

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ**  
**Державний університет “Одеська політехніка”**

Інститут, факультет \_\_\_\_\_ Інститут штучного інтелекту і робототехніки \_\_\_\_\_  
Кафедра \_\_\_\_\_ Комп'ютерних систем \_\_\_\_\_  
Рівень вищої освіти \_\_\_\_\_ другий, магістр \_\_\_\_\_  
Освітньо-кваліфікаційний рівень \_\_\_\_\_ бакалавр \_\_\_\_\_  
Спеціальність \_\_\_\_\_ 123 Комп'ютерна інженерія \_\_\_\_\_  
(шифр і назва)  
Спеціалізація \_\_\_\_\_ Спеціалізовані комп'ютерні системи \_\_\_\_\_

**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
**Завідувач кафедри**

\_\_\_\_\_ року  
“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

\_\_\_\_\_ Комашня Іван Ігорович \_\_\_\_\_

(прізвище, ім'я, по батькові)

**1. Тема роботи:** «Моделі та методи діагностики композиційних елементів швидкодіючих електронних пристроїв»

Керівник роботи \_\_\_\_\_,  
( прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затвержені наказом ректора ОНПУ від “ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20 \_\_ року № \_\_\_\_\_

**2. Строк подання студентом роботи** \_\_\_\_\_

**3. Вихідні дані до проекту:**

3.1. Комп'ютерно-імітаційне моделювання та аналіз функціонування композиційних елементів швидкодіючих електронних пристроїв.

3.3. Способи діагностичного моделювання швидкодіючих електронних пристроїв.

**4. Зміст роботи**

4.1. Вступ

4.2. Моделювання внутрішньо системних електромагнітних перешкод.

4.3. Фізико математичне моделювання компонентив.

4.4. Діагностика електронних цифрових пристроив.

4.5. Моделювання технологічних процесів розробки друкованих плат суматорів потужності.

**5. Перелік люстративного матеріалу.**

- 5.1. Математична модель електричного кола.
- 5.2. Уніфіковані дескриптори.
- 5.3. Компоненти другого порядку.
- 5.4. Макро моделі електромагнітних перешкод.
- 5.5. Аналіз суматора потужностей.

**6. Консультанти розділів роботи**

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

**7. Дата видачі завдання 25. 10. 2021р.****КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз предметної області	27.10.2021	виконано
2	Дослідження методів оцінки	05.11.2021	виконано
3	Проектування системи	14.11.2021	виконано
4	Реалізація системи	23.11.2021	виконано
5	Тестування системи	30.11.2021	виконано
6	Оформлення пояснювальної записки	05.12.2021	виконано
7	Нормоконтроль		
8	Попередній захист		
9	Захист		

Студент \_\_\_\_\_  
( підпис ) ( прізвище та ініціали )

Керівник роботи \_\_\_\_\_  
( підпис ) ( прізвище та ініціали )

## З М І С Т

	Стр.
<b>СПИСОК СКОРОЧЕНЬ</b>	<b>5</b>
<b>ВВЕДЕННЯ</b>	<b>6</b>
<b>1. МОДЕЛЮВАННЯ ВНУТРІШНЬОСИСТЕМНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПЕРЕШКОД</b>	<b>8</b>
1.1. Коло як сукупність компонентів та дереві комунікатора	8
1.2. Компонентні рівняння	10
1.3. Рівняння комунікатора	17
1.4. Електродинамічні ітерації проектування суматора	25
<b>1.5. Висновки по розділу 1</b>	<b>26</b>
<b>2. ФІЗИКО МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КОМПОНЕНТІВ</b>	<b>27</b>
2.1. Функціональна ієрархія композиційного елемента	27
2.2. Моделі внутрішніх фізичних проявів компонентів	28
2.3. Автономність компонента	29
2.4. Рівняння композиційних елементів на рівні зовнішніх дескрипторів	30
2.5. Модель компонента в складі функціонального перетворювача	32
2.6. Рівняння теплових процесів	34
2.6.1. Роль теплових процесів в технологіях електроніки	34
2.6.2. Формулювання крайової задачі	35
2.6.3. Способи задавання граничних умов	36
2.6.4. Розв'язки диференціальних рівнянь теплових процесів	38
2.7. Розробка нової компонентної бази функціональних перетворювачів	39
2.7.1. Формулювання проблеми	39
2.7.2. Розробка компонентів другого порядку	41
2.7.3. Конструкції компонентів другого порядку	42
<b>2.8. Висновки по розділу 2</b>	<b>45</b>
<b>3. ДІАГНОСТИКА ЕЛЕКТРОННИХ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ</b>	<b>47</b>
3.1. Методи просторово-часової ідентифікації	47
3.2. Теплові процеси та способи мінімізації їх шкідливого впливу	49
3.3. Способи діагностичного моделювання швидкодіючих функціональних перетворювачів	53
3.4. Діагностична система виявлення електромагнітних перешкод	57
3.4.1. Задачі експериментальної перевірки внутрішньої електромагнітної сумісності	57
3.4.2. Вимір максимальної перешкоди магнітного поля	58
3.4.3. Вимір максимальної перешкоди електричного поля	59
3.4.4. Вимір максимальної перешкоди опірних параметрів	60
3.4.5. Вимір максимальної перешкоди провідних параметрів	61
3.5. Висновки по розділу 3	68
<b>4. МОДЕЛЮВАННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ РОЗРОБКИ ДРУКОВАНИХ ПЛАТ СУМАТОРІВ ПОТУЖНОСТІ</b>	<b>70</b>

4.1. Суматори потужності ДВЧ та НВЧ діапазону	70
4.1.1. Структурна схема дільників	70
4.1.2. Схема, що задовольняє технічному завданню	76
4.2. Транзисторний підсилювач зі спільною базою	80
4.3. Модель суматора кільцевого типу з квадратурним доповненням	87
4.4. Аналіз балансного підсилювача на суматорах потужності	92
4.5. Розробка Масго-моделі магнітних перешкод в середовищі MicroCap	94
4.5.1. Обґрунтування схеми заступу магнітної перешкоди	94
4.5.2. Вимоги до Масго-моделі комунікатора	98
4.5.3. Джерела MicroCap, на основі яких можна будувати макромоделі електромагнітних перешкод	99
4.5.4. Базова магнітна модель	99
4.5.5. Формування джерела з декількома виходами	103
4.5.6. Розробка макромоделі декількома входами	104
4.5.7. Особливості вводу магнітних параметрів комунікатора	106
4.6. Діагностика конструкції друкованого монтажу підсилювача потужності	106
<b>ВИСНОВОК</b>	<b>109</b>
<b>ЛІТЕРАТУРА</b>	<b>112</b>

## СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

- АЧХ – амплітудночастотна характеристика  
ВІС – велика інтегральна схема  
ГГц – гігагерц  
ГІС – гібридна інтегральна схема  
ДВЧ - дуже високі частоти - (30...300) МГц  
ДЛ – довга лінія  
ЕГ – енергетична грань  
ЕК – електричне коло  
ЕМС - електромагнітна сумісність  
ЕЗ - електронні засоби  
ІС – інтегральна схема  
КЕ – композиційний елемент  
НВ – направлені відгалужувачі  
НВЧ - надвисокі частоти – (3...30) ГГц  
МГц – мегагерц  
МДН – метал-діелектрик-напівпровідник  
ММК – макромодель комунікатора  
ММКМ макромодель комунікатора магнітна  
МП – мікропроцесори  
МПК - мікропроцесорні комплекси  
ОВНС – область (однозначного) визначення напруг та струмів  
РТЦ - радіотелевізійні та цифрові  
ПП – підсилювач потужності  
СП – суматор потужностей  
САПР – система автоматизованого проектування  
УВЧ - ультрависокі частоти – (03...3) ГГц  
УТК – узгоджувальне трансформуюче коло  
ФП – функціональний перетворювач

## ВВЕДЕННЯ

Експериментально діагностичне дослідженню радіотелевізійних та цифрових (РТЦ) електронних засобів (ЕЗ) дуже високих частот (ДВЧ) – (30...300) мегагерц (МГц), ультрависоких частот (УВЧ) – (03...3) гігагерц (ГГц) та надвисоких частот (НВЧ) – (3...30) ГГц є надзвичайно актуальною темою. В зазначеному діапазоні існують багато проблемних задач, як теоретичного, так і прикладного характеру. Розв'язок цих задач лежить в площині використання системних методів дослідження, які і складають зміст дипломного проекту. Сучасні нанотехнології розробки різноманітних функціональних перетворювачів (ФП) ґрунтуються на фізичних та хімічних явищах. Де які з них, наприклад, мікропроцесори (МП) та мікропроцесорні комплекси (МПК), різного роду інтегральні запам'ятовуючі пристрої, контролери, молекулярні та атомарні генератори, лазерні випромінювачі, телевізійні відеокамери, одночасно використовують як фізичні так і хімічні властивості речовин. Для їх дослідження застосовують наукові теорії з різною аксиоматикою, різними фізичними та математичними моделями. Дійсно, лише функціональні перетворювачі аналізу речовин використовують спектрофотометричні, оптико-акустичні, фотоколориметричні, спектроскопічні та лазерні спектроскопічні електрооптичні явища.

Але, як на наш погляд, певні рівні технологій, мусять відповідати певним рівням психологічного та морального стану суспільства, за для продовження його ж існування. Саме системність вимагає паралельне дослідження сумісності психології біологічних об'єктів з технологічними принципами, що забезпечують існування людини в злагоді з існуючим середовищем.

Таким чином, з визначення об'єкту дослідження, впливають і методи що закладені в його основі. Зокрема, це системний метод аналізу, що використовує різноманітні фізичні явища, які описують ФП, як складну систему. Для розробки математичних моделей планується використання теорії математичної фізики для розв'язання крайових задач, теорії матриць для опису системної математичної

моделі, теорії електромагнітного поля та інтеграль-них рівнянь для обчислення параметрів комунікатора, теорії системотехніки та структуризації матеріальних об'єктів тощо.

Тема проекту складається з чотирьох розділів, в яких розкриваються принципи системності, що застосовуються для розробки нових методів діагностики та експериментального дослідження і оптимізації конструкції високочастотних засобів РТЦ апаратури.

Основу аналізу склали електродинамічно обґрунтовані математичні моделі електричних кіл (ЕК). Виконано порівняльний аналіз класичного та електродинамічно обґрунтованого методів розрахунку. В результаті зроблені відповідні висновки що до можливості оптимізації конструкції СП.

Такі висновки можна зробити лише на основі системного аналізу, перша спроба створення та використання якого для СП ілюструє даний дипломний проект.

# 1. МОДЕЛЮВАННЯ ВНУТРІШНЬОСИСТЕМНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПЕРЕШКОД

## 1.1. Коло як сукупність компонентів і комунікатора

Конструювання РТЦ ЕЗ нерозривно пов'язаний з застосуванням проводів, що характеризуються довжиною та розмірами поперечного перетину, параметри яких відносили до “паразитних” і не враховували в розрахункових моделях. Для їх обліку довільну електромагнітну систему можна розбити на кінцеве число частин і цікавитися електромагнітним полем у місцях зчленування цих частин. У класичній теорії ланцюгів у якості невідомих розглядаються не точкові (диференційні), а середні значення напруженості електричного поля  $E$ : електромагнітного поля,

$$U_{ab}(t) = \int_a^b E \cdot dl = l \cdot E_{cp} \cdot l, \quad (1.1)$$

$$i_a(t) = \gamma \int_s E \cdot dS = \gamma S \cdot E_{cp-s} \quad (1.2)$$

Формула (1.1) відповідає напрузі між точками  $a$ ,  $b$  по шляху  $l$ , а формула (1.2) - струму в проводі через перетину  $S$ , розташування якого по його довжині задається координатою  $a$ . Області, в яких як невідомі вводяться напруги між полюсами компонентів (затисками)  $U_{ab}$ , і струми полюсів  $i_a$  будемо називати областями однозначного визначення напруг і струмів (ОВНС).

Використання напруг і струмів як інтегральних характеристики електромагнітного поля дозволяє створювати і розраховувати математичні моделі електронних ланцюгів, що містять тисячі компонентів. З переходом від напруженостей полів до напруг і струмів для опису конструктивних модулів виникає проблема електродинамічної точності схемотехнічних моделей. Питання електродинамічного обґрунтування схемотехнічного проектування виникають на всіх рівнях побудови ієрархічної структури радіоелектронної апаратури. При дослідженні модуля першого рівня [1], безпосередньо компонента, поєднуються



рівняння електродинаміки з компонентними рівняннями, тому що коефіцієнти останніх визначаються шляхом електродинамічних розрахунків полів в межах компонента. При розрахунку функціонального вузла виникає проблема обґрунтованості розгляду системи компонентів на основі системи рівнянь, кожне з яких отримане незалежно [2...4].

При розбитті ЕК на компоненти та комунікатор, **компонентом** слід вважати ту частину кола, для якої справедливі рівняння Кірхгофа:

$$\sum_{k=1}^m i_k(t) = 0(I_n), \dots \sum_{k=1}^m U_k(t) = 0(U_n), \quad (1.3)$$

і компонентні рівняння:

$$f_k(U_1, U_2, \dots, i_1, i_2, \dots) = 0(I_n, U_n), \quad (1.4)$$

де струми і напруги полюсів задані в області ОВНС. Розрахунок характеристик компонента вибирається з точністю до зневажливих величин  $I_n, U_n$ , якими можна нехтувати.[4]

Формування ЕК здійснюється шляхом з'єднання полюсів компонентів проводами, що направляють рух електромагнітної енергії від одних компонентів до інших. Розмаїття реальних конструкцій провідників (ліній зв'язку, кабелів, фідерів, контактних доріжок друкованих плат і т.д.), що поєднують між собою окремі компоненти охоплюється одним узагальненим елементом кола - **комунікатором**.

Можна сказати, що проектування електричного кола зводиться до проектування конструкції комунікатора і вибору номіналів компонентів. Розподіл кола на компоненти і комунікатори зв'язано не тільки з конструктивними особливостями цих частин, але і з розходженням в описі їхніх електромагнітних проявів.

Головні розходження між компонентом і комунікатором полягають у тому, що для комунікатора через велику довжину проводів і їхньої викривленості не

можна а) вводити в довільних місцях комунікатора поняття напруги і струму без указівки геометричних характеристик; б) вважати виконаними рівняння Кірхгофа (1.3).

Представлення реальної електромагнітної системи у виді фізичної моделі - електронного кола - можливо, якщо припустимий поділ єдиного електромагнітного процесу на процеси в компонентах і комунікаторі. Взаємний вплив компонентів один на одного, що обумовлений електромагнітною індукцією, мусить бути зневажливо малим, тобто поле кожного з компонентів не індукує помітних напруг на полюсах інших компонентів, відключених від комунікатора. Це положення можна назвати вимогою електромагнітної автономії компонентів. Тільки при виконанні автономії рівняння кожного окремого компонента, що отримані при його індивідуальній роботі, можуть бути привнесені в систему рівнянь усього кола, де компонент уже працює разом з іншими. Основним засобом підвищення електромагнітної автономії компонента є його екранування [2].

## 1.2. Компонентні рівняння

Як вже зазначалось компоненти - це частини ЕК, що задовольняють рівнянням Кірхгофа (1.3) і компонентним рівнянням (1.4). Компонентні рівняння одержують у результаті аналізу електромагнітного поля в межах компонента і представлення результатів у виді співвідношень між напругами і струмами полюсів.

В межах компонента поєднуються середовища з різними параметрами і границями розподілу, тому теоретичний аналіз поки що вдається провести лише задач, що спрощуються за рахунок допущення про низькочастотний характер поля, за рахунок спрощення форм границь тощо. Формування характеристик компонентів на основі моделей, що обґрунтовані в електродинамічний спосіб, нашо вхується на велику кількість невирішених задач, як в плані організаційних (єдині стандарти) так і науково-теоретичних та філософських аспектів.

На практиці намагаються аналізувати електромагнітні процеси в компоненті шляхом роздільного опису його частин з наступним вивченням взаємодії цих частин. Є велике бажання вивчати електромагнітні взаємовпливи за допомогою напруг і струмів. Розроблювачі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем використовують для аналізу окремих частин компонента розрахункові моделі, що формуються на основі низькочастотних електромагнітних процесів, тобто, за допомогою використання понять ємностей та індуктивностей. Точність такого підходу до аналізу високочастотних полів принципово не можна оцінити, тому що самі поняття напруга, струм втрачають у високочастотних полях первісний низькочастотний зміст. Відсутність рішення електродинамічної задачі для інтегральної мікросхеми змушує залучати до пояснення процесів шкідливі з методологічної точки зору поняття “паразитних ємностей та індуктивностей”, “паразитних активних і пасивних компонентів”. Видаленню з теорії високочастотних пристроїв цих “паразитних” термінів перешкоджають слабке електродинамічне пророблення питань обліку взаємодій неекранованих частин пристрою і поширеність серед розробників апаратури уявлень лише про низькочастотні поняття **C, L**.

Для розробки моделі, обґрунтованої в електродинамічний спосіб, слід розрізняти три стани компонента : а) автономний, б) неавтономний, в) робочий.

а) Компонент знаходиться в автономному по електромагнітному полю стані, коли теоретично чи експериментально встановлюються його компонентні рівняння. Зовнішні поля вважаються зневажливо малими. Напруги і струми полюсів компонента визначаються **T** хвилею, підведеною по індивідуальному комунікатору.

б) Неавтономний стан у компонента спостерігається тоді, коли його розміщують на своє місце в конструкції кола, але його полюси (виводи) не підключені до полюсів комунікатора. Інші компоненти зі струмами через електромагнітне поле можуть впливати на відключений компонент. Це виражається в появі напруг і струмів, що наводяться, особливо при відсутності у компонента екрана.

в) Перехід компонента з неавтономного в робочий стан відбувається за рахунок приєднання полюсів компонента до полюсів комунікатора. Робочий стан, як правило, відрізняється від автономного стану компонента. Це значить, що зв'язки між напругами і струмами стають трохи іншими, в порівнянні з тими, що задавалися компонентними рівняннями. Зазначене розходження, відповідно до теореми одиничності, можна знизити до рівня напруг, струмів, величинами яких можна знехтувати, якщо за допомогою екрана забезпечити виконання наступних умов:

а) екрани є добре провідними, тобто дотична складова електричного поля зневажливо мала в порівнянні з нормальною:

$$E_{n/S_3} \gg E_{\tau/S_3} \approx 0, \quad (1.5)$$

б) в області ОВНС електромагнітне поле має структуру Т-хвилі, тобто продовжні складові напруженостей поля, що є нормальними складовими до узятій поверхні  $S_0$  зневажливо малі [4]:

$$E_{\tau/S_0} \gg E_{n/S_0} \approx 0, \quad H_{\tau/S_0} \gg H_{n/S_0} \approx 0. \quad (1.6)$$

Однак не завжди компоненти екрануються. При невиконанні умов теореми одиничності крім автономних компонентних рівнянь варто розглядати робочі компонентні рівняння. В останніх враховуються струми, що наводяться, і напруги, що наводяться:

$$\dot{I}_H = -j\omega \dot{N}, \quad \dot{U}_H = -j\omega \dot{\Phi}, \quad (1.7)$$

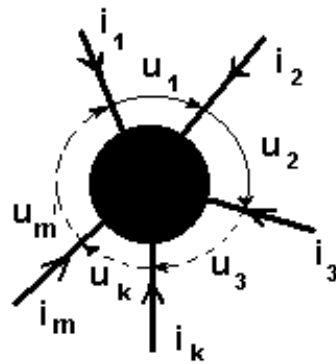
де  $\mathbf{N}$  – потік комплексного вектора електричної індукції, що пронизує поверхню компонента, а  $\Phi$  – потік комплексного вектора магнітної індукції, що пронизує площу найбільшого перетину тіла компонента.

При умовному зображенні  $m$ -полюсного компонента на схемі умовимося вибирати як невідомі струми, спрямовані по променях що сходяться до компонента, а невідомі напруги як напруги по дугах уздовж годинникової стрілки, рис. 1.1.

Усі  $m$  струмів променів і  $m$  напруг дуг будуть брати участь у компонентних рівняннях  $m$ -полюсника. З використанням матриць невизначеності параметрів  $[\mathbf{Z}]$ ,  $[\mathbf{Y}]$  компонентні рівняння  $m$ -полюсника можуть бути записані в одній із форм:

$$[\mathbf{U}] = [\mathbf{Z}][\mathbf{I}] + [\mathbf{U}_0], \quad (1.8)$$

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{Y}][\mathbf{U}] + [\mathbf{I}_0], \quad (1.9)$$



де  $[\mathbf{U}]$  і  $[\mathbf{I}]$  – матриці-стовпці невідомих напруг і струмів:

Рисунок 1.1 – Умовне зображення компонента

$$[\mathbf{U}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \vdots \\ \dot{U}_m \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \vdots \\ \dot{I}_m \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

а  $[\mathbf{Z}]$  і  $[\mathbf{Y}]$  – матриці невизначеності опорів і провідностей:

$$[\mathbf{Z}] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1,m-1} & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2,m-1} & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{m-1,1} & Z_{m-1,2} & \cdots & Z_{m-1,m-1} & 0 \\ Z_{m,1} & Z_{m,2} & \cdots & Z_{m,m-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.11)$$

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1,m-1} & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2,m-1} & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Y_{m-1,1} & Y_{m-1,2} & \cdots & Y_{m-1,m-1} & 0 \\ Y_{m,1} & Y_{m,2} & \cdots & Y_{m,m-1} & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

$$Z_{mj} = -\sum_{k=1}^{m-1} Z_{kj}, \quad Y_{mj} = -\sum_{k=1}^{m-1} Y_{kj}. \quad (1.13)$$

Матриці  $[\mathbf{U}_0]$ ,  $[\mathbf{I}_0]$  характеризують напруги та струми, незалежних джерел електроенергії відповідних компонентів. В загальному випадку високочастотних ланцюгів будемо розглядати напруги між полюсами, що належать тільки одному компоненту. Це означає відмову від використання опорного вузла для всієї схеми, що іноді вводять у теорії схем.. Лише при визначеному виборі шляху  $l$  у формулі (1.1) в області ОВНС одного компонента можна вважати, що напруга є різницю скалярних електродинамічних потенціалів:

$$\phi_k - \phi_{k+1} = \dot{U}_k, \quad (1.14)$$

де  $\phi$  – потенціал, що входить у формулу

$$\dot{\mathbf{E}} = -\nabla\dot{\phi} - \mathbf{j}\omega\dot{\mathbf{A}} . \quad (1.15)$$

Спочатку для  $\mathbf{m}$ -полюсного компонента відомо  $\mathbf{m}-1$  незалежне компонентне рівняння, де матриці-стовпці напруг, струмів мають не  $\mathbf{m}$  рядків, а  $\mathbf{m}-1$  рядок, тобто рівняння отримані в припущенні, що  $\mathbf{m}-i$  напруга і  $\mathbf{m}-й$  струм зв'язані з іншими напругами, струмами рівняннями Кірхгофа:

$$\dot{\mathbf{I}}_{\mathbf{m}} = -\sum_{k=1}^{\mathbf{m}-1} \dot{\mathbf{I}}_k , \quad (1.16)$$

$$\dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{m}} = -\sum_{k=1}^{\mathbf{m}-1} \dot{\mathbf{U}}_k . \quad (1.17)$$

Для схеми, що містить  $n$  багатополіусників, кожний з яких має  $m_k$  полюсів (дуг), загальна кількість полюсів дорівнює

$$M = \sum_{k=1}^n m_k$$

Нехай полюси кожного компонента пронумеровані по ходу годинникової стрілки. Будемо використовувати матрицю компонентів  $[\mathbf{M}]$ , у якій номери стовпців є номери полюсів (дуг), а номери рядків відповідають номерам багатополіусників. Приналежність полюса саме даному багатополіуснику відзначається елементом матриці, що дорівнює одиниці. У протилежному випадку ставиться нуль. З застосуванням наскрізної нумерації для полюсів усіх багатополіусників як невідомі вводяться матриці-стовпці:

$$[\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_1 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{i}}_{m1} \\ \dot{\mathbf{i}}_{m1+1} \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{i}}_{m2} \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{i}}_M \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{U}] = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{U}}_1 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{U}}_{m1} \\ \dot{\mathbf{U}}_{m1+1} \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{U}}_{m2} \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{U}}_M \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

Матриці невизначеності параметрів усіх компонентів формуються з матриць невизначеності кожного компонента. Наприклад, для матриці  $[\mathbf{Z}]$  маємо:

$$[\mathbf{Z}] = \begin{bmatrix} [Z_{m1}] & 0 & \cdot \\ 0 & [Z_{m2}] & \cdot \\ \cdot & \cdot & [Z_n] \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Із застосуванням матриці  $[\mathbf{M}]$  усі  $n$  незалежних рівнянь Кірхгофа для струмів і  $n$  незалежних рівнянь Кірхгофа для напруг можна записати у вигляді [4]:

$$[\mathbf{M}] [\mathbf{I}] = \mathbf{0}, \quad (1.20)$$

$$[\mathbf{M}] [\mathbf{U}] = \mathbf{0}. \quad (1.21)$$

Поняття про багатополюсники, що описуються матричними компонентним рівнянням, є тією глобальною ідеєю, що дозволяє використовувати єдиний підхід до вивчення радіоелектронних пристроїв у всьому діапазоні частот від 0 до  $10^{11}$  Гц. Не слід, між тим, думати, що за допомогою узагальненої теорії ланцюгів можна розраховувати довільні пристрої з будь-якими структурами полів. Вона пристосована лише до тих моделей, що коректно отримані в електродинамічний спосіб шляхом декомпозиції пристрою на багатополюсники, що складаються з базових компонентів. [3], або таких, характеристики яких нескладно отримати в рамках цієї ж розрахункової моделі.



### 1.3. Рівняння комунікатора

Історично теорія електричних кіл створювалася для опису процесів в електромагнітних системах, зв'язаних металевими проводами. В даний час у теорії ланцюгів вплив комунікатора на електромагнітний процес або взагалі не враховують, або заміняють відрізками однорідних чи симетричних неоднорідних ліній. У той же час техніка використовує системи, у яких комунікатори істотно впливають на електромагнітний процес, причому їхній вплив не можна врахувати методами теорії однорідних чи симетричних неоднорідних ліній. Щоб зробити теорію ланцюгів більш повної, необхідно додати до її розрахункових моделей рівняння комунікатора, що задовольняють умовам( а) рівняння повинні бути записані для тих же невідомих, котрі фігурують у компонентних рівняннях, тобто для напруг і струмів багатополісників, приєднаних до комунікатора; б) форма запису рівнянь комунікатора не повинна залежати від способів електродинамічного визначення параметрів комунікатора.

Комунікатор сучасного кола являє собою сукупність дерев ( струмопровідних розгалужених доріжок, розташовуваних на платі). Струми і напруги вводяться тільки в області завдання напруг і струмів комунікатора. [16]

Для кожного дерева комунікатора справедливий електродинамічний закон повного струму:

$$\sum_{\text{виводи}} \dot{i}_k(t) = \dot{i}_n(t) + \dot{i}_{em}(t), \quad (1.22)$$

де  $\dot{i}_n$  – струм зсуву ( струм, що наводиться),  $\dot{i}_{em}$  – можливий струм витоку при недосконалому діелектрику, на якому розташований провідник.

Частини провідників-дерев комунікатора та дуги компонентів утворюють контур, для якого на підставі закону електромагнітної індукції можна записати:

$$\sum_{\text{проміжки}} U_k(t) = U_H(t) + U_R(t) , \quad (1.23)$$

де  $U_H$  – напруга, що наводиться, а  $U_R$  – падіння напруги за рахунок опору проводів, що входять у контур.

Величини  $i_H$ ,  $i_{yt}$ ,  $U_H$ ,  $U_R$  залежать від типу і режиму роботи комунікатора і визначаються його електромагнітним полем:

$$i_H(t) = -\frac{d}{dt} \int_{S_6} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} , \quad (1.24)$$

$$i_{yt}(t) = \gamma_\zeta \int_{S_6} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} , \quad (1.25)$$

$$U_H(t) = -\frac{d}{dt} \int_{S_k} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} , \quad (1.26)$$

$$U_R(t) = -\sum_{\Delta l} \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} , \quad (1.27)$$

де  $S_6$  – бічна поверхня провідника-дерев, а  $S_k$  – площа, що охоплюється контуром.

Відзначимо, що в даній роботі в розрахунковій моделі кола рівняння Кірхгофа збережені тільки для компонентів і замінені більш загальними рівняннями (1.22), (1.23) для комунікатора. Праві частини цих рівнянь у теорії схем можна трактувати відповідно як  $i(t)$  – струм залежного джерела струму і  $U(t)$  – напруга залежного джерела напруги. На схемі кола комунікатор буде представлятися сукупністю дерев-вершин, до кожного з яких потрібно додавати залежне джерело струму. Крім цього, у кожний з контурів комунікатора потрібно

ввести залежне джерело напруги. У комплексній формі рівняння комунікатора матиме вигляд:

$$\sum_{\text{дерево}} \dot{I}_k = \dot{I}_H, \quad (1.28)$$

$$\sum_{\text{контур}} \dot{U}_k = \dot{U}_H, \quad (1.29)$$

де  $I_H$  - струм та  $U_H$  - напруга, що наводяться, і визначаються через потоки векторів поля

$$I_H = -(j\omega\epsilon + \gamma_d)N, \quad U_H = -j\omega\Phi - \Delta U_R. \quad (1.30)$$

З іншого боку  $I_H$ ,  $U_H$  виражаються через невідомі розрахункові величини (1.18). Для кожного  $S$ -го дерева комунікатора можна ввести параметри  $b_{sk}$  згідно рівняння:

$$I_{HS} = \sum_{k=1}^M b_{sk} \dot{U}_k. \quad (1.31)$$

Для кожного  $q$ -го контуру вводимо рівняння з параметрами  $C_{qk}$

$$\dot{U}_{Hq} = \sum_{k=1}^M C_{qk} I_k. \quad (1.32)$$

Параметри  $b_{sk}$  і  $C_{qk}$  обчислюються на основі аналізу поля в конкретній конструкції комунікатора при конкретному режимі його роботи, і їхні значення привносяться в теорію схем, подібно тому, як це робиться для параметрів компонентних рівнянь. Методи розрахунку цих параметрів можуть бути

різноманітними, починаючи від низькочастотних формул для " монтажних " ємностей, індуктивностей і закінчуючи новою електродинамічною теорією ланцюгів [5].

