ємність конденсатора C_E .

Схема зсуву по постійному струму може впливати на джерело вхідного змінного сигналу. З іншого боку джерело вхідного сигналу може шунтувати схему зміщення, якщо він низькоомним. Для виключення цього джерело вхідного сигналу і ланцюг зміщення відокремлюють розділовим конденсатором C_{P1} . Схема зображена на рис. 3.22.

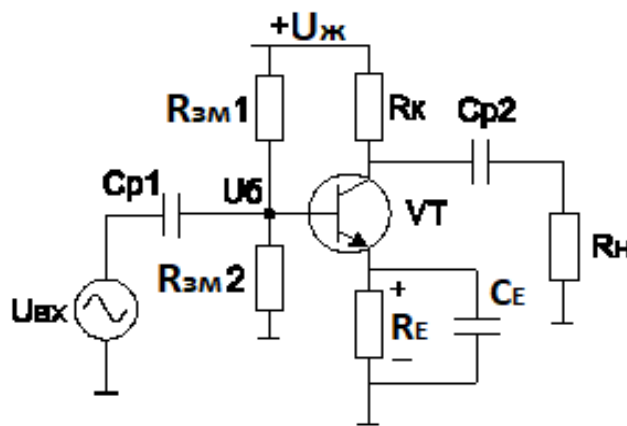


Рис. 3.22. Відокремлення розділовим конденсатором C_{P1}

Для відділення постійної складової у вихідний ланцюг від складової корисної змінної, яка посилилася, так само застосовується розділовий конденсатор C_{P2} . Графіки напруг представлені на рис. 3.23.

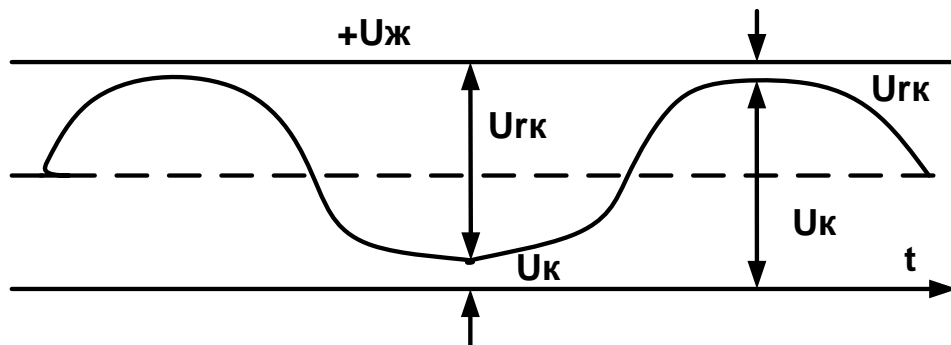


Рис. 3.23. Графіки напруг

3.3.4. Схема включення транзистора із загальним колектором

Схема показана на рис. 3.24. Схему з загальним колектором називають також емітерний повторювач (напруга на емітер U_E повторює напругу U_B).

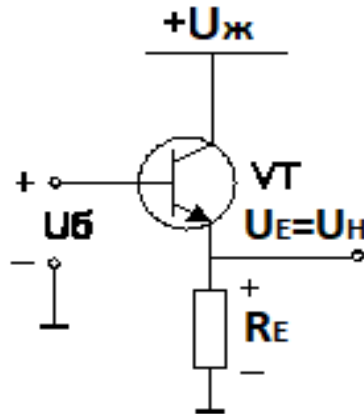


Рис. 3.24. Схема включення транзистора із загальним колектором

Дійсно,

$$U_E = (U_B - U_{BE}), U_{BE} = 0,6 \approx 0, \quad (3.12)$$

тому $U_E \approx U_B$.

Співвідношення для струмів:

$$I_E = (U_B - R_E); I_K = I_B \times h_{21E}; I_E = I_K + I_B = I_B \times (1 + h_{21E}). \quad (3.13)$$

Таким чином, у схемі є посилення по струму в $(1 + h_{21E})$ раз. Струм бази для забезпечення необхідного струму емітера можуть бути знайдені з останнього рівняння:

$$I_B = I_E \div (1 + h_{21E}). \quad (3.14)$$

Тобто для отримання заданого I_E потрібно в $(1+h_{21E})$, разів менший струм бази I_B . Схема застосовується як підсилювач струму під час роботи на низькоомне навантаження. У нього відсутнє посилення по напрузі (це повторювач напруги), але існує посилення з струмом і потужністю.

3.3.5. Схема із загальною базою

Схема показана на рис. 3.25. Співвідношення для струмів:

$$I_K = \alpha I_E.$$

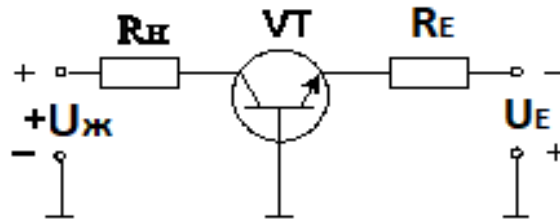


Рис. 3.25. Схема із загальною базою

Оскільки α близько 1, то $I_K \approx I_E$. З останнього рівності випливає, що це повторювач струму. Схема має посиленням за напругою і за потужністю, вона застосовується порівняно рідко. Одне із застосувань: як джерело пилкоподібної напруги – рис. 3.26.

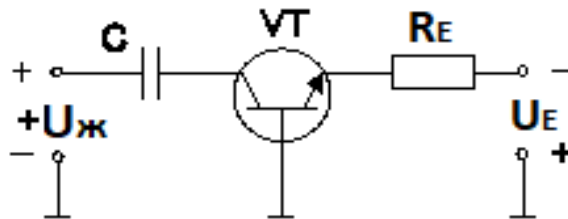


Рис. 3.26. Повторювач струму

Струм емітера:

$$I_E = (U_E \div R_E). \quad (3.15)$$

Величини U_E і R_E задані і постійні, тому $I_E = I_K = const$. Так як конденсатор заряджається постійним струмом. Напруга на конденсаторі:

$$U_C = (1 \div C) \int I_C dt. \quad (3.16)$$

Оскільки $I_C = I_K = const$, то $U_C = I_K \times t / C$ – це пряма лінія. Для періодичного скидання напруги на конденсаторі до нуля застосовується додатковий транзисторний ключ, що включається паралельно конденсатору.

3.4. Практична частина

3.4.1. Теоретична частина

Починаючи з 1947 року транзистори і інтегральні схеми, основу яких складають також транзистори, поступово стають основними компонентами всіх електронних пристроїв.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, два універсальних вимірювальних прилади, транзистори 2N3904 і 2N3906, один світлодіод із випромінюванням червоного світла, кремнієвий діод 1N914, два резистора 330 Ом, два резистора 10 кОм, по одному резистору 100 Ом, 1 кОм, 3,3 кОм, 22 кОм, 100 кОм на 0,25 Вт і конденсатор 1 рФ.

3.4.2. Біполярні транзистори (BJT)

Біполярні транзистори складаються з трьох шарів напівпровідникових матеріалів різного типу і, відповідно, двох рп-переходів на одному кристалі (див. Рис. 3.1, а). Шар р-типу, розташований між двома шарами n-типу, – це база транзистора. Відповідно, крайні шари (n-типу) утворюють емітер і колектор транзистора. Це біполярний транзистор рпр-типу. Існує другий тип біполярних транзисторів – дід-типу (рис. 3.27). Дротові виводи з'єднуються з кожною зоною. Умовні позначення біполярних транзисторів р-n-p-типу і n-p-n-типу представлені на рис. 3.16.

Найпростіше пояснення принципу роботи транзистора: маленький струм, що надходить на базу, управляє великим струмом, який надходить на колектор. Обидва струми, на базі і на колекторі, випливають з емітера (для n-p-n-типу транзистора). Для р-n-p-типу транзистора навпаки: маленький струм із бази управляє великим струмом, що надходить із колектора, обидва струми течуть до емітера. Відношення струму на колекторі до струму бази називається коефіцієнтом посилення по струму β , зазвичай він лежить у діапазоні від 20 до 300.

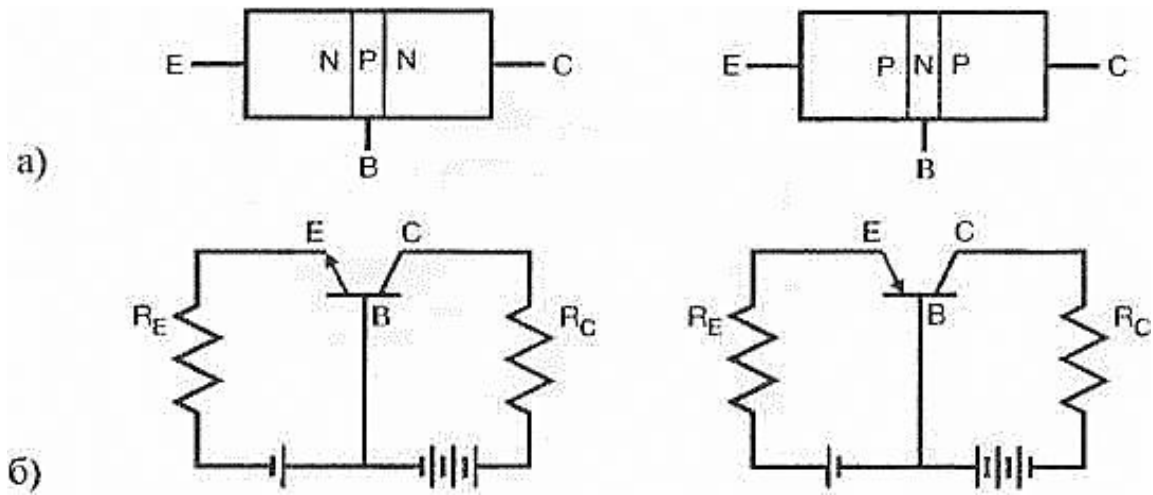


Рис. 3.27. Біполярні транзистори р-п-р-типу і п-р-п-типу: а – конструкції; б – умовні позначення.

Більш точно буде сказати, що транзистор - це кероване напругою джерело струму: невелика зміна напруги на базі викликає велику зміну струму на колекторі. Такі пристрої називаються керованими напругою підсилювачами струму, яким відповідає параметр g_m – провідність. Одиниця її вимірювання – сіменс (= 1 / Ом).

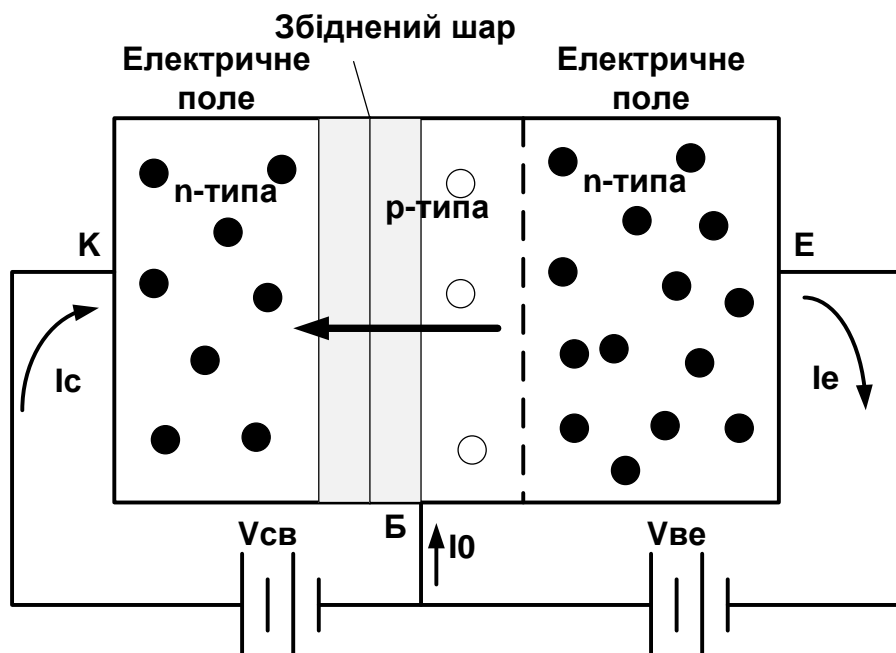


Рис. 3.28. Конструкція транзистора п-р-п – типу

У біполярних транзисторах п-р-п-типу два його переходи можна розглядати як прямо зміщений діод база-емітер і назад зміщений діод база-колектор (рис. 3.28). Позитивно заряджений колектор виснажує перехід база-колектор і на ньому спостерігається тільки маленький термальний струм. Однак, коли електрони з

емітера потрапляють в область бази, колектор їх притягує, і струм протікає до виходу колектора. Тим часом набагато менший струм із дірок рухається від бази до колектора, забезпечуючи невеликий струм на вихід бази. У той же самий час вихід емітера продукує електрони на катод, який надходить на перехід база-емітер. 99% електронів з емітера надходить на базу і далі на колектор і тільки 1% виходить із бази. Це пояснює великий коефіцієнт посилення по струму. Крім того, зона напівпровідника біля бази робиться легко легованою.

Так як перехід база-емітер підпорядковується експоненціальному закону залежності струму від напруги, невелика зміна напруги база-емітер викликає великий струм на колекторі. Таким чином, транзистор можна використовувати в ролі підсилювача.

Слід зауважити, що коефіцієнт посилення по струму β для транзисторів однієї і тієї ж серії може мати різне значення (див. Табл. 3.1). Крім того, β залежить від температури, струму на колекторі і напруги колектор-емітер.

3.4.3. Основні визначення

Перш ніж розглядати функціонування транзисторних схем, необхідно визначити основні параметри транзисторних схем і їх залежність. Напруга база-емітер - це потенціал бази щодо емітера:

$$V_{BE} = V_B + V_E. \quad (3.17)$$

Напруга колектор-база – це потенціал колектора відносно бази:

$$V_{CB} = V_C + V_B. \quad (3.18)$$

Напруга колектор-емітер – це потенціал колектора відносно емітера:

$$V_{CE} = V_C + V_E. \quad (3.19)$$

Відповідно до закону Кірхгофа:

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}, \quad (3.20)$$

для транзисторів n-p-n-типу всі різниці потенціалів позитивні (при нормальному режимі функціонування)

- Струм на колектор I_c .
- Струм з емітера I_E .
- Струм на базу I_B .

$$I_E = I_c + I_B. \quad (3.21)$$

Для транзисторів pnp-типу весь струм позитивний (при нормальному режимі функціонування).

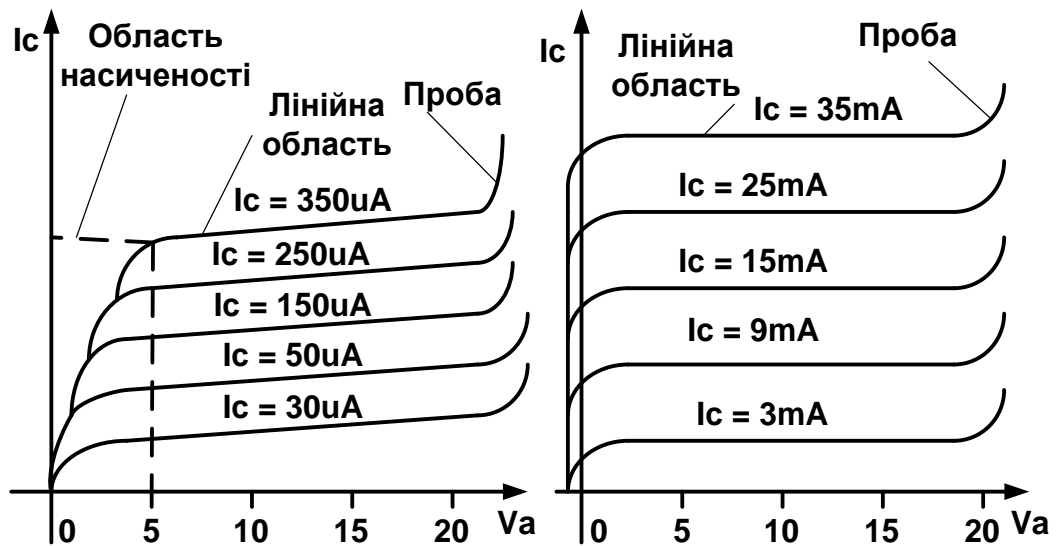


Рис. 3.29. Вольт-амперні характеристики біполярного транзистора n-p-n-типу

Залежність струму від напруги в транзисторах зазвичай позначається у вигляді графіків вольт-амперних характеристик (див. рис. 3.29).

3.4.4. Аналіз транзисторних схем

Під час аналізу транзисторних схем використовується математична модель Еберса-Молла. При цьому вважається, що струм на колекторі – в міліамперному діапазоні, а напруга база-емітер постійна і становить 700 мВ. Крім того, база має високий опір, а емітер – низький. Таким чином, зміна напруги на базі викликає відповідну зміну напруги на емітер. Іншими словами, напруга на базі управляє напругою на емітері.

Так як коефіцієнт посилення великий, струм на колекторі приблизно дорівнює струму на емітері. Так як імпеданс колектора значно вищий імпеданса бази, то в стані спокою, відповідно до закону Ома, певна напруга падає на колекторі.

3.4.5. Модель транзистора Еберса-Молла

Згідно з математичною моделлю транзистора Еберса-Молла, величина струму на колекторі визначається величиною прямого зміщення на переході база-емітер:

$$I_c = I_s \left(e^{\frac{cV}{kT}} - 1 \right). \quad (3.22)$$

Крім того:

$$I_B = I_C / \beta. \quad (3.23)$$

Динамічний опір емітера

Так як струм емітера дорівнює струму колектора, рівняння (3.29) визначає і струм емітера. Отже, його можна використовувати для визначення динамічного опору емітера r_c :

$$r_c = dV_E / dI_E. \quad (3.24)$$

Динамічний опір пояснює, як для фіксованої напруги на базі, напруга на емітер буде змінюватися в залежності від зміни струму на емітер. Для визначення r_c продиференціюємо рівняння (3.22) для фіксованої напруги на базі:

$$r_c = kT / eI_C. \quad (3.25)$$

Отримаємо омичний опір емітера. Зазвичай, він складає декілька Ом.

Динамічний опір бази

Якщо напругу на емітері залишити фіксованою, можна визначити з рівнянь (3.22) і (3.23) динамічний опір бази щодо емітера:

$$r_{BE} = dV_B/dI_B = \beta kT/eI_C. \quad (3.26)$$

Видно, що перехід база-емітер має низький опір зі сторони емітера і високий опір зі сторони бази (у β раз).

Деякі корисні перетворення

За кімнатної температури динамічний опір емітера складає:

$$r_e = 25\text{мВ}/I_C, \quad (3.27)$$

$$r_{BE} = \beta 25\text{мВ}/I_C. \quad (3.28)$$

Так як в емітера низький імпеданс, напруга на ньому дуже залежить від струму на ньому. У бази високий імпеданс (у 100 раз більше імпеданса емітера), тому сигнал подається на базу.

Опір резистора на емітері визначається з рівняння:

$$\beta(r_c + R_E) = r_{BE} + \beta R_E. \quad (3.29)$$

Зазвичай, опір емітера набагато менший R_E і ним можна нехтувати.

3.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT)

3.5.1. Конструкція і особливості роботи IGBT

Біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors) – повністю керований напівпровідниковий прилад, в основі якого тришарова структура. Його включення і виключення здійснюються подачею і зняттям позитивної напруги між затвором і витоком. Комерційне використання IGBT почалося з 80-х років і вже зазнало чотири стадії свого розвитку.

- I покоління IGBT (1985 рік): граничні комутовані напруги 1000 В і струми 200 А в модульному і 25 А в дискретному виконанні, прямі падіння напруги в відкритому стані 3,0-3,5 В, частоти комутації до 5 кГц (час включення / вимикання близько 1 мкс).
- II покоління (1991 рік): комутовані напруги до 1600 В, струми до 500 А в модульному і 50 А в дискретному виконанні; пряме падіння напруги 2,5-

3,0 В, частота комутації до 20 кГц (час включення / вимикання близько 0,5 мкс)

- III покоління (1994 рік): напруга, що комутується до 3500 В, струми 1200 А в модульному виконанні. Для приладів із напругою до 1800 В і струмів до 600 А пряме падіння напруги становить 1,5-2,2 В, частоти комутації до 50 кГц (часи близько 200 нс).
- IV покоління (1998 рік): напруга, що комутується до 4500 В, струми до 1800 А в модульному виконанні; пряме падіння напруги 1,0-1,5 В, частота комутації до 50 кГц (час близько 200 нс).

IGBT є продуктом розвитку технології силових транзисторів зі структурою метал-оксид-напівпровідник, керованих електричним полем (MOSFET-Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) і поєднують в собі два транзистора в одній напівпровідниковій структурі: біполярний (утворює силовий канал) і польовий (утворює канал управління). Прилад введений у силовий ланцюг виводами біполярного транзистора Е (емітер) і С (колектор), а в ланцюг управління – висновком G (затвор). Таким чином, IGBT має три зовнішніх виводи: емітер, колектор, затвор. З'єднання емітера і стоку (D), бази і витоку (S) є внутрішніми. Поєднання двох приладів у одній структурі дозволило поєднати переваги польових і біполярних транзисторів: високий вхідний опір з високою струмовим навантаженням і малим опором у включеному стані. Діаграму напруги і струму управління наведено на рис. 3.30.

Схематичний розріз структури IGBT показаний на рис. 3.30, а. Біполярний транзистор утворений шарами p + (емітер), n (база), p (колектор); польовий – шарами n (витік), n + (стік) і металевою пластиною (затвор). Шари p + і p мають зовнішні виводи, що включаються в силовий ланцюг. Затвор має вивід, що включається в ланцюг управління. На рис. 3.30, б зображена структура IGBT IV покоління, виконаного за технологією утопленого каналу (trench-gate technology), що дозволяє виключити опір між p-базами і зменшити розміри приладу в кілька разів.

Процес включення IGBT можна розділити на два етапи: після подачі позитивної напруги між затвором і витоком відбувається відкриття польового транзистора (формується n – канал між витоком і стоком). Рух зарядів з області n

в область р призводить до відкриття біполярного транзистора і виникнення струму від емітера до колектора. Таким чином, польовий транзистор управляє роботою біполярного.

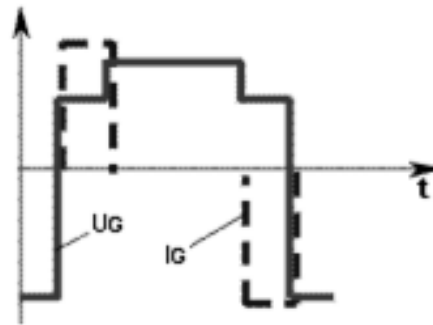


Рис. 3.30. Діаграма напруги і струму

Для IGBT з номінальною напругою в діапазоні 600-1200 В в повністю включеному стані пряме падіння напруги, так само як і для біполярних транзисторів, знаходиться в діапазоні 1,5-3,5 В. Це значно менше, ніж характерне падіння напруги на силових MOSFET в провідному стані з такими ж номінальними напругами.

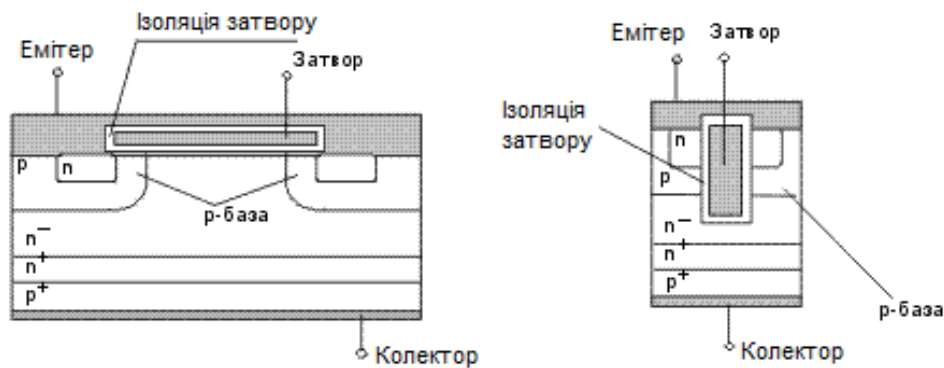


Рис. 3.31. Схематичний розріз структури IGBT

З іншого боку, MOSFET з номінальними напругами 200 В і менше мають більш низьке значення напруги у включеному стані, ніж IGBT, і залишаються неперевершеними в цьому відношенні в області низьких робочих напруг і комутованих струмів до 50 А.

За швидкодією IGBT поступаються MOSFET, але значно перевершують біполярні. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду і спадання

струму при виключенні IGBT знаходяться в діапазонах 0,2-0,4 і 0,2-1,5 мкс, відповідно.

Область безпечної роботи IGBT дозволяє успішно забезпечити його надійну роботу без застосування додаткових ланцюгів формування траєкторії перемикачів при частотах від 10 до 20 кГц для модулів із номінальними струмами в кілька сотень ампер. Такими якостями не володіють біполярні транзистори, з'єднані за схемою Дарлінгтона.

Так само як і дискретні, MOSFET витіснили біполярні в ключових джерелах живлення з напругою до 500 В, так і дискретні IGBT роблять те ж саме в джерелах з більш високими напругами (до 3500 В).

3.5.2. IGBT-модулі

На сьогоднішній час транзистори IGBT випускаються, як правило, у вигляді модулів в прямокутних корпусах із одностороннім притиском і охолодженням (Mitsubishi, Siemens, Semikron і ін.) і таблетковому виконанні з двостороннім охолодженням (Toshiba Semiconductor Group). Модулі з одностороннім охолодженням виконуються в міцному пластмасовому корпусі з паяними контактами і ізолюваною основою. Всі електричні контакти знаходяться у верхній частині корпусу. Відведення тепла здійснюється через підставу. Типова конструкція модуля в прямокутному корпусі показано на рис. 3.32.

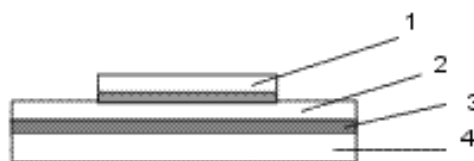


Рис. 3.32. Типова конструкція IGBT-модуля: 1 – кристал; 2 – шар кераміки; 3 – спайка; 4 – нижня теплоізолююча основа

Струм управління IGBT малий, тому ланцюг управління – драйвер конструктивно компактний. Найбільш доцільно розташовувати ланцюг драйвера в безпосередній близькості від силового ключа. У модулях IGBT – драйвери безпосередньо включені в їх структуру. Інтелектуальні транзисторні модулі (ІТМ), виконані на IGBT, також містять інтелектуальні пристрої захисту від

струмів короткого замикання, системи діагностування, що забезпечують захист від зникнення сигналу, одночасної провідності в протилежних плечах силової схеми, зникнення напруги джерела живлення та інших аварійних явищ. У структурі ІТМ на IGBT передбачається в ряді випадків система управління з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) і однокристальна ЕОМ. У багатьох модулях є схема активного фільтра для корекції коефіцієнта потужності і зменшення вмісту вищих гармонійних у мережі живлення.

IGBT- модуль по внутрішній електричній схемі може являти собою одиничний IGBT, подвійний модуль (half-bridge), де два IGBT з'єднані послідовно (напівміст), переривник (chopper), в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом, однофазний або трифазний міст. У всіх випадках, крім переривника, модуль містить паралельно кожному IGBT вбудований зворотний діод. Найбільш поширені схеми з'єднань IGBT- модулів наведені на рис. 3.33.

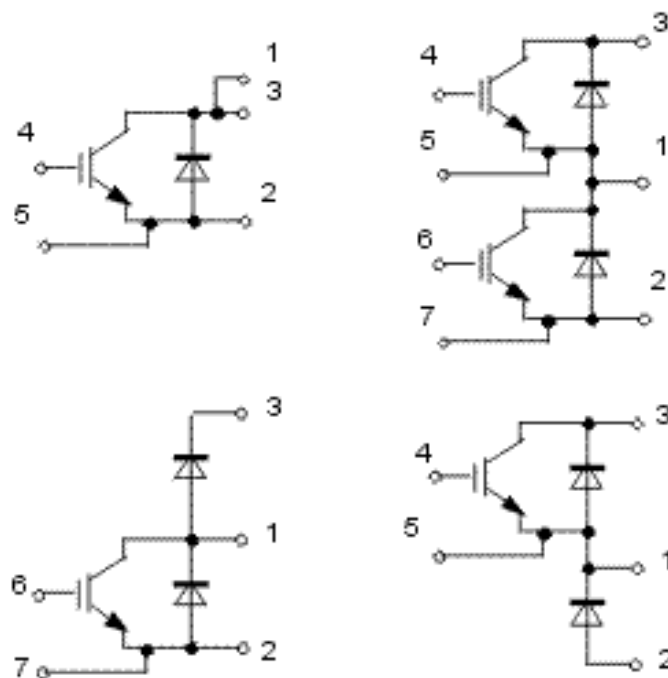


Рис. 3.33. Схеми IGBT- модулів

Інтенсивно розвивається технологія корпусування паяної конструкції силових модулів із метою подальшого зниження габаритів і маси, підвищення надійності, енерго- і термоциклопитривалості, зменшення теплового опору і вартості. Ці цілі досягаються застосуванням нових матеріалів і технологій складання на тонкі і AlN - керамічні підкладки в корпусах з малоіндуктивними

виводами, розробкою спеціальних конструкцій силових модулів із інтегрованими рідинним охолодженням і створенням силових модулів, включаючи інтелектуальні, з використанням матричних композиційних матеріалів, що мають хороші теплопровідні властивості і низькі, узгоджені з кремнієм і керамікою, коефіцієнти теплового розширення (КТР).

У модулях з інтегральним рідинним охолодженням майже в чотири рази вдається збільшити відведену розсіювальну потужність у порівнянні з схожою за електричними параметрами традиційною конструкцією силового модуля з повітряним охолодженням.

Застосування матричних композиційних матеріалів (ММС-Metal Matrix Composite) відкриває нові перспективи у створенні надпотужних, компактних, міцних, надійних силових модулів. ММС мають високу теплопровідність (ММС-150 Вт / (м * К), Cu-370, Al-200, Si-80), низький КТР (ММС-7, Cu-17, Al-23, Si-4, AlN-7), що дозволяє знизити до мінімуму напруженості в конструкції модуля, особливо в чіпах силових приладів, забезпечуючи хорошу електричну ізоляцію і ефективне відведення тепла. В даний час за цією концепцією створені інтелектуальні силові модулі (випрямляч-інвертор) потужністю до 100 кВт.

Поряд із розвитком технології паяної конструкції силових модулів із ізолюваним підставою (граничні параметри 1,2 кА, 3,5 кВ) продовжує інтенсивно розвиватися технологія притискної конструкції IGBT- модулів, подібна до таблеточної конструкції SCR (Silicon Controlled Rectifier) і GTO - press-pack technology , в якій поряд із зменшенням більш ніж в 10 разів теплового опору і габаритів значно поліпшені надійність, термоциклопитривалість. Найбільш високих параметрів IGBT- модулів притискної конструкції досягла компанія Toshiba (PP HV IGBT-press pack high voltage IGBT).

Доцільність застосування IGBT у дискретному і модульному виконаннях

Дискретні прилади у корпусах TO-220 і T-247 (Fullpak) виготовляються масово і мають низьку вартість у розрахунку на один ампер номінального струму (максимальне значення робочого струму 70 А). Потужноструміві модулі з електричною ізоляцією, як правило, містять ключі, з'єднані по напівмостовій ключовій схемі або з одноключевою конфігурацією. У цих модулях діапазон

номінальних струмів знаходиться в діапазоні від 25 А (для напівмостової схеми з напругою на 1200 В) до 600 А (для одноключевої схеми з напругою 600 В).

Привабливими рисами сільноточних модулів є: наявність електричної ізоляції, простота монтажу з охолоджувачем і легкість зв'язку з іншими модулями для підвищення навантаження ланцюга. Вони також дозволяють уникнути використання паралельного з'єднання ключів для струмів, що перевищують сотні ампер.

Використання приладів у корпусах ТО-220 і ТО-247 з вбудованими зворотними швидкодіючими діодами стає особливо привабливим при розробці інверторів. У цьому випадку необхідне число силових напівпровідникових компонентів зменшується на 50% у порівнянні з використанням IGBT і діодів у вигляді окремих елементів. Області діапазонів струмів, що перекриваються, де використання дискретних приладів економічно доцільніше в порівнянні з потужнострумовими модулями, можуть бути розширені за рахунок паралельного з'єднання окремих приладів.

Модуль, який має найбільший номінальний струм, містить і найбільшу площу кремнієвого кристала, що використовується за повного струмового навантаження модуля. У такому ж модулі з неповним струмовим навантаженням загальна площа кремнію використовується частково. Повністю навантажений по струму модуль із номінальними параметрами 200 А, 600 В з напівмостовою схемою еквівалентний за змістом кремнію восьми дискретним приладам у корпусі ТО-247. Для порівняння такий модуль із частковим навантаженням в 50 А еквівалентний двом приладам у корпусі ТО-247. Так як вартість модуля істотно залежить від кількості в ньому кремнію, повністю навантажений по струму модуль має більш низьку вартість одного номінального ампера в порівнянні з частково навантаженим, але вартість 1 А номінального струму повністю навантаженого по току модуля в 1,5 рази і більше перевищує аналогічний показник для еквівалентного числа дискретних компонентів.

На противагу перевазі дискретних компонентів у вартості компонента необхідно враховувати додаткові витрати на монтаж, необхідність зниження значень номінальних струмів у разі їх паралельного з'єднання і інші технічні

фактори, пов'язані з використанням певного числа з'єднаних між собою дискретних компонентів.

Основна відмінність між дискретними приладами і потужнострумовими модулями полягає в способі електричного зв'язку з іншими елементами схеми. Дискретні компоненти з'єднуються з елементами схеми на друкованій платі за допомогою пайки. Максимальне значення струмів у контактних з'єднаннях друкованої плати зазвичай не перевищує 100 А у сталих режимах роботи. Це накладає природні обмеження на число паралельно з'єднаних компонентів. З іншого боку, сильноточні модулі мають виводи під гвинтові затиски. Тому вони можуть з'єднуватися з кабельними наконечниками або безпосередньо з струмопровідними шинами. Потужнострумові модулі також можуть безпосередньо з'єднуватися з друкованою платою через наскрізні отвори.

Паралельне з'єднання дискретних компонентів пов'язане з необхідністю рівномірного розподілу між ними втрат потужності, за можливістю найбільш точного вирівнювання значень температур напівпровідникових переходів з'єднаних дискретних приладів. Різниця електричних характеристик окремих приладів вимагає створення для кожного з них певного запасу по струму навантаження, що становить приблизно 20% максимально допустимого значення. Навіть у разі створення такого запасу по струму необхідно забезпечити хороший тепловідвід від кожного приладу, щоб забезпечити рівність температур напівпровідникових переходів.

Наявність електричної ізоляції створює в місцях кріплення приладів до охолоджувача теплові бар'єри, що погіршують рівномірність розподілу температур переходів окремих приладів. З цієї причини прилади в корпусах Fullpak (Int-A-Pak, Dual-Int-A-Pak, IMS, SOT, Co-Packs, ZIP, DIP, Flange-B і інших) із електричною ізоляцією не ідеальні для паралельного з'єднання. Паралельно з'єднані прилади слід монтувати на загальному охолоджувачі. Якщо ж потрібно забезпечити електричну ізоляцію, то прилади слід змонтувати на загальній тепловідводній пластині, що забезпечує хороший тепловий зв'язок між переходами приладів. Ця пластинка також може використовуватися як конструктивний елемент, що забезпечує механічне поєднання приладів.

Електроізоляційний бар'єр у цьому випадку слід створювати між струмоведучими частинами паралельної складання приладів і основному охолоджувачу.

Асиметрія в розводці електричних ланцюгів, що підключаються до паралельно з'єднаних приладів, може привести до значної розбіжності у виділеній на кожному з них втраті потужності. Найбільш сильно цей ефект проявляється на комутаційних інтервалах роботи приладів, що призводить до нерівномірного розподілу динамічних втрат потужності. Найбільш істотно на розподіл струмів у динамічних режимах впливають індуктивності емітерних ланцюгів, значення яких за можливістю повинні бути рівними, щоб виключити розбаланс динамічних втрат. Відомо, що динамічні втрати зменшуються зі зниженням значень робочої частоти і напруги. У цих випадках прості схеми з'єднання приладів без симетрування з'єднань можуть стати цілком прийнятними. Там, де зміст динамічних втрат перевищує 15% загальних втрат, необхідно приділяти значну увагу розводці ланцюгів, що з'єднують дискретні прилади внаслідок значного впливу симетричності ланцюгів. Приклад ідеального симетричного розташування ланцюгів представлений на рис. 3.34. При такому розташуванні і з'єднанні приладів забезпечується рівність індуктивностей емітерних ланцюгів всіх з'єднаних приладів і тим самим забезпечується вирівнювання між ними динамічних втрат.

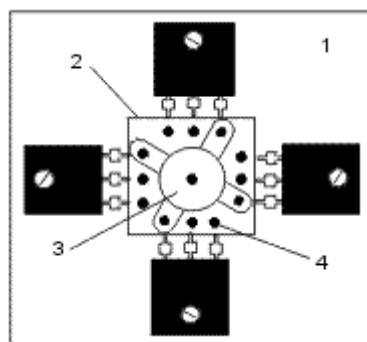


Рис. 3.34. Симетрична розводка електричних ланцюгів в паралельно з'єднаних приладах (кільцеве з'єднання): 1 – охолоджувач; 2 – печатна плата; 3 – з'єднання емітерів; 4 – з'єднання входів низької сторони

3.6. Експерименти

3.6.1. Перевірка транзисторів

Так як транзистор складається з двох пр - переходів, найпростіше перевірити транзистор, вимірявши опір переходів у прямому і зворотному напрямку. Це можна зробити за допомогою омметра. Однак у конструкції нашого цифрового вимірювального приладу немає омметра, але є функція тестування діодів. У цьому режимі пристрій показував порогову напругу (600 мВ) на переході діода. Щоб про-тестувати пр-перехід діода або транзистора, необхідно прилад встановити в режим, визначений символом діода. Під час тестування діода анод під'єднується до затиску приладу «VΩ» і катод до затиску «загальний». Діод при цьому буде прямо зміщеним.

Завдання 3.1

Протестуйте переходи база-колектор і база-емітер транзисторів 2N904 (n-p-n) 2N906 (p-n-p) при прямому та зворотному переміщенні. Запишіть результати. Слід зауважити, що ці транзистори випускаються в корпусі ТО-92. Виходи бази, емітера і колектора визначаються в ньому відповідно до рис. 3.30. Якщо перевіряється транзистор справний, на кожному його переході в прямому напрямку прилад покаже 700 мВ, а в зворотному – 0 В.

Емітерний повторювач

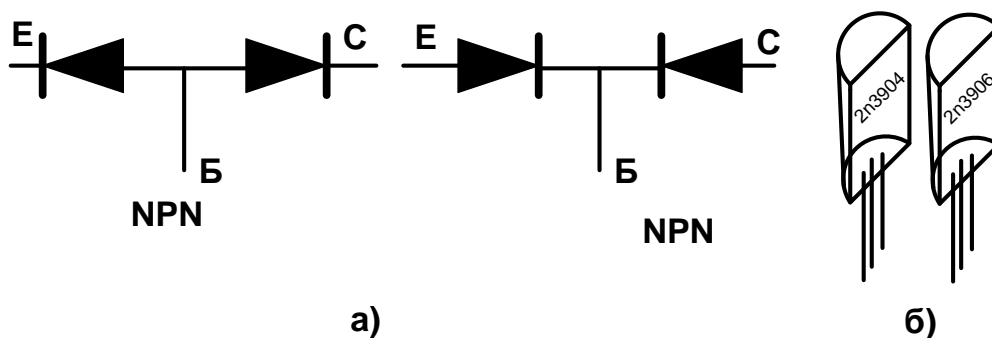


Рис. 3.35. Транзистор як два діодні переходи; виходи корпусу ТО-92

Схема емітерного повторювача представлена на рис. 3.36. Ця схема називається так тому, що напруга на емітер повторює все через зміну напруги на

базі, при цьому різниця потенціалів база-емітер (V_{BE}) завжди залишається постійною (0,7 В).

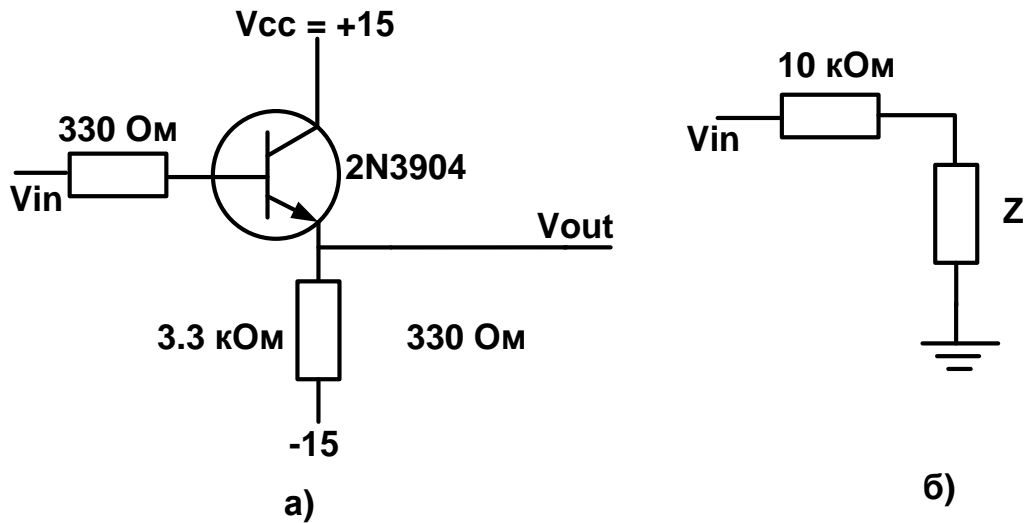


Рис. 3.36. Емітерний повторювач: а – схема; б – еквівалентна схема

Коефіцієнт посилення по напрузі в цьому підсилювачі дорівнює 1, але коефіцієнт посилення по струму істотний. При цьому емітерний повторювач володіє високим входним імпедансом і низьким вихідним опором. Такі функції підсилювача дозволяють застосовувати його в буферних каскадах.

Завдання 3.2

Струм на базі і на колекторі можна визначити, вимірявши падіння напруги на резисторах R_E і R_B (див. рис. 3.37 а). Визначте коефіцієнт посилення по струму в вашому транзисторі простим діленням струму на колекторі та бази.

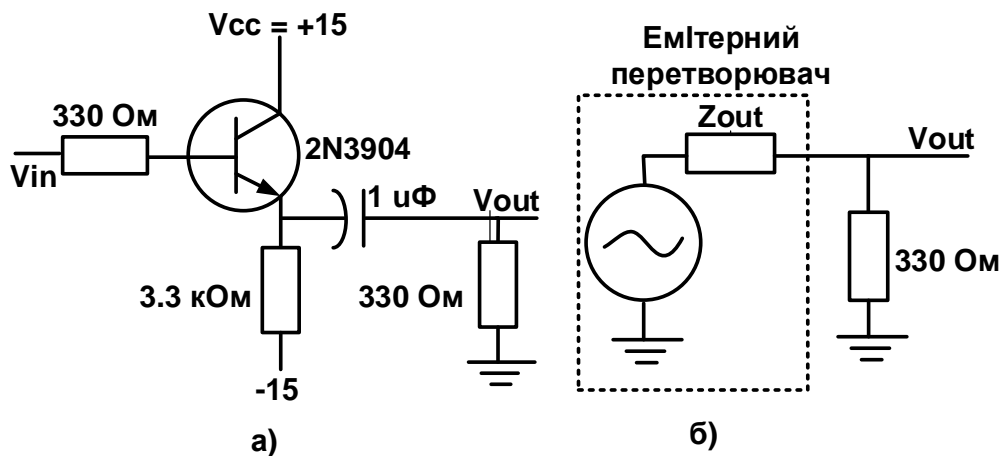


Рис. 3.37. Емітерний повторювач: а – схема для вимірювання вихідного імпеданса; б – еквівалентна схема

Завдання 3.3

Тепер на вхід підсилювача необхідно подати синусоїду від функціонального генератора. Порівняйте вхідний сигнал і вихідний сигнал. Порівняйте амплітуди. Виміряйте V_{BE} .

Резистор на базі 330 Ом з'єднаний послідовно з вхідним опором $r_{BE} + \beta R_E$, тому він мало впливає на вхідний сигнал. Його призначення в схемі – гасити шуми, викликані паразитичною індуктивністю провідників і паразитною ємністю між базою і емітером. Якщо ви сумніваєтеся в цьому, відключіть цей резистор і подивіться, що станеться.

Завдання 3.4

Виміряйте вхідний імпеданс. Для цього на базі замініть резистор на 10 кОм (див. рис. 3.36, б) і виміряйте зменшення амплітуди на одному кінці резистора щодо іншого. Поясніть, ґрунтуючись на ідеї подільника напруги, як це визначає вхідний опір.

Завдання 3.5

Виміряйте вихідний імпеданс. Для цього додайте розділовий конденсатор і опір навантаження, як показано на рис. 3.36, а, і визначте вихідний імпеданс невеликого зменшення амплітуди вихідної напруги (див. рис. 3.36, б). Розділовий конденсатор дозволяє опору навантаження впливати на сигнал змінного струму без зміни переміщення на транзисторі.

Завдання 3.6

Поясніть, що стане з напругою на емітері, якщо відключити розділовий конденсатор.

Використання розділового конденсатора дозволяє схемі працювати з сигналами порядку 1 В, не докладаючи великої реверсивної напруги на конденсаторі.

Завдання 3.7

Як вимірний імпеданс відповідає вашим розрахункам? Вхідний імпеданс повинен бути в β разів більше опору резистора на емітері, а вихідний імпеданс має дорівнювати динамічному опору емітера.

Підсилювач із загальним емітером

Підсилювач із загальним емітером – широко поширена схема. Назву свою він отримав через те, що емітер з'єднаний і зі схемою на вході підсилювача, і зі схемою на виході (рис. 3.38).

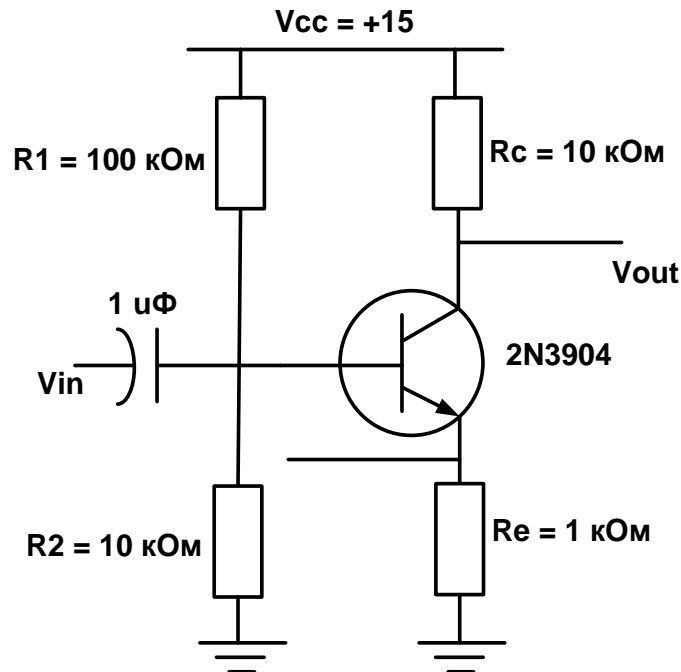


Рис. 3.38. Підсилювач із загальним емітером

Завдання 3.8

Розрахуйте і виміряйте напругу спокою на базі, емітері і колекторі (тобто коли відсутній вхідний сигнал).

Визначте напругу спокою на базі, використовуючи закон Ома для ділянки напруги:

$$V_B = \frac{V_{cc}R_2}{R_1 + R_2}.$$

Визначте струм на емітері, використовуючи закон Ома для резистора на емітері і попередньо розрахувавши падіння напруги база/Еміттер V_{BE} :

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}.$$

3. Визначте напругу спокою на колекторі, використовуючи закон Ома для резистора на колекторі:

$$V_{out} = V_{cc} - I_c R_c.$$

Завдання 3.9

Порівняйте ваші вимірювання і розрахунки. Порахуйте відсоток різниці. Як він зв'язаний із допуском на номінал резисторів і невизначеністю β і V_{BE} ?

Завдання 3.10

Використовуючи вимірювання напруги, розрахуйте струм на базі, колекторі та емітері.

