

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 ком'ютерні системи _____

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

“ ____ ” _____ 20 ____ року

З А В Д А Н Н Я НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

_____ Ян Євгенович Трохимчук _____

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: «Дослідження та особливості розробки балансного підсилювача високочастотного діапазону»

Керівник роботи _____

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ректора ОНПУ від “ ____ ” _____ 20 ____ року № ____

2. Строк подання студентом роботи _____

3. Вихідні дані до проекту:

3.1. Частотний діапазон первинного сигналу (0 – 10) МГц.

3.2. Частота переносника сигналу (0.6...1.2) ГГц.

3.3. Струми внутрішніх електромагнітних перешкод не повинні перевищувати 1мкА, а напруги – 7мкВ.

4. Зміст роботи

- 4.1. Вступ
- 4.2. Підсилювач потужності ВВЧ і НВЧ діапазонів
- 4.3. Система модель підсилювача потужності
- 4.4. Електродинамічні параметри канонічних структур
- 4.5. Висновок

5. Перелік люстративного матеріалу.

- 5.1. Балансний суматор потужності на мікросмужкових лініях
- 5.2. Електродинамічне обґрунтування моделі ЕК
- 5.3. Сукупність компонентів та комунікатора з макромоделлю перешкоди
- 5.4. Схема та характеристики моделей підсилювача

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	26.10.2021	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

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
1. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ ВВЧ І НВЧ ДІАПАЗОНІВ	9
1.1. Аналіз структурних схем підсилювачів	9
1.2. Дослідження розподілених компонентів підсилювача	15
1.2.1. Формат графічного зображення схеми в діалоговому режимі	16
1.2.2. Порівняльний аналіз системної та класичної моделей аналізу підсилювача потужності	17
1.3. Опишемо параметри ДЛ	19
1.4. Висновки по розділу 1	26
2. СИСТЕМНА МОДЕЛЬ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ	28
2.1. Компоненти та дерева комунікатора підсилювача	28
2.1.1. Схемотехнічна та конструктивна реалізація підсилювача	28
2.1.2. Визначення множини компонентів	29
2.1.3. Комунікатор як сукупність дерев	30
2.2. Рівні ідеалізації схемотехніки комунікатора	31
2.3. Висновки до розділу 2	38
3. ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ ПАРАМЕТРИ КАНОНІЧНИХ СТРУКТУР	40
3.1. Геометричні рівні моделей комунікатора	40
3.1.1. Нульовий режим комунікатора	41
3.1.2. Режим заданого розподілу зарядів комунікатора	48
3.1.3. Способи виміру елементів матриць електромагнітних параметрів комунікатора	53
3.1.4. Енергетичні критерії мінімізації електромагнітних перешкод	65
3.1.5. Компенсаційні способи мінімізації електромагнітних перешкод	68
3.1.6. Теплові процеси та способи мінімізації їх шкідливого впливу	70
3.2. Електричні потоки стрічкових провідників	70

3.2.1. Параметри комунікатора стрічкового типу	70
3.2.2. Електростатичний параметр в однорідному просторі	72
3.2.3. Параметри шарового-циліндричного середовища	74
3.3. Висновки до розділу 3	77
ВИСНОВОК	79
ЛІТЕРАТУРА	81

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

РПП - радіо передавальній пристрій
ТПП - транзисторний підсилювач потужностей
АФАР - активні фазованні антенні решітки
ККД - коефіцієнт корисної дії
КДП - кільцеві дільники потужності
ГІС – гібридна інтегральна схема
ДВЧ - дуже високі частоти - (30...300) МГц
ДЛ – довга лінія
КЛ - коротка лінія
КЗ - коротке замкнення
ЧА - часовий аналіз
ЕК – електричне коло
ЕМС - електромагнітна сумісність
ЕЗ - електронні засоби
ЗЕ - зосереджені елементи
КЕ – композиційний елемент
НВ – направлені відгалужувачі
НВЧ - надвисокі частоти – (3...30) ГГц
МГц – мегагерц
ОВНС – область (однозначного) визначення напруг та струмів
РЕ - розподілені елементи
РТЦ - радіотелевізійні та цифрові
ПП – підсилювач потужності
СП – суматор потужностей

ВСТУП

Електронним балансним підсилювачем називається пристрій, призначений для посилення потужності електричного сигналу без спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша за потужність навантаження.

У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу, на виході підсилювача може з'являтися напруга, що навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу.

Це явище має назву **дрейфу нуля ППС**[1]. Дрейф нуля зумовлюється зміною вихідної напруги за зазначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу.

Розробляються розлічні моделі балансного підсилювача високочастотного діапазону. Предметом розробки є електричні кола у комунікаторів, як фізичні пристрої, з різними явищами та їх проявами, що реалізують функціональні перетворення заданого типу. Розмаїття фізичних процесів, та їх проявів в інтегрованому фізичному перетворювачі, підвищення його швидкодії, надійності, проблеми теплових режимів, внутрішньої і зовнішньої електромагнітної сумісності, фільтрації та енергозбереження, вимагають по новому підійти до задачі вибору як фізичних моделей функціональних перетворювачів, так і їх математичних абстракцій.

В проекті на основі особливості розробки балансного підсилювача високочастотного діапазону, 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.

Таким чином, з визначення об'єкту дослідження, впливають методищо закладені в його основі. Зокрема, це системний метод аналізу, що використовує різноманітні фізичні явища, які описують як складну систему.

Тема проекту складається з трьох розділів, в яких розкриваються

принципи системності, що застосовуються для розробки нових методів дослідження та експериментальної діагностики і оптимізації конструкції високочастотних засобів РТЦ апаратури.

♦В першому розділі виконується аналіз структурних схем підсилювачів потужності ВВЧ і НВЧ діапазонів, та дослідження розподілених компонентів підсилювача, на предмет розробки системних експеримента – льно діагностичних способів та параметри ДЛ.

♦В другому розділі розробляються концептуальні підходи до аналізу системної моделі підсилювача потужності, реалізація підсилювача систем різноманітних ФП.

Визначається концептуальні підходи до аналізу комунікаторних систем різноманітних ФП.

♦У третьому розділі розробляються електродинамічні параметри канонічних структур. Розробляється в цьому розділі методи просторово-геометричної ідентифікації комунікаторних систем. Розробляються конструкції комунікаторів з компенсаційним проявом внутрішніх та зовнішніх електромагнітних перешкод.

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

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

Запропоновані алгоритми якісно відрізняються від своїх алгоритмів-прототипів, що на схемотехнічному рівні проектування можна враховувати морфологічні особливості конструкції комунікаторів швидкодіючих ФП, та структурних схем підсилювачів потужності ВВЧ і НВЧ діапазонів, що дозволяє поліпшити їх якість, точність та надійність.

1. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ ВВЧ І НВЧ ДІАПАЗОНІВ

1.1 Аналіз структурних схем підсилювачів

Однією з головних проблем проектування телевізійних і радіо передавальних пристроїв (РПП) залишається розробка підсилювачів потужності сигналів і діапазоні (0.3...30) ГГц, які задовольняють умовам електромагнітної сумісності. Розробка потужних транзисторів і досягнення в області технологій дозволяють шляхом додавання потужності окремих транзисторних підсилювачів потужності (ТПП) створити потужні високоефективні РПП, що призначені для розв'язку цілого ряду актуальних задач [1]. Номінальні потужності сучасних НВЧ транзисторів рідко перевищують 30...50 Вт у діапазоні частот до 1...2 ГГц і одиниці ватів на більш високих частотах [5...8]. Істотно збільшувати потужність одного транзистора недоцільно в першу чергу через неминучі значні перегріву транзисторної структури.

У тих випадках, коли досягнуті рівні потужності виявляються недостатніми, доводиться складати потужності окремим ТПП. Відомі два варіанти розв'язку цієї задачі. Перший припускає додавання потужності в просторі за допомогою так званих активних фразованих антенних решіток (АФАР) [2], інший — складання потужностей окремих ТПП у середині РПП [4], які працюють на єдиний антенний вихід.

Для підсумовування потужностей окремих ТПП 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, через розкид своїх параметрів, транзистори працюють у різних режимах, що зменшує коефіцієнт корисної дії (ККД) і коефіцієнти підсилення K_p . Крім того, на НВЧ неможливо об'єктивно оцінити потужність, що, як передається до навантаження, так і розсіюється кожним транзистором окремо.

Вихід з ладу одного транзистора спричиняє зміну не лише вихідної потужності, але і режиму роботи всіх інших транзисторів, що при цьому також можуть зіпсуватись.

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

Деякі типи мостових пристроїв допомагають збільшити не тільки вихідну потужність, але і розв'язку між окремими каскадами багато каскадного ТПП; у цьому відношенні роль мостових пристроїв багато в чому подібна до ролі феритових вентилів, що включаються між каскадами. При цьому істотно збільшується смуга прозорості багато каскадних ТПП, полегшується їхнє налагодження і збільшується запас стійкості.

При складанні потужностей окремих ТПП, що збуджуються одним джерелом, енергія якого попередньо розгалужується по окремих каналах, сучасні мікро смужкові 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 домогтися гарної розв'язки між джерелами, але втрати потужності дуже великі: складання потужностей двох джерел у звичайному мостовому підсумовуючому пристрої призводить до втрат не менш половини потужності кожного джерела. У цьому випадку доцільно складати потужності за допомогою спеціальних фільтрів.

Зрозуміло, що розглянутий ТПП повинний містити підсумовуючий пристрій на виході і пристрій, що розгалужує, (дільник) на вході. Усі розглянуті в подальшому мікросмужкові суматори, що входять до складу підсилювача, 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 потужність. При великому числі генераторів застосовують багатополюсні дільники для підсилювачів, 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 і входів підсилювача. Багатополюсні пристрої додавання потужності можна розділити на паралельні і послідовні. На вхід підсилювачів паралельного типу сигнали, що складаються, надходять у фазі, у підсилювачах послідовного типу фази вхідних сигналів розподілені за законом хвилі, що біжить, так щоб не було запізнення сигналу одного джерела по відношенню до сигналі іншого джерела на спільному навантаженні.

Розглянемо найпростіший мостовий пристрій, що використовується у ланцюгах розподілу, рис. 1.1,а та підсумовування, рис. 1.1,б потужності. Повний вхідний опір у перетині 11' (U_1/I_1) при підключенні до виходів 2 2', 3 3' узгоджених навантажень ($Z_{H2}=Z_{H3}=\rho_0$) повинен дорівнювати ρ_0 . Відповідно генератор з вихідним опором ρ_0 повинен віддавати в навантаження номінальну

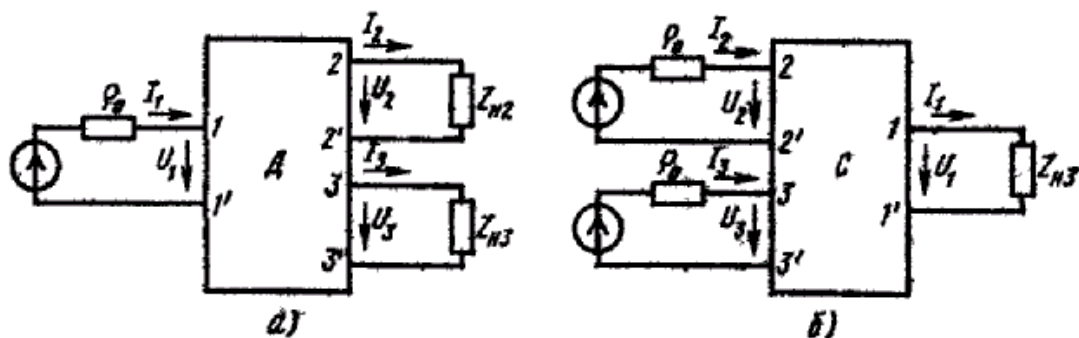


Рис. 1.1.- Схеми двоканальних дільника (а) і суматора підсилювача (б)

потужність P_T . Потужності в навантаженнях повинні бути рівними $P_T/2$; зрозуміло, у дільнику неминучі втрати, і потужності в навантаженнях виявляються трохи менше. Виходи 22', 33' повинні бути розв'язані, тобто при будь-якій зміні опору навантаження, наприклад Z_{H2} , потужність у навантаженні $Z_{H3}=\rho_0$ повинна залишатися номінальною ($P_T/2$). Якщо ці умови виконані, то в режимі

підсумовування, рис. 1.1,б, той же пристрій дозволить одержати в навантаженне сумарну потужність двох однакових когерентних генераторів. Повні опори, рис. 1.1,б, $Z_{вх2}=U_2/I_2=\rho_0$ $Z_{вх3}=U_3/I_3=\rho_0$ незалежно від того, який ланцюг підключений лівіше полюсів 3 3', 2 2', тобто входи 2 і 3 виявляються розв'язаними.

Властивість багатополісників, наприклад, шестиполісників, на НВЧ прийнято описувати матрицею розсіювання(1.1)

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Матриця встановлює зв'язок між набором хвиль напруги і струмів, що падають і відбиваються від полюсів шестиполісника. Елементи матриці (1.1) (як прийнято казати, її коефіцієнти) мають наочний фізичний зміст: $S_{ii}=b_i/a_i$ - коефіцієнт відбиття від входу i при наявності погоджених навантажень (тобто при відсутності відбиття); в інших плечах $S_{ij}= b_i/a_j$ - коефіцієнт передачі від входу j у вихід i при наявності погоджених навантажень в інших плечах, де

$$a_i = \frac{U_{in}}{\sqrt{\rho_i}}; \quad b_i = \frac{U_{io}}{\sqrt{\rho_i}} \quad (1.2)$$

- відповідно нормовані хвилі напруги що падають і відбиваються в i -му плечі багатополісника, U_{in} , U_{io} — відповідні комплексні амплітуди хвилі напруги що падає і відбивається в лінії i із хвильовим опором ρ_i .

Коефіцієнти матриці розсіювання виражають звичайно у децибелах:

$$S_{ij}[\text{дБ}] = -20 \lg |S_{ij}| \quad (1.3)$$

Якщо ділячок 3-дБ, тобто потужності на навантаженнях однакові, то

$$S_{21} = S_{31} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (1.4)$$

Для взаємного шестиполісника, що задовольняє умові узгодження і незалежності полюсних входів (повна розв'язка),

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{23}=S_{32}=0, \text{ а } S_{12}=S_{21}, S_{13}=S_{31} \quad (1.5)$$

У техніці гібридних інтегральних схем (ГІС) НВЧ найчастіше використовуються 3 дБ-і двухшлейфові направлені відгалужувачі (НВ), рис. 1.2,а,б, НВ з розподіленим зв'язком, рис. 1.2,г,д,е,і **укорочені кільцеві ділянки потужності (КДП, рис. 1.2,ж,з).** Обидва види НВ є квадратурними пристроями: вихідні напруги U_2 і U_3 у режимі ділення, рис. 1.1,а, відрізняються по фазі на 90° . У плече 4 НВ включається баластовий резистор, опір якого дорівнює ρ_0 . Баластовий резистор можна вважати складовою частиною ділянки і розглядати пристрої, на рис.1.2, як шестиполісники. У 3-дБ двухшлейфовому НВ, рис. 1.2,б, електричні довжини ліній на середній частоті складають чверть довжини хвилі; хвильові опори шлейфів

$$\frac{\rho_0}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad \rho_0 \quad (1.6)$$

КДП — пристрій синфазний (U_2 U_3 синфазні). Для забезпечення розв'язки між виходами 2 і 3 підключають баластовий резистором

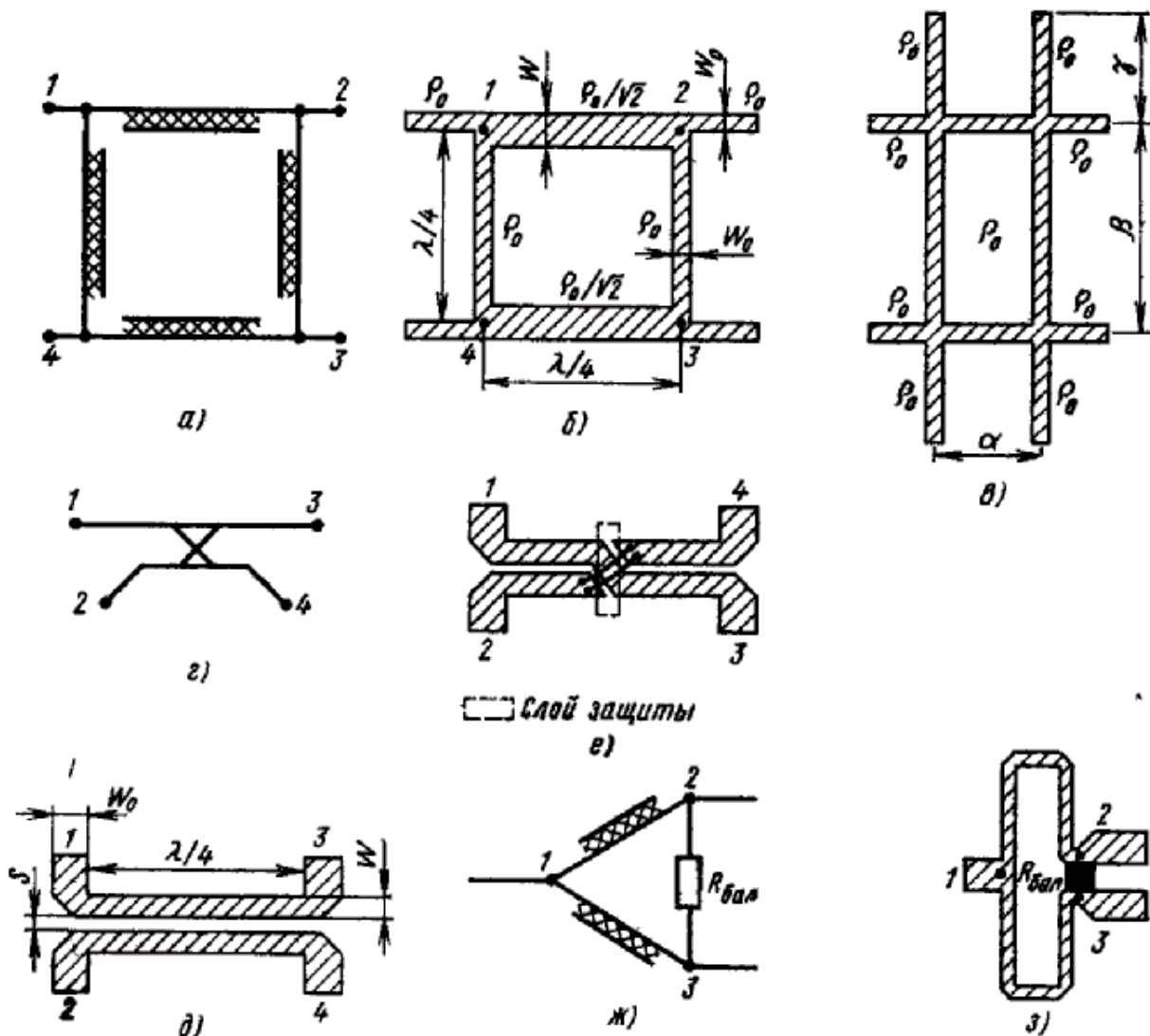


Рис. 1.2. - Схеми й ескізи конструкцій мостових дільників (підсилювачів) потужності