Дотепер передбачалося, що сумарні електричні і магнітні потоки, що пронизують комунікатор, дорівнюють нулю. Це умова, однак, не завжди виконується, наприклад, при використанні багат шарових друкованих плат. Лише при нехтуванні електромагнітного впливу можна вважати суму всіх наведених на деревах струмів рівною нулю:

$$\sum_{S=1}^{r+1} \dot{I}_{HS} = 0 . \quad (1.33)$$

У протилежному випадку, при наявності електромагнітного впливу на даний комунікатор з боку зовнішніх полів, наприклад, у багат шаровій друкованій платі, необхідно натомість (1.33) використати рівність:

$$\sum_{S=1}^{r+1} (\dot{I}_{HS}^0 - \dot{I}_{CS}) = 0 , \quad (1.34)$$

де  $\dot{I}_{HS}^0$  – струм, що наводиться, власним полем комунікатора, а  $\dot{I}_{CS}$  - сторонній струм, що наводиться зовнішнім полем.

Аналогічно, при нехтуванні (незначному впливі) на комунікатор магнітних зовнішніх полів, для контурів виконується наступна рівність:

$$\sum_{q=1}^{P+1} \dot{U}_{Hq} = 0 , \quad (1.35)$$

де  $(p+1)$ -й контур є зовнішнім контуром, а число незалежних контурів  $p$  зв'язано з числом компонентів  $n$ , числом дерев  $r+1$  і загальним числом полюсів  $M$  рівністю:

$$M = p + r + n . \quad (1.36)$$

Якщо ж напругами  $U_{cq}$ , що індукуються зовнішніми магнітними полями, нехтувати не можна, то натомість (1.35) використовуємо рівність:

$$\sum_{q=1}^{p+1} (\dot{U}_{nq}^0 - \dot{U}_{cq}) = 0 , \quad (1.37)$$

де  $U_{nq}^0$  – наводиться в контурі  $q$  напруга від власного поля комунікатора, а  $U_{cq}$  – стороння напруга, що наводиться зовнішнім полем.

Перейдемо до запису матричних рівнянь комунікатора всього кола. Відомий список тих полюсів компонентів, які потрібно з'єднати проводами, складає матрицю **дерев**  $[D']$ , у якої номери стовпців відповідають номерам полюсів, а номери рядків відповідають номерам дерев. Приналежність полюса конкретному дереву позначається елементом матриці – один, у протилежному випадку ставиться – нуль. Дерево з найбільшим числом полюсів відповідає останньому рядку матриці  $[D']$ . Якщо цей рядок вилучений, то відповідну матрицю позначаємо  $[D]$ .

Для запису матричних рівнянь на основі (1.32) потрібна матриця, що враховує топологічну інформацію про контури. Конкретний комунікатор характеризується єдиним набором дерев, оскільки вони конструктивно задані. У виборі сукупності незалежних контурів існує певна неоднозначність (сваволя). Вважаємо відомими набори дуг компонентів, що входять у контури кола. Складемо **матрицю контурів**  $[K']$ , де номери стовпців будуть відповідати номерам дуг, а номери рядків – номерам контурів. Приналежність дуги

компонента контуру позначається елементом матриці – один. Останній рядок матриці  $[\mathbf{K}']$  відповідає найбільшому по розмірах контуру, що важливий при оцінці ступеня впливу на даний комунікатор зовнішніх електромагнітних полів. При видаленні останнього рядка з  $[\mathbf{K}']$  одержуємо матрицю  $[\mathbf{K}]$ . [4].

З використанням матриць  $[\mathbf{D}]$  і  $[\mathbf{K}]$  усі незалежні рівняння (1.28), (1.29) комунікатора охоплюються матричними рівняннями:

$$[\mathbf{D}][\mathbf{I}] = [\mathbf{I}_H], \quad [\mathbf{K}][\mathbf{U}] = [\mathbf{U}_H], \quad (1.38)$$

де, крім матриці (1.18), використані матриці наведених струмів і напруг:

$$[\dot{\mathbf{I}}_H] = \begin{bmatrix} \dot{I}_{H1} \\ \dot{I}_{H2} \\ \vdots \\ \dot{I}_{Hr} \end{bmatrix}, \quad [\dot{\mathbf{U}}_H] = \begin{bmatrix} \dot{U}_{H1} \\ \dot{U}_{H2} \\ \vdots \\ \dot{U}_{Hp} \end{bmatrix}. \quad (1.39)$$

Число незалежних дерев і контурів дорівнюють відповідно числами  $\mathbf{r}$  і  $\mathbf{p}$  (загальне число дерев є  $\mathbf{r}+1$ ). Параметри  $\mathbf{b}_{kj}$ ,  $\mathbf{C}_{kj}$  утворюють **матриці параметрів комунікатора**,

$$[\mathbf{b}] = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{11} & \cdots & \mathbf{b}_{1k} & \cdots & \mathbf{b}_{1M} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{b}_{s1} & \cdots & \mathbf{b}_{sk} & \cdots & \mathbf{b}_{sM} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{b}_{r1} & \cdots & \mathbf{b}_{rk} & \cdots & \mathbf{b}_{rM} \end{bmatrix}, \quad (1.40)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{1k} & \dots & C_{1M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{q1} & \dots & C_{qk} & \dots & C_{qM} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{p1} & \dots & C_{pk} & \dots & C_{pM} \end{bmatrix}, \quad (1.41)$$

що дозволяють алгебраїчні рівняння (1.31),(1.32) подати в матричній в матричній формі:

$$[I_n] = [b][U], \quad [U_n] = [C][I]. \quad (1.42)$$

Прирівнюючи (1.38) і (1.42), маємо два основних **рівняння комунікатора**

$$[D][I] = [b][U], \quad (1.43)$$

$$[K][U] = [C][I]. \quad (1.44)$$

Отже, комунікатор характеризується рівняннями, що містять лише шукані величини компонентів – струми  $I_k$  і напруги  $U_k$  дуг. Компонентні рівняння в сукупності з рівняннями комунікатора утворюють повну систему рівнянь кола. Рівняння комунікатора перетворюються в рівняння Кірхгофа:

$$[D][I] = 0, \quad [K][U] = 0, \quad (1.45)$$

якщо знехтувати лівими частинами рівностей (1.42). Оцінки нехтування можна виразити у виді нерівностей:

$$[b][U] < [I_n], \quad [C][I] < [U_n], \quad (1.46)$$

де  $[ \mathbf{I}_n ], [ \mathbf{U}_n ]$  – матриці, що складені на основі граничних величин усіх компонентів, величини яких можна оцінити як,

$$\mathbf{I}_n = \varepsilon \mathbf{I}_{\min} , \quad \mathbf{U}_n = \xi \mathbf{U}_{\min}, \quad (1.47)$$

де  $\varepsilon$  та  $\xi$  - скаляри, величини яких задають рівнем практичних вимог до проектування. Частотний аналіз цих величин, може темою окремого дослідження. Для достатньої для практики точністю покладають

$$\varepsilon = \xi = 0.01$$

При виконанні рівностей

$$[ \mathbf{b} ] = [ \mathbf{C} ] = \mathbf{0} \quad (1.48)$$

режим роботи комунікатора називають нульовим режимом [3].

Якщо комунікатор зазнає впливу з боку зовнішніх електромагнітних полів, натомість (1.43), (1.44) матричні рівняння комунікатора мають вид:

$$[ \mathbf{D} ] [ \mathbf{I} ] = [ \mathbf{b} ] [ \mathbf{U} ] + [ \mathbf{I}_c ], \quad (1.49)$$

$$[ \mathbf{K} ] [ \mathbf{U} ] = [ \mathbf{C} ] [ \mathbf{I} ] + [ \mathbf{U}_c ], \quad (1.50)$$

де  $[ \mathbf{I}_c ], [ \mathbf{U}_c ]$  – матриці-стовпці, складені зі сторонніх струмів і напруг.

Введення як окремого елемента ЕК поняття комунікатора, який з'єднує компоненти (багатополюсники), має особливе значення для підвищення точності моделей при традиційному схемотехнічному проектуванні пристроїв УВЧ та НВЧ діапазонів. Саме тут поширені нестрогі міркування про паразитні ефекти в радіоелектронній апаратурі. Ототожнити ж комунікатор із багатополюсником недоцільно, тому що, на відміну від компонента для комунікатора надзвичайно



важливими є задачі виконання з'єднань, що впливають з конструкторських проблем розміщення, компонування, трасування. Розв'язок цих задач знаходить висвітлення в топологічних матрицях комунікатора  $[D]$ ,  $[K]$ .

**При переході ЕК до НВЧ діапазону комунікатор можна не виділяти окремо, а розглядати з'єднання як багатополюсники в складі інших багатополюсників.** Очевидно, з підвищенням складності і кількості з'єднань у пристроях НВЧ також виникатимуть специфічні проблеми в процесі розв'язку задач трасування за різними критеріями. Таким чином, розгляд комунікатора як особливого багатополюсника також буде доцільним.

#### 1.4. Електродинамічні ітерації проектування суматора

Для уточнення електродинамічного розрахунку РТЦ ЕЗ, зокрема це стосується і СП, процес проектування можна представити у виді процесу послідовних електродинамічних ітерацій. Якщо за початкове наближення взяти розрахунок кола на основі рівнянь Кірхгофа, тобто при нульовому режимі комунікатора (1.48), то після проведення конструкторсько-топологічних розробок потрібно знайти параметри комунікатора  $[b]$ ,  $[C]$  і повернутися до розрахунку на основі двох систем незалежних рівнянь, до яких входили б невідомі тільки одного типу:

$$\left. \begin{aligned} [D][\Pi] - [b_z][\Pi] &= [b][U_0] \\ [K_z][\Pi] - [C][\Pi] &= -[K][U_0] \\ [M][\Pi] &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (1.51)$$

або

$$\left. \begin{aligned} [K][U] - [C_y][U] &= [C][I_0] \\ [D_y][U] - [b][U] &= -[D][I_0] \\ [M][U] &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (1.52)$$

Через розмаїття пристроїв, що можуть проектуватись на основі приведеної моделі, послідовність використання запропонованих рівнянь і нерівностей може

бути різною, тому слід зупинитись лише на основних принципах удосконалення розрахункових моделей РТЦ ЕЗ, або їх окремих модулів

1. Алгоритми, що застосовуються при схемотехнічному проектуванні, необхідно видозмінювати, принаймні, у двох напрямках: а) доцільно при складанні рівнянь схеми використовувати ті ж топологічні матриці, що і при конструкторсько-топологічній розробці комунікатора; це зближає етапи проектування й у певній мірі змінює послідовність їхнього проведення; б) алгоритми повинні бути зручними для введення в них параметрів комунікатора, тобто параметрів залежних джерел напруг і струмів.

Для надійного проектування вимагаються більш суворі методи обліку електромагнітних взаємодій частин пристрою. При цьому найбільше важливо: а) перевірити електромагнітну автономію компонентів на основі нерівностей (1.5), (1.6), з якими зв'язане визначення значень (1.7), що дозволяє нехтування величинами, що входять у рівняння (1.3), (1.4), (1.46); б) провести електродинамічний розрахунок параметрів матриць комунікатора  $[b]$ ,  $[C]$ , необхідних для перевірки на основі (1.46), (1.48) приналежності режиму комунікатора до нульового; в) перевірити електромагнітну автономію комунікатора, яка складається в перевірці відношень.

### **1.5. Висновки по розділу 1**

Застосування законів електродинаміки до ЕК дозволило найти оптимальний компроміс між простотою теорії ланцюгів та відносною складністю аналізу комунікаторних структур з позицій теорії електромагнітного поля. Такий компроміс дозволив виконати математичне моделювання внутрішніх та зовнішніх електромагнітних перешкод в єдиному алгоритмічному процесі. В результаті розроблені системні методи аналізу РТЦ УВЧ та НВЧ ЕЗ. Розроблена модель на основі електродинамічних ітерацій дозволяє проектування складних електронних пристроїв з наперед заданою точністю. Саме такий підхід буде використано для проектування СП та розгалужувача потужності в наступних розділах проекту.

## 2. ФІЗИКО МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КОМПОНЕНТІВ

### 2.1. Функціональна ієрархія композиційного елемента

Задача декомпозиції складного ФП на композиційні елементи (КЕ) [2] вимагає чіткого уявлення про головні природні процеси, що мають місце на різних рівнях його функціонування. Розбиття ФП згідно метрики (1.51) свідчить що просторові розміри одного і того ж КЕ не завжди гарантують його цілісність. Від діапазону частот залежить довжина електромагнітної хвилі. Наприклад, лінійний та нелінійні КЕ, що працюють при однакових енергетичних обмінах з іншими КЕ, принципово не можуть мати однакові розміри внаслідок прояву принципу взаємодії (комбінаційних частот при гармонійній дії) нелінійних систем. Окрім того, геометрична вкладеність (матрьошка) КЕ один в інший та можлива різнорідність фізичних процесів на різних рівнях матрьошки також вимагають електродинамічного обґрунтування виділення КЕ, та визначення оцінок правомірності операції виокремлення КЕ. Системність методів алгоритмізації проектування ФП вимагає розрізняти ієрархічні рівні прояву одного і того ж КЕ: Кожний такий рівень характеризується власними фізикохімічними, закономірностями явищ та процесів: від струнної теорії кварків, до мегагалактичних явищ, використовуючи які можна будувати інформаційні та енергетичні технології (на шталт використання резонаторів Земля-іоносфера, для реалізації системи зв'язку). Квантовані рівні проявів КЕ безумовно мають точку відліку, що характеризується мінімальним (нульовим) впливом на характеристику ФП. Тому, не звужуючи узагальнення, слід аналізувати роботу КЕ, в першу чергу, на рівнях внутрішніх процесів, за для отримання його індивідуальної характеристики, по-друге, - процесів його взаємодії з сусідніми КЕ та по-третє, слід виокремити його роль в формуванні зовнішньої характеристики ФП.

## 2.2. Моделі внутрішніх фізичних проявів компонентів

Зовнішні характеристики будь-якого зосередженого, або розподіленого КЕ цілком формуються його внутрішніми процесами. При цьому, якщо йдеться про елементну базу РТЦ ЕЗ, вона формується на основі використання як електродинамічних (квантових та(або) макроскопічних) явищ в комбінації з іншими фізичними явищами: механіки, фізики твердого тіла, молекулярної фізики, хімії, процесів біотехнології, нейромереж тощо. На превеликий жаль, розробники таких компонентів, занурюючись у внутрішні процеси свого творіння, далеко не завжди доводять справу до кінця – розробки зовнішньої характеристики елемента в термінах дескрипторів, що зрозумілі користувачам їх продукції. Наводячи “тінь на плетінь” роботу елементарного напівпровідникового діоду, чи транзистора намагаються описати не їх залежністю між струмами та напругами полюсів, а дюжиною казуїстичних параметрів, серед яких і час життя носіїв заряду і градієнтні зміни дифузії основних та неосновних носіїв і в такому стилі вводять до 50 параметрів, які треба задавати для формування математичної моделі транзисторів в сучасних системах автоматизованого проектування (САПР) ЕЗ. До них можна віднести EWB, MICROCAP або ORCAD. Найцікавіше, що розробники приладів, технологи їх виготовлення та розробники комп'ютерних САПРів спілкуються між собою як глухий зі сліпим. А розплачуватись за відсутність системності проектування мусить кінцева ланка технологічного процесу – розробники нових ЕЗ.

Таким чином, слід зробити висновок про необхідність розробки системних методів на всіх ланках проектування ЕЗ – від їх структурно-логічного, схемотехнічного та конструкторського етапів проектування до технологічної реалізації включно.

## 2.2. Автономність компонента

Точність наближення реального КЕ до ідеалізованого з позиції обміну енергетичними потоками по за межами енергетичних граней (ЕГ) [2] можна оцінити на основі наступної класифікації. Автономний; неавтономний та робочий режими КЕ.

**Автономний стан.** КЕ знаходиться в автономному по електромагнітному полю стані, коли теоретично чи експериментально визначаються його компонентні рівняння виключно на засадах внутрішніх фізичних процесів КЕ. Зовнішні поля вважаються настільки малими, що ними можна нехтувати. Напруги і струми полюсів компонента визначаються  $T$  - хвилею, підведеною до індивідуальної ЕГ комунікатором.

**Неавтономний стан.** Цей стан можливий при певній реакції КЕ за умов розімкнутих входах ЕГ. Експериментально такий стан спостерігається тоді, коли КЕ розміщується на своєму місці в конструкції ФП, але полюси ЕГ не підключені до полюсів комунікатора. Інші компоненти зі струмами через електромагнітне поле можуть впливати на відключений КЕ. Це виражається в появі напруг і струмів, що наводяться на полюсах ЕГ, особливо при відсутності у компонента екрана.

**Робочий стан.** Перехід КЕ з неавтономного в робочий стан відбувається за рахунок приєднання полюсів КЕ до полюсів комунікатора. Робочий стан, як правило, відрізняється від автономного стану КЕ. Це означає, що зв'язки між напругами і струмами стають дещо іншими в порівнянні з тими - що задавалися компонентними рівняннями. Зазначене розходження, відповідно до теореми однини, можна знизити до рівня напруг та струмів, величинами яких можна нехтувати. Як правило останнє має місце за умов якісного екранування, яке б забезпечувало наступні вимоги:

а) екрани є добре провідними, тобто дотична складова електричного поля на поверхні екрана мала в порівнянні з нормальною:

$$\mathbf{E}_{n/S_3} \gg \mathbf{E}_{\tau/S_3} \approx \mathbf{0}, \quad (2.1)$$

б) на ЕГ ОВНС електромагнітне поле має структуру Т-хвилі, тобто повздовжні складові напруженостей поля, що є нормальними складовими до узятій поверхні ЕГ  $\mathbf{S}_0$  на стільки малі, що ними нехтують:

$$\mathbf{E}_{\tau/S_0} \gg \mathbf{E}_{n/S_0} \approx \mathbf{0}, \quad \mathbf{H}_{\tau/S_0} \gg \mathbf{H}_{n/S_0} \approx \mathbf{0}. \quad (2.2)$$

Однак не завжди компоненти екрануються. При невиконанні умов теореми одиничності крім автономних компонентних рівнянь варто розглядати робочі компонентні рівняння. В останніх враховуються струми, що наводяться, і напруги, що наводяться:

$$\dot{\mathbf{I}}_H = -j\omega \dot{\mathbf{N}}, \quad \dot{\mathbf{U}}_H = -j\omega \dot{\mathbf{\Phi}}, \quad (2.3)$$

де  $\mathbf{N}$  – потік комплексного вектора електричної індукції, що пронизує поверхню компонента, а  $\mathbf{\Phi}$  – потік комплексного вектора магнітної індукції, що пронизує площу найбільшого перетину тіла компонента.

Яскравим прикладом робочого стану ФП, є звичайна комп'ютерна мишка (MODEL 3 FCC ID:HQA2VTEAN-3 MADE IN TAIWAN R.O.C S/N 0090828). Справа у тому, що електромагнітна хвиля, а мається на увазі яскраве пряме сонячне світло, яке попадає через білий напівпрозорий пластмасовий корпус, засвічує фотодіод так, що він не реагує на імпульси світлодіоду, які виникають внаслідок прокручування перед ним спиць коліща, що приводиться в рух при обертанні гумової кульки мишки при її переміщеннях по поверхні килимка.

#### 2.4. Рівняння композиційних елементів на рівні зовнішніх дескрипторів

Як вже зазначалось КЕ, що задовольняють рівнянням Кірхгофа (2.3) і та

рівнянням (2.4) можна вважати зосередженими компонентами ЕК.

Компонентні рівняння одержують у результаті аналізу електромагнітного поля в межах компонента і представлення результатів у вигляді співвідношень між напругами і струмами його полюсів.

Внутрішня структура компонента поєднує середовища з різними параметрами і границями розподілу, тому теоретичний аналіз поки що вдається провести лише для задач, що спрощуються за рахунок допущення про низькочастотний характер поля, за рахунок спрощення форм границь тощо. Формування характеристик компонентів на основі системної електродинамічної моделі нашоєхується на велику кількість невирішених фізико-математичних, хімічних та інформаційних задач. На практиці намагаються аналізувати електромагнітні процеси в компоненті шляхом роздільного опису його частин з наступним вивченням взаємодії цих частин. Є велике бажання вивчати електромагнітні взаємовпливи за допомогою напруг і струмів. Розробники напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем використовують для аналізу окремих частин компонента розрахункові моделі, що формуються на основі низькочастотних електромагнітних процесів, тобто, за допомогою використання понять ємностей та індуктивностей. Точність аналізу високочастотних полів при такому підході принципово не можна оцінити, тому що самі поняття напруга, струм втрачають у високочастотних полях первісний низькочастотний зміст. Відсутність навіть наближених рішення електродинамічної задачі для інтегральної мікросхеми змушує залучати до пояснення внутрішніх процесів шкідливі з методологічної точки зору поняття “паразитних ємностей, індуктивностей”, “паразитних активних і пасивних компонентів”. Видаленню з теорії високочастотних пристроїв цих “паразитних” термінів перешкоджають слабе системне електродинамічне моделювання обліку взаємодій неекранованих частин КЕ і помилкова поширеність понять ємності та індуктивності з низькочастотного в високочастотний діапазон.

Умовне зображенні **m**-полюсного компонента ЕК подають в вигляді, рис. 1.1. Невідомими величинами вважаються напруги дуг та струми полюсів

(променів) компонента. Вважається, що додатні струми течуть до компонента, а додатні напруги відраховуються по дугам компонентам уздовж годинникової стрілки.

Компонент вважається заданим, якщо між усіма  $m$  струмами і  $m$  напругами визначено функціональну залежність. Таку залежність і називають компонентними рівняннями  $m$ -полюсника. При цьому допускаються різноманітні форми запису компонентних рівнянь: частотна, часова, алгебраїчна, матрична, комплексна тощо. Коефіцієнти (або певні оператори), компонентних рівнянь називають параметрами компонентів. З використанням матриць невизначеності, наприклад, та параметрів  $[Z]$ ,  $[Y]$  компонентні рівняння  $m$ -полюсника детально розглянуті в розділі 1 (1.8)...(1.21).

## 2.5. Модель компонента в складі функціонального перетворювача.

Декомпозиція ФП з заданими властивостями на окремі КЕ нашою метою є на необхідність визначення функціональної важливості останнього. В принципі відповідь на питання, який з КЕ найважливіший, залежить від цільового призначення ФП. Наприклад, в нашпигованому різноманітною електронікою автомобілі найважливішим є двигун, а електроніка носить допоміжний характер. В той же час найважливішою функцією мобільних ноутбуків є обробка інформації. Розглядаючи ФП як систему з КЕ, перш за все, необхідно визначити функціональну важливість кожного окремого КЕ, і лише потім переходити до визначення важливості елементної бази в межах заданого КЕ. Незважаючи на філософську простоту питання, важко побудувати фізико-математичну модель КЕ з узагальнюючими властивостями. Справа в тому, що тут перетинаються енергетично-інформаційні питання з суб'єктивною точкою зору корисності КЕ ФП. Саме тому, залишаючи головне питання без відповіді, вважається, що усі декомпозиційні частини однаково важливі. Але, як на наш погляд, **оптимальну конструкцію можна забезпечити на шляху врівноваження інформаційно-енергетичних характеристик КЕ ФП.**



На поточний момент для кількісного визначення інформації про вплив внутрішніх параметрів на характеристику ФП оцінюється функцією чутливості [6], [7]. Для багатофункціональних пристроїв її математичний опис ґрунтується на введенні математичного оператора, що встановлює зв'язок:

- між множиною вихідних процесів

$$\bar{y} = [y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_N]^T,$$

де T – знак транспонування вектора;

- множиною вхідних дій

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_N]^T,$$

кожна з яких є функцією незалежного аргументу

$$\zeta = \zeta(t, \omega, p, l, \dots)$$

де t - час,  $\omega$  - кругова частота, p – змінна перетворення Лапласа, r – просторова координата;

- та множиною внутрішніх параметрів

$$\bar{q} = [q_1, q_2, \dots, q_j, \dots, q_L]^T,$$

що залежать від зовнішніх факторів довкілля

$$\bar{z} = [z_1, z_2, \dots, z_j, \dots, z_p]^T.$$

Загальний опис процесу будь-якого ФП можна подати в компактній формі

$$\bar{y}(\zeta) = W\{\bar{x}(\zeta), \bar{q}(\bar{z})\} \quad (2.4)$$

Оператор  $W$  може набувати різноманітні математичні форми: аналітичну, структурну, топологічну або морфологічну.

Наявність функціоналу (2.4) свідчить про можливість впливати в той чи інший спосіб на вихідні характеристики  $y_j$  за допомогою керування обмеження зміни зовнішніх факторів  $z_j$ , в місцях розташування елементів з параметрами  $q_j$ . Іншими словами можна формулювати оптимізаційні задачі, досягаючи надійної працездатності ФП

Для оцінки впливу певного параметра  $q_k$  на вихідну характеристику  $y_j$  вводиться поняття функції абсолютної чутливості

$$A_{q_k}^{y_j}(\zeta) = \left( \frac{\partial y_j(\zeta)}{\partial q_k} \right)_{\bar{q}}, \quad (2.5)$$

де  $\bar{q}$  – вектор параметрів, що задає “робочу точку”, в якій обчислюється функція чутливості. Величина похідної визначає рівень крутизни, тобто ступінь впливу параметра на відповідну характеристику. Серед зовнішніх чинників, що суттєво впливають на характеристики ФП є температура. Більш детально температурний вплив розглядається в наступному підрозділі 2.6.

## 2.6. Рівняння теплових процесів

### 2.6.1. Роль теплових процесів в технологіях електроніки

Електромагнітні взаємовпливи та теплові процеси нанотехнологій ФП є чи не головними факторами, що обмежують їх швидкодію. Для оцінки та аналізу цих

процесів можна використати узагальнені математичні моделі як скалярних так і векторних полів різної природи розглянуті в [8]...[16]. В першому розділі конкретизується системотехнічне проектування електродинамічних ФП. Проектування на рівні резистивних компонентів ЕК, що перетворюють електроенергію в теплову деталізувались методами моделювання КЕ ФП в підрозділах 2.1...2.5. В даному підрозділі алгоритмізуються розв'язки польових задач по розподілу тепла, джерелами якого вважаються відомі зосереджені резистори, з заданими координатами по об'єму ФП.

### 2.6.2. Формулювання крайової задачі

При розробці топологічної структури ФП невідворотно постає питання про температурне поле, наприклад, кристала інтегральної схеми (ІС) або підґрунтя гібридної ІС (ГІС), чи великої ІС (ВІС). В подальшому під ФП слід розуміти саме ці мікросхеми. В теплофізичному відношенні ФП представляє собою анізотропне середовище, перехідні температурні режими якого описуються рівняннями теплопровідності параболічного типу, а стаціонарний розподіл температур – рівняннями Лапласа (по за межами джерел) та Пуасона (в межах джерела). Останні рівняння носять узагальнену назву - еліптичних рівнянь.

Згідно закону Фур'є в тілі ФП відбувається кондукційний теплообмін:

$$\mathbf{P} = -\lambda \text{grad}\vartheta = -\lambda \nabla \vartheta = -\lambda \mathbf{n} \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \quad (2.6)$$

де  $\lambda$  - коефіцієнт теплопровідності,  $\vartheta$  - температура, як функція координат.

Рівняння теплопровідності для неоднорідного ізотропного тіла у відповідності з законом збереження енергії має вигляд

$$c_p \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial z} \right) + P \quad (2.7)$$

де  $\vartheta(M, t)$  – температура тіла в точці  $M(x, y, z)$  в момент часу  $t$ ;  $c$  – питома теплоємність тіла;  $\rho$  - густина;  $P(M, t)$  – питома потужність джерел енергії,

$$\lambda = \lambda(M, t)$$

– коефіцієнт теплопровідності тіла. Якщо тіло однорідне, то  $c$ ,  $\rho$  і  $\lambda$  - постійні і рівняння (2.7) набуває вигляду

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = a^2 \left( \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2} \right) + \frac{P}{c\rho} \quad (2.8)$$

де

$$a^2 = \lambda/(c\rho)$$

Диференціальне рівняння теплопровідності має в загальному випадку незчисленну кількість розв'язків. Для однозначного розв'язку сформульованої конкретної задачі необхідно з фізичних міркувань сконструювати (задати, знати заздалегідь до початку розв'язку) функцію розподілу температури в початковий момент часу (початкові умови) та тепловий баланс на межі  $S$  тіла. Оскільки рівняння теплопровідності по відношенню до змінної  $t$  є рівнянням першого порядку, то достатньо задати в початковий момент часу деяку функцію

$$\vartheta_0 = f(x, y, z, 0),$$

на всіх точках тіла: як на поверхні його об'єму, так і всередині.

### 2.6.3. Способи задавання граничних умов

Граничним умовам можна надавати ту чи іншу форму в залежності від

конкретної задачі по розподіленню теплових потоків. Розглянемо ці способи:

◆ Граничні умови першого роду задають розподіл температури в кожній точці поверхні  $S$

$$\vartheta_{|S} = \varphi(\mathbf{M}, t), \quad (2.9)$$

де  $\varphi(\mathbf{M}, t)$  – відома функція точки поверхні  $S$  та часу  $t$ .