Завдання 3.11

Розрахуйте зміну напруги спокою на базі, використовуючи величину струму на базі. Необхідно виходити з припущення, що струм бази протікає по ділянці напруги (вхідний імпеданс паралельний резистору R_2). Застосовуючи закон Ома для резисторів на емітері та колекторі, можна зрозуміти, як відбувається посилення в даній схемі:

$$\begin{aligned} \Delta V_{out} &= -\Delta I_c R_c = -\Delta I_E R_c, \\ \Delta I_E &= \frac{\Delta V_E}{R_E} = \frac{\Delta V_B}{R_E} = \frac{\Delta V_{in}}{R_E}. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Отже:

$$\Delta V_{out} = \frac{-\Delta I_c R_c}{R_E}. \quad (3.31)$$

Завдання 3.12

Розрахуйте коефіцієнт збільшення напруги і порівняйте його з розрахунками.

Завдання 3.13

Чи є цей підсилювач інвертуючим?

Завдання 3.14

Подивіться на сигнал на емітері та поясніть, що ви бачите.

Завдання 3.15

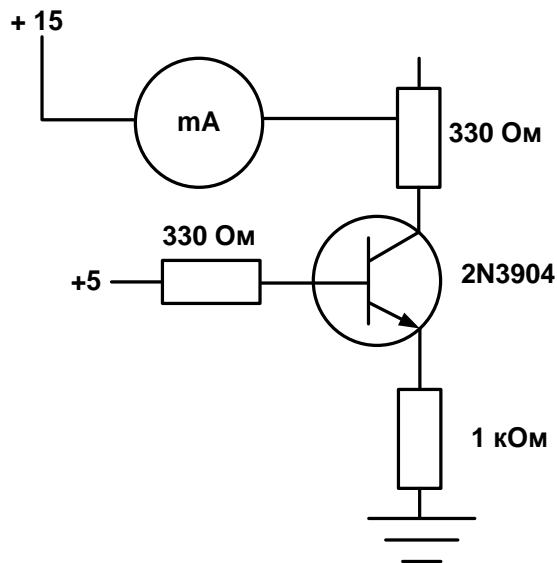


Рис. 3.39. Транзисторне джерело струму

Розташуйте на вході пілкоподібний сигнал. Чи спостерігається деяке спотворення сигналу на виході? Спотворення можуть бути викликані зміною опору емітера, але ефект дуже маленький, так як воно послідовно з резистором 1 кОм на емітері. Оцініть цей ефект із математичної моделі транзистора Еберса-Молла.

У підсилювачі з заземленим емітером коефіцієнт підсилення по напрузі більше, але вносяться спотворення вихідного сигналу через те, що між емітером і «землею» тільки опір емітера.

Колектор як джерело струму

Так як перехід база-колектор назад зміщений, колектор має дуже високий опір. Це означає, що колектор може бути джерелом струму – пристроєм, на виході якого струм постійно незалежний від напруги. Схема такого джерела струму зображена на рис. 4.8. Щоб перевірити це, знадобляться два вимірювальних прилади або один вимірювальний прилад і осцилограф. Почати треба з вимірювання напруги на резисторі навантаження. Встановіть на місці резистора навантаження потенціометр 10 кОм. Для початку необхідно встановити нульове навантаження.

Завдання 3.16

Який струм колектора повинен бути? Чи підтверджують ваші вимірювання напруги на емітері розрахунки?

Завдання 3.17

Поступово збільшуйте опір навантаження до того моменту, поки струм не почне зменшуватися. Виміряйте при цьому напругу на колекторі. Як це узгоджується з визначенням джерела струму (тобто з тим твердженням, що струм повинен бути постійним)?

Завдання 3.18

Коли струм починає падати, яке співвідношення напруги на колекторі та на базі? Ви повинні були спостерігати насичення транзистора: коли напруга колектор-емітер менше напруги база-емітер, схема перестає бути джерелом струму, так як перехід колектор-база стає прямо зміщеним і його імпеданс зменшується.

Цей феномен пояснюється тим, що, коли транзистор насичується, коефіцієнт посилення по струму β різко зменшується, так як база відтягує струм від колектора.

Завдання 3.19

Виміряйте падіння напруги на резисторі бази, збільшуючи потрохи опір навантаження. Визначте кілька β . Ви переконаєтеся, що транзистор насичується все більше і більше. Побудуйте графік залежності β від напруги колектор/емітер.

Транзисторний перемикач

Така властивість транзистора, як насичення, використовується в транзисторних перемикачах. Схема транзисторного перемикача зображена на рис. 3.35. В схемі присутній світло-випромінюючий діод, який включається, якщо на вхід надходить +5 В, і вимикається, якщо сигнал відсутній.

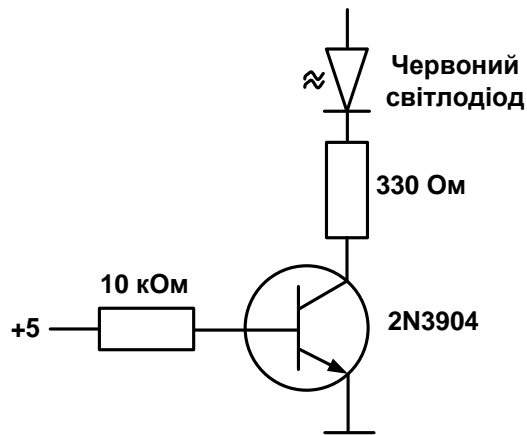


Рис. 3.40. Транзисторний перемикач

Слід зауважити, що транзистор із загальним емітером приєднаний як інвертор. Це означає, що високий рівень напруги на його вході (на резисторі бази) викликає низький рівень напруги на виході (на колекторі). Під час включення схеми транзистор насичується. При цьому він розсіює дуже невелику енергію, так як, коли він відкривається, напруга на ньому дуже маленька, а коли закривається, струм дорівнює нулю.

Завдання 3.20

Який струм бази і колектора, якщо транзистор відкритий? Для визначення струму виміряйте падіння напруги на резисторах бази і колектора.

Завдання 3.21

Яка напруга насичення вашого транзистора? Яка при цьому напруга на світлодіодах?

Завдання 3.22

Приблизно який коефіцієнт збільшення струму β повинен бути у транзистора під час насичення, якщо на вхід подається +5 В?

Завдання 3.23

Запустіть перемикач підключенням до виходу «TTL» функціонального генератора («цифрові») прямокутні імпульси з частотою 100 кГц). За допомогою осцилографа виміряйте затримки включення і виключення в наносекундах.

Відносно невелика затримка насичення пояснюється тим, що на базі накопичується заряд. Через те, що швидкість перемикування дуже висока, не вистачає часу стікати цьому заряду. Швидкість переключення транзистора 2N2369 становить 1400 МГц.

3.7. Додаткові експерименти

3.7.1 Пара Дарлінгтона

Щоб забезпечити високий вхідний імпеданс і зменшити вхідний струм (на базі), застосовується каскад із двох послідовно з'єднаних транзисторів. Ця так звана пара Дарлінгтона функціонує як один транзистор, у якого подвійний коефіцієнт посилення струму і падіння напруги база/емітер дорівнюють сумі двох V_{BE} . Схему пари Дарлінгтона зображено на рис. 3.41.

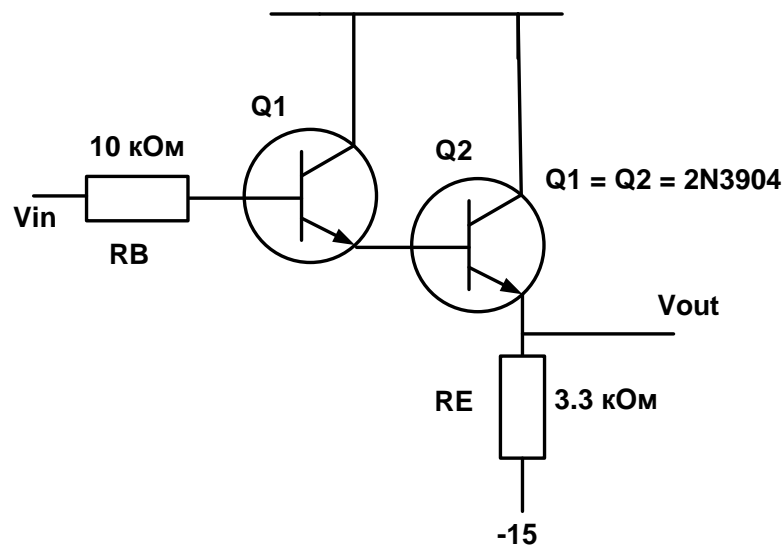


Рис. 3.41. Пара Дарлінгтона

Завдання 3.24

Виміряйте струм спокою на резисторах бази і емітера. Як ці величини впливають на β пари Дарлінгтона?

Завдання 3.25

Тепер потрібно подати вхідний сигнал. Що ви спостерігаєте на виході? Яке падіння напруги між входом і виходом?

Завдання 3.26

Вхідний імпеданс повинен бути настільки великим, щоб неможливо було побачити зменшення амплітуди сигналу на резисторі 10 кОм. Перевірте це твердження. Який мінімальний вхідний імпеданс повинен бути? Чому? Пари Дарлінгтона монтуються в один корпус із трьома виводами. Коефіцієнт посилення струму β зазвичай становить 100000. Пари Дарлінгтона

використовуються, в основному, в поєднанні з потужними транзисторами, у яких β зазвичай близько 20. Загальний β при цьому буває 500.

3.7.2. Двотактний підсилювач

Щоб забезпечити низький вихідний імпеданс, використовується двотактний каскад. Він складається з двох емітерних повторювачів, один n-p-n-типу, інший p-p-n-типу, скомпонованих так, що перший включається в один напівперіод, а інший – у другий напівперіод.

Завдання 3.27

Підключіть динамік макетної плати (імпеданс якого зазвичай 8 Ом) до функціонального генератора. Амплітуду необхідно встановити максимальну, а частоту – 1 кГц. Виміряйте амплітуду функціонального генератора з підключеним динаміком і без нього. Яке загасання спостерігається?

Завдання 3.28

Встановіть знову частоту 1 кГц і додайте двотактний каскад посилення, як показано на рис. 3.42. Ви повинні побачити велику амплітуду вихідного сигналу і почути гучний звук у динаміку.

У схемі можуть виникнути автоколивання (брязкіт). Це через позитивний зворотній зв'язок. В динаміку при цьому буде чути звук постійної частоти. Якщо це виникне, намагайтеся зібрати вашу схему заново так, щоб дроти були якомога коротші. Потім додайте резистор 330 Ом послідовно з входом. Якщо схема все ще буде нестабільною, додайте конденсатор у кілька сотень пікофарад між виходом і «землею».

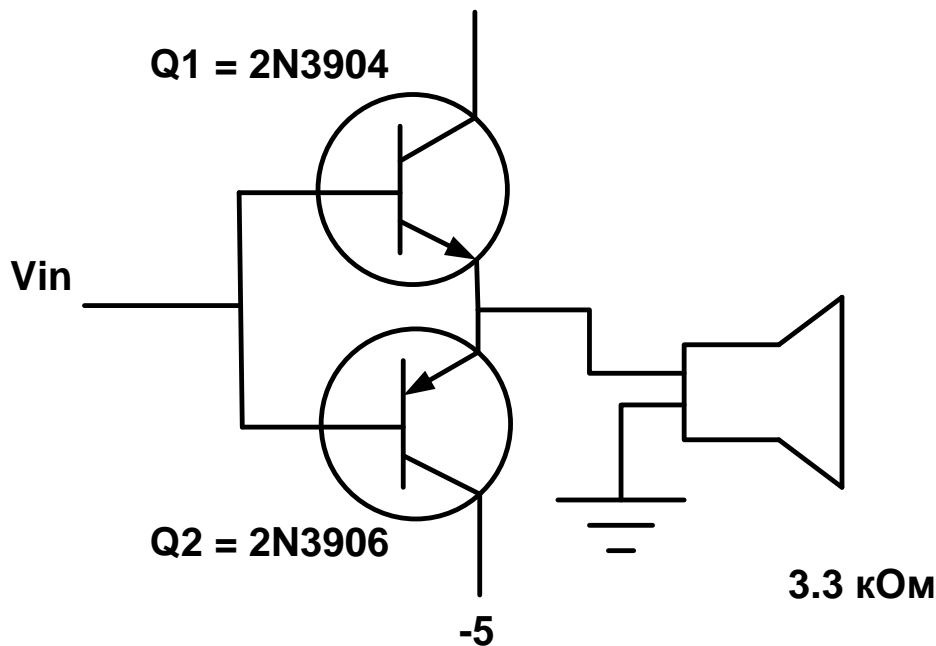


Рис. 3.42. Динамік із двотактним підсилювачем

Завдання 3.29

Установіть частоту сигналу 10 кГц і повторіть вимірювання. Порівняйте і визначте залежність від частоти.

Завдання 3.30

Вихідний сигнал на дисплеї осцилографа буде з спотворенням типу «сходінка». Чому це відбувається? Наскільки це зменшує вихідну амплітуду і чому? Якою має бути вхідна амплітуда, щоб вихід був чутним? Поясніть.

Пари Дарлінгтона найчастіше застосовуються в потужних підсилювачах. Існує два методи зниження спотворень:

- 1) зрушення точок переміщення транзисторів, щоб зменшити час, коли жоден із транзисторів не включений;
- 2) застосування зворотного зв'язку.

Підсилювач із загальною базою

Складіть схему підсилювача із загальною базою відповідно до рис. 3.49.

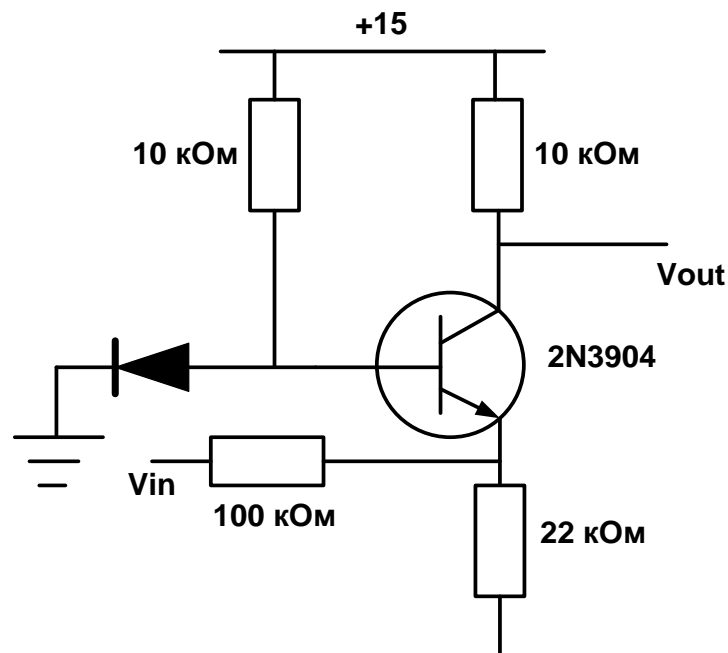


Рис. 3.49. Підсилювач із загальною базою

Завдання 3.31

Розрахуйте і виміряйте струм спокою і напруги переміщення. Діод на базі повинен зміщувати емітер майже до «землі». Так як падіння напруги на діоді і на переході база-емітер не однакові, то на вході повинно бути невелике переміщення напруги. Яка його величина?

Завдання 3.32

На вхід підсилювача необхідно подати синусоїду. Визначте коефіцієнт посилення напруги підсилювача. Відмінність цього підсилювача від підсилювача з загальним емітером полягає в тому, що вихід не інвертується.

Завдання 3.33

Розрахуйте вхідний і вихідний імпеданс. Виміряти вхідний імпеданс можна, знаючи, що вихідний імпеданс функціонального генератора становить 400 Ом. Наскільки зменшиться вихідний імпеданс функціонального генератора при підключенні генератора до входу підсилювача? Який вхідний імпеданс підсилювача дає таке зменшення? Поясніть.

РОЗДІЛ 4

ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Більшість сучасних мікросхем сконструйовано на польових транзисторах. Пояснити функціонування польових транзисторів легше, ніж роботу біполярних транзисторів, однак через мінливість їх параметрів багато хто вважає, що застосовувати польові транзистори складніше.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, універсальний вимірювальний прилад, два польових транзистора 2N5485, один діод Шотки Ш4733, два резистора 1 кОм, один резистор 3,3 кОм, два резистори 10 кОм, один резистор 100 кОм, один резистор 1 МОм на 0,25 Вт, керамічний конденсатор 0,1 $\mu\text{Ф}$, електролітичні конденсатори 1,0 $\mu\text{Ф}$ і 100 $\mu\text{Ф}$.

4.1. Принцип роботи польових транзисторів

Так само як і біполярні транзистори, польові транзистори – це напівпровідникові прилади з двома р-n-переходами, яким властиве посилення потужності. Функціонують вони так само, як біполярні транзистори, але мають більш високий вхідний імпеданс і більш низьку провідність, і коефіцієнт посилення напруги. Відмінністю є також більш широкий діапазон зміни падіння напруги база-емітер.

Існують два типи польових транзисторів: чисто напівпровідниковий і метал-окисел-напівпровідник (МОП) транзистор. У обох типах є канал між витоком і стоком, який управляється напругою, поданою на затвор. Канали можуть бути n-типу і р-типу (рис. 4.1). Найчастіше буває канал n-типу, так як провідність напівпровідника n-типу вище.

Область затвора польового транзистора – це матеріал із протилежним каналу типом напівпровідника. Таким чином, канал і затвор утворюють діод. Канал проводить струм, поки він не закрийється подачею обернено зміщеної напруги між затвором і каналом. Зі збільшенням обернено зміщеної напруги струм все більше відбивається від каналу, доти, поки струм витік-стік не стане дорівнювати нулю (рис. 4.2). Ця напруга позначається VP або VGX.

Слід зауважити, що стік, затвор і витік польового транзистора відповідають колектору, базі і емітеру біполярного транзистора. Відмінність у тому, що в

польовому транзисторі витік і стік взаємозамінні і тому його можна використовувати «задом наперед».

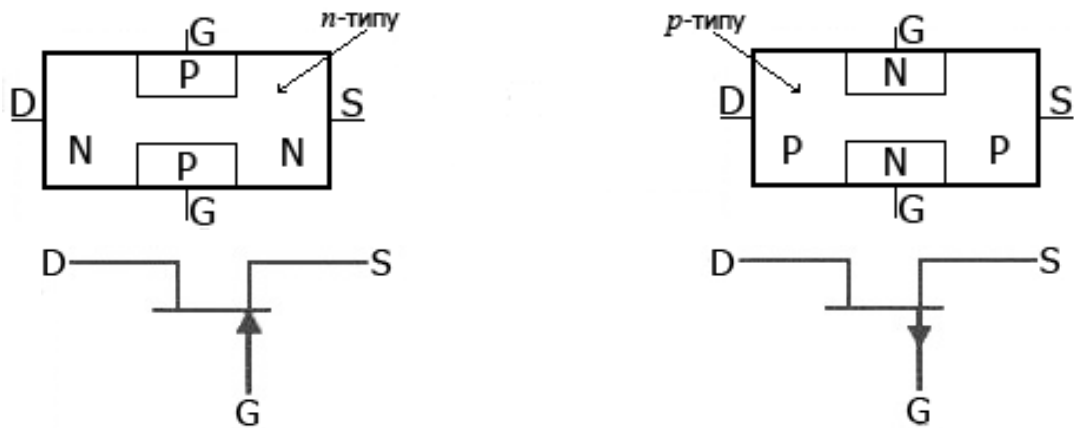


Рис. 4.1. Конструкція і умовні позначення польових транзисторів із керуючим р-п-переходом

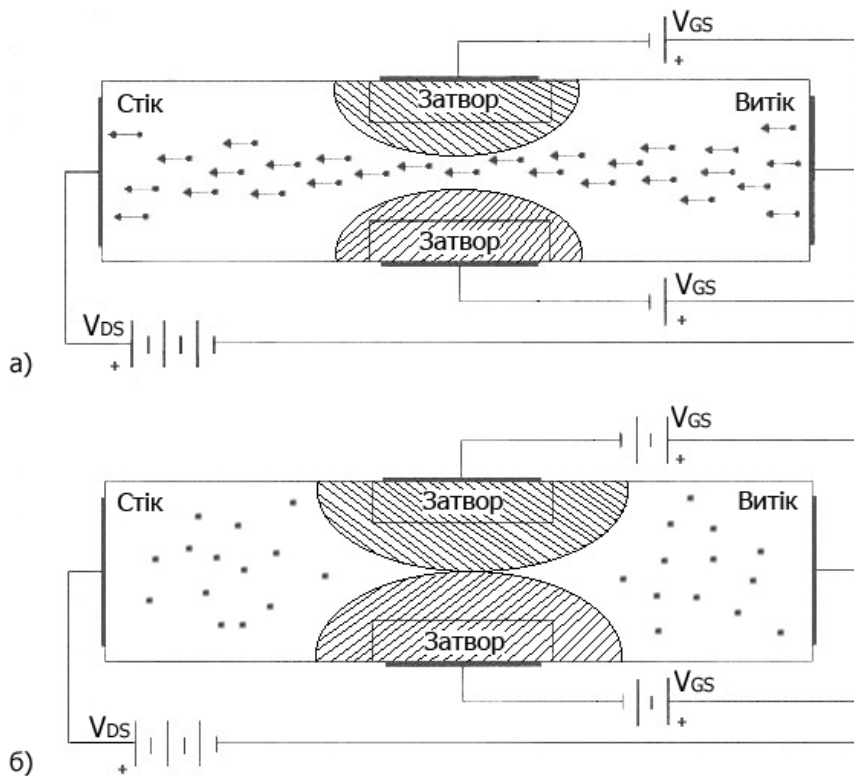


Рис. 4.2. Принцип дії польового транзистора: а – діод затвор-канал трішки назад зміщений; б – діод затвор-канал сильно назад зміщений – канал закритий

4.2. Характеристики польових транзисторів

Принцип роботи польового транзистора – це кероване напругою джерело струму, тобто струм на стоці постійний для даної напруги затвор-витік і майже не залежить від напруги витік-стік. Так як діод затвор-канал обернено зміщений,

струм на затворі дуже маленький (кілька наноампер), тому струми на витоці і стоці практично рівні. Польовий транзистор здатний функціонувати як кероване напругою джерело струму так довго, поки напруга витік-стік залишається досить високою. На вольт-амперній характеристиці ця область називається діапазоном насичення (рис. 4.3).

При напрузі менше 1В польовий транзистор веде себе як керований напругою резистор, а не джерело струму, тобто нахил вольт-амперної характеристики залежить від напруги затвор-стік. Це лінійна область характеристики, що застосовується в системі з автоматичним управлінням коефіцієнтом посилення і під час модуляції.

Зверніть увагу, насичення польових транзисторів і насичення біполярних транзисторів – різні явища! Наприклад, насичення біполярних транзисторів настає при низькій напрузі колектор-емітер, у той час як насичення польових транзисторів відбувається при високій напрузі стік-витік.

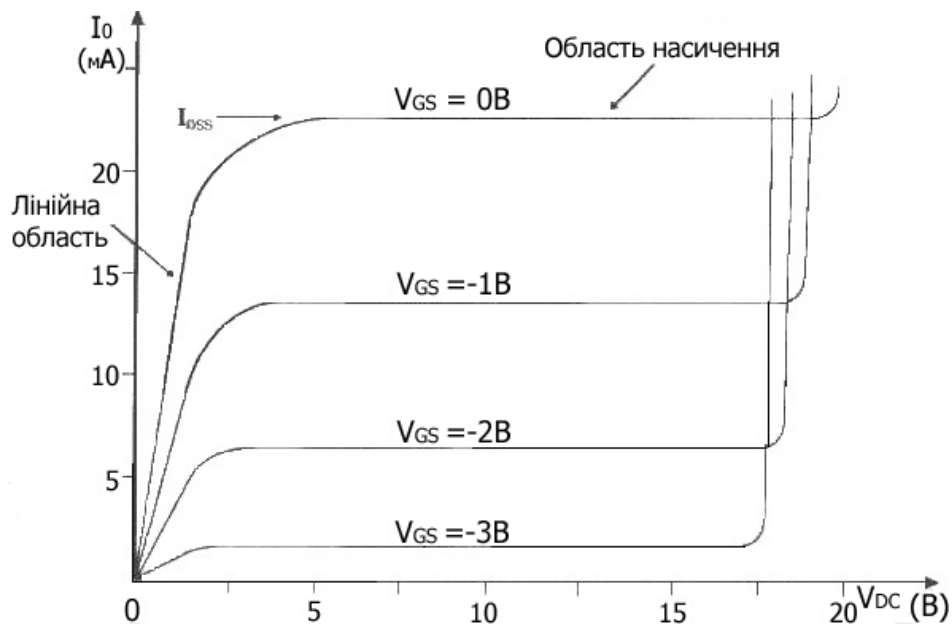


Рис. 4.3. Вольт-амперна характеристика польового транзистора

4.3. Математична модель польового транзистора

У режимі насичення польового транзистора струм стоку визначається за формулою:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2, \quad (4.1)$$

де E – напруга закриття каналу, а $IDSS$ – струм насичення при нульовій напрузі затвор-джерело. Таким чином, провідність:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (4.2)$$

буде пропорційна квадратному кореню струму на стоці.

Так само як і для біполярних транзисторів, формули (5.1) і (5.2) – тільки модель і не можуть бути абсолютно точними. Як і параметр β для біполярних транзисторів, V_P і $IDSS$ залежать від температури і вимірюються майже однаково. Тому необхідно мінімізувати зміни температури.

Так як провідність біполярних транзисторів збільшується лінійно від струму на колекторі, а в польових транзисторах за ступенем $1/2$ від струму на стоці, то провідність біполярних транзисторів вище для визначеного струму, а тому коефіцієнт посилення у них вище. У сучасній практиці широко застосовується комбінація польових і біполярних транзисторів.

4.4. Польовий транзистор із р-п-переходом

Біполярні транзистори управляються струмом, польові транзистори управляються напругою. Розрізняють такі типи польових транзисторів: польові транзистори з керуючим р-п-переходом; польові транзистори з ізольованим затвором. Структура польового транзистора представлена на рисунку 4.4.

Позначення виводів: С-стік, З-затвор, В-витік. Позначення на схемі представлено на рис. 4.4 б Зображений на рис. 4.4 транзистор називається польовий транзисторів з р-п-переходом і каналом п-типу. Струм через канал утворюється за рахунок основних носіїв. При п-каналі – за рахунок електронів. Керуючим ланцюгом є ланцюг затвор-витік (З-В). Керованим ланцюгом є С-В. За допомогою $U_{З-В}$ регулюється ширина каналу, його провідність, струм через нього. При подачі негативної напруги на затвор в області р-п-переходу утворюється збіднений шар (як у діода, зміщеного в зворотному напрямку). Чим ширше збіднений шар, тим вузьчий канал, яким можуть проходити електрони від джерела до стоку, тому що збіднений шар, позбавлений вільних носіїв, поводить, як ізолятор. На відміну від біполярного транзистора, струм, що протікає через

польовий транзистор, утворюється тільки основними носіями, тому такий транзистор називають уніполярним. Він менше схильний до впливу температури і радіації, тому що цими факторами можна визначити концентрацію неосновних носіїв.

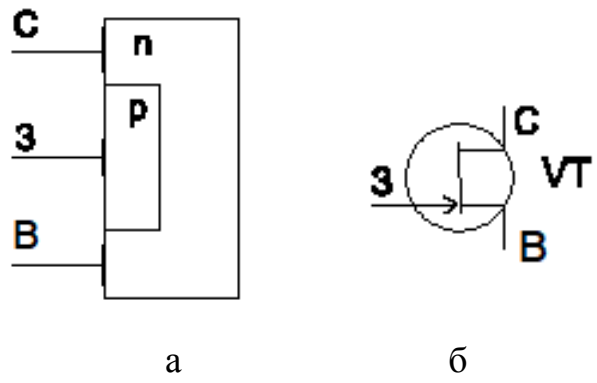


Рис. 4.4. Польовий транзистор: а – структура транзистора; б – позначення

Польовий транзистор із р-п-переходом і каналом р-типу показаний на рис. 4.5.

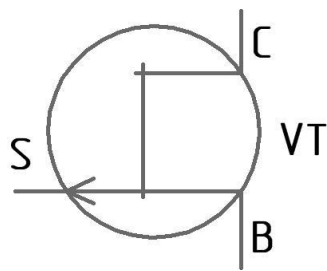


Рис. 4.5. Польовий транзистор із р-п-переходом і каналом р-типу

4.5. Характеристики польового транзистора з р-п- переходом

4.5.1 Вхідні і вихідні характеристики польового транзистора з р-п- переходом і каналом п-типу

Характеристики польового транзистора з каналом п-типу наведені на рис. 4.6. При $U_{зв}=0$, $I_c=I_{споч}=I_{max}$; при $|-U_{зв}|>|-U_{відс}|$, $I_c=0$. Тут $I_{споч}$ – початковий струм стоку; напруга $U_{відс}$ називається – напругою відсікання. $U_{відс} = (0,3...10)V$, $I_{споч} = (1...20)мА$. Забороняється подавати позитивну напругу на затвор, так як на переході ЗВ зростає потужність, що виділяється (нагрівання). При прикладенні

негативної керуючої напруги зворотний струм через ЗВ настільки малий, що ним можна знехтувати.

На вихідних характеристиках також може бути проведена навантажувальна пряма. У польового транзистора керованою величиною є струм стоку I_c . Управління струмом стоку здійснюється шляхом подачі $U_{зв}$ зі знаком, зворотним напрямку провідності р-п-переходу. Типи транзисторів із р-п-переходом: КП103 – з каналом n-типу, КП 302, КП 303, КП307 – з каналом р-типу. Польові транзистори можуть працювати як в підсилювальному, так і в ключовому режимах.

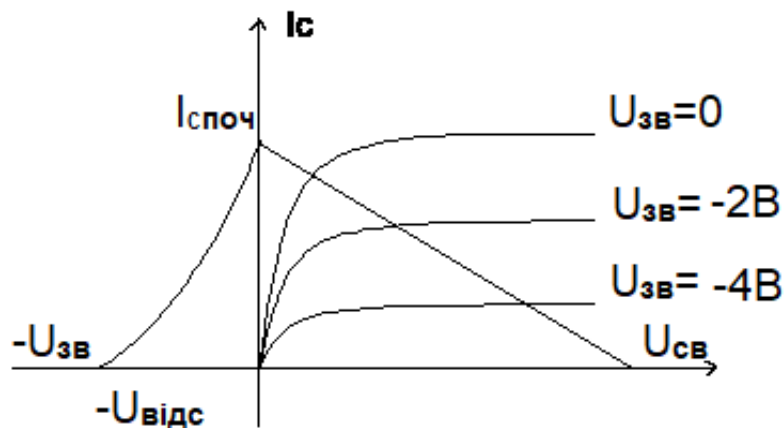


Рис. 4.6. Характеристики польового транзистора з каналом n-типу

4.5.2. Схема ключа на польовому транзисторі з р-п-переходом

Схема та діаграми показані на рис. 4.7, 4.8.

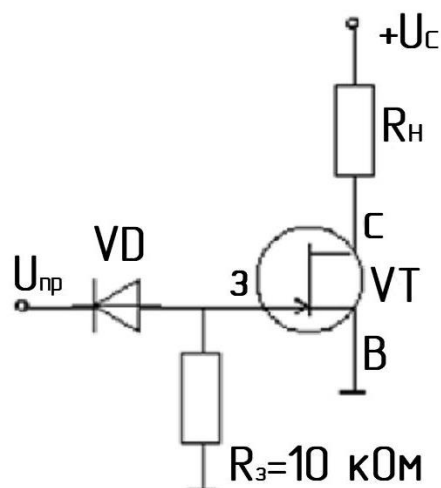


Рис. 4.7. Схема ключа на польовому транзисторі

Стан I – ключ розімкнуто (транзистор не проводить). Стан II – ключ замкнуто (транзистор проводить). Такий ключ може бути застосований у генераторі пилоподібної напруги для періодичного скидання напруги на конденсаторі.

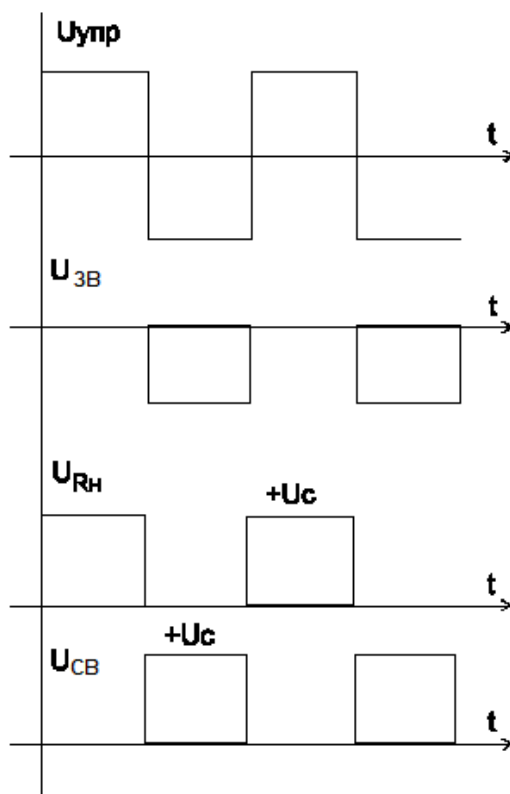


Рис. 4.8. Діаграми ключа на польовому транзисторі з р-п-переходом

4.6. Польові транзистори з ізольованим затвором

Структуру такого транзистора представлено на рис. 4.9.

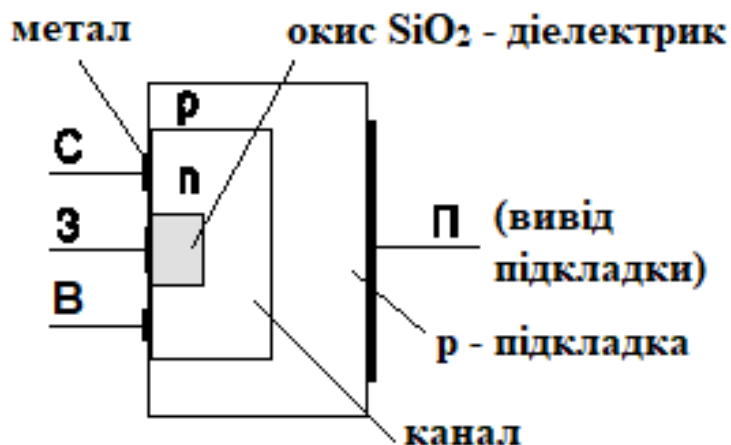
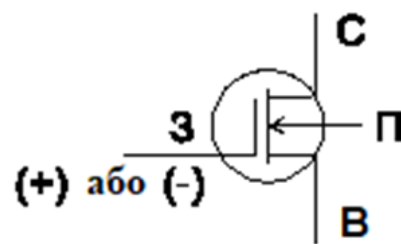


Рис. 4.9. Структура польового транзистора з ізольованим затвором

Якщо в цій структурі окис замінити на р-шар, то ми повернемося до транзистора з р-n-переходом. Транзистор зі структурою, показаною на рис. 4.10, називається *МОН-транзистор*: М–метал, О–окис, Н–напівпровідник. Англійська назва транзистора: MOSFET-Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor. Вивід П – це підкладка, тобто шар, на який накладено шар n-каналу. Вивід підкладки постачають стрілкою, що вказує тип каналу. Зазвичай підкладку приєднують до джерела. Причому іноді це робиться в середині транзистора. Її можна залишити і не приєднаною.

Існують МОН-транзистори з вбудованим каналом і з індукованим каналом. Позначення на схемі транзистора з вбудованим каналом n-типу показано на рис. 4.10.



КП305

Рис. 4.10. Позначення на схемі транзистора з вбудованим каналом n-типу

Таким транзистором є КП 305Х. Х – буква, що характеризує параметри. Позначення транзистора з каналом р-типу, наведено на рис. 4.11.

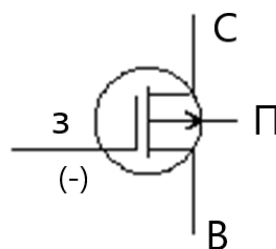


Рис 4.11. Позначення транзистора з каналом р-типу

При роботі з МОП-транзисторами необхідно дотримуватися запобіжних заходів. Ізоляція затвора в МОП-транзисторі призводить до того, що такий транзистор дуже чутливий до статичних зарядів, через які може з'явитися великий потенціал на затворі і статися пробій ізоляції. Тому МОП-транзистори поставляються з виводами, замкнутими між собою тимчасовою перемичкою. Краще не видаляти цю перемичку, поки транзистор не впаяний у схему. У деяких МОП-транзисторів є вбудовані захисні діоди і тому вони не бояться статичної електрики.

4.6.1. Вхідні і вихідні характеристики МОН-транзистора з каналом n-типу (КП 305)

Характеристики показано на рис. 4.12.

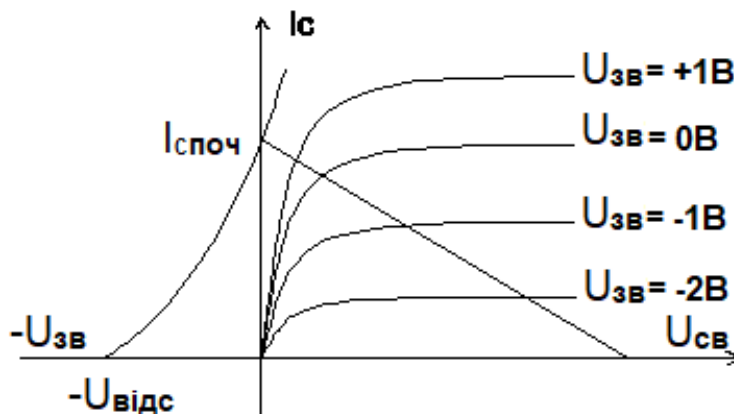


Рис. 4.12. Вхідні і вихідні характеристики МОН-транзистора

Недолік транзистора з такими характеристиками: $U_{зв} = 0$, а прилад проводить, тобто у розглянутих раніше транзисторів при $U_{зв} = 0$ існує струм стоку. Іноді бажано, щоб при $U_{зв} = 0$, $I_c = 0$. Цією властивістю володіють польові транзистори з індукованим (наведеним) каналом.

4.6.2. МОН-транзистори з індукованим каналом

Попередні МОП-транзистори мали вбудований канал (р- і n-типу). Ці транзистори при $U_{ік} = 0$ проводять струм. У польовому транзисторі з індукованим каналом при $U_{ік} = 0$ струм відсутній. Структуру транзистора з індукованим каналом р-типу представлено на рис. 4.13.

При подачі негативної напруги на затвор його негативний потенціал відштовхує електрони в підкладці n-типу від затвора, в результаті чого поблизу поверхні з ізолятором утворюється канал р-типу.

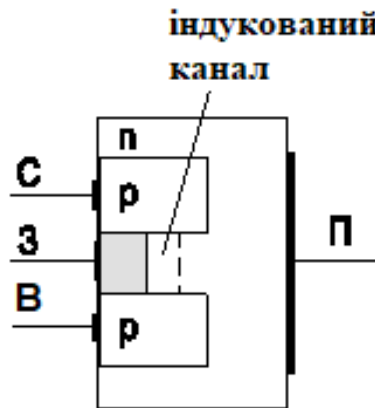


Рис. 4.13. Структура транзистора з індукованим каналом р-типу

Зображення на схемі МОН-транзистора з індукованим каналом р-типу показано на рис. 4.14.

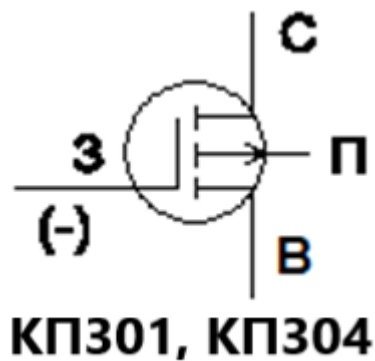


Рис. 4.14. МОН-транзистор з індукованим каналом р-типу

У такого транзистора канал показаний у вигляді переривчастої лінії, що підкреслює, що власний провідний канал між стоком і витоком відсутній. Типи транзисторів з індукованим каналом р-типу: КП 301, КП 304.

Вхідні і вихідні характеристики транзистора з каналом р-типу наведені на рис. 4.15. Транзистор починає проводити струм при $|U_{зв}| = |U_{пор}|$. Тут $U_{пор}$ називається пороговою напругою.

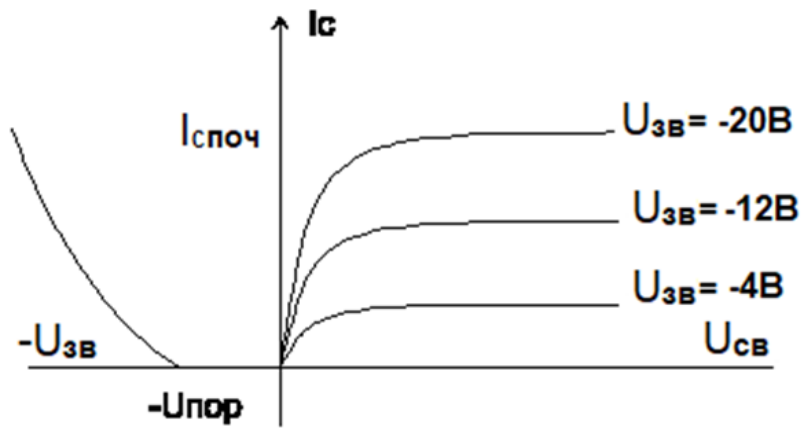


Рис. 4.15. Вхідні і вихідні характеристики транзистора з каналом р-типу

На рис. 4.16 показано зображення МОН-транзистор з індукованим каналом n-типу. Вхідну характеристику наведено на рис. 4.17.

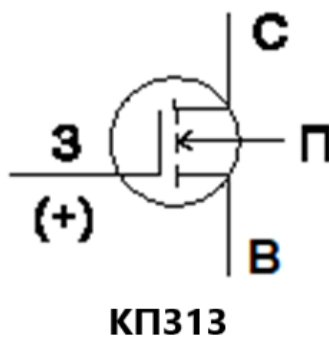


Рис. 4.16. Позначення МОН-транзистора з індукованим каналом n-типу

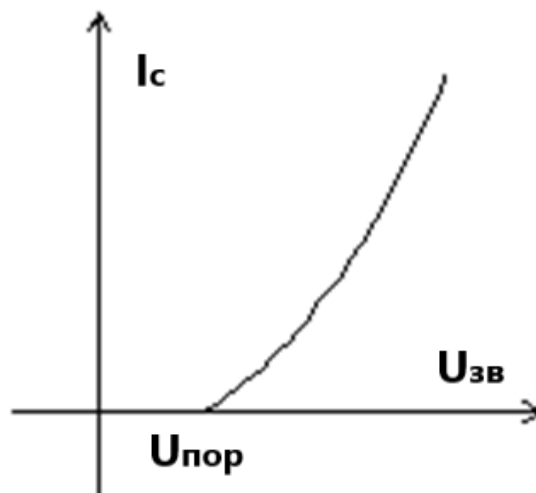


Рис. 4.17. Вхідна характеристика приведена МОН-транзистор з індукованим каналом

4.6.3. Крутизна

Що свідчить про якість польового транзистора? У біполярного транзистора найважливішим параметром є коефіцієнт посилення за струмом, що визначається відношенням струмів. У разі польового транзистора струм стоку I_c управляється напругою $U_{зв}$ між затвором і витокком. Таким чином, про здатність транзистора підсилювати можна судити за величиною відношення $I_c / U_{зв}$, що має розмірність провідності. Ця величина називається крутизною, позначається буквою S і визначається як відношення:

$$S = dI_c / dU_{зв}$$

Якщо I_c вимірюється в міліамперах, а $U_{зв}$ – в вольтах, то крутизна S вказується у мА/В або в мілісіменсах (мСм).

4.6.4. Ключ на КМОН – транзисторах з індукованим каналом

Буква К означає, що в ключі застосована пара з двох транзисторів із різним типом провідності. Така пара називається комплементарною. Схему ключа показано на рис. 4.18, діаграми роботи – на рис. 4.19.

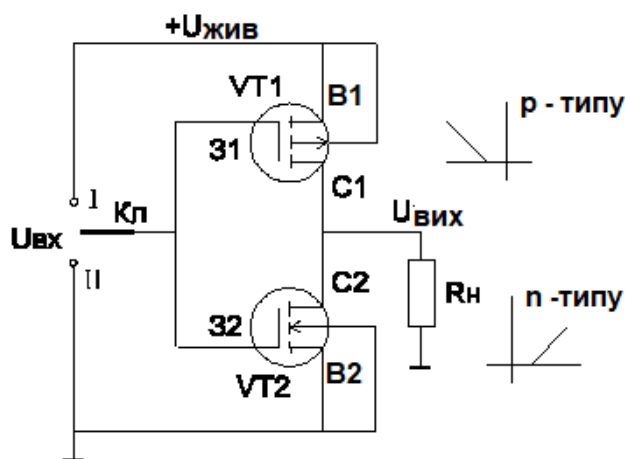


Рис. 4.18. Схема ключа на КМОН – транзисторах з індукованим каналом

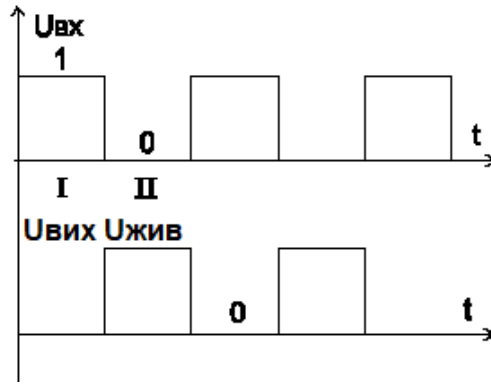


Рис. 4.19. Діаграми роботи ключа на КМОН – транзисторах

Інтервал I – вхідний ключ управління переключено вгору, II – на спільній точці. Часто наявність на вході напруги якоїсь величини позначають одиницею, нульову напругу – позначають нулем. $U_{вих}$ малюється, оцінюючи стан кожного польового транзистора при подачі на вхід одиничної або нульової напруги. Схему заміщення для I інтервалу показано на рис. 4.20, для II інтервалу – на рис. 4.21.

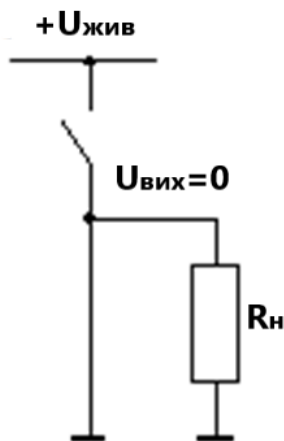


Рис. 4.20. Схема заміщення для I інтервалу

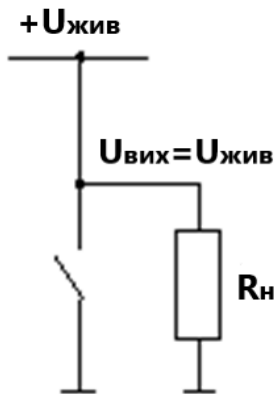
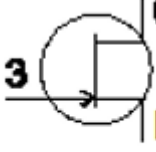
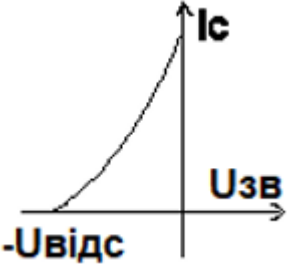
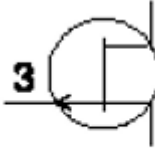
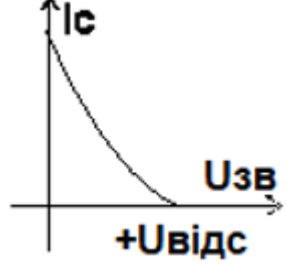
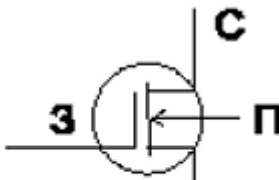
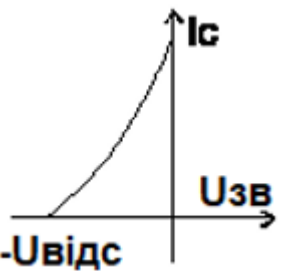

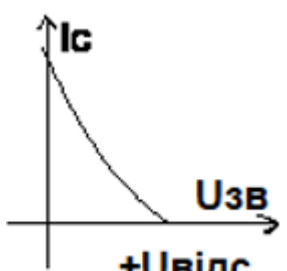
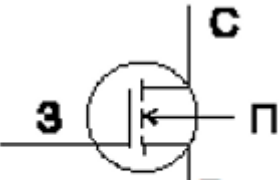
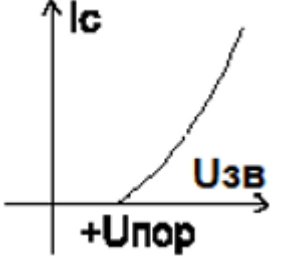
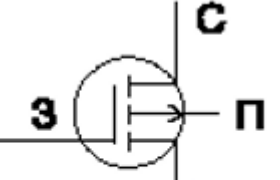
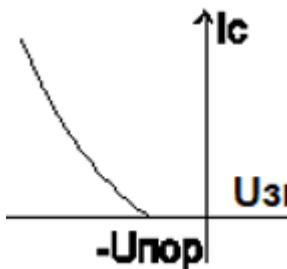
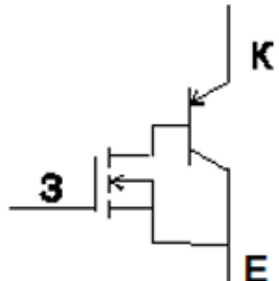
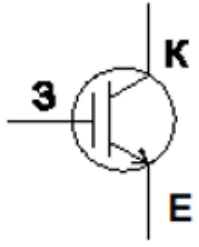
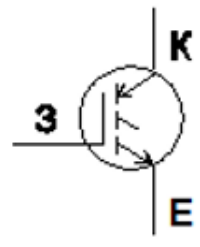
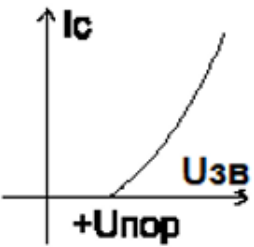


Рис. 4.21. Схема заміщення для II інтервалу

Стан ключів визначається за вхідними характеристиками. Коли стан виходу ключа протилежний стану входу, ключ називається інвертором. На закінчення розділу по польовим транзисторам наводимо таблицю 4.1 позначень і вхідних характеристик транзисторів.

