



Кафедра «Автоматизації та комп'ютерних систем»

Надточий В.В.

Лабораторні роботи

з дисципліни:

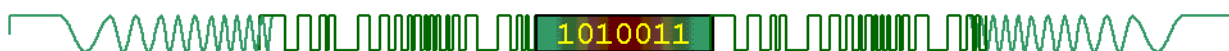
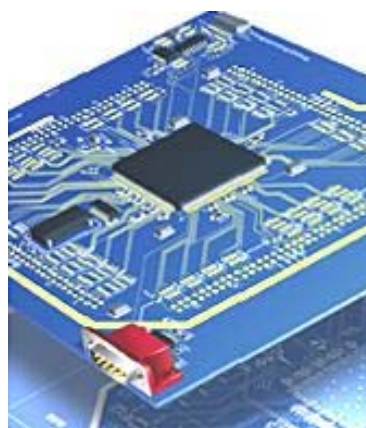
СХЕМОТЕХНІКА

для студентів напряму підготовки:

8.05.02.01 «Системна інженерія»

для спеціальності:

СМ–7.091501 «Комп'ютерні системи та мережі»



Дніпропетровськ 2008

УДК 681.335.5 (075)

Рецензент:

НГУ, доц. С.М. Проценко

Цикл лабораторних робіт з дисципліни: «схемотехніка» для студентів спеціальності 8.091501 «Комп'ютерні системи та мережі» (СМ) / Уклад.: В.В. Надточий – Д.: Національний гірничий університет, 2008, – ____ с.

Укладач:

В.В. Надточий, ст. викл.

Відповідальний за випуск завідувач кафедри автоматизації та комп'ютерних систем НГУ В.В. Ткачов, д-р техн. наук, проф.

Цикл лабораторних робіт з дисципліни «схемотехніка» призначається для самостійного вивчення та практичного закріплення матеріалу з типових схемо-технічних рішень електроніки. Студенти розглядають широке коло питань, пов'язаних з розрахунком, проектуванням, дослідженням і застосуванням елементів і вузлів, які в подальшому є основою для побудови складних аналогових і цифрових пристроїв приладобудування, систем обробки інформації, керування та безпеки. Також розглянуті питання з дискретної елементарної бази для електронних пристроїв.

Виконання студентами лабораторних робіт є важливим засобом більше глибокого засвоєння й вивчення навчального матеріалу, а також придбання практичних навичок по експериментально - практичному дослідженню і обігу приладів з електричними та електронними компонентами. У лабораторних роботах розглянуті питання по створенню функціональних вузлів з використанням як стандартних компонентів, так і особистих. Ці питання, стосуються в основному з проектування і застосування найпоширеніших типових вузлів і пристроїв.

Матеріали, які наведені в циклі лабораторних робіт є основою для вивчення дисципліни «комп'ютерна електроніка» і можуть бути вільно використані студентами при виконанні курсових та дипломних проектів.

Матеріал лабораторних робіт призначено перш за все для студентів спеціальності 8.091501 «Комп'ютерні системи та мережі» (СМ).

© Україна, Дніпропетровськ, НГУ, 2008

ЗМІСТ

ВСТУП	4
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1. Прості резистивні ланцюги (одне заняття)	7
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2. Складні резистивні ланцюги (одне заняття)	44
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3. Прості ланцюги змінного синусоїдального струму (одне заняття)	49
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4. Фільтри електричних сигналів (два заняття)	78
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5. Випрямлячі напруги (два заняття)	89
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6. Параметричний стабілізатор напруги (два заняття)	101
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 7. Параметричний стабілізатор напруги підвищеного потужності (два заняття)	115
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 8. Підсилювач напруги змінних сигналів (три заняття)	125
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 9. Диференціальний підсилювач електричних сигналів (три заняття)	169
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 10. Операційні підсилювачі електричних сигналів (два заняття)	173
РЕКОМЕНДУЄМА ПО ДИСЦИПЛІНІ ЛІТЕРАТУРА	192

ВСТУП



*При вивченні наук,
прикладів не менш
повчальні чим правила.*

І. Ньютон

Історична довідка

Предметом схемотехніки є теорія й практика застосування електронних, іонних і напівпровідникових приладів у пристроях, застосовуваних у різних галузях народного господарства. Гнучкість, швидкодія й точність відкривають більші можливості її застосування в науці й техніці.

Початком розвитку електронної схемотехніки прийнято вважати із часу відкриття А.С. Поповим радіо (7 травня 1895 р. доповідь і демонстрація радіопередачі).

Вважають наступні етапи розвитку:

- З 1895 р. протягом 30-и років розвивається радіотелеграфія й починається початок радіотехніки:
 - 1904 р. - перша лампа-діод;
 - 1906 р. - карборундовий детектор;
 - 1907 р. - лампа-тріод;
 - 1913 р. - розроблена схема першого лампового приймача;
 - 1913 – 1920 р. - радіотехніка стає ламповою (газонаповнені лампи);
 - 1916 р. - перші вакуумні лампи (М.А. Бонч - Бруевич);
 - 1922 р. - Лосєвим О. В. відкрита можливість посилення й генерації за допомогою напівпровідників (створено напівпровідниковий радіоприймач «крістадін»).
- З 1923 р. протягом 20 років удосконалюється радіотелеграфія, розвивається радіотехніка, виникає радіолокація й радіонавігація, освоюються середні й короткі хвилі. У 1924 р. створено перший пентод. У цей час розроблено нові електровакуумні прилади, магнетони й тиратрони. Заставляються основи телебачення. Розроблено перші фотоелементи.
- З 1945 р. настає широкий розвиток напівпровідникової техніки, вдосконалюється електровакуумна техніка. Тривають інтенсивні роботи в області фізики твердого тіла й напівпровідникових приладів:
 - 1948 р. - перший напівпровідниковий випрямляч. Перший транзистор.
 - 1952 р. - площинні транзистори.

- 1953 р. - польові транзистори, тиристори, диністори, фото - резистори, варикапи.
- 4) з 1960 - 1970 р. - розвиток мікроелектроніки. Розробляються інтегральні мікросхеми (ІМС) - функціонально закінчені пристрої, що містять від 10 - 100 тис. елементів, мають високу надійність, низьке споживання потужності, високу температурну стабільність.

Мета лабораторних робіт з курсу «схемотехніка»

Цикл лабораторних робіт призначено для первісного вивчення та практичного закріплення знань з предмету «схемотехніка» і розрахований на студентів спеціальності «Комп'ютерні системи та мережі» (СМ).

Ціль сьогодення лабораторних робіт - поглиблення й закріплення теоретичних знань по проектуванню й застосуванню найпоширеніших типових вузлів і пристроїв електроніки, а також придбання навичок роботи із аналоговими інтегральними схемами і пристроями, побудованими на їхній основі.

Приступаючи до лабораторної роботи, необхідно уважно ознайомитися з правилами, що нижче викладаються, та також дотримуватися регламентуючого порядку до виконання кожної лабораторної роботи.

Перші три роботи безпосередньо не ставляться до курсу «схемотехніка», це початок курсу «теоретичних основ електротехніки». Але ці роботи присутні в даному циклі робіт, щоб студенти на початковому етапі швидко згадали пройдений матеріал з розрахунку простих і складних електричних кіл і головне - спокійно освоїлися із середовищем моделювання «Electronics Workbench» на комп'ютері.

Загальні вимоги до лабораторних робіт з курсу «схемотехніка»

Всі лабораторні роботи виконуються, оформляються звіти і надаються до захисту на оцінку кожним студентом індивідуально. Індивідуальні вимоги до кожної з лабораторних робіт надаються у відповідних описах до цих робіт.

Наприкінці циклу лабораторних робіт звіти обов'язково здаються викладачеві, персонально кожним з студентів.

Звіти по лабораторних роботах повинні бути оформлені в окремому зошиті (рекомендується об'єм зошита не менше ніж 48 аркушів, бажано в клітку). Зошит повинен бути підписаним (НГУ, ІЕЕ, ФІТ, каф. АКС, група СМ - ..., навчальний семестр і рік, лабораторні роботи з курсу "Схемотехніка", П.І.Б.).

Текст звіту повинен бути з мінімальною кількістю помарок і виправлень, матеріал повинен бути легко читаємо. Повнота звіту визначається окремо вимогами до кожної з робіт.

Малюнки таблиці, діаграми виконуються олівцем і під лінійку, або роздруковуються на принтері і вклеюються в зошит. Схеми, діаграми повинні мати номери або назви їхніх складових і при описі схем, посилатися на ці позначення.

Допускається електронне оформлення робіт, з подальшою роздрукованою й обов'язковою вклейкою їх в зошит для звітів.

Номер варіанта завдання, дорівнює порядковому номеру за списком журналу групи.

Порядок виконання лабораторної роботи. При підготовці до виконання лабораторної роботи необхідно повторити відповідний теоретичний матеріал, уважно ознайомитися з описом і вимогами до роботи.

Після одержання завдання, необхідно його уточнити у викладача, якщо не ясно. На окремих чернетках розробити фрагменти завдання, перевірити на предмет працездатності, можливо змодельовати на комп'ютері і тільки після цього приступати до остаточного оформлення звіту.

У процесі виконання лабораторної роботи й оформлення звіту можна одержувати необхідні консультації у викладача. Типовий час для виконання лабораторної роботи, її оформлення й захисту - два аудиторних заняття. На момент захисту лабораторної роботи студент для себе повинен мати чіткі відповіді на контрольні запитання і завдання.

Під час кожного заняття викладач може проводити суцільне або вибіркове опитування студентів (контроль аудиторної та домашньої роботи), у результаті якого можуть з'явитися попередні оцінки та дозвіл на виконання роботи. Студент на момент виконання лабораторної роботи повинен мати заготовлену звіт для виконання роботи, знати теоретичний матеріал до даної роботи, мати чітке подання про зміст і порядок виконання лабораторної роботи.

Оцінка про залік лабораторної роботи виставляється після повного оформлення звіту і експериментального виконання (моделюванні на комп'ютері в середовищі *EWB*) та обговорення з викладачем отриманих результатів (захист роботи).

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1

Тема: Прості резистивні ланцюги.

Ціль: Вивчення методів розрахунку простих резистивних ланцюгів. Теоретична і експериментальна перевірка співвідношень між напругами й струмами, що впливають із 1-го й 2-го законів Кірхгофа й закону Ома.

Завдання: Відповідно до схем для досліджуваних резистивних ланцюгів (рис. 1.1 а ... 1.1 д) і параметрам окремих елементів схем (табл. 1.1) розрахувати для кожного компонента схеми параметри U , I і P , а потім перевірити все це експериментально.

Термін: Одне заняття.

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні розрахункові формули й рівняння.
3. Розрахунки послідовно кожної із заданих схем (рис. 1) при зазначених у табл. 1 параметрах елементів, відповідно до номера варіанта (для кожної зі схем визначити струми в гілках і напруги й потужність розсіювання на окремих елементах). Результати розрахунку записати в табл. 1.2.
4. Для кожної зі схем перевірити рівняння балансу між струмами згідно 1-го закону Кірхгофа й між напругами згідно 2-го закону Кірхгофа (табл. 1.2).
5. Перевірочний розрахунок схем по балансу потужностей.
6. Змодельовані електричні кола згідно вхідних заданих схем, наведених на рис. 1.
7. Експериментальні виміри струму в ланцюгах і напруг на окремих елементах (U , U_1 , U_2 , U_3 , I , I_1 , I_2 , I_3 табл. 1.2).
8. Вибір реальних типів резисторів (за найближчим номіналом та необхідною потужністю).
9. Виводи і висновки про ступінь відповідності розрахункових і експериментальних результатів.

Примітка:

Зрівняти кількісні дані вимірів з відповідними результатами розрахунку. Якщо чисельні значення однієї й тої ж фізичної величини (струму або напруги), отримані розрахунковим і експериментальним шляхом, відрізняються більш ніж чим на 5%, варто встановити помилку у Ваших діях і її усунути. Потім перевірити чисельний баланс струмів у вузлах схеми згідно 1-го закону Кірхгофа і чисельний баланс напруг у контурах схеми згідно 2-го закону Кірхгофа.

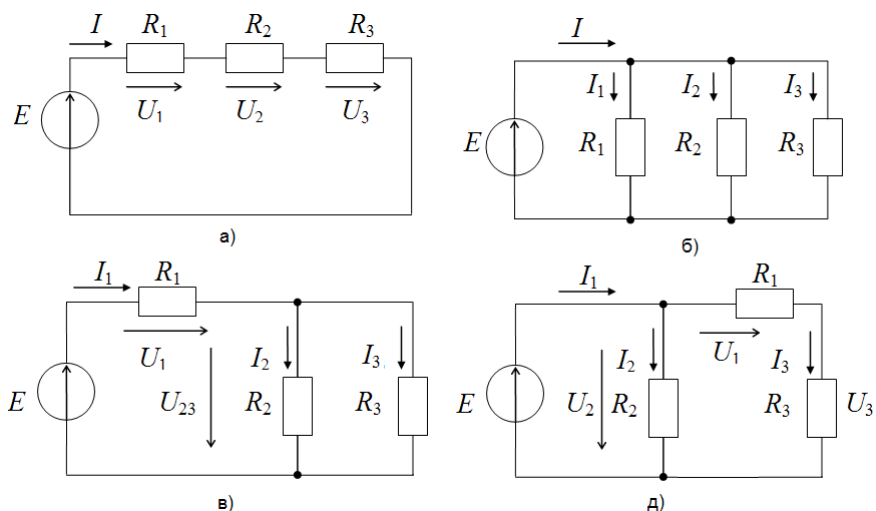


Рисунок 1.1 - Схеми досліджуваних простих ланцюгів

Таблиця 1.1

Варіант (1) (2) (3)	1, 11, 21	2, 12, 22	3, 13, 23	4, 14, 24	5, 15, 25	6, 16, 26	7, 17, 27	8, 18, 28	9, 19, 29	10, 20, 30
1) E , В	100	95	90	100	95	90	85	90	95	100
2) E , В	40	35	30	45	40	35	30	40	35	45
3) E , В	70	65	60	75	70	65	60	65	70	75
R_1 , Ом	50	45	40	50	50	40	40	50	45	50
R_2 , Ом	70	75	60	75	80	75	70	70	65	75
R_3 , Ом	90	95	80	95	100	95	90	95	85	100

Таблиця 1.2

Схема	I , А	I_1 , А	I_2 , А	I_3 , А	U , В	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	1 з. К-фа	2 з. К-фа
а) розрах.										
а) вимір.										
б) розрах.										
б) вимір.										
в) розрах.										
в) вимір.										
г) розрах.										
г) вимір.										

Контрольні питання:

- Визначте наступні поняття: постійна напруга, постійний струм, опір, провідність, електричний ланцюг, гілка, електрорушійна сила (ЕРС), індуктивність, ємність.
- Які методи можна застосовувати для розрахунку струмів і напруг у простих ланцюгах постійного струму?
- У чому сутність наступних методів: контурних струмів, накладень, двох вузлів, перетворення (згортки) схеми?
- По якій формулі визначається еквівалентний опір для послідовно включених резисторів?

5. По якій формулі визначається еквівалентний опір для паралельно включених резисторів?
6. З яких законів фізики впливають 1-й і 2-й закони Кірхгофа? Дати визначення й написати формули 1-го й 2-го законів Кірхгофа.
7. Навести поняття гілки й вузла, напруги, спадання напруги.
8. Закони, яким підкоряються електричні ланцюги.
9. Поясніть закон Ома для ділянки ланцюга.
10. Поясніть закон Ома для повного ланцюгу.
11. Наведіть практичний приклад розрахунку ланцюгів за законами Кірхгофа.
12. Визначення поняття резистору.
13. Класифікація резисторів.
14. Основні параметри резисторів.
15. Спеціальні функціональні можливості резисторів.
16. Приклади позначення резисторів.
17. Що таке вимірювальні пристрої,
18. Які ідеальні параметри вольтметра. Як потрібно його включати в схему?
19. Які ідеальні параметри амперметра. Як потрібно його включати в схему?

1.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

1.1.1 Основні закони електричних кіл

Електричним ланцюгом називають сукупність з'єднаних один з одним джерел електричної енергії й навантажень, по яких може протікати електричний струм. Основними складеними елементами ланцюга є гілки й вузли. *Гілка* - це ділянка ланцюга яка утворена послідовним з'єднанням елементів, *вузол* - це крапка сходження трьох і більше гілок. Процеси в електричному ланцюзі можна описати за допомогою понять струм, напруга, *електрорушійна сила* (ЕРС), *опір* (провідність), *індуктивність*, *ємність*. *Постійним* називається *струм* незмінний у часі і являє собою спрямований упорядкований рух часток, що несуть електричні заряди. *Джерелом ЕРС* називають ідеалізоване джерело живлення з напругою на затисках рівною ЕРС і внутрішнім опором рівним нулю. *Напруга*, це є різниця потенціалів між двома крапками, опором називається протидія провідника спрямованому руху зарядів.

Взаємозв'язок між напругою, струмом й опором можна описати *законом Ома* для ділянки ланцюга - величина струму в ланцюзі пропорційна різниці потенціалів на кінцях провідника й обернено пропорційна опору провідника, тобто:

$$I := \frac{U}{R}$$

Також існує закон Ома для повного ланцюга (контуру) - по ньому, розрахунок ланцюга ведеться з урахуванням внутрішнього опору джерел ЕДС.

Також всі електричні ланцюги підкоряються законам Кірхгофа. Електричний стан будь-якої простої або складної схеми (ланцюга) визначається системою рівнянь, складених для неї по 1-му й 2-му законам Кірхгофа.

1-ий закон Кірхгофа: алгебраїчна сума струмів у вузлі схеми (ланцюга) дорівнює нулю, або $\sum I = 0$.

2-ий закон Кірхгофа: алгебраїчна сума падінь напруг у замкнутому контурі схеми (ланцюга) дорівнює алгебраїчній сумі ЕДС, або $\sum U = \sum E$.

Два закони Кірхгофа повністю визначають електричний стан ланцюгів й є основою для їхніх розрахунків.

1.1.1 Методи розрахунку електричних кіл

Існує кілька методів розрахунку електричного ланцюга:

- контурних струмів;
- накладень;
- двох вузлів;

Метод «Контурних струмів» - приймають, що кожен в незалежному контурі тече свій струм. Позначають ці струми:

I_{xy} - де I - символічне позначення струму;
x - номер контуру;
y - номер струму.

Визначають струм через контурні гілки, що розділяють контури. Становлять рівняння для кожного з контурів по II закону Кірхгофа й вирішуючи їх визначають струми у відповідних гілках.

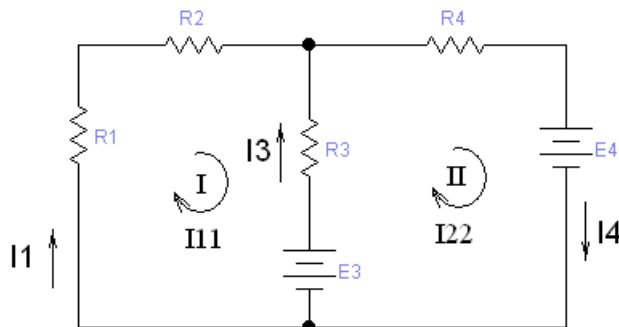


Рисунок 1.1.1 – Метод контурних струмів

Наприклад, для рис. 1.1.1, позначаємо довільно напрямки контурних струмів у контурах (бажано однаково), по галузі поділяючі контури тече струм ($I_{11} - I_{22}$).

Запишемо рівняння по II закону Кірхгофа:

перший контур: $I_{11} * R_1 + I_{11} * R_2 + (I_{11} - I_{22}) * R_3 = (-E_3),$

другий контур: $I_{22} * R_4 - (I_{11} - I_{22}) * R_3 = E_3 - E_4.$

Розглянемо перший контур і формалізуємо запис рівняння:

$$I_{11}(R_1 + R_2 + R_3) - I_{22} * R_3 = (-E_3):$$

$$R_{11} = R_1 + R_2 + R_3 \quad \text{- сума опорів, що входять у перший контур,}$$

$$R_{12} = (-R_3) \quad \text{- опір для гілки, що розділяє суміжні контури, тоді}$$

маємо:

$$I_{11} * R_{11} + I_{22} * R_{12} = E_{11}.$$

Аналогічно перетворимо рівняння для другого контуру, потім після рішення системи рівнянь визначаємо струми в гілках:

$$I_1 = I_{11}, \quad I_3 = I_{22} - I_{11}, \quad I_2 = I_{22}$$

Метод накладень. Метод заснований на тім, що струми у всіх гілках від одного джерела не залежать від наявності інших джерел.

Розрахунок заснований на визначенні струмів від кожного джерела окремо, а струми при дії всіх джерел визначаються як алгебраїчна сума від кожного ЕДС.

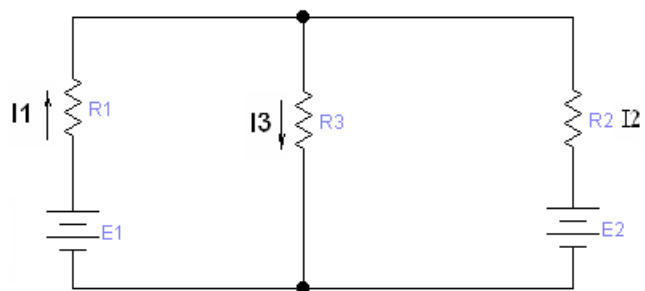


Рисунок 1.1.2

Послідовність розрахунку розглянемо на прикладі для схеми рис.1.1.2:

Приймаємо, напругу для всіх джерел Е, крім одного з них, рівними нулю, при цьому опір джерела, якщо він відмінний від нуля, ураховується.

Приклад схеми, що вийшла, показаний на рис. 1.1.3.

Далі одним з методів визначаємо струми при дії тільки Е1, маємо:

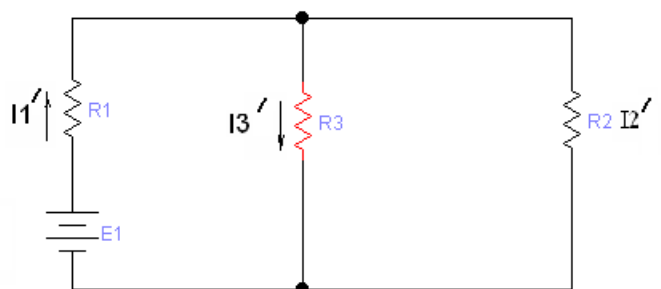


Рисунок 1.1.3

$$R'_{\text{BX}} = \frac{R_1 + R_2 * R_3}{R_3 + R_2} \quad I_1' = \frac{E_1}{R'_{\text{BX}}} \quad I_2' = \frac{I_1' * R_3}{R_2 + R_3} \quad I_3' = \frac{I_1' * R_2}{R_2 + R_3}$$

Аналогічно проводимо розрахунок для схеми, у якій приймаємо джерело $E_1 = 0$, а джерело E_2 рівним його дійсному значенню. Після цього робимо розрахунок струмів, враховуючі їх їхній напрямок:

$$I_1 = I_1' - I_1'' \quad I_2 = -I_2' + I_2'' \quad I_3 = -I_3' - I_3''$$

Метод двох вузлів - застосовується в схемах із двома вузлами, який заснований на визначенні напруги між вузлами й розрахунку струмів у гілках за законом Ома. Розглянемо на прикладі визначення напруги між вузлами для рис. 1.1.4:

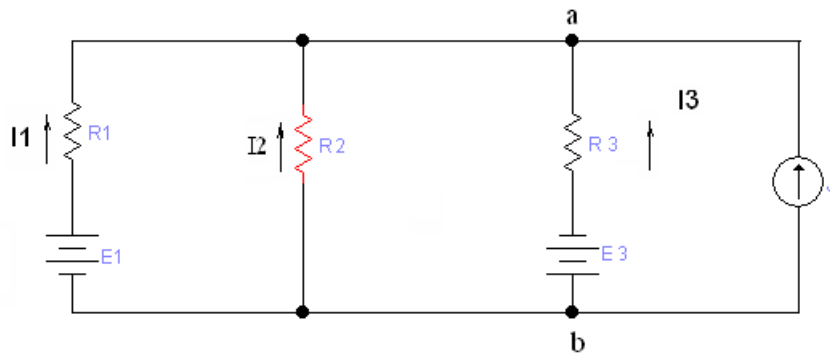


Рисунок 1.1.4

Обозначаем на рис. 1.1.4 токи и запишем их уравнения для каждой ветвей:

по закону Ома:

$$I_1 = (-U_{ab} + E_1) * g_1, \quad I_2 = -U_{ab} * g_2, \quad I_3 = (-U_{ab} - E_3) * g_3,$$

для узла «а» по первому закону Кирхгофа:

$$I_1 + I_2 + I_3 + J = 0,$$

подставив ранее полученные выражения, получим:

$$-U_{ab} * g_1 + E_1 * g_1 - U_{ab} * g_2 - U_{ab} * g_3 - E_3 * g_3 + J = 0$$

$$U_{ab} = \frac{E_1 * g_1 - E_3 * g_3 + J}{g_1 + g_2 + g_3}$$

Для большого количества узлов применяется следующее выражение:

$$U_{ab} = \frac{\sum E_i * g_i + \sum J_i}{\sum g_k}$$

Правило знаків: ЕРС, спрямовані до вузла, позначеному індексом напруг «а» беруться зі знаком «+», спрямовані від вузла зі знаком «-». Аналогічно беруться знаки для джерел струму.

Далі визначаємо струми в кожній гілці за законом Ома.

1.1.2 Резистори

Резистори R , умовна позначка яких показана на рис. 1.1, використовуються в електричних колах для забезпечення необхідного розподілу струмів і напруг між окремими ділянками ланцюга.

Якщо до резистора прикласти напругу U , то струм I , опір резистора R і виділювана на ньому потужність P визначаються наступними співвідношеннями:

$$I = \frac{U}{R}; \quad R = \frac{U}{I}; \quad U = IR; \quad P = UI$$

Основу резистора становить резистивний елемент, виконаний з матеріалів, що володіють електронним типом провідності.

Якщо до резистора прикладена напруга U В і через нього протікає струм I А, то опір резистора дорівнює R Ом.

При послідовному й паралельному з'єднанні n - резисторів їхні загальні опори відповідно рівні:

$$R_0 = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$
$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

По типу значення опору резистори розрізняють на:

- *постійні* - з фіксованим опором;
- *змінні* - з опором, що змінюється;
- *спеціальні* - опір залежить від дії зовнішніх факторів.
- До спеціальних резисторів ставляться:
 - *варистори* - опір залежить від напруженості електричного поля;
 - *терморезистори* - опір залежить від температури;
 - *фоторезистори* - опір залежить від висвітлення резистора;
 - *магніторезистори* - опір залежить від магнітного поля.

Залежно від призначення резистори діляться на резистори загального призначення й спеціальні (прецизійні й над-прецизійні, високочастотні, високовольтні, високо – мегаомні).

Резистори загального призначення використовуються як різні навантаження, поглиначів і дільників у ланцюгах живлення, елементів фільтрів, шунтів, у ланцюгах формування імпульсів і т.п. Діапазон номінальних опорів цих резисторів 1 Ом...10 МОм, номінальні потужності розсіювання 0,062...100 Вт. Відхилення опору, що допускаються, від номінального значення $\pm 1; \pm 2; \pm 5; \pm 10; \pm 20\%$.

Прецизійні й над-прецизійні резистори відрізняються високою стабільністю параметрів при експлуатації й великій точності виготовлення

(допуск від $\pm 0,0005$ до $0,5\%$). Застосовуються вони в основному у вимірювальних приладах, у різних лічильно-вирішальних пристроях, обчислювальній техніці й системах автоматики.

Високочастотні резистори (резистори з «подавленою» реактивністю), що відрізняються малими власною індуктивністю і ємністю, використовуються у високочастотних ланцюгах, кабелях і хвилеводах радіоелектронної апаратури погоджуючи навантаження, атенуюаторів, спрямованого розгалужування, еквівалентів антен і т.п. Недотягні високочастотні резистори здатні працювати на частотах до сотень мегагерц і більше, а високочастотні дрові — до сотень кілогерців.

Високовольтні резистори розраховані на більші робочі напруги (від Одиниць до десятків кіловольтів). Застосовуються вони як діляники напруги, іскрогасників, поглиначів, у зарядному й розрядному високовольтному ланцюгах і т.п.

Високомегаомні резистори мають діапазон номінальних опорів від десятків мегом до одиниць ТераОм і розраховуються на невеликі робочі напруги (100...400 В). Тому вони працюють у ненавантаженому режимі й потужності розсіювання їх малі (менш 0,5 Вт). Високомегаомні резистори застосовують в електричних колах з малими струмами, у приладах нічного бачення, дозиметрах і у вимірювальній апаратурі.

Залежно від способу монтажу в апаратурі як постійні, так і змінні резистори можуть виконуватися для друкованого й навісного монтажу, а також для мікромодулів і мікросхем або для сполучення з ними. Виводи резисторів для навісного монтажу можуть бути тверді або м'якого, аксіального або радіальні із дроту круглого перетину або стрічки у вигляді пелюстків і т.п. У резисторів, застосовуваних у складі мікросхем і мікромодулів, а також у СВЧ резисторів як виводи можуть використовуватися частини їхньої поверхні.

Залежно від способу захисту від зовнішніх факторів, що впливають, резистори конструктивно виконуються: ізольованими, неізольованими, герметизованими й вакуумними.

Неізольовані резистори (з покриттям або без покриття) не допускають торкання своїм корпусом шасі апаратури. Навпроти, ізольовані резистори мають досить гарне ізоляційне покриття (лаки, компаунди, пластмаси й т.п.) і допускають торкання корпусом шасі або струмоведучих частин апаратури.

Герметизовані резистори мають герметичну конструкцію корпуса, що виключає можливість впливу навколишнього середовища на його внутрішній простір.

У вакуумних резисторів резистивний елемент із підставою міститься в скляну вакуумну колбу.

По характері зміни опору всі резистори підрозділяються на постійні й змінні. Останні, у свою чергу, діляться на підстроювані й регульовані. У постійних резисторів опір є фіксованими в процесі експлуатації не регулюється. Змінні регульовані резистори допускають зміна опору в процесі їхнього функціонування в апаратурі. Опір підстроюваних резисторів змінюється при разовому або періодичному регулюванні й не змінюється в процесі функціонування апаратури.

Залежно від матеріалу резистивного елемента резистори розділяють на наступні групи: дрові з резистивним елементом з волоченого або литого дроту з високим питомим опором; недротяні; метало - фольгові з резистивним елементом з фольги певної конфігурації, нанесеної на ізольовану підставу.

Недротяні резистори діляться на тонко-плівкові (товщина шару — нанометри), товсто-плівкові (товщина шару — частки міліметра), об'ємні (товщина шаруючи — одиниці міліметрів). Тонко-плівкові резистори підрозділяються на метало - діелектричні, метало - окисні й металізовані з резистивним елементом у вигляді мікро - композиційного шару з діелектрика й металу або тонкої плівки окису металу, або сплаву металу; вуглеці й боро - вуглеці, що проводить елемент яких являє собою плівку піролітичного вуглецю або борорганічних з'єднань.

До товсто-плівкових резисторів відносять лако - сажеві, керметні й резистори на основі провідних пластмас. Об'ємні резистори можуть бути з органічним і неорганічним сполучним діелектриком. Провідні резистивні шари товсто-плівкових і об'ємних резисторів являють собою гетерогенну систему (композицію) з декількох фаз, одержувану механічним змішанням провідного компонента, наприклад графіту або сажі, металу або окисла металу, з органічними або неорганічними сполучними (смоли, скло - емалі), наповнювачем, пластифікатором. Після відповідної термообробки утвориться гетерогенний монолітний шар з необхідним комплексом резистивних параметрів.

Лако - сажеві композиції формуються на основі синтетичних смол у вигляді лакових розчинів. Провідним компонентом є сажа. Резистори на основі цих композицій називають лако - сажеві, лако - плівкові або плівковими композиційними.

Крім одиночних резисторів промисловістю випускаються також набори резисторів. Набір резисторів представляє сукупність резисторів, розташовуваних, як правило, у корпусах мікросхем або корпусах, що сполучаються з мікросхемами. Їх класифікують по призначенню, типу резистивного елемента й його схемо-технічної побудові. Найпростіший набір - набір постійних резисторів, з'єднаних або не з'єднаних в електричну схему, що не має функціональної залежності вихідного сигналу від вхідного. Функціональний набір - набір постійних резисторів, з'єднаних в електричну схему, що має функціональну залежність вихідного сигналу від вхідного. Комбінований набір - набір, що складається з постійних і змінних резисторів.

Резистор поряд з активним опором має еквівалентну ємність C і індуктивністю L (рис. 1.1.6).

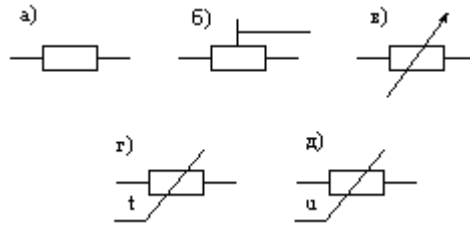


Рисунок 1.1.5 - Умовна позначка резисторів:
а – постійні, б – підстроюванні, в – змінні,
г – терморезистори, д - варистори

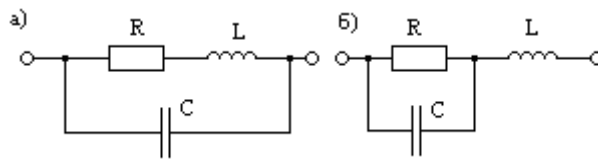


Рисунок 1.1.6 - Еквівалентні схеми резисторів

Основні характеристики резисторів:

Номінальний опір — електричний опір, значення якого позначено на резисторі або зазначено в нормативній документації. Діапазон номінальних опорів установлений для резисторів: постійних — від часток $Ом$ до одиниць $тераОм$; змінних дрових — від $0,47 Ом$ до $1 МОм$; змінних недротяних — від $1 Ом$ до $10 МОм$.

Робоча напруга, при якому резистор може працювати, не повинна перевищувати значення, розрахованого виходячи з номінальної потужності й номінального опору. Воно обмежується в основному тепловими процесами в струмопровідному елементі й електричній міцності резистора й вибирається з ряду:

25; 50; 100; 150; 200; 250; 500; 750; 1 000; 1 500; 2 500; 3 000; 4 000; 5 000; 10 000; 20 000; 25 000; 35 000; 40 000; 60 000 В.

Для змінних резисторів цей ряд трохи обмежений:

5; 10; 25; 50; 100; 150; 200; 250; 350; 500; 750; 1 000; 1 500; 3 000; 8 000 В.

Стабільність опору резисторів у часі характеризується коефіцієнтом старіння:

$$\beta_R = \frac{1}{R_0} \frac{dR}{dt}, \quad (1.1)$$

де t - час;

R_0 - опір резистора безпосередньо після виготовлення. Коефіцієнт старіння резисторів β_R істотно змінюється від партії до партії. Тому в технічних умовах указують коефіцієнт значно менший, чим у більшій частині резисторів.

Номінальна потужність розсіювання $P_{НОМ}$ вказує, яку максимальну потужність може розсіювати резистор протягом тривалого часу (гарантований термін служби - наробіток) при заданій стабільності опору. Вона визначається розмірами резистора, конструкцією й властивостями резистивного шару. Номінальна потужність розсіювання резистора позначається на електричних схемах знаками, поміщеними усередині умовного графічного позначення самого резистора (рис. 1.1.7).

Конкретні значення номінальних потужностей розсіювання (Вт) установлюються відповідними Держстандартом і вибираються з ряду:

0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 80; 100; 160; 250; 500 Вт.

Потужність P , що розсіює резистор у конкретному електричному колі, визначають через минаючий через нього струм I і спадання напруги U або через номінальний опір, як $P = I^2 \cdot R$ або $P = U^2 / R$.

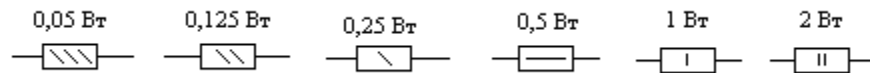


Рисунок 1.1.7 - Умовна позначка резисторів різної номінальної потужності

Власні шуми резистора мають дві складові: теплову й струмову. Теплові шуми з'являються внаслідок теплових рухів електронів у резистивному шарі. Напруга теплового шуму визначається по формулі:

$$U_T = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.2)$$

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

T - абсолютна температура, К;

R - опір, Ом;

$\Delta f = f_2 - f_1$ - смуга частот, Гц, у якій вимірюється тепловий шум.

Струмові шуми обумовлені дискретною структурою резистивного шару. Напруга струмового шуму визначається через величину номінальної потужності, що розсіюється резистором:

$$U_{ш} = k \sqrt{P_{НОМ} R_{НОМ}}, \quad (1.3)$$

де k - коефіцієнт, що залежить від конструкції резистора, властивостей резистивного шару, смуги частот.

В електричному колі, що містить кілька резисторів, напруга сумарного шуму визначається рівнянням:

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_{T1}^2 + \dots + U_{Tn}^2 + U_{ш1}^2 + \dots + U_{шn}^2}, \quad (1.4)$$

де n – кількість резисторів.

Власні шуми резисторів тим вище, чим більше температура й напруга. Значення ЕДС шумів для недротяних резисторів - від часток одиниць до десятків і сотень мікрвольт на вольт.

У деяких типів резисторів, особливо високовольтних і високо-омних, залежно від прикладеної напруги може змінюватися опір, порушуючи тим самим лінійність вольт-амперної характеристики. Причина полягає в залежності концентрації носіїв струму і їхньої рухливості від напруженості електричного поля. Для оцінки ступеня не лінійності користуються коефіцієнтом напруги. Він визначається відносною зміною опору резисторів, обмірюваним при іспитових напругах, що відповідають 10 і 100% його номінальної потужності розсіювання. Значення коефіцієнта напруги коливається в різних типів резисторів від одиниць до десятків відсотків.

Температурним коефіцієнтом опору (ТКО) називається величина, що характеризує відносну зміну опору на один градус Кельвіна або Цельсія. *ТКО* характеризує оборотна зміна опору резистивного елемента внаслідок зміни температури навколишнього середовища або зміни електричного навантаження. Чим менше *ТКО*, тим кращою температурною стабільністю володіє резистор. На практиці користуються середнім значенням температурного коефіцієнта опору, що визначається в інтервалі робочих температур за допомогою спеціального вимірника *ТКО*. Значення *ТКО* прецизійних резисторів лежать у межах від одиниць до $100 - 10^6 \text{ } 1 / ^\circ\text{C}$, а резисторів загального призначення — від десятків до $+ 2\,000 - 10^6 \text{ } 1 / ^\circ\text{C}$.

Стабільність опору резисторів при дії температури характеризується температурним коефіцієнтом опору:

$$\alpha_R = \frac{1}{R_{0T}} \frac{dR}{dT}, \quad (1.5)$$

де T - температура;

R_{0T} - опір при номінальній температурі.

Резистори виготовляються *різних номіналів*, які відповідно до рекомендацій *МЕК* (Міжнародної електротехнічної комісії) стандартизовані. Відповідно до Держстандарту *ГОСТ 2825-67* для постійних резисторів вітчизняного виробництва, встановлено *шість рядів* номіналів опорів: *Е6*, *Е12*, *Е24*, *Е48*, *Е96*, *Е192*, а для змінних резисторів — ряд *Е6*. В умовній позначці вказується число номінальних значень у даному ряді. Наприклад, по ряду *Е6* номінальні опори в кожній декаді повинні відповідати числам *1; 1,5*;

2,2; 3,3; 4,7; 6,8, або числам, отриманим множенням або розподілом цих чисел на 10^n , де n — ціле позитивне або негативне число. Принцип побудови рядів $E48$, $E98$ і $E192$ аналогічний наведеному, зростає лише число проміжних значень. Найбільше розповсюджений ряд $E24$:

1,0; 1,1; 1,2; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,2; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,2; 7,5; 8,6; 9,1;

Дійсні значення опорів резисторів внаслідок погрішностей виготовлення можуть відрізнятися від номінальних величин. Різниця між номінальним і дійсним опорами, виражена у відсотках стосовно номінального опору, називається допуском. Розподіл резисторів по величині допусків опору наведено в табл. 1.1.1.

Таблиця 1.1.1 Припустимі відхилення опорів для резисторів

Припустиме відхилення, %	$\pm 0,001$	$\pm 0,002$	$\pm 0,005$	$\pm 0,01$	$\pm 0,02$	$\pm 0,05$	$\pm 0,1$	$\pm 0,25$	$\pm 0,5$	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	± 50
Кодоване позначення	E	L	R	P	U	X	B	C	D	F	G	J	K	M	N

Умовна позначка резисторів складається з наступних елементів:

- *перший* елемент - буква або сполучення букв, що позначають підклас резисторів (P - резистори постійні; PP - резистори підстроюванні (змінні), HP - набір резисторів); BP - варистор постійний; BPP - варистор змінний; TP - терморезистор з негативним TKO ; TRP - терморезистор з позитивним TKO ;
- *другий* елемент - цифра, що позначає групу резисторів по матеріалу виготовлення резистивного елемента (1 - недротяні; 2 - дровові або метало-фольгові);
- *третій* елемент - реєстраційний номер конкретного типу резистора (між другим і третім елементом ставиться дефіс).

Для повної умовної позначки резистора до скороченого позначення додається варіант конструктивного виконання (при необхідності), значення основних параметрів і характеристик, кліматичного виконання й позначення документа на поставку. Кліматичне виконання (B - усе-кліматичне й T - тропічне) для всіх типів резисторів вказується перед позначенням документа на поставку.

Наприклад, постійні недротяні резистори з номером 4 і недротяні змінні резистори з номером 46 позначають відповідно $P1-4$ і $PP1-46$.

Для постійних резисторів вказуються номінальна потужність розсіювання, номінальний опір і літерне позначення одиниці виміру (Om , $кOm$, $МОм$, $ГОм$, $ТОм$), відхилення опору у відсотках (що допускається), група за рівнем шумів, група по температурному коефіцієнті опору (TKO).

Для змінних резисторів вказується - номінальна потужність розсіювання, номінальний опір і літерне позначення одиниці виміру (Ом, кОм, МОм), припустиме відхилення опору у відсотках, позначення кінця вала й довжини вала.

На приклад: $P1-4-0.5-51 \text{ кОм} \pm 1\%$ А-Б-В-ОЖО 467.157 ТУ;
 $RPII-46a-0,5-1 \text{ кОм} \pm 20\%$ ВС-2 ОЖО 468 ТУ.

Маркування резисторів містить повне або кодоване позначення номінальних опорів і їхніх допусків.

Повне позначення номінальних опорів складається зі значення номінального опору й позначення одиниці виміру (Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм). На приклад: 150 Ом, 330 кОм, 2,2 МОм, 6,8 ГОм, 1 ТОм.

Кодоване позначення складається із трьох або чотирьох знаків, що включають дві або три цифри й букву. Буква коду (з російського або латинського алфавіту) означає множник, що становить опір, і визначає положення коми десяткового знака. Букви R, K, M, G, T позначають відповідно множники 1 , 10^3 , 10^6 , 10^9 , 10^{12} для опорів, виражених в Омах. Для наведеного вище приклада варто писати 150, 330K, 2M2, 6G8, 1T0).

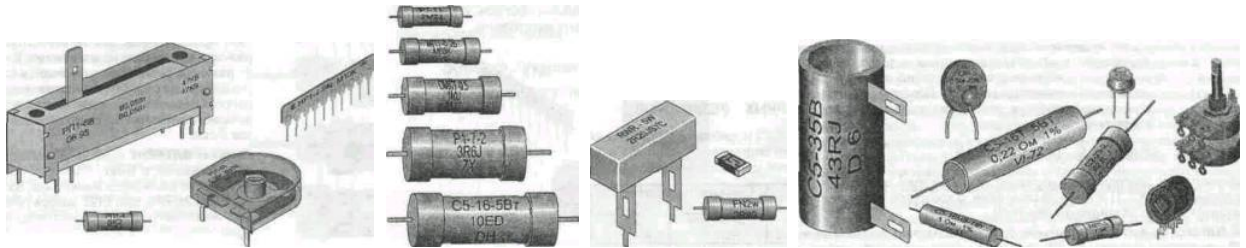


Рисунок 1.1.8 - Зовнішній вигляд резисторів

Колірне кодування мініатюрних резисторів. На постійних резисторах відповідно до ГОСТ 175-72 і вимог Публікації 62 МЕК (Міжнародної електротехнічної комісії) маркування наноситься у вигляді кольорових кілець. Кожному кольору відповідає певне колірне значення (табл. 1.1.2).

Маркіровані знаки на резисторах більш зсунуті до одного з виводів і розташовуються з ліва праворуч. Якщо розміри резистора не дозволяють розмістити маркування ближче до одного з виводів, ширина смуги першого знака робиться приблизно у два рази більше інших.

Таблиця 1.1.2

Колір знака	Номінальний опір, в Ом			Множник	Допуск, %
	Перша смуга	Друга смуга	Третя смуга	Четверта смуга	П'ята смуга
Срібlistий				0,01	± 10
Золотавий		0		0,1	± 5
Чорний		0		1	
Коричневий	1	1	1	10	± 1
Червоний	2	2	2	100	± 2
Жовтогарячий	3	3	3	1000	
Жовтий	4	4	4	10^4	
Зелений	5	5	5	10^5	$\pm 0,5$

Блакитний	6	6	6	10^6	$\pm 0,25$
Фіолетовий	7	7	7	10^7	$\pm 0,1$
Сірий	8	8	8	10^8	
Білий	9	9	9	10^9	

Резистори з малою величиною допуску (0.1%...10%) маркуються п'ятьма кольоровими кільцями. Перші три - чисельні величини опору в Омах, четверте - множник, п'яте кільце - допуск. Резистори з величиною допуску $\pm 20\%$ маркуються чотирма кольорними кільцями. Перші три - чисельні величини опору в Омах, четверте кільце - множник.

Незначний нуль у третьому розряді й величина допуску не маркуються. Тому такі резистори маркуються трьома кольорними кільцями. Перші дві - чисельні величини опору в Омах, третє кільце - множник. Потужність резистора визначається орієнтовно по його розмірах.

До спеціальних резисторів відносяться варистори, терморезистори, фоторезистори, магніторезистори, позистори.

У варисторів опір змінюється зі зміною прикладеної напруги. Вони використовуються як стабілізатори й обмежники напруги.

Варистори, що мають ділянку з негативним диференціальним опором на вольт-амперній характеристиці, називають негісторами. Варистори виготовляються на робочу напругу $15 \dots 25 \cdot 10^3 \text{ В}$, струми $0,05 \dots 10 \text{ мА}$ і потужність $0,8 \dots 3 \text{ Вт}$.

Варистори характеризуються наступними параметрами:

Класифікаційна напруга $U_{\text{кл}}$ - умовний параметр, що показує значення постійної напруги, при якому через варистор протікає заданий класифікаційний струм $I_{\text{кл}}$.

Класифікаційний струм $I_{\text{кл}}$ - це струм, при якому визначається класифікаційна напруга.

Температурний коефіцієнт струму TKI - відносна зміна струму, що протікає через варистор, при зміні температури навколишнього середовища на 1°C при постійній напрузі.

Температурний коефіцієнт напруги TKU - відносна зміна напруги, прикладеного до варистора, при зміні температури навколишнього середовища на 1°C при незмінному струмі, що протікає через варистор.

Номінальна потужність розсіювання $P_{\text{ном}}$ - найбільша потужність, що варистор може розсіювати протягом терміну служби при збереженні параметрів у встановлених межах.

У позначенні варисторів букви *СН* позначає, що опір нелінійний, цифри - шифр матеріалу й тип конструкції. Наприклад: *СН 1-8*.

До *термо - резисторів* відносяться резистори, опір яких міняється зі зміною температури. Вони виготуються або з металу, опір якого лінійно міняється зі зміною температури, або на основі напівпровідників. Термо - резистори використовуються в схемах для термо - стабілізації електронних ланцюгів, компенсації температурних погрішностей, у пристроях виміру температури. Прикладами позначення термо - резисторів є: *KMT-1; KMT-8; CT9-1A; CT3-23; TP-1; TP-2; TP-4*.

Параметрами термо - резисторів є:

Номінальний опір R_H - опір, обмірюваний при кімнатній температурі ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$) і зазначене в нормативній документації.

Температурний коефіцієнт опору TKO вказує зміна опору при зміні температури на один градус:

$$TKO = \frac{\Delta R}{R_H} \frac{1}{\Delta T} \quad (1.6)$$

Максимально припустима потужність розсіювання P_{MAX} - найбільша потужність, що тривалий час може розсіювати резистор, не викликаючи необоротних змін характеристик.

Коефіцієнт температурної чутливості визначає характер температурної залежності резистора, залежить від фізичних властивостей напівпровідникового матеріалу.

Постійна часу τ характеризує теплову інерційність резистора. Вона дорівнює часу, протягом якого температура термо - резистора змінюється в e - раз (на 63 %) при переносі його з повітряного середовища з температурою $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ у повітряне середовище з температурою $100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Значення постійної часу змінюються в межах від десятих часток секунди до декількох хвилин.

Магніто - резистори - напівпровідникові резистори з різко вираженою залежністю електричного опору від магнітного поля. Дія їх заснована на використанні магніто - резистивного ефекту, що полягає в зміні опору резистора при внесенні його в магнітне поле. Регулюючи напруженість керуючого магнітного поля або переміщаючи резистор у поле постійного магніту, можна управляти опором. Їх використовують у регуляторах гучності високоякісної радіоапаратури, як датчики кута повороту в пристроях автоматики. Прикладами позначення магніто - резисторів є: *MR-1, MR-2, CMI-1*.

Позістори - це терморезистори з великою величиною позитивного температурного коефіцієнта опору (*ПТКО*). Опір позістора на відміну від звичайного термо - резистора визначається не тільки його температурою, але й величиною прикладеного до нього напруги. Позістори характеризуються тими ж основними параметрами, що й звичайні терморезистори, крім того, для них часто вказують розміщення інтервалу *ПТКО* на температурній шкалі,

величину максимального TKO в %, кратність зміни опору R в області $ПТКО$ і так звану температуру перемикавання, при якій опір позістора збільшується в порівнянні з мінімальним значенням у задане число раз. Позістори застосовують як чутливі елементи датчиків систем регулювання температури, теплового захисту обмоток електричних машин від неприпустимого перегріву. Позістори ефективно працюють у якості автоматичних нагрівальних елементів, що стабілізуються. На їхній основі виготовляють саморегулюючі термостати й підсилювально-перетворюючі термостати. Широко використовують позістори для розмагнічування масок кінескопів для кольорових телевізорів.

До введення зазначеного вище стандарту, по класифікації до 1980 р (ГОСТ 3453-68), назви вітчизняних постійних резисторів (раніше називали – «опори») починалися буквою «С», змінних і підстроюваних з «СП» (далі був номер групи резистора залежно від струмонесучої частини: 1 - недротяні тонкошарові кисневі й боро - кисневі; 2 - недротяні тонкошарові метало - діелектричні або метало-окісні; 3 - недротяні композиційні плівкові; 4 - недротяні композиційні об'ємні; 5 - дрові; 6 - недротяні тонкошарові металізовані). Назви нелінійних опорів (варисторів) починалося з букв "СН" (1 – карбідо - кремнієві), термо - залежних опорів (термо - резисторів) - з букв «СТ» (1 – кобальто - марганцеві, 2 – мідно - марганцеві, 3 – мідно – кобальто - марганцеві, 4 – нікель – кобальто - марганцеві), а світло-залежних опорів (фото - резисторів) починалося з букв "СФ" (1 – зірчасто - свинцеві, 2 – сернисто - кадмієві, 3 – селено - кадмієві). Далі через тире був реєстраційний номер (номер розробки).

1.1.3 Основні відомості про середовище Electronics Workbench

1.1.3.1 Основні можливості

Electronics Workbench (EWB) - це електронна лабораторія на комп'ютері, це система схемо-технічного моделювання EWB, призначена для моделювання й аналізу електричних схем.

Програма EWB дозволяє моделювати аналогові, цифрові й цифро-аналогові схеми великого ступеня складності.

Наявні в програмі бібліотеки містять у собі великий набір широко розповсюджених електронних компонентів. Є можливість підключення й створення нових бібліотек компонентів. Параметри компонентів можна змінювати в широкому діапазоні значень. Прості компоненти описуються набором параметрів, значення яких можна змінювати безпосередньо із клавіатури, активні елементи - моделі, що представляє собою сукупність параметрів й описує конкретний елемент або його ідеальне подання. Модель вибирається зі списку бібліотек компонентів, параметри моделі також можуть бути змінені користувачем. Широкий набір приладів дозволяє робити виміри різних величин, задавати вхідні впливи, будувати графіки. Всі прилади зображуються у вигляді, максимально наближеному до реального,

тому працювати з ними просто й зручно. Результати моделювання можна вивести на принтер або імпортувати в текстовий або графічний редактор для їхньої подальшої обробки.

У бібліотеки компонентів програми входять пасивні елементи, транзистори, керовані джерела, керовані ключі, гібридні елементи, індикатори, логічні елементи, тригерні пристрої, цифрові й аналогові елементи, спеціальні комбінаційні й послідовні схеми. Активні елементи можуть бути представлені моделями як ідеальних, так і реальних елементів. Можливо також створення своїх моделей елементів і додавання їх у бібліотеки елементів. У програмі використовується великий набір приладів для проведення вимірів: амперметр, вольтметр, осцилограф, мултиметр, Бode-плотер (графобудівник частотних характеристик схем), функціональний генератор, генератор слів, логічний аналізатор і логічний перетворювач.

В EWB можна проводити аналіз схем на постійному й змінному струмах. При аналізі на постійному струмі визначається робоча крапка схеми в сталому режимі роботи. Результати цього аналізу не відбиваються на приладах, вони використовуються для подальшого аналізу схеми. Аналіз на змінному струмі використає результати аналізу на постійному струмі для одержання лінеаризованих моделей нелінійних компонентів. Аналіз схем у режимі змінної напруги (АС) може проводитися як у тимчасовий, так й у частотної областях. Програма також дозволяє робити аналіз цифро-аналогових і цифрових схем. В EWB можна досліджувати перехідні процеси при впливі на схеми вхідних сигналів різної форми.

EWB дозволяє будувати схеми різного ступеня складності за допомогою наступних операцій:

- вибір елементів і приладів з бібліотек;
- переміщення елементів і схем у будь-яке місце робочого поля;
- поворот елементів і груп елементів на кути, кратним 90 градусам;
- копіювання, вставка або видалення елементів, груп елементів, фрагментів схем і цілих схем;
- зміна кольору провідників;
- виділення кольором контурів схем для більше зручного сприйняття;
- одночасне підключення декількох вимірювальних приладів і спостереження їхніх показань на екрані монітора;
- присвоювання елементу умовної позначки;
- зміна параметрів елементів у широкому діапазоні.

Всі операції виробляються за допомогою миші й клавіатури. Керування тільки із клавіатури неможливо. Шляхом настроювання приладів можна:

- змінювати шкали приладів залежно від діапазону вимірів;

- задавати режим роботи приладу, о задавати вид вхідних впливів на схему (постійні й гармонійні струми й напруги, трикутні й прямокутні імпульси).

Графічні можливості програми дозволяють:

- одночасно спостерігати кілька кривих на графіку;
- відображати криві на графіках різними квітами⁴
- вимірювати координати крапок на графіку;
- імпортувати дані в графічний редактор, що дозволяє зробити необхідні перетворення малюнка й висновок його на принтер.

EWB дозволяє використати результати, отримані в програмах P-SPICE, PCB, а також передавати результати з EWB у ці програми. Можна вставити схему або її фрагмент у текстовий редактор і надрукувати в ньому пояснення або зауваження по роботі схеми.

1.1.3.2 Що й де перебуває у EWB

Для операцій з компонентами на загальному полі EWB виділені дві області: панель компонентів і поле компонентів.

Панель компонентів складається з піктограм полів компонентів, поле компонентів - з умовних зображень компонентів. За допомогою миші і однієї з піктограм полів компонентів, розташованих на панелі, можна відкрити відповідне поле.

У бібліотеки елементів програми EWB входять аналогові, цифрові й цифро-аналогові компоненти, розташовані на відповідних закладках.

1.1.3.2.1 Закладка «SOURCES» (джерела)

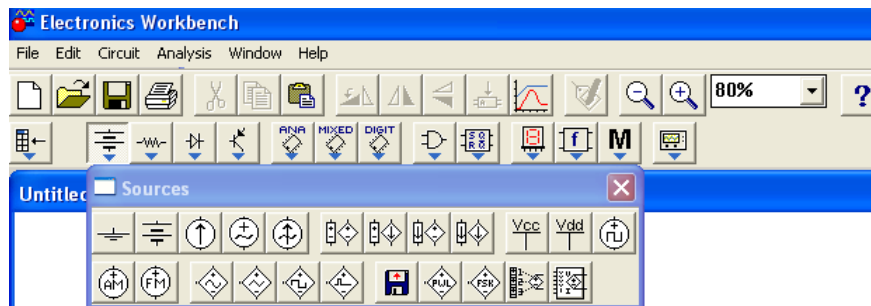


















Рисунок 1.1.9

Елемент	Опис
	земля (загальна крапка)
	джерело постійної напруги
	джерело постійного струму
	джерело змінної напруги
	джерело змінного струму

	джерело напруги, кероване напругою
	джерело струму, кероване напругою
	джерело напруги, кероване струмом
	джерело струму, кероване струмом
	генератор імпульсів
	джерело модуляції амплітуди єдиної частоти, робить модульовану амплітудою хвилю (використайте це, щоб будувати й аналізувати схеми зв'язку)
	джерело модуляції частоти єдиної частоти, робить частоту, модульовану хвилю (використайте це, щоб будувати й аналізувати схеми зв'язку)
	керований напругою «генератор хвилі синуса»
	керований напругою генератор трикутної хвилі
	керований напругою генератор квадратної хвилі
	генератор, керований однократно
	кус очно - лінійне джерело
	кероване напругою кус очно - лінійне джерело
	джерело кодування зі зрушенням частот
	поліноміальне джерело
	нелінійне залежне джерело

Компонент *земля* має нульову напругу й у такий спосіб забезпечує вихідну точку для відліку потенціалів.

Не всі схеми мають потребу в заземленні для моделювання, однак будь-яка схема, що містить нижче перераховані випадки, повинна бути обов'язково заземлена, інакше прилади не будуть робити виміри або їхні показання виявляться неправильними:

- операційний підсилювач;
- трансформатор;
- кероване джерело;
- осцилограф.

Всі джерела напруги і струму в EWB ідеальні.

Внутрішній опір ідеального *джерела напруги* дорівнює нулю, тому його вихідна напруга не залежить від навантаження.

Ідеальне *джерело струму* має нескінченно великий внутрішній опір, тому його струм не залежить від опору навантаження.

ЕРС джерела постійної напруги або батареї вимірюється у Вольтах і задається похідними величинами (від мкВ до кВ). Короткою жирною рисою в зображенні батареї позначається вивід, що має негативний потенціал стосовно іншого виводу. Батарея в EWB має внутрішній опір, рівний нулю,

тому, якщо необхідно використати дві паралельно підключені батареї, те варто включити послідовно між ними невеликий опір (наприклад, в 1 Ом).

Струм джерела постійного струму вимірюється в Амперах і задається похідними величинами (від мкА до кА). Стрілка вказує напрямок струму (від «+» до «-»).

Діюче значення напруги джерела вимірюється у Вольтах і задається похідними величинами (від мкВ до кВ). Є можливість установки частоти й початкової фази. Напруга джерела відраховує від висновку зі знаком «-». Діюче значення напруги, вироблюване джерелом змінної синусоїдальної напруги, менше його амплітудного значення в $\sqrt{2}$ разів.

Діюче значення струму джерела вимірюється в Амперах і задається похідними величинами (від мкА до кА). Є можливість установки частоти й початкової фази. Струм джерела відраховує від висновку зі знаком «~». Діюче значення струму, вироблюване джерелом змінного синусоїдального струму, менше його амплітудного значення в $\sqrt{2}$ разів.

Нижче буде наведене розташування компонентів в EWB, і будуть наведені короткі описи деяких з них, які можуть знадобитися для виконання декількох перших лабораторних робіт.

1.3.2.2 Закладка «Basic» (основні)

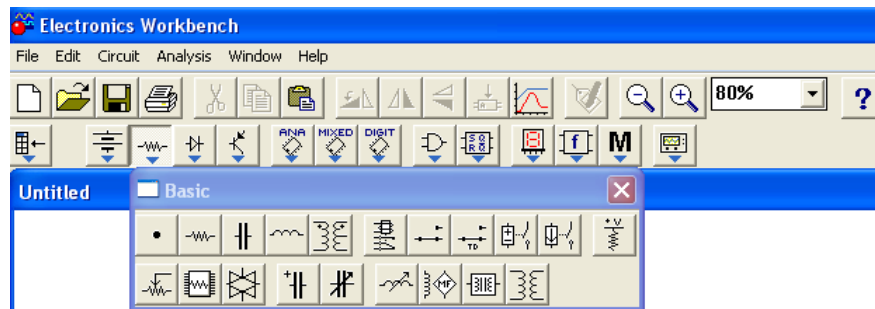






Рисунок 1. 1.10

Елемент	Опис
	вузол (крапка)
	резистор (опір)
	ємність (конденсатор)
	індуктивність (котушка)
	трансформатор
	Реле
	ключ
	часовий ключ (реле часу, однократно замикаючий контакт)
	керований перемикач напруги
	керований перемикач струму

	резистор напруги
	Потенціометр
	пакет резистора
	керований напругою аналоговий вимикач
	поляризований конденсатор
	змінний конденсатор
	змінна котушка індуктивності
	кореляційна котушка
	магнітне ядро
	нелінійний трансформатор

Вузол застосовується для з'єднання провідників і створення контрольних крапок. До кожного вузла може приєднуватися не більше чотирьох провідників. Після того, як схема зібрана, можна вставити додаткові вузли для підключення приладів.

Опір *резистора* вимірюється в Омах і задається похідними величинами (від Ом до МОм).

Положення движка *змінного резистора* встановлюється за допомогою спеціального елемента - стрілочки-регулятора. У діалоговому вікні можна встановити опір, початкове положення движка (у відсотках) і крок збільшення (також у відсотках). Є можливість змінювати положення движка за допомогою клавіш-ключів: букви від А до Z, цифри від 0 до 9, клавіша Enter на клавіатурі, клавіша пробіл [Space]. Для збільшення значення положення движка необхідно одночасно натиснути [Shift] і клавішу - ключ, для зменшення - клавіша-ключ. Наприклад, движок установлений у положенні 45%, крок збільшення - 5%, клавіша-ключ - пробіл [Space]. Натисканням, клавіші [Space] положення движка стає рівним 40%. При кожнім наступному натисканні на клавішу [Space] значення зменшується на 5%. Якщо натиснути [Space] + [Shift], то положення движка потенціометра збільшиться на 5%.

Ємність *конденсатора* вимірюється у Фарадах і задається похідними величинами (від пФ до Ф).

Змінний конденсатор допускає можливість зміни величини ємності. Величину ємності встановлюють, використовуючи її початкове значення й значення коефіцієнта пропорційності в такий спосіб:

$$C = (\text{початкове значення} / 100) \cdot \text{коефіцієнт пропорційності}.$$

Значення ємності може встановлюватися за допомогою клавіш - ключів так само, як і положення движка змінного резистора.

Індуктивність котушки (дроселя) вимірюється в Генрі й задається похідними величинами (від мкГн до Гн). Величину індуктивністю цієї котушки встановлюють, використовуючи початкове значення її індуктивності й коефіцієнта пропорційності в такий спосіб:

$$L = (\text{початкове значення} / 100) \cdot \text{коефіцієнт}$$

Значення індуктивності може встановлюватися за допомогою клавiш-ключів так само, як і положення движка змінного резистора.

Трансформатор використається для перетворення напруги з V_1 в напругу V_2 . Коефіцієнт трансформації n дорівнює відношенню напруги V_1 на первинній обмотці до напруги V_2 на вторинній обмотці. Параметр n може із установлений у діалоговому вікні властивостей моделі трансформатора. Трансформатор може бути виконаний з відводом середньої крапки. Схема, що містить трансформатор, повинна бути заземлена.

Ключі мають два стани: виключене (розімкнуте) і включене (замкнуте). У виключеному стані вони являють собою нескінченно великий опір, у включеному стані їхній опір дорівнює нулю. Ключі можуть управлятися: клавiшею, таймером, напругою, струмом. Тому що замкнуті ключі в EWB мають опір рівне нулю, то при паралельному з'єднанні з іншим ключем або батареєю рекомендується послідовно ввести в ланцюг резистор з опором 1 Ом.

Електромагнітне реле може мати нормально замкнуті або нормально розімкнуті контакти. Воно спрацьовує, коли струм у керуючій обмотці перевищує значення струму спрацьовування I_{on} . Під час спрацьовування відбувається перемикання пари нормально замкнутих контактів S2, S3 реле на парі нормально замкнутих контактів S2, S1 реле. Реле залишається в стані спрацьовування доти, поки струм у керуючій обмотці перевищує утримуючий струм I_{hd} . Значення струму I_{hd} повинне бути менше, ніж I_{on} .

