

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«НАДВИСОКОЧАСТОТНІ КОМУТАТОРИ І ВИМИКАЧІ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-206,
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Рокицький О.А.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

Савицький А.Ю.

(прізвище та ініціали)

«11» 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ

Михалевський Д.В.

(прізвище та ініціали)

«11» 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

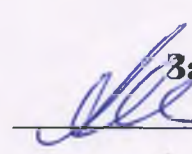
д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«12» 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
 **Завідувач кафедри ІРТС**
Олександр ОСАДЧУК
15 березня 2024 року

ЗАВДАННЯ **НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Рокицькому Олександрю Анатолійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Надвисокочастотні комутатори і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором»

керівник роботи Савицький Антон Юрійович, к.т.н., доц., доц. каф. ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “11”03 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи 07 06 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: робоча частота 17,1 ГГц; коефіцієнт підсилення сигналу у ввімкненому стані 3дБ; коефіцієнт невзаємності 10 дБ; внесене згасання при вимкненому стані 42дБ; розв'язка між одночасно ввімкненими каналами 10дБ, розв'язка при одному вимкненому 30дБ; хвильовий опір 50 Ом.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз способів побудови НВЧ комутаторів. Розроблення НВЧ комутаторів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Експериментальні дослідження. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Кулон-вольтні характеристики. Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу з урахуванням еквівалентної схеми. Частотна залежність затухання L , утворюваного ключем в режимі “відкрито”. Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу в режимі “закрито” з компенсуючим опором R . Еквівалентна схема ключа з паралельним включенням С-негатрона N-типу в режимі “відкрито” та “закрито”. Еквівалентна схема навантаженого ключа з паралельним ввімкненням С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу в режимі “відкрито”. Коефіцієнт передачі по напрузі. Блок схема НВЧ – комутатора на два канали. Схема (кола живлення не показані) невзаємного однорезонаторного НВЧ комутатора. Амплітудно-частотна характеристика невзаємного однорезонаторного НВЧ комутатора.

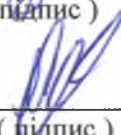
6. Консультанти розділів роботи:

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	к.т.н., доцент, доцент каф. ІРТС Савицький А.Ю.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 12.03. 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2024-28.02.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2024-10.03.2024	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	11.03.2024-31.03.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2024-06.05.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2024-18.05.2024	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2024-22.05.2024	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2024-28.05.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2024-05.06.2024	
9.	Нормоконтроль	06.06.2024-07.06.2024	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	08.06.2024-10.06.2024	
11.	Захист БДР ЕК	11.06.2024-13.06.2024	

Студент  Рокицький О.А.
(підпис)Керівник роботи  Савицький А.Ю.
(підпис)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Рокицький О.А. Надвисокочастотні комутатори і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Бакалаврська дипломна робота – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 79 с. Українською мовою. Бібліогр.: 43. назв; Рис.: 19.

У бакалаврській дипломній роботі розроблені та досліджені надвисокочастотні комутатори і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Розглянуто принцип побудови радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Наведено результати аналізу схемотехнічних рішень надвисокочастотних комутаторів і вимикачів, досліджені їх основні переваги та недоліки. Отримані результати теоретичного дослідження широкосмугового комутатора на основі польової транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором та здійснено його моделювання в програмі AWR Design Environment.

Ключові слова: надвисокочастотний, комутатор, вимикач, транзисторні схеми, від'ємний диференційний опір.

ABSTRACT

Rokytskyi O.A. Ultra-high-frequency switches and switches on the basis of transistor circuits with negative differential resistance. Bachelor's thesis - Vinnytsia: VNTU, 2024. 79 p. In Ukrainian. Bibliography: 43. titles; Figures: 19.

In his bachelor's thesis, he developed and studied ultra-high-frequency switches and switches based on transistor circuits with negative differential resistance. The principle of construction of radio engineering devices and telecommunication means based on transistor circuits with negative differential resistance is considered. The results of the analysis of circuit solutions of ultra-high-frequency switches and switches are presented, their main advantages and disadvantages are investigated. The results of a theoretical study of a broadband switch based on a field-effect transistor circuit with negative differential resistance are obtained and its modelling in the AWR Design Environment software is carried out.

Keywords: ultra-high frequency, switch, switch, transistor circuits, negative differential resistance.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 АНАЛІЗ СПОСОБІВ ПОБУДОВІ НВЧ КОМУТАТОРІВ	8
1.1 Керуючі елементи НВЧ комутаторів	8
1.2 Активні НВЧ фільтри на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором як базові елементи резонансних комутаторів	12
1.3 Схемотехнічні рішення побудови взаємних НВЧ комутаторів	15
1.4 Схемотехнічні рішення побудови невзаємних НВЧ комутаторів.....	22
2 РОЗРОБЛЕННЯ НВЧ КОМУТАТОРІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ	29
2.1 Розробка та дослідження аналогових ключів з послідовним включенням транзисторної схеми з ВАХ N-типу	29
2.2 Дослідження аналогового ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу.....	40
3 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	48
3.1 Розробка топології плати та блок-схема невзаємного активного НВЧ комутатора	48
3.2 Моделювання невзаємного активного НВЧ комутатора	49
4 ОХОРОНА ПРАЦІ.....	52
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	52
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	55
4.3 Пожежна безпека.....	60
ВИСНОВКИ.....	63
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	65
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	70
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи.....	77

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні засоби телекомунікацій базуються на різних елементів. А тому в бакалаврській дипломній роботі розглянеться принцип та побудова телекомунікаційних пристроїв на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Зокрема детально досліджені НВЧ комутатори на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.

Комутатор призначений для виділення з складного коливання частотних складових, розташованих в заданій області частот, а придушення частотних складових, розташованих в іншій, також заданої області частот. В даний час НВЧ розробляються як на основі діодів з негативним опором (діодні НВЧ пристрої), так і на основі біполярних і польових транзисторів (транзисторних НВЧ пристроїв). Якщо значення коефіцієнта передачі НВЧ пристрою в прямому і зворотному напрямі рівні, пристрій називають взаємним. При невиконанні цієї умови НВЧ пристроїв відносять до групи невзаємних чотириполюсників. В даній роботі буде також досліджено схемотехнічні рішення побудови взаємних НВЧ комутаторів та схемотехнічні рішення побудови невзаємних НВЧ комутаторів.

Метою роботи є розроблення та дослідження надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором, що мають підвищений коефіцієнт корисної дії.

Об'єктом дослідження є процес перетворення енергії спектрального складу сигналів у надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором, які мають підвищений коефіцієнт корисної дії.

Предмет дослідження – амплітудно-частотні характеристики каскадів надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором, які мають підвищений коефіцієнт корисної дії.

Для досягнення поставленої мети в бакалаврській дипломній роботі розв'язані такі задачі:

1. Зробити аналітичний огляд літератури.
2. Розробити електричні схеми надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.
3. Розробити математичні моделі надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.
4. Зробити комп'ютерне моделювання.
5. Розробити розділ з безпеки життєдіяльності.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: рівнянь теорії мікрохвильових пристроїв; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку лінійних електричних кіл; теорії комп'ютерного моделювання радіотехнічних пристроїв.

Наукова новизна одержаних результатів

Удосконалено математичні моделі надвисокочастотні комутатори і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.

Практичне значення одержаних результатів

- Розроблено електричні схеми та конструкції надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.

- Отримано нові результати модельних досліджень надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, 4 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 АНАЛІЗ СПОСОБІВ ПОБУДОВІ НВЧ КОМУТАТОРІВ

1.1 Керуючі елементи НВЧ комутаторів

При створенні НВЧ пасивних і низькочастотних РС активних аналогових керованих РС-комутаторів як елементи, що управляють, використовуються електрично керовані індуктивності L і ємності C . Застосування для цих цілей активних опорів R є небажаним, оскільки веде до зниження добротності пасивного і зменшенню стабільності активного РС-комутаторів. У НВЧ пасивних дискретно керованих фільтрах використовуються електрично керовані активні опори, що дозволяє збільшити діапазон управління D_y , але веде до зниження вибіркової фільтру. Наявність в керованому НВЧ АФ негативного речовинного іммітансу $ReW^{(-)}$ дозволяє не тільки зберегти потрібну вибірку фільтру при використанні як елемент активного опору, що управляє, але і здійснювати управління параметрами шляхом зміни $ReW^{(-)}$. Тому як елементи НВЧ АФ, що управляють, використовуються як активні, так і реактивні LC-елементи [1-2].

У діапазоні НВЧ одержали застосування наступні елементи, що управляють: варикапи р-і-п діоди, лавинно-пролітні діоди (ЛПД), сегнетоелектрики, ферити, біполярні і польові транзистори. Їх можна розділити по числу електродів на двоелектродні (варикапи, р-і-п діоди, сегнетоелектрики, ферити, ЛПД) і трьохелектродні (біполярний і польовий транзистори). Наявність третього електроду декілька ускладнює схему управління, та зате розширює функціональні і схемотехнічні можливості елементу, що управляє. Залежно від виду сигналу F_y , що управляє, всі елементи, що управляють, діляться на керовані напругою $U_{кер}$ (варикап, сегнетоелектрик, польовий транзистор) і струмом $I_{кер}$ (р-і-п діод, ферит, біполярний транзистор, ЛПД). Крім того, параметрами біполярного транзистора і ЛПД можна управляти шляхом зміни напруги зворотно зміщеного р-п переходу. З погляду електричних характеристик перевага віддається елементам, що управляють, керованою напругою

$U_{\text{кер}}$ оскільки при цьому в ланцюзі управління звичайно протікають струми менше 10^{-6} А. Вони, як правило, володіють і більшою швидкістю, ніж елементи, що управляють, з управлінням струмом $I_{\text{кер}}$.

Теорія і практика застосування двоелектродних керівників елементів широко висвітлена у вітчизняній літературі. Тому розглянемо параметри елементів, що управляють, на базі транзисторних УПІ. Вони можуть використовувати як одно каскадні, так і багато каскадні УПІ, а також їх комбінації з двоелектродними елементами, що управляють. Використовуючи різні схеми включення біполярного і польового транзисторів, можна реалізувати 24 типу одно каскадних керівників елементів. Найбільший практичний інтерес представляють елементи, що управляють, володіють динамічним негативним опором. Широке практичне застосування одержали три види елементів, що управляють: УПІ_к із закороченим по змінному струму вхідним ланцюгом (рис. 1.1,а), УПІ_к із закороченим по постійному струму вхідним ланцюгом (рис. 1.1,в), УПІ_к з розімкненим по змінному струму вхідним ланцюгом (рис. 1.1,е). Елементи перших двох видів, що управляють, володіють динамічним негативним опором на частотах $f < f_{\text{макс}}$, а елемент третього вигляду, що управляє, – на частотах $f > f_{\text{макс}}$.

Повний опір елементу першого вигляду, що управляє, в діапазоні частот $f < 0,5f_T$ де, рівно $Z_{\text{вих.к}} = r_B(1-h_{21})$. З останньої формули видно, що здійснюється зворотне перетворення омичного опору бази r_B . Зміна робочої точки транзистора трохи змінює цей опір, але веде до істотної зміни коефіцієнта конверсії $(1-h_{21})$. При наближенні до межі пробією виникає лавинне множення носіїв струму в колекторному переході ($h_{210} > 1$) і при коефіцієнті лавинного множення $M_{\text{л}} > 2/h_{210}(1-\omega C_k r_B)$ маємо $\text{Re}Z_{\text{вих.к}} < 0$ (рис. 1.1,б). Як видно з графіка, зміною напруги на колекторному переході $U_{\text{КБ}}$ можна управляти повним опором цього елементу, що управляє, від позитивних до негативних значень. Недолік розглянутого керівника елементу - його низькі температурна стабільність і надійність, властиві всім напівпровідниковим приладам, які

працюють в лавинному режимі. Використання точкових транзисторів, у яких в номінальному режимі $h_{210} > 1$, дозволяє реалізувати елементи, що управляють, з аналогічними властивостями без використання режиму лавинного множення.

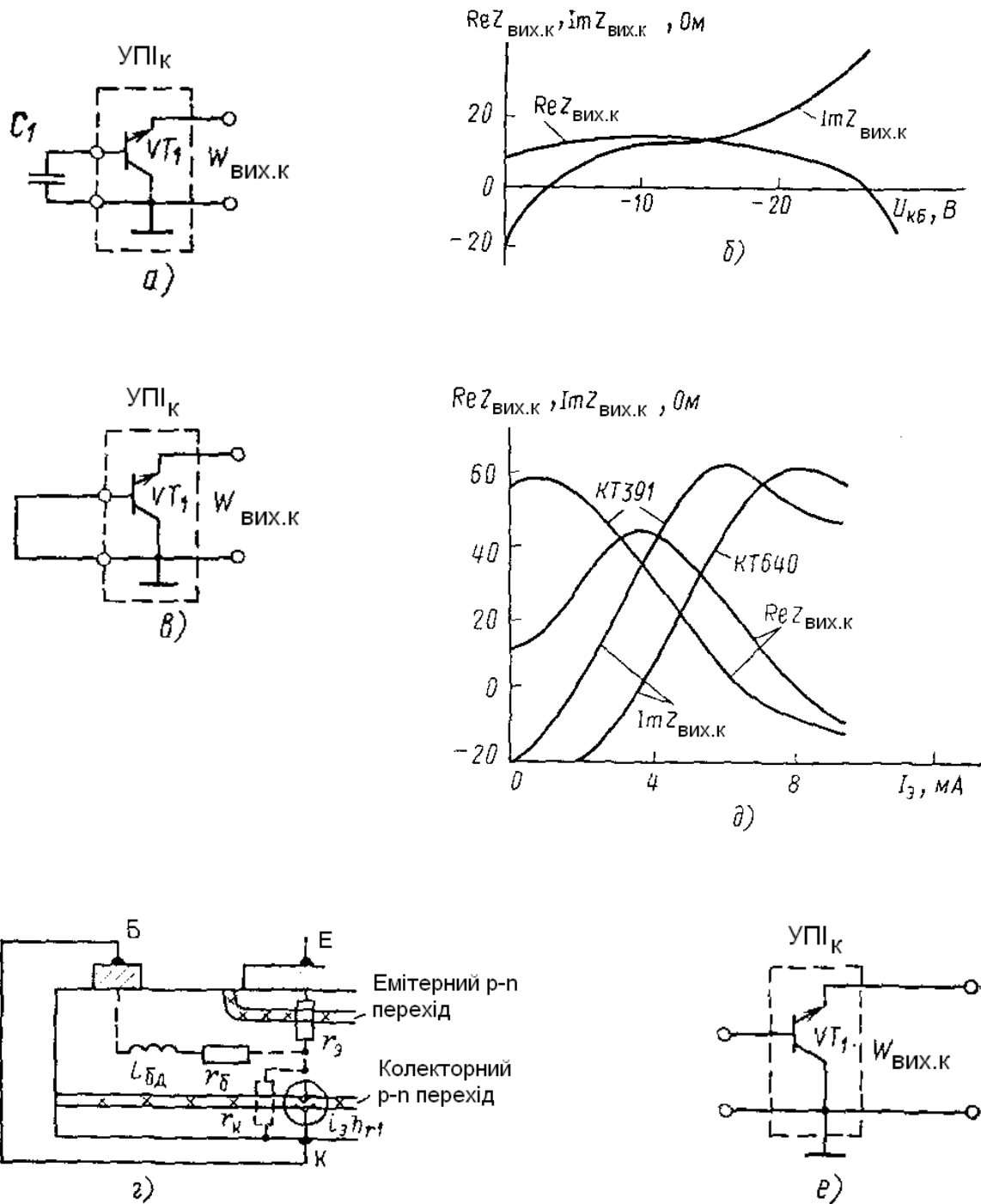


Рисунок 1.1 - Керуючі елементи (а, в, г, е) на базі одно каскадних транзисторів та їх характеристики (б, д)

У елементі другого вигляду (рис. 1.1,в), що управляє, внаслідок заколючування виводів бази і колектора зростає ширина бази W_6 транзистора. При високому рівні інжекції повний опір бази $Z_6 = r_B + j\omega L_{B\delta}$ стає індуктивним. Оскільки виведення бази сполучене з виведенням колектора, той опір Z_6 виявляється включеним паралельно колекторному переходу (рис. 1.1,г) і перетворюється в повний опір вихідного ланцюга транзистора (рис. 1.1,д). Таким чином, розглянутий елемент володіє властивостями елементу першого вигляду, що управляє, але не використовує режим лавинного множення, що підвищує його температурну стабільність і надійність. Недолік цього елементу — необхідність забезпечувати режим високого рівня інжекції, що веде до зростання потужності, що витрачається на управління (більше 10 мВт при використанні транзистора типу КТ371А).

У елементі третього вигляду (рис. 1.1,е), що управляє, унаслідок розриву по змінному струму ланцюга бази транзистора поява динамічного негативного опору між виводами транзистора можливо тільки на частотах, лежачих вище за його максимальну частоту генерації $f_{\text{макс}}$. У елементі, що такому управляє, відбувається зворотне перетворення опору бар'єрної місткості колекторного переходу $1/\omega C_K$ в повний опір вихідного ланцюга УПІ_к. Найбільша крутизна управління перетвореним опором $Z_{\text{вих.к}}$ спостерігається при зміні напруги яке впливає як на коефіцієнт конверсії $(1-h_{21})$ так і на значення перетворюваного опору $-j/\omega C_K$. Зміна струму емітера I_e не впливає на значення C_K , а впливає тільки на параметр $(1-h_{21})$, що обмежує діапазон зміни перетвореного іммітансу $Z_{\text{вих.к}}$.

Розглянуті види однокаскадних керівників елементів істотно змінюють свою добротність в діапазоні регулювання керованого параметра, що є їх недоліком. Але реалізація елементу, що управляє, з використанням тільки одного УПІ забезпечує їх високу технологічність.

1.2 Активні НВЧ фільтри на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором як базові елементи резонансних комутаторів

Електричним фільтром називається лінійний чотирьополіусник, призначений для виділення з складного коливання частотних складових, розташованих в заданій області частот, а придушення частотних складових, розташованих в іншій, також заданій області частот. Фільтри, які містять активні елементи (транзистори, діоди з негативним опором), є активними. Фільтри, призначені для роботи на частотах від 300 МГц до 300 ГГц, відносяться до надвисокочастотних. Активні фільтри цього діапазону частот називають НВЧ активними фільтрами (НВЧ АФ) [3-6].

У літературі, присвяченій частотно-виборчим ланцюгам, немає чіткого розмежування між активними фільтрами і виборчими підсилювачами. Наприклад під активними фільтрами розуміють пасивні виборчі RLC-ланцюги в поєднанні з електронними (звичайно транзисторними) підсилювачами. Аналогічно визначаються і резонансні підсилювачі. Наприклад, резонансним називається підсилювач, що містить виборчі ланцюги. Що є неоднозначність у визначенні цих пристроїв призводить до того, що методи розрахунку виборчих підсилювачів використовуються для розрахунку активних фільтрів, що не завжди виправдано, оскільки ряд вимог, що пред'являються до активних фільтрів і виборчих підсилювачів, різний. Наприклад, модуль коефіцієнта передачі виборчого підсилювача на квазірезонансній частоті K_0 повинен бути більше одиниці. Ця вимога не є обов'язковою для активного фільтру. Він може мати $K_0 \geq 1$ і $K_0 \leq 1$. При розрахунку виборчих підсилювачів не завжди задається модуль коефіцієнта передачі (загасання) поза смугою пропускання, що є обов'язковим при розрахунку активних фільтрів.

Перш за все відзначимо, що активний фільтр є функціонально закінченим електронним пристроєм, основне призначення якого — забезпечити необхідну форму амплітудно-частотної характеристика (АЧХ). Форма АЧХ реалізується як пасивними, так і активними елементами. Враховуючи, що мо-

дуль коефіцієнта передачі активного фільтру може бути як більше, так і менше одиниці, його слід віднести до групи квазіактивних пристроїв, оскільки до нього не завжди застосуємо відомий принцип активності багатополюсників. Відповідно до цього принципу багатополюсник M називається активним, якщо для будь-якого кінцевого часу t енергія сигналу, що поступає в цей багатополюсник, негативна: $E_a(t) = \int_{-\infty}^t X^T(\tau)Y(\tau)d\tau < 0$ для всіх $(X, Y) \in M$, де X, Y — вектори вхідної і вихідної функцій багатополюсника; τ — тимчасова координата.

В той же час на відміну від багатополюсника на пасивних елементах, в якому енергія $E_n(t) \geq 0$, що поступає в активний фільтр $E_{a,\phi}(t) < E_n(t)$. Для підсилювача завжди справедливо нерівність $E_y(t) < 0$. Враховуючи, що $E_y(t) < E_n(t)$, за енергетичною ознакою будь-який підсилювач можна розглядати як окремий випадок активного фільтру $E_y(t) \leq E_{a,\phi}(t) < E_n(t)$.

Електронний частотно-виборчий ланцюг можна розглядати як активний фільтр при виконанні двох умов: по-перше, у формуванні нулів і полюсів функції передачі беруть участь як пасивні, так і активні елементи; по-друге, споживана фільтром енергія $E_{a,\phi}(t)$ менше енергії, розсіяною в пасивному пристрої $E_n(t)$.