Нині випускаються МОП-транзистори на напругу 1000 В і струми до сотень ампер при робочій частоті 30 ... 100 кГц, управління від цифрових мікросхем з напругою живлення 5 В. Розроблено складений транзистор з комбінації

Табл. 4.1. Позначення і вхідні характеристики транзисторів

Канал n-типу		Канал p-типу	
Позначення	Характеристики	Позначення	Характеристики
 КП302, КП303, КП307		 КП103	
 КП305, КП313			
 КП901, КП904		 КП301, КП304	
			

МОП-транзистора з біполярним. Назва такого транзистора: біполярний транзистор з ізолюваним затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor). Зображення цього транзистора і його вхідну характеристику також показано в табл. 4.1.

4.7. Експерименти з польовими транзисторами

4.7.1. Характеристики польових транзисторів

Як показано на рис. 4.1, переходи затвор-джерело і затвор-стік являють *p-n*-типу.

Завдання 4.1

Розташування висновків польового транзистора 2N5485 зображено на рис. 4.22 а. Схему для зняття характеристик польового транзистора представлено на рис. 4.22. За допомогою режиму «діод-тест» універсального вимірювального приладу перевірте схему на рис. 5.1.

Завдання 4.2

Використовуючи омметр, переконайтеся, що між стоком і витком є канал. Якщо показання приладу не стабільні, з'єднайте затвор і витік, використовуючи макетну плату. Поясніть, чому це стабілізує показники приладу. Який опір ви виміряли?

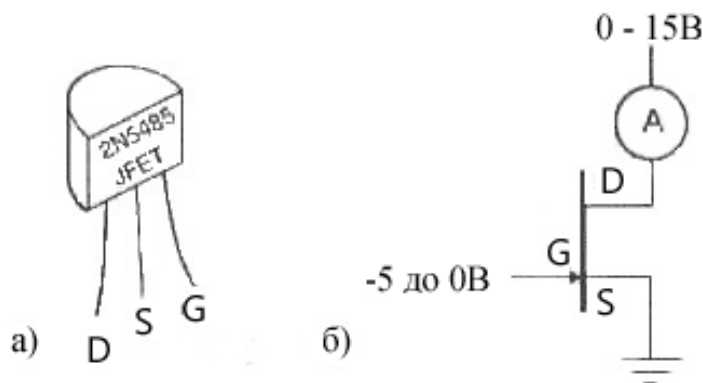


Рис. 4.22. Схема для вимірів характеристик польового транзистора

Для подальших вимірювань необхідно подати на стік 10 В, на затвор змінюється негативна напруга (від потенціометра), а витік заземлити.

Завдання 4.3

Виміряйте IDSS. Відповідно до рівняння (4.1) струм на стоці дорівнює IDSS.

Завдання 4.4

Виміряйте V_P . Для цього необхідно досягнути нульового струму на стоці. Напруга закриття каналу має дорівнювати цього виміру. Чи правильне це твердження?

Завдання 4.5

Перевірте рівняння (4.1). Змінюючи VGS вимірюйте ID. Побудуйте графік залежності ID від VGS.

Ці графіки відображають залежність основних параметрів польового транзистора і будуть використовуватися в інших експериментах.

Так як розкид параметрів у польових транзисторів набагато більше, ніж у біполярних транзисторів, намагайтеся у всіх експериментах використовувати один і той же транзистор.

Завдання 4.6

За допомогою потенціометра встановіть $V_{GS} = 0,5$ В, поступово збільшуючи напругу на стоці від 0 до 15 В. Запишіть свої вимірювання. Побудуйте графік.

Для VDS нижче декількох вольт струм повинен збільшуватися лінійно. Це так звана лінійна область, у якій польовий транзистор працює як керований напругою резистор. Зі збільшенням напруги настає насичення і струм стає постійним.

Завдання 4.7

Повторіть ваші вимірювання для кількох значень VGS від 0 до V_P . Намалюйте всі графіки разом, підпишіть їх і позначте лінійну область і зону насичення.

4.7.2. Джерело струму на польовому транзисторі

Завдання 4.8

Зберіть схему, зображену на рис. 4.23. Використовуючи потенціометр, виміряйте залежність струму стоку від напруги стік-витік. Запишіть результати і побудуйте графік.

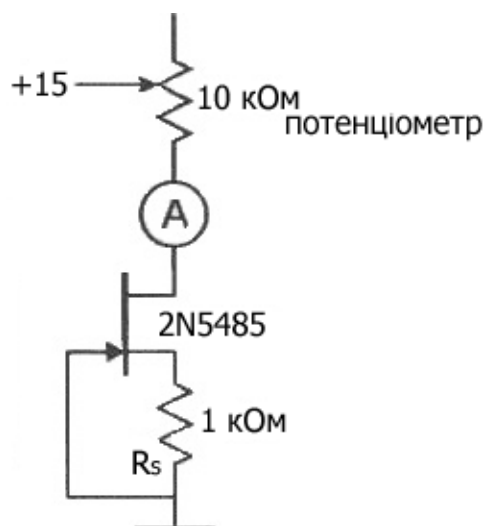


Рис. 4.23. Джерело струму на польовому транзисторі

Завдання 4.9

Яка напруга V_{GS} для кожної точки вимірювання? Ви можете розрахувати залежність V_{GS} від I_D і дізнатися опір резистора R_S .

Завдання 4.10

Які співпадіння?

Завдання 4.11

Чому рівний струм в області насичення?

Завдання 4.12

Розрахуйте вихідний імпеданс в області насичення (див. рівняння (3.13)).

Завдання 4.13

Порівняйте характеристики цього джерела струму з характеристиками одиночного польового транзистора, а також із характеристиками джерела струму на біполярному транзисторі.

4.7.3. Повторювач джерела струму

Так само, як і емітерний повторювач (див. пункт 4.6.2), повторювач джерела струму підсилює потужність, навіть якщо коефіцієнт посилення напруги дорівнює одиниці або менше неї. Схема повторювача джерела струму представлено на рис. 4.24. Зберіть її та подайте на вхід синусоїду з маленькою амплітудою і частотою 1 кГц.

На затвор подається струм декілька наноампер, опору резистора 1 МОм виявляється досить, щоб затвор був на «землі». Транзистор потрапляє в область насичення з струмом I_D , що визначаються напругою V_{DSS} та напругою V_P , що відповідає рівнянню (4.1). Якщо вхідна напруга збільшується, V_G падає до нуля, канал відкривається, струм на стоці збільшується. Таким чином, вихідна напруга повторює витік. Коли вхідна напруга зменшується, канал закривається і вихідна напруга падає.

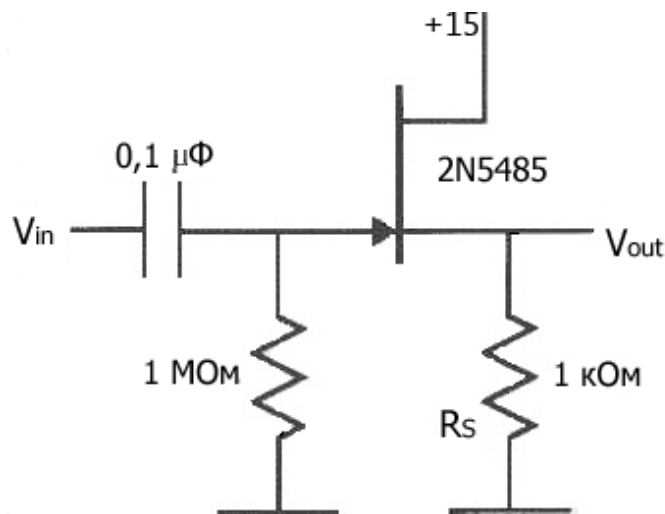


Рис. 4.24. Повторювач джерела струму

Завдання 4.14

Чи є зміщення на виході?

Завдання 4.15

Виміряйте коефіцієнт посилення напруги.

Завдання 4.16

Порівняйте отримане згасання з загасанням у такій же схемі на біполярному транзисторі.

Робота схеми поліпшується зі збільшенням опору навантаження і додаванням ще одного польового транзистора, як показано на рис. 4.25.

Завдання 4.17

Виміряйте коефіцієнт посилення напруги і зрушення входу-виходу в схемі рис. 4.27.

Якщо у двох польових транзисторів збігаються характеристики, коефіцієнти посилення можуть не збігатися, але зміщення стає меншим.

Завдання 4.18

Поясніть, як працює схема рис. 4.25.

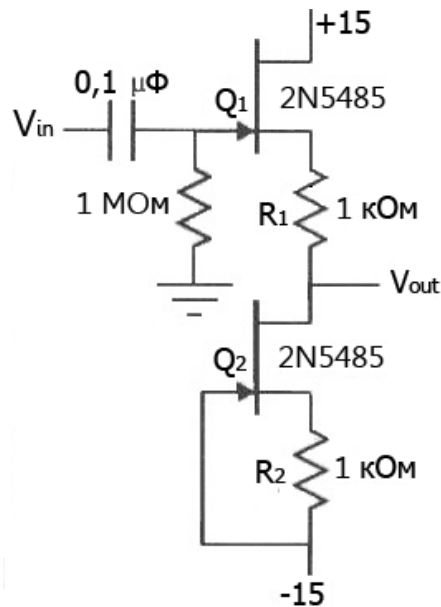


Рис. 4.25. Повторювач джерела струму

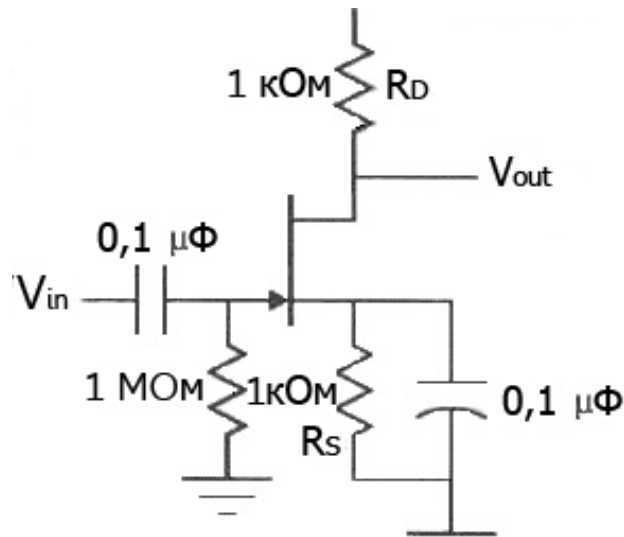


Рис. 4.26. Підсилювач на польовому транзисторі з керуючим рп-переходом

Завдання 4.19

Які I_D , V_{GS1} і V_{GS2} ?

Зсув можна зменшити використанням пари Дарлінгтона на польових транзисторах.

4.8. Підсилювач на польовому транзисторі з керуючим р-п-переходом

Зберіть схему підсилювача відповідно до рис. 5.8.

Завдання 4.20

Використовуючи графіки характеристик транзистора, які ви одержали експериментальним шляхом в пункті 4.7.1, розрахуйте зміщення напруги затвор-витік у стані спокою і вихідну напругу для цього підсилювача (рис. 4.26). Подайте на підсилювач живлення, виміряйте вихідну напругу і порівняйте з розрахунками.

Завдання 4.12

Яка енергія розсіюється польовим транзистором?

Завдання 4.22

Який вхідний імпеданс підсилювача?

Завдання 4.23

Цей підсилювач інвертуючий чи неінвертуючий? Поясніть, чому.

Коефіцієнт підсилення напруги (A) – це відношення амплітуди вихідної напруги до амплітуди вхідної напруги. Якщо напруга на початку залишається фіксованою, тоді:

$$\Delta V_G = \Delta V_{GS}.$$

Як показано вище:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}},$$

а так як:

$$\Delta V_D = \Delta I_D R_D,$$

то:

$$A = g_m R_D.$$

Завдання 4.24

Розрахуйте коефіцієнт підсилення напруги підсилювача. Подайте на вхід підсилювача синусоїду з малою амплітудою і частотою 1 кГц . Виміряйте коефіцієнт підсилення напруги і порівняйте з розрахунками.

Конденсатор на початку використовується для фіксації напруги на джерелі під час зміни струму на стоці, яка відбувається через змінний струм на вході. Це означає, що коефіцієнт посилення напруги повинен залежати від частоти.

Завдання 4.25

Перемкніть вхід на пилкоподібну напругу і встановіть більший період. Поясніть, що ви бачите. Замініть конденсатор на початку на конденсатор 100 мкФ . Що це змінить?

Завдання 4.26

Виміряйте коефіцієнт посилення напруги, струм спокою на стоці і вихідну напругу для декількох транзисторів 2N5485. Чи є відмінності?

Завдання 4.27

Прокоментуйте принцип дії підсилювача на біполярному транзисторі і на польовому транзисторі. Чому в тому чи іншому випадку надається перевага тій чи іншій схемі?

РОЗДІЛ 5

ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

5.1. Загальні положення

Поняття «інтегральні» означає, що на одному напівпровідниковому кристалі за допомогою лазерної обробки, напилення, лігування і інших технологічних процесів реалізується велика кількість елементів: резистори, діоди, транзистори, конденсатори. Усі елементи виконані за одним принципом, тому дуже велика температурна стабільність роботи елементів.

Поняття «мікросхема» означає, що всі елементи мають дуже малі розміри, оперують малими напругами і струмами: (струми – частки мА... мА, напруги – одиниці і десятки В). Дуже поширені напруги живлення 5В, 15В.

Розрізняють *аналогові і цифрові мікросхеми*. Аналогові: операційні підсилювачі, компаратори, перемножувачі. Цифрові: логічні елементи, елементи з пам'яттю і ін.

5.2. Аналогові мікросхеми. Операційні підсилювачі

Зображення операційного підсилювача (ОП) показано на рис. 5.1. V_{x1} – інвертуючий, V_{x2} – неінвертуючий. Сучасне зображення представлено на рис. 5.2. На зображенні операційного підсилювача можуть бути відображені ще деякі висновки: висновки харчування, висновок балансування (установка 0 на виході ОП), висновки корекції частотної характеристики. У деяких ОП висновки корекції можуть бути відсутніми, так як вони мають внутрішню корекцію. Позначення ОП: КХХХУДУ.ХХХ – три цифри серії, У – розробка в серії. Дуже популярний ОП: К 140 УД 7.

5.2.1. Властивості ОП

1. Коефіцієнт посилення $K_{п} \rightarrow \infty$. $K_{п} = 50000 \dots 500000$. $K_{у} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}} \cong U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$.

2. Вхідний опір $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$. $R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{вх}}$.

3. Смуга робочих частот нескінченна.

4. Вихідний опір $R_{\text{вих}} \rightarrow 0$.

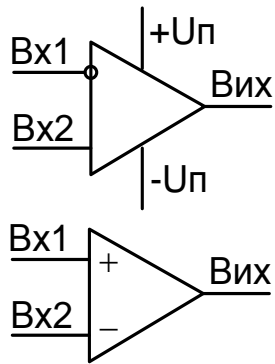


Рис. 5.1. Операційний підсилювач

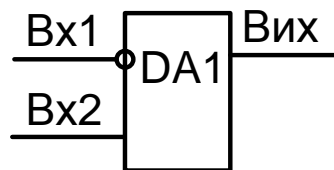


Рис. 5.2. Сучасне представлення ОП

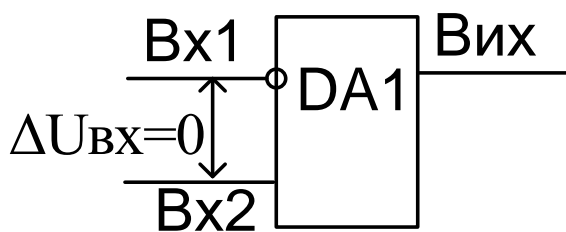


Рис. 5.3. Зображення напруги між входами ОП

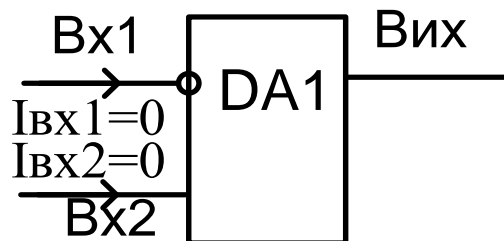


Рис. 5.4. Зображення струму між входами ОП

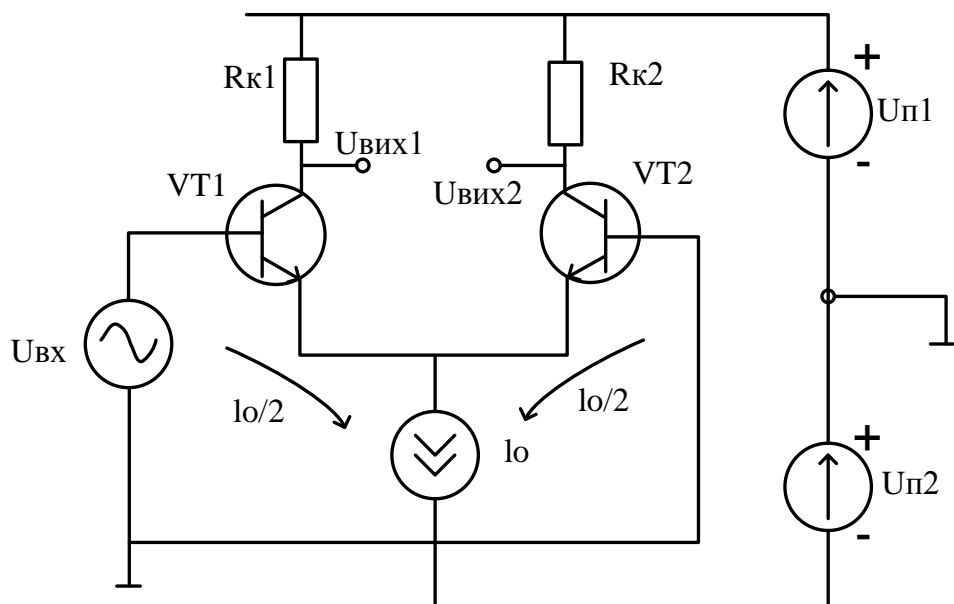


Рис. 5.5. Схема вхідного диференціального каскаду

Практичне трактування властивостей ОП

1. Зазвичай $U_{п} \leq 15V$, $U_{вих} < U_{п}$. При $U_{п1,2} = \pm 15V$: $U_{вих.max} = \pm 10 \div 12V$. Тоді:

$$U_{вх} = U_{вих} / K_{у} = 10 / (100000) = 0,0001V = 100mkB \approx 0.$$

Це означає, що напруга між входами ОП близька до нуля (рис. 5.3).
Примітка: ця властивість справедлива, поки ОП знаходиться в лінійному режимі, тобто

$$U_{вх} < U_{вх.мах} = 12...13В.$$

$$2. \Delta I_{вх} = \Delta U_{вх} / R_{вх} \cong 0 / \infty = 0,$$

тобто вхідні висновки ОП струму не споживають: $I_{вх1} = I_{вх2} = 0$. (рис. 5.4).

3. ОП є безінерційним пристроєм.

4. Вихідна напруга ОП не залежить від навантаження.

5.2.2. Основи схемотехніки ОП

Сучасні операційні підсилювачі мають не менше трьох каскадів посилення.

Вхідний диференціальний каскад

Основою його є підсилювальна схема на двох транзисторах. Схему вхідного диференціального каскаду показано на рис.5.5. Реалізацію джерела струму I_0 представлено на рис. 5.6. З огляду на повну ідентичність транзисторів струм I_0 ділиться між емітерами транзисторів порівну.

Розглянемо випадок при $U_{вх} = 0$. Оскільки еміттерні струми VT1 і VT2 рівні $I_0/2$, то колекторні струми є рівними $I_0/2$ (нехтуємо малими базовими струмами). Графік напруг на елементах схеми представлений на рис. 5.7.
 $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2} = 0$.

При $U_{вх} \neq 0$ графік показано на рис. 5.8. Під дією позитивної вхідної напруги VT1—відкривається, VT2—закривається. $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2} \neq 0$ – баланс порушений.

Недоліки такого диференціального каскаду:

1. Вихідна напруга знімається між колекторами, тобто не прив'язана до спільної точки.

2. Низький коефіцієнт посилення по напрузі при малому рівні струму I_0 і кінцевих порівняно низьких номіналах $R_{к1}$ і $R_{к2}$.

Сучасний вхідний диференційний каскад

Схему показано на рис. 5.9. VT1 і VT2 з джерелом струму I_0 повторюючи першу схему. Додані VT3 і VT4, що утворюють повторювач струму емітера

транзистора VT1. Струм $2I_б$ при великих коефіцієнтах посилення ≈ 0 . Схема на транзисторах VT3 і VT4 називається «струмове дзеркало».

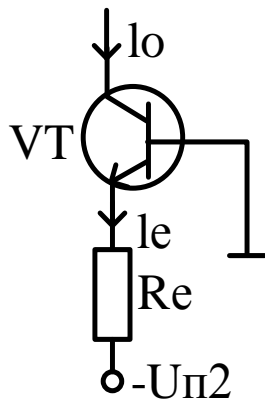


Рис. 5.6. Реалізація джерела струму

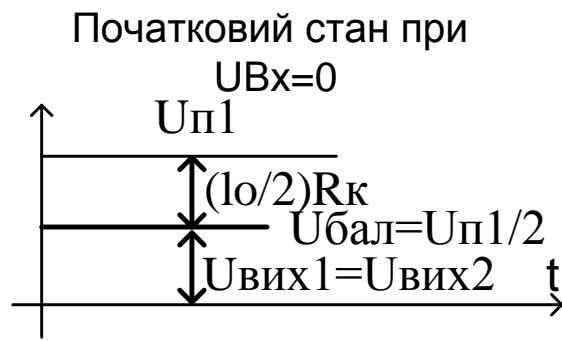


Рис. 5.7. Графік напруг при

$$U_{вих} = U_{вих1} - U_{вих2} = 0$$

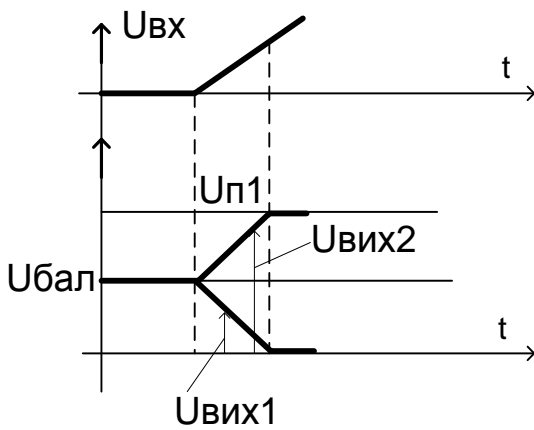


Рис. 5.8. Графік напруг при $U_{вх} \neq 0$

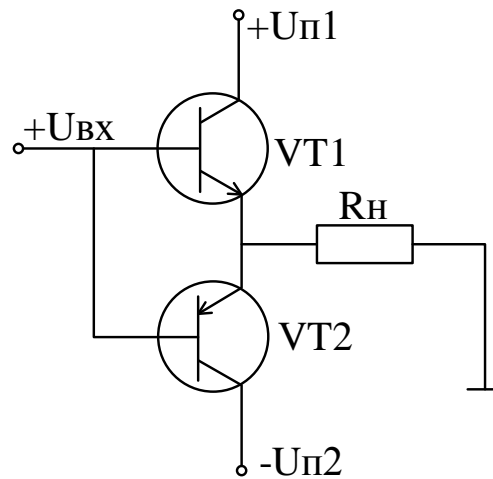


Рис. 5.10. Реверсивний емітерний

повторювач

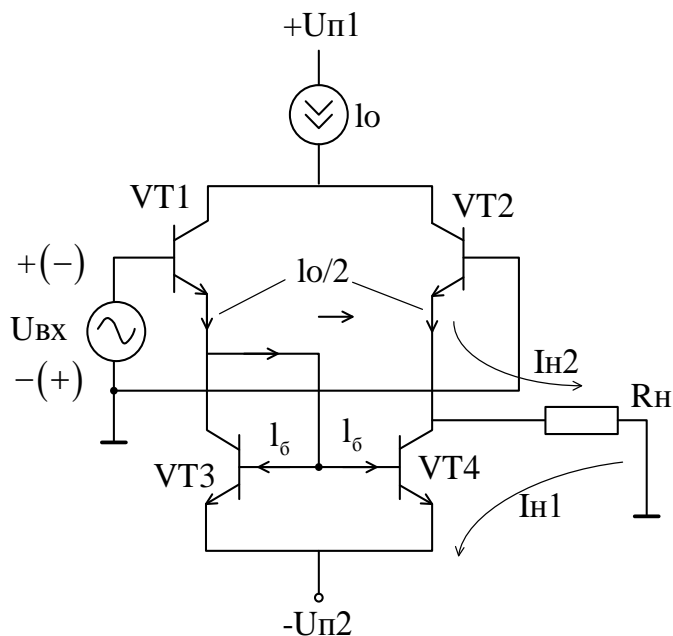


Рис. 5.9. Сучасний вхідний диференційний каскад

При $U_{вх}=0$: $I_{VT1}=I_{0/2}$, $I_{VT2}=I_{0/2}$, $I_{VT4}=I_{VT1}=I_{0/2}$. Т.к. $I_{VT2}=I_{VT4}$, то $I_{н}=0$. При $U_{вх}\gg 0$: VT1 – відкритий, VT2 – закритий, $I_{VT1}=I_{VT4}=I_0$, $I_{VT2}=0$, тому $I_{н}=I_{н1}=I_0$.

При $U_{вх}\ll 0$: VT1 – закритий, VT2 – відкритий, $I_{VT1}=I_{VT4}=0$, $I_{VT2}=I_0$, тому $I_{н}=I_{н2}=-I_0$.

Існують і інші варіанти подібних каскадів. Для отримання великого коефіцієнта посилення операційні підсилювачі зазвичай робляться трикаскадними. Наступний другий каскад називається проміжним каскадом.

Проміжний каскад:

Він може бути виконаний:

- а) як перший вхідний каскад;
- б) із загальним емітером;
- в) із загальним колектором.

Вихідний каскад

Найчастіше застосовується реверсивний емітерний повторювач на транзисторах різного типу провідності. Схему його показано на рис.5.10.

5.2.3. Основні схеми включення ОП

Інвертуюче включення

ОП зазвичай застосовується із обв'язуючими ланцюгами. Застосування цих ланцюгів дозволяє виконувати його математичні операції: алгебраїчне підсумовування, інтегрування, диференціювання. Інвертування – це зміна знака.

Одночасно з усіма зазначеними операціями виконується посилення вхідного сигналу.

Типову схему інвертуючого включення представлено на рис. 5.11. Схему заміщення вихідного ланцюга представлено на рис. 5.12. На основі властивостей ОП можна записати наступні рівняння:

$$I_{вх} = U_{вх}/Z_{вх};$$

$$I_{ос} = I_{вх};$$

$$I_{ос} = -U_{вих}/Z_{ос}.$$

На основі цих рівнянь отримуємо:

$$-U_{вих}/Z_{ос} = U_{вх}/Z_{вх};$$

$$U_{вих} = -Z_{ос}/Z_{вх} \times U_{вх};$$

$$U_{вих}/U_{вх} = -Z_{ос}/Z_{вх},$$

де $Z_{ос}/Z_{вх} = K_u$ – коефіцієнт посилення схеми.

Співвідношення $U_{вих}/U_{вх}$ у разі, якщо кожна з цих величин записана в перетворенні Лапласа, називається *функцією передачі схеми*.

Поняття передавальної функції – одне з основоположних понять теорії управління.

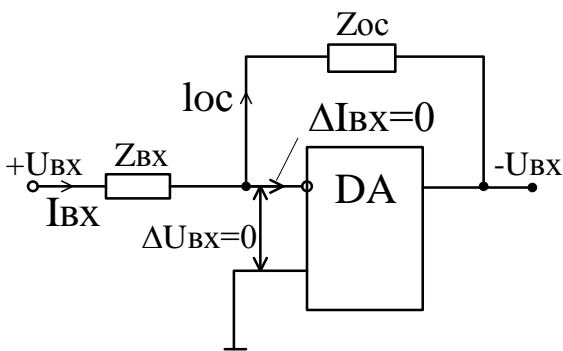


Рис. 5.11. Типова схема інвертуючого включення

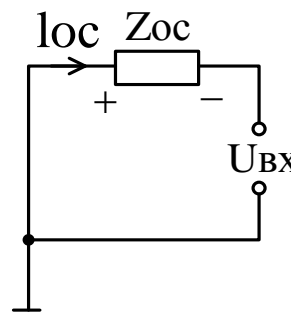


Рис. 5.12. Схема заміщення вихідного ланцюга

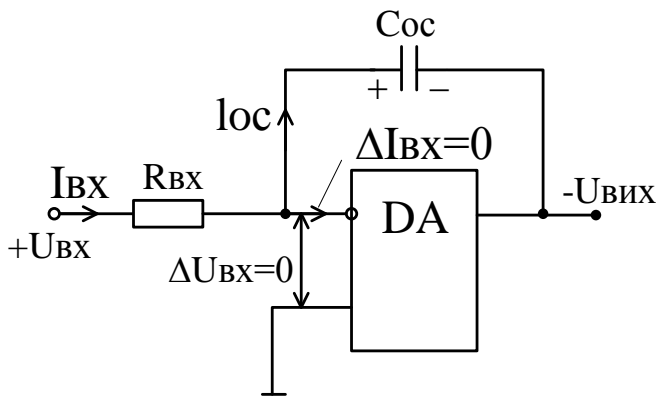


Рис. 5.13. Застосування інвертуючого підсилювача в якості інтегратора

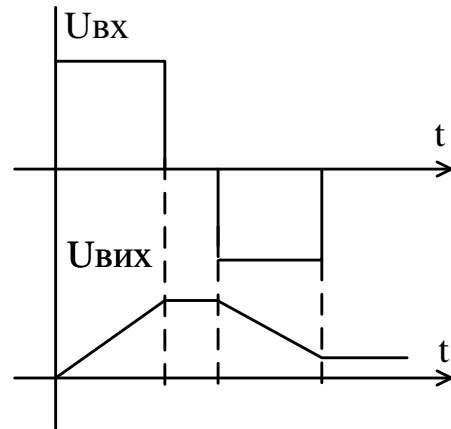


Рис. 5.14. Діаграма роботи інтегратора

Застосування інвертуючого підсилювача в якості інтегратора

Схему представлено на рис. 5.13. На ній: $Z_{вх} = R_{вх}$; $Z_{ос} = 1/pC_{ос}$. Тоді

$$-U_{вих}/U_{вх} = 1/(pC_{ос} \times R_{вх}) = 1/pT_i$$

де $T_i = C_{ос} \times R_{вх}$ – постійна інтегрування.
Отримання цих же залежностей за допомогою докладного опису на основі двох властивостей ОП:

$$i_{вх} = u_{вх} / R_{вх};$$

$$i_{вх} = i_{ос}.$$

Вихідна напруга ОП:

$$u_{вих} = -1/C_{ос} \int i_{ос} dt = -1/C_{ос} \int (u_{вх}/R_{вх}) dt = -1/(C_{ос}R_{вх}) \int u_{вх} dt \Rightarrow -1/(pC_{ос}R_{вх}) \times U_{вх}.$$

Діаграму роботи інтегратора представлено на рис. 5.14.

Схема диференціювання

Схему представлено на рис. 5.15.

$$Z_{вх} = 1/pC_{вх}; Z_{ос} = R_{ос};$$

$$-U_{вих} / U_{вх} = R_{ос} / (1 / pC_{вх}) = pC_{вх}R_{ос} = pT_d,$$

Де $T_d = C_{вх}R_{ос}$ – постійна диференціювання.

Діаграми роботи представлені на рис. 5.16, де $\pi/2$ – зсув по фазі. Амплітуда вихідного сигналу залежить від T_d (чим більше T_d , тим більше амплітуда).

Схема підсумовування

Схему представлено на рис. 5.17. Вихідні рівняння:

$$I_1 = U_{вх1} / R_{вх1}; I_2 = U_{вх2} / R_{вх2}; I_3 = U_{вх3} / R_{вх3}; I_{ос} = I_1 + I_2 + I_3; U_{вих} = I_{ос} \times R_{ос}.$$

Звідси:

$$U_{вих} = U_{вх1} \times R_{ос} / R_{вх1} + U_{вх2} \times R_{ос} / R_{вх2} + U_{вх3} \times R_{ос} / R_{вх3}.$$

Входів може бути скільки завгодно, знаки вхідних напруг довільні. Якщо в якості $Z_{ос}$ застосувати $C_{ос}$, то одночасно з підсумовуванням буде виконуватися і інтегрування. На практиці резистори встановлюються величиною 1 кОМ ÷ десятки кОМ.

5.2.4. Неінвертуюче включення

Схему представлено на рис. 5.18. Інше можливе зображення представлено на рис. 5.19. Вихідні рівняння:

$$I_1 = U_{вх} / R_1; I_2 = I_{ос}; I_{ос} = (U_{вих} - U_{вх}) / R_{ос}.$$

Звідси

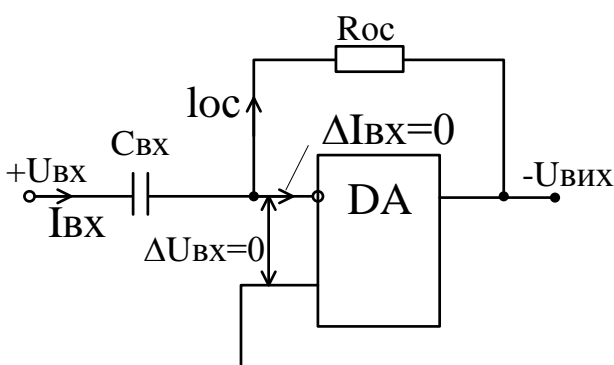


Рис. 5.15. Схема диференціювання

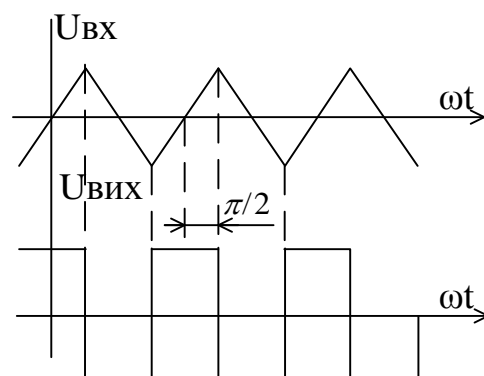


Рис. 5.16. Діаграми роботи

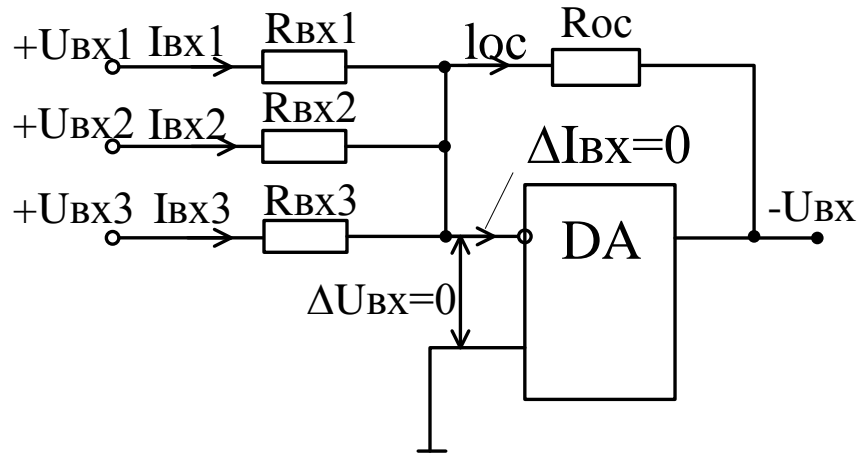


Рис. 5.17. Схема підсумовування

$$U_{ex} / R1 = (U_{вix} - U_{ex}) / R_{oc}; U_{ex} / R1 + U_{ex} / R_{oc} = U_{вix} / R_{oc}.$$

отже,

$$U_{вix} = (R_{oc} / R1 + 1) \times U_{ex} = (R_{oc} + R1) / R1 \times U_{ex}$$

або

$$U_{вix} / U_{ex} = (R_{oc} + R1) / R1.$$

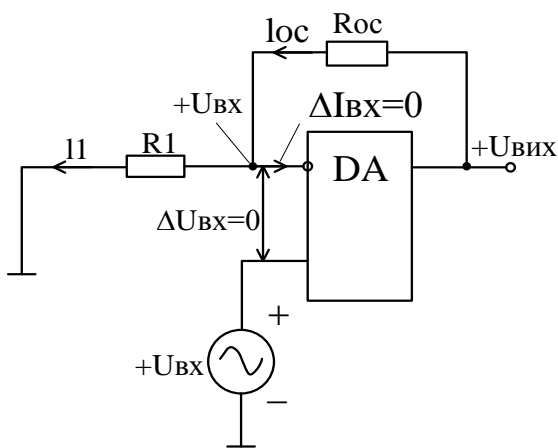


Рис. 5.18. Неінвертуюче включення

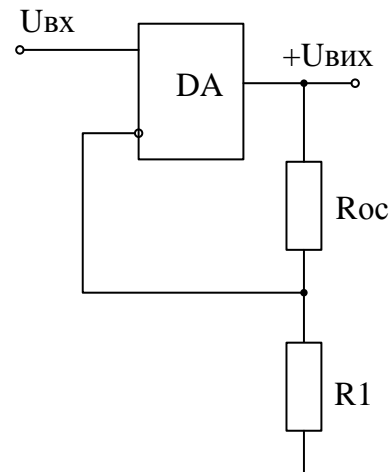


Рис. 5.19. Інше можливе зображення неінвертуючого включення

5.2.5. Обмежувач сигналу

Застосування нелінійних елементів дозволяє реалізувати нелінійний зв'язок між входним і вихідним напругами. Зазвичай це виконується за допомогою інвертуючого включення. Характеристика, що зв'яже входну і вихідну напруги в

інвертуючому включенні, має вигляд, представлений на рис. 5.20. При цьому $\text{tg } \alpha = R_{oc} / R_{вх}$. Схема, що реалізує характеристику без негативної гілки, представлена на рис. 5.21.

Обмеження вихідної напруги на заданому рівні може бути виконано за допомогою схеми, представленої на рис. 5.22.

1. При $U_{вх} > 0$:

якщо $U_{R2} \geq U_{VD1} + U_{СТ2}$, то $U_{вих} = U_{огр2} = U_{VD1} + U_{СТ2}$,

тобто напруга на колі зворотного зв'язку буде постійною.

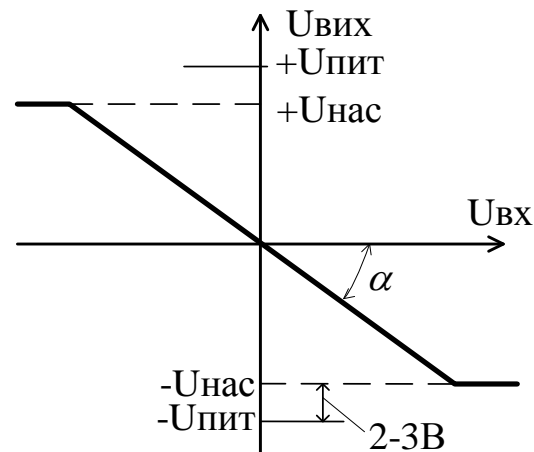


Рис. 5.20. Характеристика, що зв'язує вхідну і вихідну напруги

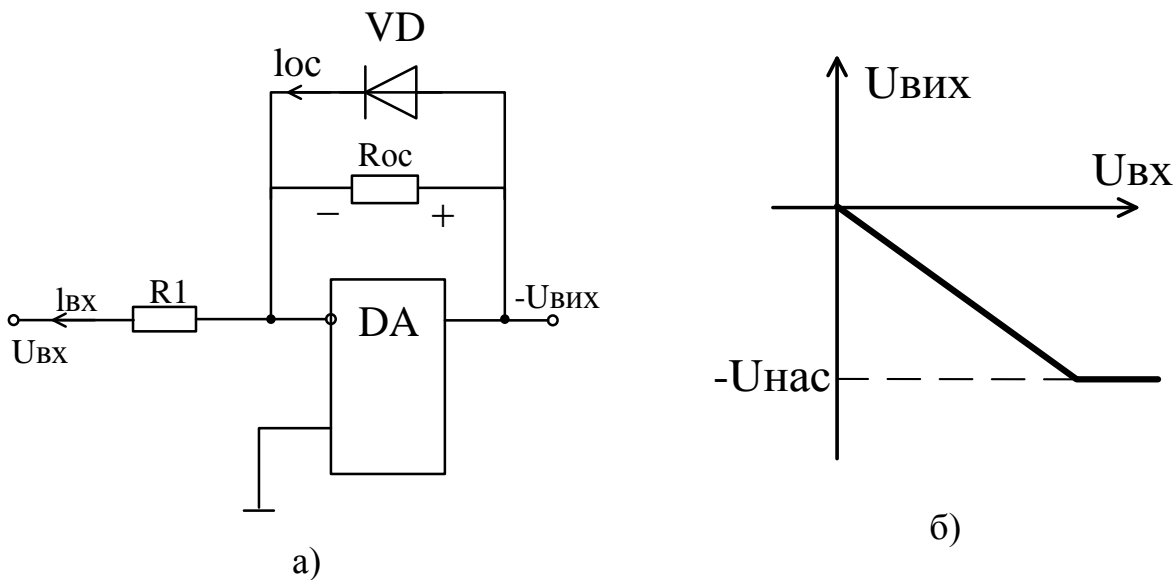


Рис. 5.21. Схема без негативної гілки: а – схема; б – характеристика, що зв'язує вхідну і вихідну напруги без негативної гілки

2. При $U_{вх} < 0$:

Якщо $|U_{R2}| \geq |U_{VD2} + U_{СТ1}|$, то $U_{вих} = U_{огр1} = U_{VD2} + U_{СТ1}$.

Коли U_{CT1} не дорівнює U_{CT2} , рівень обмеження $U_{OГP1}$ буде не дорівнює рівню обмеження $U_{OГP2}$. Відзначимо, що $U_{вих}$ завжди дорівнює падінню напруги на опорі зворотного зв'язку.

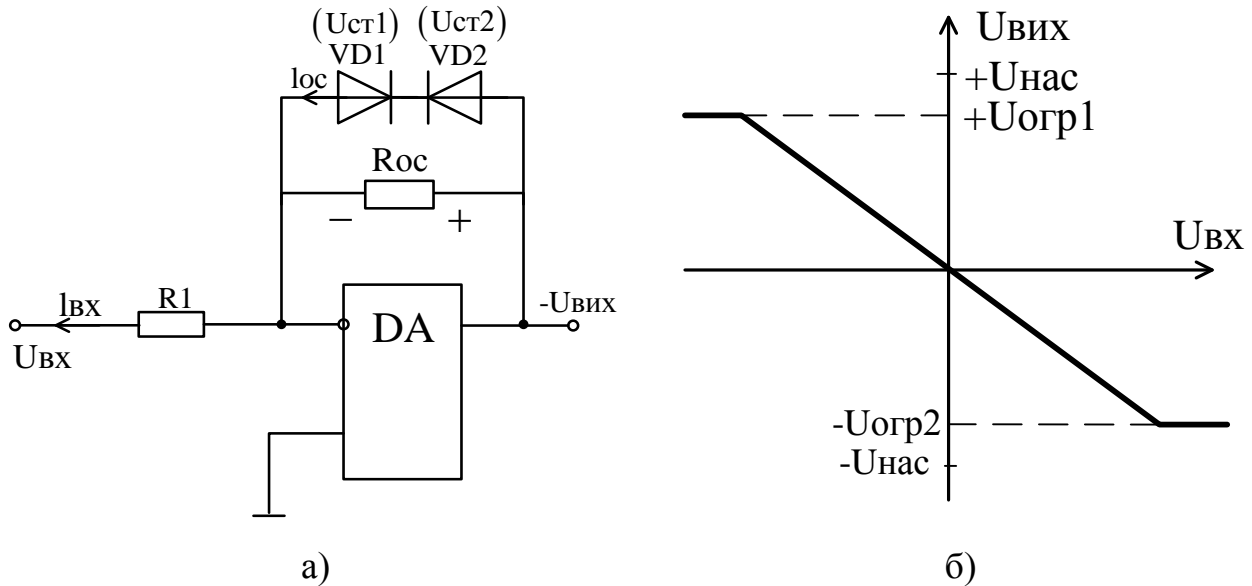


Рис. 5.22. Обмеження вихідної напруги на заданому рівні: а – схема; б – характеристика обмеження вихідної напруги на заданому рівні

5.3. Практична реалізація диференціального підсилювача

Диференціальний підсилювач – дуже важлива схема, вона є основою всіх операційних підсилювачів, а також більшості схем оброблення аналогових сигналів.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, універсальний вимірювальний прилад, три транзистора 2N3904, три транзистора 2N3906, один стабілітрон (діод Зенера) 5,1 В, три резистори 100 Ом, п'ять 10 кОм, два 22 кОм, по-одному 560 Ом, 2,2 кОм, 100 кОм з припустимою потужністю 0,25.Вт.

5.3.1. Диференціальний підсилювач

Диференціальний підсилювач – це підсилювач диференціальних вхідних сигналів, тобто він посилює різницю напруг на своїх двох входах. Ця властивість підсилювача має дві важливі переваги:

- 1) схема пригнічує будь-який шум на вході;
- 2) схему легко перетворити в схему з негативним зворотнім зв'язком.

Слід зауважити, що диференційний підсилювач і диференціатор – абсолютно різні схеми, хоча їх назви звучать подібно.

Завдання 5.1

Що здійснює кожна схема (диференціальний підсилювач і диференціатор)

5.3.1.1. Принцип роботи

Схему диференціального підсилювача представлено на рис. 5.23. Побудована вона на двох транзисторах n-p-n-типу. Можна подумати, що це дільник струму. У стані спокою струм через резистор R1 ділиться наполовину між транзисторами Q1, і Q2. Якщо диференційний вхідний сигнал подати на базу Q1, і Q2, то виникає зсув між струмами на колекторах. Ця різниця викликає позитивну зміну напруги на одному колекторі і негативну зміну напруги на іншому, тобто вихідний сигнал становить різницю напруг.