Ключі можуть бути замкнуті або розімкнуті за допомогою керуючих клавiш на клавіатурі. Ім'я керуючої клавiші можна ввести із клавіатури в діалоговому вікні, що з'являється після подвійного щиглика мишею на зображенні ключа. Наприклад, якщо необхідно, щоб стан ключа змінювалося клавiшею «пробіл» [Space], то варто ввести текст «Space» у діалогове вікно, або натиснути «пробіл» й нажати ОК. Використовувані клавiші - ключі: букви від А до Z, цифри від 0 до 9, клавiша «Enter» на клавіатурі, клавiша «пробіл» [Space].

Реле часу являє собою ключ, що розмикається в момент часу T_{off} і замикається в момент часу T_{on} . T_{on} й T_{off} повинні бути більше 0. Якщо $T_{on} < T_{off}$, то в початковий момент часу, коли $t = 0$, ключ перебуває в розімкнутому стані. Замикання ключа відбувається в момент часу $t = T_{on}$, а розмикання - у момент часу $t = T_{off}$. Якщо $T_{on} > T_{off}$, то в початковий момент часу, коли $t = 0$ -, ключ перебуває в замкнутому стані. Розмикання

ключа відбувається в момент часу $t = T_{off}$, а замикання - у момент часу $t = T_{on}$. T_{on} не може рівнятися T_{off} .

Ключ, керований напругою, має два керуючих параметра: що включає (V_{on}) і виключає (V_{off}) напруги. Він замикається, коли керуюча напруга більше або дорівнює напрузі включення V_{on} , і розмикається, коли воно дорівнює або менше, ніж напруга, що виключає, V_{off} .

Ключ, керований струмом, працює аналогічно ключу, керованому напругою. Коли струм через керуючі висновки перевищує струм включення I_{on} , ключ замикається; коли струм падає нижче струму вимикання I_{off} - ключ розмикається.

1.3.2.3 Закладка «Diodes» (діоди)

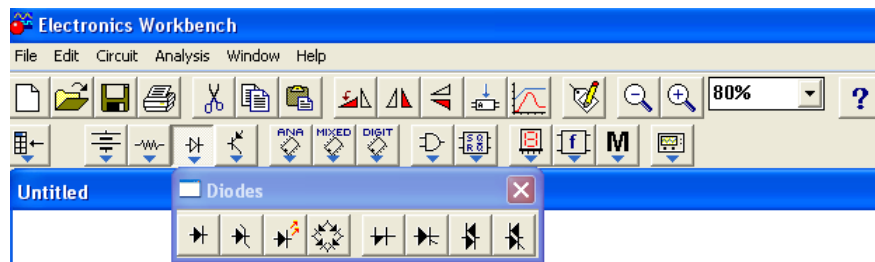


Рисунок 1.1.11

Елемент	Опис
	діод
	Стабілітрон
	світло – випромінюючий діод
	мостовий випрямляч
	діод Шоттки
	Тиристор
	Симістор
	Диністор

1.1.3.2.4 Закладка «Transistors» (транзистори)

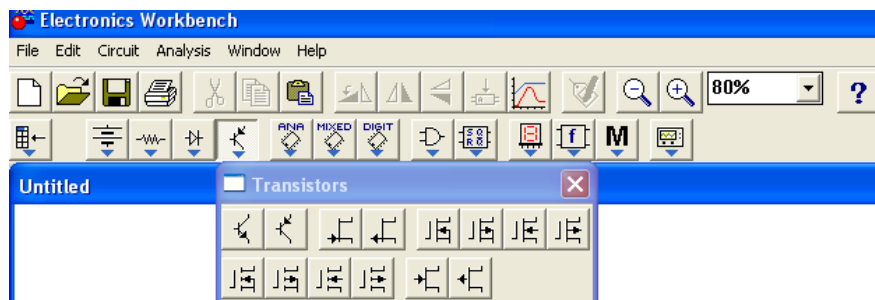













Рисунок 1.1.12

Елемент	Опис
	Біполярний транзистор з n-p-n переходом
	Біполярний транзистор з p-n-p переходом
	N - канал JFET
	P – канал JFET
	триох вивідний N-канальний MOSFET з убудованим каналом
	триох вивідний P-канальний MOSFET з убудованим каналом
	чотириох вивідний N-канальний MOSFET з убудованим каналом
	чотириох вивідний P-канальний MOSFET з убудованим каналом
	триох вивідний N-канальний MOSFET з індукованим каналом
	триох вивідний P-канальний MOSFET з індукованим каналом
	чотириох вивідний N-канальний MOSFET з індукованим каналом
	чотириох вивідний P-канальний MOSFET з індукованим каналом
	N - канал GaAsFET
	P - канал GaAsFET

1.1.3.2.5 Закладка «Analog ICs» (аналогові мікросхеми)

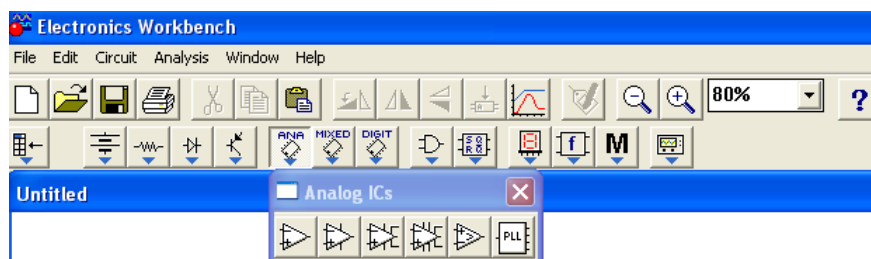








Рисунок 1.1.13

Елемент	Опис
	Операційний підсилювач
	Операційний підсилювач із 5-ю виходами
	Операційний підсилювач із 7-ю виходами
	Операційний підсилювач із 9-ю виходами
	Компаратор
	Блокований цикл

1.1.3.2.6 Закладка «Mixed ICs» (смешанные микросхемы)

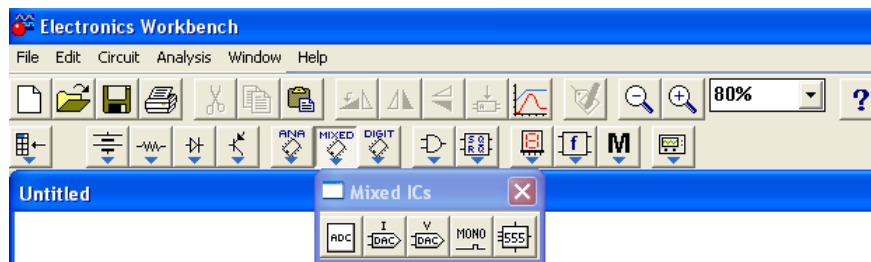


Рисунок 1.1.14

Елемент	Опис
	Аналогово-цифровий перетворювач
	ЦАП
	ЦАП
	Моно - стабільним мультівібратором
	Таймер

1.1.3.2.7 Закладка «Logic Gates» (логические микросхемы)

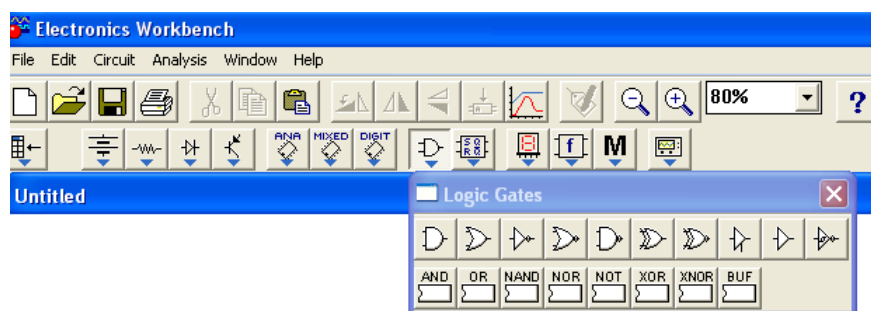






Рисунок 1.1.15

Елемент	Опис
	I
	АБО
	НЕ
	АБО-НЕ
	I-НЕ
	виключне АБО
	виключне АБО-НЕ
	буфер з трьома стабільними вихідними станами
	буфер
	тригер Шмитта

	серія елементів И
	серія елементів АБО
	серія елементів І-НЕ
	серія елементів АБО-НЕ
	серія елементів НЕ
	серія елементів логічного АБО
	серія елементів виключне АБО- НЕ
	серія елементів буфера

1.1.3.2.8 Закладка «Digital ICs» (серійні цифрові мікросхеми)

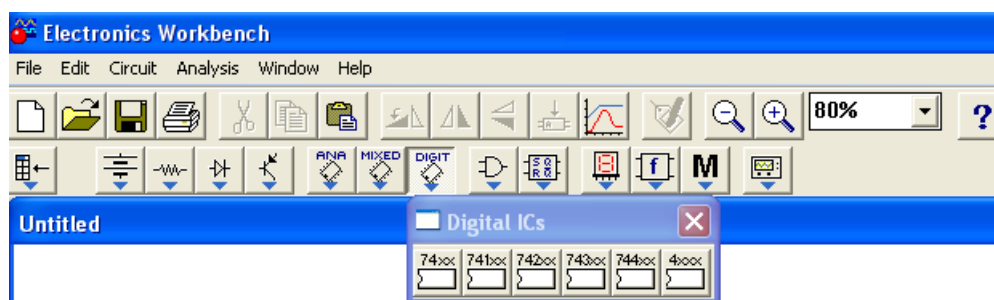


Рисунок 1.1.16

Різноманітні серії реальних цифрових мікросхем.

1.1.3.2.9 Закладка «Digital» (цифрові мікросхеми)

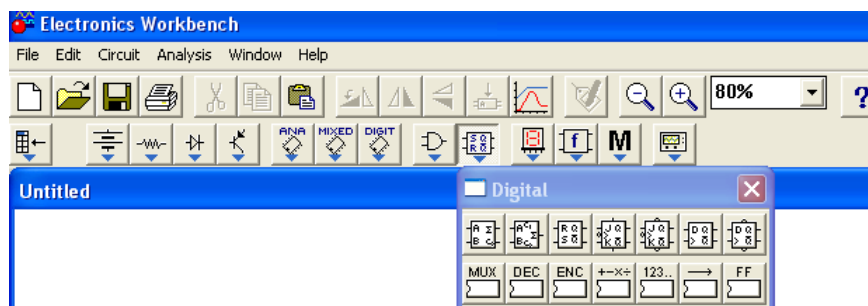















Рисунок 1.1.17

Елемент	Опис
	суматор з вхідними та вихідним переносами
	RS – тригер
	JK – тригер
	JK - тригер с додатковими входами
	D – тригер
	D - тригер з додатковими входами
	мультиплексор

	демультиплексор (дешифратор)
	демультиплексори
	генератор арифметико – логічного пристрою
	лічильник
	регістри зсуву
	flip – flop

1.1.3.2.10 Закладка «Indicators» (індикація)

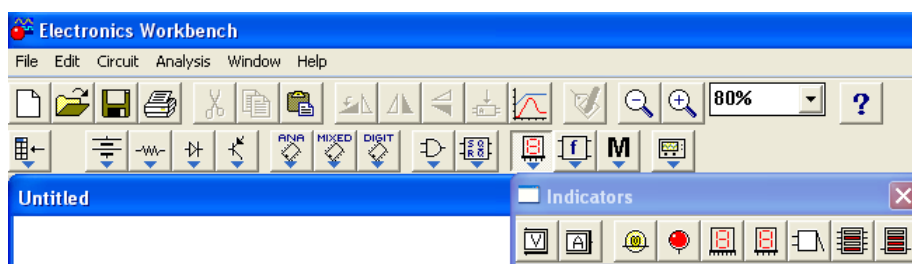











Рисунок 1.1.18

Елемент	Опис
	Вольтметр
	Амперметр
	лампа накаливання
	індикатор
	7-входовий дисплей з 7 розподілами
	4-входовий дисплей з 7 розподілами
	Зумер
	діаграмний дисплей 10 – входовий
	діаграмний дисплей 1 – входовий

Лампа накаливання - елемент резистивного типу, що перетворює електроенергію у світлову енергію. Вона характеризується двома параметрами: максимальною потужністю P_{\max} і максимальній напрузі V_{\max} . Максимальна потужність може мати величину в діапазоні від мВт до кВт, максимальна напруга - у діапазоні від мВ до кВ. При напрузі на лампі більшому V_{\max} (у цей момент потужність, що виділяється в лампі, перевищує P_{\max}) вона перегорить. При цьому змінюється зображення лампи (обривається нитка) і провідність її стає рівної нулю.

Зумер застосовується для звукової сигналізації про перевищення підведеного до нього напруги. Убудований у комп'ютер динамік видає звук заданої частоти, якщо напруга перевищує граничне значення. За допомогою

1.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

1.2.1 Моделювання схем

Розрахунок струмів і напруг у схемах даної лабораторної роботи з одним джерелом енергії, рекомендується виконувати *методом перетворення (згортки)* схеми. Суть методу полягає в тому, що на першому етапі складна схема перетвориться (згортається) до одного елемента R_e на виводах джерела ЕДС E і визначається струм джерела $I = E / R_e$. Розрахункові формули для згортки схеми мають вигляд:

$$R_e = R_1 + R_2 + R_3 \quad - \text{для послідовного з'єднання,}$$

$$1 / R_e = 1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3 - \text{для паралельного з'єднання.}$$

На заключному етапі виконується розрахунок струмів і напруг в інших гілках (і компонентах схеми) на основі рівнянь Ома й Кірхгофа.

Суть *балансу потужностей* для схем з одним джерелом постійної напруги визначається в такий спосіб - сума потужностей, що розсіюється на всіх компонентах схеми дорівнює потужності енергії, що витрачається джерелом енергії.

Запускаємо EWB одним з методів, показаних на рис. 1.2.1.

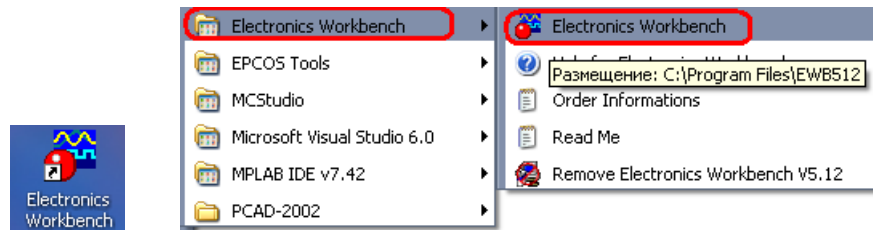


Рисунок 1.2.1 - Запуск EWB

Після цього змодельюємо роботу усіх розрахованих схем.

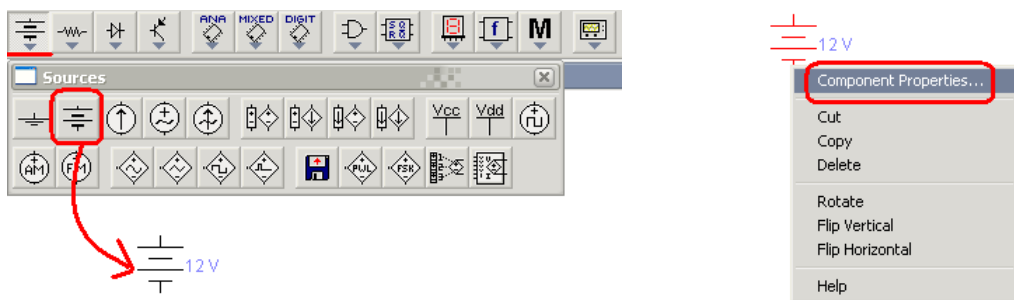


Рисунок 1.2.2 – Створюємо компонент «батарея»

Тепер збираємо схему, використовуючи відповідні закладки «Sources» та «Basic» створюємо компоненти типу «батарея» та «резистор», і далі за допомогою контекстного меню (виділити необхідний компонент та натиснути праву кнопку на миші) задають необхідні властивості тому чи іншому компоненту (див. рис. 1.2.2.-1.2.7).

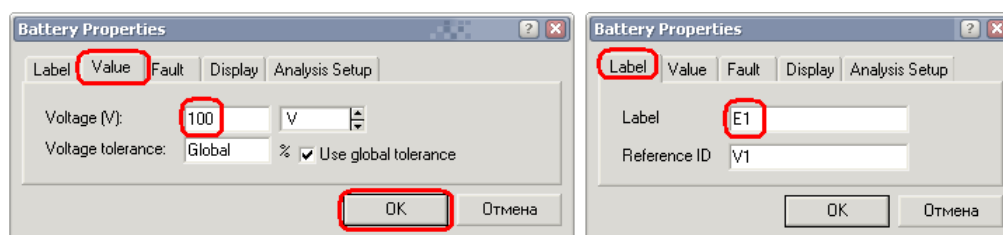


Рисунок 1.2.3 – Редагуємо властивості компонента «батарея»

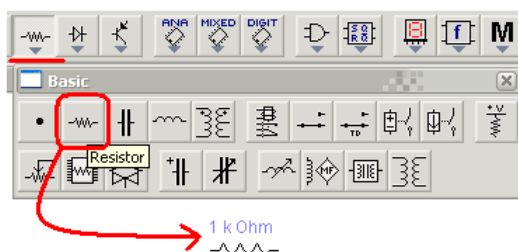


Рисунок 1.2.4 – Створюємо компонент «резистор»

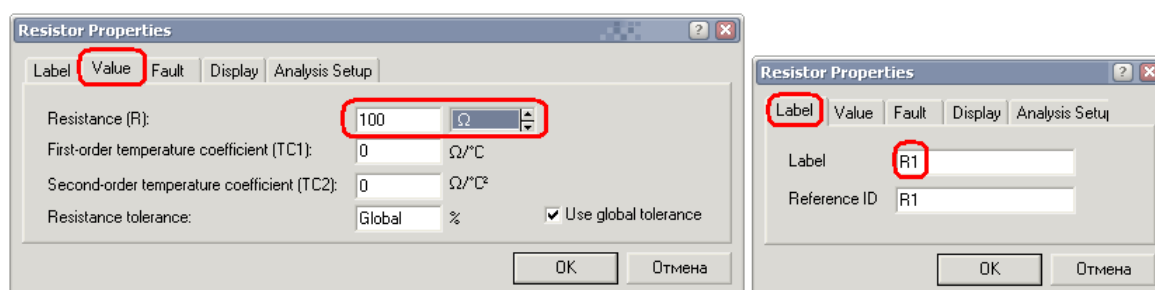


Рисунок 1.2.4 – Редагуємо властивості компонента «резистор»

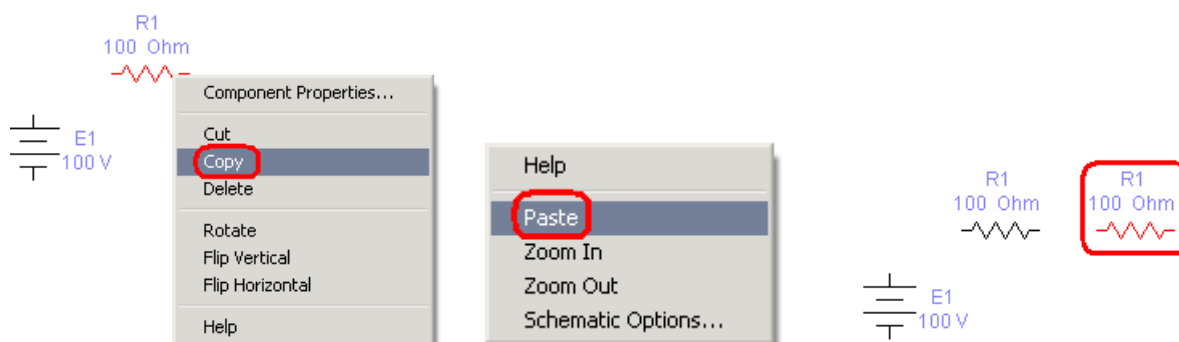


Рисунок 1.2.5 – Копіюємо компонент «резистор»

На рис. 1.2.6-1.2.7 показано як можна орієнтувати положення того, чи іншого компонента у схемі, робити це можна через відповідний пункт меню «Rotate», відповідної кнопки на панелі управління, або комбінації клавіш «Ctrl-R».

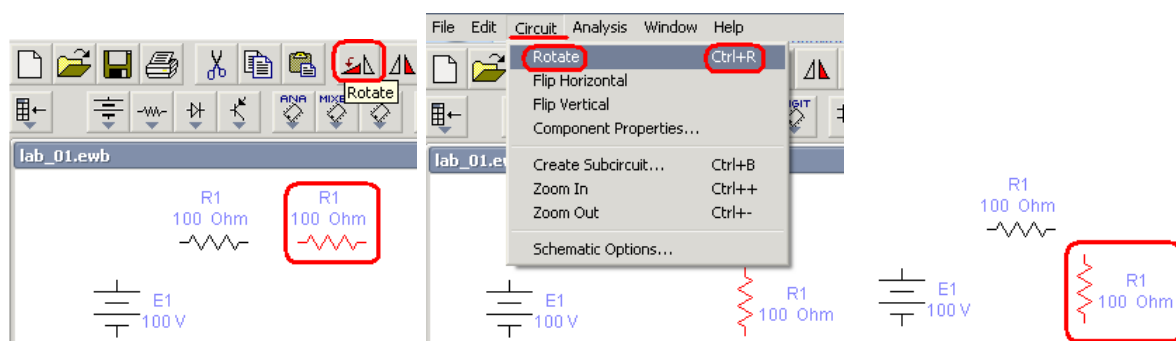


Рисунок 1.2.6 – Повертаємо компонент «резистор»



Рисунок 1.2.7 – З'єднуємо компоненти схеми між собою

На рис. 1.2.7 показано як з'єднувати компоненти схеми між собою. Для цього слід підвести мишку до необхідного виводу компонента – у відповідь з'явиться крапка, слід натиснути ліву клавішу мишки, і зі за допомогою з'явленого проводу з'єднати компоненти між собою. Для цього необхідно «дотягнути» провід до виводу, і з появою крапки відпустити ліву кнопку мишки.

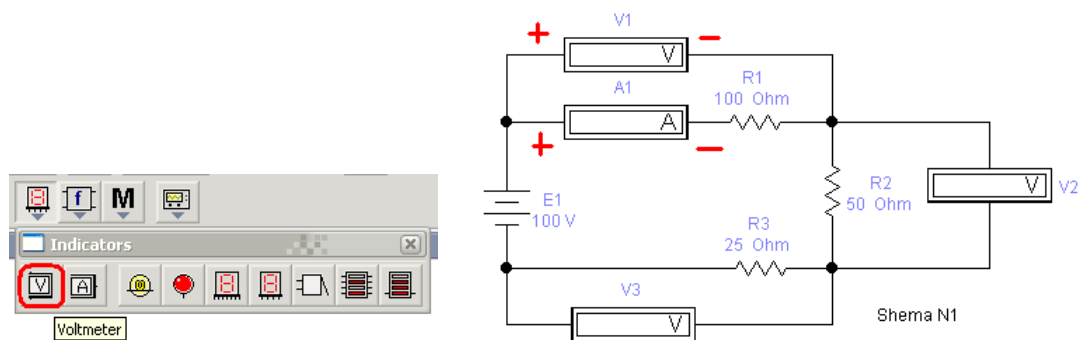


Рисунок 1.2.8 – Додаємо у схему вольтметри та амперметри

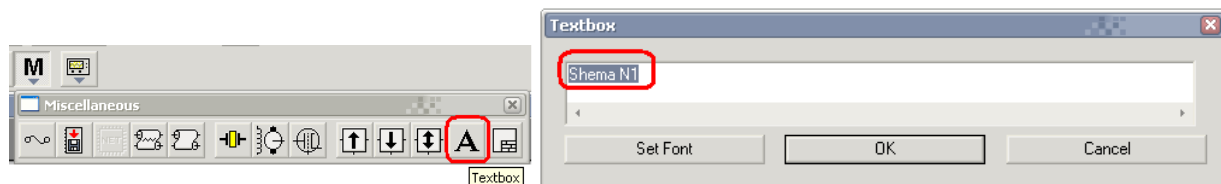


Рисунок 1.2.9 – Пишемо назву схеми

На рис. 1.2.8 показано як у схему додати вимірювальні прилади – вольтметри, та амперметри. Розташовані ці прилади на закладці «Indicators».

На рис. 1.2.10 показано як «включити» схему, після цього з'являться відповідні показчики на вимірювальних пристроях.

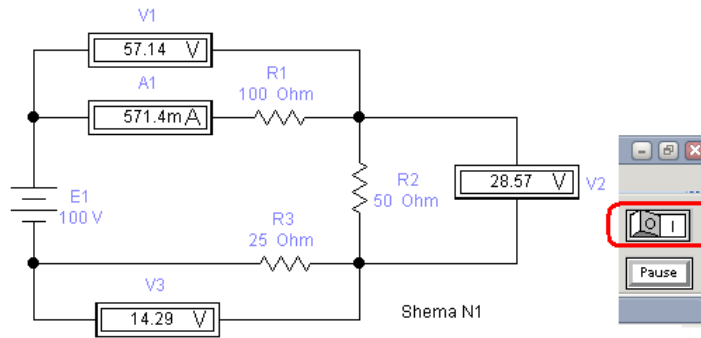


Рисунок 1.2.10 – Моделюємо роботу схеми №1

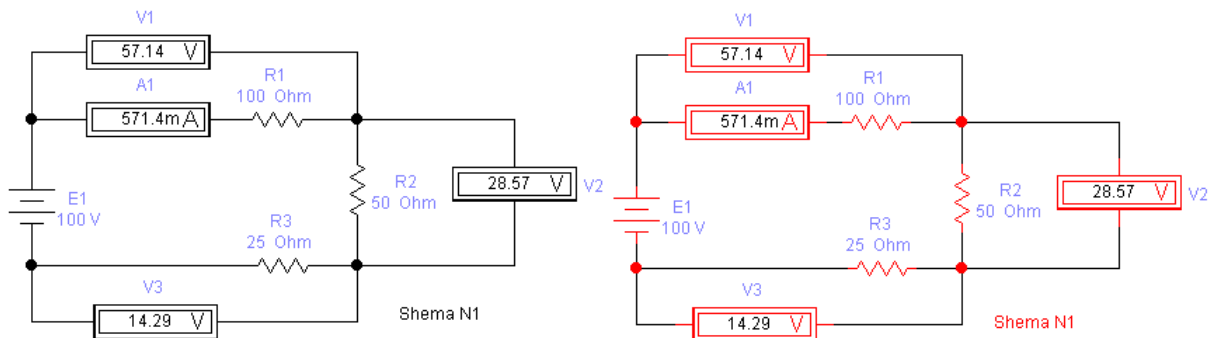


Рисунок 1.2.11 – Копіюємо схему №1 (за допомогою комбінації клавіш «Ctrl-C» та «Ctrl-V» або «Ctrl-Insert» та «Shift-Insert»²) і її редагуємо, і робимо схему №2

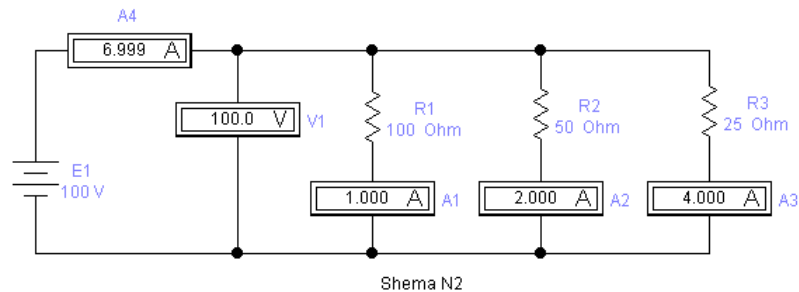


Рисунок 1.2.12 – Моделюємо роботу схеми №2

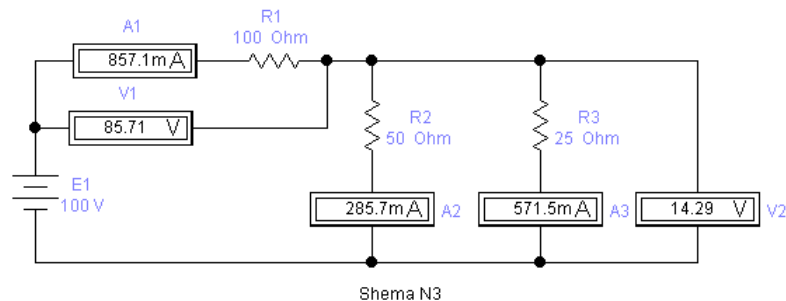


Рисунок 1.2.13 – Моделюємо роботу схеми №3

На рис. 1.2.12-1.2.14 для прикладу, показано, як можуть виглядати необхідні останні схеми, зібрані відповідно до завдання.

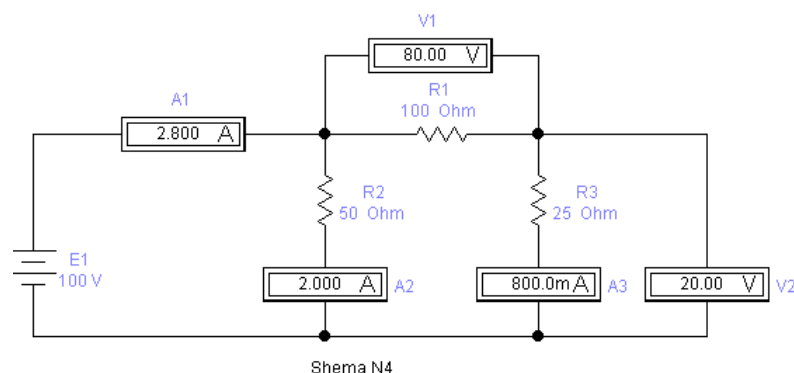


Рисунок 1.2.14 – Моделюємо роботу схеми №4

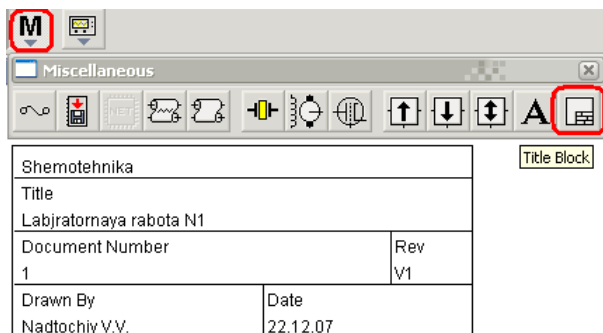


Рисунок 1.2.15 – Створюємо для розроблених схеми штамп

На рис. 1.2.9 та рис. 1.2.15 для прикладу, показано, підписувати схеми та створити штамп, необхідні для цього компоненти розташовані на закладці «Miscellaneous».

1.2.2 Методика розрахунку схем

1.2.2.1 Схема №1

Згідно з завданням розрахуємо першу схему, яка представлена на рис. 1.2.15.

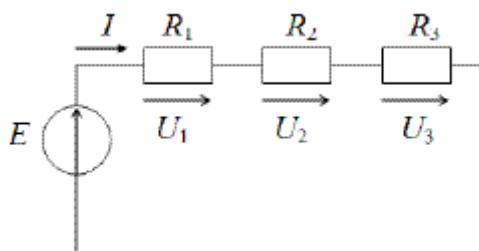


Рисунок 1.2.15 – Схеми №1

Резистори з'єднані послідовно, отже, струм у ланцюзі скрізь однаковий. Використаємо метод перетворення ланцюга і знайдемо загальний опір:

$$R = R_1 + R_2 + R_3,$$

тоді за законом Ома, стосовно до всього ланцюга, знайдемо загальний струм:

$$I = E / R.$$

Використовуючи закон Ома, для ділянки ланцюга, знайдемо падіння напруг на кожному з резисторів:

$$U_1 = I * R_1; \quad U_2 = I * R_2; \quad U_3 = I * R_3;$$

Використовуючи другий закон Кірхгофа, можна виконати перевірку балансу напруг:

$$E = U_1 + U_2 + U_3;$$

Тепер перевіримо баланс потужностей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3, \text{ де}$$

$$P = E * I, \quad P_1 = U_1 * I, \quad P_2 = U_2 * I, \quad P_3 = U_3 * I.$$

1.2.2.2 Схема №2

Згідно з завданням розрахуємо другу схему, яка представлена на рис. 1.2.16.

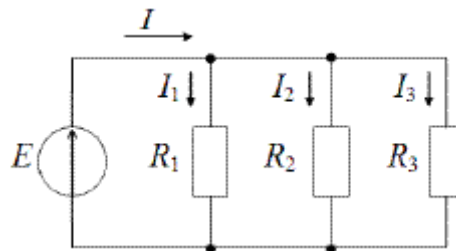


Рисунок 1.2.16 – Схеми №2

Резистори з'єднані паралельно, отже, напруга на них є однаковою.

Згідно закону Ома, при паралельному з'єднанні опорів розрахуємо струми, що протікають через кожен резистор.

$$I_1 = U / R_1; \quad I_2 = U / R_2; \quad I_3 = U / R_3;$$

Згідно з першим законом Кірхгофа, загальний струм ланцюга дорівнює сумі струмів у всіх гілках:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I;$$

Тепер перевіримо баланс потужностей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3, \text{ де}$$

$$P = E * I, \quad P_1 = E * I_1, \quad P_2 = E * I_2, \quad P_3 = E * I_3.$$

1.2.2.3 Схема №3

Згідно з завданням розрахуємо третю схему, яка представлена на рис. 1.2.17.

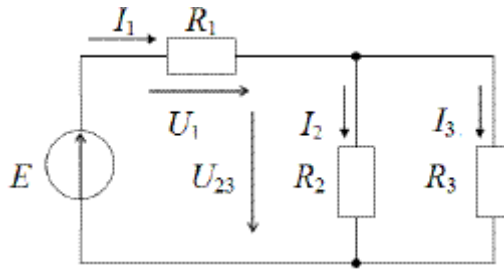


Рисунок 1.2.17 – Схеми №3

Використаємо метод перетворення ланцюга і знайдемо загальний опір:

$$R = R_1 + R_{23}, \text{ де } R_{23} = R_2 + R_3;$$

Далі за законом Ома, стосовно до всього ланцюга, знайдемо загальний струм:

$$I = I_1 = E / R.$$

Використовуючи закон Ома, для ділянки ланцюга, знайдемо падіння напруг на кожному з резисторів:

$$U_1 = I_1 * R_1; \quad U_{23} = E - U_1;$$

Знаючи цю напругу, знайдемо струми I_2 і I_3 :

$$I_2 = U_{23} / R_2; \quad I_3 = U_{23} / R_3;$$

Тепер перевіримо баланс потужностей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3, \text{ де}$$

$$P = E * I_1, \quad P_1 = U_1 * I_1, \quad P_2 = U_{23} * I_2, \quad P_3 = U_{23} * I_3.$$

1.2.2.4 Схема №4

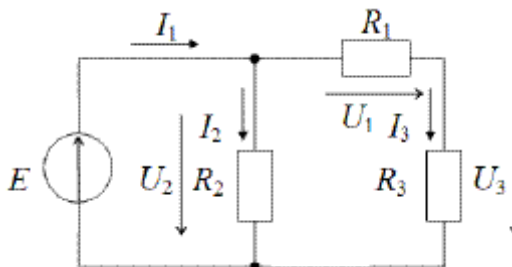


Рисунок 1.2.18 – Схеми №4

Згідно з завданням розрахуємо останню четверту схему, яка представлена на рис. 1.2.18.

Згідно 1 закону Кірхгофа:

$$I_1 = I_2 + I_3;$$

Найдемо загальний опір для ділянки ланцюга R_1 и R_3 :

$$R_{13} = R_1 + R_3;$$

По другому закону Кірхгофа:

$$E = I_2 * R_2, \text{ та } E = I_3 * R_{23}, \text{ звідки } I_2 = E / R_2, \text{ та } I_3 = E / R_{23};$$

$$U_1 = I_3 * R_1; \quad U_3 = I_3 * R_3;$$

Тепер перевіримо баланс потужностей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3, \text{ де}$$

$$P = E * I_1, \quad P_1 = U_1 * I_3, \quad P_2 = U_2 * I_2, \quad P_3 = U_3 * I_3.$$

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2

Тема: Складні резистивні ланцюги.

Ціль: Вивчення методів розрахунку схем складних електричних кіл - теоретична й експериментальна перевірка принципу накладення в лінійному ланцюзі. Теоретична й експериментальна перевірка балансу струмів у вузлах ланцюга згідно 1-го закону Кірхгофа і балансу напруг у контурах згідно 2-го закону Кірхгофа. Теоретична і експериментальна перевірка балансу потужностей у складному ланцюзі.

Завдання: Відповідно до досліджуваної еквівалентної схеми для складної резистивного ланцюга (рис. 2.1) і параметрам окремих елементів схем (табл. 2.1) розрахувати для кожного компонента схеми параметри U , I і P , а потім перевірити це експериментально.

Термін: Одне заняття.

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні розрахункові формули і рівняння.
3. Рівняння балансу струмів, напруг і потужностей.
4. Розрахунок схеми методом перетворення (визначити часткові струми в гілках схеми, напруги на окремих елементах і потужності джерела енергії й окремих приймачів від незалежної дії тільки одного джерела ЕДС E_1 ($E_2 = 0$). Результати розрахунку записати в табл. 2, 3).
5. Розрахунок схеми аналогічний п. 3 для незалежної дії тільки від одного джерела ЕДС E_2 ($E_1 = 0$). Результати розрахунку записати в табл. 2.2, 2.3.
6. Повний розрахунок схеми при спільній дії всіх джерел енергії одним з методів розрахунку складних схем на вибір (метод законів Кірхгофа, метод контурних струмів, метод двох вузлів: визначити струми в галузях схеми, напруги на окремих елементах і потужності окремих джерел і приймачів енергії). Результати розрахунку записати в табл. 2.2, 2.3.
7. Перевірочний розрахунок схем по балансу потужностей.
8. Змодельовану електричну схему відповідно до заданої, наведеної на рис. 2.1. Результати вимірів внести в табл. 2.2, 2.3.
9. Виводи і висновки про ступінь відповідності розрахункових і експериментальних результатів.

Примітка:

1. Експериментальна частина:

Зібрати кожну з електричних схем відповідно до робочих схем рис.2.1. Установити задані параметри опорів резисторів. Включити джерела енергії (ЕДС).

Далі для кожної з схем.

Установити напругу 1-го джерела $U = E_1$, а на затискачах 2-го джерела $U = 0$. Виміряти часткові струми в гілках, напруги на окремих ділянках, а також потужності джерел і приймачів від дії джерела ЕДС E_1 . Результати вимірів внести в табл. 2, 3.

Установити напругу 2-го джерела $U = E_2$, а на затискачах 1-го джерела $U = 0$. Виміряти часткові струми в гілках, напруги на окремих ділянках, а також потужності джерел і приймачів від дії джерела ЕДС E_2 . Результати вимірів внести в табл. 2.2, 2.3.

Установити напругу на затискачах 1-го джерела $U = E_1$, а на затискачах 2-го джерела $U = E_2$. Виміряти струми в гілках, напруги на окремих ділянках, а також потужності джерел і приймачів від спільної дії обох джерел ЕДС E_1 і E_2 . Результати вимірів внести в табл. 2, 3

2. Аналіз результатів роботи:

Для кожної розрахункової схеми перевірити баланс струмів у вузлі відповідно до 1-го закону Кірхгофа ($\sum I = 0$), баланс напруг і ЕДС у контурах у відповідності з 2-м законом Кірхгофа ($\sum U = \sum E$) і баланс потужностей джерел і приймачів енергії ($\sum P_{дж} = \sum P_{пр}$). Перевірити виконання цих балансів для експериментальних результатів вимірів.

Перевірити виконання принципу накладення як для розрахункових, так і для експериментальних результатів.

Зіставити результати вимірів з відповідними даними розрахунку, у випадку їхнього істотного розходження встановити можливі причини.

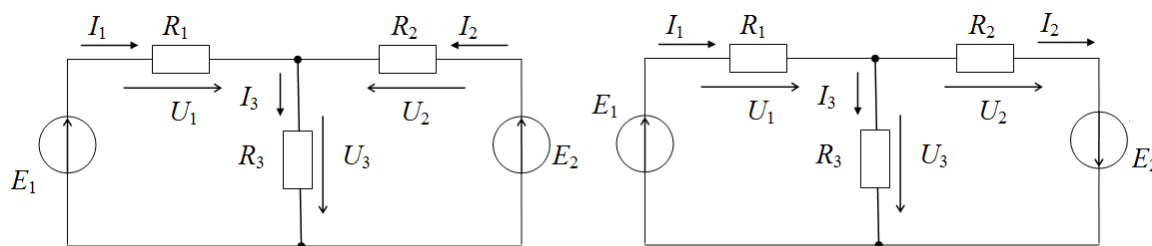


Рисунок 2.1 - Схеми досліджуваних складних ланців

Таблиця 2.1

Варіант	1, 11, 21	2, 12, 22	3, 13, 23	4, 14, 24	5, 15, 25	6, 16, 26	7, 17, 27	8, 18, 28	9, 19, 29	10, 20, 30
E_1 , В	50	55	60	65	70	50	55	60	65	70
E_2 , В	70	65	60	55	50	65	60	55	50	45
R_1 , Ом	35	45	50	55	60	40	45	50	50	55
R_2 , Ом	60	55	55	45	40	50	50	45	40	35
R_3 , Ом	30	25	20	25	30	35	30	25	30	35

Контрольні питання:

1. Як формулюється принцип накладення? Чому принцип накладення не застосуємо для потужностей?
2. Як скласти систему рівнянь для розрахунку струмів у складній схемі за законами Кірхгофа?
3. Як скласти систему рівнянь для розрахунку струмів у складній схемі по методу контурних струмів?
4. Як скласти систему рівнянь для розрахунку струмів у складній схемі по методу вузлових потенціалів? по методу двох вузлів?
5. Що таке баланс потужностей для схеми і як його скласти?

6. Використання законів Ома та Кірхгофа для складних схем.
7. Які по типу значення опору бувають резистори?
8. Що таке постійний, змінний, спеціальний резистор?
9. Наведіть графічну позначку та дайте визначення варистору, термо - резистору, фоторезистори, магніто - резистору.
10. Охарактеризуйте резистори загального призначення, прецизійні й над-прецизійні резистори, високочастотні резистори, високовольтні резистори, високо - мегаомні резистори, неізолювані резистори, герметизовані резистори.
11. Що таке недротяні тонко плівкові та товсто - плівкові резистори?
12. Дайте визначення наступним поняттям для резисторів: номінальний опір, робоча напруга, стабільність опору, номінальна потужність розсіювання, власні шуми, температурним коефіцієнтом опору.
13. Дайте визначення наступним поняттям для резисторів: класифікаційна напруга, класифікаційний струм, температурний коефіцієнт струму.
14. Дайте визначення наступним поняттям для резисторів: температурний коефіцієнт напруги, номінальна потужність розсіювання, коефіцієнт температурної чутливості, постійна часу.

Таблиця 2.2

Величини	$E_1, \text{В}$	$E_2, \text{В}$	$I_1, \text{А}$	$I_2, \text{А}$	$I_3, \text{А}$	$U_1, \text{В}$	$U_2, \text{В}$	$U_3, \text{В}$
Розрах.		0						
Вимір.		0						
Розрах.	0							
Вимір.	0							
Розрах.								
Вимір.								

Таблиця 2.3

Величини	$E_1, \text{В}$	$E_2, \text{В}$	$P_{E1}, \text{Вт}$	$P_{E2}, \text{Вт}$	$P_1, \text{Вт}$	$P_2, \text{Вт}$	$P_3, \text{Вт}$	$\Sigma P_{\text{д}}, \text{Вт}$	$\Sigma P_{\text{п}}, \text{Вт}$
Розрах.									
Вимір.									
Розрах.									
Вимір.									
Розрах.									
Вимір.									

2.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Дивись методичні вказівки до лабораторної роботи №1.

Принцип накладення говорить: струм у будь-якій гілці (або напруга на будь-якому елементі) складної схеми з декількома джерелами енергії дорівнює алгебраїчній сумі часткових струмів (напруг), що виникають у цій гілці (на цьому елементі) від незалежної дії кожного джерела енергії.

Для будь-якої складної схеми відповідно до закону збереження енергії повинен виконуватися баланс (рівність) між сумою потужностей джерел і сумою потужностей приймачів енергії: $\Sigma P_{дж} = \Sigma P_{пр}$.

2.2 МЕДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

2.2.1 Моделювання схем та методика розрахунку схем

Згідно з завданням розрахуємо першу схему, яка представлена на рис. 1.2.15.

Розрахунок струмів у схемі із двома і більше джерелами ЕДС варто виконати одним з методів розрахунку складних схем на вибір, наприклад, метод контурних струмів, метод двох вузлів, метод накладення.

При виконанні лабораторної роботи розрахунок часткових струмів і напруг від незалежної дії кожного джерела енергії рекомендується виконувати методом накладення.

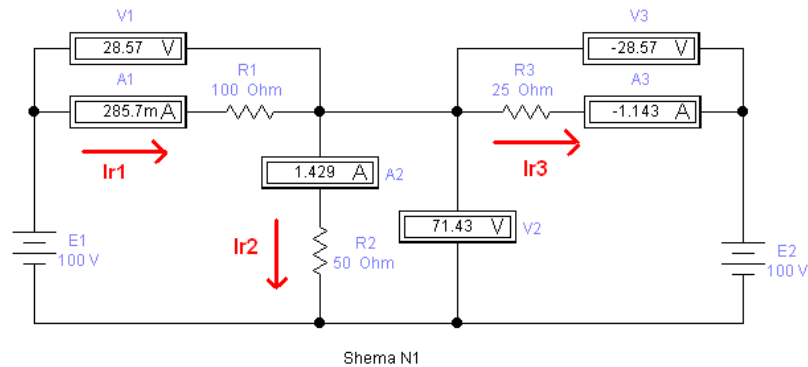


Рисунок 2.2.1 – Базова схема №1

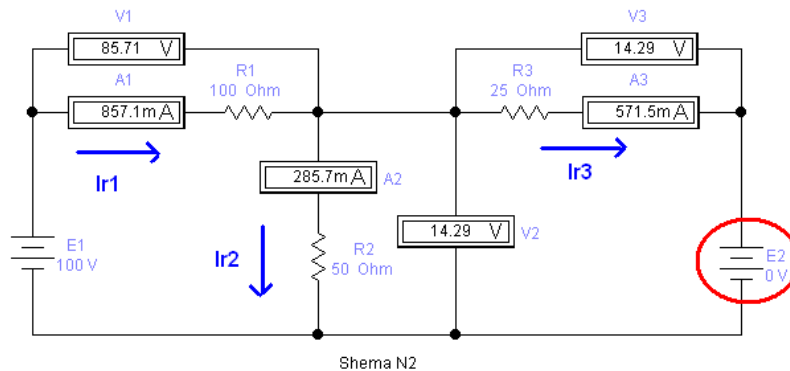


Рисунок 2.2.2 – Схема №1 з одним джерелом E1

На рис. 2.2.1-2.2.3 показані схеми, необхідні для виконання лабораторної роботи, відповідно до схеми №1. Для моделювання і розрахунку схеми №2 необхідно використовувати схеми, аналогічні попереднім, але з розвернутим навпаки джерелом живлення E2.

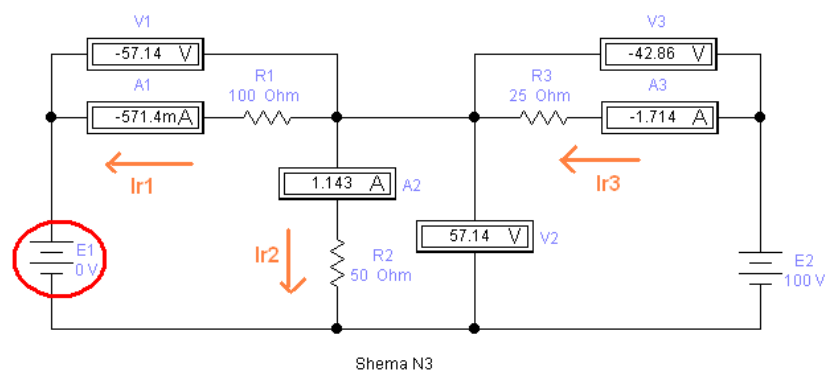


Рисунок 2.2.2 – Схема №1 з одним джерелом E_2

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3

- Тема:** Прості ланцюги змінного синусоїдального струму.
- Ціль:** Аналіз співвідношень між напругами і струмами й кутів зсуву фаз між ними в простих ланцюгах змінного синусоїдального струму з послідовним або паралельним з'єднанням резисторів, конденсаторів і котушок. Вивчення методів побудови векторних діаграм струмів і напруг для різних схем.
- Завдання:** Відповідно до досліджуваних еквівалентних схем для складної резистивного ланцюга (рис. 3.1) і параметрам окремих елементів схем (табл. 3.1) розрахувати для кожного компонента схеми параметри \underline{U} , \underline{I} , φ і Z (P , Q), а потім перевірити це експериментально. Для кожної розрахованої схеми побудувати в обраних масштабах векторні діаграми струмів і напруг.
- Термін:** Одне заняття.

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні розрахункові формули і рівняння. Поняття векторної та комплексної форми розрахунків схем.
3. Розрахунок схеми з послідовним з'єднанням резистора R і котушки L (рис. 1а). Визначити струм I , напруги на окремих елементах U_R і U_L , кути зсуву фаз між окремими напругами й струмом (φ , φ_1 , φ_2). Результати розрахунку внести в табл. 3.2.
4. Розрахунок схеми з послідовним з'єднанням резистора R і конденсатора C (рис. 1б). Визначити струм I , напруги на окремих елементах U_R і U_C , кути зсуву фаз між окремими напругами й струмом (φ , φ_1 , φ_2). Результати розрахунку внести в табл. 3.2.
5. Розрахунок схеми з паралельним з'єднанням резистора R і котушки L (рис. 1в). Визначити струм джерела I , струми в окремих елементах I_R і I_L , кути зсуву фаз між ЕДС джерела й окремих струмів (φ , φ_1 , φ_2). Результати розрахунку внести в табл. 3.3.
6. Розрахунок схеми з паралельним з'єднанням резистора R і конденсатора C (рис. 1г). Визначити струм джерела I , струми в окремих елементах I_R і I_C , кути зсуву фаз між ЕДС джерела й окремих струмів (φ , φ_1 , φ_2). Результати розрахунку внести в табл. 3.3.
7. За результатами розрахунків окремо для кожної досліджуваної схеми побудувати в обраних масштабах векторні діаграми струмів і напруг (зв'язані між собою діаграми для кожного з елементів).
8. Перевірочний розрахунок схем по балансу потужностей.
9. Змодельовані електричні схеми відповідно до завданих, наведених на рис. 3.1. Результати вимірів внести в таблиці аналогічні таблицям 3.2 і 3.3.
10. Виводи і висновки про ступінь відповідності розрахункових і експериментальних результатів.

11. Зняти діаграми сигналів в крапках **A** і **B** для всіх схем, накреслити їх в вибраному масштабі. Зробити письмові висновки.
12. Висновки.

1. Експериментальна частина:

Зібрати електричне коло за схемою рис. 3.1а. Установити задані значення параметрів окремих елементів ($L = \frac{X_L}{\omega}$). Виміряти струм у ланцюзі I , напруги на окремих ділянках ланцюга U , U_R і U_L , кути зсуву фаз між окремими напругами і струмом (φ , φ_1 , φ_2). Результати вимірів внести в табл. 3.2.

Зібрати електричне коло за схемою рис. 3.1б. Установити задані значення параметрів окремих елементів ($C = \frac{1}{\omega \cdot X_C}$). Виміряти струм у ланцюзі I , напруги на окремих ділянках ланцюга U , U_R і U_C , кути зсуву фаз між окремими напругами й струмом (φ , φ_1 , φ_2). Результати вимірів внести в табл. 3.2.

Зібрати електричне коло за схемою рис. 1в і рис. 1г. Установити задані значення параметрів окремих елементів ($L = \frac{X_L}{\omega}$). Виміряти напругу U і струм I джерела, струми в окремих галузях I_R і I_L , кути зсуву фаз між напругою джерела і окремими струмами (φ , φ_1 , φ_2). Результати вимірів внести в табл. 3.3.

За допомогою двох - каналного осцилографу зняти діаграми сигналів в крапках **A** і **B** відносно загального виводу (землі) для всіх схем.

2. Аналіз результатів роботи:

Зрівняти кількісні результати вимірів з аналогічними даними розрахунку. Якщо чисельні значення однієї й тої ж фізичної величини (струму або напруги), отримані розрахунковим і експериментальним шляхом, відрізняються більш ніж на 5%, варто встановити помилку у Ваших діях і неї усунути.

Перевірити чисельний баланс струмів у вузлах згідно 1-го закону Кірхгофа й баланс напруг у контурах згідно 2-го закону Кірхгофа.

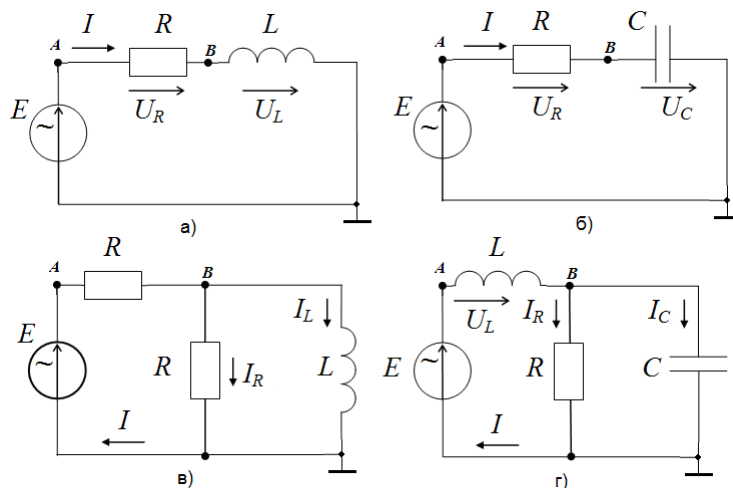


Рисунок 3.1 - Схеми досліджуваних ланцюгів

Таблиця 3.1

Варіант (1) (2) (3)	1, 11, 21	2, 12, 21	3, 13, 23	4, 14, 24	5, 15, 25	6, 16, 26	7, 17, 27	8, 18, 28	9, 19, 29	10, 20, 30
$U, \text{В (1)}$	45	50	55	60	65	45	50	55	60	65
$U, \text{В (2)}$	75	80	85	90	100	120	140	160	180	200
$U, \text{В (3)}$	250	300	350	400	450	500	550	600	700	750
$R, \text{кОм}$	35	40	45	50	55	40	45	50	55	60
$f, \text{кГц}$	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
$X_L, \text{кОм}$	45	50	55	60	65	50	55	60	65	70
$X_C, \text{кОм}$	40	45	50	55	60	45	50	55	60	65

Таблиця 3.2

Схема	$E, \text{В}$	$I, \text{А}$	$U_R, \text{В}$	$U_L, \text{В}$	$U_C, \text{В}$	$\varphi, \text{гр}$	$\varphi_1, \text{гр}$	$\varphi_2, \text{гр}$
а) Розрахунок					–			
а) Вимір					–			
б) Розрахунок				–				
б) Вимір				–				

Таблиця 3.3

Схема	$E, \text{В}$	$I, \text{А}$	$I_R, \text{А}$	$I_L, \text{А}$	$I_C, \text{А}$	$\varphi, \text{гр}$	$\varphi_1, \text{гр}$	$\varphi_2, \text{гр}$
в) Розрахунок					–			
в) Вимір					–			
г) Розрахунок				–				
г) Вимір				–				

Контрольні питання:

1. Що таке активний опір елемента ланцюга? Чи тотожні поняття активний і омичний опір провідника?
2. Що таке реактивний опір елемента ланцюга? Як визначаються реактивні опори котушки і конденсатора?
3. Що таке повний опір? Як визначити повний опір кожної з досліджуваних схем?
4. Що таке кут зрушення фаз?
5. Складіть рівняння за 1-м законом Кірхгофа для схеми рис. 3.1б і рівняння за 2-м законом Кірхгофа для схеми рис. 3.1а.
6. Визначення поняття конденсатору та індуктивності.
7. Класифікація конденсаторів та індуктивностей.
8. Основні параметри конденсаторів та індуктивностей.
9. Спеціальні функціональні можливості конденсаторів та індуктивностей.
10. Приклади позначення конденсаторів та індуктивностей.

3.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

3.1.1 Загальні відомості ланцюгів змінного струму

У лінійних ланцюгах змінного струму всі режимні функції (струм, напруг) змінюються в часі за синусоїдальним законом: $i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \alpha)$, $u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \beta)$. При розрахунку таких ланцюгів синусоїдальні функції часу заміняють *векторами* або *комплексними числами* й розрахунок виконують відповідно у векторній або комплексній формі.

Алгоритм розрахунку схеми з *послідовним* з'єднанням елементів R, L, C у векторній формі:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} - \text{повний опір схеми [Ом]}, \text{ де}$$

$$X_L = \omega L, X_C = 1/\omega C - \text{реактивні опори котушки й конденсатора};$$

$$\omega = 2\pi f - \text{кутова частота [с}^{-1}\text{]}, f = 50 - \text{циклічна частота [Гц]};$$

$$I = E/Z - \text{струм у схемі [А]};$$

$$U_R = I \cdot R, U_X = I \cdot X - \text{напруга на окремих елементах [В]};$$

$$\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R} - \text{кут зсуву фаз між напругою і струмом [}^\circ\text{]}.$$

Алгоритм розрахунку тої ж схеми в комплексній формі:

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C) = Ze^{j\varphi} - \text{комплексний опір схеми [Ом]};$$

$$\underline{I} = \underline{E} / \underline{Z} - \text{комплексний струм у схемі [А]};$$

$$\underline{U}_R = \underline{I} \cdot R, \underline{U}_X = \underline{I} \cdot jX - \text{напруга на окремих елементах [В]}.$$

Алгоритм розрахунку схеми з *паралельним* з'єднанням елементів R, L, C у векторній формі:

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2} - \text{повна провідність схеми [См]}, \text{ де}$$

$$B_L = 1/X_L, B_C = 1/X_C - \text{реактивні провідності котушки і конденсатора};$$

$$I = E \cdot Y - \text{струм в схемі [А]};$$

$$I_R = E \cdot G, I_B = E \cdot B - \text{токи в окремих елементах [А]};$$

$$\varphi = -\arctg \frac{B_L - B_C}{G} - \text{кут зсуву фаз між напругою і струмом [}^\circ\text{]}.$$

Алгоритм розрахунку тої ж схеми в комплексній формі:

$$\underline{Y} = G - j(B_L - B_C) = Ye^{-j\varphi} - \text{комплексна провідність схеми [См]};$$

$$\underline{I} = \underline{E} \cdot \underline{Y} - \text{комплексний струм в схемі [А]};$$

$$\underline{I}_R = \underline{E} \cdot G, \underline{I}_B = \underline{E} \cdot jB - \text{струм в окремих елементах [А]}.$$

Векторні діаграми струмів і напруг для схеми з послідовним з'єднанням елементів R, L і R, C показані на рис. 3.2а, б, а для схеми з паралельним з'єднанням – на рис. 3.2в, 3.2г.

При виконанні розрахункової частини роботи внутрішній активний опір котушки R_0 не враховується й приймається рівним нулю. У реальних досліджуваних ланцюгах наявність невеликого опору R_0 приведе до

зменшення кута φ між напругою й струмом котушки в порівнянні з його розрахунковим значенням, що й буде зафіксоване вимірювальним приладом.

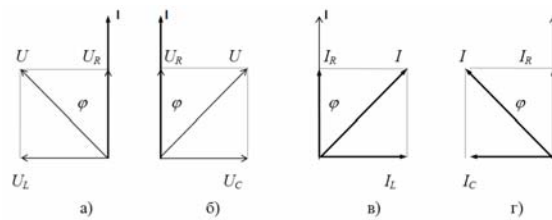


Рисунок 3.1.1 - Векторні діаграми струмів і напруг.

3.1.2 Конденсатори

Назву «конденсатор» було уведено наприкінці XVIII століття, коли існувало подання про «електричні рідини» і конденсатор розглядався як прилад для згущення, конденсування цих рідин. Зараз ця застаріла назва зберігається ще у всіх мовах, крім англійського, де замість старого терміна «condenser» уже широко застосовується термін «capacitor». У вітчизняній технічній літературі розповсюдженим терміном є сполучення «ємність конденсатора», коли говорять про величину ємності.

Перші відомості про конденсатори ставляться до середини XVIII століття. Ці конденсатори являли собою скляні ємності, наповнені водою, що служила першою обкладкою й приєднувалась до електростатичного генератора. Другою обкладкою служила долоня експериментатора, що прикладається до дна скляної посудини. Застосування конденсатора дозволяло різко підсилити ефект від розряду малопотужного електростатичного генератора, що був у той час єдиним джерелом електроенергії.

Пріоритет у винаході конденсатора спочатку приписували Ван Мушенброку, професорові Лейденського університету (Голландія). Звідси з'явилася назва "Лейденська банка" для скляного конденсатора. Однак вірніше вважати винахідником конденсатора *Евальда Георга фон Клейста*, прелата собору в м. Каміні (Німеччина). Дата винаходу конденсатора — 11 жовтня 1745 р. Перші відомості про появу конденсаторів у Росії ставляться до 1752 р. Скляні банки, наповнені дробом і обклеєні зовні металевою фольгою, застосовувалися *М. В. Ломоносовим* і *Г. Ріхтером* при дослідженні атмосферної електрики.

Початок технічного застосування конденсаторів ставиться до середини XIX століття. В 1856 р. був виданий англійський патент *Исхаму Баггсу* на використання розряду скляних конденсаторів для запалювання газових ламп, а також для цілей телеграфування, що можна вважати першим застосуванням конденсаторів у техніку зв'язку. В 1877 р. *П. Н. Яблочкову* був виданий французький патент на «систему розподілу й посилення атмосферною електрикою струмів, одержуваних від одного джерела світла з метою одночасного живлення декількох світильників». Цю дату можна вважати початком застосування конденсаторів у силовій електротехніці.

До кінця XIX століття технічне використання конденсаторів мало обмежений характер. Необхідність їх широкого промислового виробництва виникла тільки після винаходу радіо в 1895 р. *А. С. Поповим*. У зв'язку зі швидким розвитком виробництва радіостанцій, насамперед для військово-морського флоту, уже в перші роки XX століття за рубежом виникає ряд фірм, що спеціалізуються на виготовленні конденсаторів.

Крім електроніки й електроенергетики, конденсатори застосовують і в інших, не електротехнічних областях техніки й промисловості, зокрема. Наприклад, у металообробці — у високочастотних установках для плавки й термічної обробки металів, в електроерозійні (електро - спалахових) установках; для магніто - імпульсної обробки металів. Конденсатори широко використовуються в добувній промисловості (вугільної, метало - рудної й т.п.), у рудничному транспорті на конденсаторних електровозах нормальної й підвищеної частоти (безконтактних); в електро - вибухових пристроях; у пристроях з використанням електрогідравлічного ефекту й т.д.

Різноманітність областей застосування обумовлює винятково велика розмаїтість типів конденсаторів, використовуваних у сучасній техніці. Поряд з мініатюрними конденсаторами, що мають вага менш грама й розміри порядку декількох міліметрів, можна зустріти конденсатори вагою кілька тонн і по висоті перевищуючий людський ріст. Ємність сучасних конденсаторів може становити від часток піко-фаради до декількох фарад, а номінальна робоча напруга може лежати в межах від декількох вольтів до сотень кіловольтів.

Конденсатор - один із самих широко використовуваних компонентів радіо - пристроїв і являє собою дві металеві пластини - обкладки, розділені між собою діелектриком. Обкладки мають зовнішні виводи, за допомогою яких конденсатор з'єднується з іншими елементами. Одним з важливих властивостей конденсатора є те, що для змінного струму він являє собою опір, величина якого зменшується з ростом частоти.

Чим більший заряд здатний конденсатор накопичити при певній напрузі, тим більше величина електричної ємності конденсатора. Ємність конденсаторів вимірюють у фарадах (Ф). Це дуже більша величина, що на практиці не застосовують. У радіотехніці застосовують конденсатори від декількох часток піко-фарад (пФ) до сотень або тисяч мікрофарад (мФ).

Параметри конденсаторів

Електричні властивості, конструкція й область застосування конденсатора в максимальному ступені визначаються діелектриком, що розділяє його обкладки. Тому конденсатори вірніше всього класифікувати по роду діелектрика.

Конденсатори постійної ємності: з газоподібним діелектриком — повітряні, газонаповнені й вакуумні; з рідким діелектриком; із твердим

неорганічним діелектриком — скляні (скло-емалеві, склокерамічні, скло - плівкові), слюдяні, керамічні (низькочастотні й високочастотні), тонкошарові з неорганічних плівок; із твердим органічним діелектриком: паперові, метало - паперові, плівкові (з неполярних плівок і з полярних плівок), комбіновані — паперове-плівкові, тонкошарові з органічних синтетичних плівок (тонко-плівкові); електролітичні (оксидні): алюмінієві, танталові, ніобієві, титанові, ці конденсатори можна також розрізняти по типі конструкції на рідинні, сухі, тверді (оксидно-напівпровідникові) і оксидно-металеві.

Конденсатори змінної ємності: з механічним керуванням величиною ємності, з газоподібним діелектриком: повітряні, газонаповнені, вакуумні; з рідким діелектриком; із твердим діелектриком: керамічні, скляні, пластмасові; з електричним керуванням величиною ємності — сегнете - керамічні (варіконди) і напівпровідникові (варикапи).

