

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИЛАДИ ТА АНТЕНИ

Конспект лекцій

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»
спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та
радіотехніка»

Укладач: С. М. Перегудов

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2025

Рецензент

Шевченко, К.Л., д-р техн. наук, доц., професор кафедри інформаційно-вимірювальних технологій, КПІ ім. Ігоря Сікорського

Відповідальний
редактор

Мовчанюк, А.В., канд. техн. наук, професор

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 4 від 05.02.2026 р.)
за поданням Вченої ради радіотехнічного факультету
(протокол № 10/2025 від 27.11.2025 р.)*

У посібнику викладено матеріал лекцій з навчальної дисципліни «Мікрохвильові прилади та антени». Він охоплює всі теми силябусу і містить список рекомендованої літератури. Розглянуті найбільш поширені прилади та їхні вузли. Основна увага надана особливостям роботи пристроїв мікрохвильового діапазону, наведені їх параметри та характеристики. Наприкінці кожної лекції запропоновані контрольні запитання.

Посібник призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю «Телекомунікації та радіотехніка». Він буде також корисним для студентів інших технічних спеціальностей у галузі знань «Електроніка та телекомунікації».

Мікрохвильові прилади та антени. Конспект лекцій [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С. М. Перегудов. – Електронні текстові дані (1 файл: 14,60 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. – 246 с.

ЗМІСТ

Передмова	4
Вступ	
Лекція 1 Частина 1. Зміст і структура дисципліни	6
РОЗДІЛ 1 ПАСИВНІ ПРИСТРОЇ МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ	
Лекція 1 Частина 2. Мікрохвильові лінії передачі	12
Лекція 2. Основи теорії довгих ліній	23
Лекція 3 Вузькосмугове узгодження вузлів тракту надвисокочастотної апаратури	33
Лекція 4 Методи та засоби широкосмугового узгодження мікрохвильових пристроїв	40
Лекція 5 НВЧ резонатори та фільтри	57
Лекція 6 Мости і дільники потужності НВЧ сигналів	73
РОЗДІЛ 2 АКТИВНІ МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИЛАДИ	
Лекція 7 Компонентна база активних приладів мікрохвильового діапазону	85
Лекція 8 Діодні прилади регулювання амплітуди і фази та перетворення частоти НВЧ сигналів	97
Лекція 9 Прилади генерації мікрохвильових сигналів	111
Лекція 10 Малошумні транзисторні підсилювачі мікрохвильового діапазону	127
Лекція 11 Мікрохвильові підсилювачі потужності на транзисторах	145
Лекція 12 Активні мікрохвильові прилади на мікросхемах	156
Лекція 13 Пристрої та елементи мікросистем бездротового зв'язку	164
РОЗДІЛ 3 АНТЕНИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ	
Лекція 14 Основні положення теорії антен	176
Лекція 15 Антени дециметрового діапазону	188
Лекція 16 Апертурні антени та їх застосування	201
Лекція 17 Види друкованих антен. Антени мобільного зв'язку	223
Лекція 18 Принцип дії та основні компоненти антенних решіток	236
Список рекомендованої літератури	246

Передмова

Дисципліна «Мікрохвильові прилади та антени» належить до циклу професійно-практичної підготовки студентів першого (бакалаврського) рівню вищої освіти за спеціальністю «Електронні комунікації та радіотехніка» і забезпечує вивчення дисципліни «Методи зв'язку в інтелектуальних радіоелектронних системах», в якій розглядаються питання розробки сучасних телекомунікаційних систем, зокрема в НВЧ діапазоні.

Метою викладання даного курсу є формування знань про мікрохвильові прилади та антени, які використовуються в системах бездротового зв'язку, розуміння методів генерування, передачі, перетворення радіосигналів такими пристроями та базові технологічні операції виробничого процесу.

Предметом дисципліни є найважливіші компоненти і пристрої мікрохвильової техніки, їх основні технічні характеристики, умови експлуатації та галузь застосування.

Знання з теоретичної частини курсу студенти отримують на лекційних заняттях і під час самостійної роботи з підручниками та посібниками за напрямом мікрохвильових пристроїв та засобів бездротового зв'язку. Опанування матеріалу лекцій розвиває у студентів такі компетентності:

- здатність застосовувати знання у практичних ситуаціях (ЗК 02);
- здатність вчитися і оволодівати сучасними знаннями (ЗК 07);
- здатність використовувати базові методи, способи та засоби отримання, передавання, обробки та зберігання інформації. (ФК 03);
- здатність здійснювати комп'ютерне моделювання пристроїв, систем і процесів з використанням пакетів прикладних програм (ФК 04);
- здатність застосовувати стандартні методи розрахунку при проектуванні вузлів телекомунікаційних та радіотехнічних пристроїв і систем (ФК 16);

Розгляд питань теоретичної частини курсу сприяє досягненню певних програмних результатів навчання, а саме:

- застосовувати фундаментальні і прикладні науки для аналізу та розробки процесів, що відбуваються в телекомунікаційних та радіотехнічних системах (ПРН 13);

- застосовувати основні методи та способи отримання інформації (ПРН 27);
- обирати конфігурацію, структуру, основні складові вузли та елементи радіоелектронної апаратури в залежності від її призначення (ПРН 29).

Даний конспект є навчальним посібником для повторення пройденого матеріалу та підготовки наступних лекцій, виконання завдань з практичних і лабораторних занять та складання іспиту з дисципліни. Для якісного освоєння матеріалу курсу рекомендується використання додаткових підручників і посібників, де розглядаються принципи роботи пасивних пристроїв приладів мікрохвильового діапазону [1, 2], активних НВЧ приладів та систем [1-3], мікрохвильових антен [4-6], а також базові методи проектування такої апаратури [7, 8]. Основні терміни та визначення, які застосовуються в технічній літературі, наведені у стандарті [9].

Вступ

Лекція 1

Частина 1. Зміст і структура дисципліни «Мікрохвильові пристрої та антени»

Зміст лекції

Структура навчальної дисципліни

Діапазони частот електромагнітного випромінювання

Особливості мікрохвильового діапазону та його використання

Структура навчальної дисципліни

Стрімкий розвиток телекомунікаційних систем, їх інтелектуалізація обумовив зближення багатьох областей досліджень, які раніше розвивались окремо. Поширення електромагнітних хвиль, цифрова техніка, потужні мікрохвильові генератори, антенні пристрої, твердотільні надвисокочастотні прилади — усі ці розділи техніки можна об'єднати загальною назвою: генерація та перетворення електромагнітних сигналів задля передачі інформації з високою швидкістю. Розробка апаратури такого класу вимагає від радіоінженера умінь вирішувати комплексні проблеми використання різноманітних мікрохвильових приладів та антенних пристроїв.

Дисципліна «Мікрохвильові прилади та антени» належить до циклу професійно-практичної підготовки студентів першого (бакалаврського) рівню вищої освіти за спеціальністю «Електронні комунікації та радіотехніка».

Метою викладання дисципліни є формування знань про мікрохвильові прилади та антени, що використовуються в системах бездротового зв'язку, розуміння методів генерування, передачі, перетворення радіосигналів такими пристроями та базові технологічні операції виробничого процесу.

Предметом дисципліни є найважливіші компоненти та пристрої мікрохвильової техніки, їх основні технічні характеристики, умови експлуатації та галузь застосування.

Розподіл навчального часу за видами занять наведений у табл. 1.1.

Таблиця 1.1 — Розподіл навчального часу за видом занять

Семестр	Навч. час		Розподіл навчальних годин				Контрольні заходи		
	кред.	год.	лекц.	практ.	лаб.	СРС	МКР	РГР	Сем. атест.
Осінній	5	150	36	36	18	60	1	1	Екзамен

Курс містить 18 лекцій, які розподілені за відповідними розділами і темами, зазначеними у змісті посібника.

Діапазони частот електромагнітного випромінювання

Розробка сучасної апаратури вимагає від радіоінженера уміння вирішувати комплексні проблеми використання різноманітних мікрохвильових пристроїв. Діапазон мікрохвиль (або НВЧ за вітчизняною термінологією) охоплює ділянку спектру електромагнітних коливань між радіо- та оптичним діапазонами (рис. 1.1).

За рекомендацією Міжнародного консультативного комітету з радіо (МККР) діапазони електромагнітних хвиль визначаються як $(0,3 \dots 3) \cdot 10^N$, де N – порядковий номер діапазону. Для радіозв'язку використовуються діапазони з $N = 4 \dots 12$. Діапазон НВЧ відповідає $N = 10$ (табл. 1.2) У вітчизняній технічній літературі діапазони 9, 10, 11 (300 МГц...300 ГГц) називають єдиним діапазоном НВЧ, що відповідає поширеному терміну **мікрохвилі**.



Рисунок 1.1 — Шкала частот електромагнітного випромінювання

Таблиця 1.2 — Діапазони частот за специфікацією IEEE

Назва діапазону хвиль	Довжина хвилі, м	Частота, Гц	Назва діапазону частот
Наддовгі хвилі (Міріаметрові)	$10^5 - 10^4$	$3 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^4$	Дуже низькі частоти (VLF)
Довгі хвилі (Кілометрові)	$10^4 - 10^3$	$3 \cdot 10^4 - 3 \cdot 10^5$	Низькі частоти (LF)
Середні хвилі (Гектометрові)	$10^3 - 10^2$	$3 \cdot 10^5 - 3 \cdot 10^6$	Середні частоти (MF)
Короткі хвилі (Декаметрові)	$10^2 - 10$	$3 \cdot 10^6 - 3 \cdot 10^7$	Високі частоти (HF)
Метрові хвилі	$10 - 1$	$3 \cdot 10^7 - 3 \cdot 10^8$	Дуже високі частоти (VHF)
Дециметрові хвилі	$1 - 10^{-1}$	$3 \cdot 10^8 - 3 \cdot 10^9$	Ультрависокі частоти (UHF)
Сантиметрові хвилі	$10^{-1} - 10^{-2}$	$3 \cdot 10^9 - 3 \cdot 10^{10}$	Надвисокі частоти (SHF)
Міліметрові хвилі	$10^{-2} - 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{10} - 3 \cdot 10^{11}$	Вкрайвисокі частоти (EHF)
Субміліметрові хвилі	$10^{-3} - 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{11} - 3 \cdot 10^{12}$	Гіпервисокі частоти

Особливості НВЧ діапазону та його використання

Особливості мікрохвильового (НВЧ) діапазону такі.

1. Він є широкосмуговим. В трьох діапазонах ($N = 9 \dots 11$) можна передати за певний час в 10000 разів більше інформації, ніж у п'яті попередніх.

2. У НВЧ діапазоні відносно нескладно створювати антени з розмірами, що набагато перевищують довжину хвилі та мають внаслідок цього гостроспрямоване випромінювання. Це підвищує завадостійкість зв'язку і дозволяє функціонувати одночасно декільком радіолініям з однаковими частотами без порушення умов електромагнітної сумісності.

3. Мікрохвилі безперешкодно проходять скрізь шари атмосфери, що дозволяє здійснювати зв'язок земних станцій з космічними апаратами. Проте поширення біля земної поверхні дифракція та рефракція для таких хвиль малі, тому потрібні ретрансляційні станції.

4. У НВЧ діапазоні рівень атмосферних і промислових завад малий, і на умови поширення не впливає зміна часу доби та сезону року. Проте зі збільшенням частоти зростає загасання хвиль через дощ та резонансне поглинання у газах, особливо у міліметровому діапазоні.

5. Радіозв'язок, як правило, здійснюється у вікнах прозорості (рис. 1.2).

6. Підвищене поглинання у піках непрозорості дозволяє передавати інформацію при низькому рівні взаємних завад і здійснювати її захист. Ослаблення

електромагнітного випромінювання в атмосфері залежить від частоти. В області міліметрового (мм-) діапазону довжин хвиль ця залежність досить складна. Проте діапазон мм-хвиль не перевантажений, тому засоби зв'язку мають хорошу електромагнітну сумісність. Наприклад, загасання в атмосфері на рівні моря у вікні прозорості 28-38 ГГц дорівнює 0,2 дБ/км, для 80 ГГц — близько 0,4 дБ/км, а у вікні непрозорості 60 ГГц — 16 дБ/км.

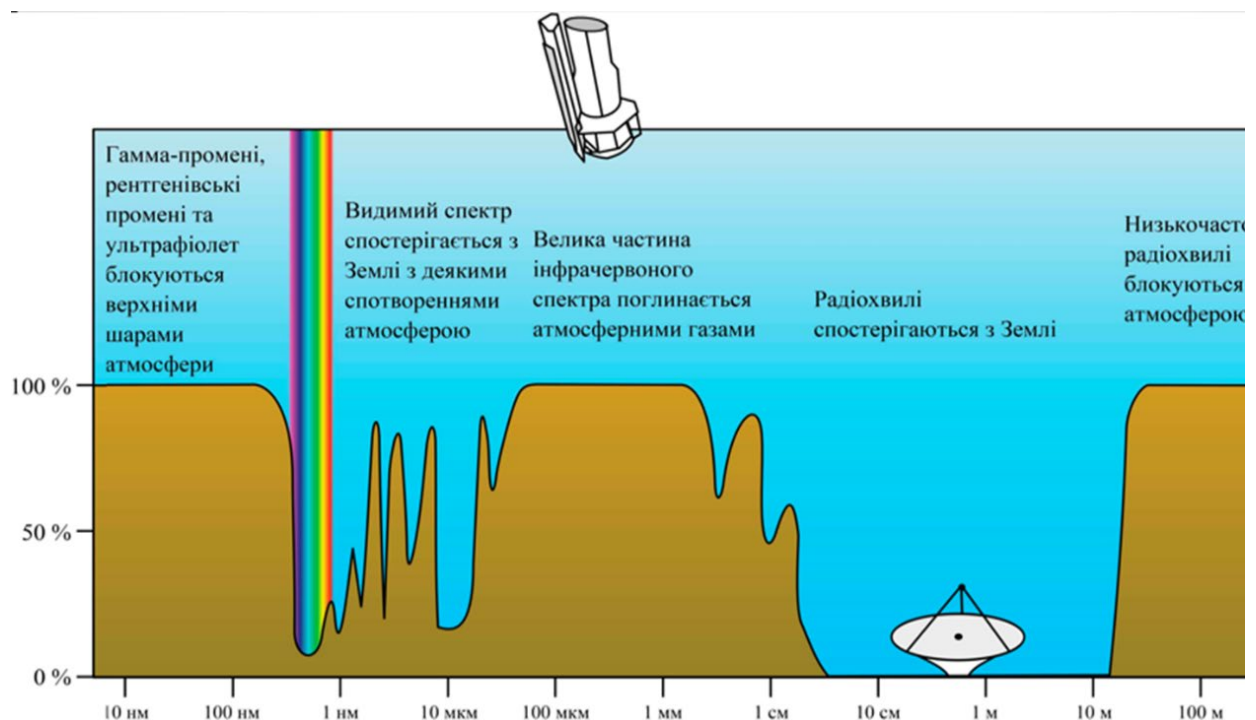


Рисунок 1.2 — Рівень поглинання радіохвиль атмосферою

В області мм-діапазону ця залежність досить складна². Наприклад, загасання в атмосфері на рівні моря у вікні прозорості 28-38 ГГц становить менше 0,2 дБ/км, для 80 ГГц — близько 0,4 дБ/км, а у вікні непрозорості 60 ГГц — 16 дБ/км. Реальні закони поширення радіохвиль залежать від безлічі факторів, тому:

$$P_r/P_t = G_t G_r (\lambda/2\pi R)^\alpha,$$

де α визначається експериментально. Наприклад, для міських умов у мм-діапазоні $\alpha = 3 \dots 5$.

² Millimeter wave propagation: Spectrum management implications. Bulletin No.70, July 1997, Federal Communications Commission, Office of Engineering and Technology

Відомо, що швидкість передачі інформації визначається а формулою К. Шеннона

$$C = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_S}{P_N} \right),$$

де C – швидкість передачі інформації (біт/с); Δf – смуга робочих частот каналу зв'язку (Гц); P_S – потужність корисного сигналу (Вт); P_N – потужність електромагнітного шуму та завад (Вт).

Смуга робочих частот Δf зростатиме, якщо використовуються більш високі частоти. Тому в апаратурі покоління 5G і передбачено застосування міліметрових хвиль (рис. 1.3).

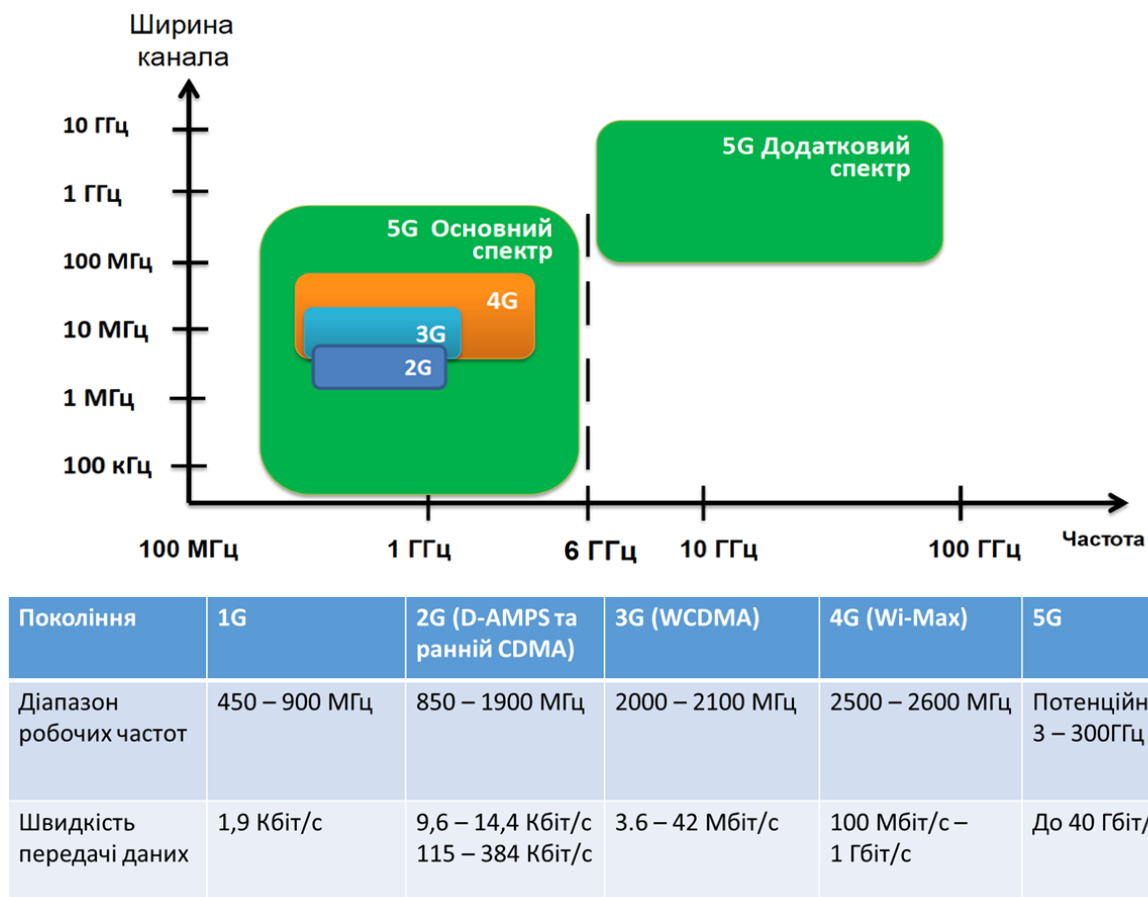


Рисунок 1.3 —Робочі діапазони стільникового зв'язку та їхні характеристики

Проте у мм-діапазоні спостерігаються флуктуації амплітуди, фази, напрямів поширення хвиль через рефракцію в атмосфері, а також відбиттям від об'єктів (багатопроменевий ефект).

Сучасний розвиток мікрохвильової техніки, перш за все, пов'язаний з освоєнням міліметрового і субміліметрового діапазонів. Можна виділити такі напрями розвитку:

- телекомунікаційні системи мм-діапазону;
- бездротові системи з'єднання для суперкомп'ютерів;
- системи надшвидкісного ближнього зв'язку (діапазони біля 320 ГГц);
- системи мікрохвильового зв'язку між компонентами на платі;
- НВЧ-сенсори та технології, НВЧ RFID-технології;
- радарні технології;
- НВЧ-зір, пасивна НВЧ-локація;
- мікрохвильова наноскопія (нанорозмірна мікроскопія);
- біомедичні застосування мікрохвильової техніки.



Контрольні запитання

1. Як визначаються діапазони електромагнітних хвиль за рекомендацією МККР?
2. Сигнали якої частоти належать радіодіапазону?
3. Які значення частот належать мікрохвильовому діапазону?
4. У чому відмінність термінів «мікрохвилі» та «НВЧ» за класифікацією МККР?
5. Які основні переваги НВЧ діапазону?
6. В якій частині радіодіапазону найменше поглинання випромінювання атмосферою?
7. Назвіть основні напрями сучасного розвитку НВЧ систем.
8. Як залежить швидкість передавання інформації від діапазону частот, в якому передаються сигнали?

РОЗДІЛ 1

ПАСИВНІ ПРИСТРОЇ МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ

Лекція 1

Частина 2. Мікрохвильові лінії передачі

Зміст лекції

Мікрохвильовий тракт та його елементи

Основні лінії передачі мікрохвильового діапазону та їхні характеристики

Мікрохвильовий тракт та його елементи

Під **каналом** взагалі розуміють частину

Будь-яка комунікаційна (зокрема телекомунікаційна) система, що зв'язує між собою джерело та приймача повідомлень має канал зв'язку, через які ці повідомлення передаються. Він може бути електромагнітним, акустичним, оптичним (візуальним — частина оптичного) та іншим.

Канал зв'язку — це система технічних засобів і середовище поширення сигналів для передачі даних від джерела до приймача (рис. 1.4). У разі використання дротової лінії зв'язку, середовищем розповсюдження сигналу може бути оптичне волокно або витаюча пара.

Канал поширення сигналу може бути штучним, природним і комбінованим. У першому і (або) третьому випадку — це сукупність технічних засобів та середовища розповсюдження, що забезпечує передавання повідомлень.

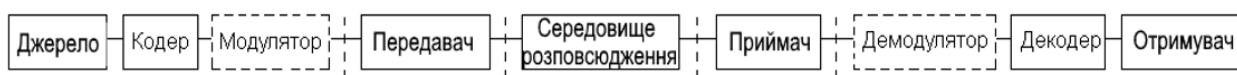


Рисунок 1.4 — Структурна схема каналу зв'язку

Як приклад можна привести телекомунікаційну систему за технологією Wi-Fi, що забезпечує обмін даними між пристроями або підключення їх до Інтернету за допомогою радіомережі (рис. 1.5). Технічні засоби Wi-Fi належать до класу "Wireless Local Area Network (WLAN) виробів, які базуються на стандарті IEEE 802.

У мікрохвильовому діапазоні передача електромагнітних сигналів між блоками радіоапаратури, а також їх перетворення здійснюється НВЧ пристроями. Це може бути фільтрація сигналів, перетворення їх частоти, регулювання амплітудних, амплітудно-частотних, фазо-частотних та інше.



Рисунок 1.5 — Телекомунікаційна система за технологією *Wi-Fi*

Приклад каналу зв'язку в мікрохвильовому діапазоні наведено на рис. 1.6.

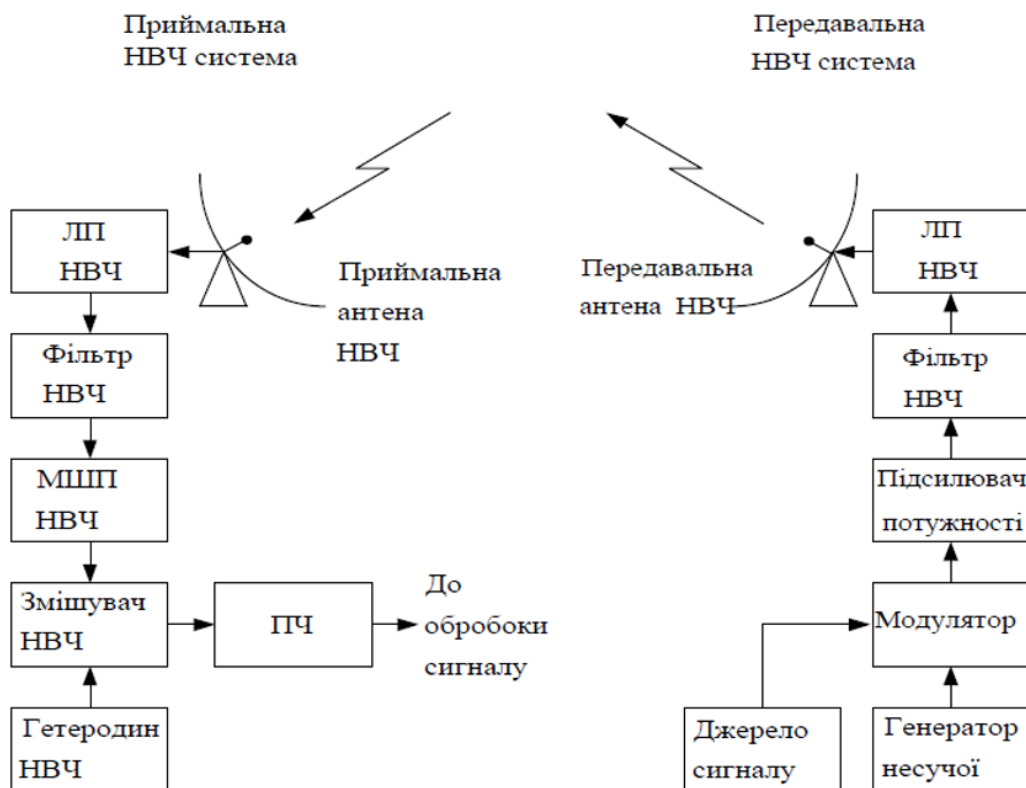


Рисунок 1.6 — Канал зв'язку в мікрохвильовому діапазоні

Як правило, мікрохвильові пристрої та системи містять НВЧ тракт.

Мікрохвильовим (надвисокочастотним) трактом називають сукупність НВЧ пристроїв, з'єднаних певним чином.

Тракт НВЧ будь-якої радіотехнічної системи складається з великої кількості різних пристроїв. До їх числа відносяться відрізки ліній передачі, роз'єми, вигини та скрутки, узгоджувальні пристрої, фазообертачі, фільтри, дільники потужності, невзаємні (феритові) пристрої, пристрої комутації тощо. Характерною особливістю НВЧ пристроїв є те, що їхні геометричні розміри можна порівняти з довжиною хвилі електромагнітних коливань. Саме це визначає специфіку розрахунку та проектування мікрохвильових пристроїв і систем. Отже процеси, що відбуваються в них, мають хвильовий характер. Тому теорія пристроїв НВЧ тісно пов'язана з електродинамікою.

Усі пристрої НВЧ тракту, можна поділити за такими ознаками:

- за функціональним призначенням (фільтри — для виділення необхідного діапазону частот з більш широкого діапазону; фазообертачі — для вибору фазового набігу; атенюатори — для керування величиною амплітуди);
- за діапазоном робочих частот;
- за принципом побудови (наприклад, ферритові пристрої; пристрої на різних ефектах в напівпровідникових матеріалах; електровакуумні пристрої);
- за елементною базою (наприклад, пристрої на напівпровідникових діодах, транзисторах);
- пристрої на мікросмужкових і коаксіальних лініях, хвилеводах, тощо;
- за схемотехнічним виконанням;
- за конструктивно-технологічним виконанням, тощо.

Слід зауважити, що всі види класифікації досить умовні, оскільки пристрій одночасно може відноситися до кількох категорій (наприклад, мікросмужковий фільтр сантиметрового діапазону).

На рис. 1.7 наведена класифікація пристроїв мікрохвильового діапазону за функціональним призначенням. Вона містить такі категорії.

Атенюатори — пристрої, що зменшують потужність сигналу.

Фазообертачі — пристрої для задання певного фазового зсуву сигналу.

Перетворювачі частоти — пристрої, що змінюють частоту сигналу.

Розгалужувачі — пристрої, які призначені для передачі потужності НВЧ сигналів від однієї лінії у декілька або — з декількох ліній в одну.

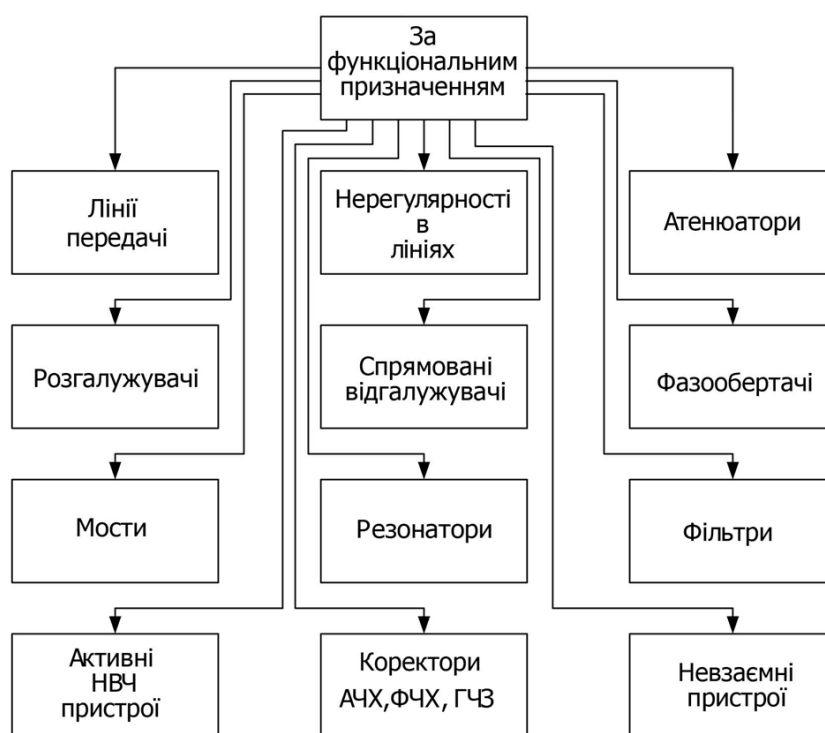


Рисунок 1.7 — Класифікація мікрохвильових пристроїв за функціональним призначенням

Спрямовані відгалужувачі — пристрої, призначені для виділення падаючих і відбитих хвиль у різних НВЧ пристроях.

Мости — пристрої для поділу потужності НВЧ сигналів або їх підсумовування в різні лінії передачі (різні канали).

Резонатори — пристрої НВЧ, що забезпечує частотну селекцію сигналів.

Фільтри — так само, як і резонатори, НВЧ пристрої, що забезпечують селекцію сигналів, проте, на відміну від резонаторів, мають більш широкий діапазон робочих частот і набагато більші значення крутизни скатів АЧХ.

Невзаємні пристрої призначені для забезпечення електромагнітної розв'язки між пристроями НВЧ (наприклад, між генератором і навантаженням).

Активні пристрої здійснюють генерацію, підсилення та перетворення НВЧ сигналів. Слід відзначити, що ряд НВЧ пристроїв з інших функціональних класів (наприклад, аттенюатори, фазоврацатели) також можна віднести до

активних, якщо в їх складі є активні електронні прилади (діоди, транзистори, тощо).

Коректори АЧХ, ФЧХ, ГЧЗ — пристрої НВЧ, призначені для зміни (корекції) АЧХ, ФЧХ, ГЧЗ в різних НВЧ пристроях (як правило, активних: підсилювачах, змішувачах частот, або в пасивних НВЧ трактах). Коректори необхідні для виправлення нерівномірності АЧХ, ФЧХ, ГЧЗ або формування яких-небудь особливих характеристик.

У радіосистемах мікрохвильового діапазону спрямована передача електромагнітних сигналів здійснюється за допомогою ліній передачі та антен.

Лінією передачі надвисоких частот називають пристрій, що обмежує область поширення електромагнітних коливань та спрямовує потік НВЧ електромагнітної енергії у заданому напрямку.

Основні лінії передачі мікрохвильового діапазону та їхні характеристики

Лінії передачі (ЛП) використовують для передачі потужності від генератора (або іншого джерела сигналів) до навантаження, для створення резонансних систем, а також для трансформації (перетворення) повних опорів навантажень. Відрізки ЛП застосовують для з'єднання окремих мікрохвильових пристроїв в спільний тракт.

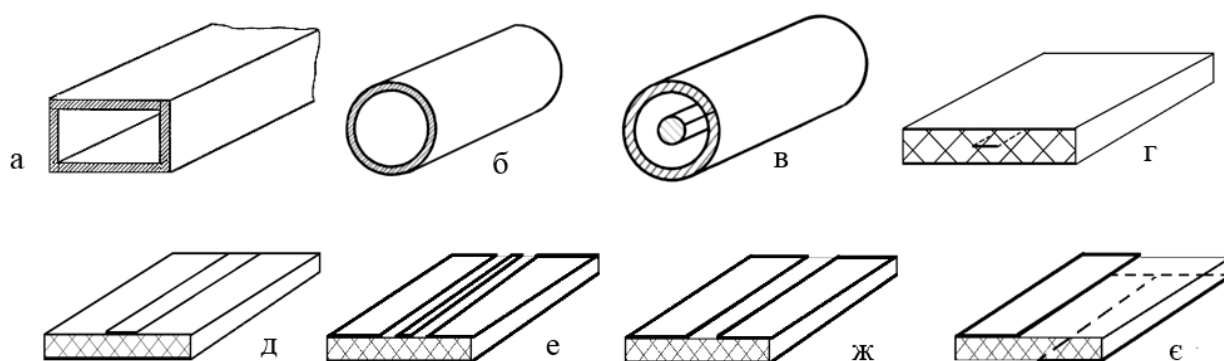


Рисунок 1.8 — Зовнішній вигляд деяких ліній передачі мікрохвильового діапазону:

- а — прямокутний хвилевід; б — круглий хвилевід; в — коаксіальний хвилевід;
- г — смужкова лінія; д — мікросмужкова лінія; е — компланарна лінія;
- є — несиметрична щілинна лінія; ж — симетрична щілинна лінія

Якщо поперечний переріз та електромагнітні властивості лінії не змінюється у поздовжньому напрямі, то така лінія називається *регулярною*. А коли хоч одна з цих умов не виконується, то ЛП є *нерегулярною*.

В залежності від характеру заповнення внутрішнього простору ЛП їх поділяють на *однорідні* (електромагнітні властивості матеріалу заповнення у просторі не змінюються) та *неоднорідні* (якщо ці властивості змінюються).

В залежності від провідних поверхонь ЛП поділяються на однозв'язні, двозв'язні, багатозв'язні та нульової зв'язності (не мають провідних поверхонь). Порядок зв'язності – це геометрична характеристика поперечного перерізу лінії, яка визначається числом провідних поверхонь.

Поперечний переріз у *відкритій* ЛП не має замкненого контуру, якій охоплює область поширення електромагнітної енергії.

У будь-якій ЛП можуть існувати різні типи хвиль (мод), які відрізняються структурою електромагнітного поля у поперечному перерізі. На рис. 1.9 та 1.10 приведені розподіли складових електромагнітного поля для коаксіальної лінії та прямокутного хвилеводу, які є найбільш поширеними у техніці НВЧ.

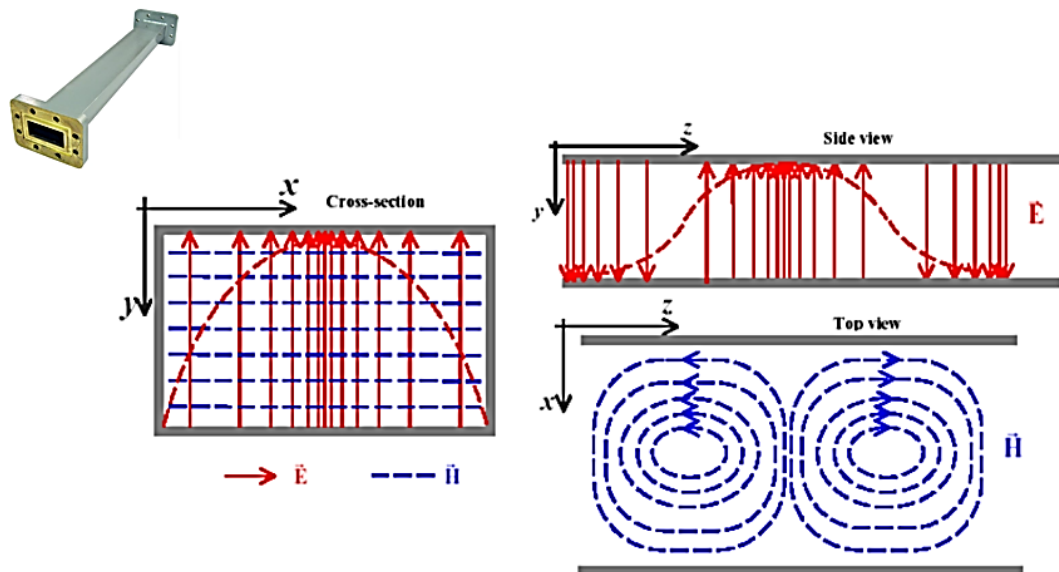


Рисунок 1.9 — Розподіл електромагнітного поля моди H_{10} в прямокутному хвилеводі

Мікромініатюризація радіосистем, зокрема бездротового зв'язку, обумовила застосування так званих інтегральних ліній передачі, технологія виготовлення яких сумісна с технологією електронних мікросхем.

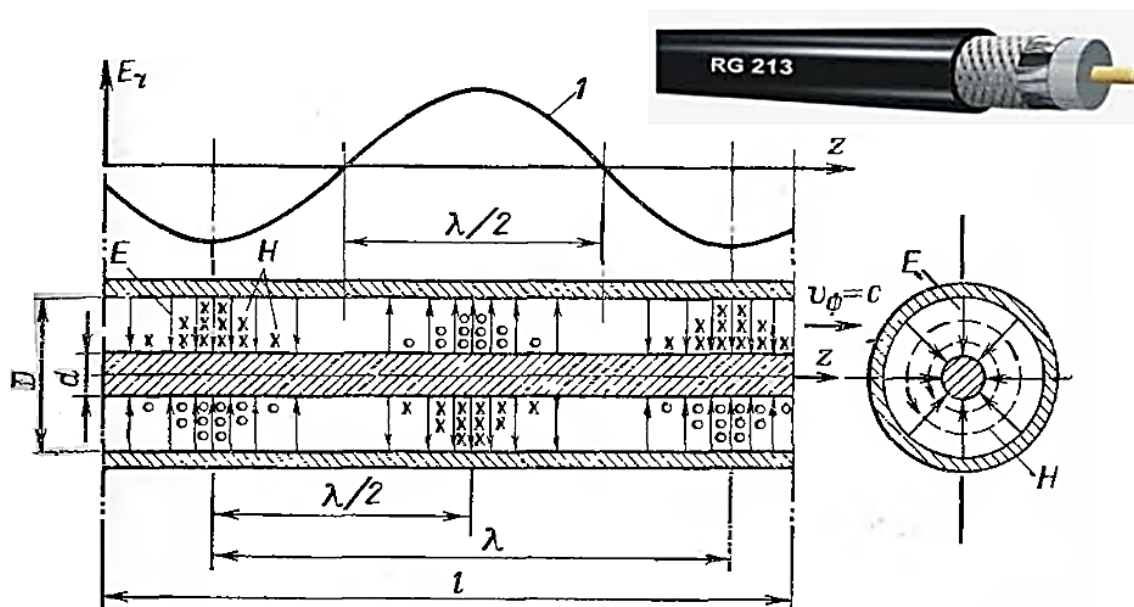


Рисунок 1.140 — Розподіл електромагнітного поля в коаксіальній лінії

До таких ліній зокрема відноситься мікросмужкова лінія (МСЛ) передачі, конструкція якої показана на рис. 1.11. МСЛ виконується на діелектричній підкладці, одна сторона якої повністю металізована, а на іншій сформована смужка певної ширини. У такому разі розподіл електричного поля має вигляд, показаний суцільними лініями, а магнітного — штриховими. Такий розподіл є характерним для T -хвилі. На справді, у випадку МСЛ він трохи інший, тому строго кажучи, основною модою МСЛ є квазі- T хвиля.

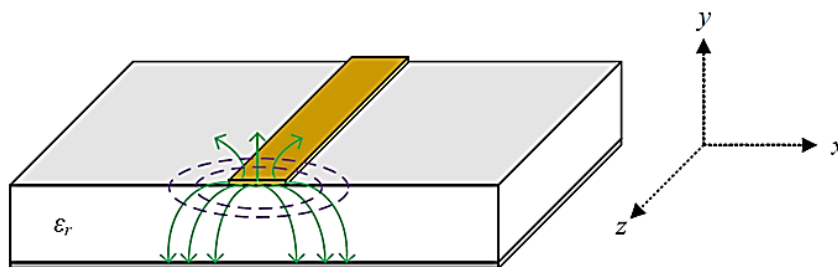


Рисунок 1.11 — Розподіл електромагнітного поля квазі- T моди мікросмужкової лінії

Моди лінії передачі

Для будь-якої лінії *біжучою* називають електромагнітну хвилю певного типу, що поширюється тільки в одному напрямку. Для кожної хвилі, що поширюється в лінії передачі визначається *критична частота* (частота відсічення). Їй відповідає *критична довжина хвилі*. Хвилі, що мають довжину більшу за критичну, поширюватись в лінії не можуть.

Електромагнітна хвиля, що має найменшу критичну частоту в цій лінії передачі, є *хвилею основного типу* або основною хвилею. Як правило, лінії передачі використовуються в режимі хвилі основного типу. Діапазон частот, в якому можливе поширення хвиль основного типу без поширення хвиль вищих типів називають *основним діапазоном частот лінії передачі*. Проте у деяких застосуваннях перевага віддається хвилям вищих типів.

Хвилю вищого типу називають хвилею, критична частота якої вище критичної частоти основної хвилі.

Основні відмінності ліній між собою визначаються типом електромагнітних хвиль, які поширюються вздовж лінії. Розрізняють такі типи хвиль:

- 1) поперечні хвилі (*T*- хвилі) ($E_z = 0, H_z \neq 0$);
- 2) електричні хвилі (*E*- хвилі) ($E_z \neq 0, H_z = 0$);
- 3) магнітні хвилі (*H*- хвилі) ($E_z = 0, H_z \neq 0$);
- 4) гібридні хвилі (*EH*- або *HE*- хвилі) ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$).

Поперечні (*T*-) хвилі існують тільки в лініях передачі мають порядок зв'язності не менше двох. Інакше кажучи, вони існують тільки в лініях передачі, що мають не менше двох ізольованих провідників (тобто в двопровідних, багатопровідних, коаксіальних і смужкових (мікросмужкових) лініях передачі). *Критична частота для T-хвиль дорівнює нулю*.

Як *H*-, так і *E*-хвилі характерні для хвилеводів з однорідним діелектричним заповненням. Критичні частоти *H*- і *E*-хвиль не дорівнюють нулю і залежать від форми та розмірів поперечного перерізу хвилеводу, а також від параметрів діелектрика, який заповнює простір усередині). Для хвилеводів з правильною формою поперечного перерізу (прямокутник, коло та ін.) існують точні формули розрахунку критичної частоти або критичної довжини хвилі.

Гібридні хвилі, типи яких розрізняються двома індексами, як правило, існують в лініях передачі з неоднорідним діелектричним заповненням. Критичні частоти гібридних хвиль складним чином залежать від форми та розмірів поперечного перерізу ліній передачі, в яких вони поширюються, а також від параметрів діелектричного середовища, що заповнює їх. Для деяких типів гібридних хвиль критичні частоти можуть асимптотично наближатись до нуля.

Однією з головних особливостей гібридних хвиль є наявність частотної дисперсії.

Хвильовий опір та довжина хвилі в лініях передачі

Для ліній передачі, в яких основною є T -хвиля застосовують поняття хвильового опору. Для коаксіальної лінії він розраховується за формулою

$$Z_0 = 138 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \lg \frac{r_1}{r_2}, \quad (1.1)$$

де r_1 – радіус зовнішнього провідника; r_2 – радіус внутрішнього провідника (рис. 1.9); μ і ε – магнітна та діелектрична проникність матеріалу заповнення простору між провідниками.

Довжина хвилі в коаксіальній лінії визначається як

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon\mu}}, \quad (1.2)$$

де λ – довжина хвилі у вільному просторі (вакуумі або повітрі).

Довжину хвилі для мікросмужкової лінії розраховують за формулою, яка аналогічна (1.2)

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}\mu}}, \quad (1.3)$$

де $\varepsilon_{\text{еф}}$ – ефективна діелектрична проникність, яка залежить не тільки від діелектричної проникності підкладки мікросмужкової лінії, а також від ширини смужки та товщини підкладки.

На практиці для визначення хвильового опору мікросмужкової лінії та довжини хвилі, як правило, користуються розрахунковими таблицями програмами-калькуляторами.

У прямокутному хвилеводі з повітряним заповненням для основної моди H_{10} довжина хвилі розраховується за формулою

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (1.4)$$

де a – довжина широкої стінки прямокутного хвилеводу, ε і μ – діелектрична та магнітна проникність середовища, що заповнює хвилевід.

Характеристичний та еквівалентний опір прямокутного хвилеводу

Прямокутний хвилевід має характеристичний опір, який для моди H_{10} розраховується за формулою

$$Z_{c H_{10}} = \frac{120\pi\sqrt{\mu/\varepsilon}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (1.5)$$

Проте в теорії НВЧ введено поняття еквівалентно опору прямокутного хвилеводу, який може бути визначений через напругу та струм:

$$Z_{U,I} = \frac{\pi b}{2a} Z_{c H_{10}}, \quad (1.6)$$

або через потужність і напругу:

$$Z_{P,U} = 2 \frac{b}{a} Z_{c H_{10}}, \quad (1.7)$$

де a і b – довжини відповідно широкої та вузької стінки хвилеводу;

або через потужність і струм:

$$Z_{P,I} = \frac{\pi^2 b}{8a} Z_{c H_{10}}. \quad (1.8)$$

У формули (1.6) – (1.8) входять обидва розміри прямокутного хвилеводу: a та b , і саме вони використовуються у розрахунках НВЧ кіл. Ці формули відрізняються тільки постійним коефіцієнтом. Проте у більшості розрахунків важливо відношення еквівалентних опорів, тому результат не залежить від цього постійного коефіцієнта.

Потужність, яку можна передавати через лінію передачі залежить від конструктивних особливостей типу лінії і характеризується показниками її електричної міцності.

Максимальна потужність, що передається через лінію, обмежена електричним пробоем або перегрівом провідників та ізоляторів ЛП.

Допустима потужність в лінії передачі зазвичай складає 25-30% від максимальної. Така величина враховує можливе зниження електричної міцності через вплив різноманітних нерегулярностей і неузгодження тракту. Крім того, зменшення довжини хвилі вимагає зменшення поперечних розмірів лінії і, відповідно, допустимої потужності.



Контрольні запитання

1. Що означає поняття «канал зв'язку»? З яких частин він складається?
2. Що називається мікрохвильовим трактом радіопристрою?
3. Дайте класифікацію мікрохвильових пристроїв за функціональним призначенням.
4. Які основні лінії передачі мікрохвильового діапазону Ви можете назвати?
5. Що таке основна мода лінії передачі?
6. Наведіть приклади ліній передачі, в яких основна мода є eT -хвилею.
7. Дайте визначення E - і H -хвиль.
8. Що таке гібридні хвилі в лінії передачі?
9. Що таке критична довжина хвилі? Чому вона дорівнює для T -моди, якщо така існує в лінії передачі?
10. Як визначається хвильовий опір та довжина хвилі для коаксіальної лінії?
11. Чому дорівнює характеристичний опір прямокутного хвилеводу для моди H_{10} ?
12. Як визначається еквівалентний опір прямокутного хвилеводу? Чим він відрізняється від характеристичного?

Лекція 2 Основи теорії довгих ліній

Зміст лекції

Модель еквівалентної лінії передачі

Властивості відрізків ліній передачі

Режими роботи лінії передачі

Модель еквівалентної лінії передачі

На основі ліній передачі (ЛП) різних типів створюються різноманітні НВЧ пристрої, які мають різні конструкції. Проте можна виділити спільні закономірності, що дозволяють описати їх роботу. Однією з них є процес поширення та перетворення енергії електромагнітної хвилі, незалежно від типу лінії.

Це спрощує аналіз процесів в конкретних лініях і дозволяє використовувати як модель *еквівалентну двопровідну лінію* (рис 2.1).

Проте, мають виконуватись такі вимоги:

- 1) у реальній та еквівалентній лініях поширюються хвилі тільки одного типу;
 - 2) стала поширення реальної та еквівалентної лінії однакові;
 - 3) хвильові опори реальної та еквівалентної лінії збігаються;
 - 4) напруга в еквівалентній лінії визначається через потужність в реальній
- $$|\dot{U}_{\text{пад}}| \sim \sqrt{P_{\text{пад}}}; |\dot{U}_{\text{відб}}| \sim \sqrt{P_{\text{відб}}};$$
- 5) фази розподілу напруги в еквівалентній лінії збігаються з фазами поперечної складової електричного поля в реальній лінії

$$\arg(\dot{U}_{\text{пад}}) = \arg(\dot{E}_{\text{пад}}); \arg(\dot{U}_{\text{відб}}) = \arg(\dot{E}_{\text{відб}}).$$

Електричні схеми радіодіапазону в основному містять елементи із зосередженими параметрами (конденсатори, дроселі, резистори, тощо), які можна вважати точковими у порівнянні з довжиною хвилі. Для мікрохвильових пристроїв характерна наявність елементів з розподіленими параметрами. Такі об'єкти характеризуються погонними параметрами (на одиницю довжини або одиницю поверхні). Серед них більш відомими є погонні ємність C (Ф/м), індуктивність L (Гн/м), опір R (Ом/м) та провідність G (См/м) (рис. 2.2).

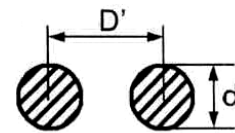


Рисунок 2.1 — Еквівалентна двопровідна лінія

Якщо параметри лінії не змінюються у напрямі її повздовжньої осі z , тобто лінія є регулярною, і з обох кінців вона навантажена на хвильовий опір Z_0 , то напруга та струм у будь-якому перерізі пов'язані співвідношенням

$$U_1/I_1 = U_2/I_2 = \dots = U_n/I_n = Z_0.$$

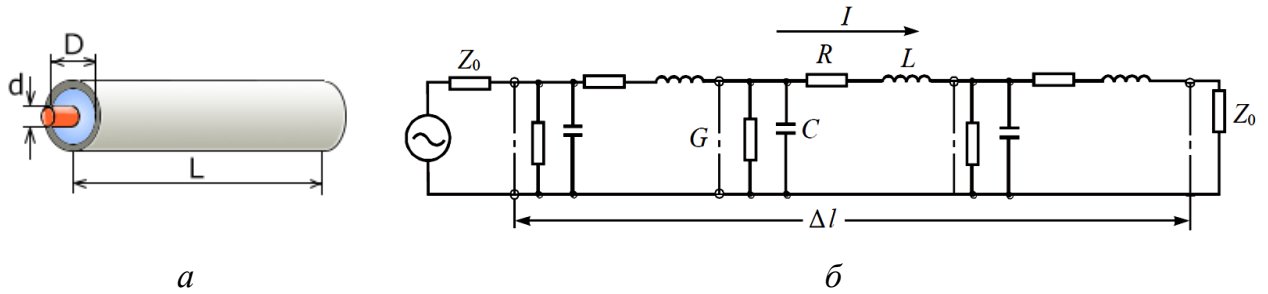


Рисунок 2.2 — Відрізок коаксимальної лінії (а) та його еквівалентна схема (б)

Розглянемо елемент лінії передачі (рис. 2.3). За умови узгодження для входу та виходу лінії при $\Delta Z, \Delta Y \rightarrow 0$ вхідний імпеданс елемента складає

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 = \frac{(Z_0 + \Delta Z)(1/\Delta Y)}{Z_0 + \Delta Z + (1/\Delta Y)} \approx \frac{Z_0 + \Delta Z}{1 + Z_0 \Delta Y}. \quad (2.1)$$

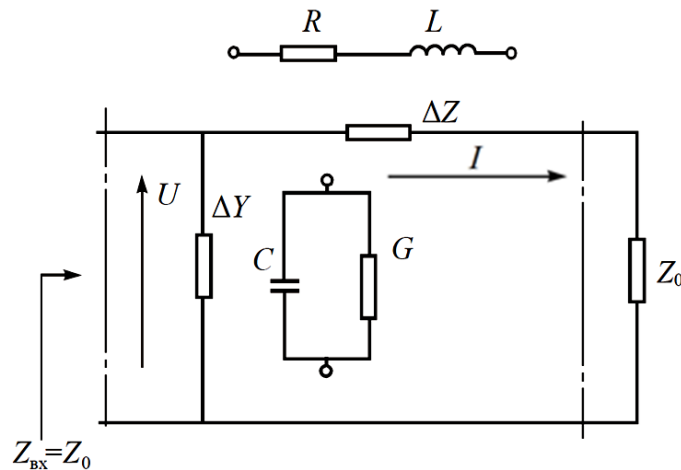


Рисунок 2.3 — Еквівалентна схема елемента лінії передачі

З рівняння (2.1) отримаємо

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (2.2)$$

Телеграфні рівняння

Для ділянки лінії передачі $\Delta z = dz \rightarrow 0$ можна записати

$$\begin{aligned}d\dot{U} &= -\dot{I}Zdz, \\d\dot{I} &= -\dot{U}Ydz\end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned}\frac{d\dot{U}}{dz} &= -\dot{I}Z, \\ \frac{d\dot{I}}{dz} &= -\dot{U}Y\end{aligned}$$

Звідси отримаємо диференціальні рівняння для напруги і струму

$$\frac{d^2\dot{U}}{dz^2} - ZY\dot{U} = 0, \quad (2.3a)$$

$$\frac{d^2\dot{I}}{dz^2} - ZY\dot{I} = 0, \quad (2.3б)$$

які називаються *телеграфними*.

Розв'язок телеграфних рівнянь такий:

$$\dot{U}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{відб}}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(0) \cdot e^{-\gamma z} + \dot{U}_{\text{відб}}(0) \cdot e^{\gamma z}, \quad (2.4a)$$

$$\dot{I}(z) = \dot{I}_{\text{пад}}(z) + \dot{I}_{\text{відб}}(z) = \dot{I}_{\text{пад}}(0) \cdot e^{-\gamma z} + \dot{I}_{\text{відб}}(0) \cdot e^{\gamma z}, \quad (2.4б)$$

де $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$ – стала поширення хвиль;

α – коефіцієнт загасання; $\beta = 2\pi/\Lambda$ – коефіцієнт фази (фазовий зсув на одиницю довжини лінії):

$$\beta = \omega\sqrt{LC}.$$

Якщо розглядати миттєві значення, то напруга змінюється за законом

$$U(z) = U_{\text{пад}}(0)e^{-\alpha z} \sin\omega\left(t - \frac{\beta z}{\omega}\right).$$

Швидкість переміщення фронту хвилі

$$v_{\phi} = \Lambda f = \Lambda\omega/2\pi.$$

Оскільки Λ — це відстань, яку має пройти хвиля, щоб отримати фазовий зсув 2π радіан, а β – фазовий зсув на одиниці довжини лінії, то

$$v_{\phi} = \omega/\beta = 1/\sqrt{LC}$$

звідси

$$Z_0 = v_{\phi}L = 1/\beta = 1/v_{\phi}C.$$

Наведені вирази використовують для розрахунків мікрохвильових пристроїв на відрізках ліній передачі. Проте у цьому діапазоні ємність та індуктивність відрізка лінії, як правило, неможливо розрахувати окремо. Тому можна визначити лише їх фізичні еквіваленти, які залежать від робочої частоти та навантаження на кінці лінії.

Величини погонних параметрів різних типів ліній визначаються виключно через їх конструктивні параметри (поперечні розміри струмонесучих поверхонь та електромагнітні властивості внутрішніх середовищ). Для їх розрахунку використовують як строгі, так і наближені методи.

Властивості відрізків ліній передачі

Типова технічна ситуація означає передавання сигналу від генератора до навантаження. Лінія передачі — частина схеми, яка забезпечує зв'язок між генератором і навантаженням. Для досить високих частот довжина хвилі порівнянна з довжиною провідників у лінії передачі. Сигнал поширюється як хвиля напруги (струму) уздовж лінії, тому що напруга (струм) не може змінитися миттєво у всіх її точках, і не можна нехтувати імпедансними властивостями провідників. Їх потрібно розглядати як кола з розподіленими параметрами.

Нехай генератор G з'єднаний з довільним імпедансом $Z_H = R_H + jX_H$ через відрізок лінії довжиною l (рис. 2.4). Тоді для перерізу навантаження ($z = 0$) можна записати такі вирази для струму (2.5а) і напруги (2.5б)

$$\frac{\dot{U}_{\text{пад}}}{Z_0} - \frac{\dot{U}_{\text{відб}}}{Z_0} = \frac{\dot{U}_H}{Z_H}, \quad (2.5a)$$

$$\dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{відб}} = \dot{U}_H. \quad (2.5б)$$

Коефіцієнтом відбиття Γ прийнято називати відношення комплексних амплітуд напруги відбитої та падаючої хвиль. Тоді у перерізі навантаження

$$\dot{\Gamma}(0) = \dot{\Gamma}_H = \left(\frac{\dot{U}_{\text{пад}}}{\dot{U}_{\text{відб}}} \right) = |\dot{\Gamma}| e^{j\varphi_H},$$

а на відстані l від нього ($z = -l$) —

$$\dot{\Gamma}(l) = \dot{\Gamma}_H e^{j2\beta l}.$$

Враховуючи рівняння (2.5), отримаємо

$$Z_H = Z_0 \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}; \dot{\Gamma}_H = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}.$$

Векторна діаграма напруг в лінії передачі та форма стоячої хвилі наведені на рис. 2.5.

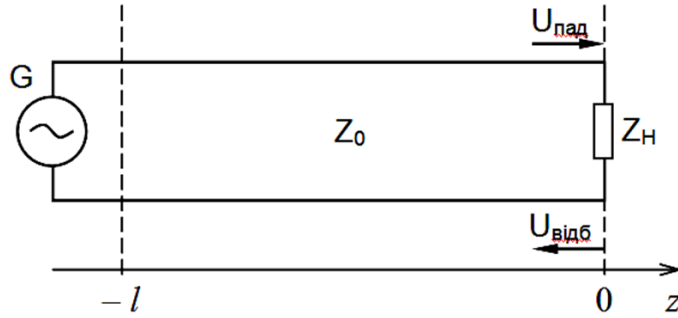


Рисунок 2.4 — Навантажена лінія передачі

Від’ємний набіг фази зі збільшенням відстані l пов’язаний зростанням запізнення відбитої хвилі, що здійснює подвійний пробіг шляху l .

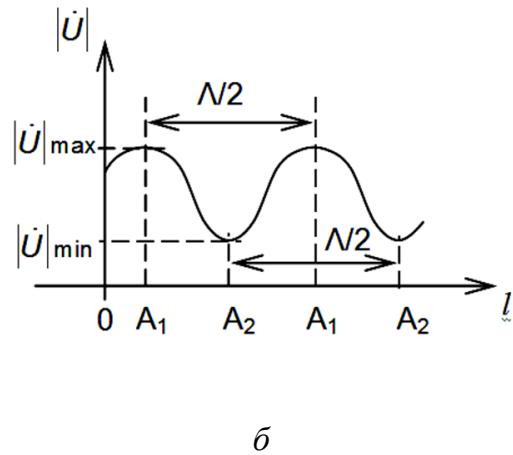
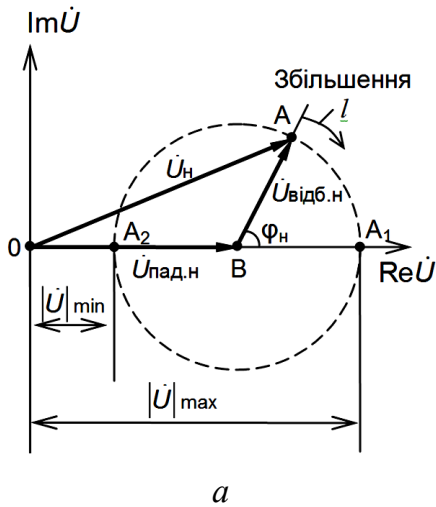


Рисунок 2.5 — Векторна діаграма (а) та розподіл амплітуди напруги в лінії (б)

Форма стоячої хвилі описується рівняннями

$$\frac{|\dot{U}|}{|\dot{U}_{\text{пад}}|} = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}|\cos(\varphi_H - 2\beta l)}; \quad (2.6a)$$

$$\frac{i}{i_{\text{пад}}} = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}|\cos(\varphi_H - 2\beta l)}. \quad (2.6б)$$

Приклад епюр амплітуди напруги та струму, що визначаються за рівняннями (2.6а і 2.6б) наведено на рис. 2.6.

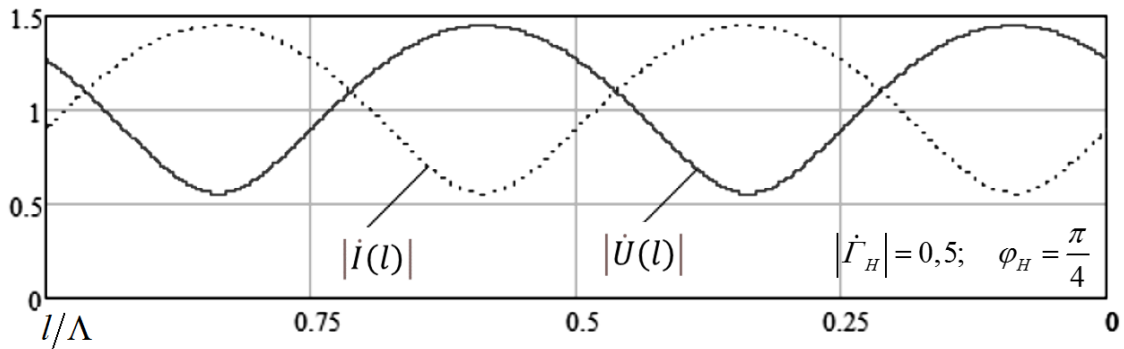


Рисунок 2.6 — Форма стоячої хвилі в неузгодженій лінії передачі

Напруга і струм є періодичними функціями координати та мають екстремуми, проте форма кривої у загальному випадку суттєво відрізняється від синусоїди.

Максимуми напруги або напруженості поперечного електричного поля відповідають мінімуму подовжнього струму або напруженості поперечного магнітного поля і навпаки.

Фазовий кут коефіцієнта відбиття визначає лише положення на осі мінімумів та максимумів і не впливає на їх величини.

Коефіцієнтом стоячої хвилі з напруги (КСХН) називають відношення

$$КСХН = \frac{|\dot{U}|_{max}}{|\dot{U}|_{min}} = \frac{|\dot{E}|_{max}}{|\dot{E}|_{min}}.$$

КСХН є скалярною величиною. Її зв'язок з модулем коефіцієнта відбиття

$$КСХН = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}; |\dot{\Gamma}| = \frac{КСХН - 1}{КСХН + 1}.$$

Вхідний опір лінії передачі з комплексним навантаженням — це відношення напруги до струму на вході лінії. Вважаємо, що навантаження відрізка лінії довжиною l розміщено у точці $z = 0$, вхідний імпеданс визначається для координати $z = -l$ (рис. 2.4). Тоді, враховуючи рівняння (2.4а, б) та (2.5а, б), отримаємо вирази для напруги і струму для точки $z = -l$

$$\dot{U}(-l) = \dot{U}_{пад}(0) \cdot e^{\gamma l} + \dot{U}_{відб}(0) \cdot e^{-\gamma l}, \quad (2.7a)$$

$$i(z) = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0)}{Z_0} e^{\gamma l} - \frac{\dot{U}_{\text{відб}}(0)}{Z_0} e^{-\gamma l}. \quad (2.7б)$$

Тоді комплексний опір (імпеданс) у перерізі навантаження ($z = 0$) складає

$$Z_{\text{н}} = \frac{\dot{U}_{\text{н}}}{\dot{I}_{\text{н}}} = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0) + \dot{U}_{\text{відб}}(0)}{\dot{I}_{\text{пад}}(0) + \dot{I}_{\text{відб}}(0)} = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0) + \dot{U}_{\text{відб}}(0)}{\frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0)}{Z_0} - \frac{\dot{U}_{\text{відб}}(0)}{Z_0}} = Z_0 \frac{1 + \dot{\Gamma}_{\text{н}}}{1 - \dot{\Gamma}_{\text{н}}},$$

а у перерізі $z = -l$ —

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0)e^{\gamma l} + \dot{U}_{\text{відб}}(0)e^{-\gamma l}}{\dot{I}_{\text{пад}}(0)e^{\gamma l} + \dot{I}_{\text{відб}}(0)e^{-\gamma l}} = \frac{\frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0)e^{\gamma l}}{Z_0} + \frac{\dot{U}_{\text{відб}}(0)e^{-\gamma l}}{Z_0}}{\frac{\dot{U}_{\text{пад}}(0)e^{\gamma l}}{Z_0} - \frac{\dot{U}_{\text{відб}}(0)e^{-\gamma l}}{Z_0}}.$$

Звідси отримаємо

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 \frac{1 + \dot{\Gamma}_{\text{н}} e^{-2\gamma l}}{1 - \dot{\Gamma}_{\text{н}} e^{-2\gamma l}} = \frac{Z_{\text{н}} + Z_0 \text{th}(\gamma l)}{Z_0 + Z_{\text{н}} \text{th}(\gamma l)}. \quad (2.8a)$$

Для лінії передачі без втрат

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{н}} + Z_0 \text{tg}(\beta l)}{Z_0 + Z_{\text{н}} \text{tg}(\beta l)}. \quad (2.8б)$$

Отже опір, на який навантажується генератор через лінію передачі, не є сумою хвильового опору ЛП та навантаження $Z_{\text{н}}$.

Режими роботи лінії передачі

Режим короткого замикання ($Z_{\text{н}} = 0$)

Оскільки

$$\dot{\Gamma}_{\text{н}} = \frac{Z_{\text{н}} - Z_0}{Z_{\text{н}} + Z_0},$$

то для $Z_{\text{н}} = 0$, маємо $\dot{\Gamma}_{\text{н}} = -1$, тобто $\varphi_{\text{н}} = \pi$.

Тоді формула (2.6a) спрощується і має вигляд

$$\frac{|\dot{U}|}{|\dot{U}_{\text{пад}}|} = 2|\sin(\beta l)|,$$

а розподіл амплітуди напруги в лінії буде таким, як на рис. 2.7

Вхідний імпеданс такого відрізка згідно з (2.8б) має значення

$$Z_{\text{вх}} = jZ_0 \text{tg}(\beta l), \quad (2.9)$$

а його модуль та знак визначаються функцією $\text{tg}(\beta l)$.

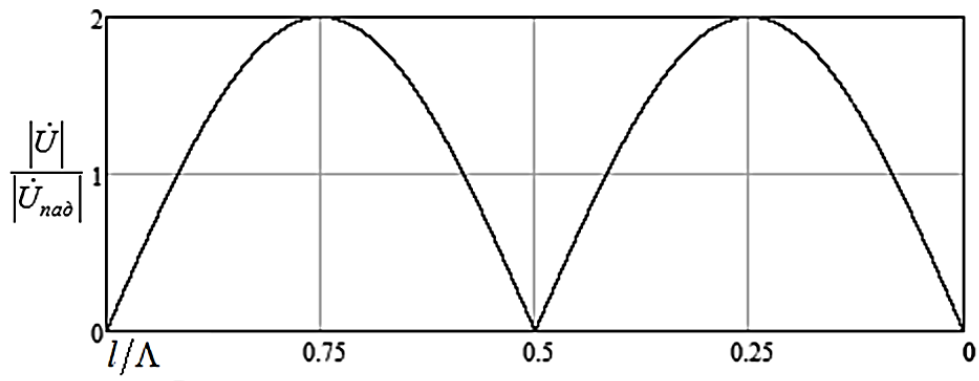


Рисунок 2.7 — Розподіл напруги в довгій коротко замкненій лінії

Отже в залежності від довжини відрізка він може властивість індуктивності, ємності, послідовного або паралельного коливального контурів (рис. 2.8).

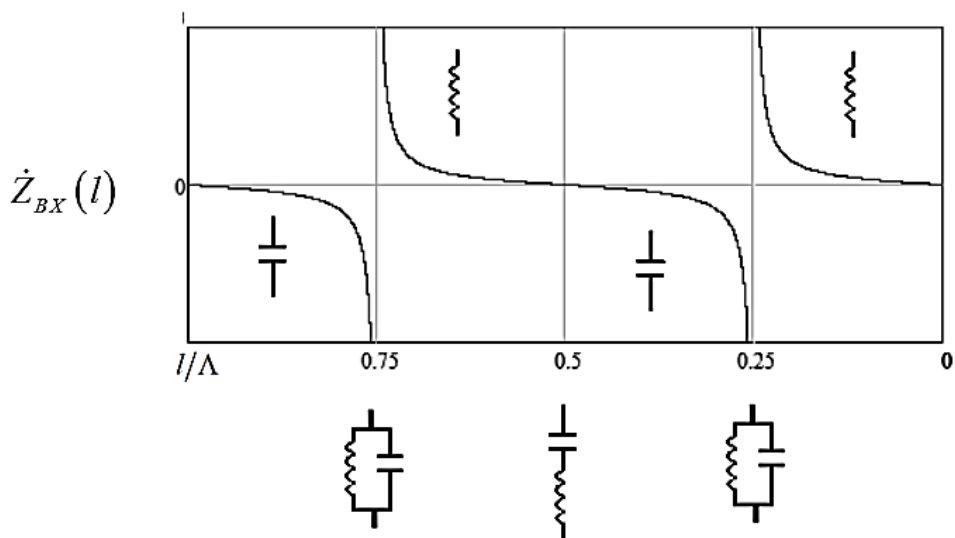


Рисунок 2.8 — Характер вхідного імпедансу Z_{BX} коротко замкненого відрізка лінії в залежності від його довжини

Режим холостого ходу ($Z_H \rightarrow \infty$)

В даному випадку маємо $\dot{\Gamma}_H = -1$, тобто $\varphi_H = 0$. Тоді формула (2.6a) має вигляд

$$\frac{|\dot{U}|}{|\dot{U}_{\text{пад}}|} = 2|\cos(\beta l)|,$$

а розподіл амплітуди напруги в лінії буде таким, як на рис. 2.9

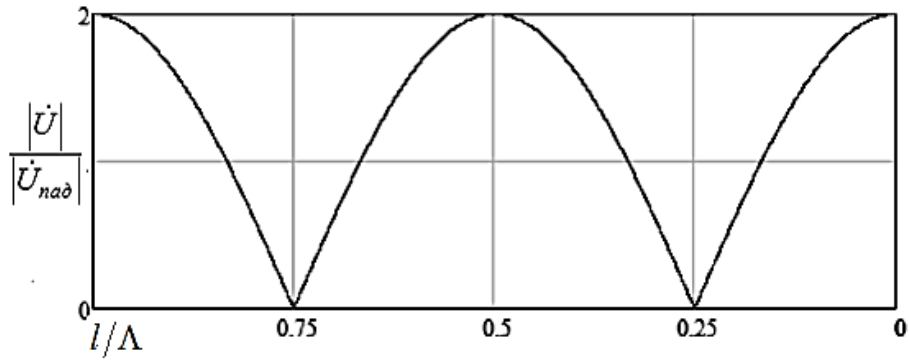


Рисунок 2.9 — Розподіл напруги в довгій розімкненій лінії

Вхідний імпеданс такого відрізка згідно з (2.8б) має значення

$$Z_{\text{вх}} = -jZ_0 \text{ctg}(\beta l), \quad (2.10)$$

а його модуль та знак визначатимуться функцією $\text{ctg}(\beta l)$. Властивості розімкненого відрізка пояснюються рис. 2.10.

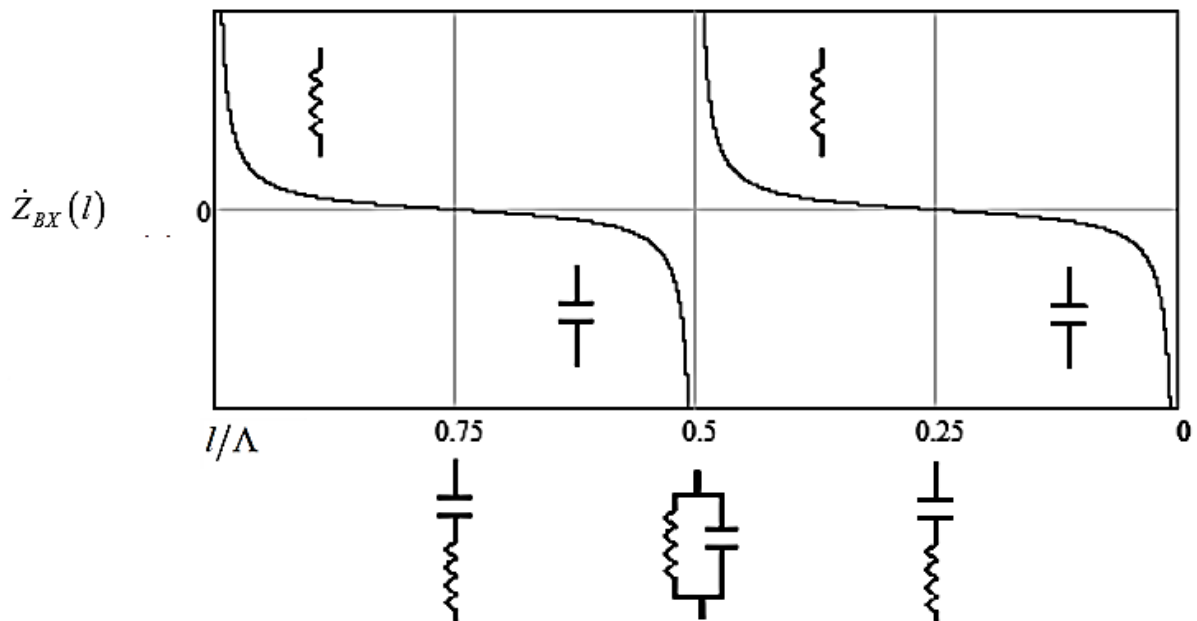


Рисунок 2.10 — Характер вхідного імпедансу $Z_{\text{вх}}$ розімкненого відрізка лінії в залежності від його довжини

Таким чином можна зробити такі висновки.

1. Відсутність відбиття ($\Gamma = 0$) досягається узгодженням опору навантаження та хвильового опору лінії передачі: $Z_{\text{н}} = Z_0$. Цей режим відповідає повній передачі потужності падаючої хвилі у навантаження).

2. Повне відбиття хвилі напруги ($|\Gamma| = 1$) спостерігається у режимах

- холостого ходу ($\Gamma = 1$) для $Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$,
- короткого замикання ($\Gamma = -1$) для $Z_{\text{н}} = 0$,
- а також чисто реактивного навантаження $Z_{\text{н}} = jX$ (для усіх трьох випадків відсутнє поглинання електромагнітної енергії в навантаженні);

3. Вхідний імпеданс коротко замкнутого або розімкнутого на протилежному кінці відрізка лінії передачі без втрат є чисто реактивним, причому характер і величина реактивності залежить від довжини відрізка ЛП.



Контрольні запитання

1. Які основні вимоги для еквівалентної моделі лінії передачі? На базі якої лінії побудована ця модель?
2. На прикладі коаксіальної лінії поясніть природу погонних параметрів: індуктивності, ємності, опору та провідності.
3. Як стала поширення залежить від цих параметрів?
4. Що можна сказати про модуль коефіцієнта відбиття, якщо лінія не має втрат?
5. Як коефіцієнт відбиття залежить від співвідношення хвильового опору лінії передачі та імпеданс
6. Як визначається коефіцієнт стоячої хвилі? Чому він дорівнює в режимі холостого ходу та короткого замикання?
7. Якою функцією описується вхідний опір коротко замкнутого та розімкнутого відрізка?
8. У якого відрізка буде менша довжина (коротко замкнутого чи розімкнутого), якщо відомо, що його вхідний імпеданс має індуктивний характер?
9. Чи можна сказати, що вхідний імпеданс відрізка лінії передачі з хвильовим опором 50 Ом і навантаженням 100 Ом дорівнюватиме 150 Ом?