5.3.1.2. Розрахунок коефіцієнта підсилення

Припустимо, що на вхід подається диференційний сигнал, який складається з двох рівних за величиною і протилежних за знаком напруг:

$$\Delta V_{in+} = -\Delta V_{in-} = \Delta V. \quad (5.1)$$

Так як напруга на емітері повторює напругу на базі, така ж різниця напруг створюється і між двома емітерами, що викликає струм ДІ через два емітерних резистори. Так як кожен із цих резисторів з'єднаний послідовно з динамічним опором емітера, то відповідно до математичної моделі Еберса-Молла ми маємо:

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{R_E + r_e}. \quad (5.2)$$

Так як чистий диференційний сигнал дзеркально збільшує напругу на емітерах, то напруга на резисторі R1 не змінюється. При цьому струм через резистор R1 залишається постійним. Це означає, що струм додається до струму на колекторі одного транзистора і віднімається з струму на колекторі іншого транзистора. Отже, коефіцієнт посилення повинен бути:

$$A = \frac{R_L}{R_E + r_e} \quad (5.3)$$

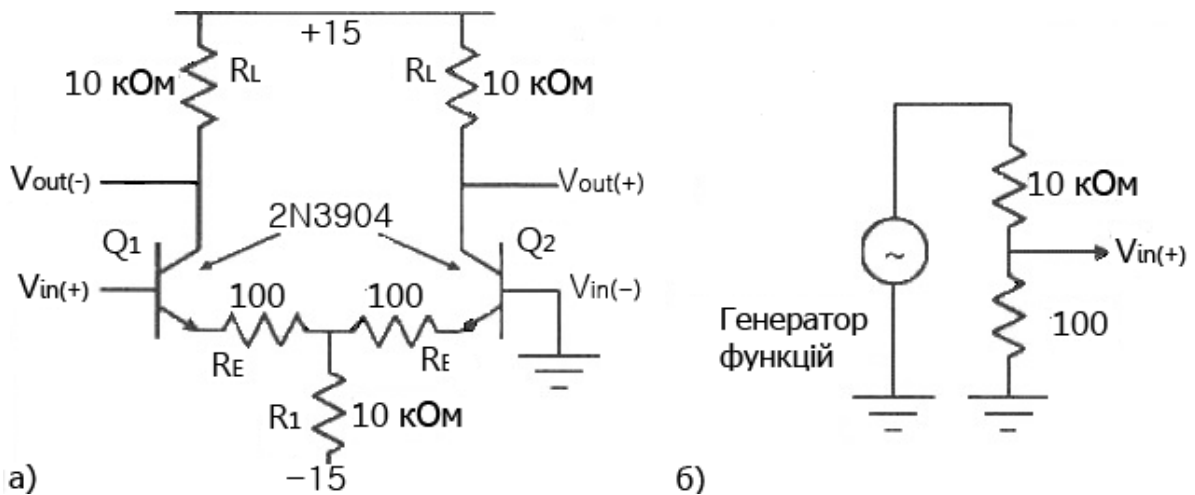


Рис. 5.23. Підсилювач: а – диференціальний підсилювач; б – функціональний генератор із послабленням від 100 до 1.

5.3.1.3. Вимірювання коефіцієнта підсилення

Зберіть схему відповідно до рис. 5.23 а. Так як коефіцієнт підсилення цієї схеми дуже високий, вхідний сигнал для неї від генератора функцій потрібно подавати з дуже маленькою амплітудою. Для цього використовуйте 100-кратний атенюатор, створений на основі потенціометра (див. рис. 5.16).

Завдання 5.2

Виміряйте послаблення вихідної напруги функціонального генератора. Порівняйте коефіцієнт реального послаблення з розрахунковою величиною.

Знаючи реальне послаблення, спостерігайте вихід функціонального генератора на осцилографі і розрахуйте необхідний вхідний сигнал для підсилювача.

Заведіть ослаблений сигнал на базу транзистора Q1 і зафіксуйте вихідний сигнал підсилювача (між колекторами Q1, і Q2).

Завдання 5.3

Виміряйте коефіцієнт посилення напруги:

$$A = \frac{\Delta(V_{out+} - V_{out-})}{\Delta(V_{in+} - V_{in-})} \quad (5.4)$$

для різних вхідних амплітуд і частот. Порівняйте вимірювання з розрахунками.

Якщо весь можливий струм перемикає на один транзистор або на інший, то можна визначити максимум і мінімум напруги, за межами яких схема підсилювача буде обмежувати вихід (на виході нічого не буде).

Завдання 5.4

Спробуйте зробити такий експеримент. З якої напруги починається обмеження вихідної напруги? Порівняйте з розрахунками. Ви можете розрахувати струм на транзисторах, вимірявши попередньо падіння напруги на резисторі R1 .

5.3.1.4. Вхідна напруга зміщення

Якщо заземлити обидва входи, якою буде вихідна напруга? Для ідеального диференціального підсилювача напруги на колекторах повинні бути рівні, але в реальності цього не відбувається. Це викликано нерівністю параметрів резисторів і транзисторів. Щоб отримати результат, близький до ідеального підсилювача, необхідно в стані спокою схеми подавати на вхід невелику напругу, так звану «вхідну напругу зміщення».

Завдання 5.5

Яку вхідну напругу зміщення потрібно подавати на вашу схему?

5.3.1.5. Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу

Синфазним сигналом називається сигнал, коли на обидва входи диференціального підсилювача подаються ідентичні напруги. Прикладом такого сигналу служить шум, присутній у малому корисному сигналі. Підсилювач має властивість пригнічувати синфазний сигнал. Визначте пригнічення синфазного сигналу вашої схеми.

Завдання 5.6

Підключіть обидва входи до однієї і тієї ж синусоїд генератора функцій:

$$\Delta V_{in+} = -\Delta V_{in-} \quad (5.5)$$

Що Ви спостерігаєте на виході? На обох виходах майже однакові сигнали. Коефіцієнт посилення синфазного сигналу визначається як:

$$A_{CM+} = \frac{\Delta V_{out+}}{\Delta V_{in+}} \text{ і } A_{CM-} = \frac{\Delta V_{out-}}{\Delta V_{in-}} . \quad (5.6)$$

Який коефіцієнт посилення синфазного сигналу ви спостерігаєте на своєму підсилювачі? Чому?

Придушення синфазного сигналу, зазвичай, характеризується спеціальним терміном CMRR (коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу). Одиниця його вимірювання – децибела.

$$CMRR = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{diff}}{A_{CM}} \right) \quad (5.7)$$

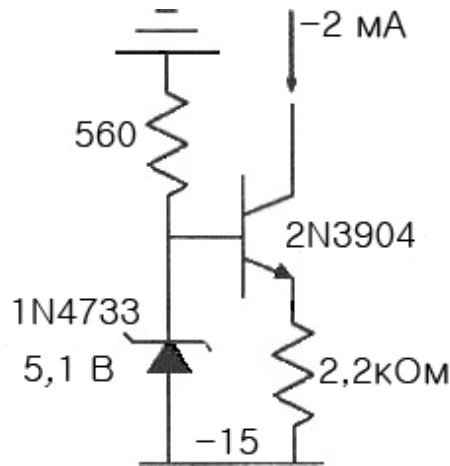


Рис. 5.24. Джерело струму в диференціальному підсилювачі
Завдання 5.7

Яка величина CMRR вашого підсилювача?

Хоча величина коефіцієнта посилення синфазного сигналу цієї схеми невелика, нею не можна нехтувати на практиці. Вона може бути зменшена збільшенням опору резистора R1, але це зменшить струм на обох транзисторах і при цьому зменшиться коефіцієнт посилення напруги підсилювача. Кращим рішенням цієї проблеми є заміна резистора R1, джерелом струму (див. рис. 5.24). Спробуйте зробити це.

Завдання 5.8

Який струм вашого джерела струму? Розрахуйте і виміряйте, а потім порівняйте.

Завдання 5.9

Який вихідний сигнал ви спостерігаєте? Який коефіцієнт посилення синфазного сигналу ви спостерігаєте тепер?

Він повинен бути набагато менше.

5.4. Операційні підсилювачі

Операційний підсилювач – це диференційний підсилювач з несиметричним виходом, диференційний коефіцієнт посилення якого настільки високий, наскільки можливо (зазвичай більш 100000). Операційні підсилювачі поставляються на ринок у вигляді інтегральних схем. Їх живлення передбачається, як правило, постійним струмом. Внутрішня схема, зазвичай, містить вже схему зміщення, а також негативний зворотний зв'язок. Таким чином, якщо на вхід мікросхеми подати дві рівних напруги, на виході буде нуль.

5.4.1. Дзеркало струму

Для досягнення високого коефіцієнта посилення в операційному підсилювачі резисторами на емітерах нехтують, а резистори на колекторах замінені джерелами струму. Таким чином перетворена конфігурація підсилювача називається струмовим дзеркалом.

Схема струмового дзеркала на транзисторах р-п-р-типу представлена на рис. 5.25 Струм на виході транзистора Q4 «програмує» приблизно рівний струм на виході транзистора Q5, так як колектор транзистора Q4 заведений на його базу. Це утримує падіння напруги V_{BE} нижче позитивної напруги живлення. Струм на виході транзистора Q4 визначається за законом Ома на резисторі R . Так як бази транзисторів з'єднані, їх V_{BE} рівні. Тому струми на їх колекторах будуть збігатися, якщо, звичайно, у них однакові I_S , β і температура.

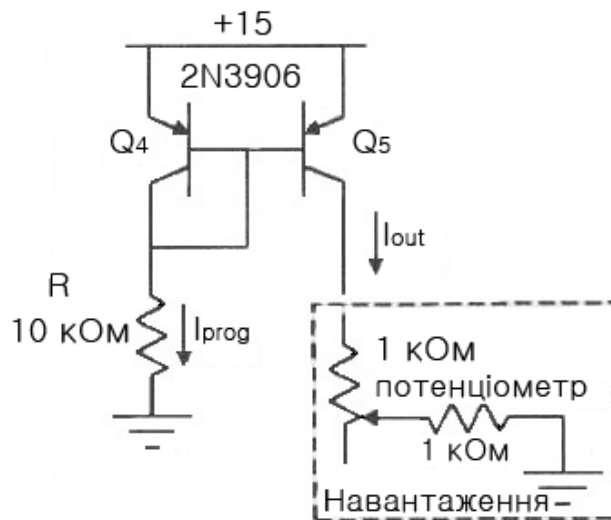


Рис. 5.25. Дзеркало струму

На практиці вони трішки не збігаються. Так як β збільшується зі збільшенням V_{CE} , а V_{BE} для певного струму колектора трохи залежить від V_{CE} (ефект Ерлі), то розбіжність струмів буде залежати від вихідної напруги. Можна переконатися в цьому, змінюючи навантаження (див. рис. 5.25).

Завдання 5.10

Як змінюється струм на виході в залежності від напруги на колекторі? Визначте динамічний опір виходу. Застосування джерел струму замість резисторів на колекторах покращує або погіршує властивості схеми? Порівняйте з показниками попередньої схеми.

5.4.2. Диференціальний підсилювач із джерелом струму

Для покращення роботи струмового дзеркала застосовуються різні методи. Зберіть схему простого струмового дзеркала з вашої схеми диференціального підсилювача на трьох транзисторах, видаливши резистори 100 Ом на емітерах і замінивши резистори колекторів на потенціометри 10 кОм (див. рис. 5.26). Підключіть зонд осцилографа на колектор транзистора Q2. Якщо вхід збалансований, то струми через транзистори Q1, і Q2 дорівнюватимуть, так само як і струми через Q4 і Q5. Але якщо на вході буде деяка різниця сигналів, то виникне струм між Q2 і Q5, який потрапить на зонд осцилографа, і ви побачите, що коефіцієнт посилення буде зовсім інший. Якби джерело струму на транзисторі Q5 був ідеальним, коефіцієнт підсилення дорівнював би:

$$A = \frac{10}{2rc} 10^6 . \quad (5.8)$$

Завдання 5.11

Поясніть попереднє твердження.

На практиці вихідний імпеданс колектора Q5 менше 10 МОм і тому коефіцієнт посилення повинен бути менше.

Можна зменшити цей ефект, розділивши вхідну напругу на 100-1000. Щоб запобігти цьому вихідному сигналу, необхідно, щоб напруга спокою на колекторі Q2 дорівнювала 7 В. Переробіть схему відповідно до рис. 5.26. Завдяки високому коефіцієнту посилення вихідна напруга буде помітно реагувати на найменші зміни напруги на будь-якому вході. Якщо в стані спокою на виході напруга близько +15 В, це означає, що в схемі добре налаштована напруга зсуву. Слід зауважити, що коефіцієнт посилення 1000 не є надмірним.

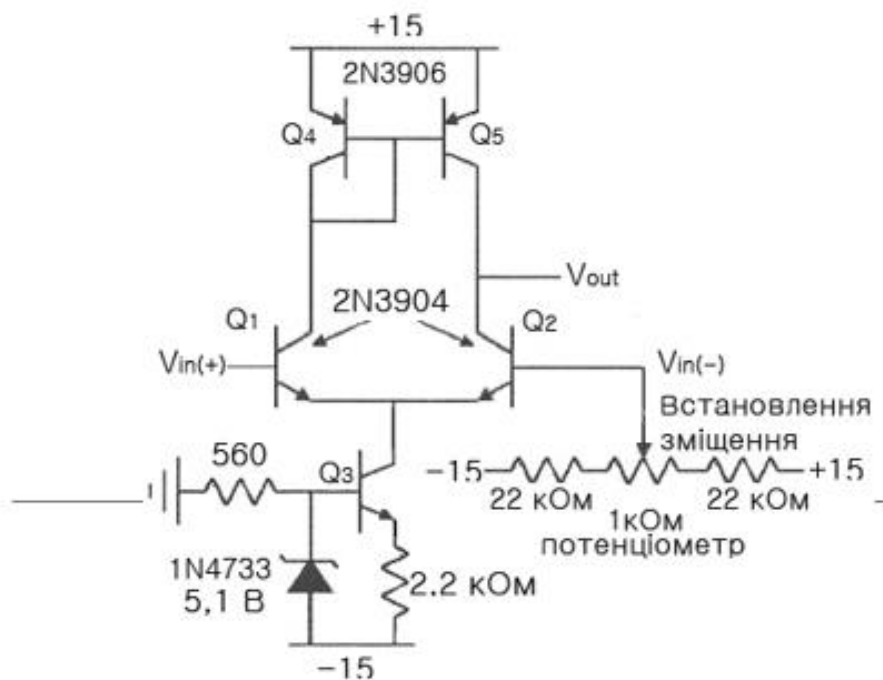


Рис. 5.26. Диференціальний підсилювач

Завдання 5.12

Який коефіцієнт посилення ви отримали в цій схемі? Порівняйте з вашими розрахунками (навантаження дорівнює 10 МОм). Який ефективний опір навантаження, на вашу думку, має бути?

Завдання 5.13

Чутливість даної схеми легко продемонструвати. Зігрійте своїми пальцями будь-який із транзисторів Q4 або Q5. Які зміни вихідної напруги ви спостерігаєте? Поясніть. Повторіть досвід з іншим транзистором.

5.4.3. Покращене дзеркало струму

Поліпшити вихідний імпеданс джерела струму можна додаванням невеликого резистора послідовно між позитивним живленням і емітером кожного транзистора р-п-р-типу.

Завдання 5.14

Зробіть запропоноване поліпшення схеми, використовуючи резистори 100 Ом. На скільки збільшиться коефіцієнт посилення? Який ефективний опір навантаження, на вашу думку, має бути в цьому випадку?

5.4.4. Дзеркало струму Вільсона

Ще кращого ефекту можна досягнути, якщо в схемі використовувати замість простого струмового дзеркала струмове дзеркало Вільсона. Воно виходить додаванням третього транзистора р-п-р-типу, як показано на рис. 5.27. Ця схема усуває ефект Ерлі фіксації напруги колектор-емітер транзистора Q5. Одночасно різниця струмів на базах робиться симетричною і взаємопоглинається. Поясніть.

Завдання 5.15

Зробіть у своїй схемі дзеркало Вільсона і подивіться на скільки збільшився коефіцієнт підсилення. Буде потрібно налаштувати заново напругу на колекторі транзистора Q5 установкою напруги зсуву. Який ефективний опір навантаження, на вашу думку, має бути в цьому випадку?

Коефіцієнт посилення інтегральних схем операційних підсилювачів вище, ніж у даній схемі, за рахунок більш високого вхідного імпедансу. Більш високий вхідний імпеданс досягається використанням пар Дарлінгтона замість вхідних транзисторів або застосуванням польових транзисторів замість біполярних. Збільшення коефіцієнта посилення досягається додаванням другого каскаду посилення.

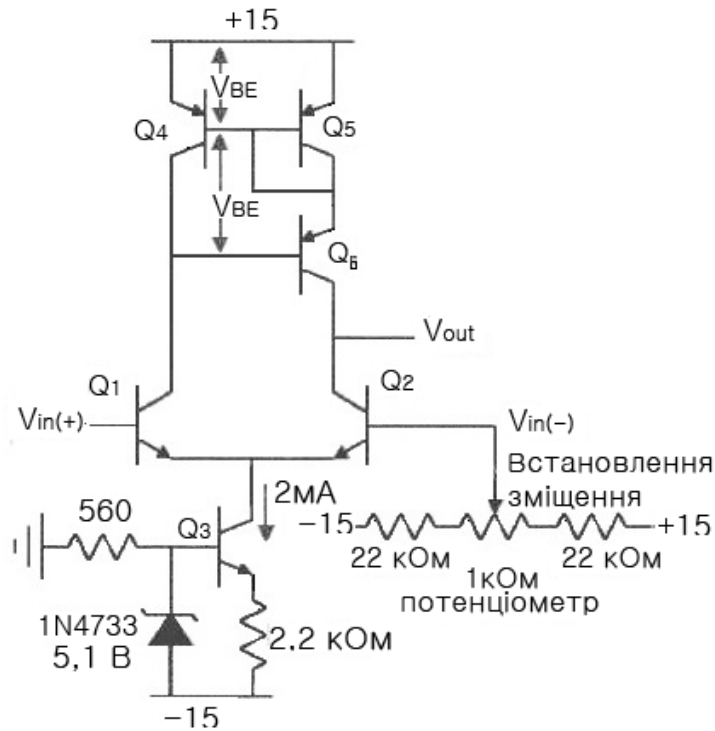


Рис. 5.27. Диференціальний підсилювач із дзеркалом струму Вільсона

5.5. Пристрої на основі операційного підсилювача

У попередньому розділі були розглянуті основні властивості операційних підсилювачів. Існує величезна кількість способів застосування операційних підсилювачів у процесах обробки аналогових сигналів, наприклад, диференціювання та інтегрування вхідної напруги як функції часу, логарифмування, випрямлення вхідного сигналу.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, універсальний вимірювальний прилад, операційні підсилювачі 741С і LF411, транзистори 2N3904 і 2N3906, два кремнієвих сигнальних діода 1N914, один резистор 100 кОм, два 10 кОм, один 1 кОм із допустимою потужністю 0,25 Вт, конденсатори 0,0047 мкФ і 0,033 мкФ.

5.5.1. Обробка сигналів операційними підсилювачами

Інвертуючий підсилювач формується з операційного підсилювача з резистором R_1 на вході і резистором R_2 в колі зворотного зв'язку. З огляду на незначний вплив вхідного зміщення напруги, струму зміщення і зміщення струму, а також беручи коефіцієнт посилення операційного підсилювача з незамкненим ланцюгом зворотного зв'язку рівним нескінченності, коефіцієнт посилення інвертуючого підсилювача буде рівним:

$$A_V = \frac{V_f}{V_i} \quad (5.9)$$

У загальному вигляді коефіцієнт посилення по напрузі інвертуючого підсилювача визначається з рівняння:

$$A_V = \frac{Z_f}{Z_i} \quad (5.10)$$

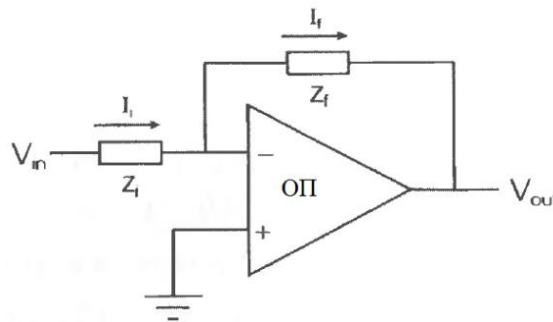


Рис. 5.28. Схема інвертуючого підсилювача на базі операційного підсилювача

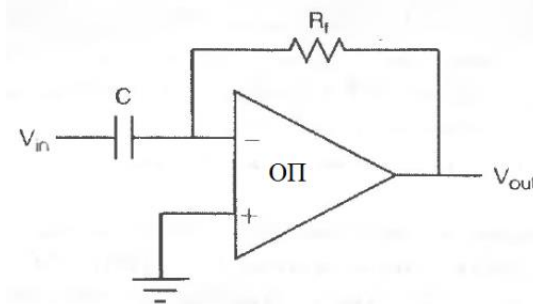


Рис. 5.29. Базова схема диференціатора на основі операційного підсилювача

Рівняння (5.10) використовується під час аналізу частотних характеристик схеми, коли на вхід подається синусоїда. Під час аналізу схеми для довільного вхідного сигналу розглядаються тимчасові характеристики на основі закону Ома. При цьому вважається, що $I_f = I_i$, а коефіцієнт посилення визначається по вольт-амперній характеристиці.

5.5.2. Диференціатор

На рис. 5.29 представлено базову схему диференціатора (не плутайте з диференційним підсилювачем) на основі операційного підсилювача, що дуже

схожа на схему інвертуючого підсилювача, тільки на місці резистора стоїть конденсатор. Крім того, для цієї схеми не потрібно організувати два входи з однаковою напругою. Вихідна напруга буде визначатися як:

$$V_{\text{out}} = -IR_f = \frac{dQ}{dt} R_f = -R_f C \frac{dV_{\text{in}}}{dt}, \quad (5.11)$$

де Q – заряд, накопичений конденсатором; $Q = CV_{\text{in}}$.

Реактивний опір конденсатора:

$$X = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (5.12)$$

зменшується зі збільшенням частоти. Так як у цій схемі $Z_i = X_c$, відповідно до рівняння (5.10) вихідна напруга диференціатора буде збільшуватися зі збільшенням частоти, роблячи схему чутливою до високочастотних шумів і схильною до нестабільності.

На практиці застосовується схема диференціатора, представлена на рис. 5.30. Для обмеження коефіцієнта посилення на високих частотах співвідношенням $A_V = \frac{R_f}{R_s}$ на вході схеми використовується резистор, з'єднаний послідовно з конденсатором. При частоті вхідного сигналу менше:

$$f = \frac{1}{2\pi R_s C}. \quad (5.13)$$

вихідна напруга в цій схемі визначається за формулою (5.11). Якщо частота вхідного сигналу більша, ніж за формулою (5.13), робочі характеристики схеми наближаються до таких інвертуючого підсилювача з коефіцієнтом підсилення по напрузі:

$$A_V = \frac{R_f}{R_s}. \quad (5.14)$$

5.5.3. Інтегратор

Якщо в схемі на рис. 5.29 поміняти місцями конденсатор і резистор, то вийде схема інтегратора на базі операційного підсилювача (див. рис. 5.31). Вихідна напруга цієї схеми визначається за формулою:

$$V_{out} = -\frac{1}{R_i C} \int V_{in} dt. \quad (5.15)$$

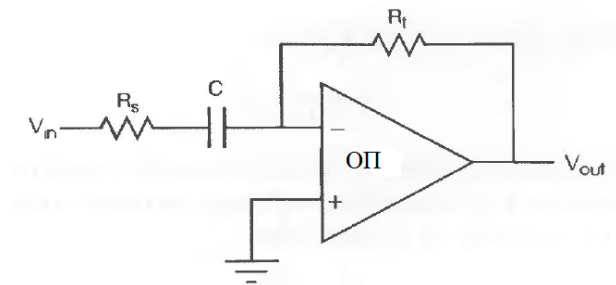


Рис. 5.30. Покращена схема диференціатора

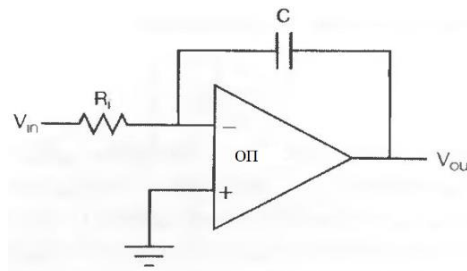


Рис. 5.31. Базова схема інтегратора

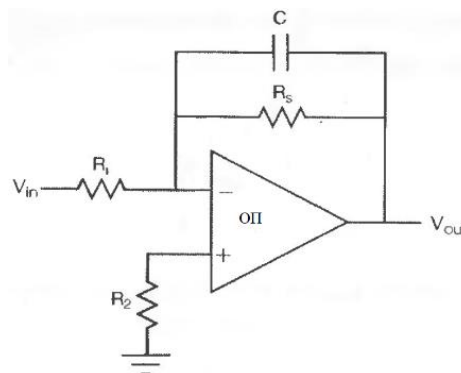


Рис. 5.32. Покращена схема інтегратора

На практиці застосовується схема інтегратора, представлена на рис. 5.32. Для обмеження коефіцієнта посилення на низьких частотах у колі зворотного зв'язку цієї схеми застосовується шунтуючий резистор R_s . Якщо його не

обмежувати, настає насичення операційного підсилювача. Щоб мінімізувати зсув постійної напруги, застосовується резистор R_2 з опором:

$$R_2 = \frac{R_i R_s}{R_i + R_s}. \quad (5.16)$$

При частоті вхідного сигналу нижче:

$$f = \frac{1}{2\pi R_s C} \quad (5.17)$$

рівняння (5.15) є недійсним. При цьому робочі характеристики схеми наближаються до характеристик інвертуючого підсилювача з коефіцієнтом підсилення по напрузі:

$$A_V = \frac{R_s}{R_i}. \quad (5.18)$$

5.5.4. Логарифмічний і експонентний підсилювачі

Використовуючи діоди на вході або в колі зворотнього зв'язку, можна на основі операційного підсилювача отримати схеми логарифмічного і експоненціального підсилювачів, що представлені на рис. 5.33 і 5.34 відповідно.

Струм в колі зворотнього зв'язку першого підсилювача дорівнює вихідному струму, який визначається вхідною напругою:

$$I_f = I_i = \frac{V_{in}}{R_i}. \quad (5.19)$$

Як відомо, струм через діод знаходиться в експоненційній залежності від напруги:

$$I_f = I_s \left(e^{\frac{eV_{out}}{nkT}} - 1 \right). \quad (5.20)$$

Знак «мінуса» в показнику ступеня вказує на те, що струм у ланцюзі зворотного зв'язку позитивний, якщо вхідна напруга негативна, тому що анод діода заведений на «землю». Коефіцієнт n описаний у розділі 3 і для кремнієвих

діодів він дорівнює 2, а для германієвих дорівнює 1. Отже, вихідна напруга схеми буде:

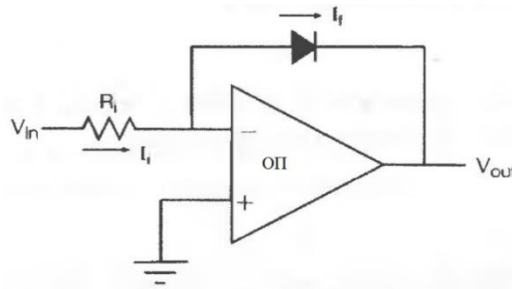


Рис. 5.33. Логарифмічний підсилювач на основі операційного підсилювача.

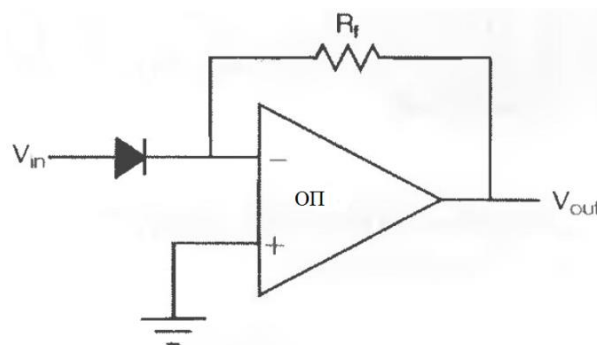


Рис. 5.34. Експоненціальний підсилювач на основі операційного підсилювача.

$$V_{out} \approx -\frac{nkT}{e} \ln \frac{I_i}{I_s} \quad (5.21)$$

$$\approx -\frac{nkT}{e} (\ln V_{in} - \ln I_s R_i). \quad (5.22)$$

На практиці в схемі застосовуються додаткові компоненти для компенсації температурної залежності (див. рівняння (5.22)). Крім того, замість діода застосовується транзистор, так як експериментально доведено, що він дає більш точну експонентну залежність у більш широкому діапазоні струмів.

5.6. Експерименти

Цей розділ допоможе отримати більш детальну інформацію про диференціатор, інтегратор, логарифмічний і експоненційний підсилювач і інші схеми.

5.6.1. Диференціатор і інтегратор

Диференціатор

Зберіть схему відповідно до рис. 8.3 з $R_S = 1 \text{ кОм}$, $R_f = 10 \text{ кОм}$ і $C = 0,033 \text{ мкФ}$. Встановіть на вході пилоподібну напругу з подвійною амплітудою 10 В і частотою 500 Гц .

Завдання 5.16

Ретельно виміряйте напругу на вході і період вхідного сигналу і розрахуйте нахил напруги за формулою:

$$\frac{dV_{in}}{dt} = \frac{2V_{p-p}}{T}. \quad (5.23)$$

Тепер за допомогою зондів осцилографа на першому його каналі подивіться вихід функціонального генератора, а на другому каналі на вихід операційного підсилювача. Ви побачите, що на виході операційного підсилювача буде прямокутний сигнал із затримкою по фазі 90° , тобто вихідний сигнал є негативним за часом диференціалом вхідної напруги.

Завдання 5.17

Виміряйте висоту вихідного сигналу в вольтах.

Теоретично, вона повинна бути:

$$V_{out} = 2R_f C \left| \frac{dV_{in}}{dt} \right|. \quad (5.24)$$

Тепер змініть частоту вхідного сигналу на 10 кГц , а також зменшіть амплітуду вхідного сигналу, щоб уникнути насичення операційного підсилювача. Зафіксуйте вихідний сигнал на цій частоті. Виміряйте подвійну амплітуду вихідної напруги і визначте коефіцієнт посилення.

Завдання 5.18

Прокоментуйте отримані результати.

Завдання 5.19

Порівняйте результати вимірювання на частоті 10 кГц з обчисленнями за формулами (5.24) і (5.14).

Завдання 5.20

На якій частоті дана схема функціонує як диференціатор?

Інтегратор

Зберіть схему відповідно до рис. 5.32 з $R_S = 100 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$ і $C = 0,047 \text{ мкФ}$. Встановіть на вході прямокутну напругу з подвійною амплітудою 1 В і частотою 10 кГц . На виході операційного підсилювача буде пилкоподібний сигнал з затримкою по фазі 90° .

Завдання 5.21

Отримайте рівняння (5.15).

Завдання 5.22

Порівняйте вихідну напругу з розрахунками.

Тепер змініть частоту вхідного сигналу на 100 Гц .

Завдання 5.23

Зафіксуйте вихідний сигнал на цій частоті. Поясніть результат.

Завдання 5.24

Виміряйте подвійну амплітуду вихідної напруги і визначте коефіцієнт посилення. Порівняйте вимірювання з розрахунками.

Завдання 5.25

Порівняйте результати вимірювання на частотах 10 кГц , 100 Гц і прокоментуйте.

Завдання 5.26

На якій частоті дана схема функціонує як інтегратор?

Логарифмічний і експонентний підсилювачі

Зберіть схему відповідно до рис. 5.33 з $R_1 = 10 \text{ кОм}$ або у відповідності до рис. 5.34 з $R_f = 10 \text{ кОм}$. На вхід подається постійна напруга.

Завдання 5.27

Перевірте логарифмічний або експоненціальний коефіцієнт посилення для кількох значень вхідної напруги.

Завдання 5.28

Поясніть, як працює схема, і отримайте формули залежності між вхідною та вихідною напругою.

Завдання 5.29

Побудуйте графік за результатами вимірювань. Визначте експериментально значення коефіцієнта n для вашого діода.

Завдання 5.30

Як відомо, логарифм нуля не визначається. Чому в логарифмічному підсилювачі на виході отримуємо нуль, коли на вході нуль?

Активний випрямляч на основі операційного підсилювача

Схему простого напівхвильового випрямляча на базі операційного підсилювача представлено на рис. 5.35 а. Зберіть її з $R = 10 \text{ кОм}$, на вхід потрібно подати синусоїду з частотою 100 Гц .

Завдання 5.31

Зафіксуйте вхідний і вихідний сигнал на цій частоті.

Недоліком цієї схеми є функціонування тільки протягом напівперіоду.

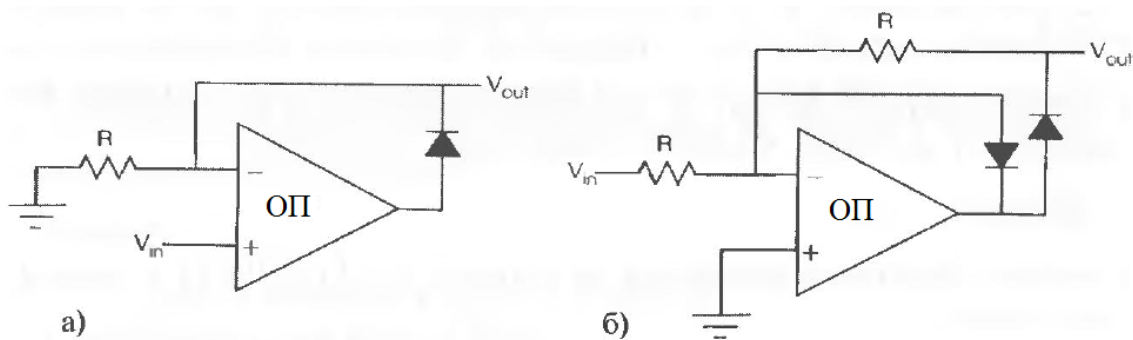


Рис. 5.35. Випрямляч на базі операційного підсилювача: а – схема простого напівхвильового випрямляча; б – покращена версія

Завдання 5.32

Перевірте це твердження.

Так як в операційному підсилювачі швидкість наростання напруги обмежена, обмежується частота вхідної напруги, щоб не настало насичення операційного підсилювача. Збільшіть частоту вхідного сигналу до 10 кГц і зафіксуйте результат на виході операційного підсилювача і на виході випрямляча. Замініть операційний підсилювач 741 на більш швидкісний, наприклад, на LF411, і повторіть експеримент. Повторіть експеримент, використовуючи різні типи діодів (сигнальний діод типу IN914 і випрямний діод типу IN4001).

Покращену схему випрямляча представлена на рис. 5.35, б.

Завдання 5.33

Зберіть схему відповідно до рис. 5.35, б зі швидкісними компонентами. Поясніть, як працює схема. Поясніть, чому ця схема краща за попередню.

Завдання 5.34

Зафіксуйте вхідну і вихідну напругу на виході операційного підсилювача і на виході випрямляча на частотах 100 Гц і 10 кГц .

Завдання 5.35

Чому активний випрямляч на основі операційного підсилювача кращий, ніж простий діодний випрямляч?

Завдання 5.36

Порівняйте функціонування операційних підсилювачів LF411 і 741. **Операційний підсилювач із двотактним підсилювачем потужності на виході.**

Звичайний операційний підсилювач (типу 741) не забезпечує достатній вихідний струм для типового навантаження у 8 Ом (наприклад, динамік). Додатковий каскад у двотактного підсилювача потужності на виході призначений для забезпечення достатнього струму в багатьох звичайних системах. Коли потрібна велика вихідна потужність (у кілька ват), у якості вихідного каскаду застосовується пара Дарлінгтона.

Завдання 5.37

Зберіть схему відповідно до рис. 5.36, а і зафіксуйте спотворення сигналу. Ця схема сприйнятлива до шуму. Встановіть на вході синусоїду з частотою 1 кГц .

Завдання 5.38

Зафіксуйте вхідний і вихідний сигнали. Як вони відрізняються і чому?

Завдання 5.39

З'єднайте ланцюг зворотного зв'язку відповідно до рис. 5.36, б і повторіть експеримент. Який сигнал на виході операційного підсилювача ви отримали? Чому?

Завдання 5.40

Яка потужність розсіюється на динаміку при амплітуді вхідного сигналу 4 В? Порівняйте величину максимального струму на динаміку з максимальним струмом на виході операційного підсилювача.

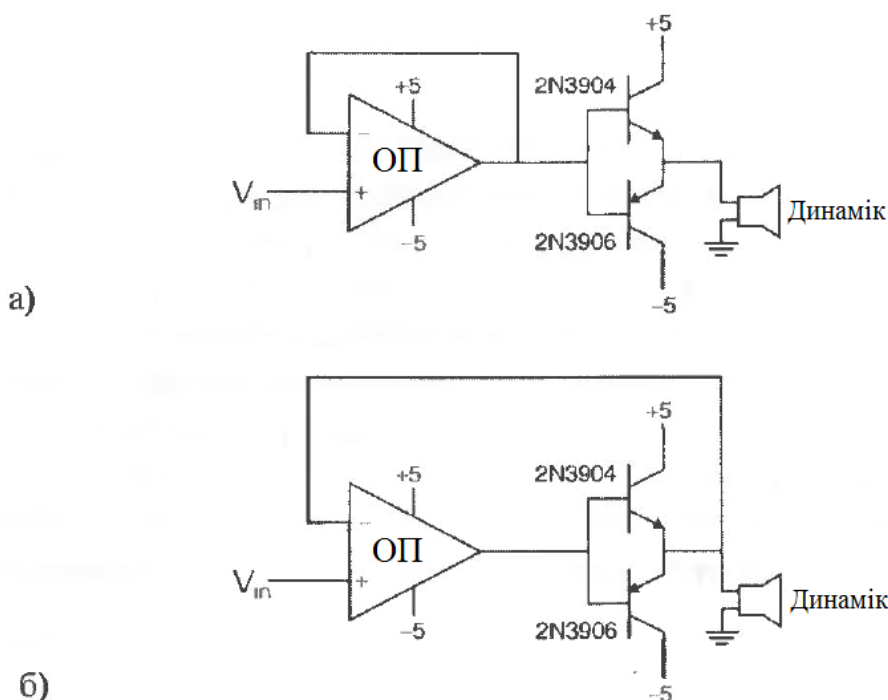


Рис. 5.36. Операційний підсилювач із двотактним підсилювачем потужності на виході: а – ланцюг зворотного зв'язку починається до вихідного каскаду; б – ланцюг зворотного зв'язку починається після вихідного каскаду

Завдання 5.41

Порівняйте сигнали на вході, на виході операційного підсилювача і на динаміку в цих двох схемах. Поясніть, чому операційний підсилювач спотворює сигнал.

Завдання 5.42

Розрахуйте загальну потужність цієї схеми.

Завдання 5.43

Яка допустима максимальна амплітуда вхідного сигналу?

5.7. Додаткові експерименти

Такі математичні операції, як логарифмування і піднесення до степеня, можна проводити за допомогою напруги. Наприклад, квадрат якого-небудь числа

можна знайти, прологарифмувавши його, потім результат множиться на два, далі проводиться функція антилогарифмування (рис. 5.37).

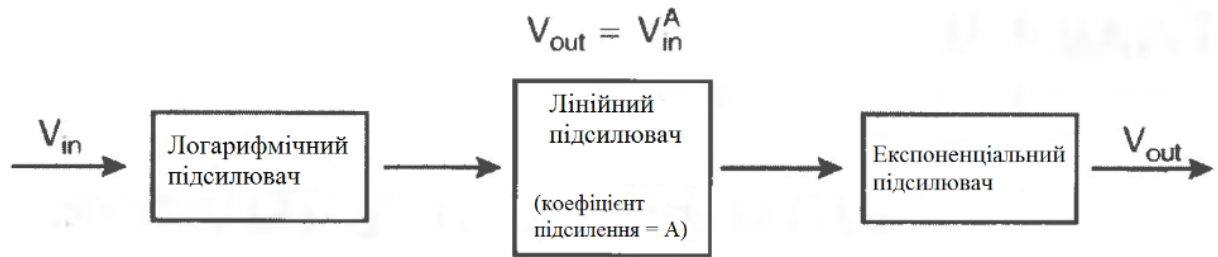


Рис. 5.37. Блок-схема експоненціального підсилювача

Або добуток двох чисел рівний антилогарифму суми їх логарифмів:

$$x^2 = \log^{-1}(2 \log x); \quad (5.25)$$

$$xy = \log^{-1}(\log x + \log y). \quad (5.26)$$

Виберіть будь-яке рівняння і складіть схему на основі операційних підсилювачів для його вирішення. Для перевірки правильності роботи схеми зробіть графік залежності вихідної напруги від вхідної напруги. Розгляньте обмеження для вашої схеми.

РОЗДІЛ 6

КОМПАРАТОРИ І ГЕНЕРАТОРИ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Компаратори визначають знак вхідного сигналу. Компаратори є сполучним елементом між аналоговими і цифровими схемами. Для реалізації компаратора може використовуватися операційний підсилювач без зв'язуючих ланцюгів $Z_{вх}$, $Z_{ос}$. Характеристика компаратора повинна мати вигляд, показаний на рис. 6.1. Щоб з інвертуючого включення отримати компаратор, зі схеми необхідно прибрати $R_{ос}$. R_1 можна замкнути, як показано на рис. 6.2.

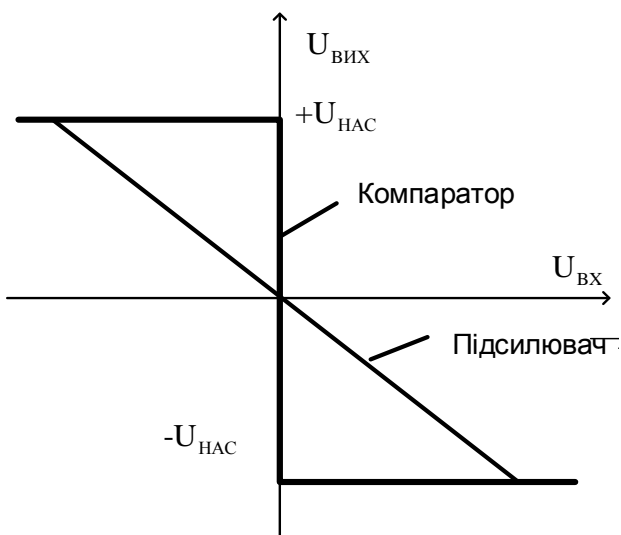


Рис. 6.1. Характеристика компаратора

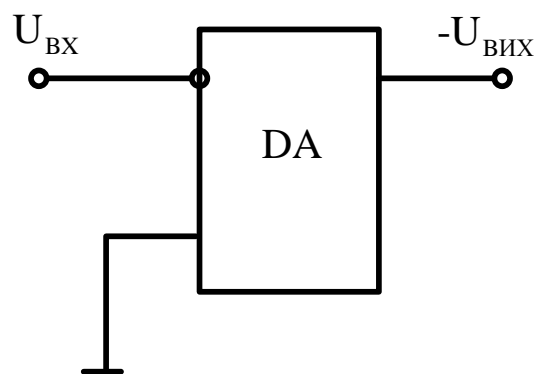


Рис. 6.2. Закорочення R_1

Можливе і неінвертуюче включення ОП (рис. 6.3).

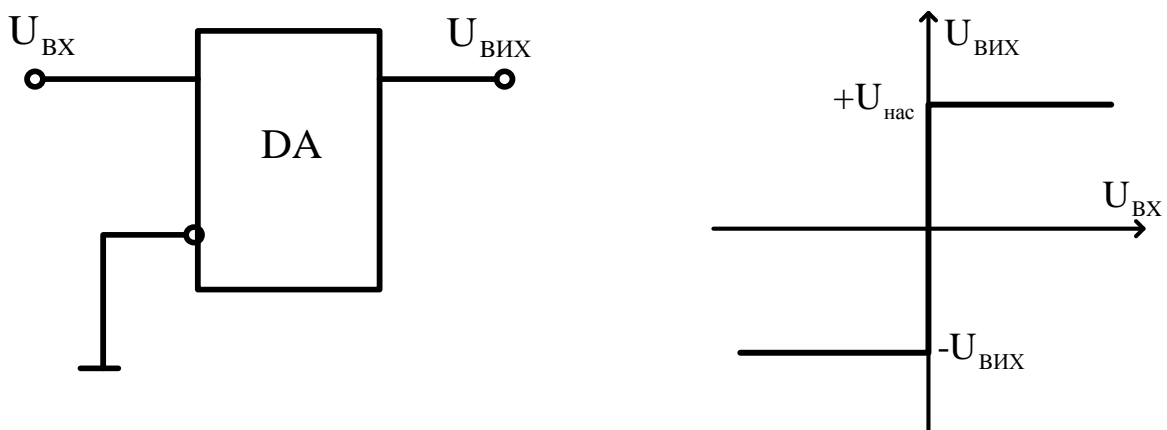


Рис. 6.3. Неінвертуюче включення ОП

Випускаються спеціалізовані мікросхеми компараторів: К521СА3, К554СА3, КР597СА2 і ін. Спеціалізовані компаратори володіють підвищеною швидкодією і мають цифровий вихід 1 і 0.

Діаграми роботи компаратора представлено на рис. 6.4.

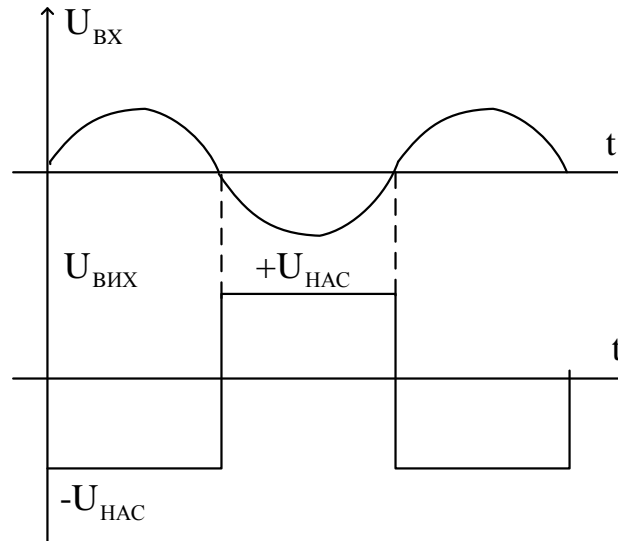


Рис. 6.4. Діаграма роботи компаратора

6.1. Схема застосування компаратора для широтно-імпульсного регулювання

Схему представлено на рис. 6.5. Отримання пилоподібної вхідної напруги показано на рис. 6.6.

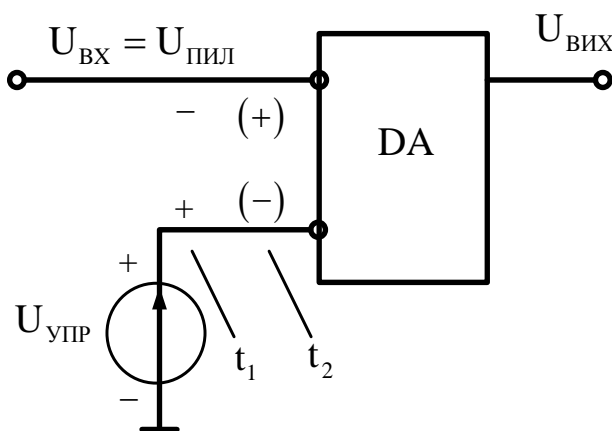


Рис. 6.5. Схема застосування

компаратора для широтно-імпульсного регулювання

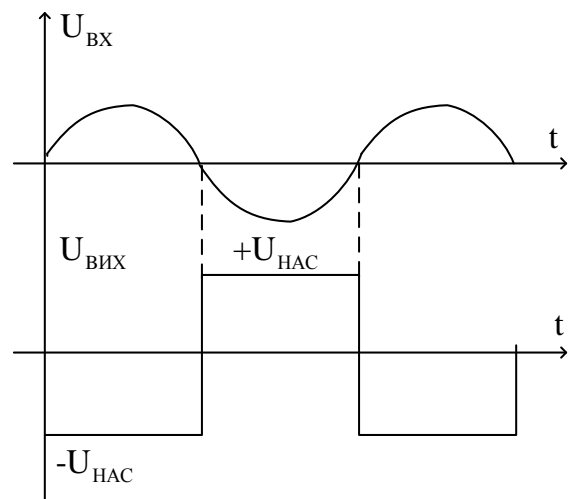


Рис. 6.6. Діаграма пилоподібної вхідної напруги

Діаграми роботи вихідної схеми показані на рис. 6.7.