$R_{\text{бал}} = 2\rho_0$. Ділянки 1 - 2 і 1 - 3 рівні чверті довжини хвилі і мають хвильовий опір $\rho_0\sqrt{2}$. Розташування виходів 2 і 3 НВ на рис. 1.2, д по різні боки від зазору між смужками створює конструктивні труднощі при проектуванні ТПП з підсумовуванням. Цей недолік усунутий у конструкції на рис. 1.2, е, де первинна 1 - 3 і вторинна 2 - 4 лінії перехрещені. Розрив, що утворився, у вторинній лінії усувають за допомогою перемичок. Первинна лінія, що знаходиться безпосередньо під перемичками, як правило, покривається шаром діелектричного матеріалу. У

конструкції на рис. 1.2,е виходи - полюси 2, 3. Електричні характеристики пристроїв на рис.1.2,д,е збігаються аж до **сантиметрового діапазону хвиль, де починають позначатися індуктивності перемичок.**

Відомі й інші конструкції дільників[5,6,7]. Їхня розмаїтість і інтерес до поліпшення параметрів дільників пояснюються насамперед тим, що не всі параметри однаково добре реалізуються в різних конструкціях. Наприклад, НВ на рис.1.2,д значно широкосмужніше НВ на рис. 1.2,б. Однак останній простіше у виготовленні, а реалізація першого утруднена малим зазором між смужками, що мусить забезпечуватися з високою точністю. Існують дільники-суматори, що володіють фільтруючими властивостями, корисними при проектуванні РПП.

1.2. Дослідження розподілених компонентів підсилювача

В підрозділах 1.1, 1.3проаналізовані різні типи та обрано мікросмужкові розгалужувачі та суматори для двоканального підсилювача потужності, що проектується. Для аналізу підсилювача в повному об'ємі з'ясуємо способи моделювання таких ліній. Модель довгої лінії (ДЛ) моделюється за допомогою пакета MicroCap 7, в якому вона використовується під іменем TLine (Transmission lines). Розглянемо способи опису цієї моделі.

SPICE format (тестовий формат)

Синтаксис для ідеальної ДЛ:

```
T< ім'я ><A port + node><A port - node>
    <B port + node><B port - node>
    [ім'я моделі] Z0=<значення>
    TD=<значення > | [F=<значення>[NL=<значення>]]
```

Приклади:

```
T1 1 2 3 4 Z0=75 TD=5n
```

```
T3 1 2 3 4 Z0=50 F=1MEG NL=.25
```

Синтаксис ДЛ, що має втрати потужності:

T< ім'я ><A port + node><A port - node>

<B port + node><B port - node>

[ім'я моделі [значення електричної довжини]] |

LEN=<значення> R=<значення> L=<значення> G=<значення>

C=<значення>

Приклади:

Tlin 1 0 20 0 TMOD 1

T2 2 0 3 0 R=1m L=1u C=1p LEN=10

В першому випадку TMOD 1 використовують як ім'я макро підстановки в якій описані параметри ДЛ. Параметри можуть в рівній мірі описувати як ДЛ з втратами, так і без втрат, тобто ідеальну ДЛ.

1.2.1. Формат графічного зображення схеми в діалоговому режимі за стандартною математичною моделлю ДЛ, що описується пакетом:

Цей формат передбачає надання (заповнення полів екрану) певних значень відповідних змінних, що автоматично візуалізуються після вибору компонента в меню компонентів, зокрема це наступні змінні:

PART<ім'я >: визначає ім'я компонента TLine, що може візуалізовуватись на схемному екрані поряд з компонентом.

Приклади:

T1

Tlin2

VALUE: Визначає параметри ідеальної ДЛ:

Z0=<значення> [TD=<значення>] | [F=<значення>[NL=<значення>]],

або для ДЛ з втратами:

[<електрична довжина >] | LEN=<значення> R=<значення> L=<значення>
G=<значення> C=<значення>

Приклади:

Z0=75 TD=15N

z0=150 f=100meg nl=.6

Len=100 R=.01 L=4u G=1 C=2n

Формат графічного зображення схеми в режимі створення користувача (власної моделі).

За стандартною моделлю TLine, що записується в текстовому екрані(вхід в текстовий екран можливий зі схемного екрану при виборі курсором мишки квадрата в правому нижньому куту схемного екрана, в ранніх версіях MicroCap, або вибором відповідної закладки в більш сучасних версіях. При цьому на діалоговому екрану можна заповнити лише поле **MODEL**):

MODEL < ім'я >: Цей атрибут визначає ім'я оператора моделі, що описує ДЛ. Сам оператор моделі може бути визначеним в одному з трьох місць: текстовий екран; схемний екран (при виборі в головному меню опції **T**); в бібліотеках моделей.

Приклади model ім'я:

tmod

LINE2

1.2.2. Порівняльний аналіз системної та класичної моделей аналізу підсилювача потужності

Результати обчислення АЧХ балансного ПП на основі різних фізичних моделей, одна з яких враховує, реальні конструктивні особливості, а інша – такого

інструментарію не має, дозволяють цілком впевнено стверджувати доцільність і ефективність запропонованого способу моделювання ЕК та проводити діагностичну оцінку впливу електромагнітних перешкод комунікатора. Для більш ефективної візуалізації відмінностей зазначених вище моделей подамо результати аналізу різних схем, на одному графіку, рис. 1.3.

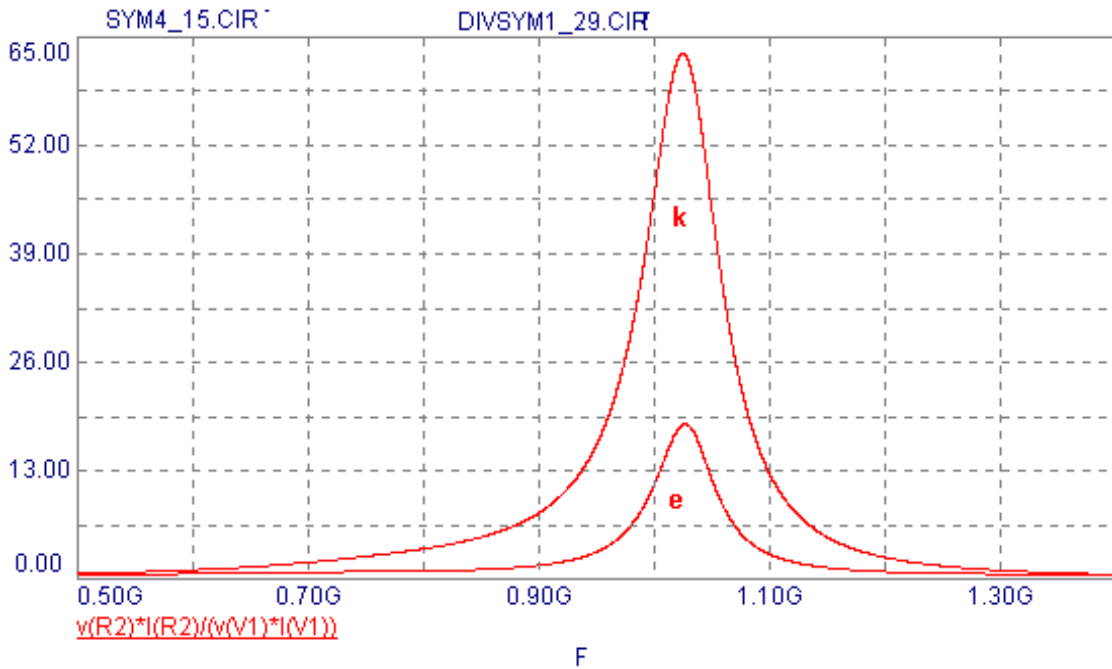


Рисунок 1.3 – АЧХ підсилювача за різними моделями:

к – класична; **е** – обґрунтована в електродинамічний спосіб

Порівнюючи результати аналізу частотних характеристик вихідної потужності, рис. 1.3, що розраховані згідно з класичною моделлю (крива – к) та - електродинамічно обґрунтованою моделлю (криві – е) можна зробити наступні висновки:

1. Ефект активного підсилення потужності за допомогою СП НВЧ діапазону в реальній конструкції значно гірший за той, що очікувався. Дійсно, на центральній частоті 1.05ГГц коефіцієнт підсилення по потужності кривої (е) менший три рази, а ніж - кривої (к).

2. Смуга прозорості в кривій ϵ ширша за смугу прозорості кривій κ , тобто вибіркові властивості вхідного та вихідного УТК в значній мірі нівелюються за рахунок невідображених електромагнітних перешкод конструкції комунікатора ПП.

3. В схемі реальної конструкції спектр вихідної напруги в меншій мірі піддається корекції, тобто він в більшій мірі співпадає по формі із спектром напруги вхідного коливання. Пояснюється такий результат тим, що “фантомні” шляхи передачі енергії, зменшують роль підсилювача потужності, так, як лєвова доля енергії потрапляє у вихідне коло по за межами активного компоненту.

4. Розходження результатів обчислення за різними моделями відбувається за рахунок невідображених зворотних електромагнітних перешкод.

Безумовно, порівняльний аналіз можна продовжувати і по іншим аспектам моделювання, наприклад, отримати характеристики стійкості, згідно до будь якого критерію, варіаційний аналіз на задоволення заданим критеріям характеристик підсилювача, при його реалізації з певним розкиданням параметрів тощо, але зрозуміло, що виконана робота без сумніву стане принагідною для розробників електронної апаратури ДВЧ та НВЧ діапазонів, як побутового так і спеціального призначення.

1.3. Опишемо параметри ДЛ

Для ідеальної ДЛ, Z_0 це – характеристичний опір (опір, при навантаженні на який (узгодженні) в лінії відсутні віддзеркалені напруги та струми в місці узгодження). Довжину лінії слід подавати одним з двох шліхів:.

1. Шляхом специфікації часу проходження через лінію (затримки сигналу на виході, по відношенню до його появи на вході).

2. Шляхом специфікації частоти і хвильової довжини, тобто відношення довжини лінії до довжини електромагнітної хвилі, що розповсюджується в лінії,

швидкість розповсюдження якої задається частотою. По замовченню ця величина дорівнює 0.25.

Для ДЛ з втратами LEN – електрична довжина. R – опір на одиницю довжини (погонний). G – провідність на одиницю довжини. C – ємність на одиницю довжини ДЛ. В часовому аналізі (ЧА), час запізнення обчислюється під час визначення імпульсної характеристики ДЛ. У випадку використання оператора моделі для ДЛ з втратами електрична довжина може бути розміщена після імені моделі або всередині оператора моделі. ДЛ з втратами подається виключно параметрами R , L , G , і C , або виключно довжиною лінії.

Для ДЛ зовнішній крок в ЧА обмежується половиною найменшого часу затримки ДЛ. В випадку коротких ліній (КЛ) моделювання уповільнюється. Коли можливо за допомогою змінної `TRYTOSCOMPACT`, яка використовується як стяг (сигнал) в глобальних установках можна підвищити швидкість моделювання, за рахунок втрати точності.

Розглянемо детально синтаксис самого оператора **Model**

Model Statement Syntax:

`.model < ім'я моделі > TRN ([параметри для ідеальної ДЛ])`

`.model <model ім'я > TRN ([параметри для ДЛ з втратами])`

Приклади:

`.model Tmod TRN (Z0=75 F=1meg NL=.5)`

`.model Tmod TRN (R=1m L=1u C=1n)`

Сукупність параметрів для ДЛ без втрат відображена в табл. 1.1, а для лінії з втратами в табл. 1.2.

Параметри моделі ідеальної довгої лінії (TLine) . Табл. 1.1

Ім'я	Параметри	Розм.	Статус
Z0	Характеристичний опір	Ом	Не має
TD	Затримка передачі	Сек	Не має

Ім'я	Параметри	Розм.	Статус
F	Частота для NL	Гц	Не має
NL	Відносна довжина	Не має	0.25

Параметри ідеалізованої ДЛ та КЛ з втратами не повинні змішуватись в одному і тому ж операторі моделі.

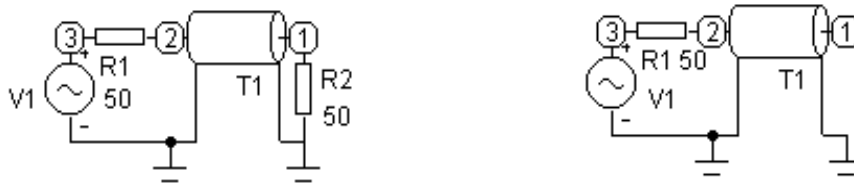
Існує принципова різниця між двома моделям, що пояснюється реалізацією затримки. В ідеалізованій моделі затримка трактується як взаємозв'язок між списками пар даних значень часу і заданим розривами.

Параметри моделі довгої лінії (TLine) з втратами. Табл. 1.2

Ім'я	Параметри	Розм.	Статус
R	Погонний опір	Ом/м	Не має
L	Погонна індуктивність	Гн/м	Не має
G	Погонна провідність	Сім/м	Не має
C	Погонна ємність	Ф/м	Не має
LEN	Електрична довжина	м	Не має

ДЛ з втратами трактує затримку в зовсім інший спосіб, а саме використовує більш гнучкий метод, що реалізований в SPICE 3, який враховує втрати в затримці.

Розглянемо роботу довгої лінії з хвильовим опором в 50 Ом, хвильовою довжиною 0.25 на частоті 1ГГц.. Робота чверть хвильової лінії суттєво відмінна в наступних випадках, рис. 1.4, рис. 1.5.