Лекція 3 Вузькосмугове узгодження вузлів тракту надвисокочастотної апаратури

Зміст лекції

Загальні питання узгодження мікрохвильових пристроїв

Основні методи вузькосмугового узгодження

Загальні питання узгодження мікрохвильових пристроїв

Під узгодженням розуміють режим роботи мікрохвильового тракту, який забезпечує передачу сигналу максимальної потужності від джерела (генератора) до навантаження (рис. 3.1). З погляду теорії довгих ліній це можливо, якщо немає відбиття, тобто реалізовано режим біжучої хвилі. Умовою узгодження є співвідношення:

$$R_H = Z_0; X_H = 0.$$

Вважається, що поширюється тільки одна мода, і потрібно у заданій смузі частот $2\Delta f$ забезпечити КСХН не більше допустимої величини КСХН_{max} або $|\Gamma|$ — не більше $|\Gamma|_{\max}$.

Отже, можна сформулювати задачу таким чином: потрібно у заданій смузі частот $2\Delta f$ забезпечити її узгодження з нормованим комплексним імпедансом (відносно хвильового опору лінії передачі Z_0).

Рівень узгодження характеризується коефіцієнтом відбиття або КСХН

$$\dot{\Gamma}_H = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}; \quad КСХН = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}.$$

Оскільки $P_H = P_{\text{пад}} - P_{\text{відб}} = P_{\text{пад}}(1 - |\Gamma|^2)$, то рівень узгодження можна характеризувати втратами (в дБ) через відбиття:

$$A = 10 \lg \frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{пад}} - P_{\text{відб}}} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma|^2}.$$

Максимальна потужність падаючої хвилі відповідає умові:

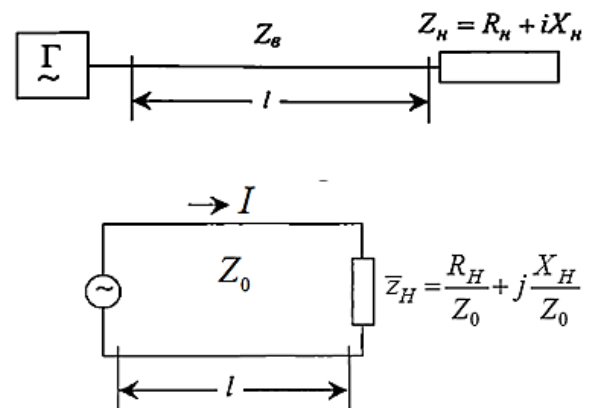


Рисунок 3.1 — З'єднання генератора з навантаженням лінією передачі

$$P_{\text{пад}}^{\text{max}} = P_{\text{гр}} \sim U_{\text{гр}}^2.$$

Отже для неузгодженої лінії

$$U_{\text{пад}}^{\text{пуч}} = U_{\text{пад}}(1 + |\Gamma|), \quad P_{\text{пад}}^{\text{max}} = \frac{P_{\text{гр}}}{(1 + |\Gamma|)^2}$$

$$P'_{\text{гр}} = P_{\text{гр}} \frac{1 - |\Gamma|^2}{(1 + |\Gamma|)^2} = P_{\text{гр}} \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} = \frac{P_{\text{гр}}}{\text{КСХН}}.$$

Основні методи вузькосмугового узгодження

1. *Метод створення додаткового відбиття.* Узгоджувальний чотириполюсник створює додаткові відбиті хвилі, сумарна амплітуда яких дорівнює амплітуді хвилі, відбитої від нього, а фаза відрізняється на π . Тому на ділянці від генератора до узгоджувального чотириполюсника відбита хвиля відсутня.

Для навантаження, імпеданс якого є комплексною величиною, узгоджувальний чотириполюсник є реактивним і називається узгоджувальним, то реактивним чотириполюсником (УРЧП). Якщо навантаження чисто ак-

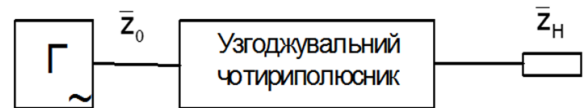


Рисунок 3.2 — Загальна схема узгодження лінії з навантаженням

тивне, в мікрохвильовому діапазоні узгоджувальний чотириполюсник, як правило, є ступінчастим або плавним переходом, який називається трансформатором активних опорів. Часто УРЧП і такий трансформатор використовуються одночасно.

2. *Метод поглинання відбитої хвилі.* Генератор і навантаження з'єднуються через чотириполюсник, який сильно поглинає відбиту хвилю і слабо — падаючу, наприклад, феритовий вентиль.

3. *Метод поглинання падаючої та відбитої хвиль.* У даному випадку узгоджувальний чотириполюсник є взаємним. Як правило, це — атенюатор, який поглинає і відбиту, і падаючу хвилі.

Під смугою узгодження розуміють частотний діапазон, у середині якого КСХН не більше, ніж задане значення КСХН_{max} , або модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ не перевищує $|\Gamma|_{\text{max}}$ (рис. 3.3).

Вузькою прийнято вважати смугу частот $(2\Delta f/f_0)$, яка складає 1-5% від середньої (центральної) частоти f_0 . У цій смузі потрібно забезпечити коефіцієнт стоячої хвилі не більше допустимого (як правило, в межах $1,02 \div 1,05$ для метрологічних завдань і $1,2 \div 1,5$ в інших випадках).

Широкою вважають смугу узгодження 15-20% та більшу.

Найбільш простими є вузькосмугові узгоджувальні кола.

Чвертьхвильовий трансформатор — це відрізок лінії передачі того ж типу, що й основна, але з іншим хвильовим опором $Z_{\text{ТР}}$. Довжина ж цього відрізка дорівнює $l = \Lambda/4$. Він застосовується для узгодження активних опорів між собою, або лінії та активного навантаження, або однотипних ліній передачі з різним хвильовим опором.

Розглянемо дві лінії передачі з хвильовими опорами Z_{01} і Z_{02} , які з'єднані між собою чвертьхвильовим трансформатором з опором $Z_{\text{ТР}}$. Причому $Z_{\text{ТР}} \neq Z_{01}$ і $Z_{\text{ТР}} \neq Z_{02}$.

Вважаємо, що чвертьхвильовий відрізок лінії передачі з опором $Z_{\text{ТР}}$ має навантаження Z_{02} (у перерізі ξ_0). Визначимо вхідний опір $Z_{\text{ВХ}}$ у перерізі $\xi_0 + \Lambda/4$, використовуючи формулу

$$Z_{\text{ВХ}} = Z_{\text{ТР}} \frac{Z_{02} + jZ_{\text{ТР}} \text{tg}(\beta l)}{Z_{\text{ТР}} + jZ_{02} \text{tg}(\beta l)}.$$

Тут $\beta = 2\pi/\Lambda$, $l = \Lambda/4$. Тому $\text{tg}(\beta l) \rightarrow \infty$.

Тому в перерізі $\xi_0 + \Lambda/4$ маємо

$$Z_{\text{ВХ}}(\xi_0 + \Lambda/4) = Z_{\text{ТР}} \frac{Z_{\text{ТР}}}{Z_{02}}$$

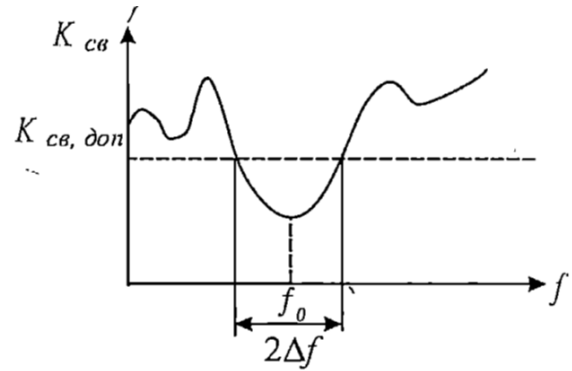


Рисунок 3.3 — Визначення смуги узгодження

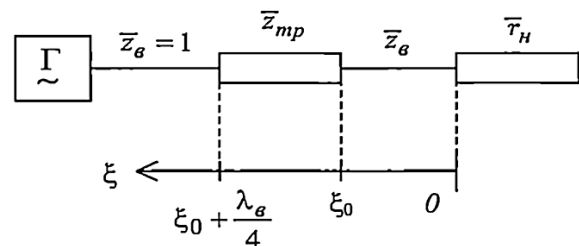


Рисунок 3.4 — Узгодження за допомогою чвертьхвильового трансформатора

З іншого боку, якщо за допомогою чвертьхвильового трансформатора зроблено узгодження в перерізі $\xi_0 + \Lambda/4$, то

$$Z_{\text{вх}}(\xi_0 + \Lambda/4) = Z_{01}$$

Таким чином

$$Z_{01} = \frac{Z_{\text{ТР}}^2}{Z_{02}}$$

Звідси отримаємо формулу для хвильового опору чвертьхвильового трансформатора

$$Z_{\text{ТР}} = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}$$

Якщо потрібно узгодити лінію передачі з хвильовим опором Z_0 з активним опором R_H , то значення хвильового опору подібного трансформатора має бути

$$Z_{\text{ТР}} = \sqrt{Z_0 R_H}$$

Два активних опора R_1 і R_2 також можна узгодити за допомогою чвертьхвильового трансформатора, причому

$$Z_{\text{ТР}} = \sqrt{R_1 R_2}$$

Якщо використовувати чвертьхвильовий трансформатор для узгодження лінії передачі з комплексним навантаженням, то його слід вмикати в перерізах лінії передачі, де вхідний опір чисто активний (у максимумах або мінімумах напруги). Причому в мінімумах $Z_{\text{вх}}/Z_0 = 1/K_{\text{СХН}}$ і $Z_{\text{ТР}} > Z_0$.

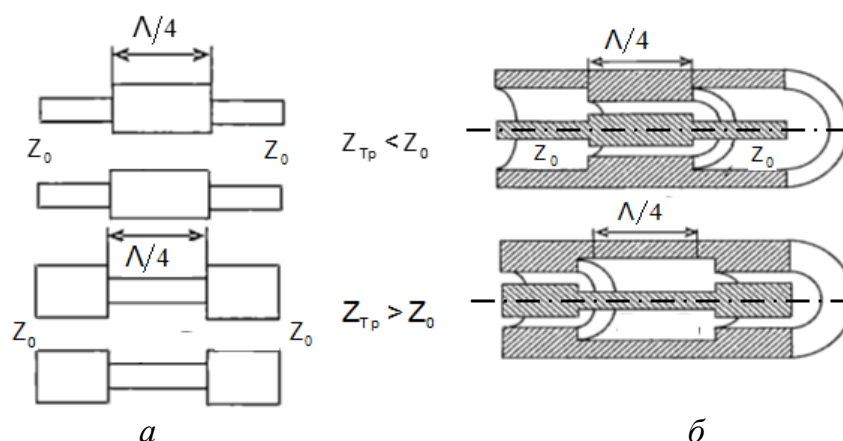


Рисунок 3.4 — Узгодження двопровідної (а) та коаксіальної (б) лінії з комплексним навантаженням за допомогою чвертьхвильового трансформатора

На рис. 3.5 наведені епюри напруги в лінії, яка узгоджена з комплексним навантаженням.

а — неузгоджена лінія, між генератором та навантаженням існують падаюча та відбита хвиля, є пучності та вузли напруги, $K_{СХН} > 1$

б — вихід чвертьхвильового трансформатора розташований в пучності, його хвильовий опір більший, ніж у лінії передачі: $Z_{тр}/Z_0 > 1$; між генератором і входом трансформатора — режим біжучої хвилі; між виходом трансформатора і навантаженням — змішаний режим: є падаюча та відбита хвилі напруги.

в — вихід чвертьхвильового трансформатора розташований у вузлу, його хвильовий опір більший, ніж у лінії передачі: $Z_{тр}/Z_0 < 1$; між генератором і входом трансформатора — режим біжучої хвилі; між виходом трансформатора і навантаженням — змішаний режим: є падаюча та відбита хвилі напруги.

Послідовний шлейф слід вмикати у такому перерізі лінії, де активна складова її вхідного імпедансу дорівнює хвильовому опору лінії (рис. 3.6).

Довжину шлейфа $l_{ш}$ слід вибрати такої, щоб реактивний опір шлейфа дорівнював за величиною та був протилежним за знаком реактивній частині вхідного опору навантаженого відрізка лінії довжиною $\xi_{ш}$. Параметри $l_{ш}$ і $\xi_{ш}$ можна визначити за формулами:

$$\xi_{ш} = \frac{1}{\beta} \arctg \left(\frac{1}{\sqrt{K_{СХН}}} \right);$$

$$l_{ш} = \frac{1}{\beta} \arctg \left(\frac{K_{СХН} - 1}{\sqrt{K_{СХН}}} \right).$$

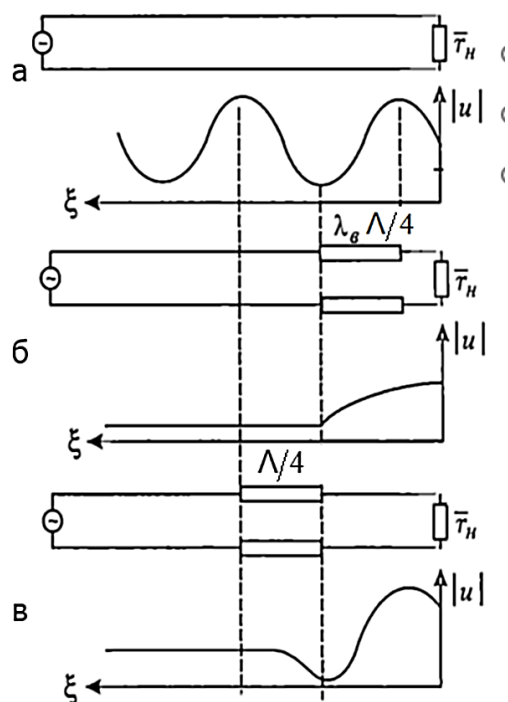


Рисунок 3.5 — Епюри напруги в узгодженій лінії

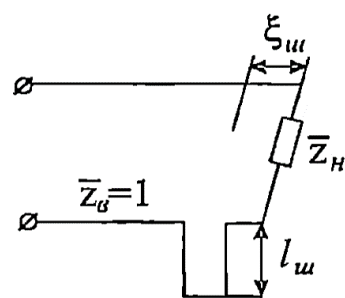


Рисунок 3.6 — Коло узгодження з одним послідовним шлейфом

Узгоджувальний *паралельний шлейф* (рис. 3.7) потрібно вмикати у такому перерізі лінії, де активна складова вхідної провідності заданої лінії дорівнює хвильовій провідності лінії передачі, а довжину шлейфа $l_{\text{ш}}$ вибирають так, щоб його реактивна нормована провідність компенсувала б реактивну складову вхідної провідності навантаженого відрізка лінії довжиною $\xi_{\text{ш}}$. Параметри $l_{\text{ш}}$ і $\xi_{\text{ш}}$ можна визначити за формулами:

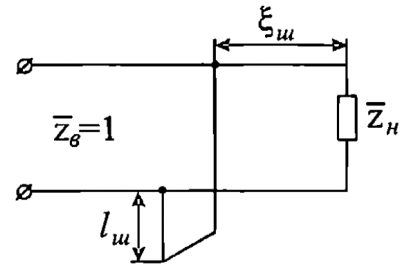


Рисунок 3.7 — Коло узгодження з одним паралельним шлейфом

$$Y_{\text{вх}}(\xi_{\text{ш}}) + jB_{\text{ш}}(l_{\text{ш}}) = Z_0.$$

$$G_{\text{вх}}(\xi_{\text{ш}}) = Y_0 = 1/Z_0, \quad B_{\text{ш}}(l_{\text{ш}}) = -B_{\text{вх}}(\xi_{\text{ш}})$$

$$\xi_{\text{ш}} - \xi_{\text{max}} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{KCXH}}\right); \quad l_{\text{ш}} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{\sqrt{KCXH}}{KCXH - 1}\right).$$

Узгоджувальні пристрої з двома шлейфами. Змінюючи довжину першого послідовного шлейфа, досягають того, щоб активна частина вхідного опору заданої лінії у місці увімкнення другого шлейфу дорівнювала б хвильовому опору лінії. Підбираючи довжину другого шлейфу, компенсують реактивну частину вхідного опору лінії.

Аналогічно розглядується робота для паралельних шлейфів (рис. 3.8).

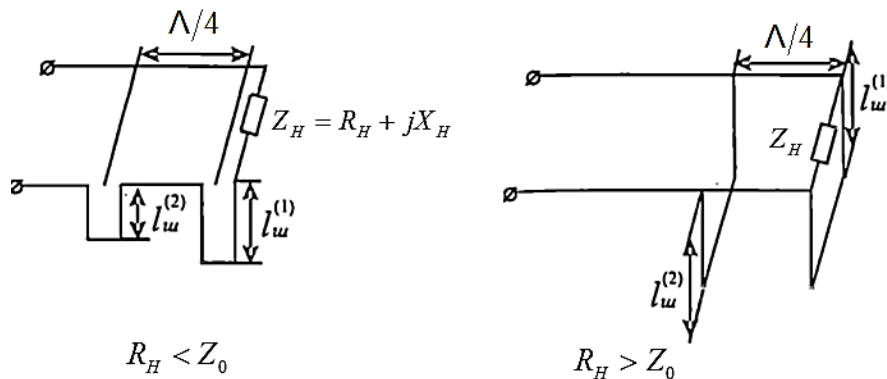


Рисунок 3.8 — Принцип узгодження навантаження двома шлейфами

Узгоджувальні пристрої з трьома шлейфами. Узгодження проводиться за допомогою двох шлейфів з трьох. В пристрої з трьома послідовними шлейфами (3.9) при $R_H < Z_0$ використовують перший і другий шлейфи, як і при двохшлейфовом. Третій шлейф вимикається (довжина береться рівною $\Lambda/2$).

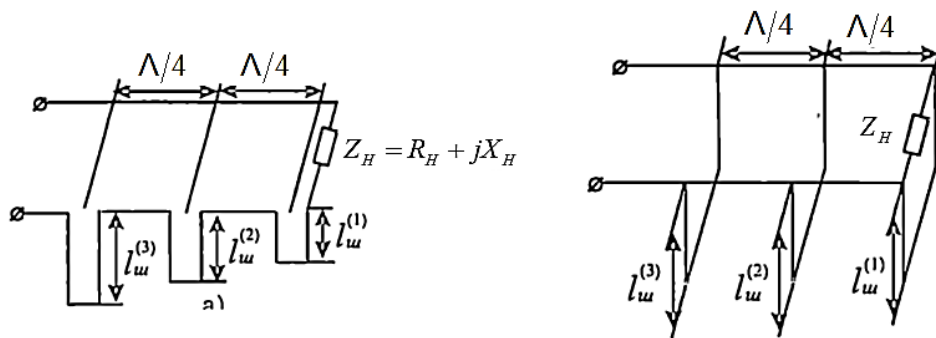


Рисунок 3.9 — Принцип узгодження навантаження трьома шлейфами

При $R_H > Z_0$ використовують другий та третій шлейфи, а перший шлейф рівною $\Lambda/2$. Аналогічно функціонує *паралельне з'єднання трьох шлейфів*. Причому при $R_H > Z_0$ використовують перший та другий шлейфи, а при $R_H < Z_0$ — другий і третій. Конкретна конструкторська реалізація таких узгоджувальних пристроїв визначається типом вибраної лінії передачі.



Контрольні запитання

1. Чому в неузгодженій лінії зменшується максимальна потужність, яку можна передавати?
2. З якою метою здійснюється узгодження?
3. За яким критерієм розділяють широкосмугове і вузькосмугове узгодження?
4. Які основні методи узгодження лінії передачі з навантаженням?
5. Який хвильовий опір у чвертьхвильового узгоджувального трансформатора?
6. Поясніть принцип узгодження лінії передачі з комплексним навантаженням за допомогою чвертьхвильового трансформатора.
7. Як виглядають епюри напруги для такого узгодження?
8. Поясніть принцип узгодження лінії передачі за допомогою одного шлейфа.
9. Поясніть принцип двохшлейфного узгодження? Які його обмеження за діапазоном значень навантажень?
10. У чому переваги трьохшлейфного узгодження?

Лекція 4 **Методи та засоби широкосмугового узгодження мікрохвильових пристроїв**

Зміст лекції

Ступінчастий та плавний переходи між лініями передачі

Передача електромагнітної енергії між мікрохвильовими лініями різних типів

Принцип дії та застосування феритових вентилів

Ступінчастий та плавний переходи між лініями передачі

Однією з проблем, що виникають під час розробки пристроїв НВЧ, є узгодження лінії передачі (ЛП) з навантаженням. В інженерній практиці для цього часто використовують математичний апарат теорії довгих ліній, який дозволяє отримати задовільні результати проектування тільки для основного типу хвилі (одномодовий режим роботи ЛП).

Вважається, що лінія ідеально узгоджена з навантаженням, якщо амплітуда напруги чи струму відбитої хвилі дорівнює нулю. Для ЛП без втрат таке можливо, якщо підключене до її виходу навантаження є чисто активним і дорівнює хвильовому опору лінії Z_0 . Це режим біжучої хвилі, який є оптимальним для передачі енергії від джерела до навантаження. Він забезпечує:

- максимальний ККД передачі потужності джерела у навантаження;
- відсутність втрат потужності через відбиття хвилі від навантаження;
- найменші теплові втрати у ЛП;
- максимальну електричну міцність ЛП;
- постійний вхідний імпеданс узгодженої із навантаженням лінії, який не залежить від довжини ЛП та забезпечує стабільну роботу джерела енергії.

Якщо опір навантаження відрізняється від хвильового опору Z_0 , то для забезпечення режиму біжучої хвилі потрібно виконати узгодження ЛП.

Метод широкосмугових переходів ґрунтується на використанні відрізків нерегулярної лінії, розміри поперечного перерізу якої змінюються ступінчасто або плавно вздовж її довжини.

Принцип дії більшості вузькосмугових пристроїв узгодження базується на властивості відрізка ЛП довжини l трансформувати підключене до його виходу навантаження Z_n . (рис. 4.1) У загальному випадку вхідний імпеданс $Z_{вх}$

відрізка лінії без втрат з хвильовим опором Z_0 і навантаженого активним опором R_H є комплексним і визначається виразом

$$Z_{BX} = Z_{TP} \frac{Z_{02} + jZ_{TP} \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_{TP} + jZ_{02} \operatorname{tg}(\beta l)},$$

де $\beta = 2\pi/\Lambda$ — коефіцієнт фази; Λ — довжина хвилі в лінії передачі.

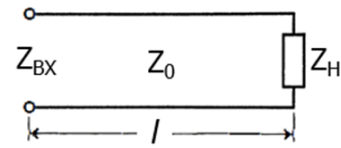


Рисунок 4.1 — Еквівалентна схема навантаженої лінії

Для заданих фіксованих значень Z_H і Λ зміною параметрів Z_0 і l можна таким чином трансформувати імпеданс навантаження, щоб наприклад, забезпечити виконання умов $Z_{BX} = R_{BX}$ і $X_{BX} = 0$. Саме так діє чвертьхвильовий узгоджувальний трансформатор.

Якщо навантаження Z_H чисто активне: $Z_H = R_H$ (рис. 4.2а), або узгоджуються дві лінії передачі з різними хвильовими опорами Z_0 і Z_{01} (рис. 4.2б), то хвильовий опір чверть хвильового трансформатора визначається як

$$Z_{TP} = \sqrt{R_H Z_0} \quad \text{або} \quad Z_{TP} = \sqrt{R_H Z_0}$$



Рисунок 4.2 — Узгодження лінії передачі за допомогою чвертьхвильового трансформатора з іншою лінією з активним опором (а) та з іншою лінією (б)

Розглянемо частотний діапазон узгоджувального чвертьхвильового трансформатора. Смуга робочих частот чвертьхвильового трансформатора залежить від різниці опорів Z_0 та R_H (або Z_0 та Z_{01}), що узгоджуються. Чим вона менше, тим більша смуга узгодження за певним рівнем модуля коефіцієнта відбиття $|Γ|$. (рис. 4.3).

Отже чвертьхвильовий трансформатор забезпечує повне узгодження на певній частоті, при відхиленні від якої коефіцієнт відбиття починає зростати.

Причому крутизна зростання буде тим менше, чим менше хвильовий опір лінії Z_0 відрізняється від опору активного навантаження R_H (або від Z_{01}).

Для покращення характеристик ступінчастого переходу стрибки хвильового опору кожного трансформатора роблять різними.

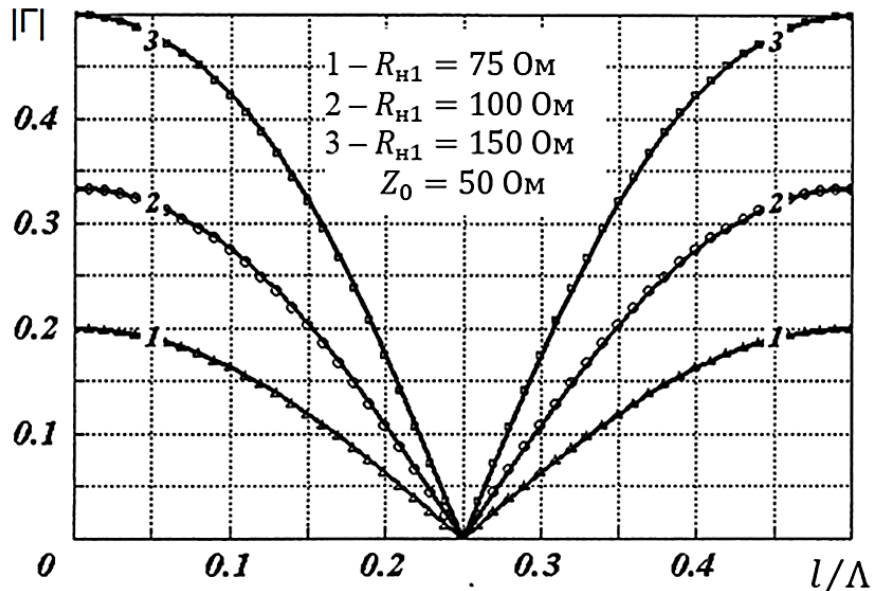


Рисунок 4.3 — Частотна залежність модуля коефіцієнта відбиття чвертьхвильового трансформатора для різних навантажень

Метод широкосмугових переходів ґрунтується на використанні відрізків нерегулярної лінії, розміри поперечного перерізу якої змінюються ступінчасто або плавно вздовж її довжини, що призводить поступове перетворення Z_0 в R_H (або в Z_{01}). Якщо така ідея поступового перетворення Z_0 в R_H реалізується за допомогою послідовного з'єднання декількох чвертьхвильових трансформаторів, то вони утворюють ступінчастий перехід (рис. 4.4).

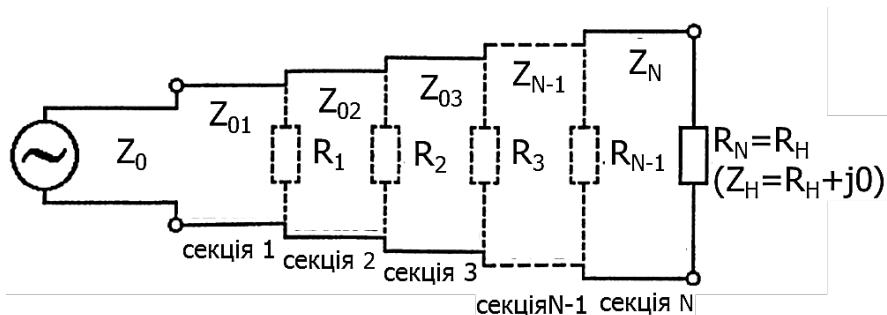


Рисунок 4.4 — Структура та принцип дії ступінчастого переходу

Кожна його секція (чвертьхвильовий трансформатор) здійснює перетворення опорів Z_0 в R_1 , R_1 — в R_2 , ..., R_{N-1} — в R_N . Чим більше буде секцій у ступінчастому переході, тим менше буде різниця опорів, що перетворюються один в інший. Це забезпечує узгодження в широкій смузі для кожної секції і для переходу в цілому.

Якщо немає обмежень на довжину ступінчастого переходу, то теоретично можна досягти настільки завгодно малого коефіцієнту відбиття. А ступінчастий перехід практично стає плавним (рис. 4.5). У плавних переходах хвильовий опір змінюється безперервно і є функцією подовжньої координати, тобто вони є нерегулярними лініями. Плавні переходи можуть мати значно більшу довжину, ніж ступінчасті з такими ж характеристиками.

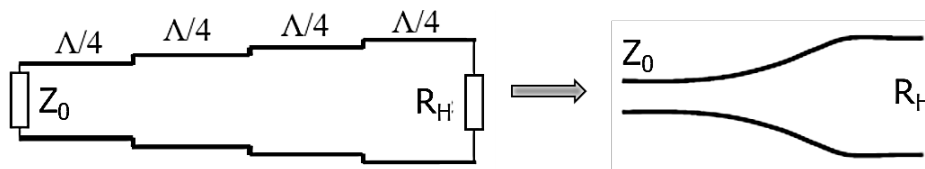


Рисунок 4.5 — Трансформація ступінчастого переходу в плавний

У ступінчастому переході вибір проміжних значень $R_1, R_2, R_3, \dots, R_{N-1}$ по суті визначає хвильові опори кожної секції $Z_{01}, Z_{02}, Z_{03}, \dots, Z_{0N-1}$, від кількості та закону зміни яких залежить частотна характеристика узгодження, зокрема залежність коефіцієнта відбиття в заданій смузі частот.

Найбільш поширені переходи, у яких стрибки опору змінюються пропорційно коефіцієнтам бінома Ньютона (біноміальні переходи) або пропорційно поліномам Чебишова (чебишевські переходи).

Приведеними хвильовими опорами секцій переходу називають

$$\rho_i = Z_{0i}/Z_0,$$

а перепадом хвильового опору —

$$R = R_H/Z_0.$$

Іноді роль навантаження відіграє інша лінія передачі, хвильовий опір якої відрізняється від хвильового опору першої лінії. У такому разі ступінчастий перехід узгоджує дві однотипні лінії передачі.

Номінальний коефіцієнт передачі з потужності

$$K_p(\omega) = P_n(\omega)/P_0(\omega) = 1 - |\dot{\Gamma}(\omega)|^2.$$

Функція загасання

$$L(\omega) = \frac{1}{K_p(\omega)} = \frac{1}{1 - |\dot{\Gamma}(\omega)|^2}.$$

Показано, що для ступінчастого переходу частотна залежність робочого загасання завжди поліноміальна і описується формулою

$$L = 1 + P^2(\cos\theta),$$

де $P(\cos\theta)$ – поліном парний або непарний; $\theta = 2\pi l/\Lambda$; Λ – довжина хвилі в лінії передачі; l – довжина каскаду переходу.

Смуга пропускання ступінчастого переходу для заданого значення

$$\delta_{\Pi} = 2 \frac{\theta_{\Pi} - \theta_{-\Pi}}{\theta_{\Pi} + \theta_{-\Pi}} = 2 \frac{\Lambda_{-\Pi} - \Lambda_{\Pi}}{\Lambda_{-\Pi} + \Lambda_{\Pi}}.$$

Якщо у відрізках ліній, з яких складається перехід, немає дисперсії, то

$$\delta_{\Pi} = 2 \frac{f_{\Pi} - f_{-\Pi}}{f_{\Pi} + f_{-\Pi}} = \frac{2\Delta f_{\Pi}}{f_0}.$$

Часто використовується також коефіцієнт *перекриття діапазону*

$$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}} = \frac{1 + (\delta_{\Pi}/2)}{1 - (\delta_{\Pi}/2)}.$$

Смуга пропускання ступінчастого переходу пов'язана допустимим рівнем узгодження в цієї смузі. Рівень узгодження характеризується допустимим модулем коефіцієнту відбиття у смузі пропускання або допустимим загасанням

$$b_{\Pi} = 10\lg L = 10\lg \frac{1}{1 - |\Gamma|_{\text{макс}}^2}.$$

Іноді користуються поняттям смузи загородження переходу

$$\delta_3 = 2 \frac{\theta_3 - \theta_{-3}}{\theta_3 + \theta_{-3}} = 2 \frac{\Lambda_{-3} - \Lambda_3}{\Lambda_{-3} + \Lambda_3}$$

та рівнем загородження

$$b_3 = 10\lg L_3.$$

Перехід з характеристикою Баттерворта. Ступінчастим переходом з максимально пласкою частотною характеристикою називається перехід, функція робочого загасання якого описується виразом

$$L = 1 + Q^{2n} \cos^{2n} \theta. \quad (4.1)$$

Узагальнений графік такої функції наведено на рис. 4.6а.

Чебишевський перехід. Для переходу з чебишевською частотною характеристикою функція робочого загасання описується виразом

$$L = 1 + h^2 T_n^2 \left(\frac{\cos \Theta}{S} \right), \quad (4.2)$$

де

$$h = \frac{|\Gamma|_{\max}}{\sqrt{1 - |\Gamma|_{\max}^2}}; \quad \frac{1}{S} = ch \frac{1}{n} \operatorname{Arch} \left[\frac{R - 1}{2\sqrt{R}} \cdot \frac{\sqrt{1 - |\Gamma|_{\max}^2}}{|\Gamma|_{\max}} \right]; \quad \Theta = 2\pi/\Lambda.$$

Вигляд графіка функції (4.2) показано на рис. 4.6б.

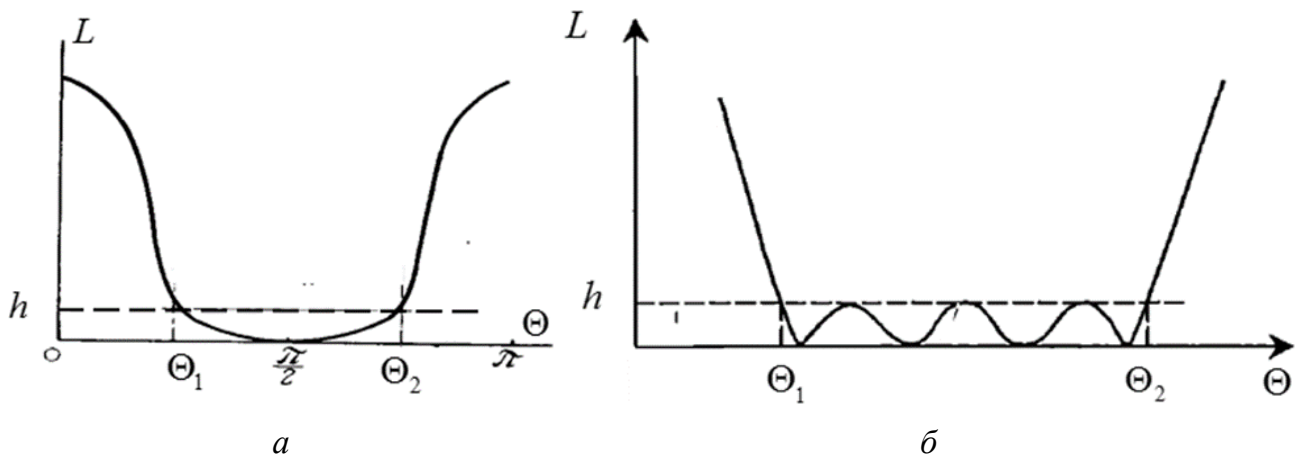


Рисунок 4.6 — Характеристики ступінчастих переходів Баттерворта (а) і Чебишева (б)

Параметр S у (4.2) зв'язаний з коефіцієнтом перекриття діапазону:

$$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}} = \frac{\pi - \arccos S}{\arccos S},$$

або зі смугою пропускання

$$\delta_{\Pi} = 2 \frac{\Lambda_{-\Pi} - \Lambda_{\Pi}}{\Lambda_{-\Pi} + \Lambda_{\Pi}}$$

і розраховується за формулою

$$S = \sin \left(\frac{\pi \delta_{\Pi}}{4} \right).$$

Функції T_n є поліномами Чебишева 1-го роду

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos x), & -1 \leq x \leq 1 \\ \operatorname{ch}(n \operatorname{Arch} x), & |x| > 1. \end{cases}$$

Причому

$$T_{n+1}(x) + T_{n-1}(x) = 2xT_n(x)$$

Чебишевські переходи мають більшу крутість фронтів частотної характеристики загасання, проте поступаються біноміальним у лінійності частотної характеристики. Аналіз та синтез таких переходів можна знайти в літературі.

Порядок розрахунку ступінчастого переходу

Якщо ступінчастий перехід використовується для узгодження двох ліній передачі, то зазвичай задано:

- 1) перепад хвильового опору — R ;
- 2) смуга пропускання — δ_D ;
- 3) допуск на неузгодження (модуль максимально допустимого коефіцієнту відбиття) — $|\Gamma|_{\text{макс}}$

Величинами, які потрібно визначити, є:

- 1) кількість ступенів (секцій) переходу — n ;
- 2) їх довжина — l та
- 3) хвильовий опір ρ_i .

За розрахованими величинами визначають конструктивні параметри переходу для конкретних ліній передачі, враховуючи явище частотної дисперсії (якщо вона є) та вплив нерегулярностей.

Передача електромагнітної енергії між мікрохвильовими лініями різних типів

Передача сигналів між лініями передачі різних типів визначається ефективністю збудження хвилі того чи іншого виду з тих, що можуть поширюватись у зазначеній ЛП, яка залежить від конструкції елемента (або пристрою) збудження. Пристроями збудження є виводи енергії з генераторів або підсилювачів НВЧ коливань. До пристроїв збудження також належать переходи з однієї лінії передачі на іншу, наприклад, коаксіально-хвильовідні переходи (КХП), переходи з прямокутного хвильоводу на круглий або на мікросмушкову лінію тощо. Пристрої збудження містять елементи зв'язку. Як елемент зв'язку використовуються штирі, щілини та отвори. Оскільки в електромагнітних хви-

лях електричні та магнітні поля, а також струми провідності та зміщення взаємно зв'язані, достатньо збудити або електричне, або магнітне поле чи будь-який зі струмів хвилі певного типу.

Крім того потрібно забезпечити такі **умови узгодження**

1. Необхідно забезпечити $Z_{01} = Z_{02}$.
2. Правильно вибрати елемент збудження (штир, петля, отвір, щілина) та його орієнтацію в залежності від конфігурації полів у кожній з ліній.
3. В залежності від призначення переходу (технічної задачі) вибрати типи коливань (моди) у кожній з ліній передачі.

Компенсувати реактивність, яка виникає у місці з'єднання.

Розглянемо принцип роботи *коаксіально-хвильового переходу (КХП)*, що призначений для збудження хвилі H_{10} у прямокутному хвильоводі від Т-хвилі в коаксіальній лінії. Магнітне поле може бути збуджено НВЧ струмом у петлі, яка розміщена на кінці коаксіальної лінії (рис. 4.7а, б).

Електричне поле збуджується штирем, роль якого відіграє центральний провідник коаксіальної лінії (рис. 4.7в), що входить у простір хвильоводу, причому електричні силові лінії паралельні осі штиря. а енергії від мікросмужкової лінії до коаксіальної та прямокутного хвильоводу можна здійснюється за допомогою переходів, ескізи яких наведені на рис. 4.8 і 4.9.

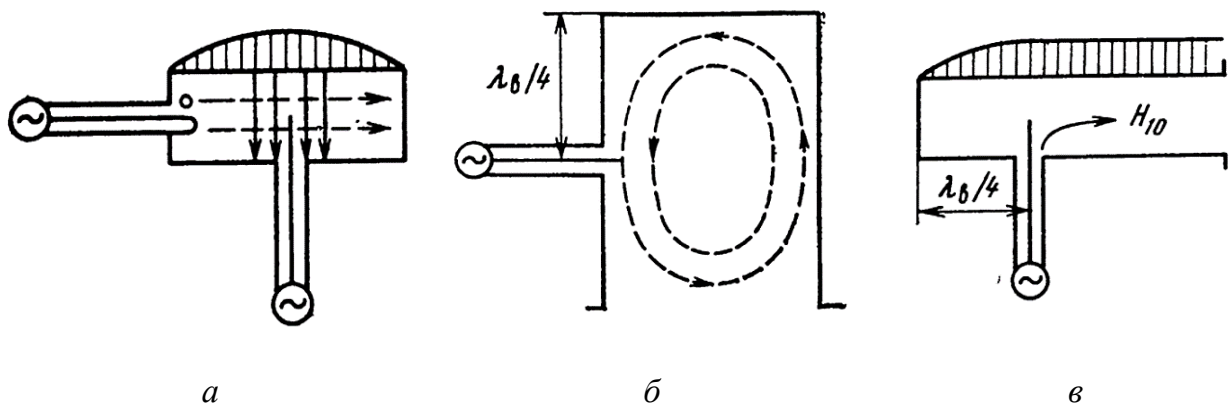


Рисунок 4.7 — Принцип дії коаксіально-хвильового переходу (КХП) з елементом збудження, розташованому у пучності магнітного (а, б) та електричного (в) поля

Мікросмужкова лінія виконана на підкладці товщиною δ і має смужку шириною w .

Передачу енергії від прямокутного хвилеводу до мікросмужкової лінії можна виконати за допомогою штиря (рис. 4.9) та плоского провідника у вигляді гребеня, який з'єднає широку стінку хвилеводу зі смужкою лінії (рис. 4.10).

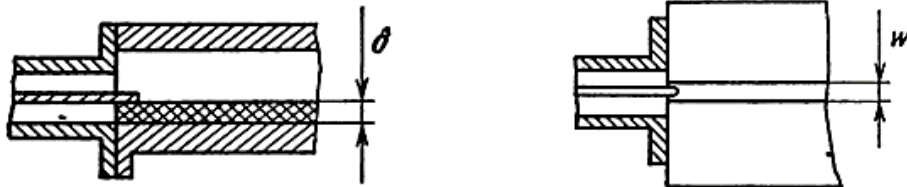


Рисунок 4.8 — Ескіз переходу між коаксіальною та мікросмужковою лініями

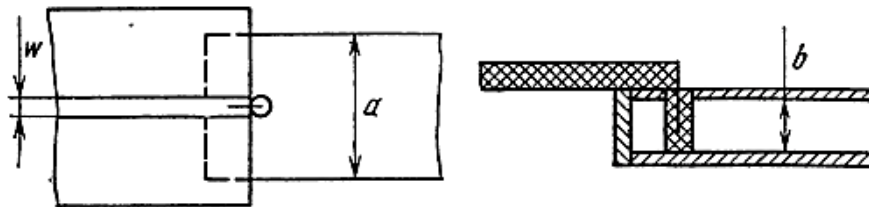


Рисунок 4.9 — Ескіз переходу між хвилеводом і мікросмужковою лінією

У переході (рис. 4.9) штир з'єднаний зі верхнім провідником мікросмужкової лінії та розміщується у коротко замкненому прямокутному хвилеводі у пучності електричного поля (приблизно на відстані чверті довжини хвилі для моди H_{10}) поблизу замкненого кінця. Для узгодження переходу використовують діелектричну втулку навколо штиря. Перехід такої конструкції забезпечує смугу робочих частот приблизно 20% за рівнем $KСХН = 1,2$.

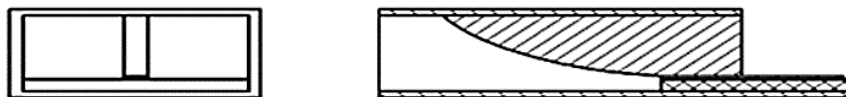


Рисунок 4.10 — Ескіз конструкції плавного хвилеводно-мікросмужкового переходу

Більш широку смугу можна реалізувати у плавному переході (рис. 4.10). Проте технологія його виготовлення дещо складніша.

Принцип дії та застосування феритових вентилів

Феритові вентилялі реалізують метод узгодження лінії передачі з навантаженням, коли поглинається відбита хвиля. Принцип їх дії базується на властивостях феритів постійному магнітному полі.

Ферит (англ.: *ferrite*) — магніто-діелектричний матеріал з кристалічною структурою. До його складу входить окис заліза Fe_2O_3 , а також оксиди інших матеріалів. Склад фериту можна описати формулою

$$(Me^{k+}O^{2-})_m(Fe^{3+}O_3^{2-})_n.$$

У феритах для відносно сильного поздовжнього або поперечного магнітного поля спостерігається явище *феромагнітного резонансу*.

Для поздовжнього підмагнічування резонанс відбувається, якщо частота хвилі кругової поляризації правого обертання наближається до частоти прецесії електронів. Чисельно вона розраховується за формулою

$$f_{\parallel} = f_0 \cong 2,84H_0$$

де частота — в мегагерцах, а напруженість магнітного поля — в ерстедах (Е): $1E = (1000/4\pi) \text{ А/м}$.

Для поперечного намагнічування резонансна частота декілька більша

$$f_{\perp} \cong f_0 \sqrt{1 + M_0/H_0},$$

де M_0 — намагніченість фериту.

Вектор намагніченості характеризує магнітний стан макроскопічного тіла і визначається як магнітний момент одиниці об'єму однорідної речовини.

Магнітні властивості середовища для електромагнітної хвилі описуються магнітною проникністю μ (рис. 4.11). Для анізотропного середовища ця величина залежить від поляризації хвилі.

Залежність дійсної частини μ'_+ комплексної магнітної проникності від H_0 для хвилі з правою поляризацією має резонансний характер, а уявна складова μ''_+ , яка характеризує втрати у фериті, максимальна для резонансу. Це пов'я-

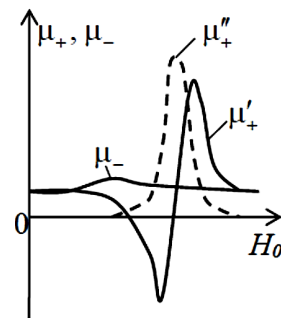


Рисунок 4.11 — Залежність магнітної проникності фериту від напруженості магнітного поля

зано з тим фактом, що частота та напрям збуджувального поля та прецесії електронів збігаються. Для лівополяризованої хвилі напрям обертання поля та прецесії електронів протилежні, і резонанс неможливий, тому магнітна проникність μ_- змінюється повільно. Частоту резонансу f_0 можна вибрати рівною робочій частоті коливань, змінюючи H_0 . Тоді правополяризовані хвилі, поширюючись у напрямку вектора $\vec{H}_0$, будуть загасати, а лівополяризовані ні.

Ефект Фарадея полягає у в повороті площини поляризації електромагнітної хвилі під час її поширення вздовж вектора поля підмагнічення $\vec{H}_0$ (рис. 4.12). Якщо хвиля поширюється у гіротропному середовищі від т. A до т. B (рис. 4.12а) у напрямі вектора $\vec{H}_0$ електричний вектор повертається за годинниковою стрілкою на кут Δ , а для зворотного поширення хвилі (рис. 4.12б) — проти годинникової стрілки на той же самий кут Δ , якщо дивиться вздовж напрямку поширення.

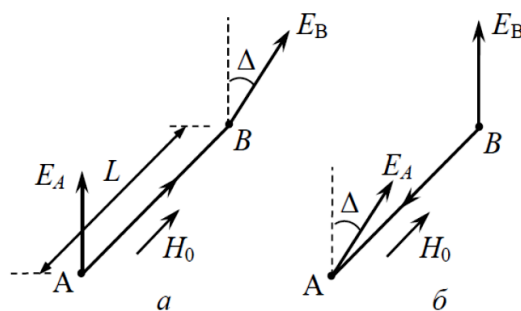


Рисунок 4.12 — Поворот площини поляризації електромагнітної хвилі у фериті

Ефект Фарадея у гіротропному середовищі пояснюється тим, що величина ефективної магнітної проникності для хвиль кругової поляризації має різні значення: μ_+ — для правої та μ_- — для лівої поляризації. Поле лінійно поляризованої хвилі можна представити як суперпозицію полів двох хвиль з круговою поляризацією $\vec{E}^+$ і $\vec{E}^-$. Для прямого поширення хвилі ($H_0 > 0$), оскільки $\mu_+ < \mu_-$, і фазовий кут вектора $\vec{E}^+$ в т. B менше, ніж вектора $\vec{E}^-$ (рис. 4.13). Підсумковий вектор $\vec{E}_B$ повертається на кут

$$\Delta = (\varphi^- - \varphi^+)/2$$

Аналогічно для зворотного поширення хвилі. Для слабких полів кут повороту є пропорційним напруженості підмагнічування $\vec{H}_0$ та відстані між точками L . Для великих значень H_0 настає насичення. Ефект Фарадея невзаємний: кут повороту площини поляризації не залежить від напрямку поширення хвилі. Походження терміну «гіротропія» пов'язано саме з цим ефектом.

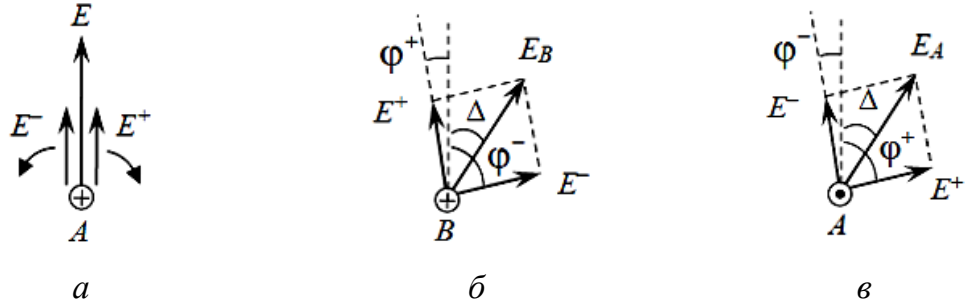


Рисунок 4.13 — Напрями вектора $\vec{E}$: а) у початковій т.А; б) у кінцевій т.В;
в) у кінцевій т.А, якщо початковою була т.В

Феромагнітний резонанс. В прямокутному хвилеводі з модою H_{10} , що містить тонку поперечно підмагнічену феритову пластину спостерігається не-взаємний фазовий зсув. Нехай пластина, що розміщена між серединою хвиле-воду та однією з вузьких стінок, підмагнічується перпендикулярно до поши-рення хвилі слабким полем $\vec{H}_0$. При цьому структура поля хвилі H_{10} майже не порушується. Невзаємний фазовий зсув між проекціями магнітного поля ви-никає через те, що вони у прямокутному хвилеводі з модою H_{10} визначаються за формулами

$$H_x = \pm A^{\pm} \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t) \mp \beta z + \varphi^{\pm}];$$

$$H_z = -jA^{\pm} \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \frac{1}{\gamma} \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t) \mp \beta z + \varphi^{\pm}].$$

Якщо припустити, що амплітуда H_z дорівнює одиниці, то

$$H_x = \pm j \frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t) \mp \beta z + \varphi^{\pm}];$$

$$H_z = \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t) \mp \beta z + \varphi^{\pm}],$$

де Λ – довжина хвилі у хвилеводі.

Компоненти поля H_z і H_x відрізняються за фазою на 90° . Можна вказати дві симетричні площини x_1 і x_2 , де амплітуди компонент рівні, а поле має кру-гову поляризацію (рис. 4.14).

Координати x_1 і x_2 визначаються за умови рівності амплітуд H_z і H_x :

$$\frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} = \cos \frac{\pi x}{a} \quad \Rightarrow \quad x_1 = \frac{a}{\pi} \arctg \frac{\Lambda}{2a}; \quad x_2 = a - x_1.$$

Якщо розміщення феритової пластини у хвилеводі та напрям вектора $\vec{H}_0$ такі, як показано на рис. 4.14, то для хвилі, що поширюється вздовж осі z , поле у фериті буде правополяризованим, а фазова швидкість визначається μ_+ . Для хвилі ж, яка поширюється у зворотному напрямі, — μ_- . Отже фазовий зсув на одиницю довжини пластини залежить від напрямку поширення хвилі, і тому такий пристрій невзаємний, тобто загасання хвилі залежить від напрямку її поширення. Поглинання хвилі залежить від товщини феритової пластини та її розташування. Для заданого поля підмагнічування $\vec{H}_0$ і параметрів фериту підбирають товщину пластини таким чином, щоб фазовий зсув був максимальним при її контакті зі стінкою. Контакт є важливим для тепловідводу.

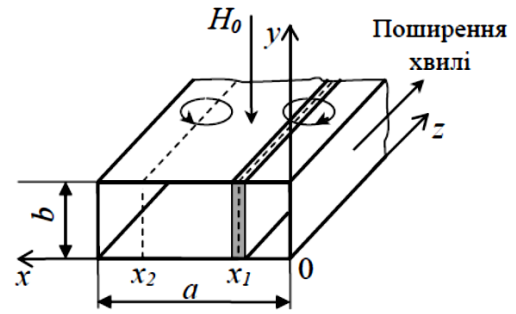


Рисунок 4.14 — Феритова пластинка в прямокутному хвилеводі

Ефект зміщення поля спостерігається для відносно товстих феритових пластин, намагнічених сильним поперечним полем $\vec{H}_0$.

Суть явища полягає у тому, що для падаючої хвилі (рис. 4.15а) ферит має негативну магнітну проникність. При цьому стала поширення у фериті — уявна величина. Хвиля усередині феритового зразка поширюватися не може і витискується з нього.

При зворотному напрямі поширення хвилі (рис. 4.15б) магнітна проникність фериту близька до одиниці. У цьому випадку феритова пластинка веде себе як діелектричний хвилевід ($\varepsilon = 5-20$), у якому поширюється поверхнева HE -хвиля. Її поле концентрується біля пластини. При подальшому

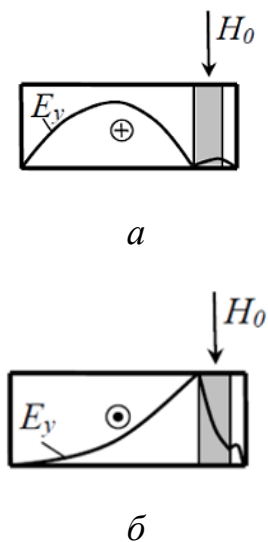


Рисунок 4.15 — Розподіл електричного поля хвилі при прямому (а) та зворотному (б) поширенні в прямокутному хвилеводі

збільшенні напруженості поля підмагнічування $\vec{H}_0$ до значень, близьких до резонансних, суттєво зростає загасання правополяризованої хвилі, і відповідно, різниця у загасанні хвиль, що поширюються у протилежних напрямках.

Типи мікрохвильових феритових пристроїв

Феритовий вентиль (англ.: *isolator*) — це чотирьохполюсник, який пропускає хвилю в одному напрямі майже без втрат, проте поглинає хвилю, що поширюється у протилежному напрямі. Вентилі використовують для поглинання відбитих хвиль в лініях передачі, покращуючи таким чином узгодження різних пристроїв. Ефективність вентилів визначається вентильним відношенням (відношенням у дБ величини ослаблення зворотної та прямої хвиль).

Вентилі характеризуються;

втратами $L = -20 \lg |S_{21}|$ (дБ);

загасанням $A = -20 \lg |S_{12}|$ (дБ);

розв'язкою $H = 20 \lg |S_{21}/S_{12}|$ (дБ);

КСХН та

робочою смугою частот, у якій вказані параметри не гірше заданих.

Циркулятор — багатополісний пристрій для спрямованої передачі енергії електромагнітних коливань між його плечима відповідно до порядку їх чергування. Це обумовлено властивістю намагнічених феритів.

Розрізняють такі феритові циркулятори.

Y-циркулятор із зосередженими параметрами (в діапазоні 0,1-1 ГГц), невзаємний фазовий зсув у якому реалізується за допомогою намагніченого феритового зразка та системою індуктивно зв'язаних витків;

Y-, T- і X-циркулятор з розподіленими параметрами на основі ліній, що використовуються в діапазоні 1-100 ГГц.

Фарадеївський вентиль (англ.: *Faraday isolator*) містить відрізок круглого хвилеводу з феритовим стрижнем, що розміщено на осі хвилеводу, зовнішнього джерела поля повздовжнього підмагнічування (рис. 4.16).

З обох сторін круглий хвилевід з'єднується через плавні переходи з прямокутним хвилеводом. Посередині вхідного переходу паралельно широкій стінці встановлено поглинаючу пластину. Довжину круглого хвилеводу з феритовим стрижнем та поле підмагнічування вибрано таким чином, що поворот

площини поляризації складає 45° . Вихідний прямокутний хвильовід також повернуто на кут 45° відносно вхідного.

Таким чином хвиля у напрямі $II-I$ буде поглинатися, а у напрямі $I-II$ – ні. Найчастіше фарадеївські вентиля, через простоту конструкції, використовуються $K_{СХН} \leq 1,2$. Напруженість поля підмагнічування H_0 лежить в межах 10-15 Е

Резонансний вентиль (англ.: *resonance isolator*) містить підмагнічену феритову пластину, що розташована у площині прямокутного хвильоводу, де магнітне поле має кругову поляризацію (рис. 4.17а). Поле підмагнічування створюється постійним магнітом і відповідає полю гіромагнітного резонансу. Падаюча хвиля, що має ліву поляризацію у фериті, незначно послаблюється, а відбита з правою поляризацією сильно загасає через втрати у фериті внаслідок феромагнітного резонансу. Параметри поля підмагнічування та положення пластини у хвильоводі залежать від частоти, що звужує смугу робочих частот. Для її розширення використовують діелектричні вставки (рис. 4.17б), що збільшує концентрацію електромагнітного поля біля фериту. Для покращення тепловідводу феритові пластини розміщують на широкіх стінках хвильоводу (рис. 4.17в), але така конструкція потребує значно більшої напруженості поля підмагнічення у порівнянні з фарадеївським вентилям.

Вентиль зі зміщенням поля (англ.: *field-displacement isolator*) на прямокутному хвильоводі містить феритову пластину з поглинальною металевою плівкою на поверхні (рис. 4.18). Тому відбита хвиля, яка концентрується біля фериту, поглинається. На падаючу хвилю плівка практично не діє.

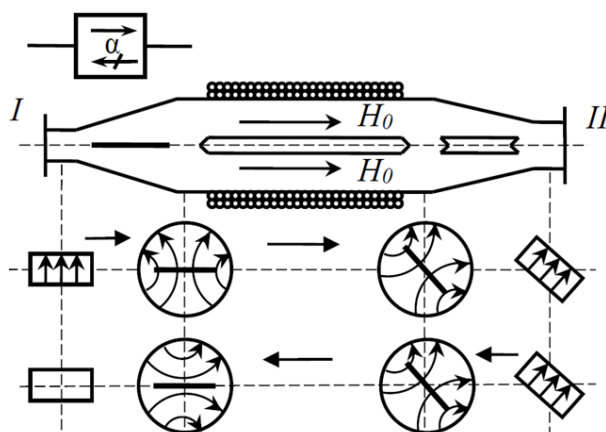


Рисунок 4.16 — Принцип дії фарадеївського вентиля

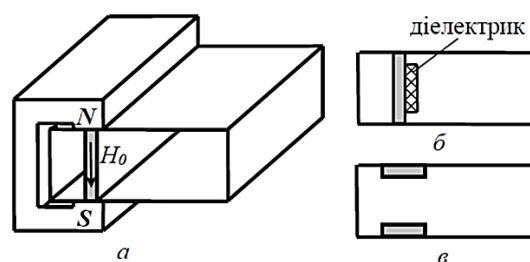


Рисунок 4.17 — Конструкція резонансного вентиля

Вентилі зі зміщенням поля у порівнянні з резонансними мають суттєво меншою за масою магнітну систему, більший робочий діапазон частот, проте вони можуть застосовуватися при відносно невеликих рівнях НВЧ потужності.

Y-циркулятор (англ.: *Y-circulator*) — найпростий за конструкцією циркулятор. Хвильоводний *Y*-циркулятор (рис. 4.19а)

виконується на базі *Y*-трійника в *H*-площині. У середині діелектричної втулки розміщено феритовий циліндр, намагнічений поперечно за допомогою зовнішніх магнітів. Хвиля, що поступає у плече 1 циркулятора поділяється на дві, що огинають ферит з двох боків.

Області існування вектора магнітного поля з круговою поляризацією для цих хвиль знаходяться у фериті, а напрями обертання векторів відносно поля підмагнічування у них протилежні. Через нерівність значень магнітної проникності μ_+ і μ_- хвилі, що огинають феритовий зразок, мають різні фазові швидкості. Габарити феритового циліндра підібрані таким чином, щоб до виходу 2 хвилі приходили у фазі, а до виходу 3 — протифазно. Відповідно, через осеву симетрію порядок передачі потужності для плечей такий: 1-2-3-1. Діелектрична втулка у конструкції *Y*-циркулятора підвищує стабільність його характеристик при зміні температури та поля підмагнічування.

Аналогічну конструкцію має *Y*-циркулятор у мікросмужковому виконанні (рис. 4.19б). У керамічну підкладку 1 вставлено феритовий циліндр 2, який підмагнічується постійним магнітом 3. Нанесений на підкладку металевий плівковий диск 4 забезпечує необхідну структуру електромагнітного поля. Часто підкладка таких циркуляторів виготовлюється з фериту. У такому разі отвір не

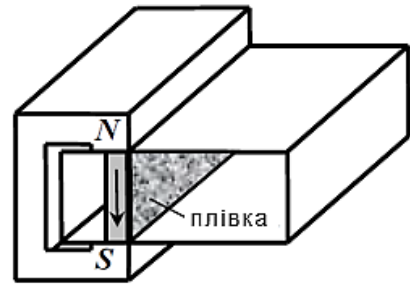


Рисунок 4.18 — Конструкція вентиля зі зміщенням поля

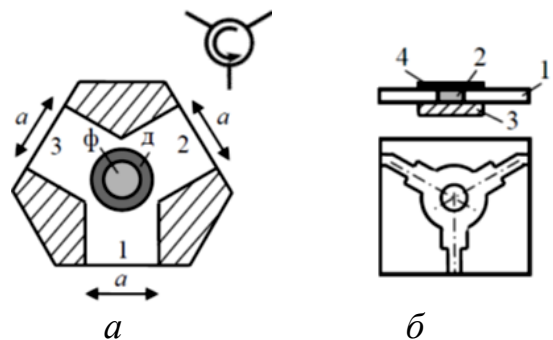


Рисунок 4.19 — Хвильоводна (а) та мікросмужкова (б) конструкція циркулятора

потрібний, а постійний магніт розміщується як і раніше. Зовнішній вигляд та топологія металевих елементів вентиля на основі мікросмужкового циркулятора може показана на рис. 4.20. Вентилі такого типу мають прямі втрати 0,2-0,5 дБ; розв'язку 20-25 дБ; $K_{СХН} = 1,1-1,3$ у смузі частот 20-50% і широко використовуються в сантиметровому діапазоні довжин хвиль.

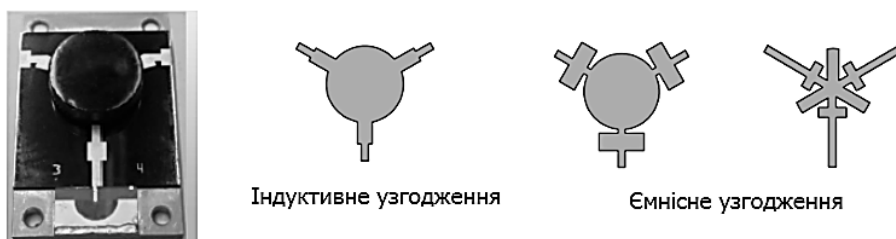


Рисунок 4.20 — Зовнішній вигляд та топологія металевих елементів мікросмужкового вентиля на основі циркулятора



Контрольні запитання

1. Яка основна мета узгодження мікрохвильових пристроїв між собою?
2. Як залежить смуга узгодження чвертьхвильовим трансформатором від співвідношення хвильового опору лінії та опору активного навантаження?
3. Що таке ступінчастий перехід? Які його типи Ви знаєте?
4. Яка конструкція переходу між коаксіальною лінією і прямокутним хвилеводом?
5. Яка конструкція переходу між коаксіальною та мікросмужковою лініями?
6. Як виглядає перехід між мікросмужковою лінією і прямокутним хвилеводом?
7. Що таке гіротропне середовище?
8. Поясніть принцип роботи фарадеївського вентиля.
9. Яке фізичне явище покладено в основу принципу дії резонансного вентиля?
10. Як працює вентиль зі зміщенням електричного поля? Яка його конструкція?
11. Які типи мікрохвильових феритових пристроїв Ви можете назвати?
12. Що таке феритовий циркулятор? Які види циркуляторів Ви можете назвати за кількістю його входів / виходів?
13. Як створити вентиль на основі феритового циркулятора?
14. Які переваги та недоліки мікросмужкових феритових вентилів, створених на основі циркулятора?

Лекція 5 **НВЧ резонатори та фільтри**

Зміст лекції

Резонатори мікрохвильового діапазону та їхні характеристики

LC-фільтри та їх проектування

Фільтри мікрохвильового діапазону на резонаторах

Резонатори мікрохвильового діапазону та їхні характеристики

Резонатори є важливим класом мікрохвильових пристроїв. Вони складають невід'ємну частину більшості генераторів та підсилювачів. Окремі резонатори або їх комбінація застосовуються як фільтри. Деякі їх властивості використовуються в лунорезонаторах, частотних дискримінаторах, вимірювальних приладах, тощо.

Об'ємним резонатором називається коливальна електромагнітна система у вигляді області, обмеженої або металевою поверхнею, або поверхнею, дотичною до іншої області з меншою діелектричною проникністю, або їх комбінацією. Він характеризується механізмом зв'язку (отвір, зонд, петля) та об'ємом, причому хоча б один з розмірів дорівнює половині довжини хвилі. Заповнення резонатора може бути однорідним та неоднорідним з різними ізотропними та анізотропними включеннями. Широкий клас об'ємних резонаторів складають відкриті резонатори. До них відносять також діелектричні резонатори, принцип дії полягає у відбитті електромагнітних хвиль від межі поділу двох діелектричних середовищ (ефект повного внутрішнього відбиття).

Якщо у резонаторі збуджено електромагнітне поле, то існує безперервний обмін енергією між його електричною та магнітною складовими. Зі зміною частоти збуджувальних коливань у резонаторі можуть створюватися різноманітні структури електромагнітного поля. У загальному випадку у ньому може існувати нескінченне число резонансних коливань.

Структура поля, якої відповідає мінімальна частота, називається *нижчим типом коливань*. Якщо резонансні частоти двох або більше типів коливань однакові, то такі коливання називаються *виродженими*. Повна еквівалентна схема резонатора може бути представлена у вигляді нескінченного числа зв'язаних резонансних контурів

Резонатори є аналогами коливальних контурів (рис. 5.1) і характеризуються такими ж параметрами: резонансною частотою f_0 , (або резонансною довжиною хвилі λ_0), добротністю (власною Q_0 , навантаженою Q_n і зовнішньою $Q_{\text{зовн}}$) та хвильовими (характеристичними) опором Z_c або провідністю Y_c .

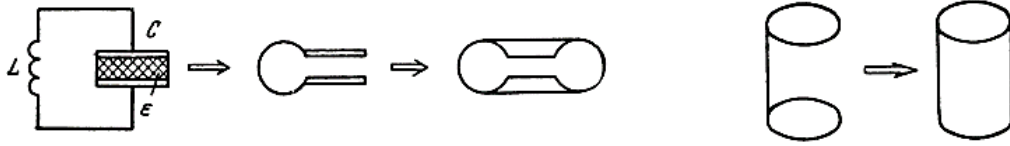


Рисунок 5.1 — Аналогія між коливальним контуром і об'ємним мікрохвильовим резонатором

Об'ємні резонатори більш міцні та прості у виготовленні, ніж у коливальні контури, а їх добротності значно вищі через відсутність випромінювання та низьких омичних втрат. Визначення індуктивності та ємності резонатора незручно, їх основні параметри визначають через активну G та реактивну B провідності, які можна вимірювати або розраховувати.

Реактивна провідність паралельного контуру залежить від частоти як

$$B = \omega C - (1/\omega L).$$

Отже, якщо активна та реактивна провідності деякої неоднорідності у лінії передачі мають залежність від частоти такі, як на рис. 5.2, тоді таку неоднорідність можна вважати паралельним коливальним контуром.

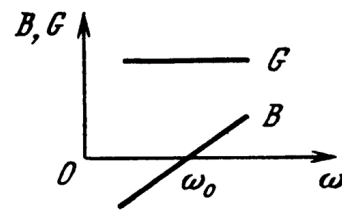


Рисунок 5.2 — Частотна залежність провідності резонатора

Чвертьхвильовий резонатор.

Для короткозамкненого відрізка лінії передачі, довжиною l згідно із (2.9)

$$Y_{\text{вх}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{-j}{Z_0} \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi l}{\Lambda} \beta \right).$$

Звідси

$$G_{\text{вх}} = 0, \quad B_{\text{вх}} = -\frac{1}{Z_0} \operatorname{ctg} \left(\frac{\omega l}{c} \right).$$

Резонанс буде при довжині лінії, кратної чверті довжини хвилі (рис. 5.3):

$$l_{\text{рез}} = \Lambda(2p + 1)/4,$$

де $p = 0, 1, 2, \dots$

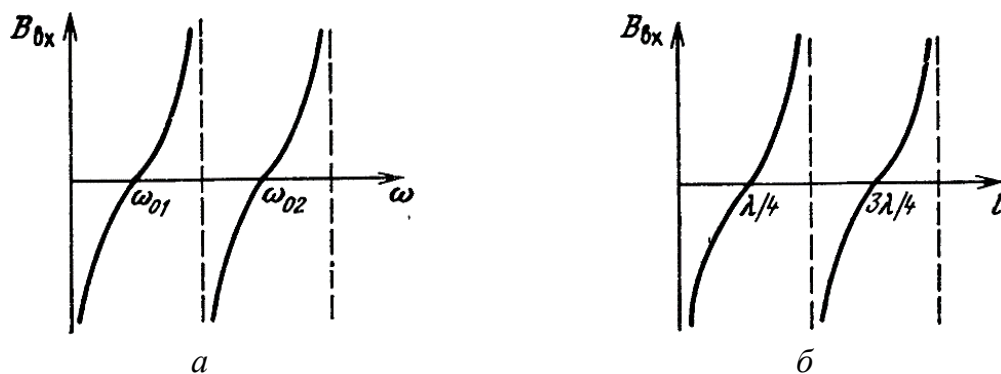


Рисунок 5.3 — Резонансні частоти (а) або довжини хвилі (б) чвертьхвильових короткозамкнених відрізків лінії передачі

Можна показати (рис. 5.4), що замкнений з двох боків відрізок лінії передачі є півхвильовим резонатором та у будь-якому перерізі a - b сума реактивних провідностей $B_1 + B_2 = 0$ на вході обох відрізків при

$$l_1 + l_2 = p\lambda/2.$$

Пояснення принципу дії півхвильового резонатора ілюструється рис. 5.4.

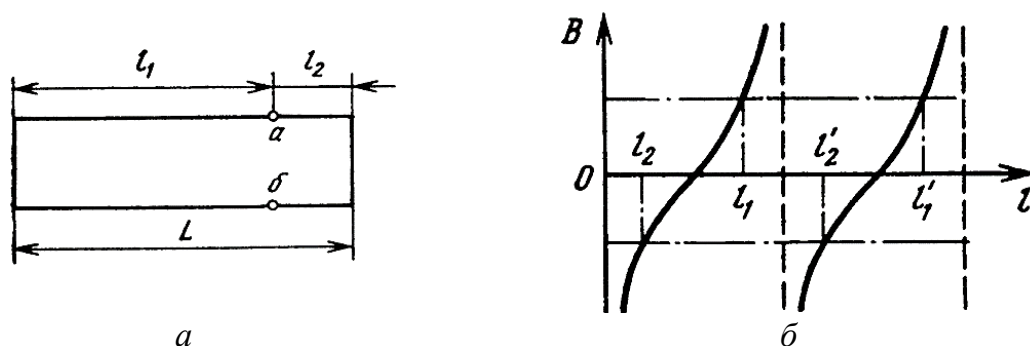


Рисунок 5.4 — Півхвильовий резонатор (а) та реактивні провідності його частин (б)

Основними характеристиками резонатора є:

- тип коливання,
- структура електромагнітного поля та
- власна частота.

В резонаторі резонанс може існувати на декількох типах хвиль (у відносно вузькій смузі частот). Абсолютно закритий резонатор (не зв'язаний з навколишнім середовищем) неможливо ані збуджувати, ані досліджувати.

Проте, якщо зв'язок дуже слабкий, то реальний резонатор можна вважати практично ізольованим і застосовувати модель ізольованого резонатора.

Така модель передбачає повільне загасання коливань і дозволяє описувати резонатор за допомогою параметрів:

- кутова частота вільних (власних) коливань ω_0 та
- власна добротність резонатора Q_0 для певного типу хвилі, яку визначають через коефіцієнт загасання вільних коливань у резонаторі α

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{2\alpha} = 2\pi \frac{E_{\text{нак}}}{(E_{\text{роз рез}})_T}; \quad Q_0 = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}, \quad (5.1)$$

де $E_{\text{нак}}$ – енергія коливань, що накопичена в резонаторі; $(E_{\text{роз рез}})_T$ – енергія, що розсіюється в резонаторі протягом періоду коливань; $\Delta\omega$ – смуга частот коливань, амплітуда яких не менше, ніж 3 дБ у коливань на частоті ω_0 .

Навантажені резонатори

В мікрохвильовій техніці резонатори розрізняються числом входів. Можливі способи включення резонаторів у лінію передачі та їх еквівалентні схеми наведені на рис. 5.5.

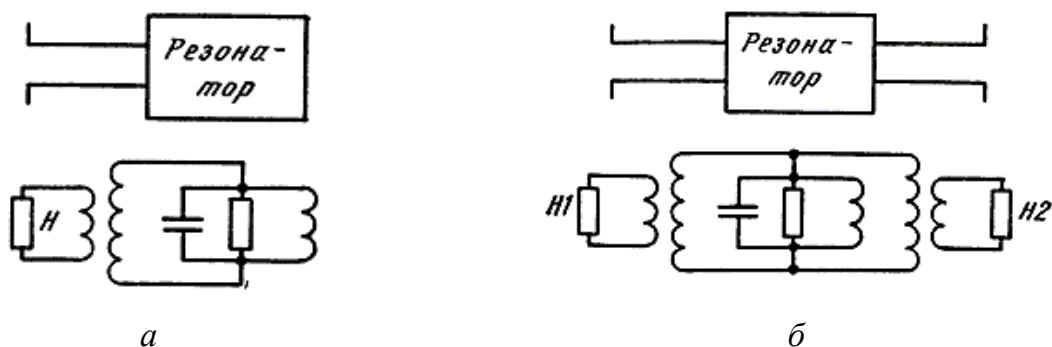


Рисунок 5.5 — Структурні та еквівалентні схеми резонаторів:

а) з одним входом («на відбиття»); б) зі входом та виходом (на «проходження»)

Для зв'язку резонаторів з іншими пристроями через лінію передачі використовують елементи зв'язку. Приклади деяких з них наведені на рис. 5.6.

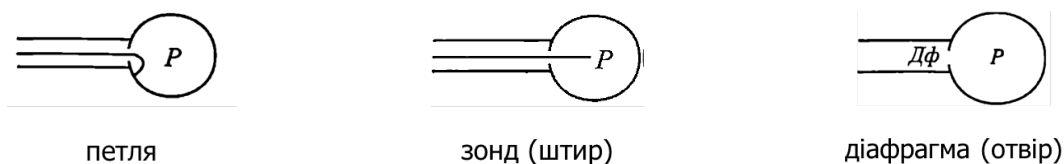


Рисунок 5.6 — Елементи зв'язку резонатора з лінією передачі

Добротність зовнішнього кола (відрізок лінії передачі та зовнішнє навантаження) розраховується за формулою, аналогічною (5.1)

$$Q_{\text{зовн}} = 2\pi \frac{E_{\text{нак}}}{(E_{\text{роз зовн}})_T},$$

де $(E_{\text{роз зовн}})_T$ – величина енергії, розсіяної у зовнішніх пристроях за період коливань.

Оскільки повна енергія, що розсіяна і резонатором, і зовнішнім колом

$$(E_{\text{роз повн}})_T = (E_{\text{роз рез}})_T + (E_{\text{роз зовн}})_T,$$

то для навантаженої добротності (або добротності навантаженого резонатора) можна записати вираз

$$\frac{1}{Q_{\text{н}}} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{зовн}}}. \quad (5.2)$$

Ступінь зв'язку резонатора з навантаженням характеризується коефіцієнтом зв'язку

$$k = Q_0/Q_{\text{зовн}} = (E_{\text{роз зовн}})_T / (E_{\text{роз рез}})_T = P_{\text{роз зовн}} / P_{\text{роз рез}}. \quad (5.3)$$

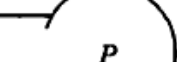
Можна виділити такі режими роботи резонатора.