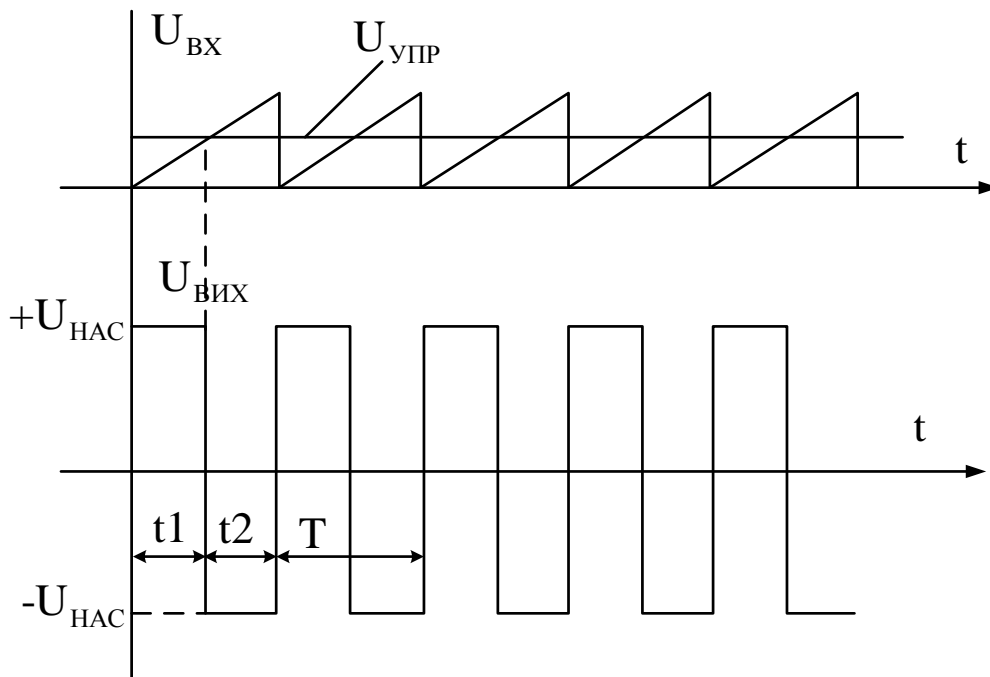


Рис. 6.7. Діаграми роботи вихідної схеми

У схемі рис. 6.5 ОП є компаратором, який порівнює два сигнали - пилоподібний і керуючий. Змінюючи величину $U_{упр}$ можна змінювати тривалість інтервалів $t1$ і $t2$. При цьому період вихідного сигналу T змінюватися не буде, а співвідношення між $t1$ і $t2$ буде залежати від $U_{упр}$. Варіанти:

1. $U_{упр} = 0$: $t1 = 0$, $t2 = T$, $U_{вих} = -U_{нас}$.
2. $U_{упр} = U_{пил.мах} / 2$: $t1 = t2 = T/2$, $U_{вих.сер.} = 0$.
3. $U_{упр} = U_{пил.мах}$: $t1 = T$, $t2 = 0$, $U_{вих} = U_{нас}$.

Тобто змінюючи величину $U_{упр}$ від 0 до $мах$ можна змінювати середнє значення вихідної напруги $U_{вих.сер.}$ від $-U_{нас}$ до $U_{нас}$. $U_{вих.сер.}$ – це постійна складова вихідного сигналу, що може бути виділена за допомогою фільтра. При зміні ширини інтервалів $t1$ і $t2$ змінюється $U_{вих.сер.}$, тому такий спосіб регулювання середнього значення напруги називається широтно-імпульсне регулювання.

6.2. Тригер Шмітта

Він є компаратором з зоною нечутливості. Зона нечутливості може бути встановлена будь-яка бажана, наприклад, такої величини, щоб при визначенні знака вхідного сигналу не відчувати рівень перешкод у вхідному сигналі.

Тригер Шмітта будується на основі компаратора, але додається позитивний зворотний зв'язок. Схему представлено на рис. 6.8.

У цій схемі на неінвертуючий вхід через дільник R1R2 подана частина вихідної напруги, причому знак напруги на неінвертуючому вході залежить від знака вихідної напруги. Напругу на неінвертуючому вході називають опорною:

$$U_{оп} = U_{вих} / (R_1 + R_2) \times R_2.$$

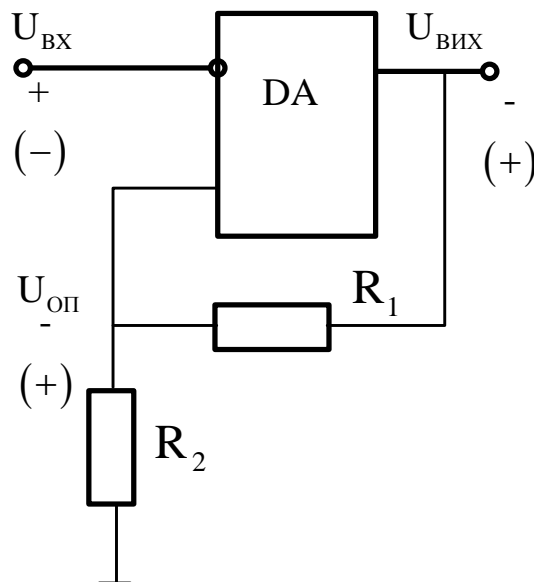


Рис. 6.8. Тригер Шмітта

Діаграми роботи представлені на рис. 6.9.

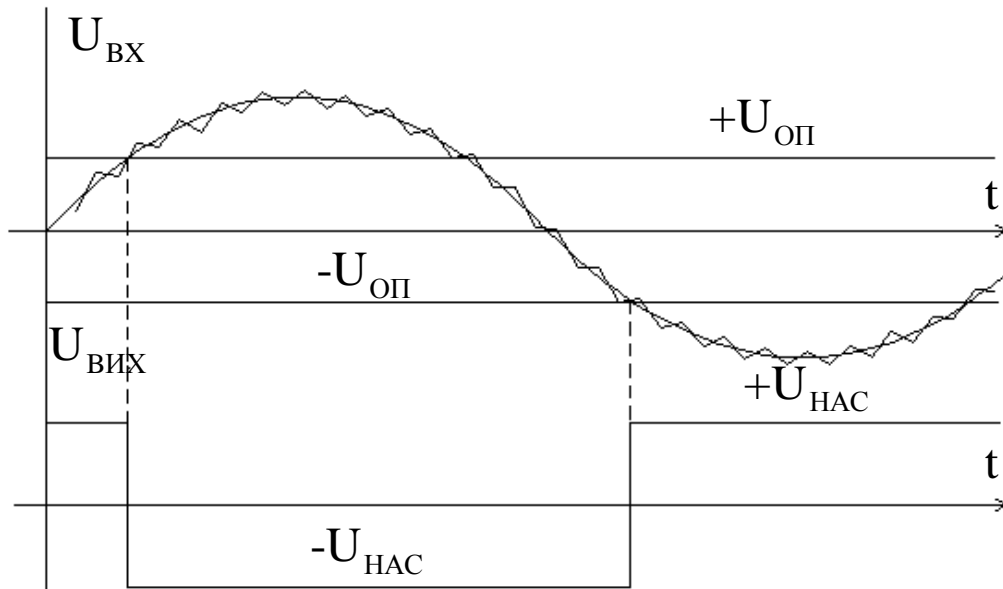


Рис. 6.9. Діаграми роботи Тригера Шмітта

Іноді $U_{оп}$ називають пороговою напругою. Тобто, якщо корисний сигнал містить рівень перешкод менше $U_{оп}$, то ці перешкоди на визначення знака не будуть впливати. Знак визначається тільки гладкою складовою опорного сигналу. При відсутності опорного сигналу при переході вхідного сигналу через нуль і наявності перешкод було б багаторазове переключення компаратора за рахунок перешкод (рис. 6.10).

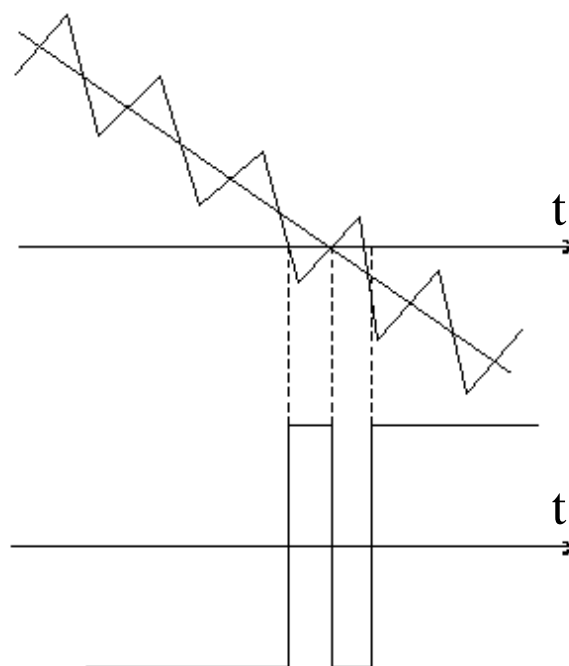


Рис. 6.10. Багаторазове переключення компаратора за рахунок перешкод

6.3. Схема мультивібратора

Мультивібратор є автоколебательною схемою. Вихід мультивібратора змінює свій стан на протилежний за рахунок дії часозадаючого RC-ланцюга. Складовою частиною мультивібратора (рис. 6.11, а) є схема триггера Шмітта.

При зображенні мультивібратора, до триггера Шмітта додають часозадаючий RC-ланцюг, який діє та інвертується на вході ОП замість джерела зовнішнього вхідного сигналу.

Будемо розглядати роботу мультивібратора з моменту подачі живлення в схему. При подачі живлення вихід набуде значення $+U_{нас}$ або $-U_{нас}$ (рис. 6.12, б). У перший момент конденсатор С розряджений і напруга між входами рівна $U_{оп}$. При установці в початковий стан конденсатор С починає заряджатися.

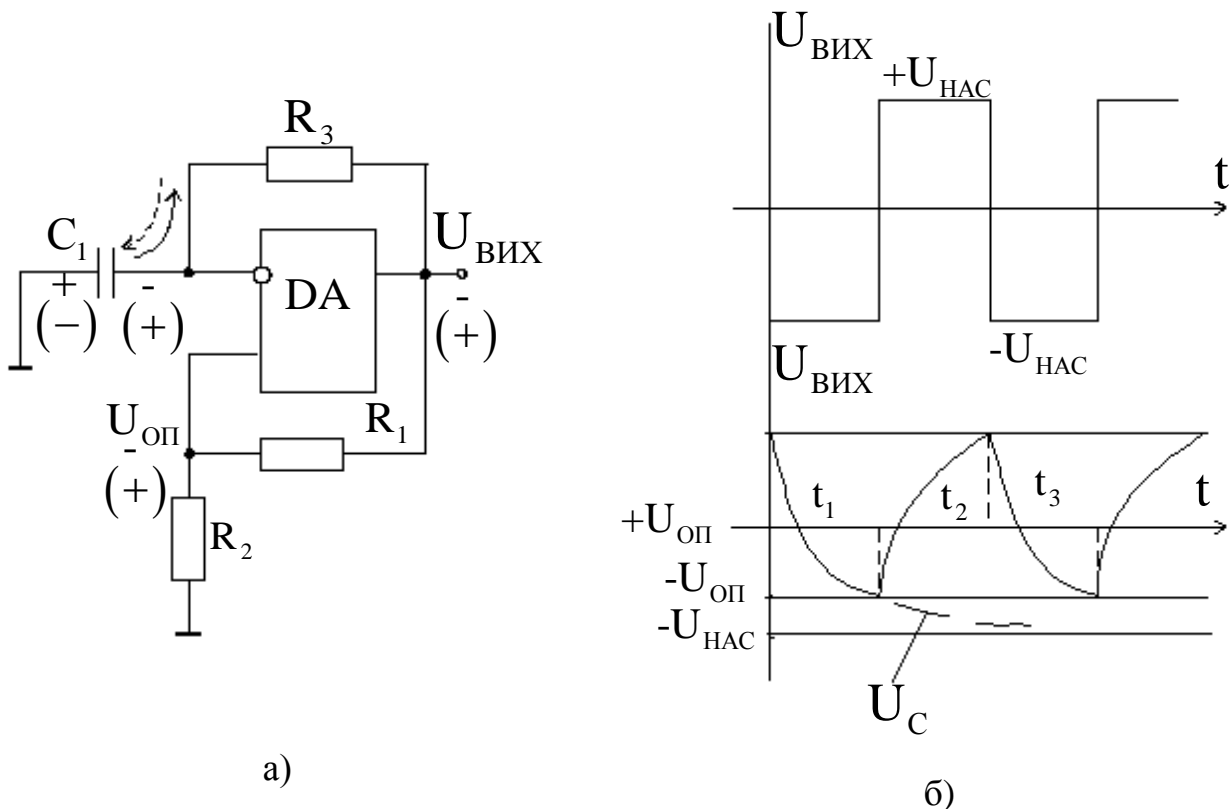


Рис. 6.11. Мультивібратор: а – схема мультивібратора; б – робота мультивібратора

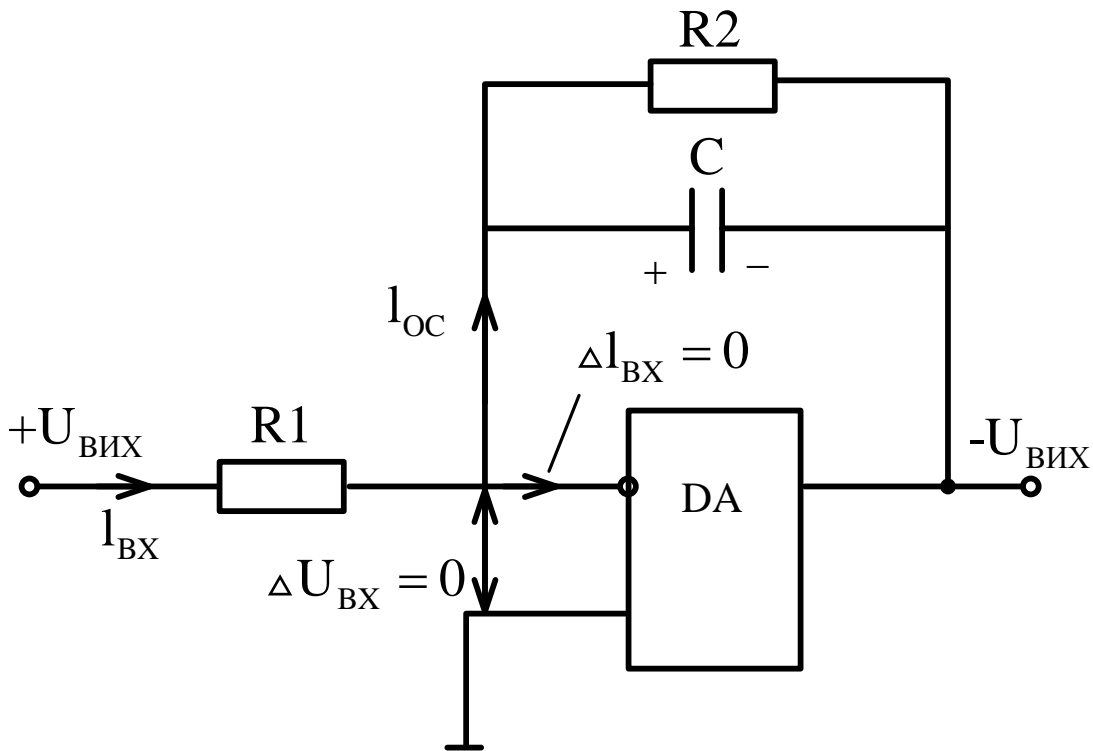


Рис. 6.12. Робота мультивібратора з моменту подачі живлення в схему

Між входами ОП напруга $U_{оп} - U_c$, тому що $U_{оп} > U_c$, то $U_{оп}$ визначає вихід ОП. Коли U_c досягне $U_{оп}$, відбудеться перемикання ОП на протилежне. У момент рівності цих напруг ОП починає працювати відповідно до його властивостей. Оскільки при цьому напруга між входами близька до нуля і змінює знак на протилежний, то і вихідна напруга змінюється на протилежну. При зміні знака вихідної напруги змінюється знак опорного і конденсатор починає заряджатися за пунктирною стрілкою. Коли позитивна напруга на конденсаторі зрівнюється з позитивним опорним (момент часу t_2), вихідна напруга ОП зміниться на протилежну.

При включенні схеми інтервал $(0-t_1)$ коротший, ніж наступні інтервали. Для усталеного режиму:

$$t_1 = t_2 = t_3 = \dots; T = t_1 + t_3 \approx R_3 C_1; f = 1/T.$$

6.4. Практична реалізація компараторів і генераторів

Цей розділ присвячено вивченню позитивного зворотнього зв'язку в операційних підсилювачах. Некерований позитивний зворотній зв'язок викликає небажані коливання в схемі. Однак контрольований позитивний зворотній зв'язок

є основою генераторів. Будуть розглянуті також схеми компараторів і активних фільтрів.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, два операційних підсилювача 741, один операційний підсилювач LF411, компаратор 311, таймер 555, один резистор 100 Ом , один резистор 820 Ом , два резистора 1 кОм , два резистора $3,3 \text{ кОм}$, три резистора 10 кОм , один резистор 100 кОм , один резистор 1 МОм , один резистор 10 МОм із припустимих потужністю $0,25 \text{ Вт}$, три конденсатора $0,033 \text{ мФ}$, один конденсатор $0,01 \text{ мФ}$, один конденсатор 1 мФ , один світлодіод з червоним світінням, два стабілітрона (діода Зенера) на $3,3 \text{ В}$.

6.4.1. Експерименти

6.4.1.1. Операційний підсилювач як компаратор

Зберіть схему відповідно до рис. 6.13, а. У цій схемі немає від'ємного зворотного зв'язку. Граничною напругою тут є «земля». Вхідна напруга буває вище або нижче порогової напруги. Вихідна напруга є результатом порівняння вхідної напруги з пороговою напругою. Так як операційні підсилювачі розроблялися не для застосування їх без зворотного зв'язку, то порівняння напруг вони виконують не дуже добре. Однак у випадку, який не потребує високої швидкості і чутливості, операційний підсилювач 741 із незамкненим ланцюгом зворотного зв'язку можна застосувати адекватного компаратора.

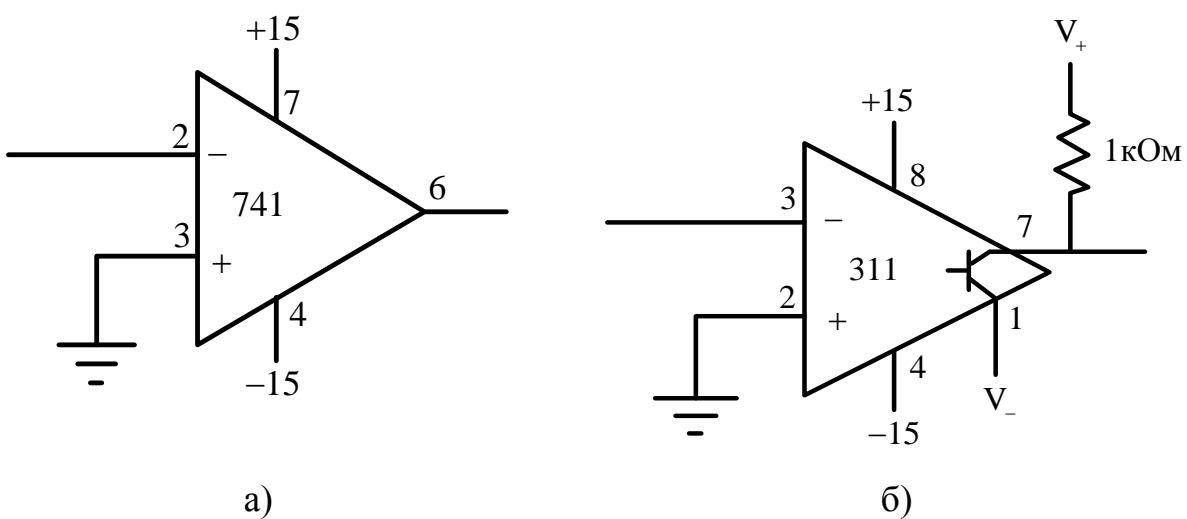


Рис. 6.13. Компаратор: а – операційний підсилювач 741 з незамкнутим ланцюжком зворотнього зв'язку; б – компаратор 311

Завдання 6.1

Подайте на вхід схеми синусоїду з частотою 1 кГц і поспостерігайте, як працює схема.

Завдання 6.2

Збільште частоту вхідного сигналу до 100 кГц . Зверніть увагу, що прямокутні імпульси на виході не дуже прямокутні. Замініть операційний підсилювач 741 на операційний підсилювач LF411 і повторіть експеримент.

Завдання 6.3

Опишіть вихідний сигнал в обох випадках. Виміряйте амплітуду перехідного сигналу і зсув напруги в обох випадках. Поясніть ваші вимірювання.

Завдання 6.4

Який з двох операційних підсилювачів більше підходить для застосування в якості компаратора? Які характеристики операційних підсилювачів обмежують застосування їх на високих частотах у якості компаратора?

Тепер зберіть схему відповідно до рис. 6.13, б. Мікросхема 311 спеціально розроблена для роботи без зворотного зв'язку або з позитивним зворотним зв'язком. Вихідний каскад 311 відрізняється від такого в звичайних операційних підсилювачах: у нього є позитивний вихід (висновок 7) і негативний вихід (вихід 1). Ми будемо використовувати позитивний вихід. Тому на опір навантаження подається позитивна напруга. Для визначення рівня вихідної напруги негативний вихід, зазвичай, заземлюється.

Слід зауважити, що позитивний вихід мікросхеми – це колектор біполярного транзистора n-p-n-типу. Він не може бути джерелом струму, а є стоком для струму. Коли вихід транзистора вимкнений (напруга на базі менше або дорівнює напрузі на емітері), колектор знімає струм із резистора навантаження. Коли напруга на базі перевищує на $0,7 \text{ В}$ напругу на емітері, транзистор насичується, і на вихід мікросхеми надходить напруга емітера. Таке підключення мікросхеми 311 дозволяє застосовувати її для будь-яких сигналів, що використовуються в цифровій техніці.

Завдання 6.5

Виберіть відповідні значення для V_+ і V_- . На вхід подайте синусоїду з частотою 100 кГц і спостерігайте вихідний сигнал.

Завдання 6.6

Змініть V_+ і V_- . Запишіть і поясніть зміни вихідного сигналу.

Завдання 6.7

Як відрізняється вихідний сигнал мікросхеми 311 від вихідного сигналу операційного підсилювача? Яка швидкість наростання напруги в мікросхемі 311?

6.4.1.2. Мимовільний зворотний зв'язок

Коли між входами мікросхеми 311 невелика різниця напруг, на виході спостерігається небажаний побічний ефект. Неминуча ємність з'єднань (порядку декількох пікофарад) між входом і виходом утворює деякий зворотний зв'язок, який при перемиканні стану виходу посиляє невеликий пік напруги на вхід. Цей ефект призводить до незатухаючих коливань.

Спробуйте отримати такі коливання на виході мікросхеми, подавши на вхід пилкоподібний сигнал із дуже невеликим нахилом (маленька амплітуда і низька частота). Використовуйте $V_+ = +15 \text{ В}$ і заземлений V_- . Для посилення зворотного зв'язку підключіть послідовно з функціональним генератором резистор 10 кОм , як показано на рис. 6.14. Коли ви будете спостерігати вхідний сигнал, підключіть заземлення до зонду осцилографа.

Завдання 6.8

Встановіть амплітуду вхідного сигналу кілька вольт, а частоту 100 кГц . Потім покроково зменшуйте амплітуду і частоту доти, поки на виході не з'являться небажані коливання, аналогічні діаграмі на рис. 6.14.

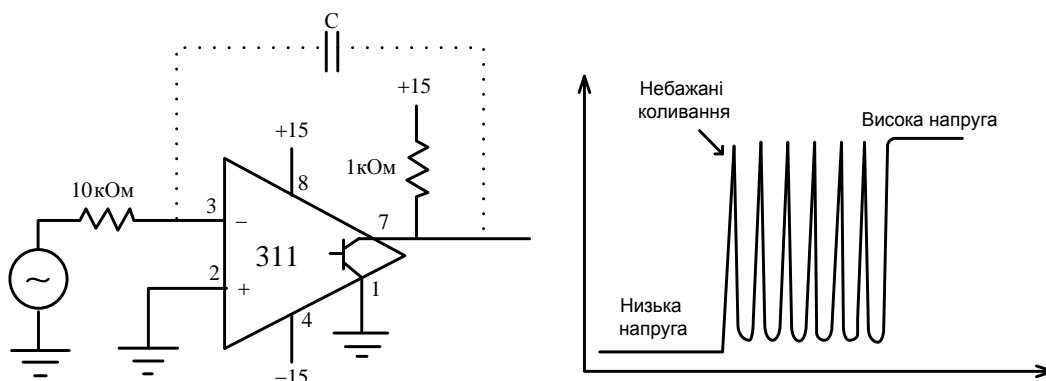


Рис. 6.14. Схема з компаратором 311 для демонстрації появи небажаних коливань

Завдання 6.9

Опишіть отримані коливання. Яку частину періоду займають ці коливання?

Завдання 6.10

Які параметри вхідного сигналу викликають небажані коливання?

Завдання 6.11

Як запобігти небажаним коливанням?

Завдання 6.12

Чому операційний підсилювач 741 у якості компаратора менш схильний до небажаних коливань, ніж компаратор 311?

6.4.1.3. Позитивний зворотний зв'язок. Тригер Шмітта

Проблему появи небажаних коливань можна усунути, додавши керований позитивний зворотний зв'язок (гістерезис), як показано на рис. 6.15. Гістерезис робить також схему менш чутливою до шуму.

Термін «гістерезис» застосовується в тригері Шмітта тому, що у компаратора дві різних порогові напруги і напруга змінюється між ними двома. Гранична напруга на неінвертуючому вході визначається як:

$$V_{in+} = V_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.1)$$

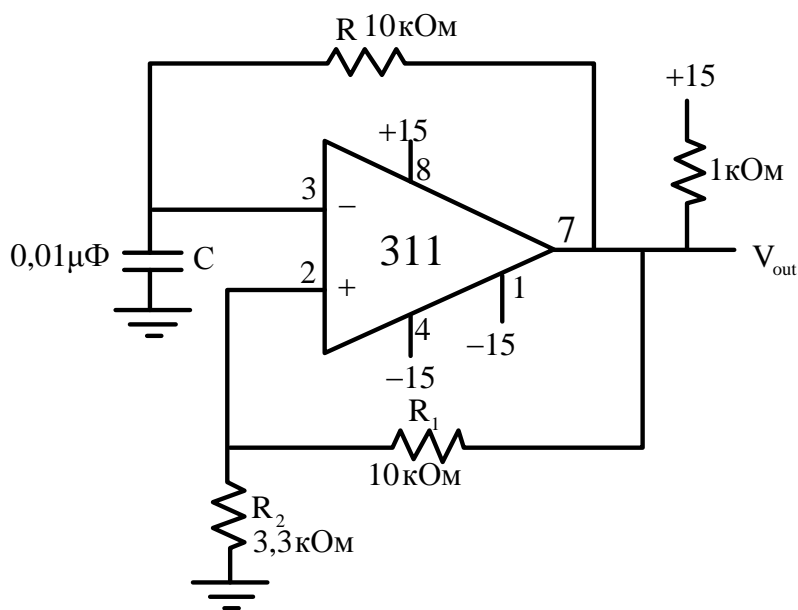


Рис. 6.15. Тригер Шмітта на базі компаратора 311

Так як вихідна напруга має два значення ($+15\text{ В}$ і 0 В), то і гранична напруга на неінвертуючому вході має теж два значення.

Завдання 6.13

Зберіть схему тригера Шмітта. Подайте на вхід сигнал з амплітудою $1,5\text{ В}$. Спробуйте отримати небажані коливання на виході. Ви переконаєтесь, що вихідний сигнал з крутими і чистими фронтами наявний за будь-якої частоти і амплітуди вхідного сигналу.

Завдання 6.14

Симетричний вихідний сигнал? Якщо ні, то чому?

Завдання 6.15

Виведіть на екран осцилографа сигнали з обох входів компаратора. Переконайтеся, що вони однакові. Поясніть, як працює схема. Як гістерезис запобігає роботі небажаних коливань?

Завдання 6.16

Розрахуйте дві порогових напруги компаратора. Скільком вольтам буде дорівнює гістерезис? Порівняйте з вашими спостереженнями.

Завдання 6.17

Змінюючи амплітуду вхідного сигналу, запишіть значення вихідного сигналу. Нижче деякої величини вхідного сигналу вихід перестав перемикатися. За якої амплітуди вхідного сигналу це відбувається? Чому?

6.4.1.4. Генератор прямокутних імпульсів

Якщо додати в схему тригера Шмітта RC-ланцюг, то отримаємо генератор прямокутних імпульсів (див. рис. 6.16). Так як вихід компаратора заведений і на інвертуючий вхід, і на неінвертуючий вхід, то в цій схемі є і позитивний, і негативний зворотній зв'язок. На висновок 1 мікросхеми подається -15 В , сигнал від функціонального генератора не потрібен. Частота генерації визначається як:

$$f = \frac{1}{2RC \ln\left(\frac{2R_1}{R_2} + 1\right)} . \quad (6.2)$$

Завдання 6.18

Поясніть, як працює схема на рис. 6.16.

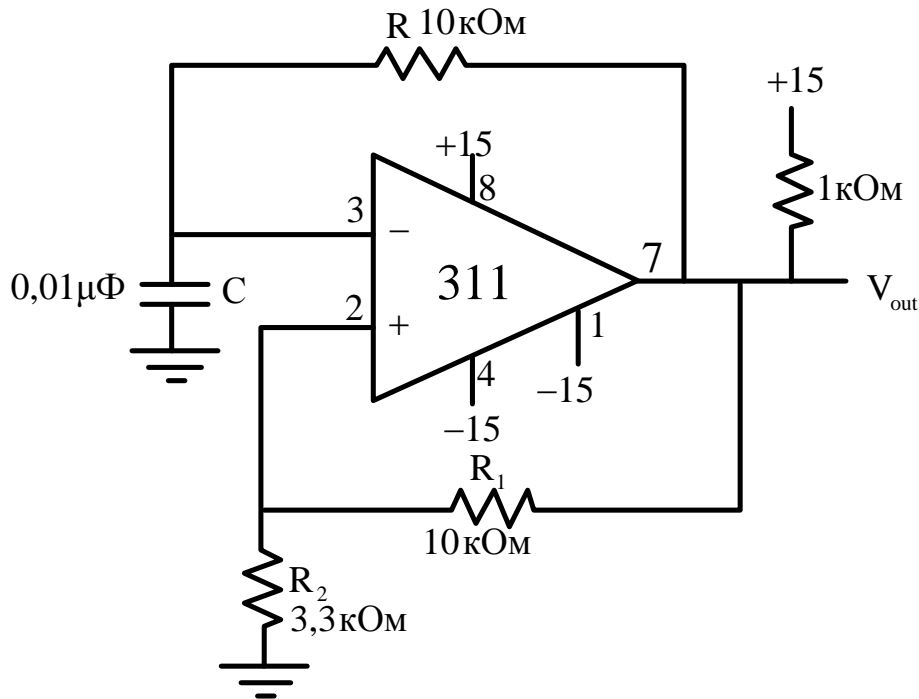


Рис. 6.16. Генератор прямокутних імпульсів на основі компаратора

Завдання 6.19

Чому рівні порогові напруги?

Завдання 6.20

Чому схема працює без вхідного сигналу?

Завдання 6.21

Виведіть формулу (6.2). Розрахуйте згідно з формулою частоту генерування і порівняйте її з реальною частотою.

6.4.1.5. Інтегральна схема таймера 555

Сьогодні вже не роблять генератори прямокутних імпульсів на основі операційного підсилювача або компаратора, так як широко поширена серія мікросхем генераторів прямокутних імпульсів «таймер 555» має високу стабільність генерування. Слід зауважити, що таймер 555 не є операційним підсилювачем або компаратором. Він – «комплект» генераторів. Блок-схема таймера 555 представлено на рис. 6.17.

Мікросхеми таймера 555 мають 8 виходів, живлення від джерела постійного струму (від 4,5 В до 16 В). Так само як у компаратора, вихід - цифровий; високий

рівень напруги сигналу дорівнює V_{CC} , низький – близько 0 В. Вихідний струм – до 200 мА. Швидкість наростання напруги на виході таймера 555 дуже висока, завдяки чому швидкість зміни стану становить 100 мс.

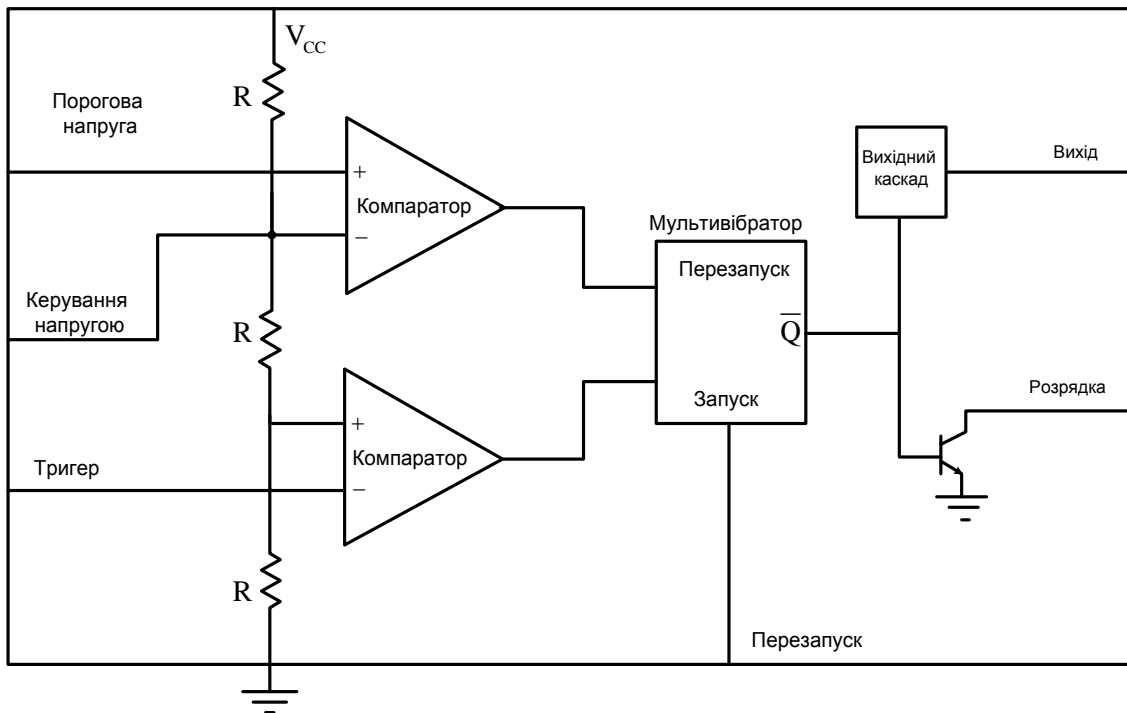


Рис. 6.17. Блок-схема таймера 555

Два компаратора складають основу схеми таймера 555 (див. рис. 6.17). Коли пороговий вхід верхнього компаратора більше $2/3 V_{CC}$, його вихідна напруга висока, а у нижнього компаратора при цьому вихідна напруга є низька. Коли тригерний вхід нижнього компаратора менше $1/3 V_{CC}$, його вихідна напруга є високою, а у верхнього компаратора при цьому вихідна напруга є низькою. Входи таймера «Поріг» і «Тригер» спроектовані таким чином, що тільки на виході одного з компараторів в один і той же момент часу є напруги високого рівня. Виходи компараторів заведені на входи мультивібратора. При надходженні позитивного сигналу на вхід «Запуск» вихід мультивібратора встановлюється в нуль, при надходженні позитивного сигналу на вхід «Перезапуск» вихід мультивібратора стає високим. Висока напруга мультивібратора включає транзисторний перемикач, який з'єднує вихід мікросхеми «Розрядка» на «землю». Вихідний каскад – це інвертуючий буфер, який за високого рівня вихідної напруги мультивібратора

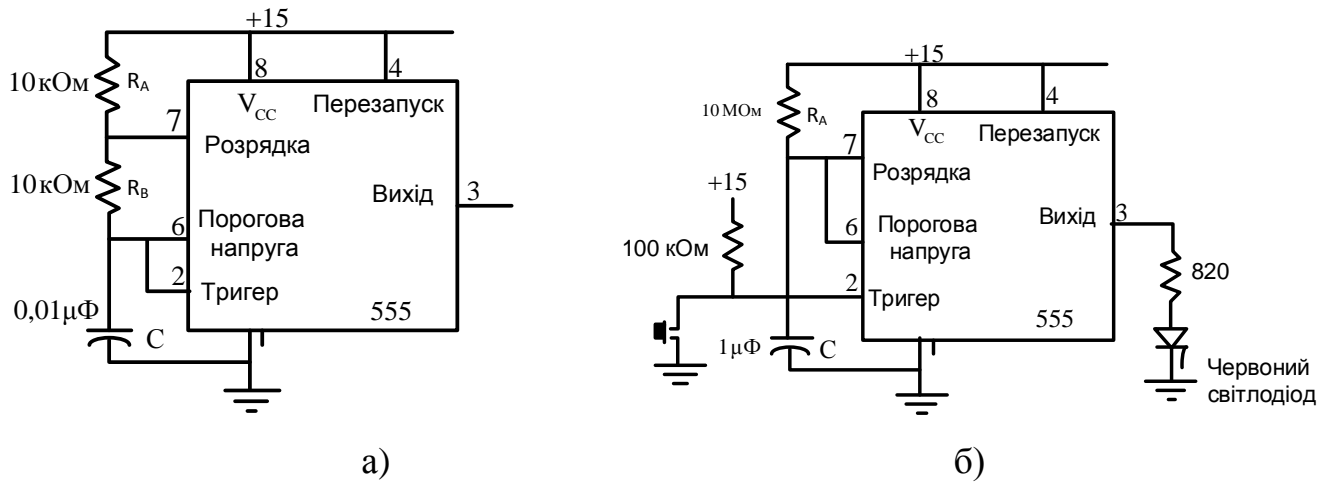


Рис. 6.18 – Застосування таймера 555: а – схема генератора; б – схема генератора синхроімпульсів.

встановлює вихідну напругу мікросхеми в нуль, а при нульовій вихідній напрузі мультивібратора встановлює вихідну напругу мікросхеми в одиницю.

Зберіть схему відповідно до рис. 6.18, а. Коли на виході таймера високий рівень напруги, конденсатор розряджається через резистори R_A і R_B . Цикл повторюється при падінні напруги на конденсаторі до $1/3 V_{CC}$.

Частота генерації визначається як:

$$f = \frac{1}{0.7(R_A + 2R_B)C} \quad (6.3)$$

Завдання 6.22

Який вихідний сигнал ви отримали? Поясніть, як працює ця схема.

Завдання 6.23

Виведіть формулу (6.3). Розрахуйте за формулою частоту генерування і порівняйте з вимірами.

Завдання 6.24

Виміряйте напругу на конденсаторі. Визначте мінімальне і максимальне напруження на конденсаторі.

Завдання 6.25

Змініть схему: замініть резистор R_B провідником. Що станеться? Поясніть, чому? Поставте назад резистор R_B .

Завдання 6.26

Змініть напругу живлення на $+5\text{ В}$. Як зміниться вихідний сигнал? Чи залежить частота вихідного сигналу від напруги живлення?

Тепер зберіть схему відповідно до рис. 6.18, б. Це схема одно-вібратора з тривалістю вихідного імпульса який можна спостерігати за допомогою сигнального діода.

$$t = 1,1 R_A C. \quad (6.4)$$

Завдання 6.27

Поясніть роботу цієї схеми. Як у цій схемі блокується генерація імпульсів?

Завдання 6.28

Виміряйте тривалість вихідного імпульсу для різних значень R_A і C . Запишіть результати ваших вимірів.

Завдання 6.29

Виведіть рівняння (6.4). Чи відповідають результати ваших вимірювань цій формулі? Якщо ні, то чому?

6.5. Додаткові експерименти

6.5.1. Сигналізатор

Мікросхема таймер 555 застосовується в схемі сигналізатора тривоги у разі надходження деякого сигналу. У цій схемі вихід таймера 555 заведений на динамік. Для того, щоб сигнал тривоги не звучав неодмінно, висновок мікросхеми «Перезапуск» заземлюється. При цьому цей висновок називається дозволяючим.

Зберіть схему відповідно до рис. 6.19. За допомогою довгого провода зробіть макет системи охорони. Розірвавши його, ви повинні почути сигнал тривоги.

Схему сигналізатора можна побудувати і на основі мультівібратора (рис. 6.18, б). Сигнал тривоги лунає, коли сигнал від порушеної системи охорони надходить на вихід таймера.

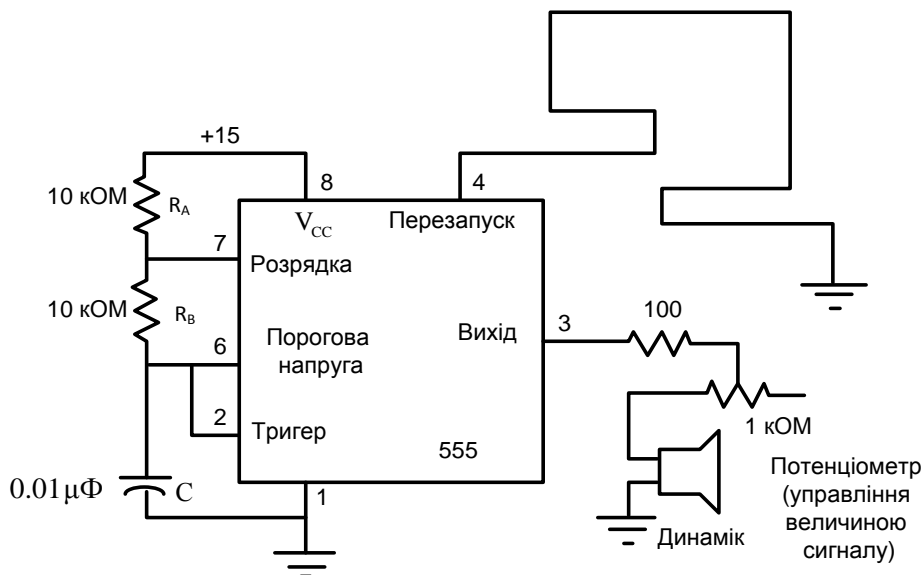


Рис. 6.19. Сигналізатор на основі таймера 555

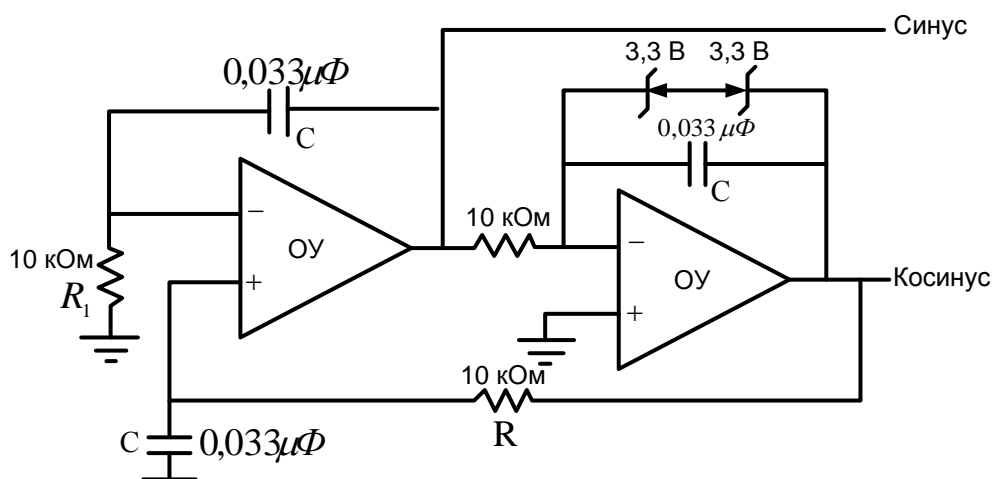


Рис. 6.20. Генератор синуса-косинуса

Схему сигналізатора можна побудувати також на основі двох генераторів. Перший генератор під час надходження сигналу «Тривога» видає сигнал протягом декількох секунд, його вихід заведений на вхід «Перезапуск» другого генератора, частота генерації якого відповідає будь-якій аудіочастоті. Вихід другого генератора з'єднаний із динаміком.

6.5.2. Генератор синуса-косинуса

Як не здається дивним, найважчим для генерації є синусоїдальний сигнал.

Схему генератора синуса/косинуса представлено на рис. 6.20. Частота генерації визначається за формулою:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (6.5)$$

якщо $R_1 < R$. Так як на кожен резистор має виробничий допуск на номінал, а резистор повинен відповідати рівнянню (6.5), то на місце R_1 треба ставити потенціометр або поставити паралельно йому резистор 10 кОм .

Підключіть зібрану схему до харчування. Виведіть обидва виходи на осцилограф.

Завдання 6.30

Порівняйте частоти обох вихідних сигналів. Чи рівні вони?

Завдання 6.31

Чи однакові у них фази?

Завдання 6.32

Виміряйте подвійну амплітуду синусоїдального сигналу.

Поясніть, як працює схема. Яку роль відіграють у схемі два стабілітрона, підключені в протилежних напрямках?

6.5.3. Активний смуговий фільтр

Активні смугові фільтри мають ряд переваг у порівнянні з пасивними:

- у них нижча вартість;
- вищий вхідний імпеданс і нижчий вихідний імпеданс;
- легша настройка на потрібну смугу пропускання.

Істотним недоліком активних смугових фільтрів є те, що їх смуга пропускання обмежена частотною характеристикою операційного підсилювача.

Змінивши трохи схему активного смугового фільтра, отримаємо схему активного фільтра низьких частот або активного високочастотного фільтра.

Зберіть схему відповідно до рис. 6.21. Увімкніть живлення і, змінюючи його, отримаєте на виході синусоїдальний сигнал із подвійною амплітудою 1 В . Змінюйте частоту збудливого сигналу доти, поки на виході не встановиться максимальна амплітуда синусоїдального сигналу. Визначте ширину смуги пропускання і резонансну частоту. Резонансна частота визначається при максимальній амплітуді вихідного сигналу ($14,1 \text{ В}$). Нижня і верхня частоти смуги пропускання визначаються при амплітуді вихідного сигналу $10,0 \text{ В}$. Зробіть

необхідні вимірювання і побудуйте за ними графік залежності коефіцієнта посилення від частоти.

Порівняйте отриману експериментальним шляхом резонансну частоту з результатом обчислення її за формулою:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{2}{R_1 R_2}}. \quad (6.6)$$

Порівняйте отриманий експериментальним шляхом коефіцієнт посилення по напрузі на резонансній частоті з результатом обчислення його за формулою:

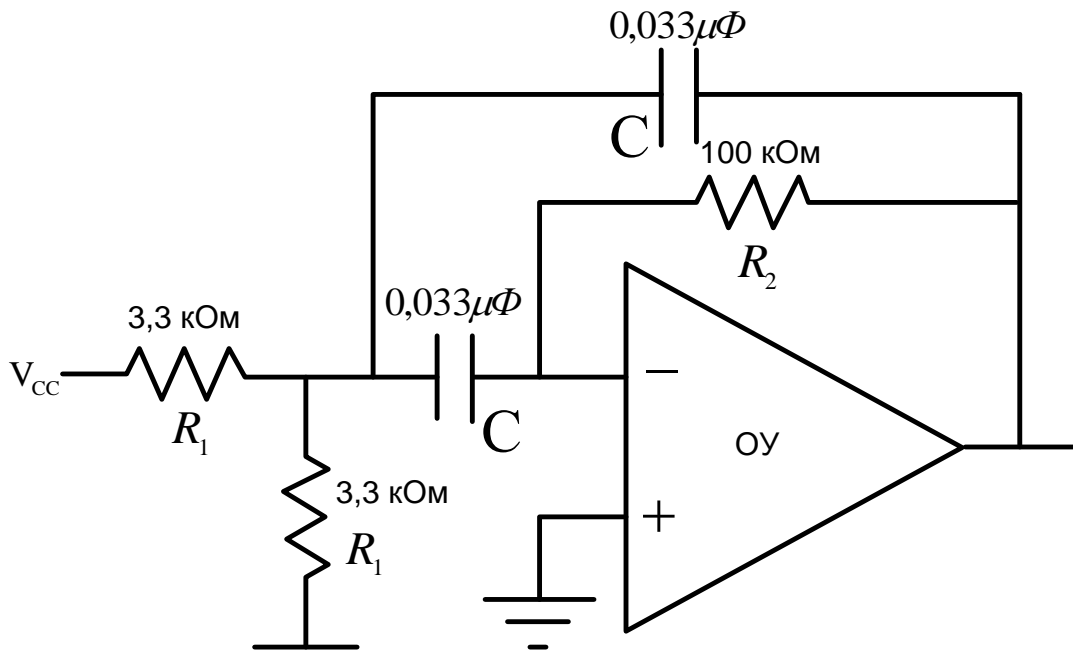


Рис. 6.21. Активний смуговий фільтр

$$A_0 = -\frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1}. \quad (6.7)$$

Добротність смугового фільтра визначається за формулою:

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}. \quad (6.8)$$

Вузька смуга пропускання відповідає високій добротності, а широка смуга пропускання відповідає низькій добротності. Теоретично добротність визначається так:

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{2R_1}} \quad (6.9)$$

Завдання 6.33

Порівняйте результати формул (6.8) і (6.9). Поясніть, як працює схема.