Використовуючи ці дві умови, проведемо аналіз виборчого підсилювача. Відомо, що його можна розглядати як пасивний фільтр, сполучений з ідеальним активним приладом. Враховуючи, що для такого підсилювача $E_y(t) < 0$, друга умова виконується. Проте при виконанні першої умови видно, що нулі і полюси функції передачі визначаються пасивним частотно-виборчим ланцюгом, а активний елемент визначає постійний множник цієї функції. Тому перша умова не виконується і такий пристрій не можна віднести до класу активних фільтрів. Воно складається з функціонально самостійних вузлів — пасивного фільтру і підсилювача.

У реальних схемах, НВЧ діапазону, активний елемент (АЕ) впливає на розподіл нулів і полюсів функції передачі підсилювача унаслідок частотної залежності параметрів АЕ. Проте при створенні таких підсилювачів частотна залежність параметрів активного елементу є негативним чинником, що утрудняє розрахунки, а у ряді випадків і погіршуючи параметри пристрою. У НВЧ АФ спостерігається протилежна тенденція. При їх розробці використовуються частотні властивості транзисторів, що дозволяє спільно з пасивними елементами формувати задану функцію передачі.

В даний час НВЧ АФ розробляються як на основі діодів з негативним опором (діодні НВЧ АФ), так і на основі біполярних і польових транзисторів (транзисторних НВЧ АФ). Якщо значення коефіцієнта передачі НВЧ АФ в прямому і зворотному напрямі рівні, фільтр називають взаємним. При невиконанні цієї умови НВЧ АФ відносять до групи невзаємних фільтрів.

Можна виділити три основні напрями їх створення:

1) побудова класичних RC-фільтрів на основі різних перетворювачів іммітансу з дійсним коефіцієнтом перетворення. При цьому із зростанням частоти виникають значні технічні труднощі, пов'язані з необхідністю компенсації фазових набігів в активних приладах і пасивних ланцюгах. Експериментальні зразки таких фільтрів реалізовані на частотах до 1,3 ГГц;

2) використання пасивних фільтрів, в які включені негативні опори для компенсації дисипативних втрат. Ці фільтри володіють взаємними властивостями;

3) побудова НВЧ АФ на основі узагальнених перетворювачів іммітансу (УПІ) з комплексним коефіцієнтом перетворення. Фільтри цієї групи можуть володіти як взаємними, так і невзаємними властивостями.

Основними характеристиками будь-якого фільтру є смути пропускання і затримання. Між ними лежить так звана перехідна смуга, в межах якої модуль коефіцієнта передачі фільтру змінюється від допустимих значень в смузі пропускання до необхідних значень в смузі затримання. Залежно від взаємного розташування смуг пропускання і затримання розрізняють наступні

типи фільтрів: фільтри нижніх частот; фільтри верхніх частот; смугові (смуго-проникні) фільтри (СПФ); що загороджують (що смуговий-замикають) фільтри (СЗФ). Крім того, спостерігається тенденція побудови фільтрів з АЧХ складного вигляду. Назвемо їх складно-частотними фільтрами. Всі перераховані типи фільтрів можуть виконуватися як з фіксованими параметрами — фіксовані активні фільтри (ФАФ), так і з керованими параметрами — керовані активні фільтри (КАФ).

Використання в НВЧ АФ активних приладів (зокрема, транзисторів) дозволяє за допомогою однієї схеми вирішити декілька функціональних завдань, наприклад об'єднати функцію перетворення частоти і фільтрації, логічної функції і фільтрації. Такі фільтри можна відвести до функціональних НВЧ АФ.

НВЧ АФ підрозділяються також на вузькосмугові (відносна смуга пропускання $\Delta f / f_0 < 10\%$) і широкосмугові ($\Delta f / f_0 > 10\%$). Керовані НВЧ АФ з малим діапазоном управління відносяться до електричних підстроювальних фільтрів, а з великим діапазоном управління — до налагоджуваних фільтрів.

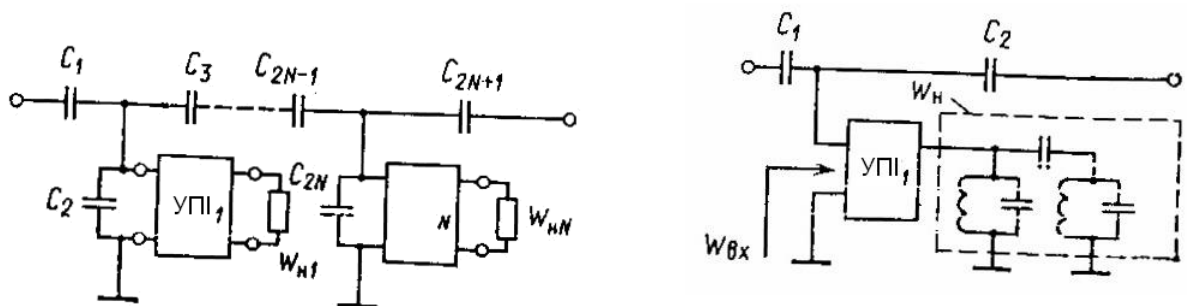
Залежно від технології виготовлення НВЧ АФ підрозділяються на фільтри з дискретними елементами, гібридні інтегральні НВЧ АФ і напівпровідникові інтегральні НВЧ АФ.

1.3 Схемотехнічні рішення побудови взаємних НВЧ комутаторів

Взаємні НВЧ АФ відносяться до групи оборотних чотириполюсників тих, що підкоряються принципу взаємності. Найбільше розповсюдження в діапазоні НВЧ одержали взаємні фільтри зі сходовою (ланцюговою) структурою. Вони представляють собою пасивний LC-фільтр, в схему якого вводяться активні елементи (рис. 1.2,а). Така побудова дозволяє повністю використовувати багатий досвід проектування LC-фільтрів. Основне призначення активного елементу в таких фільтрах — компенсація втрат в реактивних елеме-

нтах. Одночасно можливо рішення іншої важливої задачі — синтез за допомогою активних елементів реактивних іммітансів, що важливо при створенні інтегральних НВЧ фільтрів. При побудові електрично керованих НВЧ АФ за допомогою активних елементів також реалізують електрично керовані іммітанса [7].

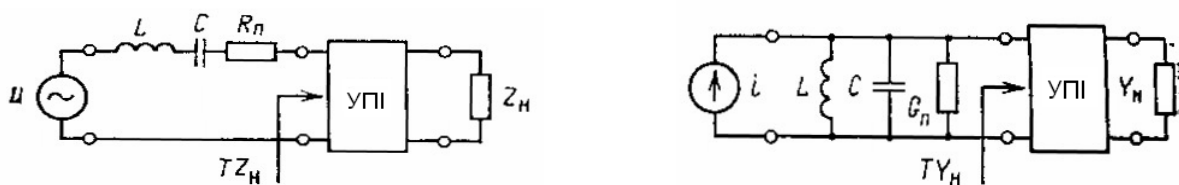
Як активні елементи взаємних НВЧ АФ використовуються двополюсники, що володіють негативним опором (тунельні, лавинно-пролітні і інжекційно-пролітні діоди), і триполюсники, серед яких найбільше розповсюдження знаходять біполярні і польові транзистори, вживані як УПІ. У діапазоні НВЧ вони мають широкий частотний діапазон області потенційної нестійкості, малі шуми і високі енергетичні характеристики. При виборі виду УПІ виходять з вимог, що пред'являються до параметрів НВЧ АФ, а також з типу фільтру. Аналіз параметрів УПІ, показав, що УПІ_κ і УПІ_ϵ володіють ширшим діапазоном області потенційної нестійкості, більшою граничною частотою f_n і меншим коефіцієнтом шуму $F_{\text{ш}}$, чим ОПІ_ϵ і ОПІ_i .



а)

б)

Рисунок 1.2 - Схема взаємних НВЧ активних резонансних комутаторів



а)

б)

Рисунок 1.3 – Схема компенсації втрат в коливальному контурі

Максимальні величини негативної речовинної провідності, що реалізуються УПП_к і ОПП_б, приблизно рівні. Проте ОПП_б володіє значними невзаємним властивостям ($K_{н.б} > 1$), внаслідок чого його вихідна максимально досяжна негативна речовинна провідність значно менше вхідної, що робить його енергетично малоефективним. Гранична частота ОПП_с перевищує граничну частоту УПП_к, тому в сантиметровому діапазоні частот доцільно застосовувати ОПП_с, а в дециметровому — УПП_к. При необхідності компенсації дисипативних втрат в послідовному коливальному контурі з погляду забезпечення стійкості рекомендується використовувати вихідні затиски УПП_к, ОПП_с і ОПП_б, а при компенсації втрат в паралельному коливальному контурі — вхідні. Схеми компенсації показані на рис. 1.3,а,б. Тут як реактивні елементи контура застосовуються як зовнішні пасивні, так і реактивні елементи, синтезовані за допомогою УПП.

Більшість взаємних НВЧ АФ утворюються пасивним LC-фільтром, до елементів коливальних контурів якого або замість них підключаються вхідні або вихідні затиски УПП. До протилежних затисків УПП підключається перетворюваний іммітанс. У простих смугово-проникних фільтрах (рис. 1.4,а—г) паралельно відрізку НВЧ тракту включається активний паралельний коливальний контур, утворений резонуючим елементом і УПП, а у разі реалізації смугово-замикаючих фільтрів використовується послідовний коливальний контур (рис. 1.4,д—з). Як УПП в цих фільтрах застосовуються як біполярні транзистори, включені по схемі з СК (рис. 1.4,а,д) і по схемі з СБ (рис. 1.4,б,е), так і польові транзистори, включені по схемі з СС (рис. 1.4,а) і СІ. Коефіцієнт передачі K_0 таких фільтрів визначається речовинній складовій вхідного або вихідного ланцюга УПП і може бути менше або більше одиниці, Максимальне значення K_0 обмежене умовами стійкої роботи і стабільності фільтру. Виходячи з цього значення K_0 звичайно вибирають рівним 1 дБ. У одно контурних смугово-проникних фільтрах загасання поза смугою пропус-

кання складає близько 20 дБ при смузі пропускання 1% в дециметровому діапазоні частот.

Для виключення індуктивності в схемі, наприклад з метою реалізації НВЧ АФ у вигляді напівпровідникової мікросхеми, використовують багатокаскадні УПІ (рис. 1.4,в,и). Недолік таких НВЧ АФ — гірша в порівнянні з одностанзисторними температурна стабільність, яку можна поліпшити шляхом включення послідовно з перетворюваним активним опором терморезистора. Інший шлях побудови без індуктивних НВЧ АФ полягає у використанні УПІк в режимі, коли колектор і база сполучені (рис. 1.4,г,з). В цьому випадку паралельно колекторному переходу виявляється включеним дифузійний імпітанс бази транзистора, який у разі забезпечення високого рівня інжекції є індуктивним і перетвориться в ланцюг емітера у вигляді еквівалентної індуктивності і негативної активної провідності.

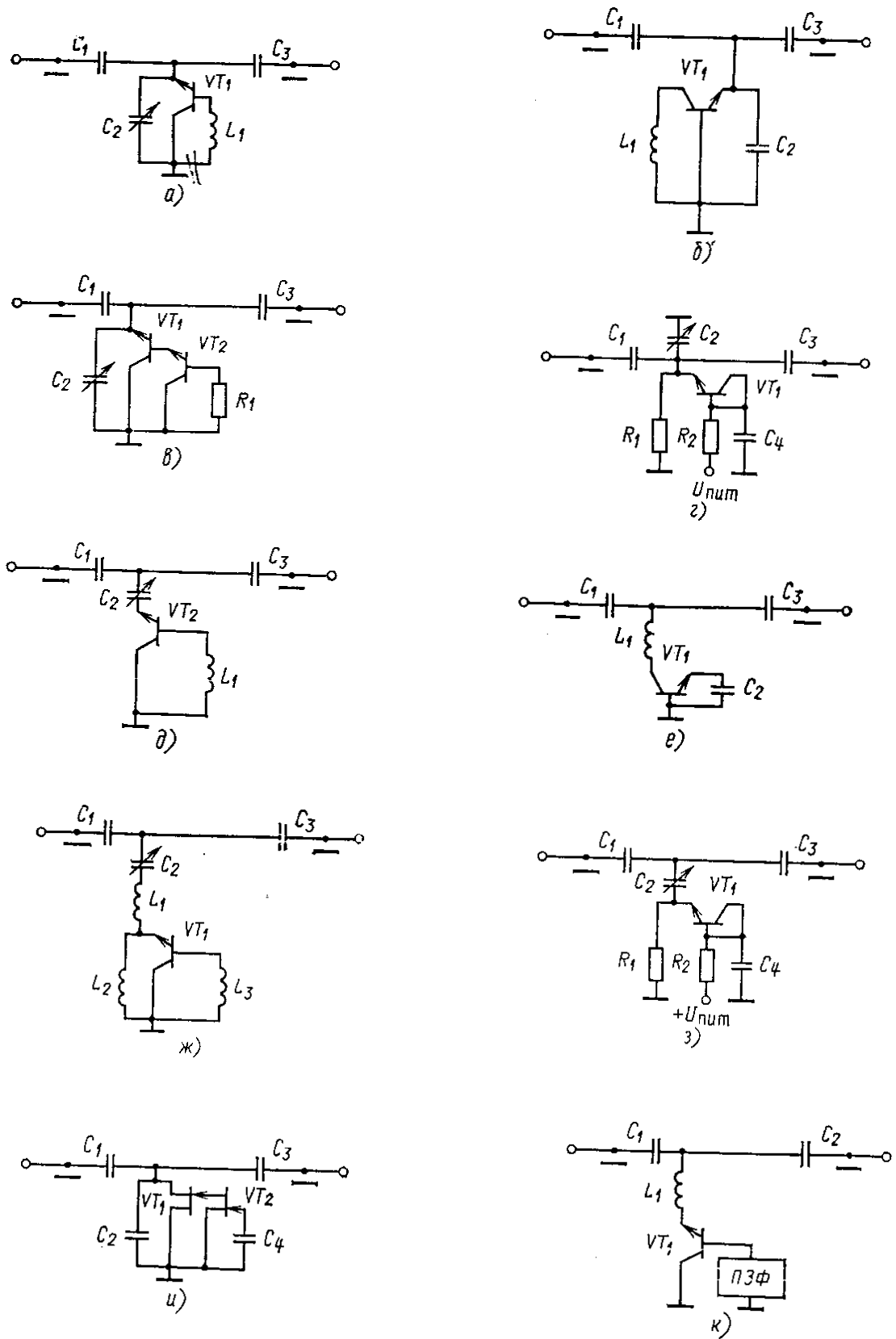


Рисунок 1.4 – Різновид схем однорезонаторних взаємних НВЧ активних комутаторів

Реалізація без індуктивних НВЧ АФ можлива також шляхом інвертування іммітанса конденсатора, ємності C_4 (рис. 1.4,и), за допомогою УПІ на транзисторі VT_2 в низько добротний індуктивний іммітанс з подальшим підвищенням його добротності за допомогою ОПІ_с на транзисторі VT_1 .

При побудові взаємних НВЧ АФ на частотах, лежачих вище за максимальну частоту генерації біполярного транзистора $f_{\text{макс}}$, використовуються УПІ_к, з розірванням по змінному струму ланцюгом бази (рис. 1.4,к) (наприклад, за допомогою пасивного ПЗФ). В цьому випадку паралельно колекторному переходу виявляється включеною провідність, місткості бар'єрної місткості колекторного переходу C_k , яка, трансформуючись, забезпечує в ланцюзі емітера провідність, місткості, з негативною речовинною складовою на частотах, лежачих вище за $f_{\text{макс}}$ [8].

Для зменшення впливу перетвореної реактивної провідності УПІ на стабільність НВЧ АФ, а також з метою отримання необхідної величини цієї провідності до вихідного ланцюга УПІ підключають реактивні елементи того ж знаку, що і перетворена провідність (рис. 1.4,ж). З метою поліпшення форми АЧХ і розширення смуги пропускання будують багато контурні взаємні НВЧ АФ (рис. 1.5,а–в). Наприклад, двоконтурний смугово-проникний фільтр, в якому використаний УПІ_к, (див. рис. 1.5,а), забезпечує загасання поза смугою пропускання більше 40 дБ на частоті 700 МГц при відносній смузі пропускання 2%. Аналогічний фільтр, реалізований на польових транзисторах, зображений на рис. 1.5,б. Транзисторів VT_1 і VT_2 реалізують ОПІ_с, які забезпечують перетворення іммітансу індуктивностей L_1 і L_2 у еквівалентні індуктивності і негативна речовинна диференціальна провідність ланцюга стік — витік транзисторів. Останні спільно з конденсаторами C_2 і C_4 утворюють високо добротні паралельні коливальні контури.

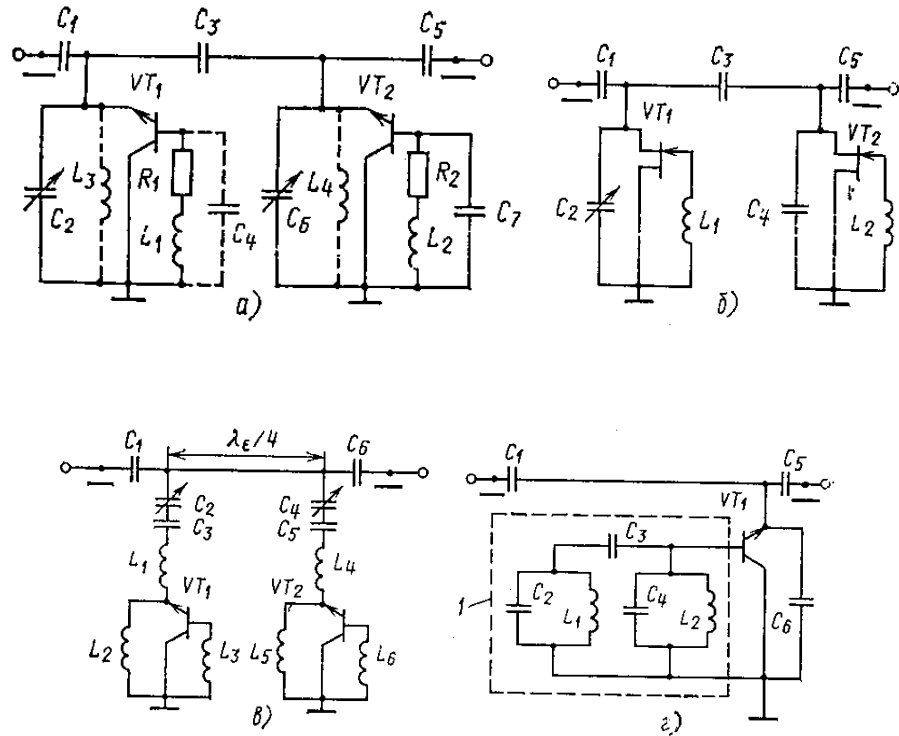


Рисунок 1.5 – Різновид взаємних багато резонансних НВЧ активних комутаторів

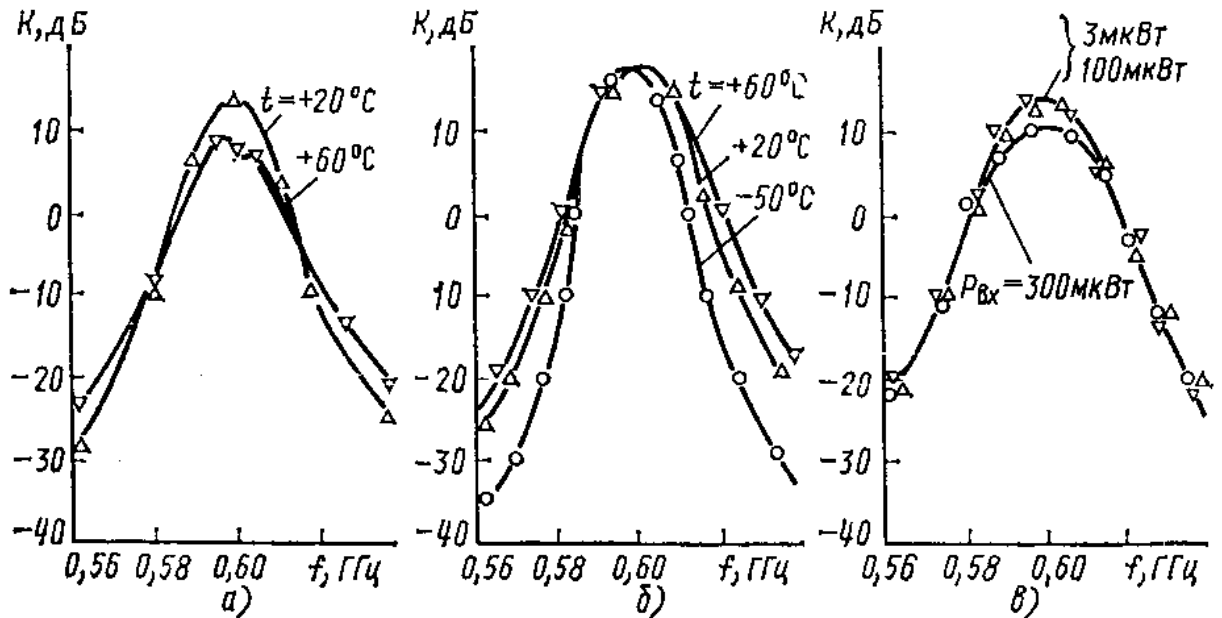


Рисунок 1.6 – Залежність АЧХ комутаторів

Багатоконтурний смугово-закриваючий фільтр утворюється включенням паралельно НВЧ тракту послідовних контурів, що використовують УПК

на транзисторах VT_1 і VT_2 (рис. 1.5,в.). З метою підвищення динамічної і температурної стабільності в схему фільтру введені місткості C_3 , C_5 і індуктивності L_1 , L_2 , L_4 , L_5 . Фільтр дозволяє одержати в смузі замикання загасання більше 50 дБ на частоті 1 ГГц. Фільтр, зображений на рис. 1.5,г, забезпечує форму АЧХ, аналогічну АЧХ фільтру на рис. 1.5,а. З метою підвищення температурної і динамічної стабільності в ньому використовується один УПк, на транзисторі VT_1 .