а

б

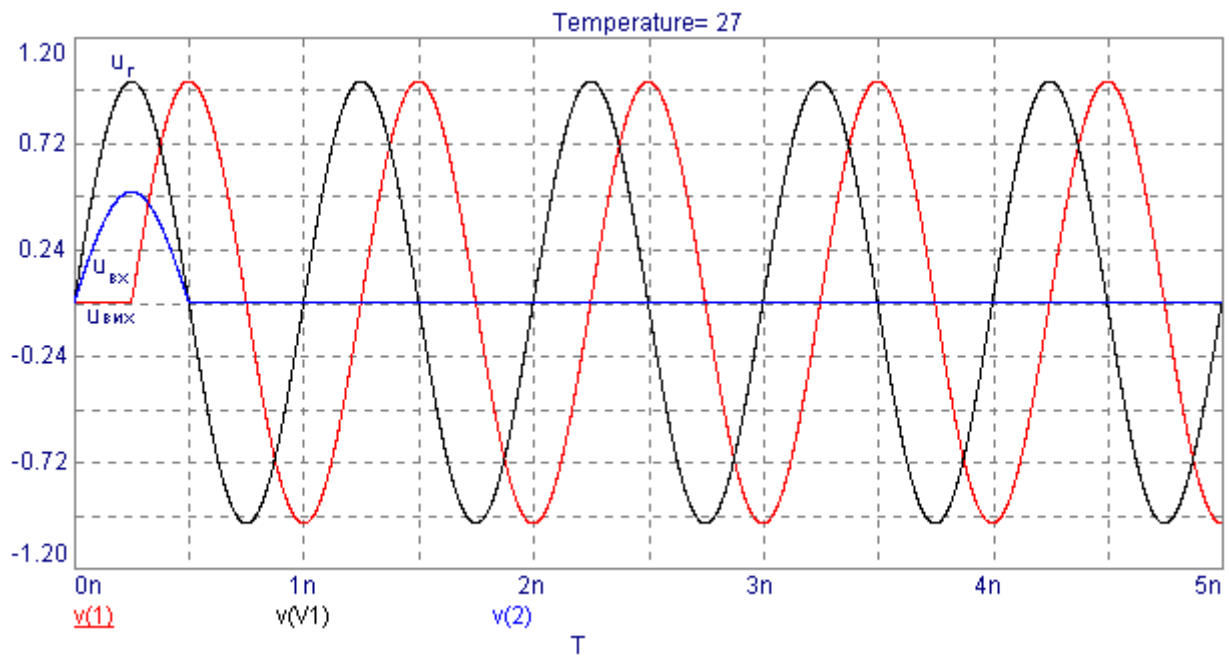
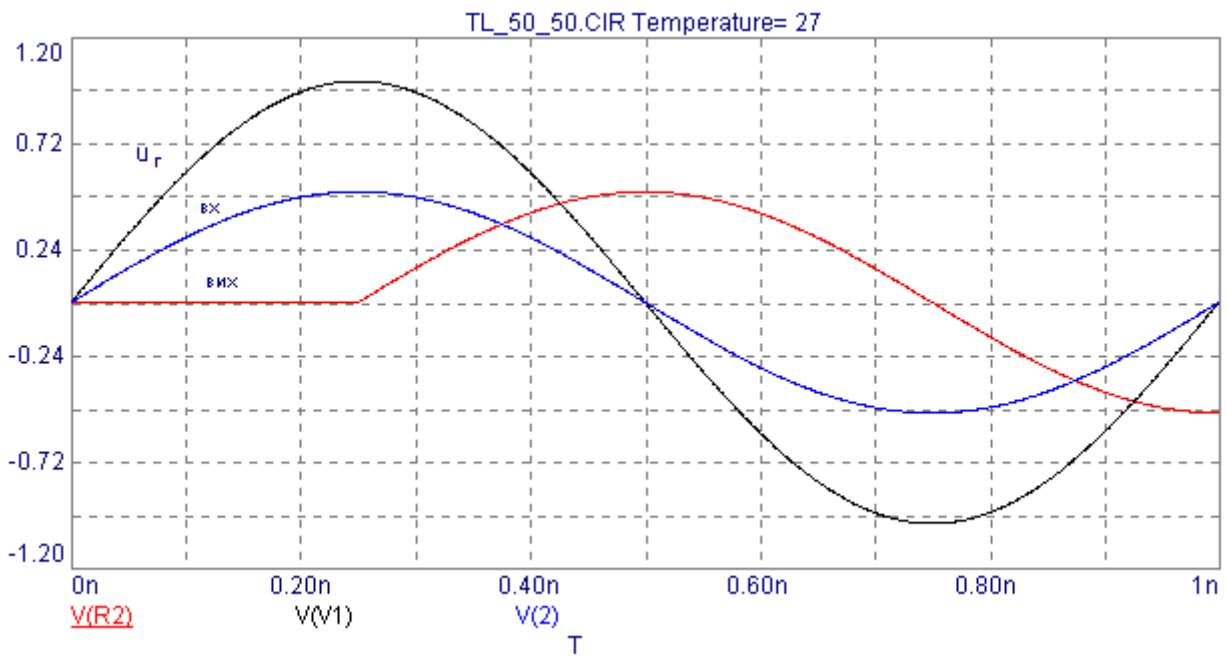


Рис. 1.4.- Дослідження моделі довгої лінії: а – схема узгодженої ДЛ;

б – схема ДЛ узгодженої на вході та ХХ на виході;

в – результати обчислення узгодженої ДЛ;

г - результати обчислення неузгодженої ДЛ з ХХ на виході

◆ Узгодження на вході, та виході, рис. 1.4,а

Режим узгодженості хвильового опору ДЛ з внутрішнім опором генератора та навантаженням характеризується відсутністю віддзеркалених хвиль напруг та струмів від полюсів ДЛ. В цьому випадку потужність генератора з внутрішнім опором, що дорівнює хвильовому опору розподіляється порівну між потужністю, що віддається в довгу лінію та потужністю на внутрішньому опорі, іншими словами, генератор в режимі узгодженості “відчуває” лінію як на опір, що дорівнює хвильовому опору. При цьому напруга, як в звичайному дільнику напруг на два теж ділиться порівну. Таким чином, напруга генератора вдвічі більша за напругу на вході, про що і свідчать результати обчислення, рис. 1.4,в. Вихідна напруга затримується у часі на чверть періоду, та співпадає по формі і амплітуді з вихідною напругою, що, власне, мусило б і бути, враховуючи визначення поняття характеристичного опору чотирьохполюсника.

Слід також зазначити, на центральній частоті $F=1\text{ГГц}$, вхідний опір виключно активний, реактивні складові опору виникають при відхиленні частоти генератора від центральної: при $F < 1\text{ГГц}$ ДЛ носить індуктивний характер, : при $F > 1\text{ГГц}$ - ємнісний, а активна складова опору зменшується, як при зростанні такі при зменшенні частоти.

◆ Узгодження на вході, на виході холостий хід (ХХ), рис 1.4,б.

Як свідчать результати обчислення, вихідна напруга дорівнює напрузі генератора і зсунута по фазі на чверть періоду. Вхідна напруга, за виключенням першого пів періоду, дорівнює нулю. Напруги, як на вході, так і на виході ДЛ є результатом накладання хвиль двох напруг – напруги, що падає, тобто розповсюджується з виходу до входу, і напруги, яка віддзеркалюється від розімкнутого кінця в тій же фазі, що і напруга хвилі , яка падає. Оскільки , як

розглядалось в попередньому випадку, амплітуда на вході дорівнювала половині амплітуди генератора, то складаючись з амплітудою хвилі, що віддзеркалюється з урахуванням півперіодної затримки, в результаті дорівнює нулеві. Лише пів періоду, тобто до моменту початку складання двох хвиль, напруга на вході визначається виключно хвилею, що падає, рис. 1.4,г.

Нескладно показати, що вхідний опір ДЛ в стаціонарному режимі дорівнює нулеві.

- ◆ Узгодження на вході, на виході коротке замкнення (КЗ), рис.1.5, рис.1.6.

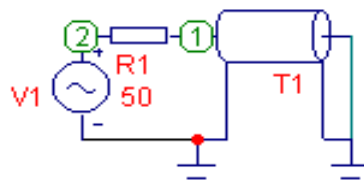
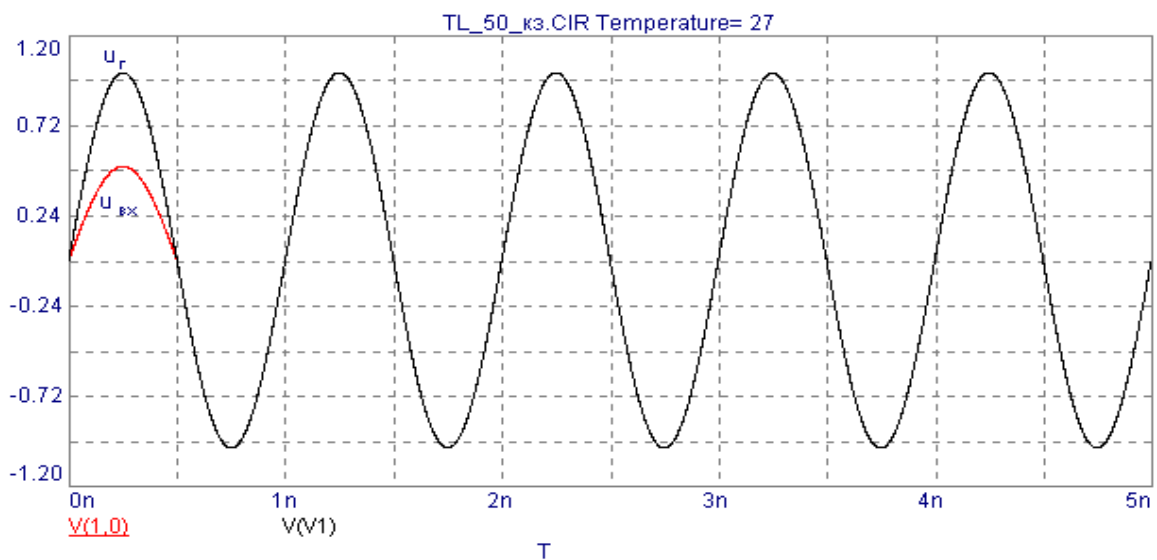
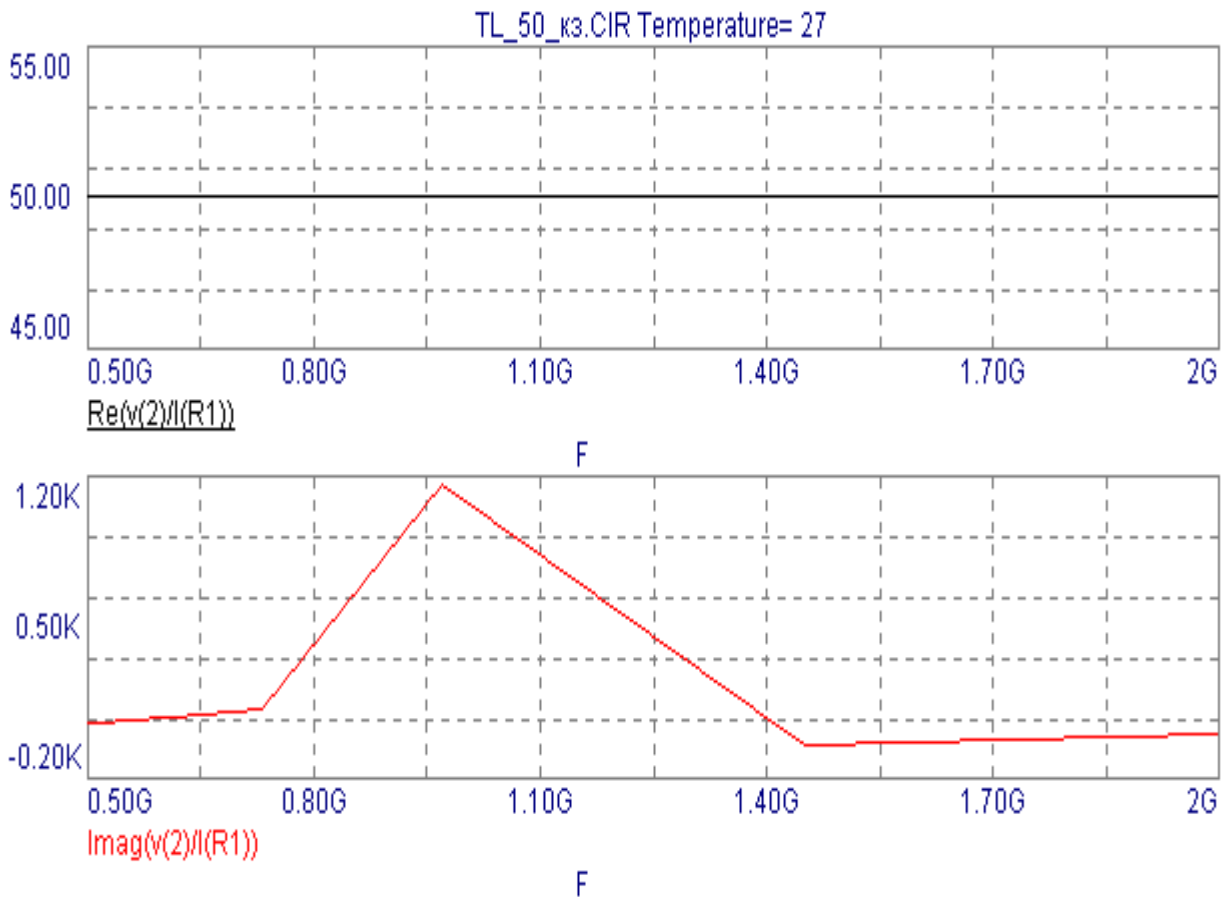


Рис. 1.5. - Схема ДЛ при узгодженні на вході та КЗ на виході

Як свідчать результати аналізу, напругу на вході ДЛ можна розглядати, як результат накладення двох напруг: половинної напруги генератора та віддзеркаленої з протилежною фазою напругу від КЗ виходу.



а



б

**Рис. 1.6 - Результати аналізу короткозамкнутої чвертьхвильової ДЛ:
а – часові опори; б – частотний аналіз вхідного опору**

Як і в попередніх випадках, можна вважати, що перші пів періоду на вході діє напруга хвилі, що падає з половинною амплітудою генератора, внаслідок його узгодження зі входом ДЛ. За чверть періоду вхідна напруга долинає до КЗ і ще за чверть періоду, віддзеркалена хвиля сягає входу.. Причому фазові співвідношення між хвилями напруг такі, що вони синфазні, а тому напруга на вході ДЛ через пів періоду стає рівною напрузі генератора, рис. 1.6,а. Результати частотного аналізу вхідного опору ДЛ, рис. 1.6, б свідчать, його реактивна складова на центральній частоті, $F=1\text{ГГц}$, носить індуктивний характер, величина якого сягає максимуму. При відхиленні частоти генератора від центральної частоти величина реактивного

опору еквівалентної індуктивності зменшуються, як при її зростанні, так і при її зменшенні. Величина активної частини опору при цьому дорівнює хвильовому опору і залишається сталою, рис. 1.6,б.

Таким чином, можна дослідити і інші режими, наприклад неузгодженості по входу і розузгодженості по виходу тощо. Результати, що отримані будуть застосовані при створенні балансної схеми розгалужувачів та суматорів потужності.

В подальшому отримані результати будуть використані для, обраховуються характеристики як вхідного (квадратичного дільника), так і вихідного (квадратичного суматора) з паралельними каскадами підсилювачів потужності, що працюють на одне навантаження без урахування електромагнітних внутрішньокондукторних перешкод, що можуть скласти лише основу порівняльного аналізу при отриманні реальних характеристик. Але для порівняння необхідно розрахувати електродинамічні параметри комунікатора (розділ 3), які імплементуються в вигляді формальних параметрів макромоделей електромагнітних перешкод.

1.4. Висновки по розділу 1

По результатам розділу 1 можна зробити висновки:

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

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

◆ Вимоги мікромініатюризації вимагають застосування мікросмушкових ліній при створенні конструкції суматорів. Їх моделювання за допомогою пакета MicroCap 7, дозволяє оперувати відрізками смушкових ліній так же просто, як і з зосередженими компонентами, що і було використано на етапі отримання часових та частотних характеристик суматора(дільника) потужності.

◆ Доведена перевага паралельного складання потужності окремими каскадами з обмеженими енергетичними можливостями над послідовним підсиленням, при якому від кожного наступного каскаду вимагається все більша енерговитратність.

2. СИСТЕМНА МОДЕЛЬ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

2.1. Компоненти та дерева комунікатора підсилювача

2.1.1 Схемотехнічна та конструктивна реалізація підсилювача

Виготовленню підсилювача передуює розв'язок задач конструкторського етапу його проектування. Зокрема необхідно розробити початковий варіант друкованого монтажу. Наявність ескізного варіанту такого монтажу дозволяє розрахувати електричні та магнітні параметри комунікатора. Інтерактивний режим зміни ескізного варіанту дозволяє в аналітичний спосіб задовольняти критеріям оптимізації, що формулюються технічним завданням. Вхідною інформацією для визначення потоків є морфологічні особливості конструкції, зокрема геометричні розміри друкованих доріжок (їх довжина, площа, траса, магнітна та діелектрична проникність, середовища, та плати, форми, геометричні розміри екранів, рівняння поверхневого розподілу середовищ з різними матеріальними параметрами тощо).

Для відображення електромагнітних перешкод, що породжуються внутрішніми струмами та напругами, перш за все, треба детально розглянути одну із можливих реалізацій конструктивного оформлення підсилювача та подати цю конструкцію у вигляді сукупності компонентів та комунікатора. Задача по розробці друкованої плати в свою чергу, комунікатор, як множина гілок, мусить бути подана в вигляді сукупності її власних підмножин, що не перетинаються, тобто в вигляді розбиття [8].

Розглянемо спочатку принципову схему конструкції, в графічному зображенні стандартів пакету MicroCap, рис. 2.1, де компонент V1 – джерело сигналу (генератор напруги з внутрішнім опором $R1 = 50 \text{ Ом}$), $R2 = 50 \text{ Ом}$ – еквівалентний опір навантаження, компоненти T1...T3 – квадратурний дільник, T4...T6 – квадратурний суматор потужностей на смушкових (чверть хвильових довгих) лініях, X1 та X2 –транзисторні каскади, підсилювача, а опори $R4 = R6 = 100 \text{ Ом}$ – розв'язують канали між собою.

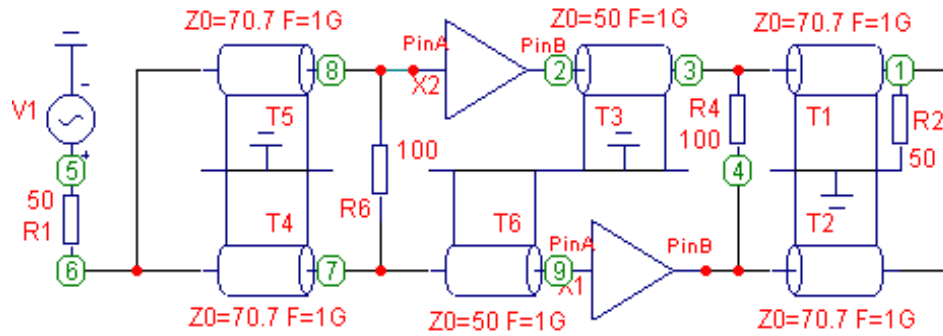


Рис. 2.1 – Принципова схема підсилювача балансного типу

2.1.2. Визначення множини компонентів

Схема, рис. 2.1, дозволяє розбити ЕК на компоненти $K_1 \dots K_{12}$ з елементами: $K_1 \{ T1 \}$, $K_2 \{ T2 \}$, $K_3 \{ T3 \}$, $K_4 \{ T4 \}$, $K_5 \{ T5 \}$, $K_6 \{ T6 \}$, $K_7 \{ X1 \}$, $K_8 \{ X2 \}$, $K_9 \{ R1, V1 \}$, $K_{10} \{ R4 \}$, $K_{11} \{ R6 \}$, $K_{12} \{ R2 \}$.