1) $k < 1$ — режим недозв'язку або слабкого зв'язку (використовується в генераторах та резонансних підсилювачах);

2) $k > 1$ — режим перезв'язку або сильного зв'язку (використовується у хвилемірах);

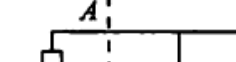
3) $k = 1$ — критичний режим.

Еквівалентна схема резонатора на відбиття (1 елемент зв'язку). Вважається, що власні частоти достатньо розрізняються, добротність резонатора дуже велика, типи коливань можуть бути розділені і розглядається вузька смуга частот поблизу резонансної частоти заданого типу коливань. Розглянемо резонатор з одним входом (рис. 5.7а). В залежності від вибору площини відліку (тобто відстані від резонатора) його еквівалентна схема може мати вигляд паралельного (рис. 5.7б) або послідовного (рис. 5.7в) коливального контуру. На рисунках введені позначення $\bar{Z}_{\text{вх}}$ – приведений вхідний імпеданс резонатора (Z_0 – хвильовий опір лінії передачі); $\bar{r}' = 1$ і r – приведені активні опори генератора та навантаження. Нормовані реактивності контурів розраховуються за певними формулами.



Переріз мінімуму
або максимуму $\bar{Z}_{BX}$
при розстроюванні

a



Переріз мінімуму $\bar{Z}_{BX}$
при розстроюванні

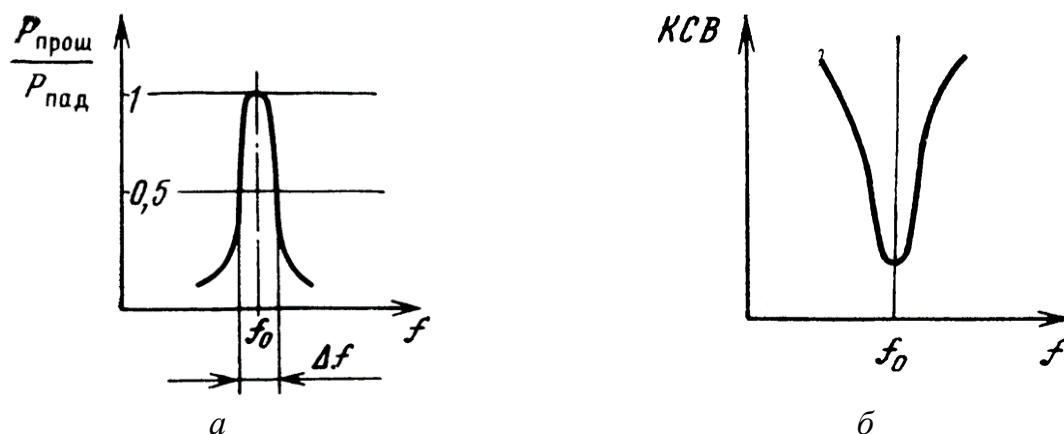
б



Переріз максимуму $\bar{Z}_{BX}$
при розстроюванні

в

Резонансною кривою резонатора є частотна залежність потужності сигналу, переданого резонатором, увімкненим «на прохід», $P_{\text{прош}}(f)$, для незмінної потужності вхідного сигналу $P_{\text{пад}}$ та $K_{\text{СХН}}(f)$ для резонатора з одним елементом зв'язку, увімкненим «на відбиття» (рис. 5.8).



Ширина резонансної кривої за рівнем 0,5 від потужності у максимумі пропорційна навантаженій добротності: $f_0/\Delta f$, де Δf – смуга частот за рівнем потужності 0,5.

LC-фільтри та їх проектування

Фільтр (англ.: *filter*) — це чотиріполюсник, який має частотно-селективні властивості та призначений для передачі сигналів у частотній смузі пропускання (англ. — *bandpass*). При цьому суттєво придушуються спектральні складові поза нею: у смузі загородження або режекції (англ. — *stopband*).

За типом лінії передачі фільтри розділяються на коаксіальні, мікросмужкові, хвилеводні та ін. У їх конструкції можуть бути зосереджені елементи та елементи з розподіленими параметрами. Фільтри на зосереджених елементах застосовують переважно в метровому і дециметровому діапазонах частот через їх низьку добротність.

Основними характеристиками фільтра є:

- характеристика загасання (англ. — *attenuation characteristic*)

$$A(\omega) = 10 \lg(P_{\text{вх}}/P_{\text{вих}}) \text{ або } IL = P_{\text{вх}}/P_{\text{вих}};$$

- фазова характеристика загасання (англ. — *phase characteristic*)

$$\varphi(\omega) = \arg(\dot{U}_{\text{вих}}/\dot{U}_{\text{вх}});$$

- груповий час затримки (англ. — *group delay time*)

$$\tau(\omega) = -d\varphi(\omega)/d\omega.$$

Для будь-якого діапазону довжин хвиль в залежності від взаємного розташування смуг пропускання та загородження розрізняють

- ФНЧ — фільтри нижніх частот (англ. — *low-pass filter*);
- ФВЧ — фільтри верхніх частот (англ. — *high-pass filter*);
- СПФ — смугопропускаючі фільтри (англ. — *band-pass filter*);
- СЗФ — смугозагороджувальні (режекторні) фільтри (англ. — *band-pass filter*).

Їх позначення та ідеальні частотні характеристики загасання наведені на рис. 5.9. Проте, незважаючи на використання реактивних елементів, в дійсності вони мають певні втрати, тому розглядають введено поняття активних втрат у смузі пропускання.

Отже проектування мікрохвильових фільтрів виконують у **2 етапи**:

1. Розраховують кількість елементів фільтра (порядок фільтра) та їх значення (тобто визначають еквівалентну схему фільтра із зосереджених елементів).

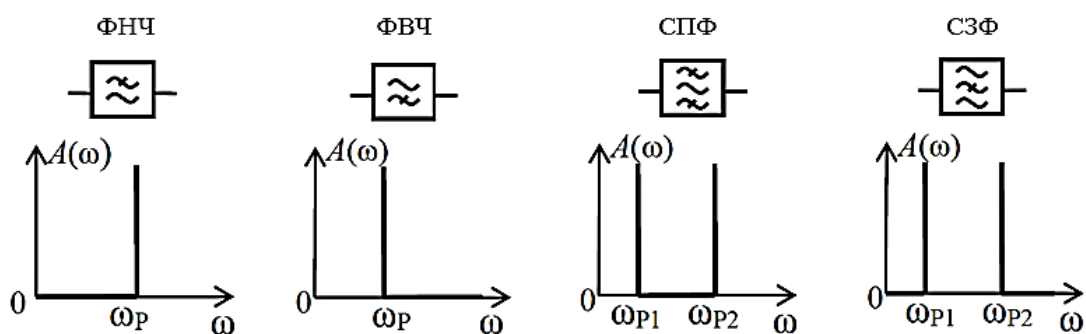


Рисунок 5.9 — Позначення та ідеальні характеристики фільтрів

2. Конструктивно фільтр реалізують або із зосереджених елементів, до яких відносяться також і відрізки ліній передачі (якщо їх розміри не перевищують $\Lambda/8$) або з елементів з розподіленими параметрами (відрізки ліній передачі, розміри яких перевищують $\Lambda/8$).

Виконання 1-го етапу значно спрощується через застосування сучасного програмного забезпечення, що дозволяє за заданими параметрами ω_p , ω_s , A_p , A_s визначити частотну характеристику фільтру.

Під час синтезу мікрохвильових фільтрів найчастіше використовують два способи апроксимації АЧХ.

Фільтр Баттерворта. Параметри елементів фільтра вибирають таким чином, щоб отримати плоску АЧХ, яка апроксимується поліномом:

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon \Omega^{2n}],$$

де $\Omega = \omega/\omega_p$; $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$; ω_p – границя смуги пропускання, яка відповідає максимальному значенню втрат пропускання A_p ; n – порядок фільтру.

Фільтр Чебишова. Параметри елементів фільтра вибирають таким чином, щоб отримати заданий рівень пульсацій у смузі пропускання. У цьому разі АЧХ апроксимується поліномами Чебишова:

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon T_n^2(\Omega)],$$

де $T_n(\Omega)$ – поліном Чебишева 1-го роду n -го порядку; $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$ – параметр, що характеризує величину пульсації АЧХ у смузі пропускання.

При однакових вимогах до частотних характеристик (ω_p , ω_s , A_p , A_s) для фільтра Чебишова потрібна менша кількість елементів. Тут A_s – мінімальні втрати у смузі загородження на частоті ω_s .

Загальний вигляд залежності втрат від частоти наведено на рис. 5.10.

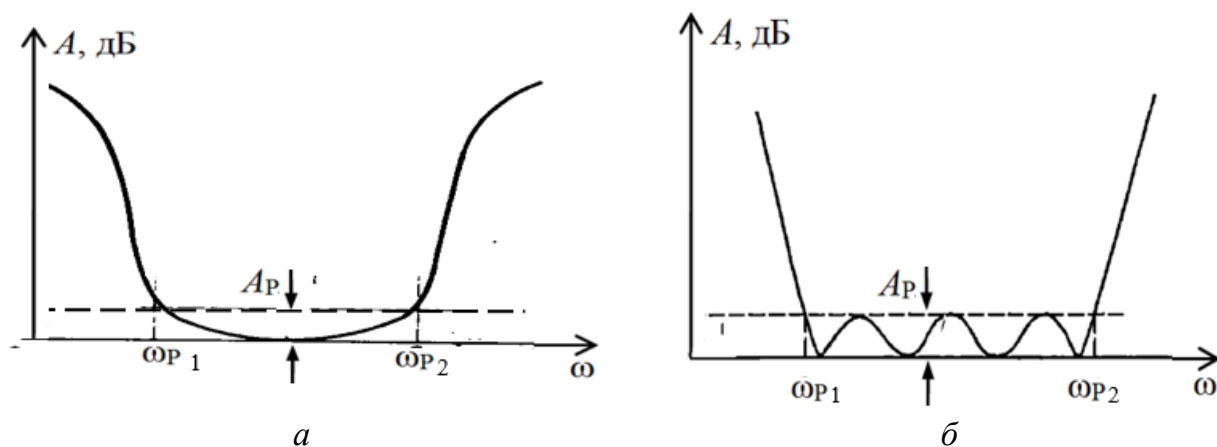


Рисунок 5.10 — Частотна залежність втрат для фільтрів з характеристикою Баттерворта (а) та Чебишева (б)

Порядок розрахунку фільтра

Вихідні дані

- тип фільтру (Чебишова, Баттерворта, інший тип);
- частота зрізу ω_P ;
- загасання A_P та A_S ;
- хвильовий опір лінії Z_0 ;
- частота гарантованого загасання ω_S .

Розрахувати

- кількість ланок n ;
- параметри елементів фільтру L_k, C_k .

Послідовність розрахунку (синтез фільтра)

1. Визначаємо n за формулами:

для фільтра Баттерворта
$$n = \frac{\lg(10^{A(\omega_S)/10} - 1)}{2 \lg(\omega_S/\omega_P)} \quad (5.4)$$

для фільтра Чебишева
$$n = \frac{\text{Arch}[(10^{A(\omega_S)/10} - 1)/(10^{A(\omega_P)/10} - 1)]^{1/2}}{\text{Arch}(\omega_S/\omega_P)} \quad (5.5)$$

2) Розраховуємо ФНЧ-прототип (параметри якого — це величини провідностей елементів фільтру нижніх частот, що має частоту зрізу $\omega_P=1$ і однакові опори навантаження 1 Ом на вході та виході), тобто визначаємо:

- коефіцієнт передачі для нормованих таким чином величин і

- за допомогою формул або таблиць параметри нормованих індуктивностей g_k для послідовних гілок та ємностей g_{k+1} для паралельних гілок такого ФНЧ (рис. 5.11).

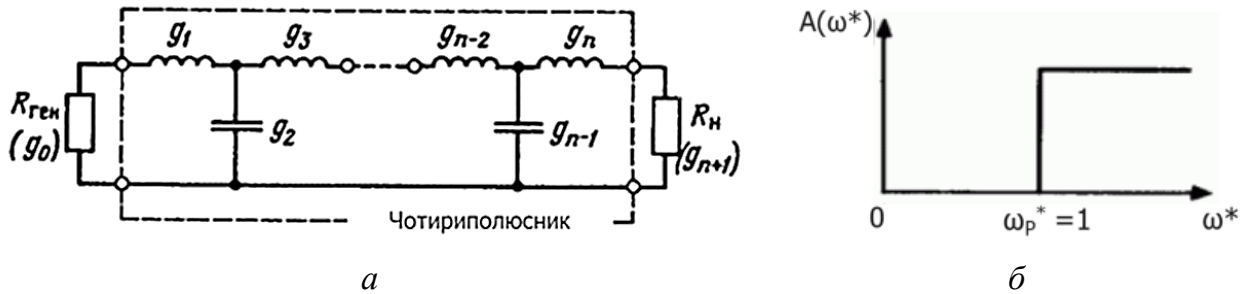


Рисунок 5.11 — Принципова електрична схема (а) та ідеальна частотна характеристика (б) фільтра-прототипа

Формули для визначення параметрів ФНЧ-прототипа (вважаємо $\omega_p = 1$):

- для фільтра Баттерворта

$$g_0 = g_{n+1} = 1; g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], k = 1, 2, 3, \dots, n$$

- для фільтра Чебишова з амплітудою осциляцій A_p у смузі пропускання

$$g_0 = 1; g_1 = 2a_1/\Psi; g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad (k = 2, 3, \dots, n);$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n - \text{непарне}; \\ \text{cth}^2(\beta/4), & n - \text{парне}; \end{cases}$$

$$\text{де } \beta = \ln[A_p/17,37]; \Psi = \text{sh}[\beta/2n]; a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right];$$

$$b_k = \Psi^2 + \sin^2(k\pi/n).$$

3) Розраховуємо значення L_k, C_{k+1} конкретного фільтра (ФНЧ, ФВЧ, СПФ, СЗФ) через елементи g_k, g_{k+1} фільтра-прототипа за певними правилами.

Правила переходу від g -параметрів до L -, C - елементів фільтра такі.

ФНЧ

- 1) Поділити кожне нормоване значення g , що відноситься до ємності або індуктивності на задану кутову частоту зрізу ω_p (в рад/с); активні опори у даній операції не фігурують.
- 2) Для заданої величини опору навантаження $R_n (R_0)$ перерахувати g_k та g_{k+1} у відповідні індуктивності та ємності ФНЧ, що синтезується. Для цього необхідно помножити усі g_k , що відносяться до активних опорів

та індуктивностей, на R_H і поділити усі g_{k+1} , що відносяться до ємностей, на R_H . Формули перетворення такі:

$$L_k = \frac{R_H g_k}{\omega_p}; \quad C_{k+1} = \frac{g_{k+1}}{R_H \omega_p}.$$

Зазначені перетворення ілюструються рис. 5.12.

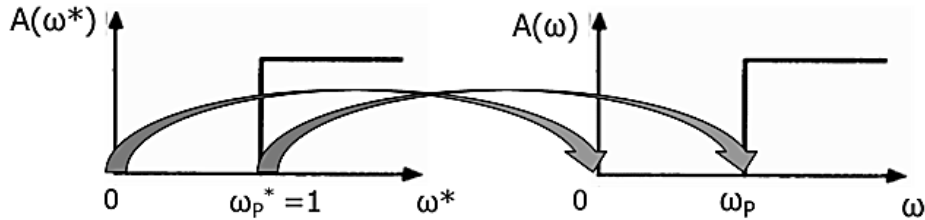


Рисунок 5.12 — Перехід від фільтру-прототипу до ФНЧ

ФВЧ

Частотне перетворення АЧХ ФНЧ-прототипу у АЧХ ФВЧ таке.

- 1) Значення $\omega^* = 0$ має перейти у $\omega \rightarrow \infty$.
- 2) Значення $\omega^* = 1$ має перейти у $\omega = \omega_p$.

Математично таке перетворення виглядає як

$$\omega^* = -\omega_p / \omega.$$

- 3) Форма АЧХ при такому перетворенні не змінюється. Щоб отримати схему ФВЧ зі схеми прототипу, потрібно поміняти місцями індуктивності та ємності. Причому величини активних опорів не змінюються. Тому для завершення розрахунку ФВЧ слід отримані параметри перерахувати для заданого R_H . Для цього усі індуктивності та активні опори множаться на R_H , а усі ємності діляться на R_H . Формули перетворення такі:

$$L_k = \frac{R_H}{\omega_p g_k}; \quad C_{k+1} = \frac{g_{k+1}}{R_H \omega_p}.$$

Зазначені перетворення ілюструються рис. 5.13.

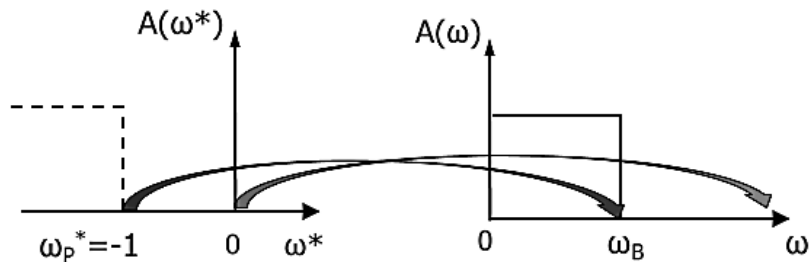


Рисунок 5.13 — Перехід від фільтру-прототипу до ФВЧ

СПФ

Перехід від прототипу ФНЧ до СПФ математично описується як

$$\omega^* = \frac{1}{\omega_B - \omega_H} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right),$$

де $\omega_0 = \sqrt{\omega_B \omega_H}$.

Характеристика СПФ нагадує АЧХ навантаженого коливального контура. Тому для СПФ можна ввести навантажену добротність

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_B - \omega_H}.$$

Перехід від фільтра-прототипа до СПФ ілюструється рис. 5.14

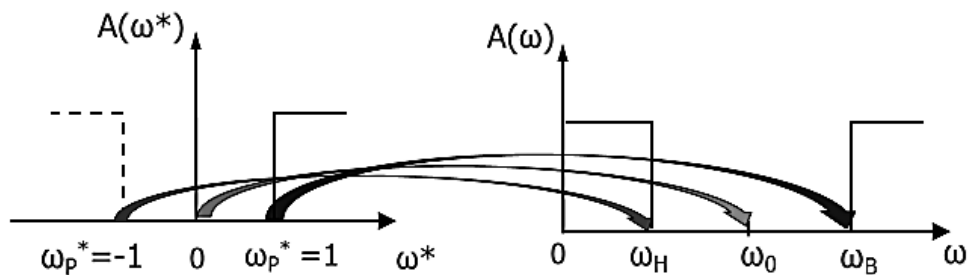


Рисунок 5.14 — Перехід від фільтра-прототипу до СПФ

На основі частотного перетворення послідовні індуктивності у схемі ФНЧ-прототипу замінюються послідовними резонансними LC -контурами, а паралельні ємності — паралельними резонансними LC -контурами (рис. 5.15).

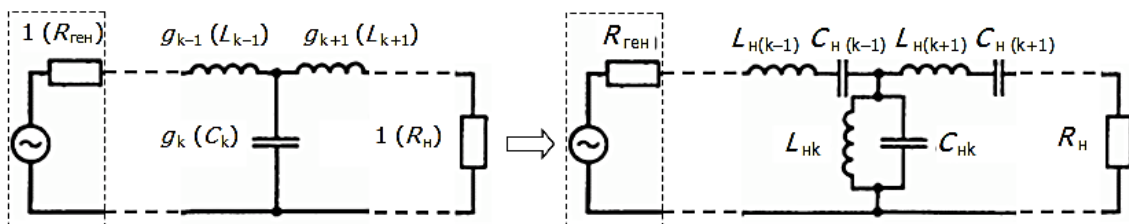


Рисунок 5.15 — Перетворення схеми ФНЧ-прототипу у СПФ

Нормовані до опору навантаження величини елементів схеми СПФ, що показана праворуч, зв'язані з нормованими величинами елементів фільтра-прототипа (ліворуч) такими формулами:

$$\begin{aligned} C_{H(k-1)} &= \frac{\omega_B - \omega_H}{\omega_0^2 g_{k-1}}; & L_{H(k-1)} &= \frac{g_{k-1}}{\omega_B - \omega_H}. \\ L_{Hk} &= \frac{\omega_B - \omega_H}{\omega_0^2 g_k}; & C_{Hk} &= \frac{g_k}{\omega_B - \omega_H}. \end{aligned}$$

Перехід до реальних величин елементів СПФ здійснюється множенням нормованих величин активних опорів (генератора і навантаження) та індуктивностей на величину опору навантаження і діленням на R_H нормованих величин ємностей. У мікрохвильовому діапазоні L - і C -елементи реалізують у вигляді відрізків коаксимальної та мікросмужкової лінії. У табл. 5.1 наведені топології найбільш поширених комбінацій таких відрізків мікросмужкової лінії, а також формули розрахунку відповідних індуктивностей та ємностей.

Таблиця 5.1 — Реалізація реактивностей у мікрохвильовому діапазоні

		$L = \frac{Z_0 l}{f \Lambda}$
		$C = \frac{l}{Z_0 f \Lambda}$
		$L = \frac{Z_0 l}{f \Lambda}$
		$C = \frac{l_1}{Z_{01} f \Lambda} \quad L = \frac{l_2 Z_{02}}{f \Lambda}$
		$Z_{01} = Z_{02} \quad L = \frac{1}{\omega^2 C}$

Фільтри мікрохвильового діапазону на резонаторах

Прохідний резонатор

Через високу добротність резонатора практично уся потужність відбивається назад у лінію передачі. Проте завдяки резонансу у амплітуда напруженості поля на його виході порівняна з амплітудою напруженості хвилі на вході. Таке резонансне явище виконується лише на певній частоті. Еквівалентну схему резонатора показана на рис. 5.16. Хвиля у середині резонатора поширюється від елемента зв'язку X_1 до елемента зв'язку X_2 набуваючи зсуву фази βl . Після відбиття від X_1 фаза відстає на величину φ_1 , а від X_2 — на φ_2 . Тому хвиля, відбита від X_2 і повернена до X_1 має зсув фази

$$\varphi = -\varphi_1 - \varphi_2 + 2\beta l.$$

Хвиля у середині відбивається від стінок (резонує) до тих пір, поки не сягає граничного значення. На резонансній частоті уся потужність передається в навантаження. Розглянемо еквівалентну схему резонатора (рис.5.17).

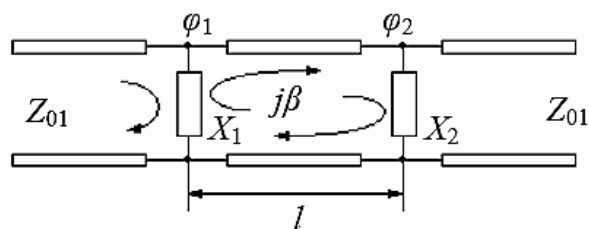


Рисунок 5.16 — Еквівалентна схема прохідного резонатора

На резонансній частоті уся потужність передається в навантаження. На вході резонатора вона зменшується в n разів, а на виході збільшується в n разів. З відхиленням від резонансної частоти втрати зростають. Хвильовий опір Z_0 можна внести в контур, використовуючи закон трансформатора

$$L = L_e/n^2; \quad C = C_e n^2.$$

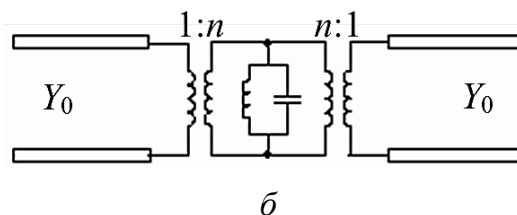
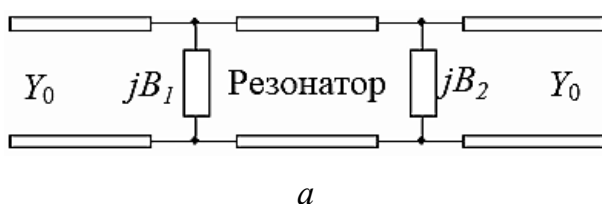


Рисунок 5.17 — Структурна (а) та еквівалентна (б) схема прохідного резонатора

Якщо відомі параметри коефіцієнтів зв'язку та елементів еквівалентної схеми резонатора L , C , R , то можна розрахувати, вхідну B_1 та вихідну B_2 провідності резонатора, користуючись правилом трансформатора. Далі, розрахувавши коефіцієнт відбиття, можна визначити АЧХ резонатора.

Розрахунки доводять, що на резонансній частоті втрати мінімальні, а зі зміною частоти передана потужність зменшується приблизно 6 дБ на октаву. Таким чином, один резонатор не може забезпечити приємну смугу частот та крутизну АЧХ. Тому мікрохвильовий фільтр має містити декілька резонаторів.

Характеристики каскадного з'єднання резонаторів (рис. 5.18) залежать від відстані l між ними. Якщо $l = \Lambda/2$ (фільтр з півхвильовим зв'язком), то крутизна АЧХ (частотна вибірковість) такого фільтра не змінюється в порівнянні з одним резонатором.

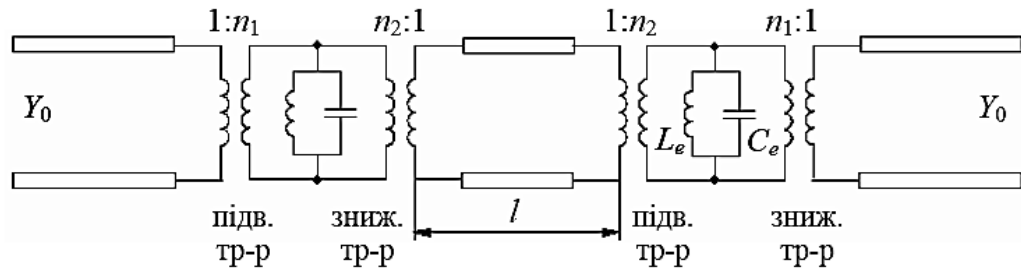


Рисунок 5.18 — Каскадне з'днання резонаторів

СПФ з чвертьхвильовими зв'язками

Якщо вибрати $l = \Lambda/4$, то враховуючи властивості чвертьхвильового відрізку, можна отримати перетворення паралельного коливального контуру, якій увімкнений паралельно в лінію у послідовний коливальний контур, який увімкнений послідовно (рис. 5.19). Розрахунки із застосуванням того ж правила трансформатора доводять, що у даному випадку відбиття хвилі спричиняється як шунтуванням навантаження, так і впливом послідовно увімкненого з навантаженням коливального контуру, що розширює смугу робочих частот та збільшує крутість АЧХ.

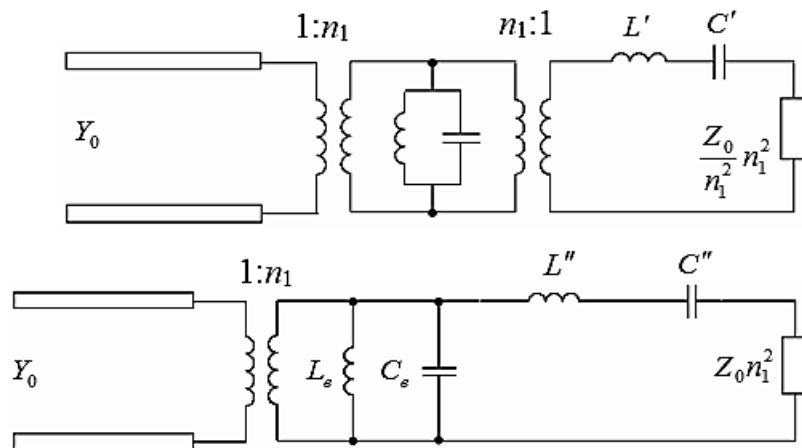


Рисунок 5.19 — Перетворення еквівалентної схеми двох резонаторів з чвертьхвильовим зв'язком

Для отримання більш великої смуги резонатори вмикаються послідовно (каскадно) на відстані $\Lambda/4$.

При $n_1 \neq n_2$ можна синтезувати фільтр Чебишева. Оскільки він допускає пульсації втрат в межах смуги пропускання, що дозволяє зменшити кількість

резонаторів. Для невеликих значень потужності можна використовувати фільтри мікросмужковій та щілинній лініях (рис. 5.20). Паралельні контури реалізуються в такому фільтрі за допомогою короткозамкнених або розімкнених чвертьхвильових відрізків.

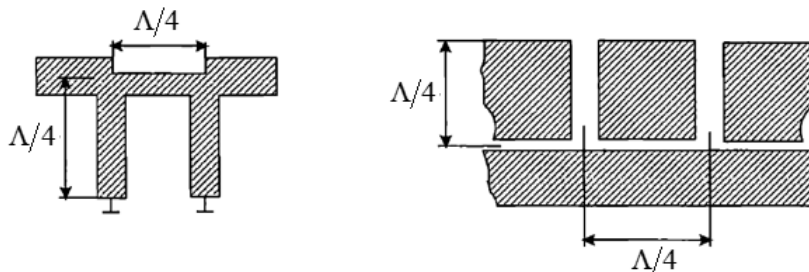


Рисунок 5.20 — Фільтри з чвертьхвильовими зв'язками та шлейфами на МСЛ і щілинній лініях



Контрольні запитання

1. Який пристрій називається об'ємним резонатором? Назвіть його основні характеристики.
2. Що таке навантажена добротність резонатора? Яким чином її визначити?
3. Які елементи зв'язку резонатора з лінією передачі.
4. Як виглядає еквівалентна схема об'ємного резонатора?
5. Що таке коефіцієнт зв'язку резонатора з навантаженням? В яких пристроях використовується коефіцієнт зв'язку менший за 1, а в яких більший за 1?
6. Які типи фільтрів за частотно-селективними властивостями Ви можете назвати.
7. Які переваги та недоліки фільтрів Баттерворта і Чебишева?
8. Що таке фільтр прототип? Якого він типу?
9. У який послідовності розраховують LC -фільтр?
10. Як реалізуються елементи LC -фільтра у мікрохвильовому діапазоні?
11. Поясніть, чому в мікрохвильовому діапазоні у фільтрах на резонаторах використовують чвертьхвильовий зв'язок.
12. Наведіть приклади мікрохвильових фільтрів на резонаторах з чвертьхвильовими зв'язками.

Лекція 6 Мости та дільники потужності НВЧ сигналів

Зміст лекції

Матричні методи аналізу мікрохвильових пристроїв. Шестиполіусники.

Хвилеводні та коаксіальні дільники потужності

Мікросмушкові мости. Конструкція та застосування

Матричні методи аналізу мікрохвильових пристроїв.

Шестиполіусники.

Під багатополіусником НВЧ (англ.: *multiport device*) розуміють комбінацію НВЧ елементів, яка має декілька входів (плечей) у вигляді відрізків ліній передачі із заданими типами хвиль. Перерізи його входів називають площинами відліку фази. Їх положення вибирають таким чином, щоб амплітуди хвиль вищих типів, які виникають усередині багатополіусника, були в цих площинах нехтовно малі.

Якщо хвилі вищих типів є робочими, для кожного з них задається своє плече, хоча фізично вони поширюються в одному й тому ж плечі багатополіусника. З кожним входом багатополіусника асоціюють пару полюсів еквівалентної лінії (рис. 6.1). Тому коли йдеться про $2N$ -поліусник, то це — пристрій з N плечами.

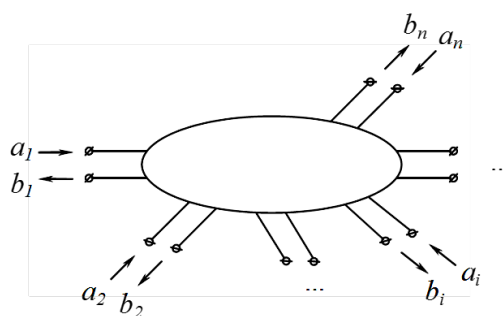


Рисунок 6.1 — Узагальнений ескіз багатополіусника

Для опису лінійних багатополіусників широке застосування отримали матричні методи. Традиційно вводять комплексні амплітуди $\dot{a}$ вхідної (падаючої) та $\dot{b}$ вихідної хвиль для кожного i -го входу, які нормують за правилом

$$|\dot{a}_i|^2/2 = P_{\text{пад } i}; \quad |\dot{b}_i|^2/2 = P_{\text{відб } i}.$$

Пасивними називають багатополіусники, усередині яких відсутнє посилення, генерація або перетворення частоти мікрохвильових сигналів.

Інша властивість широкого класу багатополіусників — це *лінійність*, яка означає незалежність характеристик та параметрів від рівня НВЧ потужності. Звичайно, що $\dot{a}$ та $\dot{b}$ мають тісний зв'язок з нормованими амплітудами напруги

U та струму I . Їх одиниця вимірювання (Вт)^{1/2}. З врахування введених обмежень можна використовувати принцип суперпозиції. Отже отримаємо систему рівнянь для визначення комплексних амплітуд відбитих хвиль

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= \dot{s}_{11}\dot{a}_1 + \dot{s}_{12}\dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{1N}\dot{a}_N \\ \dot{b}_2 &= \dot{s}_{21}\dot{a}_1 + \dot{s}_{22}\dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{2N}\dot{a}_N \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{b}_N &= \dot{s}_{N1}\dot{a}_1 + \dot{s}_{N2}\dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{NN}\dot{a}_N. \end{aligned}$$

У матричній формі цей вираз можна записати у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dots \\ \dot{b}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dots & \dot{s}_{1N} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dots & \dot{s}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N1} & \dot{s}_{N2} & \dots & \dot{s}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \dots \\ \dot{a}_N \end{bmatrix} \quad \text{або} \quad \mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}.$$

Матрицю $\mathbf{S}$ називають *матрицею розсіювання* (англ.: *scattering matrix*). Її елементи $\dot{s}_{mn}$ є комплексними величинами, тобто

$$\dot{s}_{mn} = |\dot{s}_{mn}| \exp(j\varphi_{mn}).$$

Перший індекс вказує номер плеча, до якого подається сигнал (вихід), а другий — номер плеча, з якого йде збудження (вхід). Елемент $\dot{s}_{mn}$ — коефіцієнт відбиття з напруги у m -м плечі, за умови, що до всіх інших підключені узгоджені навантаження. *Матриця розсіювання описує властивості багатополюсника лише на заданій частоті.* Якщо у лініях передачі загасанням можна знехтувати, то зміни площини відліку впливають тільки на фази елементів $\dot{s}_{mn}$, залишаючи їх модулі незмінними.

Шестиполюсники або трійники (англ.: *three-port network*) — це з'єднання трьох ліній передачі. Їх застосовують для розгалуження або об'єднання НВЧ-трактів. Матриця розсіювання шестиполюсника має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dot{s}_{13} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dot{s}_{23} \\ \dot{s}_{31} & \dot{s}_{32} & \dot{s}_{33} \end{bmatrix}.$$

Взаємний шестиполюсник без втрат не можна повністю узгодити з боку трьох плечей, використовуючи в конструкції додаткові реактивні елементи.

Дійсно за умови узгодження має бути

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = 0,$$

а за умовою взаємності матриця $\mathbf{S}$ є симетричною, тобто

$$\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12} = \alpha, \dot{s}_{31} = \dot{s}_{13} = \beta, \dot{s}_{32} = \dot{s}_{23} = \gamma.$$

У такому випадку матриця $\mathbf{S}$ взаємного шестиполюсника з узгодженими входами повинна мати вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & 0 & \gamma \\ \beta & \gamma & 0 \end{bmatrix}.$$

Враховуючи те, що шестиполюсник має бути ще й недисипативним, матриця $\mathbf{S}$ має бути унітарною: $\mathbf{S}^* \mathbf{S} = \mathbf{I}$, тобто повинні виконуватися такі умови:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1, |\alpha|^2 + |\gamma|^2 = 1, |\beta|^2 + |\gamma|^2 = 1,$$

$$\beta\gamma^* = 0, \beta\alpha\gamma^* = 0, \alpha\beta^* = 0..$$

Проте ця система рівнянь не має розв'язку.

Хвильоводні та коаксіальні дільники потужності

Дільники потужності — це мікрохвильові пристрої на основі ліній передачі, які призначені для розподілу електромагнітної енергії з одного вхідного каналу (плеча) на декілька плечей у заданому відношенні. Дільники потужності можуть мати як постійні, так і змінні співвідношення потужності сигналів, що поширюються у вихідних плечах. Найчастіше такі дільники є трьохплечими, але можуть мати й більшу кількість плечей, наприклад, дільники на декілька напрямків типу «зірочка» (рис. 6.2).

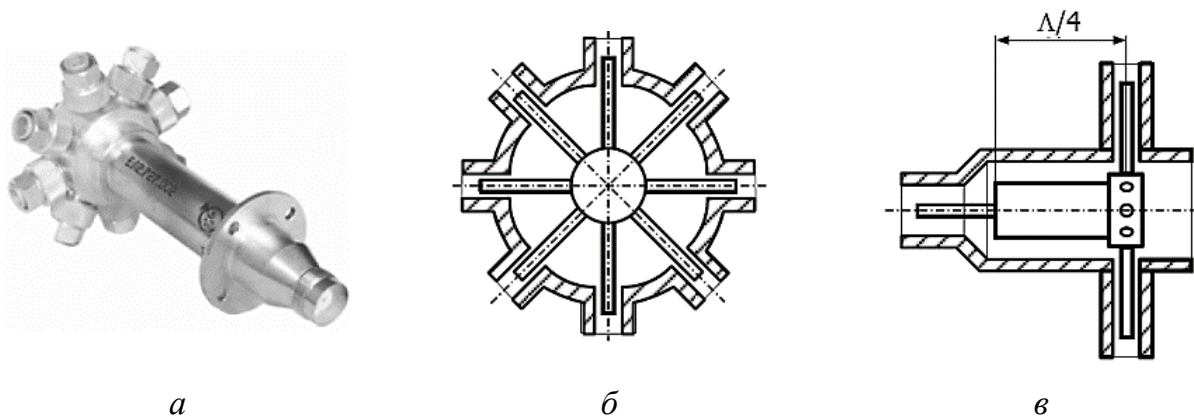


Рисунок 6.2 — Дільник потужності на декілька напрямків:

а) загальний вигляд; б) вид зверху; в) вид збоку

Y-трийник (англ.: *Y-junction*) є шестиполусником (рис. 6.3). Це симетричне з'єднання під кутом 120° трьох прямокутних хвильоводів у площині широких стінок (у площині H). Для визначення матриці розсіювання підключимо до плечей 2 і 3 узгоджені навантаження. З еквівалентної схеми видно, що навантаженням лінії 1 є паралельне з'єднання 2-х однакових ліній, нормований опір якого дорівнює $Z_{H1} = Z_0/2$. Коефіцієнт відбиття у плечі 1 дорівнює

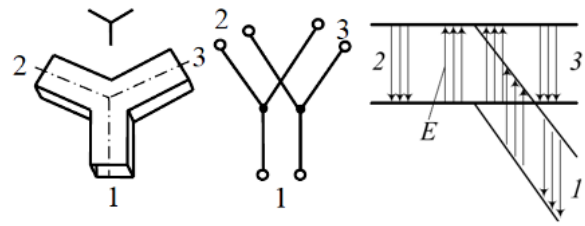


Рисунок 6.3 — Y-трийник в H - площині

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}.$$

Розглянемо Y-трийник в площині E (рис. 6.4).

З еквівалентної схеми видно, що навантаженням лінії 1 служить послідовне з'єднання двох однакових ліній передачі. Нормований опір такого навантаження $Z_{H1} = 2Z_0$. Виконуючи аналогічні розрахунки, отримаємо для Y-трийника в E -площині

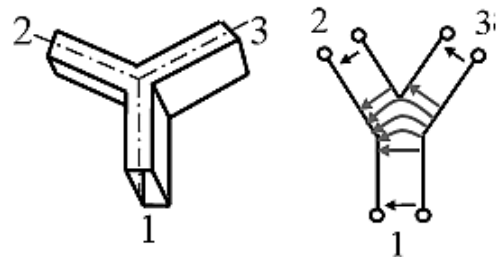


Рисунок 6.4 — Y-трийник в E - площині

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}.$$

В мікрохвильовій техніці часто використовуються перпендикулярні з'єднання хвильоводів. Залежно від способу з'єднання розрізняють E - та H -трийники (рис. 6.5).

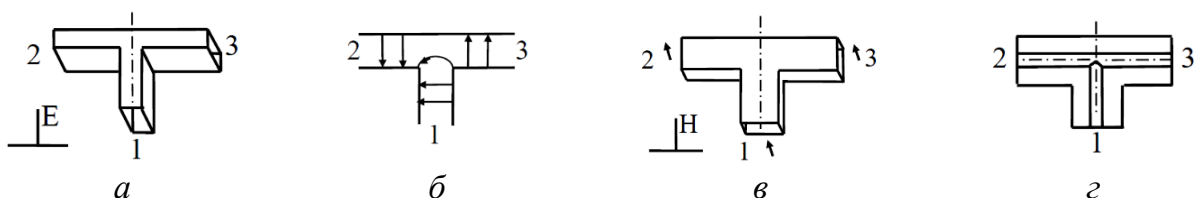


Рисунок 6.5 — T-подібні трийники: а) E -трийник; б) структура електричного поля у ньому; в) H -трийник і г) коаксіальний трийник

Побудуємо S -матрицю E -трійника, враховуючи, що це взаємний недисипативний пристрій, який має дзеркальну площину симетрії (рис. 6.5а,б). Припустимо, що трійник внутрішньо узгоджений з боку плеча 1 (наприклад, за допомогою діафрагми), тоді $\dot{s}_{11} = 0$. У разі збудження плеча 1 енергія розподілиться порівну між плечима 2 і 3:

$$|\dot{s}_{21}| = |\dot{s}_{31}| = 1/\sqrt{2}.$$

Враховуючи симетрію пристрою та вибираючи площини відліку фаз, щоб елементи $\dot{s}_{21}$ і $\dot{s}_{31}$ були дійсними, напишемо S -матрицю у вигляді

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & \alpha_1 & \alpha_2 \\ -1/\sqrt{2} & \alpha_2 & \alpha_1 \end{bmatrix}.$$

Протилежні знаки елементів $\dot{s}_{21}$ і $\dot{s}_{31}$ означають, що протифазність збуджених в плечах 2 і 3 хвиль (рис. 6.5б). На основі унітарності S -матриці маємо

$$\frac{1}{2} + |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 = 1, \quad 0 + \frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_1^* - \frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_2^* = 0$$

Звідси виходить, що $|\alpha_1| = |\alpha_2| = 1/2$. Отже матриця S має 3 незалежні елементи, тому вибираючи площини відліку фаз в 3-х плечах, ці елементи можна зробити дійсними:

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Аналогічні розрахунки можна провести для H -трійника, проте у разі збудження плеча 1 фази хвиль в плечах 2 та 3 однакові (рис. 6.5в). Отримаємо

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Часто для узгодження одного з плеч (наприклад, 1) T -трійника використовують чвертьхвильову діафрагму (рис. 6.6). В результаті відбиті від краю діафрагми хвиля буде знаходитись в протифазі з хвилею, відбитою від стінки. Шестиполюсники на лініях з T -хвилею утворюються паралельним T - або Y -з'єднанням ідентичних ліній.

На рис. 6.5г представлена одна з можливих реалізацій трійника на коаксіальній лінії.

На помірно високих частотах розміри таких трійників виявляються меншими, ніж довжина хвилі, тому реактивності в місці з'єднання нехтовно малі.

Еквівалентна схема трійників з T -хвилю має вигляд паралельного з'єднання довгих ліній.

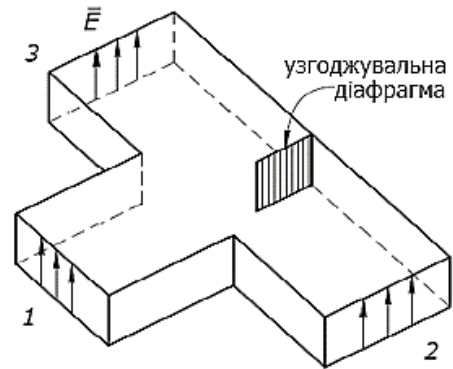


Рисунок 6.6 — Узгодження T -трійника за допомогою діафрагми

Мікросмушкові мости. Конструкція та застосування

Мікрохвильові місти, або гібриди (англ.: *hybrid*) — це пристрої, які поділяють потужність, що надходить до одного з їх пліч, порівну між двома (іноді більше) іншими плечима. Фазовий зсув між коливаннями у вихідних плечах може бути різним і залежить від конструкції гібрида. 90° — гібридом (квадратурним мостом) називається мікрохвильовий пристрій з фазовим зсувом вихідних сигналів на 90° , а 180° — гібридом (синфазно-протифазним мостом) — с фазовим зсувом 180° . В НВЧ техніці мости широко застосовуються у вимірювальних приладах, перш за все, у так званих мостових схемах, у фазометрах та комутуючих пристроях (наприклад, в балансних антенних перемикачах). Міст є базовим елементом балансних змішувачів, балансних модуляторів, фазових та частотних дискримінаторів, циркуляторів.

У шестиполусних ділниках потужності розрізняють вхід 1 та два виходи 2 і 3. Зазвичай до ділника висуваються вимоги узгодження входу ($\dot{S}_{11} = 0$) і заданих коефіцієнтів передачі потужності з входу на виходи $|\dot{S}_{21}|^2$ і $|\dot{S}_{31}|^2$. Ділники потужності використовуються для отримання на виході 1 суми потужності сигналів двох когерентних джерел, підключених до плечей 2 та 3. У такому разі потрібні узгодження ($\dot{S}_{22} = \dot{S}_{33} = \dot{S}_{32} = 0$) і розв'язка плечей 2 і 3.

Такі вимоги реалізовані, наприклад, в мікросмушковому мосту Уілкінсона, конструкція якого наведена на рис. 6.7а, а можливі варіанти топології —

на рис. 6.7б, в. Він містить два відрізки лінії передачі завдовжки $\Lambda/4$ і баластний резистор R . У разі збудження ділянки з боку входу 1 завдяки електричній симетрії точки B і C виявляються еквіпотенціальними.

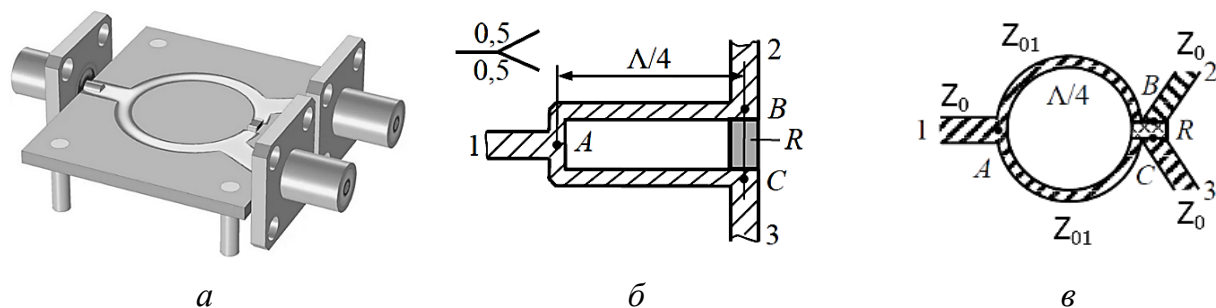


Рисунок 6.7 — Конструкція мікросмушкового моста Уілкінсона (а) та можливі топології (б)

C приходить двома шляхами: через чвертьхвильові відрізки (шлях $B-A-C$) і через резистор R (шлях $B-C$). Коли потужність ділиться навпіл ($|\dot{s}_{21}|^2 = |\dot{s}_{31}|^2 = 1/2$), тоді зрозуміло, що S -матриця ідеального взаємного діляника має такий вигляд

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

У мосту Уілкінсона різниця фаз сигналів, які проходять ці шляхи, складає 180° . Опір баластного резистора $R = 2Z_0$ забезпечує рівність амплітуд сигналів. Отже напруга в точці 3 дорівнює нулю, а потужність сигналу, що на виході 2 , частково розсіюється в резисторі, а частково приходить до плеча 1 . Для того, щоб діляник був узгодженим, хвильовий опір чвертьхвильових відрізків має дорівнювати

$$Z_{01} = \sqrt{2}Z_0,$$

де Z_0 – хвильовий опір входу діляника.

Хвильові опори чвертьхвильових відрізків розрізняються, для узгодження використовуються чвертьхвильові трансформатори. Для покращення характеристик смужкових діляників чвертьхвильові відрізки згортають в кільце, тому міст Уілкінсона має ще назву *кільцевого*.

Гібридне кільце (рис. 6.8) застосовують в інтегральних схемах НВЧ. Для аналізу роботи пристрою припустимо, що він збуджується у плечі 1.

При цьому вздовж кола в протилежних напрямках поширюються дві хвилі. Різниця ходу в точках з'єднання пліч 4, 2 і 3 складає відповідно Λ , $\Lambda/2$ та 0. Тому в плечах 3 і 4 збуджуються коливання однакової амплітуди та зсунутими на 180° фазами, а в плечі 2 коливань немає. Таким чином, підбираючи хвильові ділянок кільця, можна узгодити плечі 3 та 4.

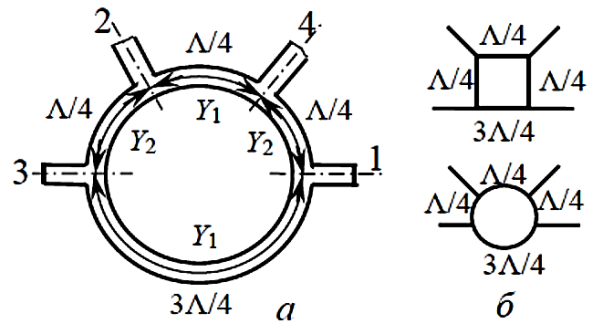


Рисунок 6.8 — Топологія кільцевого моста (а) і його позначення на схемах (б)

Умова ідеального узгодження кільцевого відгалужувача:

$$y_1^2 + y_2^2 = 1,$$

де $y_1 = Y_1/Y$ і $y_2 = Y_2/Y$ – нормовані хвильові провідності відрізків ліній передачі, Y – хвильова провідність входів моста.

За умови ідеального узгодження матриця розсіювання має вигляд

$$\mathbf{S} = -i \begin{bmatrix} 0 & 0 & -y_1 & y_2 \\ 0 & 0 & y_2 & y_1 \\ -y_1 & y_2 & 0 & 0 \\ y_2 & y_1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Коефіцієнт ділення потужності m можна визначити за формулою

$$m = |s_{41}|^2 / |s_{31}|^2 = |y_2|^2 / |y_1|^2.$$

А величини нормованих провідностей дорівнюють:

$$y_1 = \sqrt{1/(m+1)}; \quad y_2 = \sqrt{m/(m+1)}.$$

Для рівномірного ділення потужності $m = 1$:

$$Y_1 = Y_2 = Y/\sqrt{2} \quad (y_1 = y_2 \approx 1/\sqrt{2}).$$

Проте відносно велика електрична довжина кільця приводить до того, що його робочий діапазон частот значно вуже, ніж у подвійного хвильового трійника. На базі МСЛ можна реалізувати кільцеві спрямовані відгалужувачі з нерівним ділення потужності у вихідних плечах.

Квадратний міст (англ.: *branch-line hybrid*), або двошлейфний відгалужувач, широко застосовується в інтегральних схемах НВЧ (рис. 6.9). Він представляє «квадрат» з 4-х чвертьхвильових відрізків лінії передачі, до якого в точках з'єднання цих відрізків підключено 4 плеча (рис. 6.10а). Еквівалентну схему квадратного моста можна представити як паралельне з'єднання відрізків довгих ліній (рис. 6.10б).

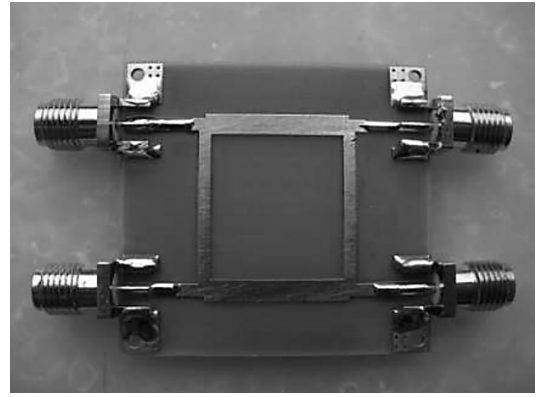


Рисунок 6.9 — Зовнішній вигляд квадратного моста

Можна підібрати хвильові опори відрізків довжиною $\Lambda/4$ таким чином, щоб при збудженні плеча 1 і підключенні до інших узгоджених навантажень:

- 1) плече 2 залишалось розв'язаним,
- 2) не було відбитої хвилі у плечі 1 і
- 3) потужність у плечі 1, ділилась порівну між плечима 3 та 4.

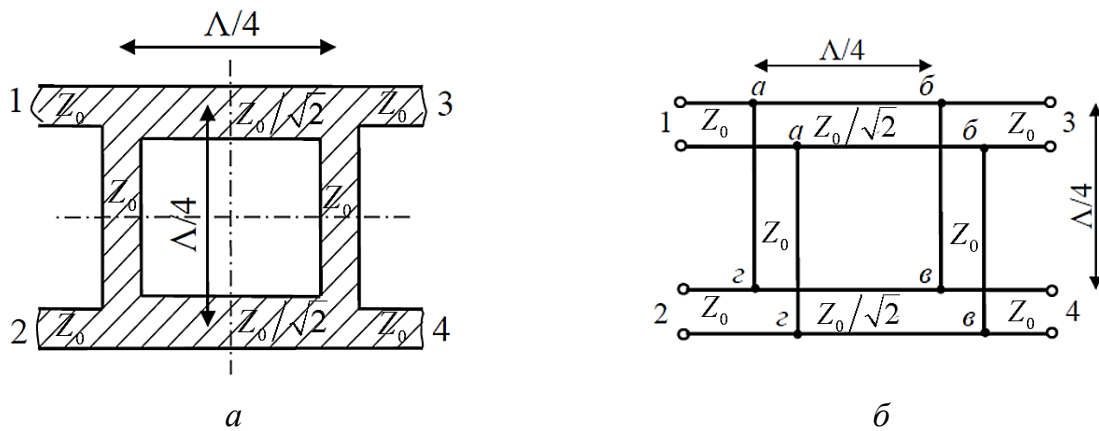


Рисунок 6.10 — Топологія (а) і еквівалентна схема (б) квадратного моста

Якщо плечі 1 і 2 дійсно розв'язані, то при збудженні плеча 1 в точках gg буде вузол напруги, тому їх можна вважати замкненими на коротко (рис. 6.11).

У такому випадку вхідний опір коротко замкнених чвертьхвильових шлейфів ag та vg дорівнює нескінченності, і їх можна виключити. Тоді еквівалентна схема має вигляд, зображений нижче, де плечі 3 та 4 замінено їх хвильовими опорами Z_0 , підключеними до точок bb і vv .

Щоб відрізок $бв$ мав у точках $бб$ вхідний опір $Z_{вх} = Z_0$, і, відповідно, потужність ділилась порівну між плечима 3 і 4, хвильовий опір відрізка $бв$ має бути рівним Z_0 . Тоді загальний опір у точках $бб$ буде складати $Z_0/2$.

Визначимо далі хвильовий опір відрі-

зка $аб$. Для узгодження плеча 1 вхідний опір в точках $аа$ має дорівнювати Z_0 .

З врахування трансформуючої дії чвертьхвильового відрізка $аб$

Для узгодження плеча 1 вхідний опір в точках $аа$ має дорівнювати Z_0 . З врахуванням дії чвертьхвильового відрізка $аб$ отримаємо значення опору $Z_0/\sqrt{2}$. Хвилі в плечах 3 та 4 мають фази (з врахуванням набігу фаз у відрізках ліній та умови ділення вхідної потужності навпіл):

$$b_3 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \exp(-i\pi/2) = -i \frac{a_1}{\sqrt{2}}; b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \exp(-i\pi) = -\frac{a_1}{\sqrt{2}}.$$

Причому повні напруги за умови узгодження дорівнюють напругам падаючих та відбитих хвиль: $U_1 = a_1$, $U_3 = a_3$, $U_4 = a_4$.

Хвильові опори відрізків $аг$ (Z_0) і $вг$ ($Z_0/\sqrt{2}$) можна отримати, виходячи з умов вертикальної та горизонтальної симетрії пристрою.

Матрицю розсіяння ідеального квадратного моста можна записати як

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & i & 1 \\ 0 & 0 & 1 & i \\ i & 1 & 0 & 0 \\ 1 & i & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Застосування мостів

Балансний амплітудний модулятор (маніпулятор) містить два *pin*-діоди, опір яких НВЧ сигналу значно залежить від прикладеного зміщення (рис. 6.12). Під прямим зміщенням діод, що включено паралельно лінії передачі, практично реалізує режим короткого замикання. У випадку зворотного або нульового зміщення діод майже не впливає на проходження НВЧ сигналу, і в пристрої вхідна потужність ділиться порівну між узгодженими навантажен-

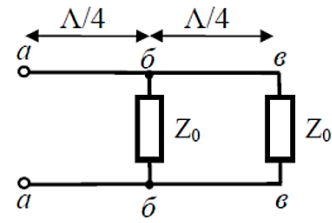


Рисунок 6.11 — Спрощена схема квадратного моста

нями плечей моста 3 і 4. У плече 2 сигнал практично не поступає через розв'язку плечей 1 і 2. Нехай довжина шлейфів моста дорівнює $\Lambda/4$ і різниця фаз сигналів в плечах 3, 4 складає 90° . Тоді при подачі прямого зміщення одночасно на обидва діоди, що розташовані на однаковій відстані від виходів моста отримаємо дві відбиті хвилі, які мають відносний зсув фаз 90° .

Хвиля з плеча 4 приходить у плече 1 ще з додатковим зсувом 90° відносно хвилі, яка приходить з плеча 3. Отже у плечі 1 ці хвилі протифазні. Проте у плечі 2 — синфазні. Таким чином майже увесь сигнал поступає у плече 2. Внесені втрати не перевищують 0,5–1,0 дБ. Модуляція здійснюється без порушення узгодження з боку плеча 1 на відміну від звичайного модулятора відбивного типу.

Балансний змішувач (рис. 6.13) містить два ідентичних змішувальних діода VD1 і VD2, розміщених в плечах 3, 4 моста, між якими порівну поділяється потужність P_c сигналу антени A, з'єднаної з плечем 1. Сигнал гетеродину у плечі 2 моста змішується з прийнятим. Типове значення P_c складає 10^{-12} – 10^{-10} Вт, а потужності гетеродина, як правило, — 10^{-3} Вт. Розв'язка плечей 1 і 2 запобігає поглинанню прийнятого сигналу в колі гетеродина (такі втрати мають місце в однодіодних небалансних змішувачах).

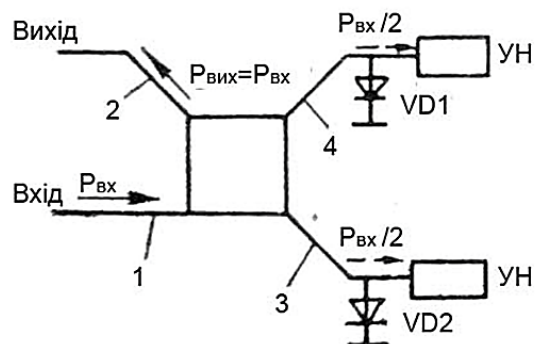


Рисунок 6.12 — Функціональна схема балансного амплітудного модулятора

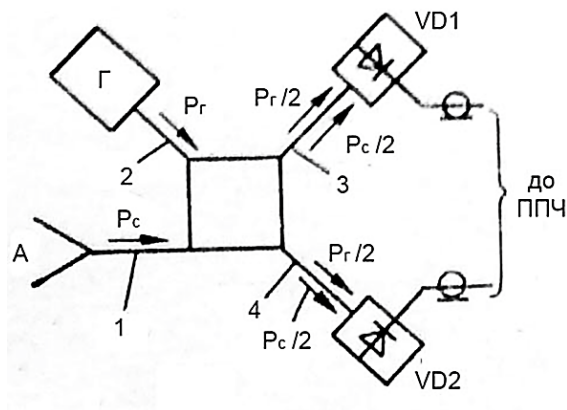


Рисунок 6.13 — Функціональна схема балансного змішувача



Контрольні запитання

1. Як визначаються амплітуди падаючих та відбитих хвиль багатополюсника? Як пов'язані вони між собою, якщо багатополюсник не має втрат?
2. Що описує матриця розсіювання? Яку вона має структуру? Як визначаються елементи матриці?
3. Які дільники потужності Вам відомі?
4. Скільки полюсів має трійник?
5. Поясніть принцип дії хвильоводного Y -трійника в E - і H -площинах? Для якого з них сигнали після розділення мають синфазні, а для якого протифазні і чому?
6. Чи можна узгодити всі три входи шестиполюсника без втрат з лінією передачі?
7. Поясніть принцип узгодження T -трійника за допомогою діафрагми.
8. Яке основне призначення мікрохвильових мостів? Яку іншу назву вони мають?
9. Поясніть принцип роботи моста Уілкінсона? На яких лініях передачі він побудований? Чи можна узгодити всі три входи такого моста одночасно?
10. У яких мікрохвильових пристроях використовується міст Уілкінсона? Чи можна за його допомогою підсумовувати потужності двох джерел?
11. Поясніть принцип дії гібридного кільця.
12. Поясніть принцип дії квадратного моста. На яких лініях передачі він побудований? Як вибираються хвильові опори відрізків ліній?
13. З яких елементів складається балансний амплітудний модулятор? Які він містить напівпровідникові прилади? Який принцип дії цього пристрою?
14. Поясніть принцип роботи балансного змішувача? Чому він має таку назву і де використовується?

РОЗДІЛ 2

АКТИВНІ МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИЛАДИ

Лекція 7 Компонентна база активних приладів мікрохвильового діапазону

Зміст лекції

Елементи із зосередженими та розподіленими параметрами для мікрохвильових пристроїв

Активні прилади мікрохвильового діапазону

Інтегральні мікросхеми НВЧ

Елементи із зосередженими та розподіленими параметрами для мікрохвильових пристроїв

Під час проектування мікрохвильових систем, зокрема радіочастотного тракту приймально-передавальної апаратури, виникають питання щодо вибору елементів і пристроїв. Крім вимог до електричних параметрів слід враховувати хвильовий характер поширення НВЧ сигналів всередині пристроїв. Відповідно радіоелементи, що використовуються, можна віднести до двох груп.

Елементи із **зосередженими параметрами** мають такі особливості:

- можливість просторового розділення електричного і магнітного полів і розглядати роботу компонентів як у низькочастотній апаратурі (конденсатори, котушки індуктивності, резистори, тощо);
- розміри елементів менші за довжину хвилі $l_e \ll \lambda$ ($l_e \leq \lambda/8$) (λ – довжина хвилі у вакуумі, λ – довжина хвилі в лінії передачі).

Елементи з **розподіленими параметрами**:

- характерна відсутність просторового поділу електричного і магнітного полів, тобто в будь-якій точці може бути присутнє електричне і магнітне поле (тому наприклад, не можна однозначно стверджувати, будь-який конденсатор характеризується тільки ємністю);
- розміри елементів порівняні з довжиною хвилі $l_e \sim \lambda$.

Крім того для з'єднання пристроїв між собою необхідно використовувати лінії передачі (рис. 7.1).

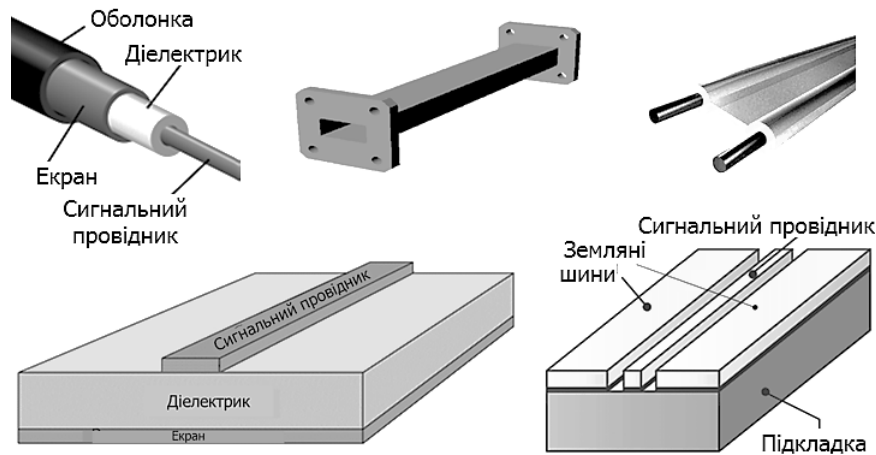


Рисунок 7.1 — Основні лінії передачі мікрохвильового діапазону

Використовуючи відрізки ліній передачі можна створювати елементи з розподіленими параметрами для різноманітних НВЧ кіл. Якщо довжина коротко замкненого відрізка лінії x менша, ніж $\Lambda/4$, то його вхідна провідність b має індуктивний характер, а при $\Lambda/4 < x < \Lambda/2$ — ємнісний. При $x = \Lambda/4$ його властивості такі ж, як у паралельного коливального контура, а при $x = \Lambda/2$ — як у послідовного коливального контура і так далі (рис. 7.2а).

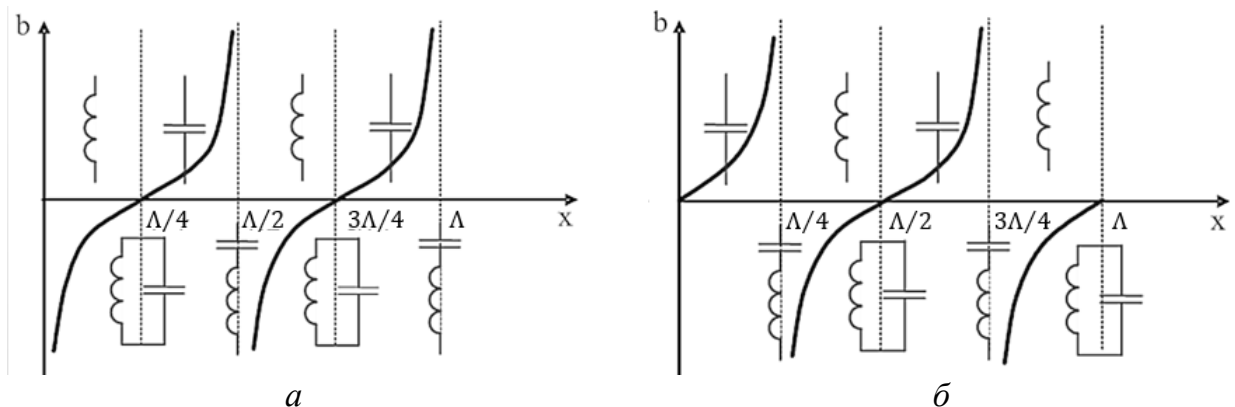


Рисунок 7.2 — Провідність короткозамкненого (а) та розімкнутого (б) відрізка лінії

Аналогічний характер мають властивості розімкнутого відрізка (рис. 7.2б). Такі відрізки використовуються в пристроях мікрохвильового тракту і називаються *шлейфами*. До основної лінії вони можуть приєднатися як паралельно, так і послідовно (рис 7.3).

На відрізках мікросмужкової лінії хвильовим опором Z_l можна реалізувати елементи із зосередженими параметрами, якщо їхня довжина l менша за

$\Lambda/4$. Причому якщо $Z_l > Z_0$, то це елемент з індуктивністю $L = Z_l \cdot l/v_\phi = Z_l \cdot l/f\Lambda$, а при $Z_l < Z_0$ — з ємністю $C = Z_l l/Z_l v_\phi = l/Z_l f\Lambda$.

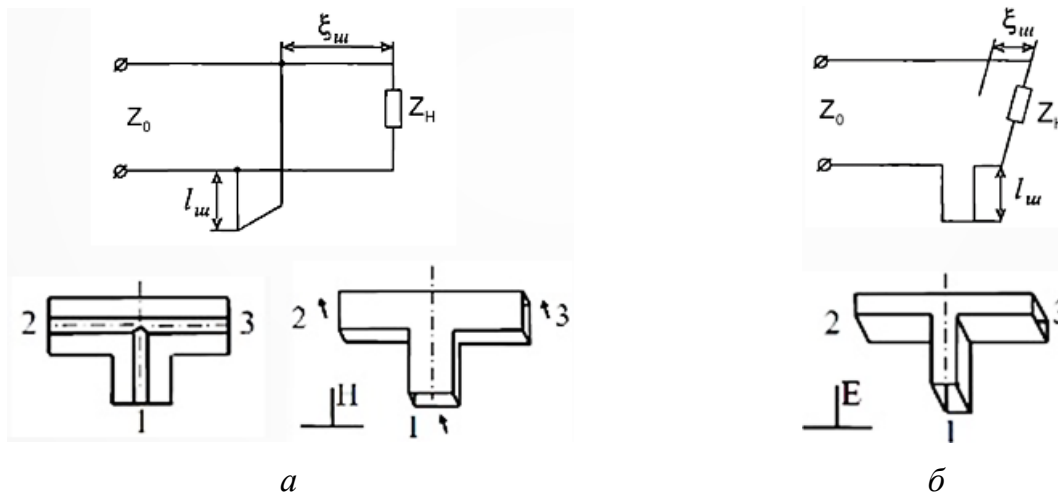


Рисунок 7.3— Еквівалентна схема і приклади паралельного (а) і послідовного (б) шлейфів та їх реалізація для коаксіальної лінії та хвильоводу

Приклади зосереджених реактивностей наведені на рис. 7.4, 7.5.

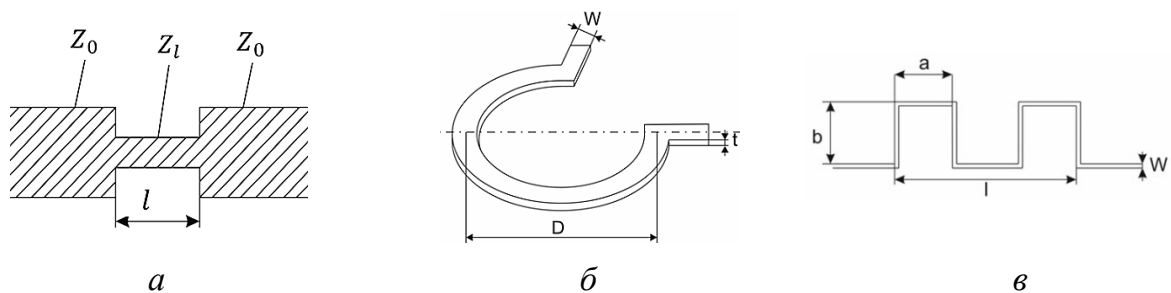


Рисунок 7.4— Приклади зосередженої індуктивності: з підвищеним хвильовим опором (а), у вигляді одновиткової котушки індуктивності (б) та меандра (в)



Рисунок 7.5 — Приклади зосередженого елемента ємності: пластинчата конструкція (а), у вигляді проміжку l в провіднику мікросмужкової лінії w (б)

Величина ємності (рис. 7.5а) розраховується за відомою формулою

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{d}$$

де S – площа перекриття пластин; d – товщина діелектрика. А для варіантів конструкції (рис. 7.5б) можна реалізувати ємності до 4пФ.

Використовуючи розглянуті зосереджені елементи на відрізках мікросмужкової лінії, можна створювати резонатори та коливальні контури (рис. 7.6), і за їх допомогою реалізувати фільтри різних типів (рис. 7.7).

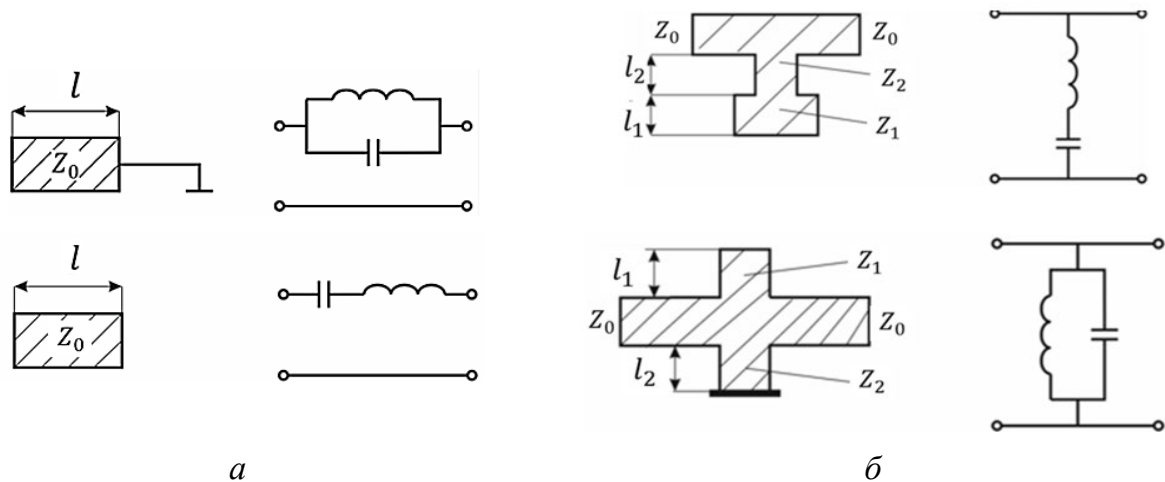


Рисунок 7.6 — Топології та еквівалентні схеми резонаторів (а) та послідовного і паралельного коливальних контурів (б) в мікросмужковому виконанні

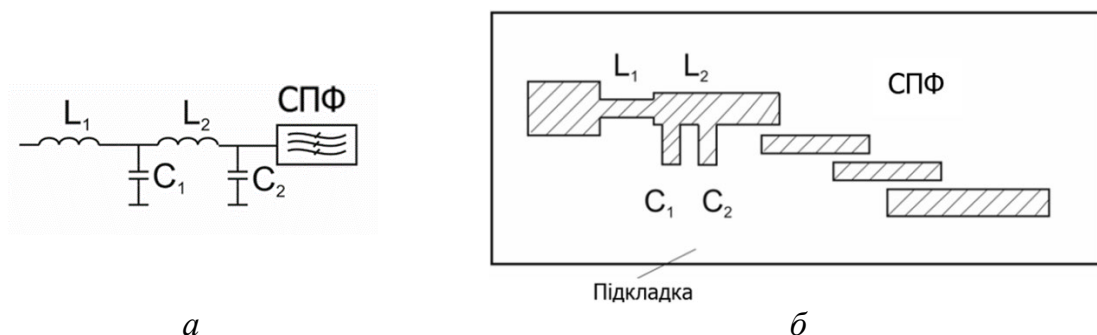


Рисунок 7.7 — Схема (а) і топологія (б) частотно-вибіркової системи на основі LC- фільтра нижніх частот і смугового фільтра на зв'язаних резонаторах

Активні прилади мікрохвильового діапазону

Певною мірою ці особливості притаманні також і *активним* радіоелементам, які перш за все, за типом активного середовища поділяються на вакуумні та твердотільні. Розглянемо твердотільні прилади. Вони поділяються на три класи: діоди, транзистори і мікросхеми (рис. 7.8). *Діоди* знайшли широке застосування в мікрохвильовому діапазоні. У приймачах вони виконують багато

різних функцій: детектування, обмеження та керування амплітудою, зміна та перетворення частоти тощо.

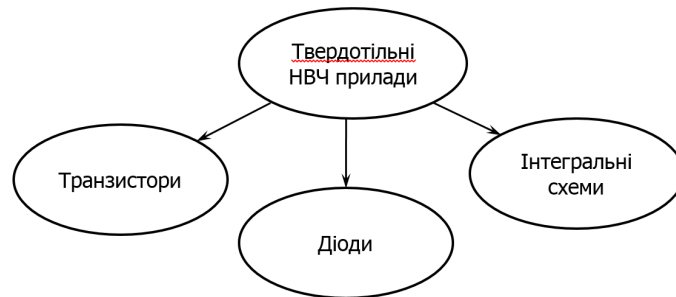


Рисунок 7.8— Класи твердотільних приладів НВЧ

На рис. 7.9 наведена класифікація діодів мікрохвильового діапазону та їхній зовнішній вигляд. Вони поділяються на три групи: генераторні (ДГ — діоди Ганна, ЛПД — лавинно-пролітні діоди та тунельні діоди).