На вході УПк включається пасивна сходова структура 1, що визначає форму АЧХ фільтру. Для компенсації дисипативних втрат на виході транзистора VT_1 включається конденсатор C_6 . В результаті у вхідному ланцюзі транзистора реалізується динамічна негативна провідність. При зміні температури або потужності сигналу відбувається зміна коефіцієнта перетворення УПк, проте крутизна зміни параметрів еквівалентних контурів даного фільтру залишається однаковою. В результаті форма його АЧХ змінюється менше, ніж багато транзисторного фільтру (рис. 1.6,а—в).

Розглянуті схеми взаємних НВЧ АФ є далеко не єдиними. Практично будь-який пасивний LC-фільтр може бути перетворений на активний шляхом підключення до нього УП з перетворюваним іммітансом. Проте при підключенні УП слід враховувати ті, що виникають при реалізації НВЧ АФ паразитні зв'язки, які можуть змінити як перетворюваний, так і перетворений іммітанси. З метою їх зменшення слід вибирати такі технічні рішення, в яких загальне виведення транзистора бути заземленим.

1.4 Схемотехнічні рішення побудови невзаємних НВЧ комутаторів

Невзаємні НВЧ АФ відносяться до групи необоротних чотириполісників, що не підкоряються принципу взаємності.

У діапазоні низьких частот для реалізації невзаємних АФ знаходять застосування комбінації пасивних RC-ланцюгів і конверторів або інверторів

іммітансу з дійсним (звичайно рівним одиниці) значенням коефіцієнта перетворення. гідність таких фільтрів в порівнянні з реалізацією АФ методом LC-прототипів (взаємні АФ) — вища стабільність добротності реалізованого ланцюга залежно від зміни коефіцієнта перетворення. Крім того, наявність паралельних входу і виходу УПІ іммітансів генератора і навантаження W_r , і навантаження W_n дає можливість понизити вимоги до стабільності перетворювача і підвищити стійкість фільтру. Не дивлячись на вказані достоїнства даним фільтрам властива велика чутливість добротності. Це пояснюється, з одного боку, малою власною добротністю RC-чотиріполюсника ($Q_0 < 1/2$), а з іншою — використанням різниці іммітансів для створення полюса. З цієї причини добротність таких АФ не перевищує 20, якщо вимоги до допусків на коефіцієнт перетворення і параметри елементів, вживаних в схемах, залишаються в розумних межах [9].

Узагальнені перетворювачі іммітансу з комплексним коефіцієнтом перетворення дозволяють перетворити коріння передавальних функцій пасивних чотиріполюсників в полюси з малою чутливістю добротності при власних добротності $Q_0 > 1/2$. Враховуючи, що в діапазоні НВЧ проблема індуктивності стоїть не так гостро, як при реалізації інтегральних низькочастотних ланцюгів, пасивних ланцюгів можна використовувати як не RC-елементи, а LC-елементи, що володіють добротністю $Q_0 > 1$. Геометричні розміри цих елементів і їх добротності розрізняються трохи. Наприклад, при реалізації смугового НВЧ АФ з центральною частотою 1 ГГц використовуються індуктивності 11 нГн, параметри якого при використанні плівкової технології такі: площа 2 мм, добротність 35. Відповідно резонуюча місткість 2,2 пФ при використанні конденсаторів типу К1О-17 (тип 1) має площу 1 мм і добротність 40. Вказані властивості дозволяють будувати невзаємні LC НВЧ АФ з вищою стабільністю, чим низькочастотні активні RC-фільтри. Без застосування стабілізуючих ланцюгів чутливість добротності перетвореного іммітансу приблизно удвічі більше чутливості добротності перетворюваного іммітансу. Як

буде показано надалі, застосування різних рішень схемотехнік забезпечує стабільність невзаємних НВЧ АФ одного порядку із стабільністю пасивних аналогів при значно більшій (у 5—10 разів) добротності. Деяке збільшення чутливості — це та ціна, яку потрібно заплатити за збільшення добротності.

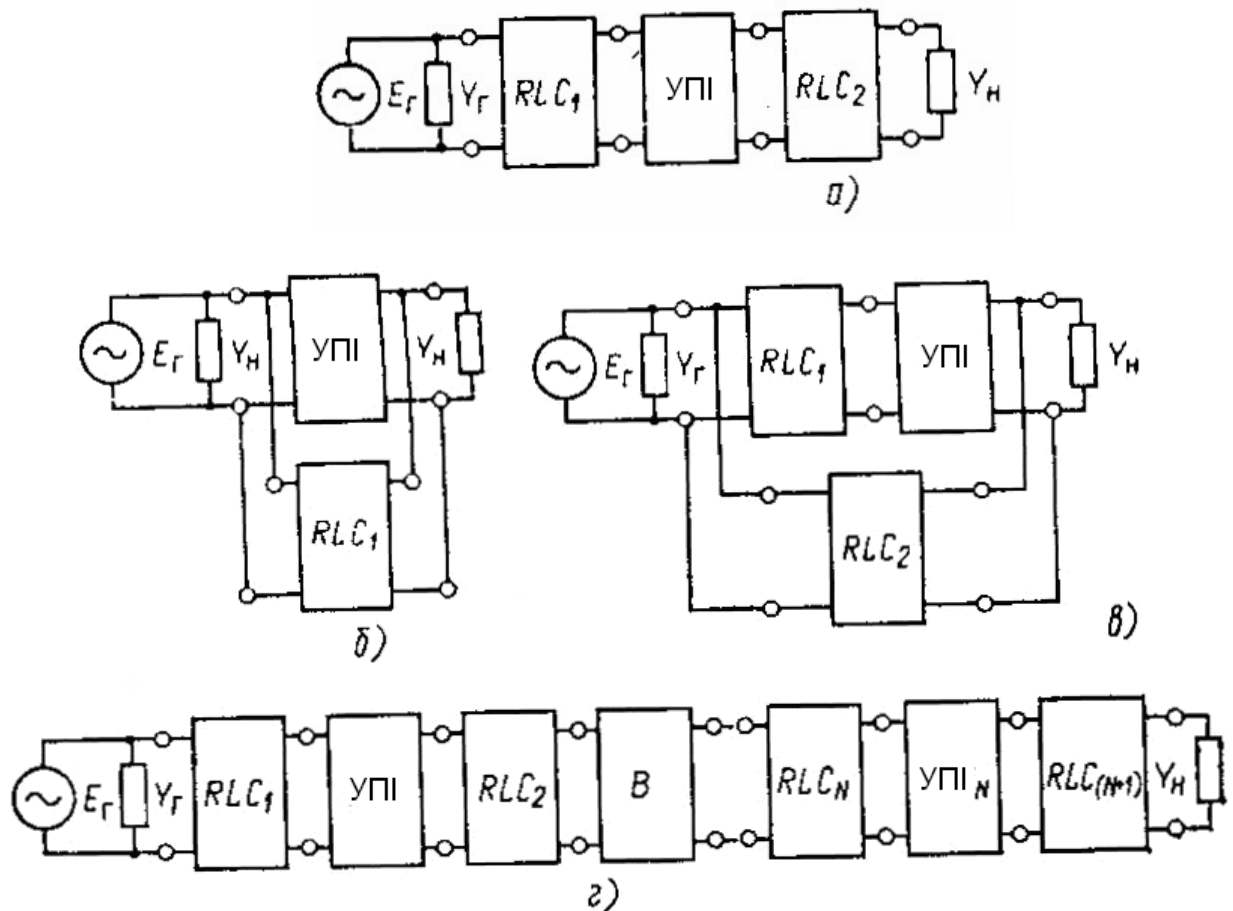


Рисунок 1.7 – Структурна схема невзаємних НВЧ активних комутаторів

Залежно від схеми включення пасивних ланцюгів і УПІ розрізняють каскадні, паралельні і змішані (каскадно-паралельні) структури АФ (рис. 1.7, а—г). Створення двох останніх структур про діапазон НВЧ зв'язано із значними труднощами, пов'язаними з появою паразитних зворотних зв'язків. Тому в даний час при побудові невзаємних НВЧ АФ використовують в основному каскадні структури. Для синтезу можна застосовувати спосіб, запропонований Лінвіллом, при якому фільтр утворюється каскадним з'єднанням першого пасивного чотирьохполюсника, УПІ і другого пасивного чотирьохполюсника.

сника (рис. 1.7,а). При цьому слід мати на увазі, що тільки розбиття функції передачі АФ на функції другого порядку і каскадне з'єднання останніх забезпечує прийнятну чутливість фільтру. Реалізація ж функції передачі з полюсами високої добротності у вигляді одного загального ланцюга приводить до неприпустимо високої чутливості. Назвемо ланцюги описувані функцією передачі другого порядку, елементарними. Тоді структурна схема широкосмугових НВЧ АФ, описуваних функцією високого порядку, є каскадне з'єднання елементарних ланцюгів, розділених вентилями (рис. 1.7,г). Вентиля можна використовувати як транзистор. Пасивні ланцюги можуть виконуватися як на зосереджених елементах або мікро смужках, так і на сегнетоелектрика чи феритах, що дозволяє (унаслідок високої добротності останніх) понизити чутливість НВЧ АФ до чинників, що дестабілізували.

Невзаємні НВЧ АФ є відрізком НВЧ тракту, в розрив якого включений УПП, каскадний сполучений з пасивними ланцюгами. При побудові простих вузькосмугових ППФ пасивні елементи схеми і УПП включаються так, щоб забезпечити виконання умов резонансу струмів (у разі реалізації ПЗФ — виконання умов резонансу напруг) у вихідному ланцюзі УПП. Наприклад, у разі використання УПП_к для побудови ППФ (рис. 1.8,а) індуктивність L_1 і місткість C_2 забезпечують необхідне значення речовинної складової вихідної провідності УПП_к $\text{Re}Y_{\text{вих.к}}$ на оптимальній частоті перетворення $\Omega_{\text{opt}} = f_0 / f_m$, а місткість C_3 вибирається з розрахунку її резонансу з уявною складовою вихідної провідності УПП_к $j\text{Im}Y_{\text{вих.к}}$. Так схема дозволяє реалізувати в дециметровому діапазоні частот загасання поза смугою пропускання $K_f=30$ дБ ($f = f_0 + 2\Delta f$) при $K_0=3$ дБ і $\Delta f / f_0 = 1\%$. Секціонуванням вхідної індуктивності L_1 і вибором місткості C_1 забезпечується узгодження фільтру з генератором з метою отримання мінімального коефіцієнта віддзеркалення $\Gamma_{\text{мін}}$ або мінімального коефіцієнта шуму $F_{\text{ш.мін}}$.

При реалізації ПЗФ на основі ОПП_с (рис. 1.8,б) індуктивність L_1 трансформується па вихід ОПП_с у вигляді індуктивної провідності $j\text{Im}Y_{\text{вих.с}}$ з нега-

тивною речовинною складовою $\text{Re}Y_{\text{вих.с.}}$. Ємкість C_2 вибирається з розрахунку забезпечення її резонансу з вихідною провідністю ОПС. На частота резонансу вихід ПЗФ виявляється закороченим низьким опором ланцюга C_2 — стік — витік транзистора VT_1 , внаслідок чого здійснюється резекція сигналу.

Для розширення смуги пропускання і збільшення загасання поза смугою пропускання на вході (рис. 1.8,в) або на виході УПП (рис. 1.8,г) включається багато резонаторний ланцюг, що реалізовує складний частотно-залежний іммітанс. До протилежних затисків УПП приєднується реактивний елемент такого вигляду, щоб при перетворенні його іммітансу за допомогою УПП в багато контурний ланцюг вносився негативний опір, що забезпечує підвищення вибіркової таких фільтрів.

Включення багаторезонаторного ланцюга між входом фільтру і УПП веде до збільшення рівня потужності насичення НВЧ АФ, але його коефіцієнт шуму погіршується на величину дисипативних втрат в цьому ланцюзі.

Тому при побудові малOSHумливих невзаємних НВЧ АФ багаторезонаторний ланцюг розташовується на виході УПП. На рис. 1.8,д,г зображена АЧХ вказаних фільтрів. Перший фільтр, зібраний на транзисторі КТ3101, має центральну частоту 1 ГГц і відносну (смуго) пропускання 4%. Придушення при настроєні на 60 МГц від 1 ГГц складає 40 дБ. Коефіцієнт $F_{\text{ш}}$ рівний 9 дБ. Другий фільтр, зібраний на транзисторі КТ3115, має центральну частоту 4 ГГц, відносну смугу пропускання 2,5%. Придушення при настроєні від 4 ГГц на 100 МГц рівне 35 дБ. Коефіцієнт шуму складає 4,5 дБ. Розміри підкладки цього фільтру 24×15 мм. Збільшення загасання поза смугою пропускання досягається шляхом ускладнення багаторезонаторного ланцюга. Наприклад, НВЧ АФ, що має на виході УПП ланцюг, п'ятирезонатора, і зібраний на транзисторі КТ640, забезпечує в дециметровому діапазоні частот придушення при настроєні на $2f$ від f_0 більше 60 дБ при 5%-ний відносній смузі пропускання. Коефіцієнт невзаємності розглянутих фільтрів складає 20-40 дБ.

Невзаємні властивості НВЧ АФ дозволяють будувати мультиплексори без використання спеціальних дільників потужності. Як видно з схеми, кожен канал мультиплексора утворений невзаємним НВЧ АФ на транзисторі VT_1 , до виходу якого підключений взаємний НВЧ АФ на транзисторі VT_2 . Розв'язки між сусідніми каналами в діапазоні частот 500—600 МГц перевищує 20 дБ. Розміри підкладки шестиканального пристрою, виконаного у вигляді гібридної мікросхеми, складають 60×48 мм.

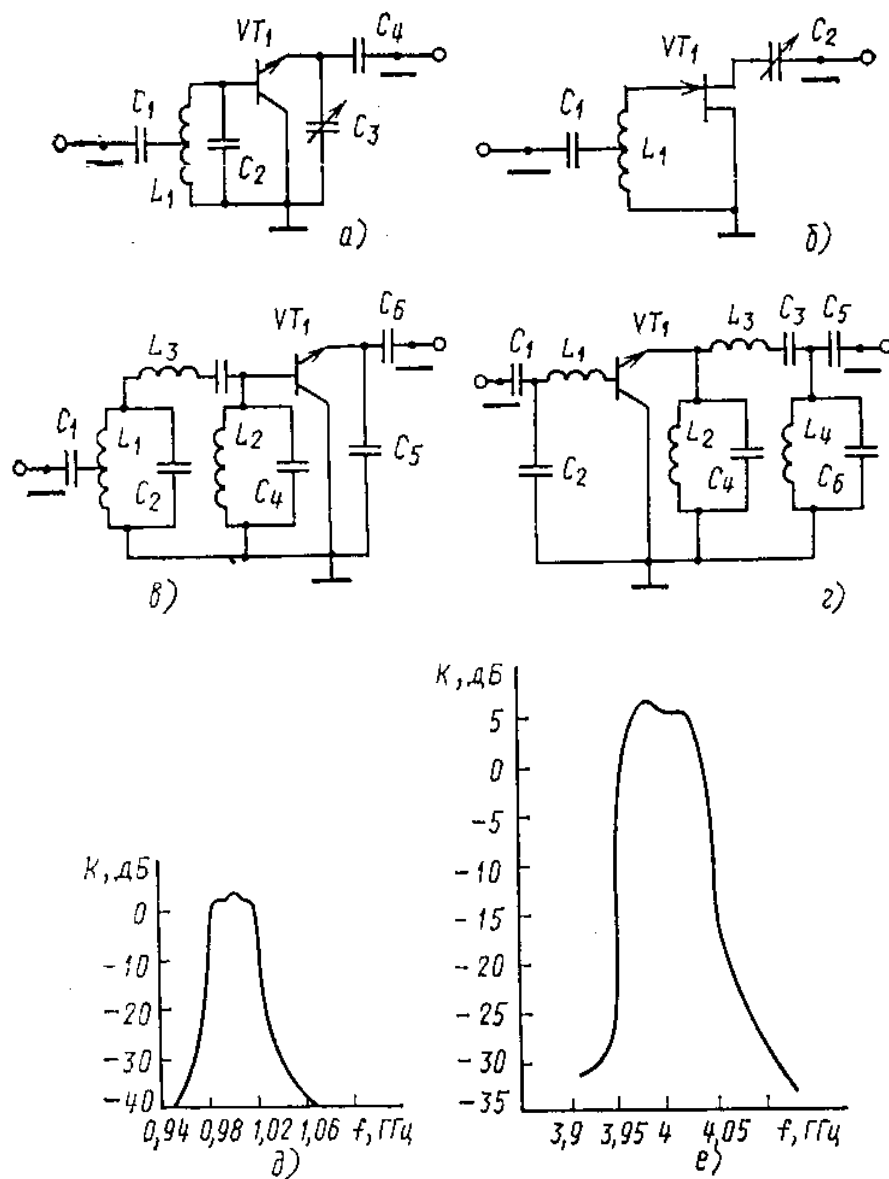


Рисунок 1.8 – Різновид схем не взаємних НВЧ активних резонансних комутаторів (а-г) та їх АЧХ (а – на транзисторі КТ3101, б – на транзисторі КТ3115)

Використовуючи нелінійні властивості невяземного НВЧ АФ, можна будувати перетворювачі частоти, в яких транзистор виконує функції як зсуву сигналів, так і їх фільтрації для прикладу розглянемо схему перетворювача частоти. Перетворювач є невяземним НВЧ АФ; на колекторний перехід транзистора подається сигнал гетеродина з частотою f_g , меншої частоти f_c перетворюваного сигналу. Ємкість C_1 і індуктивність L_1 вибираються так, щоб погоджувати вхід перетворювачі з виходом джерела сигналу на частоті f_c . Коефіцієнт віддзеркалення від входу перетворювача в цьому випадку близький до нуля. На частотах, лежачих вище за частоту узгодження f_c , повний опір ланцюга, що погоджує, є індуктивним. Ємкість C_2 вибирається такою, щоб її опір на частоті сигналу f_c було мало. В цьому випадку індуктивність L_1 виявляється підключеною між базою і колектором транзистора VT_1 , використовуваного як УПІ_к. В результаті перетворення індуктивності L_1 повна провідність $Y_{вих.к}$ між емітером і колектором транзистора в районі частоти f_c є індуктивною з негативною речовинною складовою. Підбором місткості конденсатора C_4 забезпечується резонанс струмів на частоті $f_{н.ч} = f_c + f_z$ у вихідному ланцюзі УПІ_к. Освічений контур сприяє придушенню у вихідному ланцюзі сигналів з частотами f_c і f_z [12].

2 РОЗРОБЛЕННЯ НВЧ КОМУТАТОРІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

Розглянемо принцип побудови комутатора на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором запропоновані в статтях “Дослідження аналогового ключа з параметрами включення керуючого елемента на С-негатроні N-типу” [3-4].

2.1 Розробка та дослідження аналогових ключів з послідовним включенням транзисторної схеми з ВАХ N-типу

В системах автоматики широко використовуються комутатори, призначені для розподілу сигналів по каналах систем. Основним елементом комутатора є ключ, що забезпечує в одному режимі малі втрати в тракті проходження сигналу $L_{від}$, а в іншому – великі $L_{зак}$. В якості керуючих елементів ключів в високочастотному діапазоні використовують ферити, р-і-п діоди, варактори, сегнетоелектричні пристрої, біполярні та польові транзистори. Недоліком пристроїв на феритах є велика вага і габарити. Комутатори на р-і-п діодах мають втрати порядку 0,1 – 1 Дб. Сегнетоелектричні керуючі пристрої керуються великою напругою і втрати в них складають порядку 1 Дб. Застосування варакторів обмежено їх низькою добротністю. Відомо, що кращий режим по параметрам $L_{відк}$, $L_{зак}$ забезпечується в резонансних високочастотних ключах, оптимізація параметрів яких приведена в роботі. Використання транзисторів як керуючих елементів в високочастотних резонансних ключах дозволяє знизити втрати пристроїв до нуля при зберіганні малих габаритів, ваги і невеликих керуючих потужностей. Існування від'ємного активного опору, керованого струмом емітера, дозволяє компенсувати втрати пристрою в режимі “відкрито” та отримати невелике підсилення; заміна базової індук-

тивності індуктивним транзистором дозволяє виготовити даний ключ у напівпровідниковій інтегральній схемі. Проте до недоліків таких ключів можна віднести їх вузький робочий частотний діапазон, що пов'язано з використанням явища резонансу.

Використання в якості керуючих елементів С-негатронів та їх схемотехнічних аналогів дозволяє одержати комутатори та ключі, які мають всі переваги височастотних комутаторів на транзисторах, такі як малі втрати сигналу в режимі відкрито, малі габарити та вагу, електричне керування та надмалі керуючі потужності, можливість виготовлення в напівпровідниковій інтегральній схемі, при цьому вони мають перевагу – є широкосмуговими.