При заданому типі діелектрика конденсатори можна класифікувати додатково по режиму роботи, для якого призначається конденсатор. При цьому розрізняють наступні основні режими роботи: 1) при постійній або спрямленій напрузі; 2) при змінній напрузі технічної частоти 50 Гц; 3) при звукових частотах 20...20 000 Гц; 4) при радіочастотах; 5) при імпульсних режимах (при одиничних імпульсах або при повторюваних імпульсах постійної або змінної полярності).

У конденсаторів, призначених для використання в електронній техніці в маркуванні звичайно вказується номінальна робоча напруга постійного струму. Для силових конденсаторів звичайно вказується ефективне значення робочої напруги при частоті 50 Гц.

У повсякденній практиці застосування конденсаторів користуються наступними параметрами.

Конденсатор ємністю C має властивість накопичення енергії електричного поля. Електричні характеристики й область застосування конденсаторів залежать від типу діелектрика між обкладинками. Конденсатори бувають як постійної, так і змінної ємності. По способі зміни ємності конденсатори бувають із механічною й електричною керованою ємністю.

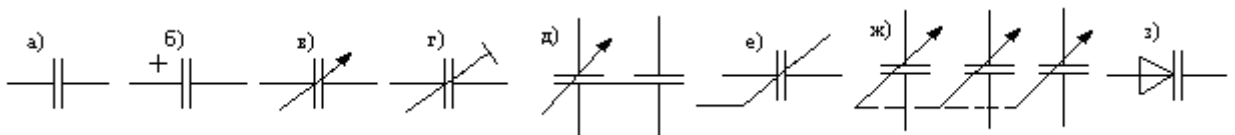


Рисунок 3.1.2 - Умовна позначка конденсаторів:

- | | |
|------------------------|-------------------------------|
| а - постійної ємності; | б - електролітичний полярний; |
| в - змінній ємності; | г - підстроюванні; |
| д - варіконд; | е - диференціальний; |
| ж - багатосекційний; | з - варикап. |

Умовні позначки конденсаторів показані на рис. 3.1.2.

Конденсатор як закінчений пристрій володіє рядом паразитних параметрів. Еквівалентна схема конденсатора показана на рис. 1.3, де L - визначається конструкцією, розмірами обкладки і обмежуючий частотний діапазон застосування, $R_{ИЗ}$ - опір ізоляції, R_B - опір втрат.

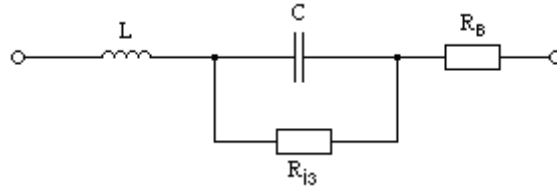


Рисунок 3.1.3 - Еквівалентна схема конденсатора

Якщо до конденсатора C прикладена напруга U , то заряд q , ємність C , струм I , енергія W_C й потужність P визначаються наступними співвідношеннями:

$$q = CU; \quad C = \frac{q}{U}; \quad I = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU}{dt};$$

$$P = UI = CU \frac{dU}{dt}; \quad W_C = \int_{-\infty}^t P dt = \frac{CU^2}{2}$$

Якщо на конденсаторі заряд дорівнює 1 Кл і різниця потенціалів між обкладками дорівнює 1 В , то конденсатор має ємність 1 Ф .

При послідовному й паралельному з'єднанні n - конденсаторів їхні загальні ємності визначаються вираженнями відповідно:

$$\frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} \quad C_0 = C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

Якщо конденсатор ємністю C включений у ланцюг змінного струму із частотою коливань ω , то його реактивний опір X_C визначається вираженням:

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

З вираження видно, що опір конденсатора залежить від частоти електричних коливань, які прикладені до конденсатора. Отже, опір ланцюга, у якій утримується конденсатор, змінюється зі зміною частоти електричних коливань, що діють у ланцюзі. Ці властивості конденсаторів використовуються для побудови частотно-залежних і частотно-вибірних електричних кіл (диференційних, інтегруючих, коливальних, фільтруючих і т.п.).

Основні характеристики конденсаторів. У повсякденній практиці застосування конденсаторів користуються наступними параметрами.

Номинальна ємність — ємність, значення якої позначене на конденсаторі або зазначено в документації. Номинальні значення ємностей стандартизовані й вибираються з певних рядів чисел. Наприклад, відповідно до стандарту СЭВ 6-78 установлені сім рядів: *E3*; *E6*; *E12*; *E24*; *E48*; *E96*; *E192*. Цифри після ви Е вказують число номинальних значень у кожному десятичному інтервалі (декаді). Наприклад, ряд *E6* містить шість значень номинальних ємностей у кожному отриманім шляхом їхні множення або розподіли на 10^n , де n — ціле позитивне або негативне число. У виробництві конденсаторів найчастіше використовуються ряди *E3*, *E6*, *E12* і *E24*, рідше - *E48*, *E96* і *E182*.

Фактичні значення ємностей можуть відрізнятися від номинальних у межах припустимих відхилень. Останні вказуються у відсотках відповідно до номиналу, або розділяються на класи (табл.3.1.1).

Таблиця 3.1.1 Розподіл конденсаторів на класи

Клас	0,01	0,02	0,05	00	0	1	2	3	4	5	6
Допуск, %	± 0,1	± 0,25	± 0,5	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	-10... +20	-20... +30	-20... +50

Для конденсаторів з номинальними ємностями нижче 10 пФ допускаються відділення, що, вказуються в абсолютних значеннях: ±0,1; ± 0,25; ±0,5 і ±1 пФ.

Номинальна напруга — значення напруги, позначена на конденсаторі або зазначена в документації, при якому він може працювати в заданих умовах протягом установленного терміну служби зі збереженням параметрів у припустимих межах.

Номинальна напруга конденсаторів багатьох типів зменшується з ростом температури навколишнього середовища, тому що зі збільшенням температури, як правило, прискорюються процеси старіння діелектрика. При експлуатації конденсаторів на змінному або постійному струмі з накладенням змінної складової напруги необхідно виконувати наступні умови:

- Сума постійної напруги й амплітуди змінної складової не повинна перевищувати допустимого напруження, що вказується в документації;
- Амплітуда змінної напруги не повинна перевищувати значення напруги, розрахованого виходячи із припустимої реактивної потужності:
- $U = 565\,000 \cdot \sqrt{P / FC}$, де U — амплітуда змінної напруги, В; P — припустима реактивна потужність, ВАР (вольт-ампер-реактивна); F — частота, Гц; C — ємність, пФ.

Для конденсаторів з номінальною напругою 10 кВ і менш значення номінальних напруг установлюються відповідно до ГОСТ 9665-77 з ряду:

1; 1,6; 2,5; 3,2; 4; 6,3; 10; 16; 20; 25; 32; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 350; 400; 450; 500; 630; 800; 1 000; 1 600; 2 000; 2 500; 3 000; 4 000; 5 000; 6 300; 8 000; 10 000 У.

Під номінальним струмом конденсатора розуміють найбільший струм, при якому конденсатор може працювати в заданих умовах протягом гарантованого терміну служби. Значення номінального струму залежить від конструкції конденсатора, застосованих у ньому матеріалів, частоти змінної або пульсуючої напруги й температури навколишнього середовища. При проходженні через конденсатор радіоімпульсів значення імпульсного струму I_i може перевищувати номінальний струм I_n відповідно до співвідношення:

$$I_i = I_n * \sqrt{Q}, \text{ де } Q — \text{шпаруватість імпульсів.}$$

Значення номінального струму в амперах вакуумних конденсаторів установлюється відповідно до ГОСТ 14611-78 з ряду: 5; 7,5; 10; 12; 15; 20; 25; 30; 35; 40; 50; 60; 75; 100; 125; 150; 200; 250; 300; 400; 500; 600; 750; 1 000.

Тангенс кута втрат $\operatorname{tg}\delta$ характеризує втрати енергії в конденсаторі й визначається відношенням активної потужності до реактивного при синусоїдальній напрузі певної частоти: $\operatorname{tg}\delta = P_a / P_r$.

Конкретне значення тангенса кута втрат залежить від типу діелектрика і його якості, а також від температури навколишнього середовища й від частоти змінного струму, на якій він вимірюється. Як правило, $\operatorname{tg}\delta$ має мінімум в області кімнатних температур. З ростом частоти значення $\operatorname{tg}\delta$ збільшується. Із часом, а також при експлуатації у вологому середовищі значення $\operatorname{tg}\delta$ росте й може збільшитися в кілька разів.

На практиці також користуються для характеристики втрат поняттям *добротності конденсатора* $Q_c = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} = \frac{1}{R_{\Pi} \omega C}$ або відношенням реактивної потужності до активної. Конденсатори характеризуються номінальною й фактичною ємністю. Номінальна ємність $C_{\text{НОМ}}$ вказується заводом-виготовлювачем, а фактична C_{Φ} визначається при даній температурі і частоті. Припустиме відхилення ємності задається у відсотках:

$$\Delta C = \frac{C_{\Phi} - C_{\text{НОМ}}}{C_{\text{НОМ}}} 100\%$$

Зміна ємності залежно від температури характеризується *температурним коефіцієнтом ємності (ТКЕ)*:

$$\alpha_c = \text{ТКЕ} = \frac{1}{C_{\text{от}}} \frac{dC}{dT},$$

де T - температура;

$C_{от}$ - значення ємності при номінальній температурі.

$ТКЄ$ може бути негативним, нульовим і позитивним. Для забезпечення нульового $ТКЄ$ використовують послідовне й паралельне з'єднання декількох конденсаторів з різним знаком $ТКЄ$.

Стабільність конденсаторів у часі характеризується коефіцієнтом старіння:

$$\beta_c = \frac{1}{C_0} \frac{dC}{dt},$$

де t - час, C_0 - значення ємності безпосередньо після виготовлення.

При впливі на конденсатор напруги в ньому виникають електричні і акустичні шуми. Електричні шуми викликані частковими розрядами, мерехтіннями ємності, п'єзоелектричними ефектами. Акустичні - обумовлені вібрацією обклашки під дією кулонівських і електродинамічних сил.

Електричний опір конденсатора постійному струму певної напруги називається опором ізоляції конденсатора. Цей параметр характерний для конденсаторів з органічним і неорганічним діелектриками. Для конденсаторів ємністю більше 0,33 мкФ прийнято замість опору ізоляції приводити значення постійної часу, що виражається в секундах, рівне добутку опору ізоляції на значення номінальної ємності. Опір ізоляції (постійна часу) залежить від типу діелектрика, конструкції конденсатора й умов його експлуатації. При тривалому зберіганні опір ізоляції може зменшитися на один - три порядки.

Струм провідності, що проходить через конденсатор при постійній напрузі на його обкладинках у сталому режимі, називають струмом витоку. Струм витоку обумовлений наявністю в діелектрику вільних носіїв заряду й характеризує якість діелектрика конденсатора. Цей параметр характерний для вакуумних і оксидних конденсаторів. Струм витоку у великому ступені залежить від значення прикладеної напруги й часу, протягом якого воно прикладене. Струм витоку вимірюється через 1...5 хв. послі подачі на конденсатор номінальної напруги. При включенні конденсатора під напругу відбувається "тренування", тобто поступове зменшення струму витоку. При тривалому зберіганні й тривалій роботі струм витоку конденсаторів зростає.

Температурний коефіцієнт ємності (ТКЕ) — величина, застосовувана для характеристики конденсаторів з лінійною залежністю ємності від температури й рівна відносній зміні ємності при зміні температури навколишнього середовища на один градус Цельсія. За значенням ТКЕ керамічні й деякі інші конденсатори розділяються на групи. Для конденсаторів з нелінійною залежністю ємності від температури, а також

з більшими відходами ємності від температури звичайно приводиться відносна зміна ємності в робочому інтервалі температур.

Повний опір конденсатора — це опір конденсатора змінному синусоїдальному струму певної частоти, обумовлене наявністю в реального конденсатора поряд з ємністю також активного опору й індуктивності. Цей параметр звичайно застосовується при використанні конденсатора у СВЧ-пристроях. Найменшою індуктивністю володіють керамічні конденсатори (1...30 нГн).

Реактивна потужність — це добуток напруги певної частоти, прикладеного до конденсатора, на силу струму, що проходить через нього, і на синус кута зрушення фаз між ними. У більшості випадків кут зрушення фаз близький до 90° , тому приблизно $P_r = 2\pi / (CU^2)$. Поняття реактивної потужності уведено для високочастотних і особливо високовольтних конденсаторів і використовується для встановлення припустимих електричних режимів експлуатації. При цьому в області низьких частот обмеження визначаються припустимою амплітудою напруги змінного струму, а на високих частотах - припустимою реактивною потужністю конденсатора.

Внесене загасання й опір зв'язку — це величини, що характеризують здатність завадо – подавляючих конденсаторів і фільтрів придушувати перешкоди змінного струму заданої частоти. Внесене загасання (А) пропорційно логарифму відносини напруг, обмірюваних на навантаженні електричного кола до (U1) і після (U2) включення конденсатора або фільтра в цей ланцюг: $A = 20 \lg (U1 / U2)$.

Опір зв'язку R_c визначається як відношення напруги на виході завадо - подавляючого конденсатора U_{vx} , до його вхідного струму I_{vx} , тобто $R_c = U_{vx} / I_{vx}$. Поняття опору зв'язку уведене для 3-3- і 4-вивідних конденсаторів.

Внесене загасання й опір зв'язку залежать від частоти змінного струму, ємності, індуктивності, добротності й конструкції конденсаторів і фільтрів, а також від вихідного опору генератора й опору навантаження.

Підстроечні й змінні конденсатори мають додаткові параметри, що враховують особливості їхнього функціонального призначення й конструктивного виконання. Замість параметра номінальна ємність використовуються параметри максимальна й мінімальна ємності, що можуть бути отримані при переміщенні його рухливої системи. Специфічними параметрами підстроечних і змінних конденсаторів є момент обертання, швидкість перебудови ємності й зносостійкість.

До підстроечних конденсаторів з електричним керуванням ставляться сегнете - електричні й напівпровідникові. Для керування ємністю сегнете - електричних конденсаторів (варкондів) використовується характерна для

спонтанної поляризації залежність діелектричної проникності від прикладеного до обкладинок конденсатора напруги. Для керування ємністю напівпровідникових конденсаторів (варикапів) використовується залежність ємності p - n переходу від напруги.

Оскільки при спонтанній поляризації діелектрична проникність може досягати величезних значень, порядку 10 000 і навіть вище, те для варикондів характерні більші значення ємності при малих розмірах конденсаторів. Для напівпровідників — кремнію й германія — вона істотно менше, порядку 11...15, тому верхня межа ємності в напівпровідникових конденсаторів помітно нижче, ніж у варикондів, і звичайно не перевищує десятків пікофарад, рідше досягає декількох сотень. Однак вариконди мають істотні недоліки (сильна температурна залежність, тимчасова нестабільність, низька добротність - близько 25 у найкращому разі). Проте, сегнете - електричні конденсатори знайшли застосування в діелектричних підсилювачах, множниках частоти, стабілізаторах напруги й т.д.

Напівпровідникові конденсатори, уступаючи сегнете - електричні по величині номінальної ємності, мають поліпшену стабільність ємності (при заданому значенні напруги) як у часі, так і при зміні температури. Добротність цих конденсаторів також підвищена й у певній області частот може перевищувати 1 000, становлячи не нижче 25...50 при частотах порядку десятків мегагерц. Хоча по величині добротності й стабільності ємності ці конденсатори уступають повітряним, однак вони мають значно менші розміри й вагу, а також підвищеною надійністю, що дозволяє використовувати їх у різноманітній апаратурі для автоматичної настроювання й підстроювання частоти, фази й т.п. Поряд із цим напівпровідникові конденсатори можуть застосовуватися й у багатьох інших випадках, де потрібна ємність, що залежить від напруги, конкуруючи із сегнете - керамічних конденсаторів особливо успішно при невеликих значеннях ємності і в тих випадках, коли до її стабільності пред'являються підвищені вимоги, а також коли потрібні знижені втрати.

Комутаційні пристрої. Для характеристики КУ використовуються наступні параметри.

Чутливість — мінімальна величина вхідного параметра, при якому відбувається стрибкоподібна зміна вихідного параметра (замикання або розмикання контактів, у безконтактних — зміна провідності). Залежно від виду вхідної величини, на яку реагують КУ, чутливість може оцінюватися величиною струму, напруги, потужності, механічної сили, світлового потоку, магнітного поля й т.д.

Час спрацьовування — характеризує швидкодія пристрою. Воно відлічується з моменту подачі сигналу на вхід до появи сигналу на виході. Час, відлічуваний з моменту припинення дії керуючого сигналу до появи відповідного сигналу (стрибкоподібної зміни) на виході, є часом відпускання.

Максимальне значення комутаційної потужності — добуток максимально припустимих значень напруги й токи при даній нарузі. Якщо виконавча система КУ комутирує кілька ланцюгів, то вводять поняття сумарної комutowаної потужності.

Частота спрацьовувань (комутацій) — число спрацьовувань КУ в одиницю часу.

Коефіцієнт підсилення (називаний іноді коефіцієнтом керування) визначається відношенням потужності на виході до потужності керування.

Вхідний опір — визначає можливість узгодження пристрою із джерелом сигналів керування й найчастіше приводиться у вигляді активного (напри мір, для опору обмотки електромагнітних реле) або комплексного опору.

Електроізоляційні властивості КУ характеризуються опором і електричною міцністю ізоляції між струмоведучими ланцюгами, а також корпусом.

Опір комутуючих елементів залежить від принципу комутації й виду використовуваних елементів. Для контактних КУ - це активний опір замкнутих контактів, для напівпровідникових - внутрішній опір приладу у відкритому стані, для магнітних - індуктивний опір змінному струму й т.д.

При роботі електричного контакту відбуваються досить складні фізичні процеси, які мають розходження при їхньому замиканні й розмиканні.

Режим замикання. При зменшенні відстаней між контактами до 10 мкм спостерігається процес газу - розряду, причому напруга запалювання газу між контактами визначається за законом *Пашена*. При менших відстанях цей закон порушується. Зазначена границя відповідає декільком довжинам вільного пробігу молекул у повітрі при нормальному тиску. Тому електрони можуть перетинати контактний зазор без зіткнення з молекулами газу.

Напруженість електричного поля при замиканні контактів зростає за законом $E = U / d$, де E — напруженість електричного поля; U — комутаційна напруга, що; d — відстань між контактами. При напруженості поля близько $3 \cdot 10^8$ В/м виникає автоелектронна емісія електронів з поверхні катодного контакту, що утворює коротку дугу. Ця дуга є без вогню і характеризується незалежністю напруги горіння від величини струму, що протікає. При наявності плівок на контактах коротка дуга виникає при меншій напруженості електричного поля.

Коротка дуга розігріває анодний контакт і викликає перенос матеріалу на катодний контакт. Безпосередньо перед зіткненням контактів утвориться рідкий контактний перешийок і напруга протягом -10 нс стрибком падає до часток вольт. При подальшому зближенні контактів площа зіткнення віз стане, перехідний опір контактів падає й, отже, падає

також і температура. Контактний перешийок застигає, однак легко розривається при нормальних навантаженнях у процесі розмикання контактів.

Режим розмикання. У процесі розмикання контактне натискання зменшується, поверхня зіткнення мікро - шорсткості стає менше, щільність струму й перехідний опір підвищуються. Протягом досить короткого часу напруга на контактах збільшується від декількох мілівольтів до 0,5...15 В. Під час цієї частини процесу розмикання місця зіткнення металевих контактів плавляться, потім вони розриваються при досягненні температури кипіння металу контактів. У цей момент напруга на контактах стрибкоподібно (протягом приблизно 10 нс) підвищується до напруги горіння короткої дуги, причому час її горіння значно більше, ніж при замиканні. По цьому є в режимі розмикання контакти руйнуються більше, ніж при замиканні.

При роботі електричних контактів на силові навантаження, характерні для електротехнічної апаратури, коротка дуга може перейти у звичайну, плазміну дугу. У цьому випадку змінюється напрямок переносу матеріалу контактів (з катода на анод), а при розриві рідких контактних перешийків і при короткій дузі перенос відбувається з анода на катод.

Умовні позначки конденсаторів. Скорочена умовна позначка конденсаторів відповідно до ГОСТ 11076-69 і ОСТ 11.074.008-78 складається з наступних елементів:

ПЕРШИЙ ЕЛЕМЕНТ - буква або сполучення букв, що визначають тип конденсатора: (К - постійної ємності; КТ - підстроюваний; КП - змінної ємності; КС - конденсаторні складання).

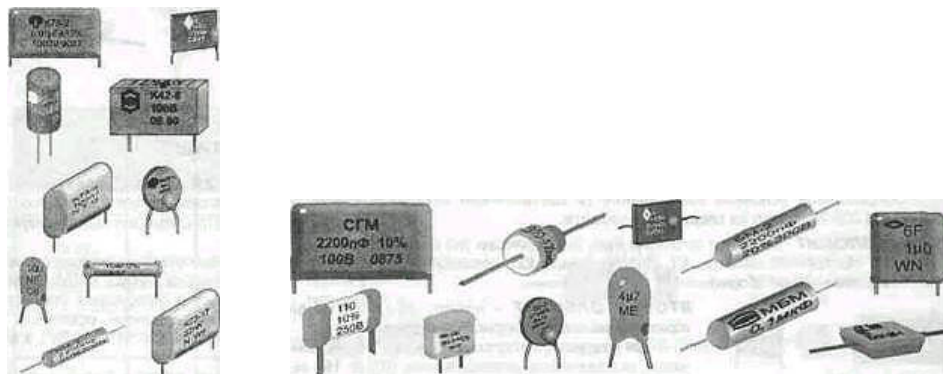


Рисунок 3.1.4 - Зовнішні вигляд конденсаторів

ДРУГИЙ ЕЛЕМЕНТ - число, що позначає використовуваний вид діелектрика. Для конденсаторів постійної ємності (10 - керамічні, на номінальну напругу нижче 1600 В; 15 - керамічні, на номінальну напругу 1600 В і вище; 20 - кварцові; 21 - скляні; 22 - склокерамічні; 23 - скло-емалеві; 26 - тонко-плівкові з неорганічним діелектриком; 31 - слюдяні малої потужності; 32 - слюдяні великої потужності; 40 - паперові й фольгові на номінальну напругу нижче 2 кВ; 41 - паперові й фольгові на номінальну

напругу 2 кВ і вище, 42 - паперові металізовані; 50 - оксидні (електролітичні) алюмінієві; 51 - оксидні (електролітичні) танталові, ніобієві; 52 - оксидні танталові об'ємно - пористі; 53 – оксидне - напівпровідникові; 58 - з подвійним електричним шаром (іоністори); 60 - повітряні; 61 - вакуумні; 70 - полістирольні з фольговими обкладинками, 71 - полістирольні з металізованими обкладинками; 72 - фторопластові; 73 – поліетилен - терефталатні з металізованими обкладинками; 74 – поліетилен - терефталатні з фольговими. Для конденсаторів змінної ємності й підбудованих: 1 вакуумні; 2 - повітряні; 3 - з газоподібним діелектриком; 4 - із твердим діелектриком. Для нелінійних конденсаторів: 1 - варіконди; 2 - термо - конденсатори.

ТРЕТІЙ ЕЛЕМЕНТ - порядковий номер розробки конкретного типу, до складу якого може входити й літерне позначення (П - для роботи в ланцюгах постійного й змінного струмів; Ч - для роботи в ланцюгах змінного струму; В - для роботи в ланцюгах постійного струму й в імпульсних режимах; И - для роботи в імпульсних режимах). Повна умовна позначка складається зі скороченого позначення й значення основних параметрів і характеристик, необхідних для замовлення й запису в конструкторській документації: (K75-10-250В-0,1мкФ±5%- В-ОЖО.484.865 ТУ).

У користуванні також зустрічаються конденсатори старих типів, в основу класифікації яких бралися різні ознаки: конструктивні різновиди, технологічні особливості, області застосування, експлуатаційні характеристики й т.д.

Застосовуються наступні скорочені позначення КД - конденсатори дискові; КМ - керамічні монолітні; КЛС - керамічні литі секційні; КСО - конденсатори слюдяні спресовані; СГМ - слюдяні герметизовані малогабаритні; КБГИ - конденсатори паперові герметизовані ізолювані; МБГЧ – метало-паперові герметизовані частотні; КЭГ - конденсатори електролітичні герметизовані; ЭТО - електролітичні танталові об'ємно пористі; КПК - конденсатори підстроечні керамічні.

Кодоване позначення параметрів

Для маркування малогабаритних конденсаторів використовують кодоване позначення. Залежно від того, у якому ланцюзі може використовуватися конденсатор, до нього пред'являються різні вимоги. Основні параметри, які характеризують конденсатори, що впливають:

Номінальна ємність - ємність конденсатора, обрана із числового ряду значень (Е3, Е6, Е12 і Е24). Величину ємності вказують на корпусі конденсатора числом і буквою.

При цьому ємність від 0 до 100 пФ позначають у піко - фарадах, поміщаючи букву «п» або «р» після числа, якщо воно ціле, або на місці коми, якщо число - дробове. Ємність від 100 пФ до 0,1 мкФ позначають у нано - Фарадах «н» або «п», а від 0,1 мкФ і вище - у мікро - фарадах «м» (м або m) див. табл. 2.1.

Відхилення, що допускається - максимальне відхилення (різниця значень) між обмірюваною й номінальною ємностями, при застережених у НТД частоті й температурі.

Номінальна напруга й струм - значення напруги й токи, при яких конденсатор може працювати в заданих умовах протягом терміну служби, зберігаючи свої параметри (табл. 3.1.2).

Температурний коефіцієнт ємності (ТКЕ) - характеризує відносна зміна ємності від номінального значення при зміні температури навколишнього середовища. Знак ТКЕ може бути негативним (позначається буквою "М"), позитивним (П), близьким до нуля (МП). Буква "Н" в умовній позначці групи позначає, що для цих конденсаторів ТКЕ не нормується. Наступні за буквою "Н" цифри, указують на гранично припустимі зміни ємності в інтервалі робочих температур.

Таблиця 3.1.2

Допуск, в %	Буквен. позн.	Допуск, в %	Буквен. позн.	Допуск, в %	Буквен. позн.	Допуск, в %	Буквен. позн.
±0.001	Е	±0.05	Х	±2.0	Г(Л)	-10...+30	Q
±0.002	L	±0.1	В (Ж)	±5.0	І(М)	-10...+50	Т(Э)
±0.005	R	±0.2	З (В)	±10	ДО (З)	-10...+100	У(Ю)
±0.01	P	±0.5	Д(Д)	±20	М(В)	-20...+50	С(В)
±0.02	U	±1.0	F(P)	±30	N (Ф)	-20...+80	Z(A)

Таблиця 3.1.3

Напр В	Букв. позн.	Напр. В	Букв. позн.	Напр. В	Букв. позн.	Напр. В	Букв. позн.	Напр. В	Букв. позн.
1,0	I	6.3	В	40	S	100	N	350	T
2,5	M	10	D	50	J	125	P	400	Y
3,2	A	16	E	63	K	160	Q	450	U
4.0	C	20	F	80	L	315	X	500	V

Таблиця 3.1.4

Позначення групи	Буквенний код	Колірне позначення			Номінальн. значення ТКЕ
		Старе		Нове	
		Покритий. корпусу	Маркіровочн. крапки	Маркіровочні крапки (штрих)	
П210		синій	чорний	без крапки	+120
П100 (П120)	A	синій	без крапки	червоний + фіолетовий	+100
П60	G	сірий	червоний	без крапки	+60
П33	N	сірий	без крапки	без крапки	+33
М110	C	блакитний	чорний	чорний	0
М33	H	блакитний	коричневий	коричневий	-33
М47	M	блакитний	блакитний	блакитний + червоний	-47
М75	L	блакитний	червоний	червоний	-75
М150	p	червоний	жовтогарячий	жовтогарячий	-150
М220	R	червоний	жовтий	жовтий	-220
М330	S	червоний	зелений	зелений	-330
М470	T	червоний	синій	блакитний	-470
М750 (М700)	U	червоний	без крапки	фіолетовий	-750 (М700)
М1500	V	зелений	без крапки	жовтогарячий +	-1500 -1300

(M1300)				жовтогарячий	
M2200	K	зелений	жовтий	жовтий + жовтогарячий	-2200
M3300	Y	зелений	зелений	без крапки	-3300

У слюдяних конденсаторів група ТКЕ позначається першою буквою на корпусі, у керамічних конденсаторів кожній групі відповідає певним колір корпусу або кольорова мітка. Розмір першого маркіровочного знака вдвічі більше розміру другого маркіровочного знака. Якщо колір корпусу збігається з кольором першого маркіровочного знака, то перший маркіровочний знак не ставлять. Температурну стабільність ємності (для сегнете - керамічних конденсаторів з нелінійною залежністю ємності від температури) характеризують *відносною зміною ємності* в інтервалі робочих температур від -60 до +85 С (табл. 3.1.3 і табл. 3.1.4).

Керамічні НЧ конденсатори (групи "Я" по ТКЕ) застосовують у якості шунтувальних, блокувальних, фільтрових, а також для зв'язку між каскадами на низькій частоті. Для збереження настроювання коливальних контурів при роботі в широкому інтервалі температур необхідно використовувати послідовне й паралельне з'єднання конденсаторів, у яких ТКЕ мають різні знаки. Завдяки чому при зміні температури частота настроювання такого термо - компенсованого контуру залишиться практично незмінної. Як і будь-які провідники, конденсатори мають деяку індуктивність. Вона тим більше, чим більше розміри обкладинок конденсатора й внутрішніх сполучних провідників, чим довше й тонше його виводи.

Таблиця 3.1.5

Позначення групи	Буквенний код	Колірне маркування			Зміна ємності в %
		Старе позначення		Нове позначення	
		Колір покриття корпусу	Маркіровочна крапка	Кольорові крапки або кольорові штрихи	
H10	B	жовтогарячий	чорний	жовтогарячий + чорний	+ 10
H20	Z	жовтогарячий	червоний	жовтогарячий + червоний	+ 20
H30	D	жовтогарячий	зелений	жовтогарячий + зелений	+ 30
H50	X	жовтогарячий	синім	жовтогарячий + блакитний	+ 50
H70	E	жовтогарячий	жовтогарячий	жовтогарячий + фіолет.	-70
H90	F	жовтогарячий	білий	жовтогарячий + білий	-90

На практиці для забезпечення роботи блокувальних конденсаторів, у яких обкладки виконані у вигляді довгих стрічок з фольги, згорнутих разом з діелектриком у рулон круглої або іншої форми, у широкому діапазоні частот, паралельно паперовому (оксидному) підключають керамічний або слюдяний конденсатор невеликої ємності.




Колірний код вітчизняних танталових конденсаторів (K53-30). У зв'язку з тим, що сухі оксидні конденсатори мають великий виробничий розкид допусків, вони технологічно виконуються по стандартному ряді Е6 Маркування оксидно-напівпровідникових танталових конденсаторів (краплевої форми) виробляється колірним кодом (табл. 3.1.5).

Номінал ємності в піко-фарадах розраховується як добуток двохзначного числа (певного по кольорі двох перших смуг) на множник (певний по кольорі третьої смуги). Конденсатори з величиною допуску $\pm 20\%$ маркуються трьома кольоровими смугами, починаючи з боку, протилежної виводам конденсатора (табл. 3.1.6).

Таблиця 3.1.6

Колір маркіровочного знака	Номінальна ємність			Четвертий елемент Ном. Напр., (Вольт)
	Перший елемент (перша цифра)	Другий елемент (друга цифра)	Третій елемент (множник)	
Срібний			10-2	2,5
Золотий			10-1	1,5
Чорний		0	1	4,0
Коричневий	1	1	10	6,3
Червоний	2	2	10 ²	10
Жовтогарячий	3	3	10 ³	16
Жовтий	4	4	10 ⁴	40
Зелений	5	5	10 ⁵	25 (20)
Синій (блакитний)	6	6	10 ⁶	32 (30)
Фіолетовий	7	7	10 ⁷	50
Сірий	8	8	10 ⁸	
Білий	9	9	109	63

Таблиця 3.1.7

жовтий фіолетовий синій (4,7 мкФ)		синій сірий синій срібний (6,8 мкФ 2,5 V)		
--------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------

Колірний код керамічних конденсаторів (K10..., K26...). Відмітне колірне кодування застосовується для маркування конденсаторів, номінальна робоча напруга яких не перевищує 63В. Маркування наносять у вигляді кольорових крапок або смуг (табл. 3.1.8).

Таблиця 3.1.8

Колір маркіровочні мітки	Номінальна ємність у пФ		Відхилення ємності, що допускається	Номінальна напруга у Вольтах
	Перша й друга цифри	Множник		
Чорний	10	1	± 20	4
Коричневий	12	10	± 1	6,3
Червоний	15	10 ²	± 2	10
Жовтогарячий	18	10 ³	$\pm 0,25$	16
Жовтий	22	10 ⁴	$\pm 0,5$	40

Зелений	27	10^5	± 5	25 або 20
блакитний	33	10^6	± 1	32 або 30
Фіолетовий	29	10^7	-20...+50	50
Сірий	47	10^8	-20...+80	
Білий	56	10^9	± 10	63
Золотавий	82	10-1		1.5
Срібний	68	10-2		2.5

Маркування наноситься у вигляді кольорових кілець або крапок. Кожному кольору відповідає певне цифрове значення. Маркіровочні знаки на конденсаторах зрушені до одному з виводів і розташовуються ліворуч праворуч. Ширина смуги позначає величину ТКЕ робиться приблизно у два рази більше інших (табл. 3.1.9).

Таблиця 3.1.9

Колір маркіровочного знака	Номинальна ємність у пФ			Множник	Допуск, %	ТКЕ
	перша смуга	друга смуга	третья смуга	четверта смуга	п'ята смуга	шоста смуга
Срібний				10-2	± 10	
Золотий				10-1	± 5	
Чорний		0	0	1		± 250
Коричневий	1	1	1	10	± 1	± 100
Червоний	2	2	2	10^2	± 2	± 50
Жовтогарячий	3	3	3	10^3		± 15
Жовтий	4	4	4	10^4		± 25
Зелений	5	5	5	10^5	± 0.5	± 20
Синій(блакитний)	6	6	6	10^6	± 0.25	± 10
Фіолетовий	7	7	7	10^7	± 0.1	± 5
Сірий	8	8	8	10^8		± 1
Білий	9	9	9	10^9		
Ні кольору					± 20	

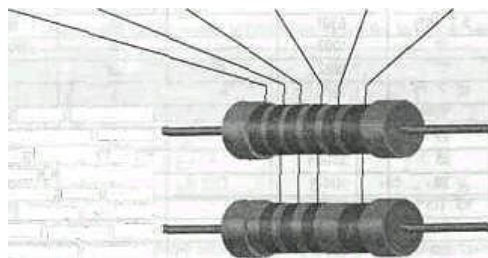


Рисунок 3.1.5 - Кольорова маркіровка конденсаторів

Конденсатори з малою величиною допуску (0.1%...10%) маркуються шістьма кольорними кільцями. Перші три - чисельні величини ємності в піко-фарадах, четверте кільце - множник, п'яте кільце - допуск, шосте кільце - ТКЕ. Конденсатори з величиною допуску $\pm 20\%$ маркуються чотирма кольорними кільцями. Перші дві - чисельні величини ємності в піко-фарадах (тому що незначний нуль у третьому розряді не маркується). Третє кільце - множник, четверте кільце - ТКЕ. Величина допуску (п'яте кільце) не маркується.

Кодоване позначення номінальних ємностей складається із трьох або чотирьох знаків, що включають дві або три цифри і букву. Буква (російського

або латинського алфавіту) означає множник, що відповідає значенню ємності, вираженої у фарадах. Букви $n(p)$, $n(n)$, $m(\mu)$, $m(m)$, $\Phi(F)$ відповідають множникам 10^{-12} , 10^{-9} , 10^{-6} , 10^{-3} , 1 для значень ємності, вираженої у фарадах.

3.1.3 Котушки індуктивності

Індуктивні елементи діляться на котушки індуктивності й трансформатори.

По призначенню котушки індуктивності можна розділити на чотири групи:

- а) котушки контурів,
- б) котушки зв'язку,
- в) дроселі високої частоти й
- г) дроселі низької частоти.

По конструктивній ознаці котушки можуть бути розділені на одношарові й багатшарові; циліндричні, спіральні й тороїдальні; екрановані й неекрановані; котушки без сердечників і котушки із сердечниками й ін.

Котушки індуктивності характеризуються наступними основними параметрами: індуктивністю й *точністю*, *добротністю*, *власною ємністю* й *стабільністю*.

Одношарові котушки застосовуються на частотах вище 1500 кГц. Намотування може бути суцільна й із примусовим кроком. Одношарові котушки із примусовим кроком відрізняються високою добротністю ($Q = 150 \dots 400$) і стабільністю. Вони застосовуються в основному в контурах коротких (КВ) і ультракоротких (УКВ) хвиль. Високо-стабільні котушки, застосовувані в контурах гетеродинів на КВ і УКВ, намотуються при незначному натягу проведенням, нагрітим до 80 ... 120 С.

Для створення катушок індуктивності використовується ефект взаємодії змінного струму з магнітним полем, що наводиться цим струмом. Коефіцієнт пропорційності між змінними напруги і струмом із частотою ω є реактивним опором $j\omega L$, де L - індуктивність (коефіцієнт пропорційності). Індуктивний елемент L має властивість накопичення енергії магнітного поля.

Для зменшення габаритів і збільшення індуктивності провід намотується у вигляді котушки. При протіканні змінного струму через котушку позначається взаємоіндукція між її витками, що приводить до збільшення її індуктивності.

Котушка індуктивності може бути представлена схемою заміщення (рис. 1.7), де L - індуктивність котушки і виводів; C_L - ємність обмоток,

виводів, сердечника, екрана; R_{C_L} - опір втрат у ємності; R_L - опір втрат у котушці.

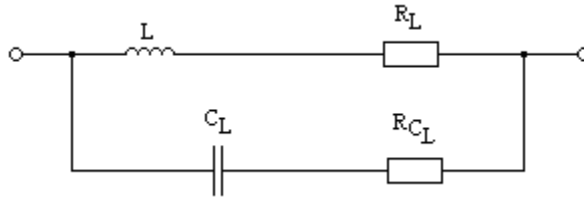


Рисунок 3.1.6 - Еквівалентна схема котушки індуктивності

Індуктивність котушки може бути розрахована по формулі:

$$L = L_0 W^2 D \cdot 10^{-3}, \text{ мкГн.}$$

Для одношарової котушки:

$$L_0 = f\left(\frac{l_H}{D_{CP}}\right),$$

де l_H - довжина намотування, см;

$D_{CP} = D_{КАР} + d$ - середній діаметр витка ($D_{КАР}$ - діаметр каркаса, d - діаметр проведення);

W - кількість витків.

Для багатошарової котушки:

$$L = f\left(\frac{l_H}{D_{CP}}\right) \quad \text{и} \quad L = f\left(\frac{b}{D_{OC}}\right)$$

де D_{CP} - середній діаметр котушки, см;

D_{OC} - зовнішній діаметр котушки, див;

b - глибина намотування, див.

Якщо до L прикладена напруга U , то потокозчеплення Ψ , індуктивність L , струм I , потужність P і енергія W_L визначаються наступними співвідношеннями:

$$\Psi = LI; \quad L = \frac{\Psi}{I}; \quad U = \frac{d\Psi}{dt} = L \frac{dI}{dt};$$

$$P = UI = LI \frac{dI}{dt}; \quad W_L = \int_{-\infty}^t P dt = \frac{LI^2}{2}$$

Якщо через котушку протікає струм в I А и створює магнітний потік в I Вб, то індуктивність котушки дорівнює 1 Гн.

При послідовному і паралельному з'єднанні n - котушок їхня загальна індуктивність визначається наступними вираженнями відповідно:

$$L_0 = L_1 + L_2 + \dots + L_n \qquad \frac{1}{L_0} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

Якщо котушка, що володіє індуктивністю L , включена в ланцюг змінного струму із частотою коливань ω , то її опір X_L визначається вираженням:

$$X_L = \omega L$$

Тому що опір X_L залежить від частоти ω , то опір ланцюга, у якій включена котушка індуктивності, також буде залежати від частоти електричних коливань, що діють у ланцюзі. Ці властивості котушок індуктивності, як і подібні властивості конденсаторів, використовуються для створення що диференціюють, інтегруючих, коливальних і фільтруючих ланцюгів.

Основні характеристики котушок індуктивності

Якість котушки, використовуваної в коливальному контурі, визначається її *добротністю*, що характеризує відносні втрати потужності в ній.

Добротність визначається відношенням реактивного опору до активного:

$$Q = \omega L / R_L$$

Для зниження активного опору проведення $R_{\text{ПР}}$ обмотки котушок намотують досить товстим проводом, застосовуючи спеціальний багатожильний провід, а для роботи на високих частотах покривають його ще й сріблом. Магнітопроводи і сердечники вибирають з малими втратами на гістерезис і вихрові струми.

Властивості котушки при зміні температури характеризуються *температурним коефіцієнтом індуктивності* TKL , що показує відношення зміни індуктивності $\Delta L / L$ до інтервалу температур ΔT , що викликало ці зміни:

$$\alpha_L = TKL = \frac{\Delta L}{L} \frac{1}{\Delta T}$$

Зміна індуктивності в часі (старіння) характеризується *коефіцієнтом старіння*:

$$\beta_L = \frac{\Delta L}{L} \frac{1}{\Delta t}$$

Для збільшення індуктивності й підвищення добротності застосовують магнітопроводи з постійними або регульованими параметрами.

3.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

1.2.1 Моделювання схем

Для виміру параметрів змінної напруги, зокрема зсуву фаз знадобиться пристрій типу «осцилограф», який знаходиться на закладці «Instruments», і має вигляд, який представлено на рис. 3.2.1.

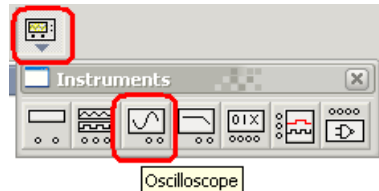


Рисунок 3.2.1 – Пристрій типу «Осцилограф»

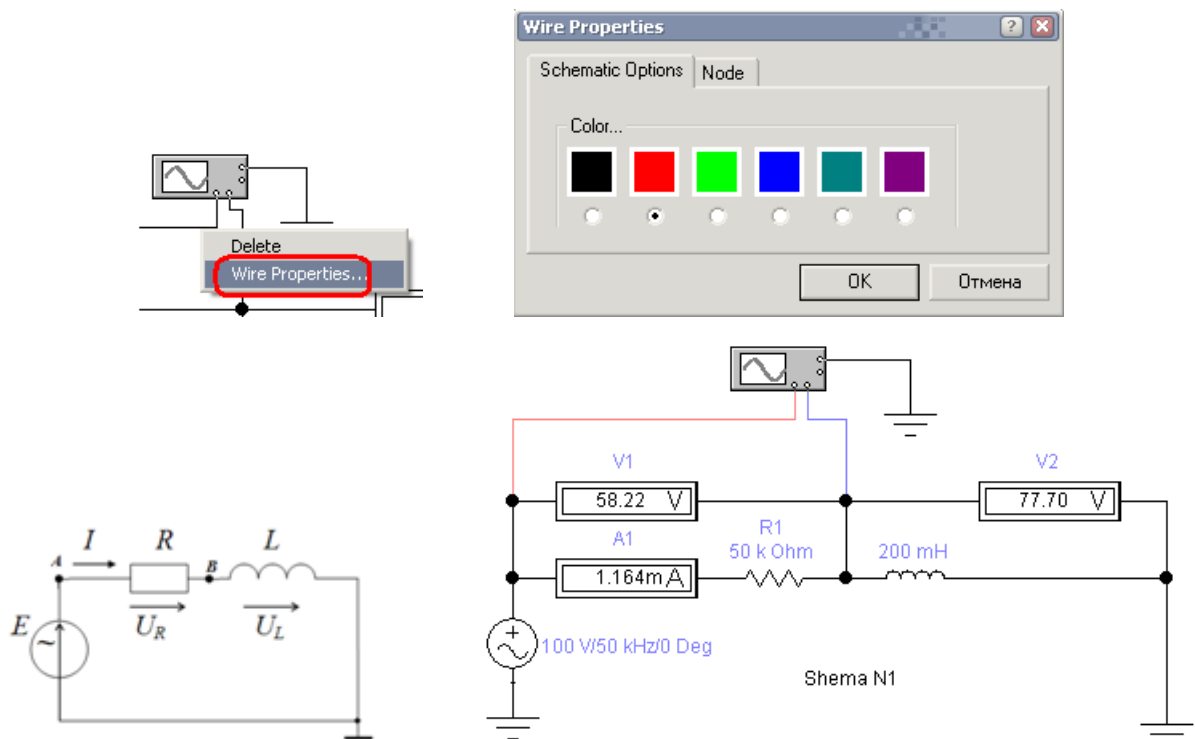


Рисунок 3.2.2 – Схема моделювання №1 та кольорове розмальовування проводів осцилографу (та відповідно і діаграм)

Перша схема для моделювання в лабораторній роботі показана на рис. 3.2.2. Слід зазначити, що вимірювальні прилади типу «вольтметр» та «амперметр» необхідно переключити з режиму DC – виміру постійних сигналів, у режим AC – для виміру величин змінних сигналів (див. рис. 3.2.3).

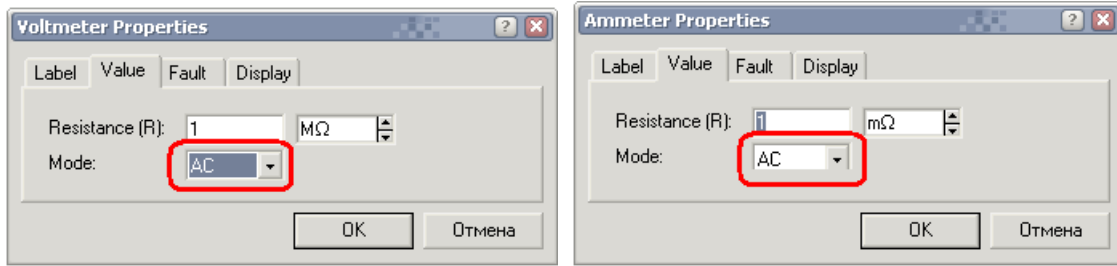


Рисунок 3.2.3 – Вольтметр та амперметр у режимі AC – для виміру величин змінних сигналів

Для того, щоб діаграми виміру для різних сигналів були легко «впізнаваними» необхідно їх розмалювати різними кольорами, наприклад так як показано на рис. 3.2.2.

На рис. 3.2.4 жовтим кольором показано до яких виводів осцилографу необхідно підключати вимірювальні сигнали та «землю», а зеленим – кнопка для розгортання осцилографу до більшого розміру.

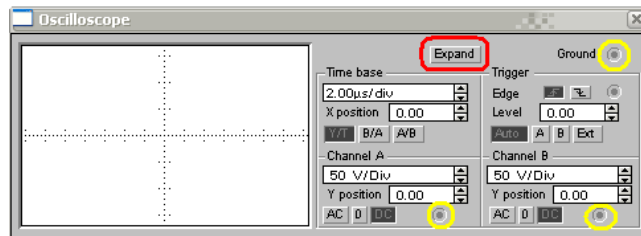


Рисунок 3.2.4 – Виводи осцилографу до яких необхідно підключати вимірювальні сигнали та «землю»

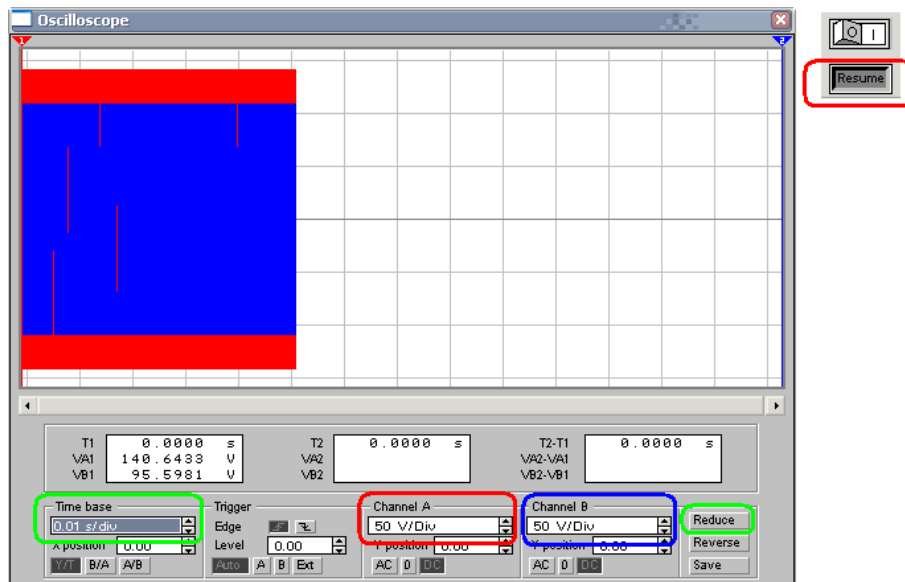


Рисунок 3.2.5 – Налаштування осцилографу

Після «включення» схеми на екрані осцилографу почнуть з'являтися діаграми сигналів, необхідно витримати деяку паузу і потім зупинити процес моделювання, щоб налаштувати осцилограф. На рис. 3.2.5 показано як можна

здійснити настроювання осцилографу, так щоб сигнали обох каналів вимірювання були розгорнуті майже на весь його екран.

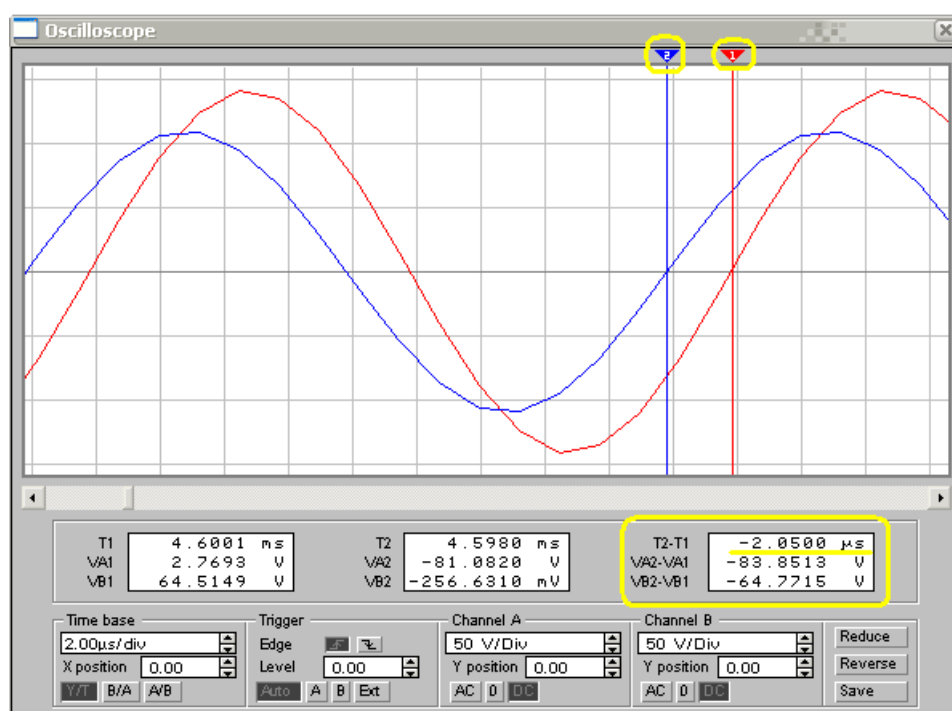


Рисунок 3.2.6 - Вимірювання час зсуву фаз для двох сигналів (для схеми №1)

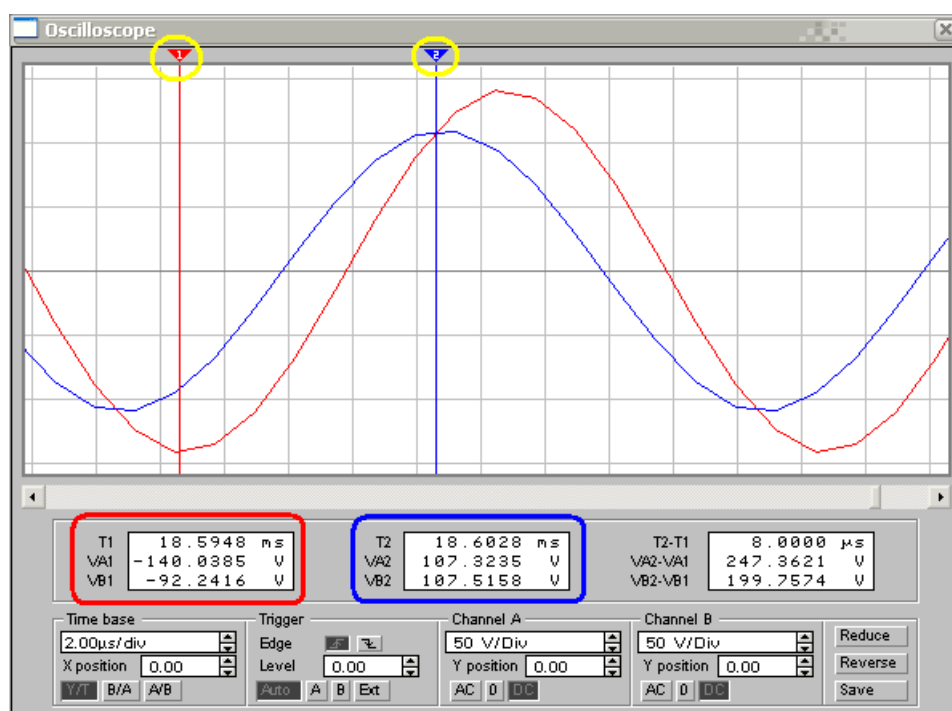


Рисунок 3.2.7 - Вимірювання амплітуди для двох сигналів

На рис. 3.2.6 показано як можна, за допомогою двох «вимірювальних» рейок, здійснити вимірювання час зсуву фаз для двох сигналів за допомогою осцилографу. Маючи вимір величини часу зсуву і враховуючи час періоду сигналу, який дорівнює 360 градусів, то склавши відповідну «пропорцію» можна легко знайти фазу зсуву сигналу, вимірювану у градусах або радіанах.

За допомогою того ж осцилографу можливо здійснити вимірювання амплітуди сигналів, це показано на рис. 3.2.7.

На рис. 3.2.9 - 3.2.14 показані інші схеми, які необхідно змодельовати згідно завданню до лабораторної роботи, та їхні діаграми фаз зсуву двох сигналів.

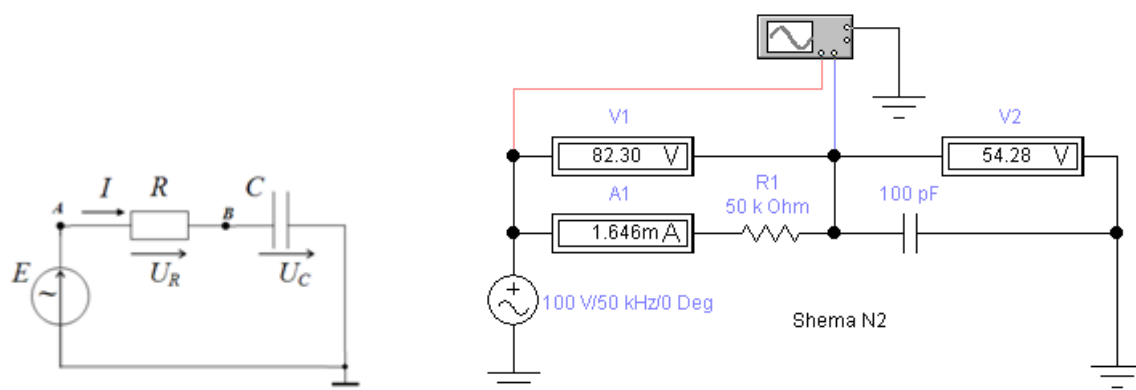


Рисунок 3.2.9 – Схема моделювання №2 та кольорове розмальовування проводів осцилографу та діаграм

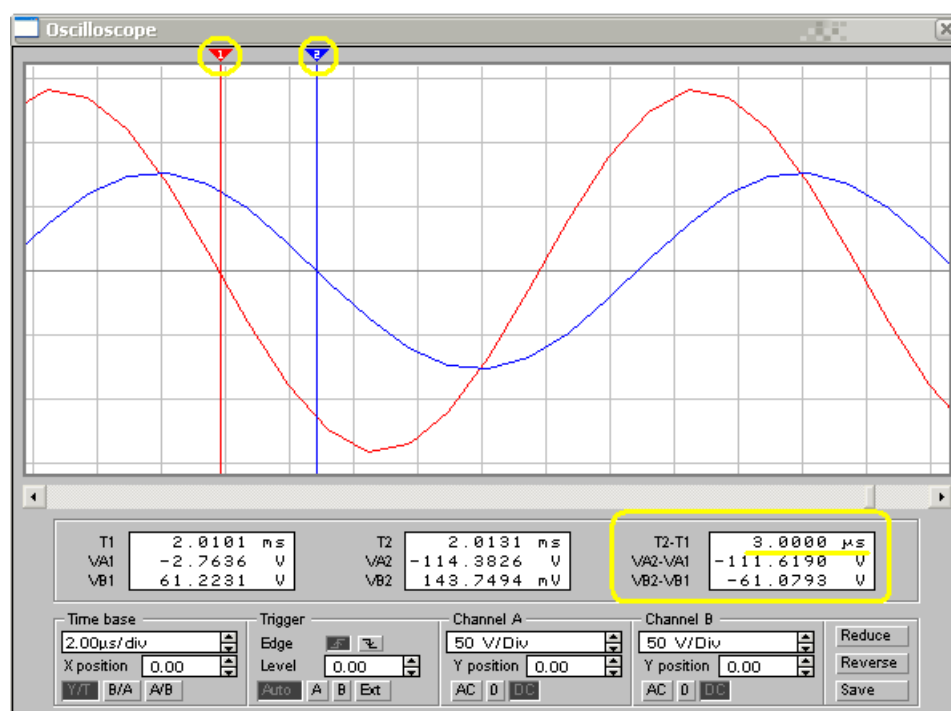


Рисунок 3.2.10 - Вимірювання час зсуву фаз для двох сигналів (для схеми №2)

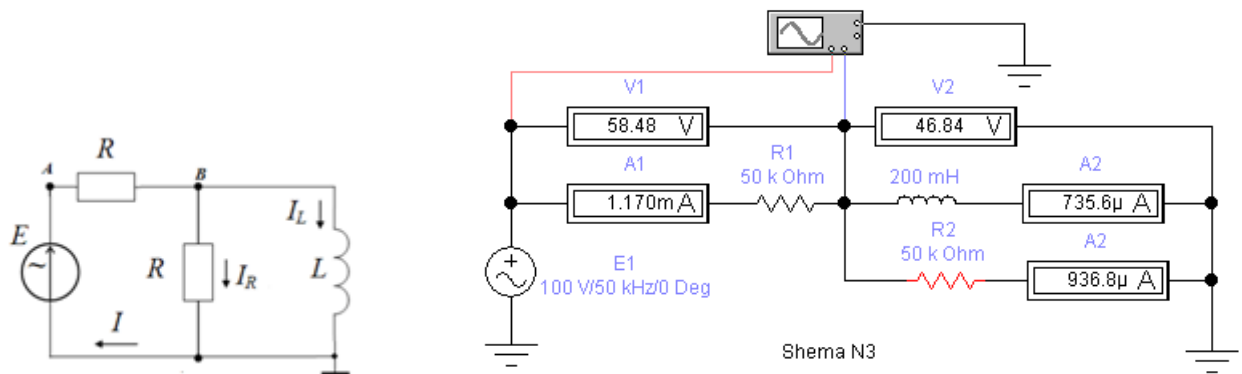


Рисунок 3.2.11 – Схема моделювання №3 та кольорове розмальовування проводів осцилографа та діаграм

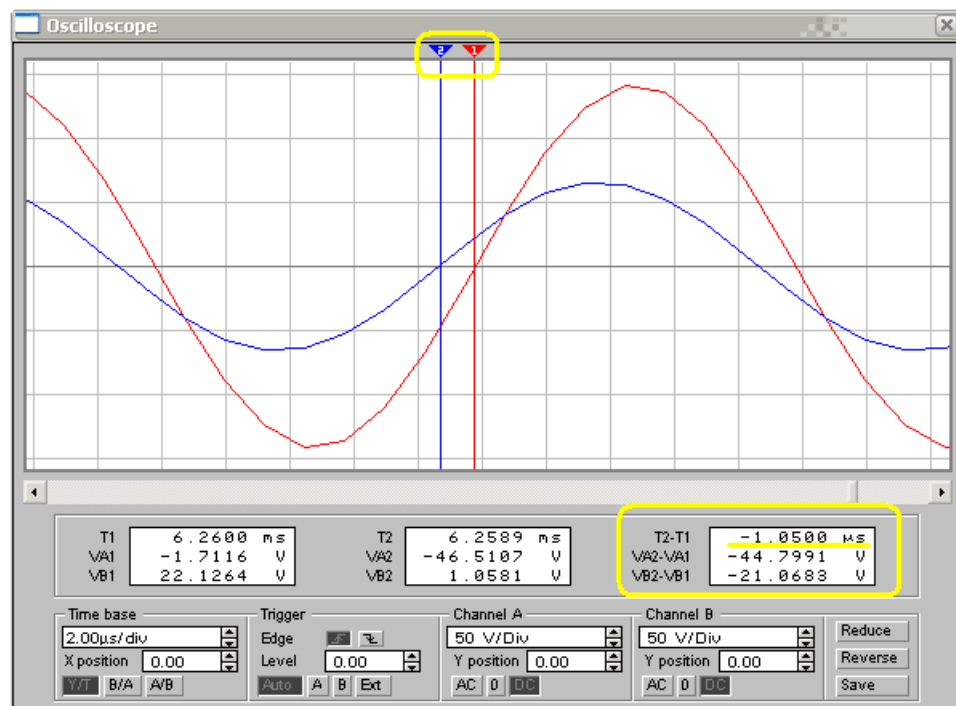


Рисунок 3.2.12 - Вимірювання час зсуву фаз для двох сигналів (для схеми №3)

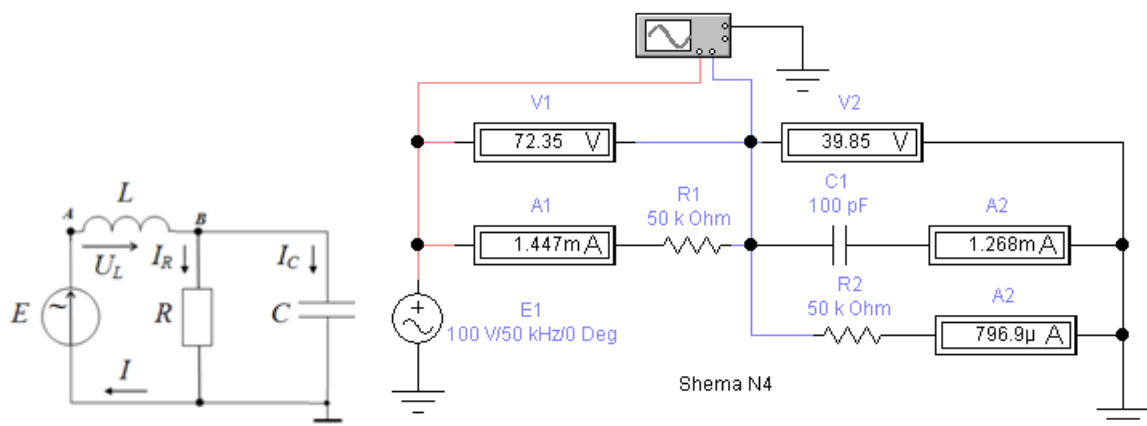


Рисунок 3.2.13 – Схема моделювання №4 та кольорове розмальовування проводів осцилографа та діаграм

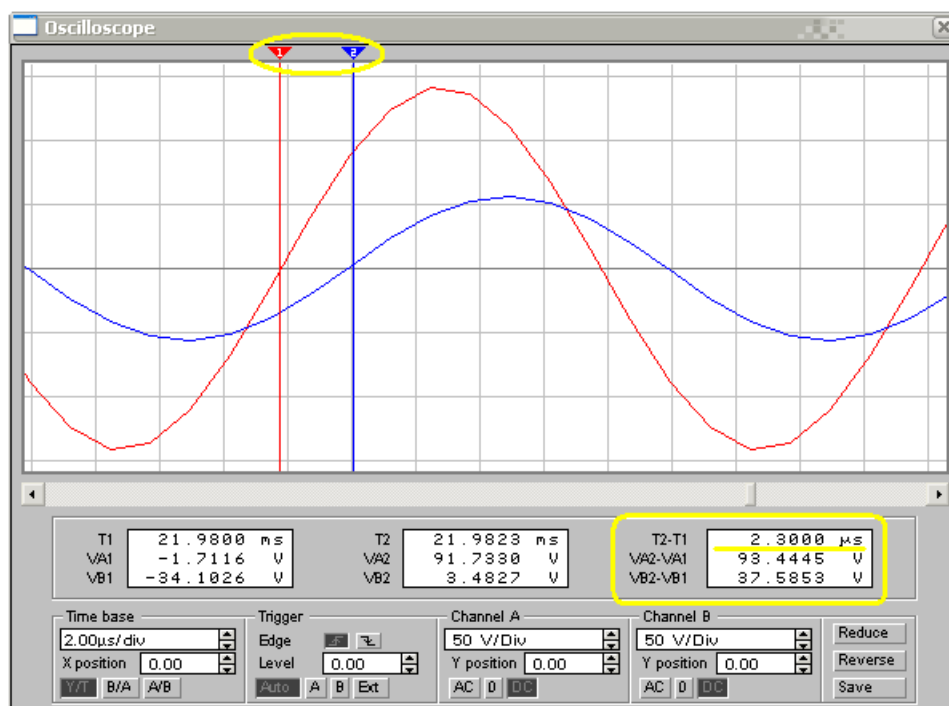


Рисунок 3.2.14 - Вимірювання час зсуву фаз для двох сигналів (для схеми №4)

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4

- Тема:** Фільтри електричних сигналів.
- Ціль:** Одержати практичні навички розрахунків, узгодження і моделювання фільтрів електричних сигналів.
- Завдання:** Побудувати схему, що забезпечує виконання характеристики, заданої на рис. 1 і виконати теоретичні розрахунки й узгодження необхідних фільтрів електричних сигналів отриманої схеми згідно вихідними даними. Вихідні дані наведені в таблиці 1 (відповідно до номера варіанта, рівному порядковому номеру за списком групи). Змоделювати схему в Electronics Workbench. Виміряти логарифмічну амплітудну частотну характеристику (ЛАЧХ) і логарифмічну фазову частотну характеристику (ЛФЧХ). Виміряти вхідний і вихідний сигнали в смузі частот і поза смугою частот, привести обмірювані графіки сигналів. Оформити звіт відповідно до вимог.
- Термін:** Два заняття.