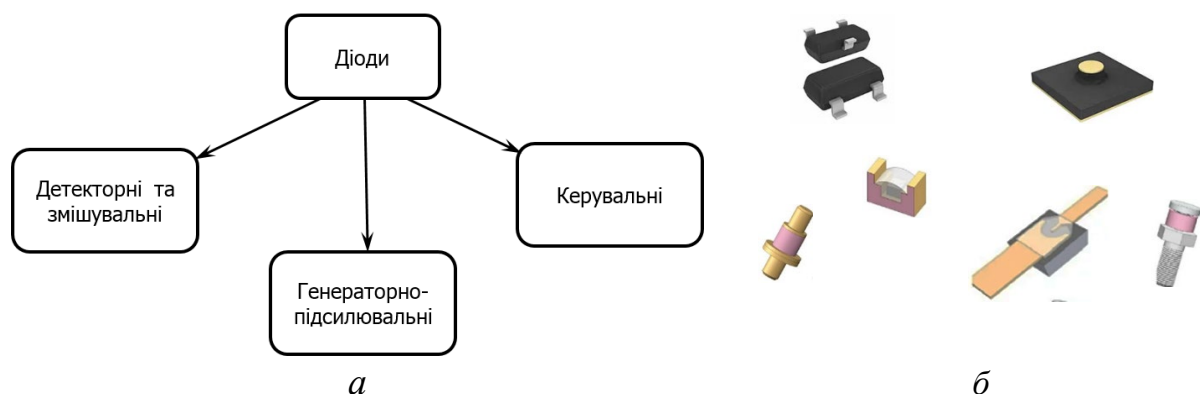
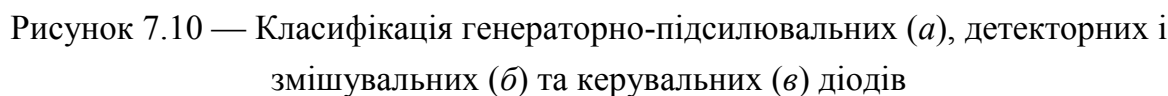


Рисунок 7.9 — Типи НВЧ діодів (а) та їхній зовнішній вигляд (б)

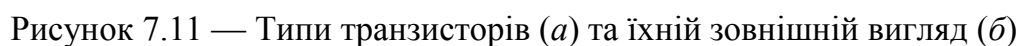
Тунельні діоди використовуються на більш низьких частотах, а діоди Ганна і ЛПД у верхній частині НВЧ діапазону, причому гранична частота у ЛПД вище. Проте ДГ мають значно менший рівень власних шумів, що обумовило їх використання у гетеродинах приймальних НВЧ пристроїв міліметрового діапазону, що мають супергетеродинну схему.

Крім того, ЛПД, ДГ і тунельні діоди використовуються як активні елементи в регенеративних підсилювачах мікрохвильового діапазону. Зокрема підсилювачі потужності на ЛПД використовуються у передавачах радіорелейних і супутникових системах зв'язку. Інша група діодів, детекторні та змішувальні може бути розділена у свою чергу теж на підгрупи (рис. 7.10).



Транзистор — напівпровідниковий прилад, який служить для перетворення, посилення та генерування сигналів. За потужністю транзистори можна поділити на три групи: 1) великої потужності ($P > 10$ Вт; 2) середньої потужності ($P \sim 1$ Вт); 3) малої потужності ($P < 1$).

За принципом дії та внутрішньою структурою їх можна поділити на дві групи (рис. 7.11): біполярні та польові.



Біполярні у свою чергу мають структуру n - p - n та p - n - p . Польові мають структуру МДН (метал-діелектрик-напівпровідник) і бар'єр Шотткі.

Особливості транзисторів мікрохвильового діапазону

В основі роботи НВЧ транзисторів лежать ті ж принципи, що і в роботі НЧ транзисторів. Їхні особливості такі:

- обмеження робочої частоти транзистора часом перенесення носіїв через транзистор;
- обмеження робочої частоти транзистора, обумовлене швидкістю зміни заряду, накопиченого в транзисторі;
- вплив на робочу частоту транзистора конструкції виводів транзистора та їх паразитних параметрів.

НВЧ біполярні транзистори відрізняються від низькочастотних насамперед розмірами активних областей, які характеризуються шириною емітерної смужки L_e та товщиною бази L_b). Сучасна технологія дозволяє отримати емітерні смужки шириною L_e менше 0,1 мкм і товщину бази L_b кілька десятків нанометрів. *Наявність надтонкої бази є однією з особливостей транзисторів НВЧ.* Для потужніших НВЧ-транзисторів використовується об'єднання у одному кристалі значної частини одиничних структур (до 150).

Особливості НВЧ-транзисторів з точки зору конструкції електродів емітера, колектора та бази полягають у тому, що виводи роблять у вигляді коротких смужок, зручних для з'єднання з мікросмужковими лініями передачі. Така геометрія найповніше відповідає вимогам зменшення їхніх «паразитних» ємностей та індуктивностей (рис. 7.12).

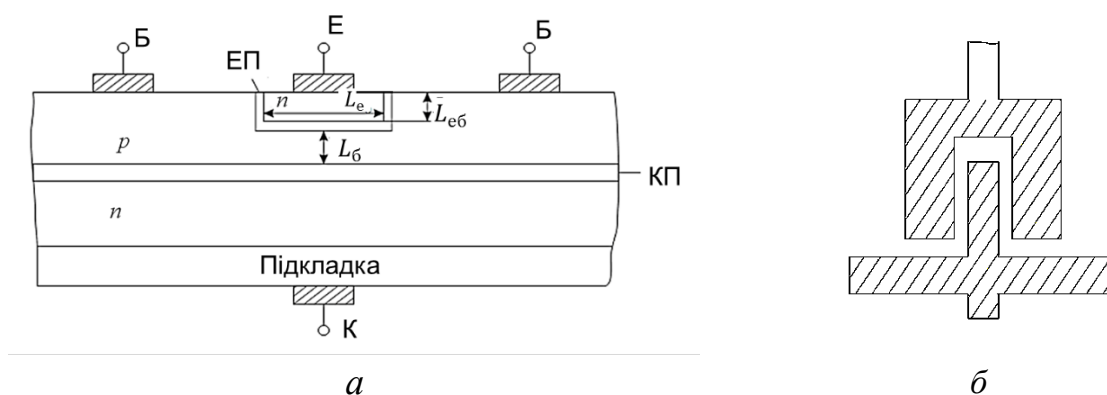


Рисунок 7.12 — Структура (а) та топологія (б) біполярного транзистора

Розрахунок граничної частоти біполярного транзистора виконується за формулою

$$f_{\text{гр}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ек}}},$$

$$\tau_{\text{ек}} = \tau_{\text{е}} + \tau_{\text{к}} + \tau_{\text{б}} + \tau_{\text{еб}} + \tau_{\text{бк}},$$

де $\tau_{\text{е}}$ – час накопичення неосновних носіїв в емітері;

$\tau_{\text{к}}$ – час затримки носіїв у збідненій області колектора;

$\tau_{\text{б}}$ – час прольоту неосновних носіїв через базу;

$\tau_{\text{еб}}$ – час заряду ємності емітерного переходу;

$\tau_{\text{бк}}$ – час заряду ємності колекторного переходу.

Час переносу носіїв у збідненій області колектора дорівнює.

$$\tau_{\text{к}} = \frac{l_{\text{к}}}{2v_{\text{с}}},$$

де $l_{\text{к}}$ – ширина збідненої області колектора;

$v_{\text{с}}$ – швидкість насичення носіїв.

Час прольоту неосновних носіїв через базу

$$\tau_{\text{б}} = \frac{l_{\text{б}}^2}{nD_{\text{нб}}},$$

де $l_{\text{б}}$ – товщина бази;

n – коефіцієнт, що залежить від розподілу домішок у базі;

$D_{\text{нб}}$ – коефіцієнт дифузії неосновних носіїв через базу.

Час заряду ємності емітерного переходу

$$\tau_{\text{еб}} = R_{\beta}C_{\text{е}},$$

де R_{β} – опір рекомбінації:

$$R_{\beta} = \frac{\varphi_{\text{Т}}}{I_{\text{е}}} R_{\beta} C_{\text{е}}, \quad \text{а} \quad \varphi = \frac{kT}{e}$$

Час заряду ємності колекторного переходу

$$\tau_{\text{бк}} = C_{\text{к}}(r_{\text{е}} + r_{\text{к}}),$$

де $r_{\text{е}}, r_{\text{к}}$ – опори емітерної і колекторної областей;

$C_{\text{к}}$ – ємність колектора.

Основні вимоги до параметрів НВЧ транзистора — необхідно зменшити:

- 1) $l_{\text{к}}$;
- 2) $l_{\text{б}}$;
- 3) $C_{\text{е}}$ і $C_{\text{к}}$;
- 4) $r_{\text{к}}$.

Зазначені вимоги є *суперечливими*. Наприклад, пункти 1 і 3 пов'язані зі збільшенням граничної частоти. Але зменшення l_k призводить до зростання C_k . Вимога 3, що потребує зменшення C_e , протиречить наміру збільшення потужності транзистора, згідно з яким площу еміттера потрібно збільшувати.

Еквівалентна схема біполярного транзистора наведена на рис. 7.13.

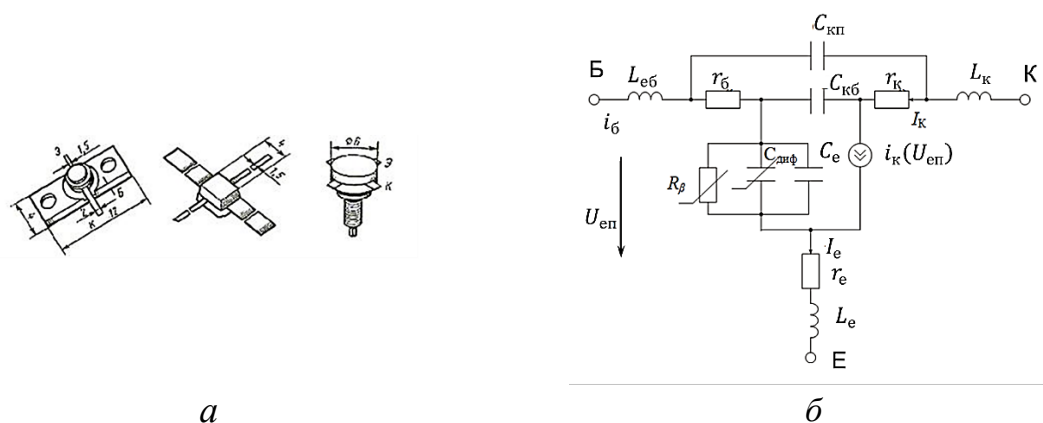


Рисунок 7.13 — Еквівалентна схема (а) та вигляд (б) біполярного транзистора

Гранична частота польового транзистора розраховується за формулою

$$f_{\text{гр}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{пр}}},$$

де $\tau_{\text{пр}}$ – час прольоту носіїв заряду через канал:

$$\tau_{\text{пр}} = \frac{L}{2v_s},$$

L – довжина каналу: $L = l_1 + l_2 + l_3$;

$$L = 1,2l_3.$$

Для отримання *високочастотних* приладів необхідно забезпечити:

- малу довжину каналу;
- велику дрейфову швидкість насичення.

З цих умов випливає низка *вимог до матеріалу* транзистора і до розмірів його електродів. Як матеріал каналу в ПТ використовують переважно арсенід галію GaAs. Це пояснюється тим, що рухливість електронів у цьому матеріалі в кілька разів вища, ніж у кремнії, тому розрізняються і швидкості насичення, які становлять $2 \cdot 10^7$ см/с для GaAs і $0,8 \cdot 10^7$ см/с для Si. Є дані про створення ПТ на основі фосфіду індія InP, в якому дрейфова швидкість носіїв в 1,5 рази вище, ніж в арсеніді галію. Однак, скорочуючи L , потрібно одночасно зменшувати і глибину каналу W_k так, щоб виконувалася умова

$L/W_k > 1$, інакше затвор транзистора не зможе ефективно контролювати рух електронів у каналі. Щоб зменшити W_k використовують більш високий рівень легування каналу, але він має не перевищувати $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ (щоб уникнути пробую). При такому рівні легування мінімальна довжина затвора обмежена значенням близько 0,1 мкм, що відповідає граничній частоті $f_{\text{гр}} = 100 \text{ ГГц}$.

HEMT (High Electron Mobility Transistor) — транзистор з високою рухливістю електронів. Це польовий транзистор, в якому для створення каналу замість легованої області, на відміну від звичайних МДН-транзисторів, використовується контакт двох напівпровідникових матеріалів з різною шириною забороненої зони (гетероперехід).

Інші назви цих транзисторів: польові транзистори з керуючим переходом метал–напівпровідник і гетеропереходом, польові транзистори з модульованим легуванням, селективно-леговані гетероструктурні транзистори. У зарубіжній літературі їх позначають: HFET, HEMFET, MODFET, TEGFET, SDHT.

Принцип дії транзистора з високою рухливістю електронів

У загальному випадку, для створення провідності в напівпровідниках використовуються легуючі домішки. Проте існують зіткнення створених електронів провідності з домішковими остовами, що негативно впливає на рухливість носіїв та швидкодію приладу. У HEMT транзистора цього вдається уникнути завдяки тому, що електрони з високою рухливістю генеруються на гетеропереході в області контакту високолегованого донорного шару n -типу з широкою забороненою зоною (в нашому прикладі AlGaAs) і нелегованого каналного шару з вузькою забороненою зоною без будь-яких легуючих домішок (в даному випадку GaAs).

Електрони, що утворюються в тонкому шарі n -типу, повністю переміщуються в шар GaAs, збіднюючи шар AlGaAs (рис 7.14). Збіднення відбувається через вигин потенційного рельєфу в гетеропереході.

Між напівпровідниками з різною шириною забороненої зони утворюється квантова яма. Таким чином, електрони здатні швидко пересуватися без зіткнень з домішками в нелегованому шарі GaAs. Утворюється дуже тонкий прошарок з великою концентрацією високорухливих електронів, що має

властивості двовимірного електронного газу (ДЕГ). Опір каналу дуже низький, і рухливість носіїв в ньому висока.

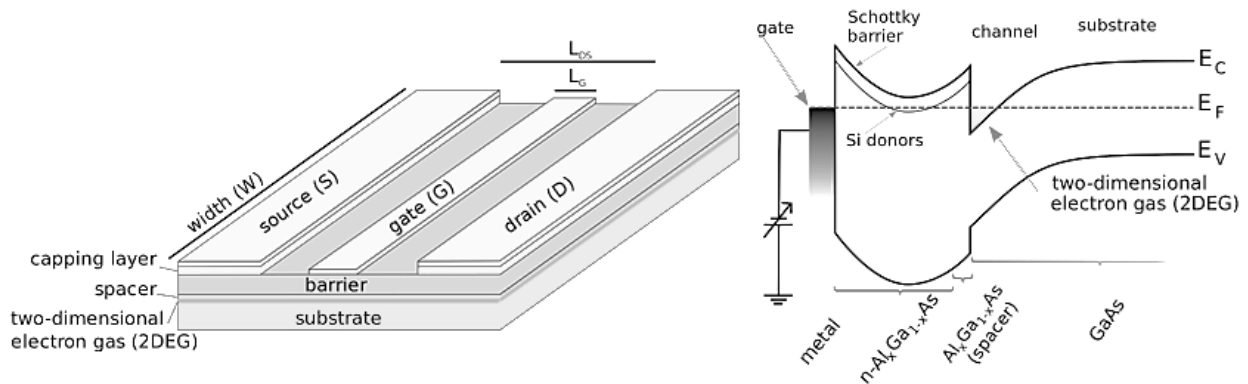


Рисунок 7.14 — Структура та принцип дії транзистора з високою рухливістю електронів (HEMT)

Інтегральні мікросхеми НВЧ

Інтегральні мікросхеми дозволяють суттєво зменшити габарити мікрохвильових приладів та систем, замінюючи цілі блоки приймально-передавальної апаратури.

На рис. 7.15 вказані основні типи мікросхем, які виробляються у теперішній час. А в таблиці 7.1 наведені їх типові параметри

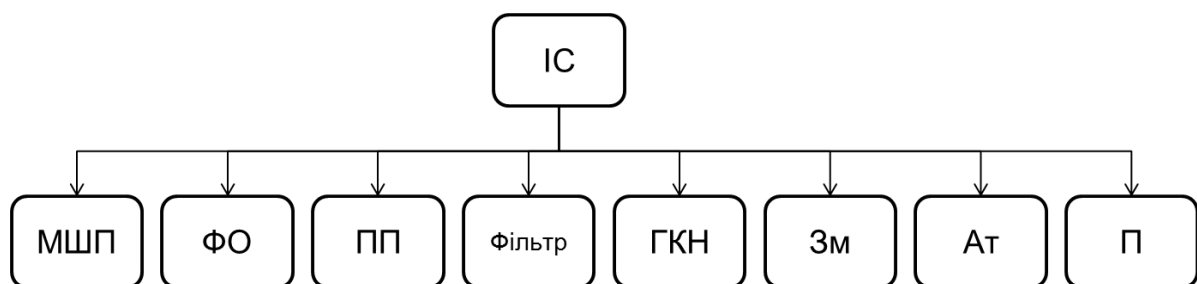


Рисунок 7.15 — Типи інтегральних мікросхем для мікрохвильового діапазону:

МШП – малошумлячий підсилювач; ФО – фазообертач; ПП– підсилювач потужності; ГКН – генератор, керований напругою; Зм – Змішувач; Ат – атенюатор (модулятор); П – перемикач

Таблиця 7.1 — Типові характеристики ІС для сантиметрового діапазону

Тип ІС	Параметр	Х-діапазон	К-діапазон
ПП	Вихідна потужність	7—12 Вт	2—4 Вт
	Коефіцієнт підсилення	6—8 дБ	5—7 дБ
	ККД	35—45%	25—35%
МШП	Коефіцієнт підсилення	8—9 дБ	7—8 дБ
	Коефіцієнт шуму	0,8—1,5 дБ	2—2,5 дБ
ФО	Похибка фази	2—4°	2—4°
	Втрати	3—7 дБ	3—7 дБ
Атенюатор	Динамічний діапазон	32—64 дБ	32—64 дБ



Контрольні запитання

1. Наведіть приклади пасивних та активних пристроїв.
 - 1) За яким критерієм визначаються елементи із зосередженими та розподіленими параметрами?
 - 2) Як реалізувати індуктивність або ємність, використовуючи відрізки лінії передачі?
 - 3) На які класи поділяються твердотільні НВЧ прилади?
 - 4) Назвіть основні типи НВЧ діодів?
 - 5) У яких блоках приймача використовуються *pin*-діоди?
 - 6) Назвіть типи діодів, які використовуються в генераторах НВЧ сигналів.
 - 7) Які типи НВЧ транзисторів Вам відомі?
 - 8) Які основні вимоги до параметрів НВЧ транзистора?
 - 9) Що таке гранична частота транзистора і як вона визначається?

Лекція 8 Діодні прилади регулювання амплітуди і фази та перетворення частоти НВЧ сигналів

Зміст лекції

Мікрохвильові пристрої на *pin* діодах

Основні параметри та характеристики перетворювачів частоти

Принцип дії діодних НВЧ перетворювачів частоти

Мікрохвильові пристрої на *pin* діодах

Для керування НВЧ сигналами широко застосовуються *pin*-діоди, структура яких має сильно леговані *p*- і *n*- області, та високоомну *i*- область (базу), яка їх розділяє та має товщину від одиниць до сотень мікрометрів (рис. 8.1).

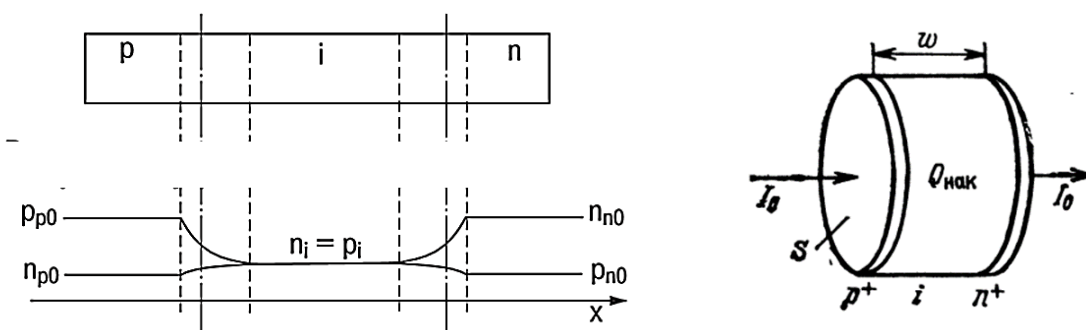


Рисунок 8.1 — Структура *pin*-діода

Концентрація носіїв заряду в базі складає біля 10^{13} см^{-3} . Якщо джерело зовнішньої постійної напруги підключено плюсом до шару p^+ , а мінусом — до n^+ , то в *i*-області збільшується концентрація електронів та дірок до 10^{16} - 10^{17} см^{-3} . Через структуру тече постійний струм густиною близько 10 А/см^2 . При зворотному зміщенні концентрація носіїв в *i*-шарі падає приблизно на порядок відносно початкового значення (10^{13} см^{-3}).

На рис. 8.2 показана найпростіша конструкція безкорпусного діода, призначеного для герметичних пристроїв (атенюаторів, модуляторів, перемикачів). У таких конструкціях діода товщина *i*-шару w може бути від 50 до 100 мкм, а діаметр структури D — від 0,5 до 3 мм. На даному рисунку: 1 — омичний контакт, 2 — *p*-шар, 3 — *i*-шар,

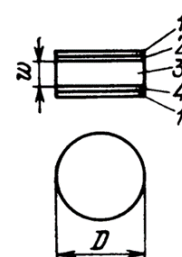


Рисунок 8.2 — Конструкція безкорпусного *pin*-діода

4 – n -шар. Такі діоди встановлюються у виріб за допомогою паяння або механічного притиску. Конструкція на рис. 8.3 є мезаструктурою. Тут 1 і 5 – омичні контакти, 2 – p -шар, 3 – захисний шар зі скла, 4 – n -шар, 6 – i -шар.

Діоди у вигляді мезаструктур використовуються у мікросмужкових пристроях НВЧ діапазону, а також як основа для корпусних діодів. Слід зазначити, що мезаструктура у теперішній час є найбільш універсальним конструктивним оформленням *pin*-діодів. Ширина структур складає від 0,5 до 3 мм, висота — від 0,15 до 0,3 мм.

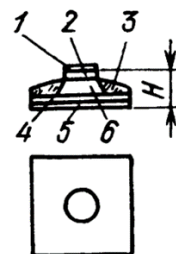


Рисунок 8.3 — Конструкція *pin*-діода у вигляді мезаструктури

Покриття бокової поверхні мезаструктури шаром скла захищає від пробоя та витоків, що підвищує надійність його роботи на великих рівнях сигналу.

Спеціально для послідовного монтажу в мікросмужкову лінію призначені конструкції діодів, що показані на рис. 8.4. На рис. 8.4а показаний діод, що складається з напівпровідникової структури 1, металічної основи 4 і плоского виводу 3. Структура захищена від механічного впливу і частково від дії вологи пластмасовим покриттям 2.

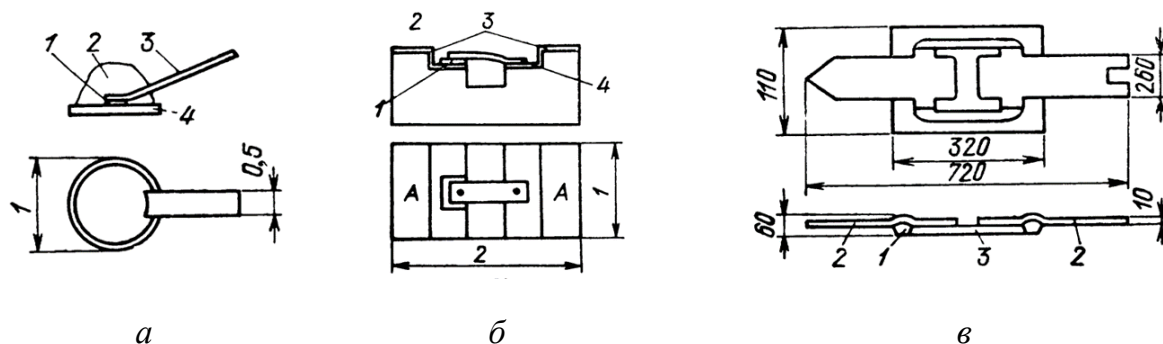


Рисунок 8.4 — Конструкції *pin*-діодів для монтажу в мікросмужкову лінію

Діод, показаний на рис. 8.4б, має керамічну основу типу «ліжка». Тут 1 – напівпровідникова структура, 2 – керамічна основа, 3 – металізовані ділянки кераміки, 4 – з'єднувальна пласка перемичка. Металізованими площинками А діод припаюється до мікросмужкової лінії, яка має розрив верхньої смужки близько 0,5 мм. Таким чином діод встановлюється в лінію послідовно. Напів-

провідникова структура покривається лаком, що її захищає від впливу механічних чинників та вологи. Конструкція, яка наведена на рис. 8.4в (розміри вказано у мікрометрах), є мініатюрним поверхнево орієнтованим діодом з балочними виводами. Діод містить кристал кремнію 3, у якому є два кармани, що заповнені металом. Навколо карманів створені p - та n -області, між якими знаходиться i -область.

Верхня поверхня кристала захищена окисом кремнію. Пластина кремнію закріплена на скляній основі (рамці) 1. Балочні виводи 2 призначені для монтажу діода у розрив мікросмужкової лінії. Малий об'єм i -області передбачає роботу діода на малому рівні НВЧ потужності. Кращі зразки діодів даного типу мають невеликі значення ємності (0,01-0,02 пФ).

На рис. 8.5 показана конструкція корпусного pin -діода. Товщина бази визначає інерційність діода. При подачі коливань на запертий діод випрямлення не спостерігається, оскільки протягом позитивного півперіоду вільні носії заряду не встигають накопичуватись у базі діода.

На рис. 8.6 наведені еквівалентні схеми розглянутих pin -діодів.

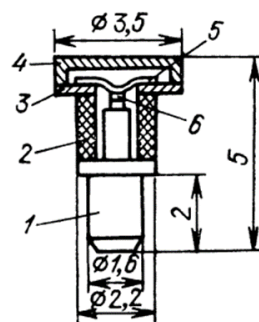


Рисунок 8.5 — Конструкція корпусного pin -діода: 1 – мідний утримувач, 2 – керамічна втулка, 3 – кільце, 4 – кришка, 5 – вивід (плющина), 6 – pin -структура

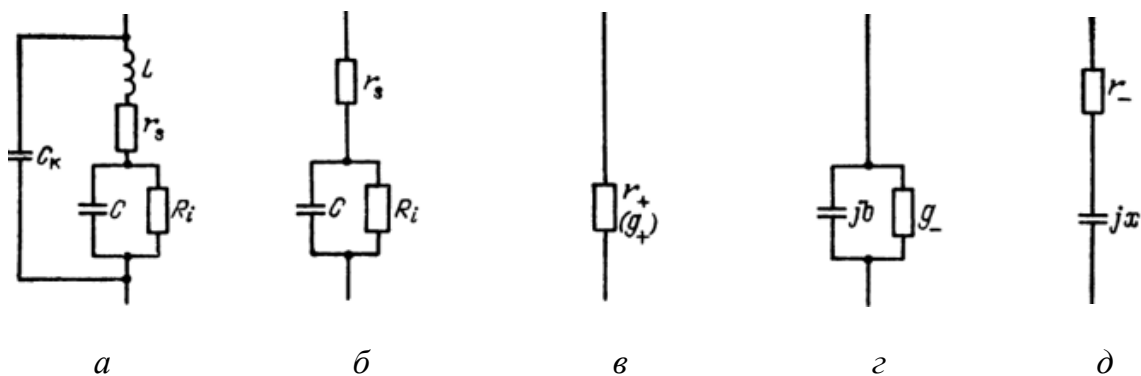


Рисунок 8.6 — Еквівалентна схема pin -діода: корпусного (а); безкорпусного (б); безкорпусного у відкритому стані (в); безкорпусного у закритому стані (г, д)

Корпусні і безкорпусні діоди можуть включатися в мікросмужкову лінію паралельно. Проте безкорпусні діоди можна включати також і послідовно (рис. 8.7).

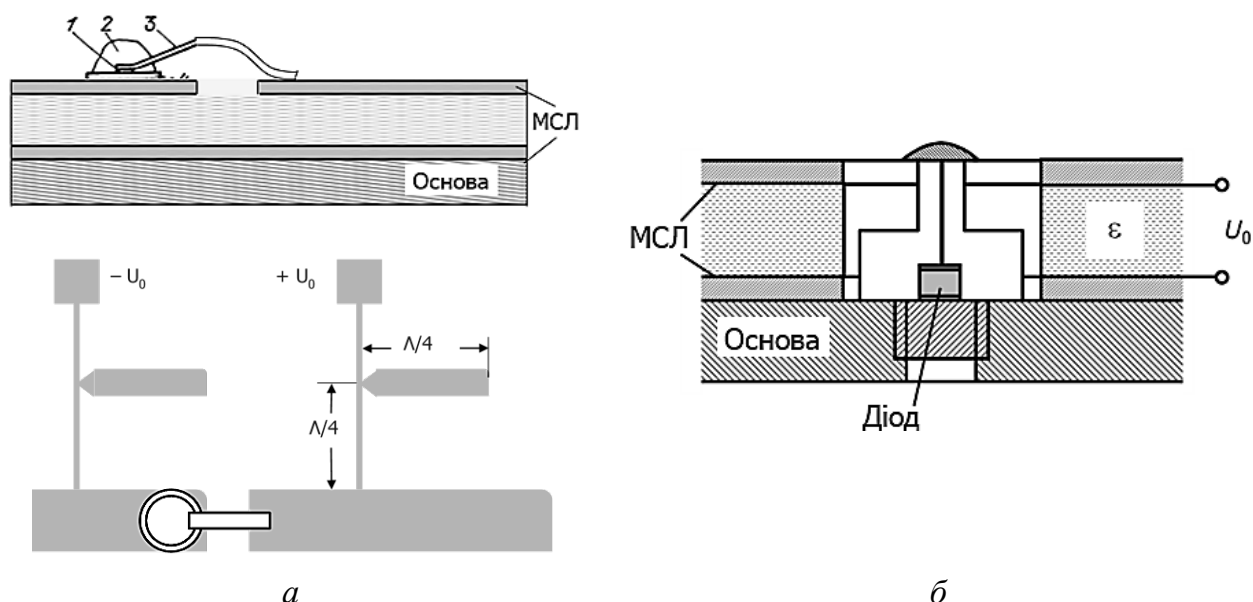


Рисунок 8.7 — Паралельне та послідовне включення корпусного *pin*-діода в мікросмужкову лінію передачі

Закритий безкорпусний *pin*-діод часто представляють як паралельне з'єднання активного опору $R = 1 - 10$ кОм та загальної ємності діода $C = 0,3 - 1$ пФ.

Приклад включення *pin*-діодів у мікрохвильовий тракт показано на рис. 8.8. У даному випадку подвійний діод розміщено в резонансній діафрагмі.

У разі подання на діод позитивного керувального зміщення, величиною 1-2 В опір бази зменшується через її наповнення вільними носіями заряду — дірками з *p*-області та електронами з *n*-області напівпровідникової структури.



Рисунок 8.8 — Розміщення *pin*-діода в прямокутному хвильоводі

Основні характеристики пристроїв на *pin*-діодах

Внесені втрати (IL) — це максимальні втрати в децибелах при проходженні сигналу з входу на вихід перемикача (атенюатора) у режимі пропускання за умови 50-Ом узгодження.

Розв'язка (Iso) — це відношення потужностей на виході перемикача (атенюатора) у включеному і вимкненому станах.

КСХН — міра узгодження імпедансів перемикача (атенюатора) з імпедансами вхідного та вихідного кіл. Зазвичай прагнуть забезпечити узгодження входу і виходу перемикача з лінією передачі, що має хвильовий опір 50-Ом.

Час перемикання T_{Π} — час, необхідний для переходу зі стану «Увімкнено» до стану «Вимкнено» і навпаки. Для оцінки цих параметрів вводять поняття часу зростання $T_{зр}$, часу спаду $T_{с}$, а також включення $T_{у}$ і вимкнення $T_{в}$.

Величина T_{Π} пристрою залежить від швидкодії *pin*-діоду, тобто часу зворотного відновлення стану бази $T_{зв}$, який пов'язаний з часом рекомбінації носіїв в *i*-області $\tau_{рн}$, а також прямим I_{Π} і зворотним $I_{зв}$ струмами

$$T_{зв} = \ln \left(1 + \frac{I_{\Pi}}{I_{зв}} \right) \tau_{рн}.$$

Відеопросочування (video leakage) — паразитні сигнали, що виникають на входах перемикача під час подачі напруги керування.

Допустима вхідна потужність $P_{доп}$ (power handling). Є два визначення:

- 1) максимальна потужність, коли перемикач або атенюатор ще функціонує без деградації своїх характеристик (*full performance*);
- 2) максимальна потужність, при якій перемикач або атенюатор не виходить з ладу, проте характеристики його деградують (*no damage*).

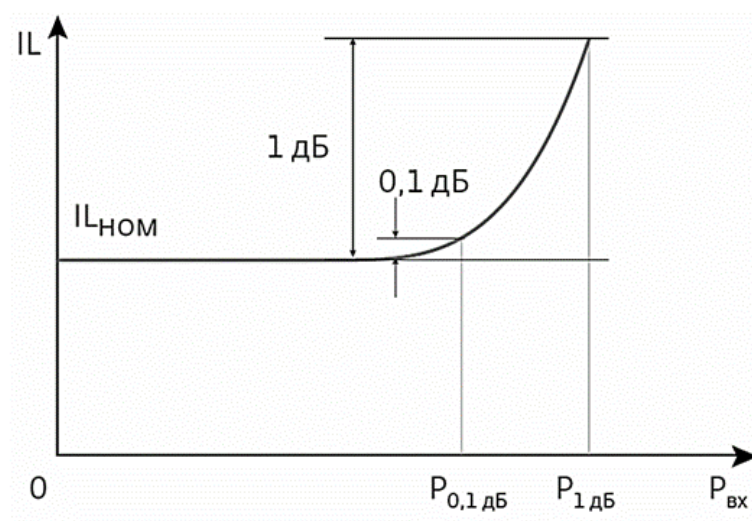


Рисунок 8.9 — Оцінка лінійності діодних перемикачів

Для оцінки лінійності перемикачів вводять такі показники як $P_{0,1\text{дБ}}$ і $P_{1\text{дБ}}$, що фіксують значення входної потужності, при яких внесені втрати збільшуються відносно номінальних (малосигнальних) паспортних значень — $IL_{\text{ном}}$, відповідно на величину 0,1 та 1 дБ (рис. 8.9).

Типи мікрохвильових перемикачів

Перемикачі класифікуються за кількістю входів і виходів (рис. 8.10). Більшість з них має один вхід і декілька виходів: один (*single pole single throw*, 1P1T), два (*single pole two throw*, 1P2T) і більше (*single pole multiple throw*, 1PMT). Крім того часто застосовуються трансферні (*transfer*) перемикачі типу 2P2T. Для перемикачів 1P1T, 1P2T, 2P2T численні позначення часто замінюються буквеними: 1P1T → SPST, 1P2T → SPDT, 2P2T → DPDT. Перемикачі з $N > 2$ і $M > 2$ класифікуються як перемикачі матриці NPMТ.

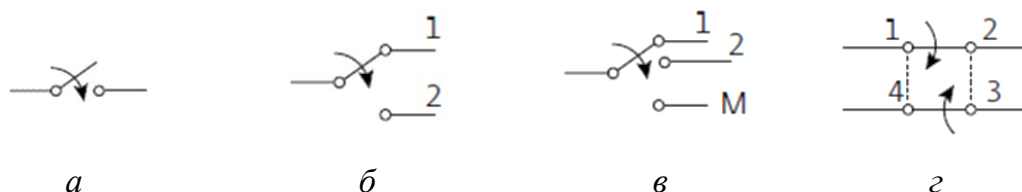


Рисунок 8.10 — Схематичне зображення перемикачів:

а) SPST; б) SPDT, в) SPMT, г) DPDT

Конфігурації перемикачів наведені на рис. 8.11. При паралельній конфігурації перемикачів один канал має високий імпеданс, а інший — низький. Включення 50-Ом чвертьхвильової лінії трансформує низький імпеданс у високий вхідний, що забезпечує узгодження входу в режимах «Увімкнено» і «Вимкнено». З трьох конфігурацій перемикачів послідовно-паралельна застосовується найчастіше.

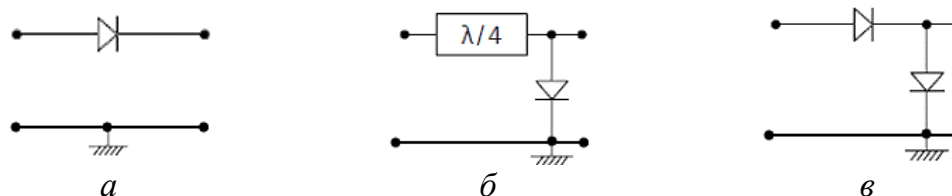


Рисунок 8.11 — Схематичне зображення відбивних перемикачів:

а) SPST; б) SPDT, в) SPMT, г) DPDT

У положенні «Увімкнено» послідовні діоди мають низький імпеданс, а паралельні — високий.

У положенні «Вимкнено» навпаки: імпеданс послідовних діодів великий, а паралельних — низький. Розв'язка перемикачів послідовно-паралельної конфігурації значно краще, ніж у перемикачів інших конфігурацій, а внесені втрати нижче, ніж у перемикачах паралельної конфігурації, але вище, ніж у перемикачах послідовної конфігурації. При цьому немає потреби вводити в схему чвертьхвильові відрізки лінії, що покращує частотні характеристики.

Антенний перемикач на *pin*-діодах

Основною властивістю *pin*-діоду є зміна внутрішнього опору в залежності від величини зовнішньої напруги V_{cc} (напруги зміщення), що прикладається до нього. Величина опору може змінюватися від 6 кОм (якщо $V_{cc} < 0$) до ~ 5 Ом (для $V_{cc} > 0$). Завдяки такій властивості *pin*-діоди можуть використовуватися в електронних перемикачах, один з прикладів яких приведено на рис. 8.12.

1). $V_{cc} > 0$. Обидва *pin*-діоди мають дуже низький опір. Потужність від передавача проходить через верхній діод до антени. Оскільки опір нижнього діоду теж низький, то він замикає вхід приймача на землю і захищає його від потужності, генерованої передавачем. Проте цей низький опір перетворюється за

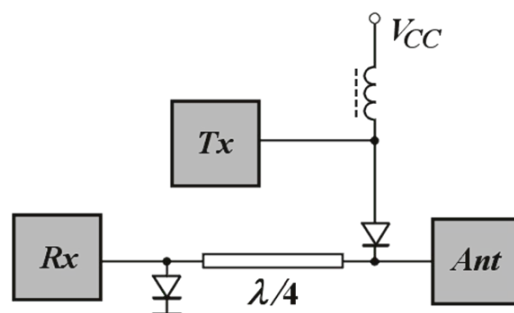


Рисунок 8.12 — Функціональна схема антенного перемикача

допомогою узгоджувальної лінії завдовжки $\lambda/4$ на високий опір. Таким чином, для сигналів лінія у цьому напрямі розімкнена, і вони проходять до антени, імпеданс якої узгоджений з імпедансом лінії передачі.

2). $V_{cc} < 0$. У цьому випадку обидва *pin*-діоди мають високий опір. Лінію до передавача тепер практично розімкнено, і сигнали, що приймає антена, не проходить до передавача.

Причому діод у приймальному (через високий опір) практично не впливає на інтенсивність вхідного сигналу приймача. Повністю твердотельні антенні

перемикачі, побудовані на *pin*-діодах, є хорошим конструктивним рішенням, оскільки мають високу розв'язку, малий час перемикання і довгий термін служби. Діодний обмежувач пропускає малопотужні сигнали з незначним їх ослабленням, а сигнали, що перевищують заданий рівень, послаблюються і на вході приймача мають постійну інтенсивність. При використанні як перемикача пристрій на *pin*-діодах має забезпечувати низькі втрати (в напрямі від антен до приймача) і хорошу розв'язку (в напрямі від передавача до приймача). Це ускладнює конструкцію і збільшує ризик пошкоджень приймача в разі виходу з ладу антенного перемикача. З міркувань надійності часто використовується багатоступінчатая схема.

SPST-перемикачі можуть бути як відбивними, так і поглинаючими. Модель CMCS0337 виробництва компанії CMC (рис. 8.13), призначена для роботи в смузі частот 2-18 ГГц, забезпечує час перемикання 2 нс і розв'язку 60 дБ, яка може бути збільшена при використанні більшого числа паралельно включених діодів. Фільтри високих частот на вході та виході перемикача ефективно пригнічують відеопросочування.

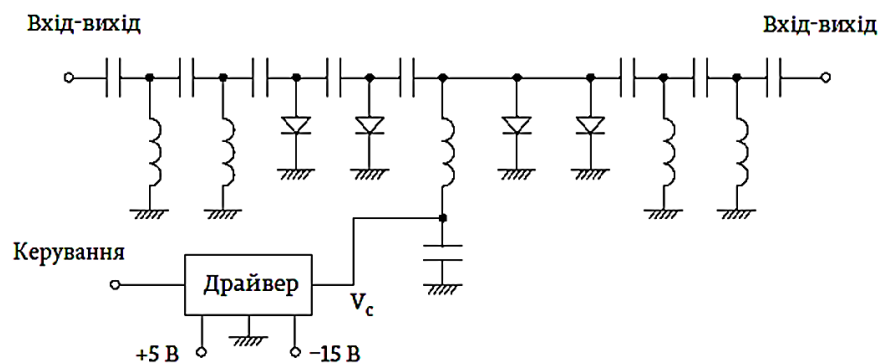


Рисунок 8.13 — Принципова схема SPST-перемикача відбивного типу (модель CMCS0337, компанія CMC)

Мікрохвильові фазообертачі на *pin*-діодах

Приклади ступінчастих прохідних фазообертачів з електричним керуванням. Вони містять циркулятор (рис. 8.14а) або міст (рис. 8.14б) і короткозамкнені відрізки хвильоводів, у яких розміщено декілька *pin* діодів. При подачі на діоди зворотної напруги, їх опори досить великі, і фазова затримка сигналу визначається геометричною довжиною короткозамкнених відрізків хвильово-

дів. При подачі прямої напруги опір діодів падає, і зміна фазової затримки визначається геометричною довжиною l відрізка хвилеводу, що відсікає діод $\varphi = 4\pi l/\Lambda$.

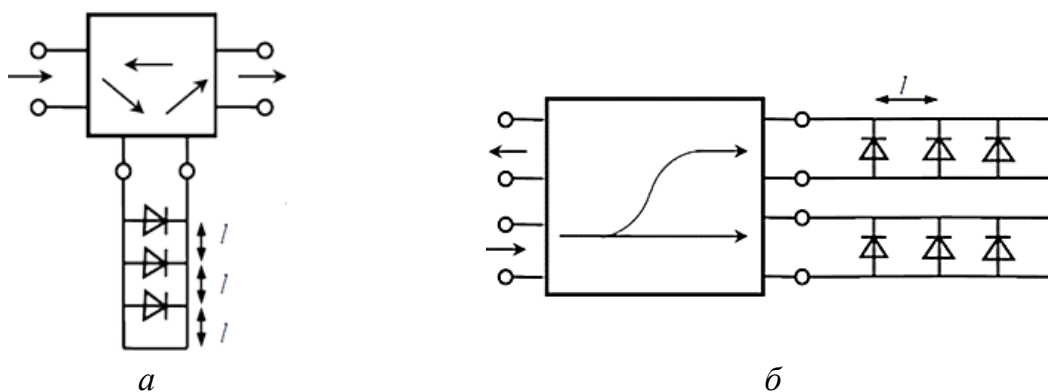


Рисунок 8.14 — Фазообертачі з електричним керуванням:
а) на основі циркулятора; б) на основі моста

Основні параметри та характеристики перетворювачів частоти

Слабкий вхідний сигнал з частотою f_s змішується на нелінійному опорі змішувального діода з напругою локального генератора (гетеродина), що працює на частоті f_r . Утворюється різницевий сигнал проміжної частоти (ПЧ) $f_{\text{ПЧ}} = |f_s - f_r|$, який легко підсилюється перед подальшим детектуванням. Величина проміжної частоти вибирається в області, що лежить вище області шумів діода $1/f_m$. Прийнятий сигнал може бути як амплітудно-, так і частотно-модульованим, і повинна бути використана відповідна демодуляційна система. Даний принцип має таку перевагу як лінійність характеристики, тобто вихідна напруга гетеродинного перетворювача пропорційно величині вхідного сигналу.

Сигнал, що надходить до змішувача, накладається на сигнал, що надходить туди ж від гетеродина. Функції генерувального приладу може виконувати, наприклад, діод Ганна, відбивний клістрон, транзистор. Комплект, що складається зі змішувача та гетеродина, називається *перетворювачем*. Потужність гетеродина зазвичай набагато більша за потужність сигналу (кілька міліват). Частота гетеродина відрізняється від частоти сигналу на необхідну проміжну частоту (для НВЧ діапазону зазвичай кілька десятків мегагерц).

Таким чином, в основу гетеродинного методу прийому сигналів покладено процес змішування сигналів.

Змішування — це перетворення частоти, в результаті якого слабкий сигнал переноситься з однієї частоти на іншу шляхом взаємодії в нелінійному пристрої (наприклад, діоді) з відносно потужним сигналом гетеродина.

Мінімальна потужність сигналу f_s , на яку може реагувати, наприклад, змішувальний діод, сягає 10^{-14} - 10^{-12} Вт. Ця границя визначається шумовими властивостями змішувального пристрою та шумами наступного підсилювача проміжної частоти. Потужність сигналу ПЧ мала, змішувальний пристрій видає також гармоніки частоти гетеродина і сигналу. Гармоніки гетеродинної частоти (високого рівня потужності) взаємодіють з сигналом ПЧ, приводячи до виникнення сигналів сумарних і різницевих частот, званих гармонічними бічними частотами. Серед них найбільш потужним є сигнал дзеркальної частоти.

Якщо змішувач по входу широкопasmовий, тобто для коливань сигнальної f_s і дзеркальної частот f_{dz} імпеданс однаковий, то на нелінійному елементі змішувача буде діяти і сигнал дзеркальної частоти.

Як показує аналіз, з усього спектру гармонік і комбінаційних частот струму змішувального пристрою на втрати перетворення сигналу в змішувачі (величину, зворотний коефіцієнт передачі) поряд зі складовими частот f_s , f_r і $f_{пч}$, суттєво впливають також дзеркальна комбінаційна частота $f_{dz} = f_r + f_{пч} = 2f_r - f_s$, друга гармоніка гетеродина $2f_r$, сумарна частота $f_{\Sigma} = f_r + f_s$ і постійна складова. Таким чином до складу *перетворювача частоти* мають входити (рис. 8.15):

1) змішувач, на який подається прийнятий сигнал частоти f_s ;

2) гетеродин — локальний мало-
потужний генератор, напруга якого з частотою f_r змінює один з параметрів змішувача (найчастіше крутість), в результаті чого на виході утворюються комбінаційні частоти $f_{пк} = |mf_s \pm nf_r|$ ($n, m = 1, 2, 3 \dots$ — гармоніки гетеродина і сигналу);

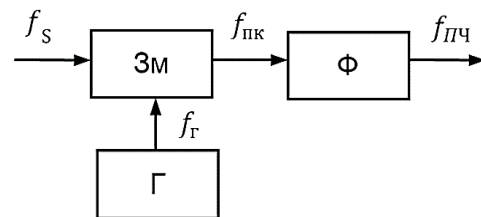


Рисунок 8.15 — Структурна схема перетворювача частоти

3) смуговий фільтр, що виділяє сигнал ПЧ для подальшої обробки.

За структурою перетворювачі частоти можуть бути з внутрішнім та зовнішнім гетеродином. За типом нелінійного елемента у змішувачі розрізняють: *діодні*; і *транзисторні*.

За кількістю нелінійних елементів, що використовуються, в змішувачі перетворювачі поділяються на: прості, *небалансні* (одноеlementні); 2) *балансні* (два елементи); 3) *кільцеві* (чотири елементи).

Транзисторні перетворювачі переважно використовуються у діапазонах частот, нижче НВЧ.

В апаратурі мікрохвильового діапазону частіше застосовуються перетворювачі частоти із зовнішнім гетеродином і діодним змішувачем.

Принцип дії діодних НВЧ перетворювачів частоти

Змішувальний діод мікрохвильового діапазону — це напівпровідниковий прилад з одним переходом і двома виводами, призначений для перетворення високочастотних сигналів в супергетеродинних приймачах в сигнали проміжної частоти. Всього відомо більше 1000 типів змішувальних діодів із застосуванням різних конструктивно-технологічних принципів.

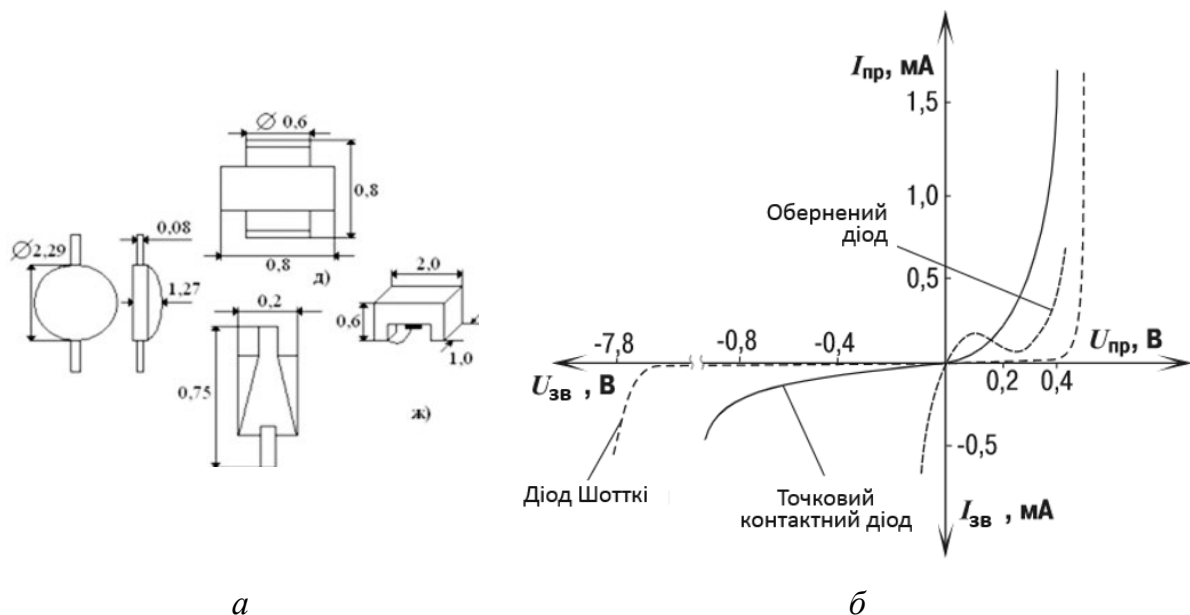


Рисунок 8.16 — Зовнішній вигляд змішувальних діодів (а) та їхні вольт-амперні характеристики (б)

Небалансні змішувачі

Схема більш простого небалансного змішувача (НБЗм) містить спрямований відгалужувач для складання коливань інформаційного сигналу та сигналу гетеродина, перемножувач на змішувальному діоді та смуговий фільтр (ПФ) для виділення перетвореного сигналу (рис. 8.17).

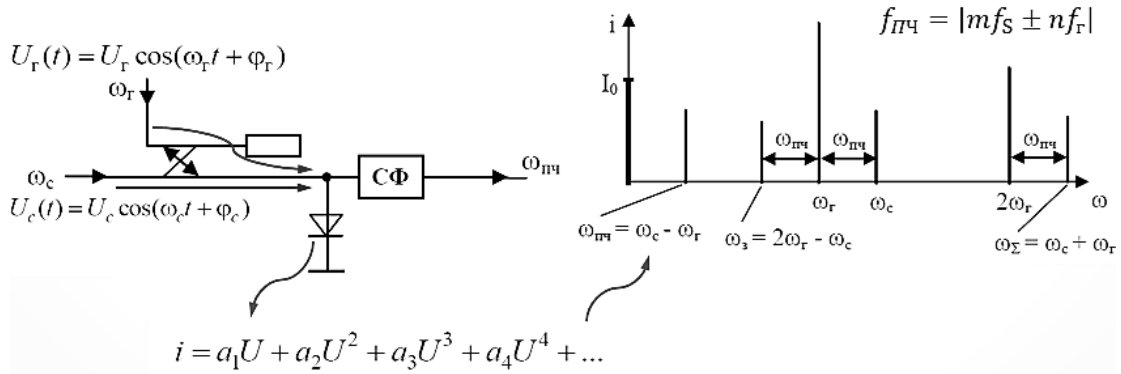


Рисунок 8.17 — Принцип дії діодного небалансного змішувача

Серйозними недоліками схем НБЗм є:

- перетворення (без придушення) амплітудних шумів гетеродина на ПЧ, що значно збільшує коефіцієнт шуму;
- високий рівень потужності сигналу гетеродина;
- мала розв’язка входних/вихідних трактів;
- високий рівень нелінійних та інтермодуляційних спотворень, що обмежує його динамічний діапазон.

В силу зазначених причин НБЗм у сучасних приймальних пристроях НВЧ-діапазону практично не використовуються.

Балансні змішувачі

У сучасних радіоприймальних пристроях НВЧ найчастіше застосовують діодні балансні змішувачі (БЗм). Вони містять пари різнополяризованих за включенням діодів із малим розкидом параметрів. Діоди з’єднуються з різними плечима квадратного (квадратурного) або кільцевого (синфазно-протифазного) моста (рис. 8.18). Таке включення забезпечує зменшення шуму гетеродина на виході змішувача, каналі проміжної частоти.

Перевагою квадратного і кільцевого мостів є висока розв’язка між входами, на які подаються корисний сигнал і сигнал гетеродина. Для квадратного

моста такими входами можуть бути 1 і 2, а вихідними — 3 і 4 (або навпаки, вхідними — 3 і 4, а вихідними — 1 і 2). Для кільцевого моста входами є плечі 1 і 3, а виходами 2 і 4.

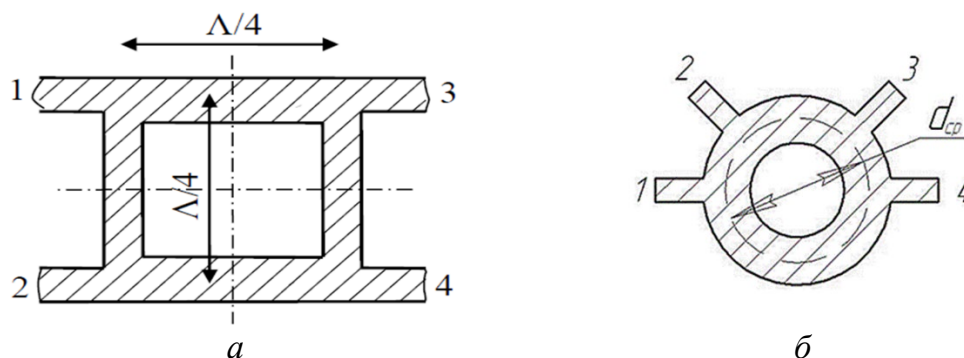


Рисунок 8.18 — Квадратний (а) та кільцевий (б) мікросмужкові мости

Як приклад на рис. 8.19 наведені структурна та принципова електричні схеми балансного змішувача з використанням квадратного моста.

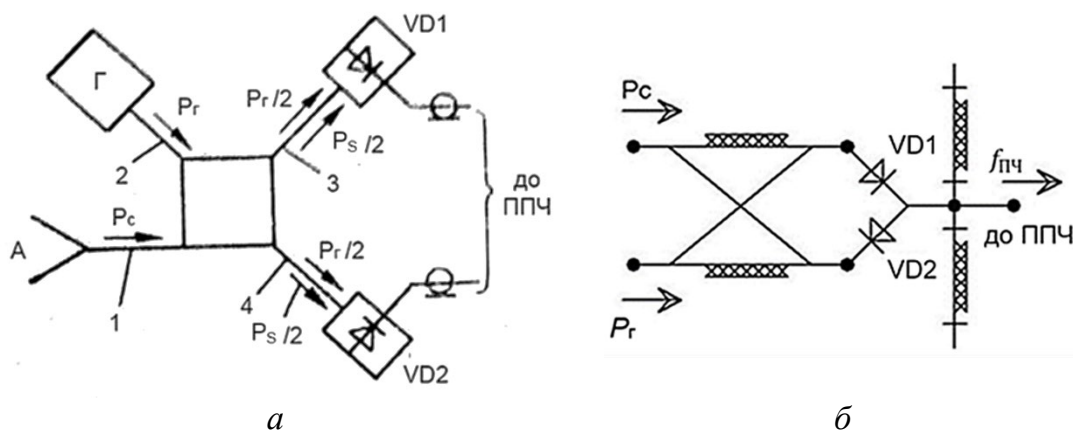


Рисунок 8.19 — Структурна (а) та принципова (б) схеми балансного змішувача

Основними параметрами балансного змішувача є:

- втрати перетворення $L_{БЗМ}$;
- коефіцієнт шуму $N_{БЗМ}$; вихідний опір $r_{БЗМ}$;
- придушення шуму гетеродина $S_{шг}$ і
- шумове відношення $n_{БЗМ}$.

Вихідними даними для розрахунку балансного змішувача є:

- 1) параметри змішувальних діодів і
- 2) параметри НВЧ моста



Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи *pin*-діода. Який з шарів його напівпровідникової визначає опір діода?
2. Чим відрізняються еквівалентні схеми корпусного і безкорпусного *pin*-діода?
3. Як залежить швидкодія перемикача на *pin*-діоді від товщини його бази? Чому для закриття діода, потрібно подавати на нього зворотну напругу?
4. Поясніть принцип регулювання амплітуди мікрохвильового сигналу за допомогою *pin*-діода. Які пристрої регулювання амплітуди Ви знаєте?
5. Як визначається допустима вхідна потужність перемикача?
6. Як називаються перемикачі в залежності від кількості їхніх входів та виходів?
7. Як з конфігурацій електрично керованих перемикачів застосовується найчастіше? Поясніть її переваги.
8. Поясніть, як функціонує дискретний фазообертач на *pin*-діодах. Від чого залежить крок налаштування фази?
9. Що таке перетворювач частоти? З яких вузлів він складається? Поясніть їх призначення. Наведіть приклад застосування перетворювача частоти.
10. Які основні недоліки діодного небалансного змішувача?
11. Поясніть принцип роботи балансного діодного змішувача. Які його складові частини?
12. Що таке мікрохвильовий міст? Які мости використовуються для створення балансного змішувача? Чим відрізняються ці мости, і що в них схожего?
13. Наведіть структурну і принципову електричну схему діодного балансного змішувача? Яка полярність діодів в різних плечах моста?
14. Назвіть основні параметри діодного балансного змішувача.

Лекція 9 Прилади генерації мікрохвильових сигналів

Зміст лекції

Генератори дециметрового діапазону

Вакуумні прилади генерації сантиметрових і міліметрових хвиль

Твердотільні генератори мікрохвильових сигналів

Синтезатори частот

Генератори дециметрового діапазону

Генераторні прилади мають широке застосування в мікрохвильовому діапазоні. Окрім генерації коливань радіочастоти у передавачах, вони використовуються як гетеродини перетворювача приймальних пристроїв.

У багатьох випадках вони мають генерувати високостабільні за частотою мікрохвильові сигнали з низьким рівнем шумів. Основними вимогами є:

- стабільність частоти, що генерується, та її зміна в заданому діапазоні;
- забезпечення необхідної потужності вихідного сигналу та її постійність;
- мінімальний рівень гармонік вихідного сигналу.

Найпростіші гетеродини є однокаскадними генераторами із самозбудженням на діодах, транзисторах або електронно-вакуумних приладах.

Основним недоліком генераторів, що реалізовані за простою схемою, є низька стабільність їхньої частоти. Тому професійні приймачі, де важлива точність задання частоти гетеродина та її висока стабільність, мають більш складну схему. Як приклад, можна привести схеми генераторів з багатократним множенням частоти, схеми синтезаторів частоти, квантових генераторів, що забезпечують належну стабільність частоти.

Широко застосовуються схеми генераторів з *кварцовою стабілізацією* частоти. Їх позитивною рисою є можливість отримання стабільних коливань при відносно простій конструкції. Такі генератори без вживання додаткових заходів забезпечують відносну нестабільність частоти близько 10^{-5} . Використання стабільних джерел живлення, термостатування і герметизації дозволяють зменшити нестабільність частоти кварцового гетеродина до 10^{-8} .

В метровому діапазоні та нижчих за частотою використовуються транзисторні генератори (рис. 9.1) з трансформаторним (а), автотрансформаторним (б) ємнісним (в) зворотним зв'язком; кварцовою стабілізацією (г), а також на

підсилювальних мікросхемах (д). Під час розрахунку балансу амплітуд слід враховувати особливості транзисторів та інших активних елементів.

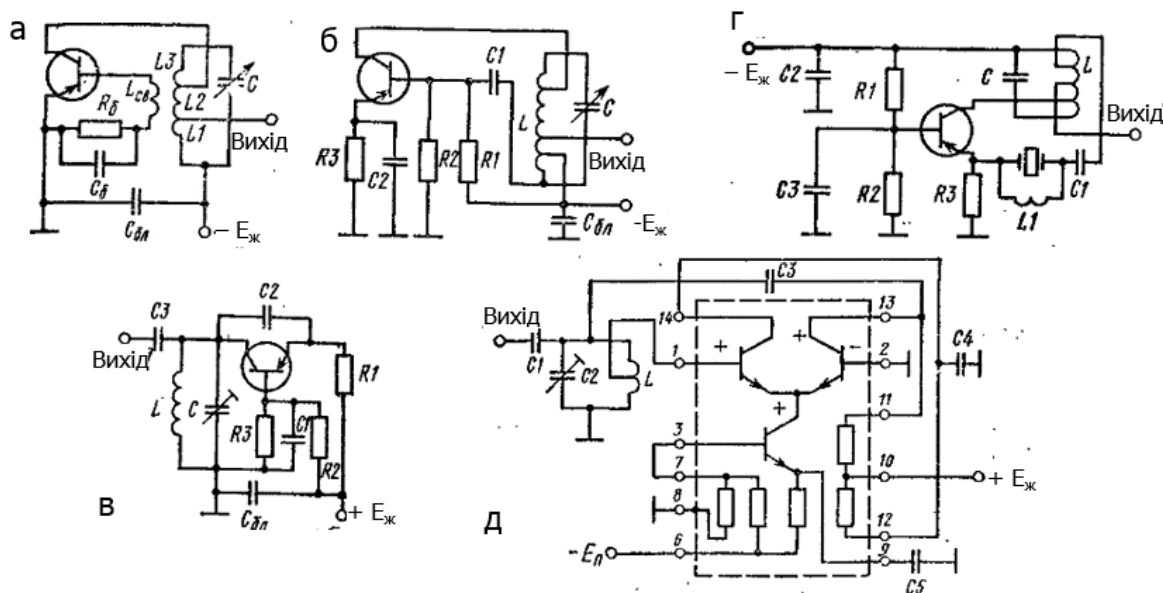


Рисунок 9.1 — Транзисторні гетеродини метрового діапазону

Зсув фази між напругою збудження та 1-ою гармонікою струму колектора транзистора спричиняє те, що виконання умови балансу фаз $\varphi_k + \varphi_{21} \approx 0$ (де φ_k – фазовий кут коливального контуру), власна частота контуру f_0 може відрізнятися від частоти генерованих коливань f .

У дм-діапазоні мікрохвиль коливальними системами найчастіше є коаксіальні, мікросмужкові та об'ємні резонатори (рис. 9.2). Гетеродини цього діапазону зазвичай виконують за схемою зі спільною базою. Частота генерованих коливань у такому випадку визначається переважно колекторним контуром, змінюючи параметри якого, регулюють частоту гетеродина. Опір контуру в колі база – емітер визначає амплітуду і фазу напруги на базі, тобто задає коефіцієнт зворотного зв'язку. Налаштуванням цього контуру можна змінювати режим генератора та його вихідну потужність. Зворотний зв'язок через ємність колектор – емітер транзистора у

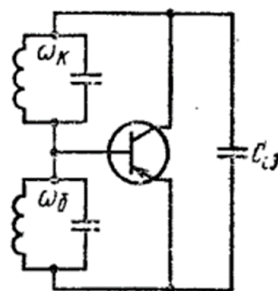


Рисунок 9.2 — Спрощена схема гетеродину

багатьох випадках буває недостатнім для самозбудження гетеродина, тому його збільшують за допомогою додаткової ємності $C_{ЗВ}$.

Розглянемо схему гетеродина з ємнісним зв'язком (рис. 9.3). Його контур виконано у вигляді півхвильового відрізка мікросмужкової лінії l , що розміщена в корпусі II і включена в колекторне коло, і конденсаторів $C1-C3$. За допомогою змінної ємності $C3$ гетеродин налаштовується. Колектор транзистора знаходиться під нульовим потенціалом. Емітер підключено до джерела живлення через резистор $R1$; напруга до

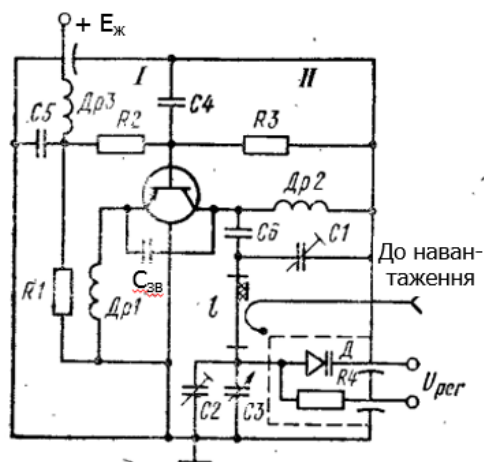


Рисунок 9.3 — Схема гетеродину з ємнісним зв'язком

бази транзистора подається через дільник $R2, R3$. Пунктирною лінією виділене коло автоматичного настроювання частоти генератора. Контур у колі база – емітер утворюється дроселем $ДР1$ та ємністю база – емітер транзистора. Конденсатор $C6$ — розділовий. У 1-му наближенні можна вважати, що частота генерації збігається з власною частотою колекторного контуру.

Автогенератори з множенням частоти та кварцовою стабілізацією. Помножувачі частоти можуть бути реалізовані як на діодах, так і на транзисторах. Для подвоєння частоти задають кут відсікання $\theta = 60^\circ$, а для потроєння — $\theta = 40^\circ$ (функції Берга). Але з підвищенням частоти коливань проявляється інерційність транзисторів і ефективність помножувача знижується.

Частіше для помноження частоти використовують варакторні діоди, в яких ємність є нелінійною функцією напруги, і спектр їх струму містить велику кількість гармонік, які виділяються фільтрами. Помножувачі частоти мають послідовну (рис. 9.4) і паралельну (рис. 9.5) схеми включення.

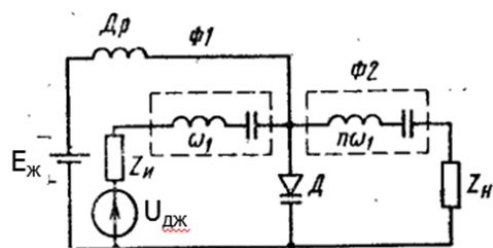


Рисунок 9.4 — Послідовний помножувач

Фільтри $\Phi 1$ і $\Phi 2$ призначені для розділення 1-ої та n -ої гармонік. На схемі (рис. 9.6) задаючий генератор, стабілізований кварцом, працює на частоті f_1 . Далі — два подвоювача частоти на транзисторах та помножувач на варакторному діоді, на виході якого виділяється 3-я гармоніка.

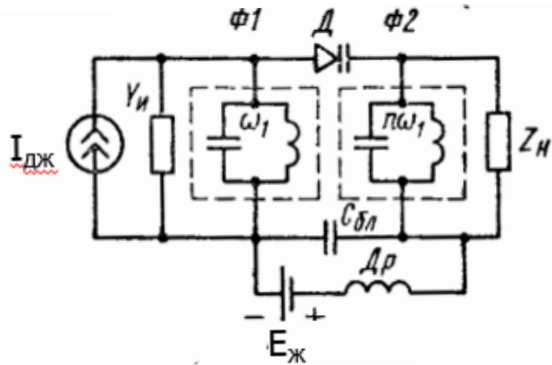


Рисунок 9.5 — Паралельний помножувач

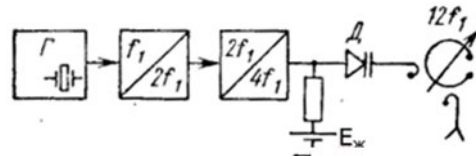


Рисунок 9.6 — Помножувач з кварцовою стабілізацією

Зв'язок коаксіального резонатора з діодом і навантаженням індуктивний, за допомогою петель зв'язку. Резонатор налаштовується конденсатором змінної ємності.

На рис. 9.7 наведено схему гетеродина з множенням частоти, в якому $nf_1 = 0,5$ ГГц. Дана схема послідовна. Фільтри $\Phi 1$ і $\Phi 2$ налаштовані на частоти f_1 і nf_1 . Фільтр $\Phi 2$ є коаксіальним резонатором.

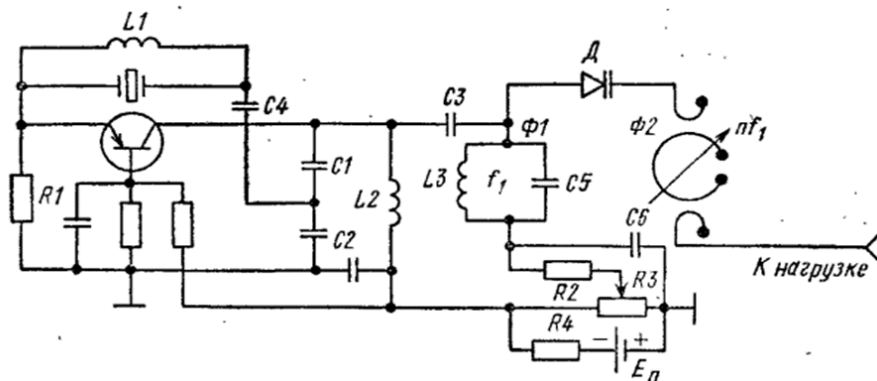


Рисунок 9.7 — Гетеродин з множенням частоти

Початкове зміщення на діоді D встановлюється змінним резистором $R3$. Зв'язок фільтра $\Phi 2$ з діодом D і навантаженням індуктивний. Частота транзисторного генератора стабілізована кварцовим резонатором, що включений у

коло зворотного зв'язку. Автогенератор працює на 5-й гармоніці кварцового резонатора.

Вакуумні прилади генерації сантиметрових і міліметрових хвиль

Генератори, що використовуються як гетеродини в діапазоні *сантиметрових і міліметрових довжин хвиль* мають перекривати задану смугу частот. До основних їх параметрів гетеродина відносять рівень шуму по обидва боки від центральної частоти f_r (рис. 9.8).

Шум генератора обумовлений флуктуаціями його частоти та потужності і супроводжує основне гармонічне коливання f_r у вигляді суцільного спектру. Цей спектр спричинений флуктуаціями амплітуди коливань і флуктуаціями частоти. Спектральна щільність амплітудного шуму (у дБ/Гц) дорівнює

$$m_a = 10 \lg(P_{Na}/P_{г\text{ вих}}) = 10n_{г0} - 174,$$

де $n_{г0}$ – питоме шумове відношення генератора (відношення потужності шуму генератора до вихідної потужності).

Часто рівень частотного шуму характеризують відносною величиною

$$m_f = 10 \lg(P_{Nf}/P_{г\text{ вих}}).$$

У мікрохвильовому діапазоні малі значення шумових параметрів $n_{г0}$ і m_f мають генераторні електронно-вакуумні лампи.

Відбивні клістри виконуються у вигляді металокерамічних конструкцій з коаксіальним ($\lambda \geq 5$ см) та хвилеводним ($\lambda \leq 5$ см) виводом НВЧ енергії. Типова конструкція наведена на рис. 9.9. Відбивний клістрон складається з катода, прискорювального електрода, резонатора і відбивача.

Принцип роботи пояснюється рис. 9.10 і 9.11. На резонатор відносно катода подається позитивна прискорювальна напруга від джерела, а на відбивач – негативна гальмуюча напруга від джерела.

Під дією прикладеної між катодом і резонатором напруги електронний потік, прискорюючись, здобуває від сіток резонатора швидкість. Електрони,

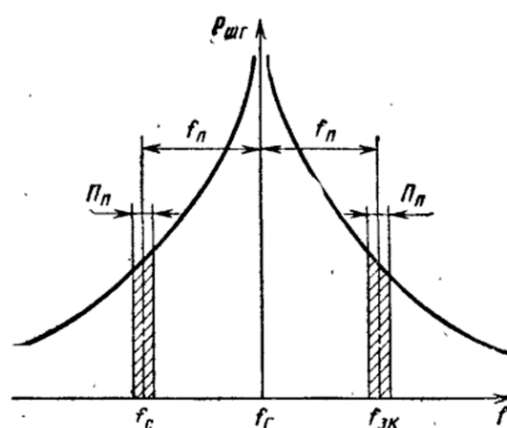


Рисунок 9.8 — Спектр шуму гетеродина

що пролітають крізь сітки резонатора, наводять струм, частота коливань якого дорівнює власній частоті резонатора. Наявність коливань струму в резонаторі приводить до утворення гармонійної напруги між його сітками, отже, до утворення електричного поля НВЧ.

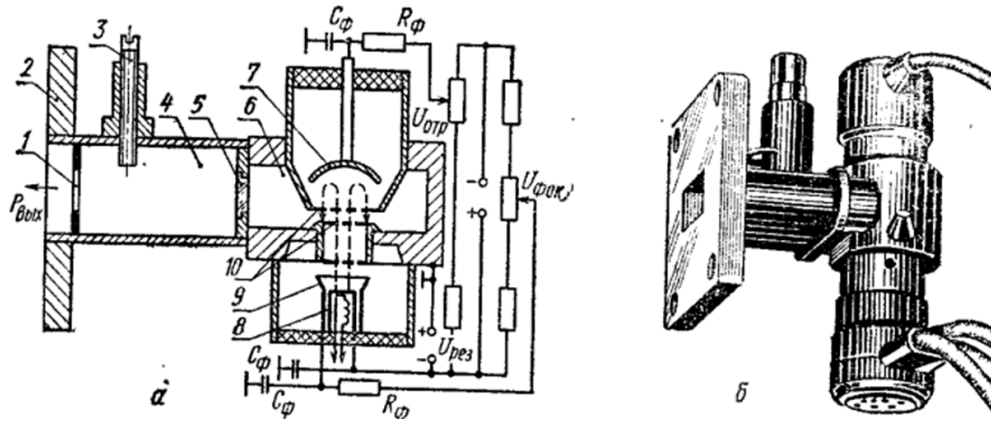


Рисунок 9.9 — Конструкція відбивного клістрона: 1 – вікно зв'язку; 2 – приєднувальний фланець; 3 – гвинт механічного налаштування частоти; 4 – зовнішній резонатор; 5 – герметичне вікно зв'язку; 6 – внутрішній резонатор; 7 – відбивач; 8 – катод; 9 – фокусуючий електрод; 10 – сітки резонатора; R_ϕ , C_ϕ – елементи фільтрів у колі живлення

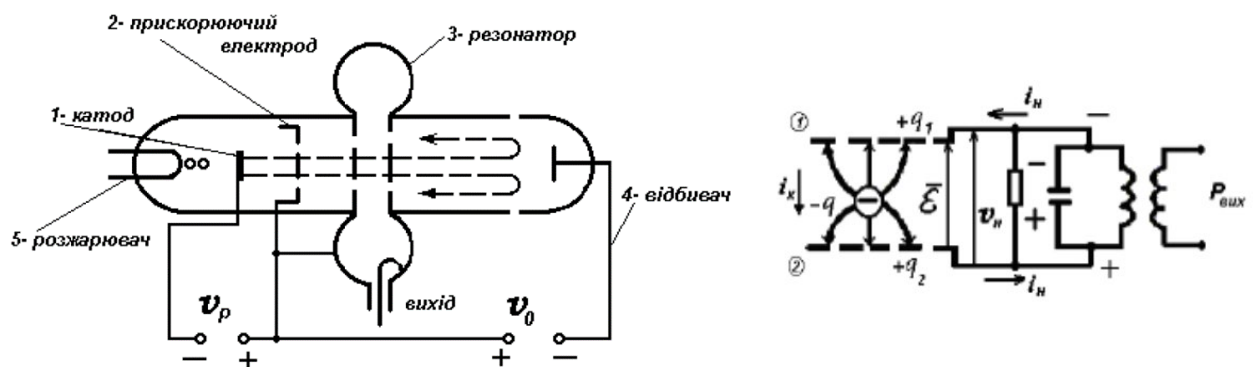


Рисунок 9.10 — Принцип дії відбивного клістрона

Простір між сітками резонатора є областю взаємодії електронного потоку і поля НВЧ. Електрони, що рухаються в прямому напрямку від катода до відбивача, в області між сітками потрапляють під дію поля НВЧ. У результаті цього відбувається модуляція за швидкістю.