Розглянемо принцип побудови, роботи та основні параметри ключів на фізичних С-негатронах та їх схемотехнічних аналогах [17].

Кулон-вольтна характеристика (КВХ) С-негатрона N-типу приведена на рис. 2.1,а. В точках кулон-вольтної характеристики С-негатрона (рис. 2.1, а) 1', 2', 3', яким відповідають значення керуючих напруг U_{k1} , U_{k2} , U_{k3} , диференційна ємність С-негатрона відповідно має значення $C_{d1'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k1}} > 0$,

$C_{d2'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k2}} < 0$, $C_{d3'} = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=U_{k3}} > 0$. Приєднавши до С-негатрона паралельно ємність $C = |C_{d2'}|$ з лінійною кулон-вольтною характеристикою 2 (рис. 2.1, а), одержимо керуючий елемент на С-негатроні N-типу (рис. 2.1, б) з кулон-вольтною характеристикою 3 (рис. 2.1, а). В точках КВХ керуючого елемента 1'', 2'', 3'', яким відповідають значення керуючих напруг U_{k1} , U_{k2} , U_{k3} ,

диференційна ємність кола відповідно дорівнює $C_{d1''} = C_{d1'} + C$, $C_{d2''} = C_{d2'} + C = 0$, $C_{d3''} = C_{d3'} + C$. Таким чином, при подачі на керуючий елемент керуючої напруги U_{k2} диференційна ємність кола $C_{d2''}$ дорівнює нулю, а реактивний опір, в ідеальному випадку, прямує до нескінченності

$X_{2''} = \frac{1}{\omega C_{d2''}} \rightarrow \infty$. Включивши такий керуючий елемент послідовно в лінію

проходження сигналу та ввівши розділової ємності C_{p1} та C_{p2} одержимо аналоговий ключ (рис. 2.2), який при прикладені керуючих напруг U_{k1} , U_{k3} знаходиться в режимі “відкрито” і вносить мале затухання в тракт проходження сигналу, а при U_{k2} – в режимі “закрито” і затухання сигналу, теоретично, прямує до нескінченності.

Відомо, що при послідовно ввімкненому в лінію комплексному опорі $Z = R + jX$ вносиме затухання дорівнює

$$L = 10 \lg \left| \frac{2 + \frac{Z}{Z_0}}{2} \right|^2 = 10 \lg \frac{\left(2 + \frac{R}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{X}{Z_0}\right)^2}{4} \text{ [дБ]}, \quad (2.1)$$

де Z_0 – характеристичний опір лінії.

Звідки, за умови наявності тільки реактивного опору

$$L = 10 \lg \left(1 + \frac{X^2}{4Z_0^2} \right). \quad (2.2)$$

Знехтувавши активним опором керуючого елемента внаслідок його малості, та розділовими ємностями, так як вони є значно більшими за ємності керуючого елемента, і їх реактивними опорами можна знехтувати, з виразу (2.2) знайдемо затухання, що вносить ключ в режимі “відкрито”, тобто при прикладені керуючих напруг U_{k1} та U_{k3}

$$L_1 = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{\omega^2 (C_{d1'} + C)^2} \right), \quad L_3 = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{\omega^2 (C_{d3'} + C)^2} \right). \quad (2.3)$$

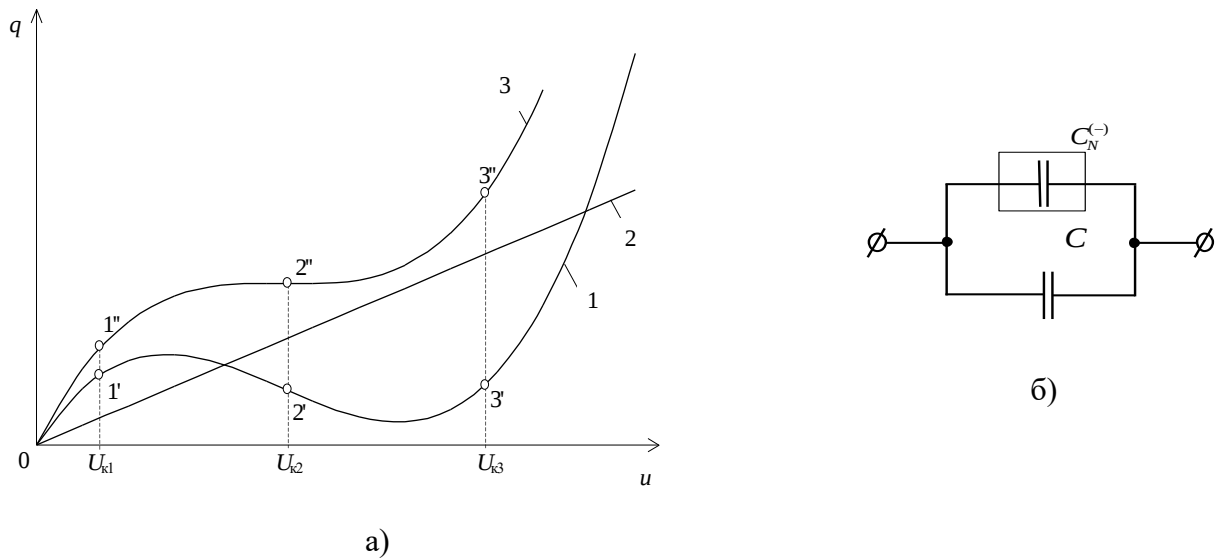


Рисунок 2.1 - а) Кулон-вольтні характеристики: 1 – С-негатрона N-типа, 2 – лінійної ємності C , 3 – керуючого елемента; б) схема керуючого елемента на С-негатроні N-типу

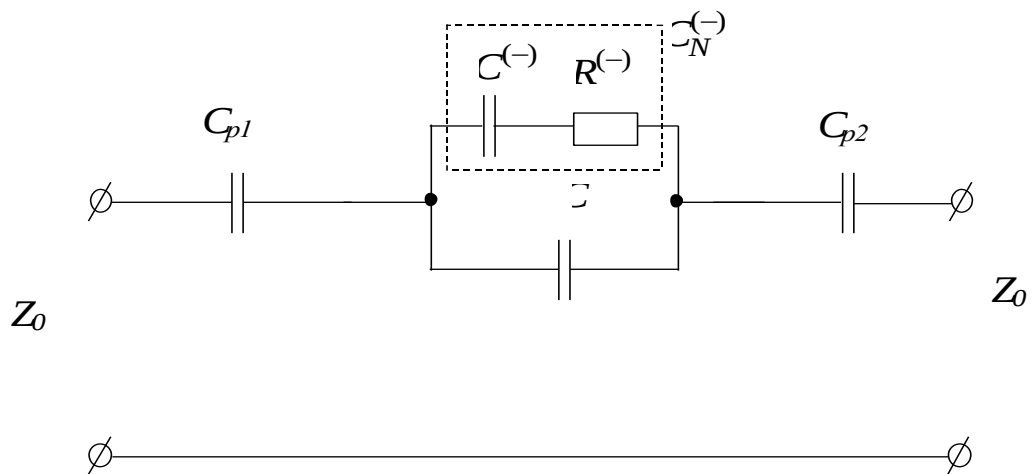


Рисунок 2.2 - Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу з урахуванням еквівалентної схеми С-негатрона N-типу в режимі “закрито”: $C^{(-)}$ – від’ємний диференціальний опір С-негатрона, $R^{(-)}$ – від’ємний активний опір С-негатрона, Z_0 – характеристичний опір лінії, C_{p1} , C_{p2} – розділові ємності

В режимі “закрито”, тобто при прикладені керуючої напруги U_{k2} , повний комплексний опір керуючого елемента, виходячи з рис. 2.2, дорівнює

$$\begin{aligned}
Z &= \frac{\frac{1}{j\omega C} \left(R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right)}{\frac{1}{j\omega C} + R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}}} = \frac{-1 - j\omega C^{(-)} R^{(-)}}{\omega^2 C C^{(-)} R^{(-)} - j\omega (C + C^{(-)})} = \\
&= \frac{R^{(-)} C^{(-)2}}{(C + C^{(-)})^2 + (\omega C C^{(-)} R^{(-)})^2} - j \frac{C + C^{(-)} + C (C^{(-)} R^{(-)} \omega)^2}{\omega (C + C^{(-)})^2 + \omega (C C^{(-)} R^{(-)})^2}. \quad (2.4)
\end{aligned}$$

Звідки видно, що на низьких частотах, де виконується умова $|R^{(-)}| \ll \left| \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right|$ і значенням активного опору можна знехтувати, при $C \neq |C^{(-)}|$ повний комплексний опір керуючого елемента наближено дорівнює

$$Z \approx -j \frac{1}{\omega (C + C^{(-)})}.$$

При подачі керуючої напруги U_{k2} модуль диференційної ємності С-негатрона $|C^{(-)}| = C$ і повний комплексний опір керуючого елемента режимі “закрито”, як це впливає з (2.4), дорівнює

$$Z_{U_{k2}} = \frac{1}{\omega^2 C^{(-)2} R^{(-)}} + j \frac{1}{\omega C^{(-)}}. \quad (2.5)$$

Тобто містить активну складову $R_{U_{k2}} = \frac{1}{\omega^2 C^{(-)2} R^{(-)}}$, яка змінюється зворотно пропорційно квадрату частоті ω^2 , і при $\omega = 0$ $R_{U_{k2}} \rightarrow -\infty$; при $\omega \rightarrow \infty$, $R_{U_{k2}} \rightarrow 0$; та реактивну складову $X_{U_{k2}} = j \frac{1}{\omega C^{(-)}}$, що має характер додатної ємності [19].

Тобто, необхідно зауважити, що з наведених вище виразів (2.4), (2.5) для повного опору паралельного з'єднання додатної ємності C та C -негатрона впливає, що відома з теорії електричних кіл формула для визначення сумарної ємності паралельного з'єднання двох ємностей $C_{\Sigma} = C_1 + C_2$ та, звідси, вираз для повного опору такого кола $Z = \frac{1}{j\omega C_{\Sigma}} = \frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)}$ в даному випадку є недійсними, так як до еквівалентної схеми C -негатрона обов'язково входить деякий активний опір (від'ємний $R^{(-)}$ для C -негатрона N -типу та додатний R для C -негатрона S -типу), знехтувати яким, як у випадку з додатними ємностями, за умови, що $C \approx |C^{(-)}|$ не можна, внаслідок суттєвого його впливу.

Підставивши (2.5) в (2.1), знайдемо вираз для вносимого затухання ключа в режимі “закрито”

$$L_2 = 10 \lg \left(1 + \frac{1 + \omega^2 C^{(-)2} R^{(-)} (R^{(-)} + 4Z_0)}{4 \left(\omega^2 C^{(-)2} R^{(-)} Z_0 \right)^2} \right). \quad (2.6)$$

На рис. 2.3 зображена частотна залежність затухання L , утворюваного ключем в режимі “відкрито” та “закрито” (параметри елементів ключа: $C = 100$ пФ, $C^{(-)} = -100$ пФ, $R^{(-)} = \{-0,1; -0,3; -0,6\}$ Ом, $Z_0 = 50$ Ом, диференційна ємність C -негатрона в режимі “відкрито” $C_{d1'} = 100$ пФ). Затухання в режимі “відкрито” L_1 в діапазоні частот $100 \div 1000$ МГц складає теоретично $0,027 \div 0,00028$ дБ відповідно. Проте на практиці мінімально досягне значення затухання в режимі “відкрито” буде обмежуватися наявним активним опором виводів елементів керуючого елемента та з'єднувальних провідників. Так при значення даного опору $0,1$ Ом і $Z_0 = 50$ Ом, мінімально досягне значення затухання в режимі “відкрито”, у відповідності до виразу (2.1), буде

обмежуватися величиною $L_{1\min} = 0,0087 \text{ дБ}$. Затухання в режимі “закрито” L_2 на частоті 100 МГц (при $R^{(-)} = -0,1 \text{ Ом}$) становить 27,7 дБ і з ростом частоти зменшується. На частоті 356 МГц $L_2 = 0 \text{ дБ}$ і на більш високих частотах спостерігається підсилення, що має максимум 30 дБ на частоті $f_0 = 503 \text{ МГц}$ і пояснюється наявністю в схемі ключа від’ємного активного опору $R^{(-)}$ С-негатрона.

Даний факт дозволяє використовувати розглянуту схему на С-негатроні N-типу, наприклад, в якості резонансного ключа (при створенні додаткових дисипативних втрат сигналу), активного фільтра, вибіркового підсилювача [20].

До переваг таких пристроїв, в порівнянні з даними пристроями на транзисторах, можна віднести малу кількість елементів, відсутність котушки індуктивності, а також можливо менший коефіцієнт шуму, якщо С-негатронам N-типу не будуть властиві шуми, що притаманні транзисторам. Частоту квазирезонансу f_0 можна визначити за формулою

$$f_0 = \frac{j}{\pi \sqrt{2C^{(-)2} R^{(-)} (R^{(-)} + 4Z_0)}}. \text{ Частота } f_0 \text{ залежить від значення } C^{(-)} \text{ та}$$

$R^{(-)}$. Змінюючи напругу зміщення на С-негатроні N-типу, а відповідно і змінюючи значення $C^{(-)}$, $R^{(-)}$ можна забезпечити електронне керування квазирезонансною частотою f_0 пристроїв та режимом роботи.

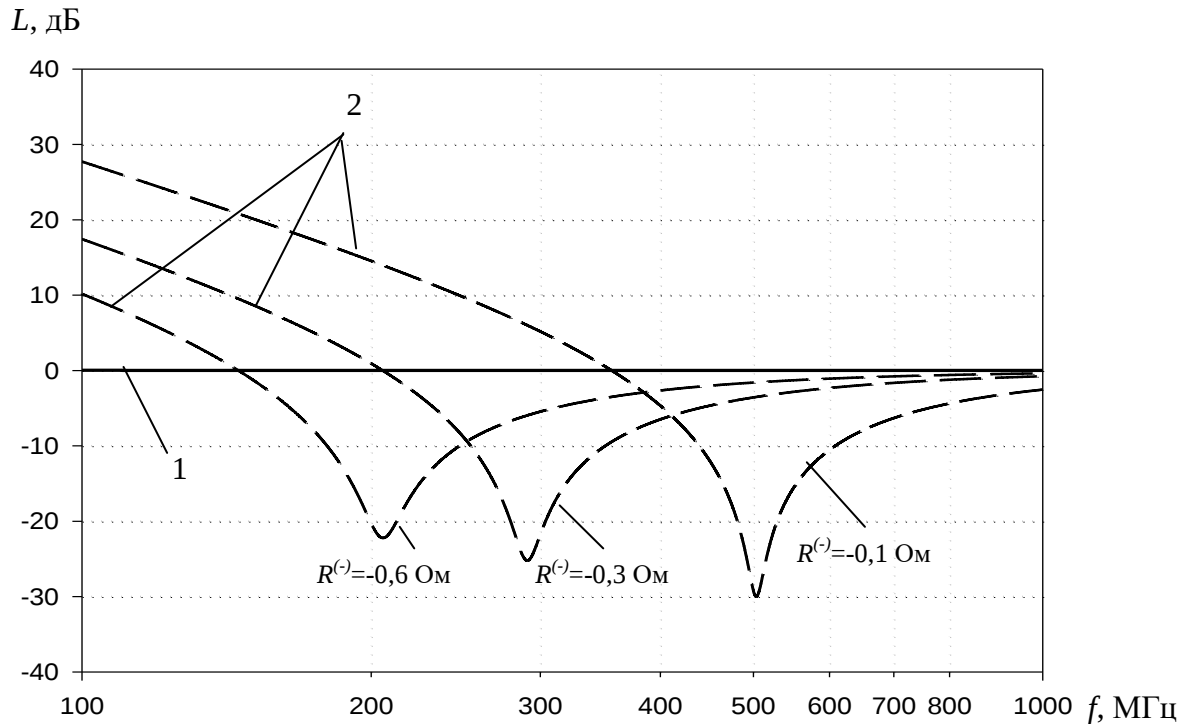


Рисунок 2.3 - Частотна залежність затухання L , утворюваного ключем в режимі “відкрито” (1) і “закрито” (2) для трьох значень від’ємного активного опору $R^{(-)}$

Таким чином, як показали проведені дослідження, використання схеми в якості широкосмугового ключа є неможливим, внаслідок суттєвої частотної нерівномірності коефіцієнта затухання в режимі “закрито”, що пояснюється впливом від’ємного активного опору $R^{(-)}$ С-негатрона. Усунути даний вплив можна шляхом включення додаткового компенсуючого додатного активного опору R послідовно з додатною ємністю C . При цьому отримаємо широкосмуговий ключ на С-негатрона N-типу, еквівалентна схема якого наведена на рис. 2.4.

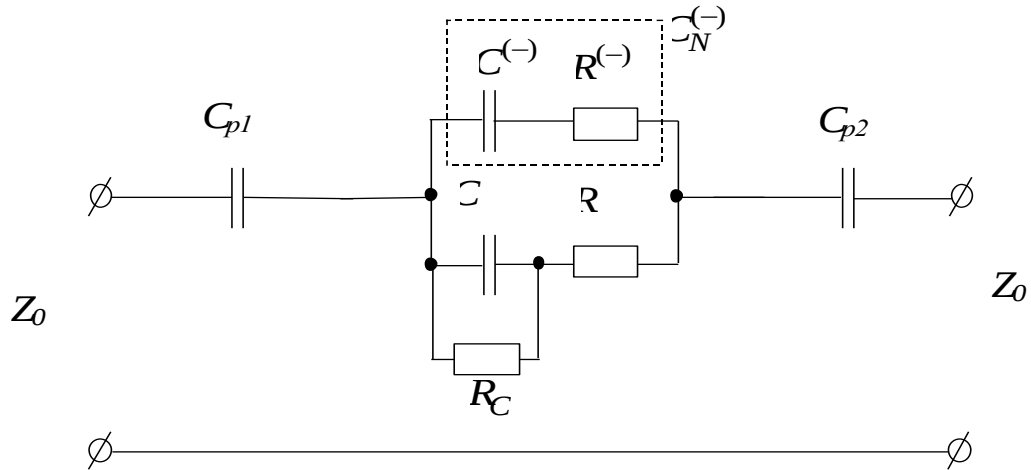


Рисунок 2.4 - Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу в режимі “закрито” з компенсуючим опором R : $C^{(-)}$ – від’ємний диференційний опір С-негатрона, $R^{(-)}$ – від’ємний активний опір С-негатрона, Z_0 – характеристичний опір лінії, C_{p1} , C_{p2} – розділові ємності, R_C – активний опір втрат конденсатора з ємністю C

В режимі “відкрито”, коли робоча точка лежить на зростаючій ділянці кулон-вольтної характеристики С-негатрона N-типу, і диференційна ємність С-негатрона є додатною $C_{d1} > 0$, повний комплексний опір керуючого елемента, виходячи з рис. 2.4, буде дорівнювати [21]

$$Z_{eid} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{d1}} \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{\frac{1}{j\omega C_{d1}} + R + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (2.7)$$

Підставивши (2.7) в (2.1) одержимо вираз для затухання в режимі “відкрито”

$$L_{eid} = 10 \lg \left(\frac{1 + \omega^2 (C^2 R^2 + 4C^2 R Z_0 + 4((C + C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2) Z_0^2)}{4\omega^2 ((C + C_{d1})^2 + C^2 C_{d1}^2 R^2 \omega^2) Z_0^2} \right). \quad (2.8)$$

Виходячи з рис. 2.4, в режимі “закрито” повний комплексний опір керуючого елемента дорівнює

$$Z_{зак} = \frac{\left(R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} \right) \left(R + \frac{\frac{R_C}{j\omega C}}{R_C + \frac{1}{j\omega C}} \right)}{R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}} + R_C + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (2.9)$$

Підставивши (2.9) в (2.1), та з урахуванням того, що $R_C \gg R$, $R_C \gg |R^{(-)}|$ і $R_C \gg Z_0$, одержимо вираз для згасання в режимі “закрито”

$$L_{зак} = 10 \lg \left(\frac{\frac{R_C^2 \left(1 + \omega^2 \left(8CC^{(-)}Z_0^2 + C^{(-)2} \left(R^{(-)} + 2Z_0 \right)^2 + \right. \right.}{+ C^2 \left(R^2 \left(1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2 \right) + 4R \left(1 + C^{(-)2} R^{(-)} \left(R + R^{(-)} \right) \omega^2 \right) Z_0 + \right.}{+ 4 \left(1 + C^{(-)2} \left(R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) Z_0^2}}}{4 \left(1 + R_C^2 \omega^2 \left(\left(C + C^{(-)} \right)^2 + C^2 C^{(-)2} \left(R + R^{(-)} \right)^2 \omega^2 \right) \right) Z_0^2} \right), \quad (2.10)$$

Так як в даному режимі $C = -C^{(-)}$, то вираз (2.10) можна спростити

$$L'_{зак} = 10 \lg \left(\frac{\frac{R_C^2 \left(1 + C^{(-)4} \omega^4 \left(RR^{(-)} + 2 \left(R + R^{(-)} \right) Z_0 \right)^2 + \right.}{+ C^{(-)2} \omega^2 \left(R^2 + R^{(-)2} + 4 \left(R + R^{(-)} \right) Z_0 \right)}}}{4 \left(1 + C^{(-)4} R_C^2 \left(R + R^{(-)} \right)^2 \omega^4 \right) Z_0^2} \right). \quad (2.11)$$

На рис. 2.5 зображені графіки частотної залежності затування L , утвореного ключем в режимі “відкрито” та “закрито” (параметри елементів ключа: $C = 300$ пФ, $C^{(-)} = -300$ пФ, $R^{(-)} = -300$ Ом, $R = \{200; 270; 290\}$ Ом, $R_C = 1$ ГОм, $Z_0 = 50$ Ом, диференційна ємність С-негатрона в режимі “відкрито” $C_{d1'} = 300$ пФ).