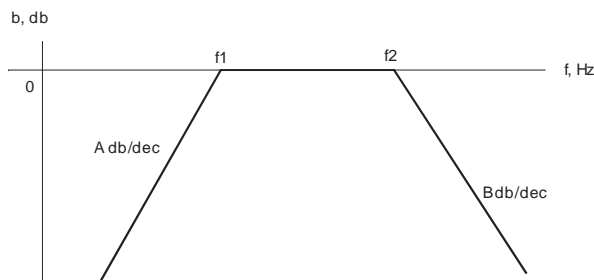


Рисунок 4.1

Таблиця 4.1

№	Група-1				Група-2			
	f_1 , кГц	f_2 , кГц	a, db/дек	b, db/дек	f_1 , кГц	f_2 , кГц	a, db/дек	b, db/дек
1	10	115	20	80	260	1390	40	60
2	20	130	40	60	270	1405	60	40
3	30	145	60	40	280	1420	80	20
4	40	160	80	20	290	1435	20	80
5	50	175	20	80	300	1450	40	60
6	60	190	40	60	310	1465	60	40
7	70	1105	60	40	320	1480	80	20
8	80	1120	80	20	330	1495	20	80
9	90	1135	20	80	340	1510	40	60
10	100	1150	40	60	350	1525	60	40
11	110	1165	60	40	360	1540	80	20
12	120	1180	80	20	370	1555	20	80
13	130	1195	20	80	380	1570	40	60
14	140	1210	40	60	390	1585	60	40
15	150	1225	60	40	400	1600	80	20
16	160	1240	80	20	410	1615	20	80

17	170	1255	20	80	420	1630	40	60
18	180	1270	40	60	430	1645	60	40
19	190	1285	60	40	440	1660	80	20
20	200	1300	80	20	450	1675	20	80
21	210	1315	20	80	460	1690	40	60
22	220	1330	40	60	470	1705	60	40
23	230	1345	60	40	480	1720	80	20
24	240	1360	80	20	490	1735	20	80
25	250	1375	20	80	500	1750	40	60

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні поняття електричних фільтрів, розрахункові формули і рівняння.
3. Основні поняття узгодження електричних фільтрів при каскадному використанні, розрахункові формули і рівняння.
4. Вибір та розрахунок схеми фільтра, відповідно до заданої ЛАЧХ.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Вимірюну логарифмічну амплітудну частотну характеристику (ЛАЧХ) і логарифмічну фазову частотну характеристику (ЛФЧХ).
7. Діаграми вимірюваних вхідних і вихідних сигналів в смузі частот і поза смугою частот. Привести обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Контрольні питання:

1. Що таке електричний пасивний фільтр?
2. Що таке електричний активний фільтр?
3. Перелічите та поясніть основні характеристики фільтрів електричних сигналів.
4. Що таке НЧ - фільтр? Що таке ВЧ - фільтр?
5. Що таке смуговий фільтр електричних сигналів? Що таке режекторний фільтр електричних сигналів?
6. Що таке нахил ЛАЧХ характеристики? Чим він характеризується?
7. Що таке узгодження за навантаженням стосовно до електричних фільтрів?
8. Наведіть методику і формули для розрахунку RC, RL – фільтрів.
9. Наведіть методику і формули для розрахунку LC– фільтрів.
10. Приклади та пояснення схем НЧ - фільтрів.
11. Приклади та пояснення схем ВЧ - фільтрів.
12. Приклади та пояснення схем смугових - фільтрів.
13. Приклади та пояснення схем режекторних - фільтрів.

4.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

4.1.1 Електричні пасивні фільтри

Основне призначення фільтра полягає в тому, щоб виключити проходження сигналів певного діапазону частот і в той же час забезпечити

передачу сигналів іншого діапазону частотного спектра. Хоча складність схем фільтрів лежить у межах від дуже простих до досить складних, існують тільки два їхній основних типи, а саме активні й пасивні. Активні фільтри по суті являють собою напівпровідниковий частотно-виборчий підсилювальний каскад. До пасивних же фільтрів ставляться використовувані в діапазоні низьких або звукових частот RC - фільтри (резистор - конденсатор) і LC - фільтри (катушка - конденсатор), призначені для застосування на більше високих частотах. Фільтри також можна класифікувати виходячи з діапазону тих частот, які вони пропускають або придушують. Існують чотири найбільш загальноновживані класифікації фільтрів, а саме:

1. *Фільтр нижніх частот*, що пропускає всі сигнали із частотою нижче деякого заданого значення й придушує сигнали більше високих частот. Його називають також фільтром придушення верхніх частот.

2. *Фільтр верхніх частот*, що пропускає всі сигнали із частотою вище деякого заданого значення й придушує сигнали більше низьких частот. Його називають також фільтром придушення нижніх частот.

3. *Смуговий фільтр*, що відомий також як смугово - зупиняючий, смугово - виключний, або смугово - гнітючий, використовується для придушення сигналів певного діапазону частот у той час, як сигнали із частотами вище й нижче цього діапазону проходять безперешкодно.

4. *Смугово - пропускний* фільтр, що пропускає сигнали заданої смуги частот.

Перш ніж перейти до розгляду різних різновидів LC-фільтрів, що застосовуються в реальній апаратурі, буде корисно коротко зупинитися на їхніх основних параметрах. Як відомо з теорії ланцюгів, електричний фільтр найбільше зручно розглядати в якості лінійного пасивного чотириполюсника (рис. 4.1.1) і описувати його властивості через параметри такого чотириполюсника. На практиці для опису основних параметрів фільтрів найбільше часто застосовується система так званих робочих параметрів. Розглянемо коротко їхню суть.

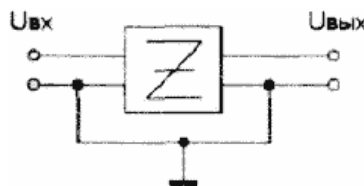


Рисунок 4.1.1 - Схема лінійного пасивного чотириполюсника

Отже, сукупність робочих параметрів фільтра містить у собі наступне: частотні границі смуги пропущення й смуги затримування (придушення, не пропущення); максимальне ослаблення в смузі пропущення (або максимальну нерівномірність частотної характеристики в смузі пропущення); мінімальне ослаблення в смузі затримування; а також нормуються величини вхідного й вихідного опорів. Пояснимо суть цих параметрів за допомогою приклада, наведеного на рис. 4.1.2. На цьому

рисунку наведена частотна характеристика фільтра, називана кривою загасання. Тут по горизонтальній осі відкладена частота f , а по вертикальній - величина загасання (ослаблення) A , що виражається звичайно в децибелах (дБ). Величина підйому (підсилення) B є зворотною величиною до величини загасання A . *Смуга пропускання фільтра*, що відповідає рис. 4.1.2, лежить у межах від частоти f_2 до частоти f_3 , у межах якої робоче ослаблення (загасання) не перевищує величини A_{max} (максимального ослаблення в смузі пропускання). *Смуга затримування* цього фільтра складається із двох проміжків: від нуля (постійного струму) до f_1 і від f_4 нескінченно. На цих частотних проміжках загасання фільтра становить не менш величини A_{min} (мінімального загасання в смузі затримування). Частотні інтервали від f_1 до f_2 і від f_3 до f_4 становлять так звану *проміжну або перехідну смугу*.

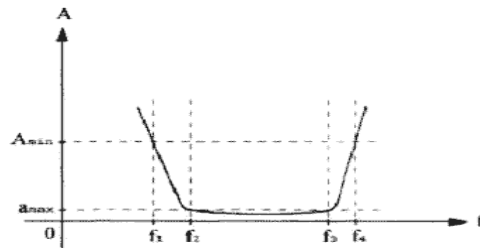


Рисунок 4.1.2 - Характеристика ослаблення смугового фільтра

Електричний фільтр, характеристика ослаблення (загасання) якого наведена на рис. 1.2, називають *смуговим (СФ) або смугово - пропускним*. Його смуга пропускання обмежена знизу й зверху. Такий фільтр виділяє із всієї смуги частот ділянку, обмежену його смугою пропускання, і придушує більше високі й більше низькі частотні складові. Зворотну функцію несуть *режекторні (РФ) або смугово - загороджувальні* фільтри, які також часто називають "*фільтр-пробками*". Характеристика ослаблення такого фільтра представлена на рис. 4.1.3. Тут, навпаки, у деякій смузі від f_2 до f_3 загасання велике, а на більше низьких і більше високих частотах воно мале, тобто фільтр буде ефективно пропускати всі частоти, крім смуги, що лежить у межах від f_1 до f_4 , і не пропускати (загороджувати) частоти, що лежать у межах від f_2 до f_3 .

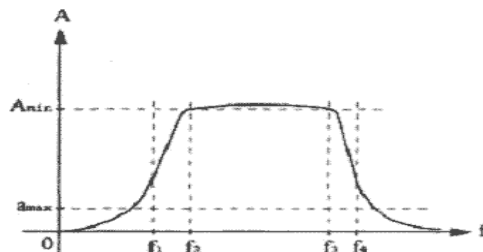


Рисунок 4.2.3 - Характеристика ослаблення - фільтр-пробка

Однак, найбільше поширення на практиці одержали фільтри нижніх частот (ФНЧ) і верхніх частот (ФВЧ). Характеристика ослаблення ФНЧ наведена на рис. 1.4. Тут смуга пропускання лежить у межах від нуля (постійного струму) до частоти f_1 , що є границею смуги пропускання й часто

також називаною частотою зрізу. Частота f_2 є границею смуги затримування. Зворотними властивостями володіє ФВЧ, характеристика ослаблення якого має вигляд, наведений на рис. 4.1.5. Тут смуга пропускання лежить у межах від частоти f_2 нескінченно, а смуга затримування від нуля (постійного струму) до частоти f_1 . Аналізуючи рис. 4.1.2...4.1.5, неважко зробити висновок про те, що смуго - пропускаючі й фільтри, що смугово-загороджують, можуть бути отримані шляхом сполучення більше простих ФНЧ і ФВЧ, що часто й робиться на практиці.

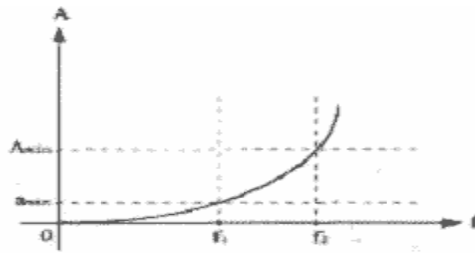


Рисунок 4.2.4 - Характеристика ослаблення фільтра нижніх частот

Характеристики загасання фільтрів, які наведені на рис. 4.1.2...4.1.5, прийнято називати *максимально - плоскими*, оскільки криві загасання в межах смуг пропускання й затримування містять максимум один (у ПФ і РФ) екстремум (максимум або мінімум), а на інших ділянках монотонно зростають або убывають. Такі криві математично описуються поліномами Батерворта. Тому такі фільтри в літературі прийнято називати *фільтрами Батерворта*, або фільтрами з максимально плоскою характеристикою. Основним недоліком таких фільтрів є невисока *крутість наростання* характеристики загасання й, отже, досить широка перехідна смуга (проміжок між смугою пропускання й смугою затримування). Кращими в цьому змісті властивостями володіють *фільтри Чебишева* (названі також по автору полінома). Як приклад на рис. 4.1.6 наведена характеристика ослаблення ФНЧ Чебишева. Як видно з рисунку, у смузі пропускання характеристика ослаблення носить так званий рівно - коливальний характер. Величину A_{\max} у цьому випадку прийнято називати *максимальною нерівномірністю* характеристики загасання або амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) у смузі пропускання. Число коливань (сплесків) характеристики залежить від кількості елементів фільтра, тобто його порядку (див. нижче). Ці фільтри також називають фільтрами з рівно – коливальною характеристикою в смузі пропускання. Нарешті, найкращими частотними властивостями володіють фільтри, які найчастіше називають *фільтрами Кауєра*. Також вони зустрічаються під назвами *фільтрів Золотарьова* (по автору їхньої математичної моделі), або *еліптичних фільтрів*. Крива ослаблення таких фільтрів екстремальна не тільки в смузі пропускання, але й у смузі затримування, а ширина перехідної смуги в них мінімальна. Як приклад характеристика загасання ФНЧ Кауєра показана на рис. 4.1.7. Оскільки всі розглянуті вище характеристики ослаблення фільтрів математично описуються поліномами (Батерворта, Чебишева й Золотарьова відповідно),

часто їх також називають поліноміальними. Розрахунок елементів таких фільтрів під задані робочі параметри досить складний і полягає у визначенні необхідного порядку полінома й пошуку його коренів і полюсів. На практиці частіше користуються спеціальними таблицями нормованих значень, які видаються у вигляді довідників з розрахунку й синтезу фільтрів.

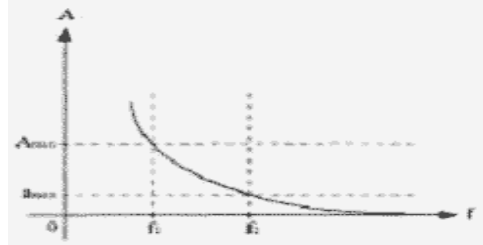


Рисунок 4.1.5 - Характеристика ослаблення фільтра верхніх частот

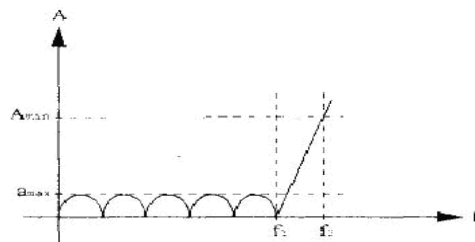


Рисунок 4.1.6 - Характеристика ослаблення ФНЧ Чебишева

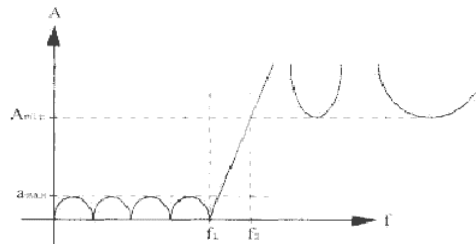


Рисунок 4.1.7 - Характеристика загасання ФНЧ Кауєра

Перейдемо до розгляду схемотехніки поліноміальних фільтрів. Тут докладно варто зупинитися на фільтрах нижніх і фільтрах верхніх частот, тому що смугово - пропускаючі й смугово - загороджуючі фільтри є комбінацією перших двох. Схемотехніка фільтрів Батерворта й Чебишева принципово друг від друга не відрізняється, а вид характеристики ослаблення залежить лише від числа й номіналів елементів. На рис. 4.1.8а й рис. 4.1.8б як приклад показані принципові схеми ФНЧ і ФВЧ із такими характеристиками відповідно. З рисунків неважко помітити, що схеми ці дуальні: при переході від ФНЧ до ФВЧ на місце конденсаторів ставляться котушки індуктивності й навпаки. Число реактивних елементів (катушок і конденсаторів) у таких фільтрах прийнято називати порядком фільтра (математично це число збігається з порядком полінома, що й породило цей термін). Отже, на рис. 4.1.8 наведені принципові схеми ФНЧ і ФВЧ 5-го порядку. У силу вищесказаного, фільтри Чебишева в порівнянні з фільтрами Батерворта того ж порядку будуть мати більшу крутість характеристики ослаблення. Це значить, що для досягнення однакової крутості характеристики ослаблення

буде потрібно фільтр Чебишева з меншою кількістю елементів, ніж чим фільтр Батерворта, однак при цьому характеристика в смузі пропущення замість монотонного (гладкого) здобуває істотно нерівномірний рівно-коливальний характер.

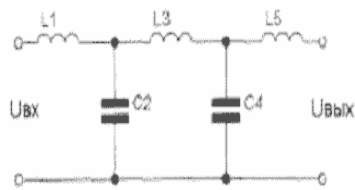


Рисунок 4.1.8а - Схема ФНЧ

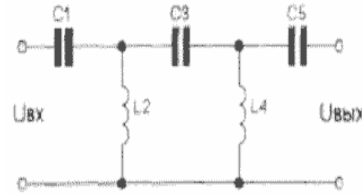


Рисунок 4.1.8б - Схема ФВЧ

На рис. 4.1.9 наведена принципова схема ФНЧ Кауєра 5-го порядку. Як видно з малюнка, схемотехніка таких фільтрів складніше: частина реактивних ланок являє собою не одиночні котушки й індуктивності, а паралельні (або послідовні) коливальні контури. Однак, незважаючи на більше складну схемотехніку й більше число елементів, такі фільтри (як уже говорилося вище) при однаковому порядку мають саму вузьку, у порівнянні з фільтрами інших типів, перехідну смугу, тобто можуть забезпечити характеристику загасання поблизу смуги пропущення найбільш наближену до прямокутного. Це незаперечне достоїнство є причиною дуже широкого застосування подібних фільтрів на практиці.

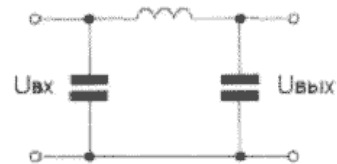
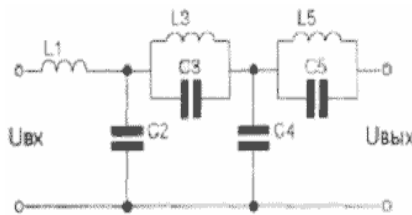


Рисунок 4.1.9 - ФНЧ (Кауєра 5-го порядку) Рисунок 4.1.10 - Схема П - фільтра

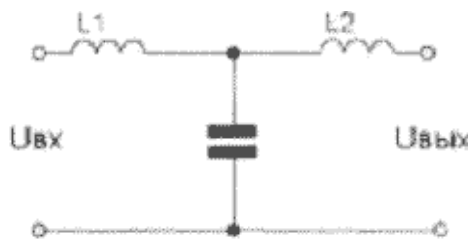


Рисунок 4.1.11 - Принципова схема Т- фільтра

У ряді випадків на практиці застосовуються також і менш складні типи пасивних LC фільтрів, ніж розглянуті вище. Розрахункові формули для них також досить прості. Зокрема, до таких ставляться найпростіші так звані «П» і «Т» фільтри, показані на рис. 4.1.10 і рис. 4.1.11 відповідно, а також системи зв'язаних коливальних контурів, які заслуговують окремого розгляду.

Звичайно на практиці більш розповсюджені RC – фільтр, створені з базового LC – фільтра, завдяки «зміні» реактивного елемента L активним елементом R. Можливий варіант і зі зміною C на R – тобто RL - фільтри. Відповідно нахил ЛАЧХ характеристики в таких RL і RC – фільтрах буде вдвічі меншим ніж чим у LC – фільтра, і становитиме 20 db /dec.

4.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

Аналізуючи характер графіка, представленого на рис. 4.1, з метою вибору схеми, що дозволяє його реалізувати, можна зробити висновок про те, що в схемі необхідно використати два типи устроїв - фільтр високих частот (ВЧ) і фільтр низьких частот (НЧ), відповідно із частотами зрізу ($f_{зр}$) f_1 й f_2 , для одержання підсумкового смугового фільтра (СФ).

Нахил ділянок характеристики **a** й **b** визначає підсумкові властивості відповідно для фільтрів ВЧ і НЧ, а рівність нулю логарифмічного коефіцієнта підсилення говорить про те, що для успішного рішення поставленого завдання можуть бути використані пасивні фільтри. Для збільшення нахилу характеристики звичайно використовується послідовне включення одного типу фільтрів з рівними частотами зрізу. Фільтри звичайно збираються Г-, Т - або П - образній схемі.

Для всіх типів фільтрів характерна рівність за модулем опорів всіх елементів схеми фільтру на частоті зрізу.

Для LC - фільтрів на виході необхідне включення узгоджуваного активного опору (на частоті зрізу всі елементи схеми мають однакову величину опору), це зрозуміло необхідно для того, щоб усунути резонансні властивості LC - контуру на частоті зрізу, що приводить к різкому підйому його ЛАЧХ на частоті зрізу.

У багато - каскадних RC або RL - фільтрах необхідне узгодження по навантаженню, тобто вхідний опір кожного навантаження, або наступного каскаду фільтрів повинен прагнути до нескінченності, але на практиці досить, принаймні, щоб у смузі частот фільтра, ця величина була більше в 10 разів, чим вихідний опір цього попереднього фільтра.

Стосовно до першого варіанта завдання, проєктована схема повинна мати властивості, представлені на рис. 4.2.1.

Після детального аналізу цього графіка можна затверджувати наступне. Це схема пасивного смугового фільтра, що містить, наприклад, послідовне включення ВЧ фільтра, що має нахил характеристики 20 db / дек з частотою зрізу 10 кГц і НЧ фільтра, з нахилом характеристики 80 db / дек і з частотою зрізу 115 кГц. Якщо вибрати реалізацію з використанням пасивних Г - образних фільтрів, то одну з можливих схем можна представити, як зображено на рис. 4.2.2.

Фільтр ВЧ, зібрано на елементах C1R1 (нахил 20 db / дек), фільтр НЧ на L1C2 й L2C3 (нахил характеристики 40 db / дек для кожного з цих фільтрів) і погоджувального опору R2 та R3. Вихід кожного з фільтрів позначений 1, 2 й OUT відповідно, а вихідними опорами фільтрів відповідно є R1, C2 і C3.

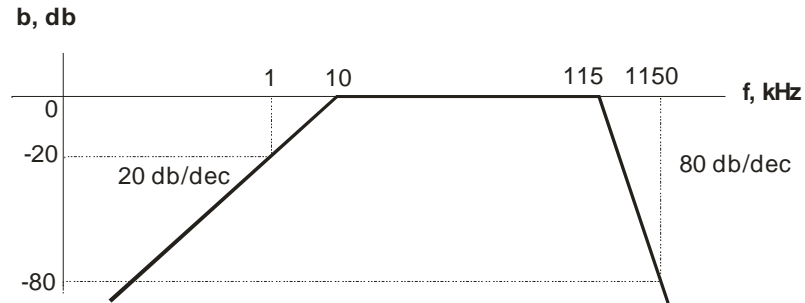


Рисунок 4.2.1 – Смуговий фільтр

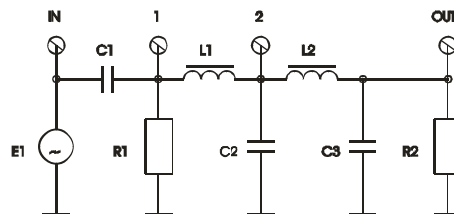


Рисунок 4.2.2 – Схема смугового фільтру

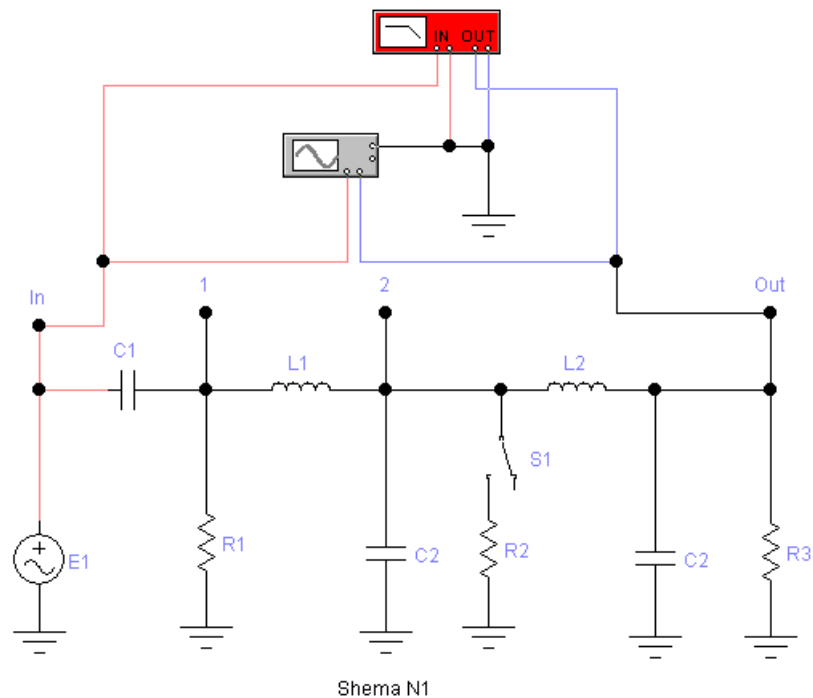


Рисунок 4.2.3 - Схема моделювання смугового фільтру

Схема моделювання в EWB і підключення до неї інструментальних засобів виміру сигналів представлена на рис. 4.2.3. Перемикач S1 необхідний для того, щоб схема була універсальною, тобто для варіанту коли узгоджувальним опором для L1C2 виступає R2, то перемикач повинен бути замкнутим, а для варіанту коли в якості узгоджувального опору виступає

сумісний опір елементів L2 і C2 (вектор опору), то перемикач повинен бути розімкнутим.

Змінюючи частоту на вході схеми (джерело E1) можна на осцилографі спостерігати зміну амплітуди й фази вихідного сигналу, а за допомогою амплітудного - фазового - частотного аналізатора можна побудувати ЛАЧХ і зрівняти із заданою характеристикою схеми, представленої на рис. 4.2.1, а також побудувати ЛФЧХ.

Для полегшення розуміння процесів, що відбуваються в схемі смугового фільтра, і виявлення помилок у розрахунковій частині рекомендується поступово набудовувати схему й перевіряти роботу окремо для кожного з ВЧ і НЧ - фільтрів.

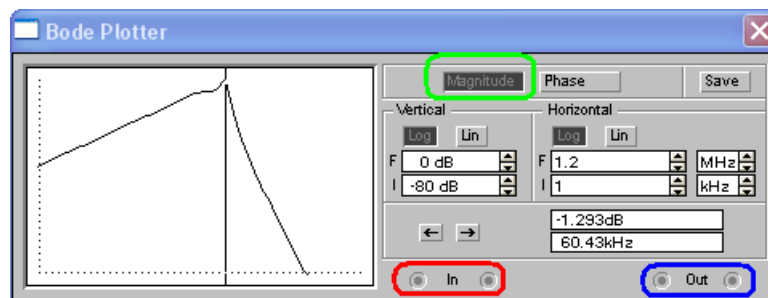


Рисунок 4.2.4 – Входи та виходи «Бодє-плотера» для підключення до аналізованої схеми

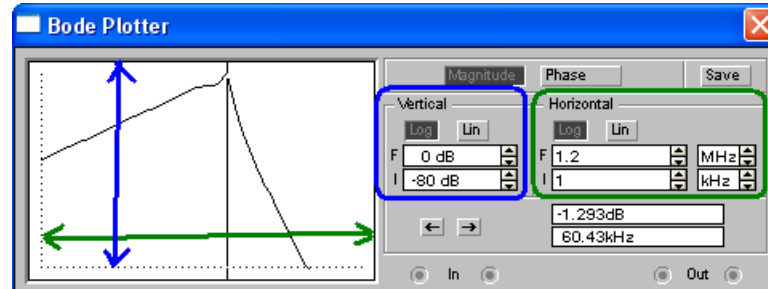


Рисунок 4.2.5 – Налаштування «Бодє – плотера»

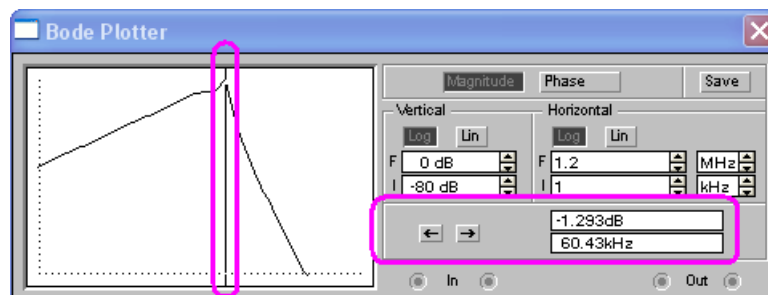


Рисунок 4.2.6 – Вимірювання параметрів за допомогою мірної рейки «Бодє-плотера»

На рис. 4.2.4 показані входи та виходи «Бодє-плотера» для підключення до аналізованої схеми у режим вимірювання параметрів амплітудно-смугової характеристики, на рис. 4.2.5 показано як здійснити

його налаштування, а на рис. 4.2.6 як здійснити вимірювання параметрів амплітудно-смугової характеристики за допомогою мірної рейки.

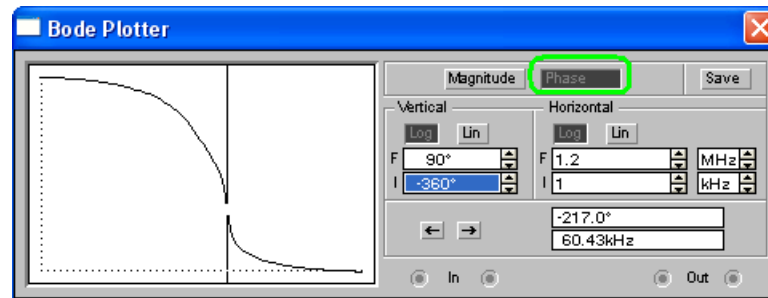


Рисунок 4.2.7 – Вимірювання параметрів фазово-смугової характеристики

На рис.4.2.7 показано «Бode-плотер» у режимі вимірювання параметрів фазово-смугової характеристики.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5

Тема: Випрямлячі напруги.

Ціль: Одержати практичні навички розрахунків і моделювання випрямляча напруги й фільтра, що згладжує.

Завдання: Побудувати одну з можливих схем випрямляча напруги, що забезпечує виконання характеристики, заданої рис. 5.1 – 5.2. Виконати необхідні теоретичні розрахунки для проектованої схеми згідно з вихідними даними, наведеним у таблиці 5.1 (номер варіанта, дорівнює порядковому номеру за списком групи). Змоделювати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги для різних величин навантаження, оформити звіт відповідно до загальних вимог попереднього контролю.

Термін: Два заняття.

У таблиці 5.1 величина U_a – це максимально можлива величина амплітудного значення напруги, яка можлива тільки при максимальній величині мережної напруги на вході схеми (+%, U_{m_max}); U_n - це максимально - припустима величина коливань напруги, що відповідає максимальному струму навантаження фільтра (+%, I_{n_max} , при мінімальній величині опору) при допустимій мінімальній величині мережної напруги на вході схеми (-%, U_{m_min}).

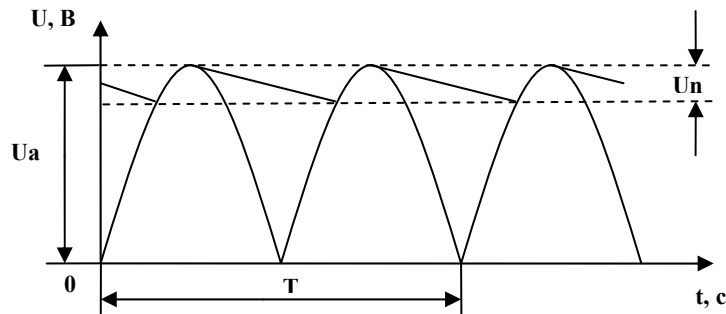


Рисунок 5.1

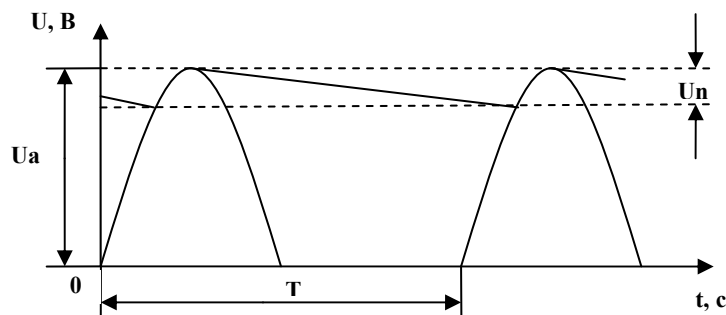


Рисунок 5.2

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.

2. Основні поняття випрямлячів електричного струму, розрахункові формули і рівняння, схеми.
3. Основні параметри випрямлячів електричного струму.
4. Вибір та розрахунок схеми випрямляча, відповідно до завдання.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Зв'язані осцилограми напруг в різних точках схеми та для різних струмів навантаження.
7. Привести обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Таблиця 5.1

№	Група - 1						
	U _н , (В)	U _а , (В)	T, (мС)	U _м , ±%	№ рис.	I _н , ма	I _н , ±%
1	3	15	4	5	1	500	30
2	6	30	8	7,5	2	400	25
3	9	45	12	10	1	300	20
4	12	60	16	12,5	1	200	10
5	15	75	20	15	2	100	5
6	18	90	24	17,5	1	500	30
7	21	105	28	20	2	400	25
8	24	120	32	5	1	300	20
9	27	135	36	7,5	2	200	10
10	30	150	40	10	2	100	5
11	33	165	44	12,5	1	500	30
12	36	180	48	15	2	400	25
13	39	195	52	17,5	1	300	20
14	42	210	56	20	2	200	10
15	45	225	60	5	1	100	5
16	48	240	64	7,5	2	500	30
17	51	255	68	10	1	400	25
18	54	270	72	12,5	2	300	20
19	57	285	76	15	1	200	10
20	60	300	80	17,5	2	100	5
21	63	315	84	20	1	500	30
22	66	330	88	5	2	400	25
23	69	345	92	7,5	1	300	20
24	72	360	96	10	2	200	10
25	75	375	100	12,5	1	100	5

№	Група - 2						
	U _н , (В)	U _а , (В)	T, (мС)	U _м , ±%	№ рис.	I _н , ма	I _н , ±%
1	78	390	104	5	1	100	30
2	81	405	108	7,5	2	200	25
3	84	420	112	10	1	300	20
4	87	435	116	12,5	2	400	10
5	90	450	120	15	1	500	5
6	93	465	124	17,5	2	100	30
7	96	480	128	20	1	200	25
8	99	495	132	5	2	300	20
9	102	510	136	7,5	1	400	10
10	105	525	140	10	2	500	5
11	108	540	144	12,5	1	100	30
12	111	555	148	15	2	200	25
13	114	570	152	17,5	1	300	20
14	117	585	156	20	2	400	10
15	120	600	160	5	1	500	5
16	123	615	164	7,5	2	100	30
17	126	630	168	10	1	200	25
18	129	645	172	12,5	2	300	20
19	132	660	176	15	1	400	10
20	135	675	180	17,5	2	500	5
21	138	690	184	20	1	100	30
22	141	705	188	5	2	200	25
23	144	720	192	7,5	1	300	20
24	147	735	196	10	1	400	10
25	150	750	200	12,5	2	500	5

Контрольні питання:

1. Що таке випрямляч сигналу?
2. Перелічіть основні параметри випрямлячів?
3. Напишіть та поясніть основні розрахункові формули для випрямлячів.
4. Накресліть та поясніть основну схему однофазного одне - півперіодного випрямляча з фільтром.
5. Накресліть та поясніть основну схему однофазного двох – півперіодного випрямляча.

6. Накресліть та поясніть основну схему однофазного двох - півперіодного мостового випрямляча.
7. Накресліть та поясніть основну схему трифазного одне - півперіодного випрямляча.
8. Накресліть та поясніть основну схему трифазного двох - півперіодного випрямляча.
9. Накресліть та поясніть основну схему шестифазного випрямляча.
10. Накресліть та поясніть основну схему випрямляча з подвоєнням напруги.
11. Накресліть та поясніть основну схему випрямляча з потроєнням напруги.

5.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

5.1.1 Електронні системи, підсистеми, і вузли

Під *електронною системою* розуміють безліч елементів електронної техніки, що перебувають у певному зв'язку один з одним й утворюють певну функціональну цілісність.

Поводження кожного елемента описується моделлю виконуваних їм функцій (передатна характеристика або статична функція перетворення), обумовлених параметрами елемента.

У кожній електронній системі можна виділити ряд підсистем (блоків). *Підсистемою* називається група елементів у системі, що виконують певну (більше просту) функцію. Підсистеми (блоки) складаються із ще більш простих пристроїв (вузлів). *Вузли* у свою черзі складаються з елементів. Прийнята класифікація є умовною й залежить від критеріїв розбивки.

5.1.1.2 Пасивні компоненти систем

До пасивних елементів ставляться двох - полюсники (резистори, конденсатори й котушки індуктивності), а також деякі багато - полюсники, складання пасивних двох - полюсників.

Також існують активні компоненти, призначені для посилення й генерації сигналів, що є в основному трьох - полюсниками.

Базові компоненти, резистор, конденсатор й індуктивність, описуються наступними вираженнями:

$$U = R \cdot i, \quad U = L \cdot \frac{di}{dt}, \quad i = C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (5.1)$$

Двох - полюсники, для яких причинно-наслідкові зв'язки визначені рівняннями виду (5.1) називаються лінійними. Для них справедливі наступні співвідношення:

$$U = R \cdot i, \quad \Psi = L \cdot i, \quad q = C \cdot U \quad (5.2)$$

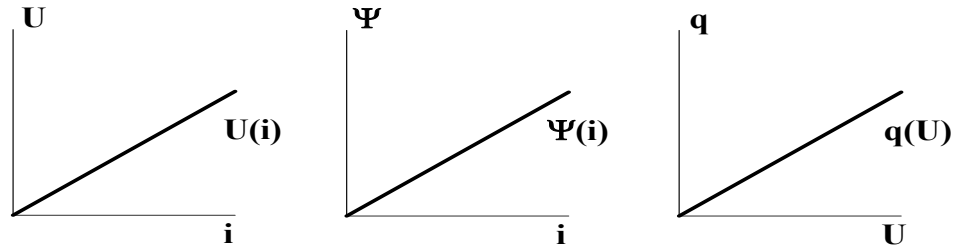


Рисунок 5.1.1 - характеристики лінійних елементів

По відомих характеристиках елементів можна визначити їхні параметри:

$$R = \frac{dU(i)}{di} = \frac{U(i)}{i}, \quad L = \frac{d\Psi(i)}{di} = \frac{\Psi(i)}{i}, \quad C = \frac{dq(U)}{dU} = \frac{d(U)}{U} \quad (5.3)$$

Значення цих параметрів постійні для лінійних двох - полюсників, і до них застосуємо принцип накладення. Ряд двох - полюсників має нелінійні характеристики.

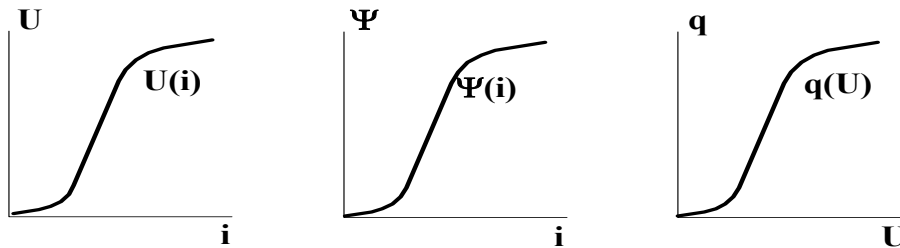


Рисунок 5.1.2 - Характеристики нелінійних елементів

Вони описуються наступними вираженнями:

$$\frac{dU(i)}{di} = R(i), \quad \frac{d\Psi(i)}{di} = L(i), \quad \frac{dq(U)}{dU} = C(U) \quad (5.4)$$

$$dU(i) = R(i)di, \quad d\Psi(i) = L(i)di, \quad dq(U) = C(U)dU \quad (5.5)$$

Отже параметри нелінійних елементів не постійні й залежать від значень аргументів (i, U):

$$R(i) = \frac{dU(i)}{di} \neq \frac{U(i)}{i}, \quad L(i) = \frac{d\Psi(i)}{di} \neq \frac{\Psi(i)}{i}, \quad C(U) = \frac{dq(U)}{dU} \neq \frac{d(U)}{U} \quad (5.6)$$

Для нелінійних елементів мають місце два типи опорів:

- опір по постійному струмі (R0);
- опір по змінному струмі (Ri);

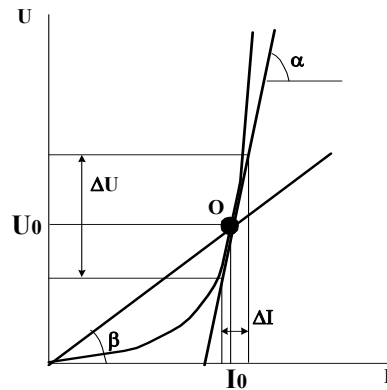


Рисунок 5.1.3 - Визначення опорів нелінійного елемента

Ці опори визначаються вираженнями:

$$R_i = \frac{dU}{di} = \operatorname{tg}(\alpha), \quad R_0 = \frac{U_0}{I_0} = \operatorname{tg}(\beta)$$

Прикладом нелінійного елемента є р-п перехід, його типова ВАХ наведений на рис. 5.1.4.

5.1.2 Схеми джерел живлення

Нижче розглядаються початкові схеми, що є складовими частинами джерел живлення. До них ставляться наступні схеми: одне - півперіодні, двох - півперіодні, мостові, подвоєння напруги, потроєння напруги.

5.1.2.1 Одне - півперіодні схеми (однотактні)

Основна схема, що складається з діодного випрямляча й фільтра, зображена на рис. 5.1.4. Катод діода VD_1 приєднаний до конденсатора C_1 і дроселю L_1 фільтра. Інший конденсатор фільтра C_2 також використовується для згладжування пульсуючого постійного струму. На виході джерела живлення встановлено опір R_L . Він використовується не у всіх схемах, іноді вихід схеми підключають безпосередньо до схеми навантаження. Якщо ж використовуються резистор R_L , то його звичайно називають *допоміжним навантажувальним*, оскільки він споживає незначний струм від джерела живлення й служить для стабілізації вихідного сигналу.

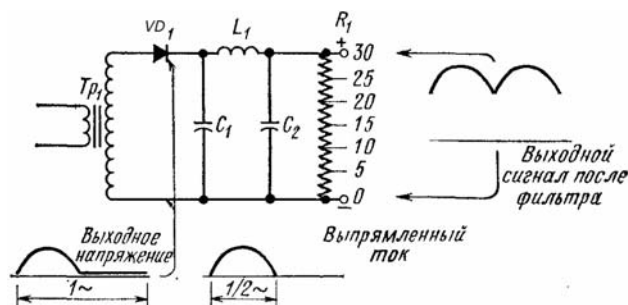


Рисунок 5.1.4 - Основна схема однофазного одне – півперіодного випрямляча з фільтром

Якщо опір R_l реалізований у вигляді одного резистора з відводами або набране з декількох послідовно включених резисторів, то із цього додаткового навантажувального ланцюга можна зняти кілька різних напруг. Наприклад, якщо вихідна напруга джерела живлення становить 30 В, а дільник напруги виконаний із шести резисторів з однаковими номіналами, як показано на рис. 5.1.4, на виході є наступні напруги: 5, 10, 15, 20, 25 і 30 В.

Вихідний сигнал цієї схеми являє собою постійний струм, але необов'язково має постійну напругу. У реальних умовах на виході присутня деяка "пульсація" або зміна амплітуди. Вихідна напруга небагато знижується між циклами (негативний пік пульсуючої напруги), а потім підвищується до свого максимального значення на кожній півхвилі (позитивний пік пульсуючої напруги). Звичайно повний розмах (подвійна амплітуда) пульсуючої напруги виражається у відсотках від загальної вихідної напруги джерела живлення. Наприклад, якщо джерело живлення забезпечує на виході постійну напругу 100 В на допоміжному навантажувальному резисторі, а пульсація має повний розмах 3 В, то пульсація становить 3 %. Величина пульсацій у будь-якого заданого типу схеми джерела живлення (одне - півперіодного, двох - півперіодного й т.д.) залежить від застосовуваного фільтра.

5.1.2.2 Двох - півперіодні схеми (двохтактні)

У двох - півперіодній схемі живлення для формування вихідної напруги використовуються як позитивний, так і негативний цикл змінного сигналу.

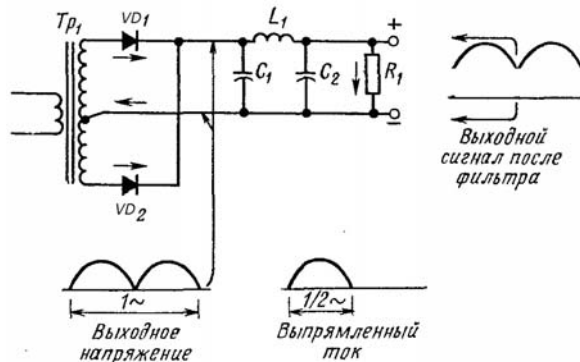


Рисунок 5.1.5 - Основна схема однофазного двох - півперіодного випрямляча

Внаслідок цього для реалізації двох - півперіодної схеми потрібні два діоди й трансформатор із центральним відводом. Як показано на рис. 5.1.5, один кінець вторинної обмотки трансформатора підключений до діода VD_1 у той час як її протилежний кінець з'єднаний з діодом VD_2 . Центральний відвід підключений до загальної або земляної крапки схеми. Повна напруга на вторинній обмотці трансформатора дорівнює приблизно подвоєній вихідній напрузі джерела живлення.

Конденсатори фільтра заряджаються у два рази швидше, ніж при одне - півперіодному випрямленні, оскільки струм протікає через

допоміжний навантажувальний резистор у тому самому напрямку на обох півперіодах або половинах циклу. У результаті цього частота пульсацій у два рази вище, ніж при одне - півперіодному випрямленні. Оскільки час розряду між піковими значеннями пульсуючого постійного струму становить тільки половину цього ж часу при одне - півперіоднім випрямленні, а часовий інтервал між ними коротше, те й час розряду конденсаторів фільтра менше. Це дозволяє легше підтримувати відносно високий заряд і забезпечувати більше згладжування вихідної напруги, чим в одне - півперіодному джерелі живлення.

5.1.2.3 Двох - півперіодні мостові схеми

Мостова схема дає можливість одержати двух - півперіодне випрямлення, використовуючи трансформатор без центрального відводу. Як зображено на рис. 5.1.6, в основній мостовій схемі потрібно вже чотири випрямних діоди. При позитивному півперіоді, тобто коли верхній кінець вторинної обмотки трансформатора стає позитивним, струм протікає від нижнього кінця вторинної обмотки через діод VD_4 , навантаження або допоміжний навантажувальний резистор R_1 і діод VD_2 до верхнього кінця вторинної обмотки.

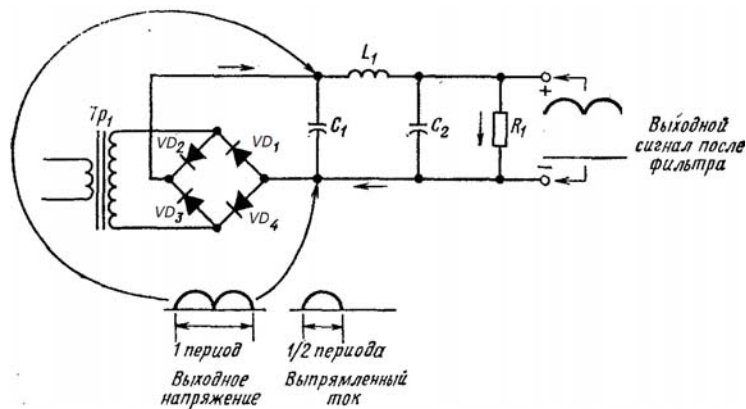


Рисунок 5.1.6 - Основна схема однофазного двух - півперіодного мостового випрямляча.

На наступному півперіоді, коли вже нижній кінець вторинної обмотки трансформатора стає позитивним, струм протікає від верхнього її кінця через діод VD_1 , навантаження або допоміжний навантажувальний резистор і діод VD_2 до нижнього кінця вторинної обмотки. Тому що струм протікає через допоміжний навантажувальний резистор або навантажувальний опір у тому самому напрямку на обох половинах періоду, то відбувається двух - напівперіодне випрямлення. При цьому забезпечується більше висока частота пульсацій і більше ефективна її фільтрація.

5.1.2.4 Трифазні схеми

Трифазні джерела живлення, показані на рис. 5.1.7 – 5.1.10, аналогічні вихідними одне - і двух - півперіодних схемам, за винятком того, що для

кожної фази потрібно свій власний діод (одне - півперіодна схема) або діоди (двох - півперіодна схема). Це дозволяє знизити величину струму через кожний діод (тобто використовувати менш потужні діоди) і збільшити частоту пульсацій (спростити фільтр).

У зображену на рис. 5.1.7 трифазну Y - образну схему входять три випрямлячі. Через кожний випрямляч протікає одна третина загального вихідного струму, і частота пульсацій у три рази вище, ніж у відповідного одне - півперіодного випрямляча, і, отже, вона в три рази вище лінійної частоти.

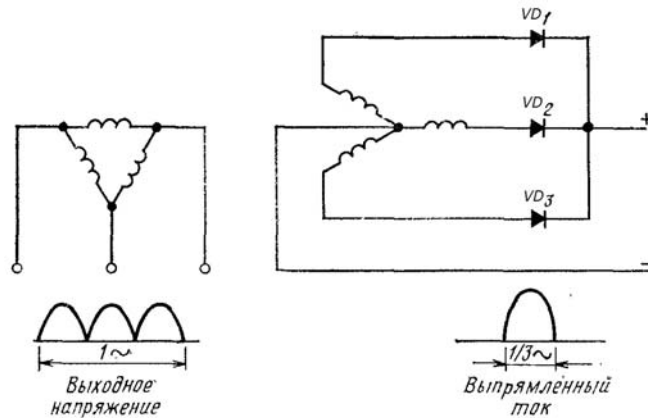


Рисунок 5.1.7 - Основна схема трифазного одне - півперіодного випрямляча

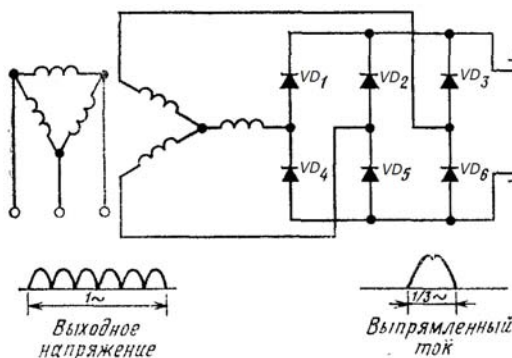


Рисунок 5.1.8 - Основна схема трифазного двох - півперіодного випрямляча

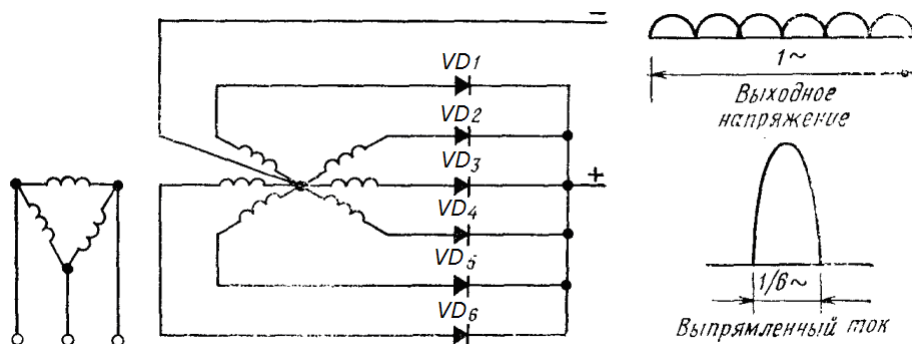


Рисунок 5.1.9 - Основна схема шестифазного випрямляча.

У трифазній двох - півперіодній схемі, представленій на рис. 5.1.8, використовується вже шість випрямлячів. Ця схема робить подвоєну вихідну

напругу за тих самих умов роботи трансформатора. Через кожний випрямляч протікає одна третина всього вихідного струму, і частота пульсацій у три рази вище, ніж у відповідній двох - півперіодній схемі (або в шість разів вище лінійної частоти).

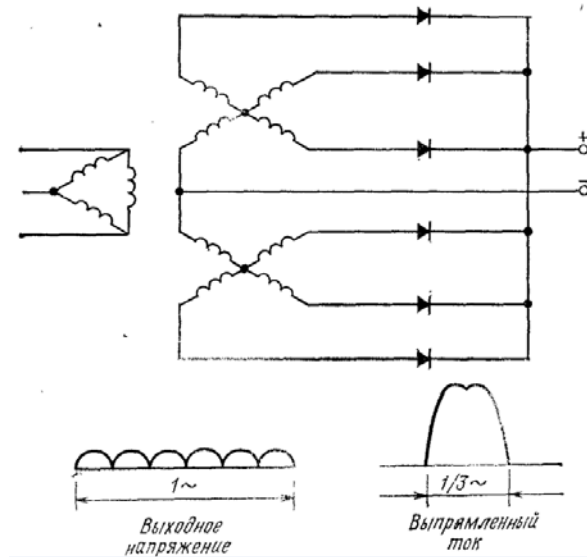


Рисунок 5.1.10 - Основна схема трифазного випрямляча із трансформатором

Схема шестифазної «зірки», що також містить шість випрямлячів, наведена на рис. 5.1.9. Однак тільки одна шоста частина загального вихідного струму протікає через кожний випрямляч.

Трифазна подвійна Y - образна схема з між-фазним трансформатором, зображена на рис. 5.1.10, містить шість з'єднаних паралельно одне - півперіодних випрямлячів. Вона робить подвоєний вихідний струм у порівнянні з одне - півперіодною схемою (рис. 5.1.7), а також частоту пульсацій у шість разів вище лінійної частоти.

5.1.2.5 Схеми з подвоєнням і потроєнням напруги

Подвоєння й потроєння напруги застосовується в тих випадках, коли необхідно забезпечити більше високу напругу. За допомогою таких схем можна збільшити наявну змінну напругу без використання трансформатора.

5.1.2.5.1 Схеми з подвоєнням напруги

Як показано на рис. 5.1.11, основна схема з подвоєнням напруги містить два випрямних діоди й два конденсатори. Коли півперіод лінійного змінного струму стає таким, що на затиску 1 є присутнім негативне, а на затиску 2 позитивна напруга, то струм протікає від затиску 1 у зазначеному стрілками напрямку (рис. 5.1.11, а). Шлях струму від затиску 1 проходить через діод VD_2 , конденсатор C_2 і потім до позитивного затиску 2. Протягом того часу, коли струм протікає в зазначеному напрямку, заряджається конденсатор C_2 .

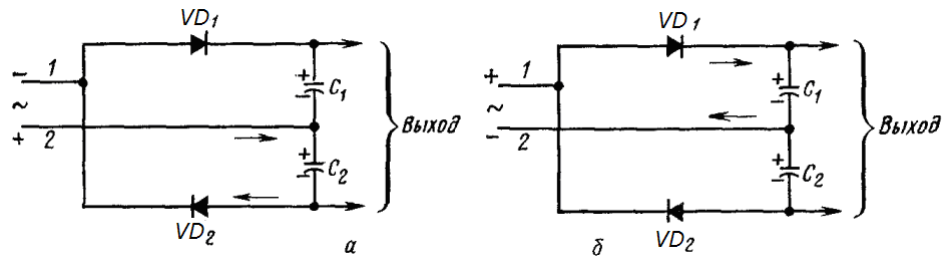


Рисунок 5.1.11 - Основна схема випрямляча з подвоєнням напруги.

Протягом наступного півперіоду, тобто коли напруга на затиску 1 стає позитивним, а на затиску 2 негативним, струм протікає, як показано на рис. 5.1.11, б. У результаті цього він протікає через затиск 2 і заряджає конденсатор C_1 до максимального значення змінного струму. Далі струм протікає через діод VD_1 до позитивного затиску 1.

Конденсатори C_1 і C_2 заряджаються до амплітудних значень лінійної змінної напруги на протилежних половинах періоду. Постійна вихідна напруга знімається із цих двох конденсаторів. Отже, ця постійна напруга приблизно у двое перевищує змінна напруга. По суті ці два конденсатори включені послідовно з полярністю, що дає збільшення загальної напруги.

5.1.2.5.2 Схеми з потроєнням напруги

Як показано на рис. 5.1.13, основна схема з потроєнням напруги містить три випрямних діоди й три конденсатори. Коли півперіод змінного лінійного струму стає таким, що напруга на затиску 1 стає позитивною, а на затиску 2 негативною, то струм протікає від затиску 2 через діод VD_1 до затиску 1. Діод VD_1 у цих умовах зміщений у прямому напрямку, що забезпечує заряд конденсатора C_1 змінною лінійною напругою.

Протягом наступного півперіоду, тобто коли на затиску 1 є присутня негативна, а на затиску 2 позитивна напруга, діод VD_1 зміщений у зворотному напрямку й не проводить струм. Діод VD_2 зміщений у прямому напрямку й забезпечує протікання струму через конденсатор C_1 у напрямку затиску 2. Заряд, що вже є на конденсаторі C_1 додається до змінної лінійної напруги й визначає заряд на конденсаторі C_2 . Цей заряд пропорційний лінійній напрузі, доданому до уже наявного на конденсаторі C_1 заряду.

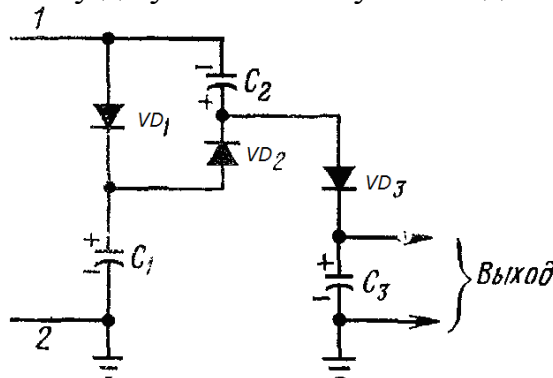


Рисунок 5.1.13 - Основна схема випрямляча з потроєнням напруги.

Протягом наступного півперіоду, коли напруга на затиску 1 знову стає позитивною, а на затиску 2 негативною, конденсатор C_1 знову заряджається описаним раніше способом. Але в цей же час діод VD_3 проводить струм і відбувається зарядка конденсатора C_3 . Причому заряд на конденсаторі C_3 складається з лінійної напруги й наявного на конденсаторі C_2 заряду. Оскільки конденсатор C_2 уже заряджений до подвоєної напруги, то вона, зложившись із лінійною напругою, забезпечує потроєну напругу на конденсаторі C_3 .

5.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

Аналізуючи графік, який завданий номером варіанта, з метою вибору схеми, що дозволить його реалізувати, визначають тип випрямляча. Який можна зібрати на діодах – або двотактний, або одноктний.

Після випрямляча в схемі повинен бути присутнім НЧ – фільтр, що згладжує і забезпечує припустимий рівень пульсацій напруги при максимально можливому струмовому навантаженні (мінімальна величина опору навантаження).

Стосовно до першого варіанта завдання, проектована схема повинна забезпечити проектовану схему властивостями, представленими на рис. 5.2.1.

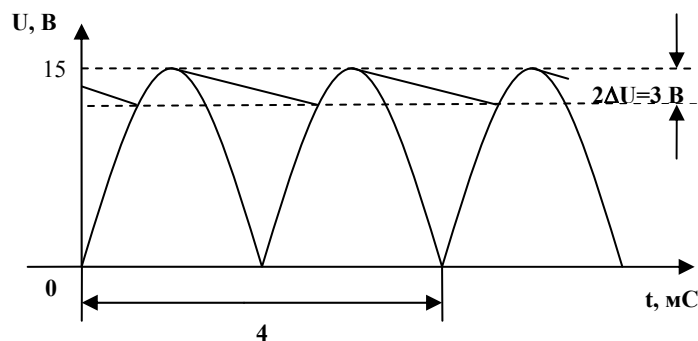


Рисунок 5.2.1

Після аналізу графіка можна затверджувати, що схема повинна містити двотактний випрямляч і фільтр, що згладжує. Випрямляч можна зібрати або за мостовою схемою з одним джерелом мережної напруги, або на двох одноктних випрямлячах з двома протифазними джерелами мережної напруги. Що до фільтра, який згладжує, наприклад, можна використати конденсатор. Рівень пульсацій напруги на виході фільтра залежить від величини навантаження I_H , і максимальним буде при максимально можливому навантаженні. Розрахунок амплітуди пульсацій ΔU можливо виконати за допомогою наступних формул:

$$\Delta U = \frac{I_H}{\pi \cdot f \cdot C_\phi}, \text{ для одне – півперіодного випрямляча}$$

$$\Delta U = \frac{I_H}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_\phi}, \text{ для двох – півперіодного випрямляча}$$

де I_H середній за період струм навантаження, А;
 f лінійна частота напруги, Гц;
 C_ϕ ємність конденсатора фільтру, Ф.

Послідовність розрахунку наступна - визначають параметри фільтра, що згладжує, залежно від типу обраного випрямляча визначають втрати мережної напруги (падіння напруги на діодах), а потім визначають необхідну величину цієї мережної напруги.

Один з варіантів побудови схеми представлено на рис. 5.2.2, де джерело мережної напруги виконано на E_1 , випрямляч на VD1, фільтр, що згладжує виконано на C1, а як навантаження виступає опір RN.

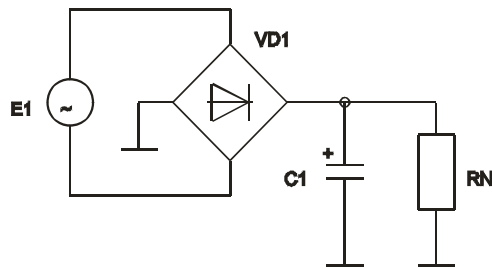


Рисунок 2.2 – Схема фільтру

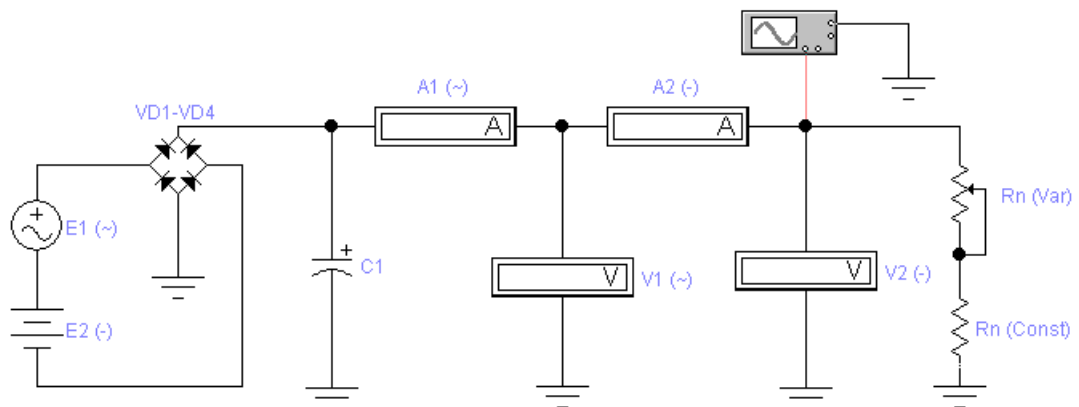


Рисунок 2.3 – Схема моделювання фільтру

На рис. 5.2.3 показана схема моделювання. У цій схемі моделювання роботи джерела живлення у завданому діапазоні $-U_m \dots +U_m$ для мережної напруги здійснюється за допомогою двох джерел живлення E1 та E2, а допустимий діапазон можливого опору навантаження (для діапазону струмів $-I_H \dots +I_H$), здійснюється за допомогою двох резисторів Rn (Var) та Rn (Const).

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6

- Тема:** Параметричний стабілізатор напруги.
- Ціль:** Одержати практичні навички розрахунків і моделювання параметричного стабілізатора напруги.
- Завдання:** Побудувати схему, що містить випрямляч мережної напруги, фільтр, що згладжує (лабораторна робота №5) і параметричний стабілізатор напруги. Виконати необхідні теоретичні розрахунки для проектованої схеми згідно з вихідними даними, наведеним у таблиці 6.1 (номер варіанта, дорівнює порядковому номеру за списком групи). Змоделювати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги в характерних різних крапках схеми для різних величин навантаження, визначити коефіцієнт стабілізації, і мінімальні й максимальний КПД, оформити звіт відповідно до вимог контролю.
- Термін:** Два заняття.

У даній лабораторній роботі використовуються схемні рішення та завдані параметри для випрямляча напруги і фільтра, взяті з лабораторної роботи № 5.