Процес модуляції за швидкістю показано на просторово-часовій діаграмі (рис. 9.11). Електрони 1, 2, 3 потрапляють у простір між сітками в різні моменти часу зміни поля НВЧ. Так електрон 1, потрапляючи у позитивний півперіод поля, збільшує початкову швидкість. Електрон 3, знаходиться в області взаємодії в негативний півперіод

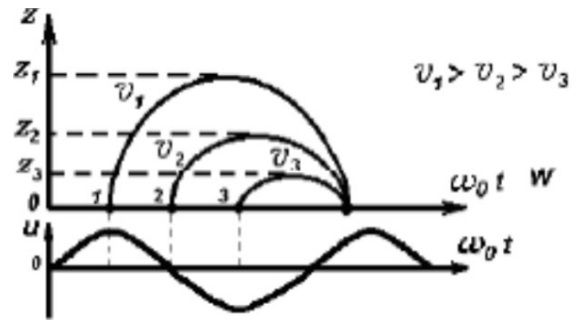


Рисунок 9.11 — Групування електронів

поля і гальмується, а електрон 2 знаходиться там, коли напруженість дорівнює нулю, і не змінює швидкості. Тобто електронний потік, проходячи область взаємодії між сітками модулюється полем НВЧ за швидкістю. Модульований електронний потік потрапляє в постійне гальмуюче електричне поле між відбивачем і резонатором. Під дією поля електрони, які мають різні швидкості, пролітають різні відстані і повертаються в резонатор. Оскільки електрони мають різну швидкість і пролітають різні відстані, то за певних умов вони повертаються в резонатор одночасно, і відбувається групування електронів за щільністю (утворення згустків і розріджень електронного потоку).

Якщо згусток електронів, що утворився, потрапляє в простір взаємодії в момент, коли діє гальмуюче поле НВЧ, електрони віддають частину своєї енергії, збільшуючи енергію поля НВЧ. Варто врахувати, що поле НВЧ, що є прискорюючим для електронів, що летять від катода, для електронів, що летять від відбивача до резонатора, буде гальмуючим. Момент повернення згустків електронів до резонатора повинен збігатися з максимальним значенням електричної складової гальмуючого поля НВЧ. Це досягається шляхом зміни напруги на відбивачі клістрона. Створені на початку слабкі загасаючі коливання в резонаторі підсилюються за рахунок енергії, що віддається електронними згустками, і при виконанні умови стаціонарності в резонаторі встановлюються незатухаючі коливання. Електронна перебудова частоти є однією з найбільш цінних властивостей відбивного клістрона і має велике практичне значення. Така можливість електронного керування частотою коливань дозволяє використовувати відбивний клістрон у прийमाх НВЧ діапазону як гетеродин, ча-

стота якого автоматично підстроюється під частоту сигналу. Зазвичай у відбивних клістронах змінюють частоту f_{Γ} , регулюючи напруги на відбивачі $U_{\text{відб}}$, оскільки у колі живлення цього електрода практично відсутній струм. Але при цьому змінюється також вихідна потужність клістрона $P_{\Gamma \text{ вих}}$. Для певної напруги $U_{\text{відб опт}}$ вихідна потужність сягає максимального значення $P_{\Gamma \text{ вих max}}$. При зміні напруги $U_{\text{відб}}$ у обидві сторони від $U_{\text{відб опт}}$ потужність плавно зменшується до нуля з одночасною зміною частоти генерації f_{Γ} .

Лампою зворотної хвилі (ЛЗХ) називається електровакуумний прилад, заснований на принципі тривалої взаємодії електронів зі НВЧ- полем хвилі, рухомої у зворотному напрямі по відношенню до електронного потоку. В якості коливально - хвилеводної системи в ЛЗХ використовуються широкосмугові уповільнюючі системи. Пристрій ЛЗХ показано на рис. 9.12.

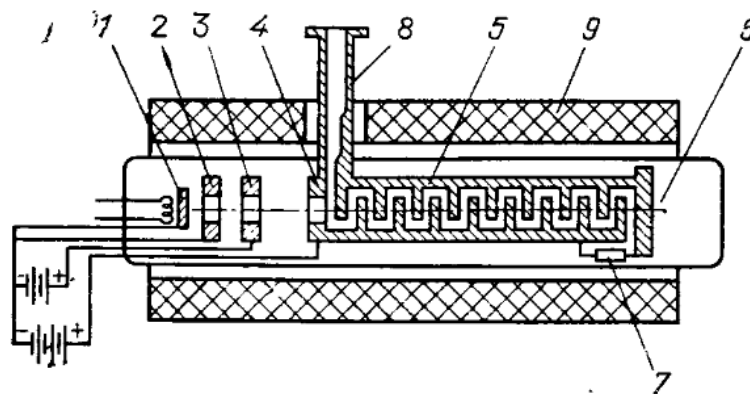


Рисунок 9.12 — Лампа зворотної хвилі:

1 – катод; 2 – фокусуючий електрод; 3 – перший анод; 4 – другий анод;
5 – уповільнююча система; 6 – колектор; 7 – навантаження
уповільнюючої системи; 8 – вивід енергії; 9 – фокусуюча система

Електронний пучок формується гарматою, що складається з катода, фокусуючого електроду першого і другого анодів. Виведення НВЧ- енергії через ступінчастий перехід електрично з'єднаним із кінцем уповільнюючої системи, біля електронної гармати. Протилежний її кінець навантажений на узгоджений опір (поглинач). Узгоджений опір усуває паразитний зворотний зв'язок в ЛЗХ, що виникає за рахунок повторного відбиття.

Флуктуації електронного потоку спричиняють в уповільнюючій системі ЛЗХ слабкі електромагнітні коливання самих різних частот, енергії яких поширюються у бік виводу (зворотні хвилі). Подовжня електрична складова поля цих коливань в уповільнюючій системі може бути представлена сумою просторових гармонік. Фазова швидкість однієї з яких може мати той же напрям і приблизно те ж значення, що і швидкість електронного потоку, задовольняючи цим умовам синхронізації. У ЛЗХ шляхом вибору параметрів уповільнюючої системи і електричного режиму створюються умови синхронізації для першої гармоніки зворотної хвилі, яка відрізняється тим, що напрям її групової швидкості (напрямок поширення енергії) є протилежним фазовій швидкості.

Характерною особливістю використання цієї хвилі ЛЗХ є те, що умови синхронізації зберігаються у вузькому діапазоні частот. Для зміни частоти необхідно підбирати нові умови синхронізму і міняти швидкість пучка шляхом зміни прискорювального потенціалу. Зворотний зв'язок в генераторі на ЛЗХ створюється за рахунок протилежних напрямів фазової і групової швидкостей за умови збігу напрямку швидкості електронів і фазової швидкості хвилі.

Частота f_r ЛЗХ залежить від напруги на уповільнювальній системі, що називається напругою керування $U_{\text{кер}}$. Змінюючи цю напругу в широкій області, отримують широкодіапазонне електричне настроювання частоти.

За способом фокусування електронного пучка розрізняють ЛЗХ з магнітним (ЛЗХ-МФ) і електростатичним (ЛЗХ-ЕФ) фокусуванням (рис. 9.13).

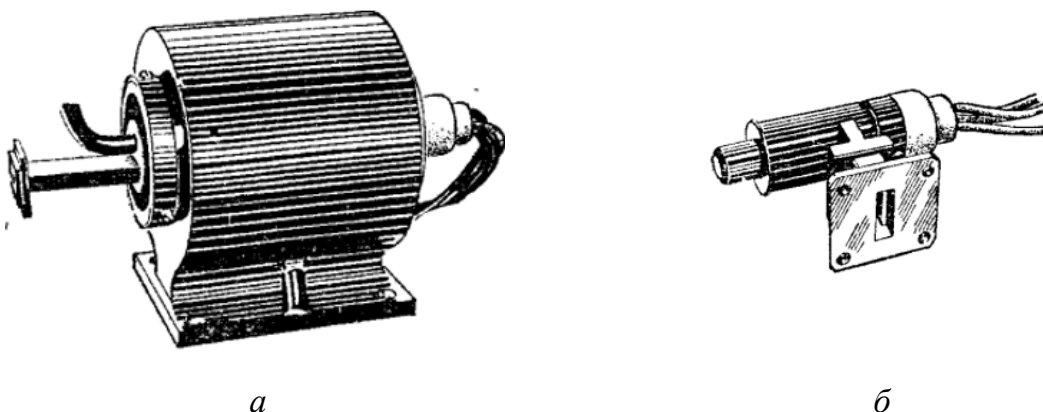


Рисунок 9.13 — ЛЗХ см-діапазону з магнітним (а) та електростатичним (б) фокусуванням

Перевагою ЛЗХ-ЕФ перед ЛЗХ-МФ є значно менші габарити та маса (0,3-0,6 кг проти 3-5 кг). Діапазон електричного налаштування частоти ЛЗХ складає $\Delta f_{\text{ел}}/\Delta f_{\Gamma 0} = 20\text{-}60\%$. В межах діапазону налаштування $\Delta f_{\text{ел}}$ спостерігаються значні перепади потужності, що генерується (5...10 дБ).

Мінімальна вихідна потужність ЛЗХ у діапазоні налаштування складає 5-10 мВт на коротких міліметрових хвилях до сотень міліват на сантиметрових. Крутість електричного налаштування $S_{\text{ел}}$ лежить в межах від одиниць до десятків герц на вольт. ЛЗХ має приблизно той же рівень амплітудного шуму, що й клістрон, проте декілька менший рівень частотного шуму.

Твердотільні генератори мікрохвильових сигналів

Генератори на діодах Ганна (ГДГ)

Активним елементом є діод Ганна (ДГ), робота якого базується на використанні об'ємного ефекту в напівпровіднику, тобто процесів, що відбуваються в об'ємі, а не в якомусь вузькому шарі. На відміну від інших НВЧ діодів структура ДГ не містить p - n переходу і є тонкою пластинкою напівпровідника (наприклад, GaAs n -типу), на обидві поверхні якого нанесені невикривляючі металеві контакти. В діодах Ганна енергія постійного струму безпосередньо перетворюється в НВЧ енергію, якщо до нього прикладена напруга, більша за певну величину $U_{\text{пор Г}}$.

Відомі режими, у яких можуть генерувати ДГ. Режим роботи залежить від параметрів схеми, зовнішньої відносно діода, і від електричних параметрів діода. У так званому режимі стійкого негативного опору і деяких інших режимах роботи ДГ на його контактах при певній напрузі живлення $U_{\Gamma} \geq U_{\text{пор Г}}$ виникає негативний опір, який спричиняє НВЧ коливання.

Вимірювання імпедансу ДГ у таких режимах показує, що напівпровідниковий елемент діода в НВЧ діапазоні має від'ємний опір ($-R_{\Gamma}$), який зашунтований певною зосередженою ємністю C_{Γ} . В режимі негативного опору таке явище спостерігається в широкому інтервалі частот, а опір має абсолютне значення від десятків до сотень ом. Ємність C_{Γ} складає десятки частки пікофаради.

Коаксіально-хвильоводна конструкція генератора на діоді Ганна наведена на рис. 9.14, на мікросмужкова — на рис. 9.15.

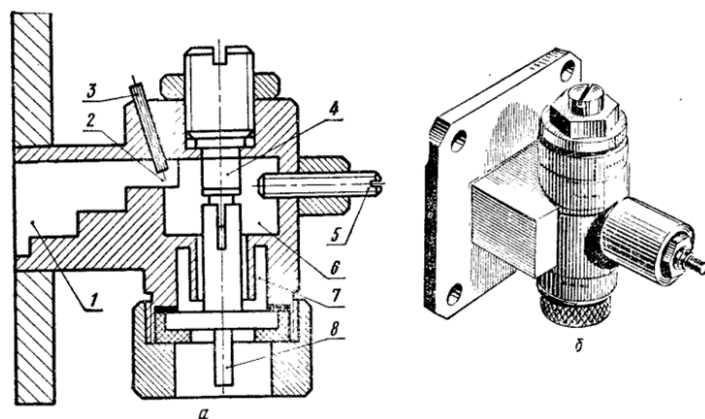


Рисунок 9.14 — Хвильоводний ДГД: 1 – хвильоводний вивід енергії; 2 – вікно зв'язку резонатора з хвильоводом (навантаженням); 3 – гвинт регулювання зв'язку з навантаженням; 4 – діод; 5 – гвинт механічного настроювання частоти генерації; 6 – коаксіальний резонатор; 7 – коаксіальний чвертьхвильовий НВЧ дросель; 8 – вивід діода для подачі напруги живлення

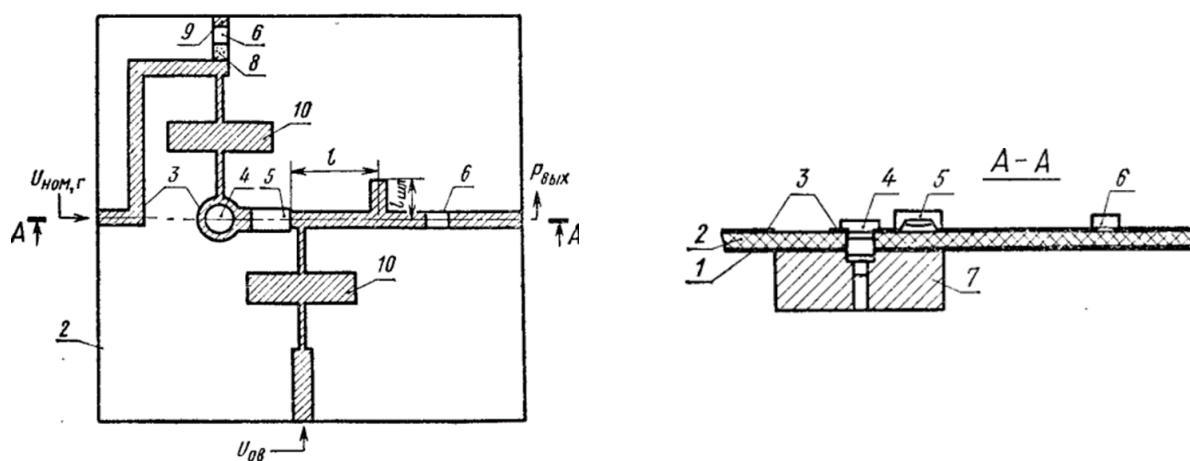


Рисунок 9.15 — Мікросмушковий ДГД: 1 – заземлена поверхня; 2 – підкладка; 3 – провідники; 4 – ДГ; 5 – варактронний діод; 6 – конденсатор; 7 – тепловідвід (припаяний до поверхні 1), у якій впаяно тепловідвідний штифт ДГ; 8 – плівковий резистор; 9 – плівкова перемичка на корпус; 10 – фільтр живлення

На рис. 9.16 наведена електрична схем та топологія гетеродина в інтегральному виконанні. Генератор розроблено як багатошарову монолітну НВЧ мікросхему, всі елементи якої розташовані на компактному кристалі площиною 0,5 мм². Технологія виготовлення кристалу: «0.15μm GaAs pHEMT». Лінії передачі (ЛП) реалізовані у мікросмушковому виконанні.

Схема активного елементу — двополюсник з негативним опором в точці з'єднання з резонатором. Резонансна система є відрізком ЛП, що ввімкнений послідовно з варактором перестроювання частоти.

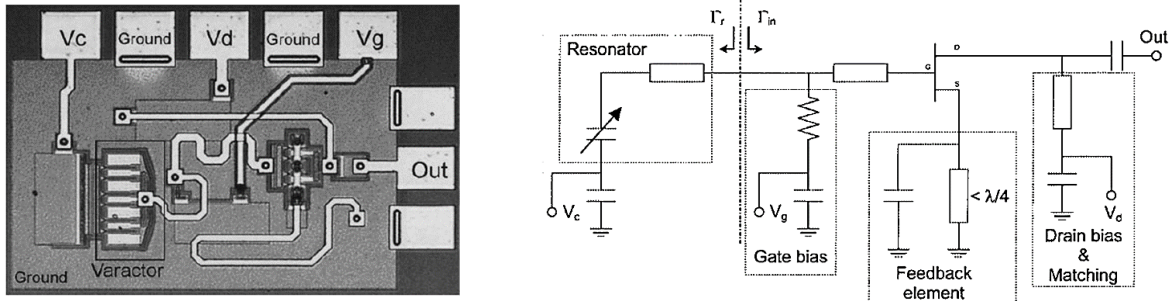


Рисунок 9.16 — Топологія та електрична схема транзисторного генератора (A compact and Low-Phase-Noise Ka-Band pHEMT-Based VCO / B. Piernas, K. Nishikawa, T. Nakagawa, K. Araki // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51, Issue 3. – P. 778-783)

Малий рівень фазового шуму вихідного сигналу має генератор, керований напругою простої структури, схема та фотографія топології якого наведені на рис. 9.17. Частота генерації – 25 ГГц. Розмір чипа – 0,67 x 0,99 мм². Тип транзистора – InGaP/GaAs HBT.

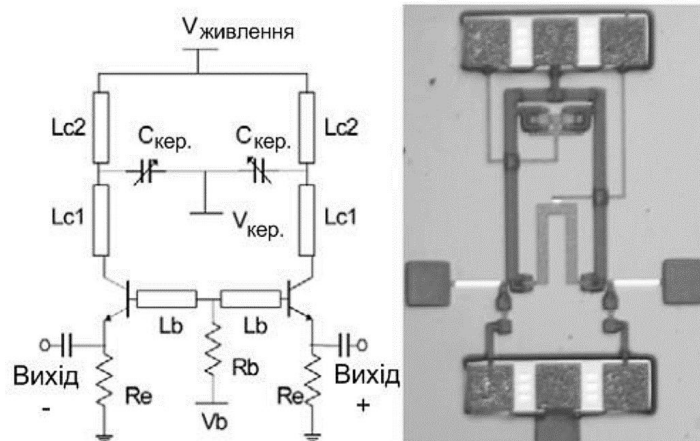


Рисунок 9.17 — Схема та фотографія топології мікросхеми генератору 25 ГГц InGaP/GaAs HBT

25-GHz Ultra-Low Phase Noise InGaP/GaAs HBT VCO / B. Mingquan, L. Yinggang, H. Jacobsson // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15, Issue 11. – P. 751-753.

Синтезатори частот

Генератори на транзисторах і діодах не можуть забезпечити стабільність вище $\delta = 10^{-3}$. Проте в багатьох випадках потрібна більш висока стабільність і точність задання частоти. Ця проблема розв'язується за допомогою синтезаторів, що формують дискретну множину частот, когерентних з високостабільним опорним коливанням. Такий гетеродин може бути реалізований у вигляді гібридної або інтегральної мікросхеми. Для цього успішно використовується метод формування та стабілізації ряду частот на основі елементів та вузлів дискретної техніки.

На рис. 9.18 наведено спрощену структурну схему цифрового синтезатора частот (ЦСЧ). Частота опорного кварцового генератора (ОГ) знижується у цифровому дільнику ЦД1 до $f_{оп}$ і подається на фазовий детектор ФД. На другий його вхід підведена напруга від керувального генератора КГ, частота якого понижується в цифровому дільнику ЦД2 у $K_{ЦД2}$ разів. Змінний коефіцієнт ділення $K_{ЦД2}$ визначається напругою керування $U_{кер}$.

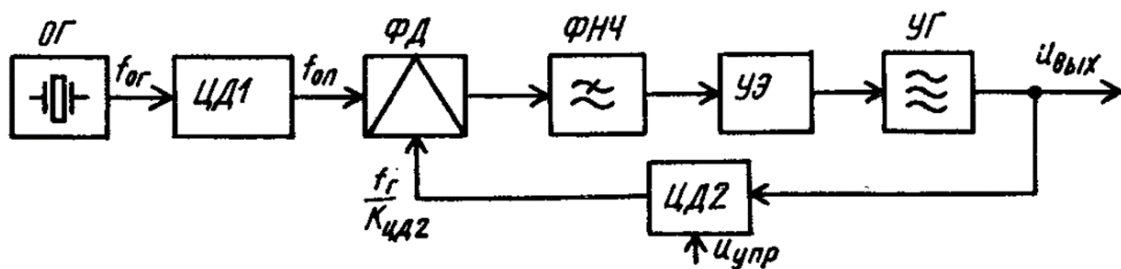


Рисунок 9.18 — Спрощена структурна схема синтезатора частоти

Вихідна напруга ФД через ФНЧ подається до керувального елемента КЕ, який стабілізує частоту генератора КГ. На рис. 9.19 показано функціональну схему цифрового синтезатора частот, виконаного за схемою безпосереднього ділення частоти керувального генератора. Гармонічні коливання високостабільного кварцового генератора (ОГ) з частотою $f_{ог}$ подається на формуючий пристрій (ФП2), де вони перетворюються в послідовність відеоімпульсів з тою же частотою. Оскільки $f_{ог} > 100$ кГц, а ширина кроку дискретності лежить в межах від сотень Гц до десятків кГц, частоту ОГ необхідно зменшити до величини кроку перебудови, що й здійснюється у дільнику Д2.

Після ділення послідовність відеоімпульсів надходить до входу порівняльного пристрою (ПП), який є імпульсно-фазовим детектором (ІФД).

Гармонічне коливання керувального генератора (КГ) з частотою $f_{\text{КГ}}$ у формуючому пристрої (ФП1) також перетворюються в послідовність відеоімпульсів. Потім частота $f_{\text{КГ}}$ зменшується двома ділками: з постійним коефіцієнтом ділення (Д1) та з змінним коефіцієнтом ділення (ДЗКД) в K_m разів до значення $f_{\text{КГ}}/K_m = f_{\text{ОГ}}$. Ці відеоімпульси подаються на інший вхід пристрою порівняння (ПП), який виконано на тригері з роздільним запуском. Вихідна напруга ПП ІФД через фільтр нижніх частот (ФНЧ) надходить на керувальний елемент (КЕ), наприклад, варикап, ємність якого є функцією поданої на нього напруги. КЕ підлаштовує частоту КГ до значення $f_{\text{КГ}} = K_1 f_{\text{ОГ}}$.

КЕ підлаштовує частоту КГ до значення $f_{\text{КГ}} = K_1 f_{\text{ОГ}}$.

Синтезатор ADF5355 (рис. 9.20) здатний формувати частоти від 53 МГц до 13,6 ГГц і має найнижчий рівень фазового шуму (-144 дБс/Гц в діапазоні від 1 МГц до 1,8 ГГц) генератора, що керується напругою (VCO), серед усіх аналогічних пристроїв, доступних сьогодні на ринку.

ADF5355 реалізує схему синтезатора з фазовим автопідстроюванням частоти на основі дільника частоти з дробовим і цілим коефіцієнтом. При цьому використовують зовнішній фільтр петлі ФАПЧ і опорний генератор. Високочастотний широкосмуговий VCO здатний формувати частоти в діапазоні від 6,8 ГГц до 13,6 ГГц на одному радіочастотному виході. А за рахунок кількох частотних дільників на інших виходах можна отримати частоти в діапазоні від 54 МГц до 6800 МГц.

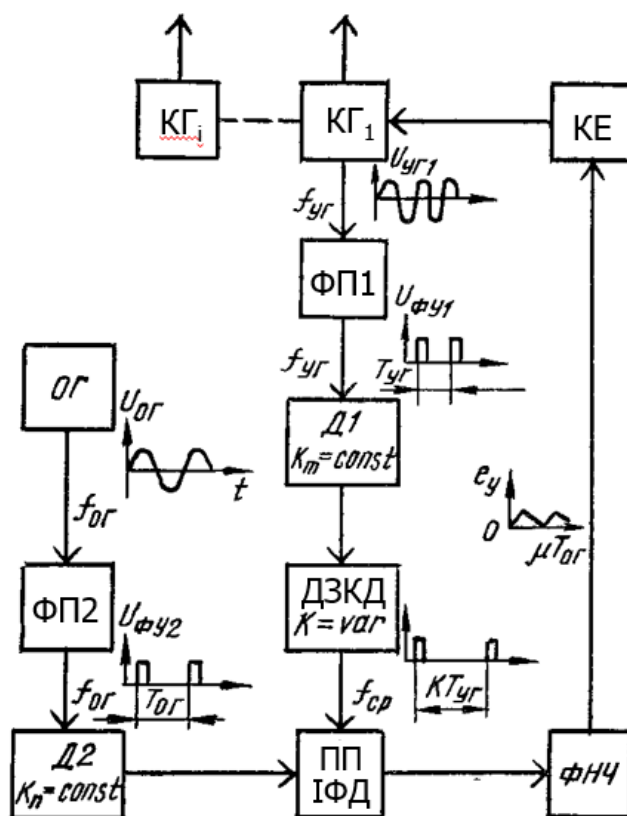


Рисунок 9.19 — Функціональна схема цифрового синтезатора частот

Схема має вбудований VCO із базовим діапазоном частот від 3400 МГц до 6800 МГц. Вихід цього генератора з'єднаний з дільником, що дозволяє отримати ділення частоти з коефіцієнтами 1, 2, 4, 8, 16, 32 або 64. При цьому мінімальне значення вихідної частоти становитиме 54 МГц.

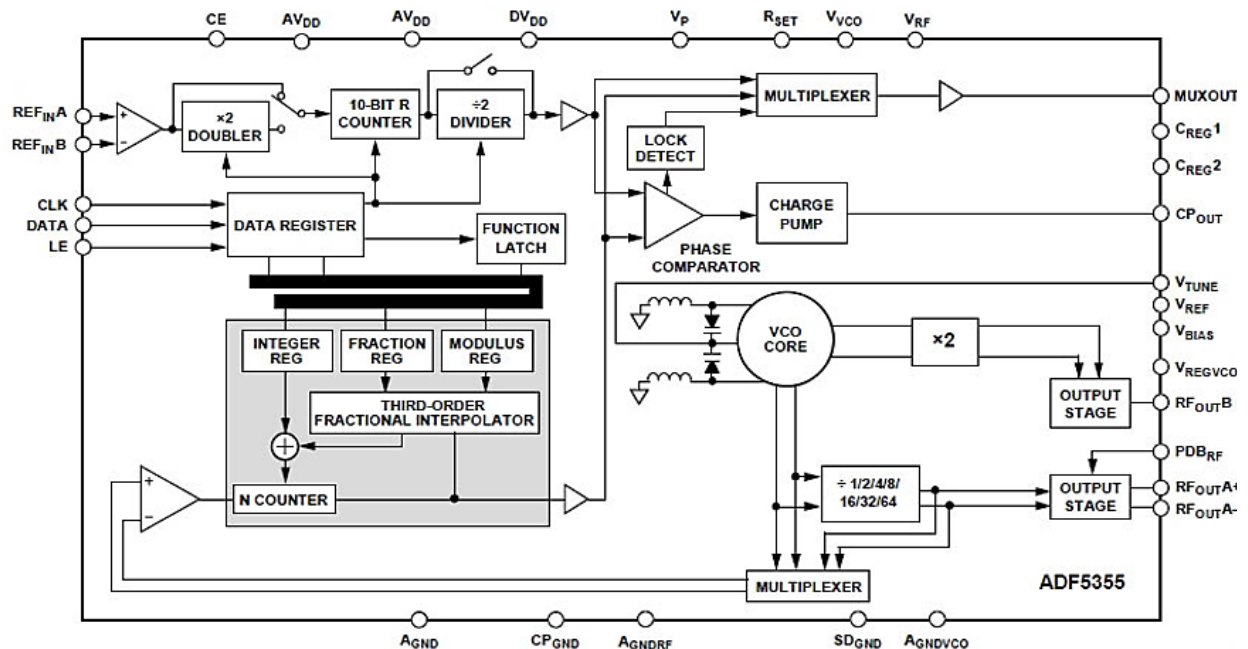


Рисунок 9.20 — Структурна схема синтезатора ADF5355

Основні технічні характеристики синтезатора ADF5355:

- діапазон вихідних частот від 54 МГц до 13,6 ГГц;
- синтезатор частот з дробовим та цілим коефіцієнтом поділу;
- висока роздільна здатність: 38 біт;
- генератор опорної частоти в діапазоні до 600 МГц;
- низьке значення фазового шуму;
- програмований коефіцієнт поділу вихідної частоти: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64.

Більш розвинені конфігурації перетворювачів можуть містити входні фільтри (input filter), фільтри гетеродина (local oscillator filter), фільтри ПЧ (IF filter), помножувачі частоти (frequency multiplier) гетеродина, а також один або кілька каскадів посилення ПЧ-сигналу (IF amplification). Ще більш складні конфігурації РЧ-перетворювачів частоти можуть також включати РЧ-гетеродин (local oscillator, LO), компоненти компенсації підсилення (gain compensation) та підсилювачі РЧ-сигналу (RF preamplifier).



Контрольні запитання

1. Наведіть приклади схем генераторів дециметрового діапазону на транзисторах та поясніть принцип їх роботи.
2. Яка відмінна риса генераторів мікрохвильового діапазону, що використовуються як гетеродини приймальних пристроїв?
3. Які шумові характеристики генераторів Ви можете назвати?
4. Що таке питоме шумове відношення гетеродина та як воно визначається?
5. Як визначається рівень частотного шуму гетеродину?
6. Назвіть основні електронно-вакуумні прилади, які використовуються у генераторних пристроях сантиметрового та міліметрового довжин хвиль.
7. У чому полягає фізичний принцип генерації електромагнітних коливань відбивним клістроном? Як здійснюється налаштування його робочої частоти?
8. Поясніть процес генерації електромагнітних коливань у лампі зворотної хвилі? Яким чином налаштовується частоти цих коливань?
9. Поясніть принцип дії генератора на діоді Ганна. Яке конструктивне виконання він може мати?
10. Які переваги та недоліки напівпровідникових генераторів можна назвати, порівнюючи їх з електронно-вакуумними?
11. Що таке синтезатор частот? Наведіть його спрощену структурну схему.
12. Наведіть функціональну схему цифрового генератора частот та поясніть принцип його роботи.

Лекція 10 Малошумні транзисторні підсилювачі мікрохвильового діапазону

Зміст лекції

Основні параметри і класифікація підсилювачів НВЧ

Вибір активного елемента

Коефіцієнт шуму НВЧ підсилювача

Оцінка стійкості підсилювача та методи її забезпечення

Основні параметри і класифікація підсилювачів НВЧ

Основне функціональне призначення радіочастотного підсилювача — підвищення рівню вхідного сигналу (тобто амплітуди змінної напруги або середньої потужності) без неприпустимих спотворень його форми, спектрального складу чи погіршення співвідношення «сигнал/шум». Поєднання технічних параметрів пристрою і характеристик сигналів визначає типи активних елементів (АЕ), що використовуються: напівпровідникові підсилювальні каскади певних модифікацій або електровакуумні НВЧ підсилювачі. Вибір підсилювального вузла з різноманіття варіантів також залежить від області застосування, виду сигналів, що підсилюються, робочої смуги частот, необхідної потужності. Тому важливе значення має коректний вибір технічних параметрів і класифікація підсилювачів радіочастотних сигналів.

Загально прийнятого визначення нижньої f_n і верхньої f_v межі робочої смуги частот підсилювача не існує. Зазвичай граничними вважають значення частоти, при яких коефіцієнт підсилення гармонічного сигналу малої потужності $K_p = P_{\text{вих}}/P_{\text{вх}}$ зменшується на 3 дБ у порівнянні з максимальним значенням K_{p0} (де $P_{\text{вих}}$ і $P_{\text{вх}}$ — значення потужності вихідного та вхідного сигналів).

Абсолютна ширина смуги частот дорівнює $\Delta f = f_v - f_n$ обмежує швидкість зміни вхідних сигналів, що підсилюються без помітних спотворень. За критерієм відносної ширини смуги частот розрізняють:

- вузькосмугові підсилювачі, для яких коефіцієнт $k_f = f_v/f_n \ll 1$;
- октавні з $k_f \approx 2$ і
- багатооктавні (надширокосмугові) з $k_f > 2$.

Для деяких пристроїв нормується найбільша *нерівномірність коефіцієнта підсилення* в робочій смузі частот, наприклад, ± 1 дБ.

Для підсилення смугового (не гармонічного) сигналу можливі спотворення, спричинені відхиленням від лінійного закону фазового набігу $\varphi(f)$ ($\varphi = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$) у підсилювачі. Кількісною характеристикою таких явищ є значення *нерівномірності групового запізнення сигналу* $\tau_{\text{гр}} = |d\varphi(f)/df|$ в робочій смузі частот.

Шумові властивості підсилювача визначає коефіцієнт шуму N (шум-фактор $F_{\text{ш}}$), що показує у скільки разів спектральна щільність потужності (СЩП) власного шуму підсилювача перевищує СЩП шуму резистора з опором, що дорівнює вхідному опору підсилювача. Замість коефіцієнта шуму N використовується величина $NF = 10\lg N$. Для пристроїв, призначених для підсилення гармонічних опорних сигналів, крім того, нормують значення СЩП додаткового фазового шуму $S_{\varphi}(f)$, де f – відстроювання від несучої частоти.

Для малої потужності вхідного сигналу режим підсилення *лінійний*. Зі збільшенням $P_{\text{вх}}$ починають проявлятися нелінійні властивості підсилювача. При подальшому зростанні вхідної потужності настає режим насичення, і сумарна потужність на виході не перевищує значення $P_{\text{вих нас}}$.

Чутливість підсилювача визначається потужністю вхідного сигналу $P_{\text{вх min}}$, яка в певну кількість разів (наприклад, в 2 рази, або на 3 дБ) перевищує потужність його власного шуму, приведенного до входу, тобто потужність на виході, поділену на малосигнальний коефіцієнт підсилення $K_{\text{р0}}$.

Динамічним діапазоном рівню вхідного сигналу лінійного підсилювача вважається величина

$$D = 10\lg(P_{\text{вх 1 дБ}}/P_{\text{вх min}}),$$

де $P_{\text{вх 1 дБ}}$ – значення вхідної потужності, для якої коефіцієнт підсилення зменшується на 1 дБ (рис. 10.1).

Важливе значення мають і такі характеристики підсилювача: частотні залежності коефіцієнта передачі, коефіцієнта відбиття на вході, коефіцієнта зворотного проходження, масогабаритні показники, спосіб монтажу тощо.

Різноманіття комбінацій параметрів та вимог до НВЧ підсилювачів суттєво ускладнює їхню класифікацію. Зазвичай їх порівняння проводиться за основними параметрами, призначенню, конструктивному виконанню, технології

виготовлення активних елементів (рис. 7.2). Основні параметри, до яких належать смуга частот, шумові властивості, потужність у навантаженні, коефіцієнт підсилення та рівень нелінійних спотворень, визначають основні властивості підсилювача. Наприклад, економічні підсилювачі характеризуються досить високим ККД.

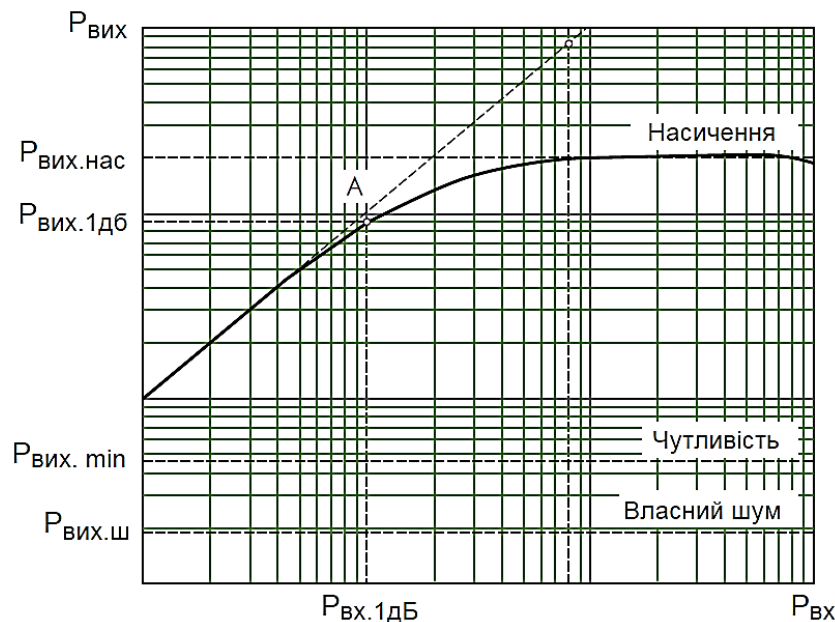


Рисунок 10.1 — Амплітудна характеристика підсилювача

За критерієм призначення виділяють такі підсилювачі:

- двонаправлені, в яких сигнал передавача підсилюється і передається в антену, а сигнал антени через ті ж з'єднувачі поступає на вхід малошумного підсилювача і потім у приймач;
- трансімпедансні, призначені для узгодження НВЧ входу волоконно-оптичної лінії передачі з лазерним діодом або для узгодження фотодетектора з НВЧ входом;
- спеціалізовані для радіосистем конкретного стандарту (GPS, IEEE 802.11, WiFi, WiMAX тощо), що визначає виділену смугу частот.
- логарифмічні, які застосовуються в трактах проміжної частоти для стиснення динамічного діапазону потужності вхідного сигналу або для організації автоматичного регулювання рівню вхідної потужності;
- операційні, що призначені для обробки сигналів довільної форми на частотах від нульової до одиниць гігагерц.



Рисунок 10.2 — Класифікація радіочастотних підсилювачів

У супутниковій апаратурі знаходить застосування комбінований вузол *front-end*, що містить малошумлячий попередній підсилювач і перетворювач частоти вниз.

Критерій *конструктивного виконання* характеризує масогабаритні показники та параметри з'єднувачів: безкорпусне виконання, для поверхневого монтажу або з'єднання з мікросмужковою лінією, необхідність використання блокувальних компонентів та кіл подачі напруги живлення, вид з'єднувача, модульна чи блочна конструкція.

Технологія активного елемента визначає параметри джерела живлення і умови експлуатації підсилювача. Для *твердотільних* пристроїв, крім кремнієвих біполярних транзисторів (БТ), набувають розвитку транзистори на базі таких напівпровідникових матеріалів, як SiGe, GaAs, AlGaAs/GaAs, InGaP, а також кремнієві МОН-транзистори, що виготовлюються подовжньою подвійною дифузією (LDMOS), транзистори з високою рухливістю електронів, зокрема псевдоморфні (HEMT/pHEMT), польові гетеротранзистори (HFET). Як і раніше знаходять застосування вакуумні підсилювачі НВЧ: пролітні клістри, амплітрони, широкосмугові лампи біжучої хвилі (ЛБХ) О- та М-типу.

Вибір активного елемента

Послідовність проектування широкосмугових підсилювачів НВЧ зазвичай передбачає такі етапи:

- вибір активних елементів та вимірювання їх характеристик;
- вибір електричної схеми та режимів по постійному струму;
- розрахунок узгоджувальних кіл та кіл постійного струму;
- розробка топології, конструювання та експериментальна перевірка.

Як активні елементи сучасних підсилювачів НВЧ для РПрП широко застосовуються малошумні біполярні транзистори (БТ) і польові транзистори із затвором типу бар'єру Шотткі (ПТШ). Транзистори вибирають за низкою параметрів, з яких основними є:

- робоча частота транзистора;
- коефіцієнт посилення по потужності;
- коефіцієнт шуму;
- конструктивне оформлення.

Робочі характеристики НВЧ транзистора визначаються як внутрішньою структурою приладу, так і умовами роботи:

- схемою включення;
- режимом постійного струму;
- ступенем узгодження вхідних і вихідних кіл;
- робочою частотою;
- монтажем тощо.

У низькочастотній частині НВЧ діапазону (нижче 3 ГГц) краще використовувати БТ. На частотах вище 4 ГГц коефіцієнт шуму ПТШ менше, ніж БТ.

Крім того, варто враховувати залежність коефіцієнта шуму від коефіцієнта відбиття джерела сигналу. Якщо режим роботи транзистора є лінійним таку залежність можна визначити за формулою

$$N_{\text{тр}} = N_{\text{тр min}} + \gamma_{\text{тр}} \frac{|\Gamma_{\text{дж}} - \Gamma_{\text{опт}}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{дж}}|^2},$$

де $N_{\text{тр min}}$ – мінімальний коефіцієнт шуму;

$\gamma_{\text{тр}}$ – коефіцієнт, що характеризує ступінь залежності $N_{\text{тр}}$ від умов узгодження транзистора на його вході;

$\Gamma_{дж}$ – комплексний коефіцієнт відбиття джерела сигналу;

$\Gamma_{опт}$ – коефіцієнт відбиття джерела сигналу, для якого $N_{тр}$ мінімальний.

За конструктивним оформленням НВЧ транзистори виконуються в корпусному (рис. 7.3а) і безкорпусному (рис. 7.3б) варіанті. Безкорпусні транзистори призначені для використання в гібридних інтегральних схемах (ГІС).



Рисунок 10.3 — Варіанти конструкції мікрохвильових транзисторів:

а) корпусного і б) безкорпусного

У підсилювачах приймачів з малим коефіцієнтом шуму найбільшого поширення є схема включення зі спільним емітером (СЕ) або спільним витоком (СВ), оскільки забезпечує найменший коефіцієнт шуму за умови максимально стійкого підсилення. У малошумних підсилювачах значення коефіцієнту шуму є основним критерієм для вибору активного елемента, тому розглянемо це питання більш детально.

Коефіцієнт шуму НВЧ підсилювача

Коефіцієнт шуму активного елемента

Основними джерелами шумів у біполярних транзисторах є:

- дробові шуми p - n переходів;
- теплові шуми опору основи (підкладки);
- шуми, зумовлені поверхневим електричним ефектом;
- шуми рекомбінації носіїв в області бази;
- шуми флуктуації в області високих частот через розподіл струму між колектором і базою;
- шуми лавинного множення спостерігаються при прискоренні носіїв у сильних електричних полях, де вони набувають енергію достатню для іонізації атомів кристалічних ґрат при зіткненні;

- мікроплазмові шуми виявляються через наявність дефектів усередині переходів, на яких відбуваються локальні лавинні пробіи випадкового характеру та утворюється електронно-діркова плазма;
- вибуховий шум зумовлений нерегулярною появою/зникненням поверхневих каналів у зворотному включеному переході.

У польових транзисторів основні джерела шумів такі:

- тепловий шум провідного каналу;
- дробові шуми зворотного струму затвора;
- рекомбінаційний шум в області збідненого шару.

Як видно, джерел шуму у польових транзисторів значно менше, ніж у біполярних, чим і пояснюється менше значення їх коефіцієнту шуму. Частотна залежність коефіцієнта шуму (N) транзисторів представлена на рис. 10.4.

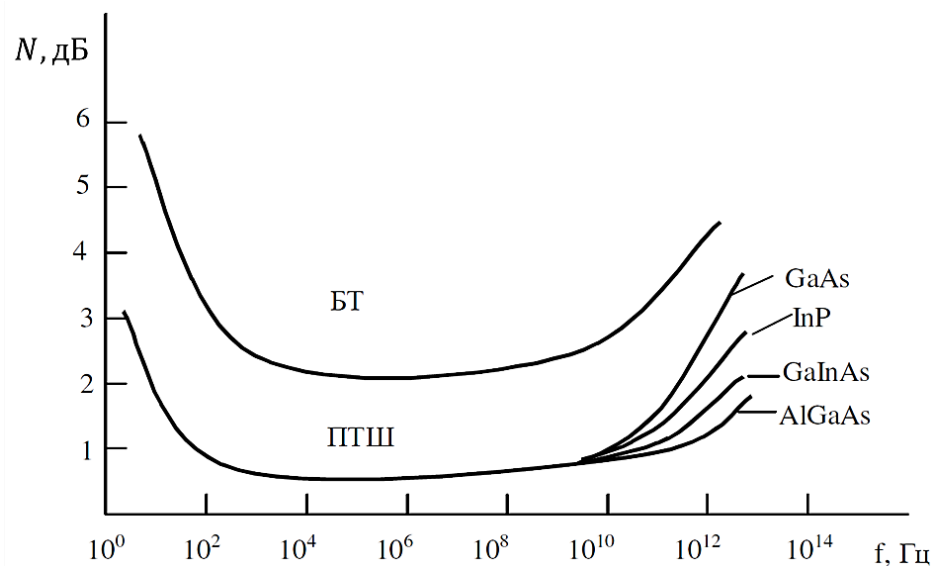


Рисунок 10.4 — Частотна залежність шуму транзисторів

Зростання коефіцієнта шуму в мікрохвильовому діапазоні є важливим фактором. У біполярних транзисторах рух носіїв через базу має дифузійний характер, і швидкість процесу визначається швидкістю дифузії. Тому ширину бази потрібно максимально зменшувати, що спричиняє зростання її опору та погіршення частотних властивостей.

На низьких частотах переважають флікер-шуми і коефіцієнт шуму зменшується із зростанням частоти. На середніх частотах переважають дробові та

теплові шуми, тому коефіцієнт шуму приблизно постійний. На високих частотах зростають шуми внаслідок розподілу струму. Польові транзистори на рисунку представлені транзисторами з бар'єром Шотткі (ПТШ) з матеріалів GaAs, InP, GaInAs, AlGaAs. Як видно з графіків польові транзистори мають перевагу практично у всьому радіочастотному діапазоні.

Зменшити опір бази можна підвищенням ступеня легування, але тоді концентрації домішок в емітері та базі будуть порівнянними, а коефіцієнт інжекції сягає 0,5. Підсилювальні властивості БТ різко погіршуються, а передача струму в схемі зі СЕ наближається до 1. Тому перевага надавалась польовим транзисторам на GaAs, у яких більш висока рухливість носіїв.

Можливості сучасної технології дозволили зменшити довжину каналу до кількох десятих часток мікрона. Проте існують границі зниження розмірів приладів через технологічні та фізичні обмеження. Інший шлях підвищення швидкодії — збільшення швидкості носіїв. Реалізувати це у реальних приладах можна лише використанням гетеропереходів, які утворюються між двома областями напівпровідників із суттєво різними електрофізичними властивостями. Головним чином це стосується ширини забороненої зони.

Така технологія дозволила суттєво підняти коефіцієнт інжекції за допомогою сильного легування базової області. В результаті опір бази різко знижується, а коефіцієнт підсилення за струмом може досягати 500. У перспективі робоча частоти таких транзисторів знаходиться в межах 50-100 ГГц. Це явище отримало назву *суперінжекції*. Використання GaAs як матеріалу бази і колектора дозволило значно розширити частотний діапазон біполярних транзисторів. Крім того, велика, у порівнянні з Si, ширина забороненої зони у GaAs забезпечує велику потужність, що розсіюється, а, отже, дозволяє підвищити потужність підсиленого сигналу.

Ще більший ефект дало застосування гетеропереходів у польових транзисторах. ПТ із ізольованим затвором і особливо із затвором у вигляді бар'єру Шотткі досить часто використовуються в конструкціях НВЧ-приладів.

Коефіцієнт шуму пасивних елементів підсилювача

Під час проектування слід звертати увагу на те, що джерелами шумів є також і пасивні елементи.

Еквівалентні шумові схеми *резистора* наведені на рис. 10.5. На них резистор вважається ідеальним з відповідним опором, а шуми описуються послідовно з ним включеним джерелом шумової напруги (рис. 10.5а).

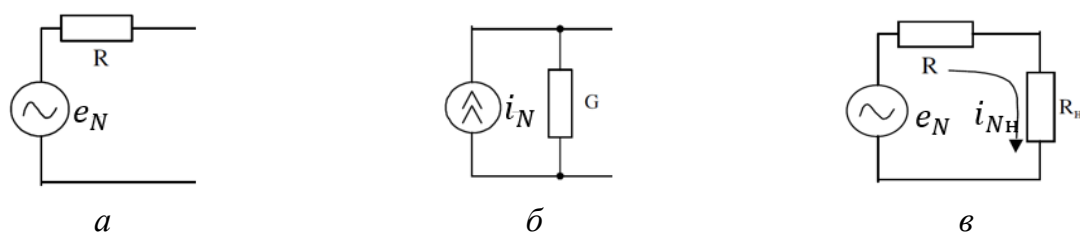


Рисунок 10.5 — Еквівалентні шумові схеми резистора

Для провідності розглядається додаткове джерело шумового струму, що з'єднується паралельно з провідністю (рис. 10.5б). Розрахуємо потужність шуму у навантаженні R_n (рис. 10.5в). Шумовий струм визначається як

$$i_{Nn} = \frac{e_N}{R + R_n},$$

а потужність в навантаженні —

$$P_N = i_{Nn}^2 R_n = \frac{e_N^2 R_n}{(R + R_n)^2}. \quad (10.1)$$

Для однакових значень опорів $R = R_n$ потужності, що виділяються на обох резисторах, теж рівні. Отримана у такому разі від джерела потужність називається номінальною і визначається як

$$P_{N \max} = \frac{e_N^2}{4R}. \quad (10.2)$$

Звідси можна визначити квадрат шумової ЕРС:

$$e_N^2 = 4P_{N \max} R.$$

Якщо вважати, даний процес “білим” шумом, спектральна щільність якого, як відомо, дорівнює $S = kT$, то потужність у заданій смузі дорівнює

$$P_{N \max} = S \cdot \Delta f = kT \Delta f.$$

Тоді вираз для ЕРС джерела шуму запишеться через формулу Найквіста:

$$e_N^2 = 4kTR \Delta f.$$

Слід зазначити, що передана від джерела теплових шумів в узгоджене навантаження ($R = R_n$) потужність, не залежить від значення опорів.

За наявності неузгодження ($R \neq R_n$) потужність у навантаженні дорівнює

$$P_N = P_{N \max} \cdot q,$$

звідки коефіцієнт неузгодження отримаємо з формул (10.1) та (10.2)

$$q = \frac{P_N}{P_{N \max}} = \frac{e_N^2 R_H}{(R + R_H)^2} \frac{4R}{e_N^2} = \frac{4RR_H}{(R + R_H)^2}.$$

Звідси

$$P_N = P_{N \max} q = \frac{4kTR\Delta f}{(R + R_H)^2} R_H. \quad (10.3)$$

У випадку активної провідності за формулою Найквіста можна розрахувати квадрат шумового струму активної провідності

$$i_N^2 = 4kTG\Delta f.$$

Якщо резисторів декілька, то кожен з них розглядають як послідовне з'єднання ідеального опору та джерела шумової ЕРС. Для однакової температури резисторів еквівалентні шуми такого кола можна розрахувати за формулою

$$e_{N\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n e_{Ni}^2} = 4kTR\Delta f, \quad R = \sum_{i=1}^n R_i.$$

Якщо резистори мають різні температури, то отримаємо

$$e_{N1}^2 = 4kT_1R_1\Delta f; \quad e_{N2}^2 = 4kT_2R_2\Delta f; \quad e_{N3}^2 = 4kT_3R_3\Delta f;$$

тоді

$$e_N^2 = e_{N1}^2 + e_{N2}^2 + e_{N3}^2 = 4kT_e R \Delta f,$$

де ефективна шумова температура T_e , до якої необхідно нагріти всі резистори, щоб розраховані шуми дорівнювали реальним, визначається як

$$T_e = \frac{T_1 R_1}{R} + \frac{T_2 R_2}{R} + \frac{T_3 R_3}{R}.$$

Широко використовується поняття відносної шумової температури, яку розуміють як відношення шумової температури до температури навколишнього середовища.

Зазвичай вважають, що температура навколишнього середовища є кімнатною (або стандартною) $T_0 = 293K$. Тоді відносна ефективна шумова температура дорівнюватиме $t_e = T_e/T_0$.

Шуми коливального контуру (резонатора) розраховується за формулою Найквіста для ЕРС шуму має, яка має вигляд

$$e_N^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re} Z(f) df.$$

Реактивні елементи, у яких активні втрати відсутні, шуму не генерують.

Відповідно до формули Найквіста для оцінки шумів коливального контуру (рис. 10.6) необхідно знайти дійсну частину його повного комплексного опору

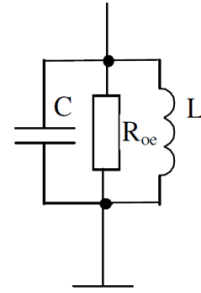


Рисунок 10.6 — Еквівалентна схема паралельного контуру

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_{oe}}} = \frac{1}{\frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L} + \frac{1}{R_{oe}}} = \frac{j\omega L R_{oe} [R_{oe}(1 - \omega^2 LC) - j\omega L]}{R_{oe}(1 - \omega^2 LC) + \omega^2 L^2}.$$

Введемо такі позначення: $Q = \frac{\rho}{R_{oe}}$; $\rho = \omega_0 L$; $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$, тоді

$$Z = \frac{\omega^2 L^2 R_{oe}}{R_{oe}^2 (1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 L^2} + jX;$$

$$\operatorname{Re}(Z) = \frac{R_{oe}}{1 + \frac{R_{oe}^2 (1 - \omega^2 LC)^2}{\omega^2 L^2}} = \frac{R_{oe}}{1 + \frac{R_{oe}^2}{\omega^2 L^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} = \frac{R_{oe}}{1 + \xi^2},$$

де $\xi = Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)$ – узагальнене розстроювання контуру, а величина $\frac{1}{1 + \xi^2}$ є квадратом коефіцієнта передачі кола.

Для шумової ЕРС можна записати

$$e_N^2 = 4kTR_{oe} \int_0^\infty \frac{1}{1 + \xi^2} df = 4kTR_{oe} \int_0^\infty K^2(f) df = 4kTR_{oe} \Delta f_{\text{еф}},$$

де $\Delta f_{\text{еф}} = \int_0^\infty K^2(f) df$ є ефективною шумовою смугою.

Ефективна шумова смуга є шириною основи прямокутника, площа якого дорівнює площі фігури, обмеженої квадратом коефіцієнта передачі і віссю частот (рис.10.7). Для одинокого коливального контуру

$$\Delta f_{\text{еф}} = \int_0^\infty \frac{1}{1 + \xi^2} df = \frac{\pi f_0}{2Q} = \frac{\pi}{2} \Delta f_{0,707} = 1,57 \Delta f_{0,707}.$$

Для кількісної оцінки форми АЧХ частотно вибіркового систем (зокрема коливальних контурів та резонаторів) використовують коефіцієнт прямокутності характеристики

$$K_{\text{пр}} = \frac{\Delta f_{\gamma}}{\Delta f_{0,707}},$$

де Δf_{γ} – смуга, що оцінюється на певному рівні $\gamma = 0,1$ або $\gamma = 0,01$.

Для ідеальної прямокутної характеристики ($K_{\text{пр}} = 1$)

$$\Delta f_{\text{еф}} = \Delta f_{0,707}.$$

Для багатоконтурних коливальних систем, що використовуються в реальних приймальних пристроях рекомендоване значення

$$\Delta f_{\text{еф}} = 1,1 \Delta f_{0,707}.$$

Коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача

В еквівалентних шумових схемах підсилювальний елемент (ПЕ) вважається ідеальним із заданим коефіцієнтом передачі, а до входу ПЕ підключається додатковий елемент у вигляді джерела шумової ЕРС e_N (рис. 10.8а) або шумового опору R_N (рис. 10.8б), робоча температура якого дорівнює температурі ПЕ. Величина e_N розраховується за формулою Найквіста.

$$e_N^2 = 4kTR_N\Delta f, \quad (10.4)$$

а величина R_N вибирається такою, щоб для реальної робочої температури T шуми, що розраховані за формулою, дорівнювали б шумам, приведеним до входу ПЕ. У другому варіанті як опір, що створює шум, вибирається реальне існуючий опір, напри-

клад, вхідний опір ПЕ $R_{\text{вх}}$, тоді $e_N^2 = 4kT_N R_{\text{вх}} \Delta f$, а T_N – шумова температура, до якої потрібно нагріти вхідний опір, щоб шуми, розраховані за формулою (10.4), дорівнювали б реальним шумам ПЕ.

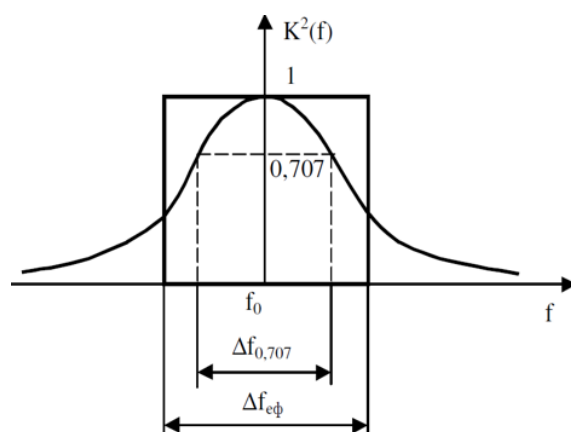


Рисунок 10.7 — Ефективна шумова смуга коливального контуру

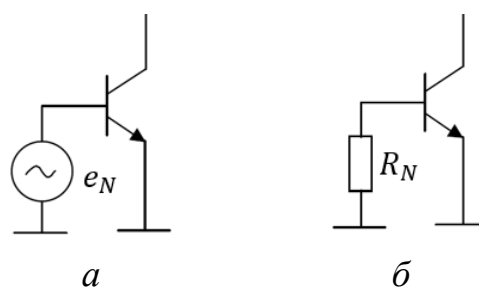


Рисунок 10.8 — Еквівалентні шумові схеми транзистора

Відносна шумова температура

$$t_N = T_N/T_0$$

показує, у скільки разів шумова температура відрізняється від стандартної кімнатної температури $T_0 = 293,15$ К.

З урахуванням відносної шумової температури маємо

$$e_N^2 = 4kt_N T_0 R_{\text{вх}} \Delta f.$$

Для оцінки шумів можна використовувати джерело шумового струму, тоді замість опору до складу еквівалентної шумової схеми слід включити шумову провідність $G_{\text{ш}}$, а розрахунки вести за формулами:

$$i_N^2 = 4kT G_N \Delta f;$$

$$i_N^2 = 4kt_N T_0 G_{\text{вх}} \Delta f,$$

де $G_N = 1/R_N$, $G_{\text{вх}} = 1/R_{\text{вх}}$.

Коефіцієнт шуму чотириполюсника (ЧП) — це коефіцієнт, що показує у скільки разів відношення сигнал/шум на вході чотириполюсника перевищує відношення сигнал/шум на виході

$$N = \frac{(C/\text{Ш})_{\text{вх}}}{(C/\text{Ш})_{\text{вих}}} = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}} = \frac{P_{N2}}{K_P P_{N1}}.$$

$$N = \frac{P_{N2}/K_P}{P_{N1}} = \frac{P_{N\text{вх}}}{P_{N1}}.$$

Отже чотириполюсник має дві частини: підсилювальну частину з коефіцієнтом передачі K_P і джерело шуму потужності $P_{\text{вх}}$ на його вході (рис. 10.9). Повна потужність шумів на виході дорівнює

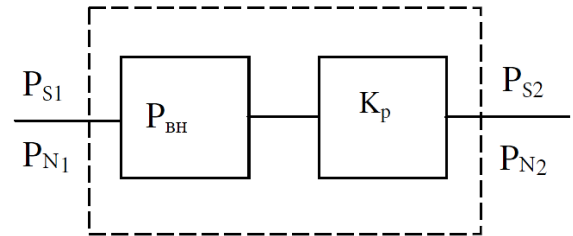


Рисунок 10.9 — Еквівалентна схема чотириполюсника з шумами

$$P_{N2} = P_{N1} K_P + P_{\text{вх}} K_P,$$

$$P_{N1} = P_{N1\text{max}} q_1.$$

де q_1 — коефіцієнт неузгодження на вході; $P_{N1\text{max}} = kT\Delta f$.

Тоді

$$N = \frac{P_{N1} K_P + P_{\text{вх}} K_P}{P_{N1} K_P} = 1 + \frac{P_{\text{вх}}}{P_{N1}} = 1 + \frac{T_N R_{\text{вх}}}{T R_S},$$

де враховано, що шуми джерела сигналу обумовлені його активним опором

$$e_{NS}^2 = 4kTR_S\Delta f,$$

а власні шуми чотириполюсника — його вхідним опором при шумовій температурі T_N

$$e_{BH}^2 = 4kT_N R_{BX}\Delta f.$$

При $R_S = R_{BX}$, тобто у випадку узгодження (і якщо $T = T_0$) отримаємо

$$N = 1 + \frac{T_N}{T_0} = 1 + t_N,$$

де t_N — відносна шумова температура чотириполюсника.

Відносна шумова температура ЧП показує, скільки разів потужність власних шумів чотириполюсника відрізняється від потужності теплових шумів узгодженого з ним джерела сигналу. Розрізняють *вхідну шумову температуру* $T_N = T(N - 1)$, яка визначає шуми ЧП, що приведені до входу і *вихідну шумову температуру* $T_{N\text{вих}}$, яка визначає шуми ЧП на його виході

$$P_{N2} = P_{N1}K_P N;$$

$$kT_{N\text{вих}}\Delta f = kT\Delta f K_P N,$$

звідки

$$T_{N\text{вих}} = TK_P N.$$

Для визначення коефіцієнта шуму каскадного з'єднання вважаємо, що всі чотириполюсники (рис. 10.10) мають однакову смугу пропускання Δf і коефіцієнт прямокутності АЧХ, що дорівнює одиниці ($K_{p1} = K_{p2} = \dots = 1$), тоді ефективна шумова смуга дорівнює смузі пропускання всього тракту $\Delta f = \Delta f_{\text{еф}}$.

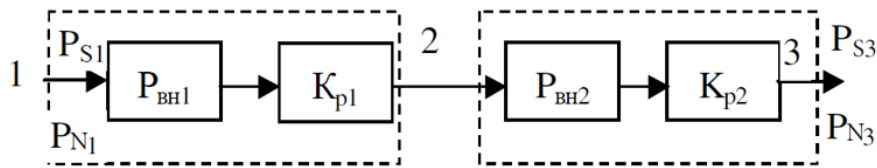


Рисунок 10.10 — Каскадне з'єднання чотириполюсників з шумами

Фактичні коефіцієнти передачі потужності K_{Pi} відповідають передачі з входу i -го ЧП до входу $(i + 1)$ -го ЧП за наявності можливого неузгодження кожного чотириполюсника з джерелом сигналу (з вихідним опором попереднього каскаду) і його навантаженням (вхідним опором наступного каскаду).

Для коефіцієнту шуму такого з'єднання отримаємо

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{P01}},$$

де $K_{P01} = K_{P1} \frac{q_{1ВХ}}{q_{2ВХ}}$ ($q_{1ВХ}$ і $q_{2ВХ}$ – коефіцієнти неузгодження на вході та виході i -го ЧП і вважається, що $q_{(i+1)ВХ} = q_{iВХ}$).

Для довільної кількості чотириполіусників з врахуванням можливого коефіцієнта неузгодження $q_{iВХ}$ між відповідними каскадами отримаємо

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{P01}} + \frac{N_3 - 1}{K_{P01}K_{P02}} + \dots + \frac{N_i - 1}{K_{P01} \dots K_{P0(i-1)}},$$

де $K_{P0i} = K_{Pi} \frac{q_{iВХ}}{q_{(i+1)ВХ}}$.

Якщо форма АЧХ каскадів відрізняється від прямокутної, то шуми каскадів, що розташовуються ближче до входу, формуються у вужчій смузі, ніж шуми каскадів, що розташовуються ближче до виходу, тоді

$$N = N_1 \frac{\Delta f_{еф1}}{\Delta f_{еф}} + \frac{N_2 - 1}{K_{P01}} \frac{\Delta f_{еф2}}{\Delta f_{еф}} + \frac{N_3 - 1}{K_{P01}K_{P02}} \frac{\Delta f_{еф3}}{\Delta f_{еф}} + \dots + \frac{N_i - 1}{K_{P01} \dots K_{P0(i-1)}} \frac{\Delta f_{ефi}}{\Delta f_{еф}},$$

де $\Delta f_{ефi}$ – ефективна шумова смуга частини тракту від i -го каскаду до останнього, а $\Delta f_{еф}$ – ефективна шумова смуга всього тракту.

Оцінка стійкості підсилювача та методи її забезпечення

Розрахунок підсилювача починається із забезпечення його стійкості. Залежно від значень S -параметрів транзистор знаходиться або в області безумовної стійкості (ОБС), або в області потенційної стійкості (ОПС). Під безумовною стійкістю транзистора розуміють відсутність самозбудження при довільних Z_r і Z_n . Транзистор перебуває в ОБС, якщо виконуються умови

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2; |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2; \quad (10.5)$$

$$k_c = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \geq 1 \quad (10.5)$$

де k_c – інваріантний коефіцієнт стійкості підсилювача;

$$\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (10.6)$$

Для більшості транзисторів дві умови (10.5) завжди виконуються, тому про стійкість транзистора можна судити за величиною (10.5). Якщо $k_c \geq 1$, то транзистор перебуває в режимі ОБС і можливе його двостороннє узгодження

з хвильовим опором лінії передачі Z_0 . Якщо $k_c < 1$, необхідно для узгодження вжити додаткових заходів, наприклад, включення паралельно або послідовно транзистору резистора $R_{ст}$, що стабілізує (рис. 10.11). Паралельне включення $R_{ст}$ застосовується, якщо транзистор втрачає стійкість у режимі, близькому до холостого ходу, а послідовне — у режимі, близькому до короткого замикання.

Розрахунок провадиться за такою методикою. Транзистор зі стабілізуючим резистором можна розглядати як складовий активний елемент (АЕ). Задаємо бажаним коефіцієнтом стійкості складеного АЕ в межах: $k_{с АЕ} = 1,03 \dots 1,1$. Далі розраховуємо $R_{ст}$ для паралельного включення (рис. 10.11а)

$$R_{ст} = \frac{Z_0[|1+S_{22}|^2 - |S_{11}+\Delta S|^2]}{2(k_{с АЕ}-k_c)|S_{12}-S_{21}|}, \quad (10.7)$$

а для послідовного включення (рис. 7.4б)

$$R_{ст} = \frac{2Z_0(k_{с АЕ}-k_c)|S_{12} \cdot S_{21}|}{|1-S_{22}|^2 - |S_{11}-\Delta S|^2}, \quad (10.8)$$

де k_c — інваріантний коефіцієнт стійкості транзистора, що знаходиться в ОПС; S_{ij} — параметри транзистора частоті діапазону, де k_c має найменше значення.



Рисунок 10.11 — Схеми паралельного (а) та послідовного (б) включення стабілізуючого резистора

Після чого розраховують S -параметри чотирьохполюсника, що складається зі стабілізуючого резистора. Для паралельного включення:

$$S_{11 ст} = S_{22 ст} = \frac{1}{1+2r}; \quad (10.9a)$$

$$S_{21 ст} = S_{12 ст} = \frac{2r}{1+2r}. \quad (10.9б)$$

Для послідовного включення:

$$S_{11 ст} = S_{22 ст} = \frac{r}{2+r}; \quad (10.10a)$$

$$S_{21 ст} = S_{12 ст} = \frac{2}{2+r}, \quad (10.10б)$$

де $r = R_{ст}/Z_0$.

Потім розраховують нові S -параметри АЕ, що складається з каскадно включених транзистора і стабілізуючого резистора:

$$S_{11 \text{ АЕ}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{11 \text{ ст.}}}{D}, \quad (10.11a)$$

$$S_{12 \text{ АЕ}} = \frac{S_{12}S_{12 \text{ ст.}}}{D}, \quad (10.11б)$$

$$S_{21 \text{ АЕ}} = \frac{S_{21}S_{21 \text{ ст.}}}{D}, \quad (10.11в)$$

$$S_{22 \text{ АЕ}} = S_{22 \text{ ст.}} + \frac{S_{12 \text{ ст.}}S_{21 \text{ ст.}}S_{22}}{D}, \quad (10.11г)$$

де $D = 1 - S_{22}S_{11 \text{ ст.}}$.

Залежно від вимог до параметрів приймача, підсилювач може бути розрахований в одному з двох режимів:

- у режимі мінімального коефіцієнта шуму;
- у режимі екстремального підсилення.

Розглянемо режим максимального підсилення.

Після розрахунку параметрів підсилювача за формулами (10.5) – (10.11) визначають максимальний коефіцієнт підсилення потужності

$$K_{p \text{ max}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k_{c \text{ АЕ}} \mp \sqrt{k_{c \text{ АЕ}} - 1}); \quad (10.12)$$

У (10.12) знак мінус відповідає АЕ, який перебуває в ОБС, знак плюс, який перебуває в ОПС.

Екстремальні режими реалізуються при двосторонньому комплексному узгодженні на вході та на виході АЕ:

$$Z_{\text{вих УК1}} = Z_{\text{вх АЕ}}^*; Z_{\text{вих АЕ}} = Z_{\text{вх УК2}}^*; \quad (10.13)$$

При цьому вхідні та вихідні опори АЕ розраховують за формулами:

$$Z_{\text{вх АЕ}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{\text{Г опт}}^*}{1 - \Gamma_{\text{Г опт}}^*}, \quad (10.14)$$

$$Z_{\text{вих АЕ}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{\text{Н опт}}^*}{1 - \Gamma_{\text{Н опт}}^*}, \quad (10.15)$$

Оптимальні коефіцієнти відбиття від генератора та навантаження:

$$\Gamma_{\text{Г опт}} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}; \quad (10.16)$$

$$\Gamma_{\text{Н опт}} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}; \quad (10.17)$$

У формулах (10.16) та (10.17) розраховуються таким чином:

$$C_1 = S_{11 \text{ AE}} - S_{22 \text{ AE}}^* \cdot \Delta S_{\text{AE}}; \quad (10.18)$$

$$C_2 = S_{22 \text{ AE}} - S_{11 \text{ AE}}^* \cdot \Delta S_{\text{AE}}; \quad (10.19)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11 \text{ AE}}|^2 - |S_{22 \text{ AE}}|^2 - |\Delta S_{\text{AE}}|^2; \quad (10.20)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22 \text{ AE}}|^2 - |S_{11 \text{ AE}}|^2 - |\Delta S_{\text{AE}}|^2. \quad (10.21)$$

$$\Delta S_{\text{AE}} = S_{11 \text{ AE}} \cdot S_{22 \text{ AE}} - S_{12 \text{ AE}} \cdot S_{21 \text{ AE}}. \quad (10.22)$$

У виразах (10.16) і (10.17) знак «мінус» відповідає $B_{1(2)} > 0$ і знак «плюс» — $B_{1(2)} < 0$. Далі переходять до розрахунку узгоджувальних кіл.



Контрольні запитання

1. Яка відмінна риса генераторів мікрохвильового діапазону?
2. Що таке питоме шумове відношення генератора та як воно визначається?
3. Назвіть основні електронні прилади, які використовуються в генераторах мікрохвильового діапазону.
4. У чому полягає фізичний принцип генерації електромагнітних коливань клістрономом? Як здійснюється налаштування його робочої частоти?
5. Поясніть процес генерації електромагнітних коливань у лампі зворотної хвилі? Яким чином налаштовується частоти цих коливань?
6. Поясніть принцип дії генератора на діоді Ганна. Яке в них може бути конструктивне виконання?
7. Що таке синтезатор частот? Наведіть його спрощену структурну схему.
8. Наведіть еквівалентну шумову схему резистора.
9. Напишіть та поясніть формулу Найквіста.
10. Як визначити рівень шуму коливального контуру? Що таке його ефективна шумова смуга?
11. Назвіть основні джерела шумів біполярних і польових транзисторів.
12. Як виглядає графік залежності коефіцієнта шуму транзисторів різних типів від частоти?
13. Наведіть та поясніть еквівалентну шумову схему підсилювального елемента.
14. Що таке шумова температура активного елемента?
15. Як визначається коефіцієнт шуму чотириполюсника?
16. Чому дорівнює коефіцієнт шуму багатокаскадного підсилювача? У якого каскаду найбільший внесок?

Лекція 11 Мікрохвильові підсилювачі потужності на транзисторах

Зміст лекції

Узгодження підсилювачів НВЧ з навантаженням

Розрахунок кіл живлення

Конструкції мікросмужкових підсилювачів НВЧ діапазону

Вузькосмугові підсилювачі потужності

Узгодження підсилювачів НВЧ з навантаженням

Підсилювачі мікрохвильового діапазону з'єднуються з іншими пристроями радіочастотного тракту через відрізки ліній передачі із заданим хвильовим опором Z_0 (для коаксіальної і мікросмужкової ліній $Z_0 = 50$ Ом). Для передачі максимальної потужності сигналу до та від підсилювача його потрібно узгоджувати по входу та виходу. У разі неузгодження в лінії виникає стояча хвиля, як може порушити електричний режим активного елементу і, як наслідок, погіршити його електричні параметри, зокрема показники стійкості. Особливо на цей аспект потрібно звертати увагу, якщо вихідна потужність підсилювача складає десятки ватт, наприклад, якщо він застосовується у вихідному тракті передавальної радіоапаратури. Для забезпечення оптимального режиму роботи пристрою потрібно розрахувати вхідні та вихідні узгоджувальні кола.

Розрахунок підсилювача НВЧ прийнято проводити з використанням безструктурної моделі транзистора в S -параметрах. У системі S -параметрів транзистор представляється як чотирьохполюсник, який включений в лінію передачі з хвильовим опором Z_0 (рис. 11.1). Лінія, у свою чергу, узгоджена з генератором і навантаженням тобто $Z_{\Gamma} = Z_0$ і $Z_{\text{н}} = Z_0$.



Рисунок 11.1 — Структурна схема НВЧ транзистора в лінії передачі

На вході та виході чотирьохполюсника є падаючі та відбиті хвилі напруги: $U_{i \text{ пад}}$; $U_{i \text{ відб}}$ ($i = 1, 2$), зв'язок між якими задається S -параметрами:

$$\begin{cases} U_{1 \text{ відб}} = S_{11} U_{1 \text{ пад}} + S_{12} U_{2 \text{ пад}} \\ U_{2 \text{ відб}} = S_{21} U_{1 \text{ пад}} + S_{22} U_{2 \text{ пад}} \end{cases} \quad (11.1)$$

S -параметри мають прозорий фізичний сенс.

$$S_{11} = \left. \frac{U_{1 \text{ відб}}}{U_{1 \text{ пад}}} \right|_{U_{2 \text{ пад}}=0} \quad - \text{ коефіцієнт відбиття з напруги на вході};$$

$$S_{22} = \left. \frac{U_{2 \text{ відб}}}{U_{2 \text{ пад}}} \right|_{U_{1 \text{ пад}}=0} \quad - \text{ коефіцієнт відбиття з напруги на виході};$$

$$S_{21} = \left. \frac{U_{2 \text{ відб}}}{U_{1 \text{ пад}}} \right|_{U_{2 \text{ пад}}=0} \quad - \text{ коефіцієнт прямої передачі напруги};$$

$$S_{12} = \left. \frac{U_{1 \text{ відб}}}{U_{2 \text{ пад}}} \right|_{U_{1 \text{ пад}}=0} \quad - \text{ коефіцієнт зворотної передачі напруги}.$$

S -параметри транзисторів на різних частотах часто приводяться у довідниках. Вони мають комплексну форму: модуль $|S|_{ij}$ і фазу φ_{ij} .

Насправді, якщо S -параметри транзистора відсутні, їх вимірюють на робочій частоті підсилювача, встановлюючи транзистор у вимірювальну лінію.