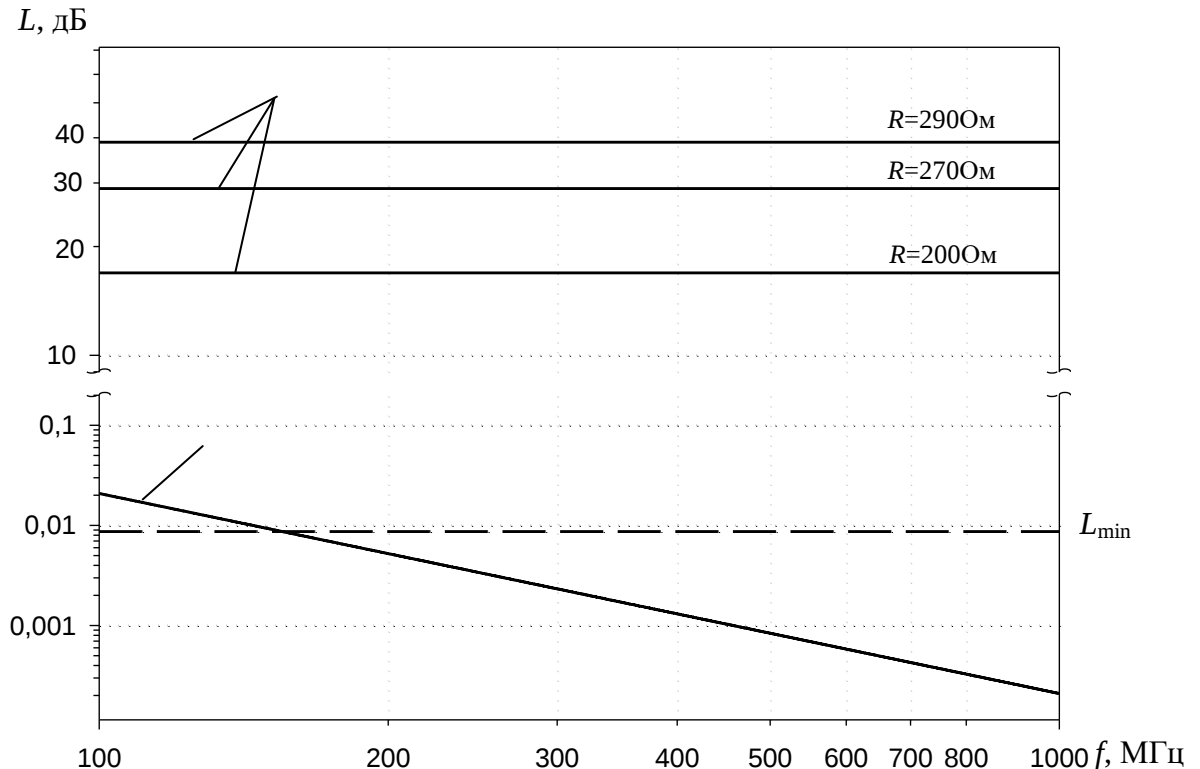


Рисунок 2.5 - Частотна залежність затування L , утвореного ключем в режимі “відкрито” (1) і “закрито” (2) для трьох значень опору R

З наведених графіків видно, що затування в режимі “відкрито” L_1 в діапазоні частот $100 \div 1000$ МГц складає теоретично $0,021 \div 0,00021$ дБ відповідно. Проте на практиці мінімально досягне значення затування в режимі “відкрито” буде обмежуватися наявним активним опором виводів елементів керуючого елемента та з’єднувальних провідників. Так при значенні даного опору $0,1$ Ом і $Z_0 = 50$ Ом мінімальне досягне значення затування в режимі “відкрито”, у відповідності до виразу (2.1), буде обмежуватися величиною

$L_{\min} = 0,0087 \text{ дБ}$. Затухання в режимі “закрито” в діапазоні частот $100 \div 1000$ МГц при $R = 200$ Ом є майже постійним і становить $16,9$ дБ. Зменшення затухання з ростом частоти в даному частотному діапазоні складає $0,0027 \text{ дБ}$. Збільшення опору R до 290 Ом призводить до збільшення затухання до $38,9$ дБ, але при цьому, як буде показано далі, відбувається також суттєве збільшення чутливості затухання ключа в режимі “закрито” до зміни значень $R^{(-)}$ і R . При рівності $R = -R^{(-)}$, тобто в даному випадку, коли $R = 300$ Ом, затухання ключа дорівнює 210 дБ і обмежується величиною опору R_C . При $R_C = \infty$, то $L_{\text{зак}} = \infty$.

Зміна напруги зміщення на С-негатроні N-типу призводить до зміни значень $C^{(-)}$, $R^{(-)}$, а отже, і до зміни затухання ключа в режимі “закрито”, що дозволяє використовувати схему рис. 2.2 в якості атенюатора з електронним керуванням.

2.2 Дослідження аналогового ключа з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу

Наявність від’ємного активного опору в еквівалентній схемі С-негатрона N-типу дозволяє отримати підсилення сигналу в режимі “відкрито”, що можна досягти в ключі з паралельним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу. На рис. 2.6 зображені еквівалентні схеми ключа з паралельним включенням керуючого елемента в режимі “відкрито” (рис. 2.6, а) та “закрито” (рис. 2.6, б) з розділовими ємностями C_{p1} , C_{p2} . В якості керуючого елемента використано С-негатрон N-типу. В режимі “відкрито” робоча точка лежить на падаючій ділянці кулон-вольтової характеристики С-негатрона N-типу, де значення диференційної ємності є від’ємним $C^{(-)}$, в режимі “закрито” – на зростаючій ділянці кулон-вольтової характеристики, де значення диференційної ємності є до-

датним C [22].

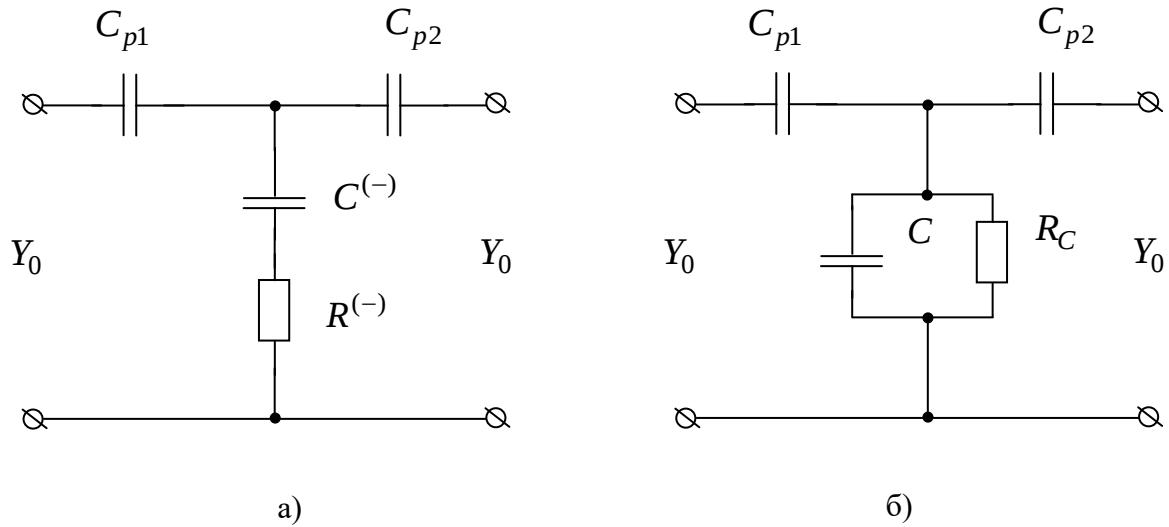


Рисунок 2.6 - Еквівалентна схема ключа з паралельним включенням С-негатрона N-типу в режимі “відкрито” (а) та “закрито” (б)

Відомо, що величина затухання, що вноситься включеним паралельно в лінію проходження сигналу елементом з провідністю $Y = G + jB$ визначається виразом

$$L = 10 \lg \left| \frac{2 + \frac{Y}{Y_0}}{2} \right|^2 = 10 \lg \frac{\left(2 + \frac{G}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{B}{Y_0} \right)^2}{4} \text{ [дБ]}, \quad (2.12)$$

де Y_0 – характеристична провідність лінії, $Y_0 = 1/Z_0$.

Виходячи з рис. 2.6,б, провідність керуючого елемента при роботі ключа в режимі “закрито”, при знехтуванні активним опором втрат R_C , дорівнює $Y_{зак} = j\omega C$, а отже величина затухання, що вноситься ключем в даному режимі роботи, у відповідності до виразу (2.12), визначається виразом

$$L_{зак} = 10 \lg \left(1 + \frac{\omega^2 C^2}{4Y_0^2} \right). \quad (2.13)$$

На рис. 2.7 зображені графіки частотних залежностей $L_{зак}$ для трьох значень ємності C (100пФ, 300пФ, 1000пФ). З графіків видно, що збільшення значення ємності C призводить до збільшення затухання, так при збільшенні C з 300пФ до 1000пФ $L_{зак}$ на частоті 450 МГц збільшується з 26,5дБ до 37дБ. Змінювати значення ємності C можна шляхом зміни напруги зміщення на С-негатроні. Проте наявність деякого активного опору R виводів керуючого елемента буде обмежувати максимально досяжне значення затухання. Так при $R = 0,2$ Ом і $Z_0 = 50$ Ом, у відповідності до виразу (2.12), максимально досяжне значення затухання в режимі “закрито” $L_{зак \max} = 42$ дБ.

Виходячи з рис. 2.6,а, опір керуючого елемента при роботі ключа в режимі “відкрито” дорівнює

$$Z_{від} = R^{(-)} + \frac{1}{j\omega C^{(-)}}.$$

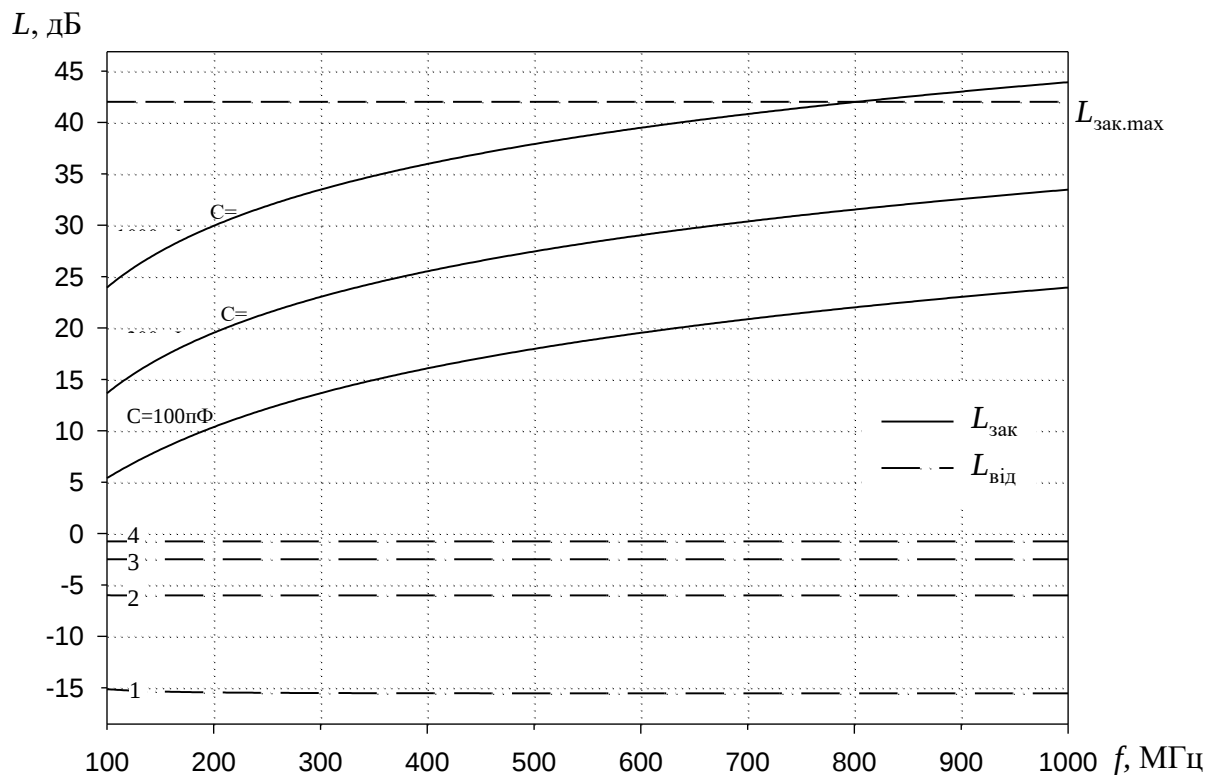


Рисунок 2.7 - Частотна залежність затухання L , утвореного ключем в режимі “закрито” $L_{зак}$ і “відкрито” $L_{від}$: 1 – $R^{(-)} = -30$ Ом, 2 – $R^{(-)} = -50$ Ом, 3 – $R^{(-)} = -100$ Ом, 4 – $R^{(-)} = -300$ Ом

Звідки провідність керуючого елемента в режимі “відкрито”

$$Y_{\text{від}} = \frac{1}{Z_{\text{від}}} = \frac{\omega C^{(-)}}{-j + \omega C^{(-)} R^{(-)}}.$$

Підставивши вираз для $Y_{\text{від}}$ в (2.12) одержимо вираз для затухання, що утворюються ключем в режимі “відкрито”

$$L_{\text{від}} = 10 \lg \left(\frac{4Y_0^2 + C^{(-)2} (\omega + 2R^{(-)} \omega Y_0)^2}{4(1 + C^{(-)2} R^{(-)2} \omega^2) Y_0^2} \right). \quad (2.14)$$

Звідки видно, що за виконання умови $R^{(-)} < -\frac{1}{4Y_0}$, то $L_{\text{від}} < 0$, тобто маємо підсилення сигналу в режимі “відкрито”.

На рис. 2.7 зображені графіки частотних залежностей $L_{\text{від}}$ для такого набору параметрів елементів схеми: $C^{(-)} = -1000$ пФ, $R^{(-)} = \{-30, -50, -100, -300\}$ Ом. Звідки видно, що зменшення за модулем значення від’ємного активного опору $R^{(-)}$ призводить до збільшення коефіцієнта підсилення ключа. Так при зменшенні $R^{(-)}$ з -100 до -30 Ом $L_{\text{від}}$ збільшується з $-2,5$ до $-15,5$ дБ. Зменшення за модулем значення від’ємної диференційної ємності $C^{(-)}$ призводить до спаду коефіцієнта підсилення ключа на низьких частотах, тому для забезпечення широкосмуговості значення $C^{(-)}$ вибирається таким чином, щоб в заданому діапазоні частот реактивний опір $C^{(-)}$ був значно меншим за модулем значення активного опору $R^{(-)}$.

Наявність в еквівалентній схемі ключа рис. 2.6,а від’ємних ємності $C^{(-)}$ та активного опору $R^{(-)}$ робить даний ключ потенційно-нестійким при роботі в режимі “відкрито”, що ставить задачу визначення умов стійкості.

Для цього еквівалентну схему навантаженого ключа при роботі в даному режимі представимо в вигляді рис. 2.8, на якій враховані: E_r - генератор напруги, R_r - внутрішній опір генератора напруги E_r , R_n - опір навантаження.

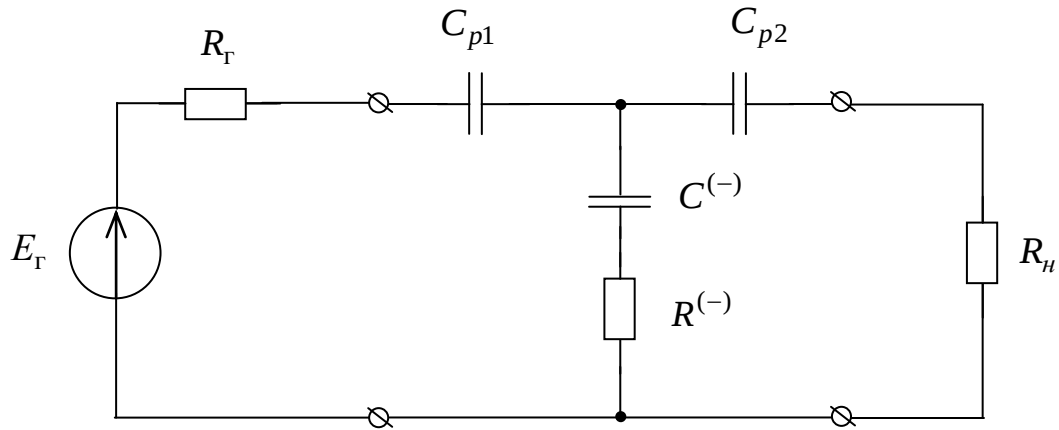


Рисунок 2.8 - Еквівалентна схема навантаженого ключа з паралельним ввімкненням С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу в режимі “відкрито”

Операторний опір схеми рис. 2.8 дорівнює

$$Z(p) = R_r + \frac{1}{pC_{p1}} + \frac{\left(R^{(-)} + \frac{1}{pC^{(-)}}\right)\left(R_n + \frac{1}{pC_{p2}}\right)}{R^{(-)} + \frac{1}{pC^{(-)}} + R_n + \frac{1}{pC_{p2}}} \quad (2.15)$$

Виділивши чисельник виразу (2.15) та прирівнявши його до нуля, знайдемо характеристичне рівняння схеми рис. 2.8

$$a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (2.16)$$

$$\text{де } a_2 = C_{p1} C_{p2} C^{(-)} \left(R_n R^{(-)} + R_r \left(R_n + R^{(-)} \right) \right);$$

$$a_1 = C_{p2}C^{(-)}(R_H + R^{(-)}) + C_{p1}(C_{p2}(R_T + R_H) + C^{(-)}(R_T + R^{(-)}));$$

$$a_0 = C_{p1} + C_{p2} + C^{(-)}.$$

За алгебраїчним критерієм стійкості Рауса-Гурвіца, електричне коло з характеристичним рівнянням (2.16) буде стійким за виконання умови

$$a_2 > 0, a_1 > 0, a_0 > 0. \quad (2.17)$$

Розв'язавши систему нерівностей (2.17), визначимо співвідношення елементів, при якому схема рис. 2.8 буде стійкою. Припустивши, що $C_{p1} = C_{p2} > -C^{(-)}$ та $R_T = R_H$, одержимо

$$C^{(-)} > -\frac{2C_{p1}C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}}, R^{(-)} < -\frac{R_H}{2}. \quad (2.18)$$

При визначенні умов стійкості (2.18) ми не враховували паразитні індуктивності та ємності схеми. Проте, як показали дослідження, врахування додаткових паразитних індуктивностей та ємностей, при значному ускладненні розрахункових виразів, дають аналогічні умови стійкості, за умови, що паразитні параметри є значно меншими за параметри основних елементів схеми.

Визначимо чутливість затухання ключа до зміни параметрів елементів схеми. Підставивши одержимо вираз для відносної чутливості першого порядку затухання ключа в режимі “закрито” до зміни значення додатної диференційної ємності С-негатрона

$$S_C^{L_{зак}} = \frac{2C^2\omega^2}{(C^2\omega^2 + 4Y_0^2)\ln(K_{зак})},$$

де $K_{зак} = 1 + \frac{C^2 \omega^2}{4Y_0^2}$ – затування, що утворюється ключем в режимі “закрито” в разях.

На рис. 2.9 приведені графіки частотних залежностей чутливості $S_C^{L_{зак}}$ для трьох значень ємності C (100, 300, 1000 пФ). З графіків видно, що для розглянутого випадку максимальне значення $S_C^{L_{зак}}$ в розглянутому частотно-му діапазоні 100÷1000 МГц є не більшим за 1,1 і зі збільшенням значення ємності C та частоти $\omega = 2\pi f$ відбувається зменшення відносної чутливості $S_C^{L_{зак}}$ [23].