У табл. 6.1 вказані всі необхідні вихідні дані - номінальне значення напруги стабілізації (U_{CH}) (у процентах від мінімально можливої амплітуди вхідної напруги $U_{m\ min}$, дивись лабораторну роботу №5) і припустиме, максимально можливе, його відхилення від величини номінального значення. Останні необхідні параметри, такі як струм навантаження (I_H), тощо, треба взяти з лабораторної роботи №5.

Таблиця 6.1

№	Група 1		Група 2	
	$U_{CH}, \text{ у } \% \text{ від } U_{m\ min}$	$\Delta U_{CH}, \%$	$U_{CH}, \text{ у } \% \text{ від } U_{m\ min}$	$\Delta U_{CH}, \%$
1	25	1	30	20
2	35	2	40	15
3	45	5	50	10
4	55	10	60	5
5	65	15	70	2
6	75	20	80	1
7	25	1	30	20
8	35	2	40	15
9	45	5	50	10
10	55	10	60	5
11	65	15	70	2
12	75	20	80	1
13	25	1	30	20
14	35	2	40	15
15	45	5	50	10

16	55	10	60	5
17	65	15	70	2
18	75	20	80	1
19	25	1	30	20
20	35	2	40	15
21	45	5	50	10
22	55	10	60	5
23	65	15	70	2
24	75	20	80	1
25	25	1	30	20

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні поняття стабілізаторів напруги і струму, базові схеми.
3. Основні параметри стабілізаторів напруги.
4. Вибір та розрахунок схеми стабілізатора напруги, відповідно до завдання.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Зв'язані осцилограми напруг в різних точках схеми та для різних струмів навантаження.
7. Привести обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Контрольні питання:

1. Що таке стабілізатор напруги? Що таке параметричний стабілізатор напруги, що таке компенсаційний стабілізатор напруги?
2. Що таке стабілізатор струму?
3. Перелічите основні параметри стабілізаторів напруги?
4. Перелічите основні параметри стабілізаторів струму?
5. Напишіть та поясніть основні розрахункові формули для стабілізаторів напруги.
6. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації напруги, що перевищує напругу стабілітрона.
7. Накресліть та поясніть основну послідовну схему стабілізації невеликих спадань напруги.
8. Накресліть та поясніть основну схему діляника напруги на стабілітронах.
9. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації напруги, меншої напруги стабілітрона.
10. Накресліть та поясніть основну схему регульованої стабілізованої напруги, виконаної на стабілітроні.
11. Накресліть та поясніть основну паралельну схему стабілізації.
12. Накресліть та поясніть основну каскадну паралельну схему стабілізації.
13. Накресліть та поясніть основний паралельний стабілізатор напруг, що перевищують напругу стабілітрона.

14. Накресліть та поясніть основний паралельний стабілізатор напруги, меншої напруги стабілітрона.

6.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Елементи фільтра (дроселі й конденсатори) забезпечують до деякої міри стабілізацію схеми джерела живлення. Якби вихідна напруга стала знижуватися, то розряджаючись конденсатори зберігали б цю напругу постійною. Аналогічним образом спадання напруги викликає руйнування (або зменшення) магнітного поля, що існує навколо дроселя фільтра. Зміна магнітного поля наводить струм у самій котушці, напрямом якого протилежно току, що визвало цю зміну поля. Отже, дросель фільтра протидіє будь-якій зміні амплітуди напруги. Ця вироблена фільтруючим ланцюгом стабілізація в багатьох практичних випадках цілком достатня. В інших же випадках режим на виході джерела живлення повинен зберігатися до деяких критичних значень напруги або струму. Для забезпечення стабілізації й напруги, і току був розроблений ряд напівпровідникових схем. Подібні схеми будуть розглянуті в наступних лабораторних роботах.

6.1.1 Стабілізатори напруги

Номінал напруги, що може забезпечити джерело живлення, визначається наявною вихідною напругою (лінійною або на трансформаторі) і спаданням напруги на випрямлячах і фільтрах. Спадання напруги залежить від величини струму, що протікає через елементи джерела живлення (випрямлячі, дроселі й т.п.). Чим більший струм відбирається від джерела живлення, тим більше спадання напруги відбувається на його елементах, що у свою чергу приводить до зниження його вихідної напруги. Коли ж від джерела живлення відбирається менший струм, вихідна напруга зростає, оскільки спадання напруги на елементах джерела живлення мінімально.

Зміна вихідної напруги залежно від живлення, що відбирається від джерела, струму характеризується *коефіцієнтом стабілізації напруги* або просто коефіцієнтом стабілізації. Звичайно його значення виражається у відсотках і визначається в такий спосіб:

$$\text{Коефіцієнт стабілізації (\%)} = \frac{(\text{Напруга холостого ходу} - \text{Напруга при повнім навантаженні}) * 100}{\text{Напруга при повнім навантаженні}}$$

Це рівняння вживається для визначення коефіцієнта стабілізації напруги й урахуває пропорційність збільшення або зменшення напруги при зміні навантаження джерела живлення. Чим менше розходження в напрузі режимів холостого ходу й з навантаження, тим краще коефіцієнт стабілізації.

Стабілізатори напруги в свою чергу підрозділяються на параметричні й компенсаційні.

Параметричні стабілізатори напруги виконуються з використанням нелінійних елементів, які мають вольт - амперну характеристику, що задовольняє умові $U = const$.

Компенсаційні стабілізатори являють собою замкнуту систему регулювання з вимірювальним елементом, у якій стабілізована величина (напруга навантаження) рівняється з еталонною, і виробляється сигнал неузгодженості. Цей сигнал потім перетворюється, підсилюється й надходить на регулюючий елемент, змінюючи його стан таким чином, щоб підтримувати стабілізоване значення напруги з необхідною точністю.

6.1.1.1 Параметричний стабілізатор напруги

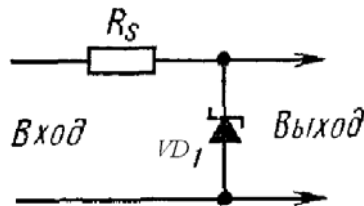


Рисунок 6.1.1 - Основна схема стабілізації на стабілітроні

Практичні поради:

Вихідна напруга = напрузі стабілітрона;
 Потужність розсіювання стабілітроном = напруга стабілітрона * струм стабілітрона;
 Мінімальна вхідна напруга $> 1,4 \cdot$ напруги стабілітрона;
 Напруга стабілітрона $\approx 0,7 \cdot$ найменша вхідна напруга;
 Робоча потужність стабілітрона $\approx 3 \cdot$ потужності навантаження;
 R_S (в Омах) = (макс. вхідна напр. - напр. стабілітрона) 2 / робоча потужність розсіювання;
 Відхилення вхідної напруги $< 30 \%$ макс., вхідної напруги;
 Струм навантаження = напруга стабілітрона / опір навантаження;
 Потужність навантаження = напруга стабілітрона * струм навантаження;
 Робочий струм стабілітрона $\approx 3 \cdot$ струм навантаження.

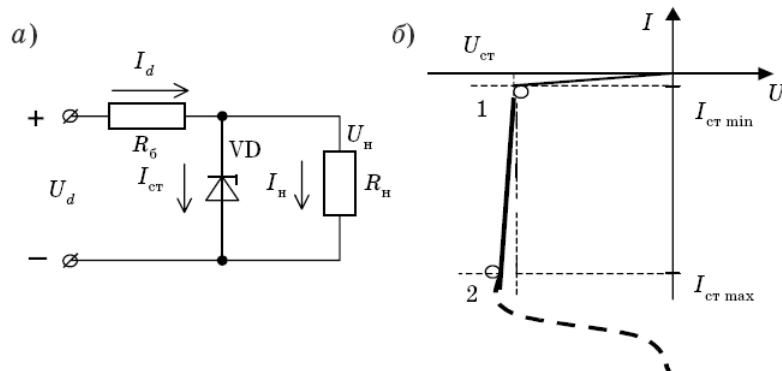


Рисунок 6.1.2 - Схема параметричного стабілізатора і вольт - амперна характеристика стабілітрона

Найбільш загальний спосіб реалізації стабілізації напруги в напівпровідникових схемах ґрунтується на використанні в них стабілітронів. У певних межах стабілітрон підтримує напругу на своїх контактах постійним незалежно від величини струму. У найбільш простому виді така схема на стабілітроні складається з послідовного опору R_S і включеного паралельного діода VD_1 (рис. 6.1.1). Значення опору R_S вибирається виходячи з необхідної

навантажувальної здатності відповідно до співвідношення, наведеному в підписі до рис. 6.1.1.

Якщо значення опору R_S велике, то стабілітрон не забезпечує стабілізацію при більших струмах навантаження. Якщо ж R_S мало, то припустима потужність розсіювання стабілітрона може бути перевищена при малих значеннях струму навантаження.

Головним при розрахунку параметричного стабілізатора є вибір типу стабілітрона на напругу навантаження $U_{CT} = U_H$ і забезпечення умов його роботи, при яких, що змінюється в процесі роботи струм стабілітрона I_{CT} , не виходив би за межі робочої ділянки, тобто не був менше ніж $I_{ct\ min}$ і більше $I_{ct\ max}$ (рис. 6.1.2, а й б).

Основні співвідношення для струмів і напруг у стабілізаторі одержимо, скориставшись першим і другим законами Кірхгофа:

$$I_d = I_H + I_{ct},$$

$$U_d = U_{R_6} + U_H,$$

$$\text{де: } U_{R_6} = (I_H + I_{ct}) R_6.$$

На підставі цих співвідношень для струму стабілітрона можна записати:

$$I_{ct} = \frac{U_d - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_H}.$$

Напруга U_H , обумовлена напругою U_{CT} , змінюється значно, у зв'язку, із чим його можна вважати незмінним. Тоді в умовах зміни струму навантаження (опору R_H) і напруги U_d струм I_{ct} буде змінюватися от деякого мінімального значення $I_{ct\ min}$ до максимального значення $I_{CT\ max}$.

Мінімальному значенню струму $I_{ct\ min}$, будуть відповідати мінімальні значення $U_{d\ min}$ й $R_{H\ min}$, а максимальному значенню струму $I_{ct\ max}$ - максимальні значення $U_{d\ max}$ й $R_{H\ max}$. Розрахунок стабілізатора зводиться до тому, щоб вибрати величину опору R_6 , при якій через стабілітрон протікав би струм $I_{ct\ min}$, що відповідає початку його робочої характеристики. Для цього повинне бути виконане наступне:

$$R_6 = \frac{U_{d\ min} - U_H}{I_{ct\ min} + U_H / R_{H\ min}},$$

$$I_{ct\ max} = \frac{U_{d\ max} - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_{H\ max}}.$$

Струм $I_{ct\ max}$, що протікає через стабілітрон у процесі роботи схеми, ураховують вибором типу стабілітрона по струму виходячи з того, щоб струм

$I_{ст\ max}$ не перевищував максимально припустимого значення струму через стабілітрон.

Максимальні потужності, що розсіюють у стабілітроні й резисторі R_6 , розраховують по формулах:

$$P_{ст\ max} = U_{ст} I_{ст\ max},$$

$$P_{R_6\ max} = \frac{(U_{d\ max} - U_{ст})^2}{R_6}.$$

Таким чином, у процесі роботи стабілізатора напруга на навантаженні визначається напругою на стабілітроні, що відповідає вольт - амперній характеристиці приладу. Зміна напруги на навантаженні характеризується зміною напруги на стабілітроні при зміні струму $I_{ст}$, тобто визначається його диференціальним опором r_d . Показником якості стабілізації напруги служить коефіцієнт стабілізації $k_{ст}$, що показує в скільки разів відносно збільшення напруги на виході стабілізатора менше відносного його збільшення, що викликано, збільшенням напруги на вході:

$$k_{ст} = \frac{\Delta U_d U_H}{U_d \Delta U_H}.$$

Збільшення напруги на виході стабілізатора ΔU_H пов'язане зі збільшенням вхідної напруги співвідношенням:

$$\Delta U_H = \frac{\Delta U_d (r_d \parallel R_H)}{R_6 + r_d \parallel R_H}.$$

З обліком того, що $R_H \gg r_d$ и $R_6 \gg r_d$, це співвідношення можна записати у вигляді

$$\Delta U_H = \frac{\Delta U_d r_d}{R_6}.$$

Таким чином, одержуємо остаточне вираження для коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора напруги:

$$k_{ст} = \frac{U_H R_6}{U_d r_d}.$$

Обычно он не превышает 20—50.

Іншим параметром стабілізатора є його вихідний опір $R_{вих}$. Для стабілізаторів розглянутого типу $R_{вих} = r_d \parallel R_6 \sim r_d$.

Іноді потрібно забезпечити стабілізацію напруги, яка відрізняється від стандартних напруг стабілітронів. Цю проблему можна перебороти за

допомогою різних схем включення стабілітронів. Наприклад, стабілітрони допускається включати послідовно, як показано на рис. 6.1.3. Загальна стабілізована напруга буде дорівнювати тоді сумі напруг на окремих стабілітронах. Для зазначених на рис. 6.1.3 номіналах напруг стабілітронів (5, 10 і 15 В) ця загальна стабілізована напруга дорівнює 30 В. Причому номінали напруг стабілізації стабілітронів можуть бути різними, оскільки ця структура що само - стабілізується. Однак параметри потужності кожного з стабілітронів повинна бути однаковою. Аналогічним образом повинен бути ідентичним і діапазон їхніх робочих струмів або необхідно вибрати навантаження такими, щоб усунути можливість виходу з ладу кожного зі стабілітронів.

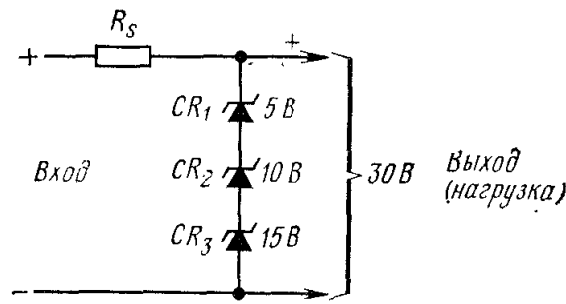


Рисунок 6.1.3 - Основна схема стабілізації напруги, що перевищує напругу стабілітрона

Стабілітрон можна також включати й послідовно, як показано на рис. 6.1.3.

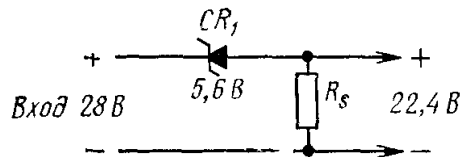


Рисунок 6.1.4 - Основна послідовна схема стабілізації невеликих спадань напруги

Ця схема використовується тільки в тих випадках, коли потрібно забезпечити невелике спадання напруги. Показана на рис. 6.1.3 паралельна схема застосовується при більших спаданнях напруги. У послідовній схемі (рис. 6.1.4) спадання напруги на стабілітроні становить 5,6 В, що дозволяє понизити вхідну напругу з 28 до 22,4 В. Слід зазначити, що весь струм навантаження плюс струм через опір R_S протікає через послідовний стабілітрон. Таким чином, виходячи із цього загального струму й розраховуються показники потужності стабілітрона.

Окремі стабілітрони можна включати послідовно й, таким чином, реалізувати дільник, з якого можна знімати стабілізовані напруги. Схема такого дільника наведена на рис. 6.1.5.

При використанні чотирьох стабілітронів із зазначеними на схемі номінальними напругами є можливість на відповідних контактах одержати наступні десять напруг, а саме: 3,9DE, 6,8CD, 10JCE, 125C, 18,8BD, 22JBE,

27AB, 39AC, 45,8AD і 49,7AE. Можна в такий спосіб включити стабілітрони, що стабілізована вихідна напруга виявиться нижче, ніж у самого стабілітрона. Така схема на двох стабілітронах представлена на рис. 6.1.6.

Її вихідна напруга являє собою стабілізовану різницеву напругу ($8,2 - 6,8 = 1,4$). Така структура забезпечує гарну температурну компенсацію вихідної напруги, оскільки напруги обох стабілітронів у діапазоні температур змінюються однаковим образом, отже, сама різницева напруга зберігається незмінним.

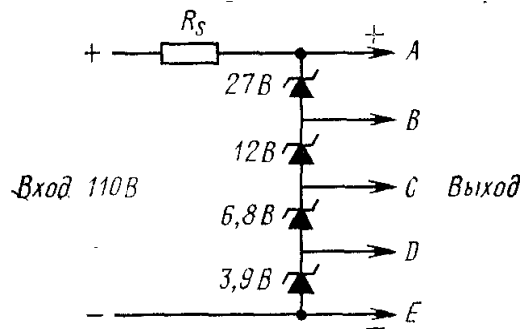


Рисунок 6.1.5 - Схема дільника напруги на стабілітронах

Стабілітрони можна також використовувати й для реалізації регульованого стабілізованої напруги. Подібна схема показана на рис. 6.1.7. Для одержання необхідного діапазону регулювань вихідної напруги допускається будь-яке включення стабілітронів.

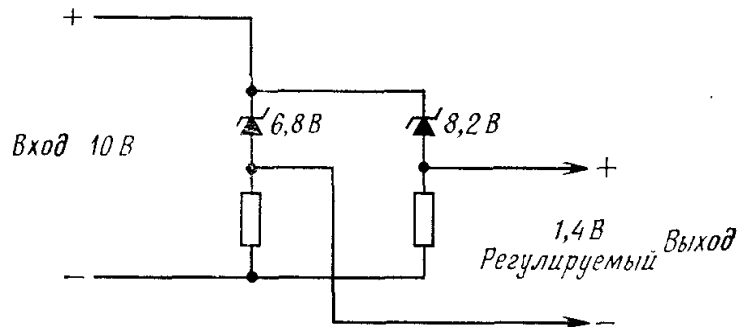


Рисунок 6.1.6 - Основна схема стабілізації напруги, меншої напруги стабілітрона

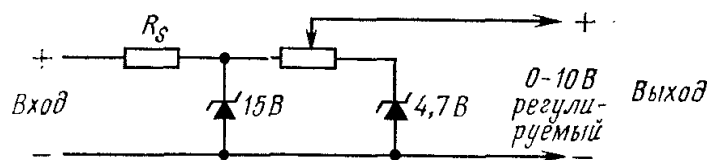


Рисунок 6.1.7 - Основна схема регульованого стабілізованої напруги, виконана на стабілітроні

6.1.1.2 Розширення можливостей параметричних стабілізаторів

Можливості управляти напругою за допомогою стабілітрона можна розширити, якщо його використовувати для регулювання робочої крапки транзистора або групи транзисторів. Існують два основних типи

транзисторних стабілізаторів, а саме паралельний і послідовний. Паралельний стабілізатор включається паралельно з виходом джерела живлення, а послідовний стабілізатор - послідовно.

6.1.1.2.1 Паралельні стабілізатори напруги

На рис. 6.1.8 наведена найбільш проста структура паралельного стабілізатора на транзисторі. Транзистор T_1 установлюється на виході джерела живлення подібно змінному "допоміжному навантажувальному" резистору, струм через який протікає по шляху емітер - колектор. Струм бази протікає через стабілітрон VD_1 . Обое цих струми, а також струм навантаження проходять через послідовний резистор R_1 .

Якщо навантаження на джерело живлення збільшилося, то через резистор R_1 починає протікати більший струм і вихідна напруга знижується. При цьому менший струм надходить на стабілітрон VD_1 , знижується прямий зсув транзистора T_1 і менший струм відбирається від джерела живлення ланцюгом емітер - колектор транзистора. Це приводить до зменшення спадання напруги на резисторі R_1 і викликає збільшення вихідної напруги джерела живлення. Таким чином, здійснюється компенсація початкового зменшення напруги.

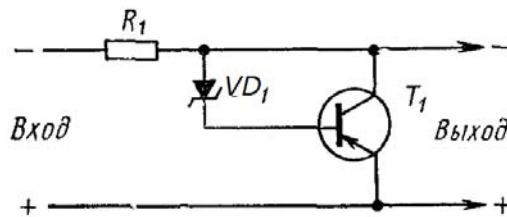


Рисунок 6.1.8 - Основна паралельна схема стабілізації.

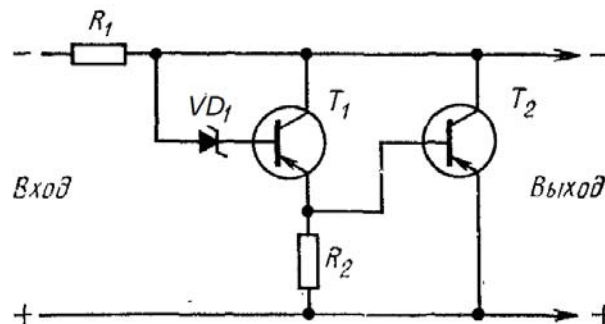


Рисунок 6.1.9 - Основна каскадна паралельна схема стабілізації

Струм, що відбирається коли від джерела живлення, змінюється в широких межах, паралельні стабілізатори часто з'єднуються каскадним способом для збільшення їхньої ефективності. Типовий каскадний паралельний стабілізатор зображений на рис. 6.1.9. Транзистори T_1 і T_2 розташовані на виході джерела живлення й діють як змінні резистори. Струм бази транзистора T_1 протікає через стабілітрон VD_1 , а струм бази транзистора T_2 залежить від струму, що протікає через резистор R_2 . Напруга на резисторі

R_2 визначається струмом, що протікає через нього. Всі ці струми, а також струм навантаження, протікають через послідовний резистор R_1 .

При зменшенні навантаження на джерело живлення через резистор R_2 протікає менший струм і, отже, вихідна напруга зростає. Тоді більший струм проходить через стабілітрон VD_1 і перехід база - емітер транзистора T_1 . Це викликає збільшення прямого зсуву на транзисторі T_1 , що приводить до збільшення струму ланцюга емітер - колектор, що відбирається від джерела живлення. Далі, більший струм проходить через емітерний резистор R_2 , що викликає зростання спадання напруги на ньому. Прямий зсув транзистора T_2 росте, і ще більший струм від джерела живлення відбирається ланцюгом емітер - колектор. Цей зрослий струм через транзистори T_1 і T_2 викликає підвищене спадання напруги на резисторі R_1 , що приводить до зниження вихідної напруги джерела живлення. Таким чином, виробляється компенсація початкового відхилення вихідної напруги.

Такий транзисторний паралельний стабілізатор можна застосовувати для напруг більші або менші напруги стабілітрона

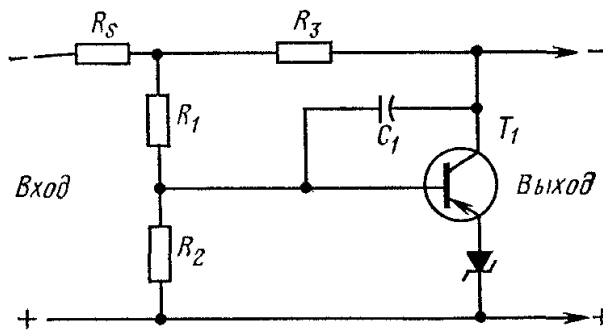


Рисунок 6.1.10 - Основний паралельний стабілізатор напруг, що перевищують напругу стабілітрона

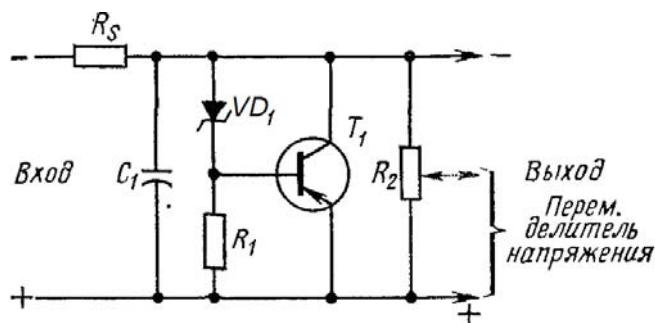


Рисунок 6.1.11 - Основний паралельний стабілізатор напруги, меншої напруги стабілітрона

На рис. 6.1.10 представлена схема паралельного стабілізованого джерела для формування вихідних напруг, що перевищують напругу стабілітрона. Якщо зневажити впливом опор R_S або думати, що вихідною напругою є напруга в кінці з'єднання опорів R_S і R_1 , то вихідна напруга визначається відношенням опорів R_1 / R_2 або $(R_1 + R_2) / R_2$. Наприклад, якщо опор R_1 і R_2 мають однакові номінали, то вихідна напруга у два рази

перевищує напругу стабілітрона. Резистор R_3 призначений для компенсації відхилення живлення схеми стабілізації. Високе значення опору R_3 приводить до перекомпенсації, у той час як при занадто малому його значенні спостерігається не-до-компенсація. Номінал резистора R_3 часто визначається за допомогою методу проб і помилок при заміні його потенціометром.

На рис. 6.1.11 показана схема паралельного стабілізованого джерела, що забезпечує вихідні напруги, менші напруги стабілітрона. Потенціометр R_2 використовується як змінний дільник напруги й установлює значення стабілізованої вихідної напруги. Прямий зсув транзистора T_1 задається спаданням напруги на резисторі R_1 (або струмом через нього). Якщо ж напруга джерела має тенденцію до підвищення, то через стабілітрон VD_1 і резистор R_1 потече більший струм, що приводить до збільшення прямого зсуву транзистора T_1 . Це збільшення струму ланцюга колектор - емітер транзистора T_1 , що також проходить і через резистор R_S , викликає більше спадання напруги на резисторі R_S і, отже, первісне відхилення напруги джерела компенсується.

6.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

6.2.2 Практичні поради

Для початку визначають припустимий діапазон величини можливої напруги на виході фільтру ($U_{\Phi \min} \dots U_{\Phi \max}$), яка і є вхідною напругою для параметричного стабілізатору напруги, діапазон струму навантаження ($I_{H \min} \dots I_{H \max}$), використовуючи вихідні дані для лабораторної роботи № 5, а також розраховують задану напругу стабілізації (U_{CH}), та припустиме значення відхилення (ΔU_{CH}).

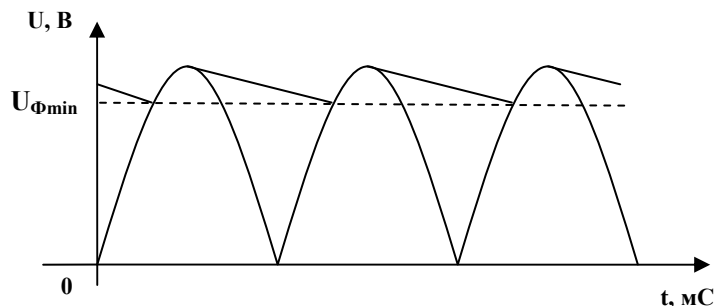


Рисунок 6.2.1 - Діаграма напруги U_{Φ} для випадку $U_{C \min}$

Потім за класичною методикою розраховують номінали баластного резистору, та параметри самого стабілітрону (номінальний діапазон струму, номінальну напругу стабілізації, величину припустимого диференціального опору).

Одна з можливих схем побудови стабілізатора напруги, для варіанта №1, наведена на рис. 6.2.3. Схема випрямляча й фільтра, що згладжує, узятa із лабораторної роботи №5. Параметричний стабілізатор виконаний за класичною схемою на елементах R_1VD_2 , резистори R_{N_MIN} і R_{N_MAX} визначають величину навантаження для крайніх значень припустимого діапазону струмів у навантаженні залежно від положення перемикача SA_2 , а перемикач SA_1 здійснює комутацію навантаження до виходу стабілізатора напруги.

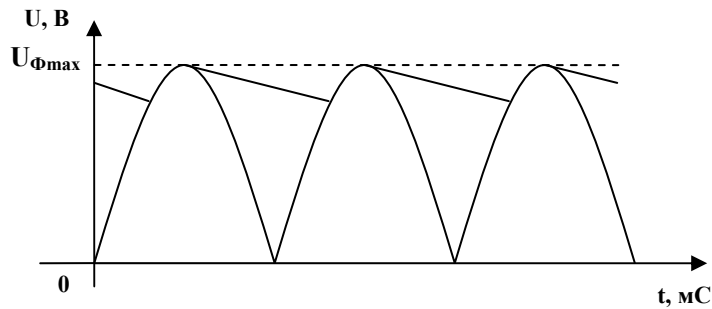


Рисунок 6.2.3 - Діаграма напруги U_F для випадку $U_{C\max}$

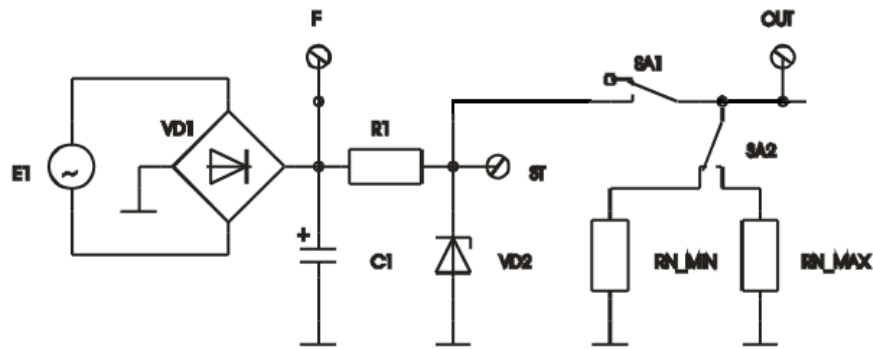


Рисунок 6.2.3 – Схема мостового випрямляча, мережного фільтра та параметричного стабілізатора

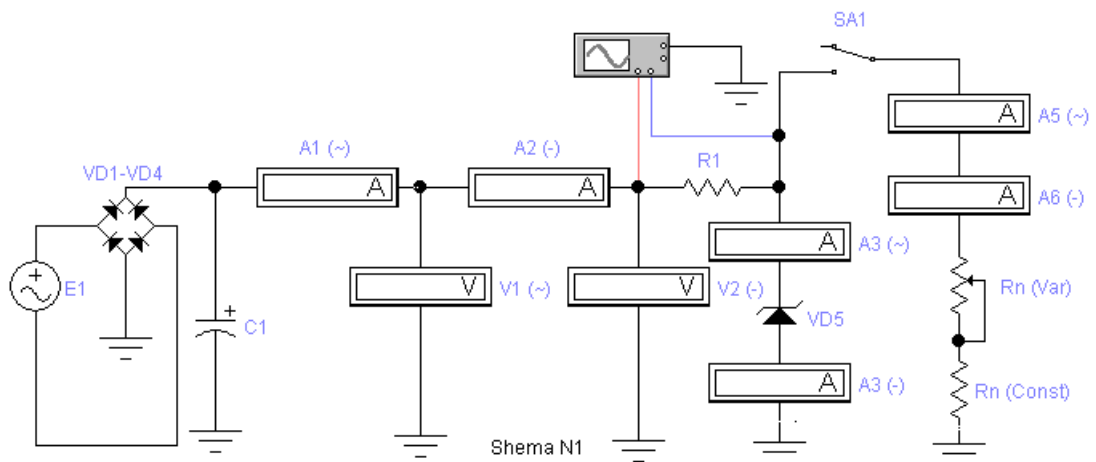


Рисунок 6.2.4 – Схема моделювання мостового випрямляча, мережного фільтра та параметричного стабілізатора

Для розрахунку параметричного стабілізатора необхідно визначити номінал обмежувального резистора R_1 , - розрахунок проводять для випадку

$U_{\phi min}$, задавшись величиною мінімально припустимого значення струму стабілітрона VD_2 (паспортне значення $I_{CT min}$). Далі для випадку $U_{\phi max}$ й $I_{H min}$ визначають максимально можливий прямий струм стабілітрона, що необхідно для контролю не перевищення відповідного паспортного значення струму для VD_2 (паспортне значення $I_{CT max}$).

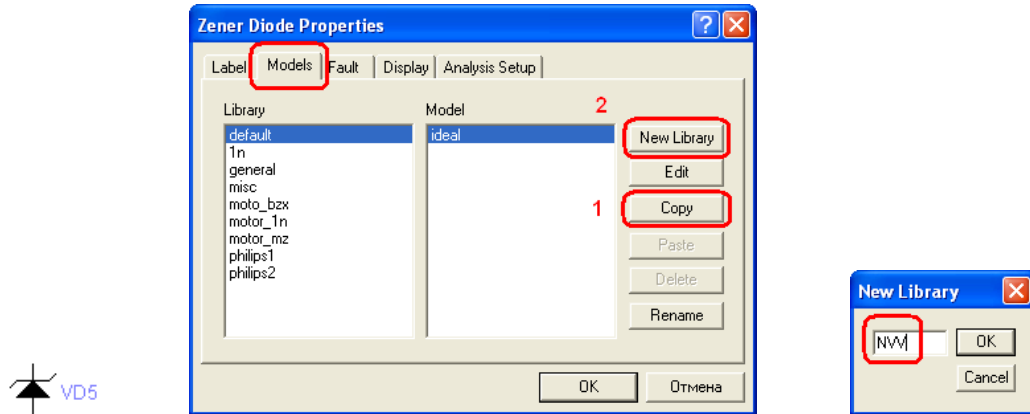


Рисунок 6.2.5 – Створення своєї бібліотеки «NVV»

Для полегшення розуміння процесів, що відбуваються в підсумковій схемі проєктованого стабілізатора напруги й виявлення помилок у розрахунковій частині рекомендується набудовувати й перевіряти роботу схеми окремо для кожної з складової, послідовно додаючи в схему нові функціональні вузли й тестуючи на результат. Ця послідовність може виглядати в такий спосіб: випрямляч, «+» фільтр, що згладжує, «+» параметричний стабілізатор. На етапі окремого тестування функціональних вузлів необхідно симулювати відсутні компоненти еквівалентними по параметрах спрощеними еквівалентними схемами.

На рис. 6.2.5 - 6.2.7 показано як створити нову бібліотеку та новий компонент типу «стабілітрон» і як здійснити налаштування його властивостей.

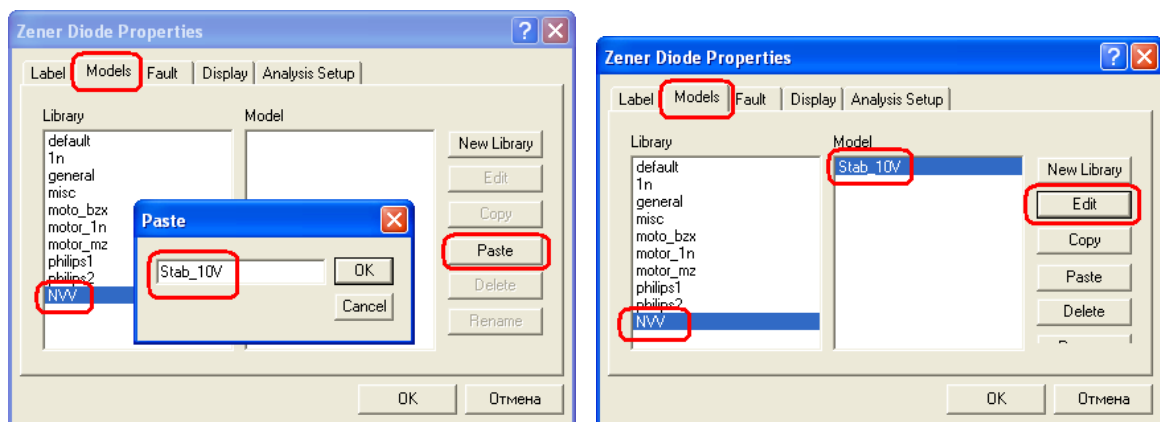


Рисунок 6.2.6 – Створення компоненту типу «стабілітрон»

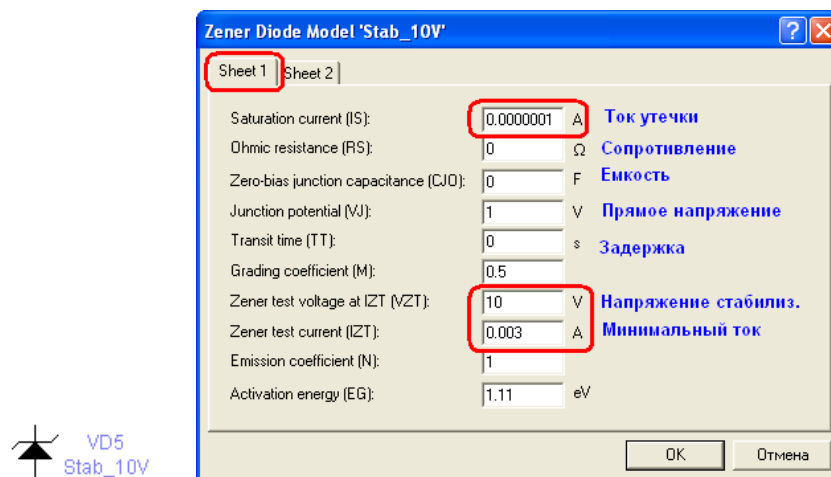


Рисунок 6.2.7 – Налаштування властивостей стабілітрона

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 7

- Тема:** Параметричний стабілізатор напруги підвищеного потужності.
- Ціль:** Одержати практичні навички розрахунків і моделювання параметричного стабілізатора напруги з підсилювачем струму.
- Завдання:** Побудувати схему, що містить випрямляч мережної напруги, фільтр, що згладжує, параметричний стабілізатор напруги і транзисторний підсилювач струму. Виконати необхідні розрахунки для проєктованої схеми згідно з вихідними даними, наведеними у лабораторній роботі №6. Змоделювати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги в характерних різних крапках схеми для різних величин навантаження, визначити коефіцієнт стабілізації, і мінімальні й максимальний КПД, оформити звіт відповідно до вимог контролю.
- Термін:** Два заняття.

У даній лабораторній роботі використовуються схемні рішення та завдані параметри, взяті з лабораторної роботи № 6. Завдяки використанню у схемі параметричного стабілізатору транзисторного підсилювача струму, потужність розсіювання на стабілітроні може бути значно зниженою.

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні поняття стабілізаторів напруги і струму, базові схеми.
3. Основні параметри стабілізаторів напруги.
4. Вибір та розрахунок схемі стабілізатора напруги, відповідно до завдання.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Зв'язані осцилограми напруг в різних точках схеми та для різних струмів навантаження.
7. Привести обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Контрольні питання:

1. Що таке стабілізатор напруги?
2. Що таке стабілізатор струму?
3. Перелічите основні параметри стабілізаторів напруги?
4. Перелічите основні параметри стабілізаторів струму?
5. Напишіть та поясніть основні розрахункові формули для стабілізаторів напруги.
6. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації на стабілітроні.
7. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації напруги, що перевищує напругу стабілітрона.
8. Накресліть та поясніть основну послідовну схему стабілізації невеликих спадань напруги.

9. Накресліть та поясніть основну схему дільника напруги на стабілітронах.
10. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації напруги, меншої напруги стабілітрона.
11. Накресліть та поясніть основну схему регульованої стабілізованої напруги, виконаної на стабілітроні.
12. Накресліть та поясніть основну паралельну схему стабілізації.
13. Накресліть та поясніть основну каскадну паралельну схему стабілізації.
14. Накресліть та поясніть основний паралельний стабілізатор напруг, що перевищують напругу стабілітрона.
15. Накресліть та поясніть основний паралельний стабілізатор напруги, меншої напруги стабілітрона.
16. Накресліть та поясніть основну послідовну схему стабілізації.
17. Накресліть та поясніть схему стабілізації високих напруг.
18. Накресліть та поясніть схему стабілізації напруг при великому струмі навантаження.
19. Накресліть та поясніть основну схему стабілізації струму.
20. Накресліть та поясніть захист від перевантаження послідовного стабілізатора.

7.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Продовження, початок у теоретичних відомостях до лабораторної роботі №6.

7.1.1 Компенсаційні стабілізатори з регулюючим елементом безперервної дії

Компенсаційні стабілізатори (рис. 7.1.1, а) виконуються з негативним зворотним зв'язком і тому представляють замкнуту систему автоматичного регулювання (САР). Компенсаційні стабілізатори виконуються без фізичної реалізації вимірювального й підсилювального елементів.

Компенсаційний стабілізатор складається із двох частин: параметричного стабілізатора R_6 і стабілітрона VD , що створює опорну напругу $U_{оп}$, і регулюючого транзистора VT , що сполучає в собі й функції підсилювального елемента.

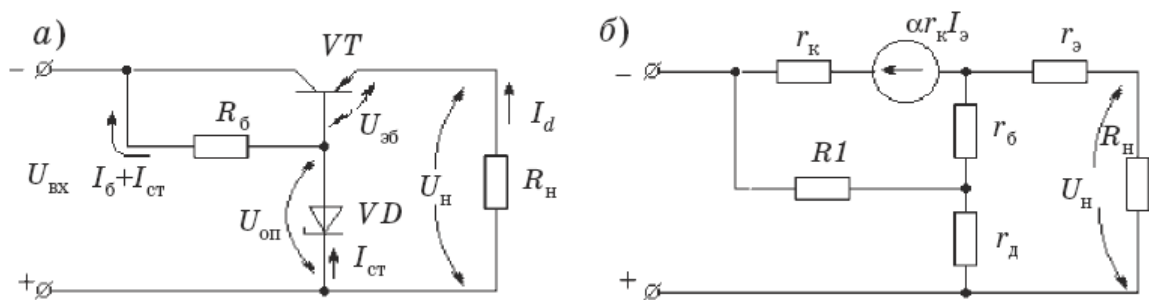


Рисунок 7.1.1 - Схема найпростішого компенсаційного стабілізатора

Як вимірювальні елементи використовуються р-п- перехід емітер-база, опір навантаження R_H і кремнієвий стабілітрон VD . При нормальному режимі, коли відсутня дестабілізація, режим роботи регулюючого транзистора VT вибирається таким чином, щоб він був не повністю відкритий напругою зсуву емітер-база, що звичайно становить величину порядку $0,3\text{ В}$. Вихідна напруга при цьому дорівнює одній напрузі U_{on} . Якщо за якимись причинами вхідна напруга зміниться, то відповідно зміниться й напруга зсуву емітер - бази, що приведе до зміни опору регулюючого транзистора таким чином, щоб вихідна напруга «була» незмінною.

Максимальний струм навантаження стабілізатора визначається мінімально припустимим струмом стабілітрона. Це порозумівається тим, що через баластовий опір повинен протікати приблизно постійний струм, дорівнює сумі струмів бази транзистора й стабілітрона. Тому зі збільшенням навантаження струм бази росте, а струм стабілітрона зменшується, і, якщо цей струм стане менше мінімально припустимого, стабілізація порушиться.

Аналогічно мінімальний струм навантаження визначається максимально припустимим струмом стабілітрона. У такий спосіб:

$$\frac{I_{H \max}}{\beta} + I_{CT \min} = \frac{I_{H \min}}{\beta} + I_{CT \max},$$

де β - коефіцієнт передачі транзистора по струму.

Якщо $I_{H \min}=0$, то $I_{H \max} = \beta (I_{CT \max} - I_{CT \min})$, т.е. - максимальний струм навантаження залежить від коефіцієнта підсилення регулюючого транзистора β і максимально припустимої зміни робочого струму стабілітрона.

З метою збільшення коефіцієнта β , а отже, і величини $I_{d \max}$, рекомендується включати складений транзистор.

Еквівалентна схема розглянутого стабілізатора наведена на рис. 6.40, б. У ній стабілітрон представлений динамічним опором r_d .

З розрахунку цієї схеми коефіцієнт стабілізації і вихідний опір виходить приблизно рівними відповідно:

$$k_{CT} \approx \frac{r_K}{[r_d + r_6 + r_3 (\beta + 1)]} \frac{U_H}{U_{BX}};$$

$$R_{ВЫХ} \approx (r_d + r_6)(1 - \alpha) + r_3,$$

$$\alpha = \frac{I_K}{I_3}$$

де α - коефіцієнт передачі струму.

Коефіцієнт стабілізації найпростішого транзисторного стабілізатора того ж порядку, що й параметричного.

З метою збільшення коефіцієнта стабілізації застосовують підсилювач постійного струму в ланцюзі зворотного зв'язку.

7.1.1.2 Послідовні стабілізатори напруги

Послідовна схема звичайно використовується в тих випадках, коли потрібно забезпечити стабілізацію напруги при більших змінах струмів. Вихідний послідовний транзисторний стабілізатор напруги показаний на рис. 7.1.2 (він же одночасно є найпростішим компенсаційним стабілізатором).

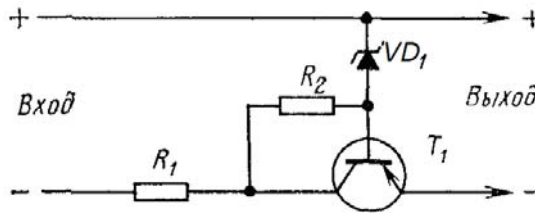


Рисунок 7.1.2 - Основна послідовна схема стабілізації.

Транзистор T_1 включений послідовно з виходом джерела живлення й послідовним резистором R_1 . Він діє як "змінний послідовний резистор", струм якого протікає по ланцюзі колектор - емітер. Цей струм протікає також через резистор R_2 і стабілітрон VD_1 , які й визначають напругу на базі транзистора T_1 . Напруга на базі транзистора T_1 задається струмом який протікає через резистор R_2 . Це напруга на базі залишається фіксованим щодо позитивного затиску джерела живлення, але міняється щодо його негативного затиску.

При зростанні прямого зсуву ланцюга база - емітер, транзистора T_1 зменшується «опір» емітер - колектор, що включений послідовно з виходом джерела живлення. Це у свою чергу викликає зменшення спадання напруги на опорі емітер - колектор і підвищує вихідну напругу джерела живлення.

Наприклад, якби збільшилося навантаження на джерело живлення, те більший струм став би проходити через послідовний резистор, а також і через опір емітер - колектор транзистора T_1 , що привело б до зниження вихідної напруги джерела живлення. У цих умовах менший струм протікає через стабілітрон VD_1 і резистор R_2 , збільшуючи при цьому прямий зсув на транзисторі T_1 . У свою чергу збільшення опору емітер - колектор транзистора T_1 підвищує вихідну напругу джерела живлення.

Хоча робота напівпровідникових схем, як правило, не пов'язана з високими напругами, однак є можливість використовувати такі схеми для стабілізації джерел живлення, що мають високі значення вихідних напруг. Подібна схема наведена на рис. 7.1.3. Транзистор T_1 включений послідовно з виходом джерела живлення й діє як змінний послідовний резистор. Струм протікає також через резистор R_1 , що задає напругу на базі транзистора T_1 . Ця напруга визначається струмом, що проходить через резистор R_1 і через ланцюг емітер - колектор транзистора T_2 .

При зменшенні прямого зсуву на транзисторі T_1 його опір емітер - колектор, включений послідовно джерелу живлення, зростає. Це приводить до появи більшого спадання напруги на опорі емітер - колектор і знижує вихідну напругу джерела живлення. Струм ланцюга емітер - колектор транзистора T_2 визначається наявною на резисторі R_2 напругою прямого зсуву. Ця напруга задається струмом ланцюга емітер - колектор транзистора T_3 . Напруга на емітері транзистора T_2 підтримується фіксованим, оскільки воно задається зі стабілітрона VD_1 .

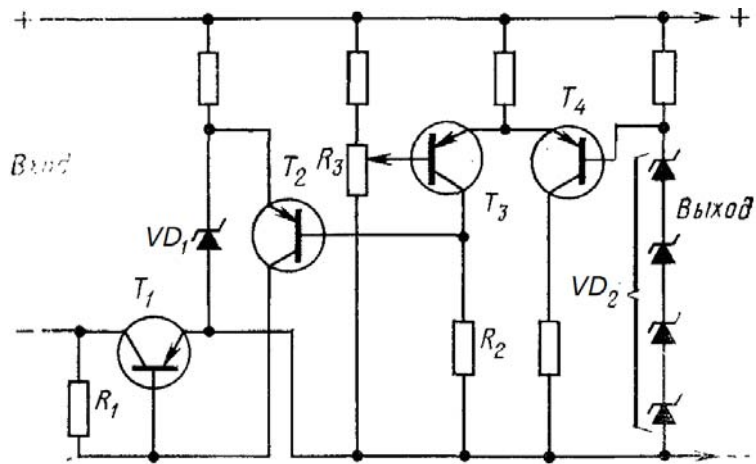


Рисунок 7.1.3 - Схема стабілізації високих напруг

Транзистори T_3 і T_4 використовуються для завдання керуючої напруги ланцюга стабілізації. Напруга на базі транзистора T_4 підтримується фіксованим за допомогою стабілітрона VD_2 . Струм ланцюга емітер - колектор транзистора T_4 залишається постійним, а його емітерна напруга фіксована. Оскільки емітер транзистора T_3 з'єднаний безпосередньо з емітером транзистора T_4 , то він також працює при фіксованій напрузі. Однак напруга на базі транзистора T_3 змінюється залежно від вихідної напруги джерела живлення.

Якщо ж змінюється вихідна напруга джерела живлення, то змінюється й прямий зсув на транзисторі T_2 , що приводить до зміни спадання напруги на резисторі R_2 . Такі коливання прямого зсуву на транзисторі T_2 викликають коливання струму в ланцюзі емітер - колектор. Оскільки струм ланцюга емітер - колектор транзистора T_2 проходить і через резистор R_1 спадання напруги на ньому змінюється, роблячи напругу на базі транзистора T_1 більш-менш негативною. Це змінює прямий зсув на транзисторі T_1 і опір ланцюга емітер - колектор включеного послідовно з виходом джерела живлення. У свою чергу це приводить до появи більшого або меншого спадання напруги на опорі емітер - колектор і змінює вихідну напругу джерела живлення таким чином, що підвищення або зниження вихідної напруги компенсується.

Вихідна напруга джерела живлення встановлюється за допомогою потенціометра R_3 , що формує напругу зсуву на базі транзистора T_3 . У реальних умовах напруга на виході джерела живлення контролюється по вольтметрі, підключеному до його вихідних контактів (звичайно при

підключеному навантаженні), і встановлюється на необхідне значення потенціометром R_3 .

7.1.1.3 Стабілізатори зі збільшеним струмом навантаження

Якщо необхідно забезпечити стабілізацію у випадку дуже великого струму й весь цей струм проходить через єдиний послідовний транзистор, то цей транзистор може не забезпечити задовільного розсіювання тепла, що виділяється, навіть при установці його на радіатор. У такій ситуації транзистор може вийти з ладу. Щоб вирішити цю проблему потрібно з'єднати декілька транзисторів паралельно один одному. Потім таку ланку транзисторів включити послідовно з виходом джерела живлення, як показано на рис. 7.1.4.

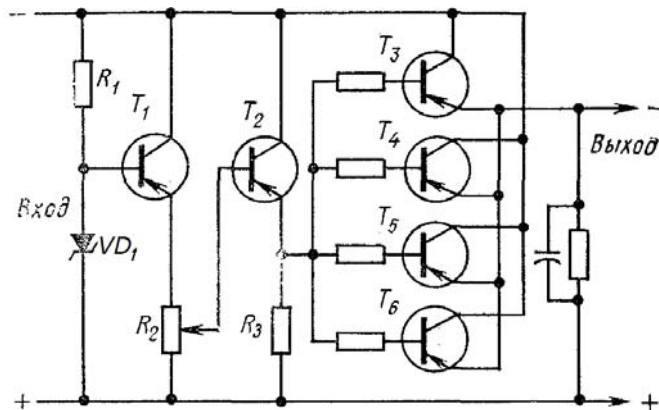


Рисунок 7.1.4 - Схема стабілізації напруг при великому струмі навантаження

Транзистори $T_3 - T_6$, включені послідовно з виходом джерела живлення й паралельно один одному, діють як змінні послідовні «резистори». Струм ділиться нарівно між цими чотирма транзисторами таким чином, що кожний з них розсіює одну четверту частину загальної потужності. До бази транзистора T_1 прикладена фіксована напруга (відносно емітера), що задається стабілітроном VD_1 . Однак напруга ланцюга емітер - колектор транзистора T_1 змінюється одночасно зі зміною напруги джерела живлення. Якщо ж внаслідок якої-небудь причини змінилася напруга джерела живлення, то це приведе до відхилення напруги на резисторі R_2 і прямий зсув транзистора T_2 .

У свою чергу змінюється струм, що протікає через резистор R_3 . Оскільки напруга на резистор R_3 задає прямий зсув на всіх чотирьох транзисторах $T_3 - T_6$, то воно й визначає створювану транзисторами $T_3 - T_6$ величину опору. Зміна падіння на транзисторах $T_3 - T_6$ викликає такий зсув вихідної напруги джерела живлення, що компенсує первісний відхід напруги. Вихідна напруга джерела живлення встановлюється за допомогою регулювання потенціометра, що задає прямий зсув на базу транзистора R_2 .

7.1.1.4 Стабілізація струму

Напівпровідникові прилади можуть застосовуватися для стабілізації джерела живлення таким чином, щоб він видавав постійне значення струму, а не напруги. Основна схема такого стабілізатора наведена на рис. 7.1.5.

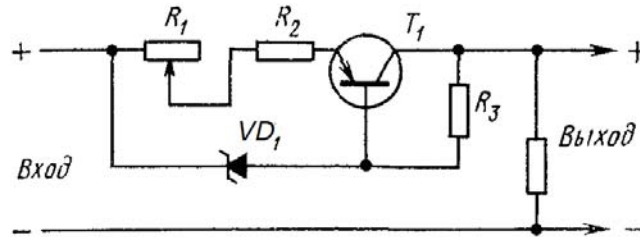


Рисунок 7.1.5 - Основна схема стабілізації струму

Транзистор T_1 виконує роль змінного «послідовного резистора» у вихідному ланцюзі джерела живлення. Існують дві паралельні гілки проходження струму. Одну гілку утворить включений послідовно з резистором зсуву R_3 стабілітрон VD_1 . Інша гілка складається з резистора R_1 і транзистора T_1 .

Якщо відбувається відхилення вихідного струму джерела живлення, то змінюється й струм через резистор R_3 і прямий зсув транзистора T_1 . У свою чергу змінюється опір ланцюга емітер - колектор транзистора T_1 , що й забезпечує корекцію величини минаючого струму. Корисний результат такого включення полягає в тому, що будь-якій зміні струму через резистор R_3 відповідає рівне, але протилежне відхилення струму через транзистор T_1 . Вихідний струм цієї схеми задається потенціометром R_1 . Сам же струм залишається постійним (у певних межах), незважаючи на будь-які відхилення опору навантаження. Однак вихідна напруга джерела міняється разом зі зміною навантаження.

7.1.1.5 Схеми захисту від перевантажень

Перевантаження послідовного стабілізатора можуть привести до виходу його з ладу. Це відбувається внаслідок або подачі високої вхідної напруги, або надмірного навантаження на виході. У кожному разі послідовний транзистор виходить із ладу. Будь-яка тривала подача високої вхідної напруги, як видно, приведе до пробою першого елемента вихідного джерела живлення (якщо послідовний стабілізатор розроблений на границі надійності). З іншого боку, надмірне навантаження на виході (низький опір навантаження й високий вихідний струм) є досить банальною ситуацією (викрутка, що коротить вихідні контакти стабілізатора, прекрасно виконує це завдання). Послідовний стабілізатор можна забезпечити деяким різновидом захисту від перевантаження через надмірний струм навантаження.

На рис. 7.1.6 представлена робоча структура схеми захисту від перевантажень, використовувана в послідовних стабілізаторах. Режим роботи блоку стабілізації цієї схеми T_1 , R_1 , VD_1 аналогічний описаному раніше. Функціонування схеми захисту від перевантажень визначається напругою на

резисторі R_3 . Весь струм навантаження протікає через резистор R_3 і створює на ньому відповідне спадання напруги. Коли струм навантаження менше певного значення (на безпечному рівні або потужність нижче максимальної розрахункової потужності послідовного стабілізатора), спадання напруги на резисторі R_3 недостатньо для завдання прямого зсуву на транзисторі T_2 . Отже, транзистор T_2 залишається в режимі відсічення доти, поки струм навантаження перебуває на безпечному рівні.

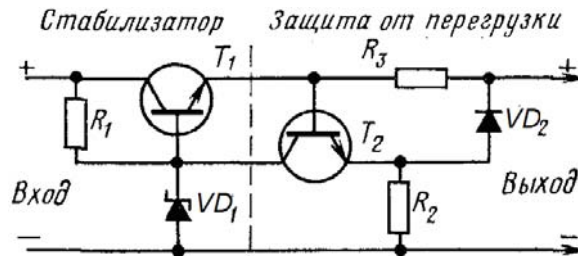


Рисунок 7.1.6 - Захист від перевантаження послідовного стабілізатора

Практичні поради:

Для кремнієвих транзисторів T_2 і стабілітрони VD_1 спадання напруги на опорі $R_3 \approx 1,1$ В при максимальному струмі навантаження;
 Вихідна напруга \approx вихідна напруга стабілітрона - 1 В;
 Вихідні струм і потужність такі ж, як і в стабілітроні;
 $R_2 \approx 10 \cdot$ опір навантаження при максимальному струмі;
 Опір навантаження \approx вихідна напруга / струм навантаження;
 R_3 (в Омах) $\approx 1,1$ В / максимальний струм навантаження (в А);
 R_S (у Ватах) $\approx (\text{максимальний струм навантаження})^2 \cdot \text{опір } R_3$ (в Омах).

У випадку використання кремнієвого діода VD_2 спадання напруги між вихідним контактом і емітером транзистора T_2 становить 0,5 В. Аналогічно для включення кремнієвого транзистора T_2 необхідне спадання напруги в 0,5 В. Таким чином, спадання напруги на резисторі R_3 повинне бути приблизно 1 В або більше (у типовому випадку 1,1 В) перш, ніж транзистор T_2 увімкнеться. Номінал резистора R_3 вибирається виходячи з того, щоб це спадання напруги становило 1,1 В при максимальному безпечному рівні вихідного струму навантаження. При включенні транзистора T_2 частина струму через резистор R_1 проходить і через транзистор T_2 і, отже, відбирається частина струму бази транзистора T_1 . Транзистор T_1 перебуває в режимі відсічення (або часткового відсічення) і, у такий спосіб попереджає (або обмежує) струм, що протікає через навантаження.

Коли ж параметри навантаження стабілізуються, спадання напруги на резисторі R_3 , стає менше 1,1 В і транзистор T_2 вимикається. Транзистор T_2 функціонує при повній вихідній напрузі, однак вимоги по струму (або потужності) не перевершують вимог, пред'явлених до транзистора T_1 . За винятком режиму перевантаження транзистор T_2 перебуває у виключеному стані. При перевантаженнях струм через транзистор T_2 обмежується опором в емітерній ланцюзі R_2 .

7.2 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

Одна з можливих схем побудови стабілізатора напруги, у схему якого додатково введено підсилювач струму, виконаного на біполярному транзисторі, включеному за схемою емітерного повторювача напруги, наведена на рис. 7.2.1.

Схема випрямляча й фільтра, що згладжує, параметричний стабілізатор, який виконано за класичною схемою на елементах R_1VD_2 , узятя із лабораторної роботи №6, а емітерний повторювач напруги виконано на транзисторі VT_1 . Резистори R_{N_MIN} й R_{N_MAX} визначають величину навантаження для крайніх значень припустимого діапазону струмів у навантаженні залежно від положення перемикача SA_2 , а перемикач SA_1 здійснює комутацію навантаження до виходу стабілізатора напруги.

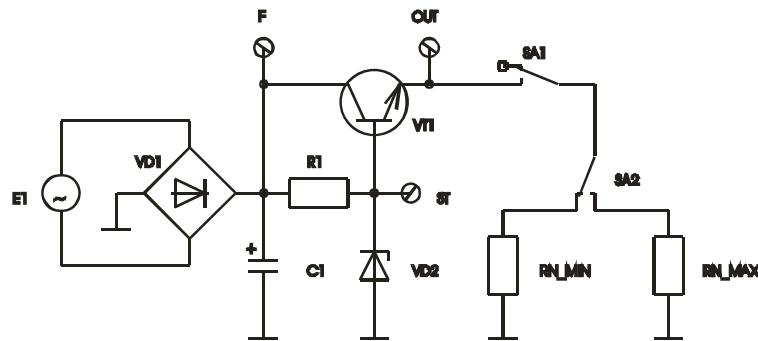


Рисунок 7.2.1 Схема мостового випрямляча, мережного фільтра, параметричного стабілізатора та підсилювача струму

Для розрахунку параметричного стабілізатора необхідно визначити діапазон величини струму бази транзистора VT_1 ($I_{BE\ min}$ й $I_{BE\ max}$), що буде вихідним струмом параметричного стабілізатора R_1VD_2 , а також визначити номінальне значення напруги для стабілітрона VD_2 , з огляду на падіння напруги на базово – емітернім переході транзистора VT_1 . Далі необхідно визначити номінал обмежувального резистора R_1 , - розрахунок провадять для випадку $U_{F\ min}$, задавшись величиною мінімально припустимого значення струму стабілітрона VD_2 (паспортне значення $I_{CT\ min}$). Далі для випадку $I_{H\ max}$ і $I_{\Phi\ min}$ визначають максимально можливий прямий струм стабілітрона, що необхідно для контролю не перевищення відповідного паспортного значення струму для VD_2 (паспортне значення $I_{CT\ max}$).

Для полегшення розуміння процесів, що відбуваються в підсумковій схемі проєктованого стабілізатора напруги й виявлення помилок у розрахунковій частині рекомендується набудувувати й перевіряти роботу схеми окремо для кожної з складової, послідовно додаючи в схему нові функціональні вузли й тестуючи на результат. Ця послідовність може виглядати в такий спосіб: випрямляч, + фільтр, що згладжує, + параметричний стабілізатор, + підсилювач струму. На етапі окремого тестування функціональних вузлів необхідно симулювати відсутні

компоненти еквівалентними по параметрах спрощеними еквівалентними схемами.

На рис. 7.2.2 представлено схему моделювання роботи мостового випрямляча, мережного фільтра, параметричного стабілізатора та підсилювача струму.

На рис. 7.2.3 представлено діалогове вікно для редагування властивостей компоненту типу «транзистор».

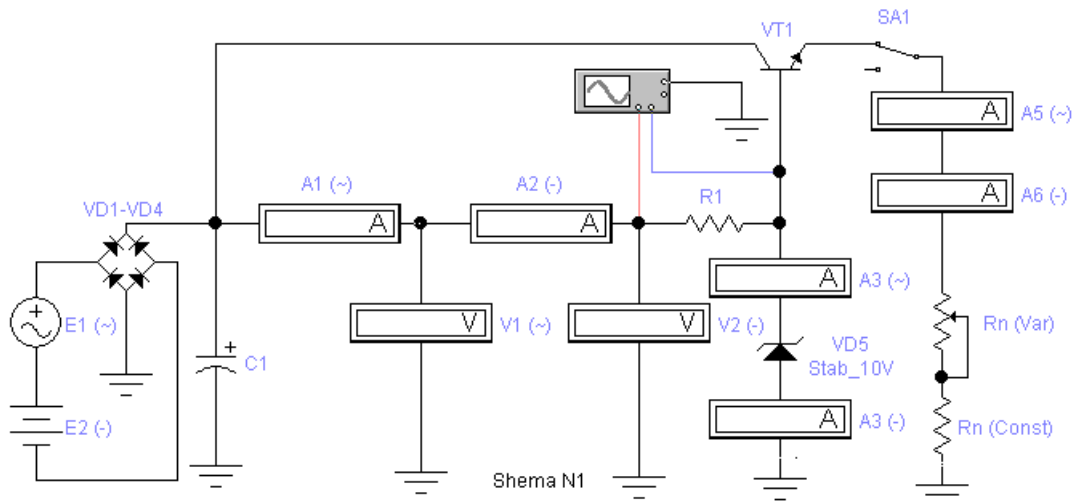


Рисунок 7.2.2 Схема моделювання роботи мостового випрямляча, мережного фільтра, параметричного стабілізатора та підсилювача струму

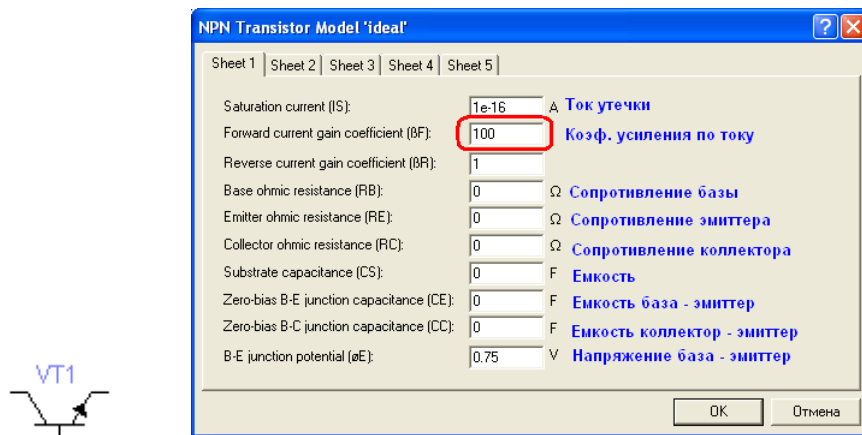


Рисунок 7.2.3 - Редагування властивостей компоненту типу «транзистор»

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №8

- Тема:** Підсилювач напруги змінних сигналів.
- Ціль:** Одержати практичні навички розрахунків і моделювання підсилювача напруги.
- Завдання:** Побудувати схему, що містить джерело стабілізованої напруги (лабораторна робота №6) і підсилювач напруги на транзисторі, виконати необхідні теоретичні розрахунки для проектованої схеми згідно з вихідними даними, наведеним у таблиці 1 (номер варіанта, дорівнює порядковому номеру за списком групи). Змодельовати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги в характерних різних крапках схеми для різних величин навантаження, визначити реальний коефіцієнт підсилення (по струму, напрузі й потужності), і припустимий діапазон вхідної напруги, оформити звіт відповідно до загальних вимог попереднього контролю.
- Термін:** Три заняття.