Слід зазначити, що в загальному вигляді за множину невідомих моделі, обґрунтованої в електродинамічний спосіб, сприймають струми усіх полюсів компонентів, та міжполюсні напруги компонентів. При цьому домовляються, що додатні струми направлені до компонентів, кожний полюс компонента, навіть двохполюсного, характеризується своїм унікальним струмом. Кількість невідомих можна обчислити за формулою

$$q = 2 * \sum_{\alpha=1}^n m_{\alpha} = 2 * M, \quad (2.1)$$

де m – кількість полюсів α -го компонента. Таким чином, схема, рис. 2.1, складається з 12 компонентів, з яких $K_1 \dots K_8$ – трьохполюсні, а $K_9 \dots K_{12}$ – двохполюсні. Згідно з проведеним розбиттям маємо $M=32$ полюса, та відповідно $q=64$ невідомих струми та напруг.

2.1.3. Комунікатор як сукупність дерев

Вилучення означених вище в п. 2.1.2. компонентів зі схеми, рис. 2.1, призводить до утворення схеми комунікатора, котра зображена на рис. 2.2.

На рис. 2.2 позначені дерева (незв'язані частини комунікатора, що залишились після вилучення компонентів), які дістали відповідні позначки D_i ; $i \in [0 \dots 8]$, де $r=8$. Найбільш гіллястим виявилось дерево D_0 , що імітує "землю".

Загальна кількість дерев – 9. Отримані результати дають можливість подати схему підсилювача в вигляді сукупності множини компонентів $n=12$ та множини дерев $r+1=9$ комунікатора, рис. 2.3.

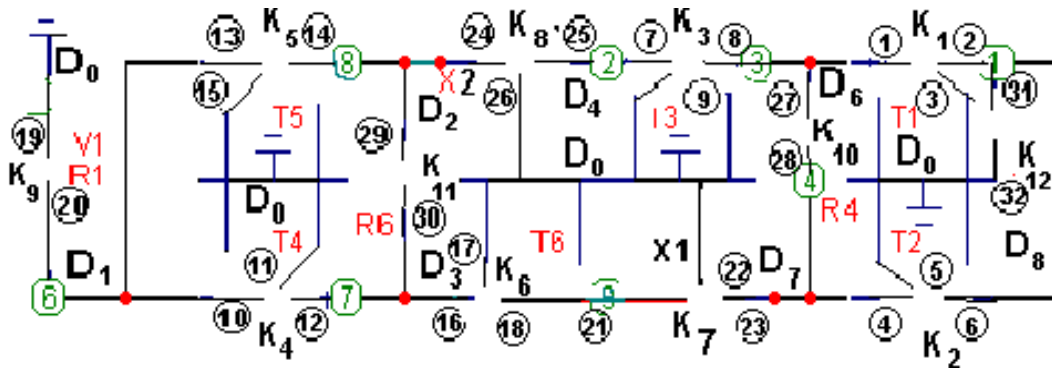


Рис. 2.2 – Схема комунікатора

На рис. 2.3 також відображені полюси компонентів, - їх номери позначені в кружечках. В подальшому будемо вважати, що номер полюса співпадає з номером індексу струму, що втікає в цей полюс, а індекс напруги також співпадає з номером полюса. Додатною напругою вважається, напруга, що відраховується по ходу часової стрілки між сусідніми полюсами. Слід зауважити, що схема, рис. 2.3, містить інформацію про морфологію комунікатора. Ця інформація "захована" в деревах, в вигляді параметрів електричних та магнітних потоків, які визначаються нарівні формулювання та розв'язування електродинамічних крайових задач. Слід зауважити, що, в свою чергу, саме дерево, може відігравати роль окремого компонента, принцип дії якого – формування електромагнітних перешкод.

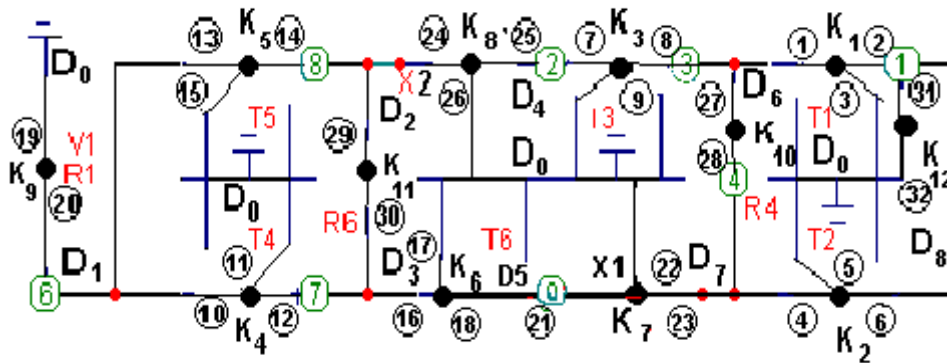


Рис. 2.3. - Підсилювач, як сукупність компонентів та комунікатора

Таким чином, якщо існує можливість отримання “компонентного” рівняння дерева, то, власно, і є можливість побудови на схемотехнічному етапі проектування схеми заступу впливів внутрішнього електромагнітного стану на роботу підсилювача в цілому.

2.2. Рівні ідеалізації схемотехніки комунікатора

Розрахункові рівняння узагальненої теорії ЕК формуються в результаті спрощення деяких рівнянь електродинаміки. Якщо ми введемо в схемотехнику методи оцінки таких наближень, то теорія схем стане досить точним апаратом для вивчення систем на довільних частотах, включаючи мікрохвильові частоти. Тому для пристрою, спроектованого на етапі побудови математичної моделі, необхідно провести електродинамічне обґрунтування розрахункових рівнянь. Для цього служать нерівності, наведені в цьому підрозділі. Його зміст, звичайно, не вичерпує проблему оцінки ступеня апроксимації, але дозволяє більш ґрунтовно обґрунтувати дослідження системи по напруженням і струмів в порівнянні з відомим умовою квазістаціонарності:

$$l/\lambda \ll 1, \quad (2.2)$$

де l – характерний розмір кола, а λ – довжина хвилі.

Істотним для наступних положень є те, що велика частина оцінок проводиться для компонентів і комунікатора, зібраних в ланцюжок, тобто працюють більше не індивідуально, а в команді. Поки ці питання теоретично погано опрацьовані, тому після проведення схемних розрахунків потрібно втомлива експериментальна робота з «перевірки» обладнання шляхом усунення «паразитних явищ в електронному обладнанні».

Метою аналізу електронного пристрою є отримання достовірних значень напруг і струмів в областях ОВНС компонентів. Кількісна реалізація якісного затвердження пов'язана з великими математичними труднощами, незважаючи на відомі досягнення теорії наближення функції часу. Інша справа, якщо аналіз проводиться символічним методом. Оцінки в цьому випадку полягають в оцінці порядку малості деяких величин (чисел, якими можна знехтувати) в порівнянні з величинами (числами), які залишаються в рівняннях. Тому, не розглядаючи проблему кількісного обґрунтування понять напруг і струмів, рівнянь Кірхгофа, компонентних рівнянь в разі миттєвих значень, ми вирішимо її для комплексних значень струмів і напруг.

Важливими характеристиками компонента є модулі мінімальних і максимальних складних робочих струмів і напруг компонента:

$$I_{\min} = \min\{I_1, I_2, \dots\}, \quad U_{\min} = \min\{U_1, U_2, \dots\}, \quad (2.3)$$

$$I_{\max} = \max\{I_1, I_2, \dots\}, \quad U_{\max} = \max\{U_1, U_2, \dots\} \quad (2.4)$$

Числа, що містяться в формулах (2.4), (2.5), вважаються заданими. Якщо розрахунок виконується з точністю до 1%, введені граничні значення для цього компонента. Нехтувати значення повинні бути менше граничних значень, тому запишемо відповідні нерівності. Розглянемо нерівності, що забезпечують відповідну точність:

- 1) поняття напруг і струмів,

- 2) рівняння Кірхгофа,
- 3) виконання умови електромагнітної автономності компонента,
- 4) виконання умови електромагнітної автономності комунікатора,
- 5) виконання умови нульового режиму комунікатора.

У теорії ланцюгів використовують спрощені поняття струму і напруги, в порівнянні з відповідними поданнями електродинаміки через відмову вказувати геометричні характеристики шляху l (площині S) для напруги (струму). Близькість рівності, будемо оцінювати за допомогою нерівності

$$|\dot{U}_{ab} - \dot{U}_{cd}| = \left| \int_b^a \dot{\mathbf{E}} \cdot d\vec{l} - \int_c^d \dot{\mathbf{E}} \cdot d\vec{l} \right| < U_{\Pi} , \quad (2.5)$$

а наближеність рівності – за допомогою нерівності:

$$|\dot{I}_a - \dot{I}_c| = \gamma \left| \int_{S_a} \dot{\mathbf{E}} \cdot d\vec{S} - \int_{S_c} \dot{\mathbf{E}} \cdot d\vec{S} \right| < I_{\Pi} . \quad (2.6)$$

Відповідно маємо:

$$|\dot{U}_{ab} - \dot{U}_{cd}| = \omega \Phi < U_{\Pi} , \quad (2.7)$$

де Φ – модуль комплексного струму через площинку, що має сторони Δl і \mathbf{h} . Якщо розрахунок магнітної індукції електромагнітного поля зроблений, то, підставляючи у нерівність:

$$\omega \left| \int_S \dot{\mathbf{B}} \cdot d\vec{S} \right| < U_{\Pi} , \quad (2.8)$$

можна оцінити величини Δl і \mathbf{h} , що дозволяють розглядати область навколо полюсів компонента як області ОВНС. Якщо зокрема, припустити, що вектор \mathbf{B} відповідає

Т хвилі, то можна не переходити до (2.8), а скористатися тим, що для однорідної двухпровідної лінії передачі:

$$\Phi = L_0 \Delta I I_a \quad (2.9)$$

де L_0 – погонна індуктивність:

$$L_0 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{h+a}{a}, \quad (2.10)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}, \quad (2.11)$$

де a – радіус проводу. З (2.7), (2.10), (2.11) випливають вимоги до геометричних величин:

$$\Delta I \ln \frac{h+a}{a} < \frac{\pi}{\mu_0} \cdot \frac{U_{\Pi}}{\omega I_{\max}} < \frac{\pi}{\mu_0} \cdot \frac{U_{\Pi}}{\omega I_a}. \quad (2.12)$$

Очевидно, що розміри області ОВНС залежать від частоти і значень (2.4), (2.5) :

$$|\dot{I}_a - \dot{I}_c| = \omega N < I_{\Pi}. \quad (2.13)$$

Якщо в (2.13) підставити величину струму ωN з поверхні проводу в припущенні існування Т хвилі, тобто

$$N = C_0 \Delta I U_{ab}, \quad (2.14)$$

де C_0 – погонна ємність, що для двухпровідної лінії дорівнює:

$$C_0 = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \frac{h+a}{a}}, \quad (2.15)$$

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \text{ Ф/м}, \quad (2.16)$$

то одержуємо нерівність:

$$\frac{\Delta l}{\ln \frac{h+a}{a}} < \frac{1}{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r} \cdot \frac{I_{\Pi}}{\omega U_{\max}} < \frac{1}{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r} \cdot \frac{I_{\Pi}}{\omega U_{ab}}. \quad (2.17)$$

Нерівності (2.12), (2.17) є необхідними вимогами, що повинні виконуватися в ОВНС, щоб можна було користуватись спрощеними визначеннями понять струмів і напруг полюсів компонента.

2⁰. Оцінюючи наближеність рівнянь Кірхгофа з урахуванням значень (2.5) напишемо нерівності:

$$\left| \sum_{k=1}^n \dot{I}_k \right| = \omega N < I_{\Pi}, \quad (2.18)$$

Якщо у формулах

$$N = \left| \int_S \dot{\mathbf{D}} \cdot \overline{d\mathbf{S}} \right|, \quad (2.19)$$

$$\Phi = \left| \int_S \dot{\mathbf{B}} \cdot \overline{d\mathbf{S}} \right|, \quad (2.20)$$

площинка \mathbf{S} обрана в ОВНС, то від ступеня близькості структури поля в ОВНС до структури \mathbf{T} хвилі будуть залежати величини (2.19), (2.20). У кожному конкретному випадку цю близькість можна оцінити шляхом електродинамічного розрахунку \mathbf{D} і \mathbf{B} , що, звичайно, непросто. У першому наближенні можна вважати, що при виборі

області ОВНС з урахуванням нерівностей (2.12), (2.17) величини (2.19), (2.20) будуть досить малими за рахунок майже повної перпендикулярності \mathbf{d} до \mathbf{D} і \mathbf{B} .

3⁰. Умову електромагнітної автономії компонента можна задати за допомогою нерівностей:

$$U_n < U_n, \quad I_n < I_n, \quad (2.21)$$

де U_n, I_n – діючі значення напруг, що наводяться, і струмів, що обчислюються для компонента по формулах (2.20). Найбільше природно, знаходити відповідні струми при неавтономному режимі компонента, коли відключений компонент зазнає електромагнітний вплив з боку інших частин кола. Виконання (2.21) у першу чергу залежить від ефективності екрана компонента, тобто від виконання нерівностей. При відсутності екрана визначення потоків Φ, N спряжено з великими труднощами електродинамічних розрахунків, особливо на високих частотах. При ефективному екрані можна сподіватися на автоматичне виконання нерівностей (2.21). Експериментальне визначення напруг, що наводяться, U_n і струмів I_n , при неавтономному режимі компонента з наступною перевіркою (2.21) також бажано.

4⁰. Умовами електромагнітної автономії комунікатора є вимоги, нехтування струмом, що наводиться на кожному дереві, I_{cs} і напругою, що наводиться в кожному контурі, U_{cq}

$$U_{cq} < U_n, \quad I_{cs} < I_n, \quad (2.22)$$

де U_n – найменша гранична напруга дуг компонентів, що входять у контур, а I_n – найменший граничний струм компонентів, приєднаних до дерева. Для перевірки (2.22) необхідно знати рівень інтенсивності зовнішнього електромагнітного поля у виді що наводяться (сторонніх) напруг і струмів, що фігурували. Якщо вважати, що найбільш розгалуженою поверхнею володіє $(r + 1)$ -е дерево, а найбільша площа охоплюється $(p + 1)$ -м контуром, тобто припустити, що найбільшими сторонніми

струмом і напругою є $\mathbf{I}_{c,r+1}$, $\mathbf{U}_{c,p+1}$, то одержуємо умови електромагнітної автономії комунікатора:

$$|\dot{\mathbf{I}}_{c,r+1}| < 0,01 \left| \sum_{k=1}^M (\mathbf{D}_{r+1,k} \dot{\mathbf{I}}_k + \mathbf{b}_{r+1,k} \dot{\mathbf{U}}_k) \right|, \quad (2.23)$$

$$|\dot{\mathbf{U}}_{c,p+1}| < 0,01 \left| \sum_{k=1}^M (\mathbf{K}_{p+1,k} \dot{\mathbf{U}}_k - \mathbf{C}_{p+1,k} \dot{\mathbf{I}}_k) \right|. \quad (2.24)$$

Параметри, що входять в (2.23), (2.24) "зовнішнього" дерева контура, знаходяться по параметрах визначених матриць $[\mathbf{b}]$, $[\mathbf{C}]$ у відповідності до формул:

$$\mathbf{b}_{r+1,k} = - \sum_{s=1}^r \mathbf{b}_{sk}, \quad (2.25)$$

$$\mathbf{C}_{p+1,k} = - \sum_{q=1}^p \mathbf{C}_{qk}. \quad (2.26)$$

5⁰ Нульовим режимом комунікатора називають такий режим, при якому можна знехтувати електромагнітніми параметрами комунікатора $[\mathbf{b}]$, $[\mathbf{C}]$, і вважати, що рівняння комунікатора перетворюються в рівняння Кірхгофа. Оцінка справедливості переходу зв'язана, з перевіркою нерівностей:

$$[\mathbf{b}][\mathbf{U}] < [\mathbf{D}][\mathbf{I}], \quad [\mathbf{C}][\mathbf{I}] < [\mathbf{K}][\mathbf{U}], \quad (2.27)$$

до яких входять робочі струми і напруги компонентів. Більш сильними в порівнянні з (2.27) є нерівності:

$$[\mathbf{b}][\mathbf{U}_{\max}] < [\mathbf{D}][\mathbf{I}_n], \quad [\mathbf{C}][\mathbf{I}_{\max}] < [\mathbf{K}][\mathbf{U}_n]. \quad (2.78)$$

Розпізнавання нерівностей дозволяє бачити схемотехнику на явно нових етапах, якщо дизайн буде пов'язаний з дизайн-проектами. Створення інформації про конструктивні електромагнітних параметрах комунікатора, компоненти дозволяють в принципі сформулювати таку модель розрахунку, але результати схемотехніки недостатньо малі, щоб знадобитися для експериментальних коригувань при застосуванні апарату. В цілому, вкрай необхідно мати відмінного робота для більш досконалих розрахункових моделей електронних копейщиків.

Чимало грошей розбивається і по електродинамічної покриттю моделей копейщиків НВЧ. Незнання одного з принципів побудови моделей загальної теорії улан, при проектуванні приставок LHF до точки розвитку між теорією і експериментом.

2.3.Висновки до розділа 2

Було проаналізовано принципова схема підсилювача балансного типу.