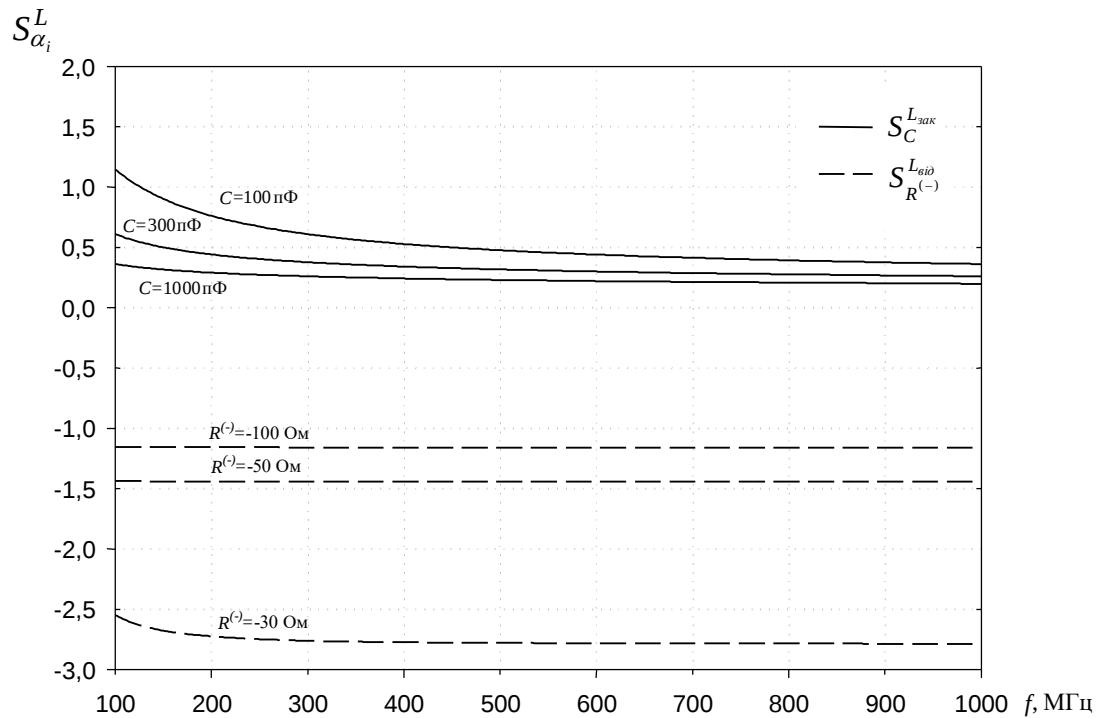


Рисунок 2.9 - Частотні залежності чутливості затування, що утворюються ключем в режимі “закрито” та “відкрито” до зміни параметрів елементів схеми ключа

Підставивши вираз для затування ключа в режимі “відкрито” одержимо вирази для чутливостей затування до зміни значень $C^{(-)}$, $R^{(-)}$, Y_0

$$S_{C^{(-)}}^{L_{\text{від}}} = \frac{2C^{(-)2}\omega^2(1+4R^{(-)}Y_0)}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

$$\text{де } \xi = \left(1 + C^{(-)2}R^{(-)2}\omega^2\right) \left(4Y_0^2 + C^{(-)2}(\omega + 2R^{(-)}\omega Y_0)^2\right),$$

$$K_{\text{від}} = \frac{4Y_0^2 + C^{(-)2}(\omega + 2R^{(-)}\omega Y_0)^2}{4(1 + C^{(-)2}R^{(-)2}\omega^2)Y_0^2} - \text{затухання, що утворюється ключем в}$$

режимі “відкрито” в разях.

$$S_{R^{(-)}}^{L_{\text{від}}} = \frac{2R^{(-)} \left(-2C^{(-)2}\omega^2 Y_0 + C^{(-)4}R^{(-)}\omega^4(1+2R^{(-)}Y_0) \right)}{\xi \ln(K_{\text{від}})},$$

$$S_{Y_0}^{L_{\text{від}}} = \frac{2C^{(-)2}\omega^2(1+2R^{(-)}Y_0)}{\left(4Y_0^2 + C^{(-)2}(\omega + 2R^{(-)}\omega Y_0)^2\right) \ln(K_{\text{від}})}.$$

Таким чином, як показали проведені дослідження, ключ з паралельним включенням керуючого елемента на базі С-негатрона N-типу (рис. 2.6) є широкосмуговим та дозволяє одержати коефіцієнт затухання в діапазоні частот 100 – 1000 МГц в режимі “закрито” 20 – 40 дБ, в режимі “відкрито” – підсилення до 15 дБ з відносною чутливістю коефіцієнта затухання до зміни параметрів елементів схеми в межах 2...3. Відносна смуга пропускання розглянутого ключа в режимі “відкрито”, як це видно з рис. 2.7, становить понад 160%.

Використовуючи розглянутий принцип одержання необхідної нелінійної характеристики елементу шляхом включення паралельно або послідовно до негатрона N-, S-типу лінійного елементу можна використовувати для побудови параметричних стабілізаторів напруги, заряду, струму, потокощеплення на С-, L-негатронах.

3 ЕКПЕРЕМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

3.1 Розробка топології плати та блок-схема невзаємного активного НВЧ комутатора

В даному розділі буде проведений розгляд топології плати та розгляд схеми невзаємного активного НВЧ комутатора. Розроблена топологія (рис. 3.1) дозволяє стверджувати про можливість реалізації комутатора у вигляді напівпровідникової інтегральної мікросхеми [24].

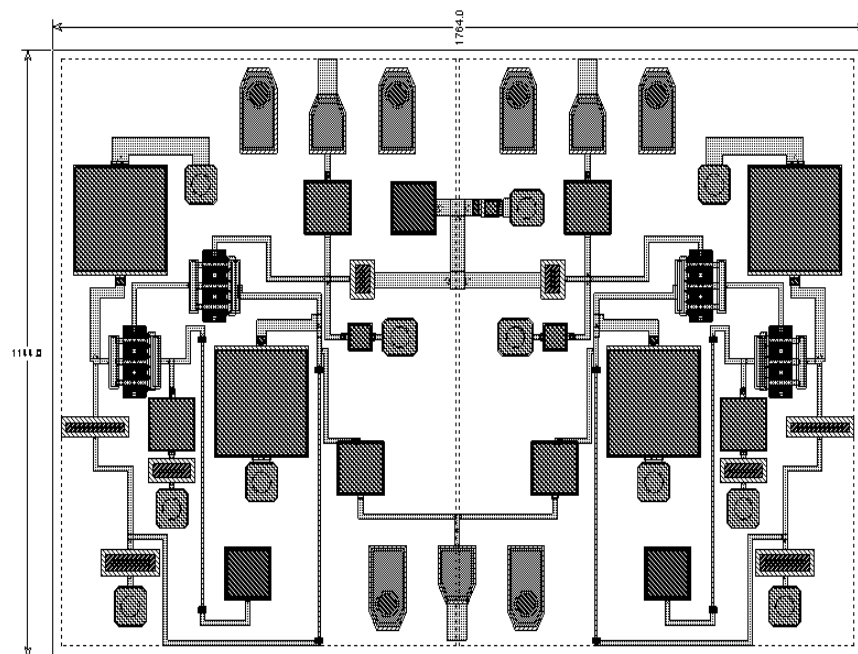
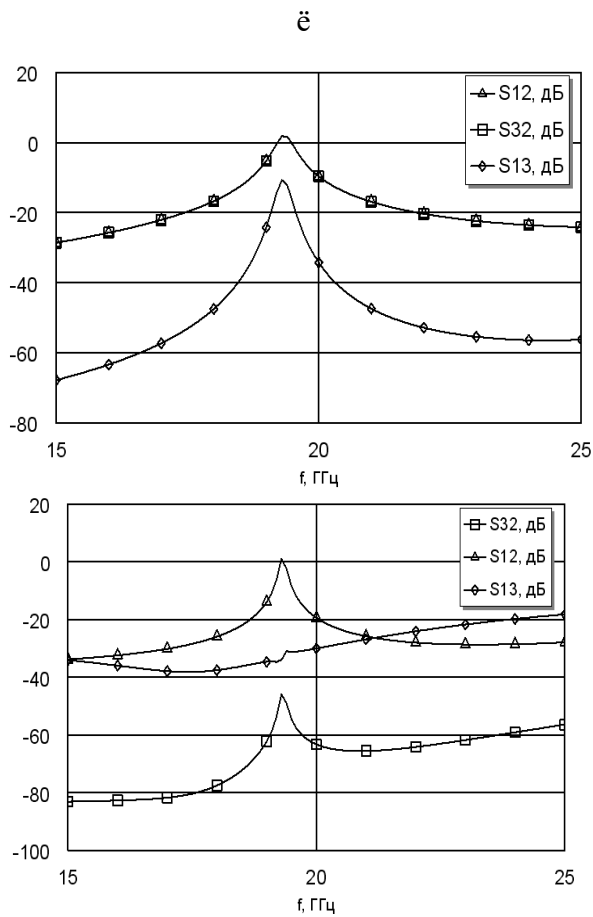


Рисунок 3.1 - Топологія плати

Найпростіший комутатор складається з двох ключових елементів на основі невзаємного АФ. Розроблена топологія, площа кристалу становить 2мм^2 . Вносимо згасання при вимкненому стані становить 42дБ (рис. 3.2,а), при ввімкненому стані (рис. 3.2,б) відбувається незначне підсилення сигналу (на рівні 3дБ). Розв'язка між одночасно ввімкненими каналами становить біля 10дБ, при одному вимкненому – біля 30дБ [24].



а)

б)

Рисунок 3.2 - Коефіцієнт передачі по напрузі

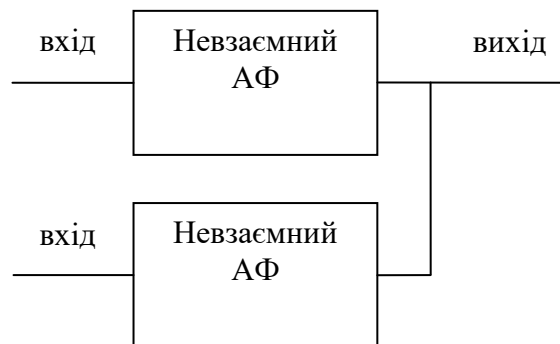


Рисунок 3.3 - Блок схема НВЧ – комутатора на два канали

3.2 Моделювання невяземного активного НВЧ комутатора

На основі НВЧ комутаторів можлива побудова невяземних активних СПФ у яких $S_{21} \neq S_{12}$. Схема електрична принципова одного з розроблених ва-

ріантів однорезонаторного невзаємного активного СПФ представлена на рис. 3.4. В схемі використовується резистор R_1 , конденсатори C_1 , C_2 , C_3 та транзистори VT_1 , VT_2 .

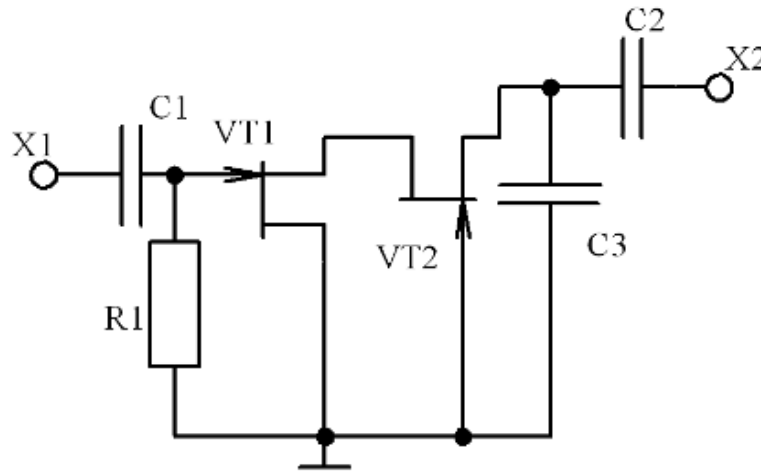


Рисунок 3.4 - Схема (кола живлення не показані) невзаємного однорезонаторного НВЧ комутатора

У розробленого невзаємного СПФ, також як і у вище розглянутих взаємних фільтрів, використовується активна напівпровідникова індуктивність на основі ПТШ, що разом з резонуючою ємністю C_3 утворює паралельний коливальний контур, включений паралельно вихідному колу, що забезпечує частотну вибірковість сигналу. Вхідний сигнал, через розділові конденсатори C_1 і C_2 подається між затвором і витком ПТШ, що забезпечує невзаємні властивості фільтра. Як видно з рис. 3.4, фільтр забезпечує на частоті 17.1ГГц підсилення сигналу на 3дБ, а за смугою пропускання величина послаблення перевищує 20дБ, коефіцієнт невзаємності перевищує 10дБ [25].

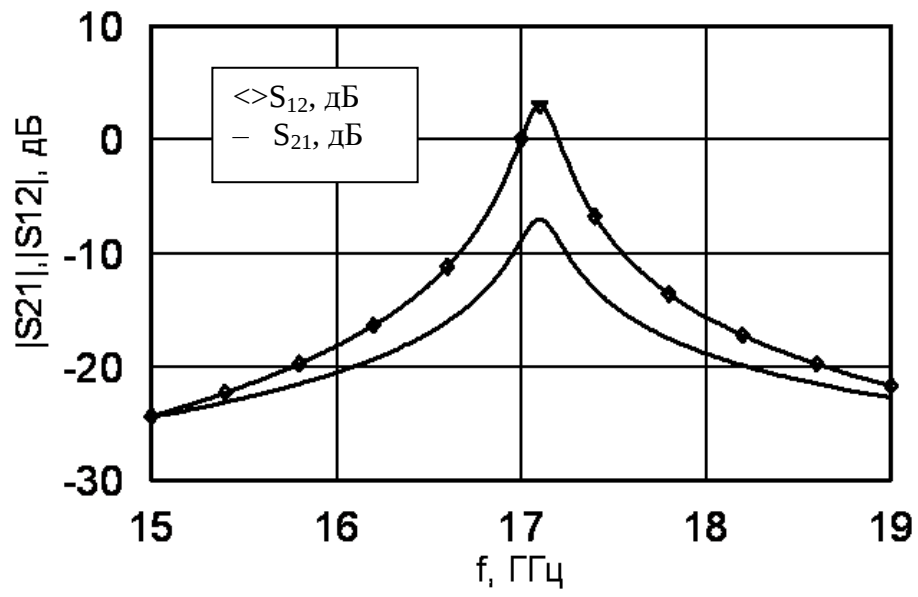


Рисунок 3.5 - Амплітудно-частотна характеристика невзаємного однорезонаторного НВЧ комутатора

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

У приміщенні, де відбувалися моделювання та дослідження надвисоко-частотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором присутні такі шкідливі та небезпечні фактори [32]:

- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- недостатнє освітлення робочої зони;
- недостатність природного освітлення;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- відсутність чи нестача природного світла;
- фізичні перевантаження (статичні);
- нервово - психічні перевантаження (перенапруга аналізаторів, емоційні навантаження).

Відповідно до визначених факторів формуємо рекомендації щодо безпечних умов праці під час виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Широке промислове та побутове використання ПК актуалізувало питання охорони праці його користувачів. Дотримання вимог цих правил може значно знизити наслідки несприятливої дії на працівників шкідливих та небезпечних факторів, які супроводжують роботу з відеодисплейними матеріалами, зокрема можливість зорових, нервово-емоційних переживань, серцево-судинних захворювань.

Виходячи з цього, роботодавець повинен забезпечити гігієнічні й ергономічні вимоги щодо організації робочих приміщень для експлуатації ПК, робочого середовища, робочих місць з ПК, режиму праці і відпочинку при роботі з ПК тощо, які викладені у Правилах.

Основні вимоги до виробничого приміщення для експлуатації ПК:

- приміщення не може бути розміщено у підвалах та цокольних поверхах;
- площа на одне робоче місце в такому приміщенні повинна становити не менше $6,0\text{ м}^2$, а об'єм не менше $20,0\text{ м}^3$;
- приміщення повинно мати природне та штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [36];
- необхідно щоденно проводити вологе прибирання;
- поруч з приміщенням для роботи з ПК мають бути обладнані: побутова кімната для відпочинку під час роботи; кімната психологічного розвантаження.

Організація робочого місця користувача комп'ютера повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх взаємного розташування ергономічним вимогам. Виконуючи практичні завдання щодо використання робочої пози, потрібно:

- зменшувати величину статичних напружень;
- розподіляти статичні напруження;
- передбачати можливість змін пози під час роботи.

Для роботи операторів ПК у положенні сидючи рекомендовані такі параметри робочого простору: ширина - не менше 700 мм, глибина - не менше 400 мм, висота робочої поверхні над підлогою – 700 ... 750 мм. Під робочою поверхнею необхідно передбачити простір для ніг: висота - менше 600 мм, ширина - не менше 500 мм, глибина - не менше 400 мм. За необхідності огляду робочого місця його висота не повинна перевищувати 1200 мм

Під час роботи сидючи нижня частина корпусу розслаблена, а основне статичне навантаження припадає на м'язи шийї, спини, таза, стегон. Неправильна сидюча поза може викликати застій крові в ногах, а якщо виконується великий обсяг роботи для пальців рук – запалення суглобів.

При проектуванні письмового столу варто враховувати наступне:

- висота столу повинна бути обрана з урахуванням можливості сидіти вільно, у зручній позі, при необхідності спираючись на підлокітники;

- нижня частина столу повинна бути сконструйована так, щоб оператор міг зручно сидіти, не був змушений підбирати ноги;
- поверхня столу повинна мати властивості, що виключають появу відблисків у поле зору оператора;
- конструкція столу повинна передбачати наявність висувних шухляд (не менш 3-х для збереження документації, канцелярського приладдя, особистих речей).

На робочому місці моделювання та дослідження надвисокочастотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором існує небезпека поразки електричним струмом. Електричний струм, впливаючи на тіло людини, може заподіяти йому явні чи приховані пошкодження, в тому числі опіки всього тіла або окремих його ділянок; електричні удари характерні внутрішніми ушкодженнями тощо.

Приміщення, де виконується робота, згідно ПУЕ «Правила влаштування електроустановок» класифікується як приміщення без підвищеної небезпеки [38].

Безпечна експлуатація електроустановок здійснюється у відповідності з вимогами ПУЕ [43] та «Правила безпечної експлуатації електроустановок» [39] і передбачає такі заходи та засоби:

- недоступність струмоведучих частин, прокладання електрокабелів під підлогою, в спеціальних каналах, скрите виконання освітлювальної проводки, ізоляцію струмо-провідних елементів ($R_{із} \geq 0.5 \text{ МОм}$);
- захисне заземлення всіх металевих струмопровідних частин електроустановок та ПК ($R_{з \text{ доп}} \leq 4 \text{ Ом}$);
- використання пониженої напруги 36 В (для аварійного освітлення щита) в операторському пункті та виробничому приміщені;
- застосування попереджувальної сигналізації, написів, плакатів при проведенні планово-попереджувальних ремонтів і профілактичних випробувань електрообладнання;

– проведення організаційних заходів (спеціальне навчання, атестація та переатестація осіб електротехнічного персоналу, інструктажі тощо).

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Температура, відносна вологість, швидкість руху повітря біля тіла людини, а також температура стін і навколишніх предметів утворюють мікроклімат на робочому місці. Температуру, відносну вологість і швидкість руху повітря вимірюють на висоті 1,0 м від підлоги або робочої площадки при роботах, що виконуються сидячи, і на висоті 1,5 м – при роботах, що виконуються стоячи, і не ближче 1 м від нагрівальних приладів і зовнішніх стін.

Робота, яка виконується під час моделювання та дослідження надвисоко-частотних комутаторів і вимикачів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором згідно за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [31]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи (раціональна організація проведення робіт залежно від пори року і доби, чергування праці і відпочинку), так і технічні засоби (вентиляція, кондиціонування повітря, опалювальна система).

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Забруднення повітря робочої зони регламентується граничнодопустимими концентраціями (ГДК) в мг/м³ згідно ДСН 3.3.6.042-99 [40]. Джерела-

ми запиленості повітря в приміщенні є одяг людей і пил, що проникає з вулиці. У приміщенні немає значного виділення шкідливих газів. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи припливно-витяжної вентиляції, регулярного провітрювання, та вологого прибирання.

4.2.3 Виробниче освітлення

Правильно спроектоване освітлення, яке відповідає вимогам санітарних норм здійснює позитивний психологічний вплив на працівника, знижує втому, створює оптимальні умови для роботи органів зору, і тим самим підвищує безпеку праці і знижує травматизм.

Освітлення створюється природним сонячним світлом (природне) і світлом від електричних ламп (штучне). Природне освітлення є найсприятливішим для людини, так як сонячне світло має оптимальний спектр, в ньому наявна достатня кількість ультрафіолетових променів. Штучне освітлення передбачається у приміщеннях, де недостатньо природного світла, і для освітлення у вечірні та нічні години.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні, які необхідно забезпечити під час виконання роботи зазначені у таблиці 4.4 (за ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення [36]):

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Високої точності	0,3 – 0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимальне використання бічного природного освітлення.
- 2) Систематичне очищення скла від бруду.
- 3) Використання жалюзі на вікнах для регулювання кількості природного світла у приміщенні.
- 4) Загальне штучне освітлення створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

4.2.4 Виробничий шум

Шум визначають як сукупність аперіодических звуків різної інтенсивності та частоти. Шум заважає роботі, знижує працездатність і продуктивність праці, при тривалій і інтенсивній дії викликає захворювання організму.

У закритих приміщеннях шум, багаторазово відбиваючись від стін та стелі, посилюється. Тому рекомендується проводити їх акустичну обробку за допомогою звукопоглинальних облицювань з пористих матеріалів, які мають великий коефіцієнт звукопоглинання.

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [39].

Таблиця 4.5 - Рівень звукового тиску

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для зменшення шуму здійснюють своєчасний ремонт та профілактику обладнання.

4.2.5 Виробничі випромінювання

На робочій місці розробника у зв'язку із експлуатацією електричної апаратури, існує ризик виникнення підвищеного рівня електромагнітного випромінювання.