У даній практичній роботі використовуються схемні рішення й параметри стабілізатора напруги, виконані в лабораторній роботі №6.

Параметри навантаження використовуються згідно даних лабораторної роботи №6 і максимальне навантаження для підсилювача сигналів повинно становити $I_{H \min}$ від $I_{H \max}$.

Робоча смуга частот для посилюваних змінних сигналів $F_{\min} \dots F_{\max}$ згідно вихідним даним f_1 й f_2 для лабораторної роботи №4. У таблиці 1 наведені необхідні вихідні дані - коефіцієнт підсилення по напрузі.

Таблиця 8.1

№	Група-1			Група-2		
	Режим зсуву		K_U	Режим зсуву		K_U
	Метод - 1	Метод - 2		Метод - 1	Метод - 2	
1	A	B	5	A	C	30
2	B	C	10	B	D	35
3	C	D	15	C	E	40
4	D	E	20	D	F	45
5	E	F	25	E	A	50
6	F	A	30	F	D	55
7	A	D	35	A	E	60
8	B	E	40	B	F	65
9	C	F	45	C	A	70
10	D	A	50	D	B	75
11	E	B	55	E	C	80
12	F	C	60	F	E	85
13	A	E	65	A	F	90
14	B	F	70	B	C	95
15	C	A	75	C	D	100

16	D	B	80	D	E	5
17	E	C	85	E	F	10
18	F	D	90	F	A	15
19	A	E	95	A	B	20
20	B	F	100	B	C	25
21	C	A	5	C	D	30
22	D	B	10	D	E	35
23	E	C	15	E	F	40
24	F	D	20	F	A	45
25	A	E	25	A	B	50

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні поняття підсилювача сигналів. Основні параметри підсилювачів сигналів.
3. Розрахункові формули і базові схеми підсилювачів сигналів за струмом, напругою і потужністю.
4. Вибір та розрахунок схеми підсилювача напруги, відповідно до завдання.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Зв'язані осцилограми напруг в різних точках схеми та для різних частот і амплітуд сигналів, струмів навантаження.
7. Обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Контрольні питання:

1. Що таке звукова частота? Перелічите основні параметри схеми підсилювача звукових частот.
2. Що таке ланцюги зсуву? Що таке зсув на основі послідовного зворотного зв'язка? Визначити поняття «зсуву бази». Як визначити струм зсуву бази?
3. Перелічите вихідні дані, необхідні для розрахунку підсилювача сигналу звукової частоти.
4. Визначити поняття вихідного опору і струму навантаження. Як пов'язані між собою ці поняття?
5. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *A*. Визначити основні переваги і недоліки.
6. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *B*. Визначити основні переваги і недоліки.
7. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *C*. Визначити основні переваги і недоліки.
8. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *D*. Визначити основні переваги і недоліки.
9. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *E*. Визначити основні переваги і недоліки.
10. Пояснити на прикладах роботу ланцюга зсуву типу *F*. Визначити основні переваги і недоліки.

11. Що таке частотна залежність елементів підсилювача. Пояснити на прикладах. Що таке частотні обмеження транзисторів? Пояснити на прикладах.
12. Що таке частотні обмеження резисторів? Пояснити на прикладах.
13. Що таке частотні обмеження ємностей? Пояснити на прикладах.
14. Що таке частотні обмеження індуктивностей? Пояснити на прикладах.
15. Що таке паразитні повні опори? Пояснити на прикладах.
16. Що таке ланцюги зв'язку підсилювачів? Пояснити на прикладах.
17. Пояснити вплив міжкаскадного зв'язку на частотну характеристику підсилювальної схеми звукових частот.
18. Класифікація підсилювальних схем.
19. Пояснити на прикладах підсилювальні схеми класу А. Визначити основні переваги і недоліки.
20. Пояснити на прикладах підсилювальні схеми класу В. Визначити основні переваги і недоліки.
21. Пояснити на прикладах підсилювальні схеми класу АВ. Визначити основні переваги і недоліки.
22. Пояснити на прикладах підсилювальні схеми класу С. Визначити основні переваги і недоліки.
23. Основні схеми транзисторних підсилювачів.
24. Пояснити на прикладах призначення шунтування емітера в транзисторних підсилювальних схемах.
25. Основний підсилювач звукових частот із частковим шунтуванням емітера.
26. Пояснити на прикладах багато-каскадні транзисторні підсилювачі.
27. Пояснити на прикладах основні властивості багато-каскадних підсилювальних схем.
28. Пояснити на прикладах транзисторні підсилювачі з безпосереднім зв'язком.
29. Пояснити на прикладах складені схеми Дарлінгтона.
30. Пояснити на прикладах диференціальні схеми. Схеми фазоінвертора або фазо - розчеплювача.
31. Пояснити на прикладах емітерно - зв'язані підсилювальні схеми.
32. Призначення й основні параметри схеми диференціальних підсилювачів. Без-трансформаторні підсилювальні схеми.
33. Пояснить квазі - комплементарні підсилювальні схеми, та комплементарні підсилювальні схеми.
34. Вторинний пробій і захист від короткого замикання в транзисторних підсилювачах.

8.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

8.1 Схеми звукових частот

У цьому матеріалі розглядаються схеми, що працюють у діапазоні *звукових частот (ЗЧ)*. Розглянуто питання по включенню ланцюга зсуву (живлення), основні схеми підсилювачів на біполярному транзисторі, багато - каскаді транзисторні підсилювачі, підсилювачі з пристроєм регулювання схемами. Тут розглядається також вплив елементів підсилювача звукових частот на його частотну характеристику, вибір ланцюгів зв'язку й класифікація підсилювачів.

8.1.1 Ланцюги зсуву

Всі транзистори (і інші напівпровідникові прилади) вимагають забезпечення їм певного виду зсуву. У транзисторі перехід колектор - база повинен бути зміщений у зворотному напрямку, тобто між колектором і базою не повинен протікати струм. Тут струм, що протікає через перехід колектор - база, являє собою або струм витоку, або пробую. Можливість пробую виключається правильним конструюванням схеми. Витік же є небажаним (але майже завжди присутнім) фактором, і його необхідно враховувати при проектуванні схем.

Перехід емітер - база транзистора повинен бути зміщений у прямому напрямку. У режимі нормальної роботи між базою й емітером протікає струм. У деяких схемах (наприклад, підсилювачі класу А и більшість генераторів) певний струм протікає постійно. В інших же (наприклад, підсилювачі класу С, ключі й т.д.) струм протікає тільки при наявності робочого сигналу або сигналу запуску. У кожному разі перехід емітер - база повинен бути зміщений таким чином, щоб забезпечувалося протікання струму.

Необхідний зсув досягається за допомогою подачі напруг на відповідні елементи транзистора, звичайно через опори. Далі дані описи деяких основних ланцюгів зсуву, наведені ланцюги (або їхні різновиди) охоплюють більшість використовуваних у транзисторних схемах методів зсуву.

При вивченні описуваних далі ланцюгів зсуву необхідно пам'ятати наступне: завдання ланцюга зсуву складається в установці співвідношень струму й напруги колектор - база - емітер для *робочої крапки* даної схеми. Ця робоча крапка відома також як *крапка спокою*, *Q-крапка*, *без-сигнальна крапка*, *крапка холостого ходу* або *статична крапка*. Оскільки транзистор рідко працює в цій статичній крапці, то ланцюги зсуву використовуються для завдання опорної крапки, з якої й починається проектування. При реальній же конфігурації схем і (особливо) при зазначення параметрів ланцюгів зсуву повинно вибиратися виходячи з динамічних режимів роботи схем (необхідного розмаху вихідної напруги, передбачуваного рівня вхідного сигналу й т.д.).

8.1.1.1 Вихідні дані

На першому етапі розрахунку ланцюга зсуву необхідно визначити характеристики як самої схеми, так і використовуваного транзистора. Наприклад, буде ця схема функціонувати як підсилювач, генератор або ключ? Який потрібен режим роботи (клас A , AB , B або C)? Яке необхідне посилення? Які є в розпорядженні номінали живлячих напруг? Який тип транзистора повинен застосовуватися? Чи припустимі довільні значення вхідних і вихідного повних опорів?

8.1.1.2 Опір і струм навантаження

Як тільки отримані відповіді на основні питання проектування, приступають до наступного етапу розрахунку, пов'язаному з визначенням робочого струму навантаження й опору. У деяких схемах повинна бути можливість задавати опір навантаження довільним образом (наприклад, для забезпечення необхідного вихідного повного опору схеми). Від інших же схем потрібне забезпечення струму навантаження (для одержання заданої вихідної потужності). У прикладах, що далі приводяться, передбачається, що як струм навантаження, так і опір навантаження вибираються винятково для формування заданої робочої крапки. Звичайно в робочій крапці при відсутності вхідного сигналу напруга на колекторі становить половину напруги живлення.

Для транзистора робочий струм навантаження визначається двома головними факторами, а саме струмом витоку й максимально припустимим струмом. Очевидно, що для самого транзистора струм навантаження не може перевищувати цього максимально припустимого струму. Аналогічним образом струм навантаження не повинен бути менше струму витоку, у противному випадку через навантаження не буде протікати струм. Якщо ж сама схема живеться від батареї, то для того щоб мінімізувати споживання струму від неї, струм навантаження звичайно вибирають поблизу його нижньої межі. Часто ж струм навантаження вибирається посередині між цими двома крайніми значеннями (струмом витоку й максимально припустимим струмом).

Після встановлення струму навантаження потрібно обчислити номінальне значення опору навантаження. При роботі на частотах приблизно до 100 кГц значення опору навантаження можна розраховувати на постійному струмі. На більше ж високих частотах може знадобитися визначення опору навантаження виходячи з повного опору.

Коли струм навантаження відповідає обраній крапці, то на колекторному опорі навантаження повинна падати напруга, рівна половині напруги живлення. Це характерно для схем класу A .

8.1.1.3 Зсув на основі послідовного зворотного зв'язка

Оскільки вже визначені струм навантаження й опір навантаження (або обрані довільним образом), на заключному етапі розрахунку ланцюга зсуву

необхідно вибрати номінали які підключаються до емітеру й бази транзистора опорів, які й задають правильну робочу крапку. Хоча існує багато різновидів ланцюгів зсуву й кожен з них має свої переваги й недоліки, один головний показник характеризує будь-який ланцюг. Він повинен підтримувати необхідний струм бази при наявності температурних (а в деяких випадках і частотних) змін. Під цим часто мається на увазі *стабілізація зсуву*.

Існують кілька методів забезпечення температурної й частотної корекції ланцюгів зсуву. Одним з найбільш ефективних є метод *послідовного зворотного зв'язка*. Слід зазначити, що у всіх розглянутих в цьому матеріалі ланцюгах зсуву для реалізації зворотного зв'язку використовується, в якому-небудь виді, опір у ланцюзі емітера.

Необхідність використання такого опору послідовного зворотного зв'язку в будь-якому ланцюзі зсуву можна коротко обґрунтувати в такий спосіб. Струм бази (і, отже, струм колектора) залежить від різниці напруг між базою й емітером. Якщо ця різниця напруга зменшується, то зменшується струм бази (і, отже, струм колектора) і навпаки. Усякий струм, що протікає через колектор (без обліку струму витоку колектор - база), протікає також і через резистор у ланцюзі емітера.

Спадання напруги на цьому емітерному резисторі залежить, таким чином, від колекторного струму.

Якби внаслідок яких-небудь причин зріс струм колектора, то також збільшився б і струм емітера, і спадання напруги на емітерному резисторі. Цей *негативний зворотний зв'язок* приводить до зниження різниці напруг між базою й емітером, у такий спосіб знижуючи струм бази. У свою чергу більш низький струм бази викликає зниження струму колектора, отже, компенсується вихідне збільшення струму колектора.

8.1.1.4 Визначення струму бази

Якщо відомо точно струм бази, необхідний для забезпечення заданого струму колектора, то розрахунок ланцюга зсуву тривіальний. На жаль, точне співвідношення між струмами бази й колектора (або коефіцієнт підсилення) не задається. Жоден довідковий матеріал не може постачити нас точною інформацією про значення коефіцієнта підсилення. Сам же коефіцієнт підсилення є *температурно - і частотно - залежним*. Одночасно він залежить і від номіналів елементів самої схеми. Існують два основних способи знаходження наближеного значення струму бази, що буде забезпечувати задану робочу крапку. Перший метод заснований на використанні *навантажувальної лінії*, одержуваної на статичних колекторних характеристиках транзистора, як показано на рис. 8.1.1. З наведених на рис. 8.1.1 кривих треба, що для цього транзистора, для струму бази приблизно $0,2\text{ мА}$ відповідає струм колектора $2,4\text{ мА}$, тобто для нього параметр *бета* дорівнює приблизно 12 . Слід зазначити, що сама навантажувальна лінія проведена між крапками, що відповідають напрузі джерела живлення (20 В) і максимально припустимому струму (5 мА).

Відзначимо, що наведені на рис. 8.1.1 дані типові для n - p - n - транзистора типу 2N332.

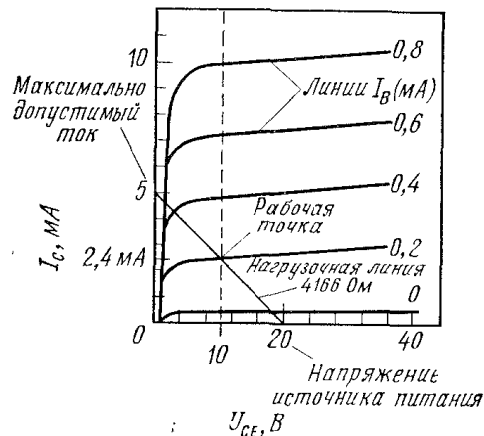


Рисунок 8.1.1 - Наближене визначення струму бази й робочої крапки по навантажувальній прямій на колекторних характеристиках транзистора.

Запам'ятаємо, що поза залежністю від використовуваного методу отримані дані є наближеними. Таким чином, і обрані значення опорів зсуви є, як правило, теж наближеними. Крім того, всі резистори мають розкид номіналів (звичайно 5 або 10 %).

У реальних умовах, коли ланцюг зсуву проектується «на швидку руку», значення опору зсуви розраховуються на папері. Потім збирають макет схеми, включають джерело живлення й проводять вимір відповідних напруг (колектора, бази й емітера). Далі номінали резисторів підбирають до одержання необхідних результатів. У випадку забезпечення належного струму бази ці «необхідні результати» являють собою необхідну напругу й струм колектора при заданому навантаженні. Коли ж ланцюг зсуву застосовується в іншій схемі, то цими "необхідними результатами" можуть бути загальні функції схеми (такі, як коефіцієнт передачі підсилювача, вихідна напруга генератора й т.д.). У цьому аспекті зміна зсуву розглядається протягом всього матеріалу.

8.1.1.5 Ланцюг зсуву А

Основні характеристики ланцюга зсуву А представлені на рис. 8.1.2 і коротко описані далі. Її вихідний повний опір дорівнює приблизно R_L (на частотах аж до 100 кГц). Вхідний повний опір приблизно в β раз перевищує значення опору R_E (на частотах аж до 100 кГц). Оскільки вхідний повний опір залежить від параметра β , воно змінюється в широких межах. Коефіцієнт підсилення схеми по струму приблизно дорівнює параметру β транзистора на змінному струмі, а коефіцієнт підсилення по напрузі приблизно дорівнює відношенню опорів R_H/R_E . Ланцюг зсуву А забезпечує широкий діапазон можливих коефіцієнтів передачі по напрузі, але має найменшу стабільність із всіх ланцюгів зсуву.

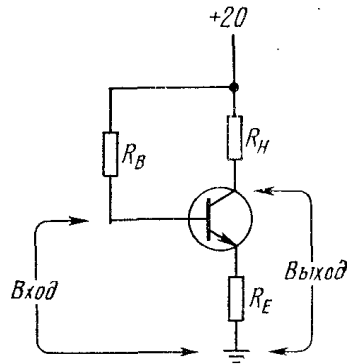


Рисунок 8.1.2 - Ланцюг зсуву А

Вихідний повний опір $\approx R_H$;
 Вхідний повний опір $R_E \times \beta$
 Коефіцієнт підсилення по струму β ;
 Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;
 Напруга колектора $\sim (1/2) U_{П}$;
 $R_H > 5R_E$, $R_H \approx 10 R_E$

Виходячи з необхідних значень напруги й струму колектора, визначається значення опору R_H або воно задається для забезпечення необхідного вихідного повного опору, як було раніше. Значення опору R_E вибирається на основі компромісу між стабільністю й коефіцієнтом підсилення. Збільшення значення опору R_E щодо опору R_H підвищує стабільність, але знижує коефіцієнт посилення. Значення опору R_B вибирається виходячи із забезпечення необхідного струму бази в робочій крапці. Для кремнієвого $n-p-n$ - транзистора можна думати, що напруга бази буде приблизно на $0,5 V$ більш позитивна, ніж на емітері. Напруга на базі кремнієвого $p-n-p$ - транзистора приблизно на $0,5 V$ більш негативна стосовно емітеру. Для германієвих транзисторів різниця цих напруг у робочій крапці становить близько $0,2 V$.

У деяких довідкових матеріалах по транзисторах приводяться залежності струму колектора від заданого струму бази або від заданої напруги база - емітер. Якщо подібна інформація присутня в довідкових матеріалах, то вона приводиться у вигляді кривих, аналогічних зображеним на рис. 8.1.3. Ці криві, як правило, називаються передатними характеристичними кривими й дають можливість більш точно розраховувати значення опору R_B . Однак на практиці це розрахункове значення опору R_B є тільки орієнтовним.

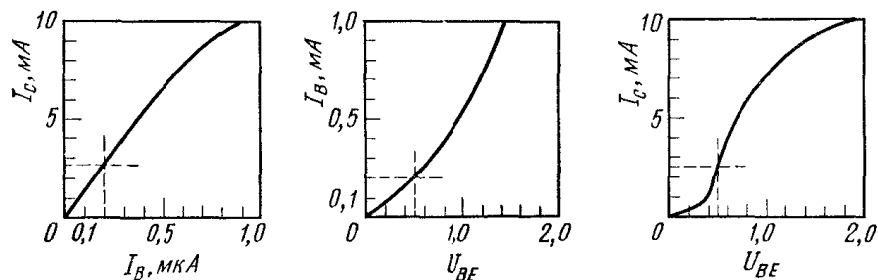


Рисунок 8.1.3 - Типові передатні характеристики.

8.1.1.6 Ланцюг зсуву В

На рис. 8.1.4 представлені основні характеристики ланцюга зсуву В, які по суті аналогічні характеристикам ланцюга зсуву А, за винятком того, що його стабільність вище. Таке підвищення стабільності обумовлене підключенням резистора бази R_B до колектора, а не до джерела живлення. Якщо внаслідок яких-небудь причин збільшується струм колектора, то збільшується й спадання напруги на опорі R_H , знижуючи отже й напругу на колекторі. Це зменшує напругу й струм бази й у такий спосіб знижує струм колектора. Цей ефект зворотного зв'язка поряд із впливом емітерного резистора R_E (описаного раніше) компенсує відхилення струму колектора. Однак коефіцієнт підсилення ланцюга зсуву В трохи менше, ніж у ланцюга А.

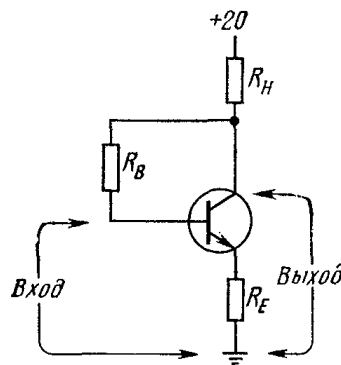


Рисунок 8.1.4 - Ланцюг зсуву В

Вихідний повний опір $\approx R_H$;
 Вхідний повний опір $R_E \times \beta$
 Коефіцієнт підсилення по струму β ;
 Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;
 Напруга колектора $\sim (1/2) U_{\Pi}$;
 $R_H > 5R_E$, $R_H \approx 10 R_E$

8.1.7 Ланцюг зсуву С

Основні характеристики ланцюга зсуву С наведені на рис. 8.1.5 і коротко описані нижче. Її вихідний повний опір приблизно дорівнює R_H , а вхідний повний опір дорівнює R_B (на частотах приблизно до 100 кГц). У дійсності ж вхідний повний опір визначається паралельним з'єднанням опору R_B і опору $R_E \times (\beta + 1)$. Однак якщо параметр β не дуже малий, то член $R_E \times (\beta + 1)$ набагато більше R_B . Отже, значення опору R_B (або небагато менше) можна розглядати в якості вхідного повного опору каскаду або схеми, що й буде робитися надалі при використанні ланцюга - зсуву С або її різновидів у прикладах, що приводяться в цьому матеріалі.

Коефіцієнт підсилення схеми по струму приблизно дорівнює відношенню опорів R_B / R_E , а коефіцієнт підсилення по напрузі дорівнює R_H / R_E . Ланцюг зсуву С забезпечує кращу стабільність у порівнянні з ланцюгами зсуву А або В за рахунок більшого коефіцієнта підсилення й вхідного повного опору. Виходячи з необхідних значень напруги й струму

колектора й знаходиться опір R_H або він задається для забезпечення необхідного вихідного повного опору, як було описано раніше. Опір R_E визначається на основі компромісу між стабільністю й коефіцієнтом підсилення. Збільшення значення опору R_E щодо опору R_H підвищує стабільність, але знижує коефіцієнт підсилення по напрузі. Збільшення ж опору R_E відносно R_B підвищує стабільність, але зменшує коефіцієнт підсилення по струму.

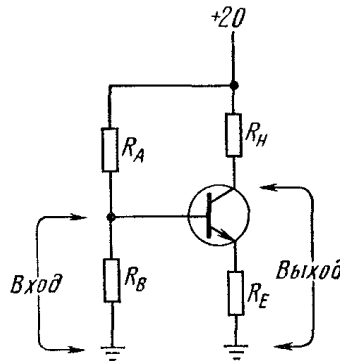


Рисунок 8.1.5 - Ланцюг зсуву З.

- Вихідний повний опір $\approx R_H$;
- Вхідний повний опір $\approx R_B$;
- Коефіцієнт підсилення по струму $\approx R_B / R_H$;
- Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;
- Напруга колектора $\sim (1/2) U_{П}$;
- $R_H > 5R_E$, $R_H \approx 10 R_E$, $R_B \approx 20 R_E$, $R_B \approx 10 R_H$;
- Стабільність $S = R_B / R_E$;
- $S \approx 20$ для забезпечення максимального коефіцієнта підсилення;
- $S \approx 10$ для забезпечення стабільності;
- $S \approx 5$ для забезпечення коефіцієнта підсилення по потужності.

Опір R_B вибирається виходячи зі значення опору R_E , коефіцієнта підсилення по струму, стабільності й необхідного вхідного повного опору. Якщо для самої схеми найбільш важливим параметром є вхідний повний опір, то на його основі й вибирається номінал опору R_B . Тоді, для того щоб зберегти співвідношення між стабільністю й коефіцієнтом підсилення по струму, може знадобитися інше значення опору R_E . Звичайно ж, будь-яка зміна опору R_E буде викликати зміну коефіцієнта підсилення по напрузі (за умови збереження значення опору R_H). Крім кращої стабільності головним достоїнством ланцюга зсуву С є те, що його вхідний й вихідний повні опори, а також коефіцієнти підсилення по струму й напрузі не залежать від параметра β транзистора. Замість цього, однак, існує залежність характеристик схеми від номіналів її елементів (для даного ланцюга й далі необхідно під R_B розуміти паралельне з'єднання R_A й R_B).

8.1.1.8 Ланцюг зсуву D

Конфігурація ланцюга зсуву D зображена на рис. 8.1.6. Основні характеристики ланцюга зсуву D аналогічні характеристикам ланцюга С, за

винятком того, що його температурна стабільність вище. Це збільшення температурної стабільності обумовлює включення діода D між базою й опором R_B . Діод D (зміщений у прямому напрямку) виготовляється з того ж матеріалу (кремній або германій), що й перехід база - емітер і функціонує при тій же температурі. Отже, спадання напруги на діоді D і переході база - емітер є однаковими й залишаються такими при змінах температури. Значення опорів R_L , R_E і R_B у ланцюзі D аналогічні описаним у ланцюзі C . Значення ж опору R_A небагато відрізняється. Оскільки спадання напруги на діоді D таке ж, як і на переході база - емітер, то падіння напруг на опорах R_B і R_E однакові. Так само як і у випадку ланцюга зсуву C характеристики ланцюга зсуву D не залежать від параметра β транзистора. У реальних розробках діод D розташовують поруч із транзистором таким чином, щоб і перехід база - емітер і діод D перебували в однакових температурних умовах (наприклад, на одному тепло - відводі).

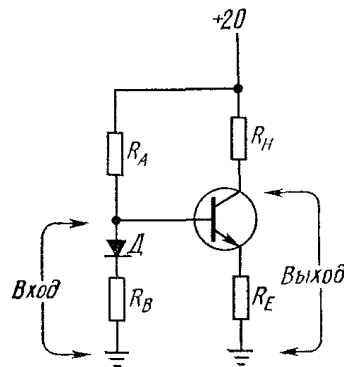


Рисунок 8.1.6 - Ланцюг зсуву D

Вихідний повний опір $\approx R_H$;

Вхідний повний опір $\approx R_B$;

Коефіцієнт підсилення по струму $\approx R_B / R_E$;

Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;

Напруга колектора $\sim (1/2) U_{\text{П}}$.

8.1.1.9 Ланцюг зсуву E

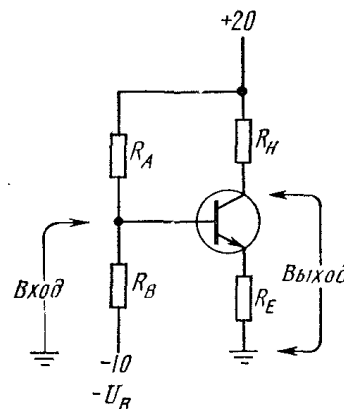


Рисунок 8.1.7 - Ланцюг зсуву E

Вихідний повний опір $\approx R_H$;

Вхідний повний опір $\approx R_B$;

*Коефіцієнт підсилення по струму $\approx R_B / R_E$;
Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;
Напруга колектора $\sim (1/2) U_{\text{п.}}$*

Конфігурація ланцюга зсуву E наведена на рис. 8.1.7. Основні її характеристики аналогічні характеристикам ланцюга C . Однак цей ланцюг використовується в тих спеціальних застосуваннях, коли для керування струмом бази потрібні як позитивна, так і негативна напруги, кожна з яких задається щодо потенціалу землі. Значення опорів R_H , R_E й R_B у ланцюзі зсуву E аналогічні описаним у ланцюзі зсуву C .

8.1.1.10 Ланцюг зсуву F

На рис. 8.1.8 наведена конфігурація ланцюга зсуву F . Вона використовується в тих спеціальних випадках, коли необхідно задавати струм колектор - емітер, як від позитивного, так і від негативного джерел живлення.

Оскільки на рис. 8.1.8 зображений $n-p-n$ - транзистор, то його колектор приєднується до позитивного джерела живлення через опір R_H , тоді як емітер підключається через опір R_E до негативного джерела живлення. Якщо напруги обох джерел приблизно рівні, то важко реалізувати будь-який коефіцієнт підсилення. Колекторний і емітерний струми приблизно рівні (якщо зневажити струмом бази). Отже, якщо на опорі R_H падає половина напруги позитивного джерела живлення (скажемо, від 20 до 10 В), то на опорі R_E повинна впасти вся напруга негативного джерела живлення (від 20 до 0 В), і тоді значення опору R_E приблизно у два рази більше R_H . Основні характеристики ланцюга зсуву F по суті аналогічні характеристикам ланцюга зсуву A , за винятком того, що його коефіцієнт підсилення по напрузі менше внаслідок низького відношення R_H / R_E .

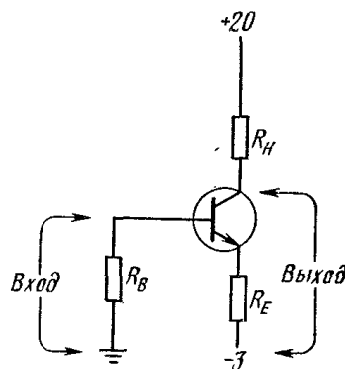


Рисунок 8.1.8 - Ланцюг зсуву F .

*Вихідний повний опір $\approx R_H$;
Вхідний повний опір $\approx R_E \times \beta$;
Коефіцієнт підсилення по струму β ;
Коефіцієнт підсилення по напрузі $\approx R_H / R_E$;*

8.1.2 Частотна залежність елементів підсилювача

Елементи підсилювача не послабляють (або пропускають) сигнали всіх частот однаковим образом, тобто кожний елемент схеми має деякий *повний опір* i , отже, є *частотно - залежним*. Навіть простий відрізок проведення має деякий повний опір. Проведення, будучи провідником, все-таки має деякий активний опір.

Якщо через це проведення проходить змінний струм, то він характеризується деяким індуктивним реактивним опором. Якщо ж проведення розташоване біля іншого провідника (або металевого шасі), то є деяка ємність між цими двома провідниками $й$, отже, деяке ємнісний реактивний опір. Разом реактивний і активний опори утворюють повний опір, що і змінюється із частотою.

Теоретично транзистор здатний функціонувати на будь-якій частоті, починаючи з постійного струму. Верхню границю частотного діапазону визначають тільки час прольоту електронів через переходи транзистора. В основному ж параметри транзисторів накладають обмеження на *робочий частотний діапазон* будь-якого підсилювача внаслідок наявності реактивних опорів. Інші елементи в самому підсилювачі (резистори, конденсатори, індуктивності $й$ т.д.) також обмежують робочий частотний діапазон будь-якої схеми. У практичній схемі багато хто із цих повних опорів мають незначний ефект. Деякі повні $й$ реактивні опори іноді впливають на роботу підсилювача. Крім транзисторів основними елементами, використовуваними в підсилювальних схемах звукових частот, є конденсатори, резистори $й$ індуктивності (як котушки, так і трансформатори). Розглянемо тепер, як повні $й$ реактивні опори цих елементів впливають на роботу підсилювальних схем звукових частот.

8.1.2.1 Частотні обмеження транзисторів

Між елементами транзистора (перехід емітер - база, перехід колектор - база $й$ т.д.) є деякі ємності. Якщо який-небудь із цих елементів є загальним або заземленим, то інші елементи мають деяку ємність на земляну шину, як це показано на рис. 8.1.9. Ємнісний реактивний опір зменшується з ростом частоти $й$ навпаки. Ємність, з'єднана послідовно із провідником, забезпечує менше загасання сигналів більше високих частот. Ємність же уздовж провідника (наприклад, паралельна йому або шунтувальна) діє як коротке замикання для сигналів підвищених частот.

Розглянемо наведену на рис. 8.1.9 схему, де ємності переходів підключені з боку входу $й$ виходу. При збільшенні частоти сигналу ємнісний реактивний опір знижується, тобто ємності на вході $й$ виході сприяють придушенню сигналу. На деяких частотах це придушення дорівнює створюваному транзистором коефіцієнту підсилення. При ще більшому збільшенні частоти сигналу вже починає переважати придушення, що

приводить до ослаблення самого сигналу, хоча транзистор може ще продовжувати функціонувати.

На звукових частотах вхідна й вихідна ємності не роблять істотного впливу на роботу підсилювача. Більшість сучасних транзисторів добре пристосовані для роботи й вище діапазону звукових частот. Як правило, вони забезпечують рівномірну (або плоску) частотну характеристику. Таким чином, всі сигнали із частотами аж до 20 кГц (а можливо, і вище) підсилюються однаковим образом. Однак більшість транзисторів при переході в діапазон радіочастот забезпечують менше посилення.

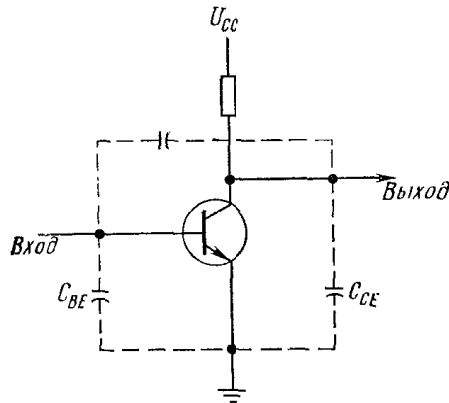


Рисунок 8.1.9 - Ємності елементів транзистора.

Виводи всіх транзисторів мають деяку індуктивність. Це приводить до появи індуктивного реактивного опору, з'єднаного послідовно з елементами транзистора. Індуктивний реактивний опір з ростом частоти збільшується. Для діапазону звукових частот цей індуктивний реактивний опір не представляє інтересу. Однак у діапазоні радіочастот воно може привести до значного придушення сигналу.

8.1.2.2 Частотні обмеження резисторів

У діапазоні звукових частот використання резисторів не пов'язане з якими-небудь труднощами, оскільки вони придушують сигнали однаковим образом. Тільки на дуже високих частотах, де виводи й корпус резистора утворюють деяку подобу реактивного опору, їхні частотні обмеження представляють деякий інтерес. Однак на резисторах падає напруга, і це може привести до певних проблем при реалізації міжкаскадного зв'язку. До того ж з резисторами зв'язані деякі труднощі використання їх разом з конденсаторами зв'язку в підсилювальних схемах.

8.1.2.3 Частотні обмеження ємностей

У транзисторних підсилювальних схемах звукових частот конденсатори призначені для виконання трьох основних функцій: шунтування, розв'язка й з'єднання.

Шунтувальні конденсатори використовуються для створення шляху проходження сигналу в обхід високо - омних опорів, як зображено на

рис. 8.1.10. Наприклад, якщо в джерелі живлення підсилювача звукових частот відсутній фільтруючий конденсатор або ж використовується батарея живлення, то струм колектор - емітер повинен протікати через великий опір, що може перешкоджати проходженню змінної складової сигналу.

При з'єднанні декількох каскадів посилення всі вони підключаються до однієї крапки, а саме до джерела живлення. У багато-каскадних підсилювачах існує можливість влучення сигналу одного каскаду через джерело живлення в попередній каскад, що приводить до виникнення перешкод, що спотворюють сигнал. Для виключення цього зворотного зв'язку можна ізолювати від джерела харчування один або кілька цих каскадів. На рис. 1.10 показаний також *типовий ланцюг, що розв'язує*. Резистор R включений послідовно між навантажувальними резисторами каскадів і джерелом живлення. Таким чином, для змінної складової сигналу, що попадає в джерело живлення, резистор R являє собою високо - омний шлях. Конденсатор же C , навпаки, створює низький шунтуючий реактивний опір для цієї складової й, отже, розв'язує (шунтує) цю складову на земляну шину.

У дійсності ж функції, виконувані шунтувальними конденсаторами, і конденсаторами що розв'язують, є однаковими, і ці терміни рівнозначні. У кожному разі основне завдання полягає в забезпеченні низького значення реактивного опору для найнижчої частоти робочого діапазону. Припустимо, наприклад, що найменша частота становить 100 Гц , а мінімальний необхідний реактивний опір дорівнює 100 Ом . Тоді необхідно забезпечити ємність близько 16 мкФ ($C = 1 / (6,28 F \times X_C)$). Якщо ж необхідна частота знижується до 10 Гц , то номінал самого конденсатора необхідно підвищити приблизно до 160 мкФ для того, щоб зберегти значення реактивного опору нижче 100 Ом .

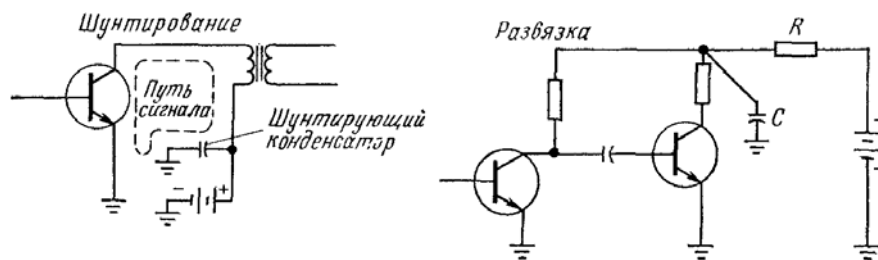


Рисунок 8.1.10 - Приклади шунтуючого й розв'язуючого конденсаторів.

Конденсатори зв'язку призначені для блокування проходження постійного струму й установлюються на вході й виході схеми. Наприклад, якщо конденсатор, що розв'язує, не встановлений між транзисторними каскадами (рис. 8.1.10), то колектор транзистора першого каскаду приєднаний безпосередньо до бази транзистора другого каскаду й обоє цих елемента транзисторів перебувають під однаковою напругою зсуву. Хоча транзистори й можуть функціонувати подібним чином, але використання безпосереднього зв'язку пов'язано з деякими труднощами. Одна з них

викликана тим, що сам підсилювач не може відрізнити зміну рівня сигналу від відхилення напруги джерела живлення.

Номінали конденсаторів зв'язку залежать від нижнього краю робочого частотного діапазону самого підсилювача й від значення опору, на яке навантажується конденсатор. При збільшенні частоти сигналу ємнісний реактивний опір знижується, і конденсатори зв'язку являють собою коротке замикання для таких сигналів, отже, немає необхідності досліджувати верхню межу частотного діапазону схеми звукових частот.

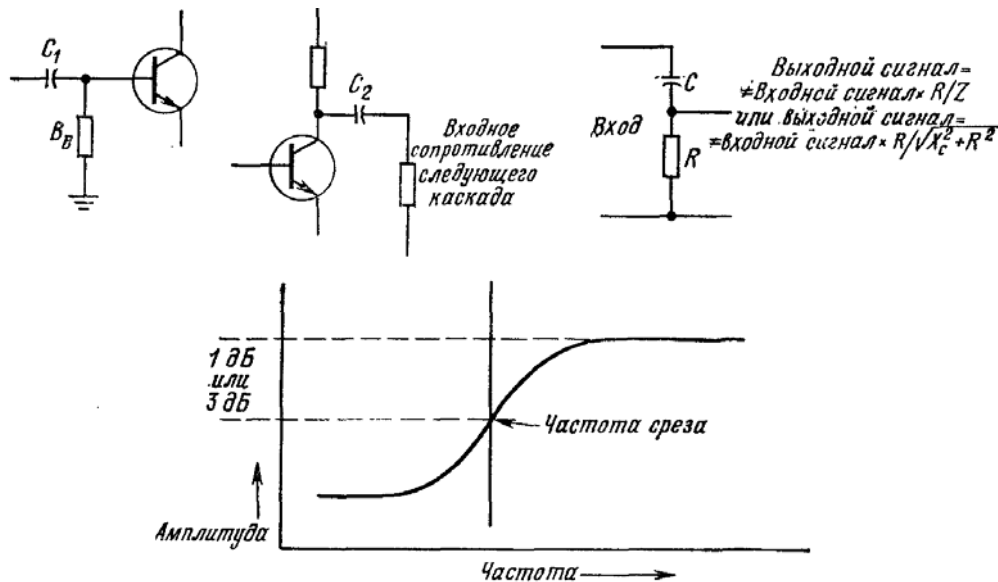


Рисунок 8.1.11 - Утворення RC - фільтра верхніх частот (зріз низьких частот) при з'єднанні конденсаторів і відповідних резисторів.

На рис. 8.1.11 показано, як за допомогою конденсаторів зв'язку можна одержати фільтр верхніх частот. Конденсатор C_1 і опір R_B утворять R_C - фільтр верхніх частот. У свою чергу конденсатор C_2 і вхідний опір наступного каскаду (або опір навантаження) створюють інший фільтр верхніх частот. Сама вхідна напруга надходить на схему через послідовно з'єднані конденсатор і резистор, а вихідна напруга знімається з опору. Співвідношення між вхідною й вихідною напругами має такий вигляд:

$$\text{Вихідна напруга} = \text{вхідна напруга} \times R / Z,$$

де R являє собою значення опору на постійному струмі, а Z - повний опір, одержуваний як векторна сума послідовно з'єднаних ємнісного реактивного й активного опорів.

Як приклад укажемо, що в тому випадку, коли значення реактивного опору становить приблизно половину значення активного опору, вихідна напруга становить близько 90 % вхідного.

8.1.2.4 Частотні обмеження індуктивностей

У підсилювачах звукової частоти застосовуються як котушки індуктивності, так і трансформатори. Як показано далі, котушки індуктивності іноді використовуються як навантаження замість колекторного

резистора. Це дозволяє забезпечити роботу колектора при повній напрузі. Аналогічним образом для зв'язку між каскадами застосовуються трансформатори. Це дозволяє здійснити узгодження їхніх повних опорів.

Індуктивний реактивний опір котушок і трансформаторів збільшується з ростом частоти. На верхньому краї діапазону звукових частот загасання, вироблене цим зростаючим реактивним опором, звичайно приводить до порушення роботи самого підсилювача. На нижньому ж краї діапазону звукових частот реактивний опір типового трансформатора знижується до декількох Ом. Такий низький повний опір діє як коротке замикання лінії зв'язку, що приводить до придушення сигналу. Отже, котушки індуктивності й трансформатори мають тенденцію послабляти сигнал, як на верхньому, так і на нижньому краях діапазону звукових частот.

8.1.2.5 Паразитні повні опори

Як було показано раніше, що будь-який провідник (електропроводка, виводи елементів і т.д.) може мати активний, реактивний і повний опори. Таким чином, необхідно подбати про правильне трасування провідників і розміщення виводів елементів для того, щоб мінімізувати вплив цих паразитних повних опорів. Аналогічним образом вплив паразитного повного опору може видозмінити робочі характеристики самих елементів. Класичним прикладом цього є паразитні ємності, які додаються до вхідної й вихідної ємностей транзистора. Вплив паразитних повних опорів у діапазоні звукових частот звичайно не критичний. Однак у діапазоні радіочастот вплив цих паразитних повних опорів на роботу підсилювачів може виявитися більше істотним.

8.1.3 Ланцюги зв'язку підсилювачів

У будь-якій підсилювальній схемі необхідно досліджувати функціонування ланцюгів зв'язку. Навіть при використанні одно - каскадного підсилювача звукових частот потрібно забезпечити його з'єднання із вхідним і вихідним приладами. Якщо ж сама схема є багато - каскадною, то необхідно якось здійснити зв'язок між каскадами. Схеми підсилювачів і класифікуються по способі реалізації зв'язку. Наприклад, існують чотири основних методи з'єднання, а саме *конденсаторна* (або *ємнісна*), *індуктивна*, *безпосередня* й *трансформаторний зв'язок*, як зображено на рис. 8.1.12.

Термін *резистивно - зв'язаний* можна віднести до кожного із цих чотирьох способів реалізації з'єднання, оскільки вони містять також і резистори. Однак термін *резистивно - зв'язаний*, як правило, застосовується для того, щоб показати, що в схемі не втримується ні індуктивностей, ні трансформаторів між каскадами, а вхідне й (або) вихідне повні опори формуються на основі резисторів. Конденсаторний зв'язок часто також називають *резистивно - ємнісним* (або *RC*).

При безпосередньому зв'язку (рис. 1.12, а) колектор одного транзистора підключається прямо до бази наступного транзистора.

Підсилювач із безпосереднім зв'язком може підсилювати постійний струм і низькочастотні сигнали.

При конденсаторному зв'язку або RC - зв'язку (рис. 1.12, б) з'єднання виконується за допомогою навантажувального резистора R_{H1} першого каскаду, резистора бази R_{B2} другі каскади й конденсатора зв'язку C_2 . Вихідний сигнал надходить на перший каскад і з'являється в посиленому виді як спадання напруги на резисторі R_{H1} . Постійна складова посиленого сигналу блокується конденсатором C_2 , що, однак, пропускає його змінну складову на вхід другого каскаду для подальшого посилення. При необхідності одержання додаткового посилення до виходу другого каскаду можна підключити ще каскади.

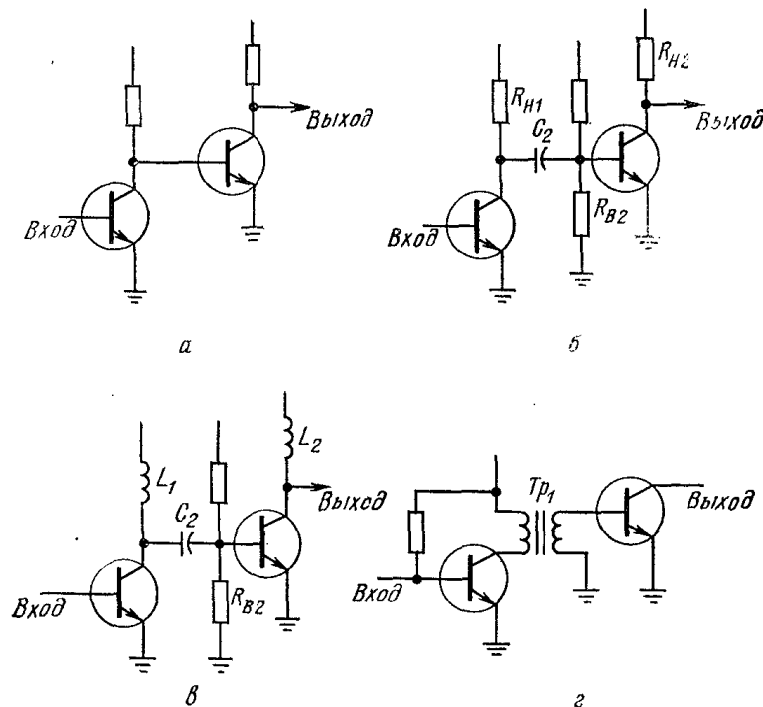


Рисунок 8.1.12 - Чотири основних види зв'язку, використовувані в підсилювачах діапазону звукових частот

Головне достоїнство конденсаторної або RC - зв'язку полягає в тому, що підсилювач забезпечує однаковий коефіцієнт підсилення майже у всьому діапазоні звукових частот, оскільки номінали резисторів не залежать від частоти самого сигналу. Однак, як раніше, для підсилювача з RC - зв'язком характерний зріз характеристики в області низьких частот внаслідок реактивного опору самого конденсатора (яке збільшується при зниженні частоти). RC - зв'язок легко реалізується, компактна, дешева й не випромінює магнітного поля, що спотворює сигнал. Єдиний недолік методу RC - зв'язок полягає в тому, що напруга джерела харчування падає (звичайно до половини його значення) на опорі навантаження. Отже, самі транзистори повинні працювати при знижених напругах.

При індуктивному зв'язку або зв'язку на основі повного опору (рис. 8.1.12, в) резистори навантаження R_{H1} і R_{H2} замінюються на котушки індуктивності L_1 і L_2 . Перевага зв'язку на основі повного опору над

резистивним зв'язком полягає в тім, що омичний опір навантажувальної котушки індуктивності менше, ніж у навантажувального резистора. Таким чином, при заданій напрузі джерела живлення забезпечується більше висока колекторна напруга.

Зв'язку на основі повного опору властиві також і деякі недоліки. Індуктивний зв'язок більше по габаритах, складніше в реалізації й більше дорогий, чим резистивний зв'язок. Для запобігання впливу магнітного поля котушки індуктивності на сигнал, обмотка котушки намотується на замкнутий залізний сердечник і звичайно ретельним образом екранується. Основний недолік індуктивного зв'язку - це її частотна залежність.

На дуже низьких частотах при зв'язку на основі повного опору коефіцієнт підсилення схеми має мале значення внаслідок ємнісного реактивного опору конденсатора зв'язку, тобто так само як і в підсилювачах з RC - зв'язком. Коефіцієнт підсилення збільшується з ростом частоти, вирівнюючись на частотах десь у середині діапазону звукових частот. Однак довжина цієї ділянки не така значна, як у випадку RC - підсилювачів. На високих частотах при зв'язку на основі повного опору коефіцієнт підсилення падає. Цей зв'язок використовується рідко, а якщо й використовується, то за межами (вище) діапазону звукових частот.

При трансформаторному зв'язку (рис. 8.1.12, г) трансформатор Tr_1 служить для декількох цілей. Оскільки пульсуючий струм колектора першого каскаду протікає через первинну обмотку трансформатора Tr_1 , то він наводить напругу аналогічної форми й у вторинній його обмотці. Це напруга й утворить вхідний сигнал другого каскаду. Тому що із вторинної обмотки трансформатора Tr_1 змінна складова сигналу передається безпосередньо на базу транзистора другого каскаду, немає необхідності використовувати конденсатор зв'язку. Оскільки вторинна обмотка забезпечує також шлях для проходження зворотного струму бази, можна не використовувати й резистор бази.

У порівнянні з підсилювачем на основі RC - зв'язку, підсилювач із трансформаторним зв'язком володіє по суті тими ж перевагами й недоліками, що й підсилювач із індуктивним зв'язком. Колектори транзисторів можуть функціонувати при більшій напрузі. Повні опори встановлюються виходячи з первинної й вторинної обмоток трансформатора. Трансформатори чутливі до частоти сигналу (тобто їхній повний опір є частотно-частотно-залежним). Отже, підсилювач із трансформаторним зв'язком характеризується обмеженим частотним діапазоном.

Як правило, індуктивності й трансформатори, використовувані для роботи в діапазоні звукових частот, мають залізні сердечники. Якщо ж у цьому діапазоні застосувати трансформатори без сердечника, то їх індуктивний реактивний опір (або повний опір) стає настільки малим, що буде неефективним. На частотах вище діапазону звукових частот, (або на його верхньому краї) втрати в котушках індуктивності й трансформаторах із залізними сердечниками настільки великі, що відсутнє проходження сигналів (або вони значно подавлені). Трансформатори й котушки індуктивності без

сердечника застосовуються в основному в більше високочастотних підсилювачах.

Трансформатори зв'язку можуть також забезпечити узгодження повних опорів каскадів. Тому що транзистор являє собою струмовий прилад, узгодження повного опору виходу одного каскаду із входом іншого бажано з погляду забезпечення максимальної передачі потужності. Це можна реалізувати, використовуючи первинну й вторинну обмотки трансформатора з різними повними опорами.

В основному вхідний повний опір трансформаторного каскаду менше вихідних повних опорів. Отже, вторинний повний опір міжкаскадного трансформатора, як правило, менше первинного повного опору. Коли два каскади із загальним емітером погоджені по повних опорах, те їхній загальний коефіцієнт підсилення більше, ніж при резистивному зв'язку ідентичних каскадів. Трансформаторний зв'язок ефективний також у тому випадку, коли вихід останнього підсилювача підключається до низько - омного навантаження. Наприклад, повний опір типового гучномовця лежить у межах від 4 до 16 Ом, у той час як вихідний повний опір транзисторного каскаду становить кілька сотень (або тисяч) Ом. Трансформатор, включений на виході підсилювача звукових частот, дозволяє усунути небажаний вплив такої неузгодженості

8.1.3.1 Вплив міжкаскадного зв'язку на частотну характеристику підсилювальної схеми звукових частот

Спрощений графік *амплітудно-частотної характеристики*, що ілюструє вплив методів міжкаскадного з'єднання на частотну характеристику підсилювача, зображений на рис. 8.1.13. Ця крива характеризує залежність коефіцієнта передачі підсилювача в діапазоні звукових частот.

Слід зазначити, що на дуже низьких частотах коефіцієнт підсилення падає. У підсилювачі з RC - зв'язком падіння коефіцієнта підсилення (як правило, називається спадом) в області низьких частот відбувається через ємнісний повний опір конденсатора зв'язку. Оскільки останній включається між виходом першого й входом другого каскаду, то здійснюється придушення сигналу через спадання напруги на цьому конденсаторі. Отже, чим нижче частота сигналу, тим вище ємнісний реактивний опір і тим менший вхідний сигнал надходить на вхід другого каскаду. При використанні підсилювальних схем на основі індуктивного або трансформаторного зв'язку нахил кривої в області низьких частот обумовлений дуже низьким індуктивним реактивним опором, що діє як коротке замикання на шляху сигналу. Фактично низький реактивний опір шунтує деяку частину сигналу на землю.

Як треба з рис. 8.1.13, коефіцієнт підсилення падає також і на більше високих частотах. У підсилювачах з RC - зв'язком нахил характеристики в області верхніх частот викликається вихідною ємністю першого каскаду,

вхідною ємністю другого каскаду й паразитною ємністю ланцюга зв'язку. Ці ємності роблять шунтування деякої частини сигналу на земляну шину. Чим вище частота сигналу, тим більша кількість сигналу шунтується. Таким чином, знижується загальний коефіцієнт підсилення. На частотах між цими двома крайніми значеннями коефіцієнт підсилення залишається досить постійним (у правильно сконструйованій схемі). У підсилювачах на основі індуктивного й трансформаторного зв'язку нахил кривій в області високих частот викликається більшими втратами сигналу.

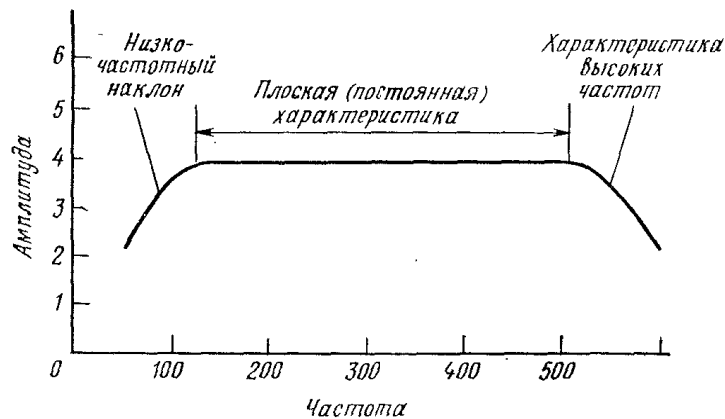


Рисунок 8.1.13 - Спрощений графік амплітудно-частотної характеристики.

Підсумуємо викладене. Резистивний зв'язок забезпечує найменший коефіцієнт підсилення, а трансформаторний зв'язок - найбільший. Відзначимо, що три каскади посилення з RC - зв'язком забезпечують приблизно такий же коефіцієнт підсилення, як і два подібних каскади на основі трансформаторного зв'язку. Однак RC - зв'язок дає найменші частотні перекручування сигналу. Крім того, трансформаторний зв'язок дає можливість забезпечити узгодження повних опорів входу й виходу підсилювачів.

8.1.4 Класифікація підсилювальних схем

Існує багато способів класифікації підсилювальних схем. Один з найбільш загальних підходів до цієї проблеми ґрунтується на положенні *робочої крапки* транзисторів, а саме кожна окрема схема класифікується виходячи з величини струму, що протікає в транзисторах підсилювача при відсутності вхідного сигналу. Далі приводиться короткий виклад чотирьох основних класів.

У всіх чотирьох класах перехід база - колектор завжди зміщений у зворотному напрямку незалежно від вступників сигналів. Отже, струм база - колектор відсутній (може бути, за винятком зворотного струму витоку, що у більшості довідкових керівництв по транзисторах позначений як $I_{КБО}$ або $I_{СВО}$). Перехід же база - емітер зміщується таким чином, що при певних, а можливо, і у всіх умовах протікає струм база - емітер. При протіканні струму база - емітер, існує також і струм емітер - колектор.

8.1.4.1 Підсилювальні схеми класу А

У підсилювачі класу А зсув переходу база - емітер і вхідні напруги обрані таким чином, що транзистор функціонує тільки на *лінійній ділянці* *характеристичної кривої*. Така крива, що представляє собою залежність між напругою бази (вхідний сигнал) і струмом колектора (вихідний сигнал), наведена на рис. 8.1.14.

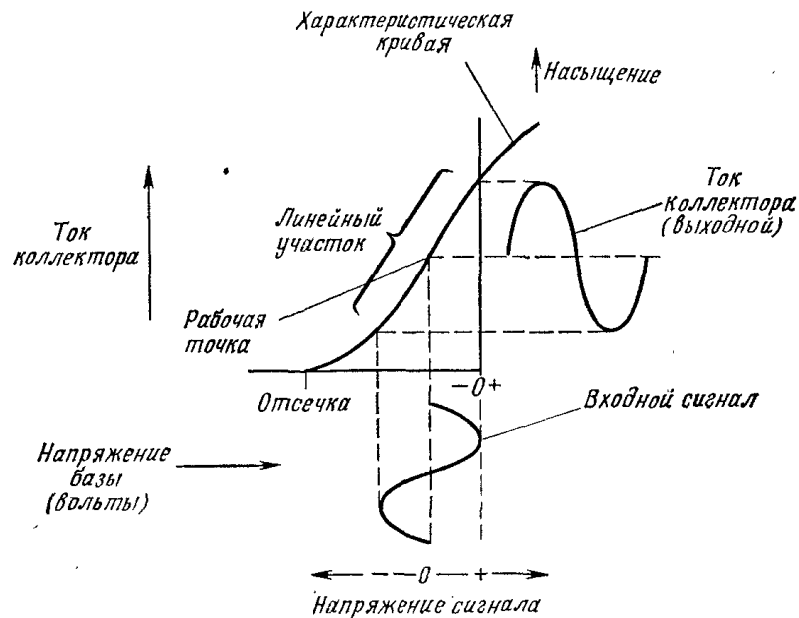


Рисунок 8.1.14 - Типові характеристичні криві підсилювача класу А.

У циклі вхідного сигналу відсутні такі крапки, при яких напруга на базі стає настільки позитивною або негативною, що транзистор починає працювати на нелінійній ділянці характеристичної кривої. Колекторний струм ніколи не досягає *крапки відсічення*, а транзистор ніколи не переходить у режим насичення.

Головне достоїнство підсилювача класу А складається у відносно малій величині перекручувань. Форма вихідного сигналу повністю повторює форму вхідного тільки в посиленому виді. Однак для будь-якого класу підсилювача характерні деякі перекручування. Недоліки ж підсилювачів класу А пов'язані з їх відносно малим коефіцієнтом корисної дії (низька вихідна потужність, що розсіюється транзистором, при високій використовуваній потужності) і нездатністю працювати при більшому розмаху напруги сигналу. Рідко К.П.Д. підсилювача класу А досягає 35 %. Отже, якщо використана потужність підсилювача класу А становить 1...2 Вт (а це, як правило, максимально можлива потужність розсіювання одного транзистора), то вихідна потужність не перевищить 0,3...0,6 Вт.

Повний розмах напруги вихідного сигналу підсилювача класу А обмежений значенням, трохи меншим, чим напруга джерела живлення. Оскільки вихідна напруга повинна змінюватися від негативного до позитивного значення, то отже, амплітудне значення вихідного сигналу не

перевищує половини напруги джерела живлення. Припустимо, наприклад, що напруга джерела живлення дорівнює 20 В , а підсилювач зміщений таким чином, що робоча крапка характеризується напругою колектора, рівній половині напруги джерела живлення, а саме 10 В , таке положення крапки характерно для підсилювачів класу A . У цих умовах розмах вихідної напруги не може перевищувати $\pm 10\text{ В}$. Якщо до того ж необхідно забезпечити й мінімальні перекручування сигналу, то вихідна напруга звичайно порядку $\pm 5\text{ В}$ з тим, щоб забезпечити роботу транзистора на лінійній ділянці характеристичної кривої. У більшості випадків це можна визначити тільки при реальному дослідженні підсилювальної схеми.

Розмах вхідної напруги підсилювача класу A обмежений припустимим розмахом вихідної напруги й коефіцієнтом підсилення по напрузі. Наприклад, якщо напруга вихідного сигналу обмежена значенням $\pm 10\text{ В}$, а коефіцієнт підсилення по напрузі становить 100 , то напруга вхідного сигналу не може перевищувати $\pm 0,1\text{ В}$ (100 мВ). Внаслідок цих обмежень підсилювачі класу A використовуються в основному для реалізації підсилювачів напруги, а не потужності. Як правило, перед каскадом посилення потужності включається підсилювальний каскад класу A .

8.1.4.2 Підсилювальні схеми класу B

Якщо перехід база - емітер зміщена таким чином, що робоча крапка збігається із крапкою відсічення транзистора, то виходить підсилювач класу B . Для $n-p-n$ - транзистору це означає, що на базі транзистора сформована більше негативна напруга, чим при роботі в класі A . Для $p-n-p$ - транзисторів клас B виходить при більше позитивній напрузі на базі, чим у класі A . У кожному разі для реалізації роботи підсилювача в класі B потрібне збільшення зворотного зсуву переходу база - емітер (або зменшення прямого зсуву).

Як показано на рис. 8.1.15, у тому випадку, коли напруга вхідного сигналу дорівнює нулю, то відсутній колекторний струм. Протягом позитивної півхвилі напруги (рис. 8.1.15 відповідає $n-p-n$ - транзистору) колекторний струм досягає свого максимального значення, а потім спадає до нуля відповідно до зміни цієї півхвилі. Під час негативної півхвилі напруги сигналу струм колектора відсутній, оскільки перехід база - емітер зміщений у зворотному напрямку напругою, у багато разів перевищуючій напругу відсічення транзистора. Отже, струм колектора протікає тільки протягом половини періоду вхідного сигналу.

Якщо в класі B функціонує тільки один транзистор, то виникають значні перекручування. Це відбувається внаслідок того, що форма результуючого струму колектора має подібність тільки з позитивною півхвилею вхідного сигналу й у результаті цього не відповідає повній формі вхідного сигналу. Однак є можливість використовувати два транзистори у двотактному включенні для того, щоб відтворити форму вихідного сигналу, що має подібність із повною формою сигналу на вході схеми.

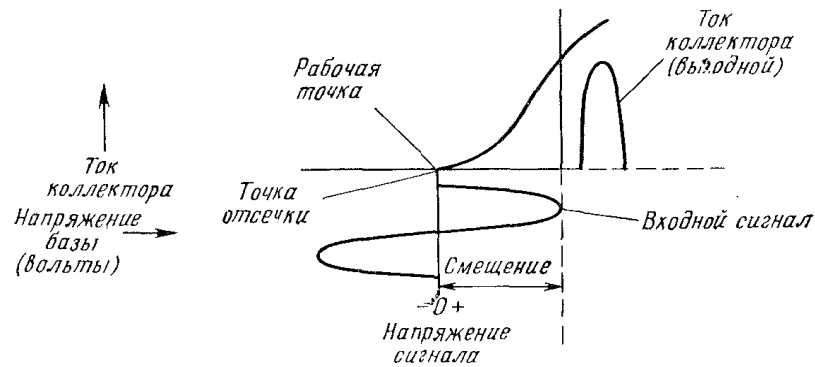


Рисунок 8.1.15 - Типові характеристичні криві підсилювача класу В

Максимальний розмах вихідної напруги підсилювача класу В лише небагато менше напруги живлення. Оскільки вихідний сигнал з'являється тільки при дії позитивних півхвиль, є можливість забезпечити роботу підсилювачів класу В при більше високих значеннях струму (або потужності), чим при роботі в класі А, якщо всі інші їхні параметри однакові. Наприклад, якщо транзистор при роботі в класі А здатний розсіювати потужність $0,3 \text{ Вт}$ (без теплового ушкодження), те той же транзистор у класі В може функціонувати при потужності $0,6 \text{ Вт}$, тому що сам транзистор проводить колекторний струм тільки половину періоду. Однак це теоретичний приклад. На практиці ж існують фактори, що обмежують розсіюється потужність, що, у класі В значеннями, трохи меншими, чим подвоєна потужність класу А.

Максимальний вихідний сигнал підсилювача класу В еквівалентний повному розмаху вихідного сигналу підсилювача класу А. Таким чином, якщо два транзистори з'єднані у двотактну схему й працюють у класі В, та їхня вихідна напруга може у два рази перевищувати вихідну напругу, що відповідає класу А. Через ці показники (напруга й потужність) підсилювачі класу В, як правило, призначені скоріше для посилення потужності, чим напруги. У типовому випадку два транзистори у двотактному включенні працюють у класі В, а їм передуює одна підсилювальна схема класу А. Ця схема класу А призначена для посилення напруги, тоді як схема класу В робить необхідне посилення по потужності.

8.1.4.3 Підсилювальні схеми класу АВ

Клас В являє собою найбільш ефективний метод реалізації підсилювачів звукових частот, тому що в цьому випадку споживається найменший струм. Таким чином, трансформатори в робочій крапці відключені й споживають колекторний струм тільки при наявності вхідного сигналу. Однак робота в класі В може привести до перекручування форми сигналу, що відомо як *перехідне перекручування*. Вплив перехідного перекручування стає наочним при порівнянні форм вхідного й вихідного сигналів, зображених на рис. 8.1.16.