РОЗДІЛ 7

ЧАСТОТНИЙ АНАЛІЗ КІЛ

На практиці розробникам вимірювальних систем не настільки важливо внутрішній склад того чи іншого блоку, їх більше цікавить поведінка його вихідних сигналів (найчастіше напруги) у відповідь на певні входні впливи (рис. 7.1). Поведінка сигналів визначається функцією перетворення блоку $T: v_{out}=T(v_{in})$. Такі системи часто називають чорними ящиками.

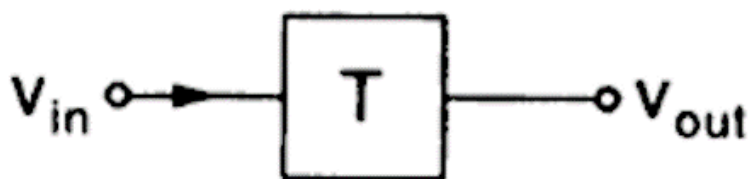


Рис. 7.1. Система з функцією перетворення T

7.1. Лінійні системи

З достатнім ступенем точності багато систем можуть вважатися лінійними. Для лінійних систем справедливо наступне співвідношення:

$$T(\alpha * v_{in}) = \alpha * T(v_{in}). \quad (7.1)$$

Вихідні сигнали лінійних систем пропорційні входнім сигналам.

Всі входні сигнали лінійних систем перетворюються незалежно один від одного (рис. 7.2):

$$T(v_1 + v_2) = T(v_1) + T(v_2). \quad (7.2)$$

Такий підхід називається принципом суперпозиції.

Подача на вхід лінійної системи гармонійного сигналу призводить до появи на її виході також гармонійного сигналу тієї ж частоти, але, можливо, іншої амплітуди і фази.

Примітка. Якщо у відповідь на гармонійний вхідний сигнал на виході системи з'являється негармонічний сигнал, то така система називається нелінійною. Вихідний сигнал такої системи містить частотні компоненти, відмінні від частоти вхідного сигналу.

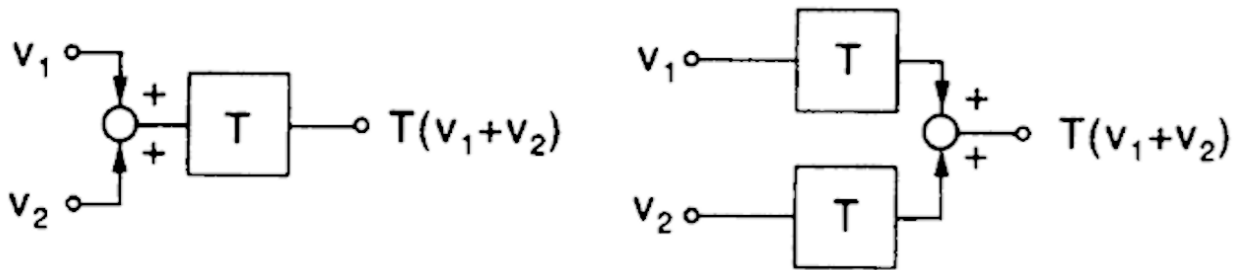


Рис. 7.2. Принцип суперпозиції в лінійних системах

7.1.1. Передавальні функції, амплітудно-частотні та фазочастотні характеристики

Поведінка лінійної системи під час подачі на її вхід гармонійних сигналів різної частоти описується передавальною функцією $G(\omega)$:

$$\text{передавальна функція} = \frac{\text{вихідний сигнал}}{\text{вхідний сигнал}}$$

Незалежною змінною в передавальній функції є кутова частота гармонійного вхідного сигналу:

$$G(\omega) = \frac{v_{out}}{v_{in}}, \text{ тільки для гармонійних сигналів} \quad (7.3)$$

Для сигналів, що перетинають нульовий рівень, кращим є такий запис рівняння (7.3):

$$v_{out}(\omega) = G(\omega) * v_{in}(\omega). \quad (7.4)$$

Оскільки на передавальну функцію впливають і фаза, і амплітуда вхідного сигналу, вона часто визначається комплексними значеннями.

Приклад: на рис. 7.3 показано фільтр нижніх частот.

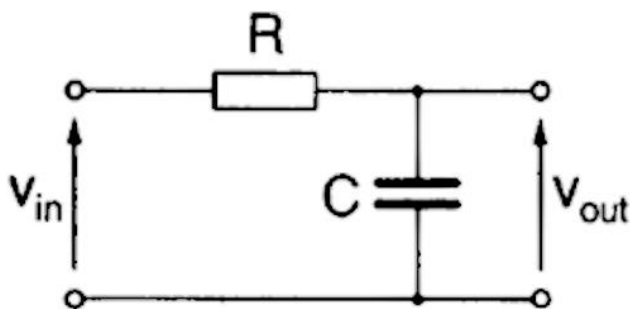


Рис. 7.3. Фільтр нижніх частот як дільник напруг

Його передавальна функція визначається виразом:

$$G(\omega) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1/j\omega C}{1/j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Оскільки передавальна функція в загальному вигляді є комплексною, її часто називають частотною характеристикою системи. Очевидно, що її можна розділити на амплітудну і фазову складові:

$$G(\omega) = |G(\omega)| * e^{j\varphi(\omega)}. \tag{7.5}$$

Величина $|G(\omega)|$ називається амплітудно-частотною характеристикою системи (АЧХ), а $\varphi(\omega)$ – фазочастотною характеристикою (ФЧХ). Часто АЧХ представляють у логарифмічній формі, тоді вона набуває вигляду:

$$A(\omega) = 20 \lg|G(\omega)| \text{ дБ}. \tag{7.6}$$

Це співвідношення є відношенням двох величин, виражене в децибелах.

Таблиця 7.1. Типові значення АЧХ і підсилення сигналу

Типові значення	
Підсилення $v = G(w) $	АЧХ $A(w)$
1	0 дБ
$\sqrt{2}$	≈ 3 дБ
$1/\sqrt{2}$	≈ -3 дБ
2	≈ 6 дБ
4	≈ 12 дБ
10	20 дБ
0,1	-20 дБ

Приклад. Потрібно визначити коефіцієнт передачі системи, якщо її посилення становить 14 дБ.

Рішення: оскільки $A(w) = 20 \lg |G(w)|$, за допомогою табл. 7.1 визначаємо:

$$14 \text{ дБ} = 20 \text{ дБ} - 6 \text{ дБ} \rightarrow v = 10/2 = 5, |G(w)| = 10^{A(w)/20} = 10^{14/20} = 5.$$

Примітка. На практиці часто використовується наступний запис частотної характеристики:

$$G(w) = e^{-(A(w) + jB(w))} = e^{-A(w)} * e^{-jB(w)}. \quad (7.7)$$

Тут $A(w)$ називається коефіцієнтом ослаблення, а $B(w)$ – фазовим множником системи.

АЧХ і ФЧХ системи часто представляються у вигляді графіків, горизонтальна вісь яких є логарифмічною віссю частоти (рис. 7.4).

7.2. Фільтри

Фільтрами називаються схеми, передавальні функції яких по-різному змінюють амплітуди і фази окремих частотних складових вхідного сигналу. Існують наступні види фільтрів:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ),

- фільтри верхніх частот (ФВЧ),
- смугово-пропускаючі (смугові) фільтри (ФПП чи ФП),
- смугові режекторні фільтри або фільтри-запобіжники (ФПР),
- фазові фільтри (ФФ).

В ідеальному випадку в межах смуги пропускання сигнали крізь фільтри проходять без спотворень, а поза цією зоною – в смузі загородження – максимально послаблюються.

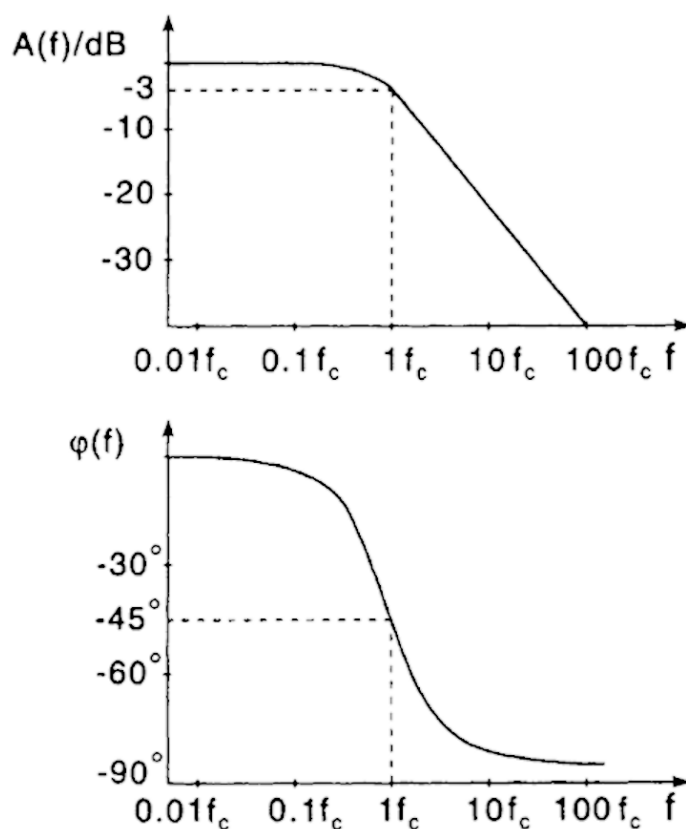


Рис. 7.4. АЧХ- и ФЧХ-фільтри нижніх частот

7.2.1. Фільтри нижніх частот

На рис. 7.5 і 7.6 показані умовні позначення і частотні характеристики фільтрів нижніх частот.



Рис. 7.5. Умовні позначення фільтрів нижніх частот

На частоті зрізу фільтра f_c -амплітуда вихідного сигналу менша від амплітуди вхідного сигналу в $1/\sqrt{2} = 0,707$ рази. На цій частоті відбувається спад АЧХ до рівня -3 дБ, а коефіцієнт ослаблення сигналу становить 3 дБ.

Смуга пропускання фільтра закінчується на частоті f_c .

Смуга загородження фільтра починається з частоти f_c .

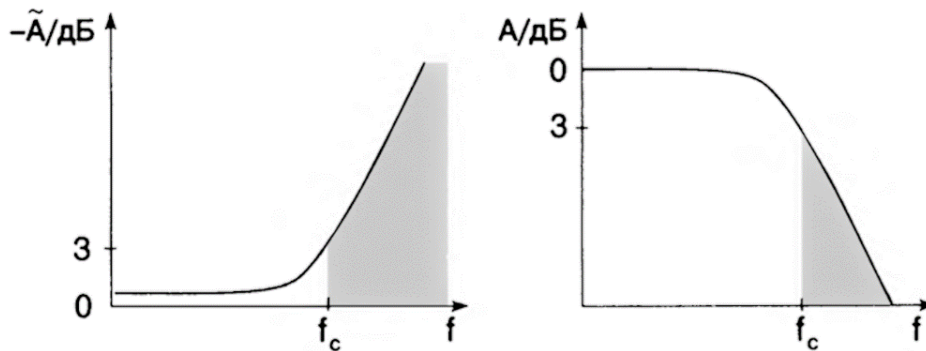


Рис. 7.6. Характеристична крива послаблення сигналу та АЧХ-фільтра нижніх частот. Смуга загородження фільтра, пофарбована в сірий колір

7.2.2. Фільтри верхніх частот

На рис. 7.7 і 7.8 показані умовні позначення і частотні характеристики фільтрів верхніх частот.



Рис. 7.7. Умовні позначення фільтрів верхніх частот

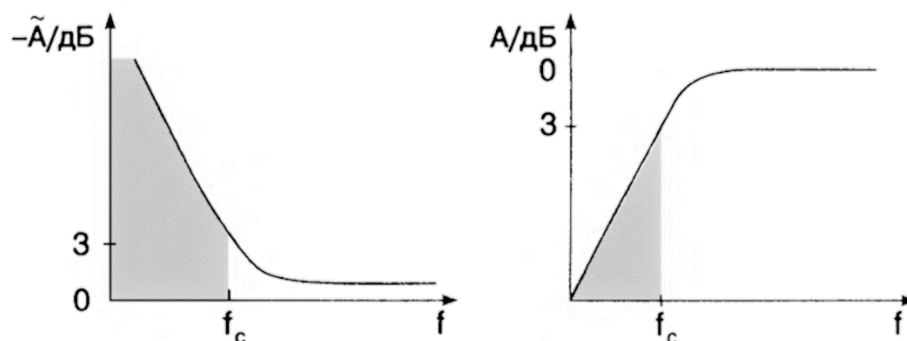


Рис. 7.8. Крива ослаблення сигналу і АЧХ-фільтра верхніх частот. Смуга загородження фільтра, пофарбована в сірий колір

На частоті зрізу фільтра f_c -амплітуда вихідного сигналу менше амплітуди вхідного сигналу в $1/\sqrt{2} = 0,707$ рази. На цій частоті відбувається спад АЧХ до рівня -3 дБ, а коефіцієнт ослаблення сигналу становить 3 дБ.

Смуга пропускання фільтра починається з частоти f_c .

Смуга загородження фільтра закінчується на частоті f_c .

7.2.3. Смугові фільтри

На рис. 7.9 і 7.10 показані умовні позначення і частотні характеристики смугових фільтрів.



Рис. 7.9. Умовні позначення смугових фільтрів

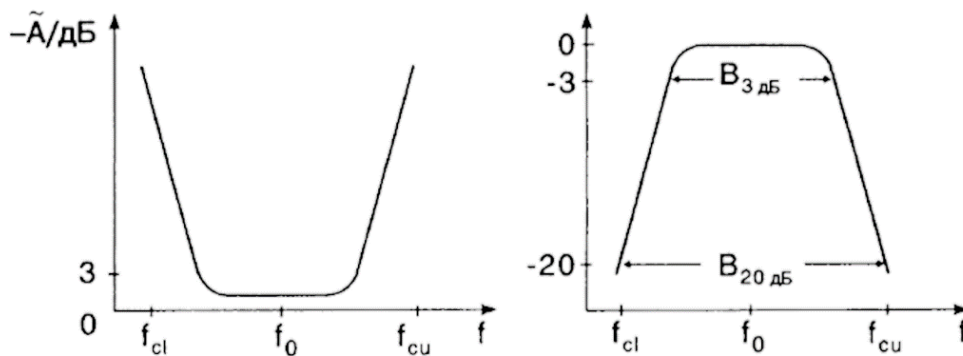


Рис. 7.10. Крива ослаблення сигналу і АЧХ смугового фільтра

У смугового фільтра існує дві частоти зрізу: верхня критична частота f_{cl} і нижня критична частота f_{cu} .

Центральною частотою f_0 називається частота, що дорівнює середньому арифметичному двох критичних частот:

$$f_0 = \frac{f_{cl} + f_{cu}}{2}.$$

Сму́га пропускання B визначається різницею двох критичних частот.

Відносна сму́га пропускання – це відношення сму́ги пропускання до центральної частоти, виражене у відсотках:

$$B_{\text{rel}} = \frac{B}{f_0} * 100\%.$$

Добротність Q або Q -фактор визначається як відношення середньої частоти до сму́ги пропускання:

$$Q = \frac{f_0}{B}.$$

Коефіцієнт форми F є характеристикою крутизни нахилів переднього і заднього фронтів АЧХ-фільтра і визначається як відношення смуг пропускання фільтра на рівнях 3 і 20 дБ:

$$F = \frac{B_{3\text{дБ}}}{B_{20\text{дБ}}}.$$

Чим ближче ця величина до одиниці, тим крутіше спад (наростання) АЧХ- фільтра.

Примітка. Для гармонійних сигналів справедливо наступне співвідношення:

$$f_0 = \sqrt{f_{cl} * f_{cu}}.$$

7.2.4. Режекторні фільтри

Режекторні фільтри є доповненнями смугових фільтрів (рис. 7.11). Вони служать для придушення сигналів у певному частотному діапазоні.



Рис. 7.11. Умовні позначення режекторних фільтрів

7.2.5. Фазові фільтри

Під час проходження сигналів через фазові фільтри не відбувається зміни їх амплітуди в усьому частотному діапазоні. Однак фаза вихідних сигналів при цьому залежить від частоти.

7.3. Прості фільтри

7.3.1. Фільтри нижніх частот

На рис. 7.12 показаний фільтр нижніх частот першого порядку, передавальна функція якого визначається наступним виразом:

$$G(\omega) = \frac{1/j\omega C}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (7.8)$$

Примітка. При визначенні передавальної функції ця схема розглядається як дільник напруги.

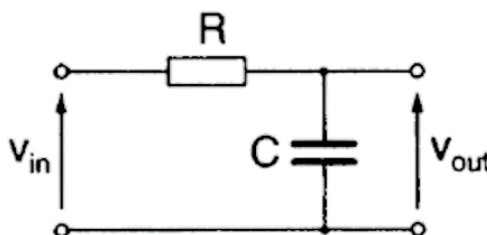


Рис. 7.12. Фільтр нижніх частот першого порядку

АЧХ-фільтра є модулем передавальної функції:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (7.9)$$

А ФЧХ визначається різницею фаз вхідної і вихідні напруг

$\varphi(\omega) = \varphi_{v_{out}} - \varphi_{v_{in}}$:

$$\varphi(\omega) = \arctg \left[\frac{\text{Im}(G(\omega))}{\text{Re}(G(\omega))} \right] = -\arctg(\omega RC). \quad (7.10)$$

На рис. 5.13 показані АЧХ- та ФЧХ-фільтри нижніх частот першого порядку.

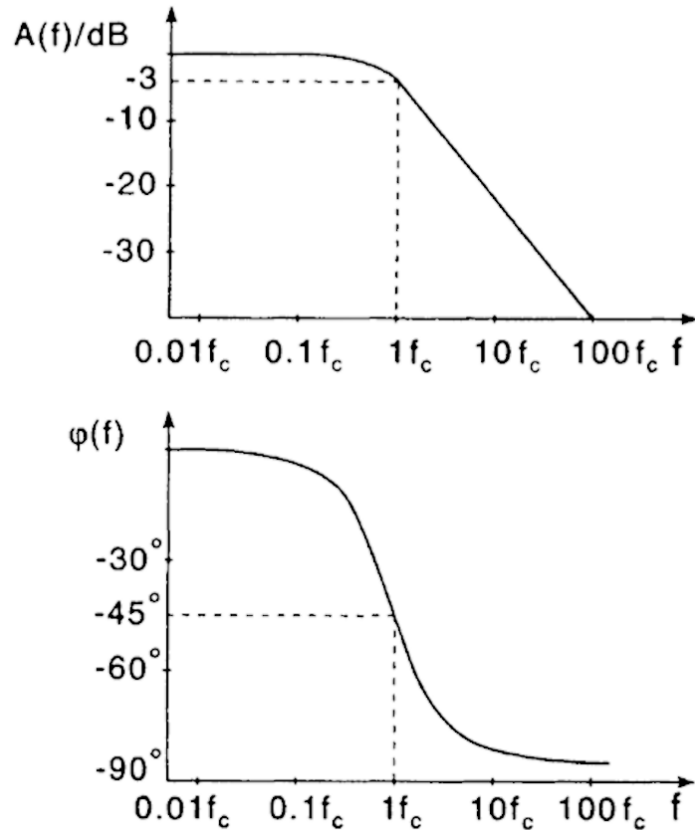


Рис. 7.13. АЧХ- та ФЧХ-фільтри нижніх частот першого порядку

При кутовій частоті $\omega_c = 1/RC$:

$$|G(\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ дБ.}$$

Частота $f_c = \omega_c/2\pi$ називається критичною частотою або частотою зламу АЧХ ФНЧ, а також його частотою зрізу. На цій частоті фаза вихідного сигналу визначається виразом:

$$\varphi(\omega_c) = \text{arctg}(-1) = -\frac{\pi}{4} \text{ або } 45^\circ$$

На критичній частоті коефіцієнт ослаблення сигналу ФНЧ становить 3 дБ.

При цьому фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами дорівнює 45° .

7.3.1.1. Час наростання сигналу

Реакція ФНЧ на ступеневий вхідний вплив оцінюється через величину, звану часом наростання вихідного сигналу, що визначається як інтервал часу, протягом якого сигнал збільшується з 10 до 90% від встановленого рівня (рис. 7.14). Між часом наростання сигналу t_r і критичної частотою f_c існує наступний взаємозв'язок:

$$t_r \approx \frac{1}{3f_c} \approx \frac{2}{\omega_c} \quad (7.11)$$

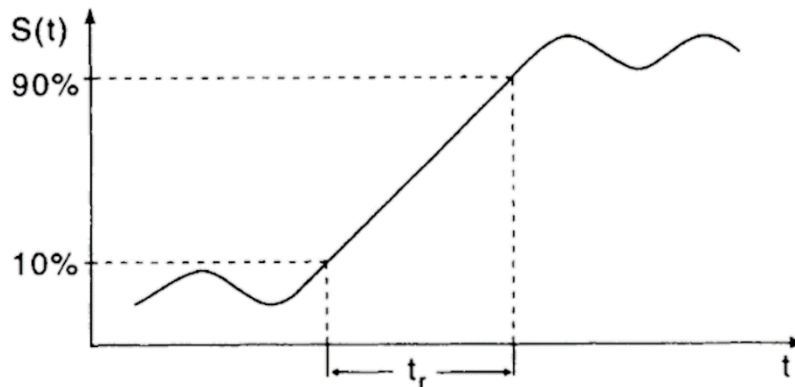


Рис. 7.14. Визначення часу наростання сигналу

Приклад. Осцилограф, частота зрізу АЧХ якого дорівнює 30 МГц, характеризується часом наростання сигналу $t_r \approx 1/(3 \cdot 30 \cdot 10^6) \approx 10$ нс.

7.3.2. Нормування частотних характеристик

Практично всі ФНЧ, що мають структуру, показану на рис. 7.12, мають однакові передавальні функції, що відрізняються тільки параметром ω_c . Для стандартизації опису ФНЧ проводять нормування частотних характеристик за критичною частотою:

Нормування:

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{f}{f_c} \quad (7.12)$$

Процедура, протилежна нормуванню:

$$w = \Omega * w_c, f = \Omega * f_c . \quad (7.13)$$

Величина Ω є безрозмірною і називається частотою нормалізації. Очевидно, що для будь-якого ФНЧ нормалізована критична частота дорівнює 1. Отже, нормалізовану передавальну функцію ФНЧ можна записати як:

$$G(\Omega) = \frac{1}{1 + j\Omega}.$$

Тоді АЧХ ФНЧ має такий вигляд:

$$|G(\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

На рис. 7.15 показані нормалізовані АЧХ- і ФЧХ-фільтра нижніх частот.

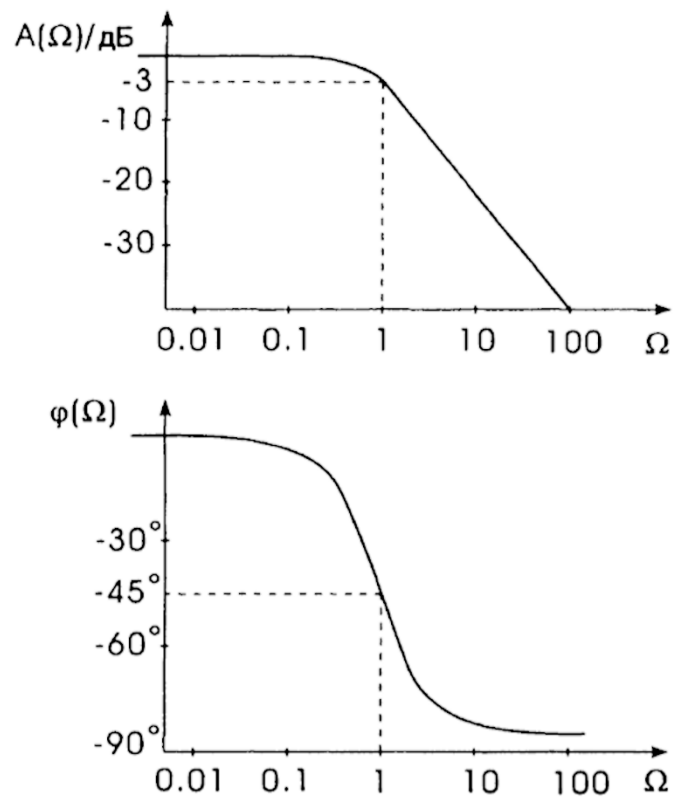


Рис. 7.15. Нормалізовані АЧХ- і ФЧХ-фільтра нижніх частот

7.3.2.1. Апроксимація АЧХ ФНЧ

$$A(\Omega) = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$$

Для кутових частот, що набагато перевищують критичну частоту, величина Ω завжди набагато більша одиниці, тому справедлива наступна апроксимація:

$$A(\Omega) = 20 \lg \frac{1}{\Omega} = -20 \lg \Omega \text{ при } \Omega \gg 1.$$

На частотах, менших ніж частота зрізу, АЧХ фільтра є практично постійною велечиною.

На частотах, більших критичної частоти, відбувається спад АЧХ зі швидкістю -20 дБ на декаду (-20 дБ / дек) (декада – збільшення частоти в 10 разів) або -6 дБ на октаву (-6 дБ / окт) (рис. 5.16).

На критичній частоті $\Omega_c = 1$, значення АЧХ рівне -3 дБ.

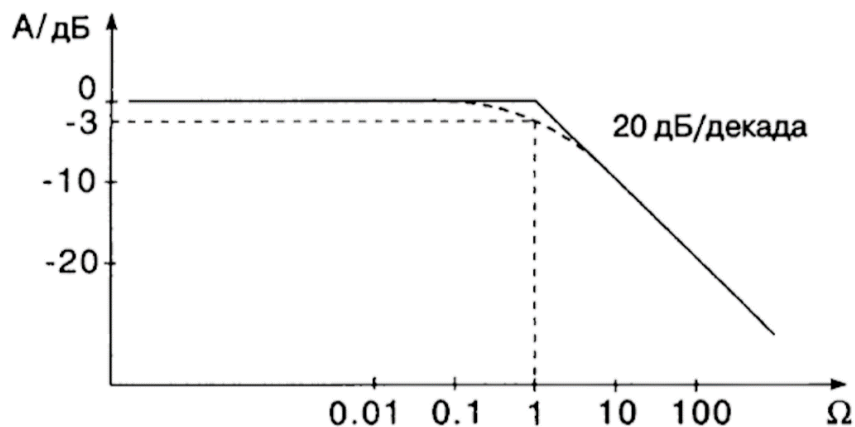


Рис. 7.16. Апроксимація АЧХ ФНЧ

7.3.3. Фільтри верхніх частот

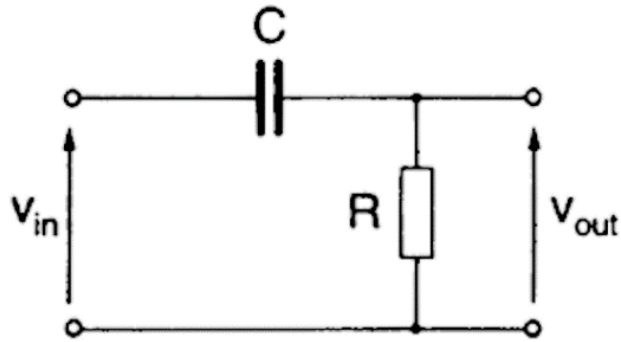


Рис. 7.17. Фільтр верхніх частот першого порядку

На рис. 7.17 показаний фільтр верхніх частот першого порядку, передавальна функція якого визначається наступним виразом:

$$G(\omega) = \frac{R/j\omega C}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}. \quad (7.14)$$

Примітка. При визначенні передавальної функції ця схема розглядається як дільник напруги.

АЧХ-фільтра є модулем передавальної функції:

$$|G(\omega)| = \frac{(\omega RC)}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (7.15)$$

У нормалізованій формі вона має вид:

$$G(\Omega) = \frac{j\Omega}{1 + j\Omega}, \quad |G(\omega)| = \left| \frac{\Omega}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \right|. \quad (7.16)$$

ФЧХ-фільтра визначається виразом:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Im}\{G(\omega)\}}{\operatorname{Re}\{G(\omega)\}} \right] = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega RC} \right) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right). \quad (7.17)$$

На рис. 7.18 представлені нормалізовані АЧХ- і ФЧХ-фільтра верхніх частот.

На частоті $\omega_c = 1/RC$:

$$|G(\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cong -3 \text{ дБ.}$$

Частота $f_c = \omega_c/2\pi$ називається критичною частотою або частотою зламу АЧХ ФВЧ. На цій частоті фаза вихідного сигналу визначається виразом:

$$\varphi = (\omega_c) = \operatorname{arctg}(1) = \frac{\pi}{4} = 45^\circ.$$

На критичній частоті коефіцієнт ослаблення сигналу ФВЧ складає 3 дБ, фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами дорівнює 45°

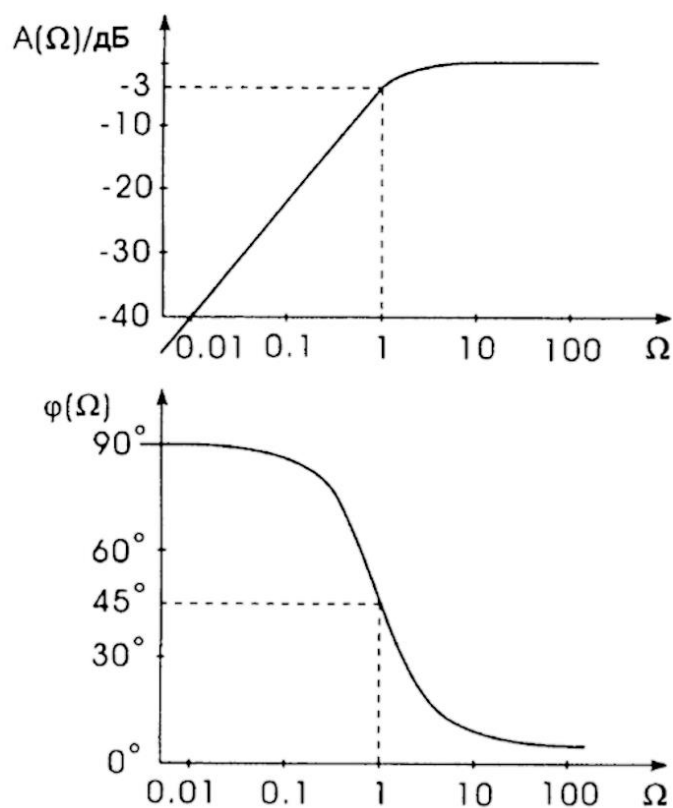


Рис. 7.18. Нормалізовані АЧХ- і ФЧХ-фільтра верхніх частот

7.3.3.1. Апроксимація АЧХ ФВЧ

Для будь-якого ФВЧ нормалізована критична частота дорівнює 1.

На частотах, менших критичної частоти, відбувається зростання АЧХ зі швидкістю 20 дБ/дек або 6 дБ/окт (рис. 7.19). На частотах, більших за критичну частоту, АЧХ фільтра є практично постійною величиною.

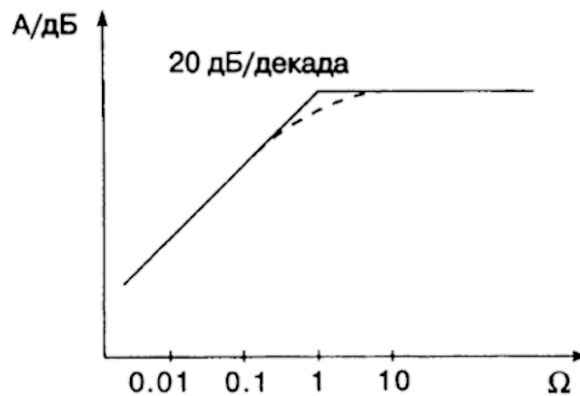


Рис. 7.19. Апроксимація АЧХ ФВЧ

7.3.4. Фільтри більш високих порядків

Фільтри більш високих порядків отримуються під час послідовного (каскадного) з'єднання декількох фільтрів першого порядку. На рис. 7.20 показаний фільтр нижніх частот другого порядку. Порядок фільтрів визначається кількістю незалежних енергозапасуючих елементів (таких як конденсатори або котушки індуктивності). Як правило, чим вище порядок фільтра, тим різкіше спад його АЧХ.

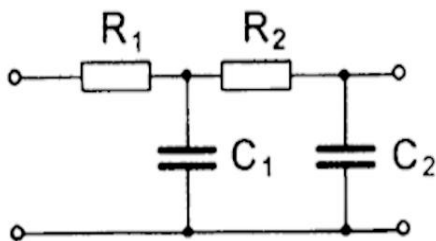


Рис. 7.20. Каскадний фільтр нижніх частот другого порядку

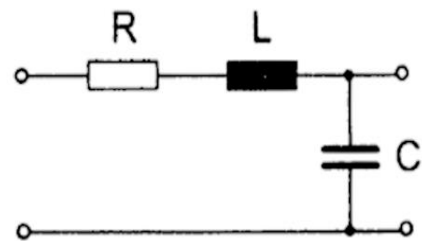


Рис. 7.21. RLC-фільтр нижніх частот другого порядку

На рис. 7.21 показаний RLC-фільтр нижніх частот другого порядку, передавальна функція якого має вигляд:

$$G(\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L} = \frac{1}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC}. \quad (7.18)$$

Оскільки ця схема є послідовним резонансним контуром, для неї можна визначити резонансну частоту ω_r . Проведемо частотну нормалізацію передавальної функції, для чого необхідно знайти значення частоти нормалізації:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_r}.$$

У нормалізованій формі передавальна функція має вигляд:

$$G(\Omega) = \frac{1}{1 + jR\sqrt{\frac{C}{L}}\Omega - \Omega^2} \quad (7.19)$$

Величина $D = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ називається коефіцієнтом загасання (демпфірування) (див. також розділ 1.2.6). Підставляючи цей коефіцієнт в рівняння (7.20), отримаємо ще один вираз для нормалізованої передавальної функції:

$$G(\Omega) = \frac{1}{1 + 2jD\Omega - \Omega^2}. \quad (7.20)$$

На рис. 7.22 показані частотні характеристики RLC-фільтра нижніх частот при різних коефіцієнтах затухання. Як видно з малюнка, коефіцієнт D істотно впливає на форму АЧХ- і ФЧХ-фільтра.

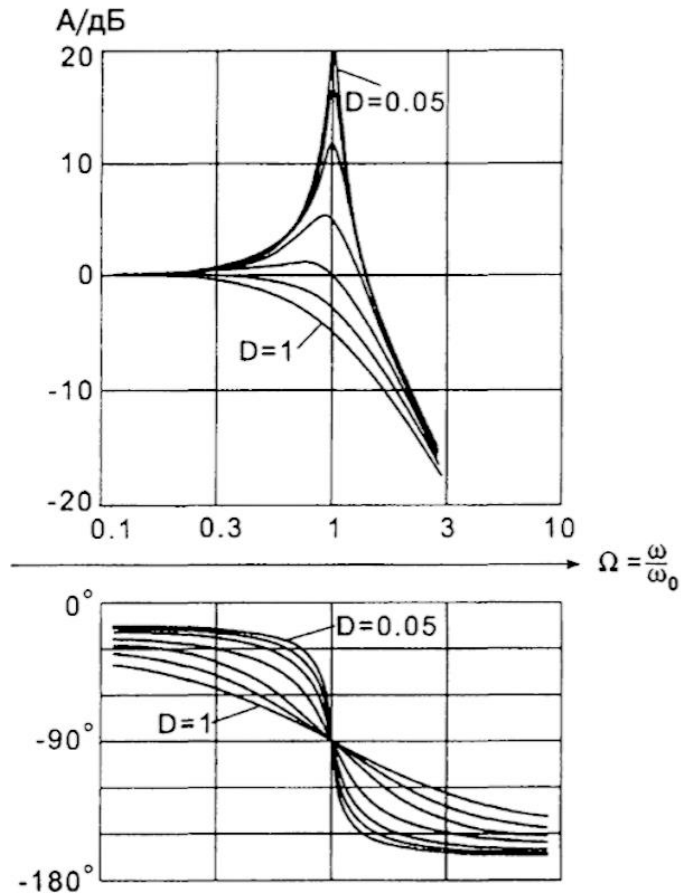


Рис. 7.22. АЧХ і ФЧХ RLC-фільтра нижніх частот, показаного на рис. 7.21, при різних значеннях коефіцієнта загасання

При низьких коефіцієнтах затухання ФНЧ демонструють яскраво виражені резонансні характеристики і поведуться аналогічно смуговим фільтрам. Чим нижче коефіцієнт загасання фільтра, тим крутішою стає його ФЧХ.

7.3.5. Смугові фільтри

На рис. 7.23 показаний послідовний резонансний контур, що працює як смуговий фільтр.

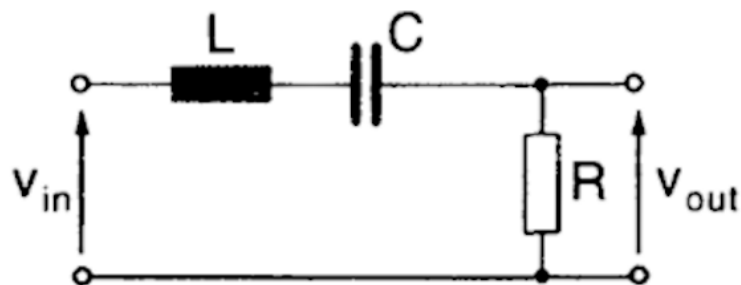


Рис. 7.23. Приклад смугового фільтра

Розглядаючи цю схему як комплексний дільник напруги, знаходимо її

передавальну функцію:

$$G(w) = \frac{R}{R + jwL + \frac{1}{jwC}} = \frac{jwRC}{jwRC - w^2LC + 1}.$$

Провівши нормування по резонансній частоті $w_0 = 1/\sqrt{LC}$, отримаємо:

$$G(w) = \frac{j\Omega RC \frac{1}{\sqrt{LC}}}{j\Omega RC \frac{1}{\sqrt{LC}} - \Omega^2 + 1}, \text{ при } \Omega = \frac{w}{w_0}.$$

Підставляючи сюди коефіцієнт загасання $D = \frac{R}{2} \sqrt{C/L}$, знаходимо вираз для нормалізованої передавальної функції:

$$G(\Omega) = \frac{2jD\Omega}{2jD\Omega - \Omega^2 + 1}. \quad (7.21)$$

Нормалізована АЧХ набуде наступного вигляду:

$$|G(\Omega)| = \frac{2D\Omega}{\sqrt{4D^2\Omega^2 + (1 - \Omega^2)^2}}. \quad (5.23)$$

На резонансній частоті w_0 , яка так само є центральною частотою смугового фільтра, передавальна функція фільтра дорівнює 1:

$$G(\Omega = 1) = 1 \Rightarrow |G(w = w_0)| = 1.$$

Вихідні сигнали смугового фільтра на верхній і нижній критичних частотах нижче сигналу на центральній частоті на 3 дБ:

$$\frac{|G(\Omega_{\text{дБ}})|}{|G(\Omega = 1)|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow |G(\Omega_{\text{дБ}})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

При подальшому аналізі частотних характеристик фільтра індекси критичних частот упускаються:

$$|G(\Omega)| = \frac{2D\Omega}{\sqrt{4D^2\Omega^2 + (1 - \Omega^2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Звідси отримаємо рівняння:

$$4D^2\Omega^2 = (1 - \Omega^2)^2.$$

Має чотири рішення, два з яких є позитивними:

$$w_{jwr} = \sqrt{D^2 + 1} - D, \quad w_{upr} = \sqrt{D^2 + 1} + D.$$

Де w_{jwr} і w_{upr} відповідають нижній і верхній критичним частотам.

Нормалізована смуга пропускання фільтра рівна $2D$.

$$D = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad B = \frac{R}{2\pi L}, \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (7.23)$$

З виразу (7.23) видно, що у разі зменшення опору R смуга пропускання фільтра звужується. Нормалізована ФЧХ смугового фільтра має вигляд:

$$\varphi(\Omega) = \arctg \left[\frac{Im(G(\Omega))}{Re(G(\Omega))} \right] = \arctg \left(\frac{1 - \Omega^2}{2D\Omega} \right) \quad (7.24)$$

На рис. 7.24 показані частотні характеристики RLC смугового фільтра при різних коефіцієнтах затухання.

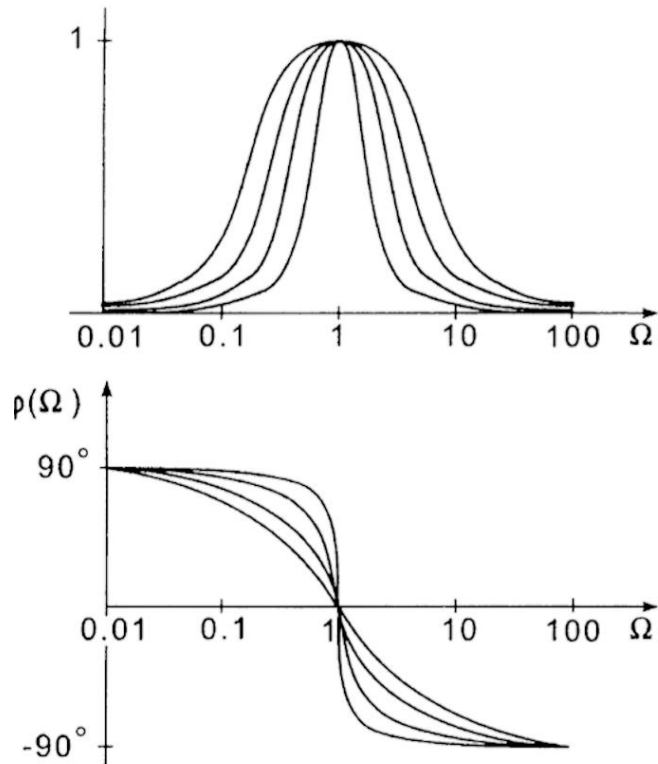


Рис. 7.24. Частотні характеристики RLC смугового фільтра при різних коефіцієнтах затухання

Примітка. Для фільтрів даного типу центральна частота є гармонійним середнім верхньої і нижньої критичних частот. У нормалізованій формі можна записати, що:

$$\sqrt{\Omega_{\text{жвг}} \Omega_{\text{цпр}}} = \sqrt{(\sqrt{D^2 + 1} - D)(\sqrt{D^2 + 1} + D)} = 1.$$

7.3.6. Варіанти реалізації фільтрів

Існує безліч способів реалізації електричних фільтрів. Наведемо деякі з них.

RC-фільтри складаються тільки з резисторів і конденсаторів. Їх основний недолік – високий коефіцієнт послаблення сигналів.

LRC-фільтри, крім конденсаторів і резисторів, включають у себе котушки індуктивності. Іноді з їх складу виключаються резистори, а їх роль виконують втрати на ємнісних і індуктивних елементах. Такі фільтри мають гарну добротність і крутизну частотних характеристик і широко використовуються у ВЧ-техніці.

Активні фільтри компенсують внутрішні втрати за допомогою операційних підсилювачів (ОУ). Вони часто не містять в собі індуктивних елементів. Їх частотний діапазон застосування визначається верхньою критичною частотою ОУ (див. також розділ (главу) 5.7).

Фільтри з конденсаторами, що перемикаються, є різновидом активних фільтрів. Резистивні елементи моделюються процесами ВЧ зарядки і розрядки конденсаторів. Перевага таких фільтрів – можливість зміни їх параметрів з частотою перемикання сигналів.

Кварцові та керамічні фільтри є механічними резонаторами з низькими втратами. Кварцові фільтри мають дуже високу стабільність і добротність.

Механічні фільтри широко використовуються в телефонії, де цінуються за круті нахили частотних характеристик.

Фільтри на поверхневих акустичних хвилях (ПАР-фільтри) перетворюють електричні сигнали в поверхневі акустичні хвилі, що поширюються кристалічною підкладкою. При відповідній обробці поверхні підкладки можна отримати фільтр із необхідними параметрами. Такі фільтри застосовуються у ВЧ і СВЧ-техніці.

Цифрові фільтри працюють із дискретними сигналами. У них немає похибок, пов'язаних із процесами старіння, виробничими допусками і зміною навколишньої температури. Завдяки прогресу в області виробництва напівпровідникової техніки, частотний діапазон застосування цифрових фільтрів постійно розширюється, а ціни на них при цьому знижуються.

7.3.7. Активні фільтри

Фільтри застосовуються для виділення постійної складової в сигналі, що змінюється і залежна від часу. Фільтрація потрібна, наприклад, для вихідної напруги випрямлячів, вихідної напруги широтно-імпульсного регулятора.

7.3.7.1. Фільтри першого порядку

Схема представлена на рис. 104. У вих (р) / Увх (р) передавальна функція. ОУ працює в лінійному режимі (всі властивості діють). Вихідні рівняння:

$$U_{\text{вих}}(p) / U_{\text{вх}}(p) = Z_{\text{ос}} / Z_{\text{вх}};$$

$$Z_{\text{ос}} = (R_2 (1 / pC)) / (R_2 + 1 / pC) = R_2 / (pR_2C + 1); Z_{\text{вх}} = R_1.$$

Тоді

$$U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} = R_2 / R_1 / (pR_2C + 1).$$

Якщо $p = d/dt$, то $U_{\text{вих}} pCR_2 + U_{\text{вих}} = (R_2 / R_1) U_{\text{вх}}$. Рішення цього диференціального рівняння шукається у вигляді експоненти.

7.3.7.2. Фазообертач

Схема, що забезпечує ідеальний фазовий зсув, повинна передавати сигнал, не змінюючи його амплітуду, але зрушуючи його фазу на певний заданий кут (рис. 7.25).

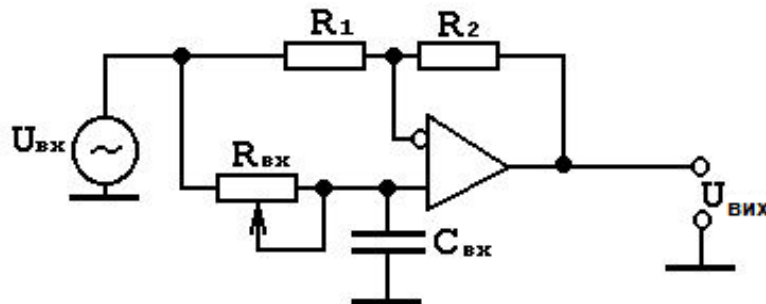


Рис. 7.25. Схема фазообертача

На вихід фазообертача поданий синусоїдальний сигнал $U_{\text{вх}}$ частотою 1 кГц і амплітудою 1 В. Сигнал на виході $U_{\text{вих}}$ має ту ж частоту і амплітуду, що і вхідний сигнал, але запізнюється щодо $U_{\text{вх}}$ на 90° .

У загальному вигляді вираз для вихідної напруги схеми фазообертача має вигляд:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} e^{j\omega},$$

де ω – фазовий кут.

У фазообертачі резистори: $R_1 = R_2 = R$.

Фазовий кут ω залежить тільки від $R_{вх}$ і $C_{вх}$ і від частоти F вхідного сигналу $U_{вх}$. Вони зв'язані наступними співвідношеннями:

$$\omega = -2 \arctg(2\pi F R_{вх} C_{вх}),$$

де ω – вимірюється у градусах, F – у герцах, R – у омах, C – у фарадах.

З рівняння (*) випливає, що $\omega = -90^0$ градусів тоді, коли $R_{вх}$ рівне реактивному опорі $C_{вх}$, тобто:

$$R_{вх} = \frac{1}{2\pi F C_{вх}}.$$

При зміні $R_{вх}$ від 1 до 100 кОм ω змінюється приблизно від -12 до -168^0 . Таким чином, фазообертач може зрушувати кут у діапазоні до 180^0 . Якщо $R_{вх}$ і $C_{вх}$ у схемі поміняти місцями, то фазовий кут буде позитивний.

7.3.7.3 Логарифмічні схеми

Логарифмічні і антилогарифмічні схеми використовуються для виконання аналогового множення і ділення, стиснення сигналу і відшукування значень логарифмів і показових функцій.

Для отримання логарифмічної характеристики підсилювача необхідно мати пристрій із логарифмічною характеристикою і включати його в ланцюг зворотного зв'язку. Пристрій, що володіє такою характеристикою, це напівпровідниковий р-п- перехід.

Струм через р / п-діод дорівнює:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right) = I_0 e^{\frac{eU}{kT}},$$

де I_0 – струм витоку при невеликому зворотному зміщенні, e – заряд електрона ($1.6 * 10^{-19}$ Кл), U – напруга на діоді, k – постійна Больцмана ($1.38 * 10^{-23}$ Дж / К), T - абсолютна постійна температура в кельвінах.