◆ Граничні умови другого роду задають розподіл густини теплового потоку, як функції часу

$$P(\mathbf{M}, t) = -\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial n}, \quad (2.10)$$

звідкіля

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial n_{|S}} = \psi(\mathbf{M}, t) \quad (2.11)$$

де  $\psi(\mathbf{M}, t)$  - відома функція, що визначається через тепловий потік як

$$\psi(\mathbf{M}, t) = -\frac{P(\mathbf{M}, t)}{\lambda} \quad (2.12)$$

◆ Граничні умови третього роду характеризують закон конвекційного теплообміну між поверхнею тіла та довкіллям, в якому воно розміщується. Кількість тепла, що передається з одиниці поверхні, згідно закону Ньютона

$$P = \alpha(\vartheta_w - \vartheta_c),$$

де  $\alpha$  - коефіцієнт теплообміну конвенцій;  $\vartheta_w$  - температура поверхні;  $\vartheta_c$  – температура середовища (довкілля). Згідно закону збереження енергії, це тепло

мусить дорівнювати теплу, що передається через одиницю майданчика поверхні за рахунок теплопровідності, тобто

$$\alpha(\vartheta_w - \vartheta_c) = -\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial n}, \quad (2.13)$$

де  $\mathbf{n}$  – зовнішня нормаль по відношенню до майданчика  $S$  або, замінюючи  $\alpha/\lambda = \mathbf{h}$ , отримуємо

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial n} + \mathbf{h}(\vartheta_w - \vartheta_c)|_S = 0 \quad (2.14)$$

◆ Граничні умови четвертого роду відповідають теплообміну твердих тіл, що торкаються одне одного у випадку рівності температур поверхонь  $S_1, S_2$ , що притиснуті одна до одної, а саме

$$\vartheta_1(t) = \vartheta_2(t).$$

Додатково до рівності температур має задають рівність теплових потоків

$$\lambda_1 \frac{\partial \vartheta_1}{\partial n}|_{S_1} = \lambda_2 \frac{\partial \vartheta_2}{\partial n}|_{S_2} \quad (2.15)$$

#### 2.6.4. Розв'язки диференційних рівнянь теплових процесів

Розглянуті в підпунктах 2.6.2...2.6.4 крайові задачі визначення температурних полів в твердому тілі та способи задавання крайових умов дозволяють узагальнити їх формулювання та рекомендувати алгоритмізацію їх розв'язку наступним чином.

Знайти функцію  $\vartheta(x, y, z, t)$ , що задовольняє в області

$$G \equiv (M \in D, t > 0)$$

рівнянню теплопровідності (2.8) та, додатково, - початковій умові

$$\vartheta(M, 0) = \varphi(M)$$

і одній з крайових умов (2.9), (2.11), (2.14), (2.15).

Саме теплові процеси ФП приводять до таких задач, якщо форма останнього має вигляд  $n$ -мірного ( $n = 1 \dots 3$ ) паралелепіпеду, або багатощарової пластини.

Алгоритмізація обчислювальних процедур в цьому випадку зводиться до інтегрування параболічного рівняння для визначення перехідних процесів теплових режимів, або – до інтегрування еліптичних рівнянь для стаціонарних температурних станів. Безумовно з залученням відповідних початкових та крайових умов для першого випадку, або лише крайових умов в останньому випадку. Аналітично-числові методи що застосовуються для цієї цілі добре розроблені та приводяться в багатьох бібліографічних джерелах [8]...[18] та програмних продуктах типу MATHCAD. До них, в першу чергу слід віднести аналітичні методи: метод розподілу змінних, операційний метод (перетворення Лапласа чи Хевісайда), метод кінцевих інтегральних перетворень, - та багато різноманітних якісних та числових методів, яскравими представниками яких є метод фазової площини та метод змінних стану, кінцевих різниць тощо.

## **2.7. Розробка нової компонентної бази функціональних перетворювачів**

### **2.7.1. Формулювання проблеми**

До множини базових компонентів ЕК, належать ідеалізовані реактивні

компоненти: індуктивності  $L$  та ємності  $C$ . Взаємозв'язок між струмом та напругою на реактивних компонентах, згідно [14]...[18], записують у вигляді інтегральних та диференціальних співвідношень:

Для індуктивності, як випливає з закону Фарадея (електромагнітної самоіндукції)

$$u = L * \frac{di}{dt}, \quad i = \frac{1}{L} * \int_{-\infty}^t u dt = i(0) + \frac{1}{L} * \int_0^t u dt. \quad (2.16)$$

Для ємнісного компонента з визначення поняття струму зсуву між пластинами конденсатора

$$i = C * \frac{du}{dt} \quad u = \frac{1}{C} * \int_{-\infty}^t i dt = u(0) + \frac{1}{C} * \int_0^t i dt. \quad (2.17)$$

В обох випадках ці параметри є коефіцієнтами пропорційності між магнітним потоком та струмом – для  $L$ , і електричним потоком та напругою – для  $C$ .

$$\Phi = LI \quad N = CU \quad (2.18)$$

де  $\Phi$  – магнітний потік осердя котушки індуктивності, що створений струмом  $I$ , а  $N$  – електричний потік, що створений напруженістю (напругою) між обкладками конденсатора.

За допомогою всього двох реактивних ідеалізованих компонентів, згідно теорії ЕК, можна моделювати різноманітні частотні характеристики двох та чотирьох полюсників ЕК. При цьому для розробки більш-менш складної форми характеристики потрібна велика кількість таких компонентів, що безумовно не завжди доцільно. Виникає питання, а чи не можна, за базовий компонент використати такий, що використовує одночасно як магнітні так електричні властивості електромагнітного поля. Іншими словами, побудувати компонент



другого порядку, тобто комбінаційні властивості ємнісного та індуктивного компонентів поєднати в одному конструктивно закінченому елементі.

Принципово такі компоненти існують в вигляді розподілених відрізків довгих ліній, резонаторів, але їх властивості проявляються лише на певній (одній) частоті. В даному випадку формулювання задачі носить більш узагальнюючий характер: розробити конструкцію реактивного компонента, що володів би властивостями різнохарактерних реактивних опорів в широкому діапазоні частот, або взагалі їх параметри не залежали б від частоти.

### 2.7.2. Розробка компонентів другого порядку

Розглянемо спочатку фізичні процеси, що відбуваються в котушці індуктивності.

Механізм виникнення напруги достатньо простий і схематично подається послідовними перетвореннями: струм зовнішнього джерела  $i$ , що тече через витки котушки створює магнітний потік  $\Phi(t)$ , а останній, пронизуючи осердя котушки, наводить в ній напругу  $u$ . Ланцюжок перетворень можна схематично подати в вигляді, рис. 2.1.

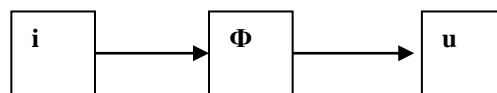


Рисунок 2.1 – Перетворення фізичних величин в котушці індуктивності

Очевидно, що інша складова електромагнітного поля – потік вектора електричної індукції  $N$  в роботі схеми рис. 2.1 незадіяний. Але ж, згідно другому рівнянню Максвелла [14...18], змінне у часі магнітне поле породжує електричне. Тому, маючи на увазі саме цей факт, для розробки компонентів другого порядку слід додатково задіяти в цьому процесі і електричний потік. Ланцюжок перетворень потоків в такому випадку набуває вигляду, рис. 2.2

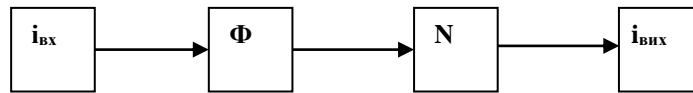


Рисунок 2.2 – Безпосереднє перетворення потоків:

$i_{вх}$  – вхідний струм;  $i_{вих}$  – вихідний струм

Відповідно з принципом дуальності можна реалізувати і схему перетворення напруг, рис. 2.3

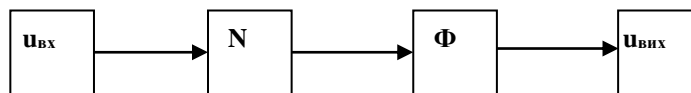


Рисунок 2.3 – Трансформація напруг:

$u_{вх}$  – вхідна напруга;  $u_{вих}$  – вихідна напруга

Перетворення, що стосуються схеми, рис. 2.3, на початковому етапі в своїй основі використовує не котушку індуктивності, а конденсатор.

### 2.7.3. Конструкції компонентів другого порядку

Силкові вектори поля в простих середовищах ортогональні один до одного, тому можна умовно подати два варіанти взаємної орієнтації магнітного та електричного потоків, рис. 2.4.



Рисунок 2.4 – Орієнтація електричного  $N$  та магнітного  $\Phi$  потоків:

а – лінійні силові лінії магнітного поля;

б - лінійні силові лінії електричного поля.

Така уява про фізичні моделі потоків можлива, по перше, лише в обмеженому локальному об'ємі, а, по друге, для майже точкових (диференційних) співвідношень. Для строго доказу взаємозв'язку інтегральних та диференційних характеристик необхідно довести ряд теорем, щоб підтвердити коректність, рис. 2.4, або провести експериментальні дослідження, що виходить за рамки теми даного проекту.

Таким чином, вважаючи попередні міркування коректними (пізніше ми в цьому переконаємось на відомих фактах) враховуючи результати, що отримані в підпунктах 2.7.1...2.7.3, можна запропонувати конструкцію ФП в вигляді, рис. 2.5.

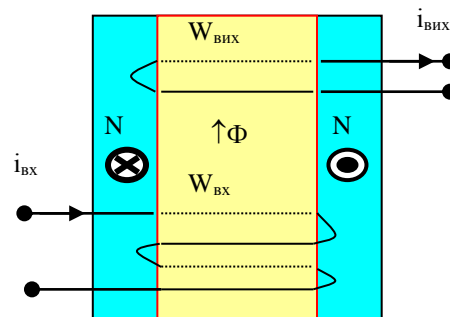


Рисунок 2.5 – Схема конструкції перетворювача струму

На схемі рис. 2.5 окремо виділені дві циліндричні області: внутрішня з магнітним потоком  $\Phi$ , що його створює обмотка з  $W_{вх}$  витками провідника та зовнішня (віртуальна) з електричним потоком, що направлений по замкнутим силовим лініям електричного поля, яке створюється магнітним потоком  $\Phi$ . В перетині циліндрів напрям силових ліній електричного поля позначені як  $\otimes$  - від нас, та точкою в кружечку – до нас. Створене електричне поле реєструється вторинною обмоткою з кількістю витків  $W_{вих}$ , що охоплює каркас котушки і знаходяться в потоці  $N$  електричного поля. У випадку, коли вторинна обмотка складає лише один виток, в ньому виникає струм та відповідно падіння напруги на омичному опорі цього витка, якщо таких витків багато, то з'єднавши їх послідовно можна отримати значну напругу, величина якої може перевищувати напругу на вході, яка створюється за рахунок течії струму в первинній котушці  $W_{вх}$ . Якщо ж ці витки поєднати паралельно, то матимемо пристрій, який може підсилити величину вхідного струму.

Таким чином, користуючись системними методами ми отримали певно результати, які цілком узгоджуються з відомими фактами, що мають місце в трансформаторах. Саме деталізація цього варіанту перетворювача викликана необхідністю певної довіри до результатів, що, як вже відмічалось, не доводяться коректно в рамках дипломного проекту внаслідок браку часу та об'єму.

Новими результатами в рамках розглянутої схеми, рис. 2.5, могли б стати такі, пристрої, що реєструють електричне поле не провідниками, а напівпровідниками та діелектриками, наприклад, волокно - оптичними речовинами, або анізотропними речовинами, що змінюють поляризацію тощо. При цьому можна комбінувати та використовувати як джерела магнітного потоку не лише провідникові, а і інші джерела, - пульсари магнітного поля:

Якщо, попередні результати, до певної міри, відомі, то конструкція перетворювача напруг, рис. 2.6, що реалізує принцип перетворення електричного поля в магнітне, рис. 2.4б, взагалі є новою.

Така конструкція реалізує принцип перетворення полів, що зазначено на рис. 2.3. Дійсно, вхідна напруга  $u_{вх}$  розподіляючи різнойменні заряди на

металевих пластинах (МП) , створює в проміжку між цими пластинами зосереджений електричний потік  $N$ , навколо якого автоматично утворюється зосереджене магнітне поле  $\Phi$  в вигляді торового кільця.

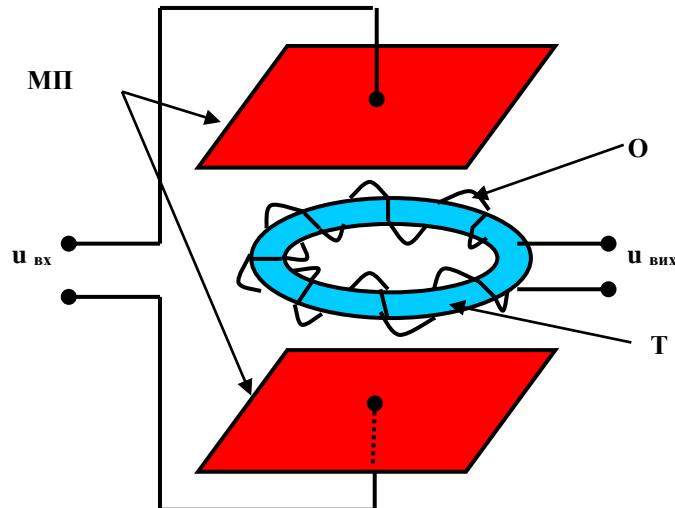


Рисунок 2.6 Схема конструкції перетворювача напруг:

МП – металеві пластини; Т – тор; О - обмотка

Розташування реєстратора цього поля в вигляді торової обмотки призводить до виникнення в ній напруги  $u_{вих}$ , величину якої можна змінювати в залежності від кількості витків проводу торової котушки. Як і в попередньому випадку, конструкція, рис. 2.6 складає основу різноманітних нових класів ФП, де як джерело пульсуючого електричного поля так і реєстратори магнітного потоку можуть мати різну фізичну, хімічну, чи біологічну природу.

## 2.8. Висновки по розділу 2

Темою досліджень 2-го розділу є зосереджені КЕ ФП електродинамічного типу. Розглянуті математичні моделі, узагальнені характеристики компонентів, способи побудови моделей на різних рівнях структуризації ФП, моделі теплових

процесів. Отримані нові результати по інтерпретації цілого класу нових реактивних компонентів другого порядку.

З результатів дослідження можна зробити наступні висновки:

- сформульована задача розробки електричних компонентів другого порядку;

- проаналізовані формальні признаки реалізації реактивних компонентів, як прототипу, та запропоновані нові схеми реалізації реактивних компонентів, що одночасно використовують як електричні так і магнітні властивості електромагнітного поля ФП;

- запропоновані нові схеми конструктивної реалізації ФП, що реалізують перетворення струм в струм та напругу в напругу.

### 3. ДІАГНОСТИКА ЕЛЕКТРОННИХ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ

#### 3.1. Методи просторово-часової ідентифікації

Будь-які експерименти в області УВЧ та НВЧ діапазону наштовхуються на цілий ряд факторів, що призводять до низької достовірності, або взагалі неможливості проведення цих експериментів взагалі. Серед таких факторів найважливішим є, внесення інструментальної похибки, за рахунок природної різниці між об'єктом виміру, що працює в автономному режимі та тим самим об'єктом, робота якого спотворюється інструментами виміру. Зокрема вимір напруг та струмів передбачає приєднання до певних точок вольтметрів, або амперметрів. Але, по-перше, введення додаткових дротів в певні екрановані секції УВЧ та НВЧ апаратури змінює її характеристики вже до початку вимірювання, по-друге, результати виміру напруги залежать від довжини та траєкторії вимірювальних проводів, а струм - від форми та величини площі дотику вимірювальних проводів в місцях їх приєднання до гілки, в якій потрібно вимірювати струм. Останнє обумовлене тим, що такі поняття як напруга та струм в області не зовсім потенційних електромагнітних полів залежать від геометричних характеристик вимірювальних провідників.

Відома умова квазістаціонарності електромагнітного поля, що подається відношенням довжини електромагнітної хвилі  $\lambda$  до розміру комунікатора  $d$

$$\frac{\lambda}{d} = h \ll 1 \quad (3.1)$$

в області УВЧ та НВЧ практично не виконується. Невиконання (3.1) робить складові електромагнітного поля не потенціальними, а вихорними та взаємообумовленими полями, що існують в кожній точці простору [2]...[5]. Який же вихід можна запропонувати для проведення діагностики РТЦ ЕЗ УВЧ та НВЧ діапазону, яка безперечно забезпечується проведенням вимірювальних процедур?

Одним із можливих варіантів зменшення збурення, що викликається внесенням вимірювального інструментарію, може бути зменшення вимірювальних приладів, або проводів, що з'єднують між собою об'єкт вимірювання та вимірювальну апаратуру. Але, якщо така процедура неможлива, то можна збільшити розміри самого об'єкту, іншими словами створити модель об'єкту за розмірами, що будуть перевищувати розміри вимірювального збурювача. В цьому випадку, якщо залишити без змін схему, збільшивши відстані між компонентами, то ми прийдемо до невідповідності комунікаторів. Якщо, наприклад, лінійні розміри комунікатора збільшились в два раз, то безумовно приблизно в два рази збільшуються і електричні та магнітні потоки, за рахунок збільшення поверхонь, що пронизуються цими потоками. Таким , чином можна вводити метрику впливу комунікатора на роботу РТЦ ЕЗ. Ідею масштабування комунікатора можна використати, принаймні, в трьох напрямках::

- ◆ проведення масштабування комунікатора на етапі схемотехнічного проектування, саме з цією метою в розділах 1 та 2 представлені електродинамічно обґрунтовані системотехнічні фізико-математичні моделі, в рамках яких можна обраховувати характеристики РТЦ ЕЗ з урахуванням геометричних форм комунікатора;

- ◆ виготовлення експериментальних зразків РТЦ ЕЗ в різних масштабах комунікатора, що дозволить визначити найоптимальніші розміри (до речі, вони не завжди мінімальні) комунікатора та побудувати залежність реакції ЕЗ від розмірів комунікатора;

- ◆ нарешті для виконання процесу вимірювання можна застосувати подвійне просторово-часового масштабування суть якого в збільшенні розмірів комунікатора та одночасному зменшенню частоти обробки сигналів з метою збереження початкового співвідношення (3.1). Такий підхід дозволить при збільшенні геометричних поверхонь, що само по собі мусить збільшувати електричні та магнітні потоки комунікатора, зберегти рівень електромагнітного впливу комунікатора за рахунок збільшення довжини електромагнітної хвилі  $\lambda$  так, щоб (3.1) не змінилося. Примітно, що зменшення потоків, може бути



принципово досягнуто і за рахунок зменшення струмів полюсів та напруг дуг компонентів, але такий підхід суперечить сформульованій задачі збереження цих струмів та напруг на початкових рівнях. Процедура вимірювання струмів та напруг при збільшенні розмірів комунікатора в порівнянні з розмірами вимірювальних засобів надає можливість проведення діагностичних контрольних вимірів, що вкрай важливо при розробці нанотехнологічних процесів розробки ВІС та інших ФП.

Зауваження. Подвійне, тобто просторово-часове масштабування комунікаторів, логічно назвати просторово-часовою ідентифікацією. За таким методом при зміні частоти діючих на РТЦ ЕЗ сигналів, змінюються і реактивні опори його компонентів, а тому, окрім масштабної зміни час-простір комунікатора необхідно виконати також умову збереження відповідних амплітудночастотних характеристик (АЧХ), що реалізується достатньо елементарними перерахунками реактивних параметрів на основі критерію збереження домасштабних значень напруг дуг та струмів полюсів усіх компонентів.

### 3.2. Теплові процеси та способи мінімізації їх шкідливого впливу

Як відомо, джерелами теплових потоків РТЦ ЕЗ є, перш за все, резистивні омичні компоненти  $R$ , в яких виділяється потужність, що пропорційна квадрату струму, який тече через опір  $R$

$$P = I^2 R \quad (3.2)$$

Реактивні компоненти лише накопичують та віддають електроенергію в ЕК з подвійною частотою струмів. Безумовно існують і інші фактори нагріву, але резистори, за своєю природою є компонентами, де електрична енергія повинна перетворюватись у теплову енергію за функціональним призначенням цих компонентів. Тому головну увагу зосередимо саме на визначенні тих місць

конструкції, де розташовані ці компоненти. Математична модель (2.6)...(2.15) в рівній мірі відносить усі резистивні компонентів до джерел, теплових потоків потужністю (3.2). Інтерорецепторами цього тепла є оточуюче ці резистори середовище. Наприклад, об'єм ВІС, чи великої ВІС. Розв'язання крайової задачі на розподіл цього тепла дозволяє оцінити температурний режим ВІС, та прийняти відповідне рішення про примусовий відбір тепла, за допомогою масивних радіаторів, вентиляторів повітря, як це роблять для охолодження мікропроцесорів персональних комп'ютерів, або морозильних систем, що нагнітають холод за допомогою певних каналізуючих систем, розміри останніх в точках відбору теплоти можуть бути мікромініатюрні у порівняння з традиційними радіаторами, чи вентиляторами. Але найважливіший захід проти перегріву є оптимальне розміщення резисторів по об'єму мікросхеми, та розпаралелення, чи опослідування потужних джерел на менш потужні джерела, що розподіляються рівномірно по об'єму мікросхеми. Один з узагальнених заходів передбачає, на етапі синтезу схеми, мінімізувати, по можливості, використання резистивних компонентів, та в більшій мірі використовувати ємності, чи індуктивності. Але при цьому можуть погіршуватись інші характеристики, такі наприклад, як швидкодія. Тому для розв'язання цих проблем обов'язково потрібна розробка системних методів аналізу електричних кіл, та відповідних САПР-ів на їх основі, що дозволили б застосувати оптимізаційні задачі лінійного чи нелінійного програмування. На перший погляд, оптимізаційну задачу можна розв'язати сформулювавши цільову функцію (певний критерій оптимізації) та накидавши під нею скирту обмежувальних умов, що встановлюють функціональні взаємозалежності між аргументами цільової функції. Але, те що з математичної точки зору цілком правильне та зрозуміле, - з точки зору існуючого фізичного моделювання не витримує критики і, в кінцевому підсумку, призводить до неефективних затрат часу, обчислювальних ресурсів і коштів. Причиною такої нісенітності і є оті самі обмежувальні співвідношення, які несуть суперечливі інформативні відомості, або взагалі такі відомості, що неадекватно описують

електродинамічну модель. Тому роль фізико-математичного моделювання відіграє суттєву роль у розробці системних методів аналізу РТЦ ЕЗ.

Для створення відповідних системних САПР-ів слід розробити певні процедури оцінки теплових станів певних мікро об'ємів ВІС, для чого необхідно знати як потужності усіх джерел тепла, так і їх місця розташування, максимально-допустимі нагриви мікро об'ємів середовища ВІС. Розглянемо принципові моменти вирішення такої задачі.

1. Визначення множини резисторів, які задані електричною схемою та потужності, що розсіюються кожним з цих резисторів.

2. Розв'язання задачі розміщення резисторів на основі критерію рівномірної питомої густини енергії по об'єму ВІС.

3. Визначення компонентів (можливо інших мікро об'ємів), які слід віднести до рецепторів теплового потоку.

4. Розв'язання задачі розподілу тепла по об'єму ВІС задавшись першим ітераційним наближенням, - розміщенням джерел та інтерорецепторів теплових потоків.

5. Виконання процедури порівняння максимально допустимих температур рецепторів та температур відповідних координат реального теплового поля.

У випадку, коли не задовольняються температурні режими, виконують наступний ітераційний крок. Максимально можливу кількість циклів переміщення рецепторів та джерел тепла по об'єму ВІС, обчислюється алгоритмічно. Якщо, за знайдене число ітерацій температурні умови не виконуються, змінюють об'єм ВІС, або застосовують рекомендації, про які йшлося на початку поточного підрозділу.

Застосування принципу мажоритарної верифікації ґрунтується на порівнянні усіх елементів множини допустимих температур з множиною реальних температур, що визначаються після розв'язання крайової задачі теплорозподілення. Окрім того, можна проводити порівняння по степеню переваги екстероцепторів над, інтероцепторами

Розглядаючи математичну модель комунікатора (1.22)...(1.48) ми прийшли до висновку, що дескриптори цієї моделі можуть бути знайдені і без урахування комунікатора, тобто при його нульових електродинамічних параметрах (1.50,1.51). На перший погляд така процедура може здаватися безцільною, але саме вона апіорі може бути використана для визначення початкового розташування джерел теплових потоків.

Для цього визначають множину струмів полюсів (1.39), та обчислюють потужності усіх резисторів, за формулою (3.2). Скориставшись принципом мажоритарної верифікації визначають

$$P_{\max} = \max\{ P_1, P_2, \dots, P_M \} \quad (3.3)$$

та

$$P_{\min} = \min\{ P_1, P_2, \dots, P_M \} \quad (3.4)$$

де  $P_{\min}$  – мінімальне, а  $P_{\max}$  - максимальне значення струму потужності резистивного компонента. Якщо, наприклад,

$$I_{\max} = I_k \quad (3.5)$$

а

$$I_{\min} = I_j, \quad (3.6)$$

то можна вважати, що  $k$ -й резистор є джерелом максимального теплового потоку. Подібним чином, можна визначити інші **джерельні резистори**, та розташувати їх по мірі зменшення теплових потоків, що генеруються відповідними резисторами. В залежності від введених рубіжних значень частиною теплових потоків можна нехтувати, але саме ці резистори і допоможуть визначити градієнти переміщення джерельних резисторів. Середню смугу потужностей можна віднести до таких, що і не генерують і не сприймають теплових потоків.

Слід зауважити, що одним із способів боротьби з перегрівом ВІС є зміна співвідношення між геометричними розмірами компонентів та кількістю тепла, що ними розсіюються. Причому зміна геометричних форм не обов'язково передбачає збільшення, або зменшення об'єму. Дійсно порівняння паралелепіпеда

та шару, що мають однакову максимальну лінійну метрику, свідчить, що об'єм шару перевищує об'єм паралелепіпеда. Застосування інших координатних систем [19] в деяких окремих випадках також може стати в нагоді для вирівнювання температурних режимів по об'єму ВІС.

### 3.3. Способи діагностичного моделювання швидкодіючих функціональних перетворювачів.

Проблеми діагностики при переході до нанотехнологічних процесів напилення певних шарів ВІС стають все більш актуальними [20]. На етапі розробки швидкодіючих РТЦ ЕЗ серйозну увагу приділяють розробці моделей (ескізних зразків), габарити яких перевищують реальні розміри мікрос-хем в сотні та тисячі раз. Такі моделі дозволяють відпрацювати усі огріхи структурно-логічного та схемотехнічного етапів проектування і розробити алгоритми пошарового напилення схеми відповідної ВІС.

На етапі серійного виробництва для діагностики та контролю виготовленої продукції застосовують автоматизовані системи, що відбраковують продукцію [21], [22] з метою її наступного доведення до певної кондиції. В той же час, розробка первинних ескізних конструкцій, за виключенням автоматизованого проектування топології [23], яка реалізована сучасним комп'ютерним програмним забезпеченням на шталт PИCAD та ORCAD, залишається по за межами високотехнологічних продуктивних технологій. Дійсно, існуючі САПР-и топології, як правило, ігнорують, проблеми елект-ромагнітної та теплової сумісності, які відіграють провідну роль в нанотех-нологічних ВІС, [24, табл. 1.1]. Причиною такого стану речей є відсутність системних методів аналізу та синтезу нанотехнологічних ВІС та неможли-вість проведення експериментів для підтвердження, або навпаки, заперечення критеріям електромагнітної сумісності (ЕМС). Саме тому в даному підрозді-лі розробляються принципи побудови еквівалентних електродинамічних мо-делей, що дозволяють експериментальну перевірку ЕМС на етапі розробки ВІС.

В основу способу експериментальної перевірки внутрішньосхемної ЕМС покладено метод геометричних ідентифікацій, див. підрозділ 3.1, а простіше зміни масштабу виготовлення певної структурної одиниці ВІС, на-приклад, однієї комірки пам'яті, або одного розряду суматора мікропроце-сорного комплексу тощо.

Відомі методи діагностики та контролю РТЦ ЕЗ [25]...[29], працюють за схемою виміру, рис. 3.1, що містить об'єкт виміру - 1, датчик дескрипторної величини - 2, перетворювач дескрипторної величини - 3 та відліковий, або еталонний пристрій - 4. Така схема виглядає цілком логічною до тих пір, поки датчик дескрипторної величини не вносить інструментальну похибку, а у випадку розробки нанотехнологічних ВІС відомі методи діагностики та контролю електромагнітної та температурної сумісності не спрацьовують внаслідок того, що розміри датчика  $h_D$  на порядки перевищують розміри наноелектричного кола  $h_{НК}$ .

$$h_{НК} \ll h_D \quad (3.7)$$

Саме з метою експериментальної перевірки сумісності на етапі розробки конструкції ВІС її окремі структурні одиниці пропонується виготовити за збільшеними розмірами, що дозволить вводити всередину датчики (провідники), вимірювальних приладів. Розміри датчиків вимірювальної апаратури суттєво не змінюють електромагнітного стану структурної одиниці, а тому інструментальну похибку можна знизити до необхідних для практики величин.

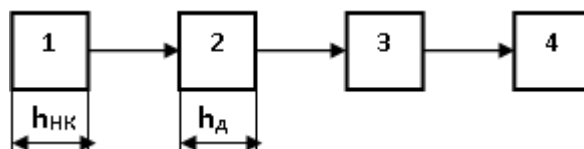


Рисунок 3.1 – Схема контролю:  $h_{НК}$  – найбільший розмір об'єкту 1, що вимірюється,  $h_D$  – найменш можливий розмір датчика ( $h_{НК} \ll h_D$ ).

Іншими словами запропонований спосіб відрізняється тим, що для можливості проведення оцінок внутрішньої ЕМС змінюються співвідношення по розмірам (3.7) на протилежне

$$h_{НК} > h_{Д}, \quad (3.8)$$

шляхом зміни будь-якої структурної одиниці за розмірами, що перевищують розміри датчиків (з'єднувальних проводів). Слід зауважити, що найкращий результат для оцінки ЕМС дав би збільшений зразок усієї ВІС, а не її окремої структурної одиниці, але така процедура практично неможлива. Дійсно, якщо межова густина розташування для метал-діелектрик-напівпровідник (МДН) - транзисторів складає 108 , а для біполярних – 106 на сантиметр ква-дратний, то для моделі з зосередженими транзисторами за розміром в 1 мм, збільшена друкована плата мусила б мати площу в десятках квадратних кі-лометрів. Але, враховуючи, певну однотипність напилених структур, напри-клад, тригер, як комірка мікросхеми оперативної пам'яті, або розряд сума-тора мікропроцесора тощо, можна на предмет аналізу ЕМС використовувати окремі функціонально закінчені частини ВІС, а не займатися її моделю-ванням в цілому.