Розрахунок НВЧ підсилювачів може здійснюватися або графоаналітичним методом за допомогою кругової діаграми повних провідностей і опорів (діаграми Сміта) або аналітичним методом. Розглянемо аналітичний метод розрахунку широкопasmового підсилювача.

Транзисторний підсилювач НВЧ може забезпечити потрібні технічні характеристики, якщо транзистор правильно навантажений, тобто якщо опори джерела сигналу і навантаження у площині транзистора мають певні значення. Опори реальних джерел і навантажень (лінії передачі) дорівнюють 50 Ом, тому підсилювач має містити узгоджувальні кола, що здійснюють трансформацію опорів. Тому структурна схема може бути представлена у вигляді, зображеному на рис. 11.2.

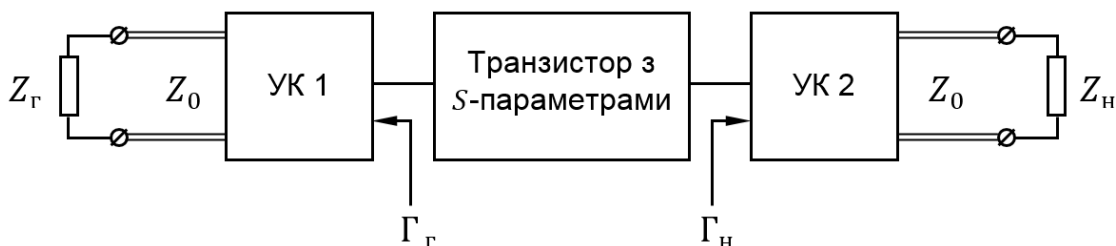


Рисунок 11.2 — Структурна схема транзисторного НВЧ підсилювача

На рисунку кола, що узгоджують вхідний та вихідний імпеданси транзистора з лініями передачі (тобто з джерелом сигналу та навантаженням) позначені як $УК\ 1$ і $УК\ 2$, а коефіцієнти відбиття на вході та на виході як Γ_r і Γ_n .

Узгоджувальні кола призначені для з'єднання входу та виходу транзистора, що мають комплексні опори та ліній з хвильовим опором Z_0 . Розглянемо розрахунок таких кіл на відрізках мікросмужкової лінії (рис. 11.3).

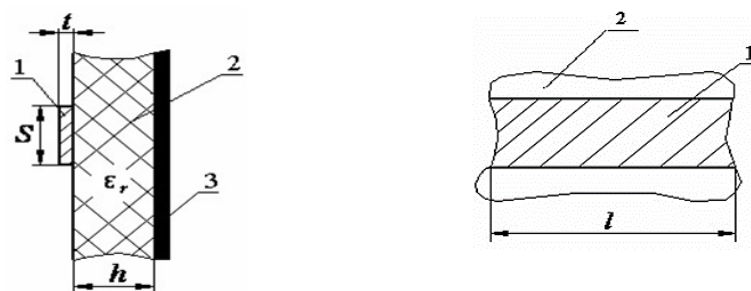


Рисунок 11.3 — Топологія відрізка несиметричної мікросмужкової лінії:

1 – провідник шириною S , товщиною t та довжиною l ; 2 – підкладка з діелектричною проникністю ϵ_r та товщиною h ; 3 – металевий екран

Довжина хвилі у МСЛ дорівнює

$$\lambda_\epsilon = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{ef}}.$$

де λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі;

ϵ_{ef} – ефективна діелектрична проникність мікросмужкової лінії:

$$\epsilon_{ef} = 0,5 \left[1 + \epsilon_r + (\epsilon_r - 1) \left(1 + 10 \cdot \frac{h}{S} \right)^{-1/2} \right]. \quad (11.2)$$

Хвильовий опір лінії передачі визначається за формулою

$$Z_0 \approx \frac{314}{(1 + S/h) \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (11.3)$$

Застосування в інтегральних мікросхемах НВЧ підкладок з досить великими значеннями діелектричної проникності робить доцільним узгодження комплексних опорів за допомогою кіл із розподіленими параметрами.

Розглянемо узгодження двох комплексних навантажень за допомогою відрізків МСЛ. Одношлейфове узгодження комплексних опорів виконується за допомогою одного відрізка лінії є найпростішою: ступенями свободи тут є довжина лінії та її хвильовий (характеристичний) опір.

За допомогою відрізка МСЛ можна узгодити комплексний опір генератора $Z_{\Gamma} = R_{\Gamma} + jX_{\Gamma}$ з комплексним опором навантаження $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$ (рис. 11.4), якщо взяти його хвильовий опір рівним

$$Z_{0\text{ш}} = \left[\frac{R_{\text{н}}(R_{\Gamma} - R_{\text{н}}) + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\Gamma}} X_{\Gamma}^2 - X_{\text{н}}^2}{1 - \frac{R_{\text{н}}}{R_{\Gamma}}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (11.4)$$

Довжина відрізка l має дорівнювати

$$l = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{Z_{0\text{ш}}(R_{\Gamma} - R_{\text{н}})}{R_{\Gamma}X_{\text{н}} - R_{\text{н}}X_{\Gamma}}. \quad (11.5)$$

У даному разі відрізок МСЛ є трансформатором повних опорів. Таке узгодження називають *одношлейфовим*, а шлейф послідовним. Проте є певні обмеження на значення комплексних опорів, що узгоджуються. Тому отримані за формулами (11.4) та (11.5) параметри шлейфу не завжди можна реалізувати.

Двошлейфове узгодження комплексних опорів більш універсальне і має менше обмежень. З теорії довгих ліній відомо, що для МСЛ без втрат вхідний опір обчислюється за формулою

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 \frac{Z_{\text{н}} + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg}(\beta l)}, \quad (11.6)$$

де $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{\varepsilon}}$ — хвильове число (коефіцієнт фази).

З виразу (11.6) видно, що для відрізків МСЛ довжиною $l = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{4}(2n + 1)$, де $n = 0, 1, 2, \dots$ — вхідний опір є активним і дорівнює

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_0^2}{Z_{\text{н}}}. \quad (11.7)$$

Якщо опори генератора $Z_{\text{вх}} = Z_{\Gamma} = R_{\Gamma}$ і навантаження $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ активні, то відрізок МСЛ довжиною $l = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{4}(2n + 1)$ з хвильовим опором

$$Z_0 = \sqrt{R_{\Gamma} \cdot R_{\text{н}}}. \quad (11.8)$$

може використовуватися для узгодження активних опорів. Називається він *чвертьхвильовим трансформатором* опорів і використовується як послідовний шлейф при двошлейфовому узгодженні.

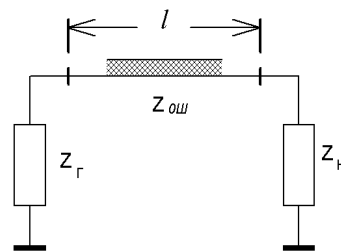


Рисунок 11.4 — Одношлейфове узгодження комплексних опорів

Якщо розрахунок за формулою (11.8) дає величину Z_0 , яку важко реалізувати (менше 20 Ом або більше 150 Ом), використовують трансформатор, що складається з двох послідовних відрізків МСЛ, рівних $l = \lambda_{\varepsilon 1}/4$ і $l = \lambda_{\varepsilon 2}/4$. Хвильовим опором першого відрізка Z_{01} задаються, а хвильовий опір другого відрізка знаходять за такою формулою

$$Z_{02} = Z_{01} \sqrt{R_{\Gamma}/R_{\text{Н}}}. \quad (11.9)$$

На рис. 11.5 представлена залежність вхідного опору короткозамкнутої одного кінці МСЛ від її довжини. З рисунка видно, що при довжинах l , кратних $l = \lambda_{\varepsilon}/4$, відрізок МСЛ еквівалентний паралельному або послідовному коливальному контуру. На рис. 11.6 аналогічні залежності показані для розімкненого на кінці відрізка МСЛ.

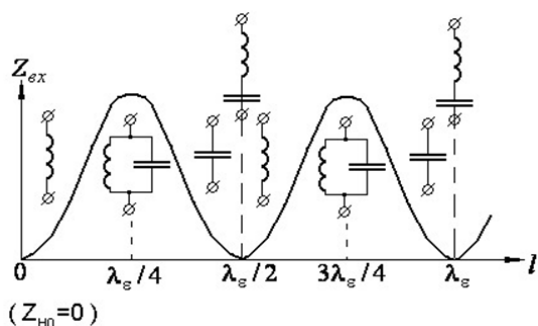


Рис. 11.5 — Залежність вхідного опору короткозамкнутої лінії

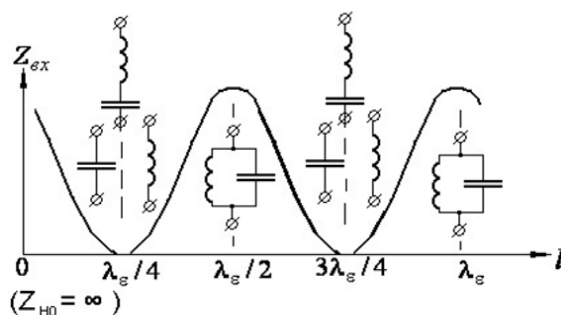


Рис. 11.6 — Залежність вхідного опору розімкненої лінії

Короткозамкнений відрізок має вхідний опір

$$Z_{\text{вх}} = jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l). \quad (11.10)$$

а розімкнений відрізок —

$$Z_{\text{вх}} = -jZ_0 \operatorname{ctg}(\beta l). \quad (11.11)$$

Такі паралельно включені відрізки застосовуються при двухшлейфовом узгодженні. Короткозамкнений паралельний шлейф застосовується для узгодження (компенсації) реактивностей ємнісного характеру (негативних). Розімкнений паралельний шлейф застосовується для узгодження (компенсації) реактивностей індуктивного характеру (позитивних). Для розрахунку параметрів шлейфу його хвильовий опір задають з погляду конструктивної реалізації, а довжину паралельного шлейфу l визначають із формул (11.10) та (11.11).

Для короткозамкнутого шлейфу

$$l_{\text{кз}} = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2\pi} \operatorname{arctg} \left(\frac{X_{\text{C}}}{Z_0} \right), \quad (11.12)$$

для розімкнутого шлейфа —

$$l_{\text{pz}} = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2\pi} \operatorname{arcctg} \left(\frac{X_{\text{L}}}{Z_0} \right). \quad (11.13)$$

Отримана з формул (11.12) або (11.13) довжина шлейфу при цьому виходить дещо менше $\lambda_{\varepsilon}/4$, тобто його опір носить індуктивний характер для короткозамкнутого відрізка (рис. 11.5) та ємнісний характер для розімкнутого відрізка (рис. 11.6), що використовується для компенсації відповідних реактивностей вхідного та вихідного опорів транзистора.

Якщо довжину шлейфу технологічно важко реалізувати, наприклад, вона занадто мала, довжину шлейфу для короткозамкнутого шлейфу беруть рівною

$$l'_{\text{кз}} = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2\pi} \operatorname{arctg} \left(\frac{X_{\text{C}}}{Z_0} \right) + \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2} \cdot n \quad (n = 1, 2, 3 \dots), \quad (11.14)$$

для розімкнутого шлейфа —

$$l'_{\text{pz}} = \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2\pi} \operatorname{arcctg} \left(\frac{X_{\text{L}}}{Z_0} \right) + \frac{\lambda_{\varepsilon}}{2} \cdot n \quad (n = 1, 2, 3 \dots). \quad (11.15)$$

При двошлейфовому узгодженні комплексний опір генератора $Z_{\text{Г}}$ та навантаження $Z_{\text{Н}}$ перераховують у провідності (рис. 11.7)

$$Y_{\text{Г}} = \frac{1}{Z_{\text{Г}}} = \frac{1}{R_{\text{Г}} + jX_{\text{Г}}} = \frac{R_{\text{Г}} - jX_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}}^2 + X_{\text{Г}}^2} = \frac{R_{\text{Г}} - jX_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}}^2 + X_{\text{Г}}^2} - j \frac{X_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}}^2 + X_{\text{Г}}^2}, \quad (11.16)$$

$$Y_{\text{Н}} = \frac{1}{Z_{\text{Н}}} = \frac{1}{R_{\text{Н}} + jX_{\text{Н}}} = \frac{R_{\text{Н}} - jX_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}^2 + X_{\text{Н}}^2} = \frac{R_{\text{Н}} - jX_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}^2 + X_{\text{Н}}^2} - j \frac{X_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}^2 + X_{\text{Н}}^2}. \quad (11.17)$$

При розрахунку шлейфів за формулами (11.11-11.15) величини активних та реактивних опорів (провідностей) знаходять із формул (11.16) та (11.17).

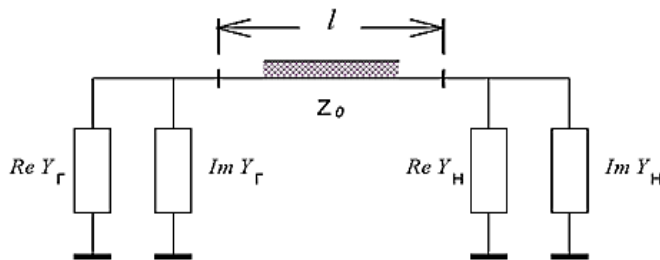


Рисунок 11.7 — Двошлейфове узгодження комплексних опорів

Після визначення вхідного та вихідного опору транзистора та розрахунку узгоджувальних ланцюгів схему широкосмугового підсилювача НВЧ (рис. 11.2) можна вважати розрахованою. Необхідно переходити до розрахунку кіл живлення транзистора за постійним струмом.

Розрахунок кіл живлення

Розглянемо методику розрахунку кіл живлення підсилювача за постійним струмом для двох схем: без зворотного зв'язку (рис. 11.8а) та із зворотним зв'язком по струму (рис. 11.8б)

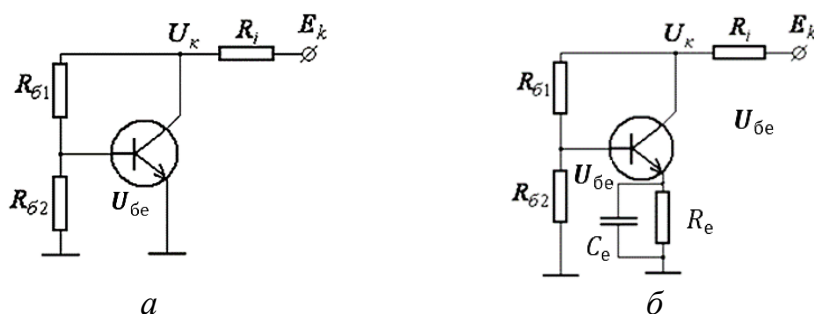


Рисунок 11.8 — Схема транзисторного підсилювача без зворотного (а) і зі зворотним зв'язком (б) за струмом

На рис. 11.8 позначено: E_k – напруга живлення, U_{6e} – напруга база-емітер, $R_{61,2}$ – опір базового дільника, R_i – опір джерела, R_e і C_e – опір і ємність у колі емітера, U_k – напруга на колекторі.

Напруги E_k , $U_{6e} = 0,2 \dots 0,8$ В В і струмом колектора i_k зазвичай вважаються заданими (паспортні дані на транзистор).

Струм бази i_6 визначають за формулою

$$i_6 = \frac{i_k}{h_{21e}},$$

де h_{21e} – коефіцієнт передачі за струмом у схемі зі спільним емітером.

Струм дільника $i_d \approx i_k$. Опір базового дільника визначають як

$$R_{62} = \frac{U_{6e}}{i_d}, \quad (11.18)$$

$$R_{61} = \frac{U_k}{i_d + i_6}. \quad (11.19)$$

Внутрішній опір джерела визначають за формулою

$$R_i = \frac{E_k - U_k}{i_k + i_d + i_{\phi}}. \quad (11.20)$$

Опір зворотного зв'язку розраховується як

$$R_e \approx \frac{U_k - U_{\phi e} \left(1 + \frac{R_{\phi 1}}{R_{\phi 2}}\right)}{i_e \left(1 + \frac{R_{\phi 1}}{R_{\phi 2}}\right)}, \quad (11.21)$$

де $i_e \approx i_k$.

Ємність C_e вибирають за умови

$$\frac{1}{\omega C_e} \ll R_e, \quad \text{тобто} \quad C_e \gg \frac{1}{\omega R_e}.$$

Конструкції мікросмушкових підсилювачів НВЧ діапазону

Після виконання наведених вище розрахунків починають розробку принципової електричної схеми підсилювача. На рис. 11.9 та 11.10 наведено принципові електричні схеми широкосмугового транзисторного підсилювача НВЧ з колами узгодження на вході та на виході та з колами живлення і зміщення.

На рис. 11.9 показана схема з одношлейфовим узгодженням на вході та двошлейфовим на виході. На рис. 11.10 наведено схему з двошлейфовим узгодженням на вході та виході. Шлейф $l_{ш2}$ виконує функції узгоджувального кола і одночасно дроселя.

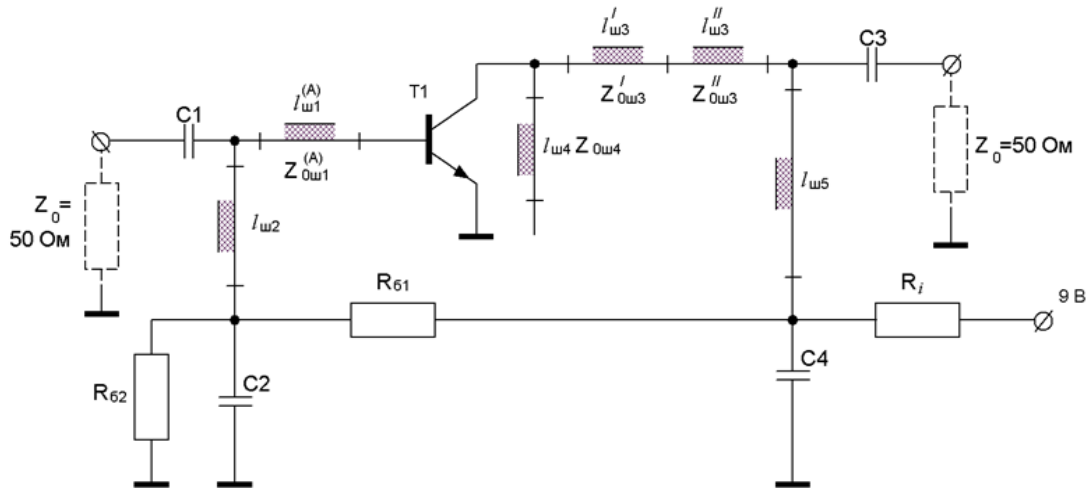


Рисунок 11.9 — Принципова електрична схема підсилювача НВЧ з одношлейфовим узгодженням на вході та двошлейфовим на виході

Ємності конденсаторів C_i ($i = 1 \dots 4$) вибираються за умови, щоб реактивний опір конденсатора $X_C = 1/\omega C_i$ на високій частоті було близько нуля.

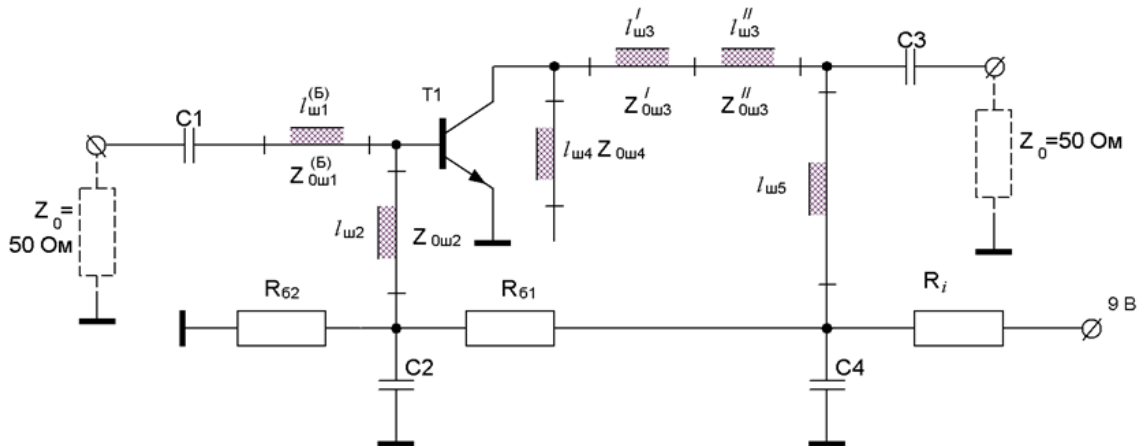


Рисунок 11.10 — Принципова електрична схема підсилювача НВЧ із двошлейфовим узгодженням на вході та на виході

Вузькосмугові підсилювачі потужності

Побудова вузькосмугових підсилювачів НВЧ із смугою пропускання в кілька відсотків від центральної частоти та забезпечення стійкості їхньої роботи потребує вирішення низки специфічних завдань. Одне з можливих проблеми — використання вузькосмугових фільтрів зосередженої селекції (ФЗС) НВЧ діапазону, які включаються на вході або на виході широкосмугового підсилювача. При цьому доцільно використовувати широкосмуговий транзисторний каскад зі СЕ в режимі двостороннього узгодження.

Якщо ФЗС також узгоджений з лініями передач на вході та виході, то характеристики транзистора і фільтра можна розглядати окремо. Це значно спрощує методику розрахунку підсилювача загалом. Структурна схема такого вузькосмугового транзисторного підсилювача показана на рис. 11.11.

Однак поза смугою пропускання фільтра зазначене узгодження відсутнє. Усунути можливість самозбудження в підсилювачах з ФЗС можна, включаючи стабілізуючі кола, що не погіршують характеристик системи на робочій частоті, проте демпфують систему в потенційно нестійких областях. Існує методика розрахунку стабілізуючих кіл. Часто в каналі радіочастоти, наприклад, функції ФЗС 1, 2 виконує фільтри вхідного або вихідного кола. Структурна схема (рис. 11.11) у такому випадку спрощується.

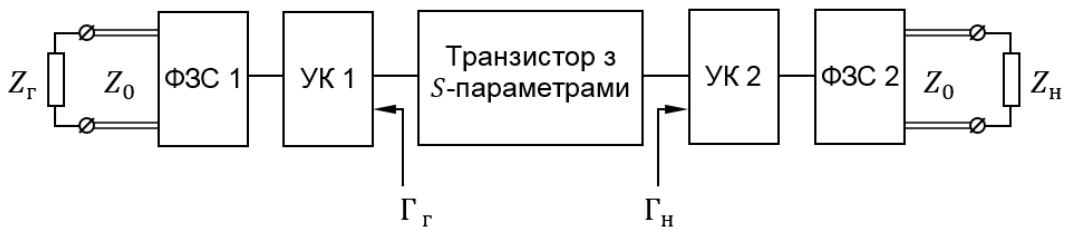


Рисунок 11.11 — Структурна схема вузькосмугового транзисторного підсилювача

Фільтр на вході підсилювача покращує завадостійкість приймача, запобігаючи виникненню нелінійних спотворень, зумовлених взаємодією сигналу та завади. Однак фільтр на вході вносить втрати та погіршує коефіцієнт шуму приймача в цілому. Вимоги до ФЗС на вході підсилювача значно жорсткіші, ніж для ФЗС, що використовується на виході підсилювача. Очевидно, що для фільтрів преселектора з високими вимогами щодо придушення побічних (дзеркальних) каналів прийому побудова їх за схемою (рис. 11.11) є оптимальною.

Принципова електрична схема вузькосмугового ПРЧ з одношлейфовим узгодженням по входу та двошлейфовим по виходу з гребінчастими ФЗС наведена на рис. 11.12.

На рис. 11.13 наведено принципову схему вузькосмугового ПРЧ з одношлейфовим узгодженням по входу та двошлейфовим по виходу з фільтрами на напівхвильових розімкнених паралельно зв'язаних резонаторах.

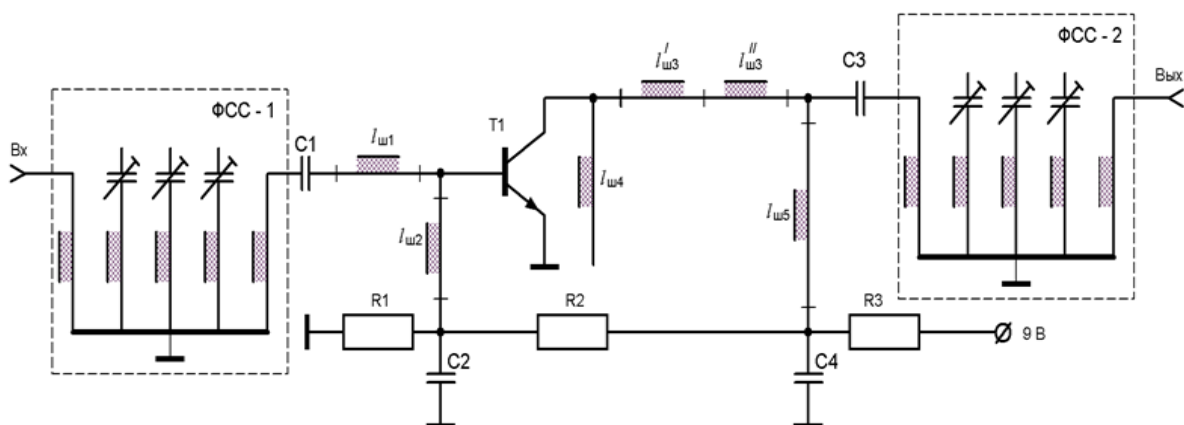


Рисунок 11.12 — Принципова електрична схема вузькосмугового ПРЧ НВЧ із гребінчастими фільтрами

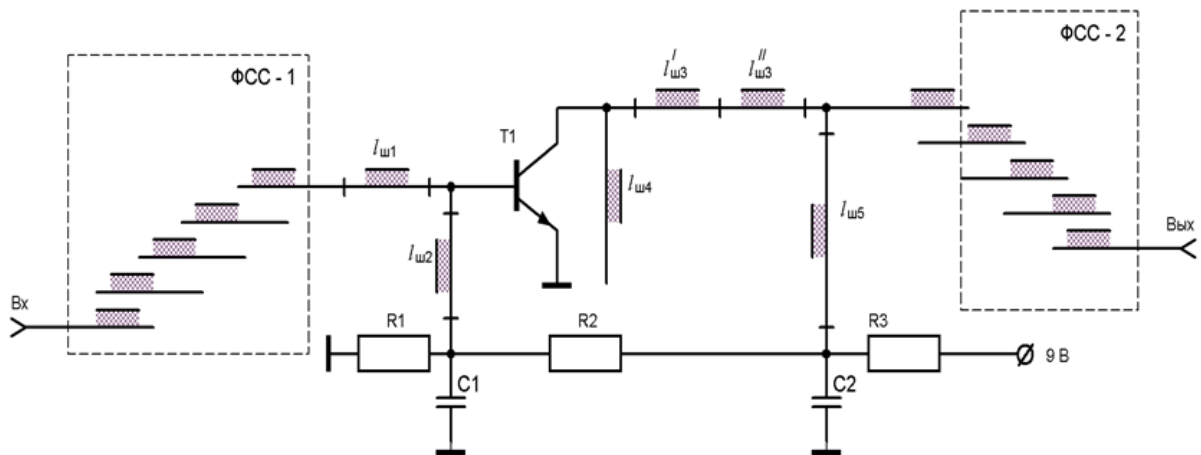


Рисунок 11.13 — Принципова електрична схема вузькосмугового ПРЧ НВЧ із фільтрами на напівхвильових розімкнених паралельно зв'язаних резонаторах



Контрольні запитання

1. Назвіть причини необхідності узгодження підсилювачів мікрохвильового діапазону?
2. Що таке S -параметри транзистора і як вони визначаються?
3. Наведіть та поясніть структурну схему підсилювача в лінії передачі.
4. Що таке узгоджувальне коло НВЧ підсилювача? З яких елементів воно складається?
5. Як виконується одношлейфове узгодження НВЧ підсилювача? Який шлейф використовується для узгодження: послідовний чи паралельний?
6. Що таке двошлейфове узгодження, у чому його переваги?
7. Як розрахувати режим роботи транзистора за постійним струмом? Як здійснюється розв'язка НВЧ кіл та кіл живлення в транзисторному підсилювачі?
8. У чому відмінність структурних схем вузькосмугових і широкосмугових підсилювачів мікрохвильового діапазону?
9. Поясніть структурну схему вузькосмугового підсилювача НВЧ.

Лекція 12 Активні мікрохвильові прилади на мікросхемах

Зміст лекції

Інтегральні НВЧ підсилювачі

Інтегральні мікросхеми перетворювачів частоти

Синтезатори частот мікрохвильового діапазону

Інтегральні НВЧ підсилювачі

Існує досить велика кількість інтегральних мікросхем НВЧ підсилювачів, що застосовуються в апаратурі мікрохвильового діапазону. Типові мікросхеми малошумних підсилювачів забезпечують коефіцієнт підсилення 8-9 дБ при коефіцієнті шуму 0,8-1,5 дБ для Х-діапазону і, відповідно, 7-8 дБ при коефіцієнті шуму 2-2,5 дБ для К-діапазону. Вибір мікросхеми проводиться на етапі проектування принципової електричної схеми приймача.

У процесі проектування радіоапаратури мікрохвильового діапазону при виборі інтегральної мікросхеми НВЧ підсилювача звертають увагу на такі характеристики та параметри.

1. Діапазон робочих частот мікросхем має бути не вуже робочого діапазону пристроїв та апаратури, де вони застосовуються.

2. Коефіцієнт підсилення і коефіцієнт шуму мікросхеми мають забезпечувати відповідні параметри для розроблюваних систем і пристроїв.

3. При використанні мікросхеми у вузькосмуговому підсилювачі надвисокої частоти необхідно передбачити застосування вузькосмугових фільтрів, щоб забезпечити необхідну частотну селекцію.

4. Якщо мікрохвильовий пристрій виконується на інтегральних лініях передачі (наприклад, мікросмужковій), то слід вибирати таку мікросхему, конструкція виводів якої забезпечує монтаж у зазначену лінію.

5. Якщо в паспортних (довідкових) даних не вказано параметри вхідної та вихідної лінії передач, зокрема її хвильовий опір, потрібно розробити відповідні узгоджувальні кола, щоб забезпечити оптимальний режим роботи мікросхеми в мікрохвильовому тракті.

Як приклад, можна привести підсилювач *CGY2221HV/C1* (компанії *OMMIC*) у мікросмужковому виконанні на інтегральній мікросхемі (рис. 12.1). Він має коефіцієнт підсилення 16-17 дБ в діапазоні частот від 8 до 12 ГГц і

вихідну потужність — 50 мВт при коефіцієнті шуму 1,5-1,8 дБ. Такі параметри дозволяють його використовувати як малошумний підсилювач у входних колах приймальних пристроїв або у перетворювачах частоти.

Струм живлення складе 82 мА, а напруга — 5 В. Такий режим постійного струму повністю відповідає стандарту інтерфейсу *USB*. Для спрощення експлуатації вхід і вихід підсилювача мають роз'єми *SMA*. *КСХН* входу і виходу підсилювача не перевищує 1,6.

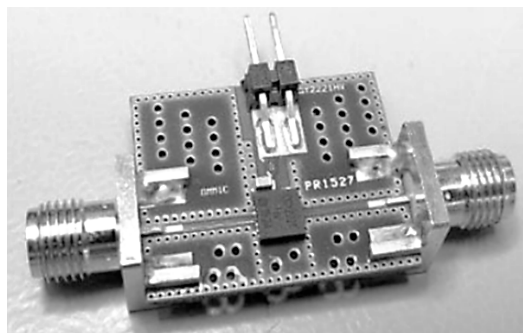


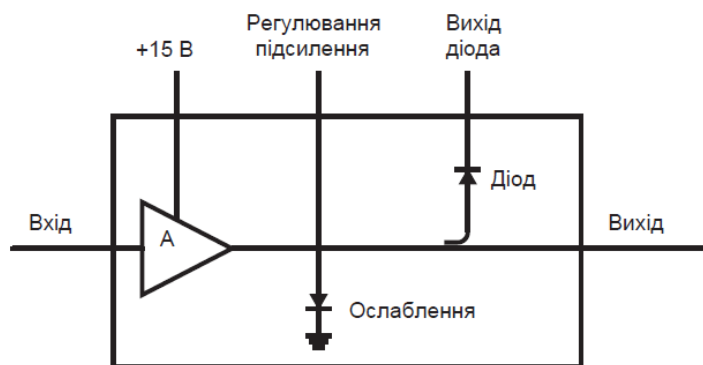
Рисунок 12.1 — НВЧ підсилювач сантиметрового діапазону

Останніми роками набули розвитку підсилювачі з розширеними функціями.

До пристроїв цього класу відносяться, зокрема, підсилювачі серії *AVG4* (компанії *MITEQ*) для діапазону частот 0,1...20 ГГц з функцією керування підсилення (рис. 12.2). За допомогою аналогової напруги керування від 0 до 2 В підсилення приладів змінюється в межах від 32 до 15 дБ. У даному пристрої передбачений контроль рівню потужності вихідного сигналу за допомогою вбудованого детектора НВЧ сигналу.



а



б

Рисунок 12.2 — Підсилювач з регулюванням вихідної потужності серії *AVG4* компанії *MITEQ* (а) та його електрична схем (б)

Можливість досягнення зазначених виробником параметрів НВЧ підсилювачів значною мірою залежить від вибору типу та топології розміщення допоміжних кіл живлення та блокувальних елементів: розділових конденсаторів

з малою індуктивністю виводів, котушок індуктивності без резонансу, широкосмугових кіл живлення колекторів транзисторів. Часто виробники мікросхем поставляють подібні вузли призначені для поверхневого монтажу або виробляють мікрозбірки з інтегрованими елементами, що стає необхідним з метою підвищення частоти.

Інтегральні мікросхеми перетворювачів частоти

При виборі значення мікросхеми перетворювача частоти (ПЧ) слід врахувати, що великого значення частоти вихідного сигналу (у приймальних пристроях — сигналу проміжної частоти) полегшує придушення дзеркального каналу. Проте для відносно малих значень проміжної частоти забезпечується більш стійка робота підсилювальних каскадів, розташованих після перетворювача, і висока вибірковість по сусідньому каналу. З урахуванням цього протиріччя здійснюється вибір значень частот на виході змішувача.

Після первинного вибору за допомогою спеціальних номограм можна визначити точне значення ПЧ. У цьому випадку завдання оптимального вибору значення ПЧ вважається виконаним, якщо:

- 1) забезпечується відсутність на виході перетворювача частот найнебезпечніших комбінаційних складових (КС) низького порядку;
- 2) досягнуто наявності найбільших із можливих КС високих порядків.

Слід зазначити, що використання на етапі проектування номограм — графічного, повного візуального представлення частотного плану (ЧП) — дозволяє знайти області з мінімальними КС, прийнятні значення частот ПЧ, частоти гетеродинів тощо.

Загальна конфігурація перетворювача містить *змішувач* частот (frequency mixer) і буферні каскади на всіх або деяких портах мікросхеми і елементи частотної фільтрації. (рис. 12.3). Проте навіть у різних інформаційних джерелах виробника один і той же компонент може іменуватися і

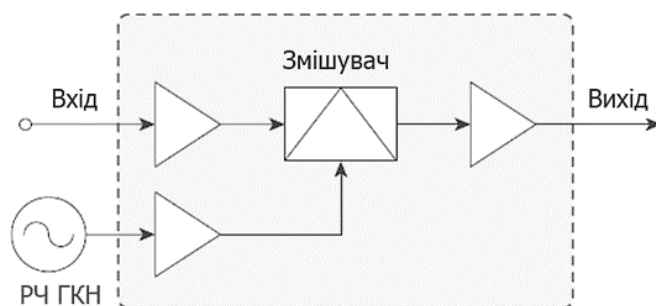


Рисунок 12.3 — Структурна схема перетворювача частоти

змішувачем, і перетворювачем або навіть приймачем або передавачем. Ще більш складні конфігурації РЧ-перетворювачів частоти можуть також включати РЧ-гетеродин (local oscillator, LO), компоненти компенсації підсилення (gain compensation) та підсилювачі РЧ-сигналу (RF preamplifier).

Для сантиметрового діапазону змішувальні пристрої в основному виконуються на мікросмужкових лініях. Приклад балансного змішувача наведено на рис. 12.4. Він дозволяє перетворювати частоти сигналів з діапазону 1,5-4,5 ГГц у діапазон від 0 до 1,5 ГГц. Коефіцієнт шуму змішувача не перевищує 0,6 дБ, а розв'язка між входами робочого сигналу та гетеродину не меншу 40 дБ. Втрати перетворення не більше 8,5 дБ. Максимальна потужність НВЧ сигналу дорівнює 20 мВт, а гетеродина — 200 мВт. На входах і виході змішувача коаксіальні SMA роз'єми.

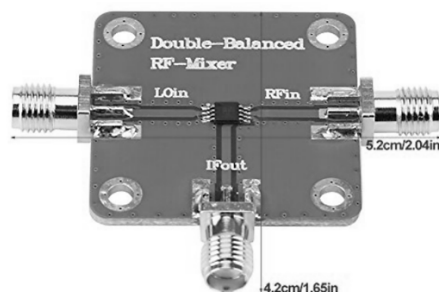


Рисунок 12.4 — Мікрохвильовий балансний змішувач

Більш розвинені конфігурації перетворювачів можуть містити вхідні фільтри (*input filter*), фільтри гетеродина (*local oscillator filter*), фільтри ПЧ (*IF filter*), помножувачі частоти (*frequency multiplier*) гетеродина, а також один або кілька каскадів підсилення ПЧ-сигналу (*IF amplification*).

Мікросхема перетворювача MRFIC1504 (Motorola, Inc)

Прикладом перетворювача частот з такою розвиненою структурою може бути інтегральна схема (ІВ) перетворювача GPS-сигналу MRFIC1504 (Integrated GPS Downconverter) для навігаційних систем GNSS-діапазону 1,575 ГГц, розроблена компанією Motorola (рис. 12.5). Інтегральна схема призначена для використання в GPS-приймачах з подвійним перетворенням частоти і має корпус LQFP48 для поверхневого монтажу. У корпусі ІС знаходяться змішувачі, генератор кварцовий, компоненти петлі ФАПЧ, петльовий фільтр. Номінальна проміжна вихідна частота ІС дорівнює 4092 МГц.

Квадратурні перетворювачі частоти, або IQ-перетворювачі, (Quadrature/Inphase – quadrature/IQ Converters), здійснюють перене-

сення сигналів вгору чи вниз за частотою з використанням квадратурних змішувачів. *Analog Devices, Inc.*, наприклад, випускає 11 моделей квадратурних перетворювачів з підвищенням, призначених для використання в трактах передачі різного призначення.

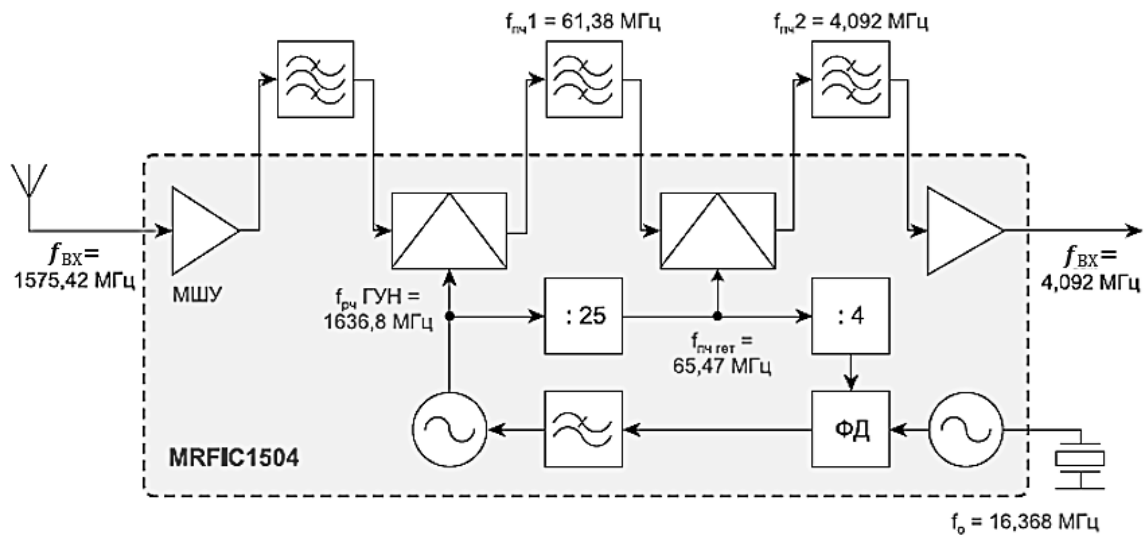


Рисунок 12.5 — Функціональна схема перетворювача MRFIC1504

Найбільш високочастотна модель квадратурного перетворювача з підвищенням HMC8118 може застосовуватись у *E*-діапазоні на частотах 71-76 ГГц (рис. 12.6).

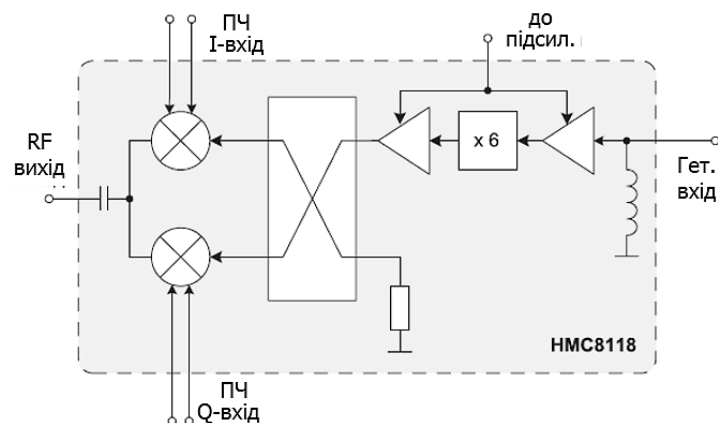


Рисунок 12.6 — Функціональна схема квадратурного перетворювача HMC8118 з підвищенням частоти

Це монолітна інтегральна схема перетворювача з підвищенням частоти на основі арсенід-галієвої (GaAs) технології, має

- втрати при перетворенні в режимі слабкого сигналу 11 дБ,
- ослаблення побічного каналу 33 дБн у діапазоні робочих частот.

Компонент побудований на основі змішувача з придушенням дзеркальної складової і помножувачем частоти гетеродина на 6.

Технічні параметри інших квадратурних перетворювачів наведені у табл. 12.1 (позначки «Пов» і «Пон» означають відповідно перетворення частоти з підвищенням та пониженням).

Таблиця 12.1 — Квадратурні перетворювачі сигналу

ІС (компанія)	Опис	Діапазон РЧ (ПЧ), ГГц	Частоти гетеродина, ГГц	Форм-фактор
HMC8118 (Analog Devices)	Квадратурний перетворювач з підвищенням частоти діапазону Е	71–76	0–10	НК, ИС 3,6×1,6×0,05 мм
ES/SMM5143XZ (Sumitomo Electric)	ПрЧПов	24–30 (0–4)	10–17	ММІС
ES/SMM5141XZ (Sumitomo Electric)	ПрЧПов	17,7–23,6 (0–4)	6,5–14	ММІС
SC5313A/SC5312A (SignalCore)	КвПрЧПон	0,4–6 (0–0,16)	н/д*	РХІ, коаксіальний модуль
SC5413A/SC5412A (SignalCore)	КвПрЧПов	0,4–6 (0–0,16)	н/д*	РХІ, коаксіальний модуль

Синтезатори частот мікрохвильового діапазону

У мікрохвильовому діапазоні досить часто використовують у генераторній апаратурі синтезатори частот. Принцип їх роботи та структурні схеми розглянуті в лекції 9

На рис. 12.7 показано спрощену функціональну схему цифрового синтезатора частот, виконаного за схемою безпосереднього ділення частоти керувального генератора. Гармонічні коливання високостабільного кварцового генератора (ОГ) з частотою f_{OG} подається на формуючий пристрій (ФП2), де вони перетворюються в послідовність відеоімпульсів з тою же частотою. Оскільки $f_{OG} > 100$ кГц, а ширина кроку дискретності лежить в межах від сотень герц до десятків кілогерц, частоту ОГ необхідно зменшити до величини кроку пе-

ребудови, що й здійснюється у дільнику ЦД2. Після ділення послідовність відеоімпульсів надходить до входу порівняльного пристрою (ПП), який є імпульсно-фазовим детектором (ІФД).

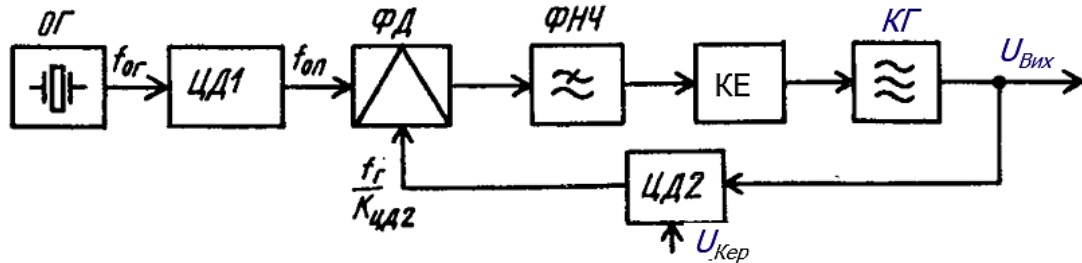


Рисунок 12.7 — Структурна схема синтезатора частот

Цифровий синтезатор ADF5355 здатний формувати частоти від 53 МГц до 13,6 ГГц і має найнижчий рівень фазового шуму (-144 дБс/Гц в діапазоні від 1 МГц до 1,8 ГГц) генератора, що керується напругою (VCO), серед усіх аналогічних пристроїв, доступних сьогодні на ринку.

ADF5355 реалізує схему синтезатора з фазовим автопідстроюванням частоти на основі дільника частоти з дробовим і цілим коефіцієнтом (рис. 12.8).

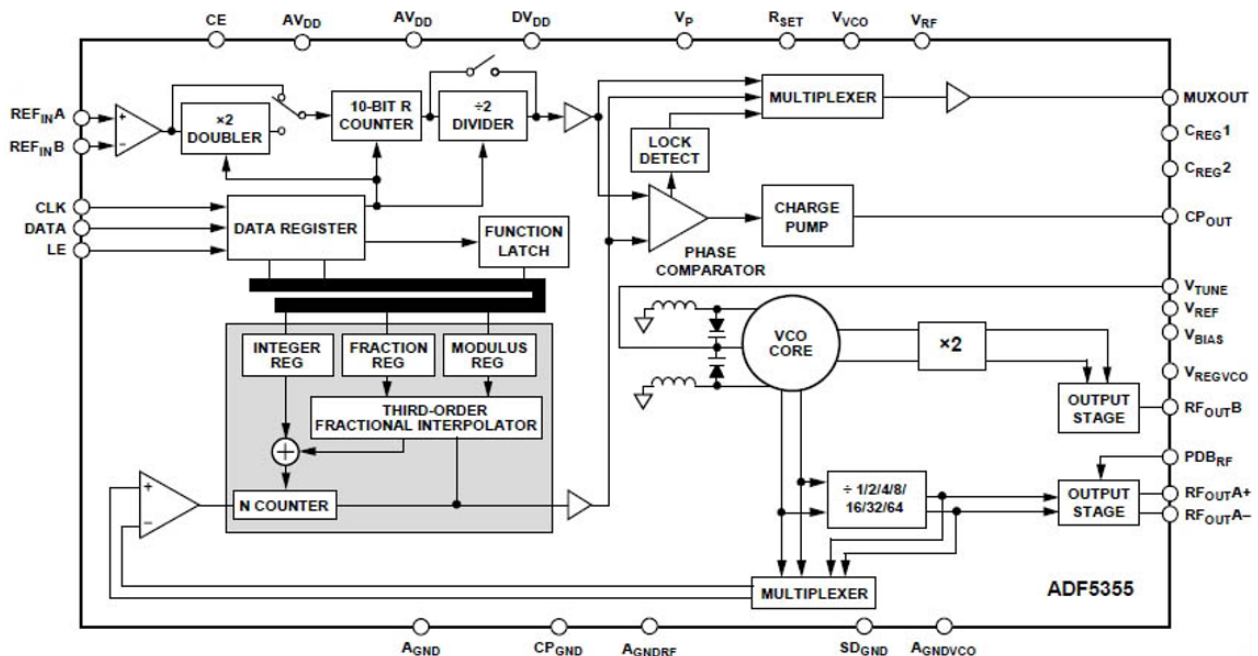


Рисунок 12.8 — Структурна схема синтезатора частот ADF5355

При цьому використовують зовнішній фільтр петлі ФАПЧ і опорний генератор. Високочастотний широкосмуговий VCO здатний формувати частоти

в діапазоні від 6,8 ГГц до 13,6 ГГц на одному радіочастотному виході. А за рахунок кількох частотних дільників на інших виходах можна отримати частоти в діапазоні від 54 МГц до 6800 МГц.

ADF5355 має вбудований VCO із базовим діапазоном частот від 3400 МГц до 6800 МГц. Вихід цього генератора з'єднаний з дільником, що дозволяє отримати ділення частоти з коефіцієнтами 1, 2, 4, 8, 16, 32 або 64. При цьому мінімальне значення вихідної частоти становитиме 54 МГц. Для застосунків, яким потрібна гальванічна розв'язка, вихідний каскад може бути вимкнений.

Мікросхема створює гармонічні сигнали в діапазоні частот від 54 МГц до 13,6 ГГц і має здатність ділити частоту з цілим та дробовим коефіцієнтом поділу, причому точність задання частоти складає 38 біт. Коефіцієнт поділу вихідної частоти: 1, 2, 4, 8, 16, 32 та 64, — може задаватися програмно.

Пристрій має фазовий детектор частоти (*PFD*), що працює в діапазоні до 125 МГц генератор, керований напругою (*VCO*), та генератор опорної частоти в діапазоні до 600 МГц. Дана мікросхема функціонує в діапазоні робочих температур від -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$ і забезпечує низьке значення фазового шуму. За необхідності можливе ослаблення радіочастотного сигналу.



Контрольні запитання

1. Які інтегральні мікросхеми НВЧ діапазону присутні сьогодні на ринку?
2. Які заходи слід вживати під час використання мікросхем НВЧ підсилювачів?
3. Наведіть приклад мікрохвильового підсилювача з розширеними функціональними можливостями.
4. З яких вузлів складається перетворювач частоти і де він застосовується?
5. Наведіть приклад мікросхеми змішувача. Які його електричні параметри?
6. Які додаткові вузли мають розвинуті мікросхеми перетворювачів частоти у порівнянні зі змішувачами?
7. Що таке квадратурний перетворювач, де він використовується?
8. Поясніть роботу перетворювача MRFIC1504 використовуючи функціональну схему.
9. Поясніть принцип роботи цифрового синтезатора ADF5355.

Лекція 13 Пристрої та елементи мікросистем бездротового зв'язку

Зміст лекції

Пасивні мікроелементи для НВЧ застосувань

Мікропристрої комутації НВЧ сигналів

Принципи побудови інтегральних мікросистем НВЧ діапазону

Пасивні мікроелементи для НВЧ застосувань

Постійно зростаючі вимоги до сучасних систем зв'язку стимулюють пошук технологій, які дозволяють зменшити виробничі витрати, розміри, вагу, споживання і, головне, значно покращити технічні характеристики НВЧ компонентів. Все це украй необхідно для багатьох застосувань, наприклад, в мобільних телефонах, пристроях бездротового доступу до мережі *Internet*, в системах передачі даних на базі стандарту *Bluetooth*, а також в апаратурі GPS. Слід вважати, що тільки технологія МЕМС може задовольнити вказані вимоги. Її перевагами є:

- забезпечення більш широкого діапазону робочих частот;
- майже повна відмова від зовнішніх дискретних компонентів, внаслідок чого знижуються омичні втрати в провідниках;
- забезпечити серійне виробництво через використання планарного процесу, а також його сумісності з існуючими технологічними процесами виготовлення цифрових і НВЧ монолітних інтегральних мікросхем (ММІС).

З часом НВЧ технологія МЕМС дозволить отримати вбудовані в кристал комутатори сигналів з нульовим споживанням в стані спокою, потужністю перемикачів на рівні одиниць наноджоулів і робочою напругою менше 5 В; високочастотні котушки індуктивності, конденсатори і варактори; високостабільні генератори; високоякісні фільтри, що працюють в частотному діапазоні від десятків мегагерц до одиниць гігагерц.

Під технологіями виготовлення мікросистемних пристроїв ВЧ і НВЧ діапазонів розуміються МЕМС-технології, до яких належать традиційні процеси виготовлення інтегральних схем, адаптовані для створення тривимірних механічних структур, а саме: об'ємна мікрообробка, поверхнева мікрообробка і технологія LIGA.

Об'ємна мікрообробка (*Bulk Micromachining*)

За допомогою такої обробки об'ємну структуру виготовлюють у середині підкладки (рис. 13.1), використовуючи анізотропні властивості матеріалу, а саме різну швидкість травлення вздовж різних кристалографічних осей. Тобто об'ємна структура може бути отримана методом нарощування, коли декілька підкладок сплавляються і утворюють вертикальні зв'язки на атомарному рівні.

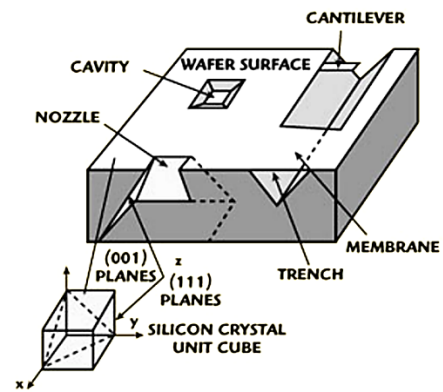


Рисунок 13.1 — Можливості об'ємної мікрообробки пластин чипів

Поверхнева мікрообробка (*Surface Micromachining*)

При поверхневій мікрообробці тривимірна структура утворюється послідовним накладенням основних тонких плівок і видаленням допоміжних (жертвних) шарів згідно необхідної топології (рис. 13.2). Перевагою даної технології є можливість багатократного видалення допоміжних шарів без пошкодження взаємозв'язків базових шарів.

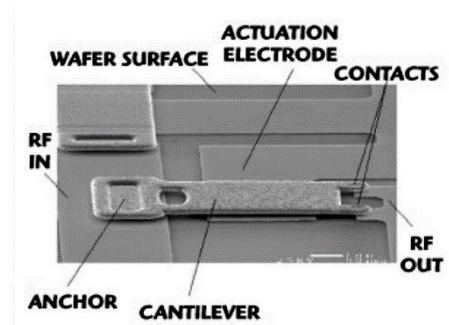


Рисунок 13.2 — НВЧ перемикач

Технологія LIGA

Назва LIGA походить від німецької аббревіатури RoentgenLithography-Galvanik-Abformung, що означає комбінацію рентгеновської літографії, гальванотехніки і формування. На товстий фоторезистивний шар діє рентгеновське випромінювання і проводиться гальванічне осадження високо профільних тривимірних структур. На рисунку зображено 6-дБ відгалужувач потужності на копланарних лініях, виготовлений з використанням технології LIGA.

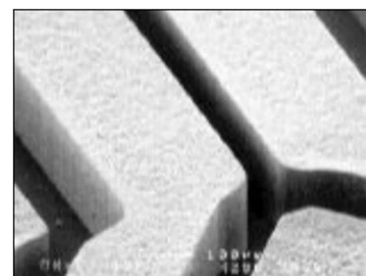


Рисунок 13.3 — Елементи, виготовлені за технологією LIGA

Високодобротні котушки індуктивності

У даному випадку застосовується об'ємна мікрообробка, щоб значно понизити прояви паразитних ефектів, властивих традиційним планарним котушкам індуктивності, виконаним на діелектричних підкладках, що приводить до зниження добротності Q і частоти власного резонансу, та дозволяє наблизити їх до значень, характерних тільки для навісних елементів.

На рис. 13.4 показано приклад котушки індуктивності, виконаної за технологією об'ємної мікрообробки, у якій з-під спіралі видалено діелектрик. Добротність на частоті власного резонансу Q таких котушок лежить в межах від 6 до 28 для частотного діапазону 6-18 ГГц, а значення індуктивності сягає рівню 1 нГн.

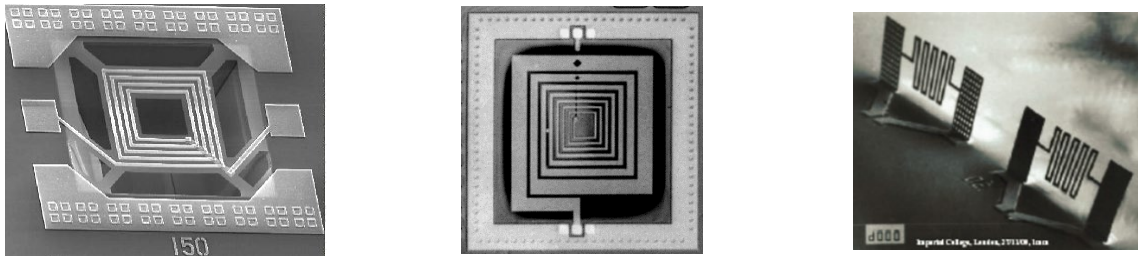
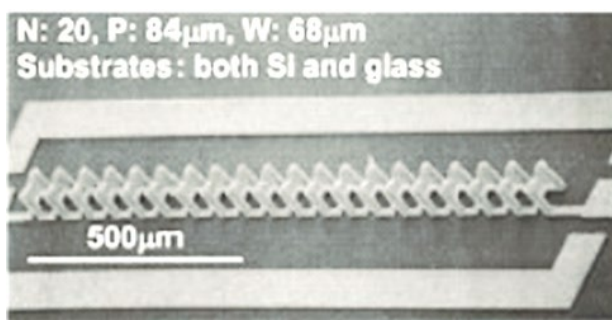
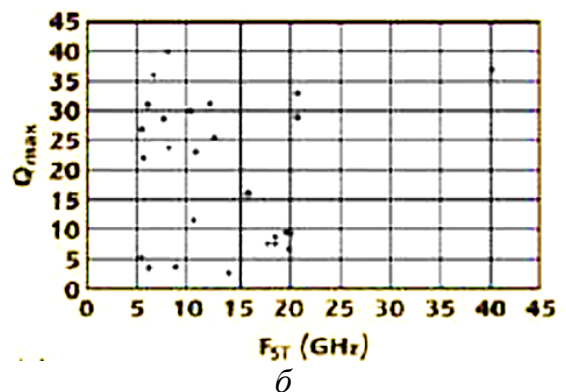


Рисунок 13.4 — Приклади котушок індуктивності, виготовлених за технологією об'ємної мікрообробки

Аналогічним способом за допомогою технології поверхневої мікрообробки реалізуються котушки індуктивності у вигляді витків соленоїда, які розташовані над підкладкою (рис. 13.5).



а



б

Рисунок 13.5 — Котушки індуктивності, виготовлені за технологією поверхневої мікрообробки (а) та їхні характеристики (б)

На рис. 13.5а показана фотографія котушки з індуктивністю 2,3 нГн і добротністю 25,1 на частоті 8,4 ГГц. На рис. 13.5б показані характеристики отриманих в даний час пристроїв.

Мікромеханічні резонатори

За допомогою мікромеханічної обробки можна отримати мікроскопічні планарні резонатори. На рис. 13.6 показано мікромеханічний об'ємний резонатор Х-діапазону (8-12 ГГц), який найбільш підходить для інтеграції в планарні мікросхеми, через сумісність технологій виготовлення. Такий резонатор з розмірами 16х32х0,465 мм у ненавантаженому стані має добротність 506, що тільки на 3,8% нижче, ніж у класичного прямокутного об'ємного резонатора з аналогічними розмірами.

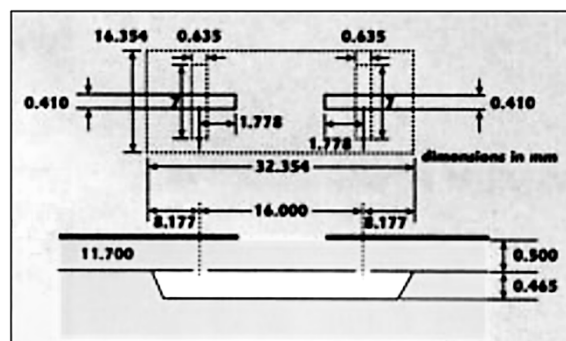
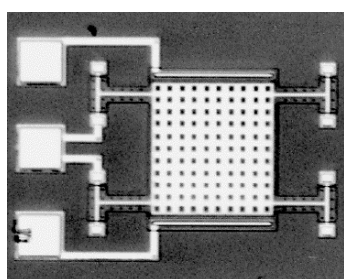


Рисунок 13.6 — Мікрорезонатор Х-діапазону

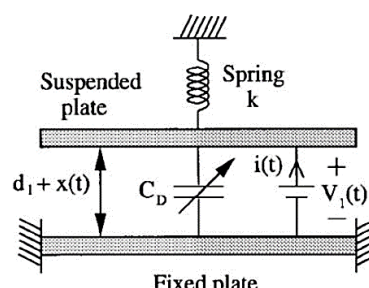
Мікропристрої комутації НВЧ сигналів

МЕМС-варактори можуть бути виконані двома різними способами.

1. Пластинчатий варактор має вигляд двох паралельно розташованих пластин (рис. 13.7).



а



б

Рисунок 13.7 — Зовнішній вигляд пластинчатого МЕМС-варактора (а) та його еквівалентна схема (б)

Номінальна ємність пластин 2,05 нФ, добротність на частоті 1 ГГц — $Q = 20$, а діапазон перестроювання при зміні напруги від 0 до 4 В — 150%. Частота власного резонансу перевищує 5 ГГц.

2. Варактор у вигляді зустрічно-штирьової структури (рис. 138)

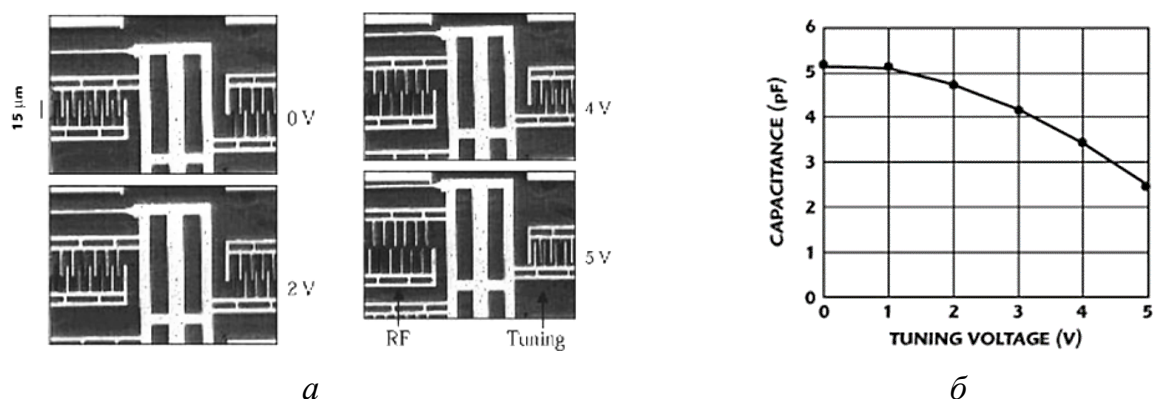


Рисунок 13.8 — Зустрічно-штирьовий варактор (а) та його характеристика (б)

МЕМС-комутатори мають малі внесені втрати та велику розв'язку в розімкненому стані. Особлива увага надається швидкості перемикання та напрузі спрацьовування. Використовуються різні топології та механізми: підвісні консолі, мембрани, сплави із запам'ятовуванням форми. Найпоширеніші механізми, що використовуються для налаштування ємності: електростатичний, п'єзоелектричний, тепловий, біметалічний і магнітний.

Мікропристрої для комутації НВЧ сигналів можна поділити за режимом роботи на вмикачі та перемикачі, а за типом контактних груп — на консольні, плоско-паралельні та торсіонні (рис. 13.9).

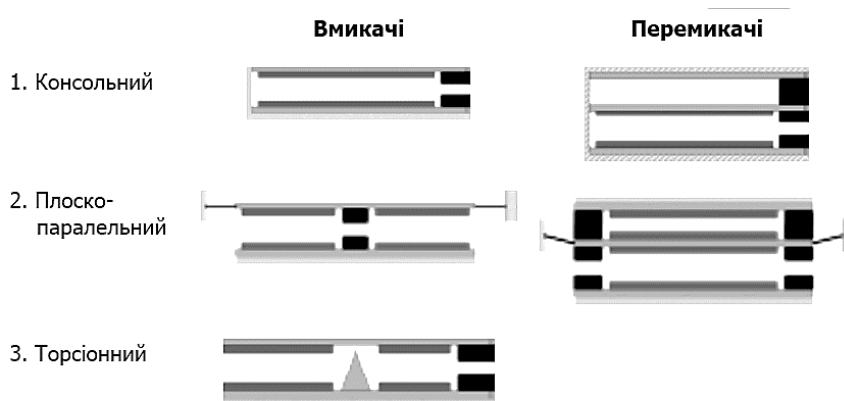


Рисунок 13.9 — Типи контактних груп та режим роботи комутаційних пристроїв

До основних параметрів комутуючих елементів відносять такі.

Послідовний опір. Як правило, ключ часто включається послідовно з лінією передачі сигналу. Будь-який опір, що вноситься ключем під час передачі

сигналу (у включеному стані), сприяє зниженню рівня сигналу. На низьких частотах такий вплив ключа можна виразити у вигляді послідовного опору, що впливає на проходження сигналу.

Напруга спрацювання — необхідний параметр сигналу керування для всіх ключів, що використовуються в радіосистемах. Він визначає їх стан (увімкнено / вимкнено). Рівні напруги таких сигналів для різних ключів можуть сильно розрізнятися. В сучасних електромеханічних ключах значення напруги бажано понизити до робочого рівня інших компонентів пристрою або системи.

Резонансна частота. Всі рухомі частини механічних ключів мають власну резонансну частоту, яку можна виразити через їх масу та коефіцієнт пружності. Механічний резонанс на цих частотах обмежує максимальну швидкість перемикавання, але ніяк не впливає на частоту переданих сигналів.

У табл. 13.1 для порівняння наведені електричні параметри комутуючих пристроїв різних типів.

Таблиця 13.1 — Параметри мікрохвильових комутаторів

Параметр	Активний елемент		
	МЕМС	<i>pin</i> -діод	Польовий транзистор
Напруга, В	20-80	±3-5	3-5
Струм, мА	0	3-20	0
Потужність споживання, мВт	0,05-0,1	3-20	0,05-0,1
Час перемикавання, нс	$1 \cdot 10^3$ - $3 \cdot 10^5$	1-100	1-100
Гранична частота, ТГц	20-80	1-4	0,5-2
Ємність, фФ	1–6	40–80	70–140
Розв'язка (1-10 ГГц)	Дуже висока	Висока	Середня
Розв'язка (10-40 ГГц)	Дуже висока	Середня	Низька
Розв'язка (40-100 ГГц)	Висока	Середня	Немає
Втрати (1-100 ГГц), дБ	0,05-0,2	0,3-1,2	0,4-2,5
Комутована потужність, Вт	> 10	< 10	< 10

Режим роботи мікромеханічного ключа може бути інверсним і нормальним (рис. 13.10). При *інверсному режимі* (а) роботи область витоку підключена до шини живлення, а область стоку — до шини нульового потенціалу.

При **нормальному режимі** (*б*) роботи область стоку підключена до шини живлення, а область виток — до шини нульового потенціалу.

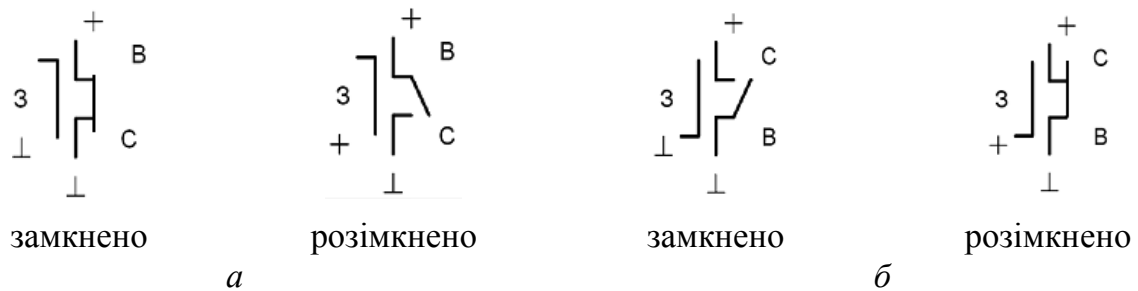


Рисунок 13.10 — Умовні позначення мікромеханічного ключа в інверсному (*а*) та нормальному (*б*) режимах роботи

На рисунку літерами позначено: З – затвор (вивід керування); В – витік (вхід сигналу); С – стік (вихід сигналу).

Комутуючі пристрої електростатичного типу виробляються за технологією поверхневої мікрообробки і мають зовнішній вигляд та конструкцію таку, як на рис. 13.11.

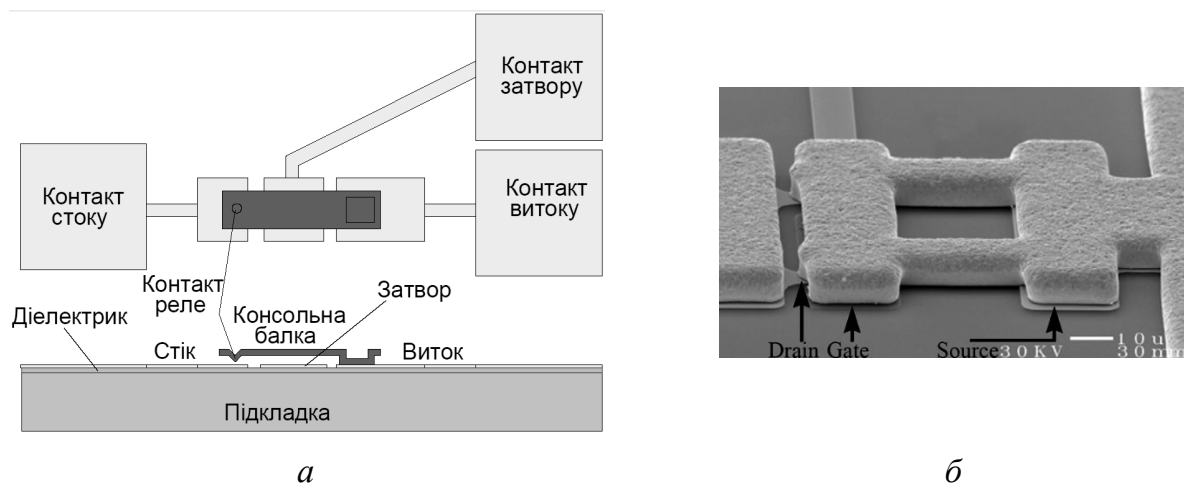


Рисунок 13.11 — Конструкція (*а*) і зовнішній вигляд (*б*) інтегрального мікромеханічного ключа

Проте слід зазначити, що мікромеханічні ключі з електростатичною активацією мають гістерезис (рис. 13.12). Це пов'язано з втратою стабільності електромеханічною структурою. Якщо конструкція дозволяє балці переходити точку втрати стабільності, то ключ замикається і не розмикається до тих пір, поки напруга керування не стане нижчою за порогову напругу виключення. У

даному випадку має місце гістерезис. Усунути гістерезис можна тільки, якщо мікромеханічний ключ замикатиметься, до того, як консольна балка досягне точки втрати стабільності. При цьому порогові напруги включення і виключення будуть однаковими.

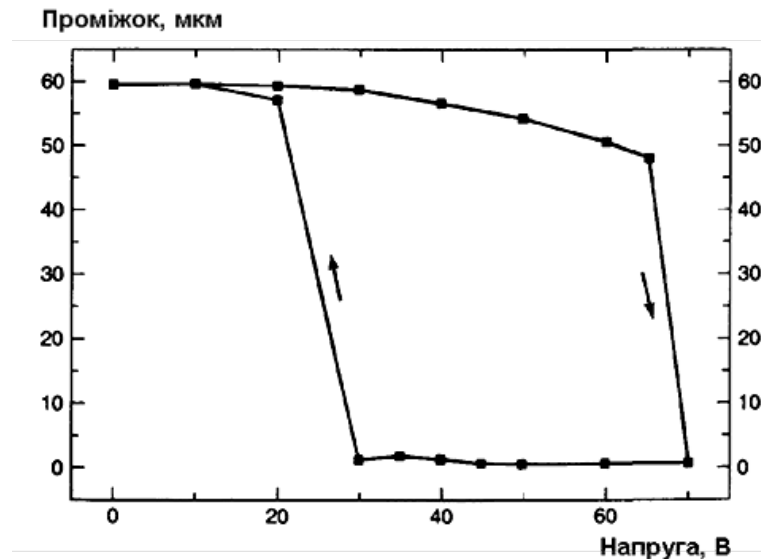


Рисунок 13.12 — Залежність зміни проміжку між електродами ключа від напруги

МСТ пристрої на варакторах

Варактори є важливими компонентами у пристроях, де потрібна настройка схеми (наприклад, в узгоджувальних колах і ГКН – генераторах, керованих напругою).

В даному випадку тенденція зменшення розмірів також зберігається, проте напівпровідникові варактори не можуть бути виготовлені за традиційною технологією інтегральних мікросхем. Необхідні характеристики можна реалізувати тільки для МЕМС-варакторів.

Дек і Сюяма², використовуючи паралельний плоский конденсатор 1,4 пФ ($Q = 14$ на частоті 2 ГГц), виготовлений за стандартною технологією мікрообробки поверхні полікристалічного кремнію, реалізували ГКН на частоті 2,4 ГГц з фазовим шумом 122 дБс/Гц при відстроюванні від несної частоти на 1 МГц і можливістю перестроюванні діапазону напруги на 3,4% відносно 5 В.

² A. Dec and K. Suyama, "Microwave MEMS-based Voltage-controlled Oscillators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 11, Part I, November 2000, pp. 1943-1949.

Принципи побудови інтегральних мікросистем НВЧ діапазону

Інтегральні лінії передачі

Більшість фізичних ефектів, характерних для ліній передачі, що погіршують їхні характеристики, такі як явище частотної дисперсії і, певною мірою, внесені втрати, визначаються властивостями підкладки або середовища перенесення енергії. До більш поширених ліній НВЧ мікросистем відносяться:

- мікросмужкова лінія, на діелектричній мембрані з відносною діелектричною проникністю, близькою до одиниці;
- копланарна екранована лінія передачі; копланарний хвилевід з травленням по верхньому шару;
- мікрохвилевід (хвилевід, виготовлений за технологією MEMS).

На рис. 13.13 наведений зовнішній вигляд зазначених ліній. Копланарний хвилевід, що виготовлений на мембрані за допомогою операції травлення верхнього шару підкладки, має втрати 0,069 дБ/мм на частоті 60 ГГц.

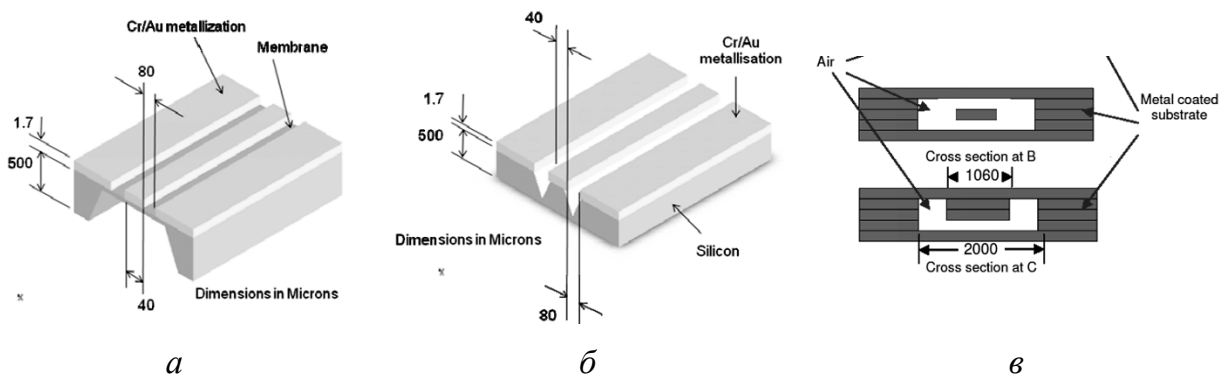


Рисунок 13.13 — Копланарний хвилевід, виготовлений на мембрані (а) та травленням верхнього шару (б), коаксіальний прямокутний та П-подібний мікрохвилевід (в)

Генераторні пристрої на резонаторах. Відомо, що добротність об'ємного резонатора пропорційна його об'єму. Тому природно розглядати використання об'ємних резонаторів в традиційних схемах та застосуваннях, в яких рівень частот і швидкодії не можна реалізувати інакше. До таких схем відносяться, зокрема, генератори постійної частоти і частоти, що налаштовуються електрично. Як приклад, на рис. 13.14 показана ММІС (монолітна мікрохвильова інтегральна схема), до складу якої входить генератор частоти

33,2 ГГц, що має об'ємний резонатор. Резонатор виготовлений за технологією MEMC методом об'ємної мікрообробки. Генератор вбудований у корпус хвилюводу WR-28. Він має фазовий шум 113 дБс/Гц при відстроюванні 1 МГц, що на 18 дБ менше, ніж MMIC без стабілізації.