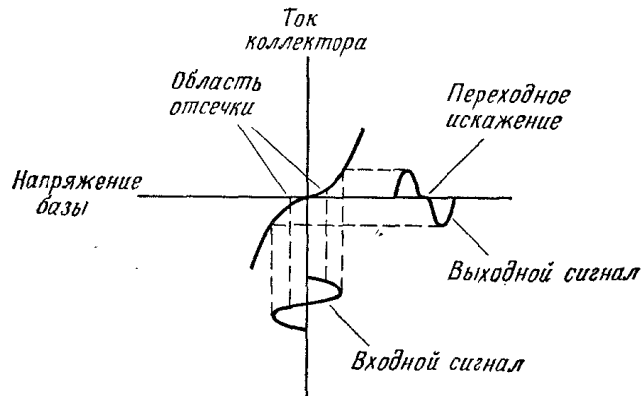


Рисунок 8.1.16 - Пример переходного перекручивания

При роботі в чистому класі *B* сам транзистор при дуже низьких рівнях вхідного сигналу ще залишається в режимі відсічення (оскільки в крапці відсічення транзистори мають дуже низький коефіцієнт підсилення по струму), а потім різко включається при великому сигналі. Наприклад, у кремнієвому транзисторі не існує помітного струму колектора доти, поки перехід база - емітер не одержить зсув в прямому напрямку приблизно $0,3...0,65\text{ В}$. Припустимо, що вхідний сигнал починається з нульового значення, чому відповідає незначний колекторний струм, або він зовсім відсутній (і, отже відсутня зміна вихідної напруги) протягом того періоду часу, коли вхідний сигнал змінюється від 0 до $0,3...0,65\text{ В}$. Коли ж вхідний сигнал досягає цієї граничної напруги, колекторний струм починає швидко збільшуватися й у лінійній залежності повторює форму вхідного сигналу. Як буде показано далі, при перекладі схеми в клас *AB* вдається мінімізувати перехідне перекручування.

8.1.4.4 Підсилювальні схеми класу *C*

Якщо перехід база - емітер транзистора зсунутий у зворотному напрямку значно нижче точки відсічення, то виходить підсилювач класу *C*. Як зображене на рис. 8.1.17, протягом позитивної півхвилі вхідного сигналу вихідна напруга починається з нульового значення, потім досягає максимального позитивного значення й спадає до нуля. Рис. 8.1.17 відповідає *n-p-n* - транзистору. Частина вхідного сигналу робить зсув переходу база - емітер у прямому напрямку. У результаті цього забезпечується струм колектора для частини півхвилі циклу вхідного сигналу, тобто для позитивної півхвилі вхідного сигналу між крапкою відсічення й максимальним значенням. Результуючий колекторний струм являє собою імпульс, ширина якого значно менше половини періоду вхідного сигналу.

Форма вихідного сигналу підсилювача класу *C* не збігається з формою вхідного впливу навіть при двотактній роботі. Внаслідок цього використання класу *C* обмежено тільки тими випадками, де перекручування сигналу не мають істотного значення. Як правило, клас *C* знаходить застосування в підсилювачах радіочастот і не призначений для діапазону звукових частот.

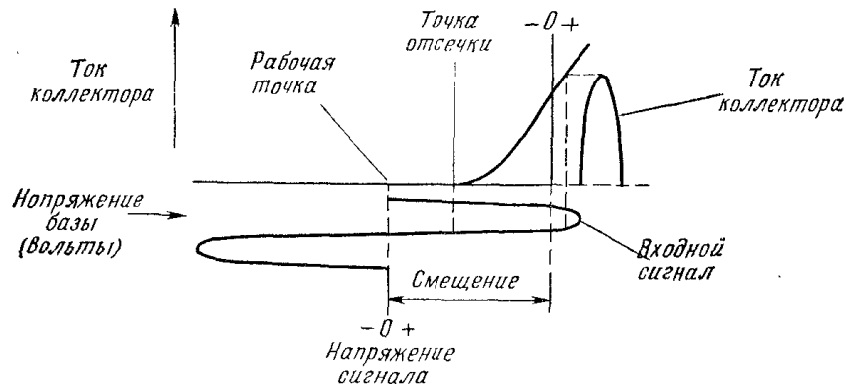


Рисунок 8.1.17 - Типові характеристичні криві підсилювача класу С

8.1.5 Основні схеми транзисторних підсилювачів

Робоча схема одно - каскадного підсилювача діапазону звукових частот на біполярному транзисторі представлена на рис. 8.1.18. Вхідний і вихідний конденсатори зв'язку призначені для запобігання протікання постійного струму, як у зовнішні схеми, так і з них. Шунтувальний конденсатор C_3 з'єднаний з емітерним резистором R_E . Конденсатор C_3 необхідний тільки за певних умов. Основні параметри схеми також зазначені на рис. 8.1.18. Як було показано раніше, основне призначення підключеного до емітеру резистора R_E складається в стабілізації коефіцієнта підсилення. Максимальний коефіцієнт підсилення по напрузі забезпечується в тому випадку, коли значення опору R_H обрано більше опору R_E . Аналогічним образом коефіцієнт підсилення по струму зростає при збільшенні значення опору R_B щодо опору R_E . Однак схема має найбільшу стабільність, коли значення опорів R_B і R_H вибираються меншими щодо опору R_E . При цьому коефіцієнт підсилення схеми буде стабілізуватися при впливі температури, змінах напруги джерела живлення в тому випадку, коли значення опору R_E обрано більшим щодо опорів R_B і R_H . Отже, існує компромісне рішення при виборі коефіцієнта підсилення й стабільності схеми. Такий вид емітерного зворотного зв'язку відомий як *каскадний зворотний зв'язок* або *місцевий зворотний зв'язок*, оскільки охоплює тільки один каскад. Загальний зворотний зв'язок або *коло зворотного зв'язку* використовується у випадку охоплення декількох каскадів.

Вхідне й (або) вихідне повні опори визначаються значеннями опорів R_B і R_H , як зазначено в наведені на рис. 8.1.18 рівняннях (тут мається на увазі, що $R_A > R_B$, у противному випадку під R_B варто розуміти $R_B \parallel R_A$). Передача максимальної потужності здійснюється при узгодженні значень опорів R_B і R_H з повними опорами відповідно попереднього й наступного каскадів. Максимальна вихідна напруга задається напругою джерела живлення. При роботі підсилювача в класі А його колекторі функціонує приблизно при половинному значенні напруги джерела живлення. Це дозволяє забезпечити максимальний позитивний і негативний розмах вихідної напруги.

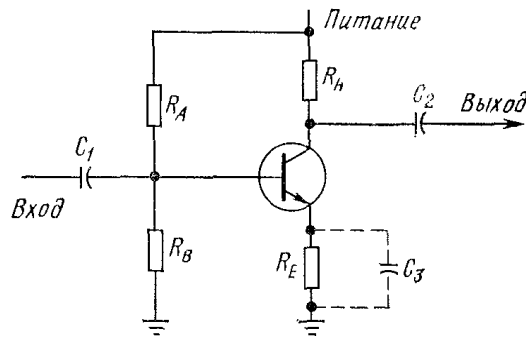


Рисунок 8.1.18 - Основний одно - каскадний підсилювач діапазону звукових частот на біполярному транзисторі

$$Z_{вх} \approx R_B R_H > 5 R_E, R_E \approx 100-1000 \text{ Ом};$$

$$Z_{вых} \approx R_H, R_H \approx 10 R_E;$$

$$I_{усл} \approx R_B / R_E, R_B \approx 10 R_E, R_B < 20 R_E;$$

$$U_{усл} \approx R_H / R_E;$$

$$U_{кол} \approx 0,5 U_{пит}, (\text{установлюється } R_A);$$

$$I_{усл} \approx \text{стабільність} \approx R_B / R_E,$$

$$S \approx 20 \text{ для забезпечення високого коефіцієнта підсилення};$$

$$S \approx 10 \text{ для забезпечення стабільності};$$

$$S \approx 20 \text{ для забезпечення коефіцієнта підсилення по потужності};$$

$$C_1 \approx 1/3,2 FR \text{ для } 1 \text{ дБ};$$

$$C_2 \approx 1/6,2 FR \text{ для } 3 \text{ дБ}.$$

Номінали конденсаторів C_1 і C_2 залежать від нижньої границі робочого частотного діапазону підсилювача. Конденсатор C_1 і опір R_B утворюють LC - фільтр верхніх частот (придушення нижніх частот). Конденсатор C_2 разом із входним опором наступного каскаду (або з опором навантаження) утворить інший фільтр. При заданому значенні опору для забезпечення проходження сигналів більше низьких частот потрібен більший номінал конденсатора. Звичайно, якщо є можливість вибрати більші значення опору (для тої ж вихідної частоти), то номінал конденсатора можна знизити.

8.1.5.1 Шунтування емітера в транзисторних підсилювальних схемах

На рис 8.1.18 зображений (штриховою лінією) конденсатор C_3 , шунтувальний емітерний резистор R_E . Таке включення конденсатора C_3 дозволяє при наявності сигналу виключити зі схеми резистор R_E , хоча він і є присутнім у схемі (для постійного струму). При виключенні опору R_E на шляху проходження сигналу коефіцієнт підсилення по напрузі визначається приблизно відношенням опору R_H до динамічного опору транзистора, а коефіцієнт підсилення по струму приблизно дорівнює параметру β транзистора на змінному струмі. Отже, застосування конденсатора, шунтуючого емітер, дозволяє зберегти високо-стабільну роботу схеми по постійному струмі й у той же час забезпечити високий коефіцієнт підсилення сигналу.

Таке шунтування емітера застосовується в основному в тих випадках, коли необхідно від одного каскаду посилення одержати максимальний коефіцієнт передачі, незважаючи на його стабільність. Номінал конденсатора, шунтуючого емітер, повинен бути таким, щоб його реактивний опір було менше вхідного повного опору транзистора на найнижчій частоті робочого діапазону. Це дозволяє ефективно закоротити емітер (шлях сигналу через резистор R_E). Ємність конденсатора C_3 можна обчислити з наступного співвідношення:

$$C_{\text{ємність}} = 1 / (6,28 F Z),$$

де значення ємності виходить у фарадах, F являє собою нижню граничну частоту в герцах, а Z - максимальний вхідний повний опір транзистора в Омах.

8.1.5.2 Основний підсилювач звукових частот із частковим шунтуванням емітера

Одно - каскадна схема на біполярному транзисторі, використовувана як підсилювач діапазону звукових частот із частково шунтованим резистором емітера зображена на рис. 8.1.19. Така схема забезпечує компроміс між основними підсилювачами з не шунтованим і з повністю шунтованим емітером. На постійному струмі параметри як не шунтованих, так і частково шунтованих схем по суті однакові. Номінали елементів (за винятком C_3 і R_C) для обох схем обчислюються аналогічним образом. Однак коефіцієнти підсилення по напрузі й струму для підсилювача із частковим шунтуванням більше, ніж у не шунтованого, але менше, ніж у повністю шунтованого.

Номінал опору R_C вибирається виходячи з коефіцієнта підсилення по напрузі, хоча коефіцієнт підсилення по струму й збільшується при зменшенні коефіцієнта підсилення по напрузі. Значення опору R_C повинне бути в основному менше, ніж опір R_E , інакше не буде виразу від використання схеми із частковим шунтуванням. Однак менше значення $1 / RC$ вимагає більшого номіналу конденсатора C_3 , оскільки він залежить від значення опору RC і необхідної крапки зрізу в області низьких частот.

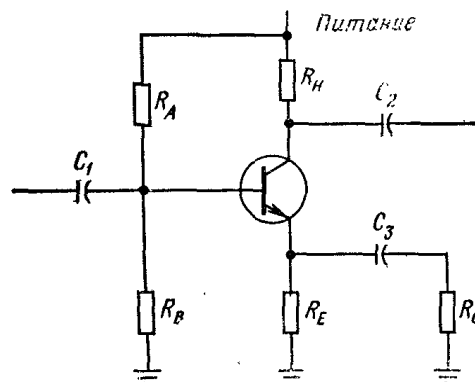


Рисунок 8.1.19 - Одно - каскадна схема на біполярному транзисторі, використовувана як підсилювач діапазону звукових частот із частково шунтованим резистором емітера.

$$\begin{aligned}I_{усл} &\approx R_B / R_C, R_H < 50 R_C; \\U_{усл} &\approx R_H / R_C, R_B < 50 R_C; \\C_3 &\approx 1/6,2 F R_C.\end{aligned}$$

Для показаної на рис. 8.1.19 схеми коефіцієнти підсилення по струму й напрузі залежать відповідно тільки від відносин опорів R_B / R_C і R_H / R_C . Таким чином, значення опору R_E не робить істотного впливу (або взагалі ніякого) на коефіцієнт підсилення схеми.

8.1.6 Багато-каскадні транзисторні підсилювачі

У тому випадку, коли потрібно забезпечити стабільний коефіцієнт підсилення по напрузі понад 20 і не представляється можливим зашунтувати емітерний резистор одного каскаду, можна використовувати два або більше одне - транзисторних підсилювачів, включених каскадним способом, де вихід першого транзистора навантажений на вхід другого. Теоретично для збільшення коефіцієнта підсилення по напрузі можна з'єднувати каскадним способом будь-яке число підсилювачів на біполярних або польових транзисторах. На практиці ж ця кількість каскадів звичайно обмежується трьома. Загальний коефіцієнт передачі підсилювача дорівнює (приблизно) сукупному коефіцієнту підсилення кожного каскаду, помноженому на коефіцієнт підсилення сусіднього каскаду.

Якщо, наприклад, коефіцієнт підсилення кожного каскаду трьох-каскадного підсилювача дорівнює 10, то загальний коефіцієнт підсилення складе 1000 ($10 \times 10 \times 10$). Оскільки можна спроектувати дуже стабільний окремий каскад з коефіцієнтом підсилення близько 10 і досить стабільні схеми з коефіцієнтами підсилення від 15 до 20, то трьох-каскадний підсилювач буде здатний забезпечити коефіцієнти підсилення в діапазоні від 1'000 до 8'000. В основному це більш ніж достатній коефіцієнт підсилення по напрузі для більшості практичних застосувань. При коефіцієнті підсилення 8'000 сигнал з напругою 1 мкВ (скажемо, від низьковольтного датчика або чутливого електронного приладу) може бути доведений до напруги 8 мВ за умови збереження стабільності в діапазоні температур і при відхиленнях напруги джерела харчування.

8.1.6.1 Основні властивості багато-каскадних підсилювальних схем

Кожну з описаних раніше одно-каскадних підсилювальних схем можна використовувати для реалізації двох - або трьох - каскадного підсилювача напруги. Наприклад, вихідний каскад (без шунтування емітера або стоку) можна з'єднувати каскадним способом із двома подібними схемами. У результаті формується високо-стабільна в діапазоні температур схема підсилювача по напрузі. Оскільки кожний каскад охоплений власним зворотним зв'язком, те цей коефіцієнт підсилення задається досить точно й дуже стабільний.

Є також можливість сполучити різні каскади для досягнення деякої заданої мети проектування. Трьох-каскадний підсилювач, наприклад, можна спроектувати, використовуючи як перший каскад високо-стабільний не шунтований підсилювач, а інші два каскади реалізувати на схемах із шунтуванням. Думаючи, що в не шунтованого підсилювача коефіцієнт підсилення дорівнює 10, а коефіцієнти підсилення каскадів із шунтуванням становлять 30, то в результаті забезпечується загальний коефіцієнт підсилення приблизно 9000. Звичайно ж, у каскадах із шунтуванням коефіцієнт підсилення залежить від характеристик транзистора й внаслідок цього формується не зовсім точно. Однак оскільки цей коефіцієнт підсилення встановлений для даного підсилювача, то він повинен залишатися досить стабільним.

Перекручування й обмеження. Як і у випадку каскадів з високим коефіцієнтом підсилення завжди існує небезпека перенасичення багато - каскадного транзисторного підсилювача. Припустимо, наприклад, що загальний коефіцієнт підсилення становить 1000, а напруга джерела харчування дорівнює 20 В. Це відповідає в типовому випадку робочій крапці з напругою 10 В (для вихідного сигналу колектора або стоку) і розмах напруги (подвійна амплітуда) 10 В (від 0 до 20 В). У реальних умовах найбільш прийнятний розмах напруги лежить у межах від 0 до 19 В. У кожному разі вихідний сигнал з напругою 20 мВ (подвійна амплітуда), помножений на коефіцієнт підсилення, рівний 1000, відповідає граничному вихідному сигналу, і можливо, з перекручуваннями.

Зворотний зв'язок. Коли кожний каскад багато - каскадного підсилювача охоплений власним зворотним зв'язком (місцевий або каскадний зворотний зв'язок), те здійснюється найбільш точне завдання коефіцієнта підсилення. Однак такий зворотний зв'язок найчастіше небажаний. Замість її використовується загальний зворотний зв'язок (або круговий зворотний зв'язок), де частина вихідного сигналу з одного каскаду підводить до входу попереднього каскаду. Звичайно такий зворотний зв'язок створюється через опір (для формування глибини зворотного зв'язка) і здійснюється з останнього каскаду на перший. Однак є можливість завдання зворотного зв'язка з одного каскаду на наступні (із другого каскаду на перший, із третього на другий і т.д.).

Інверсія фази сигналу зворотного зв'язка. Існує проблема інверсії фази сигналу при використанні кругового або загального зворотного зв'язка. У підсилювачах із загальним емітером або загальним джерелом фаза сигналу інвертується від входу до виходу. Таким чином, якщо вхідний сигнал має позитивний значення, то вихідний - негативний й навпаки. Якщо реалізується зворотний зв'язок між двома каскадами, то фаза сигналу інвертується двічі, що в результаті приводить до створення *позитивного зворотного зв'язка*. Такий зв'язок звичайно викликає порушення схеми або характеризується дуже *нестабільним коефіцієнтом підсилення*. У кожному разі такий позитивний зворотний зв'язок не буде стабілізувати коефіцієнт підсилення. Завдання інверсії фази сигналу можна вирішити при наявності складених

каскадів, подаючи вихідний сигнал або з колектора, або із другого каскаду в емітерний ланцюг першого каскаду. Це й забезпечує необхідний негативний зворотний зв'язок.

Якщо, наприклад, сигнал на базі першого каскаду росте в позитивному напрямку, то сигнал на колекторі - у негативному, так само як і сигнал на базі другого каскаду. Сигнал колектора другого каскаду буде збільшуватися в позитивну сторону, і цей позитивний сигнал можна завести в емітерний ланцюг першого каскаду. Позитивний вхідний сигнал на емітері створює такий же ефект, як і негативний сигнал на базі. Отже, формується негативний зворотний зв'язок.

Низькочастотний зріз характеристики. Доти, поки не сформовано *безпосередній зв'язок*, необхідно використовувати конденсатори зв'язку між каскадами, а також на вході й виході схеми. Такі конденсатори утворюють разом з опором база - земля RC - фільтр верхніх частот. Таким чином, у кожному каскаді є власний фільтр верхніх частот. У багато-каскадних підсилювачах вплив цих фільтрів підсилюється. Наприклад, якщо кожен фільтр на деякій заданій частоті зрізу викликає зниження рівня сигналу на 1 дБ , а всього є три таких фільтри (один на вході й два між каскадами), то в результаті цього у вихідному сигналі на цій частоті спостерігається зниження рівня на 3 дБ .

8.1.7 Транзисторні підсилювачі з безпосереднім зв'язком

Розглянуті дотепер підсилювачі не могли підсилювати постійні струми (або постійні напруги), оскільки такі струми не проходять через конденсатори зв'язку або трансформатори. До того ж трансформатори, що використовують, і (або) конденсатори зв'язку у підсилювачі не пристосовані й для посилення сигналів дуже низьких частот. Як відзначалося раніше, підсилювачі з безпосередніми зв'язками використовуються в тих випадках, коли необхідно підсилювати постійні струми й (або) сигнали дуже низьких частот. Підсилювачі з безпосередніми зв'язками, також відомі як *підсилювачі постійного струму*, дозволяють подавати сигнал безпосередньо на транзистор без використання пристрою зв'язку будь-якого виду. Підсилювачі з безпосередніми зв'язками, можуть бути й одно-каскадними, і багато-каскадними. Однак сам безпосередній зв'язок, як правило, не застосовується більш ніж між трьома каскадами.

8.1.7.1 Реальні підсилювачі з безпосереднім зв'язком на біполярних транзисторах

Робоча схема двох-каскадного комплементарного підсилювача з безпосереднім зв'язком представлено на рис. 8.1.21. Тут для стабілізації вихідний сигнал $n-p-n$ - транзистора подається на $p-n-p$ - транзистор. Підвищена стабілізація комплементарного підсилювача з безпосереднім зв'язком обумовлений тим, що зміна колекторного струму транзистора T_1 (внаслідок коливань температури, змін напруги джерела живлення й т.д.)

протидіє рівній зміні колекторного струму транзистора T_2 , маючого протилежний напрямок. Якщо додаються ще каскади, то комплементарна система поширюється далі, тобто $n-p-n$ і $p-n-p$ - транзистори використовуються поперемінно.

Коли два каскади зв'язані безпосередньо для реалізації стабілізованої схеми (рис. 8.1.20), то загальний коефіцієнт підсилення становить приблизно 70 % (а можливо, і вище) об'єднаних коефіцієнтів підсилення кожного каскаду. Сам коефіцієнт підсилення окремого каскаду дорівнює приблизно 10, що визначається зі співвідношення 10:1 резисторів колектора й емітера. Сукупний коефіцієнт підсилення схеми теоретично становить 100, а фактично тільки 70. Отже, вхідний сигнал з напругою 100 мВ підсилюється на виході приблизно до 7 В. Слід зазначити, що зображена на рис. 8.1.20 схема є високо-стабільною і має дуже широкий частотний діапазон (в основному від постійного струму до обумовленого високочастотними обмеженнями транзисторів межі).

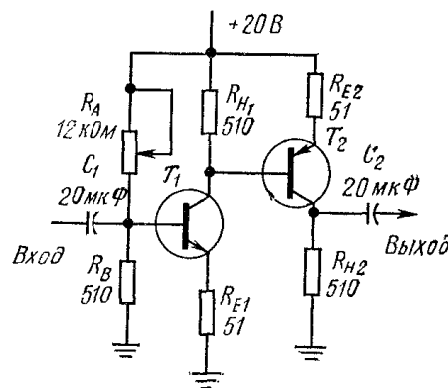


Рисунок 8.1.20 - Основна комплементарна підсилювальна схема з безпосереднім зв'язком.

$$\begin{aligned}
 Z_{BX} &\approx R_B \approx 510; & R_H &> 5 R_E; & R_B &< 20 R_E; \\
 Z_{ВНХ} &\approx R_{H2} \approx 510; & R_H &\approx 10 R_E; & R_B &\approx 10 R_E; \\
 \text{Для } T_1: & & U_{\text{усил}} &\approx R_{H1} / R_{E1} \approx 10; \\
 \text{Для } T_2: & & U_{\text{усил}} &\approx R_{H2} / R_{E2} \approx 10; \\
 & & U_{\text{кол}} &\approx 0,5 \times \text{живлення (регулюється } R_A).
 \end{aligned}$$

8.1.8 Складені схеми Дарлінгтона

Основна схема Дарлінгтона (відома як складена схема Дарлінгтона) і два її практичні різновиди зображені на рис. 8.1.21. Складена схема Дарлінгтона являє собою емітерний повторювач (або схему із загальним колектором), що працює на другий емітерний повторювач. Емітерний повторювач (де вихідний сигнал знімається з резистора емітера) не створює посилення по напрузі, але може забезпечити значний коефіцієнт підсилення по потужності.

Основна причина використання складеної схеми Дарлінгтона, особливо для роботи в діапазоні звукових частот, полягає в тому, що вона забезпечує високий коефіцієнт підсилення по струму (потужності). Наприклад, складені схеми Дарлінгтона застосовуються як перед - останні

підсилювачі звукових частот для підвищення потужності сигналу, що надходить від підсилювача напруги, до рівня, що забезпечує працездатність підсилювача потужності. Схеми Дарлінгтона також застосовуються для заміни перед - останнього каскаду (або для виключення необхідності використовувати окремий переді - кінцевий підсилювач).

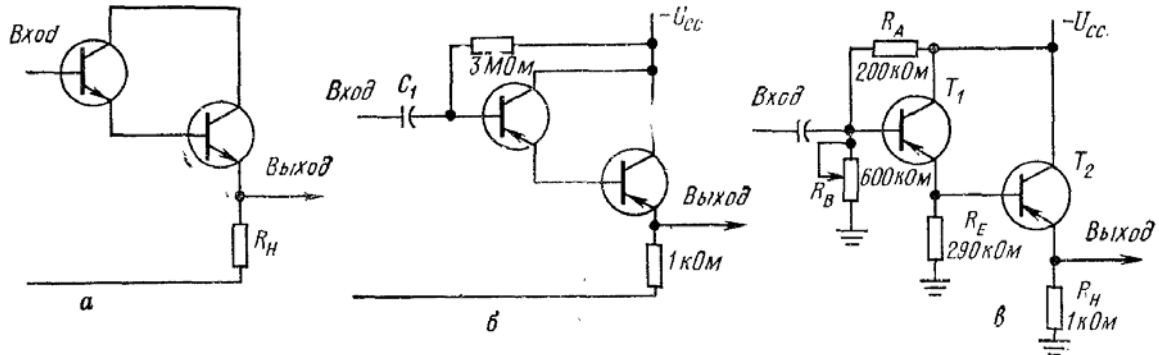


Рисунок 8.1.21 - Вихідні й реальні складені схеми Дарлінгтона.

а- основна схема Дарлінгтона;

б - основна схема із загальним колектором; в-

в- реальна схема.

Схеми Дарлінгтона із загальним колектором (емітерні повторювачі). При використанні схеми Дарлінгтона як схема із загальним колектором, як показано на рис. 8.1.21, її вихідний повний опір приблизно дорівнює опорі емітера еквівалентної Т- образної схеми транзистора. Вхідний повний опір приблизно дорівнює $\beta^2 // R_H$. Коефіцієнт підсилення по струму визначається як квадрат середнього значення параметра β двох транзисторів. Однак у більшості схем із загальним колектором основний інтерес представляє їхній коефіцієнт підсилення по потужності. Отже, розроблювач цікавиться в основному тим, яку потужність сигналу можна зняти зі схеми при заданому опорі навантаження на виході.

Припустимо, наприклад, що номінал резистора R_H (на рис. 8.1.21, в) становить 1000 Ом і що середнє значення параметра β транзистора дорівнює приблизно 15 . Це приводить до того, що вхідний повний опір складе $\sim 225 \text{ кОм}$ ($15^2 \times 1000$), а опір навантаження 1000 Ом . Тепер припустимо, що на вхід схеми надходить сигнал напругою $2,5 \text{ В}$, тоді на виході він з'явиться на опорі R_H з напругою 2 В через втрати напруги. Однак вхідна потужність дорівнює $2,5^2 / 225 \text{ 000}$ або приблизно $0,028 \text{ мВт}$. Вихідна потужність складе $2^2 / 1000$ або 4 мВт . Отже, коефіцієнт підсилення по потужності становить $4 / 0,028$ або близько 140 .

Схеми Дарлінгтона із загальним емітером. Складені схеми Дарлінгтона можуть бути використані як підсилювачі із загальним емітером для забезпечення необхідного коефіцієнта підсилення по напрузі. Це здійснюється за допомогою введення колекторного резистора в кожен з наведених на рис. 1.26 схем, причому вихідний сигнал знімається вже не з емітера, а з колектора. У результаті цього транзистор T_1 (у режимі із загальним колектором) живить транзистор T_2 , що являє собою підсилювач із

загальним емітером. Вся схема тоді працює як підсилювач із загальним емітером, і її можна використовувати для заміни схеми на одному транзисторі. Така структура часто застосовується в тих випадках, коли потрібен високий коефіцієнт посилення по напрузі.

Більше реальний спосіб використання схеми Дарлінгтона як підсилювач із загальним емітером полягає в тому, щоб виключити зі схеми резистори R_B і R_E (рис. 8.1.21, е), заземлити емітер транзистора T_2 і перенести резистор R_L у колекторний ланцюг транзистора T_2 . Така структура представлена на рис. 8.1.22. Схема стабілізується колекторним зворотним зв'язком через резистор R_A , що підтримує потенціали обох колекторів трохи менше $0,5\text{ В}$ щодо бази транзистора T_1 . Слід зазначити, що обидва колектори перебувають під однаковою напругою й що воно приблизно дорівнює двом спаданням напруги на переходах база - емітер (або приблизно $1,5\text{ В}$ для двох кремнієвих транзисторів).

Для схеми, показаної на рис. 8.1.22, коефіцієнт підсилення по струму приблизно дорівнює відношенню опорів R_A/R_H . У цій схемі є деяке обмеження на розмах вхідної й вихідної напруги. Сам же вхід зміщений приблизно на $1,0...1,5\text{ В}$. Однак є можливість реалізувати коефіцієнти підсилення по напрузі порядку 100 (або більше), оскільки вхідний повний опір (або активний опір) становить приблизно $R_A/\text{коефіцієнт підсилення по струму}$ або дорівнює R_H . При вхідних і вихідному повних опорах, рівних R_H , коефіцієнти підсилення по напрузі й струму мають однакові значення.

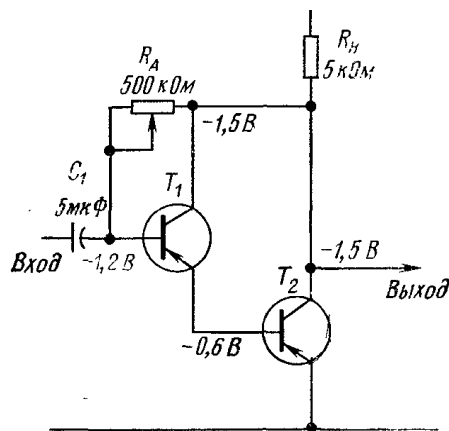


Рисунок 8.1.22 - Складена схема Дарлінгтона із загальним емітером.

Багато-каскадні схеми Дарлінгтона. У складених схемах Дарлінгтона немає необхідності обмежуватися двома транзисторами. У таких схемах можна застосовувати три (і навіть чотири) транзистори. Класичний приклад цього представляє показана на рис. 8.1.23 добре відома схема фірми «Дженерал електрик». По суті вона являє собою схему Дарлінгтона із загальним колектором і загальним емітером, слідом за якою включається підсилювач із загальним емітером.

При виключенні зі схеми резистора R_I її вихідний повний опір задається опором R_H . При цьому вхідний повний опір небагато перевищує номінал опору R_H і в основному дорівнює приблизно $700...800\text{ Ом}$. При

виключенні резистора R_I коефіцієнт підсилення по напрузі становить приблизно 1000. При використанні ж цього резистора вхідний повний опір дорівнює приблизно R_I , а коефіцієнт підсилення по напрузі відповідно зменшується. Наприклад, якщо номінал резистора R_I обраний рівним 10 кОм, то коефіцієнт підсилення по напрузі знижується від 1000 до приблизно до 50.

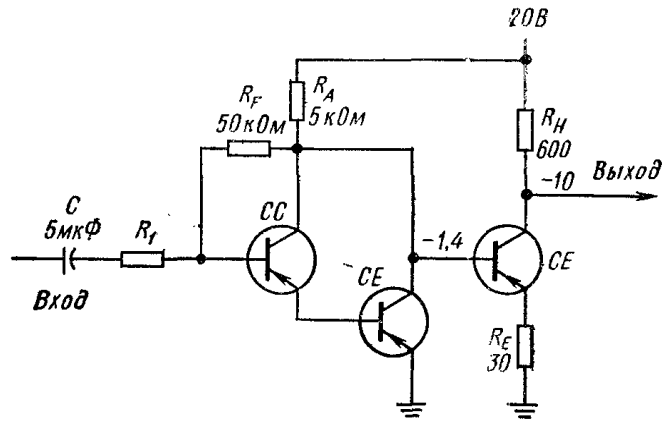


Рисунок 8.1.23 - Багато-каскадна схема Дарлінгтона фірми «Дженерал електрик».

8.1.9 Диференціальні схеми

8.1.9.1 Схеми фазоінвертора або фазо - розчеплювача

Основна конфігурація фазоінвертора або фазо - розчеплювача зображена на рис. 8.1.24. Очевидно, що ця схема являє собою по суті одно-каскадний підсилювач, у якого вихідний сигнал знімається й з емітера, і з колектора. Номінали опорів R_H і R_E звичайно вибираються рівними або майже рівними, так що відсутнє посилення по напрузі. Сам же колекторний вихідний сигнал повернуть по фазі на 180° щодо вхідного сигналу й, отже, на 180° щодо сигналу на емітері.

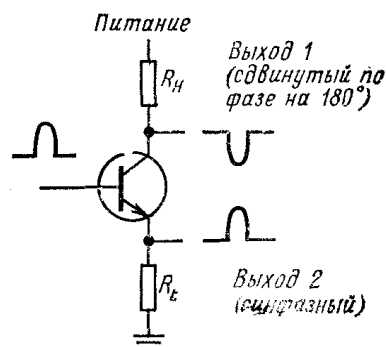


Рисунок 8.1.24 - Основний фазоінвертор або фазо - розчеплювач.

Основна причина використання фазоінвертора або фазо - розчеплювача при роботі в діапазоні звукових частот полягає в забезпеченні двох зрушених по фазі на 180° сигналів для порушення двотактного останнього каскаду. Фазоінвертор являє собою без-трансформаторний аналог міжкаскадного трансформатора з первинною обмоткою без відводу й вторинною обмоткою із центральним відводом.

8.1.9.1 Емітерно - зв'язані підсилювальні схеми

На рис. 8.1.25 представлена основна структура емітерно - зв'язаного підсилювача. Вона аналогічна схемі фазоінвертора, оскільки від одного вхідного сигналу можна одержати два зрушених по фазі на 180° вихідних сигналу. На відміну від одно-каскадного фазоінвертора емітерно - зв'язаний підсилювач забезпечує високий коефіцієнт підсилення. Отже, емітерно - зв'язаний підсилювач можна використовувати в тих розробках, де потрібне посилення низьковольтного вхідного сигналу для того, щоб збудити двотактний останній каскад.

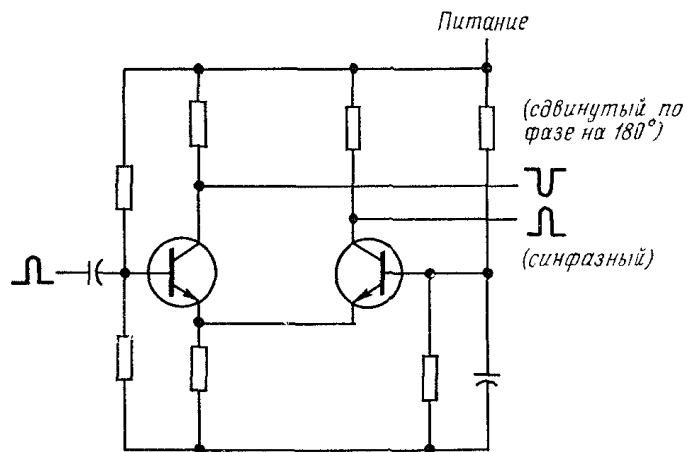


Рисунок 8.25 - Основний емітерно - зв'язаний підсилювач

8.1.9.2 Схеми диференціальних підсилювачів

Основна схема диференціального підсилювача зображена на рис. 1.26. Підсилювач аналогічний емітерно - зв'язаному підсилювачу, за винятком того, що його два вихідних сигнали виходять із різницевого сигналу двох входів. Вихідний сигнал з'являється тільки при наявності різниці сигналів на вході. Диференціальні підсилювачі доцільно використовувати в осцилографах, електронних вимірювальних приладах і інструментальних підсилювачах, що реєструють, тому що сигнали загальні для обох входів (відомі як синфазні сигнали) виключаються або істотно послабляються. Синфазний сигнал (так само як викиди в шині живлення) прикладається до обох баз у фазі й з однаковими амплітудами змінної складової напруги, тому підсилювач поводяться як включені паралельно транзистори. Емітерний резистор забезпечує *емітерний зворотний зв'язок*, що знижує коефіцієнт передачі синфазного сигналу без зменшення коефіцієнта підсилення різницевого сигналу.

Диференціальний підсилювач використовується як вхідний каскад операційного підсилювача. Здатність диференціального підсилювача запобігати влучення синфазного сигналу в різницевий характеризується коефіцієнтом придушення синфазного сигналу.

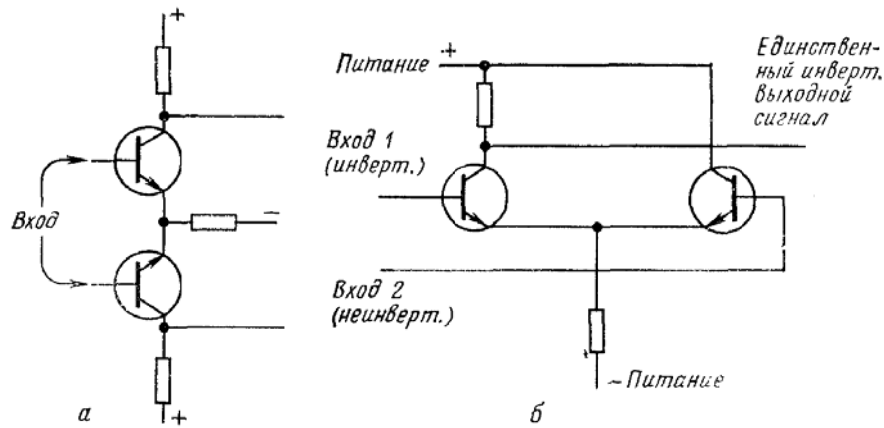


Рисунок 8.1.26 - Основний диференціальний підсилювач. а - основна схема; б - типова схема

8.1.9.3 Без-трансформаторні підсилювальні схеми

Два типових без-трансформаторних підсилювача з послідовним виходом, призначених для роботи в діапазоні звукових частот, показані на рис. 8.1.27. Для однієї структури необхідна наявність двох джерел живлення, але зате в ній відсутній конденсатор, що підключається до навантаження, зв'язку. Така структура забезпечує кращу частотну характеристику в області низьких частот (внаслідок відсутності конденсатора), але може бути незручна через наявність двох джерел живлення. Структура ж з одним джерелом живлення має гіршу характеристику в діапазоні низьких частот внаслідок того, що конденсатор зв'язку утворить разом з опором навантаження фільтр верхніх частот. Будь-якій структурі з послідовним виходом властиві два недоліки. Для порушення каскаду з послідовним виходом необхідний фазоінвертор, навіть якщо відсутні вимоги по забезпеченню посилення. Також може знадобитися додатковий перед - останній каскад для того, що б довести потужність вихідного сигналу підсилювача напруги до рівня, необхідного для розгойдування останнього каскаду. Ці проблеми не виникають при використанні якої-небудь комплементарної схеми.

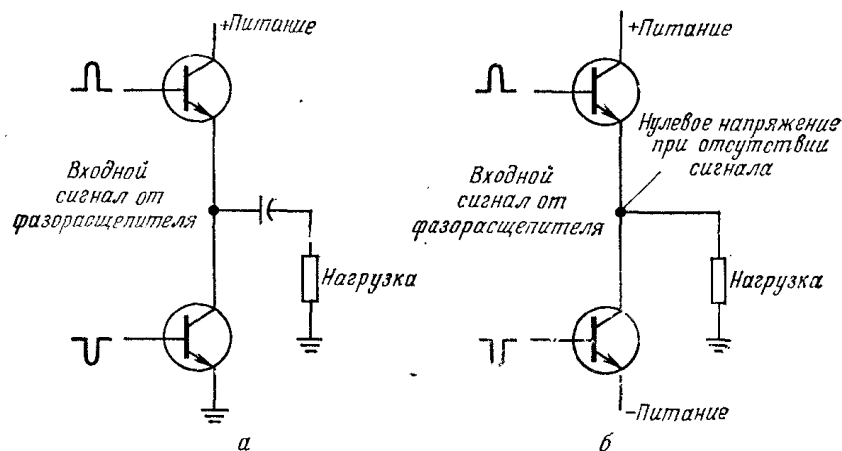


Рисунок 8.1.27 - Основні без-трансформаторні підсилювачі
а - одне джерело живлення; б - два симетричних джерела живлення

8.1.9.4 Квазі - комплементарні підсилювальні схеми

На рис. 8.1.28 представлена схема *квазі - комплементарного каскаду*. Схема складається зі складеної схеми Дарлінгтона на основі n - p - n - транзисторів і складеної схеми з безпосереднім зв'язком, що використовує на вході p - n - p - транзистор, а на виході n - p - n - транзистор. Обидва вступники на базу сигналу можуть бути синфазними (хоча вони часто мають різний рівень постійної напруги), так що фазообертач необов'язковий. Наприклад, при зміні сигналу на вході в позитивному напрямку транзистори T_1 і T_2 зміщуються в прямому напрямку. Під цим же впливом на вході транзистор T_3 зміщується у зворотному напрямку, оскільки він має p - n - p - структуру. Це приводить до того, що зміна сигналу на виході транзистора T_3 у негативному напрямку надходить на n - p - n - транзистор T_4 і зміщує його у зворотному напрямку. При зміні сигналу на базах транзисторів T_1 і T_3 у негативному напрямку ця умова міняється (тобто транзистор T_3 зміщується у зворотному напрямку, а транзистор T_4 - у прямому).

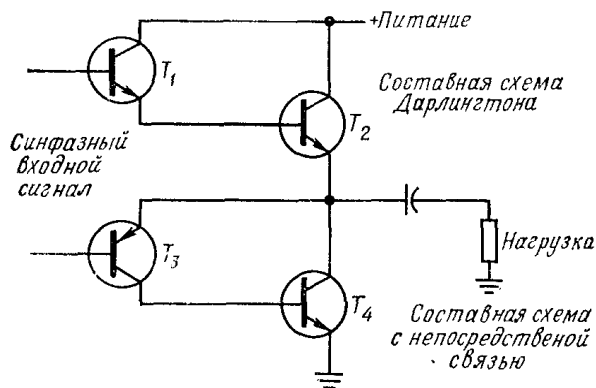


Рисунок 8.1.28 - Основний квазі - комплементарний підсилювач.

8.1.9.5 Комплементарні підсилювальні схеми

Два різновиди повністю комплементарних схем показані на рис. 8.1.29. Кожна із цих схем має перевагу в порівнянні із квазі - комплементарною структурою, тому що обидві половини схеми ідентичні. Це полегшує узгодження обох половин схеми (для позитивного й негативного сигналів), що дозволяє мінімізувати перекручування, які виникають внаслідок нерівних коефіцієнтів їхнього посилення.

В одній комплементарній схемі використовуються дві складові схеми Дарлінгтона, вона також відома як *здвоєна схема Дарлінгтона* й застосовується в тих випадках, коли необхідно забезпечити посилення по потужності. В іншій схемі використовуються дві складові схеми з безпосереднім зв'язком і застосовуються для реалізації належного коефіцієнта підсилення по напрузі. Для обох схем не потрібна інверсія фази сигналу. Зміна входного сигналу в позитивному напрямку зміщують транзистори T_1 і T_2 у прямому напрямку, а транзистори T_2 і T_4 у зворотному.

Зміна ж вхідного сигналу в негативному напрямку дає протилежні результати. Як і у випадку схем з послідовним виходом, при використанні двох джерел живлення (одного з позитивною, а іншого з негативною напругою), можна виключити конденсатор зв'язку з навантаженням. Завдання пошуку компромісу між незручністю застосування двох джерел живлення й поліпшенням характеристики підсилювача в діапазоні низьких частот вирішуються при аналізі пред'явлених до схеми вимог. Наприклад, конденсатор з номіналом 2000 мкФ , підключений до навантаження 4 Ом (скажемо, $4 - \text{Омний}$ гучномовець), створює на частоті 20 Гц загасання приблизно 3 дБ (тобто вихідний сигнал в 10 В буде знижуватися до 7 В).

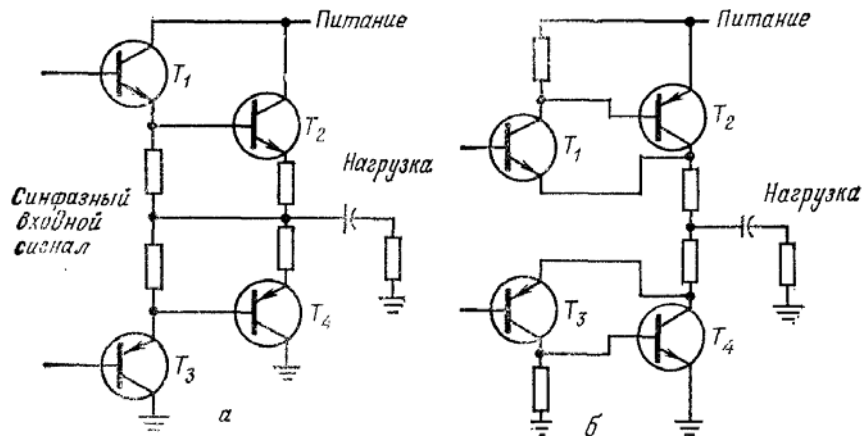


Рисунок 8.1.29 - Основний комплементарний підсилювач
а - здвоєний каскад Дарлінгтона;
б - каскад з безпосереднім зв'язком.

8.1.10 Вторинний пробій і захист від короткого замикання

Одна проблема використання кожної з схем пов'язана з тим, що один (або більше) із транзисторів буде працювати без навантажувального опору в ланцюзі колектора. Внаслідок цього колекторне навантаження забезпечує вихідне навантаження. Хоча робоче навантаження і являє собою навантаження, подібну до колекторного резистора, вона має одну головну відмінність. Це робоче навантаження в кожній зі схем не включено послідовно в ланцюг колектора, що характерно для навантажувального резистора в основному підсилювачі класу A . У простих підсилювачах класу A навантажувальний резистор колектора знижує його напругу при протіканні великого струму й підвищує його напругу при незначному струмі. Якби відбулося коротке замикання в навантаженні, то завдяки значному струму колекторна напруга знизилася б.

У різних схемах з послідовним і комплементарним виходом коротке замикання в навантаженні викликає великий струм без зниження напруги колектора. Це може привести до виходу з ладу транзистора. Отже, необхідно передбачити який-небудь захист від короткого замикання для кожної з схем без колекторного резистора. До них ставляться більшість низькочастотних схем класу B и AB , а також схеми діапазону радіочастот класу C .

Таке руйнування транзистора звичайно відомо як *вторинний пробій* або додатковий пробій і відбувається внаслідок різкого збільшення струму колектора в обмеженій області переходу транзистора. Вторинний пробій звичайно запобігають, обмежуючи добуток струм - напруга колектора.

8.2 МЕДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ

8.2.1 Розрахунок підсилювача на біполярному транзисторі

Вихідними даними для розрахунку підсилювачів на транзисторах є:

- Коефіцієнт підсилення;
- Параметри вхідного сигналу (амплітуда, частота, тривалість імпульсу й ін.);
- Температурний режим;
- На підставі вихідних даних вибирають:
 - вид транзистора (біполярний, польовий);
 - спосіб включення (із загальною базою, емітером, колектором, затвором, стоком, джерелом);
 - напругу джерела живлення.
- З довідника по напівпровідникових приладах виписують експлуатаційні параметри обраного транзистора:
 - максимальний припустимий вихідний струм ($I_{k \max}$, $I_{c \max}$);
 - максимально допустиме напруження між вихідними електродами ($U_{ke \max}$, $U_{cd \max}$);
 - максимально припустиму потужність, що розсіюється вихідним електродом транзистора ($P_{k \max}$, $P_{c \max}$);
 - у масштабі зручному для розрахунків зображують копії вхідних і вихідних характеристик обраного транзистора.

Послідовність розрахунку підсилювача:

1. Вибирають робочу крапку на лінійній ділянці вихідної характеристики.
2. В зоні робочої крапки визначають h - параметри по формулах:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} \Big|_{U_{\text{вих}} = \text{const}}; \quad h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \Big|_{I_{\text{вих}} = \text{const}};$$
$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}} \Big|_{U_{\text{вих}} = \text{const}}; \quad h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \Big|_{I_{\text{вх}} = \text{const}}.$$

3. Вхідні й вихідні струми й напруги для кожної схеми включення транзистора будуть свої, наприклад, для схеми із загальним емітером $I_{\text{вх}} = I_{\text{б}}$, $U_{\text{вх}} = U_{\text{бе}}$ і т.д.

4. Використовуючи розраховані в пункті 2 h - параметри визначають оптимальний еквівалентний опір навантаження, при якому відбувається максимальне посилення потужності вхідного сигналу

$$R_{н.е.} \approx \sqrt{h_{11}/h_{22} (h_{11}h_{22} - h_{11}h_{21})}$$
,
 де $R_{н.е.}$ це паралельне з'єднання R_n й R_{ex} наступний каскад.
5. Для будь-якої схеми включення транзистора визначають основні параметри підсилювача по наступних формулах:
 $K_i = I_{вих} / I_{вх} = h_{21} / (1 + h_{22}R_{н.е.})$ - коефіцієнт підсилення по струму;
 $R_{вх} = U_{вх} / I_{вх} = [h_{11} + (h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12})R_{н.е.}] / (1 + h_{22}R_{н.е.})$ - вхідний опір;
 $K_u = U_{вих} / U_{вх} = -K_i \frac{R_{н.е.}}{R_{вх}}$ - коефіцієнт підсилення по напрузі;
 $K_p = K_i h_{11} R_{н.е.} / [R_{вх} (1 + h_{22}R_{н.е.})]$ - коефіцієнт підсилення по потужності.
6. Зображують схему підсилювача й розраховують величину опорів по заданій робочій крапці. Розрахунок пояснимо на прикладі схеми, наведеної на рис. 1.1.

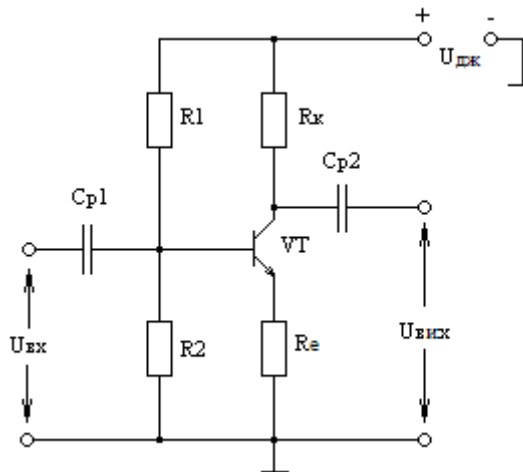


Рисунок 8.2.1 - Схема підсилювача зі стабілізацією робочої крапки

Приклад послідовності розрахунку схеми підсилювача зі стабілізацією робочої крапки:

Нехай у робочій крапці A маємо I_{KA} , U_{KA} при напрузі живлення $U_{ДЖ}$.
 Визначимо опір резисторів R_1 , R_2 , R_k и R_e .

а) Приймемо, що спадання напруги на резисторах R_k и R_e дорівнюють напрузі U_{KEA} , т. е. $U_K = U_{KEA}$, тоді:

$$U_{KEE} = U_K = U_E = U_{\Pi} / 3.$$

б) Визначимо $R_3 = U_3 / I_3$. З огляду на, що $I_E = I_{KA}$, а $U_3 = U_{II} / 3$ будемо мати: $R_E = \frac{U_{II}}{3I_{KA}}$.

в) Визначаємо $R_E = \frac{U_K}{I_{KA}}$. Враховуючи, що $U_K = U_{II} / 3$ будемо мати $R_K = \frac{U_{II}}{3I_{KA}}$, т. е. $R_K = R_E$.

г) Задамо коефіцієнт нестабільності $K_{нест.} = R_2 / R_E = 5$. Тоді $R_2 = 5R_E$.

д) Знаходимо опір R_1 зі співвідношення:

$$R_1 / R_2 = (U_{II} - U_B) / U_B,$$

де $U_B = U_E + U_{BE}$.

е) Визначають величини розділових і блокувальних ємностей:

$$C_{p1} = \frac{20-30}{2\pi f_n R_{ex}}; \quad C_{p2} = \frac{20-30}{2\pi f_n R_{н.внеш.}}; \quad C_{бэ} = \frac{20-30}{2\pi f_n R_3},$$

де f_n - нижня частота вхідного сигналу, $f_n \approx 20 \text{ Гц}$

ж) Перевірка правильності розрахунку (визначення параметрів робочої точки за значеннями опорів):

1) Визначають потенціал точки Б (см. рис. 9. 1) по формулі:

$$U_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{II}.$$

2) Напруга $U_{БЭ}$ для конкретного транзистора відомо. Наприклад, для кремнієвого транзистора $U_{БЭ} = 0,55 - 0,65 \text{ В}$ залежно від струму колектора. При розрахунках приймають середнє значення.

3) Визначають потенціал емітера $U_3 = U_B - U_{БЭ}$.

4) Визначають струм емітера $I_3 = U_3 / R_3$ і приймають $I_K = I_3$.

5) Визначають $U_{KЭ} = U_{II} - I_K R_K - I_3 R_3$.

Таким чином, визначили параметри в робочій крапці $I_K, I_3, U_{KЭ}$.

Якщо робоча крапка в схемі підсилювача задається величиною струму бази, що протікає через резистор R_B , те величина опору цього резистора визначається по формулі:

$$R_B = \frac{(U_{II} - U_{БЭА})}{I_{БА}} \approx \beta \frac{U_{II}}{I_{KA}},$$

де $I_{KA}, I_{БА}, U_{БЭА}$ - струми й напруги в робочій крапці А.

8.2.1 Практичні поради

Одна з можливих схем моделювання роботи підсилювача змінної напруги представлена на рис. 8.2.2 (одно-каскадна схема, клас роботи транзистору - А, тип зсуву робочої точки - А), де замість заданого джерела стабілізованої напруги, схема якого визначена в лабораторній роботі № 6,

тимчасово використовується еквівалентне по параметрах джерело живлення, виконане на батареї постійного струму E_POWER .

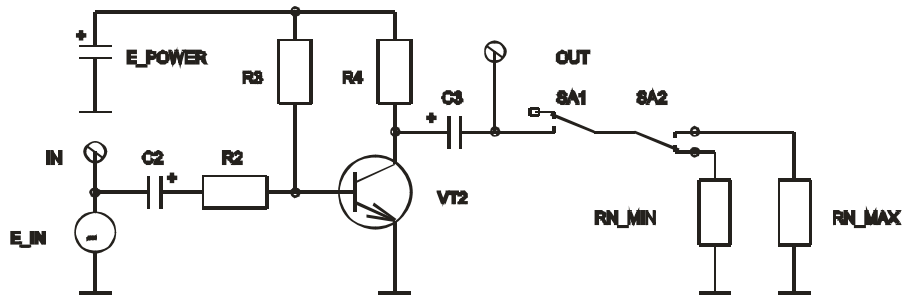


Рисунок 8.2.2

Режим роботи транзистора $VT2$ по постійному струмі задається резистором $R3$, елементами $SA1$, $SA2$, R_MIN , R_MAX задаються різні величини для навантаження підсилювача, конденсатори $C2$ й $C3$ є розділовими, що виключають проходження постійної складової відповідно на вхід і вихід схеми підсилювача. Вихідним опором підсилювача напруги є $R4$. Опір $R2$ необхідно для регулювання заданого коефіцієнта підсилення за напругою. Вхідний посилюваний сигнал на схемі представлений джерелом E_IN .

Розрахунку підсилювача напруги, як і звичайно, для більшості схематичних рішень, провадиться з виходу на вхід, тобто розрахунок ведеться, починаючи із заданих або необхідних параметрів.

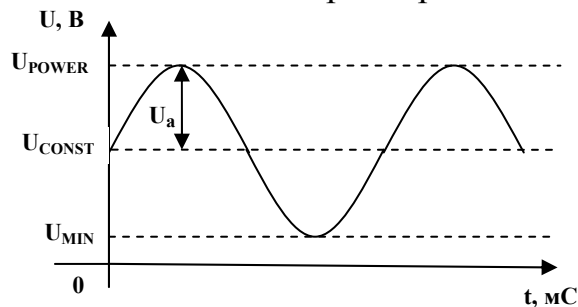


Рисунок 8.2.3

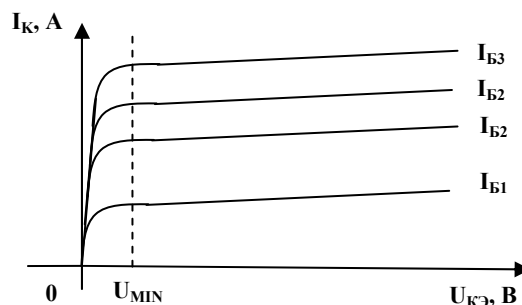


Рисунок 8.2.4

Для початку визначають чисельні значення припустимого діапазону для величини змінного струму навантаження I_{Hmin} - I_{Hmax} , відповідно до заданих значень. Далі вибирають вихідну робочу точку по постійній напрузі (U_{CONST}), з огляду на максимально можливу амплітуду змінної напруги на

виході підсилювача (U_a), нижнє значення нелінійної ділянки вихідної характеристики транзистора (U_{MIN}) і напруги живлення підсилювача (U_{POWER}). Все вищесказане представлено на графічних рисунках 8.2.3 й 8.2.4.

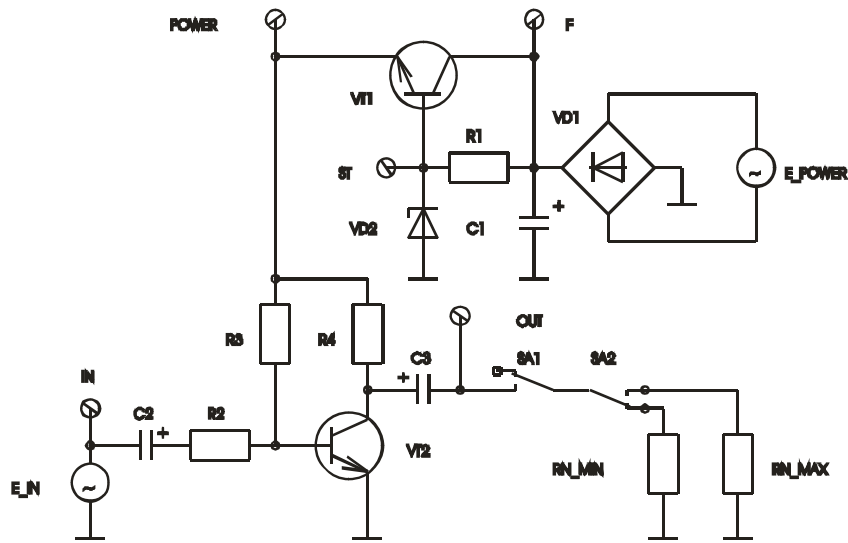


Рисунок 8.2.5

Далі, з огляду на характер підключення навантаження, розраховують вихідний опір підсилювача R_4 , дотримуючи умови узгодження $R_{\text{ВИХ}} \ll R_H$ (для практичного використання досить $R_{\text{ВИХ}} = (0,05 \dots 0 \dots 0,1) R_H$). Потім визначають номінал опору R_3 , що забезпечує режим роботи транзистора VT2 по постійному струмі й далі, залежно від заданого коефіцієнта підсилення напруги, визначають R_2 .

При розрахунку розділових конденсаторів C_2 й C_3 необхідно керуватися міркуваннями того, що їхній опір для змінної складової сигналу повинен бути мінімальним, тобто не вносити у відповідний контур для змінного струму значної величини додаткового опору.

Остаточна схема підсилювача відповідно до завдання може бути такою, як представлено на рис. 8.2.5.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №9

- Тема:** Диференціальний підсилювач електричних сигналів.
- Ціль:** Ознайомитися із принципами побудови схеми диференціального підсилювача електричних сигналів, вивчити та засвоїти його властивості, одержати практичні навички розрахунків і моделювання схем, зняти осцилограми вхідних і вихідних сигналів при різних режимах роботи схеми.
- Завдання:** Побудувати схему диференціального підсилювача електричних сигналів виконаної на транзисторах, виконати необхідні теоретичні розрахунки для проектованої схеми згідно з вихідними даними, наведеним у таблиці 9.1. Змоделювати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги в характерних різних крапках схеми, визначити реальний коефіцієнт підсилення (по струму, напрузі й потужності), і припустимий діапазон вхідної напруги, оформити звіт.
- Термін:** Три заняття.

Таблиця 9.1

Група-1							Група-1					
№ вар.	Ку	Рк1, Рк2 кОм	Тип транзисторуу	Удж, В	Fmin, Гц	Fmax Гц	Ку	Рк1, Рк2 кОм	Тип транзисторуу	Удж, В	Fmin, Гц	Fmax Гц
1	10	1	BC107	10	50	1000	10	26	MUN2214T1	80	750	2000
2	20	2	BC107A	15	100	2000	20	27	MUN2216T1	75	500	4000
3	30	3	BC107B	20	200	5000	30	28	MUN2230T1	70	200	10000
4	40	4	BC108	25	500	10000	40	29	MUN2231T1	65	100	15000
5	50	5	BC108B	30	1000	20000	50	30	MUN2232T1	60	50	20000
6	60	6	BC109C	35	50	1000	60	31	MUN2233T1	55	750	2000
7	70	7	BC140-10	40	100	2000	70	32	MUN2234T1	50	500	4000
8	80	8	BC140-16	25	200	5000	80	33	MUN5211T1	45	200	10000
9	90	9	BC141-10	50	500	10000	90	34	MUN5212T1	40	100	15000
10	100	10	BC141-16	55	1000	20000	100	35	MUN5213T1	35	50	20000
11	10	11	BC394	60	50	1000	10	36	MUN5214T1	30	750	2000
12	20	12	BDB01C	70	100	2000	20	37	MUN5216T1	25	500	4000
13	30	13	BDB01D	75	200	5000	30	38	MUN5230T1	20	200	10000
14	40	14	BF258	80	500	10000	40	39	MUN5231T1	15	100	15000
15	50	15	BSS71	10	1000	20000	50	40	MUN5232T1	10	50	20000
16	60	16	BSS72	15	50	1000	60	41	MUN5233T1	80	750	2000
17	70	17	BSS73	20	100	2000	70	42	MUN5234T1	75	500	4000
18	80	18	BSSS71	25	200	5000	80	43	P2N2222A	70	200	10000
19	90	19	BSX20	30	500	10000	90	44	PBF259	65	100	15000
20	100	20	CV12253	35	1000	20000	100	45	PBF259RS	60	50	20000
21	10	21	MM3001	40	50	1000	10	46	PBF259S	55	750	2000
22	20	22	MM3725	25	100	2000	20	47	PZT2222AT1	50	500	4000
23	30	23	MUN2211T1	50	200	5000	30	48	PZT651T1	45	200	10000
24	40	24	MUN2212T1	55	500	10000	40	49	PZT751T1	40	100	15000
25	50	25	MUN2213T1	60	1000	20000	50	50	PZTA14T1	35	50	20000

Зміст звіту:

Для досліджуваної схеми, на основі початкових даних наведених у таблиці 9.1, розрахувати та зібрати схему диференціального підсилювача електричних сигналів і зняти осцилограми вхідних та вихідних сигналів для трьох випадків:

- перше джерело вхідної напруги включене, друге дорівнюється нулю, або вхід другого каскаду заземлений;
- друге джерело вхідної напруги включене, перше дорівнюється нулю, або вхід другого каскаду заземлений;
- обидва джерела вхідної напруги присутні і рівні між собою (обидва входи підсилювача з'єднані між собою і підключені до одного джерела вхідної напруги).

Контрольні питання:

1. Що таке диференціальний підсилювач?
2. Де знаходиться застосування диференціальний підсилювач?
3. Будова найпростішого диференціальний підсилювача.
4. Різні режими роботи диференціальний підсилювача.
5. Поясніть процеси які відбуваються у диференціальному підсилювачі при рівних вхідних сигналах.
6. Поясніть процеси які відбуваються у диференціальному підсилювачі при протифазних вхідних сигналах.
7. Поясніть процеси які відбуваються у диференціальному підсилювачі при різних вхідних сигналах.
8. Що таке коефіцієнт придушення синфазного сигналу?
9. Поводження каскаду диференціального підсилювача на високих частотах.
10. Намалюйте схему диференціального підсилювача і поясніть властивості її роботи.

9.1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Диференціальний підсилювач (ДП) - це один з видів підсилювачів, що призначений для посилення диференціального сигналу (різниці сигналів на входах схеми). ДП не підсилює постійний сигнал, який присутній одночасно на двох входах.

Диференціальний підсилювач є одним з основних вузлів операційних підсилювачів, тим самим визначаючи його властивості. Найпростіший ДУ складається із двох однакових плечей підсилення, кожне з яких містить транзистор і резистор навантаження. Емітери транзисторів з'єднані між собою й через спільний резистор R_e і підключені до загальної шини.

Схема найпростішого ДП наведена на рис. 9.1.1.

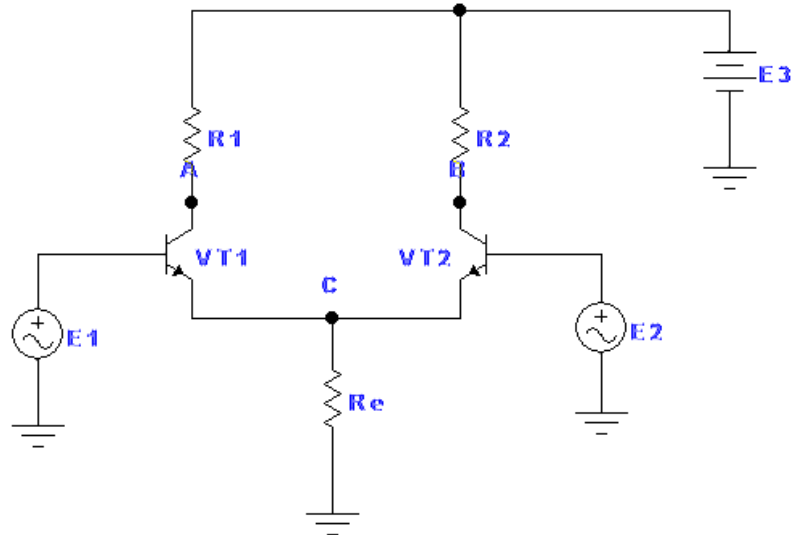


Рисунок 9.1.1 – Схема найпростішого диференційного підсилювача

Навантаження для семи ДП є опори $R1$ (R_{n1}) та $R2$ (R_{n2}), відповідно виходи підсилювача позначені крапками А і В, входи схеми позначено як $E1$ та $E1$, джерело живлення схеми позначено батареєю $E3$ ($E_{дж}$).