Така модель, одначе, не є еквівалентною для електромагнітних перешкод. При збереженні струмів та напруг на еквівалентних масштабних гілках дерев, величини потоків електричної та магнітної індукції також зростати-муть. А тому, запропонована модель може грати роль верхньої межі елект-ромагнітних перешкод. А саме, якщо в збільшеній моделі характеристики пристрою змінилися несуттєво, то можна вважати, що така структурна оди-ниця в складі ВІС задовольняє умовам ЕМС. В протилежному випадку слід змінювати топологію структурного елемента, або взагалі відмовитись від його реалізації в заданих геометричних межах.

Для визначення струмів та напруг збільшеного фрагмента схеми, як реального аналога наноелектричного кола, слід змоделювати відповідний

електромагнітний стан. Для цієї мети пропонується встановити співвідношення між довжиною електромагнітної хвилі, та розміром комунікатора фрагмента таке саме як воно мало місце в реальній ВІС. Тобто

$$\frac{\lambda_{\Phi K}}{h_{\Phi K}} = \frac{\lambda_{ВІС}}{h_{ВІС}} \quad (3.9)$$

де  $\lambda_{\Phi K}$  – довжина електромагнітної хвилі збільшеного фрагменту кола,  $\lambda_{ВІС}$  - довжина електромагнітної хвилі ВІС,  $h_{\Phi K}$  – максимальний розмір збільшено-го фрагменту кола,  $h_{ВІС}$  – максимальний розмір ВІС.

Таким чином, збільшення розмірів фрагмента ВІС, згідно до (3.9) вимагає і зменшення частоти коливання сигнальних струмів та напруг до величини

$$f_{\Phi K} = f_{ВІС} \frac{h_{ВІС}}{h_{\Phi K}} \quad (3.10)$$

де  $f_{\Phi K}$  – частота сигналу фрагмента кола,  $f_{ВІС}$  - частота сигналу ВІС.

Рівність (3.10) можна трактувати, як вимогу до рівності електромагнітного стану фрагмента ВІС та його моделі.

У комплексній формі напруги в контурах комунікатора УН та струми зсуву ІН з поверхонь дерев

$$\dot{U}_H = j\omega\dot{\Phi} = j\omega\dot{B}S_K \quad \dot{I}_H = j\omega\dot{N} = j\omega\dot{D}S_B \quad (3.11)$$

де  $S_K$  – поверхня контура;  $S_B$  - бічна поверхня дерева.

З (3.11) випливає, що при збільшенні поверхонь величини наведених напруг та струмів можуть залишитись на попередньому рівні лише за умов зменшення частоти, що також випливає з (3.10).

Нарешті останнє зауваження стосується компонентної бази, яка мусить бути змінена у відповідності з (3.10), за для збереження відповідних частотних



характеристик. Така задача достатньо просто вирішується методами теорії електричних ланцюгів.

Таким чином, запропонований спосіб моделювання електромагнітних перешкод, просуває рекомендації по забезпеченню електромагнітної та теплової сумісності [24] у бік їх практичного застосування для фрагментів ВІС, що створені на основі нанотехнологій.

### 3.4. Діагностична система виявлення електромагнітних перешкод.

#### 3.4.1. Задачі експериментальної перевірки внутрішньої електромагнітної сумісності.

Теоретичні дослідження розділів 1 та 2, що дозволили розробити системні методи аналізу високочастотні РТЦ ЕЗ, повинні також мати певне експериментальне підтвердження чи навпаки – заперечення основних розробок дипломного проекту. Але оскільки теорія проведення таких експериментів на поточний момент відсутня, проведемо певну класифікацію необхідних для зазначеної мети експериментів. Безумовно, вплив комунікатора найкраще оцінювати на рівні визначення характеристики ТРЦ ЕЗ. Для цього необхідно створити певні зразки ВІС, а потім з'ясувати правильність прийнятих конструкторських рішень, що до морфологічних характеристик комунікатора. Такий підхід, безумовно має право на життя, але економічно невиправданий. Більш доцільним є дослідження окремого комунікатора, або навіть його окремих частин з метою виявлення небезпечних електромагнітних перешкод на етапі відсутності компонентної бази, тобто “голої” друкованої плати без імплементованих (впаяних) до неї компонентів. Саме принцип декомпозиції, на якому ґрунтуються теорія комунікаторних систем, дає можливість експериментувати окремо з комунікаторами та виявляти найбільш небезпечні електромагнітні перешкоди. При цьому виникають теоретичні та практичні питання що до методів та засобів дослідження комунікатора:

- ◆ З якими рівнями напруг та струмів мусять проводитись експерименти.?
- ◆ З якою точністю треба виміряти відповідні дескриптори.?
- ◆ На яких частотах треба проводити експерименти.?
- ◆ Які процеси треба досліджувати: стаціонарні, чи перехідні ?

Безумовно список питань по проведенню експериментів може бути продовжено, але вже зараз стає зрозумілим, що відповіді на ці запитання можна отримати лише за цільовим призначенням експерименту. Наприклад, вище встановлено чотири типи впливу комунікатора: магнітний, електричний, опірний та провідний. Кожний з зазначених впливів характеризується своєю специфікою впливу, експериментальну оцінку кожного з яких розглянемо в наступних підрозділах.

#### 3.4.2. Вимір максимальної перешкоди магнітного поля

В основу проведення експерименту по виявленню максимальної магнітної перешкоди покладено принципом мажоритарної верифікації. У відповідності цим принципом початковою інформацією мусять бути величини максимального струму полюса  $I_{\max}$  та мінімальної напруги дуги компонента  $U_{\min}$ . Така інформація може бути отримана на основі схемотехнічної розробки та проведення її аналізу в нульовому режимі комунікатора. Оскільки в комунікаторі відсутні компоненти, то в місцях їх розташування мають місце розриви провідників (друкованих доріжок), тобто холостий хід. Наступний крок пов'язаний з визначенням тієї гілки дерева комунікатора, де тече цей струм і підключення до цієї гілки джерела струму величини  $I_{\max}$ . При цьому слід уникнути попадання магнітного потоку з'єднувальних проводів на майданчик плати. Для цього провідники мусять розташовуватись перпендикулярно до друкованої стежки дерева зі струмом  $I_{\max}$ .

Вольтметр слід приєднати до дуги з  $U_{\min}$ . Показання вольтметра мусять бути співставленні з  $U_{\min}$ . У випадку

$$V < \varepsilon U_{\min} \quad (3.12)$$

де  $\varepsilon < 0,1$  – задана допустима похибка, можна вважати що комунікатор по магнітній перешкоді задовольняє технічним вимогам. В протилежному випадку слід запропонувати новий варіант комунікатора, і так до тих пір поки не виконається умова (3.12). Безумовно, для цього необхідно перерозв'язувати задачі конструкторського етапу проектування: розміщення, компоновання та трасування. При неможливості досягти заданої мети є сенс повернутись до схемотехнічного проектування: замінити сильноструміві канали, каналами рознесеними у просторі; змінити режими роботи активних компонентів схеми; змінити саму схему при збереженні, зрозуміло, її функції перетворення (характеристики).

### 3.4.3. Вимір максимальної перешкоди електричного поля

В основу проведення експерименту по виявленню максимальної електричної перешкоди покладено принципом мажоритарної верифікації. У відповідності цим принципом ї початковою інформацією мусять бути величини максимальної напруги дуги компонента  $U_{\max}$  та мінімального струму полюса компонента Така інформація може бути отримана на основі схемотехнічної розробки та проведення її аналізу в нульовому режимі комунікатора. Оскільки в комунікаторі відсутні компоненти, то в місцях їх розташування мають місце розриви провідників (друкованих доріжок), тобто холостий хід. Наступний крок пов'язаний з визначенням тих дерев комунікатора, до яких прикладена напруга  $U_{\max}$ . Джерело напруги слід приєднати до виявлених дерев. При цьому слід уникнути попадання електричного потоку з'єднувальних проводів на майданчик плати. Для цього провідники мусять розташовуватись перпендикулярно до друкованих доріжок дерев, що знаходяться під напругою  $U_{\max}$ .

Залишається виміряти струм зсуву, але як це зробити? Адже підключивши безпосередньо амперметр до дерева з гілкою полюса  $I_{\min}$  та до базового дерева з нульовим потенціалом, ми замкнемо дерева, тобто зробимо їх еквіпотенціальними, тим самим усунувши дію перешкоди, що створює струм зсуву? Тому, пропонується вимір струму зсуву проводити з допоміжним генератором, що генерував би напругу індукційних зарядів. Для цього попередньо слід виміряти напругу між вказаними деревами. Хай величина цієї напруги буде  $V$ . Тоді утворивши послідовний вимірювальний ланцюжок з допоміжного генератора напруги  $V$  та амперметра і підключивши цей ланцюжок до полюса  $I_{\min}$  вимірюємо струм зсуву, який і треба було виміряти.

Якщо показання амперметра при цьому  $A$ , то його необхідно співставити зі струмом  $I_{\min}$ . У випадку

$$A < \varepsilon I_{\min} \quad (3.13)$$

де  $\varepsilon < 0,1$  – задана допустима похибка, то можна вважати що комунікатор по електричній перешкоді задовольняє технічним вимогам. В протилежному випадку слід запропонувати новий варіант комунікатора, і так до тих пір поки не виконається умова (3.13). Безумовно для цього задачі конструкторського етапу проектування: розміщення, компоновання та трасування, - необхідно розв'язати знову.

#### 3.4.4. Вимір максимальної перешкоди опірних параметрів

В основу проведення експерименту по виявленню максимальної опірної перешкоди покладено принципом мажоритарної верифікації. У відповідності з цим принципом початковою інформацією мусять бути величини максимального струму полюса та мінімальної напруги дуги компонента  $U_{\min}$ . Така інформація може бути отримана на основі схемотехнічної розробки РТЦ ЕЗ та проведення його аналізу в нульовому режимі комунікатора. Оскільки в комунікаторі відсутні

компоненти, то в місцях їх розташування мають місце розриви провідників (друкованих доріжок), тобто холостий хід. Наступний крок пов'язаний з визначенням тієї гілки дерева комунікатора, де тече  $I_{\max}$ . До полюсів компонента, між якими знаходиться дуга з  $U_{\min}$  приєднується контур, що утворюється в наступний спосіб. До контура, в першу чергу, мусить увійти полюс з  $I_{\max}$  та ті гілки дерев, через які тече вказаний струм, а також - гілки з іншими максимально можливими струмами, що поєднуються між собою коротким замкненням в місцях розташування компонентів. Джерело струму підключається до розімкнутої дуги компонента  $U_{\min}$ . В той же час до цієї дуги підключається і вольтметр.

Показання вольтметра  $V$  мусять бути співставленні з  $U_{\min}$ . У випадку

$$V < \epsilon U_{\min} \quad (3.14)$$

де  $\epsilon < 0,1$  – задана допустима похибка, то можна вважати що комунікатор по опірній перешкоді задовольняє технічним вимогам. В протилежному випадку слід запропонувати новий варіант комунікатора, і так до тих пір поки не виконається умова (3.14). Безумовно для цього пере розв'язувати задачі конструкторського етапу проектування: розміщення, компонування та трасування.

### 3.4.5. Вимір максимальної перешкоди провідних параметрів

1. В основу проведення експерименту по виявленню максимальної провідної перешкоди також покладено принцип мажоритарної верифікації. У відповідності з цим принципом ї початковою інформацією мусять бути величини максимальної напруги дуги компонента  $U_{\max}$  та мінімального струму полюса компонента Така інформація може бути отримана на основі розробленої схеми РТЦ ЕЗ, для якої проведено аналізу в нульовому режимі комунікатора. Оскільки в комунікаторі відсутні компоненти, то в місцях їх розташування мають місце розриви провідників (друкованих доріжок), тобто холостий хід. Наступний крок пов'язаний з визначенням тих дерев комунікатора, до яких прикладена напруга

$U_{\max}$ . Джерело напруги слід приєднати до виявлених дерев. Одне дерево, приєднується до базового дерева безпосередньо, інше мусить бути підключеним через гілки інших дерев до полюса з  $I_{\min}$ . Оскільки така задача не однозначна, то таке підключення здійснюють при можливості альтернативи вибіркою дерев з більшими потенціалами. Дерева, що утворюють шлях до заданого полюсу та до базового дерева з'єднують між собою шляхом закоротки відповідних компонентів, що їх об'єднують. До розімкнутої дуги компонента з  $U_{\max}$  приєднують джерело електроенергії з напругою  $U_{\max}$ , яка передається на полюс  $I_{\min}$ . Амперметр вмикають послідовно з джерелом напруги, та вимірюють струм витоку. Якщо показання амперметра, при цьому  $A$ , то його необхідно зіставити зі струмом  $I_{\min}$ . У випадку

$$A < \epsilon I_{\min} \quad (3.15)$$

де  $\epsilon < 0,1$  – задана допустима похибка, то можна вважати що комунікатор по провідній перешкоді задовольняє технічним вимогам. В протилежному випадку слід запропонувати новий варіант комунікатора, і так до тих пір поки не виконається умова (3.15). Безумовно для цього задачі конструкторського етапу проектування: розміщення, компоновання та трасування, - необхідно розв'язати знову, або відкоригувати схемотехнічний етап проектування.

2. Виконаємо побудову ЕК, рис. 3.2, в схемотехнічному зображенні пакета, де довга лінія має вигляд відрізка коаксіального кабелю ( діжечки ). Така схема представлена, де на відміну від попередніх результатів за джерело напруги вибирається послідовність П-імпульсів, що відповідають цифровим сигналам.

### **DIAGN 3 6.CIR**

Це електричне коло ілюструє вплив магнітної, електричної та опірної перешкоди комунікатора на його реакцію при П-імпульсній дії.

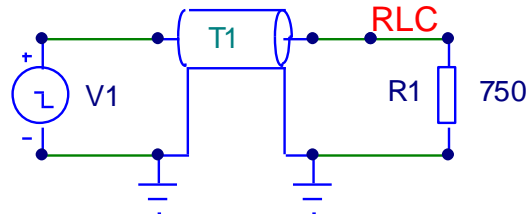
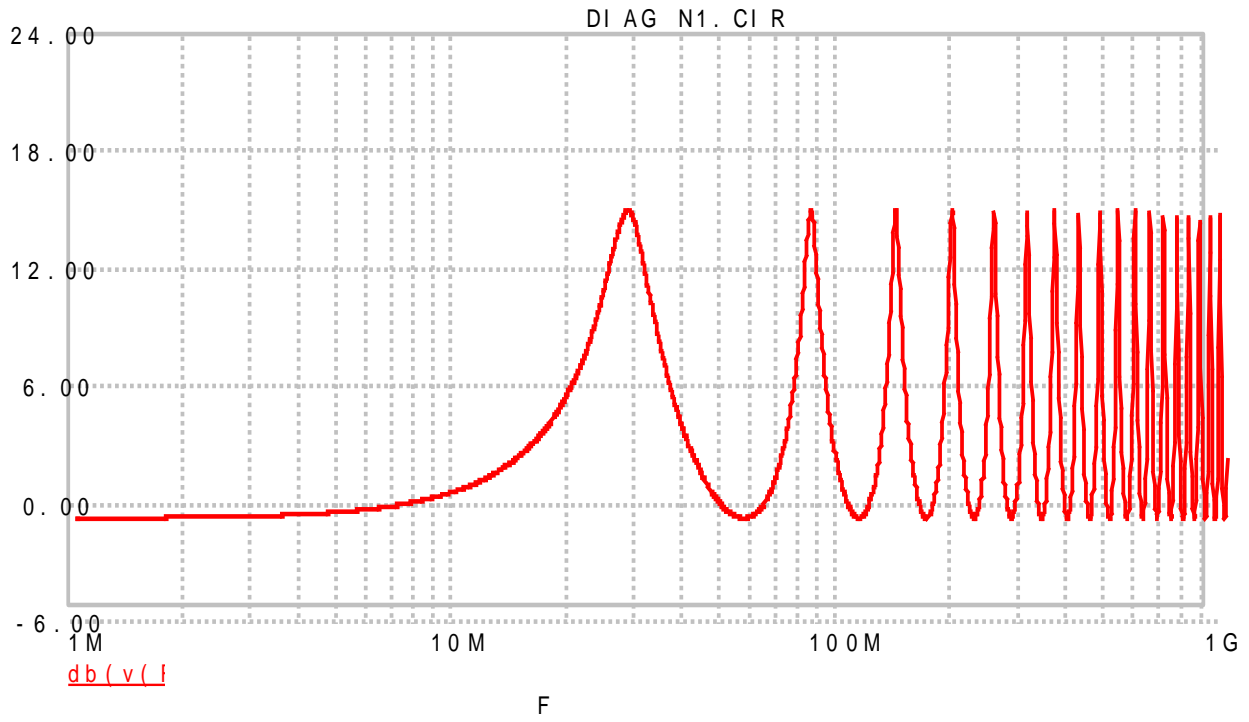


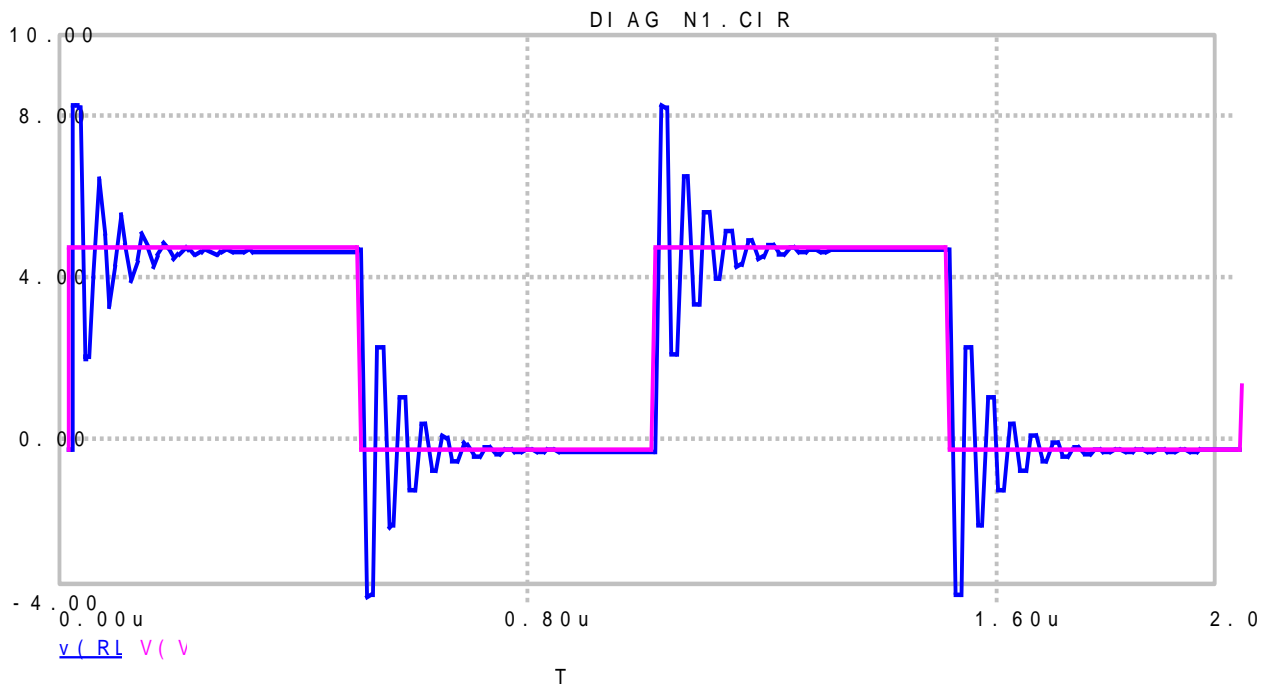
Рисунок 3.2 – Схемотехнічне зображення ЕК з довгою лінією в пакеті MICROCAP-7

3. Оберемо тип опису моделі лінії, в вигляді первинних погонних параметрів  $L$ ,  $R$ ,  $C$ ,  $G$ , які і моделюють відповідні типи перешкод. Величини цих параметрів в моделі задані такими  $R=0.2\text{Ом/м.}$ ,  $L=9.13\text{ нГн/м}$ ,  $C=3.65\text{ пФ/м}$ ,  $G=2\text{ кОм/м}$ , та довжина комунікатора  $LEN=50\text{ м}$ .

4. Виконаємо аналіз АЧХ (АС аналіз) та перехідних характеристик при задані на вході П-імпульсної напруги з тривалістю імпульсу 500 наносекунд та періодом наступності в 1 мікросекунду для заданих параметрів схеми з RLC перешкодами. На жаль технічні характеристики MICROCAP-7 не дозволяють проводити оцінку дії одночасно чотирьох типів погонних параметрів. Результати такого аналізу приведені на рис.3.3.



а



б

Рисунок 3.3. АЧХ – “а” та перехідна “б” характеристики заданого електричного кола, що розраховані в пакеті MICROCAP-7



5. Виконаємо параметричний аналіз схеми будуючи сімейство АЧХ при варіації погонної індуктивності  $L$  в заданих межах  $L_{\min} < L < L_{\max}$ . Результати аналізу приведені на рис. 3.4.

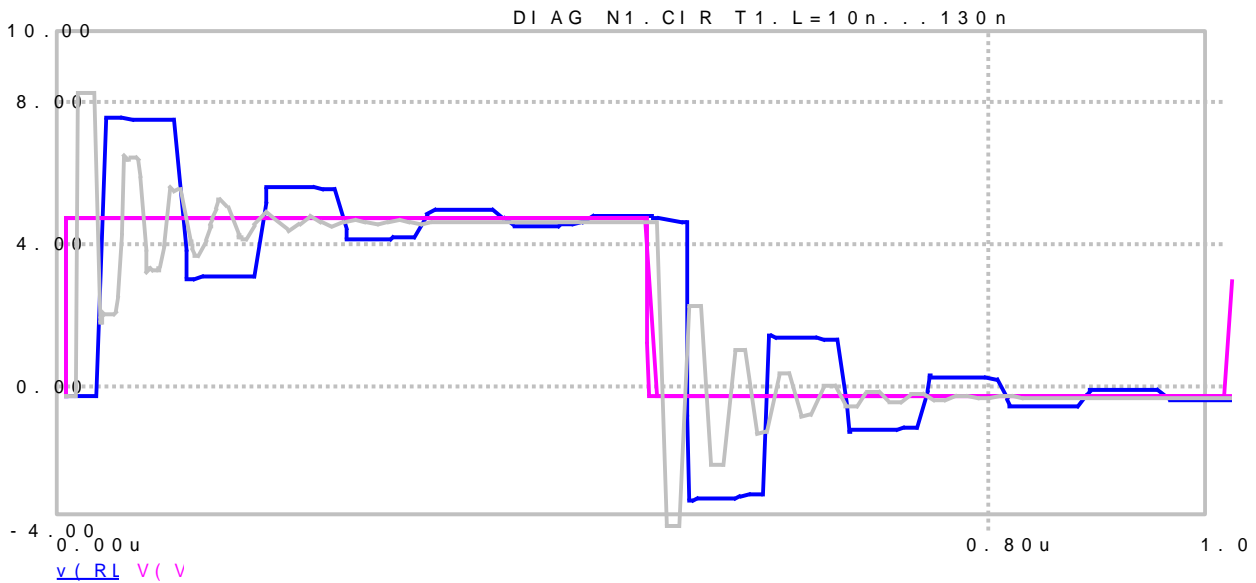


Рисунок 3.4 – Параметричний аналіз АЧХ при зміні погонної індуктивності, що розраховані в пакеті MICROCAP-7

6. Виконаємо параметричний аналіз схеми будуючи сімейство АЧХ при варіації погонної ємності  $C$  в певних межах  $C_{\min} < C < C_{\max}$ . Результати аналізу приведені на рис. 3.5.

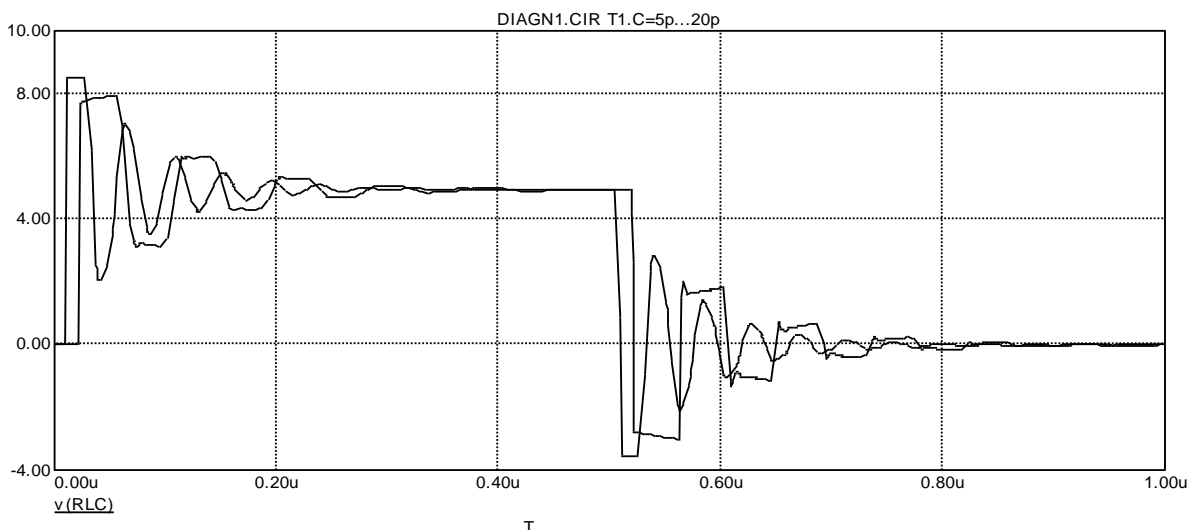


Рисунок 3.5 – Параметричний аналіз АЧХ при зміні погонної ємності, що розраховані в пакеті MICROCAP-7

7. Виконаємо параметричний аналіз схеми будуючи сімейство АЧХ при варіації погонного опору  $R$  в заданих межах  $R_{\min} < R < R_{\max}$ . Результати аналізу приведені на рис. 3.6.

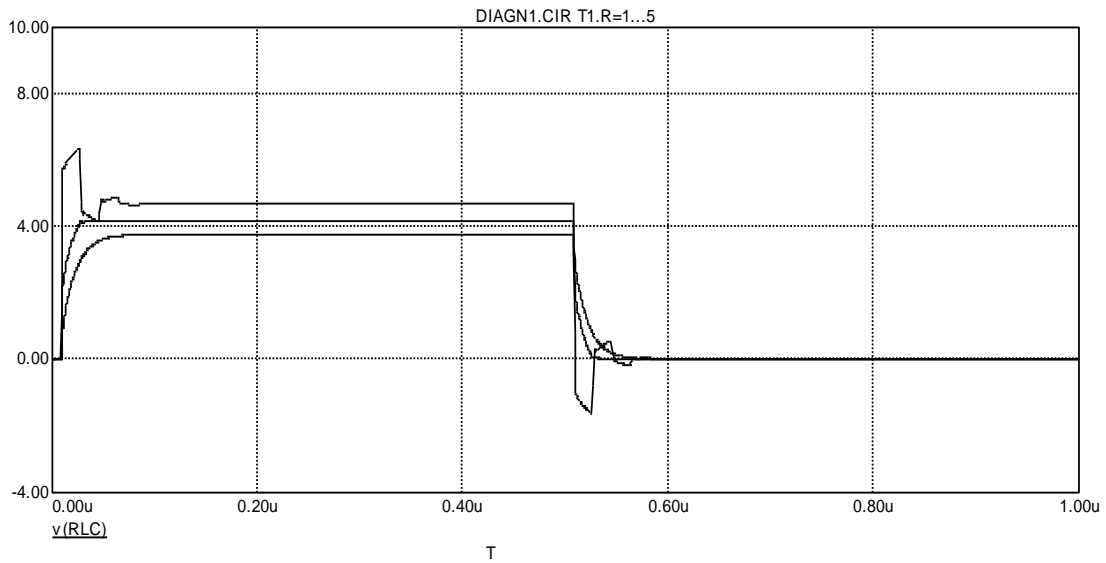


Рисунок 3.6 – Параметричний аналіз АЧХ при зміні погонного опору, що розраховані в пакеті MICROCAP-7

1. Виконаємо параметричний аналіз схеми будуючи сімейство АЧХ при варіації погонної провідності  $G$  в заданих межах  $G_{\min} < G < G_{\max}$ . Результати аналізу приведені на рис. 3.7.

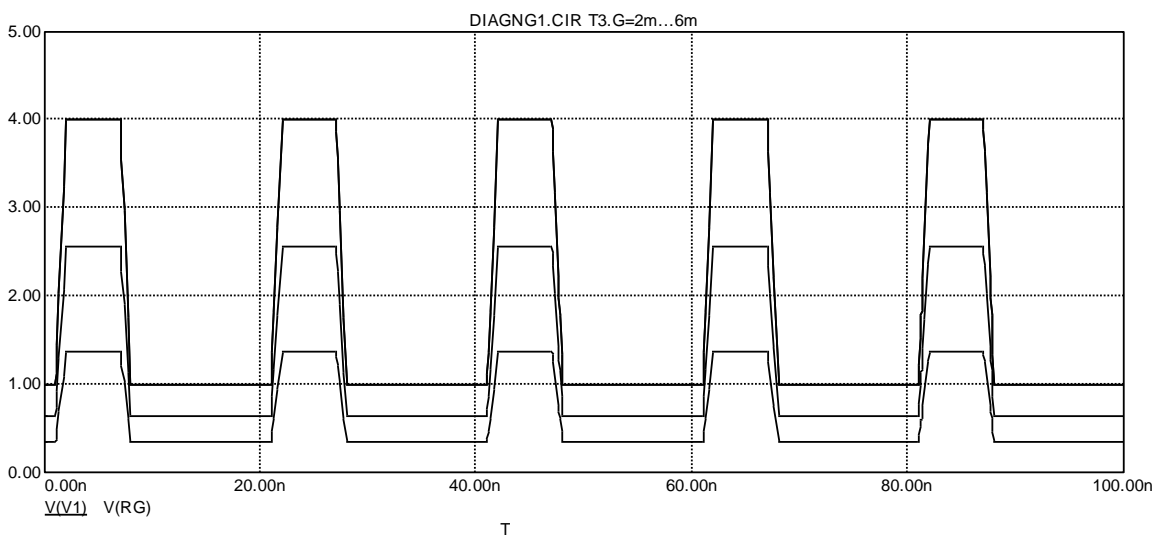


Рисунок 3.7. Параметричний аналіз АЧХ при зміні погонної провідності, що розраховані в пакеті MICROCAP-7

9. Проведемо аранжування отриманих результатів на предмет виявлення максимального з видів перешкод комунікатора.