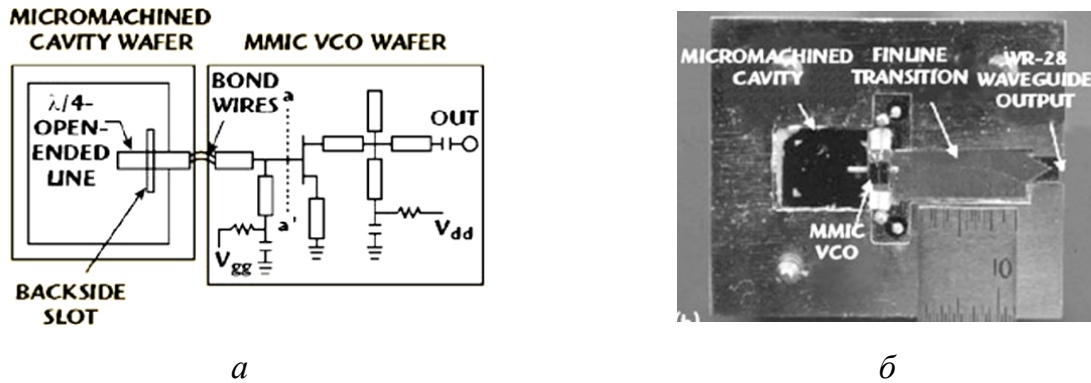


Рисунок 13.14 — Генератор, керований напругою, з об'ємним резонатором: схема (а) та вид пристрою зверху (б)

Пристрої на лініях передачі. Лінії передачі широко використовуються в техніці НВЧ-діапазону і є ключовими елементами багатьох схем і систем. На рис. 13.15 наведено фрагмент фазованої антенної ґратки з відгалужувачем та рупорними антенами (без верхнього шару).

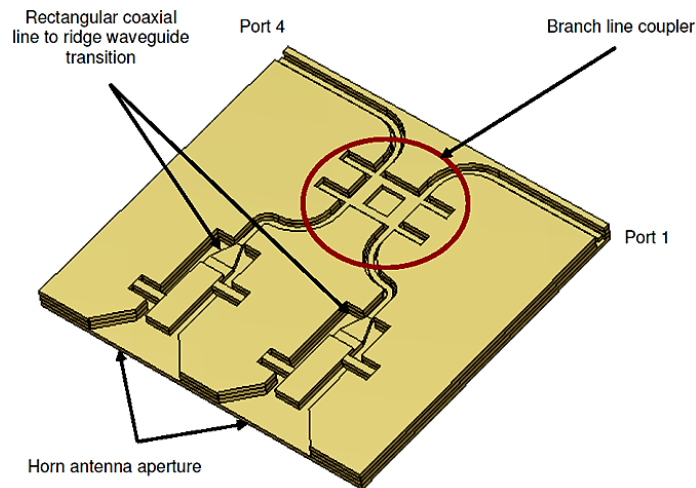


Рисунок 13.15 — Фрагмент фазованої антенної решітки (без верхнього шару), виконаної за MEMC-технологією

Застосування мікросхем НВЧ діапазону потребує вдосконалення способів їх інтеграції в мікросистеми і системи бездротового зв'язку. Типовий приклад

підходу «знизу вверх» при звичайній архітектурі приймача-передавача приведено на рис. 13.16.

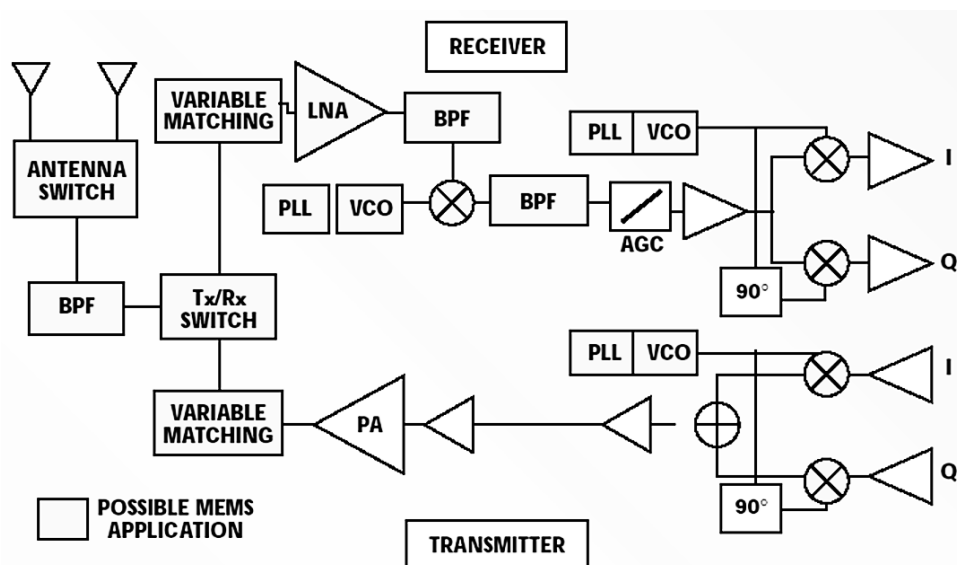


Рисунок 13.16 — Спрощена архітектура звичайного приймача-передавача

В даному контексті ясно, що зовнішні (до мікросхеми) пасивні компоненти, перемикачі, фільтри, ГКН, змішувачі, генератори та диплексери є кандидатами на безпосередню заміну їх на MEMS аналоги. З іншого боку, вже спостерігається певне число рішень, що використовують підхід «зверху вниз», особливо це стосується приймачів-передавачів (рис. 13.17).

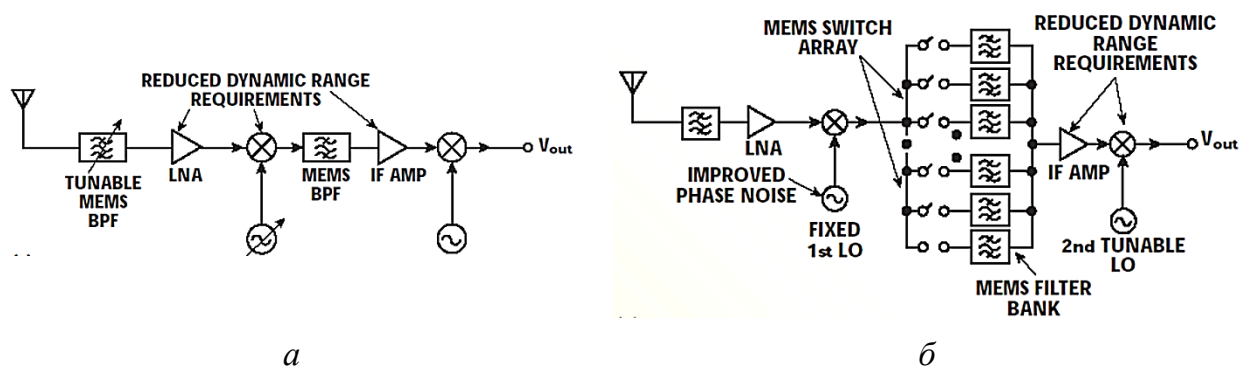


Рисунок 13.17 — Приймач-передавач, виготовлений за MEMS-технологією:
а) з використанням MEMS-фільтра НВЧ тракту, що настраюється; б) з набором фільтрів проміжної частоти

Перший варіант (рис. 13.17а) використовує вхідний фільтр налаштування, що дозволяє підвищити інтеграцію схеми через значне зниження проміжної

частоти. Другий варіант (рис. 13.17б) використовує комутований набір акустичних резонансних фільтрів, завдяки чому відбувається спрощення системи через використання у даному випадку першого генератора-гетеродина з фіксованою частотою.

Створення МЕМС радіосистем НВЧ-діапазону не можливе без відповідного програмного середовища на етапі їхньої розробки, а також швидкого впровадження у виробництво мікрорадіосистем, що базуються на МЕМС-технологіях. Тому інструменти для проектування виробів такого класу стають укр.рай необхідною умовою появи НВЧ мікросистем.



Контрольні запитання

1. Які переваги надають технології МЕМС у виробництві систем бездротового зв'язку?
2. Назвіть три основні технологічних процеси, що використовуються для виготовлення мікросистем. У чому їх відмінність від технологій мікроелектроніки?
3. Вкажіть пасивні елементи можна виготовити, використовуючи МЕМС технології? У яких пристроях їх можна застосувати?
4. Поясніть принцип дії МЕМС-варакторів. Які два типи цих пристроїв існують?
5. Як класифікуються комутаційні пристрої за режимом роботи і типом контактних груп? Які їх основні параметри?
6. Використовуючи табл. 13.1 порівняйте пристрої комутації на основі МЕМС-варакторів, *pin*-діодів та транзисторів. Назвіть переваги кожної з цих груп.
7. Поясніть явище гістерезису в роботі МЕМС-перемикача.
8. Які лінії передачі доцільно використовувати в інтегральних мікрохвильових схемах?
9. В яких пристроях використовуються об'ємні мікрорезонатори? Яке значення їхньої добротності?
10. На прикладі мікросхеми приймально-передавального пристрою поясніть два основні принципи побудови його архітектури.

РОЗДІЛ 3

АНТЕНИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ

Лекція 14 Основні положення теорії антен

Зміст лекції

Загальні відомості про антени

Основні характеристики та параметри антен

Загальні відомості про антени

Електромагнітна хвиля — це є процес, що характеризує електромагнітне поле, параметри векторів якого змінюються за часом та за просторовими координатами (рис. 14.1). Характерною ознакою електромагнітної хвилі є безперервне переміщення поверхні рівних фаз (поширення хвилі).

Фронт хвилі (фазовий фронт, поверхня рівних фаз) — уявлювана нерозривна поверхня, у кожній точці якої вектори електричного (магнітного) поля синфазні.

Амплітудний фронт хвилі — це є уявлювана нерозривна поверхня, у кожній точці якої амплітуда електромагнітних коливань однакова.

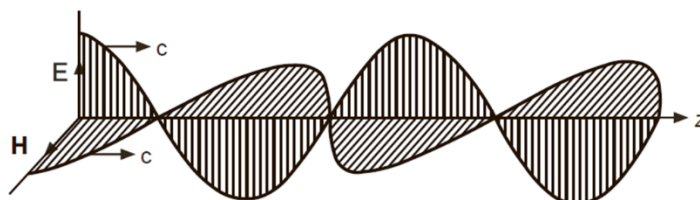


Рисунок 14.1 — Структура електромагнітної хвилі

У см- та мм-діапазонах застосовуються діелектричні антени різної структури, а також комбінації діелектричних хвилеводів та мікросмужкових (МСЛ) елементів (рис. 14.2). Наприклад, в системах аерокосмічної техніки широко використовуються планарні антени щілинного типу. Їх елементарний випромінювач представлено на рис. 14.2 (останній елемент). На основі таких випромінювачів реалізуються фазовані антенні решітки бортових РЛС літаків. Антени є важливою частиною багатьох бездротових систем зв'язку радіочастотного і мікрохвильового діапазонів комерційного та військового призначення.

Для опису властивостей антени використовують поняття ближнього та далекого полів.

Ближнє поле — це поле, що створюється біля антени. Іноді його називають індукційним полем через індукційну дію, яка нагадує процес створення струмом, що протікає через провідник, магнітного поля.

Далеке поле є те, що лежить за межами ближнього поля. Енергія далекого поля випромінюється у простір, тому його часто називають *радіаційним* полем. Вона не передається безпосередньо антені, як у випадку з ближнім полем.

Далека зона антени (хвильова зона, зона Фраунгофера) — це область простору навколо антени, всі точки якої знаходяться на відстані r від центра випромінюючої системи (антени), яка задовольняє умові

$$r \geq 2L^2/\lambda.$$

Ближня зона антени (ближнє поле, зона індукції) — область простору біля антени, усі точки якої знаходяться на відстані

$$r < 0,25L + 0,5L(L/\lambda)^{1/3}$$

від центра випромінюючої системи (антени). У ближній зоні електромагнітне поле носить складний характер (у ньому присутні всі проекції векторів поля), а вектор Пойнтинга є комплексний і може не збігатися за напрямком з радіусом-вектором точки спостереження. В результаті аналізу рівнянь Максвелла в різних зонах можна зробити такі висновки:

- якщо джерелом поля є електричний вібратор, то в ближній зоні переважає електричне поле, напруженість E якого зменшується на відстані як $1/r^3$, а магнітне поле зменшується повільніше, як $1/r^2$, тому характеристичний опір у ближній зоні змінюється як

$$Z_0 = E/H \sim 1/r;$$

- якщо джерелом поля є магнітна рамка, то в ближній зоні переважає магнітне поле, напруженість H якого зменшується на відстані як $1/r^3$, а напруженість електричного поля E — як $1/r^2$, тому характеристичний опір у ближній зоні в даному випадку змінюється як

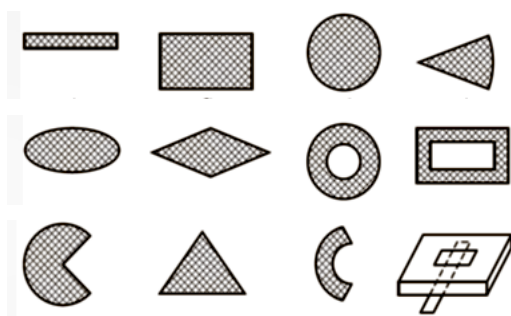


Рисунок 14.2 — Типові форми елементарних МСЛ випромінювачів

$$Z_0 = E/H \sim r;$$

– у далекій зоні напруженості обох полів незалежно від типу випромінювача змінюються як $1/r$, а характеристичний опір дорівнює

$$Z_0 = 120\pi \approx 377 \text{ (Ом)}.$$

У узагальненому вигляді характер електромагнітного поля та зміни характеристичного опору залежно від відстані до джерела ілюструється рис. 14.3.

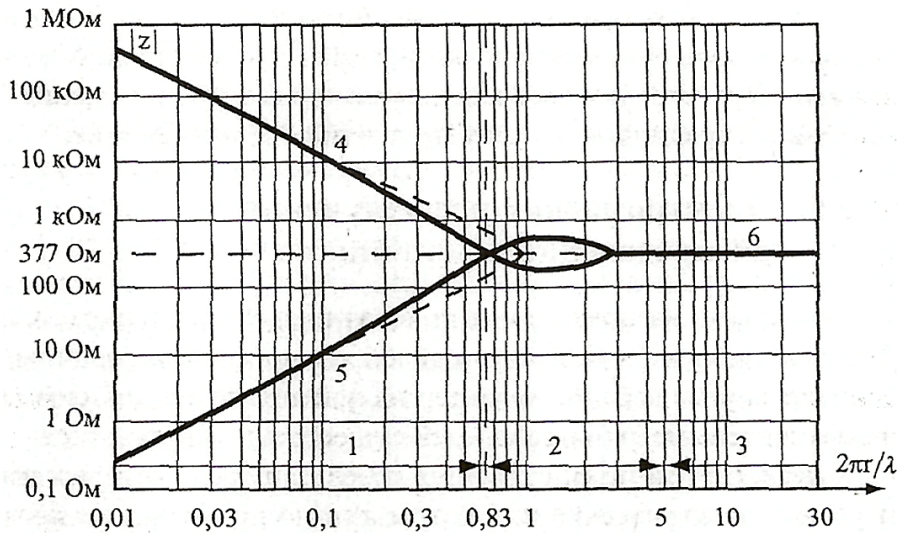


Рисунок 14.3 — Залежність характеристичного опору повітря від відстані:

- 1) у ближній зоні випромінювання електричного (4) і магнітного (5) диполів; 2) у перехідній та 3) далекій зонах

Видно, що в залежності від джерела випромінювання для ближньої зони характерне перевага електричного поля (і великий характеристичний опір), або магнітного поля (і малий характеристичний опір). Зі збільшенням відстані від штирової антени хвильовий опір зменшується зі швидкістю приблизно 20 дБ/декада від великих значень (сотні кОм) і наближається до хвильового опору вакууму. Хвильовий опір рамкової антени, навпаки, збільшується від часток ома зі швидкістю 20 дБ/декада і також асимптотично наближається до хвильового опору вакууму. У перехідній зоні спостерігається коливання хвильового опору. У дальній зоні незалежно від виду джерела є електромагнітне поле, хвильовий опір у вакуумі становить 377 Ом. Отже, при оцінці рівнів радіосигналів поблизу джерел випромінювання необхідно враховувати складний

характер поширення електромагнітної хвилі порівняно з традиційним у дальній зоні.

Найбільш зрозумілий спосіб пояснити принцип дії антени — почати з лінії передачі, вихідний кінець якої залишається відкритим. Відомо, що у перерізі розімкнення лінії знаходиться пучність напруги, і тому від розімкнутої лінії випромінюватиметься енергія. Будь-які відкриті лінії передачі, вони розміщуються поодаль від інших ліній передачі. На рис. 14.4 показана така лінія.

Хоча певна кількість електромагнітної енергії випромінюється від усіх ліній передачі з розімкненим кінцем, відстань, на яку може поширюватись подібне випромінювання, буде обмеженою. Тому такий пристрій не буде ефективною антеною. Потрібно створити засіб, який може випромінювати електромагнітну лінії на більшу відстань. Можна, звичайно, передавати електромагнітну енергію (тобто інформаційні сигнали) до певної точки простору за допомогою лінії передачі, проте це недоцільно та дороге.

На рис. 14.5 показано перший етап перетворення лінії в антену. Тепер вона має розгорнутий кінець, що дозволяє випромінювати більше енергії. Це є початком перетворення лінії у диполь. Коли говориться про дипольну антену, то вважається, що є два полюси, пов'язаних з нею. Один з них знаходиться на верхньому провіднику, а інший — на нижньому провіднику. Поєднання таким чином двох полюсів робить антену ефективною.

Зазвичай антена не схожа на лінію передачі, що розширюється. Це лише дозволяє зрозуміти принцип дії дипольної антени.

На рис. 14.6 показано найбільш популярний тип дипольної антени, розмір кожного повороту якої складає чверть довжини хвилі. Тому вона називається



Рисунок 14.4 — Випромінювання хвиль розімкнутою лінією передачі

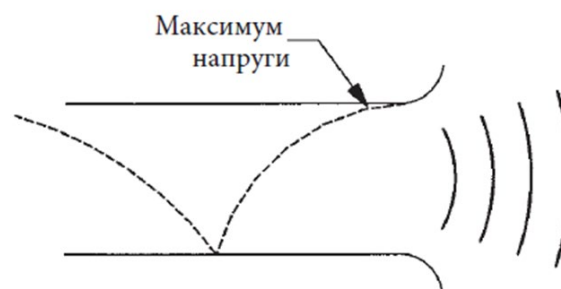


Рисунок 14.5 — Перетворення лінії передачі в антену

напівхвильовою дипольною антеною, або — антеною Герца. Проте, реальна довжина розкриття антени зменшується приблизно на 5% і дорівнює $0,48 \lambda$, а не $\lambda/2$. Якщо це співвідношення виконується, антена буде випромінювати хвилі саме вибраної частоти.) Вигляд диполя Герца наведено, а варіант планарної конструкції такої антени на друкованій платі — на рис. 14.6.

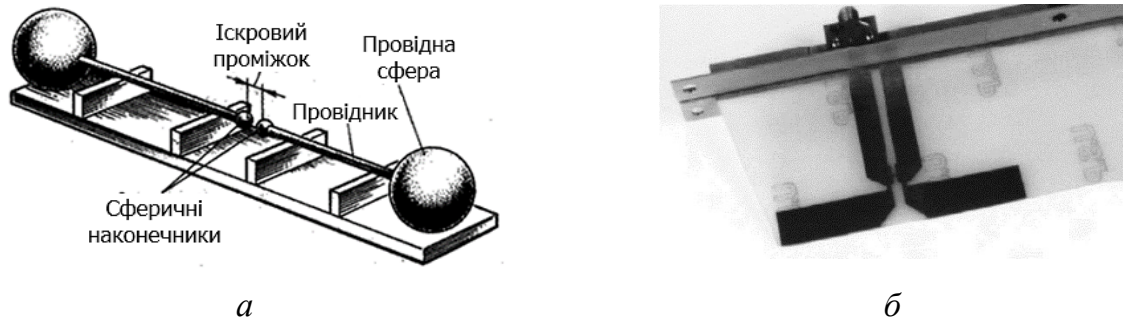


Рисунок 14.6 — Зовнішній вигляд диполю Герца (а) та його виконання у вигляді друкованого вузла (б)

Принцип дії півхвильового вібратора пояснено на рис. 14.7. У зовнішній точці А напруженість магнітного поля H , створеного чвертьхвильовим резонатором дорівнює 0 (рис. 14.7а). Якщо чверть хвильові відрізки повернути на 90° (рис. 14.7б, то напруженості магнітного поля кожного відрізка додаватимуться.

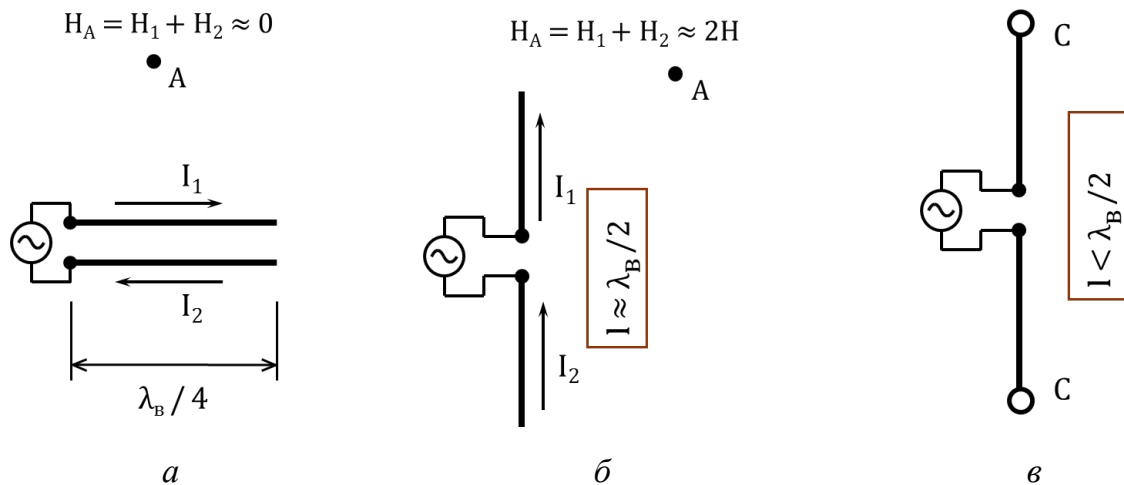


Рисунок 14.7 — Напруженість магнітного поля у точці А для чвертьхвильового резонатора (а), електричного диполя довжини $l \approx \lambda_v / 2$ (б) та довжини $l < \lambda_v / 2$ (в)

Довжина такої антени дорівнює $\lambda_v / 2$ (λ_v — довжина хвилі, що випромінюється у вакуум). Цей випромінювач називається півхвильовим вібратором.

На практиці максимальна потужність випромінювання досягається для довжини $l < \lambda_B/2$ (рис. 14.7в).

Проте більш відома структура дипольної антени з провідником, довжиною у чверть довжини хвилі ($\lambda/4$), який розташований перпендикулярно поверхні землі. У такому разі інша половина півхвильового диполя створюється «дзеркальним відображенням від межі провідного середовища, яким вважається земля (рис. 14.8). Такий тип антени називається *чвертьхвильовим диполем* або антеною Марконі. У точці а (рис. 14.8б) поле буде створюватися внаслідок руху зарядів (струму I) як у чвертьхвильовому провіднику так і в провідному середовищі (землі). Тому можна вважати, що така конструкція еквівалентна півхвильовому вібратору.

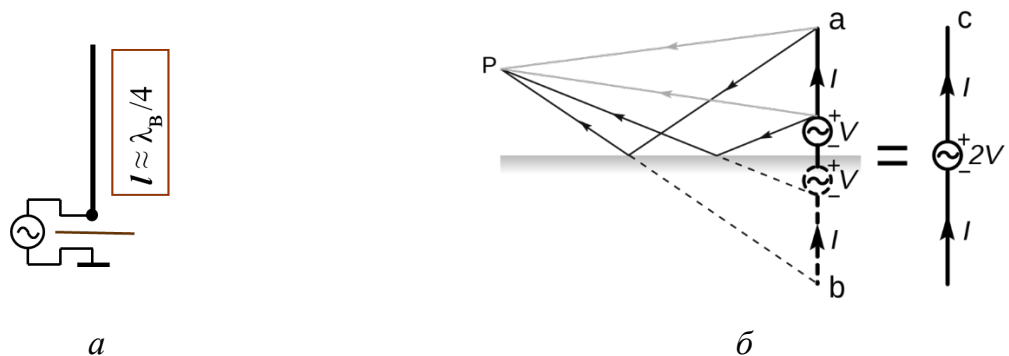


Рисунок 14.8 — Чверть хвильовий вібратор (а) та пояснення принципу його роботи (б)

Рамкова антена — це вид спрямованої антени, яка виконана у вигляді одного або декількох витків дроту (рис. 14.9).



Рисунок 14.9 — Варіанти конструкції рамкової антени:
а) прямокутна; б) кругла; в) кругла активна

Така антена є практичною реалізацією магнітного диполю. Відомо, що струм, що тече у рамці, створюватиме магнітне поле, вектор напруженості

якого перпендикулярний до поверхні рамки. Тому така антена має спрямованість, тобто випромінювання електромагнітних хвиль матиме максимальну інтенсивність саме у цьому напрямку. Спрямовані властивості рамкової антени широко використовуються в радіонавігаційних пристроях для визначення місцезнаходження джерела радіохвиль. Вона має менші габарити ніж диполь, але забезпечує, зокрема, набагато слабкіше приймання.

Основні характеристики та параметри антен

Інтенсивність електромагнітного поля, що створюється антеною у далекій зоні, у певному напрямку залежить від її спрямованості. Векторна комплексна характеристика спрямованості антени описує кутову залежність амплітуди, фази і поляризації антени на фіксованій відстані (рис. 14.10), що відповідає дальній зоні у вигляді добутку трьох складових:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) e^{j\Phi(\theta, \varphi)} [\vec{\theta}_0 + \vec{\varphi}_0 \dot{p}(\theta, \varphi)],$$

де $F(\theta, \varphi)$ – амплітуда напруженості електричного поля; Φ – фаза, а $[\vec{\theta}_0 + \vec{\varphi}_0 \dot{p}(\theta, \varphi)]$ – вектор поляризації; θ – кут місця; φ – азимутальний кут.

Згадуючи те, яким чином лінію передачі можна перетворити на антену, розглянемо більш детально роботу антени. По-перше, антени є відповідними пристроями, які можуть використовуватися як для передачі, так і для прийому. Тому антена має бути ефективною в обох випадках.

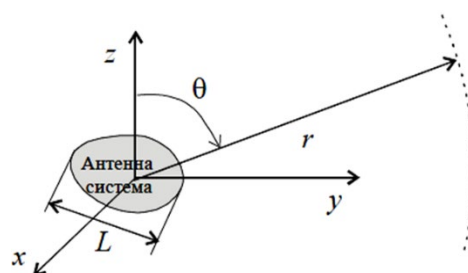


Рисунок 14.10 — Антена у сферичній системі координат

Для подальшого розуміння як функціонують антени необхідно знати термінологію, що використовується для їх опису. Одною із загальних характеристик для всіх антен є *діаграма спрямованості*, яка представляє собою графік потужності випромінюваного сигналу (або прийнятого сигналу) в залежності від напрямку відносно осі антени.

Амплітудна характеристика спрямованості (АХС) антени $F(\theta, \varphi)$ це функція, що відображує залежність амплітуди вектора напруженості електрич-

ного поля антени, центр випромінювання якої знаходиться на початку сферичної системи координат, від кутових координат точки спостереження, розглядуваної на фіксованій відстані в далекій зоні, причому $F_{max}(\theta, \varphi) = 1$.

Діаграма спрямованості (ДС) антени — це є графічне зображення АХС антени. На рис. 14.11 показана типова діаграма спрямованості антени. Найбільша частина енергії спрямована в одному напрямку.

Це називається головною (передньою) пелюсткою (a). Передня пелюстка — це те, на що, перш за все, звертають увагу, коли оцінюють антену. (Якщо антена є неспрямованою, або ізотропною, то енергія буде рівномірно розподілятися у всій кутовій області (360°)).

На рис. 14.12 показана антени в азимутальній площині. Крім головної пелюстки присутні менші за потужністю бічні та задня (зворотна) пелюстка (рис. 14.12а). Як правило ДС наводять в логарифмічному масштабі (рис. 14.12б).

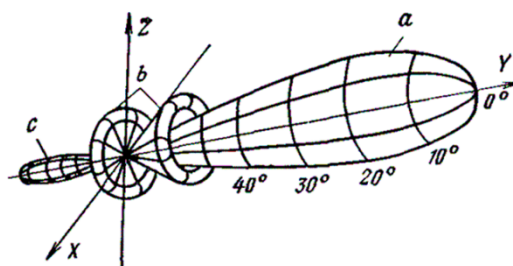


Рисунок 14.11 — Діаграма спрямованості антени

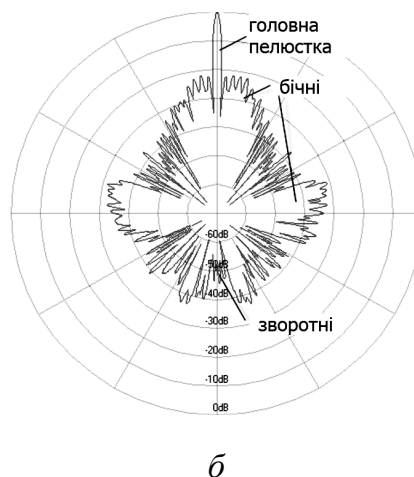
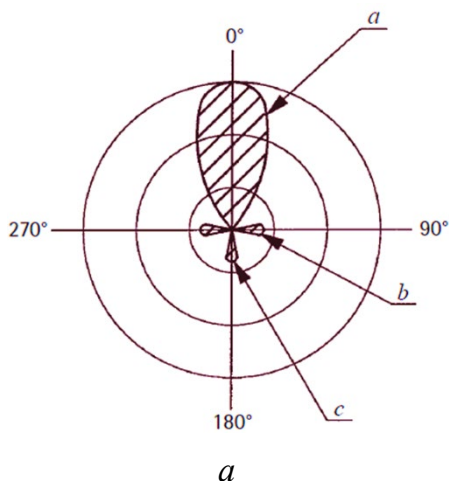


Рисунок 14.12 — Діаграма спрямованості антени в лінійному (а) та логарифмічному (б) масштабі

Діаграма спрямованості — свого роду «паспорт» антени, що характеризує її основні властивості.

На рис. 14.13 і 14.14 наведені відповідно діаграми спрямованості електричного диполя та рамкової антени.

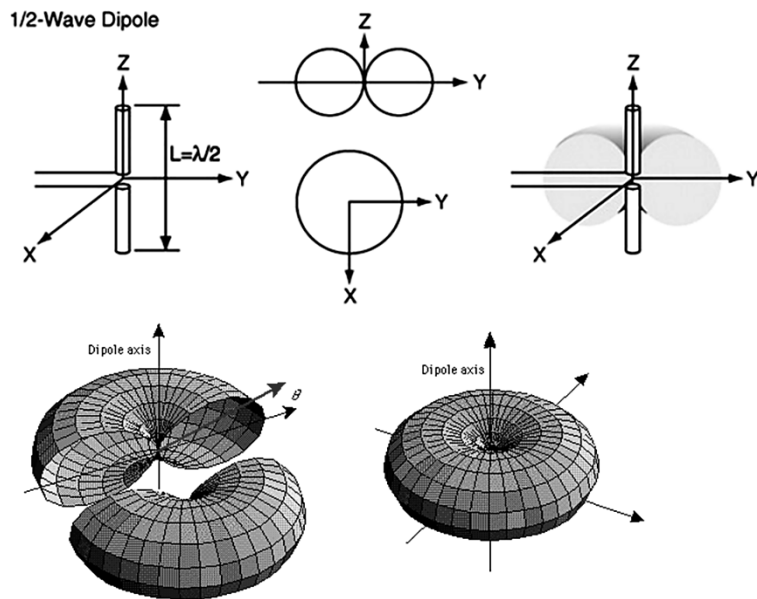


Рисунок 14.13 — Діаграма спрямованості дипольної антени

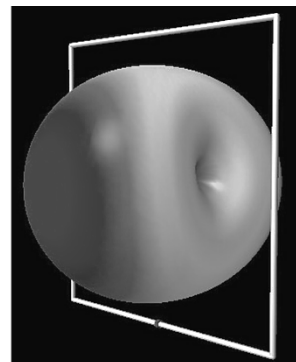


Рисунок 14.14 — Діаграма спрямованості рамкової антени

Коефіцієнт спрямованої дії (КСД) — це позитивне число, що показує у скільки разів інтенсивність в напрямку максимального випромінювання антени більше інтенсивності випромінювання ізотропної антени, за умови рівності повних потужностей, що випромінюються антенами. Часто КСД розглядається як функція кутових координат і є мірою концентрації енергії, що випромінюється антеною у зазначеному напрямі. У цьому випадку найбільше значення цієї функції використовують як поняття "максимальний" КСД.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) антени — відношення потужності випромінювання антени до усієї потужності, що підводиться до антени.

Коефіцієнт підсилення антени (КП) — це позитивне число, що показує, у скільки разів інтенсивність в напрямку максимального випромінювання антени, більше інтенсивності випромінювання ізотропної антени з ККД, що дорівнює одиниці, за умови рівності потужностей, що підводяться до обох антен (іноді його називають ізотропним або абсолютним КП). КП вимірюється у дБ (dB) або в дБі (dBi). «дБі» — це відносна одиниця, нічим по суті від простого децибела не відрізняється, крім визначення еталону, відносно якого здійснюється відлік. Коефіцієнт підсилення антени може визначатись також в «дБд (dBd)». У цьому разі за еталоном є півхвильовий диполь. Проте, використання «дБі» краще, оскільки в спрощує деякі розрахунки, наприклад, розрахунок енергетичного балансу траси радіозв'язку.

Принципової різниці між «дБі» та «дБд» немає:

$$\text{КП(дБі)} = \text{КП(дБд)} + 2,15 \text{ дБ},$$

оскільки КП диполя складає 2,15 дБі.

Раніше у вітчизняній літературі коефіцієнт підсилення антен визначався просто в децибелах. Причому вважалось, що еталоном був півхвильовий вібратор, що відповідає сучасному використанню «дБд». Тому, щоб уникнути плутанини зараз, якщо мова йдеться про коефіцієнт підсилення антени, то використовують «дБі» або «дБд» а не просто «дБ».

Слід розрізняти КСД та КП антени. КСД цілком і повністю визначається формою ДС і не враховує ККД антени, тобто втрати в елементах її конструкції, втрати енергії на відбиття та в об'єктах, розташованих у ближній зоні антени.

Опір випромінювання антени — це дійсний коефіцієнт, що зв'язує потужність випромінювання антени з квадратом ефективного значення струму в заданій точці антени. Величина опору випромінювання залежить від форми антени, її геометричних розмірів та робочої довжини хвилі.

Опір втрат в антені визначається відношенням потужності втрат до квадрата діючого значення струму на вході антени.

Принцип електродинамічної подібності антен. Власні частоти двох геометрично подібних антен відносяться як відповідні їхні довжини. У формули для розрахунку більшості параметрів входять розміри антени, віднесені до довжини хвилі. Виняток складають лише деякі характеристики: опір втрат, ККД,

шумова температура антени. Тому для повної подібності антен треба одночасно зі зміною довжини хвилі змінювати певним чином електричні параметри матеріалів, використаних у конструкції антени (провідність, діелектричну і магнітну проникність). Тільки за цих умов буде отримана повна подібність.

Принцип взаємності антен сформульовано на основі теореми взаємності. Будь-яка антена, що не містить невзаємних елементів, може бути як приймальною, так і передавальною. Чим ефективніше антена випромінює енергію електромагнітного поля, тим краще вона буде її приймати.

Шумова температура антени — характеристика потужності шумів приймальної антени. За формулою Найквіста потужність електромагнітного шуму у смужі частот Δf який випромінює нагріте тіло, дорівнює

$$P_N = kT_N\Delta f,$$

де k — стала Больцмана; T_N — температура випромінюючого тіла.

Тому, якщо відома потужність шумів P_N , то згідно з формулою можна визначати відповідну шумову температуру T_N . Джерелом цих шумів є не сама антена, а об'єкти на Землі та в космосі. Космічна складова шуму залежить від діаметра антени: чим більше діаметр і підсилення, тим вужче основна пелюстка діаграми спрямованості. Відповідно, рівень сторонніх космічних шумів, що приймає антена, буде менше у порівнянні з корисним сигналом. Земна складова шуму антени залежить від кута місця — чим нижче «дивиться» антена, тим більше вона приймає індустриальних завад і шумів від джерел на поверхні Землі. Тому шумова температура — не постійна величина, а функція від кута місця. Як правило, вона вказується в специфікації для одного або декількох значень кута місця. Типова шумова температура параболічної антени діаметром 90 см у К_u-діапазоні (12-18 ГГц) для кута місця 30° сягає 25...30 К.

EIRP (effective isotropic radiated power) — ефективна ізотропна потужність випромінювання). Це важливий термін в антенній техніці, який фактично означає потужність, яку має випромінювати гіпотетична ізотропна антена, щоб отримати той же рівень сигналу в напрямку максимального випромінювання даної антени. Щоб зрозуміти цей факт, необхідно згадати, що антени мають підсилення. Коефіцієнт підсилення робить потужність, що виходить з антени у певному напрямку, набагато більшою, ніж в інших.

EIRP — це добуток потужності передавача і коефіцієнта підсилення антени. Наприклад, потужність вихідного сигналу передавача складає 10 Вт (+ 40 дБм), а антена, що використовується, має коефіцієнт підсилення 30 дБі. Отже у напрямку головної пелюстки фактична вихідна потужність антени становить + 70 дБм. Щоб досягнути того ж результату з ізотропною антеною, потрібно збільшити вихідну потужність передавача до 10 кВт.



Контрольні запитання

1. Дайте визначення амплітудного і фазового фронту хвилі.
2. Що називається ближньою та далекою зоною випромінювання? Як визначається характеристичний опір для цих зон.
3. Поясніть принцип роботи півхвильового та чвертьхвильового диполів.
4. Поясніть принцип роботи рамкової антени.
5. Що називається комплексною характеристикою антени?
6. Дайте визначення амплітудної характеристики антени.
7. Що таке діаграма спрямованості антени? Що означають терміни «головна пелюстка», «бічна пелюстка».
8. Чим відрізняється діаграми спрямованості дипольної та рамкової антен? Чому в пеленгації використовується рамкова, а не дипольна антена?
9. Дайте визначення коефіцієнту підсилення антени, чим він відрізняється від коефіцієнта спрямованості?
10. В яких одиницях вимірюється коефіцієнт підсилення антени?
11. Чому приблизно дорівнює коефіцієнт підсилення дипольної антени?
12. У чому полягає принцип взаємності антен?
13. Поясніть принцип електродинамічної подібності антен.
14. Як визначається шумова температура антени?
15. Поясніть на прикладі термін *EIRP*.

Лекція 15 Антени дециметрового діапазону

Зміст лекції

Антенa Уда-Ягі

Логоперіодична антенa

Антени супутникових навігаторів

Квадрифілярні спіральні антени

Антенa Уда-Ягі

Антенa Уда-Ягі (або директорна антенa) конструктивно виконується як система паралельних симетричних вібраторів, розташованих перпендикулярно осі антени. З генератора сигнал отримує лише один з симетричних вібраторів, який називається *активним*. Збудження інших *пасивних* здійснюється хвилею, що поширюється вздовж системи випромінювачів. Її джерелом є активний випромінювач. Тому діаграма спрямованості (ДС) директорної антени суттєво змінюється в порівнянні з одиночним симетричним вібратором. Узагальнений ескіз директорної антени наведений на рис. 15.1.

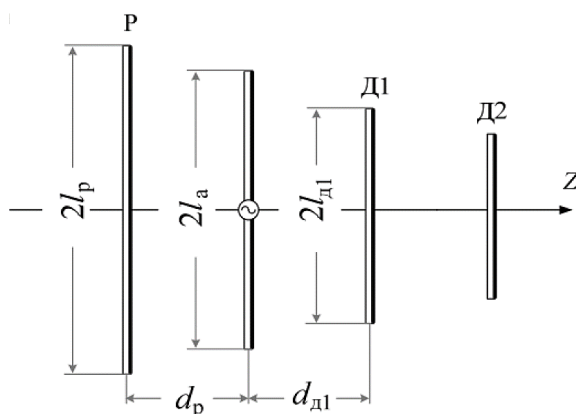


Рисунок 15.1 — Структура директорної антени

Принцип дії директорної антени полягає у додаванні в просторі полів декількох випромінювачів, амплітуди та фази струмів в яких такі, що в одному напрямку осі z напруженості електромагнітного полів, створених окремими випромінювачами, підсумовуються, а в протилежному — нейтралізуються. Амплітуда і фаза струму в пасивних випромінювачів визначається відстанями d_{di} (i – порядковий номер директора, починаючи з активного випромінювача)

і d_p від відповідного пасивного до активного випромінювача та налаштуванням: зміною довжини плечей директорів і рефлектора (Р). *Рефлектор* — це пасивний випромінювач, що має найбільшу довжину (на 5-10% довше активного). Він відбиває енергію в бік активного випромінювача і гасить випромінювання «назад», тобто в свою сторону. Пасивні випромінювачі, довжина яких в середньому на (10...15)% коротше довжини активного випромінювача, називають *директорами* (Д). Вони концентрують результуюче випромінювання у напрямку z і гасять в бік активного випромінювача.

Принцип дії директорної антени можна пояснити за допомогою векторних діаграм. Напруженість електричного поля $\vec{E}$, що випромінюється антеною позитивному та негативному напрямку осі z , є векторною сумою напруженостей полів активного випромінювача, директора і рефлектора. Фазове зміщення випромінюваних пасивними випромінювачами полів по відношенню до поля активного випромінювача, визначається фазами струмів, що збуджують пасивні випромінювачі, по відношенню до фази струму в активному випромінювачі. При розгляді фазових співвідношень необхідно враховувати, що активний випромінювач має резонансну довжину, тобто його вхідний опір чисто активний R_a ; довжина рефлектора більше резонансної, тому його вхідний опір, поряд з активною складовою R_p , має реактивну складову X_p , що має індуктивний характер; довжина директора менше резонансної, тому його вхідний опір має активну складову R_d і ємнісну реактивну складову X_d .

Розглянемо роботу системи «активний симетричний вібратор – пасивний рефлектор» в припущенні, що $0,15 \leq d_p / \lambda \leq 0,25$. Покажемо за допомогою векторних діаграм (рис. 15.2), що в напрямку від рефлектора до активного симетричного вібратора Напруженості електричного поля випромінювачів складаються, а в протилежному напрямку – віднімаються. Для визначення напруженості електричного поля в вищевказаних напрямках необхідно знати, як зміщені за фазою вектор напруженості електричного поля $\vec{E}_a$ активного симетричного вібратора біля його поверхні і вектор напруженості електричного поля рефлектора $\vec{E}_p$ біля його поверхні. Встановити співвідношення фаз можна за допомогою векторної діаграми (рис. 15.2а).

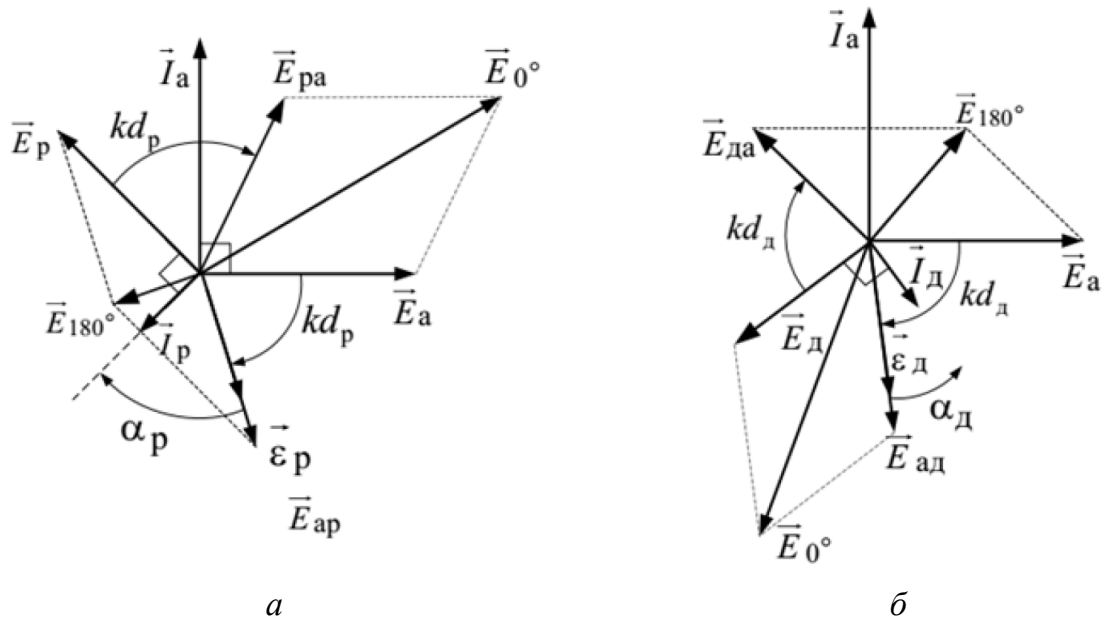


Рисунок 15.2 — Векторні діаграми для поля випромінювання директорної антени, створені комбінаціями: пасивний рефлектор і активний випромінювач (а) та пасивний директор і активний випромінювач (б)

Нехай вектор струму I_a в активному вібраторі займає положення на комплексній площині як показано на рисунку. З теорії антен відомо, що при довжині плеча симетричного вібратора $l_a \leq 0,25\lambda$ напруженість поля, створюваного вібратором на відстані d в напрямку, перпендикулярному осі випромінювача z (рис. 15.1), визначається як

$$E = -j \frac{60I_0}{d} \exp(-jkd),$$

де d – відстань від симетричного вібратора до точки спостереження; I_0 – пучність струму на плечах симетричного вібратора; $k = 2\pi/\lambda$ – модуль хвильового вектора, а λ – довжина хвилі.

В цьому випадку електричне поле активного вібратора біля його поверхні $\vec{E}_a$ відстає за фазою від струму на кут $\pi/2$. На шляху до рефлектора це поле запізнюється по фазі на кут kd_p і наводить на рефлекторі електрорушійну силу (ЕРС) $\vec{E}_p$, яка збігається за фазою з електричним полем біля поверхні рефлектора $\vec{E}_{ap}$ яка визначається відповідно до виразу

$$\vec{E}_p = \vec{E}_{ap} \cdot l_{др},$$

де $\vec{E}_{ap}$ – поле активного симетричного вібратора біля поверхні рефлектора; $l_{др}$ – діюча довжина рефлектора.

Оскільки реактивний вхідний опір рефлектора має індуктивний характер ($X_p > 0$), то струм в рефлекторі $\vec{I}_p$ запізнюється за фазою відносно $\vec{E}_p$ на кут $\alpha_p = \arctg(X_p/R_p) > 0$.

Напруженість електричного поля $\vec{E}_p$, створюваного біля поверхні рефлектора цим струмом, відстає від струму $\vec{I}_p$ за фазою на кут $\pi/2$. На шляху до активного вібратора поле рефлектора запізнюється по фазі на кут kd_p і стає приблизно синфазним з полем активного випромінювача. Тому результуюче поле в позитивному напрямку осі z $\vec{E}_{0^\circ} = \vec{E}_{pa} + \vec{E}_a$ посилюється. Поля $\vec{E}_{ap}$ і $\vec{E}_p$ приблизно протифазні, тому результуюче поле в напрямку рефлектора (негативний напрямок осі z) $\vec{E}_{180^\circ} = \vec{E}_{ap} + \vec{E}_p$ відносно мале.

Аналогічно можна розглянути роботу частини директорної антени, яка складається з пасивного директора і активного випромінювача. Нехай вектор струму $\vec{I}_a$ в активному вібраторі займає положення на комплексній площині, як показано на рис. 15.2б. Електричне поле активного симетричного вібратора біля його поверхні $\vec{E}_a$ відстає за фазою від струму $\vec{I}_a$ на кут $\pi/2$. При своєму поширенні в напрямку директора поле запізнюється по фазі на кут kd_d і наводить в директорі ЕРС $\vec{E}_d$, що збігається за фазою з електричним полем біля поверхні директора $\vec{E}_{ad}$. Оскільки реактивний опір директора носить ємнісний характер ($X_d < 0$), то струм в директорі $\vec{I}_d$ випереджає за фазою $\vec{E}_d$ на кут $\alpha_p = \arctg(X_p/R_p)$. Напруженість електричного поля $\vec{E}_d$, створеного біля поверхні директора струмом $\vec{I}_d$, відстає від цього струму по фазі на кут $\pi/2$. На шляху до активного вібратора поле директора запізнюється по фазі на кут kd_d і стає приблизно протифазним з полем активного симетричного вібратора. Тому результуюче поле $\vec{E}_{180^\circ} = \vec{E}_{da} + \vec{E}_a$ послаблюється в напрямку від директора до активного випромінювача. Поля $\vec{E}_{ad}$ і $\vec{E}_d$ приблизно синфазні, тому результуюче поле $\vec{E}_{0^\circ} = \vec{E}_{ad} + \vec{E}_d$ підсилюється в напрямку від активного випромінювача до директора.

Логоперіодична антена

Широкодіапазонні логоперіодичні антени конструюються на основі принципу електродинамічної подібності, згідно з якою дві антени на хвилях λ_1 і λ_2 мають однакові електричні характеристики, якщо всі їхні геометричні розміри пропорційні відношенню довжин хвиль λ_1/λ_2 . При цьому провідність навколишнього середовища і матеріалу, з якого виконуються обидві антени, повинні змінюватися відповідно з таким же відношенням.

Остання вимога при виконанні антен з металу з високою питомою провідністю і при розміщенні антен в повітрі не є вирішальною і може не виконуватися. Принципом електродинамічної подібності задовольняють антени нескінченних розмірів, форма яких повністю визначається кутами. Для забезпечення частотної незалежності антенні структури повинні мати властивість «кінцевого відсікання струму». Це означає, що для будь-якої частоти струм тече в межах ділянки, розмір якої визначається довжиною хвилі. За межами ділянки (активної області антени) струм швидко згасає (відсікається).

Для пояснення цього явища слід звернутися до теорії збудження періодичних структур, з якої відомо, що можливі два режими роботи:

- 1) уздовж структури поширюється без випромінювання електромагнітна хвиля;
- 2) спостерігається випромінювання електромагнітних хвиль в навколишнє середовище.

Режим роботи періодичної структури визначається співвідношенням між коефіцієнтом фази збуджувальної хвилі, що поширюється вздовж структури, і періодом структури. При малому періоді (в порівнянні з довжиною хвилі) випромінювання відсутнє. При рівності періоду структури і довжини хвилі має місце інтенсивне резонансне випромінювання. У такому разі енергія первинної збуджувальної на кінці структури практично повністю перетворюється в енергію випромінюваних електромагнітних хвиль. Причому збудження структури поза областю випромінювання різко зменшується, і обмеження структури не порушить режим її роботи. Період структури у довгоперіодичній антені є змінним, поступово збільшуючись в напрямку від точки збудження. Тому відсікання струму в цих антенах можна пояснити тим, що для будь-якої

хвилі (в разі нескінченної структури) завжди знайдеться така обмежена область антени, в межах якої співвідношення між періодом структури і довжиною хвилі відповідає режиму інтенсивного випромінювання.

Частотно-незалежною антеною, таким чином, є така антена певних розмірів, яка для конкретного діапазону хвиль має всі властивості нескінченних антен. Максимальна хвиля її робочого діапазону визначається максимальними розмірами антени, а мінімальна хвиля — точністю реалізації структури поблизу точок збудження антени. Приклад плоскої логоперіодичної структури показаний на рис. 15.3.

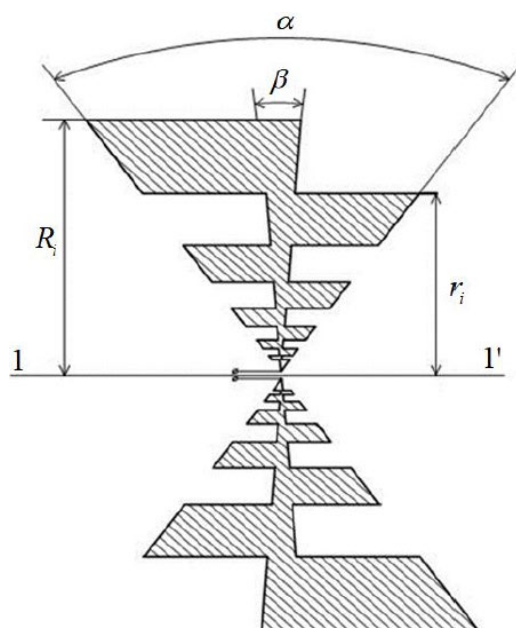


Рисунок 15.3 — Плоска логоперіодична структура

Логоперіодичною антеною (ЛПА) є сукупність елементів, розміри яких утворюють геометричну прогресію зі знаменником τ : $R_{i+1}/R_i = r_{i+1}/r_i = \tau$.

Очевидно, що зміна всіх розмірів нескінченної структури в раз призведе до отримання структури, форма якої повністю збігається з вихідною. Тому електричні характеристики логоперіодичної антени повторюються лише на частотах, що утворюють геометричну прогресію зі знаменником τ : $f_0, f_0\tau, f_0\tau^2, \dots, f_0\tau^n$.

При зображенні на шкалі частот з логарифмічним масштабом значення утворюють періодичну послідовність з постійним періодом, рівним $\ln\tau$, що і визначило назву антен цього типу. Очевидно, що в межах одного періоду зміни частоти від $f_0\tau^n$ до $f_0\tau^{n+1}$ електричні характеристики логоперіодичних антен будуть змінюватися. Невід'ємною умовою для якої антена практично вважається частотно-незалежною, є досить мала зміна її електричних характеристик в межах одного періоду частоти. Ця умова справедлива при такому конструктивному виконанні частотно-незалежної структури, при якому один період зміни частоти є малим. При цьому слід зазначити, що виконання антен у

вигляді структур, аналогічних наведеної на рис. 15.3, є додатковою гарантією виконання зазначеної умови. Сталість вхідного опору антени пояснюється таким чином. Короткі вібратори, розташовані між точкою живлення та активною областю, слабо збуджуються, і їхній вплив зводиться до незначної зміни еквівалентного хвильового опору лінії живлення і зміни фазової швидкості в ній. Вібратори активної області розташовані на відстані $\lambda/4$ один від іншого, і відбиті ними хвилі значною мірою взаємно компенсуються. Крім того, електрична відстань від точки живлення до активної області постійна, тому перерахований до входу антени еквівалентний опір з частотою не змінюється.

Описаний принцип дії антени зберігається і в тому випадку, коли обидві половинки структури утворюють деякий кут γ , а випромінювальні елементи мають трапецеїдальну форму. Для виконання принципу електродинамічної подібності товщина виступів антени також мала б збільшуватися пропорційно відстані R ; проте досвід показує, що для значень коефіцієнтів перекриття до 20, сталість товщини випромінюючих елементів практично несуттєва. Параметр τ визначає також частотну періодичність характеристик антени, оскільки

$$\tau = f_i / f_{i+1},$$

де f_i і f_{i+1} – частоти, що відповідають резонансам i -го та $(i + 1)$ -го виступів відповідно (i -й виступ резонує разом з таким же виступом другого елемента, якщо його довжина виявляється близькою до чверті довжини хвилі).

Чим менше τ , тим менше кількість зубців в антені при заданому R_1 . Величина може бути в межах від 0,5 до 0,9. Живлення плоскої логіперіодичної структури може бути здійснено за допомогою коаксіального кабелю. Проте через великий вхідний опір антени не можна реалізувати хороше узгодження.

Основними параметрами одного антени з трапецеїдальними виступами є τ і кут α . Центр випромінювання одного логіперіодичної структури знаходиться в межах її активної області, тому зі зміною довжини хвилі переміщується по антені; проте його відносна відстань від вершини (виражена в довжинах хвиль) залишається для певної структури постійною. При кутах, що не перевищують 60° , величина параметра τ майже не впливає на положення фазового центру. Зменшення ж кута, природно, веде до збільшення відстані між центром випромінювання і вершиною структури.

На рис. 15.4 наведено загальний вигляд логоперіодичної антени «*Rohde & Schwarz HL223*».

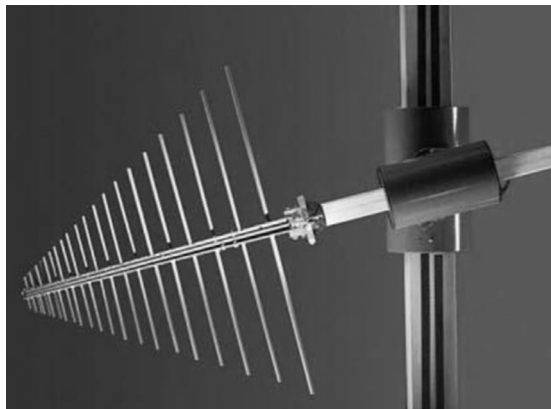


Рисунок 15.4 — Логоперіодична антена «*Rohde & Schwarz HL223*»

Антени супутникових навігаторів

Система супутникової навігації включає в себе велику кількість наземних і космічних сегментів. Під космічним сегментом зазвичай розуміють сукупність штучних низькоорбітальних супутників Землі. Ці супутники є джерелами навігаційних сигналів, які приймаються супутниковими навігатором (СН) і використовуються для визначення координат точки, в якій він розташований. Визначення координат прийнято називати навігаційним завданням (рис. 15.5).

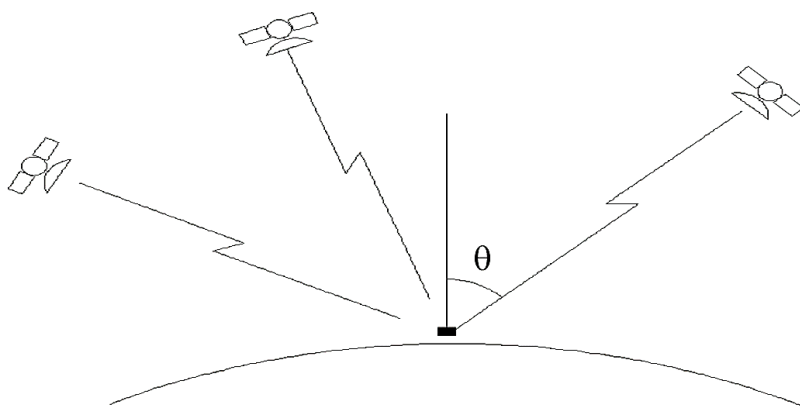


Рисунок 15.5 — Принцип супутникової навігації

Положення низькоорбітальних супутників постійно змінюється у часі. При цьому функціями часу є як їх азимутальні φ , так і кутові координати θ , в

локальній сферичній системі координат, пов'язаної з користувачем навігаційної системи. Таким чином, потенційне джерело сигналу може мати довільний азимутальний кут від 0 до 360° і кут місця в межах від 0 до 90°.

Отже можна сформулювати першу вимогу до діаграми спрямованості (ДС) антени СН, яка в ідеальному випадку має *напівсферичну форму*.

Особливістю навігаційних систем є використання для передачі сигналів хвиль правої кругової поляризації. Хвилі кругової поляризації зручно приймати користувачеві, положення якого в просторі по відношенню до джерела випромінювання може бути довільним, оскільки фактор взаємної орієнтації антен на супутнику і СН не має такого значення, як для хвиль лінійної поляризації. Отже антена СН повинна мати кругову поляризацію. Поляризаційні властивості антен прийнято описувати за допомогою коефіцієнта еліптичності (КЕ). Для ідеальної антени кругової поляризації він дорівнює одиниці. Погіршення поляризаційних характеристик призводить до зменшення КЕ.

Коефіцієнт підсилення (КП) є важливим параметром антени СН, від якого суттєво залежить ефективність всієї системи в цілому. З теорії антен відомо, що КП антени G можна представити у вигляді добутку її коефіцієнта спрямованої дії (КСД) D і коефіцієнта корисної дії (ККД) η

$$G = D\eta.$$

Ідеальна антена СН має КСД рівний 3 дБі. Збільшити його неможливо через необхідність виконання вимог щодо діаграми спрямованості (див. вище). На практиці він виявляється вищим за значення 3 дБ, оскільки ДС реальної антени зменшується при кутах θ близьких до 90°. Таким чином, умови прийому сигналів від супутників, розташованих у зеніті покращуються, а від супутників, що знаходяться поблизу горизонту, погіршуються.

Отже, підвищення КСД антени не використовується у системах супутникової навігації, на відміну, наприклад, від радіолокаційних систем. Єдиним засобом покращення енергетичних параметрів є накопичення сигналу, що реалізується за допомогою кореляційних методів обробки. Проте збільшується час, необхідний для її виконання. Причому, чим менше КП антени, тим він має бути більшим. Можна зробити висновок, що вимоги до КП антени залежать від динамічних характеристик об'єкта, на якому встановлено СН.

Жорсткі вимоги до КП антени (насправді, до її ККД, оскільки КСД практично фіксований) пред'являються до СН з високою динамікою. Прийнятним значенням ККД у цих випадках вважається мінус (1-2) дБ. В системах з низькою динамікою розробники часто свідомо йдуть на зниження ККД, завдяки чому досягається зменшення габаритів антени та мініатюризація всього СН. У цих випадках ККД може дорівнювати мінус (3-6) дБ. У технічних вимогах до антен СН нормується зменшення КП у смузі частот. Як правило, це не менше 1-1,5 дБ відносно максимального значення.

Частотний план існуючих нині систем супутникової навігації багато в чому визначає вимоги до антен СН, зокрема широкої смуги робочих частот.

Видно, що діючі навігаційні системи GPS і ГЛОНАСС функціонують у двох рознесених діапазонах: L1 і L2 (рис. 15.6). Діапазон L1 є загальнодоступним діапазоном, який використовується, в тому числі, для комерційних програм. Діапазон L2 — діапазон високої точності призначений для вирішення спеціальних завдань.

Наведені вище технічні вимоги до антен СН дозволяють представити ідеальну антену, яка повинна мати досить малі розміри, напівсферичну ДС, високі КЕ і КП, низьку вартість тощо. Насамперед, серед антен, що знаходять застосування в СН, необхідно виділити друковані антени (ДА).

Найбільш поширена на практиці напівхвильова ДА (патч-антена) показана на рисунку. Вона представляє смужковий провідник, наприклад, прямокутної форми, нанесений на поверхню діелектричної пластини. ДА найчастіше розташовується на металевому екрані.

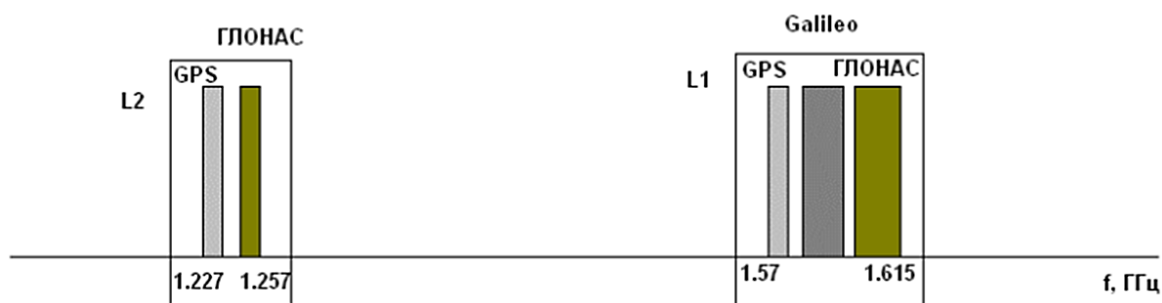


Рисунок 15.6 — Частотні діапазони супутникової навігації

Квадрифілярні спіральні антени

Поряд з ПА в СН знаходять широке застосування квадрифілярні спіральні антени (КСА). Структура та приклад такої антени представлені на рис. 15.6. В цілому, необхідно відзначити, що КСА менш технологічні, ніж ДА і мають великі габаритні розміри. Основною їх перевагою є односпрямована ДС.

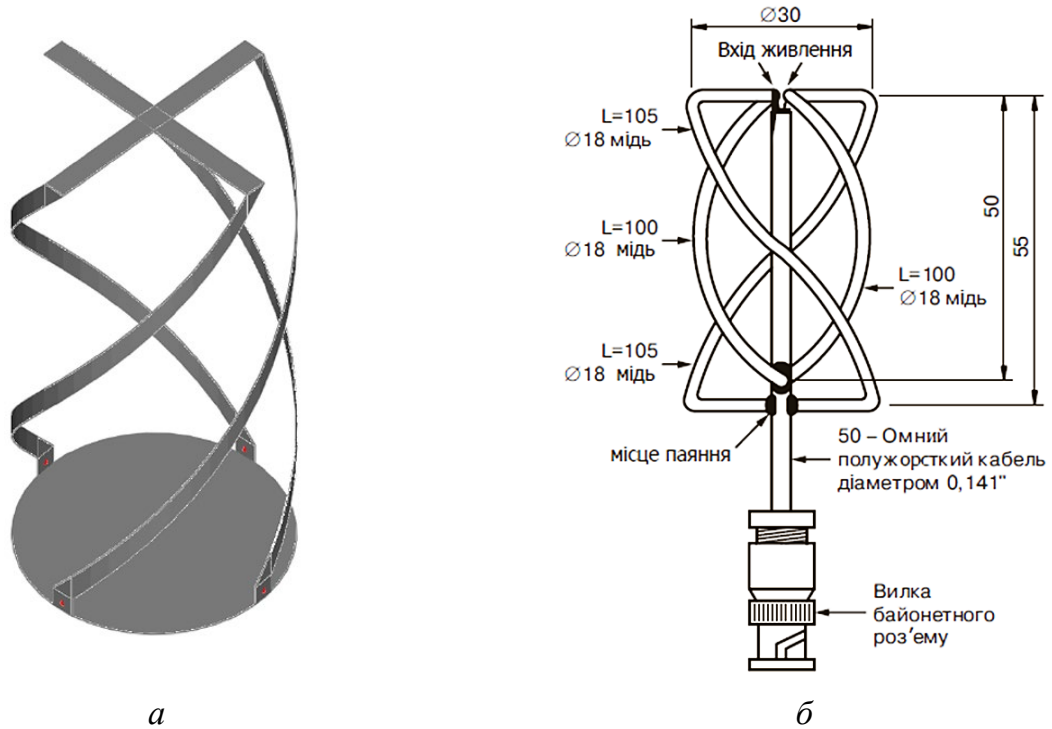


Рисунок 15.7 — Півхвильова квадрифілярна спіральна антена (а) та ескіз конструкції для системи GPS (1575,42 МГц) (б)

Необхідно сказати, що ДА без металевого екрану інтенсивно випромінює практично у всіх напрямках. Випромінювання в нижній півпростір є вкрай небажаним ефектом, який породжує режим багатопроменевого поширення навігаційних сигналів від супутників за рахунок прийому антенної хвилі відбитих від поверхні землі. Точність вимірювання координат у цьому режимі значно знижується. Практично єдиним засобом боротьби з таким явищем є створення антен зі зменшеним рівнем випромінювання в нижній півпростір. У випадку ДА це досягається за допомогою металевих екранів. У випадку КСА не має потреби застосовувати екрани, її ДС буде суттєво послаблена у певному напрямку. Квадрифілярна спіральна антена (КСА), була запропонована ще в

1966 р. і вважається найкращою антеною для супутникової навігації. Вона характеризується круговою поляризацією та діаграмою спрямованості у формі кардіоїди, спрямованої вгору. Антена живиться зверху, причому її плечі діють як симетруючі трансформатори. Поверхневі струми стікають до тильної частини та компенсуються у точці короткого замикання.

Для отримання правокругової поляризації витки спіралі укладаються вліво. На приведеному ескізі конструкції розміри відповідають налаштуванню антени на частоту діапазону L1 системи GPS (1575,42 МГц) (рис. 15.7б).

На рис. 15.8 наведені діаграми спрямованості для півхвильової квадрифілярної спіральної антени в різних діапазонах супутникової навігації.

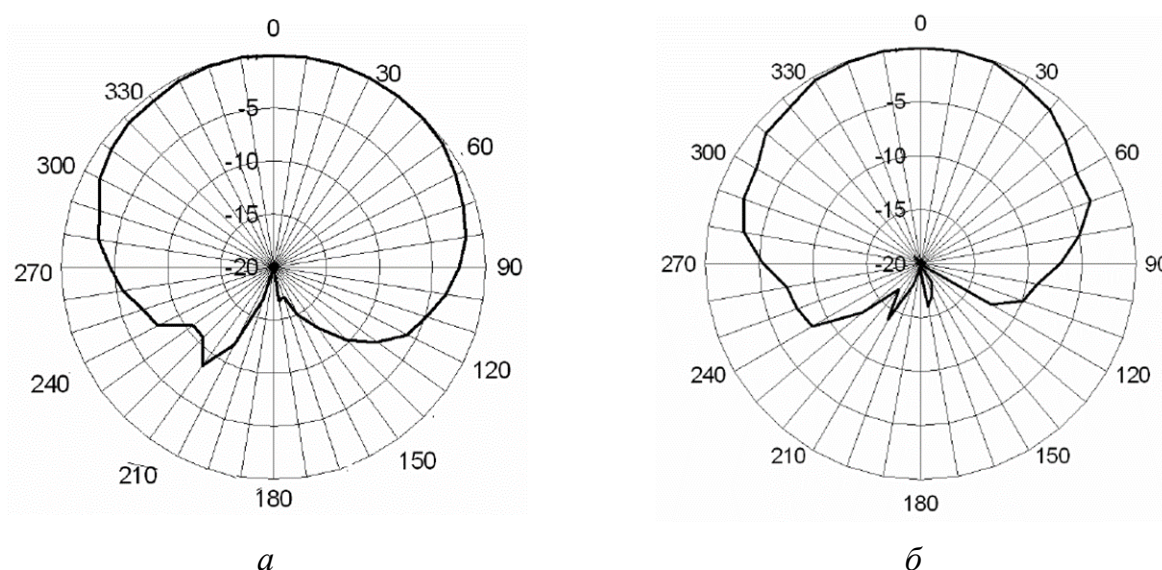


Рисунок 15.8 — Діаграма спрямованості півхвильової КСА для діапазонів супутникової навігації L1 (а) та L2 (б)

Існують також квадрифілярні спіральні антени, у яких довжина провідників складає чверть хвилі (рис. 15.9). Взагалі антени такого типу можна мати дрову конструкцію, яку можна вважати відрізком двопровідної лінії довжиною півхвилі, замкненої на кінці (рис. 15.7а) або довжиною чверть хвилі, розімкненої на кінці (рис. 15.9).



Рисунок 15.9 — Чвертьхвильова квадрифілярна спіральна антена



Контрольні запитання

1. Поясніть конструкцію та принцип дії директорної антени.
2. Яку мінімальну кількість випромінювачів може мати така антени? Поясніть їх призначення?
3. У якому напрямку випромінює директорна антена?
4. Яку реактивність мають директор і рефлектор і чому?
5. Зміною яких конструктивних параметрів налаштовується антена?
6. Що означає електродинамічна подібність антен?
7. Поясніть термін «логоперіодична». Про який період йдеться?
8. Як мають співвідноситися довжина хвилі та просторовий період структури логоперіодичної антени?
9. У якої антени більше частотний діапазон: у директорної чи логоперіодичної?
10. Які вимоги висуваються до антен пристрої супутникової навігації?
11. Які антени використовуються для передавання та приймання сигналів супутникових навігаторів?
12. Яким має бути коефіцієнт спрямованої дії ідеальної антени супутникового навігатора?
13. Поясніть принцип дії квадрифілярної спіральної антени.
14. Назвіть два типи таких антен. Який з них має менші габарити?

Лекція 16 Апертурні антени та їх застосування лекції

Зміст лекції

Загальні відомості про апертурні антени

Рупорні антени

Лінзові антени

Дзеркальні антени

Загальні відомості про апертурні антени

Апертурні антени – антени, у яких випромінювання відбувається через розкриття, який називають апертурою (від лат. *aperture* – отвір). До класу апертурних антен відносять хвилеводні, рупорні, рефлекторні (дзеркальні) та лінзові антени. Апертурні антени використовують переважно в мікрохвильовому діапазоні і за площі апертури S_A відношення S_A/λ^2 можна отримати дуже велике. Тут під ефективною площею антени $S_{\text{еф}}$ розуміють таку умовну площадку, яка, будучи поміщена замість реальної антени в ту ж точку простору нормально до напрямку падаючої хвилі й не маючи втрат, створює на вході приймача таку ж потужність, що й узгоджена з ним антена. Ефективна площа антени $S_{\text{еф}}$ менше її геометричної площі її апертури S_A . Відмінності геометричної й ефективної площ антени пояснюються тим, що в реальній антені частина падаючої на неї потужності перевипромінюється й розсіюється, тобто корисно використовується не вся перехоплена в поля потужність, а тільки її частина.

Перша відмінна риса апертурних антен. Якщо використовувати визначення коефіцієнта спрямованої дії (КСД)

$$D = 4\pi S_{\text{еф}}/\lambda^2,$$

то можна переконатися, що воно сягає $10^5 \dots 10^6$.

Друга відмінна риса апертурних антен. У них розподілені процеси перетворення енергії струмів ВЧ в енергію електромагнітних хвиль та процеси спрямованого випромінювання цих хвиль. Першу функцію в апертурній антені виконує *опромінювач*, а другу – рупор, лінза, рефлектор.

Третя відмінна риса апертурних антен. Її елементи збуджуються паралельно. Це сприяє розширенню їхньої смуги пропускання.

КСД апертурних антен розраховується за формулою

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{еф}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A \xi,$$

де $\xi = S_{\text{еф}}/S_A \leq 1$ – коефіцієнт використання поверхні, який залежить від виду амплітудно-фазового розподілу та інших факторів.

Особливості методів аналізу апертурних антен

Методи розрахунку апертурних антен відрізняються від методів розрахунку дротяних антен.

Поле випромінювання апертурних антен можна визначити через струми, що протікають по поверхні антени (як і для дротових антен). Проте характер розподілу струму по поверхні зазвичай складний і його потрібно попередньо визначити. У більшості випадків для наближеного розрахунку використовуючи, наприклад, закони геометричної оптики. Далі провідну поверхню розбивають на елементарні площадки зі своєю густиною струму. Після цього поле випромінювання апертурної антени визначають як суперпозицію полі, створених цими елементарними площадками.

Інший спосіб — поля випромінювання визначають через розподіл поля в розкритті антени. Кожен елемент площі розкрива розглядають як елемент Гюйгенса, що створює деяку напруженість поля у точці спостереження. Загальну напруженість знаходять шляхом підсумовування напруженостей полів, що створюються всіма елементами поверхні розкриття.

Рупорні антени

Узагальнена модель рупорної антени показана на рис. 16.1. Можна розглянути такі варіанти апертурних випромінювачів:

- E - секторіальний рупор ($a_p = a$ і $b_p > b$);
- H - секторіальний рупор ($a_p > a$ і $b_p = b$);
- пірамідальний гострий рупор ($a_p > a$ і $b_p > b$).