Комунікатор як сукупність дерев та робився розрахунок;

- ◆ поняття напруг і струмів,
- ◆ рівняння Кірхгофа,
- ◆ виконання умови електромагнітної автономності компонента,
- ◆ виконання умови електромагнітної автономності комунікатора,
- ◆ виконання умови нульового режиму комунікатора.

Застій в законах електродинаміки перед ЕК дозволив знайти оптимальний компроміс. Такий компроміс дозволяє створити математичну модель внутрішніх і зовнішніх електромагнітних переходів в єдиному алгоритмічній процесі. Все ЕК, як і прістій, обслуговується при сукупний компонентів і дерев комунікатора.

Склади універсальних матричних компонентів комуніста, як склади єдиної математичної моделі. З'ясування скоєних ідей схемотехніческих моделей комунікатора. Модель була розбита на основі електродинамічних ітерацій, що

дозволяють проектувати складні електронні насадки із заданою точністю. Те ж саме буде зроблено для проекту для проекту.

3. Електродинамічні параметри канонічних структур

3.1. Геометричні рівні моделей комунікатора

Розбиття ЕК на компоненти та комунікатор обумовило необхідність детального аналізу проявів останнього в різних частотних діапазонах. Прояв дії комунікатора залежить від речовин з яких виготовляються його окремі частини та

форм, що їм надають, за для сполучення компонентів та їх взаємного захисту від електромагнітних перешкод як між собою, так і з навколишнім середовищем.

Найсуттєвішим в характеристиці комунікатора є наявність у ньому великої кількості проводів довільної конфігурації. В діапазонах ВВЧ та НВЧ характер розподілу струмів та напруг вздовж проводів заздалегідь невідомий і цими поняттями “струм” та “напруга” можна користуватись лише в областях ОВНС, [10,11]. Розмаїття конструкцій комунікаторів породжує відповідну кількість його електромагнітних полів, що різняться своєю структурою. Виконуючи їх певну класифікацію, можна, з точки зору теорії електродинаміки, відокремити три суттєво різних прояви, або режими роботи комунікатора.

- Нульовий режим.
- Режим заданого розподілення струму та напруг вздовж проводів комунікатора.
- Режим пошукового розподілення струму.

Нульовий режим має місце в випадку можливого нехтування струмами та напругами, що індукуються в комунікаторі, в порівнянні зі струмами полюсів та напругами дуг компонентів. При цьому струми та напруги вздовж проводів не змінюються по амплітуді. Останнє зумовлено тим, що вздовж проводів ми нехтуємо приростом, як заряду, так і струму :

$$\mathbf{I}(l) = \mathbf{const}, \quad \Delta\tau(l) \approx 0 \quad (3.1)$$

Другий та третій режими спостерігаються тоді, коли нехтування індукованими напругами і струмами неможливе. При цьому матриці електродинамічних параметрів визначаються методами електродинаміки.

Закон розподілення струмів вздовж проводів диктується електромагнітним полем комунікатора. Тому в загальному випадку для знаходження розподілу струму чи заряду (напруг) необхідно розв'язати досить складну межову задачу

електродинаміки, яку до останнього часу не таланило навіть коректно сформулювати.

Головні принципи теорії комунікатора в третьому, найбільш узагальнюючому режимі розроблені в [9, 10, 11] та застосовані для розрахунку НВЧ друкованих плат, антенних решіток тощо. Разом з тим ці результати в достатній мірі перевантажені неминучою складністю, як платою за більш високий ступінь моделювання електромагнітних процесів електронних кіл. Справа спрощується тим, що далеко не завжди на практиці вимагається такий ідеальний рівень моделювання. В багатьох випадках з достатньо високою ймовірністю можна апріорі задати характер розподілу струму(заряду) вздовж проводів. Класичним прикладом в цьому відношенні є теорія однорідних довгих ліній (ДЛ). Головним чином в цьому розділі буде приділена увага, першому та другому режиму, - режиму заданого розподілу струму.

3.1.1. Нульовий режим комунікатора

Характер просторового розподілу ПП та СП полів такий, що, потоки на одиницю довжини (вздовж осі z , або радіусу r) можна знайти за допомогою функції потоку, уникаючи операцій обчислення інтегралів, [12]. ПП полем називають поле, що створене зарядами (струмами), які розташовані на паралельних необмежених проводах, напрям яких будемо вважати таким, що співпадає з напрямом вісі z декартової системи координат. На кожній з паралельних поверхонь z -Скартина силових ліній поля повторюється. СП поля, подібно до ПП, створюються променевими зарядами (струмами), також розташованими на променях, конусоподібних поверхонь, що беруть початок в одній точці. Приймаючи цю точку за сферу нульового радіусу $r=0$, маємо для СП поля на кожній із сфер r -Сповторення картини силових ліній поля. Для запису наступних формул буде використана думка, яка часто застосовується, що потенціали полів системи тонких проводів (які мають кінцеві розміри (радіуси)) можна приблизно вважати

співпадаючими з потенціалами полів ниток (нескінченно тонких проводів з нульовими радіусами), але в виразах для їх просторового визначення не заступати в тіло металевого проводу, вважаючи ці вирази справедливими лише за його межами.

Потенціал ПП електростатичного поля системи $(n+1)$ ниток, що проходять через координати x_k, y_k , дорівнює

$$\varphi(x, y) = \frac{-1}{2\pi\varepsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \tau_k \ln \sqrt{\rho_k^2 + \rho^2 - 2\rho\rho_k \cos(\alpha - \alpha_k)}, \quad (3.2)$$

де

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{x^2 + y^2}, & \rho_k &= \sqrt{x_k^2 + y_k^2}, \\ \alpha &= \arctg \frac{y}{x}, & \alpha_k &= \arctg \frac{y_k}{x_k}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Розташовуючи дві точки спостереження на поверхні m -го проводу, покладемо

$$\rho = \rho_m \pm a_m \quad \alpha = \alpha_m, \quad (3.4)$$

де a_m – радіус проводу. Після підстановки (3.32) в (3.30) маємо систему з $(n+1)$ -го рівняння

$$\varphi_m(x_m, y_m) = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \tau_k P_{mk}, \quad m = 1, 2, \dots, n+1 \quad (3.5)$$

$$P_{mk} = \frac{-1}{4\pi} \ln[\rho_k^2 + (\rho_m \pm a_m)^2 - 2(\rho_m \pm a_m)\rho_k \cos(\alpha_m - \alpha_k)]. \quad (3.6)$$

Якщо результат обчислень по (3.34) не залежить від того, який знак (плюс чи мінус) залишився в (3.34), то це дозволяє виправдати припущення про співпадіння полів ниток та полів тонких проводів. Формуємо з (3.33) рівняння виду

$$\varphi_m - \varphi_{m+1} = \sum_{k=1}^{n+1} \frac{\tau_k}{\varepsilon} (P_{mk} - P_{m+1,k}) = \sum_{k=1}^n \frac{\tau_k}{\varepsilon} B_{mk}, \quad (3.7)$$

$$B_{m,k} = P_{m,k} - P_{m+1,k} - P_{m,n+1} + P_{m+1,n+1}, \quad (3.8)$$

де врахована рівність нулю сумарного заряду системи. Оскільки потік вектора \vec{D} з поверхні відтинка довжиною l_m дорівнює $l_m \tau_m$, розв'язавши систему рівнянь (3.35) відносно τ_m , матимемо

$$N_m = \tau_m l_m = \varepsilon l_m \sum_{k=1}^n C_{mk} U_k, \quad C_{mk} = \frac{\Delta_{mk}}{\Delta} \quad (3.9)$$

де

$$[\Delta] = \begin{bmatrix} B_{11} & \cdots & B_{1k} & \cdots & B_{1n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ B_{S1} & \cdots & B_{Sk} & \cdots & B_{Sn} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ B_{n1} & \cdots & B_{nk} & \cdots & B_{nn} \end{bmatrix}$$

При розташуванні проводів в одній площині ($y_m = y_k = 0$), або на поверхні кругового циліндру $\rho = R$ отримуємо відповідно для P_{mk} :

$$P_{mk} = \frac{-1}{2\pi} \ln |x_m - x_k + a_m| \quad (3.10)$$

$$P_{mk} = \frac{-1}{4\pi} \ln [R^2 + (R + a_m)^2 - 2R(R + a_m) \cos(\alpha_m - \alpha_k)] \quad (3.11)$$

Приведеними формулами можна користуватись для обчислення потоків і нешироких смужкових провідників, якщо звернутись до графіка [13], який дозволяє встановити діаметр круглого проводу, що еквівалентний смужковому провіднику. Наприклад, поле тонкого смужкового проводу шириною $2d$ можна приблизно розглядати як поле круглого проводу радіуса

$$a = d/2 \quad (3.12)$$

Для визначення потоків в системі проводів, що пересікаються корисною виявляється теорія СП полів. Для розгляду СП полів введемо сферичні координати r, θ, α . Координатними поверхнями є: $r=C$ – концентричні сфери, $\theta=C$ - кругові конуси, $\alpha=C$ - напівплощини. Натомість θ будемо розглядати змінну β :

$$\beta = \ln \gamma = \lg \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = \lg \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{r + z}, \quad (3.13)$$

яка в сукупності з координатами

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{y}{x}, \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (3.14)$$

задає розташування точок в просторі.

СП електричними полям називають поля, потенціали якого не залежать від координати r :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial r} = 0, \quad (3.15)$$

Важливою властивістю СП полів є те, що в введених координатах β, α (3.13), (3.40) потенціал φ задовольняє двох координатному рівнянню Лапласа:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial \alpha^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \beta^2} = 0, \quad (3.16)$$

Потенціал електричного СП поля записується по аналогії з потенціалом ПП поля [12]. Це означає, що ПП полю системи заряджених ниток відповідає СП поле системи заряджених ниток-променів. Розташування кожної з паралельних гілок задавалось координатами ρ_k та α_k . Задамо розташування кожного з променів координатами

$$\gamma_k = \operatorname{tg} \frac{\theta_k}{2}, \quad \alpha_k = \operatorname{tg} \frac{y_k}{x_k} \quad (3.17)$$

Потенціал СП поля системи ниток-променів тепер запишемо по аналогії з (3.30)

$$\varphi(x, y) = \frac{-1}{2\pi\epsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \tau_k \ln \sqrt{\gamma_k^2 + \gamma^2 - 2\gamma\gamma_k \cos(\alpha - \alpha_k)} \quad (3.18)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z + \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, \quad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{y}{x}. \quad (3.19)$$

За допомогою потенціалів СП полів можна знаходити електричні потоки, не проводячи операцій інтегрування. Розглянемо кільцевий зафарбований сектор 1234, рис. 3.1.

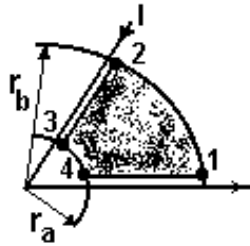


Рис. 3.1 – Визначення магнітного потоку кільцевого сектору

Потік з провідника 1_3 на провідник 4_1 обчислюється у відповідності з (3.11) дорівнює

$$N = (r_b - r_a)(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (3.20)$$

При визначенні потоку ПП поля використовувався потенціал поля ниток, а межа обчислення потоку обиралась на невеликій відстані від нитки. Ця відстань дорівнювала радіусу проводу. Аналогічна процедура для СП полів складається в виборі граничного променя – на межі сектора, які розташовані недалеко від променя-нитки з струмом. Для визначення значення потенціалу φ на поверхні конічного проводу, рис. 3.2, необхідно покласти в (3.17)

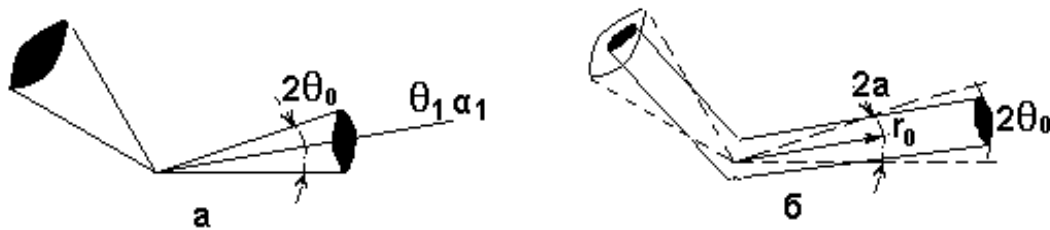


Рис. 3.2 – Заміна конусного проводу–а на циліндричний –б

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_0, \quad \alpha = \alpha_0, \quad (3.21)$$

де

$$\gamma_1 = \operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2}, \quad \gamma_0 = \operatorname{tg} \frac{\theta_0}{2} \quad (3.22)$$

Для практики випадок, коли провід складається з двох гострих конусів, рис. 3.2,а, менш цікавий, в порівнянні з конструкцією проводів в вигляді тонких зігнутих циліндрів, рис. 3.2б. Потік, що визначений по полю, рис. 3.2а, практично не буде відрізнятися від потоку, що треба знайти, для зігнутих циліндрів, рис. 3.2,б, якщо при малих кутах θ_0 виконуються співвідношення

$$\theta_0 \approx \frac{\alpha(r_0)}{r_0}, \quad \gamma_0 = \operatorname{tg} \frac{\theta_0}{2} \approx \frac{\theta_0}{2} \cong \frac{a}{2r_0} = \frac{a}{l}, \quad (3.23)$$

де, для конструкції, рис. 3.2б, довжина циліндричного проводу $l=2r_0$, $a(r_0)$ – радіус конічного проводу на відстані r_0 . Вибір величини r_0 при заданому радіусі циліндричного проводу a пов'язаний з питанням такої заміни циліндра конусом, щоб при знаходженні потоків не мало б місця суттєвих похибок. Формули (3.23) можна використовувати як для розрахунків електричних потоків, так і магнітних. При цьому циліндричний провід, рис. 3.2б, складається з двох ізольованих один від одного половин, до яких і прикладена напруга, що створює СП електричне поле.

Подамо формули для одиничних (на одиницю довжини) потоків полів багато конічних систем проводів. Розташовуючи точки спостереження на кожному з конусів, вважаємо координати цих точок (з рештою координати промінів, що належать боковій поверхні цих конусів) рівними

$$\gamma = \gamma_m \pm \gamma_{0m}, \quad \alpha = \alpha_m, \quad (3.24)$$

Слід також обумовити, що наступні результати не повинні залежати від вибору знака в (3.24).

В відповідності до (3.18) маємо $n+1$ рівняння, що пов'язують між собою потенціали конусів φ_m і потоки вектора електричної індукції з поверхні конуса одиничної довжини:

$$\varphi_m = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \tau_k P_{mk}, \quad m = 1, 2, \dots, n+1, \quad (3.25)$$

$$P_{mk} = \frac{-1}{4\pi} \ln[\gamma_k^2 + (\gamma_m + \gamma_{0m})^2 - 2(\gamma_m + \gamma_{0m})\gamma_k \cos(\alpha_m - \alpha_k)]. \quad (3.26)$$

- Формули (3.9)...(3.7) без змін переходять і на СП поля. Отож, електричні потоки N_m з поверхонь конічних проводів довжини l_m знаходяться по формулам (3.7) з підстановкою до них виразів (3.26). В відповідності з (3.23) потік N_m з поверхні циліндричного проводу визначається цими ж формулами, якщо в (3.26) підставити

$$\gamma_{0m} = \operatorname{tg} \frac{\theta_{0m}}{2} \approx \frac{\theta_0}{2} \cong \frac{a_m}{2r_{0m}}, \quad (3.27)$$

Практичну зацікавленість являє випадок розташування всіх променів на площині $z=0$. При цьому $\theta_k = \pi/2$ тобто

$$\gamma_k = \gamma_m = \operatorname{tg} \frac{\pi}{4} = 1, \quad (3.28)$$

і вираз (3.53) спрощується:

$$P_{mk} = \frac{-1}{4\pi} \ln[1 + (1 + \gamma_{0m})^2 - 2(1 + \gamma_{0m})\cos(\alpha_m - \alpha_k)]. \quad (3.29)$$

Таким чином, електричні потоки, що створюються системою променевих проводів, що мають конусні, або циліндричні форми та різні потенціали на радіусної відстані l_m сектора, визначаються формулами (3.7), де для V_{mk} , P_{mk} справедливими є (3.6), (3.29).

3.1.2. Режим заданого розподілу зарядів комунікатора

ПП та СП Т-хвилі, мають незмінну картину силових ліній на будь-якій частоті, причому їх аналіз виконується за допомогою потенціалів ПП та СП **статичних** полів. Коротко нагадаємо, що серед змінних електромагнітних полів особливу зацікавленість викликають площинні та сферичні поперечні електромагнітні хвилі (Т-хвилі). Ці хвилі досліджуються за допомогою скалярного та векторного потенціалів

$$\dot{\varphi}(x_1, x_2, x_3) = \dot{G}(x_3)\varphi(x_1, x_2), \quad \bar{A}(x_1, x_2, x_3) = \frac{\dot{j}}{\omega}\varphi(x_1, x_2)\frac{dG}{dx_3}$$

де

$$\dot{G} = C_1 e^{-jkx_3} + C_2 e^{jkx_3}, \quad (3.30)$$

x_1, x_2 - ортогональні координати на площині (сфері), а x_3 - нормальна до площин (сфер) координата. Потенціал $\varphi(x_1, x_2)$ є лапласівським потенціалом, тобто не залежить від частоти. Тому на практиці використання Т хвиль досить розповсюджено: по-перше, тракт передачі з Т хвилею є надширокосмужним ($\varphi'_{\omega} = 0$), по-друге, розрахунок потенціалу статичного поля надто простіше розрахунку електродинамічного потенціалу. Свою назву поперечні хвилі отримали тому, що до будь-якої площини (сфери) $x_3 = C$ електричні та магнітні силові лінії дотичні, тобто відсутні повздовжні складові напруженностей:

$$\mathbf{E}_3=0 \quad \mathbf{H}_3=0. \quad (3.31)$$

Площинні Т хвилі направляються паралельними ідеально провідними необмежено довгими провідниками (лініями). Сферичні Т хвилі направляються променевою системою проводів. Доведено, що окрім площинних та сферичних Т хвиль не має більше змінних у часі електромагнітних полів, що володіють незмінною структурою силових ліній [9].