Припустимо, що каскад абсолютно симетричний, тобто опори резисторів і параметри транзисторів, що входять у кожне плече, повністю однакові. Тоді при однакових вхідних сигналах $\sim E1$ й $\sim E2$ змінні струми транзисторів також будуть однакові, а це означає, що різниця потенціалів між колекторами транзисторів (крапки А, В) буде дорівнюватиме нулю. Цей випадок, коли стан обох вхідних сигналів однаковий як по амплітуді, так і по фазі, називається режимом посилення синфазного сигналу.

Якщо на обидва входи подати однакові за рівнем, але різні по фазі сигнали, то в результаті струм одного транзистора збільшиться, а іншого на стільки ж зменшиться. У цьому випадку різниця потенціалів між колекторами буде пропорційна подвоєному значенню зміни напруги на колекторі транзисторів. При цьому через резистор R_e буде текти незмінний струм.

Якщо позитивне збільшення одержить сигнал тільки на одному вході, наприклад, на першому, це приведе до збільшення колекторного струму транзистора $VT1$ й, отже, струму через резистор R_e . Але збільшення спадання напруги на резисторі R_e викличе зменшення різниці потенціалів між базою й емітером транзистора $VT2$, і його струм зменшиться, причому зміна струму транзистора $VT2$ буде така, що збільшення напруги емітер-база обох транзисторів буде однаковим. Отже, при збільшенні вхідної напруги на деяку величину потенціал емітеру збільшиться на половину цієї величини. При цьому збільшення напруги база - емітер для обох транзисторів буде однаковим, але різного знаку. Очевидно, що незалежно від того, на який вхід каскаду подаються напруги, струми транзисторів міняються однаково й збільшення їхній викликані половиною різниці напруг, прикладених між входами. Це дає підставу при аналізі диференціального каскаду розглядати тільки одну його половину,

уважаючи, що до його входу прикладена напруга, рівна половині різниці напруг на входах ДП, а опір у ланцюзі емітеру R_e дорівнює нулю.

Важливою характеристикою ДП є коефіцієнт придушення синфазного сигналу, що показує, у скільки разів коефіцієнт підсилення диференціального входного сигналу, прикладеного між входами каскаду, більше коефіцієнта підсилення синфазних сигналів, що діють між кожним входом і загальною шиною (землею). Хоча в ідеальному диференціальному каскаді синфазний входний сигнал не викликає появи вихідного сигналу, у реальному каскаді є невеликий вихідний сигнал. Він обумовлений неповною ідентичністю характеристик транзисторів, колекторних навантажень і внутрішніх опорів джерел входних сигналів. У діапазоні високих частот істотну роль у дисбалансі каскаду грають ємності колекторних переходів. Вони є основною причиною росту посилення синфазного сигналу в діапазоні високих частот.

Той факт, що робота ДП ґрунтується на ідентичності його плечей підсилення, пояснює популярність цих підсилювачів у мікроелектроніці, отже можна виділити основні параметри ДП:

- вхідний опір;
- диференціальний вхідний опір;
- коефіцієнт підсилення по напрузі;
- диференціальний коефіцієнт підсилення;
- коефіцієнт придушення синфазного сигналу;
- вихідний сигнал(щодо загальної крапки або двох висновків);
- властивості каскаду ДП:
- великий вхідний опір(по синфазному сигналі або диференціальне);
- різні режими посилення сигналів(синфазний або диференціальний).

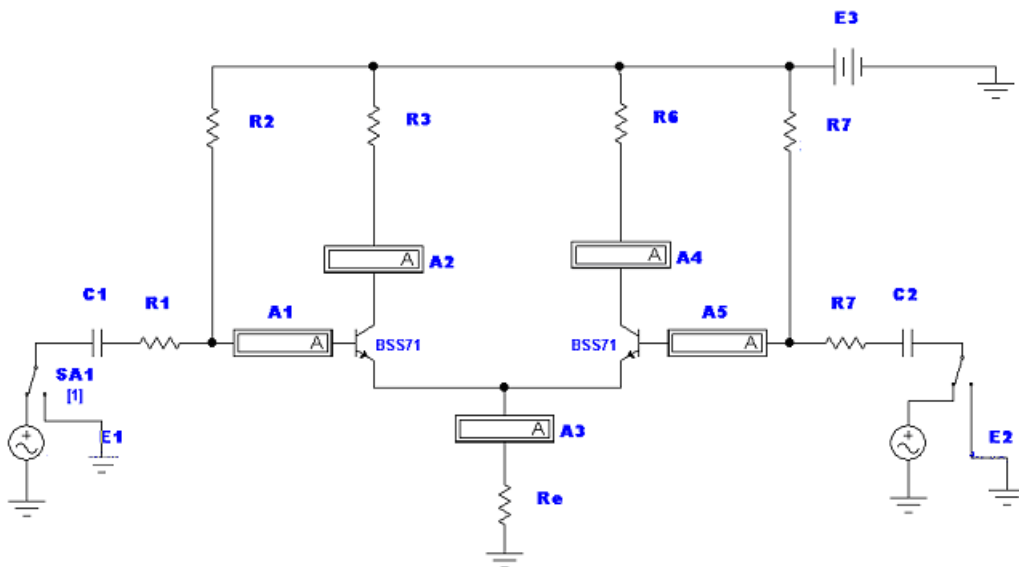


Рисунок 9.1.2 – Схема моделювання диференційного підсилювача електричних сигналів

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 10

- Тема:** Операційні підсилювачі електричних сигналів.
- Ціль:** Одержати практичні навички розрахунків і моделювання підсумовуючого операційного підсилювача сигналів.
- Завдання:** Побудувати схему трьох вхідного підсумовуючого операційного підсилювача сигналів, виконати необхідні теоретичні розрахунки для проектованої схеми згідно з вихідними даними, наведеним у таблиці 10.1. Зробити необхідні розрахунки схеми, джерела живлення, змоделювати схему в Electronics Workbench, привести обмірювані графіки сигналів напруги в характерних різних крапках схеми, що підтверджують та пояснюють отримані результати, оформити звіт відповідно до загальних вимог попереднього контролю.
- Термін:** Два заняття.

У таблиці 10.1 наведені необхідні вихідні дані для побудови підсумовуючого операційного підсилювача сигналів. Для кожного з трьох входів задані наступні параметри: коефіцієнт підсилення по напрузі (K_{U1} , K_{U2} , K_{U3}), напруга (U_1 , U_2 , U_3) та частота сигналів цих сингалів (F_{U1} , F_{U2} , F_{U3}).

Таблиця 10.1

№	Група-1									Група-2								
	Підсилення			Частота, Гц			Входное напряжение, В			Підсилення			Частота, Гц			Входное напряжение, В		
	K_{U1}	K_{U2}	K_{U3}	F_{U1}	F_{U2}	F_{U3}	U_1	U_2	U_3	K_{U1}	K_{U2}	K_{U3}	F_{U1}	F_{U2}	F_{U3}	U_1	U_2	U_3
1	1	2	3	10	20	30	1	2	3	K_{U1}	K_{U2}	K_{U3}	F_{U1}	F_{U2}	F_{U3}	U_1	U_2	U_3
2	2	4	8	20	30	40	3	2	1	3	9	27	10	20	0	3	2	1
3	3	9	27	30	40	50	2	1	3	4	16	64	20	0	40	2	1	3
4	4	16	64	40	50	60	2	3	4	5	25	125	0	40	50	2	3	4
5	5	25	125	50	60	70	4	3	2	1	3	2	40	0	60	4	3	2
6	1	3	2	60	70	80	2	4	3	2	8	4	50	60	0	2	4	3
7	2	8	4	70	80	90	3	4	5	3	27	9	60	0	80	3	4	5
8	3	27	9	80	90	80	5	4	3	4	64	16	0	80	90	5	4	3
9	4	64	16	90	80	70	3	5	4	5	125	25	80	0	80	3	5	4
10	5	125	25	80	70	60	0,1	0,2	0,3	10	20	3	90	80	0	0,1	0,2	0,3
11	10	20	3	70	60	50	0,3	0,2	0,1	20	40	8	80	0	60	0,3	0,2	0,1
12	20	40	8	60	50	40	0,2	0,1	0,3	30	90	27	0	60	50	0,2	0,1	0,3
13	30	90	27	50	40	30	0,2	0,3	0,4	40	160	64	60	0	40	0,2	0,3	0,4
14	40	160	64	40	30	20	0,4	0,3	0,2	50	250	125	50	40	0	0,4	0,3	0,2
15	50	250	125	30	20	10	0,2	0,4	0,3	10	30	2	40	0	20	0,2	0,4	0,3
16	10	30	2	20	10	15	0,3	0,4	0,5	20	80	4	0	20	10	0,3	0,4	0,5
17	20	80	4	10	15	25	0,5	0,4	0,3	30	270	9	20	0	15	0,5	0,4	0,3
18	30	270	9	15	25	30	0,3	0,5	0,4	40	640	16	10	15	0	0,3	0,5	0,4
19	40	640	16	25	30	35	0,1	0,2	0,3	50	12,5	25	15	0	30	0,1	0,2	0,3
20	50	12,5	25	30	35	40	0,3	0,2	0,1	0,1	0,2	0,3	0	30	35	0,3	0,2	0,1
21	0,1	0,2	0,3	35	40	45	0,2	0,1	0,3	0,2	0,4	0,8	30	0	40	0,2	0,1	0,3
22	0,2	0,4	0,8	40	45	50	0,2	0,3	0,4	0,3	0,9	0,27	35	40	0	0,2	0,3	0,4
23	0,3	0,9	0,27	45	50	55	0,4	0,3	0,2	0,4	0,16	0,64	40	0	50	0,4	0,3	0,2
24	0,4	0,16	0,64	50	55	20	0,2	0,4	0,3	3	9	27	0	50	55	0,2	0,4	0,3
25	0,5	0,25	0,05	55	20	30	0,3	0,4	0,5	4	16	64	50	0	20	0,3	0,5	0,6

Зміст звіту:

1. Тема, ціль, завдання.
2. Основні поняття операційних підсилювачів сигналів. Основні параметри операційних підсилювачів сигналів.
3. Розрахункові формули і базова схема підсумовуючого операційного підсилювача сигналів.
4. Вибір та розрахунок схеми підсумовуючого операційного підсилювача напруги, відповідно до завдання. Розрахунок необхідної мінімальної напруги для джерела живлення.
5. Схема моделювання в Electronics Workbench.
6. Зв'язані осцилограми напруг в різних точках схеми та для різних частот і амплітуд сигналів, струмів навантаження.
7. Розрахунок теоретичних очікуваних результатів. Порівняння теоретичних результатів та практичних. Обґрунтований аналіз отриманих результатів.
8. Висновки.

Контрольні питання:

1. Перелічите основні схеми на операційних підсилювачах (ОП) і поясните функціональне призначення кожної з них.
2. Перелічите основні параметри ідеальних та реальних інтегральних ОП.
3. Поясните принцип роботи типового інтегрального ОП.
4. Намалюйте й поясните принцип роботи основних схем включення для інтегрального ОП.
5. Основні властивості й параметри схем для ОП що інвертує й не інвертує сигнал.
6. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для підсумовуючого підсилювача на ОП.
7. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для інтегруючого підсилювача на ОП.
8. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для підсилювача ОП, що диференціює сигнал.
9. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для вузько-смугового підсилювача на ОП
10. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для широкосмугового підсилювача на ОП.
11. Детально поясните роботу й приведіть основні розрахункові формули для підсилювача на ОУ з одиничним коефіцієнтом передачі напруги.

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

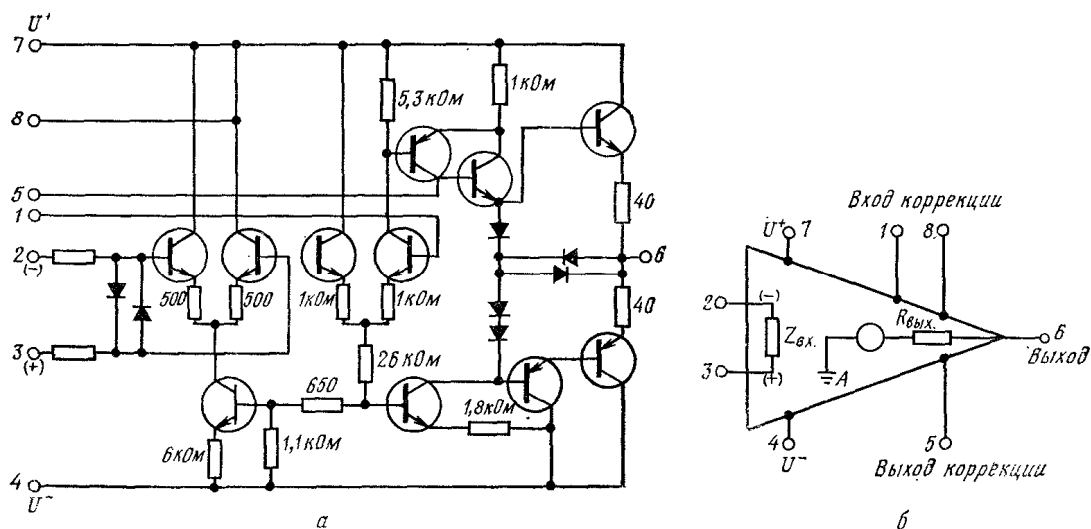
10.1 Схемы на операционных усилителях

Термин «операционный усилитель» первоначально использовался для обозначения набора высококачественных усилителей постоянного тока, на которых строились аналоговые вычислительные машины. Эти усилители

предназначались для реализации выполняемых при аналоговых вычислениях математических операций (суммирование, масштабирование, вычитание, интегрирование и т.д.). Современные ОУ исполняются в интегральном виде и, как правило, находят применение в низкочастотной усилительной аппаратуре. Вследствие этого основное внимание сосредоточим на тех схемах, где основным элементом является интегральный ОУ.

Интегральный ОУ строится, как правило, на основе каскадного соединения нескольких дифференциальных каскадов, что позволяет обеспечить как подавление синфазного сигнала, так и высокий коэффициент усиления. Для питания интегрального ОУ необходимо использовать и положительный, и отрицательный источники. На рис. 10.1.1 приведены электрическая и эквивалентная (символическая) схемы типового интегрального ОУ в том виде, как они изображаются в справочных материалах по ОУ. Поскольку дифференциальный усилитель имеет два входа, он обеспечивает инверсию сигнала при отрицательной обратной связи и на нем можно реализовывать усиление сигналов в фазе и противофазе.

При типовом включении сигнал с выхода ОУ подается на его вход через активное или полное сопротивление. Почти во всех случаях этот выходной сигнал проходит на отрицательный или инвертирующий вход (вывод 2 на рис. 10.1.1) и при этом формируется отрицательная обратная связь (которая обеспечивает требуемый коэффициент усиления и частотную характеристику). Как и в любом другом усилителе, когда сигнал проходит со входа (вывод 2) на выход (вывод 6), он приобретает определенный фазовый сдвиг, который зависит от частоты сигнала. Когда же фазовый сдвиг достигает 180° , то он добавляется (или нейтрализует) к 180° -фазовому сдвигу в петле обратной связи. Следовательно, сигнал обратной связи совпадает по фазе с входным сигналом (или почти совпадает), что приводит к самовозбуждению усилителя. При увеличении частоты сигнала фазовый сдвиг влияет на ширину полосы пропускания ОУ. Для устранения ограничения ширины полосы можно ввести в схему фазосдвигающую цепь (обычно RC - цепочка, но иногда один конденсатор), которая подключается к выводам 1, 5, или 8 (рис. 10.1.1).



*Рисунок 10.1.1 - Типовая схема интегрального ОУ и ее условное обозначение:
а — принципиальная схема, б — эквивалентная схема или условное обозначение*

Изображенный на рис. 10.1 интегральный ОУ представляет собой трехкаскадный усилитель. В качестве первого каскада используется усилитель с дифференциальными входом и выходом, который обеспечивает высокие коэффициенты усиления основного сигнала и подавления синфазного сигнала и защиту входа от перегрузки по напряжению. Входные диоды предотвращают опасность повреждения схемы вследствие случайного подключения входных зажимов ОУ к проводам источника питания (либо к другим источникам нежелательных высоких напряжений). Второй каскад представляет собой усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом, обеспечивающий низкий коэффициент усиления основного сигнала и высокий коэффициент подавления синфазного сигнала. Между вторым и первым каскадами реализована обратная связь по синфазному сигналу, обеспечивающая дополнительное средство контроля входного синфазного сигнала. При использовании этих двух дифференциальных усилительных каскадов, а также охватывающей их обратной связи, типовое значение коэффициенту подавления синфазного сигнала составляет приблизительно 100 дБ. Третий каскад представляет собой несимметричный усилитель с большим коэффициентом усиления, обеспечивающий привязку выходного сигнала к потенциалу земли, нагрузочную способность по току выходного сигнала и защиту выхода ОУ от короткого замыкания.

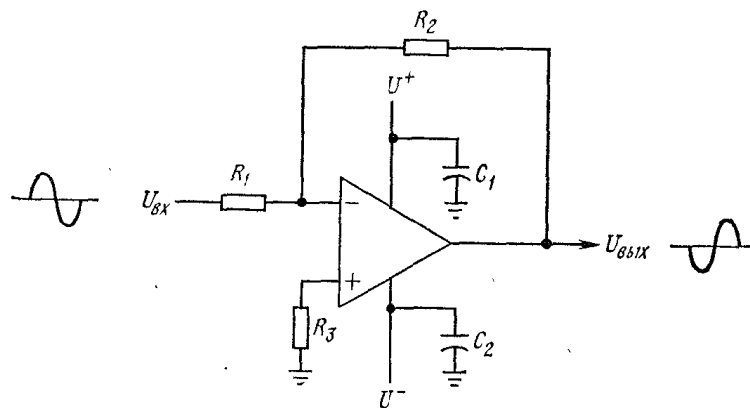
На рис. 10.1.2 представлена рабочая схема включения ОУ с использованием внешних элементов и при замкнутой петле обратной связи. В последующих разделах приведен типовой, пример расчета такой схемы.

Предположим, что показанный на рис. 10.1.2 интегральный ОУ имеет следующие характеристики:

- Напряжение источника питания: +15 В и -15 В — номинальное;
± 19 В — максимальное.
- Предельная рассеиваемая мощность: 750 мВт (корпус).
- Рассеиваемая прибором мощность: 300 мВт (ОУ)
- Температурный коэффициент: 8 мВт/°С.
- Диапазон рабочих температур: от 0 до +70 °С
- Входное напряжение смещения: 3 мВ — типовое.
- Разность входных токов: 10 нА — номинальная,
30 нА — максимальная.
- Входной ток смещения: 100 нА — номинальный,
200 нА — максимальный.
- Чувствительность вх. напр. смещения: 0,2 мВ/В
- Коэффициент усиления по напряжению при разомкн. петле обр. связи: см. рис. 1.3
- Скорость нарастания вых. напр.: 4 В/мкс (коэф. усил. 1);
33 В/мкс (коэф. усил. 100).
- Ширина полосы пропускания при

- | | |
|----------------------------------------|---------------------------|
| разомкн. петле обратной связи: | см. рис. 1.3 |
| • Коэф. подавления синфазного сигнала: | 94 дБ. |
| • Размах выходного напряжения: | 23 В (двойная амплитуда). |
| • Входное полное сопротивление: | 1 Мом. |
| • Выходное полное сопротивление: | 300 Ом. |
| • Диапазон входных напряжений: | —13 В, +10 В. |
| • Выходная мощность: | 250 мВт — типовая. |
| • Пример расчета: | 1.2.2. |

Предположим, что схема должна обеспечивать следующие характеристики: коэффициент усиления по напряжению 100 (40 дБ), эффективное напряжение входного сигнала 80 мВ, полное сопротивление входного источника сигнала не регламентируется, полное сопротивление нагрузки на выходе 500 Ом, температура окружающей среды 25 °С, рабочий диапазон частот — от постоянного тока до 300 кГц и изменение напряжения источника питания около 20 %.



Коэффициент усиления по напряжению $= U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = R_2/R_1$;
 $C_1 = C_2 = 0,1 - 0,001$ мкФ; $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$;
 максимальное выходное напряжение = скорость нарастания сигнала

Рисунок 10.1.2 - Основная схема включения интегрального ОУ

Соотношение между частотой и коэффициентом усиления. Перед тем как приступить к вычислению номиналов элементов этой схемы необходимо убедиться в том, что ОУ сможет обеспечить на максимальной частоте требуемый коэффициент усиления по напряжению. Для этого можно обратиться к приведенному на рис. 10.1.3 графику. Следует отметить, что максимальной рабочей частоте (300 кГц) соответствует фазовый сдвиг 135°. При этом запас по фазовому сдвигу составляет 45° (180—135 = 45), что считается достаточно умеренным значением. Обычно достаточен любой запас по фазовому сдвигу, больший приблизительно 25°. Укажем также, что максимальной частоте 300 кГц соответствует уровень коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи около 40 дБ. Таким образом, этот ОУ способен обеспечить коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи более 40 дБ.

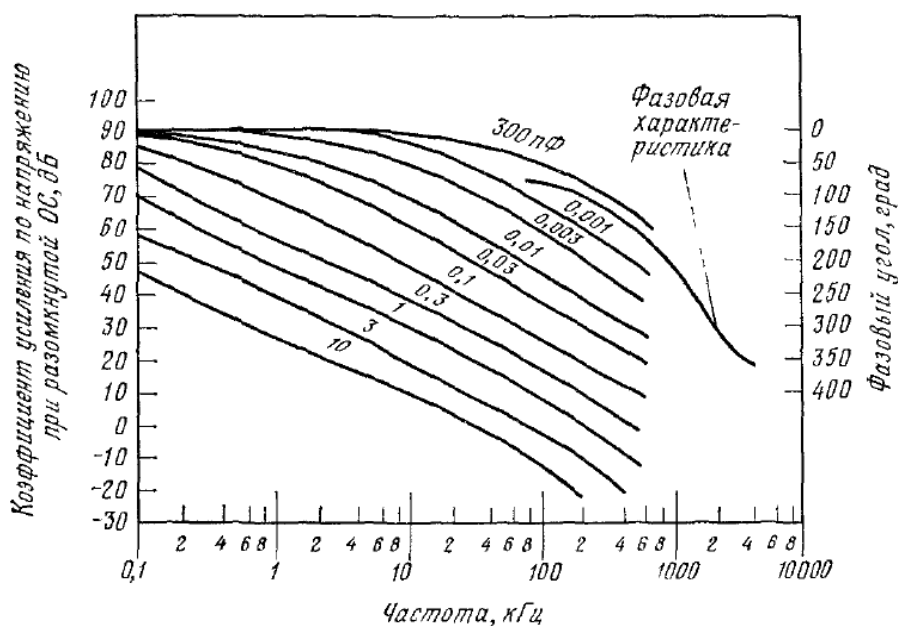


Рисунок 10.1.3 - Типовые характеристики интегрального ОУ с фазовой коррекцией

Напряжение источника питания. Положительное и отрицательное напряжения источника питания должны оба составлять 15 В , поскольку это номинальное рекомендуемое значение. В большинстве справочных материалов по интегральным ОУ часть приводимых характеристик обозначена как «максимальные» (диапазон рабочих температур, предельная рассеиваемая мощность, максимальное напряжение источника питания, максимальное напряжение входного сигнала и т.д.), а остальные — как «типовые», т. е. при «номинальном» напряжении источника питания. Ни в коем случае напряжение источника питания не должно превышать 19 В (максимум). Используемое напряжение источника питания (15 В) меняется на 20% , и при этом максимальное напряжение составляет 18 В , что не превосходит указанного значения (19 В).

Развязывающие или шунтирующие конденсаторы. Номиналы конденсаторов C_1 и C_2 должны указываться в справочных материалах. При отсутствии подобной информации можно рекомендовать использовать конденсаторы с номиналом $0,1\text{ мкФ}$ в частотном диапазоне вплоть до 10 МГц . Если при этом на какой-либо частоте (высокой или низкой) возникает проблема отклика, то рекомендуется выбирать номинал этого конденсатора в диапазоне от $0,001$ до $0,1\text{ мкФ}$.

Сопротивления при замкнутой петле обратной связи. С тем чтобы получить требуемый коэффициент усиления (100), номинал сопротивления R_2 должен в 100 раз превышать номинал сопротивления R_1 . Номинал сопротивления R_1 необходимо выбирать таким, чтобы падение напряжения на нем (при номинальной разности входных токов) было сравнимо с напряжением входного сигнала (т. е. никогда не должно превышать напряжение входного сигнала). Это падение напряжения составляет 10 мкВ при сопротивлении R_1 в 50 Ом и максимальной разности токов 200 нА . Такое падение напряжения (10 мкВ) не превышает 10% напряжения сигнала

(80 мВ). Следовательно, это фиксированное падение напряжения на резисторе R_1 не должно оказывать существенного влияния на входной сигнал. При значении сопротивления R_1 в 50 Ом, номинал сопротивления R_2 должен составлять 5 кОм ($50 \times \text{коэффициент усиления } 100 = 5000$).

Сопротивление, минимизирующее напряжение смещения. Значение сопротивления R_3 можно определить на основе приведенного на рис. 1.2 уравнения, поскольку номиналы резисторов R_1 и R_2 уже рассчитаны. Следует отметить, что номинал резистора R_3 , вычисленный по уравнению на рис. 1.2, получается равным 49 Ом. Ориентировочное же значение сопротивления R_3 всегда немного меньше, чем у сопротивления R_1 . Окончательный номинал резистора R_3 должен быть таким, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжения на каждом из входов были равны.

Сравнение схемных характеристик. Поскольку номиналы внешних элементов схемы уже выбраны, характеристики самого ОУ и всей схемы при замкнутой петле обратной связи необходимо проверить на соответствие требованиям примера расчета. Далее приводятся краткие итоги такого сравнения.

Зависимость коэффициента усиления от фазовой коррекции. Коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи (т. е. при подаче сигнала обратной связи через сопротивление R_2) никогда не должен превышать коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи (т.е. при отсутствии сигнала обратной связи). В качестве рекомендации укажем, что коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен быть, по крайней мере, на 20 дБ выше, чем при замкнутой петле. Из рис. 1.3 следует, что при надлежащем выборе номинала конденсатора цепи фазовой коррекции возможно получить коэффициент усиления без обратной связи приблизительно до 66 дБ. Из этого рисунка видно, что емкости 1000 пФ на частоте 300 кГц соответствует коэффициент усиления несколько ниже 60 дБ, в то время как при 300 пФ он составляет 66 дБ. Для гарантированного коэффициента усиления без обратной связи в 60 дБ в цепи фазовой коррекции используется конденсатор с номиналом 700 пФ.

При коэффициенте усиления без обратной связи 60 дБ и номиналах резисторов R_1 и R_2 соответственно 50 и 5000 Ом схема с замкнутой петлей обратной связи будет иметь плоскую характеристику с уровнем 40 дБ (коэффициент усиления равен 100) в диапазоне частот от нуля до 300 кГц. Падение этой характеристики начинается на частотах выше 300 кГц. Следовательно, коэффициент усиления этой схемы при замкнутой петле обратной связи полностью находится в заданных допусках.

Входное напряжение. Максимальное значение входного, напряжения не должно превышать паспортного значения максимального входного сигнала. В нашем случае паспортное максимальное значение составляет +10 В и -13 В в то время, как эффективное значение входного сигнала равно 80 мВ или приблизительно 112 мВ для его амплитудного значения ($80 \times 1,4$). Это напряжение значительно ниже максимального значения +10 В. В тех случаях, когда паспортные значения максимального входного сигнала для

положительного и отрицательного напряжений неодинаковы, всегда следует исходить из его наименьшего значения предельного размаха входного сигнала. В нашем случае размах входного сигнала от $+112\text{ мВ}$ до -112 мВ гораздо ниже $+10\text{ В}$. Входной сигнал с нулевой постоянной составляющей может изменяться в пределах от $+10\text{ В}$ до -10 В без опасности повреждения ОУ. Входной же сигнал с постоянной составляющей -2 В можем иметь размах $\pm 11\text{ В}$.

Выходное напряжение. Двойная амплитуда выходного напряжения не должна превышать паспортного значения максимального размаха выходного напряжения (для требуемого входного сигнала и выбранного значения обратной связи). В нашем примере паспортное значение размаха выходного напряжения составляет 23 В (двойная амплитуда), в то время как реальный выходной сигнал равен приблизительно $22,4\text{ В}$ (эффективное значение входного сигнала 80 мВ \times коэффициент усиления $100 =$ выходной сигнал 8000 мВ ; $8000\text{ мВ} \times 2,8 = 22,4\text{ В}$ двойная амплитуда). Таким образом, предварительная оценка максимального выходного напряжения не превосходит паспортного значения.

Однако реальное выходное напряжение зависит от скорости нарастания сигнала, которая в свою очередь определяется емкостью корректирующей цепи. Как следует из приведенных характеристик, при коэффициенте усиления, равном 100 , скорость нарастания составляет 33 В/мкс (или $33\,000\,000\text{ В за }1\text{ с}$). В справочных материалах обычно отсутствуют данные по соотношению между скоростью нарастания и значением корректирующей емкости. Однако скорость нарастания сигнала всегда имеет максимальное значение при наименьшем номинале корректирующей емкости, и можно предположить, что скорость нарастания составит 33 В/мкс при номинале корректирующего конденсатора 700 пФ (который достаточно близок к рекомендованному значению 300 пФ , см. рис. 10.1.3).

Используя приведенные в подписи к рис. 1.2 уравнения, можно вычислить выходное напряжение ОУ. Для максимальной рабочей частоты 300 кГц и предполагаемой скорости нарастания 33 В/мкс амплитуда выходного напряжения составит $33\,000\,000 / (6,28 \times 300\,000)$, или приблизительно 17 В . Таким образом, двойная амплитуда возможного выходного напряжения равна 34 В , что гораздо выше предполагаемого значения $22,4\text{ В}$.

Мощность выходного сигнала. Мощность выходного сигнала обычно рассчитывается исходя из эффективного значения выходной мощности (а не пиковой или двойной амплитуды) и нагрузки на выходе. В нашем примере эффективное значение выходного напряжения составляет 8 В ($80\text{ мВ} \times$ коэффициент усиления $100 = 8000\text{ мВ} = 8\text{ В}$). Активное или полное сопротивление нагрузки выбрано равным 500 Ом , как указано в исходных данных для расчета. Следовательно, выходная мощность составляет $(8)^2 / 500 = 0,128\text{ Вт} = 128\text{ мВт}$.

Полученная мощность выходного сигнала (128 мВт) значительно ниже типового значения выходной мощности ОУ (250 мВт). При этом выходная мощность сигнала 128 мВт плюс рассеиваемая прибором мощность составит 428 мВт , что также ниже паспортного значения (750 мВт) предельной рассеиваемой прибором мощности. Таким образом, ОУ способен развить на нагрузке полную выходную мощность.

Следует отметить, что все оценки выходной мощности обычно производятся на некоторой заданной температуре и в нашем примере она равна 25°C . Предположим, что температура окружающей среды стала 50°C . Тогда в соответствии с температурным коэффициентом $8 \text{ мВт}/^\circ\text{C}$ необходимо значение предельной выходной мощности рассеяния снизить на 200 мВт . При этом предельная рассеиваемая прибором мощность понизится с 750 мВт до 550 мВт . Однако это значение (550 мВт) еще значительно выше предполагаемой мощности, в 428 мВт .

На рис. 10.1.4 показан ОУ, используемый для реализации суммирующего усилителя (который также иногда называется аналоговым сумматором). На такой схеме можно выполнить сложение нескольких напряжений. (суммирование напряжений было одной из основных функций ОУ в аналоговых вычислениях). Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, приведенные ранее, применимы и к суммирующему усилителю, за исключением следующего.

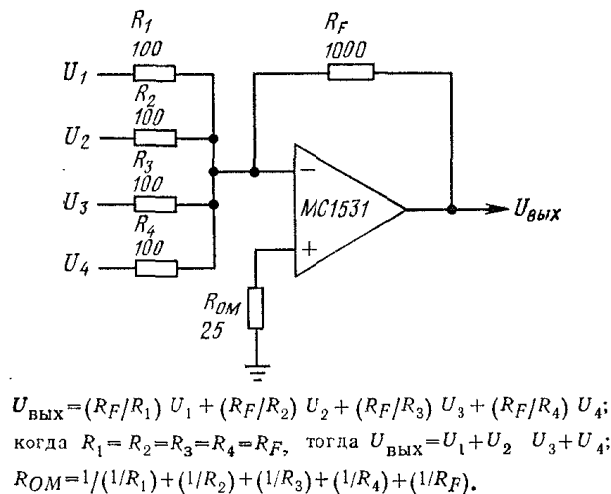


Рисунок 10.1.4 - Схема суммирующего усилителя

Эта схема функционирует в режиме суммирования ряда напряжений с минимальной ошибкой при высоком коэффициенте усиления с разомкнутой петлей обратной связи. Каждому из суммируемых напряжений соответствует один входной зажим. Единственный выходной сигнал схемы представляет собой сумму различных входных напряжений (в нашем случае их число равно четырем), умноженную на некоторый коэффициент усиления схемы. Как правило, коэффициент усиления задается таким образом, чтобы выходной сигнал имел некоторое заданное значение при максимальных напряжениях сигналов на всех входах схемы. В других же случаях номиналы

сопротивлений выбираются исходя из обеспечения единичного коэффициента усиления.

В основу выбора номиналов элементов показанной на рис. 10.1.4 схемы положены следующие соображения. Эффективное значение напряжения каждого из четырех входных сигналов изменяется в пределах от 2 до 50 мВ. Номинальное эффективное же значение выходного сигнала должно быть 1 В, а при полных напряжениях во всех четырех входных каналах не должно превышать 2 В (эффективное значение). Для упрощения процедуры расчета номиналы резисторов $R_1 — R_4$ выбираются одинаковыми, и таким образом, чтобы падение напряжения на каждом из них (при номинальной разности входных токов) было сравнимо с минимальным входным сигналом. Предположим, что в используемом ОУ разность входных токов равна 5 мкА. При этом ток через каждый из резисторов составит 1,25 мкА. Если номиналы резисторов $R_1 — R_4$ выбраны по 100 Ом, то падение напряжения на них составит 125 мкВ, что не превосходит 10 % минимального входного сигнала (2 мВ).

Предельное (или максимально возможное) напряжение сигнала на входе интегральной схемы равно 200 мВ (4×50 мВ). Следовательно, значение сопротивления R_F необходимо выбирать в пределах от 500 до 1000 Ом с тем, чтобы обеспечивалось номинальное (1 В) и максимальное (2 В) выходные напряжения ($200 \text{ мВ} \times 5 = 1 \text{ В}$; $200 \text{ мВ} \times 10 = 2 \text{ В}$). Номинал резистора R_F выбран равным 1000 Ом. Используя приведенное в подписи к рис. 1.4 уравнение, находим, что $R_{\text{ом}} = 25 \text{ Ом}$.

На рис. 10.1.5 и 10.1.6 представлены схемы на ОУ, используемые в качестве интегрирующих усилителей (также называются интеграторами). С помощью этих схем можно осуществить интегрирование различных сигналов (часто прямоугольных колебаний). Выходное напряжение этого усилителя обратно пропорционально постоянной времени цепи обратной связи и прямо пропорционально интегралу от входного напряжения.

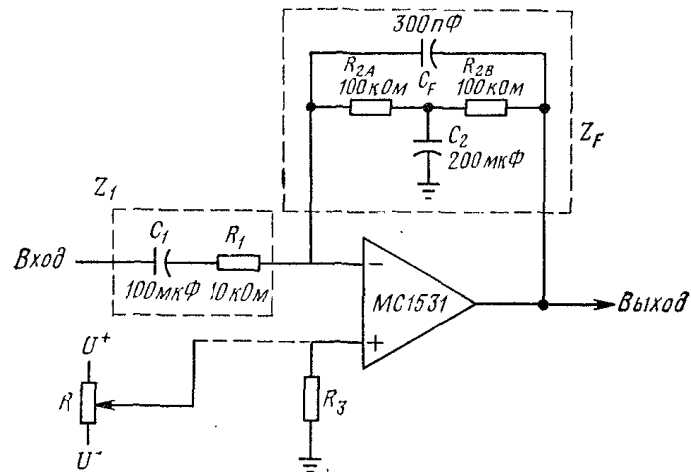
Приведенная на рис. 10.1.5 схема наиболее пригодна в тех случаях, когда интегратор должен функционировать в широком диапазоне частот. Необходимо иметь в виду, что для выбранных номиналов схемы амплитуда выходного сигнала зависит только от его частоты. Для одночастотного входного сигнала наиболее пригодна изображенная на рис. 10.1.6 схема. Как обычно все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, изложенные ранее, применимы и для интегрирующего усилителя, за исключением следующего.

Само значение постоянной времени $R_1 C_F$ должно быть приблизительно равно периоду интегрируемого сигнала, а постоянной времени $R_{\text{шунт}} C_F$ существенно больше (не менее чем на порядок). Следовательно, номинал резистора $R_{\text{шунт}}$ должен быть приблизительно в 10 раз выше, чем у резистора R_1 . Необходимо иметь в виду, что сопротивление $R_{\text{шунт}}$ и емкость C_F образуют частотно-зависимое полное сопротивление (что особенно заметно на низких частотах).

Номиналы элементов изображенной на рис. 10.1.5 схемы выбираются из следующих соображений. Частоты A , B и C равны соответственно $0,016$ и $0,16$ Гц и 5 кГц. Для упрощения процедуры расчета выберем номинал резистора R_1 10 кОм.

Следовательно, из приведенных уравнений получаем, что сопротивления R_2A и R_2B равны 100 кОм. Коэффициент усиления по напряжению этой схемы (рис. 10.1.5) зависит от частоты сигнала. На рис. 10.1.7 приведен график зависимости коэффициента усиления от частоты ОУ типа $MC1531$ фирмы Motorola при использовании указанных на рис. 10.1.5 номиналов внешних элементов.

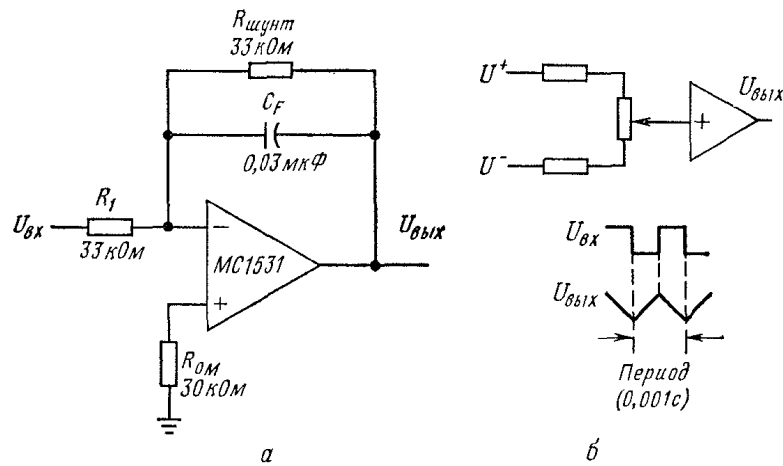
При низком напряжении смещения ОУ его неинвертирующий вход можно подключать к контакту земли через фиксированное сопротивление R_3 . В первом приближении его номинал может быть таким же, как и у резистора R_1 . Если же требуется обеспечить большую точность или напряжение смещения ОУ велико, то можно использовать цепь, построенную на основе потенциометра, как показано на рис. 10.1.5. При таком включении потенциометр отрегулирован таким образом, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжение смещения компенсировалось.



$$R_2A = R_2B = R_1 \times 10, \quad R_3 \text{ см. текст, } R \text{ см. текст};$$

частота A равна нижней частоте ($0,016$ Гц);
 частота B на 1 декаду выше частоты A ($0,16$ Гц);
 частота C равна верхней частоте (5 кГц);
 $C_F = [1/(\text{коэф. усиления} \times \text{частота } C \times 6,28)]/R_1 = 300 \text{ пФ};$
 $C_1 = [1/(6,28 \times \text{частота } B)]/R_1 = 100 \text{ мкФ}.$
 $C_2 = [2/(6,28 \times \text{частота } A)]/R_2A = 200 \text{ мкФ};$

Рисунок 1.5 - Широкополосный интегрирующий усилитель (интегратор)



$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &\approx (1/R_1 C_F) \int U_{\text{вх}} \Delta \text{ время}; \quad R_1 \times C_F \approx \\
 &\approx \text{период интегрируемого сигнала}; \\
 C_F &\approx \text{период}/R_1; \quad R_{\text{шунт}} \approx 10 \times R_1; \\
 R_{\text{ом}} &\approx R_1 R_{\text{шунт}} / (R_1 + R_{\text{шунт}}); \\
 U_{\text{вых}} &\text{сдвинуто на } 90^\circ \text{ относительно } U_{\text{вх}}
 \end{aligned}$$

Рисунок 1.6 - Одночастотный интегрирующий усилитель (интегратор)
а - схема усилителя, б - альтернативная схема включения входного сопротивления смещения, в - типовая форма сигнала

В изображенной на рис. 10.1.6 схеме номинал резистора R_1 выбирается исходя из входного тока смещения и падения напряжения на нем. Полагая входной ток смещения равным 5000 нА , при номинале резистора R_1 33 кОм падение напряжения на нем составит приблизительно 165 мВ , что равно 10% от напряжения $1,65 \text{ В}$. Таким образом, при таком номинале резистора R_1 (33 кОм) можно использовать входные сигналы с напряжением $1,65 \text{ В}$ и выше.

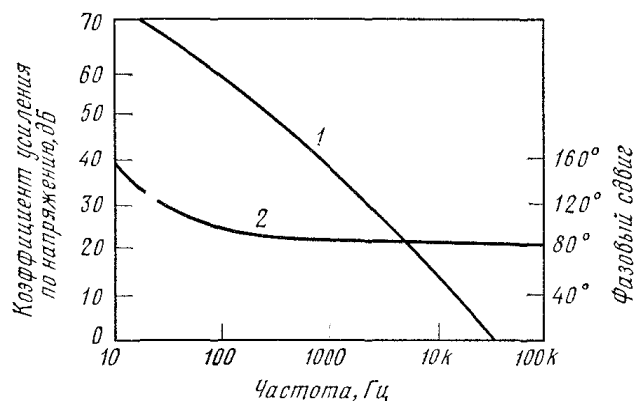


Рисунок 10.1.7 - Частотная характеристика интегратора на ОУ типа MC1531:
1 — коэффициент усиления, 2 — фаза

Значение постоянной времени $R_1 C_F$ должно быть приблизительно равно периоду интегрируемого сигнала, а постоянной времени $R_{\text{шунт}} C_F$ существенно больше (не менее чем на порядок). Таким образом, номинал резистора $R_{\text{шунт}}$ должен быть приблизительно в 10 раз выше, чем у резистора R_1 . Следует отметить, что сопротивление $R_{\text{шунт}}$ и емкость C_F образуют

частотно-зависимое полное сопротивление (т.е. это полное сопротивление наиболее заметно на низких частотах).

Предположим, что показанная на рис. 10.1.6 схема должна использоваться как интегратор прямоугольных колебаний с частотой 1 кГц . При этом период колебаний составляет приблизительно $0,001 \text{ с}$. Можно использовать произвольные номиналы резистора R_I и конденсатора C_F при условии, что значение постоянной времени $R_I C_F$ составляет приблизительно $0,001$. Если номинал резистора R_I равен 33 кОм , то необходимо выбрать конденсатор C_F в $0,03 \text{ мкФ}$. Тогда номинал резистора $R_{\text{шунт}}$ должен быть по крайней мере не ниже 330 кОм . Следует отметить, что резистор $R_{\text{шунт}}$ предназначен для обеспечения обратной связи. Обратная связь необходима для того, чтобы не происходило постоянного заряда конденсатора C_F напряжением смещения (что может привести к ограничению в усилителе). Если же напряжение смещения мало или его можно минимизировать с помощью включения в схему резистора $R_{\text{ом}}$, то можно не использовать сопротивление $R_{\text{шунт}}$. Резистор $R_{\text{шунт}}$ может служить причиной ограничения коэффициента усиления на очень низких частотах. Однако на частотах выше 15 Гц влиянием этого сопротивления можно пренебречь (поскольку параллельно ему включена емкость C_F). Если же требуется обеспечить большую точность, в частности на низких частотах, то входное сопротивление смещения $R_{\text{ом}}$ можно заменить на реализованную на потенциометре цепь, как это показано на рис. 10.1.6. В этом включении потенциометр R отрегулирован таким образом, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжение смещения компенсировалось.

На рис. 10.1.8 показана схема на ОУ, используемая в качестве дифференцирующего усилителя (или дифференциатора). С помощью этой схемы можно осуществлять дифференцирование различных сигналов (обычно прямоугольных колебаний или пилообразных и наклонных колебаний). Выходное напряжение усилителя обратно пропорционально постоянной времени цепи обратной связи и прямо пропорционально скорости изменения входного напряжения.

Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, приведенные ранее, применимы и к дифференцирующему усилителю, за исключением следующего.

Значение постоянной времени $R_F C_I$ должно быть приблизительно равно периоду дифференцируемого сигнала. В реальных разработках значение этой постоянной времени выбирается с помощью метода проб и ошибок до получения разумного уровня выходного сигнала.

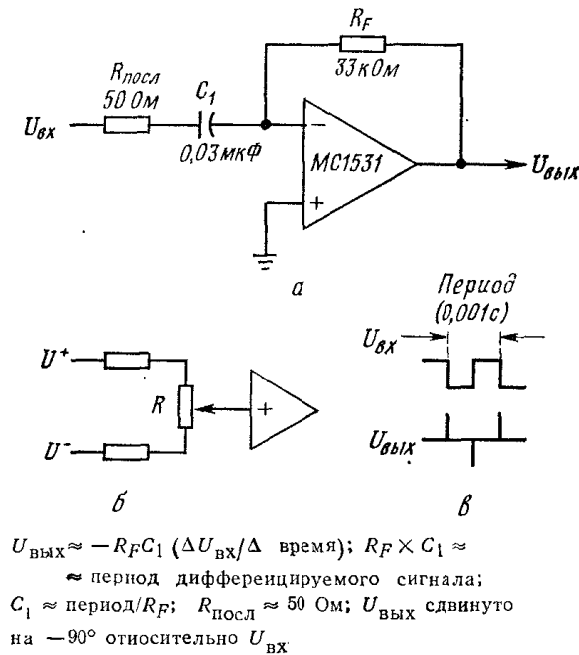


Рисунок 1.8 - Схема дифференцирующего усилителя (дифференциатор):
а — схема усилителя, б — альтернативная схема включения входного сопротивления смещения, в — типовая форма сигнала;

Основной проблемой, с которой сталкиваются при разработке дифференцирующих усилителей, является то, что при увеличении частоты сигнала возрастает и коэффициент усиления схемы. Вследствие этого дифференциаторы наиболее восприимчивы к высокочастотным шумам. От этого можно избавиться классическим способом, а именно включив последовательно с входным конденсатором небольшой резистор (порядка 50 Ом); при этом коэффициент усиления схемы на высоких частотах уменьшится. Добавление в схему этого резистора дает более правильную реализацию функции дифференцирования, поскольку последовательно включенные сопротивление и входной конденсатор всегда добавляются к полному сопротивлению источника сигнала.

В некоторых случаях дифференциатор можно очень удачно использовать для обнаружения искажений или высокочастотных шумов в исходном сигнале. Часто дифференциатор позволяет выявить скрытую информацию, которую трудно обнаружить в самом сигнале. Это происходит вследствие того, что при дифференцировании незначительные изменения крутизны входного сигнала вызывают существенные колебания уровня выходного сигнала. Наглядным примером полезности этого свойства дифференциатора является его использование для определения линейности формы пилообразного напряжения развертки. Любая нелинейность этого сигнала приводит к изменению его наклона. В результате дифференцированная форма сигнала достаточно четко указывает участки нелинейности. Однако необходимо указать, что для повторяющегося сигнала с различной крутизной нарастания и спада, можно увидеть ложную форму сигналов.

Номиналы элементов показанной на рис. 10.1.8 схемы выбраны исходя из того, что требуется продифференцировать сигналы с частотой 1 кГц . При этом их период составляет $0,001 \text{ с}$. Можно использовать произвольные номиналы конденсатора C_I и резистора R_F при условии, что значение постоянной времени $R_F C_I$ составляет приблизительно $0,001$. В качестве первого ориентировочного значения можно использовать такие же номиналы этих элементов, как и в интеграторе, даже и в том случае, если эти элементы поменять местами. Следовательно, конденсатору с номиналом $0,03 \text{ мкФ}$ соответствует резистор в 33 кОм . Номинал резистора $R_{\text{осл}}$ (если он используется) выбирается равным 50 Ом . Необходимо иметь в виду, что сопротивление $R_{\text{осл}}$ и емкость C_I образуют частотно - зависимое полное сопротивление (которое наиболее заметно на высоких частотах).

На рис. 10.1.9 приведена схема на ОУ, используемая как узкополосный усилитель (также называется резонансным усилителем). Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, описанные ранее, применимы и к узкополосному усилителю, за исключением следующего. Коэффициент усиления схемы определяется обычным способом по отношению сопротивлений R_I и R_F . Однако частота максимального коэффициента усиления (частота настройки) определяется резонансной частотой цепи $L_I C_I$. Конденсатор C_I и индуктивность L_I образуют параллельную резонансную цепь, которая подавляет сигналы резонансной частоты. Следовательно, на резонансной частоте сигнал обратной связи имеет минимальное значение (максимальный коэффициент усиления).

Номиналы элементов показанной на рис. 10.1.9 схемы выбираются таким образом, чтобы на резонансной частоте 100 кГц коэффициент усиления составлял 20 дБ . Выбор номинала резистора R_I производится обычным способом исходя из входного тока смещения и падения напряжения. Предположим, что номинал резистора R_I составляет $3,3 \text{ кОм}$. Тогда в качестве $R_{\text{ом}}$ можно использовать резистор с таким же или несколько меньшим номиналом. Для обеспечения коэффициента усиления 20 дБ (при выбранном номинале резистора R_I) номинал резистора R_F должен составлять 33 кОм (или $3,3 \times 10$). Для обеспечения резонансной частоты 100 кГц можно использовать произвольные значения конденсатора C_I и индуктивности L_I . Для частот ниже 1 МГц номинал конденсатора C_I необходимо выбирать в пределах от $0,001$ до $0,01 \text{ мкФ}$. Предположим, что номинал конденсатора C_I составляет $0,0015 \text{ мкФ}$. Используя приведенные в подписи к рис. 10.1.9 уравнения, находим, что значение индуктивности L_I должно составлять приблизительно 1 700 мкГн .

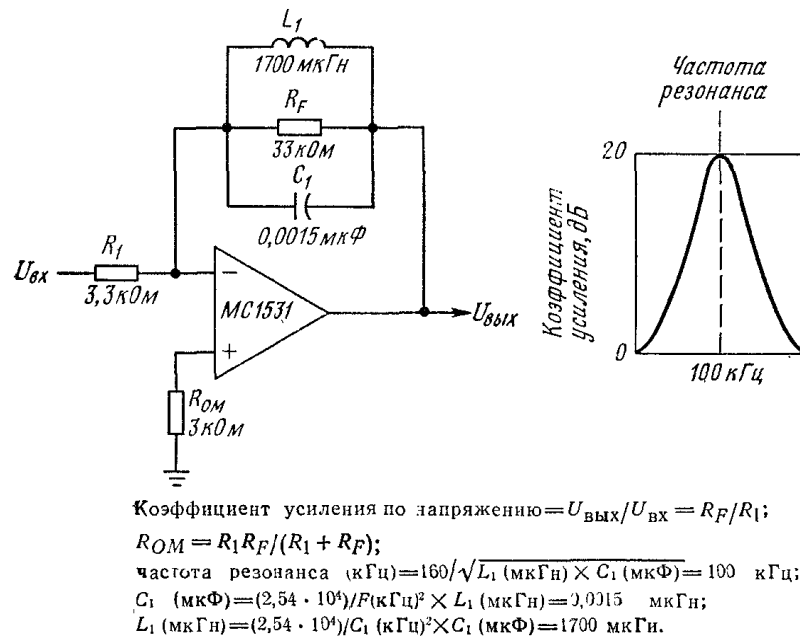


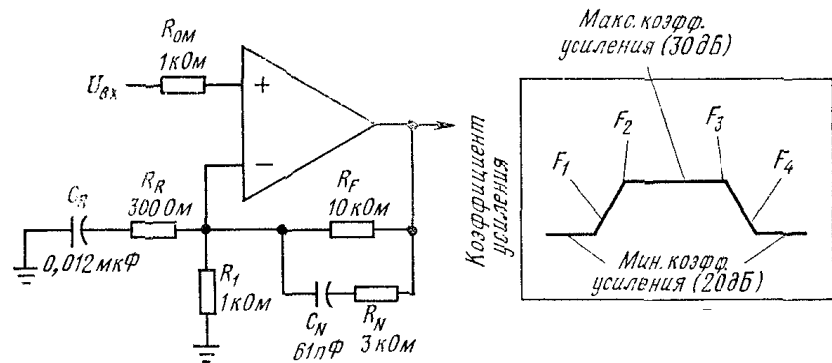
Рисунок 10.1.9 - Узкополосный резонансный усилитель

На рис. 10.1.10 показана схема на ОУ, используемая в качестве широкополосного усилителя. Все описанные ранее рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к широкополосному усилителю, за исключением следующего. Максимальный коэффициент усиления этой схемы определяется отношением сопротивлений R_R и R_F . При этом коэффициент усиления в полосе пропускания или плоской части характеристической кривой определяется как R_F/R_R . Минимальный же коэффициент усиления схемы определяется обычным образом и задается отношением резисторов R_I и R_F . Частоты начала и конца переходной области (на верхнем и нижнем краях частотной характеристики) определяются полными сопротивлениями различных сочетаний элементов схемы, как указано в приведенных в подписи к рис. 10.1.10 уравнениях.

Номиналы элементов показанной на рис. 10.1.10 схемы выбирались таким образом, чтобы эта схема обеспечивала на всех частотах минимальный коэффициент усиления приблизительно 20 дБ, а в полосе пропускания — около 30 дБ. Коэффициент усиления начинает возрастать приблизительно на частоте 10 кГц и достигает уровня 30 дБ на нижней граничной частоте полосы пропускания. Далее полоса пропускания простирается до частоты 200 кГц, где коэффициент усиления начинает снижаться и становится равным 20 дБ на частоте 800 кГц (и выше). Следует отметить, что если в исходном ОУ необходимо реализовать фазокорректирующую цепь, то ее расчет производится исходя из минимального коэффициента усиления 20 дБ (а не по коэффициенту усиления в полосе пропускания 30 дБ).

Номинал резистора R_I рассчитывается обычным образом, т.е. исходя из входного тока смещения и падения напряжения. При номинале резистора R_I 1 кОм, номиналы резисторов R_F и R_R составляют соответственно 10 кОм и 330 Ом. При этом реализуются коэффициенты усиления соответственно 20 и 30 дБ. При практической реализации этой схемы, вероятно, придется снизить

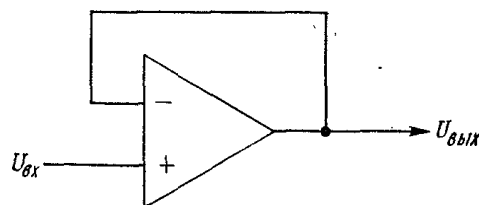
эти ориентировочные номиналы резисторов с тем, чтобы обеспечить требуемое соотношение коэффициентов усиления.



Макс. коэфф. усиления $= R_F/R_R = 30$ дБ; мин. коэфф. усиления $= R_F/R_1 = 20$ дБ;
 $R_N = 30\% R_F = 3$ кОм; $R_{ом} = R_1 = 1$ кОм; $C_R = 1/6,28 F_2 R_R = 0,012$ мкФ;
 $C_N = 1/6,28 F_3 (R_N + R_F) = 61$ пФ; $F_1 = 10/6,28 C_R (R_F + 10 R_R) = 10$ кГц;
 $F_2 = 1/6,28 C_R R_R = 40$ кГц; $F_3 = 1/6,28 C_N (R_N + R_F) = 200$ кГц;
 $F_4 = 40/6,28 \times C_N (40 R_N + R_F) = 800$ кГц; $R_F = R_1 \times \text{мин. коэфф. усил.} = 10$ кОм;
 $R_R = R_F / \text{макс. коэфф. усиления} = 330$.

Рисунок 10.1.10 - Широкополосный усилитель.

На рис. 10.1.11 приведена схема на ОУ, используемая в качестве усилителя с единичным коэффициентом передачи (который также называется повторителем напряжения). Все рассмотренные ранее рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к усилителю с единичным коэффициентом передачи, за исключением следующего. Из этой схемы полностью исключены входное сопротивление и сопротивление обратной связи. В такой структуре входное и выходное напряжения равны между собой (либо выходное напряжение немного ниже). Однако при этом схема обладает очень высоким входным полным сопротивлением, а также очень низким выходным полным сопротивлением, (что следует из приведенных в подписи к рис. 10.1.11 уравнений).



$U_{вых} = U_{вх}$; $Z_{вх}$ (замкнутая петля) \approx
 \approx (коэффициент усиления с разомкнутой петлей \times
 $\times Z_{вх}$) ИС с разомкнутой петлей;
 $Z_{вых}$ (замкнутая петля) $\approx Z_{вых}$ ИС с разомкну-
 той петлей/коэффициент усиления с разомкнутой петлей.

Рисунок 10.1.11 - Основная схема усилителя с единичным коэффициентом передачи на ОУ (повторитель напряжения)

Фактически входное полное сопротивление ОУ умножается, а выходное полное сопротивление делится на коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи. Например, если интегральный ОУ имеет

следующие параметры: коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи 1000 (60 дБ), выходное полное сопротивление 200 Ом, входное полное сопротивление 15 кОм, то приведенная на рис. 1.11 схема обеспечивает выходное полное сопротивление $0,2$ Ом ($200 / 1000$) и входное полное сопротивление 15 МОм ($1000 \times 15\ 000$). Необходимо иметь в виду, что коэффициент усиления без обратной связи является частотно-зависимым. Следовательно, полные сопротивления при замкнутой петле обратной связи также меняются в зависимости от частоты сигнала.

Другая особенность такого включения ОУ, которую иногда упускают из виду, связана с необходимостью подачи на него входного тока смещения. В обычных схемах это смещение формируется с помощью входных сопротивлений. В изображенной на рис. 10.1.11 схеме входное смещение должен обеспечивать источник сигнала. При этом может измениться входное полное сопротивление.

Приведенной на рис. 10.1.11 схеме присуща еще одна особенность, а именно общее входное напряжение представляет собой синфазное напряжение, т.е. напряжение равно общему входному напряжению, которое присутствует на двух входных зажимах. Если бы входной сигнал состоял из больших постоянной и переменной составляющих, то возникает опасность что будет превышен диапазон допустимых синфазных напряжений. Одно из решений этой проблемы заключается в использовании емкостной связи при подаче входного сигнала на неинвертирующий входной зажим. При этом на нем отсутствует постоянное напряжение, а к входным зажимам прикладывается только сам сигнал. Такое решение проблемы синфазного сигнала связано с введением в схему дополнительного резистора, включенного между неинвертирующим входом и земляным зажимом. Это сопротивление создает путь для протекания входного тока смещения. Однако оно также определяет и входное полное сопротивление самого ОУ. Если значение этого сопротивления достаточно велико, то и падение напряжения на нем (как входное, так и выходное), создаваемое входным током смещения, также велико.

Некоторые фирмы - изготовители рекомендуют использовать сопротивления (равных номиналов) и в петле обратной связи, и в цепи входного неинвертирующего зажима. При этом коэффициент усиления также равен единице и схема функционирует как повторитель напряжения источника сигнала. Однако тогда входное и выходное полные сопротивления определяются (в основном) номиналами этих сопротивлений, а не характеристиками самого ОУ, как в случае приведенной на рис. 10.1.11 схемы.

Подовження слідує ...

РЕКОМЕНДУЄМА ПО ДИСЦИПЛІНІ ЛІТЕРАТУРА

1. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники: в 3-х томах. Пер. с англ.- 4-е изд.- М.: Мир, 1113.
2. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника: Справочник: Пер. с нем.- М.: Мир, 1182.
3. Схемотехника ЭВМ. / Под ред. Г.Н. Соловьева. - М.: Высш. шк., 1185.
4. Д.В. Игумнов, Г.В. Королев, И.С. Громов. Основы микроэлектроники.- М.: Высш. шк., 1111.
5. Е.А. Зельдин. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре.- Л.: Энергоатомиздат, 1186.
6. Н.А. Авдеев, Ю.Е. Наумов, В.Т. Фролкин. Основы микроэлектроники.- М.: Радио и связь, 1111.
7. Л.М. Гришина, В.В. Павлов. Полевые транзисторы. - М.: Радио и связь, 1182.
8. Б.В. Малин, М.С. Сонин. Параметры и свойства полевых транзисторов. - М.: Энергия, 1167.
9. В.С. Гутников. Интегральная электроника в измерительных устройствах.- 2-е изд.- Л.: Энергоатомиздат, 1188.
10. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / С.В. Якубовский и др.; Под ред. С.В. Якубовского. - М.: Радио и связь, 1110.
11. М.Х. Джонс. Электроника - практический курс. - М.: Постмаркер, 1111.- 528с.
12. П. Гарет. Аналоговые устройства для микропроцессоров и мини ЭВМ: Пер. с англ. под ред. М.В. Гальперина. -М.: Мир, 1181.
13. Е.А. Зельдин. Импульсные устройства на микросхемах. -М.: Радио и связь, 1111.- 160с.
14. А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. Применение прецизионных аналоговых ИС.- М.: Сов. радио, 1180.
15. В.Л. Шило. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. - М.: Радио и связь, 1187.
16. Б.Г. Федорков, В.А. Телец. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение.- М.: Энергоатомиздат, 1110.
17. Интегральные микросхемы: Справочник. Под ред. Б.В. Тарабрина. - М.: Радио и связь, 1183.
18. Ю.М. Кутыркин, А.В. Нефедов, А.М. Савченко. Зарубежные интегральные микросхемы широкого применения: Справочник.-М.: Энергоатомиздат, 1184.
19. И.П. Степаненко. Основы микроэлектроники. - М.: Сов. радио, 1184.
20. А.Г. Алексеенко, И.И. Шагурин. Микросхемотехника. – М.: Радио и связь, 1110 - 416с.
21. Ф.А. Ткаченко. Техническая электроника. – Мн.: Дизайн про, 2002 – 368с.
22. Н.А. Аваев, В.В. Наумов, В.Т. Фролкин. Основы микроэлектроники. –М.: Радио и связь, 1111 – 288с

23. С.В. Якубовский, Д.И. Ниссельсон, В.И. Кулешов и др. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. – М.: Радио и связь. 1110 – 416с.
24. Ю.Ф. Опадчий др. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс) Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000-768с.
25. Е.П. Угрюмов. Цифровая схемотехника.- СПб.: БХВ - Петербург, 2001.- 528 с.
26. И.Е. Ефимов, И.Я. Козырь, Ю.И. Горбунов. Микроэлектроника: Проектирование, виды микросхем, функциональная микроэлектроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов.- 2-е изд., перераб. и доп.- М.: Высшая школа, 1187.- 416 с.
27. О.Н. Лебедев, А.И. Мирошниченко, В.А. Телец Изделия электронной техники. Цифровые микросхемы. Микросхемы памяти. Микросхемы ЦАП и АЦП.: Справочник / Под ред. А.И. Ладика и А.И. Сташкевича.- М.: Радио и связь, 1114.- 248 с.
28. А.Д. Закревский Логический синтез каскадных схем.- М.: Наука, 1181.- 416 с.
29. И.С. Потемкин Функциональные узлы цифровой автоматики.- М.: Энергоатомиздат, 1188.- 320 с.
30. «ТОЭ», Л.А. Бессонов.
31. «Теория линейных электрических цепей». А.Р. Неймон., К.С. Демирчян.
32. «Основы теории цепей», Г.И. Атабеков.

Укладачі:

Надточий Володимир Валентинович



Лабораторні роботи

з дисципліни:

«Схемотехніка»

Підписано до друку _____.2008. Формат 30х42/4.
Папір офсетний. Різографія. Ум. друк. арк. г _____.
Обл. вид. арк. _____. Тираж ____ прим. Зам. № ____

Національний гірничий університет
41005, м. Дніпропетровськ, просп. К.Маркса, 11.

Файл: LabRab-Shemo-CM-06_10л
Каталог: D:\NVV\2008_Vesna\Kurs_Shemotehnika-2008\Lab_rab
Шаблон: C:\Documents and Settings\NVV\Application
Data\Microsoft\Шаблоны\Normal.dotm
Заголовок: Shemotehnika
Содержание: Lab. raboti
Автор: Nadtochiy VV
Ключевые слова:
Заметки:
Дата создания: 05.03.2008 15:17:00
Число сохранений: 52
Дата сохранения: 05.05.2008 9:36:00
Сохранил: Надточий
Полное время правки: 301 мин.
Дата печати: 24.03.2010 13:17:00
При последней печати
 страниц: 194
 слов: 51 161 (прибл.)
 знаков: 291 622 (прибл.)