Аналогічно можна записати вираз для колекторного струму транзистора із Р-N-Р переходом :

$$I_k = I_{eo} \left(e^{\frac{eU_{\text{бе}}}{kT}} - 1 \right) = I_{eo} e^{\frac{eU_{\text{бе}}}{kT}},$$

де U_{BE} – напруга емітер-база, I_{eo} – струм переходу емітер-база при невеликому зворотному зміщенні.

Як діод так і транзистор можна використовувати для отримання логарифмічної залежності (рис. 7.26).

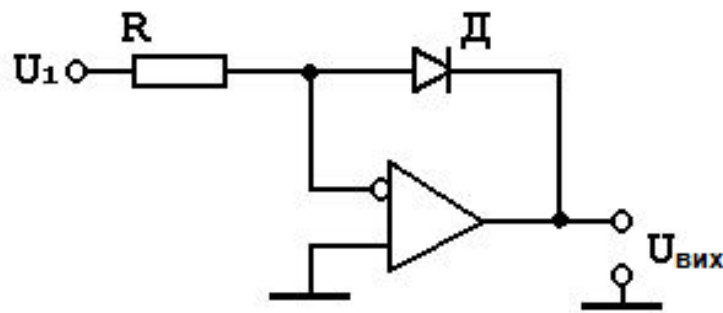


Рис. 7.26. Схема для отримання логарифмічної залежності

Щоб показати, яким чином діод у ланцюзі ОС формує логарифмічну характеристику вирішимо рівняння (*) щодо U_d , враховуючи, що $U_d = U_{\text{вих}}$.

Із рівняння $I_d = I_0 e^{\frac{eU}{kT}}$, отримаємо:

$$\ln I_d = \ln I_0 + \frac{eU}{kT},$$

$$\ln I_d - \ln I_0 = \frac{eU}{kT}.$$

Звідси,

$$U_{\text{вих}} = U_d = \frac{kT}{e} (\ln I_d - \ln I_0),$$

отже,

$$I_d = I_{r1} = \frac{U_1}{R_1},$$

$$U_{\text{вих}} = \frac{kT}{e} \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_0 \right).$$

Напруга $\frac{kT}{e} = 26$ мВ при 25°C

Побудувавши залежність $I_D = F(U_{\text{вих}})$ в лінійному масштабі, отримаємо логарифмічну характеристику в масштабі на площині U-I.

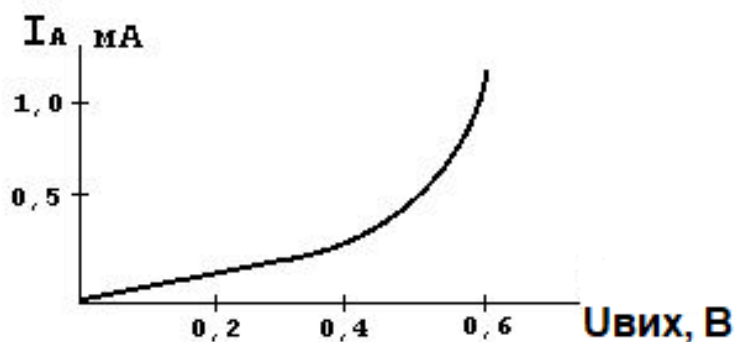


Рис. 7.27. Логарифмічна характеристика залежності $I_D = F(U_{\text{вих}})$

Якщо побудувати залежність $U_{\text{вих}} = F(\ln I)$, то отримаємо пряму лінію з нахилом близько 26 мВ. $U_{\text{вих}}$ досягає близько 0.6 В.

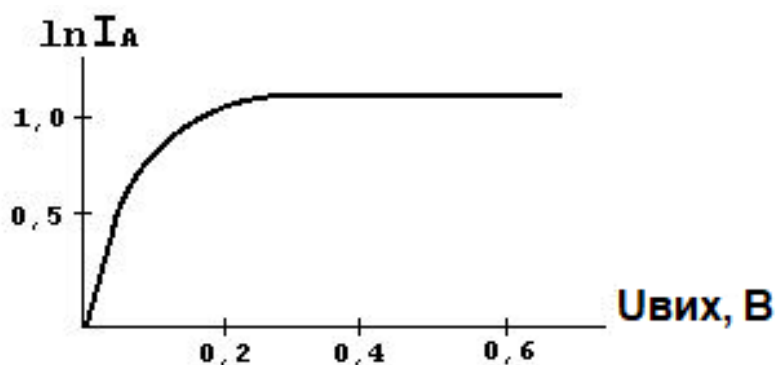


Рис. 7.28. Логарифмічна характеристика залежності $U_{\text{вих}} = F(\ln I)$

Якщо необхідно мати більше значення вихідної напруги, то його треба посилити.

Логарифмічний підсилювач у залежності від типу діода матиме логарифмічну характеристику при зміні вхідного струму в межах трьох декад.

Логарифмічний підсилювач має вихідну напругу тільки однієї полярності, що визначається напрямом включення діода.

Для отримання великого діапазону вхідної напруги можна використовувати в якості логарифмічного елемента в ланцюзі ОС транзистор, включений за схемою з ПРО. Так як $I_k = -I_{r1}$ і вирішуючи рівняння (***) щодо U_{BE} , отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = U_{BE} \left(\frac{kT}{e} \right) \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{EO} \right).$$

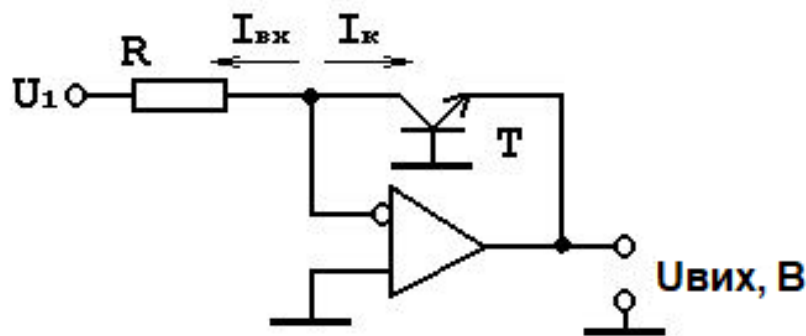


Рис. 7.29. Схема використання в якості логарифмічного елемента в ланцюзі ОС транзистора

Вихідна напруга схеми буде негативною при позитивній вихідній напрузі. У схемі логарифмічна залежність напруги $U_{BE} = F(I_k)$ використовується для отримання вихідної напруги, пропорційної логарифму позитивної напруги. Завдяки потенційному заземленню інвертуючого входу резистор R1 перетворює напругу $U_{вх}$ у струм. Цей струм протікає через транзистор T1 і створює на його емітері потенціал, який на величину падіння напруги U_{BE} , нижчий за потенціал землі. Транзистор T2 служить для температурної компенсації. Джерело струму, виконане на ПТ T3, задає вхідний струм, який необхідний для установки вихідної напруги на нуль.

Другий ОП не інвертує, його коефіцієнт посилення по напрузі повинен бути приблизно рівним 16 для того, щоб напруга на виході змінювалася відносно -1,0 В на декаду вхідного струму.

Як у П1, так і у П2 використовується узгоджена пара транзисторів.

Така схема забезпечує точну логарифмічну залежність вихідної напруги в межах 7 або більш декад (від 1 нА до 10 нА) за умови, що транзистор має невеликі струми витоку, а ОУ – малий вхідний струм зміщення. Для отримання хорошої характеристики при малих вхідних струмах вхідних ОУ слід точно налаштувати на нуль зсуву. Конденсатор С1 служить для частотної стабілізації при включенні ОС, так як посилення по напрузі в контурі ОС визначає транзистор Т1. Діод Д1 запобігає пробую і руйнуванню переходу база-емітер Т1 в разі появи негативної напруги на вході, так як Т1 не забезпечує ланцюг ОС при позитивній вхідній напрузі ОУ.

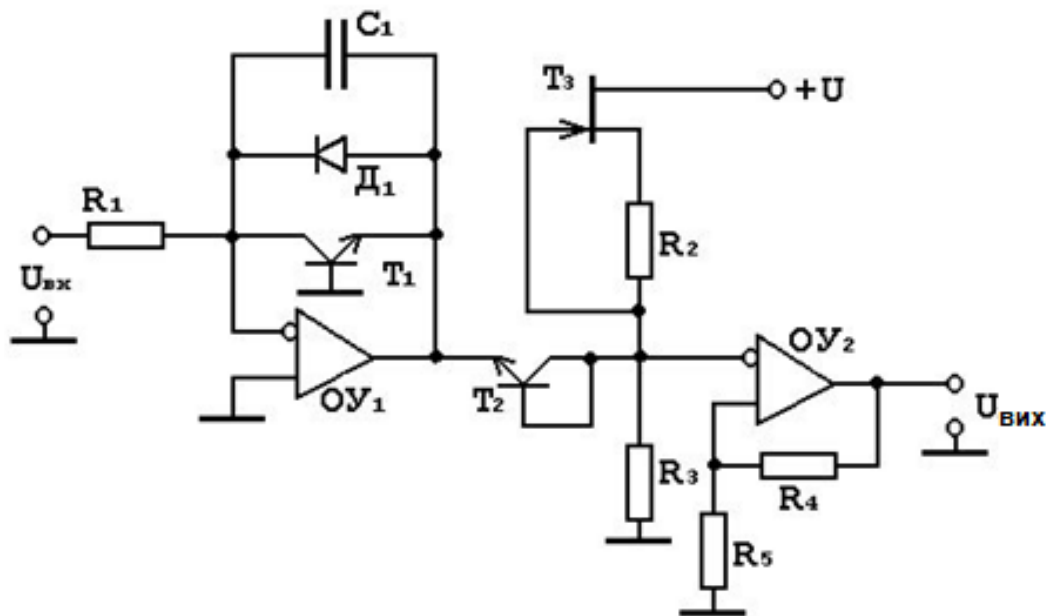


Рис. 7.30. Схема використання узгоджених пар транзисторів

Логарифмічний перетворювач будується з використанням у ланцюзі ОС елемента з логарифмічною характеристикою.

Для отримання залежності типу натурального логарифма можуть використовуватися як р / р-діод, так і перехід емітер-база транзистора. Вихідна напруга логарифмічного підсилювача пропорційна логарифму на його вході.

Приклади розрахунків різного виду фільтрів, а також інформацію щодо розрахунків і характеристик фільтрів, побудованих на базі RC-ланцюгів, ви можете знайти у першому розділі.

РОЗДІЛ 8

МУЛЬТИВІБРАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ

Основна відмінність мультивібратора від тригера полягає в заміні резисторів позитивних зворотних зв'язків на конденсатори. Мультивібратор має два стійких стани, але вони змінюються не під дією вхідних сигналів, а під дією сигналів через позитивні зворотні зв'язки. Мультивібратор не має зовнішніх входів. Це автоколивальний пристрій. Схему мультивібратора представлено на рис. 8.1, діаграми роботи – на рис.8.2.

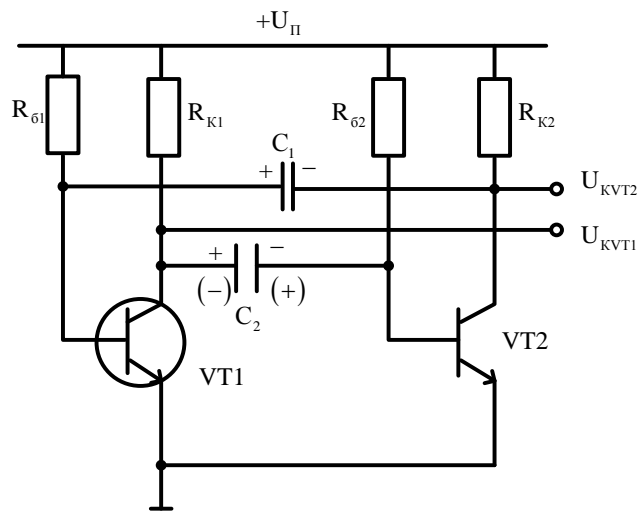


Рис. 8.1. Схема мультивібратора

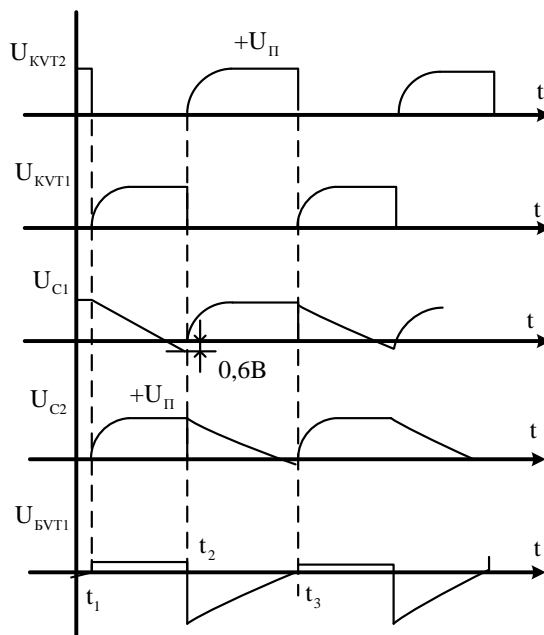


Рис. 8.2. Діаграми роботи мультивібратора

8.1. Опис роботи схеми

Приймемо за початковий стан схеми ситуацію, коли транзистор VT1 – відкритий, а VT2 – закритий. При цьому конденсатор C1 заряджений через Rk2 ($R_{k2} \ll R_{б}$). VT1 підтримується у відкритому стані за рахунок струму через Rб1 і базу VT1. Конденсатор C2 заряджається через Rб2 і відкритий VT1. Полярність напруги на C2 для цього процесу зображена на схемі в дужках. Коли напруга на C2 досягне значення $\approx 0,6V$, то до переходу Б-Е VT2 буде прикладена позитивна напруга, що відкриває цей перехід. Перехід Б-Е є діодом. Отже, VT2 відкривається і напруга на C1 через відкриття VT2 прикладається в зворотному напрямку до переходу Б-Е VT1, VT1 – закривається. На цьому закінчується перший етап часу $0-t_1$. На другому етапі t_1-t_2 напруга на конденсаторі C1 повільно змінюється, відбувається розряд C1 по ланцюгу Rб1, К-Е VT2. Одночасно конденсатор C2 швидко заряджається через Rk1 і базовий ланцюг VT2 до напруги живлення $+U_{п}$, підтримуючи VT2 у відкритому стані. Після закінчення заряду C2 (раніше моменту t_2) відкритий стан VT2 підтримується ланцюгом через Rб2. Коли напруга на конденсаторі C1 змінить свій знак і досягне величини $\approx 0,6V$, то відкриється транзистор VT1. Це момент t_2 . Далі починається етап t_2-t_3 . Оскільки при закриванні транзистор, що паралельно підключений К-Е, швидко заряджається через Rк-конденсатор, то напруга К-Е повторює напругу на конденсаторі. Половина періоду роботи схеми $T/2$ визначається постійною часу $\tau = CR_{б}$. Зазвичай схема мультівібратора є симетричною.

8.2. Очікуючий одновібратор на транзисторах

Одновібратор служить для формування імпульсів заданої тривалості з імпульсів будь-якої ширини. Схему одновібратора представлено на рис. 8.3. Схему одновібратора можна представити у вигляді двох частин: одна частина – це половинка тригера, інша частина – це половинка мультівібратора.

При подачі живлення одновібратор завжди встановлюється в певний вихідний стан: транзистор VT2 – відкритий, VT1 – закритий. Відкривається саме VT2, тому що його базовий струм значно більший, ніж у VT1. Базовий струм VT1 визначається ланцюгом з опором $(R_{б1} + R_{k1})$, а базовий струм VT2 – ланцюгом з Rб2 і паралельним йому ланцюгом із Rk1, C1. Оскільки опір Rк завжди менше

опору $R_{\text{б}}$, то базовий струм VT2 більший. Протікаючий через $R_{\text{к1}}$ – струм заряджає конденсатор C_1 . Полярність напруги на конденсаторі C_1 - плюс зліва.

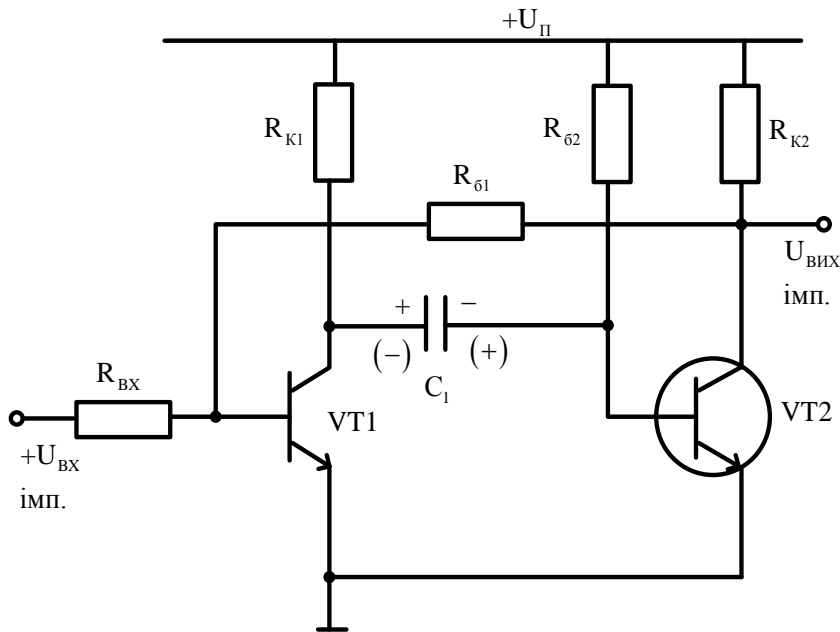


Рис. 8.3. Схема одновібратора

При подачі на базу VT1 позитивного імпульсу струму цей транзистор відкривається. Напруга на конденсаторі C_1 прикладається до переходу Б-Е транзистора VT2 в зворотному напрямку і VT2 закривається. За рахунок дії позитивного зворотного зв'язку з колектора транзистора VT2 на базу VT1 через опір $R_{\text{б1}}$ транзистор VT1 буде підтримуватися в відкритому стані струмом, що протікає по ланцюгу: $+U_{\text{п}}$, $R_{\text{к1}}$, $R_{\text{б1}}$, Б-Е транзистора VT1. При цьому вхідний імпульс вже може бути знятий. Конденсатор C_1 починає перезаряджатися по ланцюгу: $+U_{\text{п}}$, $R_{\text{б2}}$, C_1 , К-Е відкритого транзистора VT1. Коли напруга на конденсаторі C_1 в процесі перезаряду змінить знак і досягне величини $\approx 0,6\text{В}$, достатньою для відкриття транзистора VT2, то цей транзистор відкриється, ланцюг зворотного зв'язку транзистора VT1 обірветься.

Якщо до цього моменту вхідний імпульс вже закінчився, то транзистор VT1 закриється. Якщо ж він не закінчився, то VT1 залишається відкритим до його закінчення. При цьому напруга на конденсаторі C_1 зберігається на рівні $0,6\text{В}$. Коли VT1 закриється, конденсатор C_1 починає заряджатися по ланцюгу: $+U_{\text{п}}$, $R_{\text{к1}}$, C_1 , Б-Е транзистора VT2. Таким чином напруга на конденсаторі C_1 стає

рівною вихідній. У цьому вихідному стані очікуючий одновібратор знаходиться до приходу наступного вхідного імпульсу.

8.3. Симетричний мультивібратор на логічних елементах

Можуть застосовуватися будь-які логічні елементи інвертуючого типу. При цьому задіяний один вхід логічного елемента.

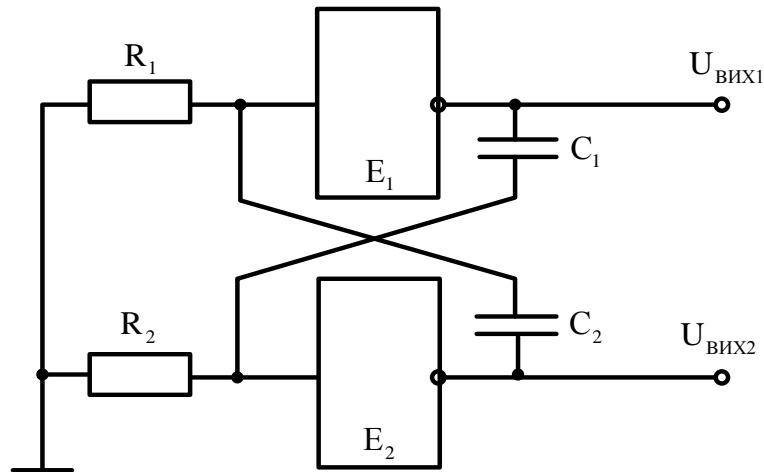


Рис. 8.4. Симетричний мультивібратор на логічних елементах

Входи елементів через резистори R_1 і R_2 підключені до землі.

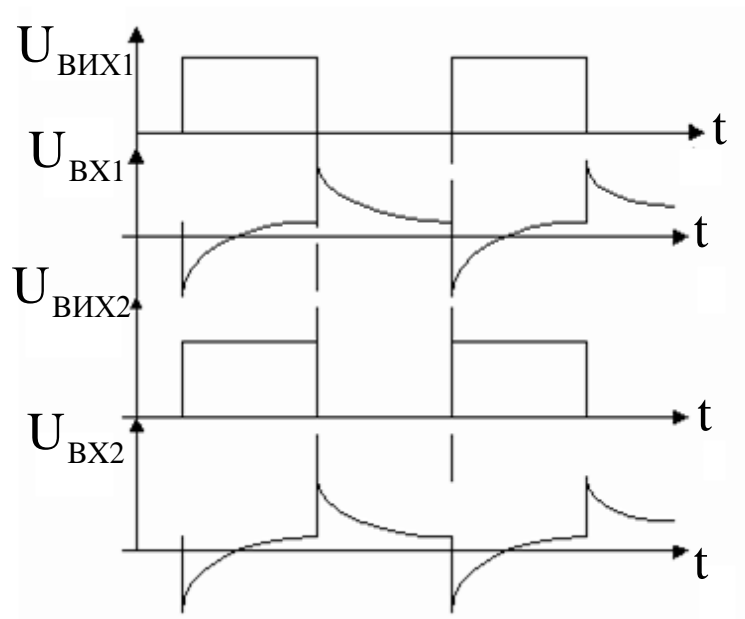


Рис. 8.5. Часові діаграми симетричного мультивібратора: 1. $U_{\text{вих1}} = 1$, $U_{\text{вих2}} = 0$; 2. $U_{\text{вих1}} = 0$, $U_{\text{вих2}} = 1$

Час перебування схеми в кожному з цих станів визначається часом заряду ємностей $C1$ і $C2$.

Роботу схеми почнемо розглядати з моменту часу, коли в результаті попередніх процесів, перший елемент перейшов у стан 1, тобто $U_{вих1} = 1$.

Високий рівень $U_{вих1} = 1$ у $t1$ почне заряджати ємність $C1$ струмом, що протікає через $C1$ і $R2$. Якщо в початковий момент часу ємність $C1$ була розряджена, то всі вихідні напруги в початковий момент буде докладено до $R2$ і буде діяти на вхід $E2$. $U_{вх2} = 1$. Цей високий рівень перевищує порогову напругу, сприймається $E2$, як 1, на виході $E2 = 0$. У міру заряду $C1$ зарядний струм експоненціально зменшується, отже зменшується на вході $E2$. Але доти, поки $U_{вх2}$ залишається вище порогового рівня, воно сприймається $E2$, як 1. І до $t2$ $U_{вих2} = 0$.

У момент $t2$ $U_{вх2} > U_{пор}$ і почне сприйматися $E2$ вже як 0. $U_{вих2} \uparrow$. Тепер уже високим рівнем з виходу $E2$ починається зарядка ємності $C2$, створюючи зарядним струмом падіння напруги на $R1$ і, відповідно, на вході $E1$. $E1$ почне переходити в 0. Заряджена до цього моменту $C1$ почне розряджатися через вихід першого елемента. Розрядний струм у ємності $C1$ створює на $R2$ падіння напруги негативної полярності, що у міру розряду ємності знижується до рівня, що визначається $R2$. У цей же час, коли $C1$ розряджається, продовжується зарядка ємності $C2$. У міру її заряду $U_{вх1}$ експоненціально знижується. До моменту $t3$ напруга $U_{вх1}$ сприймається як 1, отже, $U_{вих1} = 0$. У цей же час $U_{вх2} < U_{пор} = 0 \Rightarrow U_{вих2} = 1$. У $t3$, коли зарядний струм $C2$ знизився і падіння напруги на першому резисторі знизилося до порогового значення, воно сприймається, як 0, що призводить до зростання $U_{вих1}$ і переходу його до одиничного стану. Знову починається заряд $C1$ і виникає високий рівень $U_{вх2}$, який переводить $E2$ в нульовий стан. У результаті заряджаючись $C2$ починає розряджатися, створюючи сплеск негативної напруги на вході $E1$. Далі процеси повторюються. На виході маємо майже прямокутні імпульси. У симетричній схемі $R1=R2$, $C1=C2$, $t1 = t2$ (для імпульсів) на виходах елементів.

Час перебування схеми в одному стані визначається часом заряду відповідної ємності, за якою падіння напруги на опорі знизиться від одиничного

рівня до порогового. При цьому ємність заряджається до:

$$U_C = U_{ВИХ(1)} - U_{ПОР},$$

$$U_{ВХ2(t)} = U_{ВИХ(1)} * e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

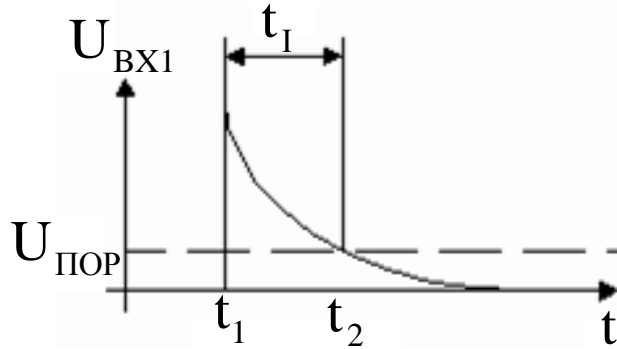


Рис. 8.6. Тимчасові параметри сигналу

Якщо t_1 – початок відліку, де τ – постійна часу зарядки ємності.

$$\tau = R_2 * C_1 = RC,$$

при $t = t(U)$ напруга $U_{ВХ}(t_u) = U_{П}$ на другому вході знизиться до порогового $U_{П} = U_{ВИХ(1)} \cdot e^{-\frac{t_u}{\tau}}$.

І можна знайти t_u :

$$t_u = -\frac{t_u}{\tau} = \ln \frac{U_{П}}{U_{ВИХ(1)}} \Rightarrow \tau \cdot \ln \frac{U_{ВИХ(1)}}{U_{П}}. \quad (8.1)$$

Якщо параметри різні, то тривалість імпульсу на першому і другому елементі буде різна.

$$t_{u1} = \tau_1 \cdot \ln \frac{U_{ВИХ(1)}}{U_{П}}, \quad (8.2)$$

$$t_{u2} = \tau_2 \cdot \ln \frac{U_{ВИХ(1)}}{U_{П}}, \quad (8.3)$$

$$\tau_{61}, \quad \tau_2 = R_1 \cdot C_2. \quad (8.4)$$

Тобто, тривалість імпульсу однозначно визначається постійними часу заряду ємності.

$T = t_{u1} + t_{u2} \dots$ період слідування

Для симетричного випадку:

$$T = 2\tau \ln \frac{U_{\text{вих}}(1)}{U_{\text{п}}} \dots, \dots f = \frac{1}{T}. \quad (8.5)$$

При розрахунку схеми величинами опорів R_1 і R_2 задаються з умови, щоб їх величина була менше критичної, а величину ємності розраховують або виходячи із заданої тривалості імпульсів, або з частоти проходження імпульсів. Якщо в якості логічних елементів використовуються елементи з харчуванням 5В, то у них

$$U_{\text{вих}}(1) = 4\text{В} \dots U_{\text{п}} \cong 1.4\text{В}, \Rightarrow \ln \frac{4}{1.4} \cong 1 \dots \quad (8.6)$$

Тоді в цьому випадку $t_u = \tau$.

А в несиметричному випадку:

$$t_{u1} = \tau_1,$$

$$t_{u2} = \tau_2.$$

У тих випадках, коли потрібно регулювання тривалості і частоти імпульсу, необхідно змінювати постійну часу заряду. Для цього змінюють або величину опорів або величину ємностей.

Ємності, зазвичай, перемикаються східчасто, змінюючи частотні діапазони, а опору змінюють плавно.

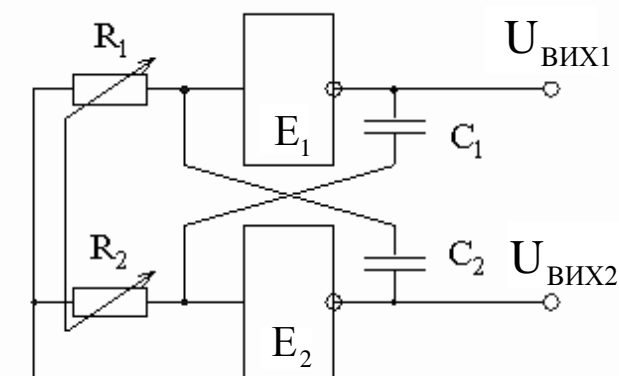


Рис. 8.7. Симетричний мультивібратор на логічних елементах

8.3.1 Регулювання частоти

Якщо попарно змінювати частоту генеруючих імпульсів, зберігаючи співвідношення між тривалістю на першому і другому виході, то опори R1 і R2 повинні змінюватися синхронно. Одночасно вони повинні або збільшуватися, або зменшуватися. При цьому зі зміною постійних часу буде зберігатися постійним їхнє ставлення. У симетричному випадку буде зберігатися однакова тривалість на першому і другому виході. У тому випадку, коли нас цікавить тільки частота і не цікавить співвідношення їх тривалості, то регулювання можна здійснювати лише за допомогою одного з елементів (першого або другого резистора).

При цьому буде змінюватися тривалість одного з імпульсів, а тривалість другого буде залишатися незмінною. Період проходження імпульсів і відповідно частота будуть змінюватися тільки за рахунок зміни тривалості одного з імпульсів.

У деяких випадках потрібно реалізувати співвідношення тільки тривалості імпульсів на першому і на другому виходах, не змінюючи частоти, зберігаючи суму тривалостей постійною.

$$T = \tau_1 + \tau_2 = R1 \cdot C2 + R2 \cdot C1 = \text{const.} \quad (8.7)$$

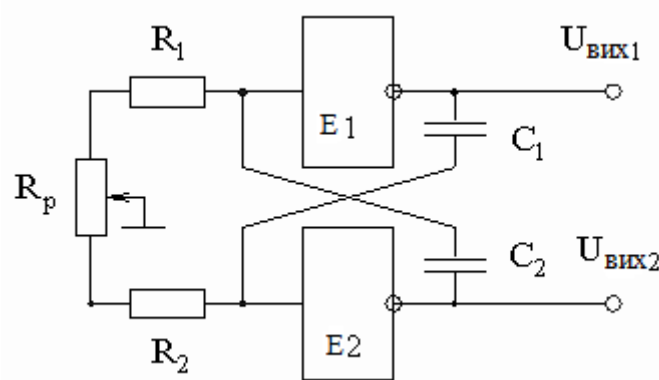


Рис. 8.8. Симетричний мультивібратор на логічних елементах

8.3.2. Регулювання тривалості

Це здійснюється шляхом додавання регульовального опору.

$$R1 = R1' + R'_p \uparrow \quad (8.8)$$

$$R2 = R2' + R''_p \downarrow \quad (8.9)$$

Така схема дозволяє регулювати співвідношення тривалості імпульсів, не змінюючи їх частоти. У середньому положенні R_p – тривалість імпульсів однакова.

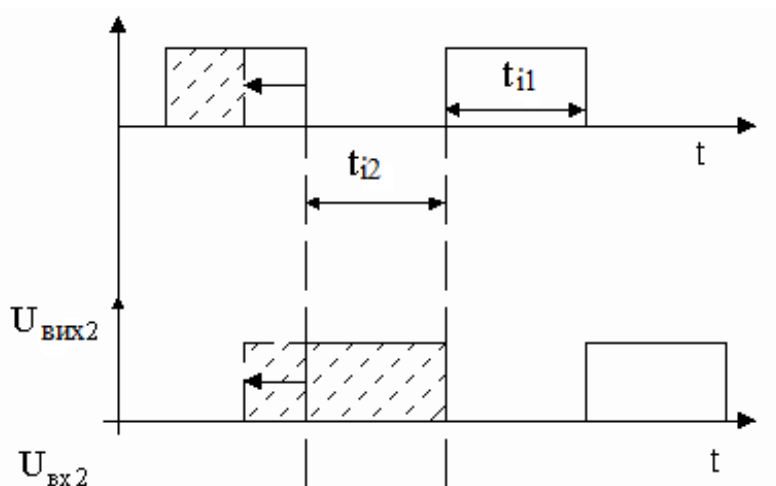


Рис. 8.9. Тимчасові діаграми симетричного мультівібратора

Під час роботи на високих частотах (100 кГц і вище) необхідна величина ємностей $C1$ і $C2$ дуже мала (10-100 пФ). У цьому випадку в якості регулювання ємностей $C1$ і $C2$ можна використовувати варикапи, ємністю яких можна управляти, подаючи на них регульовану зворотну напругу. У цьому випадку буде здійснюватися плавне регулювання величини ємності, тривалості та частоти.

8.4. Чекаючі мультівібратори, лічильники, мультиплектори, пам'ять із довільним доступом

У цьому розділі розглянемо кілька пристроїв, що широко використовуються в цифровій техніці. Іноді, наприклад, потрібно змінювати ширину логічного імпульсу. Для вирішення цього завдання використовується очікуючий мультівібратор. Відомо безліч сімейств мікросхем чекаючого мультівібратора: 74121, 74122, 74123 і т.д. Також розглянемо схеми лічильників, що використовуються в блоках відліку часу, адресних блоках та інших пристроях.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, універсальний вимірювальний прилад, резистори, конденсатори, мікросхема І-НІ (7400), два лічильника 7490, один лічильник 7493, чекаючий мультівібратор 74121,

мультиплексор 74150, мікросхеми пам'яті 7489, 74189 або 74219, два дисплея TIL311.

8.4.1. Мультивібратори

Мультивібратори поділяються на три категорії:

1) несинхронізований мультивібратор. Його схема не має стабільного стану, а переключається з одного стану в інший, що, власне, і відповідає назві «мультивібратор». Така схема широко застосовується в генераторах (див. розділ 9);

2) мультивібратор із двома стійкими станами. Прикладом такого мультивібратора служить тригер;

3) мультивібратор з одним стійким станом (одновібратор, очікуючий мультивібратор). З цього стану його можна вивести імпульсом тригера, але через певний час одновібратор повертається до свого стану. Ця властивість очікуючого мультивібратора використовується для перетворення вхідних імпульсів в імпульси коротші або довші або імпульси змінної тривалості. Одновібратор широко використовується для генерації строб-імпульсів для лічильників. Схема очікуючого мультивібратора використовується в гібридних аналогово-цифрових мікросхемах.

8.4.2. Лічильники

У попередньому розділі було розглянуто схему дільника на 4, це 2-бітний двійковий лічильник. Випускаються, зазвичай, мікросхеми 4-бітних (і більше) довічних лічильників із входами і виходами, що дозволяють утворювати каскади (8-бітові, 12-бітові і тому подібні лічильники).

4-бітові виконавчі лічильники рахують від 0 до 15, передають імпульс на наступний каскад і повертаються до 0.

Десяткові лічильники функціонують за таким же принципом, що і виконавчі, але рахують не до 15, а до 9 і передають імпульс на наступний каскад. У цьому випадку можна використовувати дисплей і відразу ж відтворити сигнал; уявлення числа в десятковому вигляді легше сприймається. Десяткові лічильники формуються з п'яти каскадів дільника на 2.

8.5. Експерименти

8.5.1. Десятковий лічильник із наскрізним переносом

На рис. 8.10 представлено схему десятичного лічильника з наскрізним переносом серії 7490. Запускається він через вхід для тактових імпульсів. Даний лічильник складається з одного каскаду дільника на 2 і трьох каскадів дільника на 5. Ці каскади можуть бути з'єднані двома різними способами. При першому способі рахунок йде послідовно від 0 до 9, при другому відбувається розподіл на 10.

Завдання 8.1

Намалюйте схему з'єднань каскадів лічильника 7490, в якій буде відбуватися розподіл на 10. Тактові імпульси заводяться від генератора прямокутних імпульсів. Зберіть цю схему і переконайтеся, що імпульс на виході має частоту 0,1 частоти тактових імпульсів. Складіть таблицю станів і часову діаграму.

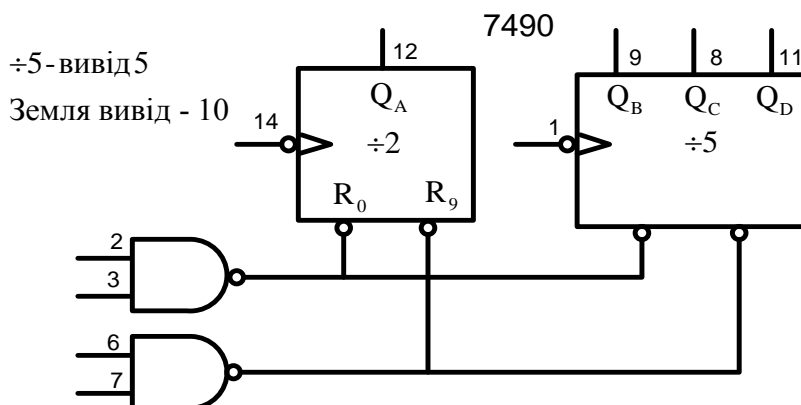


Рис. 8.10. Схема виводів десятичного лічильника серії 7490

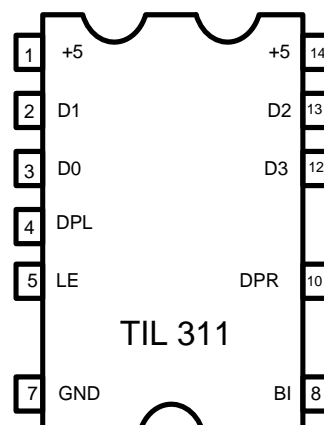


Рис. 8.11. Схема виводів шістнадцяткового дисплею TIL311

Завдання 8.2

На основі мікросхеми 7490 складіть схему десяткового лічильника тактових імпульсів.

Завдання 8.3

Виведіть результат рахунку на дисплей TIL311 (див. рис. 8.11). Виводи D0 – D3 – входи даних.

8.5.2. Дисплей TIL311

Мікросхема TIL311 – зручний і недорогий шістнадцятковий дисплей, в одному корпусі якого змонтовані власне дисплей (рідинно кристалічний), драйвер, фіксатор (засувка), який зберігає 4 вхідних біти і декодер. Схему виводів TIL311 представлено на рис. 8.11. Слід зауважити, що виводи 6, 9 і 11 відсутні. Детальний опис пристрою є на сайті Texas Instruments. Хоча схема дисплея побудована на ТТЛ, вхід його сумісний не тільки з ТТЛ, а й з рівнями КМОП логіки.

Щоб виробляти індикацію 4-бітного шістнадцятирічного числа, необхідно задіяти виводи: D0, D1, D2 і D3, при цьому старіший біт подається на вивід D3. Замикаючий вхід DI використовується для блокування дисплея, вхід фіксатора LE – для включення запам'ятовування вхідного сигналу. Для переводу входу в десятиричне число використовуються входи DPI або DPR. При цьому на вході необхідно використовувати обмежуючий струм резистора.

Завдання 8.4

Підключіть дисплей TIL311 до виходу лічильника. Подавайте через перемикач на ваш лічильник тактові імпульси і спостерігайте, як працюють лічильник і дисплей. Складіть таблицю станів і часову діаграму.

Завдання 8.5

Приберіть зі схеми резистори R_0 і R_9 і визначте, як при цьому працюють лічильник і дисплей.

Завдання 8.6

Додайте другий лічильник 7490 з дисплеєм TIL311 так, щоб можна було рахувати від 0 до 99. Подавайте на вашу нову схему прямокутні імпульси з частотою кілька герц і спостерігайте, як працює схема.

8.5.3. Очікуючий мультивібратор

Завданням даного експерименту є створення схеми, що буде генерувати імпульси тривалістю близько 500 мкс. Часова діаграма цієї схеми представлено на рис. 8.12. Лічильник буде рахувати тактові імпульси протягом тривалості імпульсу від чекаючого мультивібратора.

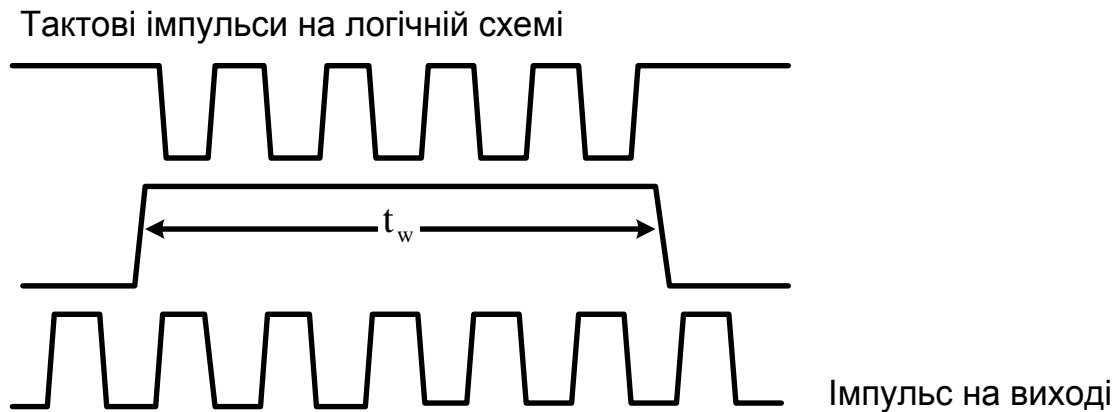


Рис. 8.12. Часова діаграма

На рис. 8.13 представлені схеми виводів чекаючих мультивібраторів 74121 і 74123. Час буде задаватися RS-ланцюгом. Щоб правильно вибрати номінали резистора і конденсатора, необхідно вивчити опис мікросхем 74121 і 74123. Загальна тривалість вихідного імпульсу визначається за формулою (8.10):

$$t_w \left\{ \begin{array}{l} \ln 2 R_{ext} C_{ext} (74121) \\ KR_{ext} C_{ext} (74LS123) \\ R_{ext} C_{ext} (74HC123) \end{array} \right. \quad (8.10)$$

Коефіцієнт K вказано в специфікації мікросхеми.

Вихідний імпульс починається під час проходження переднього фронту імпульсу на вході тригера. У ролі входу тригера можна використати один або обидва входи А або ж тільки один вхід В (див. рис. 8.13).

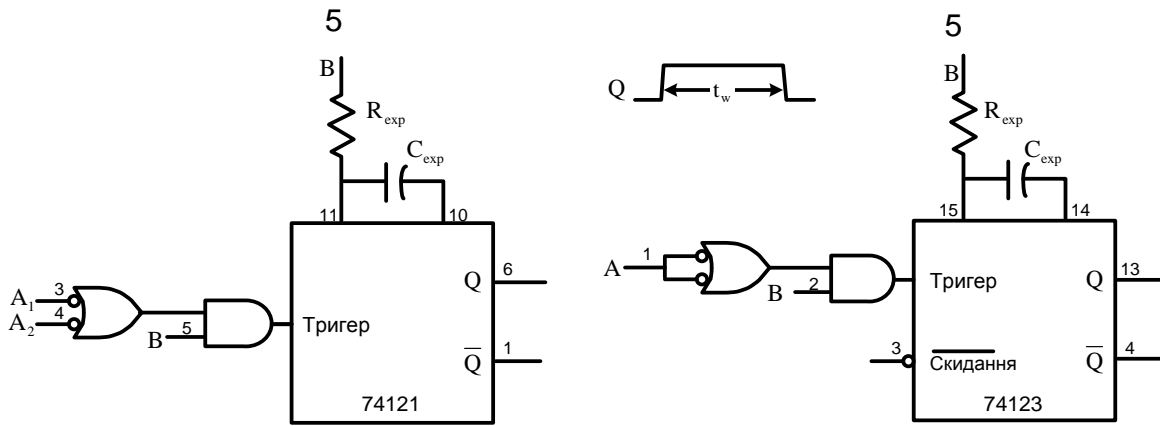


Рис. 8.13. Схема виводів чекаючого мультивібратора

Завдання 8.7

Розробіть схему, що функціонувала б відповідно до часової діаграми на рис. 8.12. Зробіть креслення цієї схеми, вказуючи номери виводів мікросхем.

Подаючи на вхід схеми тактові сигнали через перемикач, визначте залежність тривалості вихідного сигналу від кількості тактових імпульсів (частоти). Для калібрування схеми використовуйте осцилограф.

Завдання 8.8

Зберіть вашу схему на макетній платі. Використовуйте кнопку макетної плати для скидання лічильника в 0.

Завдання 8.9

Скиньте лічильник і запустіть схему. Як тривалість вихідного імпульсу залежить від числа на лічильнику? Чому? Яку частоту тактових імпульсів ви вибрали? Чому?

Завдання 8.10

Повторіть експеримент 10 разів, щоб визначити повторюваність і стабільність вихідного імпульсу. Намалюйте гістограму ваших вимірювань.

8.5.4. Тактові імпульси після логічної обробки

Коли отримують на виході логічної схеми імпульс певної тривалості, тактові імпульси необхідно подавати на логічну схему протягом цього часу. Якщо це робиться за допомогою кнопочного перемикача, то спостерігається спотворення тактових імпульсів (рис. 8.14). Природно, потужність нестандартних тактових імпульсів буде менша, ніж потужність стандартних тактових імпульсів.

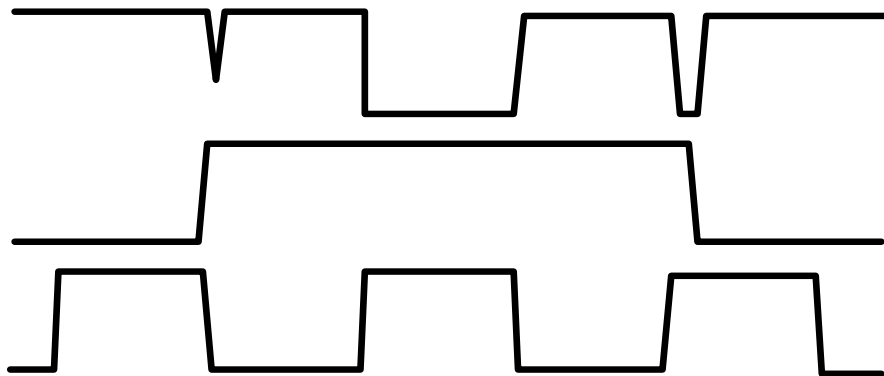


Рис. 8.14. Нестандартні тактові імпульси після логічної обробки

Так як такі імпульси управляють тригером або лічильником, необхідно знайти спосіб уникнути спотворень тактових імпульсів. Вирішенням цієї проблеми є застосування схеми синхронізації (наприклад, мікросхеми 74120) або каскаду з двох тригерів.

Завдання 8.11

Чому у вашій схемі немає проблеми спотворення тактових імпульсів, що керують тривалістю вихідного імпульсу?

Мікросхема 74123 має кілька додаткових функцій, що ми не використовуємо в даному експерименті. Наприклад, за допомогою входу «Скидання» здійснюється функція повторного запуску.

8.5.5. Мультиплексор

Мультиплексором називається пристрій, який з'єднує один з n -входів з виходом. Він здатний вибрати один з n різних вхідних сигналів, тобто в ньому є деяка логічна функція, наприклад, з'єднувати кожен із входів, який менший (або більший) еталона.

Мультиплексор можна використовувати разом із лічильником для генерації довільної послідовності імпульсів: протягом кожного тактового циклу вибирається вхідний сигнал і формується вихідний сигнал, який менший або більший відповідного вхідного сигналу. Це приклад кінцевого автомата. Кінцеві автомати широко застосовуються в системах автоматички.

Підключіть входи А-D мультиплексора 74150 до виходів лічильника. При цьому на вході «Дозвіл» необхідно встановити низький логічний рівень.

Завдання 8.12

Який відбір вхідних сигналів здійснюється: в зростаючому або спадному порядку? Що потрібно зробити, щоб це визначити? Проведіть цей експеримент і визначте порядок відбору.