Із (3.30), (3.2), (3.18) видно, що при Т хвилі заряд розподіляється вздовж проводу по закону

$$\dot{\tau}_k = C_{1k} e^{-jkx_3} + C_{2k} e^{jkx_3} \quad (3.32)$$

де $x_3 = z$ для площинної Т хвилі та $x_3 = r$ для сферичної Т хвилі. Зручніше натомість(3.30) використовувати функцію, в якій фігурують значення густини заряду при значеннях $x_3 = 0$ та $x_3 = l$. Підставивши ці значення в (3.30) та розв'язавши систему відносно C_{1k} , C_{2k} отримуємо

$$\dot{\tau}_k(x_k) = \dot{\tau}_k(0_k) \frac{\sin k(l-x_3)}{\sin kl} + \dot{\tau}_k(l_k) \frac{\sin kx_3}{\sin kl} \quad (3.33)$$

Потік вектора $\overline{\mathbf{D}}$ з проводу довжиною l дорівнює

$$\dot{N}_k = q_k = \int_0^l \dot{\tau}_k(x_3) dx_3 = \frac{1}{k} \operatorname{tg} \frac{kl}{2} [\dot{\tau}_k(0) + \dot{\tau}_k(l)] \quad (3.34)$$

Струм в проводі розподілений по закону

$$\dot{I}_k(x_k) = \dot{I}_k(0_k) \frac{\sin k(l-x_3)}{\sin kl} + \dot{I}_k(l_k) \frac{\sin kx_3}{\sin kl} \quad (3.35)$$

У відповідності з (3.5) на поверхні m -го проводу в його точках $x_3 = 0$ та $x_3 = l$ маємо рівняння

$$\dot{\phi}_m(0) = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \dot{\tau}_k(0) P_{mk}, \quad \dot{\phi}_m(l) = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^{n+1} \dot{\tau}_k(l) P_{mk}, \quad (3.36)$$

де для P_{mk} справедливою лишається формула (3.34). З рівнянь (3.36) утворюємо вирази

$$\dot{\phi}_m(0) - \dot{\phi}_{m+1}(0) + \dot{\phi}_m(l) - \dot{\phi}_{m+1}(l) = \dot{U}_m(0) + \dot{U}_m(l),$$

$$\dot{U}_m(0) + \dot{U}_m(l) = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^n B_{mk} [\dot{\tau}_k(0) + \dot{\tau}_k(l)], \quad (3.37)$$

де B_{mk} відповідає формулі (3.9). Розв'язуючи (3.37) відносно густин зарядів та враховуючи (3.59) отримуємо для електричних потоків

$$\dot{N}_k = \frac{\varepsilon}{k} \operatorname{tg} \frac{kl_m}{2} \sum_{k=1}^n C_{mk} [\dot{U}_k(0) + \dot{U}_k(l_m)], \quad (3.38)$$

де C_{mk} визначається формулами (3.37). При малих значеннях добутку kl_m можна розглядати випадок низькочастотної Г хвилі та врахувати, що

$$\lim_{kl \rightarrow 0} \frac{1}{k} \operatorname{tg} \frac{kl_m}{2} = \frac{l_m}{2}. \quad (3.39)$$

Магнітний потік, що приходить на майданчик довжиною l_m , що опирається на проводи \mathbf{m} і \mathbf{q} , знаходиться за допомогою векторного потенціалу

$$\Phi_{mq} = \int_0^{l_m} A_m(x_3) dx_3 - \int_0^{l_m} A_m(x_3) dx_3 \quad (3.40)$$

так що підстановка

$$\dot{A}_m(x_3) = \mu \sum_{k=1}^n \dot{I}_k(x_3) (P_{mk} - P_{m,n+1}) \quad (3.41)$$

і (3.35) в (3.41) приводить до підсумкового потоку

$$\dot{\Phi}_{m,m+1} = \frac{\mu}{k} \operatorname{tg} \frac{kl_m}{2} \sum_{k=1}^n B_{mk} [\dot{I}_k(0) + \dot{I}_k(l_m)], \quad (3.42)$$

де для \mathbf{B}_{mk} справедлива формула (3.9).

Таким чином, в підрозділі виписані алгоритми аналізу, застосування яких дозволить в першому наближенні визначати електродинамічні параметри комунікатора підсилювача. Міра точності розрахунків за цими алгоритмами визначається похибкою апроксимації реальних полів їх ПП та СП еквівалентами.

3.1.3. Способи виміру елементів матриць електромагнітних параметрів Комунікатора

Застосування системних методів аналізу РТЦ ЕЗ в першу чергу залежить від визначення матриць електродинамічних параметрів комунікатора. Задачі по обчисленню параметрів призводять до крайових задач математичної фізики, які, як відомо, мають точний аналітичний розв'язок лише у випадку форм поверхонь, що співпадають з координатними поверхнями. Переважна ж кількість поверхонь

розподілу середовищ комунікатора, як правило, або не співпадає, або частково співпадає з поверхнями, що можуть задавати лише 6 ортогональних систем координат [14]. Таким чином, можна стверджувати, що точних аналітичних методів розрахунку параметрів не існує взагалі, а взамін пропонується величезна кількість якісних та числових способів їх розрахунку [15, 16], серед яких найбільшу популярність отримав метод аналогії площинно-паралельних та сферопаралельних полів [14]. Саме для експериментального підтвердження результатів розрахунку, які можуть характеризуватися певними похибками, пропонуються відповідні способи їх виміру, що розглядаються в цьому підрозділі.

Результати досліджень розділу 1, надали можливість визначати джерела електричних та магнітних потоків, струми та напруги, які, за змістом, дозволяють обчислити відповідні електродинамічних параметрів. Тому експеримент зводиться до способу моделювання цих джерел та прямого, чи опосередкованого виміру магнітних електричних провідних та опорних параметрів комунікатора.

1. Магнітні параметри. Лінійна комбінація

$$\Phi_q = i_1 * L_{q,1} + i_2 * L_{q,2} \dots + i_k * L_{q,k} + \dots + i_M * L_{q,M}, \quad q=1 \dots p$$

надає можливість визначити потік вектора магнітної індукції через q-й контур, джерелом якого є струм k-го полюса компонента за умови рівності нулю струмів усіх інших полюсів, а саме.

$$\Phi_q = \Phi_{q,k} = i_k * L_{q,k} \quad i_k = 0 \quad \forall k = 1 \dots M \quad \text{та } k \neq q \quad (3.12)$$

Напруга, що наводиться в q-ому контурі визначається за формулою

$$u_{q,k} = L_{q,k} \frac{di_k}{dt}, \quad (3.13)$$

що для комплексних величин записується як

$$\dot{U}_{q,k} = j\omega L_{q,k} * \dot{I}_k = x_{q,k} * \dot{I}_k \quad (3.14)$$

Струми полюсів \dot{I}_k для $k = 1 \dots M$ як в розрахунковому, так і в експериментальному аспекті, повинні заздалегідь бути “закріплені” за певними гілками дерев таким чином, щоб жодна з гілок не “залишилась” без струму і навпаки – не зараховувалась подвійно. В місцях топологічного об’єднання з наступним розщепленням гілок дерева, можуть утворюватись такі гілки, що не мають безпосереднього виходу на будь-який полюс компонента. В такому випадку, в цю гілку можна вставити штучний компонент з нульовими параметрами, або зарахувати її інциденцію до тих полюсів, які створюють у ній струм опосередковано, але у повній відповідності до першого закону Кірхгофа.

Наприклад, якщо ЕК складається з джерела напруги та навантаження, рис. 3.3, то кількість полюсів та відповідних струмів буде $M=4$.

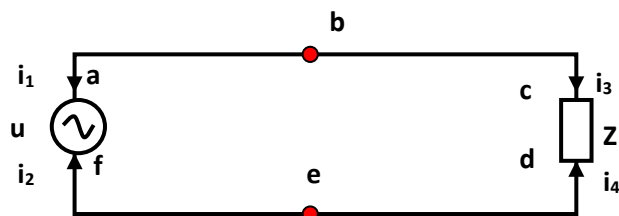


Рисунок 3.3 – ЕК складається з джерела напруги та навантаження.

До дерева D_b можна віднести полюси 1 та 3, а до дерева D_e – полюси 2 та 4. Експеримент передбачає створення струму в полюсі “а” при відсутності струмів в полюсах 2...4. Реалізувати таку вимогу можна підключенням проводів генератора струму i_1 в точках а та b, при цьому магнітний потік проводів генератора не повинен пересікати контур abcdef. Таке підключення може бути здійснено за умови перпендикулярного розташування проводів генератора до майданчика abcdef.

Для зручності схему ЕК, рис. 3.3, доцільно подавати в вигляді сукупності компонентів та сукупності дерев, (комунікатора), рис. 3.4, абстрагуючись від метрико-морфологічних характеристик ЕК.

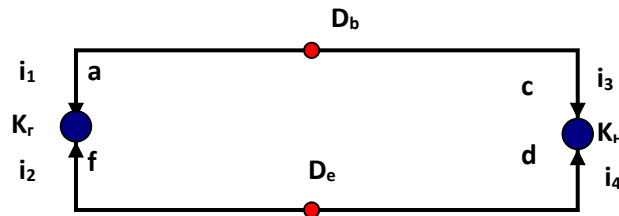


Рисунок 3.4 – ЕК як сукупність компонентів та дерев комунікатора

Забезпечення нульових значень струмів $i_2 \dots i_4$ досягається дослідями “точкового” холостого ходу в місцях розташування компонентів K_r та K_n , а вимір контурної напруги здійснюється підключенням вольтметра до точок cd та fa . Результати виміру і дадуть в сумі напругу (3.14)

$$\dot{U}_{q,k} = \dot{U}_{c,d} + \dot{U}_{f,a} \quad (3.15)$$

Таким чином, знаючи напругу (3.15) та струм, що її створює I_k (3.14) обчислюють магнітний комплексний параметр комунікатора x_{qk} та відповідний магнітний параметр

$$L_{qk} = \frac{x_{qk}}{j\omega} \quad (3.16)$$

В принципі, частоту джерела живлення можна обрати довільною, але краще щоб вона знаходилась в межах спектру сигналу, ближче до його максимальної частоти, що збільшує точність виміру.

При зміні індексів в межах $q = 1 \dots p$ та $k = 1 \dots M$ аналогічним чином вимірюють і інші магнітні параметри комунікатора.

2. Електричні параметри.

$$N_q = u_1 * C_{q,1} + u_2 * C_{q,2} \dots + u_k * C_{q,k} + \dots + u_M * C_{q,M} \quad q = 1 \dots r \quad (3.17)$$

надає можливість визначити потік вектора електричної індукції з бічної поверхні q-го дерева, джерелом якого є напруга k-ї дуги компонента за умови рівності нулю напруг усіх інших дуг, а саме.

$$N_q = N_{q,k} = u_k * C_{q,k} \quad u_k = 0 \quad \forall \quad k = 1 \dots M \quad \text{та} \quad k \neq q \quad (3.18)$$

Оскільки струм зсуву $i_z = i_{q,k}$ з q-го дерева під дією напруги u_k визначається за формулою

$$i_{q,k} = C_{q,k} \frac{du_k}{dt}, \quad (3.19)$$

що для комплексних величин записується як

$$\dot{I}_{q,k} = j\omega C_{q,k} * \dot{U}_{q,k} = b_{q,k} * \dot{U}_{q,k} \quad (3.20)$$

Напруги дуг U_k для $k = 1 \dots M$ як в розрахунковому, так і в експериментальному аспекті, повинні заздалегідь бути “закріплені” за певними гілками дерев таким чином, щоб жодна з гілок не “залишилась” без напруги і навпаки – не зараховувалась подвійно з різними напругами дуг компонентів. В місцях топологічного об’єднання з наступним розщепленням гілок дерева, можуть утворюватись такі гілки, що не мають безпосереднього виходу на будь-яку дугу компонента. В такому випадку, в цю гілку можна вставити штучний компонент з нульовими параметрами, або зарахувати її інциденцію до тієї лінійної комбінації напруг, які створюють напругу на відповідній гілці дерева опосередковано, але у повній відповідності до другого закону Кірхгофа.

Наприклад, якщо ЕК складається з джерела напруги та навантаження, рис. 3.3, то кількість дуг та відповідних напруг буде $M=4$.

Для зручності схему ЕК, рис. 3.3, доцільно подавати в вигляді сукупності компонентів та сукупності дерев, (комунікатора), рис. 3.5, абстрагуючись від метрико-морфологічних характеристик ЕК, де напрями напруг дуг компонентів обираються по часовій стрілці.

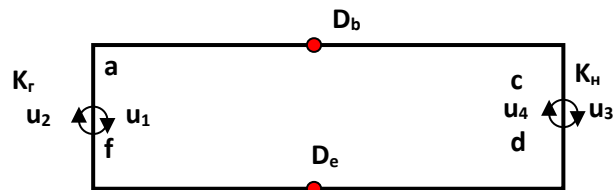


Рисунок 3.5 - Древа та компоненти, де напрями напруг дуг обираються по часовій стрілці

До дерева D_b можна віднести дуги 1 та 3, а до дерева D_e - дуги 2 та 4. Експеримент передбачає створення напруги на дузі "1" при відсутності напруг на дугах 2...4. Але як можна одночасно виходячи з того, що

$$\mathbf{u}_1 + \mathbf{u}_2 = \mathbf{0} \quad (3.21)$$

покласти $u_1 \neq 0$, а $u_2 = 0$? Зрозуміло, що цей парадокс виник внаслідок введення штучної збитковості змінних (струмів полюсів та напруг дуг компонентів). Зі зменшенням кількості невідомих напруг у відповідності до законів Кірхгофа кількість незалежних струмів та напруг можна зменшити на величину, що дорівнює кількості компонент. Але така процедура небажана для системних методів проектування внаслідок оперування на конструкторському етапі розробки списками усіх полюсів в цілому, а не окремо вибраними. Таким чином якщо залишити (3.21) в силі то задачу на обчислення електродинамічних параметрів слід доповнити умовою умовного розчленування компонентів з перенесенням напруг дуг на окремі поверхні (гілок) дерева, наприклад, так як показано на рис. 3.6. Умовою коректного розподілу мусить бути рівність (3.17).

Очевидно, що задача, рис. 3.6, по обчисленню електричного потоку (3.18) при $k=1$ зводиться до його обчислення між радіальними симетричними проводами $a-a'$ та $f-f'$. А задача по обчисленню потоку від напруги u_2 – зводиться до розрахунку поля двохпровідної лінії $b'-b$ та $e'-e$. Аналогічно обчислюються потоки правої частини ЕК, рис. 3.2.

Таким чином, для обчислення часткових потоків (3.18) доводиться тимчасово відмовлятися від рівності (3.21) та переносити дію напруг дуг компонентів на окремі частини гілок різних дерев, між якими слід обчислювати електричні потоки. Поділ гілок рекомендується виконувати в такий спосіб, щоб результат декомпозиції складного поля на прості канонічні форми подавався в вигляді радіально розбіжних або паралельних ліній, що дозволяє застосувати елементарні формули для обчислення потоків та використати в процесі їх визначення метод аналогії сферопаралельних та площиннопаралельних полів.

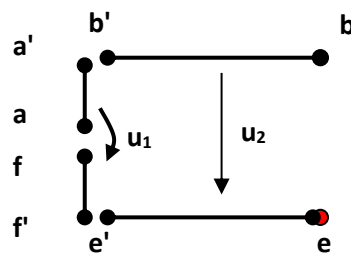


Рисунок 3.6- Умовне розчленування гілок дерев комунікатора

Таким чином, для експериментального визначення електричних параметрів необхідно послідовно з генератором напруги u_1 підключити амперметр. Підключення вимірювальних проводів необхідно виконувати до відрізків $a-a'$ та $f-f'$. При цьому, електричний потік вимірювальних проводів не повинен підсилювати, чи ослаблювати електричний потік між зазначеними відрізком проводів. Таке підключення може бути реалізовано за умови перпендикулярного розташування проводів генератора до майданчика $abcdef$.

Забезпечення нульових значень напруг $u_2 \dots u_4$ досягається дослідами “точкового” короткого замкнення в місцях розташування компонента K_H . та закороткою провідників $b' - b$ та $e' - e$.

Як зазначалось вимір струму зсуву здійснюється підключенням амперметра послідовно до генератора.. Результати виміру і дадуть струм зсуву I_{qk} . Таким чином, знаючи напругу U_1 та струм, що нею створений I_{qk} (3.14) обчислюють електричний комплексний параметр комунікатора b_{qk} та відповідний електричний параметр

$$b_{qk} = \frac{\dot{I}_{qk}}{\dot{U}_k}, \quad C_{qk} = \frac{b_{qk}}{j\omega} \quad (3.22)$$

В принципі, частоту джерела живлення можна обрати довільною, але краще щоб вона знаходилась в межах спектру сигналу, ближче до його максимальної частоти, що збільшує точність виміру.

При зміні індексів в межах $q = 1 \dots p$ та $k = 1 \dots M$ аналогічним чином вимірюють і інші електричні параметри комунікатора.