Аналіз отриманих результатів свідчить про певні пріоритети одних видів перешкод над іншими. Зокрема, якщо рівні впливу розташувати в порядку зменшення реакції комунікатора на АЧХ, тобто від найбільшого до найменшого то, як впливає з аналізу характеристик, рис. 3.2...рис.3.7, має місце така послідовність: магнітні, електричні, опірні та провідні. Слід очікувати, що такий порядок не завжди однаковий. Він може змінюватись при зміні внутрішніх опорів генератора та навантаження. Але більш менш сталою залишається розподіл впливів для 9 ситуативних випадків які характеризуються певними відношеннями вхідного та вихідного опорів до характеристичного опору комунікатора.

Для дослідження впливу комунікатора з електромагнітними перешкодами кількість типів яких менше, або дорівняє 3 доцільно використовувати схему, рис. 3.7. Саме ця схема була використана для розрахунку впливу провідних параметрів комунікатора, що представлені на рис. 3.8.

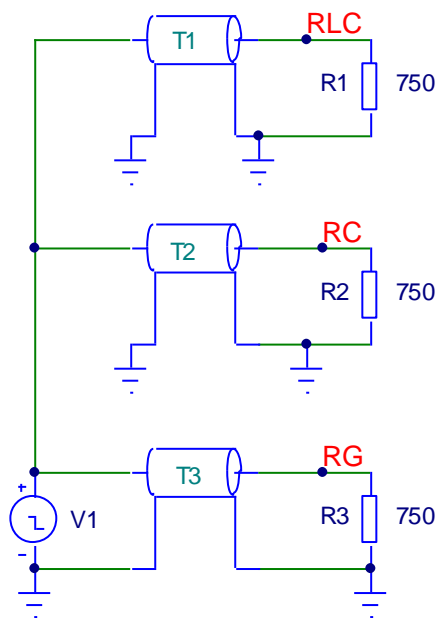


Рисунок 3.8 – Дослідження комунікатора з різними типами перешкод

Таким чином, можна зробити висновок, що запропонована процедура дозволяє дослідити рівень комплексного впливу комунікатора на характеристики ТРЦ ЕЗ та виявити в ньому мінімаксні типи перешкод.

При цьому, в обов'язковому порядку слід звертати увагу не лише на перегрів, а і на роботу пристрою при від'ємних температурах.

Зрозуміло, що виготовлений зразок та проведення з ним експериментальних досліджень – постфактум конструктивної розробки. Доцільно зупинитись на основних принципах, що мусять бути покладені в основу проектування температурного режиму:

1. Головним при розробці нового виду ВІС мусить стати вимога її проектування з мінімально-можливою кількістю резистивних компонентів.
2. Якщо робочі точки певних активних компонентів задаються різними напругами, то краще ці напруги підводити до полюсів ВІС зовні, а ніж реалізовувати їх за допомогою ділянок напруги всередині ВІС.
3. В розвиток пропозиції по п.1, п.2 можна запропонувати використання р-п переходів з рівними значеннями напруг робочих точок.
4. В розвиток пропозиції по п.1, п.2. для створення ряду постійних напруг доцільно використовувати індуктивно-трансформаторний ефект, а ніж реалізовувати цей ряд на основі омичних резисторів.
5. Монтаж ВІС слід виконувати таким чином, щоб омичні резистори розташовувались по периферії, або по поверхні, а не всередині ВІС.
6. Незайвим розглянути пропозицію про утворенні в тілі ВІС вентиляційних каналів (отворів) з штучним, або природнім відбором тепла.

### **3.5. Висновки по розділу 3**

Отримані в розділі 3 результати спрямовані на розробку методики проведення експериментів, що логічно впливають з системних методів аналізу високочастотних РТЦ ЕЗ. Методологічні аспекти системотехніки, що розглянуті в

розділ 1 та 2 склали основу отримання нових підходів технологічних прийомів проектування нано та мікросхем.

Зокрема в підрозділах 3.1 та 3.3 запропонований спосіб та розроблена методика проведення експериментів на основі просторово-часової ідентифікації об'єктів. За таким методом при зміні частоти діючих сигналів, змінюються і реактивні опори його компонентів, а тому, окрім масштабної зміни час-простір комунікатора необхідно виконати також умову збереження відповідних частотних характеристик, що реалізується достатньо елементарними перерахунками реактивних параметрів на основі критерію збереження домасштабних значень напруг, дуг та струмів полюсів усіх компонентів.

В підрозділі 3.4 запропоновані способи використання компенсаційних методів зменшення електромагнітних перешкод РТЦ ЕЗ.

В розділах 3.2 та 3.4 розглянуті теоретичні проблеми температурних режимів та запропоновані заходи по зменшенню температурного навантаження, які слід враховувати при конструюванні ВІС.

## 4. МОДЕЛЮВАННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ РОЗРОБКИ ДРУКОВАНИХ ПЛАТ СУМАТОРІВ ПОТУЖНОСТЕЙ

### 4.1. Суматори потужності ДВЧ та НВЧ діапазону

#### 4.1.1. Структурна схема дільників

В процесі проектування РТЦ ЕЗ ДВЧ та НВЧ діапазонів однією з головних проблем залишається розробка СП джерел енергії, які задовольняють умовам ЕМС. Розробка потужних НВЧ транзисторів і досягнення в області технологій дозволяють шляхом додавання потужності окремих транзисторних підсилювачів потужності (ПП) створити потужні високоефективні системи зв'язку, що призначені для розв'язку цілого ряду актуальних задач [35]...[38]. Номінальні потужності сучасних транзисторів рідко перевищують 30...50 Вт у діапазоні частот до 1...2 ГГц і одиниці ватів на більш високих частотах [38]....[42]. Істотно збільшувати потужність одного транзистора недоцільно, в першу чергу через неминучі значні перегріву транзисторної структури стосовно корпуса транзистора.

У тих випадках, коли досягнуті рівні потужності виявляються недостатніми, доводиться складати потужності окремим транзисторів на спільному навантаженні, наприклад, антені передавального пристрою. Відомі два варіанти розв'язку цієї задачі. Перший припускає додавання потужності в просторі за допомогою, так званих, активних фазованих антенних решіток [35], інший — складання потужностей окремих транзисторів у середині РТЦ передавального пристрою, які працюють на єдиний антенний вихід. Для підсумовування потужностей окремих транзисторів використовують спеціальні мостові підсумовуючі пристрої, що забезпечують розв'язку між окремими джерелами. Така розв'язка усуває недоліки, що властиві підсилювачам, транзистори яких з'єднуються або паралельно, або за двотактною схемою. При відсутності розв'язки транзистори через розкид своїх параметрів працюють у різних режимах, що зменшує коефіцієнт корисної дії і коефіцієнти підсилення  $K_p$ . Крім того, на НВЧ,

при цьому, неможливо як об'єктивно оцінити потужність, що передається до навантаження, так і розсіюється кожним транзистором окремо. Вихід з ладу одного транзистора спричиняє зміну не лише вихідної потужності одного направлено відгалужувача (НВ), а і режиму роботи всіх інших транзисторів, що при цьому також можуть зіпсуватись.

Транзистори, що з'єднуються за допомогою мостових пристроїв, можуть попередньо налагоджуватись окремо на стандартне 50-омне навантаження. При цьому, після об'єднання, режими роботи транзисторів практично не змінюються, тому що плечі мостових ділянок (суматорів) узгоджені та розв'язані. При виході з ладу одного чи декількох транзисторів вихідна потужність підсилувача в цілому знижується, а працездатність зберігається.

Деякі типи мостових пристроїв допомагають збільшити не тільки вихідну потужність, НВ а і - розв'язку між окремими каскадами багатокаскадного транзисторного підсилувача; у цьому відношенні роль мостових пристроїв багато в чому подібна до ролі феритових вентилів, що включаються між каскадами. При цьому істотно збільшується смуга прозорості багатокаскадних підсилувачів, полегшується їхнє налагодження і збільшується запас стійкості.

Потужність, що була розщеплена на окремі паралельні транзисторні каскади, після її підсилення, цими каскадами, підсумовується. У цьому випадку сучасні мікросмужкові підсумовуючі пристрої дозволяють одержати дуже малі втрати на додавання (0,3 дБ на ступінь і навіть менше). Набагато рідше застосовують підсумовування потужності некогерентних джерел, що працюють на близьких частотах. Тут удається домогтись гарної розв'язки між джерелами, але втрати потужності НВ дуже великі: складання потужностей двох джерел у звичайному мостовому підсумовуючому пристрої призводить до витрат не менше половини потужності кожного джерела. У цьому випадку доцільно складати потужності за допомогою спеціальних фільтрів.

Реалізація розглянутих способів підсилення потужності спряжена з використанням підсумовуючого пристрою на виході та пристрою, що розгалужує, (ділянка) на вході. Суматори, що розглядаються в подальшому можуть бути

оберненими, тобто - і дільниками потужності при інверсному підключенні входів та виходів.

У більшості випадків додавання сигналів двох генераторів не дозволяє одержати досить велику вихідну потужністю. При великому числі генераторів застосовують багатополюсні дільники і суматори, що мусять задовольняти ті ж основні вимоги, що і до пристрої додавання двох сигналів: узгодження опорів входів і виходів, а також і розв'язку між собою виходів дільника (входів суматора). Багатополюсні пристрої додавання можна розділити на паралельні і послідовні. На вхід суматорів паралельного типу сигнали, що складаються, надходять у фазі, у суматорах послідовного типу фази вхідних сигналів розподілені за законом хвилі, що біжить, так щоб не було запізнення сигналу одного джерела по відношенню до сигналу іншого джерела на спільному навантаженні.

В ідеальному випадку параметри квадратурних дільників рівні

$$|S_{21}| = |S_{13}| = 1/\sqrt{2} \quad \text{и} \quad \frac{S_{12}}{S_{13}} = \pm j$$

У реальних конструкціях ці співвідношення з достатньою точністю виконуються лише у визначеній смузі частот, рис. 4.1 і 4.2.

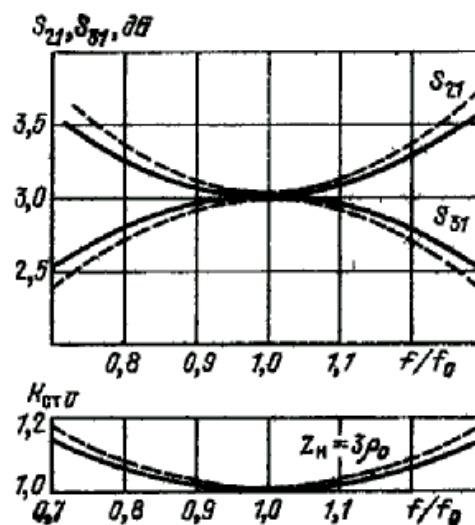


Рисунок 4.1 – Розрахункові частотні характеристики двохшлейфного



направленого відгалужувача при  $Z_H = \rho_0$  (————) і  $Z_H = 3\rho_0$  (— — —)

Різниця в  $90^\circ$  фаз вихідних сигналів квадратурного дільника при рівності їхніх амплітуд наділяє квадратурні дільники важливою властивістю, що широко використовується при побудові ПП ДВЧ та НВЧ. Мається на увазі той факт, що при будь-яких однакових навантаженнях  $Z_{H2}$  і  $Z_{H3}$ , рис. 4.1,а, повний вхідний опір  $U_1/I_1$  на центральній частоті залишається рівним  $\rho_0$ . У цьому сенсі квадратурний дільник подібний феритовому, вентилю. Зрештою, потужності в навантаженнях при

$$Z_{H2,3} \neq \rho_0$$

виявляються менше номінальних; частина потужності, що віддається генератором розсіюється в баластному навантаженні. Збереження вхідного опору близьким до  $\rho_0$  у діапазоні частот залежить від смуги прозорості квадратурного дільника і від опорів навантажень

$$Z_{H2} = Z_{H3}.$$

У двухшлейфного НВ, навантаженого на

$$Z_{H2} = Z_{H3} = 3\rho_0,$$

коефіцієнт стоячої хвилі входу  $K_{ст}$  практично такий же, як при узгоджених навантаженнях у смузі частот  $\pm 10\%$ , рис. 4.1.

Властивості НВ з розподілим зв'язком, описують за допомогою хвильових опорів зв'язаних ліній при парному ( $Z_e$ ) і непарному ( $Z_0$ ) збудженні [35].

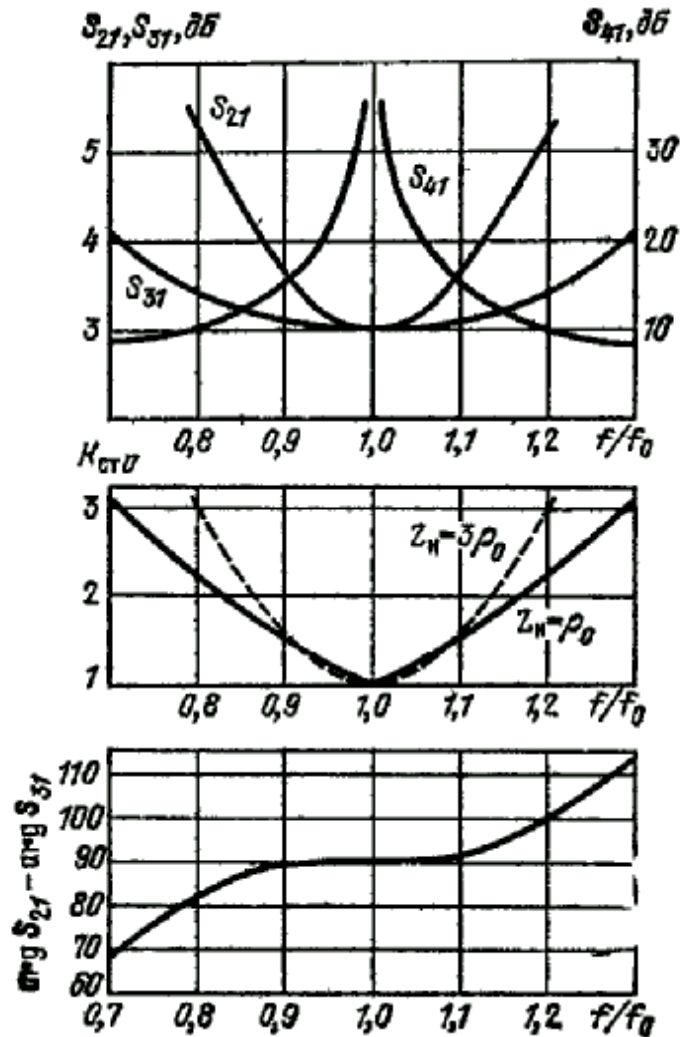


Рисунок 4.2 – Розрахункові частотні характеристики направлених відгалужувачів з розподіленим зв'язком (—) і тандемного

Якщо в двох однакових лініях, зв'язаних між собою і підключених у тракт із хвильовим опором  $\rho_0$ ,  $Z_{e0} = \rho_0^2$ , то для восьмиполіусника, при будь-якій електричній довжині ліній ( $\theta = 2\pi l/\lambda_d$ )  $S_{11} = 0$ ;  $S_{14} = 0$ ; іншими словами, вихід 4 розв'язаний, а вхід узгоджений. Змінюючи зв'язок між лініями і ширину ліній, можна впливати на  $Z_e$  і  $Z_0$ . Параметри  $S_{12}$  і  $S_{13}$ , що характеризують передачу потужності в плечі 2 і 3, залежать від коефіцієнта зв'язку

$$K = (Z_e - Z_0) / (Z_e + Z_0)$$

і електричної довжини  $\theta$ :

$$S_{12} = \frac{jK \sin \theta}{\left(\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta\right)} \quad (4.1)$$

$$S_{13} = \frac{\sqrt{1 - K^2}}{\left(\sqrt{1 - K^2} \cos \theta + j \sin \theta\right)} \quad (4.2)$$

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{jK \sin \theta}{\sqrt{1 - K^2}}$$

На цих співвідношеннях базується розрахунок НВ з різним ступенем зв'язку. Порівняння рис. 4.2 показує, що НВ з розподіленим зв'язком, має набагато більшу смугу, чим НВ. Наприклад, різниця між коефіцієнтами передачі  $S_{12}$  і  $S_{13}$  не більш 0,1 дБ для  $S_{12}$  зберігається в смузі частот  $\pm 10\%$ , а для  $S_{13}$  тільки в смузі  $\pm 4\%$ .

Мікросмушковий 3-дб НВ з розподіленим зв'язком на підложці з  $\epsilon_r = 9,6$  при близькій до нуля товщині смужка має розрахункову відстань між зв'язаними лініями менше за 10 мкм [35]. Технологічна складність виконання настільки малого зазору пояснює цікавість до конструкцій, що дозволяють виконувати широкосмужні 3-дб НВ при відносно великих зазорах між зв'язаними лініями.

Одним з таких рішень, є тандемне з'єднання двох однакових НВ, що дозволяє одержати результуючий зв'язок — 3 дБ при істотно меншому зв'язку (і відповідно-більшому зазорі). Таке з'єднання володіє всіма основними властивостями окремого НВ. Можна бачити, що якщо кожна зі складових НВ задовольняє умові  $Z_{e0} = \rho^2_0$ , то тандемний НВ узгоджений, а виходи  $1^T$ ,  $4^T$  і  $2^T$ ,  $3^T$  попарно розв'язані на будь-якій частоті. Крім того, сигнали в плечах  $2^T$ ,  $3^T$  знаходяться в квадратурі.

Порівнюючи частотні характеристики тандемного НВ, з характеристиками одиночного НВ, та їхні робочі смуги практично однакові. При роботі на навантаження з  $K_{ст U} = 1$  тандемний НВ узгоджений на всіх частотах, а при роботі

на неузгоджені однакові навантаження мають властивість розв'язки. Очевидно, рис. 5.4, коефіцієнт стоячої хвилі входу обох відгалужувачів при навантаженнях  $Z_{H1} = Z_{H2} = 3\rho_0$  в октавній смузі частот не гірше 1,25.

При перехідному загасанні - 8,34 дБ геометричні розміри НВ для підкладок з  $\epsilon_r = 9,6$  приблизно рівні  $W/h = 0,77$ ;  $S/h = 0,18$ .

Інший спосіб створення мікросмушкових квадратурних НВ із сильним зв'язком ( $|S_{12}| > -10$  дБ) складається в збільшенні числа ліній, що беруть участь в обміні енергією. Конструкції НВ з більш ніж двома лініями зв'язку одержали назву зустрічно-стрижневих. Їхня теорія і конструкція в останні роки активно розвиваються.

#### 4.1.2. Схема, що задовольняє технічному завданню

Як зазначалось в п.п.4.1.3., важливою властивістю квадратурного дільника, є рівність хвильовому опору  $\rho_0$  вхідного опору дільника в перетині 1 1', на рис. 4.1,а, при будь-яких однакових навантаженнях  $Z_{H2} = Z_{H3}$ . Зрозуміло, що ця властивість має місце при

$$S_{12}/S_{13} = \pm j.$$

Зазначена умова виконується з достатньою точністю в деяких розглянутих дільниках у широкій смузі частот. Звернемося до рис. 4.3, де показана схема додавання потужності двох транзисторних каскадів, що підсилюють потужності з використанням кільцевого дільника з чверть хвильовим квадратурним додатком, як на вході так і на виході. Будемо називати пристрій такого типу балансовим каскадом. Нехай підсилювачі на середній частоті налагоджені на 50-омне навантаження і узгоджені по входу

$$Z_{BX1} = U_{BX1}/I_{BX1} = Z_{BX2} = U_{BX2}/I_{BX2} = 50 \text{ Ом}$$

Якщо підсилювачі однакові, то потужності ПП<sub>1</sub> і ПП<sub>2</sub> складаються в 50-омному навантаженні  $Z_H$ , а повний вхідний опір балансового каскаду  $Z_{BX}=U_1/I_1 = 50$  Ом.

При роботі на фіксованій частоті, при постійній температурі навколишнього середовища до частот 1,5...2 ГГц, балансові підсилювачі, рис. 4.3, з мостами, виконаними на основі мікросмушкової технології, володіють

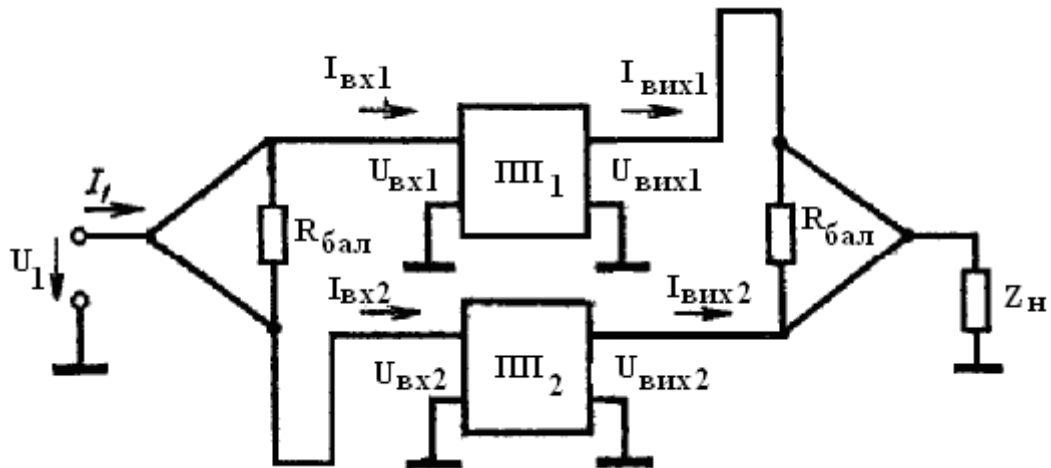


Рисунок 4.3. Схема балансного підсилювача потужності

гарними характеристиками. Втрати в мостах не перевищують 0,2—0,3 дБ, відповідно коефіцієнт корисної дії і коефіцієнт підсилення по потужності –  $K_p$  балансового каскаду мало відрізняються від цих же величин ПП окремого каскаду. Незначна різниця в модулях і фазах коефіцієнтів підсилення підсилювачів мало впливає на ці параметри [36, 43]. Наприклад, якщо потужності сигналів, що складаються, розрізняються на 1 дБ, то коефіцієнт корисної дії суматора складає 99,4%; при різниці фаз сигналів 30° коефіцієнт корисної дії суматора складає - 93,3%. Зміна вхідної частоти і температури впливає на ПП. Однією з важливих характеристик узятого окремо ПП є вхідний коефіцієнт стоячої хвилі: його зміну спричиняє розлагодження колекторного ланцюга попереднього каскаду і, як наслідок, зменшення коефіцієнт корисної дії і коефіцієнтів підсилення попереднього каскаду і підсилювача в цілому. Можна

послабити реакцію наступних каскадів на попередні, підключаючи між каскадами феритові вентиля. Однак, забезпечуючи гарну розв'язку, вентиля коштовні, мають великі габарити, вносять додаткові втрати, не завжди достатньо широкосмужні. Якщо вимоги до розв'язки не жорсткі, набагато вигідніше застосовувати балансові каскади.

Якщо ПП<sub>1</sub> і ПП<sub>2</sub>, рис. 4.3, однакові, то при однакових навантаженнях колекторних ланцюгів залежності повних вхідних опорів  $Z_{BX1}$  і  $Z_{BX2}$  від частоти і температури виходять теж приблизно однаковими. Якщо ж  $Z_{BX1}=Z_{BX2}$ , то, вхідний опір  $Z_{BX}=U_1/I_1$  залишиться таким, як при роботі ділянки при узгодженні навантаження. Зокрема, на центральній частоті вхідний опір  $Z_{BX}=\rho_0$  постійний і при зміні температури. Генератор, підключений на вході, чи попередній каскад продовжують працювати на узгоджене навантаження і віддавати у вхідний ланцюг балансового каскаду номінальну потужність. Частина цієї потужності розсіюється в баластному навантаженні ділянки.

На практиці  $Z_{BX1}$  і  $Z_{BX2}$  трохи відрізняються один від одного як у номінальному режимі, так і у діапазоні частот і температур, тому ідеального розв'язання домогтися не вдається. Однак розрахунки й експерименти показують, що зміна  $Z_{BX}$  у діапазоні частот і температур виявляється істотно менше, ніж зміна  $Z_{BX1}$  і  $Z_{BX2}$ . Це і визначає широке застосування пристроїв типу, рис. 4.3. Важливо відзначити, що вони використовуються не лише заради додавання потужності. При проектуванні НВЧ підсилювачів із спільною базою, зіштовхуються з тим фактом, що повний вхідний опір підсилювача може бути від'ємним, що спричиняє порушення стійкості підсилювача. Щоб уникнути цього також застосовують балансову схему, рис. 4.3.

Умова

$$Z_{BX} \approx \rho_0$$

зберігається і при від'ємних реальних (дісних) складових однакових опорів  $Z_{BX1}, Z_{BX2}$ . Поєднуючи два ПП з від'ємними складовими вхідних опорів  $\text{Re}\{Z_{BX1,2}\}$

у балансову схему, отримують підсилювач з узгодженим входом. Каскадно підключені балансові підсилювачі зберігають стійкість.

Недоліком пристрою, рис. 4.3, є чутливість до неузгодженості навантаження  $Z_H$  суматора. Квадратурні пристрої несиметричні, при зміні  $Z_H$  по різному змінюються вхідні опори суматора

$$Z_{H1}=U_{ВИХ1}/I_{ВИХ1} \text{ і } Z_{H2}=U_{ВИХ2}/I_{ВИХ2}$$

При зміні  $Z_{H1}$  у кільцевому дільнику потужності, наприклад зберігається рівність

$$Z_{H1}=Z_{H2}.$$

У результаті по різному змінюються і складові

$$Z_{ВХ1}=Z_{ВХ2},$$

що позначається на зміні повного вхідного опору пристрою.

Пропонується обрати конструкцію балансового каскаду, рис 4.4.

Обидва ПП виконані на транзисторах із спільною базою. Нумерація елементів узгоджувального трансформуючого кола на вході відповідає [35], а на виході - [35], де натомість блокуючої ємності підключена налагоджувальна ємність  $C_2$ . Чвертьхвильовий дросель вхідного кола з'єднує емітер на постійному струмі з корпусом. Дві ступені блокування у вхідному колі складаються з чвертьхвильових дроселів і конденсаторів, що з'єднуються з корпусом. Колекторна напруга підключається до точки 3. В місцях поєднання блокуючих ємностей та дроселів з корпусом торці підкладки робляться металізованими. Ділення потужності на вході та складання її на виході здійснюється за допомогою квадратурного мостового пристрою.

Вхідний і вихідний ланцюги розміщені на полікорових підкладках розміром 48x20x1 мм. Для забезпечення тепловідводу НВЧ транзистори закріплюються безпосередньо на корпусі.

Таким чином ми розробили схему, рис. 4.3, та ескіз конструкції, рис. 4.4, і розрахували окремі експлуатаційні характеристики суматора потужності НВЧ діапазону.

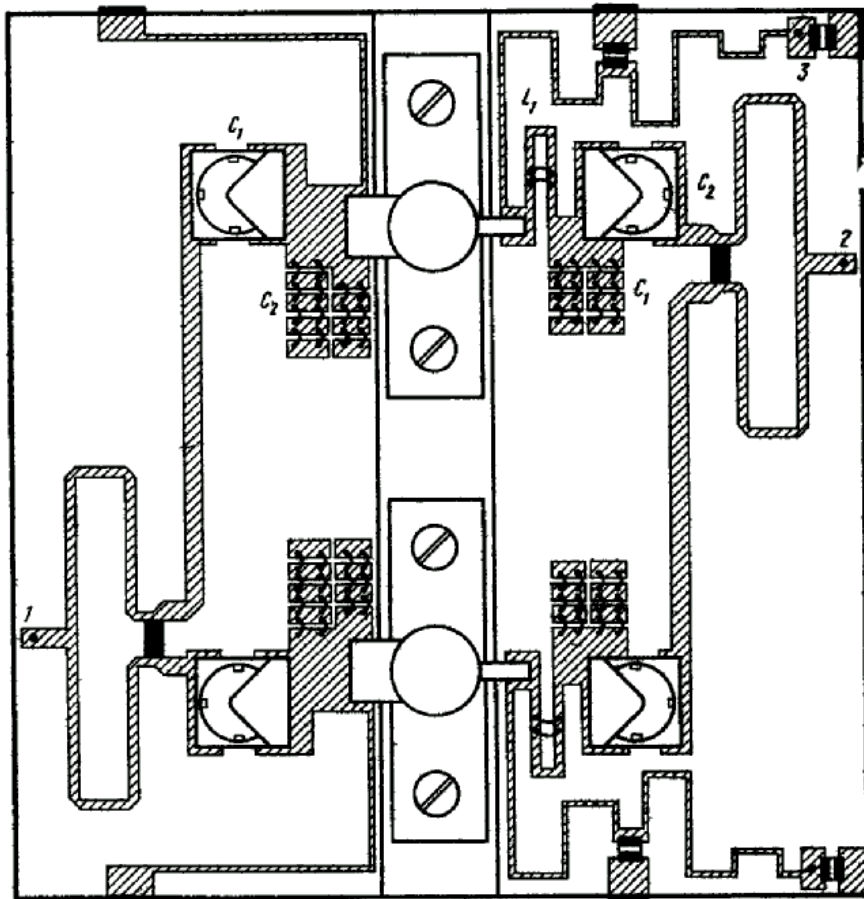


Рисунок 4.5. Ескіз конструкції СП у складі балансного підсилювача.