Ступінь біологічного впливу електромагнітних полів на організм людини залежить від частоти коливань, напруженості та інтенсивності поля, тривалості його впливу.

Підвищений рівень електромагнітних випромінювань шкодить здоров'ю людини. Від цього страждає передусім нервова і серцево-судинна системи, виникають головний біль і перевтома, знижується точність робочих рухів, порушується сон. Електромагнітне випромінювання викликає зміни тиску крові, гіпотонію або гіпертонію.

Рівні електромагнітних випромінювань моніторів, які вважаються безпечними для здоров'я користувачів, регламентуються нормами MPR II 1990:10 Шведського національного комітету з вимірювань та досліджень (табл.4.6) [41, с.348].

Таблиця 4.6 - Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК

Вид поля	ТСО	MPR II
Змінне електричне поле 5 Гц – 2 кГц 2 кГц – 400 кГц	10 В/м 1 В/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	2,5 В/м 2,5 В/м на відстані 0,5 м навколо монітора
Змінне магнітне поле 5 Гц – 2 кГц 2 кГц – 400 кГц	250 нТл 200 мА/м 25 нТл 20 мА/м на від- стані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	250 нТл 200 мА/м 25 нТл 20 мА/м на ві- дстані 0,5 м навколо монітора

Для захисту людини від дії електромагнітних випромінювань використовують обмеження часу перебування персоналу в робочій зоні та встано-

влюють раціональні режими експлуатації ПК і роботи працюючого персоналу.

4.3 Пожежна безпека

Неконтрольоване горіння поза спеціальним вогнищем, що завдає матеріальних збитків, називають пожежею.

Запобігання пожеж здійснюється головним чином шляхом виключення можливості утворення горючих або вибухонебезпечних середовищ і джерел запалювання. На випадок пожежі на підприємстві повинна бути пожежний захист для запобігання впливу на людей небезпечних факторів пожежі та обмеження матеріальних збитків від нього.

Пожежна безпека об'єкта повинна забезпечуватися системою запобігання пожежі, системою протипожежного захисту і системою організаційно-технічних заходів.

Метою пожежної безпеки об'єкта є попередження виникнення пожежі на визначеному чинними нормативами рівні, а у випадку виникнення пожежі – обмеження її розповсюдження, своєчасне виявлення, гасіння пожежі, захист людей і матеріальних цінностей.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

До причин, що можуть спричинити пожежу в приміщенні, відносяться:

- перевантаження електромережі і перегріву струму несучих частин та з'єднань;
- порушення правил експлуатації техніки.

Система запобігання пожежі передбачає:

- періодичний контроль цілісності ізоляції;
- наявність спеціальних місць для куріння;
- періодичне проведення інструктажів з протипожежної безпеки;
- незахаращення приміщення горючими матеріалами;

- наявність системи захисту від атмосферної електрики.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Приміщення оснащено вуглекислотними вогнегасниками – на території 300 м² 4 вогнегасника (в кожному відділі і на сходовому марші). Також у коридорі встановлений пожежний гідрант з рукавом, який підключений до системи водопостачання.

Вогнегасники слід встановлювати у легкодоступних та помітних місцях (коридорах, біля входів або виходів з приміщень тощо), а також у пожежонебезпечних місцях, де найбільш вірогідна поява осередків пожежі. При цьому необхідно забезпечити їх захист від попадання прямих сонячних променів і безпосередньої (без загороджувальних щитків) дії опалювальних та нагрівальних приладів [37].

Використані вогнегасники, а також вогнегасники із зірваними пломбами необхідно негайно направляти на перезарядження або перевірку. Вогнегасники, відправлені з об'єкта на перезарядження, повинні бути замінені відповідною кількістю заряджених вогнегасників.

Пожежні щити (стенди) повинні забезпечувати:

- захист вогнегасників від потрапляння прямих сонячних променів, а також захист знімних комплектуючих виробів від використання сторонніми особами не за призначенням (для щитів та стендів, установлюваних поза приміщеннями);
- зручність та оперативність зняття закріплених на щиті (стенді) комплектуючих виробів.

Для зазначення місця розміщення первинних засобів пожежогасіння слід встановлювати вказівні знаки згідно з чинними державними стандартами. Знаки повинні бути розміщені на видних місцях на висоті стандартами. Знаки повинні бути розміщені на видних місцях на висоті 2–2,5 м від рівня підлоги як всередині, так і поза приміщеннями (за потреби).

Власники підприємств, установ та організацій або уповноважені ними органи, а також орендарі зобов'язані:

- розробляти комплексні заходи щодо забезпечення пожежної безпеки, впроваджувати передові досягнення науки;
- забезпечувати дотримання протипожежних вимог стандартів, норм, правил, а також виконання вимог приписів і постанов органів державного пожежного нагляду;
- організовувати навчання працівників правилам пожежної безпеки та пропаганду заходів щодо їх забезпечення;
- у разі відсутності нормативних актів вимог, необхідних для забезпечення пожежної безпеки, вживати відповідні заходи, погоджуючи їх з органами державного нагляду;
- утримувати в справному стані засоби протипожежного захисту і зв'язку, пожежну техніку, обладнання та інвентар, не допускати їх використання не за призначенням;
- створювати, у разі потреби, відповідно до встановленого порядку, підрозділи пожежної охорони та необхідну для їх функціонування матеріально-технічну базу;
- подавати на вимогу державної пожежної охорони відомості та документи про стан пожежної безпеки об'єктів і продукції, що ними виробляється;
- здійснювати заходи щодо впровадження автоматичних засобів виявлення та гасіння пожеж і використання з цією метою виробничої автоматики;
- своєчасно інформувати пожежну охорону про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання, а також про закриття доріг і проїздів на своїй території;
- проводити службове розслідування випадків пожеж.

ВИСНОВКИ

У бакалаврській дипломній роботі розглянувши НВЧ комутатори на негатронах побудованих на базі активних НВЧ фільтрів використовується явище резонансу. Перевагою їх є схемотехнічна простота, можливість забезпечення нульових втрат сигналу в режимі “відкрито”, а також не великого підсилення сигналу. В якості недоліка даних комутаторів є їх вузькосмуговість в наслідок використання резонансу створити широкосмугову можна якщо використовувати пристрої ємністю – С-негатрони.

В першому розділі ми розглянули можливості побудови НВЧ комутаторів на негатронах, взаємні та невзаємні НВЧ комутатори. Другий розділ присвячений розробці НВЧ комутатора на С-негатроні, з послідовним та паралельним включенням аналогових ключів керуючого елемента. На третьому етапі виконали моделювання невзаємного активного НВЧ комутатора.

В другому розділі здійснено розроблення НВЧ комутаторів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Зокрема, здійснена розробка та дослідження аналогових ключів з послідовним включенням транзисторної схеми з ВАХ N-типу. Досліджений аналоговий ключ з паралельним включенням керуючого елемента на С-негатроні N-типу.

В третьому розділі наведені результати експериментальних досліджень надвисокочастотних комутаторів і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. У цьому розділі розроблено топологію плати та блок-схема невзаємного активного НВЧ комутатора. Представлені результати модельного та експериментального дослідження невзаємного активного НВЧ комутатора на основі польової транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. Розроблені НВЧ комутатори на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором мають такі електричні параметри: робоча частота 17,1 ГГц; коефіцієнт підсилення сигналу у ввімкненому стані 3 дБ; коефіцієнт невзаємності 10 дБ; внесене згасання при вимкненому стані 42 дБ; розв'язка між одночасно ввімкненими

каналами 10 дБ, розв'язка при одному вимкненому 30дБ; хвильовий опір 50 Ом.

В останньому розділі бакалаврської дипломної роботи виконані завдання з охорони праці. З наведених технічних рішень щодо безпечного виконання роботи. Також представлені технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії. Наведені основні вимоги пожежної безпеки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Філінюк М.А. Теоретичні основи негатроніки. – Вінниця, ВДТУ, 2002.
2. Філінюк М.А. Фізичні основи негатроніки. – Вінниця, ВДТУ, 2003.
3. Філінюк М.А., Кравцов Ю.І. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький, 2002. – №1.
4. Філінюк М.А. Вісник ВПІ. – Вінниця, 2002. – №6.
5. FT245BM USB FIFO (USB - Parallel) I.C.//Future Technology Devices Intl. Limited. 2002.
6. Maikut, Y. Bashkatov, L. Tsybulskiy, A. Kuzmichev. «Simulation of induction evaporator with magnetic field concentrator». IEEE International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, microwave, and terahertz applications, NEMO-2014 Papers (Flash): paper 185, 4 pages.
7. I.Drozd, A. Kuzmichev, S. Maikut, L. Tsybulsky. «Investigation of electron cut-off in a cylindrical electrode system in pulsed magnetic field of an inductor». PROBLEMS OF ATOMIC SCIENCE AND TECHNOLOGY. Series: Plasma Physics, 118:6 (2018): 281-284
8. Prat-Camps, Jordi & Navau, Carles & Sanchez, Alvaro. (2013). Experimental realization of magnetic energy concentration and transmission at a distance by metamaterials. Applied Physics Letters. DOI: 105. 10.1063/1.4903867.
9. K. Dongwook, B. Park, J. Park, H. H. Park, and S. Ahn, “Magnetic field concentration using ferromagnetic material to propel a wireless power transfer based micro-robot,” AIP Adv., no. 8, 2018, DOI: 10.1063/1.5007774
10. K. Tashiro, G.-ya Hattori, and H. Wakiwaka, “Magnetic flux concentration methods for magnetic energy harvesting module,” in EPJ Web of Conferences, 2013, p. 4, DOI: 10.1051/epjconf/20134006011.
11. Mishima, Tokushichi & Hasiguti, Ryukiti & Kimura, Yasuo. (1958). On the Magnetic Properties of Quench-Hardened Magnet Steel. Journal of the Japan Institute of Metals. 22. 63-66. DOI: 10.2320/jinstmet1952.22.2_63.

12. Tawara, Yoshio & Senno, Harufumi. (1973). Bulk Hardened Magnet of Nonstoichiometric Rare-Earth Cobalt. *Japanese Journal of Applied Physics*. 12. 761-762. DOI: 10.1143/JJAP.12.761.
13. V. Rudnev and G. E. Totten, "Design and Fabrication of Inductors for Induction Heat Treating," in *Induction Heating and Heat Treatment*, ASM International, 2014, p. 18, URL: <https://fluxtrol.com/inc/pdf/Design-and-Fab-of-Inductors-for-HT.pdf>.
14. Lusgin, V & Koptiyakov, Alexander & Petrov, A & Zinovev, K & Kamaev, D. (2018). Power supplies for dual-frequency induction melting of metals. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 313. 012008. DOI: 10.1088/1757-899X/313/1/012008.
15. H. R. Lowry and J. P. Wallace, "Electromagnetic levitation casting apparatus having improved levitation coil assembly.," 1989, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/2e3526f9bc186508b478/EP0166346B1.pdf>.
16. Lee, Su-Yeon & Kim, Chang-Soo & Park, Jean-Ho & Lee, Jong & Kim, Su-Hee & Han, Yun-Sung & Lee, Hee-Sung. (2020). Study on the Direct Melting Extrusion Metal 3D Printing Using Induction Heating. *Journal of the Korean Society of Manufacturing Technology Engineers*. 29. 66-73. DOI: 10.7735/ksmte.2020.29.1.66
17. Aghaei, Maryam & Bogaerts, Annemie. (2015). Particle transport through an inductively coupled plasma torch: Elemental droplet evaporation. *J. Anal. At. Spectrom.* DOI: 31. 10.1039/C5JA00162E.
18. L. Siqing, L. Canfeng, and L. Qiwei, "Magnetic-field concentration in inductively coupled plasma reactors," 2006, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/a1/f5/bc/2ec53087e0204a/WO2006044419A2.pdf>.
19. Yan, Keping & Heesch, E.J.M. & Pemen, A. & Huijbrechts, P. & Laan, Piet. (2001). A 10 kW high-voltage pulse generator for corona plasma generation. *Review of Scientific Instruments*. 72. 2443-2447. DOI: 10.1063/1.1367358.

20. Narayanaswamy, Venkateswaran & Raja, Laxminarayan & Clemens, Noel. (2010). Characterization of a High-Frequency Pulsed-Plasma Jet Actuator for Supersonic Flow Control. Aiaa Journal - AIAA J. 48. 297-305. 10.2514/1.41352.

21. 29. Авторське свідоцтво SU 765900, H01H 33/66, 23.09.80

22. F. Volke and M. Benecke, “NMR imaging method and device focusing magnetic flux to a focal point in the imaging volume region,” 2009, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/16/37/87/975495e3626e18/US7518361.pdf>.

23. J. K. Hastings, M. A. Juds, and M. S. G., “Magnetic flux concentrator anti-differential current sensing topology,” 2007, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/82/d4/32/914581cbb0def7/US7157898.pdf>.

24. O. Yoshida, T. Maruyama, and K. Shirakubo, “Torque sensor and power steering system using the torque sensor,” 2016, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/81/94/f5/c77bd565becc0c/US9302700.pdf>.

25. P. Augier, E. Coupart, A. Eydelie, P. Gauthier, C. G.-M. Guillo, and Tl. Jadeau, “Rotating electrical machine with concentration flux rotor and teeth-wound stator,” 2001, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/8b/b0/67/9d143afac2006e/EP1152516A2.pdf>.

26. S. Breban, V. Mester, and C. A. Oprea, “Axial flux permanent magnet electrical machine with magnetic flux concentration,” 2015, URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/00/4d/7e/75489f9535eaaa/EP2869433A1.pdf>. 36. Kono, M., and P. H. Roberts. Recent geodynamo simulations and observations of the geomagnetic field // Reviews of Geophysics. – 2002. – T. 40, вып. 4. – С. 4– 1 – 4– 53. – doi:10.1029/2000RG000102.

27. P. J. Kapył", A. Brandenburg, N. Kleeorin, M. J. Kapył", and I. Rogachevskii, "Magnetic flux concentrations from turbulent stratified convection," *Astron. Astrophys.*, no. 588, 2015, DOI: 10.1051/0004-6361/201527731.
28. Brandenburg, Axel & Rogachevskii, Igor & Kleeorin, Nathan. (2016). Magnetic concentrations in stratified turbulence: The negative effective magnetic pressure instability. *New Journal of Physics*. 18. 125011. DOI: 10.1088/1367-2630/aa513e.
29. Jabbari, Sarah & Brandenburg, Axel & Losada, Illa & Kleeorin, Nathan & Rogachevskii, Igor. (2014). Magnetic flux concentrations from dynamo-generated fields. *Astronomy and Astrophysics*. 568. A112. DOI: 10.1051/0004-6361/201423499
30. L. Hoffmann and V. Scheuing, "Transformer coils for high magnetic fields," 1963, DOI: 10.5170/CERN-1963-036
31. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с
32. ДСТУ ISO 45001:2019 Системи управління охороною здоров'я та безпекою праці. Вимоги та настанови щодо застосування (ISO 45001:2018, IDT). URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=88004.
33. НПАОП 0.00-4.12-05. Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці. URL: <http://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0231-05>
34. ДСТУ 8829:2019 Пожежовибухонебезпечність речовин і матеріалів. Номенклатура показників і методи їхнього визначення. Класифікація. URL: <https://www.alutal.com.ua/wp-content/uploads/2021/02/dstu-8829-2019-1.pdf>
35. ДСТУ 8828:2019 Пожежна безпека. Загальні положення. URL: <https://dwg.ru/dnl/15125>

36. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

37. НАПБА.01.001-14. Правила пожежної безпеки в Україні. К. : МВС України, 2014. 47 с

38. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154 с

39. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

40. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

41. Охорона праці та промислова безпека: навч.посіб. [К.Н.Ткачук, В.В.Зацарний, Р.Н.Сабарно та ін.]; за ред. К.Н.Ткачука, В.В.Зацарного. – К.: Основа. – 2009. – 454 с.

42. Правила улаштування електроустановок. URL: <http://www.energiy.34.com.ua/PUE.html>

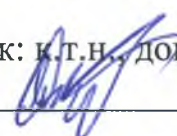
43. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php

Додаток А
(робочий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ
НАДВИСОКОЧАСТОТНІ КОМУТАТОРИ І ВИМИКАЧІ НА ОСНОВІ
ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ
ОПОРОМ

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-206
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Рокицький О.А.
(прізвище та ініціали)

Керівник:  Савицький А.Ю.
(прізвище та ініціали)

« 11 »  2024 р.

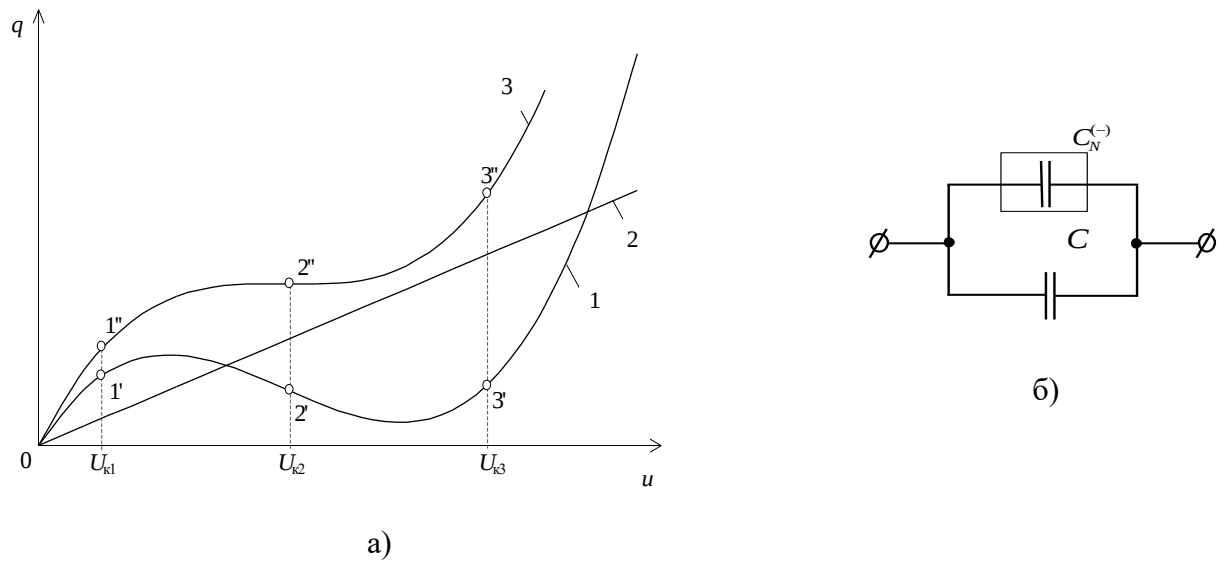


Рисунок 1 - а) Кулон-вольтні характеристики: 1 – С-негатрона N-типу, 2 – лінійної ємності C , 3 – керуючого елемента; б) схема керуючого елемента на С-негатроні N-типу

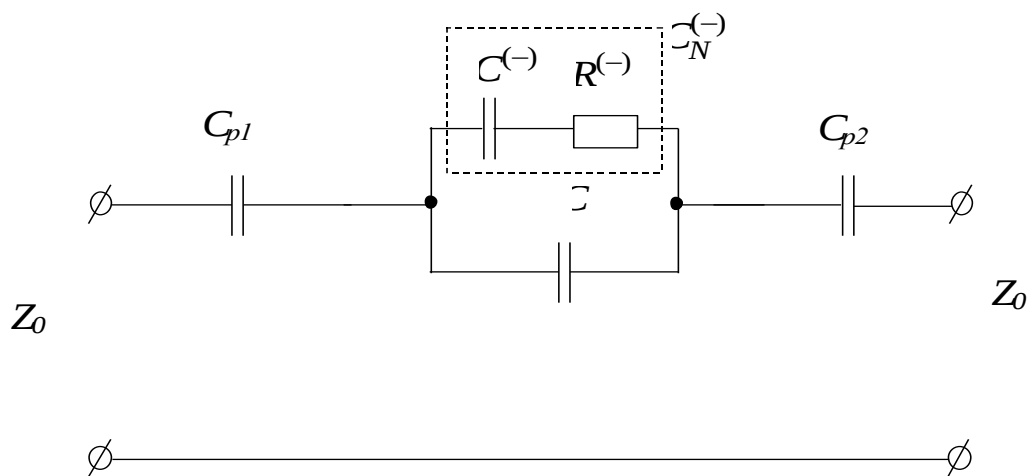


Рисунок 2 - Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу з урахуванням еквівалентної схеми С-негатрона N-типу в режимі “закрито”: $C^{(-)}$ – від’ємний диференційний опір С-негатрона, $R^{(-)}$ – від’ємний активний опір С-негатрона, Z_0 – характеристичний опір лінії, C_{p1} , C_{p2} – розділові ємності