Завдання 8.13

Підключіть виходи мультиплексора до логічного індикатора, запустіть лічильник і перевірте свої виводи. Складіть таблицю станів цієї функції мультиплексора 74150.

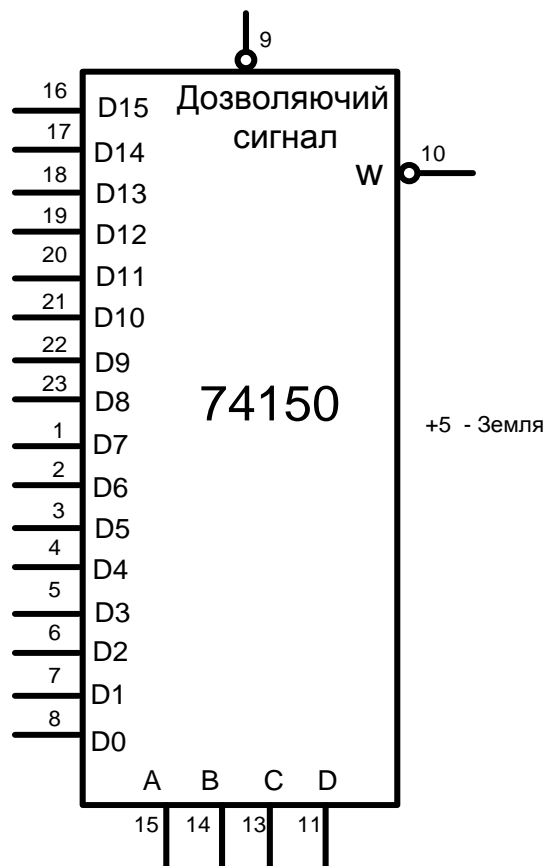


Рис. 8.15. Схема виводів мультиплексора 74150

8.5.6. Пам'ять із довільним доступом (RAM)

Мікросхема пам'яті із довільним доступом (RAM) складається з великої кількості тригерів. Кожен тригер має визначену адресу, що використовується під час записування та зчитування. Частіше всього тригери скомпоновані в багатобітні слова з визначеною адресою.

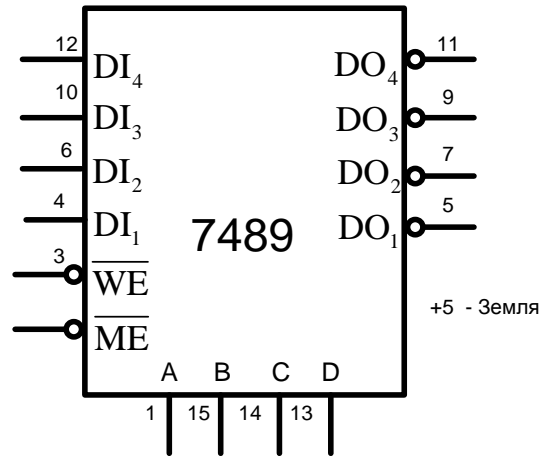


Рис. 8.16. Схема виводів мікросхеми пам'яті з довільним доступом (RAM) 7489

Наприклад, мікросхеми 7489 (див. рис. 8.16), 74189 і 74219 зберігають шістнадцяткові слова по 4 біти кожне. Входи A-D мікросхеми 7489 призначені для 4-бітної адреси слова, входи DI_1 - DI_4 – для запису даних за відповідною адресою, а виходи DO_1 - DO_4 – для читання даних за відповідною адресою.

Щоб записати 4-бітне слово в пам'ять, на вході \overline{WE} встановлюється низький логічний рівень. При цьому стан входів мікросхеми записується за відповідною адресою. Коли на вхід \overline{WE} подається високий логічний рівень, стан входів мікросхеми пам'яті не записується. Зчитування слова за певною адресою відбувається незалежно від стану на вході \overline{WE} . При зміні адреси на виході мікросхеми встановлюються дані нової адреси, тому такі мікросхеми пам'яті називаються «з довільним доступом».

Так як мікросхема RAM 7489 працює з шістнадцятковими словами, у вашій схемі необхідно замінити десятковий лічильник 7490 на 4-бітний лічильник 7493. Виводи цих лічильників сумісні.

Завдання 8.14

Подайте на вхід лічильника тактові імпульси через перемикач. Змінюйте кількість тактових імпульсів від 0 (0000) до F (1111).

Виходи з відкритим колектором

Мікросхеми пам'яті з довільним доступом (RAM) проєктовані так, щоб можна було їх легко ущільнити без додаткових компонентів. У версії TTL мікросхеми 7489 виходи реалізовані з відкритим колектором. Це означає, що

вихідні транзистори не функціонують належним чином без резистора навантаження на +5 В. Так як нам в експерименті не потрібний швидкий перебіг дій, такими резисторами будуть резистори з опором від декількох сотень Ом до 10 кОм. Більшість сучасних мікросхем пам'яті мають виходи з трьома станами.

Вивід \overline{ME} використовується, якщо виходи мікросхем пам'яті з'єднані, і дозволяє виключити всі виходи, крім ВИХОДІВ однієї мікросхеми. Для цього на \overline{ME} обраної мікросхеми повинен бути низький логічний рівень. Отже, у вашій схемі необхідно заземлити вивід \overline{ME} .

Завдання 8.15

З'єднайте виходи лічильника з адресними входами мікросхеми пам'яті, а виходи даних мікросхеми пам'яті виведіть на другий дисплей TTL311. З'єднайте виходи даних і вхід \overline{WE} на перемикач рівнів.

Завдання 8.16

За допомогою адресного лічильника, а також перемикачів рівнів на вхід \overline{WE} занесіть у вашу пам'ять кілька шістнадцяткових чисел. Переконайтеся, що записування сталося. Замалюйте вашу схему з зазначенням номерів виводів. Поясніть, як працює схема.

Завдання 8.17

Як за допомогою мультиплексора можна скоротити послідовність шістнадцяткових адрес?

РОЗДІЛ 9

АНАЛОГОВО-ЦИФРОВІ І ЦИФРО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЕННЯ

Даний розділ присвячений вивченню способів перетворення аналогової напруги або струму в цифрові значення, і навпаки, або, іншими словами, перетворення аналогової інформації в цифрову і навпаки. Нині мікросхеми аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП) і цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП) володіють високою швидкістю перетворення і надійністю; вони прості у використанні і не дорогі. Це дозволяє розвивати методи запису і обробки аудіо- та відеоінформації, автоматизацію управління багатьох технологічних процесів, комп'ютеризацію лабораторних досліджень.

Необхідна апаратура: макетна плата, осцилограф, універсальний вимірювальний прилад, дисплей TIL311, компаратор 311, операційний підсилювач 741, лічильник 74191, ЦАП 0806, АЦП 0804, одна мікросхема HI-I 7400, TTL 7432, здвоєний JK-тригер 74112, декодер 74138 і 4 здвоєні тригери затримки 7474, резистори, конденсатори.

9.1. Простий ЦАП

Як вже розглядалося вище, біля операційного підсилювача в схемі інвертуючого підсилювача неінвертуючий вхід заземлений, а інвертуючий вхід з'єднаний із виходом через резистор зворотнього зв'язку і функціонує як віртуальна «земля». Якщо через резистор R подати на інвертуючий вхід операційного підсилювача напругу V , то буде текти струм V/R . Припустимо, що на вході інвертується чотири резистора R , $2R$, $4R$ і $8R$. Відповідний струм у схемі буде знаходитися в пропорції: $8: 4: 2: 1$ (рис. 9.1, а).

У лічильнику 74191 є чотири виходи, при цьому вихід Q_3 є старшим двійковим розрядом, а вихід Q_0 – молодшим двійковим розрядом, чотири паралельних входи, вхід для дозволяючого сигналу, вхід, що визначає порядок відліку часу перетворення, вхід для синхроімпульсів, а також виходи для підключення лічильника в каскадні схеми. Якщо завести виходи лічильника на інвертуючий вхід операційного підсилювача через резистори: R , $2R$, $4R$ і $8R$ вийде 4-бітний ЦАП. Струм по резистору зворотнього зв'язку буде пропорційним числу

(цифрового сигналу) стану лічильника. Щоб отримати на виході необхідний рівень напруги, змінюється навантаження лічильника. Крім того, є можливість отримати ступеневу вихідну напругу (див. рис. 9.1, б). Форму вихідної напруги можна спостерігати на екрані осцилографа.

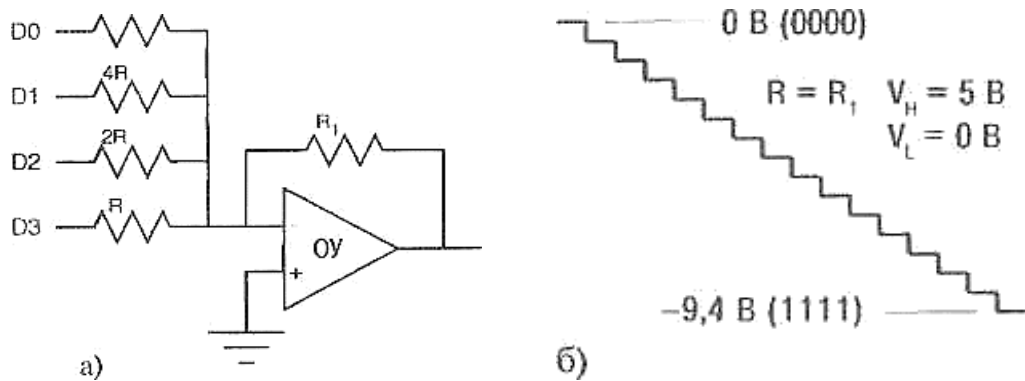


Рис. 9.1. Простий ЦАП: а – схема простого ЦАП; б – вихідний сигнал при послідовній зміні вхідного сигналу

Для демонстрації цифро-аналогового перетворення необхідно зібрати схему відповідно до рис. 9.1.

Завдання 9.1

Встановіть на макетну плату лічильник 74191 і переконайтеся, що він працює коректно. Для цього необхідно підключити виходи лічильника на дисплей ТІЛ311, під'єднати до входу лічильника через перемикач генератор синхроімпульсів і перевірити всі 16 станів лічильника. Тест необхідно провести двічі: у режимі позитивного збільшення і у режимі негативного приросту лічильника, використовуючи відповідний вхід.

Завдання 9.2

Підключіть виходи лічильника через резистори на вхід операційного підсилювача. Використовуйте наступні номінали резисторів: на виході лічильника Q_3 – $2,2\text{ кОм}$, на виході Q_2 – $4,7\text{ Ком}$, на виході Q_1 – 10 кОм , на виході Q_0 – 22 кОм , в ланцюгу зворотнього зв'язку – $3,3\text{ кОм}$. Підключіть генератор імпульсів із частотою 7 кГц на вхід лічильника, а вихід лічильника підключіть до осцилографа. Якої форми аналоговий сигнал ви спостерігаєте на екрані

осцилографа? Вихідний сигнал повинен мати ступінчасту форму (15 ступенів), кожна сходинка з однаковою висотою (рис. 9.2).

Звичайно, для того, щоб отримати точний аналоговий сигнал, необхідно використовувати прецизійні резистори. Крім того, необхідно, щоб різниця між високим і низьким рівнями вихідної напруги лічильника була маленькою. Але в нашому експерименті важливо було продемонструвати принцип цифро-аналогового перетворення, через це не будемо турбуватися за підвищення якості вихідного сигналу нашого ЦАП.

Завдання 9.3

Яка максимальну напругу ви отримали на виході ЦАП (при стані лічильника 1111)?

Завдання 9.4

Ваші сходинки підвищуються чи знижуються? Чому? Що зміниться, якщо ви поміняєте напрям сходинок (застосуйте інший режим збільшення лічильника)?

Завдання 9.5

Яка напруга на виході ЦАП відповідає кожному з наступних станів лічильника: 4, 5, 6, 7 і 8? Виміряйте вихідний опір кожного з чотирьох виходів лічильника. Виміряйте високий і низький рівні напруг кожного з чотирьох виходів лічильника. Поясніть, чому вихідна напруга ЦАП має те чи інше значення при кожному стані лічильника.

Завдання 9.6

Накресліть повну принципову схему даного ЦАП із зазначенням номерів виводів мікросхем. Поясніть, як працює ця схема.

Незважаючи на те, що сучасна електроніка є в основному цифрова, аналогова електроніка і досі широко використовується. Світ, який нас оточує, весь аналоговий. Тому на практиці постійно виникає необхідність перетворення аналогових сигналів у цифрову форму. Також постійно потрібно перетворювати цифрову інформацію (музика, відео та ін.) в аналогову форму.

9.2. Простий АЦП

Щоб виміряти аналоговий сигнал, найчастіше застосовують аналогово-цифрове перетворення. Існує багато способів такого перетворення. Однак, як

відомо, розподіл здійснюється повільніше і важче, ніж множення, так само як і витяг квадратного кореня в порівнянні зі зведенням у квадрат. Тому аналогово-цифрове перетворення відбувається повільніше і важче, ніж цифроаналогове.

Зазвичай АЦП будується на основі лічильника і компаратора. Лічильник запускається з нуля і на виході схеми формується число, пропорційне аналоговому сигналу. Компаратор порівнює аналоговий сигнал на вході ЦАП з вихідним сигналом ЦАП. Лічильник зупиняється, коли вони збігаються. На лічильнику фіксується цифрове значення вхідного сигналу. Схема як би відстежує зміни вхідної напруги.

Аналоговий вхідний сигнал в експериментах буде зніматися з потенціометра. Для цього один його кінець потрібно заземлити, а інший з'єднати з 15 В. Змінний контакт буде управляти величиною аналогового сигналу (від 0 до ~ 15 В). Для стабілізації роботи схеми АЦП аналоговий сигнал подається на неінвертуючий вхід компаратора через резистор 10 кОм, а вихідний сигнал компаратора подається на неінвертуючий вхід компаратора через резистор 1 МОм (рис. 9.2).

Завдання 9.7

Зберіть схему відповідно до рис. 9.2. Запустіть лічильник, змінюйте величину вхідної аналогової напруги і спостерігайте за перебуванням лічильника на дисплеї TIL311. Зафіксуйте свої спостереження.

Завдання 9.8

Який сигнал подається на інвертуючий вхід компаратора, а який на неінвертуючий? Вихідний сигнал збігається з очікуваним значенням? Якщо ні, то, можливо, ви під'єднали компаратор задом наперед?

Завдання 9.9

Запишіть значення вихідного сигналу для декількох вхідних напруг.

Завдання 9.10

Чому вихідний сигнал завжди нестабільний? Як це впливає на точність вимірювання напруги?

Слід зауважити, що такий тип АЦП повільно «відстежує» більші зміни вхідної напруги, але дуже добре працює за невеликих змін вхідної напруги.

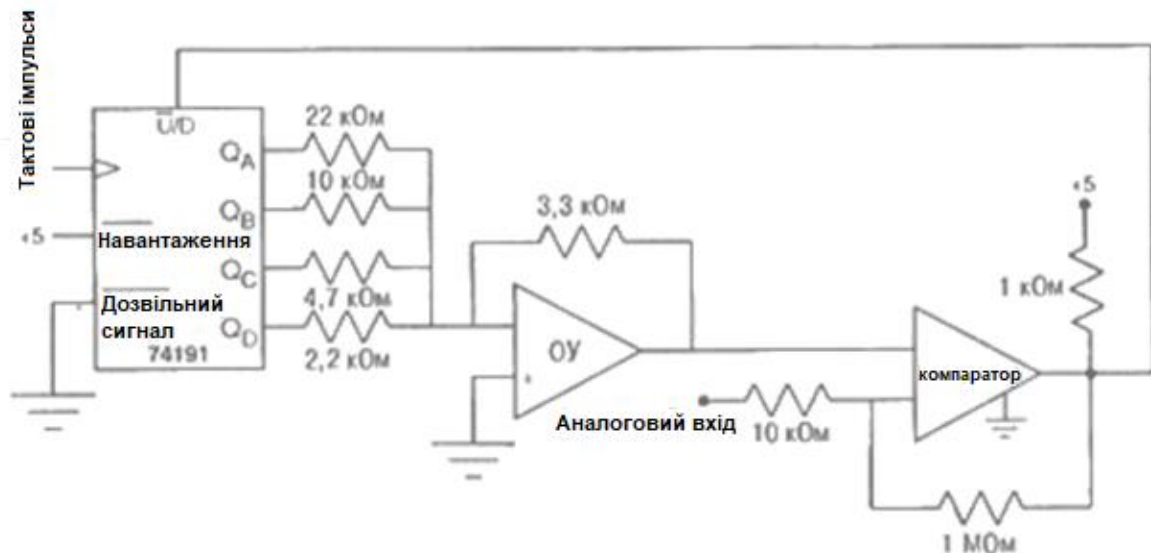


Рис. 9.2. Простий АЦП

9.3 Мікросхеми АЦП і ЦАП серії 080x

9.3.1. АЦП послідовного наближення

Описана вище схема, як уже згадувалося, добре працює за умови повільної зміни аналогового сигналу. Більш швидкісним алгоритмом «стеження» аналогового сигналу, який використовується в більшості мікросхем АЦП, є метод послідовного наближення або логарифмічний метод, за якого відбувається послідовний поділ діапазону напруги на 2. Наприклад, якщо ви шукаєте слово в словнику з n слів, то спочатку шукаєте його в одній половині – $n/2$. Якщо слова там немає, то шукаєте його в $3n/4$ частини словника, наступна спроба здійснюється в $n/4$ частини. Подальші можливі кроки: діапазони $n/8$, $3n/8$, $5n/8$ або $7n/8$ і т.д. Необхідне слово ви знайдете за $\log_2 n$ кроків.

При такому методі аналогово-цифрового перетворення (послідовного наближення або логарифмування) на виході АЦП можливо отримати 2^n значень, де n – кількість біт на виході.

9.3.2. ADC080x

Мікросхеми АЦП серії 080x є 8-бітними АЦП послідовного наближення. Входи і виходи мікросхем сумісні як з ТТЛ, так і з КМОП логікою. Крім того, передбачена можливість функціонування виходів АЦП у режимі трьох станів.

Мікросхеми цієї серії широко застосовуються в комп'ютерних і логічних системах в якості перетворювачів або інтерфейсів.

Алгоритм послідовного наближення в цих мікросхемах заснований на 64-тактному циклі перетворення. Кілька додаткових тактів необхідні для запуску перетворення і фіксування отриманого результату після перетворення на виході. Можна подавати зовнішні тактові імпульси і використовувати внутрішній тактовий генератор. Використовувані внутрішні тактові генератори мають на вході тригер Шмітта, при цьому зовнішні резистор і конденсатор визначають період тактових імпульсів (див. рис. 9.3).

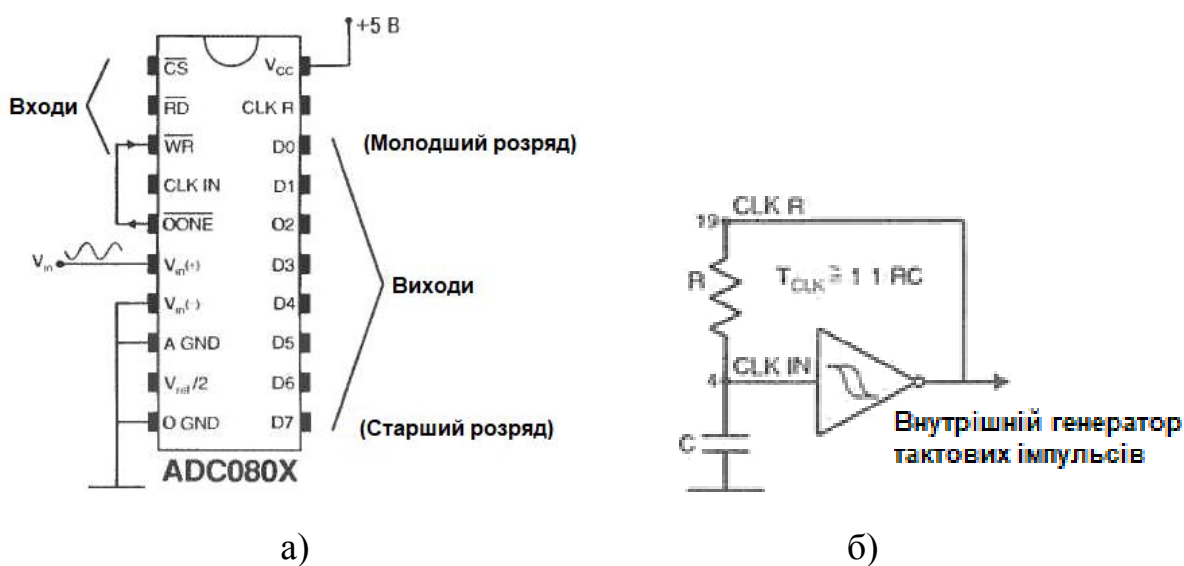


Рис. 9.3. Мікросхема АЦП серії 080х: а – схема виводів; б – схема приєднання резистора і конденсатора до внутрішнього генератора тактових імпульсів мікросхеми

Слід зауважити, що значком «х» позначається існуюча версія мікросхеми, наприклад, ADC0804.

Всі сигнали управління входом і виходом повинні бути низькорівневі. Перетворення запускається через вивід мікросхеми \overline{RD} . Вивід \overline{CS} використовується в мікропроцесорних схемах – він повинен бути заземлений, при цьому запуск АЦП здійснюється через вивід \overline{WR} . Фіксування результату перетворення виробляється на шині виведення після приходу відповідного імпульсу на вивід \overline{DONE} (вивід 5). Замикання виведення \overline{DONE} на вивід \overline{WR} (як показано на рис. 9.3, а) використовується в режимі без зовнішньої синхронізації,

за якого завершення одного перетворення запускає наступне перетворення. У багатьох схемах заземлення аналогової і цифрової частини АЦП проводиться з незалежних ланцюгів через відповідні виводи: A GND і D GND. Це дозволяє знизити вплив аналогових шумів на цифровий результат. У наших експериментах ми проігноруємо цей аспект і заземлення виводів 8 і 10 здійснюватимемо на загальну «землю».

Діапазон вхідної напруги визначається опорною напругою.

Завдання 9.11

З'єднайте виводи мікросхеми ADC080x відповідно до схеми на рис. 13.3, а. Виводи: 1, 2, 7, 8 і 10 заземліть. Вивід 4 заземліть через конденсатор 50 нФ. Резистор 10 кОм з'єднує виводи 4 і 19. Виводи 3 і 5 з'єднуються разом і підключаються до перемикача. Потенціометр 1 кОм з'єднується з +5 В і з виводом 6. Виводи 11-18 заводяться на рідкокристалічний цифровий індикатор. Вивід 20 під'єднується до джерела живлення +5 В. Вивід 9 залишається незадіяним.

Завдання 9.12

Подайте на вхід напругу і зафіксуйте показання на виході мікросхеми. Яка напруга на вході відповідає двійковому числу на виході мікросхеми 00000001? Яка напруга на вході відповідатиме двійковому числу на виході мікросхеми 11111110? Виміряйте кілька інших вхідних напруг і накресліть діаграму залежності вихода від входу. Отриманий графік лінійний? Який діапазон вхідної напруги? Як сприймає АЦП нижню межу діапазону? Яка точність вимірювання вхідної напруги у даного АЦП?

Завдання 9.13

Визначте за допомогою осцилографа швидкість перетворення даного АЦП. Для цього необхідно використовувати вивід 5-ї мікросхеми. Порівняйте його з паспортними даними даної мікросхеми. Яка швидкість вибірки? Чи залежить час перетворення від величини вхідної напруги? Необхідно враховувати номінали зовнішнього RS-ланцюга. Чи відповідає швидкість вибірки розрахунковій? Якщо ні, то чому?

Завдання 9.14

Зафіксуйте форму сигналів на виводах 4 і 19, опишіть їх і поясніть. Поміняйте конденсатор 50 нФ на конденсатор 100 нФ. Що буде з сигналами? Як зміниться їх форма? Що станеться, якщо зовсім видалити конденсатор? Визначте величину паразитної ємності. Підключіть знову конденсатор 50 нФ.

Завдання 9.15

Накресліть повну схему зібраного вами АЦП із зазначенням номерів виводів. Поясніть, як схема функціонує. Прокоментуйте ваші спостереження і вимірювання.

9.3.3. DAC080x

Мікросхеми ЦАП серії 080x найбільш широко застосовуються. Найдешевшими є DAC0806 – 8-бітові з точністю 6 біт. Мікросхеми DAC0807 і DAC0808 мають точність 7 і 8 біт відповідно.

Найпростіша схема ЦАП, яку ми розглянули раніше, розпізнає 16 різних рівнів напруги (у неї 4-бітний вихід). ЦАП DAC0806 розпізнає 64 рівня напруги. Якщо необхідно більш точне вимірювання, використовуються мікросхеми DAC0807, DAC0808 або мікросхеми інших серій.

Струм на виході мікросхем ЦАП серії 080x, пропорційний числу на вході перетворювача. У деяких мікросхемах інших серій, наприклад, NE5018, є операційний підсилювач, який перетворює струм на виході ЦАП в напругу, пропорційну числу на вході. Для цих цілей можна використовувати зовнішній операційний підсилювач, як показано на рис. 9.4.

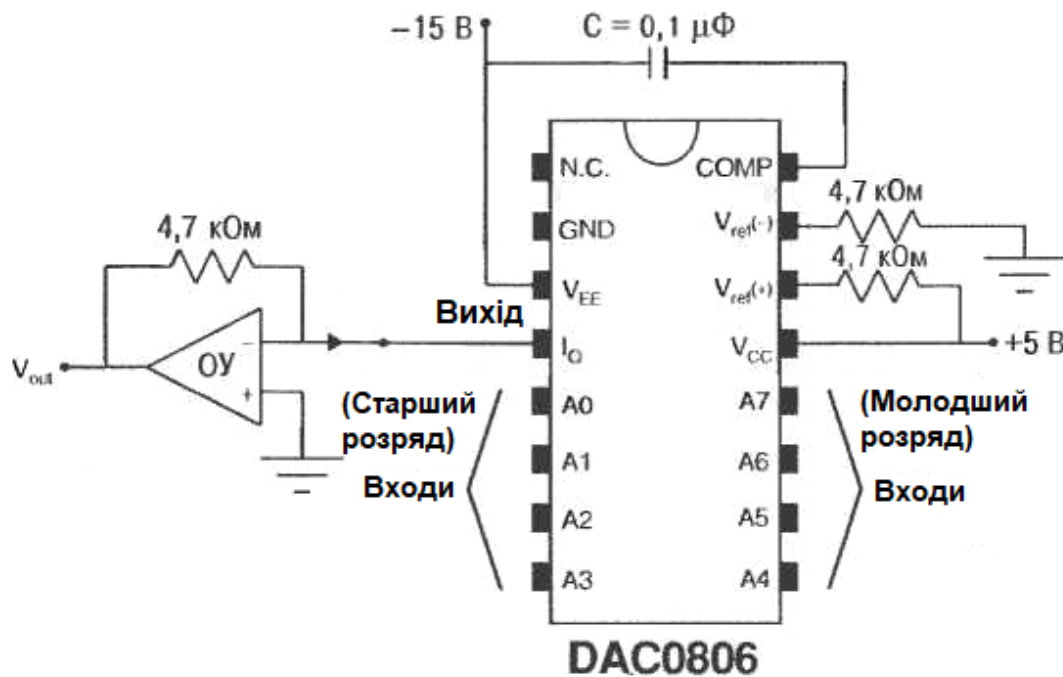


Рис. 9.4. Схема виводів ЦАП DAC0806 з операційним підсилювачем, під'єднаним до виходу мікросхеми

Відмінність найкращого ЦАП серії 080x – DAC0808 і найбільш економічного – DAC0806 полягає в тому, що і в тій і в іншій мікросхемі є вісім резисторів із номіналами: R, 2R, 4R, 8R, 16R, 32R, 64R і 128R, проте допуски у них різні. Тому DAC0808 не може розпізнавати 256 рівнів напруги, а тільки 64.

У мікросхемах ЦАП серії 080x є буферний каскад на вході для стандартизації рівнів напруги, що дозволяє уникнути неточності через нестабільність рівнів логічно] напруги.

Завдання 9.16

Зберіть схему, відповідно до рис. 13.4. Дана схема розрахована на діапазон вихідної напруги від 0 до +5. Підключіть виходи АЦП на входи ЦАП.

Завдання 9.17

Яка вихідна напруга відповідає цифровому входу ЦАП 00000001? Яка вихідна напруга відповідає цифровому входу ЦАП 11111110? Зробіть ще кілька вимірів і накресліть діаграму залежності вихідної напруги від числового значення на вході. Прокоментуйте ваші результати.

Завдання 9.18

Визначте точність перетворення даної схеми. Чи відповідає вона паспортним даним мікросхеми?

Завдання 9.19

Накресліть повну схему зібраного вами ЦАП із зазначенням номерів виводів. Поясніть, як схема функціонує. Прокоментуйте ваші спостереження і вимірювання.

9.4. Вимірювання змінного струму

Змінний струм на вхід АЦП можна подавати від функціонального генератора. Однак цей змінний струм симетричний щодо «землі», отже, на вхід АЦП змінний струм буде надходити протягом напівперіоду. Тому необхідно змістити його, як показано на рис. 9.5.

Завдання 9.20

Поясніть, як відбувається зміщення змінного сигналу щодо «землі». Поясніть вибір номіналів компонентів схеми. Придумайте інший спосіб усунення змінного сигналу щодо «землі».

Завдання 9.21

Подайте на вхід АЦП синусоїду з амплітудою 2 В і симетричну відносно +2,5 В. Встановіть частоту коливань приблизно 0,5 Гц і спробуйте виміряти амплітуду за допомогою рідкокристалічного індикатора. Ви можете «заморозити» вихід АЦП за допомогою кнопки, приєднаної до вивода 3. Поясніть, як працює ця функція перетворювача.

Завдання 9.22

Порівняйте форми вхідного і вихідного сигналів. Як вони узгоджуються? Прокоментуйте ваші спостереження.

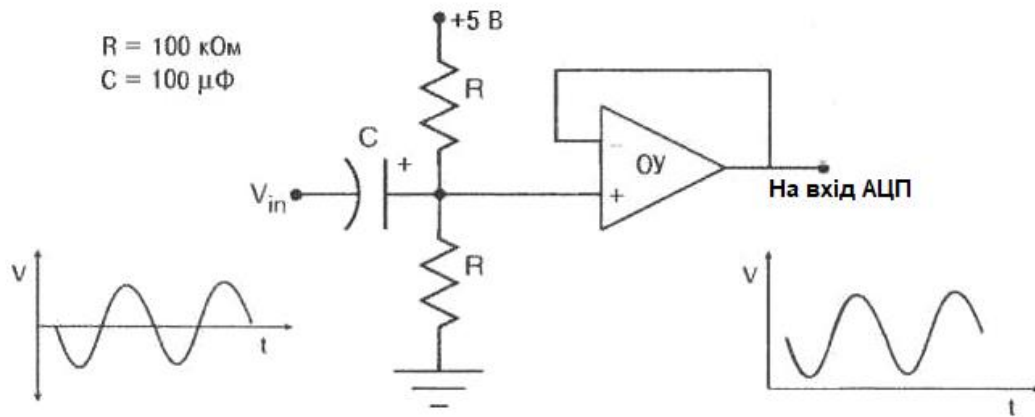


Рис. 9.5. Спосіб зміщення змінного сигналу

Завдання 9.23

Збільшуйте частоту вхідного сигналу, при цьому амплітуда не повинна змінюватися. Що стане з вихідним сигналом, коли частота вхідної синусоїди перевищить частоту вибірки? Що стане з вихідним сигналом, коли частота вхідної синусоїди перевищить частоту вибірки? Опішіть форми вхідного і вихідного сигналів на різних частотах і прокоментуйте ваші спостереження. Поясніть залежність вихідного сигналу від частоти вибірки.

Завдання 9.24

Повторіть експеримент, замінивши синусоїду на пілкоподібний сигнал, а також на прямокутні імпульси.

Як вже згадувалося вище, аналогово-цифрові й цифро-аналогові перетворення є за алгоритмом наближеними. Більш висока точність виготовлення мікросхеми та більш висока швидкість вибірки покращують якість перетворення, але збільшують вартість і габарити пристроїв. Наприклад під час запису звуку телевізійних фільмів зазвичай використовують 8-бітну точність і швидкість вибірки 10 кГц. При цьому обсяги необхідної пам'яті становлять 2,4 Мбіт. Якщо збільшити точність перетворення до 16 біт і швидкість вибірки до 100 кГц, то обсяги пам'яті збільшаться в 20 разів.

9.5. Додаткові експерименти

Якщо до зібраних вами схем АЦП і ЦАП додати аудіовхід, пам'ять і аудіовихід, то вийде система цифрового запису і обробки звуку. При цьому і на вході, і на виході можна використовувати динаміки з відповідними буферними

схемами на основі операційних підсилювачів. Для мікросхеми пам'яті 32x8 CY2256 потрібно 15-бітний лічильник адреси. Його можна взяти з серії 7493 або 74191. Змінюючи швидкість тактових імпульсів, можна контролювати точність звуковідтворення. Спробуйте записати звуковий фрагмент, потім відтворіть його на різних швидкостях. Якщо в схему додати елементи з нелінійним коефіцієнтом посилення (наприклад, логарифмічний підсилювач), то отримаєте можливість обробки звуку (наприклад, ефект реверберації).

Для відтворення звуку з високою точністю дуже важливо, щоб вхідна напруга було постійною протягом всього часу перетворення. Це досягається застосуванням пристрою вибірки і зберігання (SHA) (УВХ), що робить вибірку вхідної напруги і утримує його, доки перетворення повністю не завершиться. Прикладом такого підсилювача служить мікросхема LF398 компанії National Semiconductor. Вивід 1 цієї мікросхеми з'єднується на джерело живлення + 15 В, а вивід 4 – на –15 В. Аналоговий вхід подається на вивід 3, а логічний – на вивід 8. Вихідний сигнал знімається з виведення 5. Заземлення мікросхеми відбувається через вивід 7. Внутрішній конденсатор 1000 нФ розташований між виводом 6 і «землею». Він утримує поточне значення вхідної напруги під час всього процесу аналогово-цифрового перетворення.

Завдання 9.25

Якщо ви будете використовувати УВХ, яка додаткова логічна схема потрібна? Як ви думаєте, застосування УВХ вплине на точність перетворення? Поясніть, чому?

Схема АЦП послідовного наближення, що складається з окремих компонентів.

Щоб детально вивчити функціонування 8-бітного АЦП послідовного наближення, зберемо схему на основі ТТЛ (або КМОП), ЦАП і компаратора.

Повна схема 8-бітного АЦП послідовного наближення наведена на рис. 9.6. 8-бітний результат перетворення формується на чотирьох здвоєних мультівібраторах серії 74. Кожен біт має значення: «0» або «1». До початку перетворення кожен біт обнуляється. Коли вихід ЦАП менше аналогового входу,

біт встановлюється в «1», а якщо вихід ЦАП перевищує аналоговий вхід, то біт набирає значення «0». Таким чином відбувається весь 16-тактний цикл.

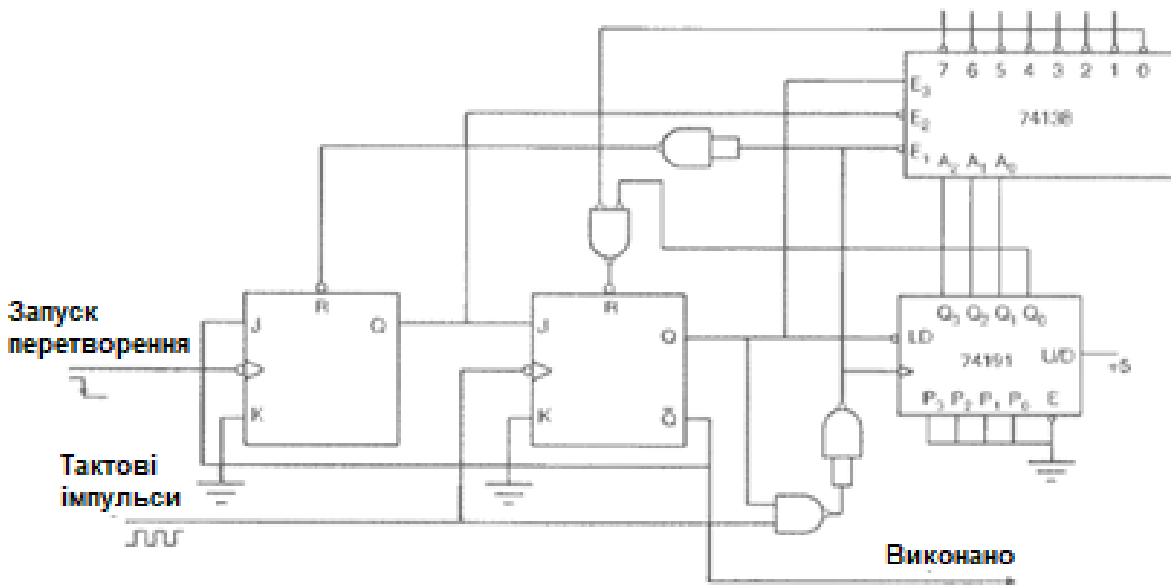


Рис. 9.6. Схема логічної частини 8-бітного АЦП послідовного наближення

Логічна частина схеми

Щоб краще зрозуміти принцип роботи АЦП послідовного наближення, спочатку необхідно роздивитися послідовність операцій у часі і накреслити часову діаграму логічної частини схеми АЦП, що представлена на рис. 9.6, а на схемі рис. 9.7 зображена в лівому нижньому кутку.

Завдання 9.26

Як ви думаєте, який стан лічильника до початку перетворення?

Завдання 9.27

Який стан лічильника буде після завершення перетворення?

Завдання 9.28

Які функції виконує кожен декодер? Зверніть увагу, що кожен із них виконує різні функції.

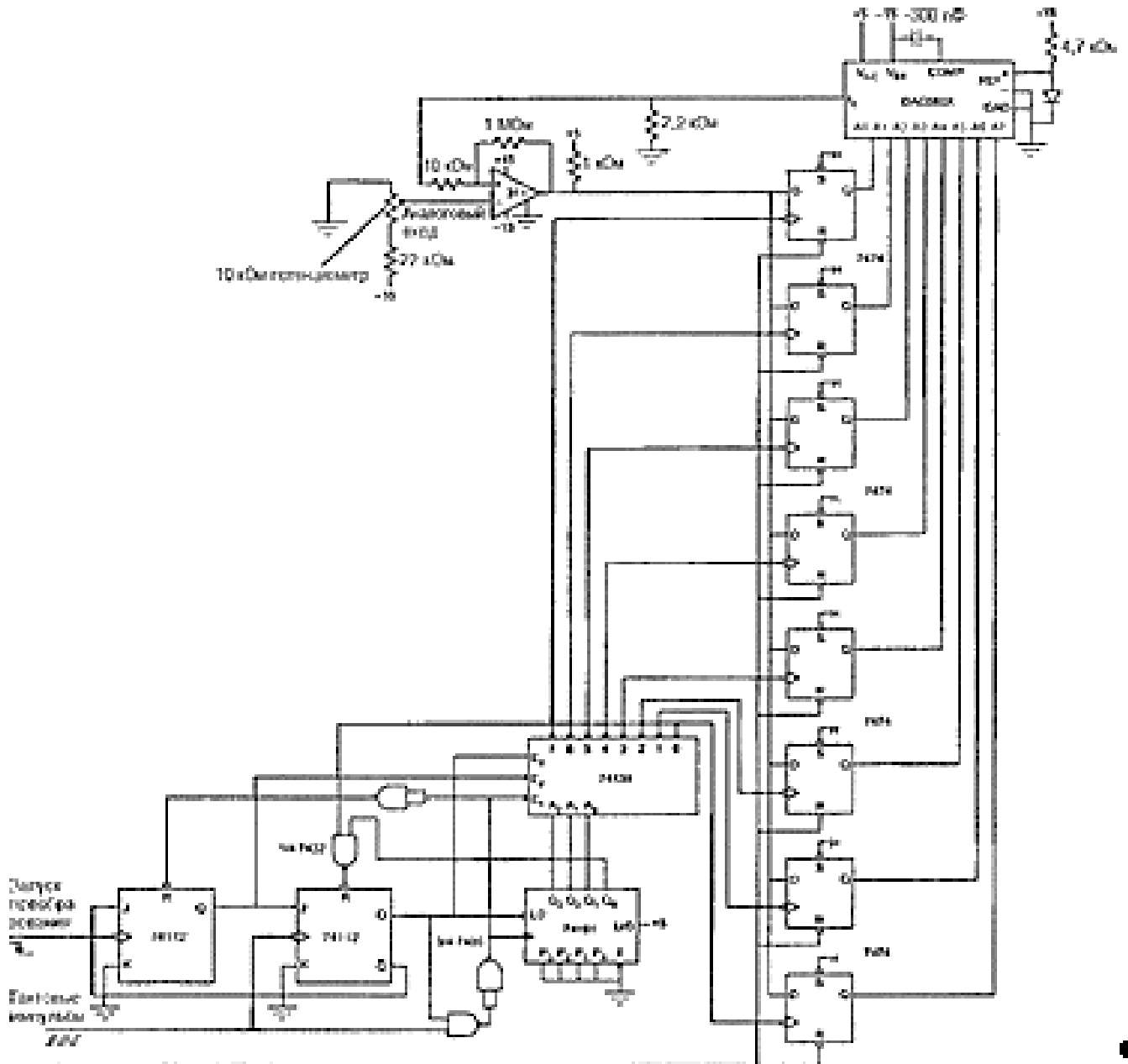


Рис. 9.7. Схема 8-бітного АЦП послідовного наближення

Завдання 9.29

Що буде відбуватися, якщо почати нове перетворення?

Завдання 9.30

Чому для мультівібратора важливо тактування негативним фронтом?

Завдання 9.31

Чи може тактовий імпульс викликати збій лічильника серії 191 (йдеться про ширину стандартного тактового імпульсу)? Чому? Якщо ні, то чому? Зберіть схему відповідно до рис. 9.6. Тактові прямокутні імпульси заводяться від

функціонального генератора, а запуск перетворень здійснюється через кнопку. Усю послідовність операцій у часі відстежуйте за допомогою осцилографа.

Завдання 9.32

Чи відповідає реальна часова діаграма накресленій вами раніше?

9.6. Схема 8-бітного АЦП послідовного наближення

До зібраної вже схеми додайте інші компоненти відповідно до рис. 9.7. Перезапуск перетворення здійснюється ще однією кнопкою. Крім того, використовуйте рідкокристалічний цифровий індикатор для фіксування стану кожного біта лічильника.

Завдання 9.33

Виміряйте вхідну напругу цифровим вольтметром і зафіксуйте відповідне значення на виході вашого АЦП. Повторіть вимірювання кількох різних значень вхідної напруги. Побудуйте графік ваших результатів. Як ви оцінюєте якість перетворень зібраної схеми? Чи є побудований вами графік лінійним? Що ви спостерігаєте на виході зібраної схеми при вхідній напрузі, що дорівнює нулю? Є зміщення у вашого графіка? Яка повна шкала напруги вашого АЦП?

Завдання 9.34

Спробуйте збільшити частоту тактових імпульсів. На якій частоті ваша схема перестане працювати? Що ви можете сказати про граничну швидкість перетворення вашої схеми? Проілюструйте вашу відповідь відповідною часовою діаграмою.

Завдання 9.35

При включенні живлення ваша схема працює коректно? Чому? Якщо ні, то чому?

9.7. Спрощена версія керуючої логіки

Можна застосувати спрощену версію керуючої логіки, у якій замість лічильника/декодера в схемі ставляться паралельні резистори. При цьому кожен резистор приєднується і до тактового генератора, і до виводу \overline{SET} мультівібратора. Таким чином, мультівібратор спочатку запускається, а потім перезавантажується фронтом тактового імпульсу, якщо аналоговий вихід буде достатньої величини. Робота такого спрощеного наближення залежить від

внутрішньої синхронізації мультивібратора – тактовий імпульс і сигнал \overline{SET} повинні змінюватися одночасно, інакше мультивібратор заблокується. Для такої схеми синхронізації роботи застосовується діодна затримка, що складається з послідовно з'єднаних діодів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Bird J. O. Electrical Circuit Theory & Technology. –: Butterworth-Heinemann, 1997.
2. Boylestad R. L. Introductory Circuit Analysis. 9th ed. — : Prentice Hall, 1999.
3. Floyd T. L. Electric Circuits Fundamentals. 5th ed. –: Prentice Hall, 2001.
4. Floyd T. L. Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications. 5th ed. – : Prentice Hall, 2000.
5. Floyd T. L. Electronic Devices. 5th ed. – : Prentice Hall, 1998.
6. Grob B. Basic Electronics. 8th ed. – : McGraw-Hill, 1996.
7. Muncaster R. A-Level.
8. I Physics. – : Stanley Thornes Ltd., 1997.
9. Nelkon M., Parker P. Advanced Level Physics. – : Heinemann, 1995.
10. Tse Chi Kong. Linear Circuit Analysis. – : Addison-Wesley, 1998.
11. Chen C. T. Linear System Theory and Design. 3rd ed. – : Oxford Univ. Press, 1998.
12. Dorf R. C. The Electrical Engineering Handbook. –: CRC Press, 1999
13. Kennedy G., Davis B. Electric Communication Systems. – : McGraw-Hill, 1992.
14. Zverev A. I. Handbook of Filter Synthesis. – : John Wiley & Sons, 1967.
15. Каганюк О.К., Поліщук М.М. Комп'ютерна схемотехніка: Навчальний посібник. – Луцьк: РРВ Луцького НТУ, 2016. – 236 с.
16. Матвієнко М. П., Розен В. П. М 33 Комп'ютерна схемотехніка. Навчальний посібник. – К.: Видавництво Ліра-К, 2016. – 192 с.
17. Цифрова схемотехніка. Навчальний посібник./ М.Г. Лорія, П.Й. Єлісєєв, О.Б. Целіщев. – Северодонецьк: Вид-во Східноукр. нац. ун-ту імені Володимира Даля, 2016. – 280 с.
18. Новацький А. О. Імпульсна та цифрова електроніка : навч. посіб. / А. О. Новацький. – Київ : НТУУ «КПІ», 2014.
19. Комп'ютерна електроніка [Електронний ресурс] : підручник для студ. спеціальності 126 Інформаційні системи та технології, спеціалізації «Інтегровані інформаційні системи» / А.О. Новацький ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. –

Електронні текстові дані (1 файл: 80.9 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 468 с.

20. Д. Каплан, К. Уайт Практические основы аналоговых и цифровых схем.– М.: Техносфера , 2006. – 175 с.

21. К.Бойт Цифровая электроника. – М.: Техносфера. , 2007. – 471 с.

22. Боровский В.П. и др. Справочник по схемотехнике. – К.: Техника, 1987. – 432 с.

23. М. Джонс. Электроника: - практический курс. М. Техносфера, 2006. – 510 с.

24. Корис Р. , Шмидт Х. – Вальтер. Справочник инженера-схемотехника. – М.: Техносфера, 2006. – 608 с.

Каганюк Олексій Казимирович,
Поліщук Микола Миколайович,
Здолбіцька Ніна Василівна,
Бортник Катерина Яківна

Наукове видання
КОМП'ЮТЕРНА ЕЛЕКТРОНІКА

Навчальний посібник

Комп'ютерне верстання: М.М. Поліщук, О.К. Каганюк
Дизайн обкладинки: К.А. Свиридюк

Підписано до друку 18.12.2020 р.
Формат 60×84/16. Папір офсетний.
Умовн. друк. арк. 14,0. Обл. вид. арк. 13,5
Тираж 300 пр.

Друк – ІВВ Луцького НТУ
43018, Луцьк, вул. Львівська, 75
Свідоцтво Держкомтелерадіо України ДК № 4123 від 28.07.2011 р.

К63 Каганюк О.К., Поліщук М.М., Здолбіцька Н.В., Бортник К.Я.

Комп'ютерна електроніка [Текст] : навчальний посібник для здобувачів першого (бакалаврського) рівня освітньо-професійної програми «Комп'ютерна інженерія» галузь знань 12 Інформаційні технології спеціальності 123 Комп'ютерна інженерія денної та заочної форм навчання . Луцьк : Луцький НТУ, 2020. 224 с.

ISBN 978-617-672-236-6

У даному навчальному посібнику представлені матеріали що до вивчення таких розділів, як елементна база з створення блоків електроніки, підсилювачів на біполярних та польових транзисторах, операційних підсилювачів, компараторів, для обмеження сигналу сбілітронами та стабісторами для блоків живлення системних блоків комп'ютерів. Розраховано на студентів інженерно-технічних спеціальностей вищих навчальних закладів.

УДК 004.31 (075.8)