#### 4.2. Транзисторний підсилювач зі спільною базою

Схема балансного ПП, рис. 4.3, за допомогою, СП розпаралелює процес підсилення на канали. Основним активним компонентом кожного каналу є високочастотний транзисторний каскад, що містить на вході та на виході узгоджувальні трансформуючі кола (УТК). Основне призначення УТК – узгодити



внутрішнього опору джерела сигналу, що подається на вхід та вихідного опору транзисторного каскаду з навантаженням, рис. 4.3.

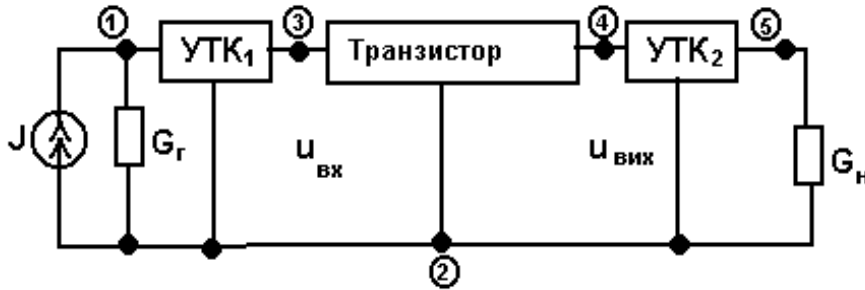


Рисунок 4.6 – Схема підсилювального каскаду потужності

Як активний компонент оберемо високочастотний транзистор, КТ918.

Система живлення полюсів транзистора відображена на, рис.4.7.

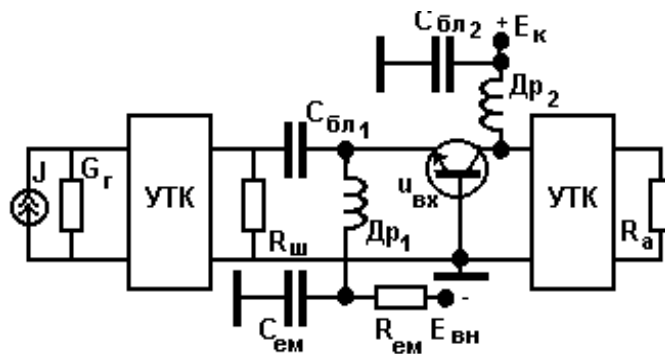


Рисунок 4.7. Схема живлення зі спільною базою та емітерним автозсувом

Якщо в низькочастотному діапазоні для заданого типу транзистора вибір робочих точок вхідного ( $E_{вн}$ ) та вихідного ( $E_k$ ) кола здійснюється в звичайний спосіб, згідно заданого коефіцієнта корисної дії та вихідної потужності, то проектування підсилювачів в ДВЧ та НВЧ діапазоні, що задано завданням на проектування мусить враховувати додаткові прояви. Зокрема, слід знати, що реально в спроектованому на основі лінійних та середніх еквівалентних параметрів транзистора можливі гістерезисних явищах, які обумовлені складною

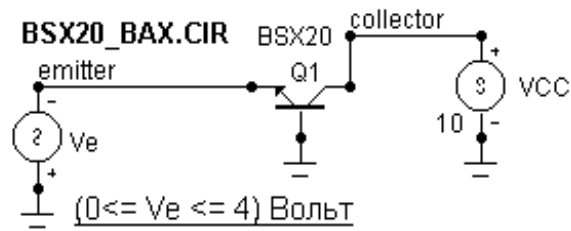
(неоднозначною) залежністю вхідного опору підсилювача від амплітуди вхідної напруги та постійної напруги зсуву ( $E_{вн}$ ), а також значної реакції вихідної змінної напруги на першу гармоніку вхідного струму [35, стр.67], а тому і на повний вхідний опір. Гістерезисні явища небезпечні зокрема з двох причин. По-перше, неочікувана стрибкоподібна зміна режиму при плавній зміні того чи іншого параметру, наприклад, вихідної потужності, може спричинити до повного, або часткового виходу з ладу транзисторної структури. По-друге, внаслідок гістерезисних явищ в залежностях постійних складових струмів від напруги зсуву (база-емітер) з'являються спадаючі ділянки, в цьому випадку при наявності автозсуву, може виникнути паразитна автомодуляція сигналу, який необхідно лише підсилити. З цієї причини переважна більшість НВЧ транзисторів розробляється спеціалізовано для їх підключення за схемою зі спільною базою. Власне це і обумовило вибір підключення транзистора за схемою, рис.4.7. Розглянемо особливості прояву гістерезисних явищ. Для збереження достатньо високого коефіцієнта корисної дії каскад, рис. 4.7, працює в суттєво нелінійному режимі. Усереднені по першій гармоніці параметри транзистора залежать від амплітуди вхідної напруги і постійної напруги зсуву між базою та емітером, а вхідне та вихідне коло зв'язані між собою ємностями  $C_{кп}$  і  $C_{ка}$  та індуктивністю спільного електроду [35]. Наслідок цього проявляється в залежності повного вхідного опору підсилювача не лише від співвідношення між  $U_{вх}$  та напругою зсуву  $E$ , але і від складових навантаження в колекторному колі. Ці нелінійні залежності, як вже зазначалось, і призводять до небажаних ефектів. Як свідчить детальний якісний [35, стр. 67...74] аналіз, в основу якого покладений розв'язок нелінійних диференціальних рівнянь методом фазової площини [44, 45]. Фазові портрети навертаються (стійкий стан рівноваги), та - розкручуються (нестійкі стани рівноваги) по декілька раз. Останнє свідчить про наявність гістерезисних явищ, що мають місце по відношенню як амплітуди коливання вхідного сигналу, так і по відношенню його частоти.

З урахуванням зазначених відомостей найбільш доцільним режимом транзистора КТ 919А [35, табл.3.1] є режим, що визначається наступними

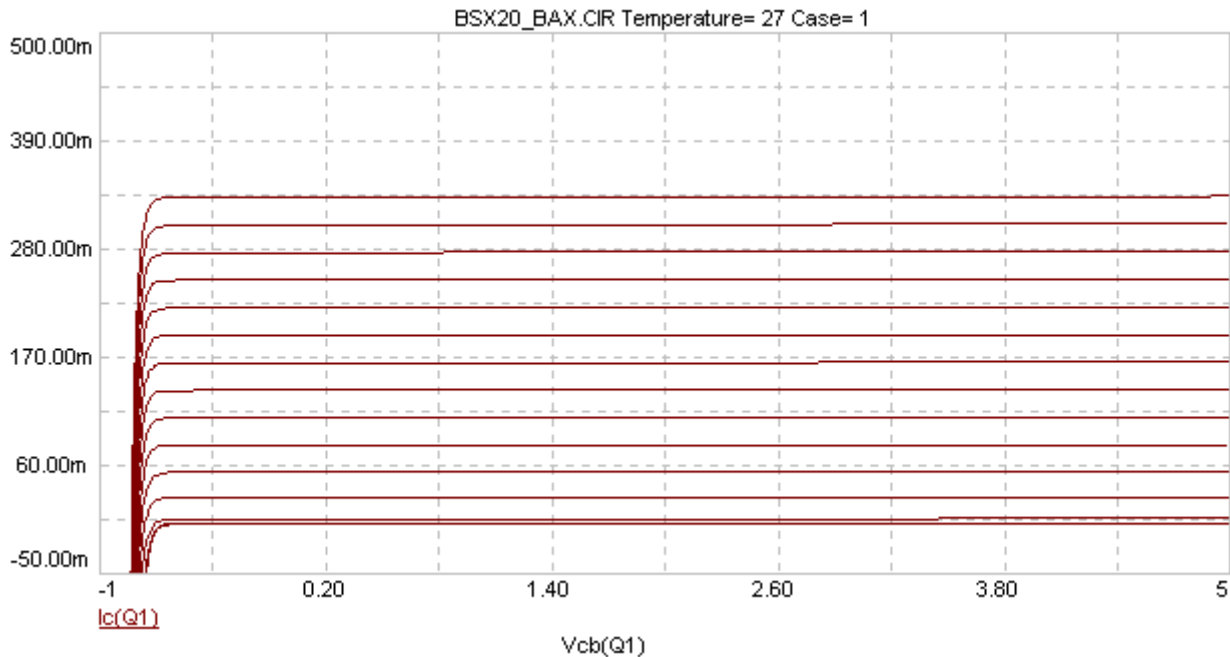
величинами:  $E_k=28$  В;  $P_{вх}=1$  Вт;  $P_{вих}=4.4$  Вт;  $f_p=2$  ГГц, при коефіцієнті корисної дії  $\eta=33\%$ . УТК мусять узгоджувати низькоомні вхід та вихід транзистора з 50 – омними навантажувачами, як на вході, так і на виході.

Для проектування скористаємось сучасним програмним забезпеченням – MicroCap. САПР MicroCap, в черзі різноманітних можливостей, дозволяє проводити три головні типи аналізу ЕК на постійному струмі (DC), в частотній (AC) та часовій (TC) областях. Аналіз розпочинається із створенням в графічній (є можливість і текстовій – формат SPICE) формі схеми з бібліотеки аналогових компонентів, параметри яких задаються користувачем. Головною проблемою тут є підбір транзистора з бібліотеки пакета, який за своїми частотними характеристиками відповідав би транзистору КТ919 схеми, рис. 4.6, рис. 4.7. Детальний аналіз частотних властивостей бібліотечних транзисторів пакету показав, що найближчими до нього еквівалентами є транзистори BSX20 та BF599...BF959, на яких принципово можливе підсилення по напрузі при їх підключенні по схемі зі спільною базою на частотах до 3ГГц. Однак, слід зауважити, що ці транзистори подаються пакетом лінійними моделями і застосування недонапруженого режиму з коефіцієнтом корисної дії до 0,8...0,9 та використання при цьому середніх параметрів по першій гармоніці в пакеті не передбачено. Тому отримані результати можуть не відповідати реальному стану речей, та розрахованим в попередніх підрозділах результатам. Тим не менше, досягнення сформульованої в завданні мети:- облік електромагнітних перешкод комунікатора, - цілком можливий.

Перейдемо до аналізу окремо виділеного транзистора схеми, рис. 4.7, де за транзистор КТ919 використаємо - BSX20. Сімейство вихідних характеристик цього транзистора розраховано за допомогою схеми дослідження, рис. 4.8.



а



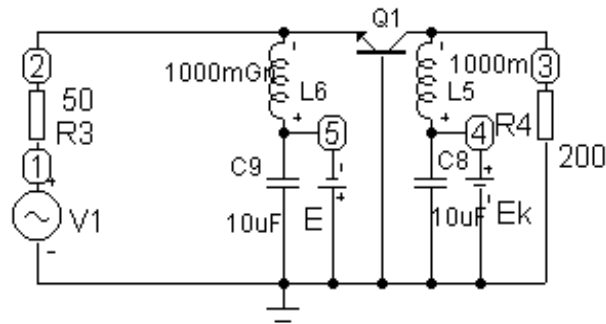
б

Рисунок 4.8 Дослідження колекторно-базових характеристик транзистора BSX20: а – схема дослідження;

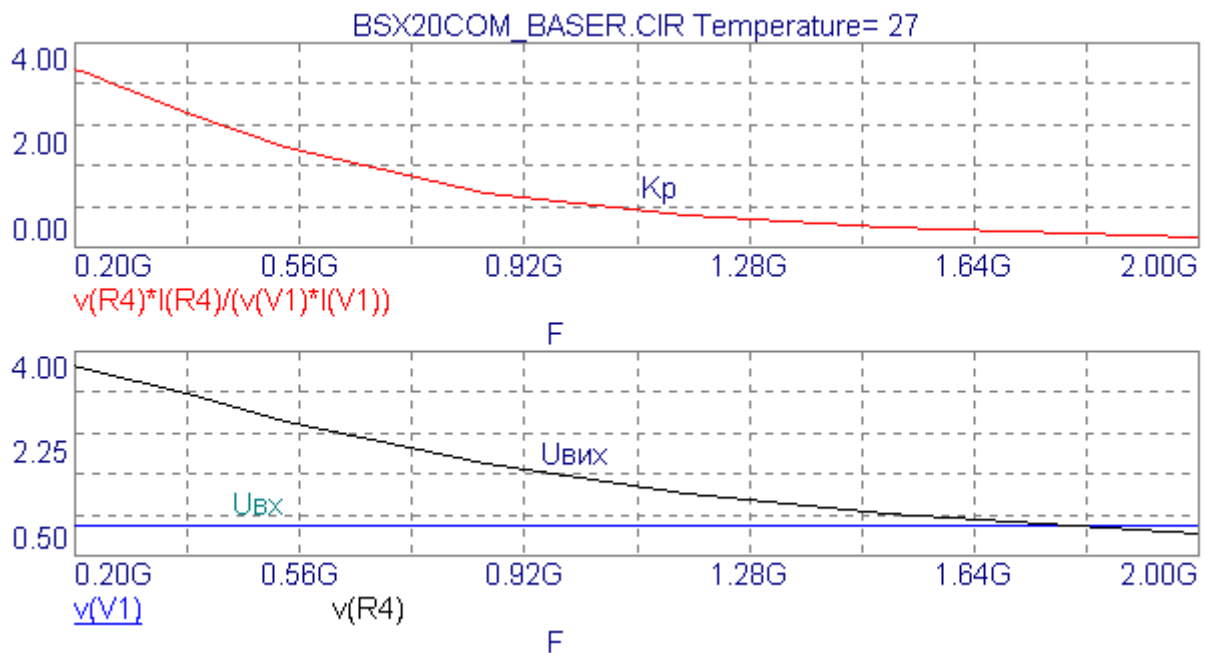
б - сімейство вихідних колекторно-базових характеристик

Використання цього транзистору ілюструє схема, рис. 4.9. Значення резисторів навантаження та елементів, що забезпечують робочі точки вхідного та вихідного кола є оптимальними. Вони максимізують потужність у навантажувачі на середній частоті сигналу, приблизно в 1.0 ГГц. Їх величини отримані на основі параметричного аналізу. Частотні залежності потужностей, рис. 4.9,б, транзистора, отримані в на основі АС аналізу. На верхньому графіці, рис. 4.9,б,

подаються результати обчислення коефіцієнта передачі по потужності, на нижньому – вхідної та вихідної напруги.



а



б

Рисунок 4.9 – Частотні залежності транзисторного каскаду (а) передаточної характеристики та напруг входу та виходу (б).

Робота каскаду з вхідним та вихідним УТК, рис. 4.10, також ілюструється відповідними частотними характеристиками, рис. 4.11. Наступний крок проектування ґрунтується на використанні довгої лінії, як основного компонента, схемотехнічної моделі розгалужувача початкової потужності та її складання після

підсилення окремими транзисторними каскадами, які працюють на спільне навантаження. Довгі лінії в схемах, які функціонують за таким алгоритмом, моделюють відрізки мікросмужкових ліній, що детально розкривається в наступних підрозділах.

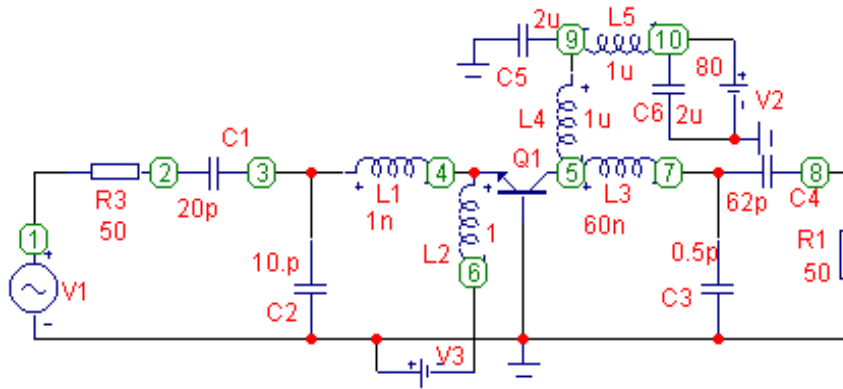


Рисунок 4.10 – Каскад підсилювача з УТК

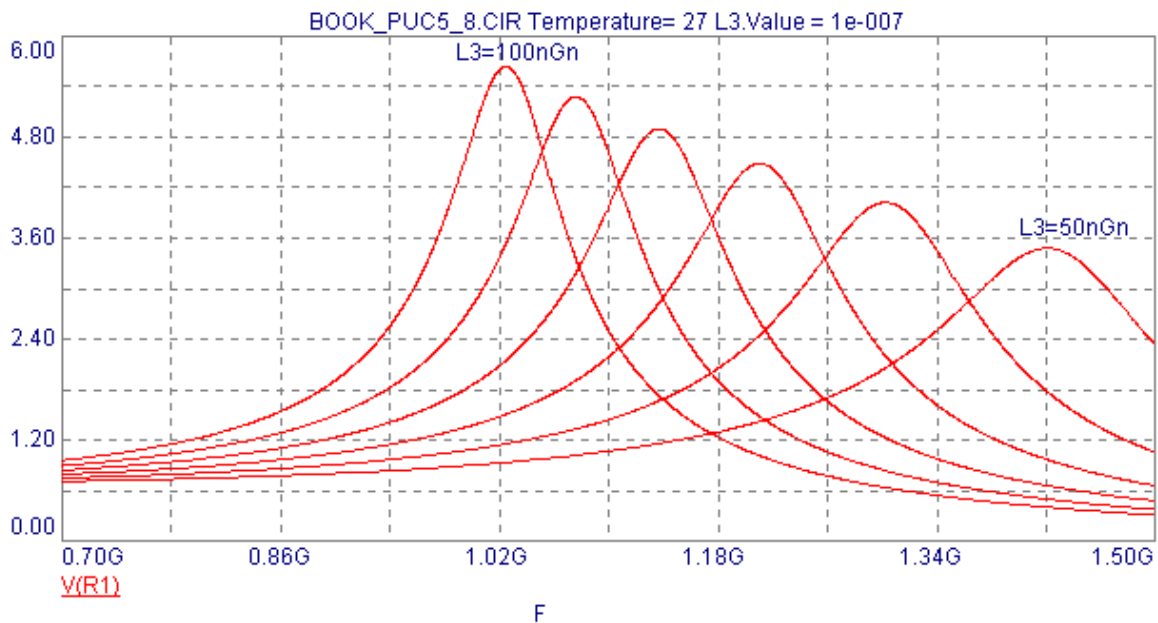


Рисунок 4.11 – Частотна характеристика вихідної потужності.

Для дослідження перехідних процесів транзисторного каскаду з вхідними та вихідними УТК скористаємось ТА аналізом і проаналізуємо часові залежності каскаду, рис. 4.10. Результати цього аналізу подаються на рис. 4.12. Як свідчить аналіз, що представляється пакетом MicroCap в вигляді графічних епюрів, перехідний процес після вмикання підсилювача складає приблизно 10

наносекунд, що обов'язково треба враховувати при так званому “гарячому” резервуванні, трактів живлення антен радіопередавальних пристроїв.

Частотні характеристики наскрізного тракту також мають певні особливості, що вмотивовано відбивають специфічні особливості кожного окремого каскаду. Виконаний аналіз частотних та часових характеристик повністю узгоджується з теоретичними результатами.

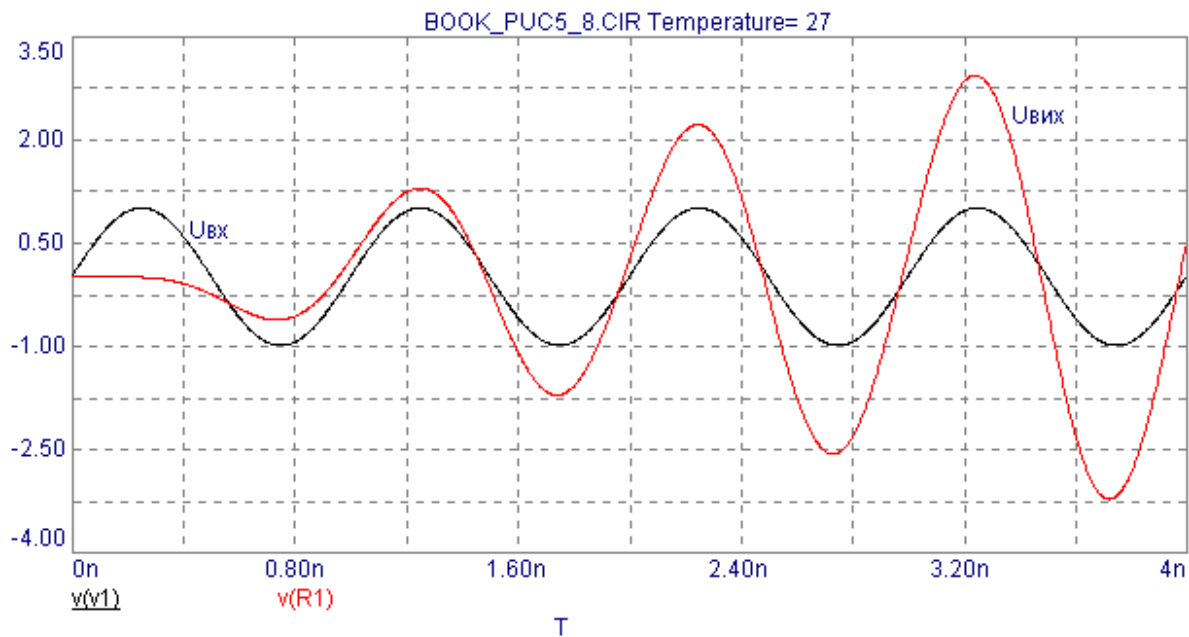


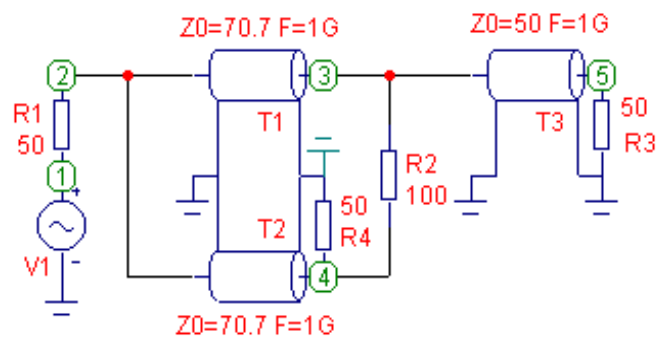
Рисунок 4.12 – Часові залежності вхідної і вихідної напруги та потужності підсилювального каскаду.

Результати частотного та часового аналізу, рис. 4.9...рис. 4.12, отримані без урахування дії комунікатора, а тому можуть скласти лише основу порівняльного аналізу. Але для цього необхідно врахувати теоретичні розробки розділів I, II та III на рівні утворення схмотехнічних моделей проходження електромагнітних перешкод, що складає предмет наступних досліджень.

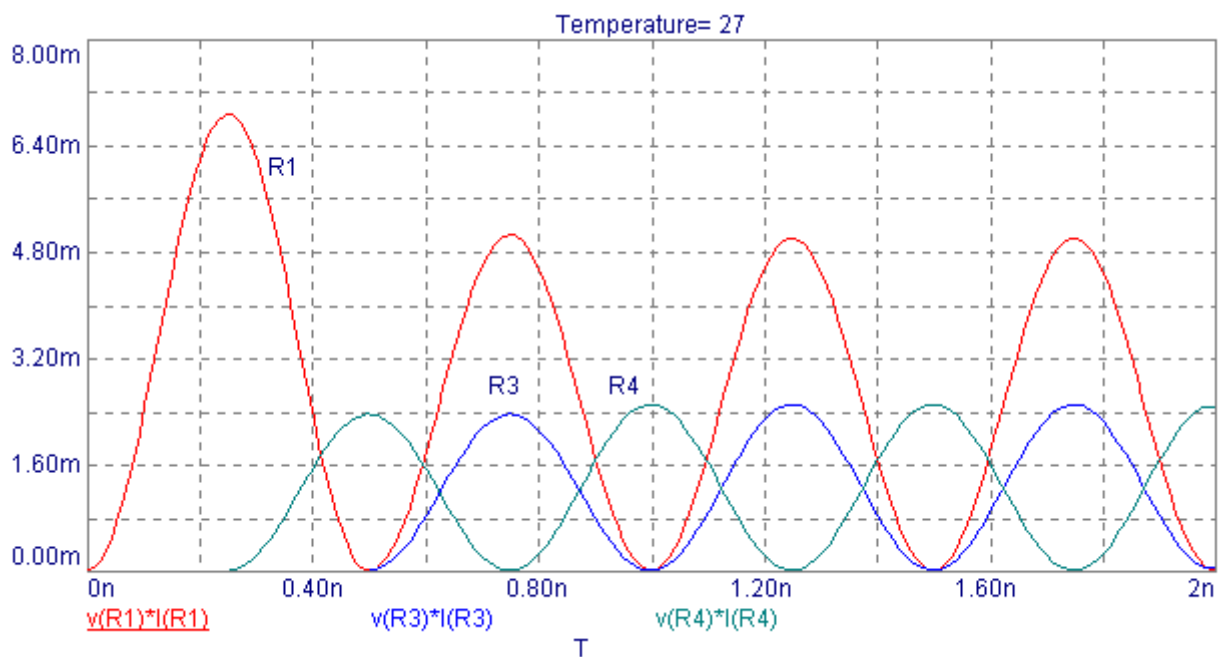
### 4.3. Модель суматора кільцевого типу з квадратурним доповненням

Розробка балансного ПП передбачає розв'язок задач аналізу окремих КЕ

схеми, рис 4.5. В підрозділі 4.3 детально виконаний аналіз ПП, рис. 4.10, одного з паралельних каналів. Зараз розробимо модель та проаналізуємо роботу іншого КЕ, власне СП та відгалужувача потужності, які як зазначалось, розподіляють потужність по каналах та складають її на одному навантаженні, рис. 4.4. Перейдемо від дослідження властивостей довгої лінії, як окремого елемента компонентної бази MicroCap, до створення на їх основі відгалужувача кільцевого типу з квадратурним доповненням, який і застосовуються для реалізації конструкції, рис. 4.7. Така схема представлена на рис. 4.13.



а



б



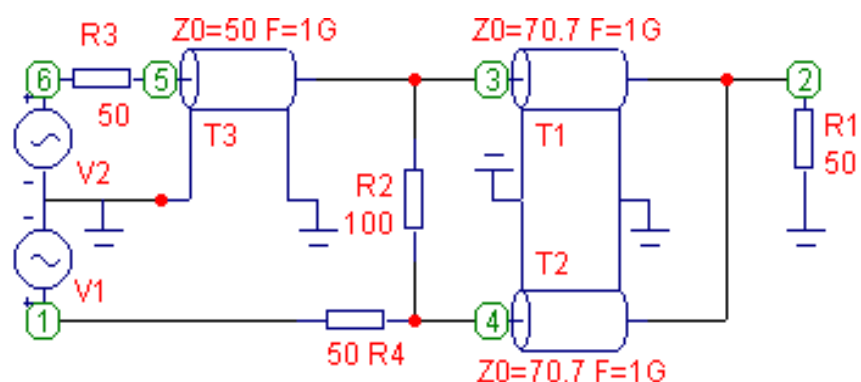
Рисунок 4.13 – Схема дільника потужності: а – схема; б – результати обчислення.

На рис. 4.13,а представлена схема відгалужувача, що працює на частоті в 1 ГГц і розподіляє потужність генератора V1 по двом різним каналам, навантаження яких R3 R4. Мікросмужкові лінії T1, T2 та T3 мають наступні параметри: T1 та T2 – хвильовий опір  $Z_0$  по 70,7 Ом; T3 –  $Z_0 = 50$  Ом. Мікросмужки T1 та T2 виконують роль паралельних каналів, а T3 – додаткової лінії затримки сигналу першого каналу на  $90^\circ$ . Внутрішні опори генератора V1 та навантажень.

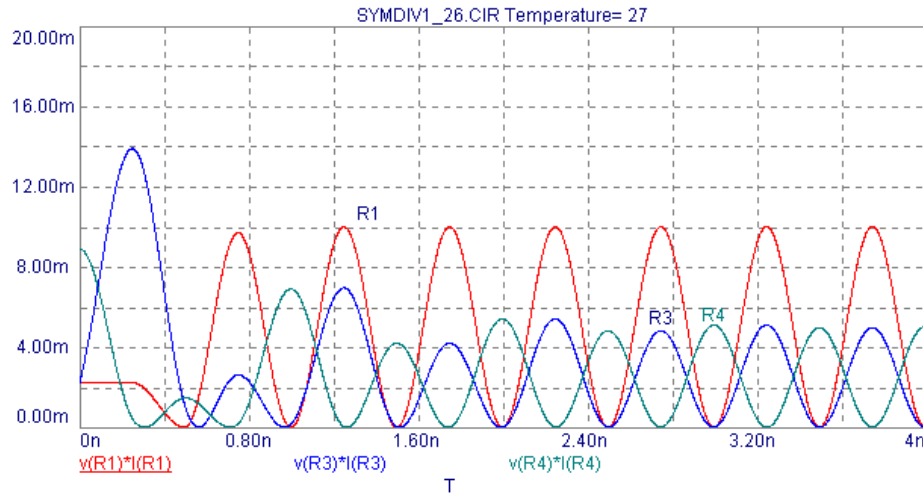
$$R1 = R3 = R4 = 50 \text{ Ом}$$

Баластовий опір розв'язки між каналами –  $R2 = 100$  Ом. Результати часового аналізу миттєвої потужності представлені на рис. 4.13,б. Потужність змінюється з частотою в 2 ГГц, тобто в двічі більшою ніж частота генератора, а протифазні потужності свідчать про квадратуру напруг на опорах R3, R4 розгалужених каналів, що цілком узгоджується з теорією [14...18], [35, 44...46].

Інверсна до розглянутої схеми, рис. 4.13, схема, рис. 4.14, виконує зворотну функцію, а саме функцію СП.



а



б

Рисунок 4.14 – Схема суматора потужності

а – схема; б – результати обчислення.