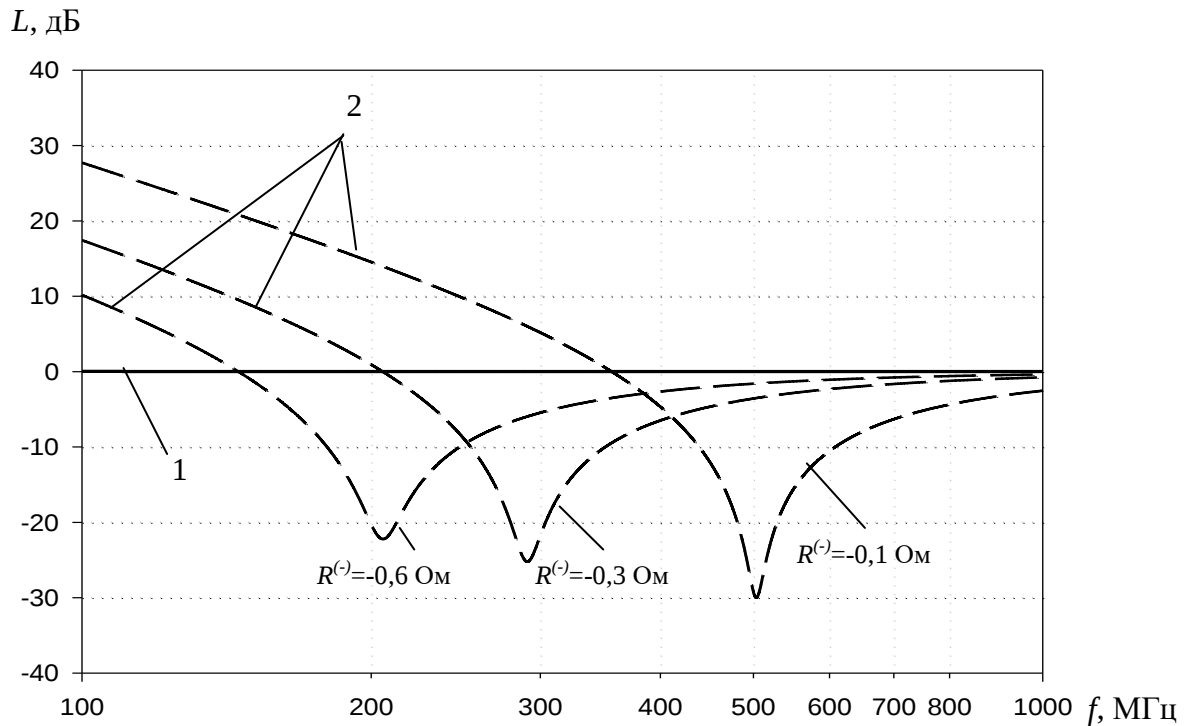


Рисунок 3 - Частотна залежність затухання L , утворюваного ключем в режимі “відкрито” (1) ікрито” (2) для трьох значень від’ємного активного опору $R^{(-)}$

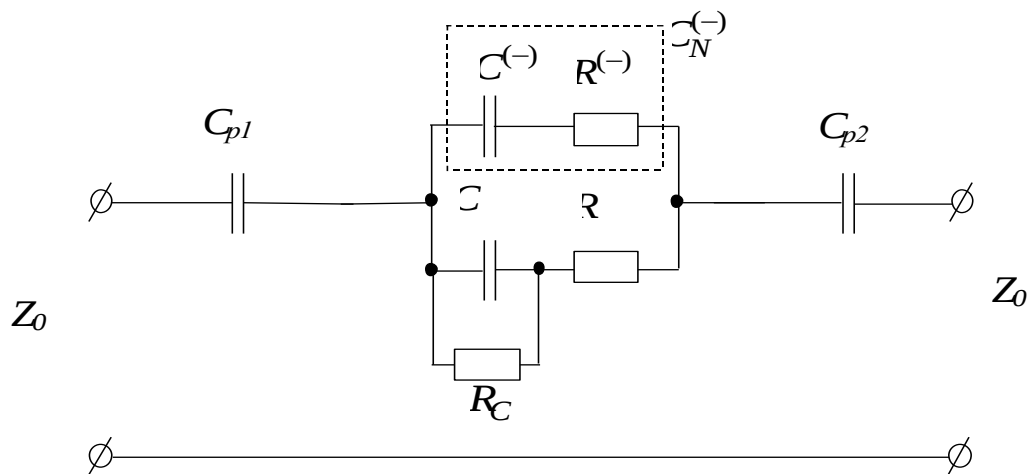


Рисунок 4 - Еквівалентна схема ключа на С-негатроні N-типу в режимі “закрито” з компенсуючим опором R : $C^{(-)}$ – від’ємний диференційний опір С-негатрона, $R^{(-)}$ – від’ємний активний опір С-негатрона, Z_0 – характеристичний опір лінії, C_{p1} , C_{p2} – розділові ємності, R_C – активний опір втрат конденсатора з ємністю C

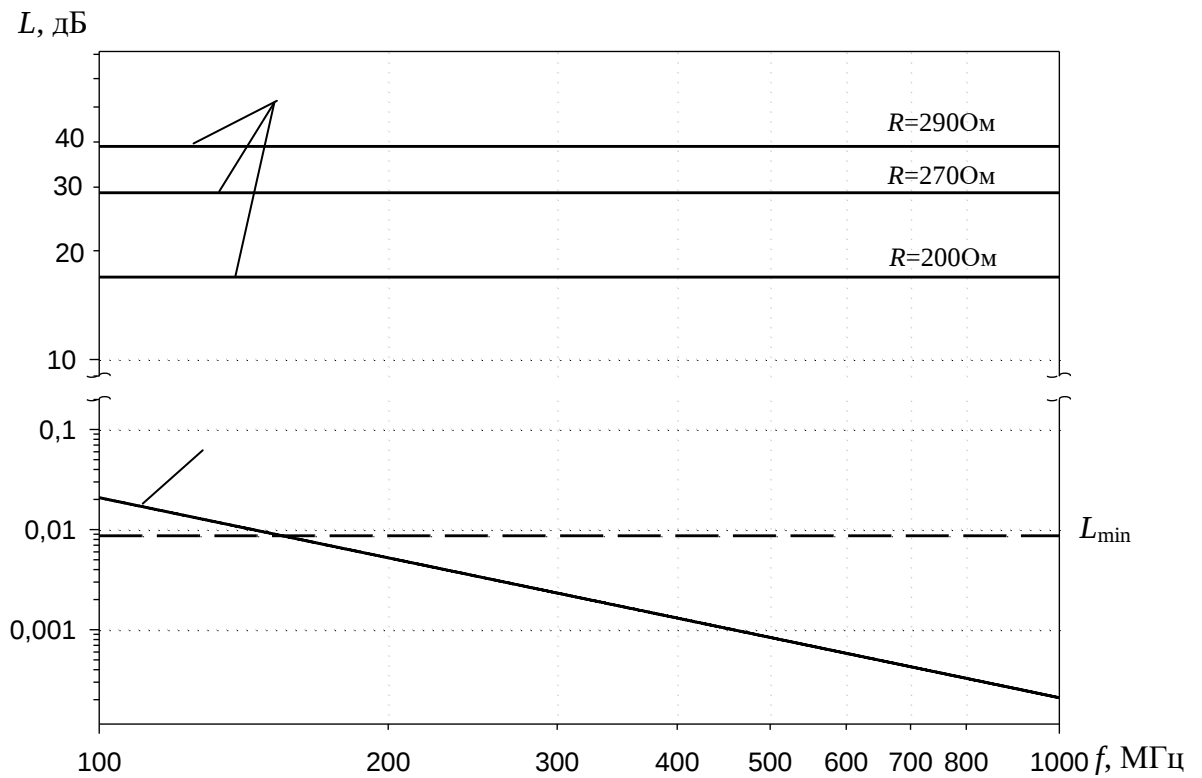


Рисунок 5 - Частотна залежність затухання L , утворюваного ключем в режимі “відкрито” (1) і “закрито” (2) для трьох значень опору R

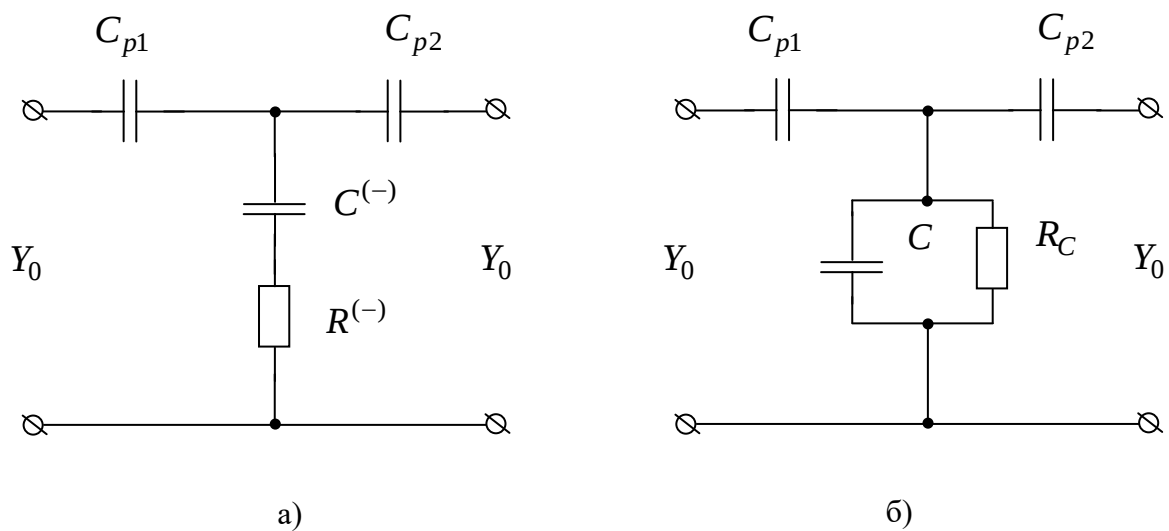


Рисунок 6 - Еквівалентна схема ключа з паралельним включенням С-негатрона N-типу в режимі “відкрито” (а) та “закрито” (б)

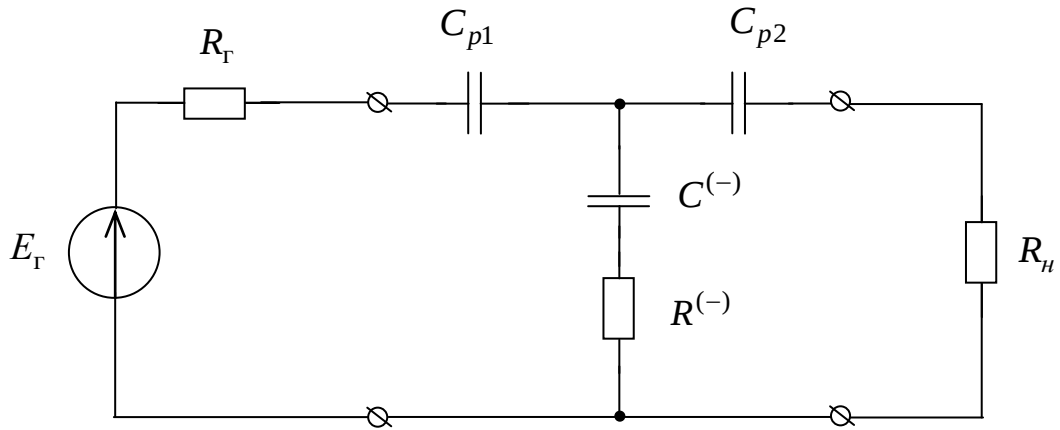


Рисунок 7 - Еквівалентна схема навантаженого ключа з паралельним ввімкненням С-негатрона N-типу в лінію проходження сигналу в режимі “відкрито”

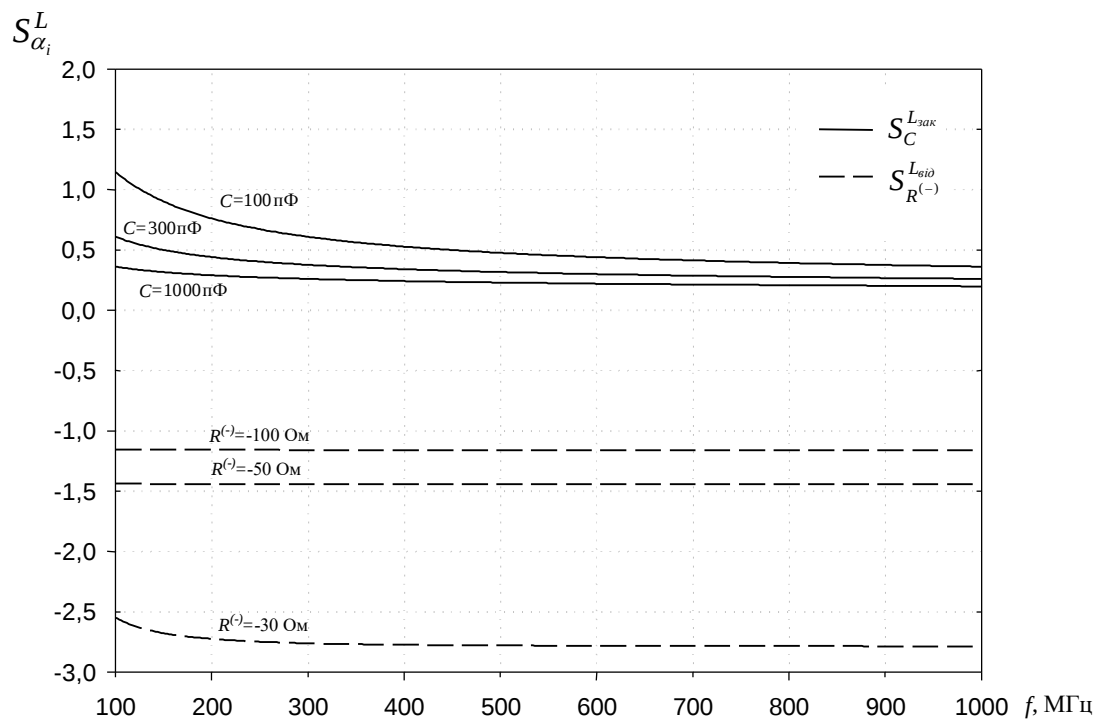


Рисунок 8 - Частотні залежності чутливості затухання, що утворюються ключем в режимі “закрито” та “відкрито” до зміни параметрів елементів схеми ключа

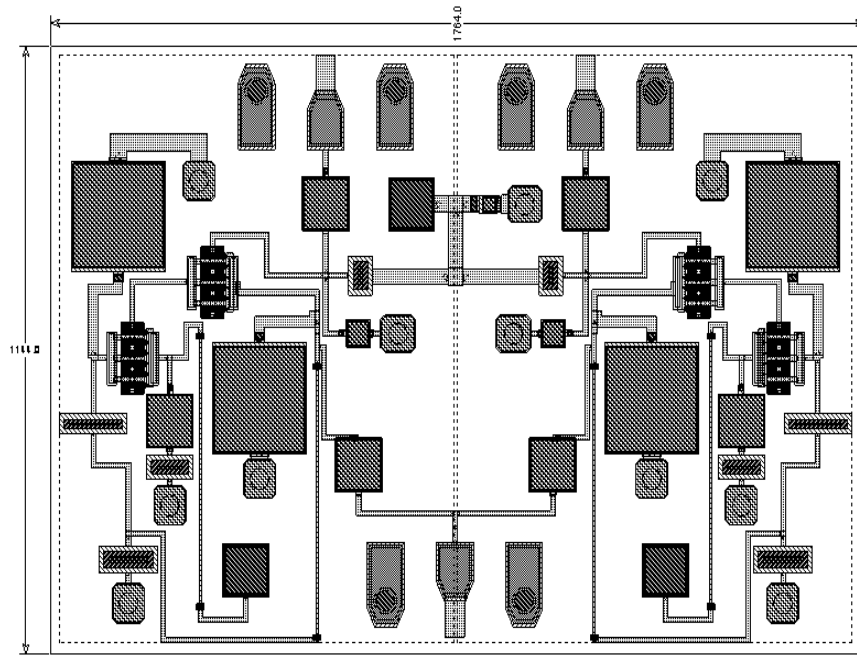


Рисунок 9 - Топологія плати

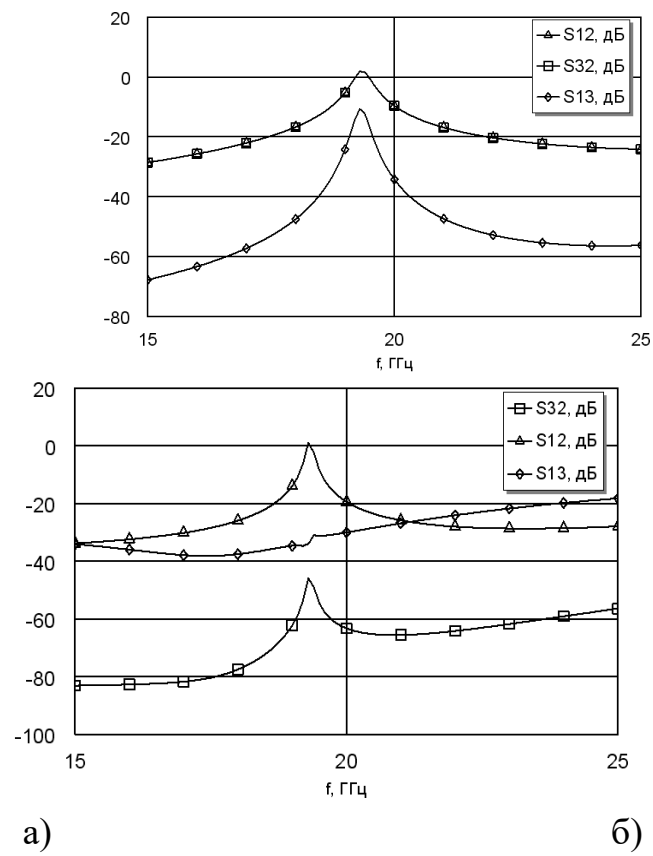


Рисунок 10 - Коефіцієнт передачі по напрузі

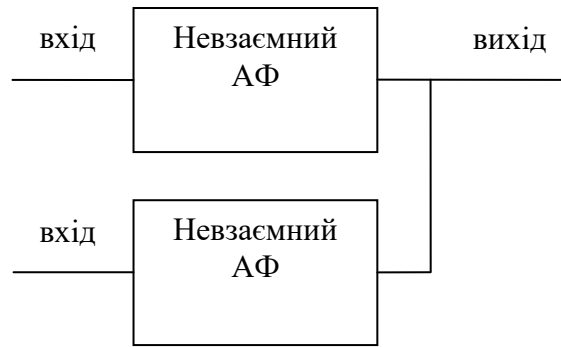


Рисунок 11 - Блок схема НВЧ – комутатора на два канали

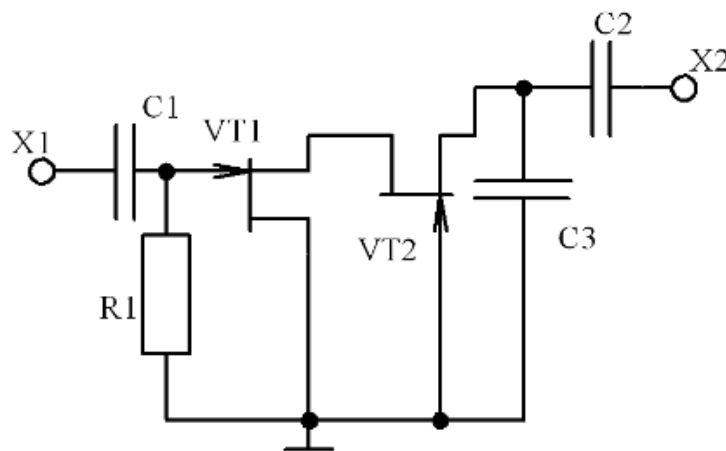


Рисунок 12 - Схема (кола живлення не показані) невід взаємного однорезонаторного НВЧ комутатора

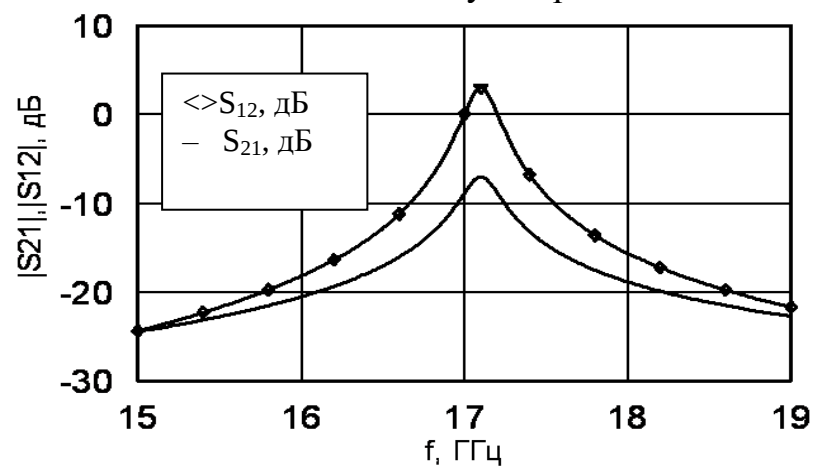


Рисунок 13 - Амплітудно-частотна характеристика невід взаємного однорезонаторного НВЧ комутатора

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**НАДВИСОКОЧАСТОТНІ КОМУТАТОРИ І ВИМИКАЧІ НА ОСНОВІ
ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ
ОПОРОМ**

**ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ**

Назва роботи: «Надвисокочастотні комутатори і вимикачі на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором»

Тип роботи: БДР
(БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 88,2% Схожість 11,8%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- ☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
- ☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

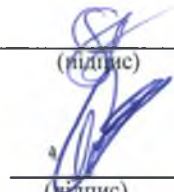
Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Олександр РОКИЦЬКИЙ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Антон САВИЦЬКИЙ
(прізвище, ініціали)