Слід зауважити що експериментальне визначення електричних параметрів в такий спосіб вимагає виконання штучних розривів гілок комунікатора в точках їх неоднорідності. Для схеми, рис. 3.6, наприклад, такими точками є точки a' та f' .

3. Параметри провідностей (опорів) гілок. Формула

$$u_k = i_1 * r_{k,1} + i_2 * r_{k,2} \dots + i_m * r_{k,m} + \dots + i_k * r_{k,M}, \quad q=1 \dots M \quad (3.23)$$

надає можливість визначити напругу k -ї дуги дерев комунікатора (якщо останній подати в вигляді пасивного M -полюсника) u_k , що створюється струмом m -го полюса компонента:

$$\mathbf{u}_{k,m} = \mathbf{i}_m * \mathbf{r}_{k,m}, \quad \mathbf{i}_m = \mathbf{0} \quad \forall \quad m = 1 \dots M \quad \text{та} \quad m \neq k \quad (3.24)$$

Оскільки напруга, на опорах провідниках k -ї дуги дерева визначається як лінійна комбінація (3.23), то для обчислення окремого параметра опору гілок $\mathbf{r}_{k,m}$, відповідності з (3.24)

$$\mathbf{r}_{k,m} = \frac{\mathbf{u}_{km}}{\mathbf{i}_m}, \quad (3.25)$$

що для комплексних величин записується як

$$\mathbf{r}_{k,m} = \frac{\dot{\mathbf{U}}_{km}}{\dot{\mathbf{I}}_m} \quad (3.26)$$

Струми полюсів \mathbf{I}_k для $k = 1 \dots M$ як в розрахунковому, так і в експериментальному аспекті, повинні заздалегідь бути “закріплені” за певними гілками дерев таким чином, щоб жодна з гілок не “залишилась” без струму і навпаки – не зараховувалась подвійно. В місцях топологічного об’єднання з наступним розщепленням гілок дерева, можуть утворюватись такі гілки, що не мають безпосереднього виходу на будь-який полюс компонента. В такому випадку, в цю гілку можна вставити штучний компонент з нульовими параметрами, або зарахувати її інциденцію до тих полюсів, які створюють у ній струм опосередковано, але у повній відповідності до першого закону Кірхгофа.

Наприклад, якщо ЕК складається з джерела напруги та навантаження, рис. 3.2, то кількість полюсів та відповідних струмів буде $M=4$.

До нижньої дуги дерева \mathbf{D} можна віднести полюси 1 та 3, струми яких утворюють на гілках дерев a - b відповідно b -відповідні напруги

$$\mathbf{u}_{ab} = \mathbf{r}_{ab} * \mathbf{i}_a, \quad \mathbf{u}_{bc} = \mathbf{r}_{bc} * \mathbf{i}_c. \quad (3.27)$$

Вимір параметрів r_{ab} та r_{bc} зводиться до підведення джерела струму до відповідних гілок дерева та зняття показання вольтметра, що мусить бути підключеним до відповідної гілки. Виміри бажано проводити на постійному струмі.

Такий експеримент дозволяє визначити напругу дуги дерева як суму напруг (3.27)

$$u_{ac} = u_{ab} + u_{bc} = r_{ab} * i_a + r_{bc} * i_c \quad (3.28)$$

тобто представити напругу дуги у вигляді (3.23) через експериментально виміряні параметри, які в подальшому доцільно називати опірними параметрами комунікатора.

При зміні індексів в межах $(m, k) = 1 \dots M$ маналогічним чином вимірюють і інші опірні параметри комунікатора.

4. Параметри витоку (провідності) комунікатора. Лінійна комбінація

$$i_q = u_1 * g_{q,1} + u_2 * g_{q,2} \dots + u_k * g_{q,k} + \dots + u_M * g_{q,M} \quad q = 1 \dots r$$

надає можливість визначити потік вектора густини струму з бічної поверхні q -го дерева, джерелом якого є напруга k -ї дуги компонента за умови рівності нулю напруг усіх інших дуг, а саме.

$$i_q = i_{q,k} = u_k * g_{q,k}, \quad u_k = 0 \quad \forall \quad k = 1 \dots M \quad \text{та} \quad k \neq q \quad (3.29)$$

Оскільки струм витоку $i_q = i_{q,k}$ з q -го дерева під дією напруги u_k визначається за формулою (3.29), що для комплексних величин записується як

$$\dot{I}_{q,k} = g_{q,k} * \dot{U}_{q,k} \quad (3.30)$$

Напруги дуг U_k для $k = 1..M$ як в розрахунковому, так і в експериментальному аспекті, повинні заздалегідь бути “закріплені” за певними гілками дерев таким чином, щоб жодна з гілок не “залишилась” без напруги і навпаки – не зараховувалась подвійно з різними напругами дуг компонентів. В місцях топологічного об’єднання з наступним розщепленням гілок дерева, можуть утворюватись такі гілки, що не мають безпосереднього виходу на будь-яку дугу компонента. В такому випадку, в цю гілку можна вставити штучний компонент з нульовими параметрами, або зарахувати її інциденцію до тієї лінійної комбінації напруг, які створюють напругу на відповідній гілці дерева опосередковано, але у повній відповідності до другого закону Кірхгофа.

Наприклад, якщо ЕК складається з джерела напруги та навантаження, рис. 3.3, то кількість дуг та відповідних напруг буде $M=4$.

Для зручності схему ЕК, рис. 3.3, доцільно подавати в вигляді сукупності компонентів та сукупності дерев, (комунікатора), рис. 3.5, абстрагуючись від метрико-морфологічних характеристик ЕК, де напрями напруг дуг компонентів обираються по часовій стрілці.

До дерева D_b можна віднести дуги 1 та 3, а до дерева D_e дуги 2 та 4. Експеримент передбачає створення напруги на дузі “1” при відсутності напруг на дугах 2...4. Але як можна одночасно виходячи з того, що

$$u_1 + u_2 = 0 \quad (3.31)$$

покласти $u_1 \neq 0$, а $u_2 = 0$? Зрозуміло, що цей парадокс виник внаслідок введення штучної збитковості змінних (струмів полюсів та напруг дуг компонентів). Зі зменшенням кількості невідомих напруг у відповідності до законів Кірхгофа кількість незалежних струмів та напруг можна зменшити на величину, що дорівнює кількості компонент. Але така процедура небажана для системних методів проектування внаслідок оперування на конструкторському етапі розробки списками усіх полюсів в цілому, а не окремо вибраними. Таким чином, якщо

залишити (3.31) в силі то задачу на обчислення електродинамічних параметрів слід доповнити умовою умовного розчленування компонентів з перенесенням напруг дуг на окремі поверхні (гілок) дерева, наприклад, так як показано на рис. 3.6. Умовою коректного розподілу мусить бути рівність (3.17).

Очевидно, рис. 3.6, що задача по обчисленню стуму витоку (розтікання по діелектрику) при $\kappa=1$ зводиться до обчислення поля радіальних симетричних проводів $a-a'$ та $f-f'$. А задача по обчисленню потоку від напруги u_2 –зводиться до розрахунку поля двохпровідної лінії $b' -b'tae'$ - е. Аналогічно обчислюються потоки правої частини ЕК, рис. 3.3.

Таким чином, для обчислення часткових струмів витоку (3.28) доводиться тимчасово відмовлятися від рівності (3.31) та переносити дію напруг дуг компонентів на окремі частини гілок різних дерев, між якими слід обчислювати струми витоку. Поділ гілок рекомендується виконувати в такий спосіб, щоб результат декомпозиції складного поля на прості канонічні форми подавався в вигляді радіально розбіжних або паралельних ліній, що дозволяє застосувати елементарні формули для обчислення потоків та використати в процесі їх визначення метод аналогії сферо та площинно паралельних потенціальних полів

Таким чином, для експериментального визначення електричних параметрів необхідно послідовно з генератором напруги u_1 підключити амперметр. Підключення вимірювальних проводів необхідно виконувати до відрізків $a-a'$ та $f-f'$.

Забезпечення нульових значень напруг $u_2 \dots u_4$ досягається дослідями “точкового” короткого замкнення в місцях розташування компонента K_H . та закороткою провідників $b' -b'tae'$ - е.

Як зазначалось вимір струму витоку здійснюється підключенням амперметру послідовно до генератора.. Результати виміру і дадуть струм витоку. Таким чином, знаючи напругу U_1 та струм, що нею створений I_{qk} (3.30), обчислюють параметр витоку (провідності) комунікатора g_{qk}

$$g_{qk} = \frac{I_{qk}}{U_k} \quad (3.32)$$

В принципі, частоту джерела живлення можна обрати довільною, але краще робити виміри на постійному струмі, що збільшує точність виміру.

При зміні індексів в межах $q = 1 \dots p$ та $k = 1 \dots M$ аналогічним чином вимірюють і інші параметри провідності (відтоку) комунікатора.

Слід зауважити що експериментальне визначення параметрів провідності в такий спосіб вимагає виконання штучних розривів гілок комунікатора в точках їх неоднорідності. Для схеми, рис. 3.5, наприклад, такими точками є точки a' та f' .

3.1.4. Енергетичні критерії мінімізації електромагнітних перешкод

До складу експериментальних способів ціленаправленої зміни конструкції РТЦ ЕЗ на предмет мінімізації її внутрішніх електромагнітних перешкод можуть бути використані певні енергетичні критерії мінімізації енергії

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (3.37)$$

де S , P , Q – повна, активна та реактивна потужності комунікатора.

Експерименти, що можуть бути проведені, ґрунтовані на дослідах холостого ходу та короткого замкнення комунікатора. Дослід холостого ходу виконують між базовим деревом (потенціал якого покладають рівним нулеві) шляхом вилучення усіх компонентів, з гнізд РТЦ ЕЗ і відповідним гальванічним поєднанням між собою усіх інших дерев. На місце генератора сигналу, що перетворюються цим ЕЗ, до відповідного входу підключають генератор напруг з частотою, що відповідає найвищій частоті спектру вхідного сигналу. Амплітудне значення цієї напруги

вибирають таким, щоб воно було меншим, за напругу пробою між будь-якими доріжками, або полюсами дерев. Послідовно до генератора підключають амперметр та струмову обмотку ватметра, а вольтметр та вольтметрову обмотку ватметра підключають паралельно генератору та входу комунікатора вимірюють повну потужність, згідно схеми, рис. 3.7.

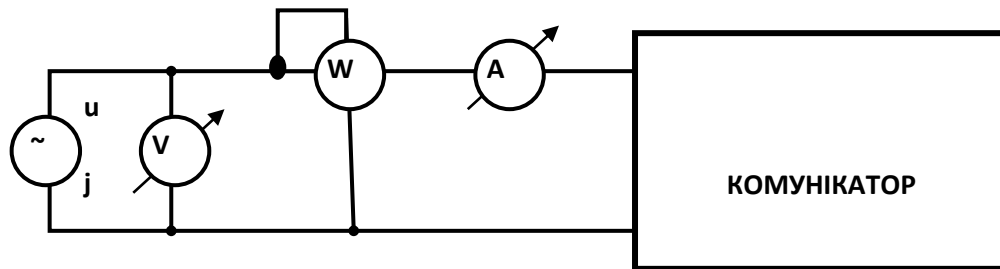


Рисунок 3.7 – Підключення вимірювальних приладів до комунікатора

В результаті цього досліді отримують активну P_G та реактивну Q_C потужність комунікатора:

$$P_G = W_{xx} \quad Q_C = S_{xx} \sin \varphi_{xx}, \quad (3.38)$$

де W_{xx} показання ватметра, а S_{xx} , φ_{xx} – повна потужність та фазовий зсув між напругою та струмом, які обчислюються за формулами

$$S_{xx} = U_{xx} I_{xx}, \quad \varphi_{xx} = \arccos\left(\frac{P_G}{S_{xx}}\right), \quad (3.39)$$

де U_{xx} – показання вольтметра V при досліді холостого ходу, I_{xx} – показання амперметра A при досліді холостого ходу.

Аналогічні експерименти виконують при дослід короткого замкнення комунікатора у відповідності зі схемою, рис. 3.7. Дослід короткого замкнення виконують утворенням контура, що охоплює максимальну поверхню на друкованій платі після вилучення з неї компонентів та приєднання коротко замкнутими

шлейфами окремих периферійних дерев в такий спосіб, щоб замкнути їх між собою в контур, в розріз якого можна було приєднати вимірювальні прилади у відповідності з рис. 3.7. На місце генератора сигналу, до відповідного входу підключають генератор струму з частотою, що відповідає найвищій частоті спектру вхідного сигналу. Амплітудне значення цього струму вибирають таким, щоб воно було меншим, за струм плавлення доріжок комунікатора.

В результаті цього дослідів отримують активну P_R та реактивну Q_L потужність комунікатора:

$$P_R = W_{K3} \quad Q_L = S_{K3} \sin\varphi_{K3}, \quad (3.40)$$

де W_{K3} показання ватметра, а S_{K3} , φ_{K3} – повна потужність та фазовий зсув між напругою та струмом, які обчислюються за формулами

$$S_{K3} = U_{K3} I_{K3}, \quad \varphi_{K3} = \arccos\left(\frac{P_G}{S_{K3}}\right) \quad (3.41)$$

де U_{K3} – показання вольтметра V при досліді холостого ходу, I_{K3} – показання амперметра A при досліді холостого ходу.

Для визначення інтегрального енергетичного стану комунікатора на основі (3.38) та (3.40) обчислюємо повну енергію комунікатора при різних типах електромагнітних перешкод

$$P_K = P_R + P_G \quad Q_R = Q_L - Q_C \quad S_K = \sqrt{P_K^2 + Q_K^2} \quad (3.42)$$

Експериментальні дослідження, що запропоновані для опосередкованого визначення ЕМС є достатньо ефективним засобом для оцінок якості комунікатора в цілому, однак він характеризується недоліками, що роблять неможливим з'ясування диференційного розподілу ЕМС по об'єму ТРЦ ЕЗ.

Слід зауважити, що для областей частот, де введення дескрипторів напруга та струм не виправдано, для відповідних експериментів слід застосовувати методи оцінки потоку енергії, орієнтуючись при цьому на інші дескриптори, наприклад, вектор Пойтінга, вектор Герца, та S-параметри. Процедура використання та вимірювання відповідних енергопотоків детально прописана в [17].

Таким чином, роблячи висновки по результатам дослідження даного підрозділу слід наголосити, що для оцінки внутрішньої ЕМС запропоновані види експериментального дослідження інтегральних характеристик комунікатора, які дозволяють проводити порівняльний аналіз одних конструкцій комунікатора по відношенню до інших.

3.1.5. Компенсаційні способи мінімізації електромагнітних перешкод.

З системної моделі високочастотних РТЦ ЕЗ, основи якої деталізуються в розділах 1 та 2, впливають і нові методи боротьби з ненавмисними електромагнітними перешкодами. На відміну від існуючих способів захисту, що передбачають часткове, або повне екранування РТЦ ЕЗ для розв'язання цієї задачі пропонується наступні заходи, поки що на рівні способів, а не конкретних пристроїв.

1. Рівень схемотехнічного проектування РТЦ ЕЗ в будь-якому алгоритмічному забезпеченні опостульований відсутністю такого елемента, як комунікатор взагалі. Але якщо вважати за нульовий цикл синтезу РТЦ ЕЗ – наявність комунікатора з певними морфологічними особливостями, наприклад, на зразок певної контурної мапи, на яку необхідно нанести ландшафт, то за такої умови, комунікатор, а через нього і електромагнітні перешкоди можна перетворити не на “супротивника”, а на “союзника”, за допомогою якого можна ще з більшим успіхом реалізувати задане функціональне перетворення. Якщо до розробки системних алгоритмів така ідея була утопічною, то зараз використовуючи результати розробок розділів 1 та 2 сформульована задача набуває цілком реальних

обрисів. Для розв'язання такої задачі слід було б задати певне електричне коло із задалегідь збитковою кількістю дерев та полюсів, та спроектувати на нього схему реального РТЦ ЕЗ. Зайві полюси та цілі дерева при цьому можна було б знайти за допомогою математичного апарату матричних проекцій, з різними рангами за допомогою матричного перетворення лінійних просторів.

2. Створення додаткового активного блоку залежних (або незалежних) джерел струмів та напруг, величини яких би компенсували наведені індукційні напруги в контурах та струми з дерев комунікатора.

3. Створення ортогональних (векторно-просторових) або мостоподібних схемотехнічних розв'язків по електромагнітним перешкодам.

4. Використання декількох однотипних комунікаторів, що компенсують електричні та магнітні потоки один одного. Реалізація ідеї закладена в використанні різнополярних схем для кожного окремого комунікатора. Різнополярність може застосовуватись при синтезі не лише пасивних схем, а і – активних схем при заміні в останніх напівпровідникових та польових, структур типу р-п-р на п-р-п і навпаки. При цьому в гілках компенсуючих один одного комунікаторів будуть текти струми в різних напрямках, а дерева комунікаторів будуть створювати взаємокомпенсуючі електричні потоки. Запропонована конструкція однакових компенсуючих комунікаторів надзвичайно важлива для РТЦ ЕЗ космічних та оборонних технологіях, так як вона передбачає не лише підвищення секретності, інформації, що обробляється, а і підвищення надійності. Такі пристрої можуть мати майже вдвічі більшу надійність при роботі в надзвичайно сильних зовнішніх електромагнітних перешкоджаючих імпульсах. Для цього потрібні компенсуючі комунікатори не від внутрішніх, а від зовнішніх потоків. Такі перешкоди можуть бути як природного так і штучного характеру: при ядерних вибухах, при входженні в іонізовані шари різноманітних планет космічних автоматичних станцій, при роботі великої кількості різноманітних радіоелектронних засобів зв'язку в обмеженому об'ємі (літак, вертоліт, автомобіль,

танк, космічний корабель, морське судно, залізничний потяг, підводний човен, ретрансляційні засоби зв'язку, радіо та телевізійні ефірні станції тощо).