Як свідчать результати обчислення, рис. 4.13,б та рис. 4.14,б на центральній частоті в 1ГГц ці пристрої ділять (складають) потужності джерела на 2. При отриманні результатів, рис. 4.14,б, слід врахувати що це суматор квадратичного типу. Тому слід зсунути початкову фазу джерела V1, рис. 4.14,а, по відношенню до  $-V2$  на  $-(\pi/2)$ . Знову ж таки цю роль виконує мікро смужка T3.

Перевірка коректності роботи пари дільник-суматор ілюструється схемою, рис. 4.15, а результати роботи останньої, рис.4.16, де миттєва вихідна потужність в опорі R2, відрізняється лише заздалегідь передбаченим зсувом початкової фази на  $\pi$  радіан відносно фази вхідної миттєвої потужності. Саме такий зсув дозволив візуалізувати тотожність вихідної та вхідної потужності після ділення та розгалуження на паралельні гілки останньої та наступного її складання кільцевими квадратурними суматорами на мікросмужкових лініях.

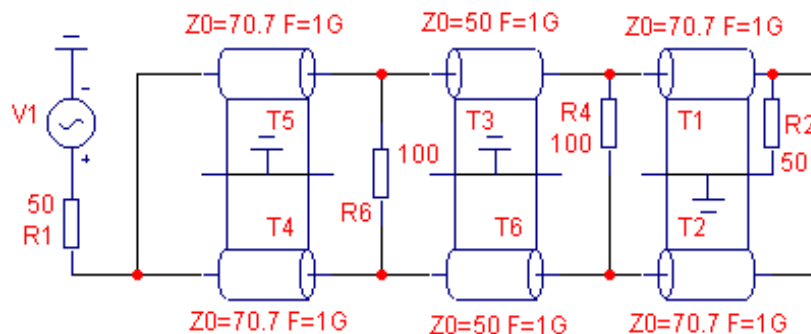


Рисунок 4.15 – Схема розподілення потужності на два канали з

наступним її складанням в спільному навантажувачі

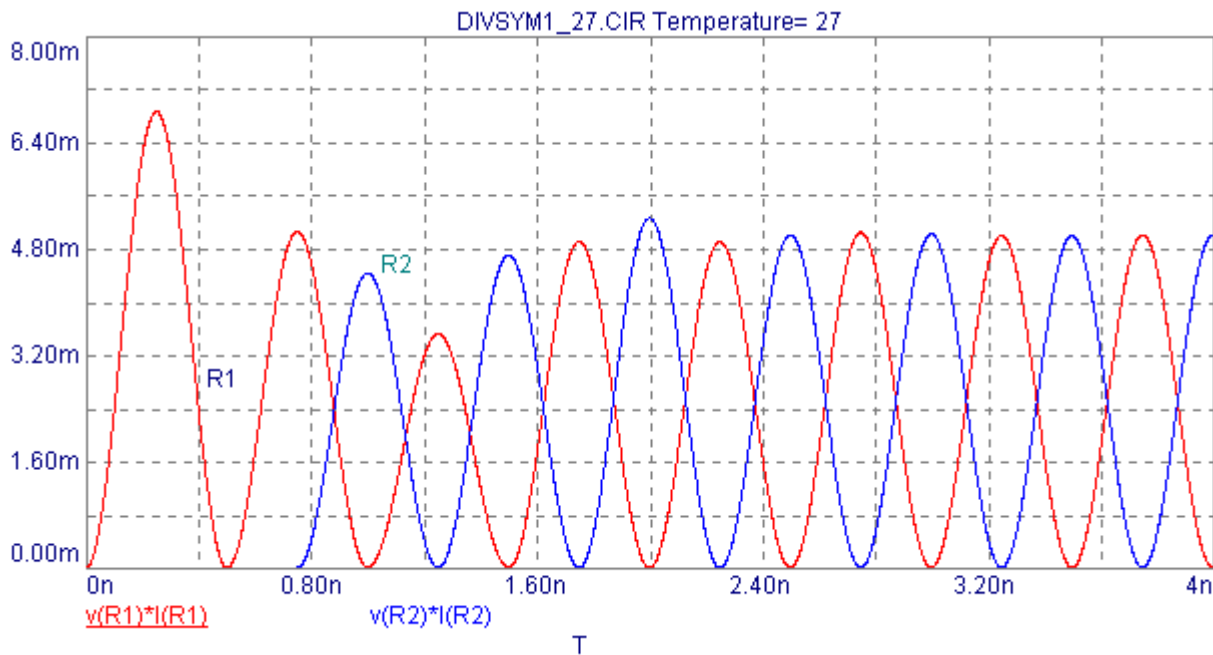


Рисунок 4.16 – Опори миттєвої потужності на вході (опір R1) та на виході (опір R2)

Занотуємо основні результати підрозділу 4.4:

- ◆ Виконаний аналіз різноманітних типів суматорів( дільників) потужності показав доцільність застосування кільцевого балансного дільника потужності з квадратурним доповненням, який був вибраний за основу.

- ◆ Суматори (дільники) потужності відіграють суттєву роль у розробці НВЧ передавальних пристроїв, їх застосування обумовлено, як відсутністю потужних транзисторів НВЧ діапазону, так і необхідністю синтезу антенними пристроями заданої діаграми направленості за допомогою антенних фазових решіток, кожна з яких необхідно живити розподіляючи голову потужність лінійного сигналу з певними рівнями, окремо.

- ◆ Вимоги мікромініатюризації вимагають застосування мікросмушкових ліній при створенні конструкції суматорів. Їх моделювання за допомогою пакета MicroCap, дозволяє оперувати відрізками смужкових ліній так же просто, як і з зосередженими компонентами, що і було використано на етапі отримання часових характеристик суматора (дільника) потужності.

#### 4.4. Аналіз балансного підсилювача на суматорах потужності

Таким чином, після детального аналізу кожного КЕ, працездатність яких перевірено в підрозділах 4.2 та 4.3, переходимо до складання балансного підсилювача потужності сигналу, за структурною схемою, рис. 4.2, в цілому. Така схема представлена на рис. 4.17, де окремі однотипні каскади підсилювачів потужності, рис. 4.11, представлені макромоделями пакету MicroCap під іменами X1 та X2. Джерело сигналу V1 з частотою, що дорівнює приблизно 1 ГГц, має внутрішній опір, R1, що дорівнює опору навантаження

$$R2 = 50 \text{ Ом}$$

Баластні опори, що розв'язують канали

$$R4 = R6 = 50 \text{ Ом}$$

Хвильовий опір мікро смушкових ліній T1, T2, T4, T5 дорівнює 70,7 Ом, -T3 та T6 –50 Ом.

Часові та частотні характеристики, балансного ПП, рис. 4.18, рис. 4.19, дозволяють зробити наступні важливі висновки:

- ◆ Коефіцієнт підсилення по потужності двома паралельними каскадами за допомогою розгалужувачів та суматорів складає 40...60, що вочевидь більше, а ніж за рахунок послідовного каскадного підсилення, реалізація якого до того ж є проблематичною внаслідок відсутності відповідних потужних транзисторів НВЧ діапазону.

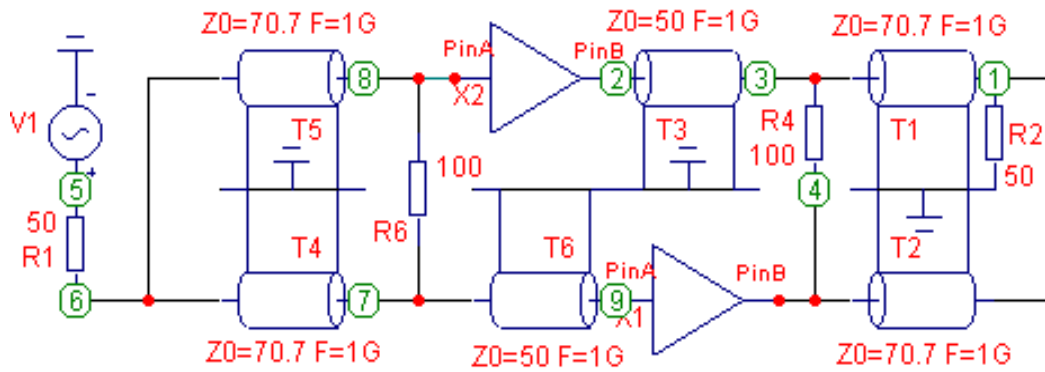
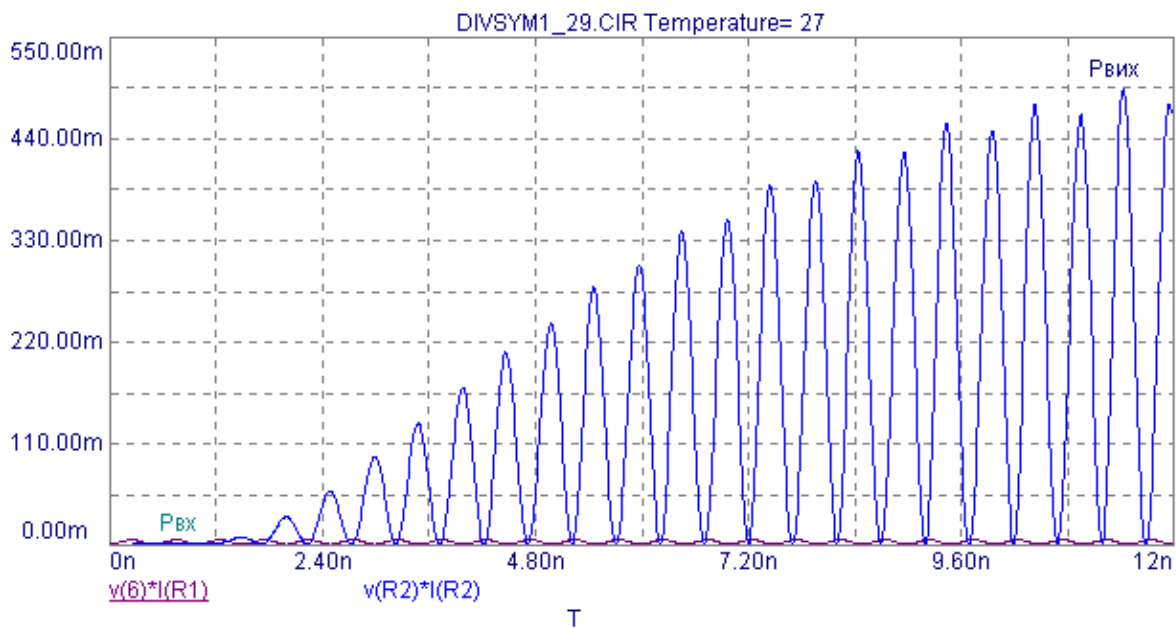


Рисунок 4.17 – Принципова схема балансного ПП

◆ Перехідний процес після вмикання підсилювача складає приблизно 10 наносекунд, що обов'язково треба враховувати при так званому “гарячому” резервуванні, трактів живлення антенних систем зв'язку РТЦ ЕЗ.

◆ Результати аналізу, рис. 4.18, рис. 4.19, отримані без урахування електромагнітних внутрішньоконунікаторних перешкода, а тому можуть скласти лише основу порівняльного аналізу при отриманні реальних характеристик. Але для цього необхідно розробити електродинамічно обґрунтовану модель ПП на основі теоретичні засади розділів 1 та 2.



◆ Рисунок 4.18 – Миттєві потужності на вході  $P_{вх}$  та виході  $P_{вих}$  балансного підсилювача потужності

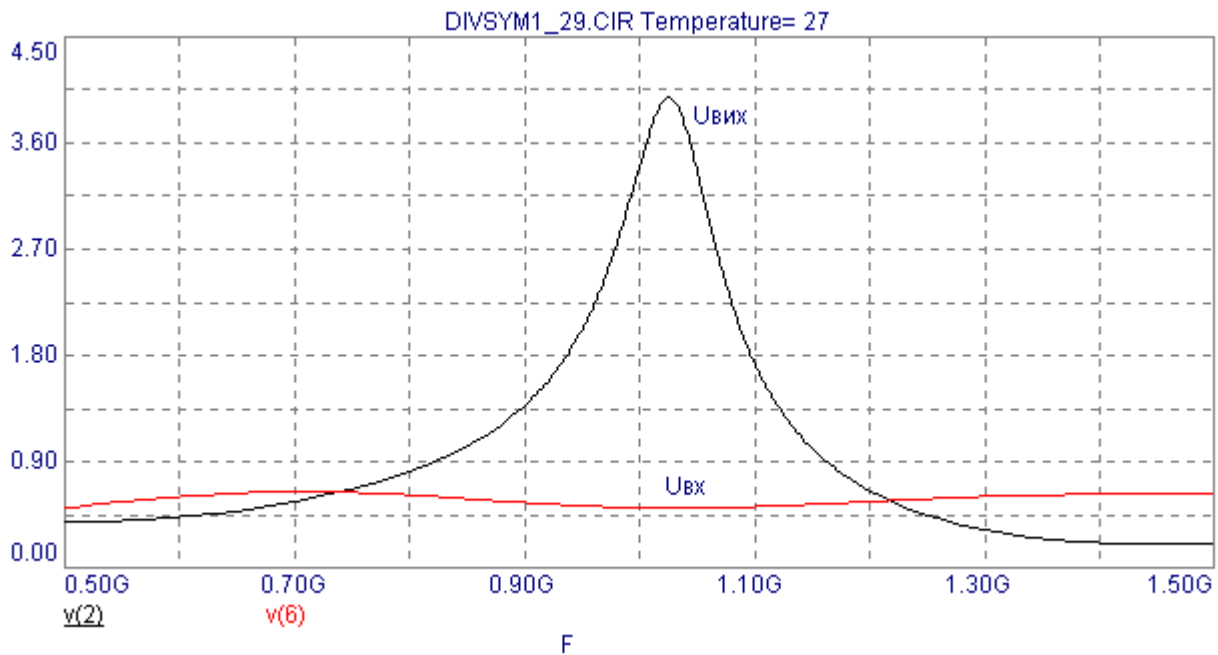


Рисунок 4.19 – Частотні характеристики вхідної та вихідної напруги

#### 4.5. Розробка Масто-моделі магнітних перешкод в середовищі MicroCap

##### 4.5.1. Обґрунтування схеми заступу магнітної перешкоди

В цьому розділі розробимо схемотехнічну модель розподіленого КЕ, який згідно термінологічних визначень розділів 1 та 2, представляє собою комунікатор балансного ПП. Розбудова системної математичної моделі, за дескриптори комунікатора використовує струми списку полюсів та напруги дуг компонентів ПП. Пікантність ситуації додає той факт, що електродинамічні параметри комунікатора, внаслідок цілої низки причин лише формально співпадають по розмірності з загальноновживаними поняттями R, L, C та G. Дійсно в математичній моделі заряди та струми, що визначають зазначені параметри, не співпадають з зарядами та струмами, які їх створюють. Такий стан речей впливає з того, що базис змінних, відносно яких утворювалась модель, є струми та напруги полюсів компонентів, а потоки утворюються не струмами та напругами дуг полюсів, а струмами та напругами гілок дерев. В загальному випадку струми та напруги

компонентів та комунікатора - не одне і теж. Дійсно, потоки в багатьох випадках неможливо віднести до того чи іншого полюса, - вони є результатом інтегральної дії струмів та відповідно напруг усіх полюсів і дольова участь того чи іншого полюсу у створенні потоку заздалегідь невідома і скоріше за все суворе визначення цих долів принципово неможливе. Саме тому в математичній моделі закладений принцип використання інтегральних характеристик поля, - їх усереднених потоків через поверхні, що обумовлені конструктивними особливостями комунікатора. Таким чином, оскільки неможливо однозначно “приписати” струми зсуву та наведені в контурах напруги до відповідних полюсів, то, як наслідок, і неможливо однозначно суворо утворити схему заступу електромагнітних перешкод комунікатора на зосереджених компонентах. Але в окремих режимах, коли вказані перепони можна подолати, така побудова схеми заступу можлива. Подібно до задач синтезу ЕК, така задача не є однозначною, тобто має багато розв’язків.

Розглянемо принципи побудови схем заступу електромагнітних перешкод комунікатора, опираючись на результати досліджень розділів II та III. Основою побудови схеми мусить стати матриця магнітних параметрів, елементи якої утворюється на основі обчислення магнітних потоків незалежних контурів комунікатора. Така матриця встановлює взаємозв’язок між наведеними напругами та струмами полюсів (1.30)...(1.42)

$$[\mathbf{I}_H]_{12,1} = [\mathbf{Z}_X]_{12,32} [\mathbf{I}]_{32,1}, \quad (4.3)$$

де

$$\mathbf{Z}_{X_{q,k}} = -j\omega \mathbf{L}_{q,k}, \quad (4.4)$$

а  $\mathbf{L}_{q,k}$  - коефіцієнти лінійної комбінації струмів полюсів, які в повному складі створюють магнітні потоки з дерев комунікатора.

$$\Phi_q = I_1 * L_{q,1} + I_2 * L_{q,2} + \dots + I_k * L_{q,k} + \dots + I_M * L_{q,M}$$

Якщо згідно з останньою формулою обчислити величину наведеної напруги

$$u_q(t) = \frac{d\Phi_q(t)}{dt}, \quad (4.5)$$

та підключити залежне джерело напруги в q-й незалежний контур, величина якого дорівнює  $u_q(t)$ , то така схема буде відповідати системі рівнянь (1.32), (1.42). Іншими словами, ми отримали інструментарій відображення електромагнітних перешкод в вигляді схемотехнічного зображення електричного кола, рис. 4.20.

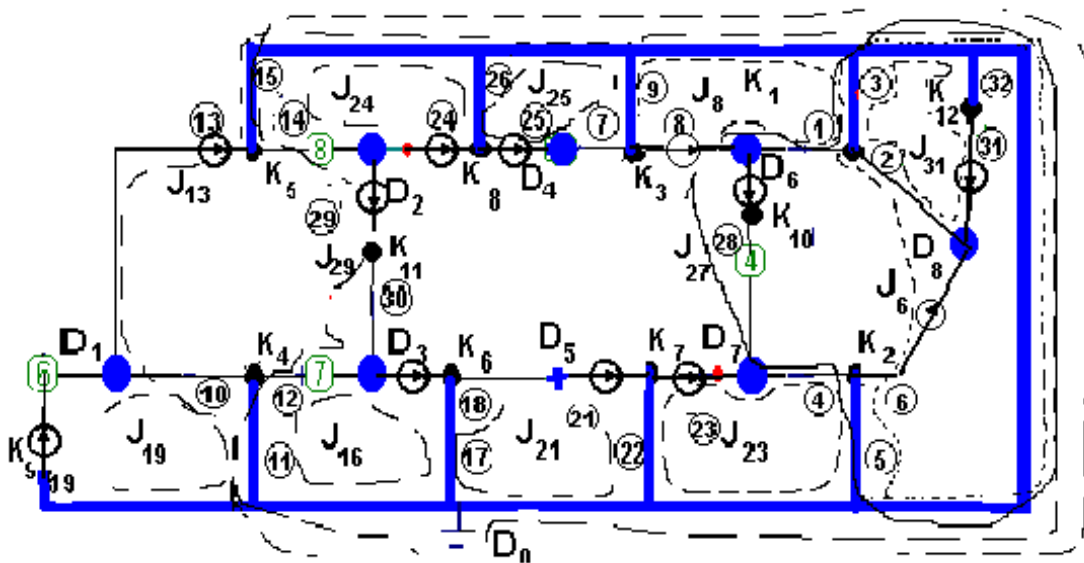


Рисунок 4.20 – Умовна схема моделювання магнітних перешкод у вигляді залежних джерел електроенергії

На жаль, схема, рис. 4.20, відображає лише відгук залежних джерел в вигляді джерел напруги. Для більш детального змальовування треба було б залежне джерело відобразити не двополусником, а М полюсником, з М=32 входами (кількість напруг дуг компонентів) та одним виходом (залежна напруга  $u_q$ ). Зрозуміло, що така схема втрачає свій початковий сенс, наочного сприйняття.



Тому на рис.4.20 не відображено підключення до цього джерела 32 напруг дуг 12 компонентів. Якщо обмежити дію найбільш суттєвими напругами, то незважаючи на складність такої еквівалентної схеми, її можна відобразити графічно, що необхідно для можливості її використання пакетом MicroCap. Зауважимо, що кількість незалежних струмів може бути зменшена до кількості незалежних контурів і тому вираз для обчислення потоку спрощується

$$\Phi_q = I_6 c_{q,6} + I_8 c_{q,8} + I_{13} c_{q,13} + I_{16} c_{q,16} + \dots + I_{31} c_{q,31} \quad (4.6)$$

Таким чином, початкова множина напруг, що мусить бути відображена в схемотехнічній моделі, згідно розглянутих вище факторів, зменшується до базисної множини

$$\bar{I} = \{I_6, I_8, I_{13}, I_{16}, I_{19}, I_{21}, I_{23}, I_{24}, I_{25}, I_{27}, I_{29}, I_{31}\},$$

Розбиваючи потоки на такі, що впливають та такі, якими можна нехтувати базис незалежних струмів (4.6) можна також скоротити. При цьому, в першому наближенні можна врахувати лише потік через 21-й контур.

$$\Phi_{21} = L_{21,31}$$

А тому схему заступу, рис.4.20, можна подати в вигляді, рис. 4.21.

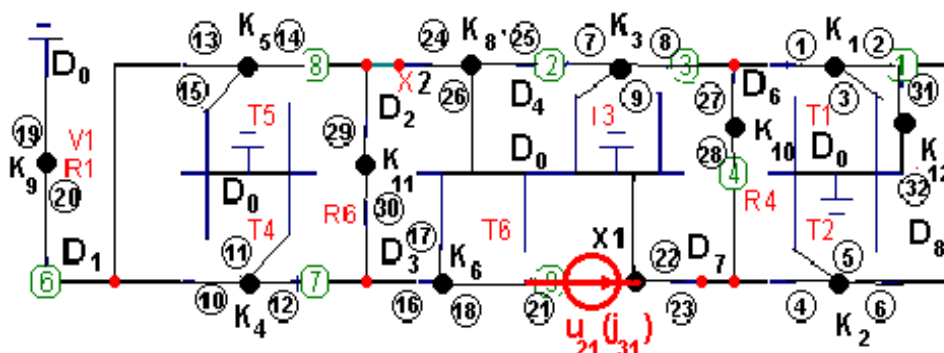


Рисунок 4.21 – Схема заступу комунікатора зі скороченим базисом змінних

Різниця між схемами заступу, рис.4.20, рис.4.21 поданнями у тому, що на, першому з них комунікатор у вигляді дерев відображений у дифузиційний спосіб тобто дерева “розкидані” по місцю їх функціонування, а на другій, - комунікатор подається в вигляді зосередженого компонента, залежна напруга якого  $u_{21}(j_{31})$  може реалізовуватись у вигляді макромоделей MicroCap. Такі макромоделі представляють собою підсхеми, з певними функціональними перетворюваннями. Розробці таких макромоделей приділено увагу в наступному підрозділі.

#### 4.5.2. Вимоги до Macro-моделі комунікатора

Вимоги до макромоделі комунікатора (ММК), яка відображає магнітні (ММКМ) перешкоди в концентрованому вигляді подається формулою (4.5).

Головні вимоги до ММКМ, що складається з  $M - r + p$  незалежних контурів формулюються так:

- ◆ Макромодель мусить мати вигляд  $2(M - r + p)$  – полюсника (чорна скринька), що має  $M - r + p$  – двополюсних входів і стільки ж виходів.
- ◆ Реакція, тобто напруга кожного  $q$ -го виходу мусить дорівнювати часовій похідній від лінійної комбінації базисних струмів (дій) (4.6).
- ◆ Коефіцієнти пропорційності  $L_{q,m}$ , що входять до складу лінійної комбінації (4.6) мусять бути формальними параметрами ММКМ, що конкретизуються, тобто перетворюються у фактичні параметри на етапі виклику макромоделі, подібно до того як задаються конкретні значення базових компонентів  $R, L, C$  на зразок параметрів VALUE.
- ◆ На входи подаються базисні струми полюсів компонентів, шляхом їх приєднання до відповідних полюсів макромоделі.
- ◆ Виходи, що імітують залежні джерела напруг, підключаються в ту гілку контура, що визначає його як незалежний. В такий спосіб кожний  $q$ -й вихід підключається в розріз  $q$ -го незалежного контуру, а вхід - в розріз полюса компонента, що живить джерело магнітного потоку комунікатора (тобто інший

незалежний джерельний контур комунікатора). При цьому додатною напругою вважатимемо напругу, що співпадає з напрямом контурного струму.

#### 4.5.3. Джерела MicroCap, на основі яких можна будувати макромоделі електромагнітних перешкод

Аналіз можливостей різних класів джерел пакету MicroCap, показав що, перерахованим вимогам можуть відповідати макромоделі, що складаються з джерел наступних класів: **Dependent sources, User source, Formula type, Table type, Laplace source**. Основний принцип відбору – можливість встановлення функціональної залежності між вхідними та вихідними величинами цих джерел, або генерації ними напруг чи струмів таким чином, що останні змінюються за заданим правилом, що “диктується” окремими напругами та струмами ЕК, як функціональними формальними параметрами.

Оцінку переваги одного типу джерел над іншим при створенні можна дати лише після детального порівняння їх застосування для сформульованої мети. В межах одного дипломного проекту таку роботу виконати неможливо внаслідок її великої трудоемності. Тому не вдаючись до обґрунтування в основу розробки ММКМ покладемо **Dependent sources**. Обмежимося на початку створенням **базової магнітної моделі**, під якою будемо розуміти залежне джерело напруги, що емітує перешкоду від струму одного полюсу компонента в вигляді напруги взаємодукції лише з одного контура. Але про це в наступному пункті

#### 4.5.4. Базова магнітна модель

Як щойно зазначалось, базова модель мусить перетворювати струм в напругу. На перший погляд задачу можна розв’язати за допомогою стандартної моделі джерела Dependent sources - Linear VofI, яка є ідеальним лінійним 2x2-полюсним (двохпортовим – два полюси на вході, для підключення струму та 2 - на виході для підключення залежного джерела напруги до заданих вузлів схеми).

Функціональне перетворювання струму на вході в напругу виходу має вигляд  $V_{out} = \langle \text{value} \rangle * I_{in}$ . При його схемному задаванні необхідно ввести наступні імена та параметри:

PART <name> - титульне ім'я залежного джерела, що візуалізується на схемному екрані, наприклад, Vst2, або Vlink.

VALUE <value> - значення коефіцієнта пропорційності, наприклад, 10m, або 12.5.

Але таким чином проблема не вирішується, внаслідок того, що величина вихідного струму мусить бути пропорційна не вхідному струму, а його похідній у часі. При цьому за коефіцієнт пропорційності треба використати магнітний параметр комунікатора "L", величину якого слід ввести в ММКМ на етапі вибірки цієї моделі з бібліотеки, в яку слід помістити створену модель.

Цілком очевидно що для реалізації цього завдання можна скласти схему диференціювання струму, яка використовує властивість реактивного компонента одночасного виконання двох операцій – диференціювання і перетворення похідної в напругу з певним коефіцієнтом пропорційності, що власне забезпечує необхідну процедуру. Враховуючи ці обставини схема що реалізує задані вимоги має вигляд, рис. 4.24. Вхідною величиною схеми є струм, що тече з додатнім напрямом від полюса PinA\_1 до полюса PinA\_2 в середині макромоделі. Вихідна величина – напруга, між полюсами PinB\_1, PinB\_2, яка індуктується в контурі.

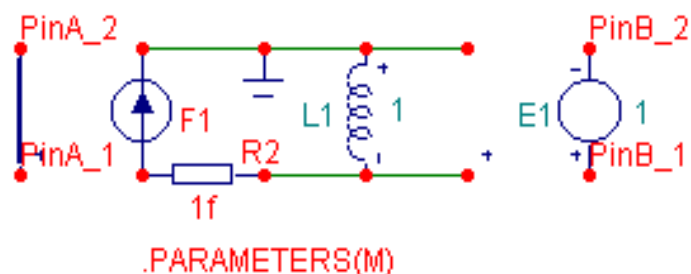


Рисунок 4.22 – Схема базової макромоделі ММКМ

Вихідна напруга утворена диференціювання вхідного струму та множенням похідної на формальний параметр  $M$ , що конкретизується при вставленні макромоделі в схему.

$$U(B) = M \frac{dI(A)}{dt}$$

Схема, рис.4.22, складається з двох джерел **Dependent sources - Linear IofI, VofV** та реактивного диференціатора (індуктивності), послідовно до якої приєднується незначний опір (порядку  $10^{-12} \dots 10^{-15}$  ом) з метою забезпечення коректної роботи пакету. Перше залежне джерело забезпечує розв'язку та перетворення струму джерельного контура у вхідний струм диференціатора, з метою його диференціювання індуктивністю, друге – забезпечує розв'язку по виходу і перетворює напругу індуктивності в вихідну напругу, що підключається до контура приймача магнітної перешкоди. Приклад застосування такої моделі ілюструє рис. 4.23, де віддзеркалюється дія "власного" магнітного потоку контура. Схема диференціатора струму покладена в основу створення макромоделі, яка дістала назву DIF\_L.

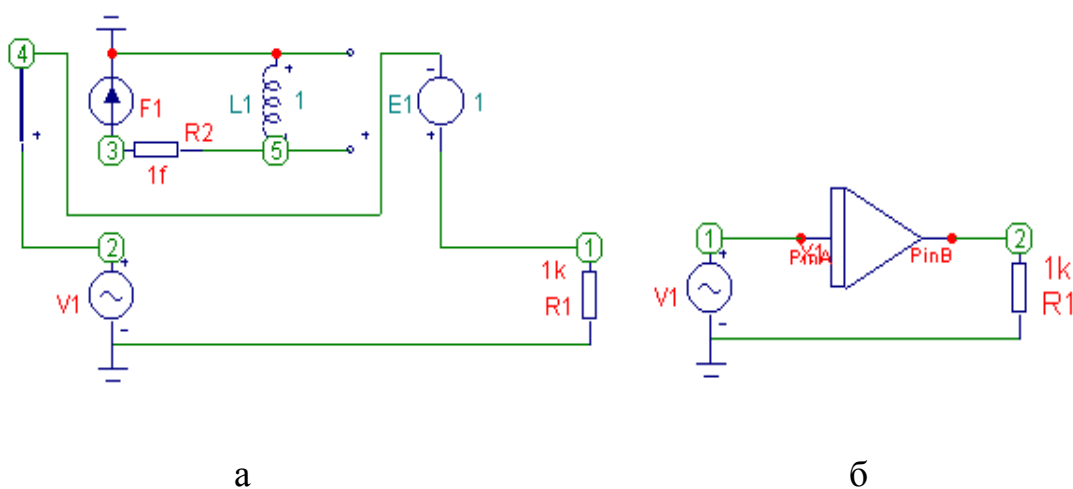


Рисунок 4.23 – Приклад застосування базової ММКМ: реальна схема –а; подання реальної схеми в вигляді макромоделі –б

Результати аналізу схеми, рис.4.23, ілюструються, рис. 4.24.

Як свідчать результати аналізу, рис. 4.24, струм через резистор співпадає по фазі з напругою на ньому, а амплітудне значення напруги резистора майже вдвічі менше ніж амплітуда напруги джерела внаслідок існування ефекта самоіндукції контура, дію якої моделює макромодель комунікатора. Зроблений висновок стосується як схеми, рис. 4.23,а, так і схеми, рис.4.23,б, де принципова схема диференціатора подається в вигляді розробленої бібліотечної макромоделі. При розрахунках враховано, що магнітний параметр контура дорівнював 500 мкГн, а частота джерела напруги – 1МГц. В загальному вигляді структурна схема застupu комунікатора, рис.4.21, в відповідності до структури матриці магнітних параметрів мусить мати декілька входів та декілька виходів, реакції яких є – лінійними комбінаціями похідних від вхідних сигналів. При цьому коефіцієнти пропорційності мусять бути формальними параметрами макромоделі, що відіграють роль магнітних параметрів матриці комунікатора. Для розробки такої універсальної моделі пропонується поступове її ускладнення від щойно створеної - до моделей з різною кількістю входів та виходів. В подальшому будемо користуватись універсальними іменами, так якщо йдеться про макромодель комунікатора, з  $m$  входами та  $n$  виходами, що імітують магнітні потоки, то позначка матиме вигляд **MML<sub>mn</sub>**

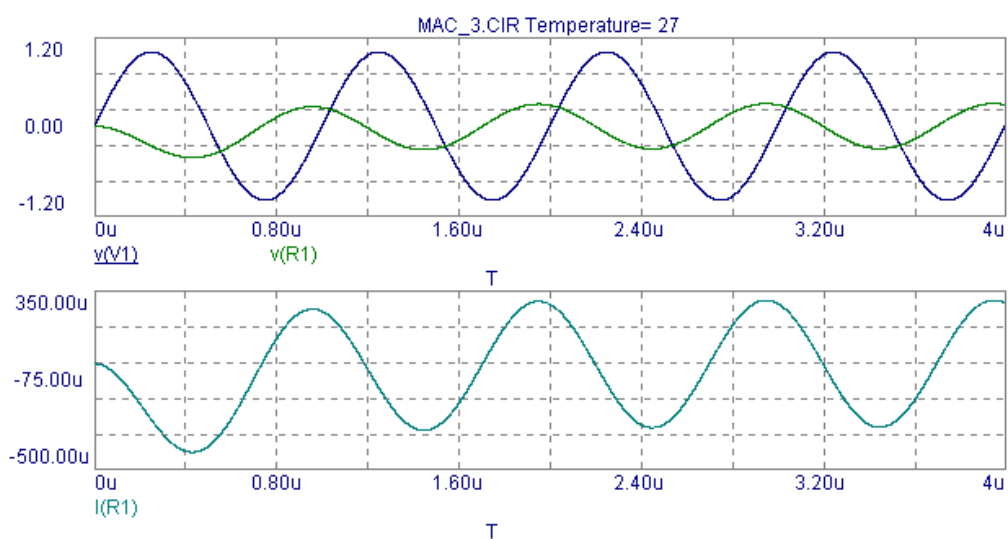


Рисунок 4.24 – Результати аналізу схеми на основі базової ММКМ:  
напруга джерела  $V(V1)$  та резистора  $I(R1)$ ; струм джерела  $I(V1)$

#### 4.5.5. Формування джерела з декількома виходами

Розробимо макромодель залежного джерела **MML\_12**, що має один вхід, та два виходи, тобто таку, що похідну вхідного струму перетворює у вихідні напруги з заданими зовні коефіцієнтами перетворення. Така макромодель має вигляд рис. 4.25, де пунктирним прямокутником обведена, власне, принципова схема макромоделі. Приклади використання цієї моделі ілюструються, рис. 4.28, а результати обчислення по схемам, рис.4.25, рис. 4.26, приведені на рис. 4.27.

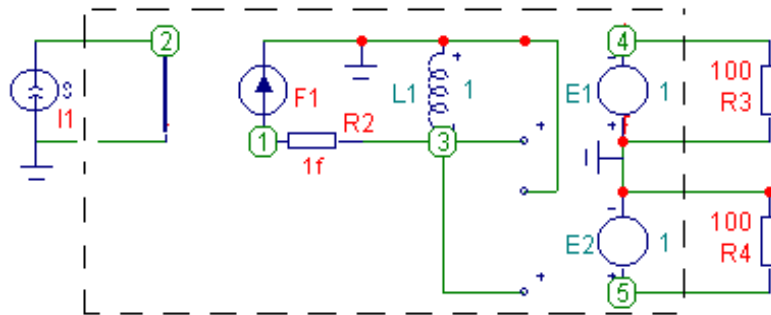


Рисунок 4.25 – Схема макромоделі залежного джерела напруги  
MML\_12 (в прямокутнику)

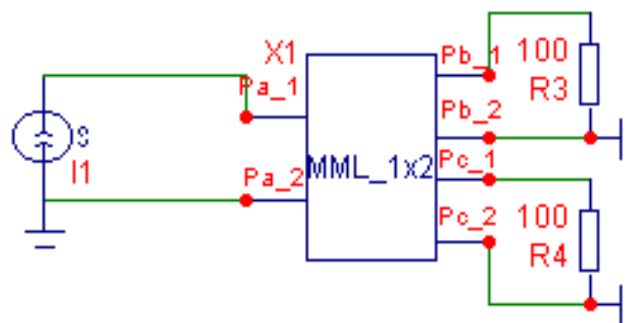


Рисунок 4.26 – Схема використання макромоделі MML\_12

В наступному підпункті створимо макромодель з двома входами та одним виходом ММС\_21.

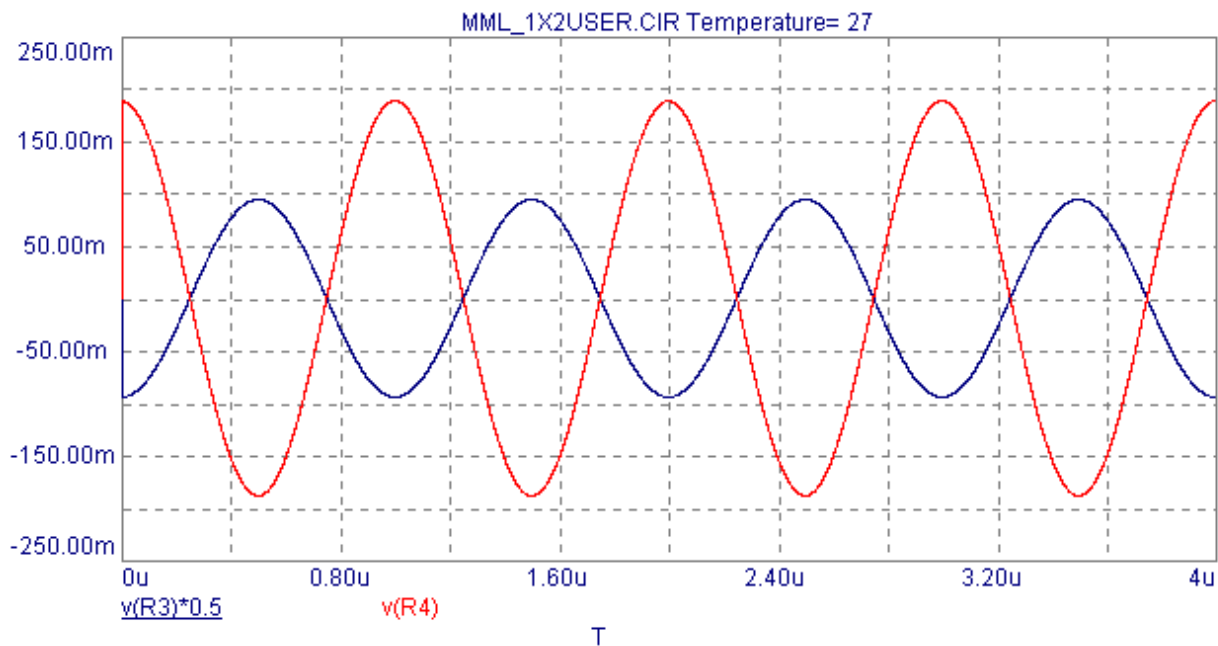


Рисунок 4.27 – Часові залежності струмів схеми макромоделлю ММС\_12

#### 4.5.6. Розробка макромоделі декількома входами

Розробимо макромодель залежного джерела **ММС\_21**, що має один вихід, та два входи, тобто таку, що похідну лінійної комбінації вхідних струмів з заданими зовні коефіцієнтами перетворює у вихідну напругу залежного джерела. Така макромодель має вигляд рис.4.28, де пунктирним прямокутником обведена, власне, принципова схема макромоделі. Приклади використання цієї моделі ілюструються, рис. 4.29, а результати обчислення по схемам, рис. 4.28, рис. 4.29, приведені на рис. 4.30.



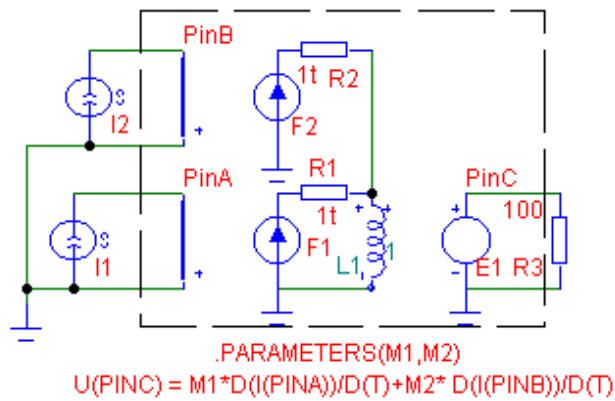


Рисунок 4.28 – Схема макромоделі залежного джерела струму MMC\_21  
(в прямокутнику)

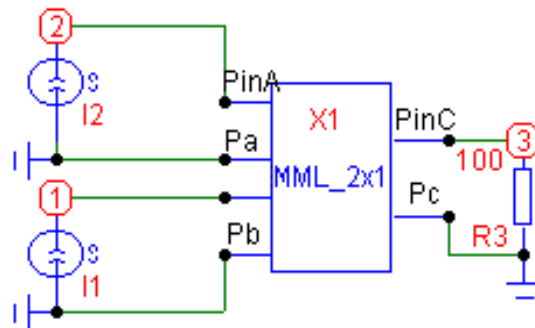


Рисунок 4.29 – Схема використання макромоделі MMC\_12

Подібним чином можуть бути створені макромоделі з довільною кількістю як входів, так і виходів.

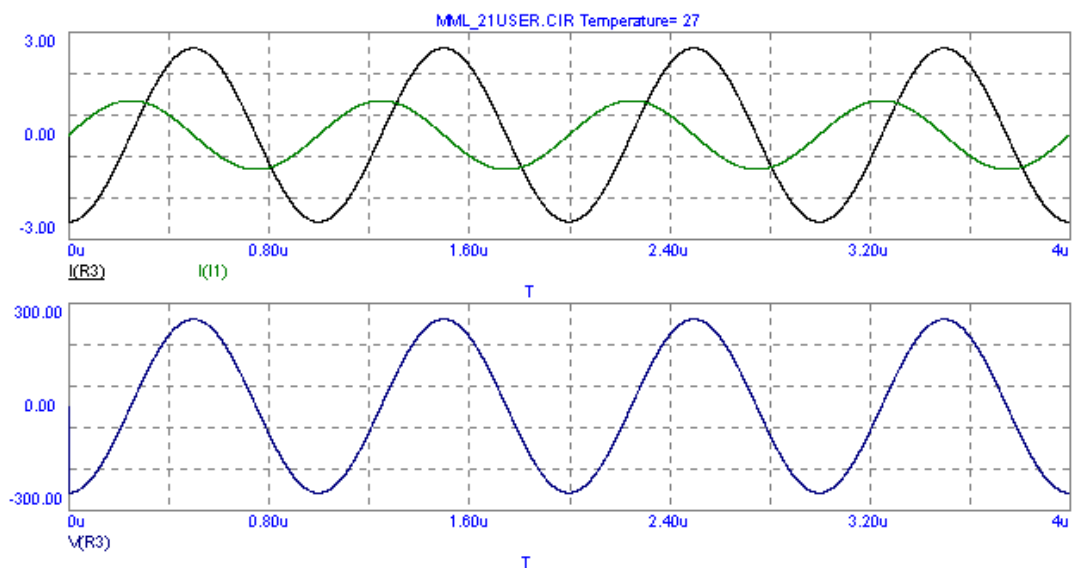


Рисунок 4.30 – Часові залежності струмів схеми макромоделлю MMC\_21

#### 4.5.7. Особливості вводу магнітних параметрів комунікатора

В підрозділі 4.5 розроблені макромоделі, що імітують проходження електромагнітної перешкоди, джерелом якої є магнітні потоки комунікатора. Для коректної роботи цих макромоделей слід звернути увагу на введення магнітних параметрів комунікатора в відповідну макромодель. Зупинимось на особливостях вводу параметрів комунікатора в макромоделі. По-перше, треба з'ясувати необхідну кількість параметрів, що їх необхідно вводити. Для цього слід викликати принципову схему моделі та звернути увагу на оператор **.PARAMETERS(праметр1, параметр2,...)**. Кількість параметрів, що їх необхідно вводити дорівнює кількості змінних в дужках цього оператора. По-друге, треба знати, що конкретні значення цих параметрів вводяться на етапі виклику макромоделі на екрані Component <ім'я> : Difinition в вікні Value, де після візуалізованого імені макромоделі треба ввести дужки та в дужках відповідні фактичні параметри.

#### 4.6. Діагностика конструкції друкованого монтажу підсилювача Потужності

Результати дослідження підсилювача потужності при нульовому режимі комунікатора, див. підрозділ 4.4, та розробка макромоделей схем електромагнітних перешкод, див. підрозділ 4.5, дозволяють виконати діагностику запропонованого друкованого монтажу, рис. 4.5, балансного ПП, до складу якого входять суматори та розгалужувачі потужності. Для цього знову ж таки використаємо відповідну САПР РТЦ ЕЗ MicroCap. Для введення початкової інформації про схему та вплив магнітних потоків комунікатора необхідно підготувати наступну інформацію.

- ◆ Схема балансного ПП без урахування електромагнітних перешкод, рис. 4.14.

- ◆ Відомості про “найнебезпечніші” струми (поліус 31), (див. підрозділ 4.5).
- ◆ Відомості про мінімальні напруги (дуга 21) (див. підрозділ 4.4).
- ◆ Матриця магнітних параметрів з найнебезпечнішими елементами ( $L_{21} = \xi_{21,31} = 0.06 \text{нГн}$ ), (п. 4.6.1.)
- ◆ Схема заступу комунікатора, рис. 4.23, рис. 4.26, рис. 4.29.

Сукупність усіх цих відомостей за певних умов нехтування несуттєвими перешкодами комунікатора, які детально обґрунтовувались в попередніх розділах, дозволило розробити схему, рис. 4.31, де відтворено електромагнітний вплив комунікатора. При цьому була використана модифікована макромодель, рис. 4.23. Її модифікація стосується незначної внутрішньої зміни макромоделі - підключення “землі” до внутрішніх поліусів входу та виходу, що не позначені на макромоделі X3.

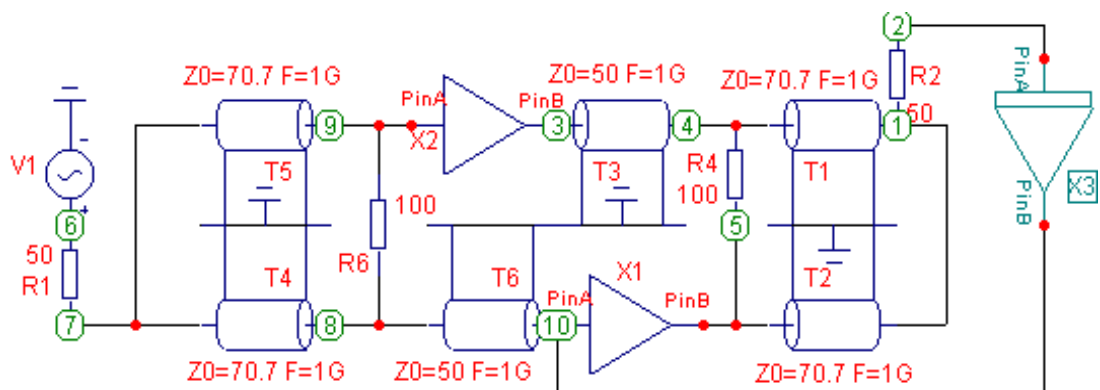


Рисунок 4.31 – Схема ПП з відбиттям електромагнітної перешкоди

Вже поверхнєве порівняння результатів аналізу ПП на основі класичної, рис. 4.17,...,рис. 4.19, та моделі, що обґрунтована в електродинамічний спосіб, рис. 4.32, свідчить про суттєве поліпшення точності аналізу при врахуванні електромагнітного впливу комунікатора. Детальний аналіз отриманих результатів розрахунку приводиться в наступному підрозділі.

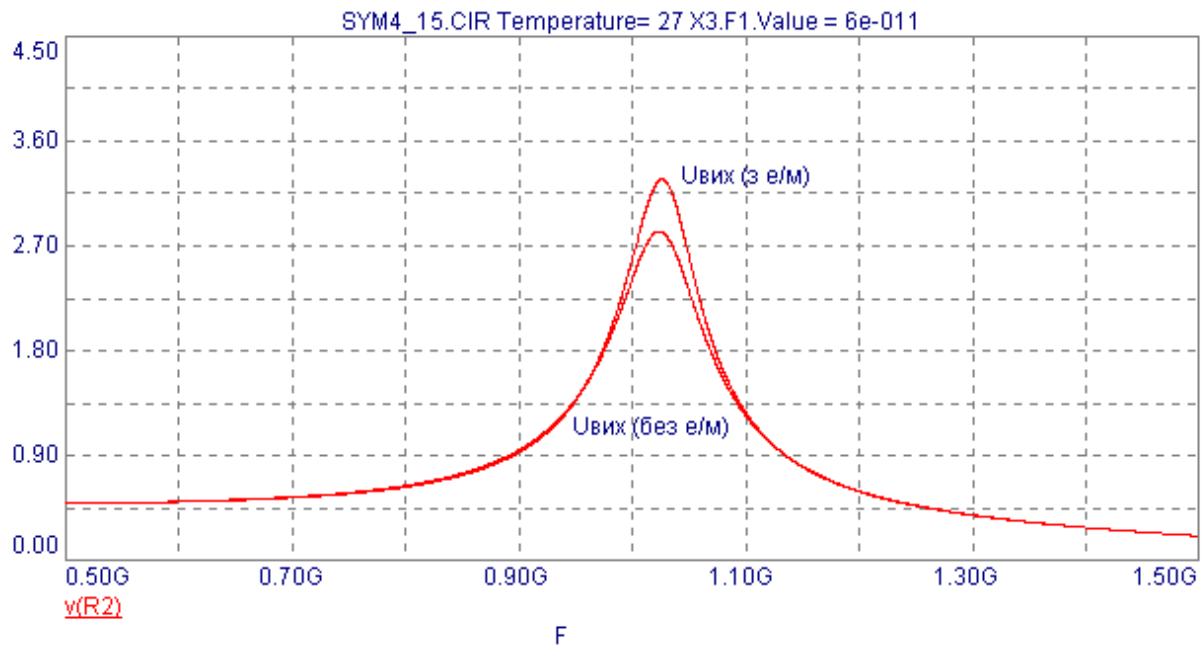


Рисунок 4.32 – Частотні залежності потужності балансного підсилювача з урахуванням електромагнітних перешкод

## ВИСНОВОК

В результаті виконаної роботи по темі дипломного проекту: “Моделі та методи діагностики композиційних елементів швидкодіючих електронних пристроїв” можна зробити наступні висновки.

Сформульовані проблеми системної алгоритмізації діагностично-експериментальних процедур нанотехнологічних процесів розробки швидкодіючих РТЦ ЕЗ. Розробка ВІС та інших ФП НВЧ діапазону при вимірюванні їх дескрипторів супроводжується введенням таких щаблів інструментальних похибок що проблеми діагностичного контролю етапу виробництва розв’язуються лише після виготовлення відповідних масових партій ЕЗ.

Тому системні підходи електродинамічної алгоритмізації експериментів червоною ниткою проходять через усі чотири розділи дипломного проекту.

Зокрема в першому розділі під заданим кутом зору проаналізовані інтегральні та диференційні рівняння електродинаміки, що закладають основу розробки системних методів проектування РТЦ ЕЗ, вводяться поняття електродинамічно обґрунтованих рівняння Кірхгофа, в яких віддзеркалюються певні геометричні структури комунікаторів ЕЗ.

В розділі 2 закладені теоретичні підвалини розробки експериментально діагностичних та вимірювальних систем, що дозволяють контролювати етапи розробки високошвидкісних НВІС. Для цього деталізується поняття комунікатора ЕК, та його дескрипторів. Підкреслюється різниця між безпосередніми джерелами електромагнітних перешкод комунікатора та універсальними дескрипторами електродинамічно обґрунтованої моделі НВІС. Формулюються задачі по обчисленню електродинамічних параметрів комунікатора та розробляються основи мажоритарної верифікації виявлення джерел та рецепторів електромагнітних перешкод комунікатора.

Головною цінністю дипломного проектування стали результати дослідження третього розділу, в якому теоретичні положення розділів 1 та 2

перетворюються на вироблення алгоритмів проведення експериментів, що повинні супроводжувати нанотехнологічні процеси розробки РТЦ ЕЗ.

Запропонований спосіб та розроблена методика проведення експериментів на основі просторово-часової ідентифікації об'єктів. За таким методом при зміні частоти діючих сигналів, змінюються і реактивні опори його компонентів, а тому, окрім масштабної зміни час-простір комунікатора необхідно виконати також умову збереження відповідних частотних характеристик, що реалізується достатньо елементарними перерахунками реактивних параметрів на основі критерію збереження до масштабних значень напруг дуг та струмів полюсів усієї множини реактивних компонентів.

Розроблена методика та пропонуються схеми виміру електричних, магнітних, опірних та провідних параметрів комунікатора.

Ілюструється спосіб експериментального виявлення координат небезпечних джерел та рецепторів електромагнітних перешкод на основі мінімаксних значень дескрипторів: напруги дуг та струми полюсів компонентів ВІС.

Розроблена процедура комп'ютерної імітації експерименту в середовищі MICROCAP по визначенню рівнів комплексного впливу комунікатора на характеристики РТЦ ЕЗ.

Запропоновані способи енергетичних оцінок внутрішньої ЕМС окремо взятого комунікатора. Для цього розроблені алгоритми та приведені схеми експериментального дослідження інтегральних характеристик комунікатора, які дозволяють вводити метрику ЕМС комунікатора.

Окрім того, запропоновані способи використання компенсаційних методів зменшення електромагнітних перешкод та температурних перенавантажень РТЦ ЕЗ.

В четвертому розділі виконано порівняльний аналіз частотних характеристик балансного підсилювача на основі електродинамічно обґрунтованої та класичної моделей ЕК. Порівнюючи класичну та системну моделі слід відзначити суттєву ефективність переваги останньої. Отримані при

такому аналізі результати дозволяють набагато зменшити відхилення реальних характеристик підсилювача від розрахункових.

На завершення слід наголосити, що отримані результати, лише незначний крок на шляху моделювання електромагнітних перешкод електронних пристроїв ДВЧ та НВЧ діапазонів і на часі поряд з існуванням таких потужних пакетів аналізу ЕК як EWB, MicroCap-V, OrCAD стоять задачі розробки САПРів по обчисленню параметрів та діагностики комунікаторів різноманітної морфології.

Отже, можна зазначити, що дипломний проект виконано повністю у відповідності з технічним завданням.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Верхопятницький П. Д., Латинський В.С. Справочник по модульному конструюванню радіоелектронної апаратури. – Л.: Судостроєння, 1983, -232 с.
2. Князь А.И. Електродинаміка інформаційних систем. М.:Радіо і зв'язь, 1994 - 392с.
3. Князь А.И. Електродинамічне обґрунтування схемотехнічного проектування РЗА. Одеса – 1980, 55с.
4. Тозони О.В., Князь А.И. Електродинамічні ітерації при проектуванні ЕВМ. - “Електронне моделювання”, Київ: Наукова думка”, 1979, №2, с. 57 – 63.
5. Тозони О.В. Метод вторичних джерел в електротехніці. – М.: Енергія, 1975. 296 с.
6. Справочник по системотехніці. / Під ред. А.В. Шилейко - М.: Сов. радіо, 1970.- 686 с.
7. Томович Р., Вукобратович М. Загальна теорія чутливості. / Під ред. Я.В. Цыпкина. - М.: Сов. радіо, 1972 .- 240 с.
8. Бутковський А.Г. Характеристики систем з розподіленими параметрами (справочне посібник). – М.: Наука, 1979, 224 с.
9. Гахов Ф.Д. Краєві задачі. \ Изд. 3, - М.: Наука, 1977. 640 с.
10. Гахов Ф.Д., Черський Ю.И. Уравнення типу свертки. - М.: Наука, 1978. 296 с.
11. Обэн Ж.П. Приближенное решение эллиптических краевых задач. – М.: Мир, 1977. 384 с.
12. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. - М.: Наука, 1967. 460 с.
13. Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей. - М.: ИЛ, 1961. 712 с.



14. Стрэттон Дж. А. Теория электромагнетизма. – М. – Л.: ОГИЗ, 1949. – 540 с.
15. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. 775 с.
16. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники./ В 2-х томах. – Л.: Энергоиздат, 1981. 534 с.
17. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. - - М.: Сов. радио, 1971. – 664 с.
18. Вольман В.И., Пименов Ю.В. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1971. 487 с.
19. Князь А.И. Комплексные потенциалы трёхмерных электрических и магнитных полей: Монография. – Киев - Одесса: Вища школа, 1981. – 120 с.
20. Дорфман В.Ф. Эволюция технологий или новая история времени. – М.: Знание, 1990. – 64 с. (Новое в жизни науке, технике. Сер. “Радиоэлектроника и связь”; №11).
21. Лихтциндер Б.Я. Внутрисхемное диагностирование узлов радиоэлектронной аппаратуры. – Киев: Техніка, 1988. – 168 с.
22. Глазунов Л.П., Смирнов А.Н. Проектирование технических систем диагностирования. – Л.: Энергоатомиздат., 1982. – 168 с.
23. Селютин В.А. Автоматизированное проектирование топологии БИС. - М.: Радио и связь, 1983. – 112 с.
24. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
25. Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
26. Герасимов В.Г. и др. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 272 с.
27. Панчишин Ю.М., Усатенко С.Т. Измерение переменных магнитных полей. - Киев: Техніка, 1973. – 140 с.

28. Гордиенко В.И., Калашников Н.И., Надточий К.Д. Измерение низкочастотных вихревых электрических полей. - Киев: Наукова думка, 1975 – 88 с.
29. Доброхотов Б.А. Измерения в электротехнике / Справочник. Том II – Л.: -М.: Энергия, 1965. – 240 с.
30. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: Справочная книга. – 3-е изд. перераб и доп. Л.: Энергоатомиздат. 1986. – 488 с.
31. Иоссель Ю.А. Расчёт потенциальных полей в энергетике (справочная книга). – Л.: Энергия, 1978. – 351 с.
32. Иоссель Ю.А., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчёт электрической ёмкости – 2-е изд. перераб и доп. Л.: Энергоиздат. 1981 – 288 с.
33. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 4-е изд. М.: Наука, 1988. – 552 с.
34. Гроднев И.И., Шварцман В.О. Теория направляющих систем связи. – М.: Связь. – 1978 – 296 с.
35. Балакирев М.В., Вохмяков Ю.С., Журиков А.В. и другие. Радиопередающие устройства. М.: Радио и связь, 1982 - 256с.
36. Алексеев О.В. и др. Широкополосные радиопередающие устройства. – М.: Связь, 1978.- 304 с.
37. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: Учеб. пособие для вузов/ под ред. Г. М. Уткина.- М.: Сов. радио, 1979.- 320 с.
38. Радиопередающие устройства / Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1980.- 328 с.
39. Хотунцев Ю. Л. Полупроводниковые СВЧ устройства. – М.: Связь, 1978.- 256 с.
40. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Уотсона; Пер. с англ. под В.С. Эткина. – М.: Мир, 1972. - 325 с.
41. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи в 2-х т.: Пер. с англ./ Под ред. Л. В. Алексеева и Ф.В. Кушнера. – М.: Связь, 1971, 1972.15

42. Коробов О. Н. Широкополосный автогенератор на диоде Ганна с ферритовым резонатором и линией связи. – В сб.: Стабилизация частоты/ Под ред. Г. М. Уткина. – М.: ВИМИ, 1978, с. 69-72
43. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. – М.: Энергия, 1976.- 448 с.
44. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.:Радио и связь, 1986 - 511с.
45. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь, 1974
46. Кудря В.Г. Збірник методичних вказівок до лабораторних робіт по курсу "Основи електротехніки та електроніки" – Одеса: ОДЕКУ, 2001, 76 с.