5. Зрештою, до захисних способів від зовнішніх електромагнітних перешкод можна віднести також способи перехрестя проводів, що застосовують в кабельних та повітряних лініях зв'язку та відповідно пупінізацію [18], ємнісне симетрування та інші заходи, що дозволяють поліпшити характеристики лінії зв'язку також можуть застосовуватись і для проектування комунікаторних систем підвищеної надійності.

Таким чином, в підрозділі 3.8 запропоновані способи використання та компенсації, електромагнітних перешкод РТЦ ЕЗ.

3.1.6. Теплові процеси та способи мінімізації їх шкідливого впливу

На заводі підвищення швидкодії та мікромініатюризації РТЦ ЕЗ поряд з електромагнітними стоять і теплові перешкодами. Саме виділення великої кількості теплової енергії в обмеженому об'ємі призводить до його перегріву та плавлення р-п переходів інтегральних мікросхем. Саме тому експериментальна перевірка на задоволення вимогам теплової сумісності компонентів інтегральної схеми також є важливим етапом її розробки. Така перевірка мусить бути виконана для мінімаксних режимів коливання напруг живлення, тимчасового перенавантаження схеми за рахунок зміни параметрів вхідних сигналів та зміни температури навколишнього середовища. Схема експерименту достатньо тривіальна і не потребує додаткових пояснень. Для його проведення потрібно заготовити термостат, вимірювальні прилади: генератори сигнатури цифрових та аналогових сигналів, вольтметри, або осцилографи, а краще характерографи, що дозволяють візуалізувати характеристики РТЦ ЕЗ. При зміні в заданих межах температур необхідно відслідковувати, що б характеристики не виходили за межі коридору допустимих значень напруг, струмів, або передаточних характеристик.

3.2. Електричні потоки стрічкових провідників

3.2.1. Параметри комунікатора стрічкового типу

Аналіз морфологічних характеристик переважної більшості комунікаторів свідчать про їх розподіл на паралельні та сферичні структури. Доцільно отримати аналітичні розрахунки таких типів комунікаторів, в яких розміри струмових доріжок враховуються у явній формі. Як перший крок на шляху отримання таких результатів розглянемо ПП магнітне поле сукупності паралельних гілок комунікатора, що розташовані на круговій траєкторії та має певного виду струмову симетрію відносно початку координат, рис. 3.8

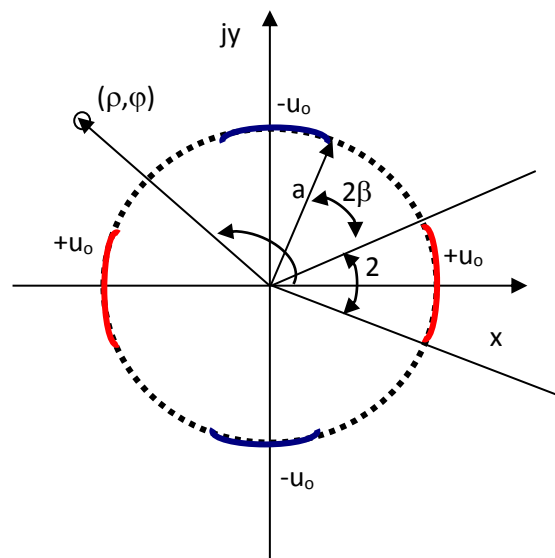


Рис. 3.8 - Сліди струмів на комплексній площині Z :

ρ та φ - полярні координати поточної точки; a – радіус циліндра, 2α - центральний кут (кутова довжина) електрода циліндра; 2β центральний кут (кутова довжина зазору) між електродами; u_0 – потенціали електродів циліндричного комунікаторів: “+” додатний, “-” від’ємний.

Такий комунікатор представляє собою діелектричний циліндр, довжина якого набагато перебільшує його діаметру. На боковій поверхні циліндра розташовані достатньо тонкі провідні смужки-електроди. Вони розташовані

симетрично відносно його осі. В такому випадку електричне поле, що створюється потенціалами електродів, можна вважати площинно паралельним. Для аналізу такого поля скористаємось комплексним потенціалом

$$\mathbf{w} = \mathbf{u} + j\mathbf{v}, \quad (3.43)$$

де u – функція потенціалу, v - функція потоку напруженості електростатичного поля. В загальному вигляді електростатичний параметр на одиницю довжини перетворювача визначають як

$$C = \frac{\varepsilon^* \varepsilon_0 \nu}{u}, \quad (3.44)$$

де ε - відносна діелектрична проникність, а ε_0 – електрична постійна.

3.2.2. Електростатичний параметр в однорідному просторі

Електростатичний параметр за умови відсутності на його боковій поверхні нашарування в вигляді певного шару з іншим значенням діелектричної проникності середовища називають початковим параметром. Значення цього параметру можна знайти на основі відомих геометричних розмірів електродів та їх потенціалів, рис. 3.8

Як відомо, [19...21] потенціал (3.43), що задовольняє рівнянню Лапласа в полярних координатах можна подати в вигляді еліптичного інтеграла першого роду

$$w = AF \left(2 \operatorname{arctg} \left(\frac{z}{a} \right)^{\pm p}, \cos p\alpha \right), \quad (3.45)$$

де A – постійна інтегрування, що знаходиться з граничних умов, а $F(,)$ – аналітична функція

$$p = \frac{\pi}{2(\alpha + \beta)} - \quad (3.46)$$

число пар електродів, знак плюс перед яким відповідає потенціалу в середині циліндра,

$$0 \leq \rho \leq a$$

а мінус – зовні

$$\rho \geq a$$

Комплексний потенціал (3.43) для координати поверхні циліндра

$$\rho = a, \quad \varphi = \alpha \quad (3.47)$$

у відповідності з (3.70) набуває вигляду

$$w(a, \alpha) = AK(\cos(p\alpha)) + jAK \sin(p\alpha), \quad (3.48)$$

де $K()$ – повний еліптичний інтеграл відвідного аргументу. Перший доданок дорівнює функція потоку, другий пропорційний струму. Початковий параметр, що обумовлений зовнішнім полем згідно (3.44) визначається як

$$C = \frac{\varepsilon_0 p K(\sin p\alpha)}{K(\cos p\alpha)}, \quad (3.49)$$

електростатичний параметр, що визначається внутрішнім полем в циліндрі

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p K(\sin p\alpha)}{K(\cos p\alpha)} \quad (3.50)$$

Ємності залежать від геометричних розмірів електродів, числа їх пар та діелектричної проникності. Зауважимо, що при

$$p\alpha \rightarrow \frac{\pi}{2}, \quad (3.51)$$

тобто наближенні електродів один до одного електростатичні параметри (3.49) та (3.50) збільшуються до нескінченності, що пояснюється зменшенням відстані між площадками електродів, між якими обчислюється ємність (3.50).

3.2.3. Параметри шарового-циліндричного середовища

Визначимо електростатичні параметри комунікатора за умови нашарування. При утворенні прошарків певних речовин з іншою відносною діелектричною проникністю ε_1 , рис. 3.9, на зовнішній поверхні циліндра змінюється і його зовнішні параметри.

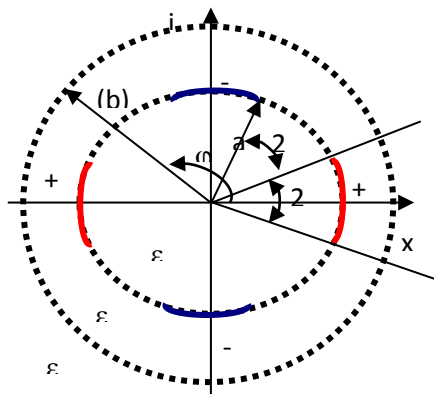


Рис. 3.9 – Сліди електродів за наявності прошарків:
a – радіус циліндра; **b** – зовнішній радіус прошарку.

В загальному вигляді рішення для цього випадку для областей 1 та 2 подаються рядами в комплексній формі

$$w_1 = 2A \sum_{n=0}^{\infty} \left(A_n \left(\frac{a}{z} \right)^{mp} + B_n \left(\frac{z}{a} \right)^{mp} \right) \quad (3.52)$$

$$w_2 = 2A \sum_{n=0}^{\infty} C_n \left(\frac{a}{z} \right)^{mp}, \quad (3.53)$$

де $m = 2n + 1$.

Як і у випадку визначення початкового параметра (3.47), на межі

$$\rho = a, \quad \varphi = \alpha$$

з (3.45) отримуємо комплексний потенціал для першого середовища

$$w_1(a, \alpha) = 2A \sum_{n=0}^{\infty} \left((A_n + B_n) \cos mp\alpha - j(A_n - B_n) \sin mp\alpha \right), \quad (3.54)$$

звідкіля для параметра першого середовища

$$C = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 p \sum_{n=0}^{\infty} (A_n - B_n) \sin mp\alpha}{2 \sum_{n=0}^{\infty} ((A_n + B_n) \cos mp\alpha)} \quad (3.55)$$

Користуючись граничними умовами для потенціалів знайдемо коефіцієнти A_n та B_n . Для цього комплексний потенціал (3.45), та знайдемо з нього дійсну частину, як функції потоку на поверхні $\rho = a$

$$u_1 = 2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{P_n(\cos 2p\alpha) \cos mp\varphi}{m} \quad (3.56)$$

З (3.77) та (3.78) маємо

$$u_1 = 2A \sum_{n=0}^{\infty} (A_n + B_n) \cos mp\varphi, \quad (3.57)$$

Граничні умови для $\rho = b$ мають вигляд

$$u_1(b, \varphi) = u_2(b, \varphi) \quad (3.58)$$

$$\varepsilon_1 v_1(b, \varphi) = \varepsilon_2 v_2(b, \varphi), \quad (3.59)$$

де ε_2 для нашого випадку дорівнює одиниці.

Рівняння (3.58) відповідає безперервності потенціалів на межі, а (3.59) – відсутності вільних зарядів на цій же поверхні.

Рівняння (3.52), (3.53), (3.58), (3.59) дозволяють сформулювати систему лінійних алгебраїчних рівнянь відносно невідомих коефіцієнтів

$$\frac{P_n(\cos 2p\alpha)}{m} = A_n + B_n \quad (3.60)$$

$$C_n \left(\frac{a}{b} \right)^{mp} = A_n \left(\frac{a}{b} \right)^{mp} + B_n \left(\frac{b}{a} \right)^{mp} \quad (3.61)$$

$$\varepsilon_2 C_n \left(\frac{a}{b} \right)^{mp} = \varepsilon_1 A_n \left(\frac{a}{b} \right)^{mp} - \varepsilon_1 B_n \left(\frac{b}{a} \right)^{mp} \quad (3.62)$$

Розв'язуючи систему рівнянь (3.60...3.62), отримуємо вирази

$$A_n - B_n = \frac{P_n(\cos 2p\alpha)(1 - \lambda d^{2mp})}{m(1 + \lambda d^{2mp})}, \quad (3.63)$$

де

$$d = \frac{a}{b}; \quad \lambda = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}, \quad (3.64)$$

Порівнюючи (3.48) та (3.56), знаходимо, що знаменник виразу (3.55) дорівнює $K(\cos p\alpha)$

Підставляючи отримані результати в формулу (3.55) для параметра комунікатора при наявності збурюючого шару отримаємо підсумковий результат

$$C = \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_1 p}{K(\cos p\alpha)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-)^n P_n(\cos 2p\alpha)(1 - \lambda d^{2mp})}{m(1 + \lambda d^{2mp})} \quad (3.65)$$

Таким чином, отримана аналітична форма обчислення параметрів симетричного відносно осі комунікатора циліндричної форми в шаровому середовищі, з різними значеннями діелектричної проникності.

3.3. Висновки до розділу 3

Основні результати дослідження представляють собою застосування відомих теоретичних положень теорії електромагнітного поля до розробки алгоритмів аналізу комунікатора підсилювача потужності. В розділі 3 розглянуті концептуальні засади проектування підсилювача потужності сигналів з урахуванням електромагнітних перешкод комунікатора, джерелом яких є напруги дерев комунікатора.

- Визначені аксіоматичні засади розробки алгоритмів обліку електромагнітних перешкод, джерелом яких є напруги дерев комунікатора підсилювача.
- Проілюстровано застосування першого рівняння Максвелла для визначення потоків дерев ЕК.
- Розглянуті частотний та часовий способи аналізу підсилювача для довільних у часі форм сигналу.
- Приведені аналітичні вирази для обрахування первинних параметрів реального комунікатора підсилювача.
- Встановлено взаємозв'язок між тими параметрами комунікатора, що визначаються напругами та дескрипторами математичної моделі.
- Визначені рівні ідеалізації комунікатора, як **КЕ** підсилювача.
- Знайдені алгоритми обчислення електричних потоків та провідних параметрів діелектриків різних рівнях ідеалізації комунікатора.
- Отримана аналітична форма обчислення параметрів симетричного відносно осі комунікатора циліндричної форми в шаровому середовищі, з різними значеннями діелектричної проникності.

- Експериментальне дослідження мінімальних значень в вигляді дескрипторів: напруга та струм, - що дозволяє виявляти координати небезпечних джерел та рецепторів електромагнітних перешкод.

ВИСНОВОК

В результаті виконаної роботи по темі дипломного проекту: “**Дослідження та особливості розробки балансного підсилювача високочастотного діапазону**” можна зробити наступні висновки.

Сформульовані проблеми діагностично-експериментальних процедур та розробки швидкодіючих процесів.

В розділі 1 був проведений аналіз структурних схем підсилювачів та дослідження розподілених компонентів підсилювача.

Виконаний аналіз різноманітних типів суматорів(дільників) потужності показав доцільність застосування кільцевого балансного дільника потужності квадратичного типу, який був вибраний за основу.

В розділі 2 Було проаналізовано принципова схема підсилювача балансного типу. Комунікатор як сукупність дерев та робився розрахунок;

Застій в законах електродинаміки перед ЕК дозволив знайти оптимальний компроміс. Такий компроміс дозволяє створити математичну модель внутрішніх і зовнішніх електромагнітних переходів в єдиному алгоритмічній процесі. Все ЕК, як і прістій, обслуговується при сукупний компонентів і дерев комунікатора.

Склади універсальних матричних компонентів комунікатора, як склади єдиної математичної моделі.

В розділі 3 розглянуті концептуальні засади проектування підсилювача потужності сигналів з урахуванням електромагнітних перешкод комунікатора, джерелом яких є напруги дерев комунікатора.

Визначені аксіоматичні засади розробки алгоритмів обліку електромагнітних перешкод, джерелом яких є напруги дерев комунікатора підсилювача.

Проілюстровано застосування першого рівняння Максвелла для визначення потоків дерев ЕК.

Отримана аналітична форма обчислення параметрів симетричного відносно осі комунікатора циліндричної форми в шаровому середовищі, з різними значеннями діелектричної проникності.

Експериментальне дослідження мінімальних значень в вигляді дескрипторів: напруга та струм, - що дозволяє виявляти координати небезпечних джерел та рецепторів електромагнітних перешкод.

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

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

ЛІТЕРАТУРА

1. https://eprints.kname.edu.ua/42463/1/Prom_elektron_28_04_2015.pdf
2. https://uk.wikipedia.org/wiki/-Активна_фазована_антенна_решітка
3. <http://um.co.ua/14/14-9/14-94668.html>
4. Потужності окремих ТПП у середині РПП - <https://radioprogram.ru/post/958>
5. Баскаков С.И. «Электродинамика и распространение радиоволн», М., В.Ш., 1992.
6. Федоров Н.Н. «Основы электродинамики» М., В.Ш., 1980.
7. Баскаков С.И. «Радиотехнические цепи с распределенными параметрами», М., В.Ш., 1980.
8. Лихтциндер Б.Я. Внутрисхемное диагностирование узлов радио-электронной аппаратуры. – Киев: Техніка, 1988. – 168 с.
https://www.studmed.ru/lekciya-regulirovka-kontrol-i-ispytaniya-radioelektronnoy-apparatury_e9c67d79ba9.html
9. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. 775 с.
10. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. - – М.: Сов. радио, 1971. – 664 с.
11. Глазунов Л.П., Смирнов А.Н. Проектирование технических систем диагностирования. – Л.: Энергоатомиздат., 1982. – 168 с.

12. Селютин В.А. Автоматизированное проектирование топологии БИС. - М.: Радио и связь, 1983. – 112 с.
13. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
14. Князь А.И. Комплексные потенциалы трёхмерных электрических и магнитных полей: Монография. – Киев - Одесса: Вища школа, 1981. – 120 с.
15. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: Справочная книга. – 3-е изд. перераб и доп. Л.: Энергоатомиздат. 1986. – 488 с.
16. Иоссель Ю.А., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчёт электрической ёмкости – 2-е изд. перераб и доп. Л.: Энергоиздат. 1981 – 288 с.
17. Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
18. Гроднев И.И., Шварцман В.О. Теория направляющих систем связи. – М.: Связь. – 1978 – 296 с.
19. Иоссель Ю.А. Расчёт потенциальных полей в энергетике (справочная книга). – Л.: Энергия, 1978. – 351 с.
20. Иоссель Ю.А., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчёт электрической ёмкости – 2-е изд. перераб и доп. Л.: Энергоиздат. 1981 – 288 с.
21. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 4-е изд. М.: Наука, 1988. – 552 с.