Слід зазначити, що на відміну від хвилеводу поверхнею рівних фаз в рупорі є не площина, а поверхня циліндра з центром у вершині 0 для секторального рупора і поверхня сфероїда для пірамідального рупора.

Фазова швидкість хвилі в рупорі не однакова. Вона більше в горловині рупора і наближається до швидкості світла c в його розкритті.

Локальне поверхневий опір W_S в розкриві рупора приблизно дорівнює хвильовому опору вільного простору W_0 .

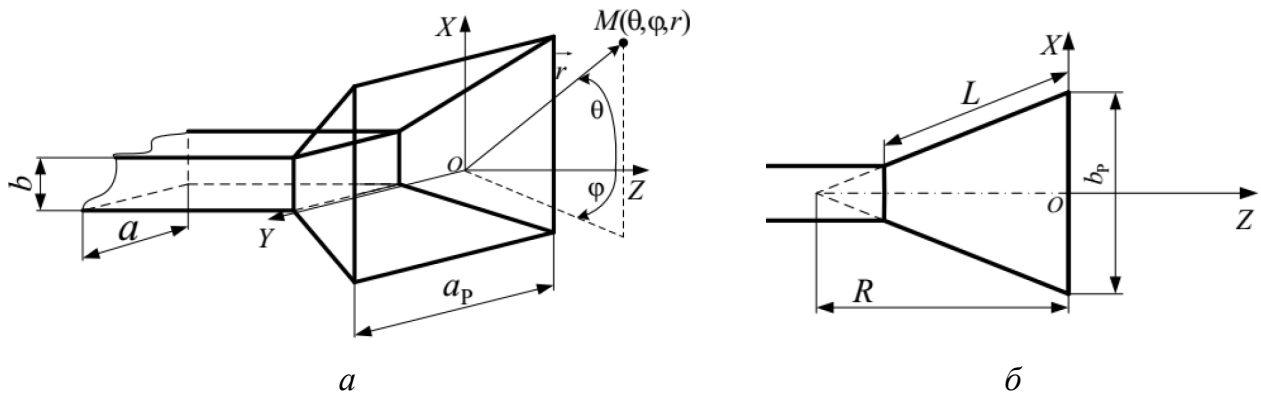


Рисунок 16.1 — Ескіз рупорної антени у прямокутній системі координат:

а) загальний вигляд; б) проекція антени в площині XOZ

Випромінювальною поверхнею рупора є поверхня його розкриву. Особлива увага надається амплітудно-фазовому розподілу поля в апертурі рупорної антени. Амплітудний розподіл поля на розкриві збігається з розподілом поля в поперечному перерізі хвильоводу для основного типу хвилі. В E -площині спостерігається рівномірне амплітудний розподіл поля, в H -площині — косинусоїдальний:

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{a_p}\right), \quad H_x = \frac{E_y}{W_0},$$

де E_0 — напруженість електричного поля в середині розкриву.

Фронт хвилі в процесі її руху в рупорі перетворюється з плоского в циліндричний (в секторальних рупорах) або в сферичний (в пірамідальних рупорах).

Проаналізуємо більш детально характер фазової помилки в секторальному рупорі, проекція якого наведена на рис. 16.2. Дуга окружності KML з центром у вершині рупора O є лінією рівних фаз. У довільній точці M' , що має координату x , фаза поля відростає від фази в середині (в точці O') на кут

$$\Psi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} (OM' - R_H) = \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{R_H^2 + x^2} - R_H) = \frac{2\pi}{\lambda} R_H \left(\sqrt{1 + \frac{x^2}{R_H^2}} - 1 \right).$$

Якщо вважати $x \ll R_H$, то отримаємо

$$\Psi(x) \approx \frac{\pi x^2}{\lambda R_H}.$$

Фазовий розподіл має квадратичний характер в площині, в якій здійснюється зміна розміру рупора.

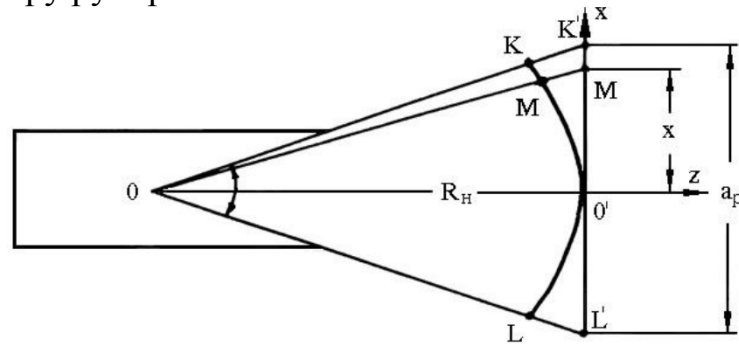


Рисунок 16.2 — Повздовжній переріз H - секторіального рупора

Максимальна фазова помилка (максимальний зсув за фазою відносно центру розкриву) визначається співвідношеннями:

– в E -площині

$$\Delta\Psi_{max}^E \approx \frac{\pi b_p^2}{4 \lambda R}; \quad (16.1)$$

– H - площині

$$\Delta\Psi_{max}^H \approx \frac{\pi a_p^2}{4 \lambda R}, \quad (16.2)$$

де R – довжина рупора (рис. 16.1).

Максимальною фазова помилка, яка буде в кутах пірамідального рупора, визначається співвідношенням

$$\Delta\Psi_{max} \approx \frac{\pi}{4} \left(\frac{a_p^2}{\lambda R} + \frac{b_p^2}{\lambda R} \right).$$

Якщо максимальні фазові помилки в розкритті не більше допустимих

$$\Delta\Psi_{max}^E \leq \frac{\pi}{2}; \Delta\Psi_{max}^H \leq \frac{3\pi}{4},$$

то коефіцієнт спрямованої дії (КСД) рупорної антени заданої довжини буде максимальним. Рупори, розміри яких відповідають максимальним значенням КСД, називаються *оптимальними*. Їх розміри зв'язані з довжиною рупора:

$$R_E \geq \frac{b_p^2}{3\lambda}, R_H \geq \frac{a_p^2}{2\lambda}. \quad (16.3)$$

Нормовані діаграми спрямованості (ДС) рупорної антени у припущенні, що фазові помилки не перевищують допустимі значення (16.1), (16.2), можна розрахувати за формулами

– в E -площині

$$F^E(\theta) = \left[\frac{1 + \cos\theta \sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin\theta\right)}{2} \frac{\pi b_p}{\lambda} \sin\theta \right]; \quad (16.4a)$$

– H - площині

$$F^H(\varphi) = \left[\frac{1 + \cos\varphi \sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin\varphi\right)}{2} \frac{\pi b_p}{\lambda} \sin\varphi \right]. \quad (16.4б)$$

Ширина головного пелюстка діаграми спрямованості рупорних антен в E - і H -площині визначається за рівнем половинної потужності. Наприклад, для H - секторіального рупора вона складає в H -площині:

$$2\Delta\theta_{0,5}^H = 1,4 \frac{\lambda}{a_p} [\text{рад}]. \quad (16.5)$$

а в E -площині:

$$2\Delta\theta_{0,5}^E = 0,88 \frac{\lambda}{b_p} [\text{рад}]; \quad (16.6)$$

Коефіцієнт спрямованої дії рупорних антен визначається за більш складними формулами.

На рис. 16.3 наведені графіки залежності коефіцієнта спрямованої дії H - секторіального рупора (D_H) від відносного розміру a_p/λ для різних довжин рупора R_H . Аналогічні графіки мають залежності для D_E . Коефіцієнт спрямованої дії пірамідального рупора D з урахуванням того, що визначені величини D_H і D_E для відповідних H - E - секторіальних рупорів можна розрахувати за такою формулою

$$D = \frac{\pi\lambda^2}{32a_p b_p} D_E D_H. \quad (16.7)$$

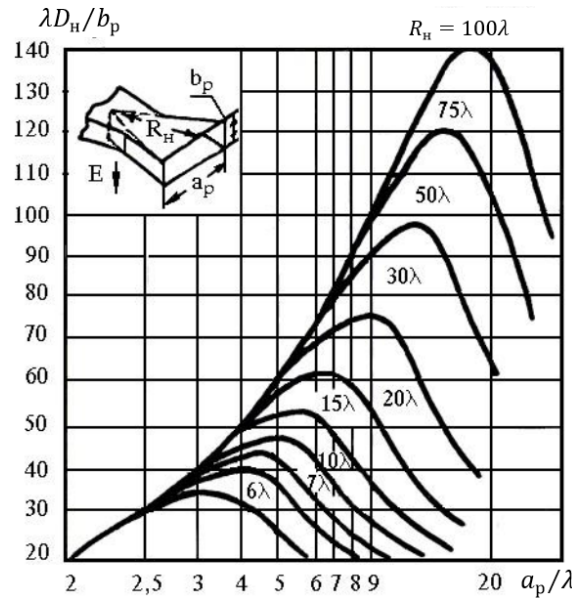


Рисунок 16.3 — Залежність КСД від розмірів H - секторіального рупора

КСД оптимальної пірамідальної рупорної антени визначається як

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \xi, \quad (16.8)$$

де $S = a_p b_p$ – геометрична площа розкриву; ξ – коефіцієнт використання поверхні, який визначається амплітудним ξ_a і фазовим ξ_ϕ розподілом поля в розкритті антени ($\xi = \xi_a \xi_\phi$).

Для оптимальних секторальних рупорів $\xi_a = 0,81$ (враховується синусоїдальний характер амплітудного розподілу поля в H -площині), а $\xi_\phi = 0,8$ – не-синфазність розкриву в одній з площин (за умови $\Delta\Psi_{max} \leq \Delta\Psi_{доп}$). Тому для секторіальних рупорів $\xi = 0,81 \cdot 0,8 \approx 0,64$. Для оптимальних пірамідальних рупорів за тих самих умов $\xi \approx 0,52$.

Рупорні антени використовуються на практиці як самостійні спрямовані антени, так і як опромінювачі дзеркальних та лінзових антен, а зокрема у фазованих антенних решітках. Особливо широко рупорні антени використовуються в лабораторних установках при вимірюванні діаграми спрямованості і коефіцієнта підсилення інших антен.

Перевагою рупорних антен є простота їх конструкції і хороші діапазонні властивості. Практично робоча смуга частот рупорної антени обмежується смугою хвилеводу на її вході і становить близько 40%.

Недолік рупорних антен полягає в необхідності вибору занадто великої довжини рупора для отримання гостроспрямованого випромінювання. Як випливає з формули (16.3-16.7), оптимальна довжина рупора пропорційна квадрату розмірів розкриву a_p і b_p , а ширина діаграми спрямованості обернено пропорційна a_p і b_p . Тому для звуження діаграми спрямованості рупорної антени в n раз розмір її апертури має бути збільшений в n раз, а довжина рупора — в n^2 раз. Це накладає обмеження на ширину діаграми спрямованості рупорних антен. Наприклад, якщо довжина рупора приблизно дорівнює найбільшому з розмірів розкриву, то ширина діаграми спрямованості становить близько $20^\circ \dots 25^\circ$. А щоб звузити її до 10° потрібно зробити довжину рупора приблизно в 4...5 раз більше розміру найбільшої сторони розкриву. Існують різні способи зменшення довжини рупора. Суть їх полягає в компенсації або зменшенні

фазової розбіжності в розкритті рупора. Одним з найбільш поширених на практиці зменшення довжини рупора шляхом розміщення його розкритті лінзи, яка усуває фазові розбіжності (рис. 16.4а).

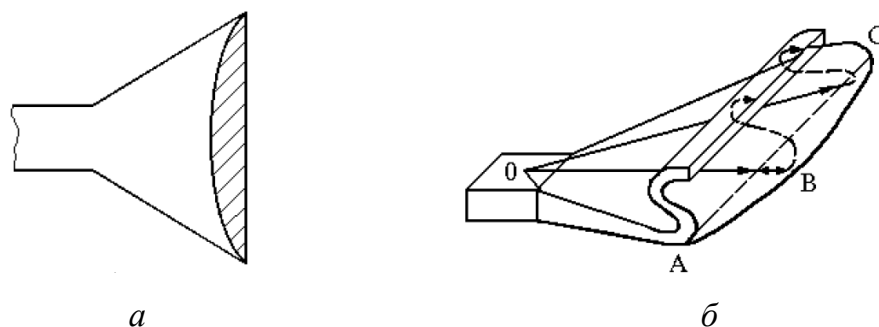


Рисунок 16.4 — Способи зменшення кривизни фазового на виході рупорної антени

При цьому довжина рупора вибирається за умови певного узгодження рупора з хвилеводом та вільним простором і приблизно дорівнює $(0,5 \dots 1,0)a_p$.

На рис. 12.4б пояснюється інший спосіб усування фазової розбіжності в розкритті рупора. Це досягається вирівнюванням довжини шляху, що проходить хвиля від вершини рупора до різних точок на розкритті. Для отримання в розкритті синфазного поля крива ABC , що утворює профіль стінки зігнутого рупора, повинна мати форму параболи.

Лінзові антени

Лінзової антеною називається сукупність електромагнітної лінзи і опромінювача (рис. 12.5). У таких антенах лінза перетворює сферичний (або циліндричний) фронт хвилі слабкоспрямованого джерела випромінювання, в плоский фронт. Електромагнітна лінза є середовищем, в якому фазова швидкість поширення електромагнітних хвиль v_ϕ відрізняється від швидкості світла c . Якщо $v_\phi < c$ то лінза називається сповільнюючою. При $v_\phi > c$ називається прискорюючою. Відношення швидкості світла до фазової швидкості хвилі в лінзі називається коефіцієнтом заломлення лінзи і позначається через $n = c/v_\phi$. Поверхня лінзи, що спрямована до опромінювача, називається освітленою стороною, протилежна (тіньова) поверхня лінзи називається розкритвом.

За формою розкритву лінзи можуть бути круглими (вони є тілом обертання щодо фокальної осі, рис. 16.5а), або циліндричними (рис. 16.5б).

Опромінювач сферичної лінзової антени розташовують таким чином, щоб його фазовий центр збігався з фокусом лінзи. За цієї умови сферичний фронт хвилі, створеної опромінювачем, ніби виходить з фокусу лінзи.

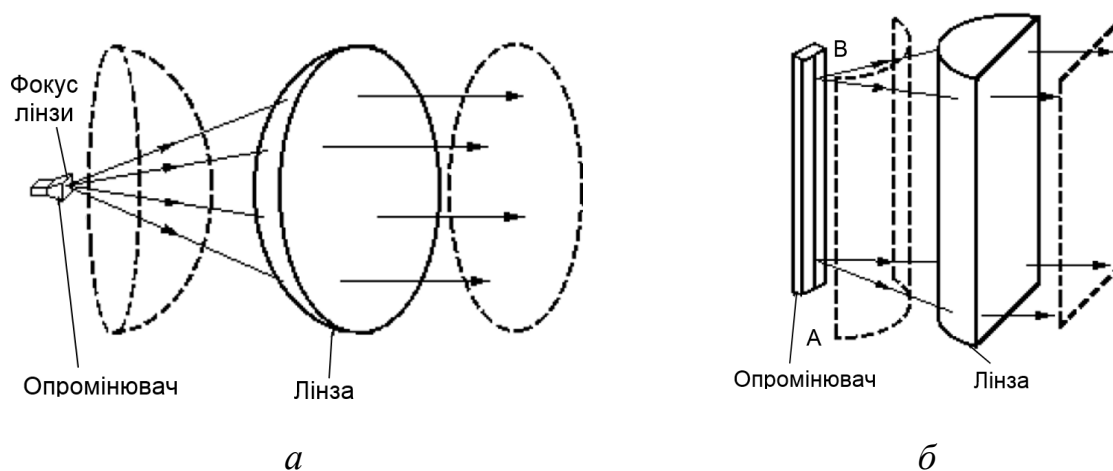


Рисунок 16.5 — Принцип дії лінзових антен зі сферичною (а) та циліндричною (б) лінзою

В циліндричних лінзових антенах опромінювач є лінійною антеною, яка випромінює циліндричну хвилю. Її вісь має збігатися з фокальною лінією АВ циліндричної лінзи (рис. 16.5б).

До опромінювача лінзової антени ставляться такі вимоги.

1. Опромінювач повинен мати фазовий центр (в іншому випадку фронт хвилі опромінювача не буде чисто сферичним або циліндричним і в розкритті лінзи виникнуть фазові помилки).

2. Амплітудна діаграма спрямованості опромінювача має бути такою, щоб, з одного боку, енергія від опромінювача не проходила повз лінзу, а з іншого боку, щоб в межах апертури лінзи опромінювач створював необхідний розподіл амплітуди напруженості поля.

Як опромінювач в лінзових антенах можуть застосовуватися відкритий кінець хвилеводу, невеликий рупор, вібратор з рефлектором або ряд інших слабкоспрямованих опромінювачів, що задовольняють вище зазначеним вимогам.

Розрізняють лінзи з однією заломлюючою поверхнею (рис. 16.5а-г), коли перетворення фронту хвилі, що падає на лінзу від опромінювача, відбувається тільки на тіньовій або освітленій поверхні лінзи і двохповерхневі, лінзи в яких

фокусування поля проводиться як освітленню, так і тіньовою поверхнями (рис. 16.5д, е).

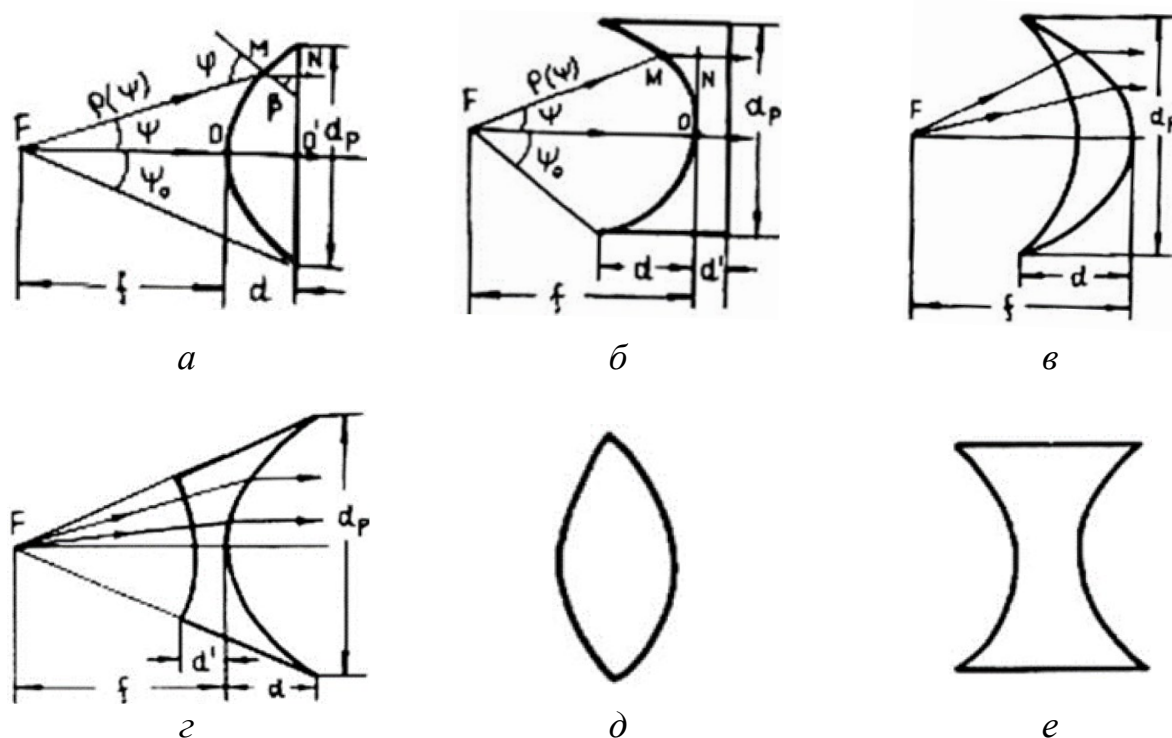


Рисунок 16.6 — Типи лінз: а) сповільнююча з освітленою поверхнею заломлення; б) прискорююча з освітленою поверхнею; в) сповільнююча з тіньовою заломлюючою поверхнею; г) прискорююча з тіньовою заломлюючою поверхнею; д), е) двохповерхневі уповільнюючі та прискорюючі лінзи

Розкрив лінзи в загальному випадку може бути утворений поверхнею довільної форми. Лінзи з плоским розкривом (рис. 16.6а, б) здійснюють заломлення падаючого на них поля на освітленій поверхні. Лінзи зі сферичною освітленою поверхнею мають криволінійну тіньову заломлюючу поверхню (рис. 16.6в, г).

Освітлена поверхня лінзи є опуклою для сповільнюючої (рис. 16.6а) і увігнутою (рис. 16.6б) для прискорюючої лінзи. Це впливає з таких міркувань. В уповільнювальній лінзі вирівнювання фазового фронту відбувається за рахунок зменшення фазової швидкості для окремих ділянок фронту. Як видно з рис. 16.6а, центральні ділянки фронту хвилі повинні сповільнюватися більше в порівнянні з периферійними. У прискорюючій лінзі випрямлення фазового фронту здійснюється через збільшення фазової швидкості для тих областей,

що належать лінзі. Такими ділянками (рис. 16.6б) в більшій мірі створюються периферійні частини фронту хвилі.

Рівняння профілю лінзи. Принцип дії лінзи можна пояснити, використовуючи закони геометричної оптики: промінь, що падає на освітлену поверхню лінзи з коефіцієнтом заломлення n під кутом α , заломлюється і поширюється далі під кутом β (рис. 12.6а). Для отримання гостроспрямованого випромінювання промені, що радіально розходяться з фокуса, проходження лінзи мають бути паралельні. Таким чином профіль лінзи вибирається за умови, щоб сферичний фронт хвилі трансформувався у плоский. Для фазових співвідношень в розкриві це означає, що електрична довжина шляху від фокуса лінзи до довільної точки на розкриві повинна бути однаковою. Тоді у площині апертури лінзи сформується синфазне поле.

Забезпечуючи умову рівності електричних довжин на пласкій поверхні сповільнюючої лінзи (рис. 16.6а), можна показати, що рівняння кривої поверхні лінзи у полярній системі координат (ρ, ψ) буде

$$\rho(\psi) = f \frac{n - 1}{n \cos \psi - 1}, \quad (16.9)$$

де f – фокусна відстань лінзи, n – коефіцієнт заломлення її матеріалу.

При $n > 1$ вираз (16.9) — рівняння гіперболи в полярній системі координат. Аналогічно для прискорюючої лінзи (рис. 16.6б) можна отримати

$$\rho(\psi) = f \frac{1 - n}{1 - n \cos \psi}, \quad (16.10)$$

що при $n < 1$ (16.9) є рівнянням еліпса в полярній системі координат.

Для лінз (16.6в) і (16.6г) за умови, що поверхня спрямована до опромінювача сферична або циліндрична, протилежна поверхня описується рівнянням

$$\rho(\psi) = f \frac{n - 1}{n - \cos \psi}, \quad (16.11)$$

Вираз (16.11) для $n > 1$ є рівнянням еліпса, а для $n < 1$ — рівнянням гіперболи.

Уповільнюючі лінзи виконуються з діелектрика з малими втратами. Коефіцієнт заломлення таких лінз повністю визначається відносною діелектричною проникністю матеріалу лінзи ε_d і дорівнює $n = \sqrt{\varepsilon_d}$. Оскільки величина

ϵ_d практично не змінюється в дуже широкому діапазоні частот, то профіль сповільнюючої лінзи також не залежить від частоти, і тому такі діелектричні лінзові антени належать до класу широкосмугових гостроспрямованих антен. Їх смуга обмежується робочою смугою частот опромінювача.

Прискорюючі лінзи представляють набір тонких металевих пластин (рис. 16.7), розташованих паралельно вектору електричного поля $\vec{E}$, який падає від опромінювача.

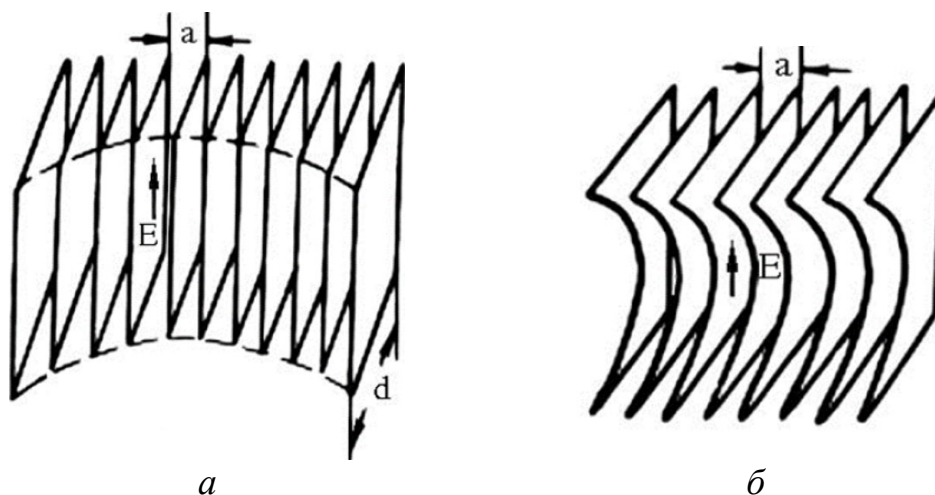


Рисунок 16.7 — Металлопластинчаті прискорюючі лінзи:
а) з H - секторіальним рупором; б) з E - секторіальним рупором

Простір між пластинами утворює плоский хвилевід. Якщо ширина цього хвилеводу a обрана з умови

$$\lambda/2 < a < \lambda,$$

то в плоскому хвилеводі може поширюється основна мода типу H_{10} , а всі інші знаходяться в закритичному режимі.

Фазова швидкість хвилі H_{10} дорівнює

$$v_\phi = c / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

тому коефіцієнт заломлення металопластинчатої лінзи визначається як

$$n = \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

що накладає теоретичне обмеження: $0 < n < 0,86$.

Слід враховувати також можливість появи відбиття від поверхні лінзи, якщо n значно відрізняється від 1. Тому n вибирають в межах 0,5-0,7.

Металлопластинчасті лінзи найчастіше використовуються в сукупності з рупорними антенами для компенсації різниці фаз в розкритті рупора. У H -секторіальних рупорах використовується лінза з прямокутних пластин рівної товщини d . Торці пластин всередині рупора розташовані по поверхні еліптичного циліндра (рис. 16.7а). В E -секторіальних рупорах застосовується лінза з профільованих по еліпсу однакових пластин (рис. 16.7б). Для вирівнювання фазового фронту в пірамідальному рупорі лінзу роблять з пластин різної товщини, які здійснюють фокусування одночасно в E - і H - площинах.

Вибір фокусної відстані і товщини лінзи

Товщина лінзи d (рис. 16.6) залежить від фокусної відстані f і ширини розкриття d_p . Аналіз показує, що сповільнююча лінза (рис. 16.6а) має товщину

$$d = -\frac{f}{n+1} + \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 + \frac{(d_p/2)^2}{n^2-1}}$$

і може бути реалізована для будь-яких співвідношень між n , d_p і f .

Товщина ж прискорюючої лінзи (рис. 16.6б) дорівнюватиме

$$d = \frac{f}{n+1} - \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 - \frac{(d_p/2)^2}{1-n^2}},$$

а фокусна відстань має задовольняти нерівності

$$f \geq \frac{d_p(1+n)}{2\sqrt{1-n^2}}. \quad (16.12)$$

Товщини лінз (рис. 16.6в, г) визначаються за формулами:

$$d = \frac{nf}{n+1} - n \cdot \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 - \frac{(d_p/2)^2}{n^2-1}}, \quad n > 1,$$

$$d = n \cdot \sqrt{\left(\frac{f}{1+n}\right)^2 + \frac{(d_p/2)^2}{1-n^2}}, \quad n < 1.$$

При $n > 1$, тобто для сповільнюючої лінзи з тіньовою заломлюючою поверхнею, є обмеження (16.12) на співвідношення між параметрами лінзи.

Зауважимо, що реальна товщина прискорюючих лінз завжди більше товщини d , яка визначається за наведеними вище співвідношеннями (12.53), (12.55), на конструктивну товщину d' (рис. 16.6б, г).

Дослідження показують, що при заданій ширині розкриття d_p товщина лінзи d тим менше, чим більше фокусна відстань f і чим більше коефіцієнт заломлення n відрізняється від 1. Збільшення фокусної відстані спричиняє збільшення поздовжнього розміру антени, а більш різке відмінність коефіцієнта заломлення від 1 призводить до зростання коефіцієнта відбиття від поверхні лінзи. Тому, враховуючи взаємозв'язок параметрів, на практиці коефіцієнт заломлення вибирають в інтервалі $n = (1,3 \dots 1,6)$ для сповільнюючих лінз і в інтервалі $n = (0,5 \dots 0,7)$ для прискорюючих лінз, а фокусна відстань вибирається $f \approx d_p$. При цьому товщина лінзи становить кілька десятків відсотків від ширини розкриття, причому прискорюючі лінзи мають набагато більшу товщину, ніж уповільнюючі. Для зменшення товщини лінз застосовують спеціальний спосіб, званий зонуванням лінз. Сутність його полягає в тому, що освітлену частину лінзи роблять ступінчастою (рис. 16.8).

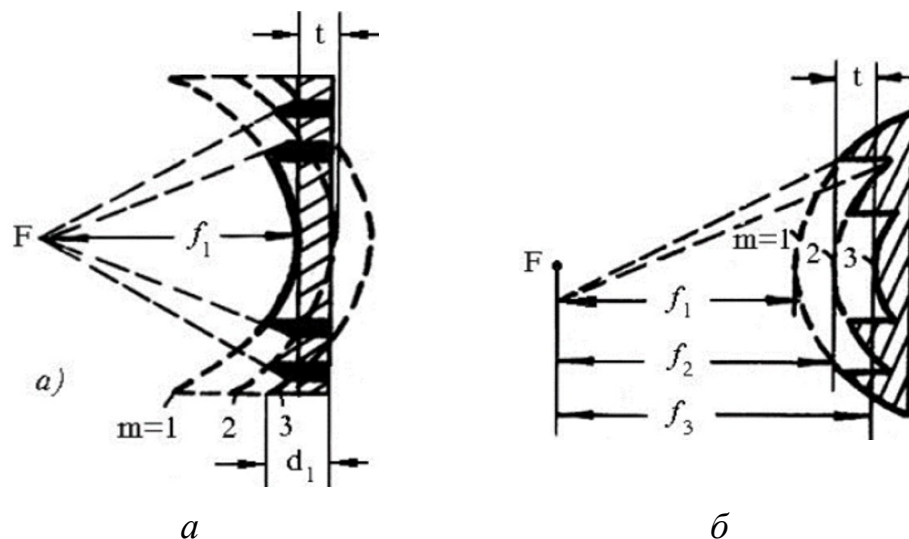


Рисунок 16.8 — Зоновані прискорюючі (а) і уповільнюючі (б) лінзи

Поверхню лінзи між сусідніми сходами називають зоною. Глибина сходинок t вибирається такою, щоб електричні довжини шляху від фокуса лінзи до двох довільних точок в розкриві лінзи, що характеризуються тим, що промені потрапляють в них, проходячи через сусідні зони, відрізнялися на 2π радіан. При цьому синфазність поля в розкриві лінзи не порушується. Рівняння поверхні кожної m -ї зони можна записати у вигляді (16.9) або (16.10). з тією лише різницею, що фокусна відстань f_m для кожної m -ї зони обирається своєю

$$f_m = f + (m - 1)t, \quad t = \pm \frac{\lambda_0}{1 - n}, \quad (16.13)$$

причому знак "+" береться при $n < 1$, а знак "-" при $n > 1$.

Зонування призводить поряд з позитивним ефектом зменшення товщини лінзи і до ряду негативних.

По-перше, в зонаваних лінзах з'являються або неопромінювані ділянки (заштриховані на рис. 16.8а), в яких хвиля «ковзає» уздовж сходинок, або не-синфазні ділянки в кутовому секторі, показаному пунктирними лініями на рис. 16.8б. Це призводить до деякого зменшення коефіцієнта спрямованої дії (КСД) лінзових антен і до зростання рівня бічних пелюсток.

По-друге, глибина сходинок, як це впливає з (16.13), залежить від довжини хвилі. Тому зонування в діелектричних лінзах призводить до зменшення відносної робочої смуги частот до величини

$$2\Delta f/f_0 = 50/(M - 1) \%,$$

де M – число зон; f_0 – середня частота; $2\Delta f$ – абсолютна смуга частот.

Прискорюючі металопластинчаті лінзи є принципово вузькосмуговими через залежність коефіцієнта заломлення від частоти. Так, робоча смуга частот цих лінз при допустимих фазових помилках $\pi/2$ і при $n = 0,5$ на центральній частоті дорівнює

$$2\Delta f/f_0 = \lambda_0/d, (\%)$$

а в зонаваних металопластинчатих лінзах робоча смуга частот при тих же обмеженнях визначається співвідношенням

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{50}{1,5(d_1/\lambda_0) - 2(M - 1)}, (\%)$$

З порівняння двох останніх виразів видно, що в металопластинчатих лінзах зонування дозволяє навіть розширити робочу смугу частот.

Діаграма спрямованості лінзових антен. Оскільки лінзові антени належать до класу апертурних антен з синфазним розкритом, то для розрахунку їх діаграм спрямованості достатньо визначити амплітудний розподіл поля в розкритті і по ньому розрахувати діаграму спрямованості. Амплітудний розподіл в розкритті лінзової антени в першу чергу визначається формою амплітудної

діаграми спрямованості опромінювача. Проте розрахунок діаграми спрямованості є складною математичною задачею. Коефіцієнт спрямованої дії лінзових антен у межах головної пелюстки наближено визначають за формулою

$$D \approx 7,5 S_p / \lambda^2,$$

де S_p – площа розкриву лінзи.

Ширина головної пелюстки за рівнем 3 дБ для лінзових антен лежить в межах від $0,1^\circ$ до 2° , рівень бічних пелюсток складає мінус 15-25 дБ.

На коефіцієнт корисної дії (ККД) лінзових антен впливають відбиття від поверхні лінзи, активні втрати в лінзі, а також той факт, що частина потужності опромінювача проходить повз лінзи. Розрахунки показують, що ККД діелектричних лінзових антен залежить від якості застосовуваних діелектриків і при правильному конструюванні лінзи лежить приблизно в інтервалі $0,7 \dots 0,9$.

Дзеркальні антени

Дзеркальні (рефлекторні) антени є досить широким класом антен, в яких формування діаграми спрямованості реалізується через відбиття електромагнітного випромінювання первинних джерел від металевих дзеркал певної форми. Найпоширеніші види дзеркал: параболоїд обертання (рис. 16.9)

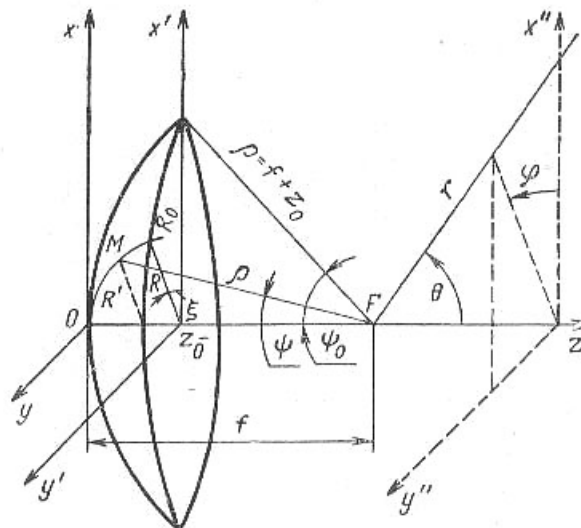


Рисунок 16.9 — Дзеркальна антена у вигляді параболоїда обертання

Рівняння параболі

$$\rho = f / \cos^2(0,5\psi),$$

а кут розкриву $2\psi_0$ пов'язаний з діаметром параболоїда d та його фокусною відстанню f співвідношенням

$$\operatorname{ctg}\psi_0 = 4f/d.$$

Рефлектор називають *глибоким (короткофокусним)*, якщо

$$2\psi_0 > \pi; f < 0,25d,$$

і фокус F розташовано всередині дзеркала.

Якщо ж

$$2\psi_0 < \pi; f > 0,25d.$$

і фокус винесено з площини розкриву, то рефлектор називають *мілким (довгофокусним)*.

Фазовий центр опромінювача суміщають з фокусом дзеркала, а за опромінювачем розташовують контр-рефлектор, щоб звести до мінімуму випромінювання опромінювача поза кутом розкриву дзеркала. Внутрішня поверхня дзеркала повинна мати максимально можливу провідність. Для зменшення парусності та маси дзеркала його іноді роблять не суцільним, а сітчастим, чи з перфорованих листів. Розміри отворів підбирають такими, щоб через них просочувалось не більше 1...2 % потужності падаючих на дзеркало хвиль.

Як опромінювачі дзеркал широко використовують вібратори (штирьові та щілинні), відкриті кінці хвильоводів, рупори тощо.



a



б

Рисунок 16.10 — Дзеркальні антени з суцільним (*a*) та сітчастим (*б*) рефлектором

Спрямовані властивості параболоїда обертання

1. Оскільки розкрив параболічної антени перетинають електромагнітні хвилі, то можна вважати, що його площа неперервно заповнена елементарними випромінювачами (елементами Гюйгенса), кожен з яких складає окрему частину хвильового фронту. Поля цих синфазних елементів інтерферують і в результаті випромінювані хвилі концентруються у певних напрямках. Ступінь такої концентрації тим більший, чим більше відношення діаметра параболоїда до довжини хвилі.

2. Суттєвий вплив на ширину діаграму спрямованості має нерівномірність розподілу амплітуди напруженості поля у розкриві рефлектора.

3. Електричне поле у розкриві довгофокусного дзеркала, яке опромінюють, наприклад, вертикальним вібратором, має основну (вертикальну) складову та перехресну (горизонтальну) складову. Основна поляризація корисна, а перехресна — шкідлива. Якщо $2\psi_0 = \pi$, то фокус параболоїда перебуває у площині його розкриву, причому тут у точках з координатами $x = \pm d/2$, які називають полюсами, електромагнітне поле повністю відсутнє (тому що полюси розташовано на осі вібратора (опромінювача), уздовж якої неможливе випромінювання).

При подальшому збільшенні кута розкриву рефлектора $2\psi_0 > \pi$ параболоїд стає короткофокусним; у хвилі, яка проходить через його апертуру, з'являються шкідливі зони, у яких напрям горизонтальної складової електричного поля змінюється на протилежний, порівняно з напрямком його основної частини розкриву параболоїда. Тому збільшується нерівномірність поля у розкриві рефлектора та дарма витрачається енергія енергія на опромінювання шкідливої зони. З метою уникнення появи таких зон зазвичай використовують довгофокусні параболоїди. Проте при цьому виникає питання зменшення їхньої фізичної довжини.

4. Вплив кута розкриву параболоїда на коефіцієнт використання його поверхні: зі зменшенням кута розкриву більша частина енергії опромінювача втрачається поза рефлектором, проте сам рефлектор при цьому опромінюється більш рівномірно. Виникає протиріччя: розсіяння енергії зменшує КСД антени, а рівномірність опромінення рефлектора сприяє збільшенню коефіцієнта

використання поверхні. Доведено, що максимальний коефіцієнт підсилення антени буде при такому куті $2\psi_0$, коли напруженість поля на краях розкриву згідно з ДН опромінювача становить близько 0,3 за амплітудою (або 0,1 за потужністю) від поля у центрі. У такому разі добуток коефіцієнта використання поверхні (КВП) антени (ξ) на її коефіцієнт підсилення (K_A) дорівнює

$$\xi K_A = 0,45-0,65,$$

кут розкриву при цьому становить $120-140^\circ$, а ширина головної пелюстки діаграми спрямованості (ДС) —

$$2\theta_{з\text{ дБ}} = (65 \dots 70)^\circ \frac{\lambda}{d},$$

а рівень першої бічної пелюстки мінус $(22\dots 24)$ дБ.

5. Зміщення опромінювача уздовж осі рефлектора: якщо фазовий центр опромінювача перебуває у фокусі рефлектора, то промені після відбиття йдуть паралельно до осі рефлектора, завдяки чому максимум випромінювання співпадає з віссю рефлектора, а фронт хвилі є площиною, яка перпендикулярна до цієї осі. Якщо ж змістити фазовий центр опромінювача уздовж осі параболічної антени, то це спричинить розширення її ДС (оскільки фронт хвилі стає сферичним чи циліндричним, то максимум випромінювання при цьому залишається там само).

6. Відхилення опромінювача від осі рефлектора на деякий кут δ спричиняє нахил відбитих променів, і, як наслідок, нахил променя максимуму на кут δ . На практиці допускається таке зміщення опромінювача, при якому

$$\delta < (2 \dots 3)2\theta_{з\text{ дБ}}.$$

Якщо

$$\delta > (2 \dots 3)2\theta_{з\text{ дБ}},$$

то промінь занадто розширюється, і рівень бічних пелюсток збільшується.

До *недоліків* однодзеркальних параболічних антен відносять:

- недостатньо високий КСД та КВП;
- недостатньо низький рівень бічних пелюсток та громіздкість кріплення опромінювача до дзеркала;
- затінення хвиль опромінювачем;
- у ряді випадків неприйнятні поздовжні розміри.

Значною мірою подолати ці недоліки дозволяють дводзеркальні антени. Такі антени дозволяють суттєво зменшити поздовжні розміри.

Дводзеркальні антени. Принцип дії дводзеркальних антен базується на перетворенні сферичного хвильового фронту, випромінюваного джерелом електромагнітної хвилі у плоский хвильовий фронт у розкриті антени за рахунок послідовного перевідбиття від двох дзеркал: допоміжного та основного з відповідними профілями. Тому такі антени завжди мають у своєму складі два дзеркала (основне та допоміжне) та опромінювач. Опромінювач, так само, як і в однодзеркальній антені, є слабкоспрямованою антеною. Випромінювання опромінювача потрапляє на допоміжне дзеркало і після відбиття від нього спрямовується в сторону основного дзеркала, основна функція якого –сформувати поле випромінювання з плоским фронтом.

Основні переваги дводзеркальних антен:

- розширені можливості з формування потрібного амплітудно-фазового розподілу у розкриті антени;
- ширші можливості з вибору опромінювача;
- зменшення довжини фідерного тракту;
- кращі умови щодо розміщення потрібних радіотехнічних блоків;
- додаткові можливості для зменшення “перетікання” потужності через краї основного дзеркала.

Основні недоліки дводзеркальних антен:

- збільшена площа затінення вузлів, розташованих на оптичній осі антени;
- збільшені геометричні розміри складеного опромінювача (це опромінювач допоміжне дзеркало);
- збільшується рівень перших бічних пелюсток ДС;
- збільшується вартість конструкції.

Проте зі збільшенням апертури такої антени її переваги стають вагомішими за недоліки.

Найбільш поширеними є такі конструкції:

- дводзеркальна антена Касегрена (Cassegrain antenna);
- дводзеркальна антена Грегорі (Gregorian antenna).

У класичних схемах Касегрена та Грегорі використовують таку властивість відбиття сферичної хвилі від поверхонь другого порядку: сферична

хвиля, випромінювана джерелом з фазовим центром, який збігається з одним із фокусів довільної поверхні другого порядку, в результаті перевідбиття від неї перетворюється знову у сферичну хвилю, але з фазовим центром, який збігається з другим фокусом.

У дводзеркальній *антені Касегрена* опромінювання великого дзеркала здійснюють за допомогою проміжного відбивача (фрагмент випуклого гіперболоїда), а рупорний опромінювач розташовують не у фазовому центрі великого дзеркала, а поблизу його вершини. Один з фокусів гіперболоїда розміщується у фокусі параболоїда, а в іншому фокусі знаходиться фазовий центр опромінювача. Хід променів у такій антені показано на рис. 16.11. Переваги такої конструкції:

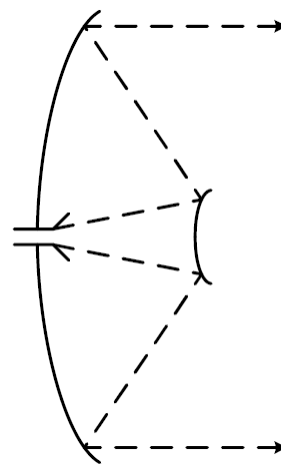


Рисунок 16.11 — Принцип дії антени Касегрена

- спрощення кріплення опромінювача до основного дзеркала та укорочення фідера (зменшення маси антени);
- збільшення її ККД та зменшення шумової температури фідерного тракту;
- зменшення поздовжнього розміру антени: основне дзеркало, оскільки його фокус уявний, можна зробити довгофокусним (сприяє рівномірному опромінюванню дзеркала, зменшення рівня бічних пелюсток ДН, збільшення КВП та КСД антени).

Недоліки такої конструкції: оскільки допоміжне дзеркало спричиняє суттєве затінення, до доводиться робити його малим. Але тоді доводиться наближати його до основного дзеркала, внаслідок чого відбувається небажане збільшення впливу антени на опромінювач та фідерний тракт.

У дводзеркальній *антені Грегори* (рис. 16.12) опромінювання великого дзеркала здійснюють за допомогою проміжного відбивача (еліптично вгнутого), а рупорний опромінювач розташовують не у фазовому центрі великого дзеркала, а у віддаленому фокусі еліпса. Фокальні осі параболоїда та еліпсоїда

співпадають. У другому фокусі еліпсоїда перебуває фазовий центр опромінювача. Як видно зі схем поширення променів, у такій антені відбувається інверсія (обернення) відбитого поля.

В антені Касегрена кут розкриву $2\psi_0$ може бути будь-яким, на відміну від антени Грегорі, де кут розкриву може бути лише меншим, ніж 90 градусів.

В антені Касегрена параболоїд може бути як довгофокусним, так і короткофокусним. Тому антену Касегрена можна зробити компактнішою. КВП залежить від багатьох факторів, найвагомішими з яких є:

- апертурний КВП розкриву ξ_A ;
- коефіцієнт перехоплення потоку енергії опромінювача допоміжним дзеркалом ξ_D

Таким чином, КВП такої антени наближається до значення:

$$\xi = \xi_A \xi_D.$$

У звичайних дводзеркальних антен апертурний коефіцієнт не перевищує значення 0,85, а коефіцієнт перехоплення у кращому випадку досягає значень 0,89...0,9. Апертурний коефіцієнт наближається до граничного значення (одиниці) лише у випадку рівномірного та синфазного амплітудного розподілу напруженості електричного поля в апертурі антени. Коефіцієнт перехоплення також наближається до граничного значення (одиниці) тоді, коли весь потік енергії випромінюваних опромінювачем ЕМХ падає на допоміжне дзеркало.

Завдяки своїй високій спрямованості дводзеркальні антени широко використовують у земних станціях супутникового зв'язку та земних станціях супутникового моніторингу.

Несиметричні дзеркальні антени. Для зменшення затінення хвиль опромінювачами та допоміжними дзеркалами використовують несиметричні дзеркальні (офсетні) антени, у яких опромінювач та інші елементи конструктивно винесено за межі поля променів головного дзеркала (рис. 16.13).

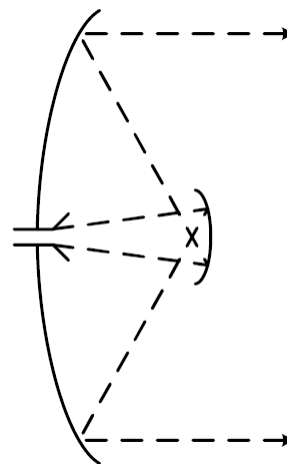


Рисунок 16.12 — Принцип дії антени Грегорі

Переваги та недоліки офсетних та прямофокусних супутникових антен

Основними перевагами та недоліками офсетних і прямофокусних супутникових антен є:

- в офсетної супутникової антени фокус хвилі, яку відбиває рефлектор, зміщено в сторону, що суттєво та позитивно впливає на безперешкодне проходження її до опромінювача антени;
- у прямофокусної антени проходженню хвилі заважають як стійки, на яких закріплено конвертер, так і сам конвертер;
- під впливом опадів (дощ, сніг) офсетна супутникова антена має переваги завдяки положенню рефлектора, який діє наче парасолька.



Рисунок 16.13 — Приклад офсетної дзеркальної антени



Контрольні запитання

1. Які антени називаються апертурними?
2. Що називається ефективною площею антени?
3. Яка антена називається рупорною? Наведіть ескізи прикладів прямокутної рупорної антени.
4. Що можна сказати про фази напруженості електричного поля в розкритті рупорної антени?
5. Чому дорівнює ширина головної пелюстки та коефіцієнт підсилення прямокутної рупорної антени?
6. Які способи зменшення довжини рупорної антени Ви знаєте?
7. Яка антена називається лінзовою? Яку роль відіграють лінзи у таких антенах? З якого матеріалу вони виготовляються?
8. Що означають терміни «сповільнююча» та «прискорююча» лінзи? Для яких з них у лінзової антени буде шире смуга робочих частот?
9. Які антени називаються дзеркальними?
10. Якої форму мають рефлектори дзеркальних антен?

Лекція 17 Види друкованих антен. Антени мобільного зв'язку

Зміст лекції

Особливості конструювання друкованих антен

Патч-антена

Планарна F-подібна антена (PIFA)

Антени мобільних телефонів

Особливості конструювання друкованих антен

Однією з основних тенденцій розвитку сучасної радіoeлектроніки є мікромініатюризація радіoeлектронної апаратури. Значні успіхи в цьому напрямку отримані при найширшому використанні останніх досягнень мікroeлектроніки зокрема у розробленні мікrohвильових приладів. Відомо, що якісні характеристики засобів бездротового зв'язку значною мірою залежать від електричних параметрів антено-фідерного тракту. Особливе зменшення габаритів мікrohвильових приладів досягається при переході до планарних гібридно-інтегральних схем (ПІС) та об'ємних інтегральних схем (ОІС).

Застосування інтегральної технології дозволяє успішно розв'язувати завдання з розробки мікrohвильових пристроїв та антен при досить жорстких і суперечливих вимогах до електродинамічних, масогабаритних, конструктивних та інших параметрів. Особливо це відноситься до бортової радіоапаратури, де нерідко граничні можливості пристроїв визначаються інженерно-технічним рівнем розробки антенної структури. Зокрема, штучні супутники Землі та пілотовані космічні кораблі мали від 15 до 120 антен зі складною і розгалуженою фідерної системою. При цьому антено-фідерний тракт займав приблизно 20% площі мікrohвильової апаратури. Очевидно, що виконати численні та жорсткі вимоги до приймально-передавальних пристроїв можна за наявності друкованих антенних структур малої товщини, що виконуються у вигляді мікросмушкових антен (МСА). Вони виготовлюються за технологією інтегральних схем, тому забезпечують високу повторюваність розмірів, низьку вартість, малу металоємність, габаритні розміри, масу. МСА здатні випромінювати електромагнітні хвилі з лінійною, круговою і еліптичною поляризацією, допускають оптимальні конструктивні рішення для забезпечення роботи в двох- або багаточастотних режимах, легко дозволяють об'єднати багато випромінювачів

в антенні решітки і розмістити їх на поверхнях складної форми. Крім того, МСА мають високі аеродинамічні, механічні і температурні характеристики.

Мікросмужкові випромінювачі використовуються і як самостійні антени, і як випромінювачі антенних решіток (зокрема і фазованих). Вони мають велику різноманітність і відрізняються за принципом роботи, конструктивною реалізацією, характеристикам випромінювання, наявністю гібридних з'єднань з іншими мікрохвильовими пристроями та ІС.

Різні ознаки, які можуть бути покладені в основу класифікації МСА, велими різноманітні. За конструктивними особливостями і підходу до аналізу МСА можна виділити площинні антени типу резонатора та антени, які складаються з криволінійних мікросмужкових структур. До них відносяться антени спірального і вібраторного типу, а також антени, що мають складові та навантажені мікросмужкових структури.

Типова конструкція МСА представляє тонку (десятки мікрон) плоску провідну пластину тієї чи іншої форми, розміщену на діелектричному шарі — підкладці товщиною $h = (0,003 \dots 0,08)\lambda$, інша сторона якої повністю металізована. Тут λ — довжина хвилі у вільному просторі.

Як підкладку зазвичай використовуються матеріали з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 2 \dots 10$, але, в залежності від застосувань, можливий і більш широкий діапазон значень ε .

Основна вимога до матеріалу підкладки — це втрати, які характеризуються тангенсом кута втрат $\operatorname{tg}\delta$. Підкладки з стільникового матеріалу з $\varepsilon = 1,05$ або МСА з повітряним зазором мають найменші втрати і забезпечують найбільшу ефективність випромінювання антени. збільшення величини ε використовуваної підкладки дозволяє створити антену менших габаритних розмірів з більш широкою ДС.

Пластини МСА найчастіше мають прямокутну або круглу форму, проте принципово можлива довільна форма з відомою резонансною частотою. Вибором форми пластини можна як суттєво покращити узгодження МСА з фідерної лінією, так і реалізувати кругову поляризацію випромінювання антени.

Друковані антени (ДА) є резонансними, тому можуть функціонувати у вузькій смузі частот, що становить приблизно $(1 \dots 3)\%$.

Ширина смуги частот ДА відомих форм приблизно пропорційна товщині підкладки, квадрату резонансної частоти і обернено пропорційна квадратному кореню з ϵ підкладки. Збільшення робочого діапазону частот без ускладнення конструкції антени, потребує використання більш товстих підкладок з відносно невеликими значеннями діелектричної проникності матеріалу.

Проте існують обмеження, тому що зі збільшенням товщини діелектрика створюються можливості виникнення більш високих, типів поверхневих хвиль, що різко знижує випромінюючу ефективність антени. Збільшення товщини підкладки може призвести не тільки до появи вищих типів поверхневих хвиль у зовнішній області, а й до збудження вищих типів хвиль в ДА. Ці хвилі можуть служити джерелом значних кроссполаризаційних складових поля. У разі прямокутної антени найближчим вищим типом може бути тип, ортогональний основному коливанню, який особливо небезпечний при близьких значеннях ширини і довжини антени. Існують різні способи збільшення робочої смуги частот ДА: наприклад, зміна форми друкованого випромінювача, створення багатошарових пов'язаних резонансних друкованих випромінювачів. Такі структури також можуть виконувати роль багато частотних ДА.

Патч-антена

Спеціальним типом антени, який знаходить безліч застосувань в мікрохвильових бездротових системах, є *патч-антена* (панельна антена), два різновиди якої на рис. 17.1.

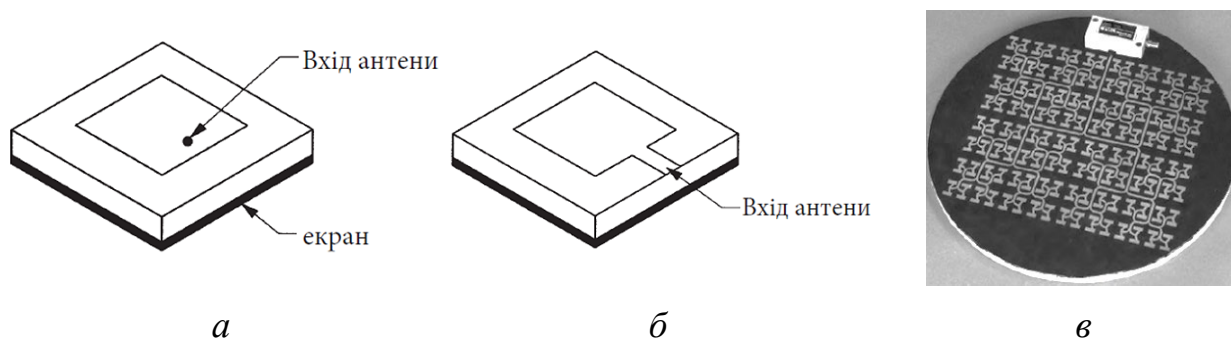


Рисунок 17.1 — Конструкції патч-антени з різними способами підключення (а, б) та приклад зовнішнього вигляду (в)

Вона має мікросмужкову конструкцію, у якій використано підкладку з діелектричного матеріалу ($\epsilon = 2,5 \dots 10$, $\text{tg}\delta = 10^{-3} \dots 10^{-2}$), товщина якого складає $0,01 \dots 0,1\lambda$. Зворотна поверхня підкладки повністю заземлена, а на лицевій сформовано квадратну (іноді круглу) металеву пластинку (патч). Точка вхід (*feedpoint*), через який сигнал подається до антени, може бути в області квадрата у точці, яка зміщена відносно його центра (рис. 17.1а) або — на краю плати (рис. 17.1б). Якщо патч-антена є квадратною, то кожна сторона має довжину $\lambda/2$ (з урахуванням значення діелектричної проникності підкладки ϵ).. У випадку круглого патча потрібно, щоб діаметр складав $0,6\lambda$. Тут, як і вище, вважаємо, що λ — довжина хвилі у вільному просторі.

Патч-антени виготовлюється за технологією друкованих плат. Причому чим більша площа заземленої пластини (екрану), тим краще спрямованість антени, проте зростають габарити. Як правило, екран роблять лише трохи більше, ніж випромінююча пластина.

Принцип дії аналогічний роботі півхвильового вібратора. Струм в антені протікає в тому ж напрямку, що й у фідері, отже вектор електричного поля $\vec{E}$ паралельний лініям струму, як показано на рис. 17.2 стрілкою. Проста патч-антена випромінює лінійно поляризовану хвилю. Її випромінювання можна уявляти як випромінювання двох щілин по краях антени або, що еквівалентно, як результат протікання струму в патчі та пластині землі.

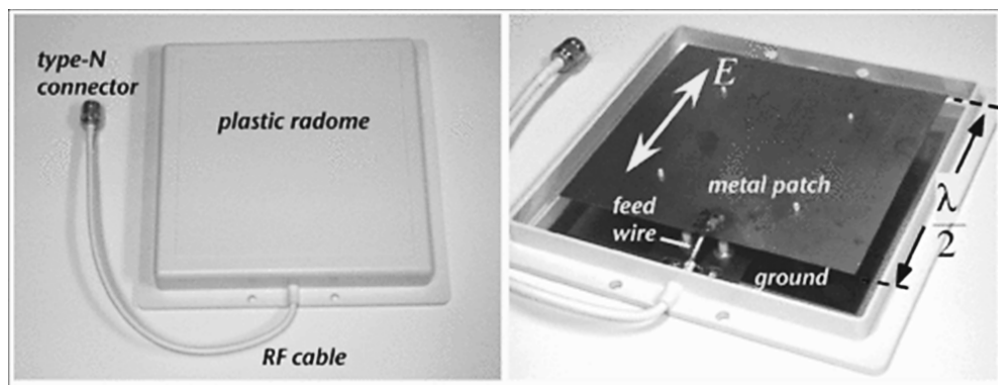


Рисунок 17.2 — Зовнішній вигляд і конструкція випромінюючої пластини з лінією електричного поля

Коефіцієнт підсилення прямокутної мікросмужкової патч-антени з повітряним діелектриком може бути грубо оцінений так. Оскільки довжина патча

дорівнює половині довжини хвилі, то його можна уявити як напівхвильовий диполь, що дає близько 2 дБ підсилення у вертикальній осі пелюстки. Якщо патч квадратний, її можна розглядати як два півхвильові диполі, рознесені на чверть довжини хвилі, що дає ще 2-3 дБ підсилення. Пластина землі екранує випромінювання зі зворотного боку антени і скорочує середню за обсягом випромінювану потужність вдвічі, що дає ще 2-3 дБ. Підсумуючи все разом, отримаємо коефіцієнт посилення патч-антени, що дорівнює 7-9 дБ, що непогано узгоджується з більш строгими оцінками.

Типова діаграма спрямованості (у вертикальній площині) лінійно-поляризованої патч-антени на 900 МГц показана рис 17.3. Діаграма спрямованості в іншій вертикальній площині схожа на цю через симетрію випромінюючої пластини. Масштаб графіка логарифмічний. Потужність, яка випромінюється в напрямку 180° (90° вліво від вертикальної осі) на 15 дБ менше, ніж вздовж осі основної пелюстки. Ширина основної пелюстки приблизно 65° , коефіцієнт підсилення в напрямку променю 9 dBi.

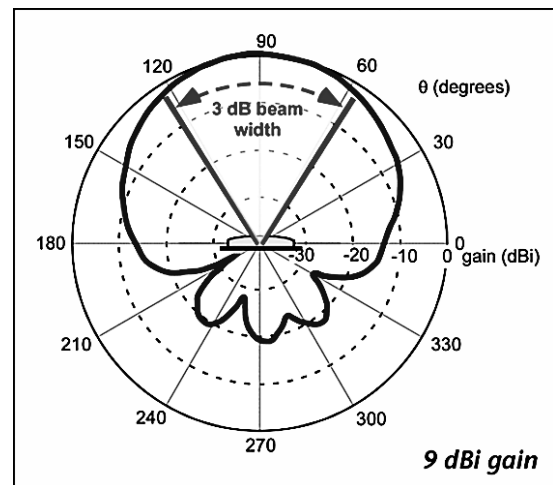


Рисунок 17.3 — Діаграма спрямованості патч-антени

Нескінченно велика пластина землі повністю екранує задню півсферу, проте пластина землі реальної антени має кінцеві розміри. Тому потужність випромінювання у зворотному напрямку (задній пелюстка ДС) менше потужності випромінювання основної пелюстки лише приблизно на 20 дБ. У цьому випадку антена трохи компактніша, але, оскільки її товщина менша, смуга пропускання також зменшується через збільшення добротності.

Отже смуга пропускання антени обернено пропорційна квадратному кореню з ефективної діелектричної проникності підкладки. Також очевидно, що смуга пропускання розширюється зі збільшенням товщини підкладки. Характерна ширина смуги пропускання друкованої патч-антени становить одиниці відсотків. Спосіб збудження антени також впливає її смугу пропускання.

Планарна F-подібна антена (PIFA)

Планарна F -подібна антена (*PIFA* – *Planar Inverted-F Antennas*) — один з найпоширеніших на сьогоднішній день різновидів мікросмужкових антен. Причина популярності антен *PIFA* пояснюється низкою її достоїнств:

- широка смуга робочих частот (до 10% від резонансної частоти);
- малі габарити і підтримка багатодіапазонності;
- відносно високе посилення як у вертикальній, так і в горизонтальній площинах поляризації.

Конструкція антени показана на рис. 17.4.

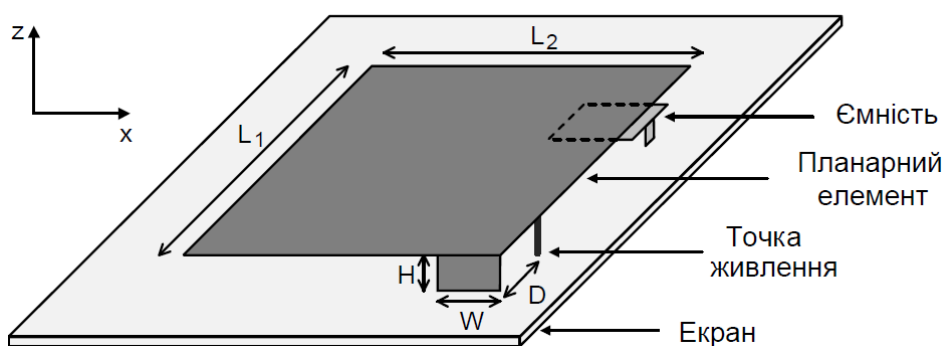


Рисунок 17.4 — Конструкція планарної F -подібної антени

Електричні характеристики *PIFA* антени залежать від розмірів верхньої випромінюючої пластини, співвідношення довжин її сторін L_1 і L_2 , висоти цієї пластини над екраном H , розміру вертикальної заземлюючої стінки W і розташування точки живлення антени.

Невеликі габарити антени *PIFA* характеризуються тим, що її резонансна частота f_0 , яка визначається з рівняння (17.1), приблизно дорівнює півпериметру горизонтальної випромінюючої пластини:

$$f_0 = c/\lambda. \quad (17.1)$$

Слід зазначити, що резонансна довжина хвилі залежить від розмірів конструкції антени і обчислюється за формулами наведеними в табл. 17.1². Як видно, зміна ширини планарних елементів також впливає на вибір резонансної

² Попов В. І. Антени мобільних терміналів у сучасних мережах Мобільного зв'язку /Попов В. І., Скуднов В. О., Васильєв О. С. // Вісник Університету «Україна». Серія: інформатика, обчислювальна техніка та кібернетика. – 2019/ – № 1 (22). – С. 38-48.

частоти. При збігу ширини вертикальної заземлюючої пластини W і довжини сторони L_2 контактуючого з нею планарного елемента, забезпечується найбільша смуга пропускання *PIFA* антени. Крім того, ширина вертикального елемента впливає на поляризацію випромінювання.

Таблиця 17.1 — Формули для розрахунку резонансної частоти *PIFA* антени

Умова	Формула
$W = 0$	$\frac{\lambda}{4} = L_1 + L_2 + H$
$\frac{W}{L_2} = 1$	$\frac{\lambda}{4} = L_1 + H$

Як приклад, на рис. 17.5 показана діаграма спрямованості однодіапазонної *PIFA* антен³, з якої випливає, що напрямок головного максимуму ортогональної площині антени, а його ширина становить близько 60° .

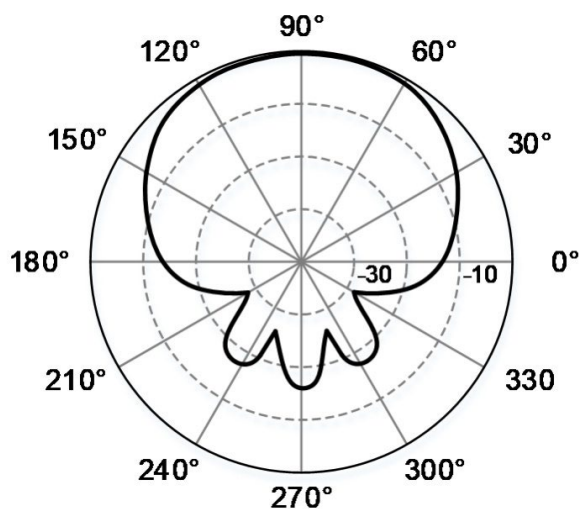


Рисунок 17.5 — Діаграма спрямованості *PIFA* антени

Ефективність антени *PIFA* в навколишньому середовищі знижується відповідно до її втрат, зокрема: омичних втрат власне антени, втрат неузгодження її з фідерною лінією, втратами у фідерній лінії, втратами випромінювання у напрямку бічних пелюсток, тощо.

³ Milligan T.A. Modern Antenna Design, second edition. Hoboken: John Wiley&Sons, Inc., 2005, 614 p.

Антени мобільних телефонів

У стільникових апаратах використовуються декілька типів вбудованих антен. Найбільш прості з них мають ефективність (відношення між значеннями випромінюваної та вхідної потужності) близько 30-40%. Найбільш досконалими вважаються *PIFA* антени: близько 65%. Для порівняння звичайна антена часто має ефективність більше 90%. Тут йдеться про ефективність у вільному просторі, тобто в ідеальних умовах, без сторонніх об'єктів, наприклад, людини, що тримає апарат. Проте антени класу *PIFA* застосовувати в малогабаритних телефонах досить проблематично, оскільки їхня конструкція має досить велику товщину та площу. У реальних умовах характеристики антен можуть погіршитися в декілька разів.

Будь-які вбудовані антени мають певні проблеми, які для звичайних сторонніх антен не настільки актуальні. Перш за все це — вплив конструкції телефону. Внутрішня компоновка може значно змінити характеристики вбудованої антени, крім того часто уся задня частина телефона закривається рукою.

Друга проблема — застосування для виготовлення планарних антени діелектричних матеріалів, що зменшує довжину хвилі в лініях передачі. Цей факт використовується для зменшення габаритів резонансних елементів. Проте виникають додаткові паразитні зв'язки через які втрачається енергія корисного сигналу в колах вбудованої антени. Наприклад, для спіральних антен подібна проблема не суттєва. Крім того у планарних антен вхідний імпеданс має значну реактивну складову (ємнісну чи індуктивну), що ускладнює узгодження з виходом підсилювача і відповідно виникають додаткові втрати потужності.

У зв'язку з розвитком технологій мобільних терміналів (стільникові телефони, смартфони, планшети, комп'ютери з бездротовими модемами тощо) в стандартах LTE (4G) і 5G велика увага виробників надається модернізації і розробці антенних систем. У теперішній час антенні системи MS (*Mobile Station*) технологічно виконуються на основі мікросмужкових ліній складної конфігурації, які забезпечують виконання вимог, що пред'являються сучасними стандартами зв'язку. Для мобільних терміналів автомобільного, залізничного транспорту використовуються системи з рознесеними передавальними і приймальними антенами (MIMO – *Multiple Input Multiple Output*), адаптивні антенні

решітки, що відповідають сучасним технічним вимогам щодо сталого прийому сигналів базових станцій.

Складні умови поширення радіохвиль в системах стільникового мобільного зв'язку пов'язані з їх поглинанням, багаторазовим відбиттям і розсіюванням. У цих випадках закономірності, які справедливі для умов прямої видимості (LOS – *Line of Sight*), більше не виконуються. Властивості вбудованих в мобільні термінали антен безпосередньо залежать від статистичних характеристик навколишнього середовища і розміщення працюючого терміналу відносно просторового положення користувача. Тому при проектуванні антен MS в системах мобільного зв'язку стандартів UMTS і LTE в діапазонах частот від 450 до 3700 МГц, важливо враховувати всі вище зазначені фактори.

Перспективним напрямком досліджень в розробці антен мобільних терміналів є питання збільшення швидкості передачі даних і покращення надійності роботи при збереженні поточних розмірів кінцевих пристроїв. Основним завданням в даній області є розробка адаптивних багатопроменевих антен і антенних систем із застосуванням технології MIMO для мобільних терміналів. Антени MIMO вже застосовуються в ряді планшетних комп'ютерів і надалі очікується збільшення використання таких систем. Основне завдання розробників полягає в зменшенні розмірів самих антенних систем. Це стає можливим із застосуванням МЕМС перемикачів, які мають малі втрати в діапазоні мікрохвильового випромінювання.

Основні вимоги до антен сучасних мобільних систем такі:

- малі розміри,
- велика смуга робочих частот;
- високий коефіцієнт посилення;
- висока ефективність передачі і прийому радіохвиль при різній просторовій орієнтації;
- малий рівень шкідливого електромагнітного випромінювання;
- високі механічні і температурні властивості.

Антени для MS можна розділити на два види: вбудовані та підключені. Серед вбудованих антен розрізняють: внутрішні, зовнішні штирьові та зовнішні висувні. Для систем мобільного зв'язку 4G, 5G доцільно розглядати тільки

вбудовані внутрішні антени. Внутрішні антени, як правило, спрямовані антени. Головна пелюстка спрямованості антени має напрямок в сторону, протилежну від голови користувача.

Адаптивні (смарт) антени

Ідеї, які вдало реалізовані в процесі розробки складних адаптивних антен для базових станцій стільникових телефонів, знайшли застосування і для створення інтелектуальних антенних систем в апаратурі мобільних терміналів в мережі четвертого покоління. Сьогодні в сучасних пристроях можуть застосовуються два нових типи антен: адаптивні антени та антени МІМО.

Принцип роботи адаптивних антен полягає в можливості зміни параметрів і характеристик антени, зокрема, в управлінні діаграмою спрямованості. Адаптивні антени можна розділити на антени з перемиканням променів і адаптивні антенні решітки.

Антенa з перемиканням променів — це система, що складається з випромінювань з фіксованою діаграмою спрямованості. Для забезпечення найкращого сигналу вибирається певний промінь, як це показано на рис. 17.6а, що дозволяє збільшити або зменшити підсилення за обставинами, але тільки в напрямках, де промені існують.

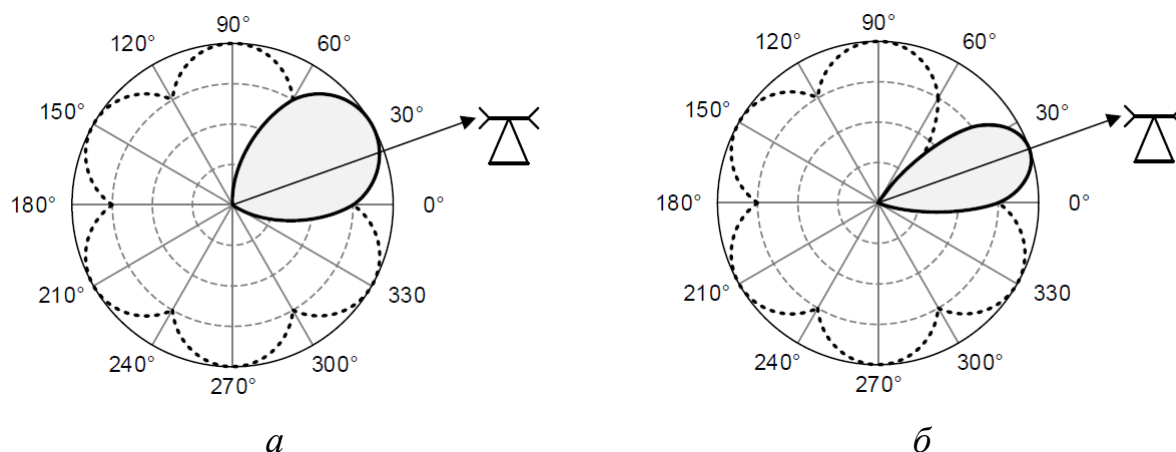


Рисунок 17.6 — Налаштовувані діаграми спрямованості адаптивних антен:

а) антенa з перемиканням променів; б) адаптивна антенна решітка

Адаптивна антенна решітка — смарт-антена, що дозволяє динамічно змінювати характеристики системи за рахунок використання фазообертачів,

атенюаторів і підсилювачів (рис. 17.7). Керування елементами антени відбувається за допомогою процесора, що аналізує зовнішні і внутрішні фактори, що дозволяє сформувати промінь ДС в потрібному напрямку для забезпечення найкращого приймання сигналу з мінімальним рівнем завад.

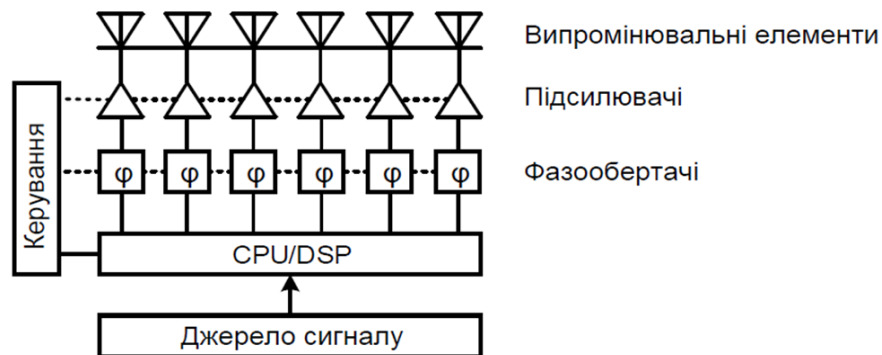


Рисунок 17.7 — Схема реалізації адаптивної антенної решітки

Технологія MIMO реалізується на основі використання декількох антен для передавання і приймання інформації. Такий підхід дозволяє не тільки підвищити надійність зв'язку (за рахунок використання всіма антенами загального каналу, але й збільшити пропускну здатність всього тракту. В даний час така технологія активно застосовується в антенних системах модемів і бездротових маршрутизаторів.

Параметри сучасних типових антен мобільних систем

В даний час широкого поширення набули мікросмужкові антени, виконані за технологією друкованих плат. Серед переваг даної технології досить хороші характеристики спрямованості, компактні розміри, простота установки в різні пристрої при невисокій вартості виробництва. У табл. 17.2 наведені типові мікросмужкові антени терміналів 4G, доступні на ринку телекомунікацій, а на рис. 17.8 наведені їхні діаграми спрямованості.

Перспективним напрямком досліджень в розробці антен мобільних терміналів є питання збільшення швидкості передачі даних і підвищення надійності роботи пристроїв. Основним завданням в даній області є розробка адаптивних багатопроменевих антен та антенних систем із застосуванням технології MIMO для мобільних терміналів. Основне завдання інженерів, які працюють над адаптацією антен з променями, що перемикаються, і адаптивних антенних

решіток для мобільних терміналів, полягає в зменшенні розмірів самих антенних систем.

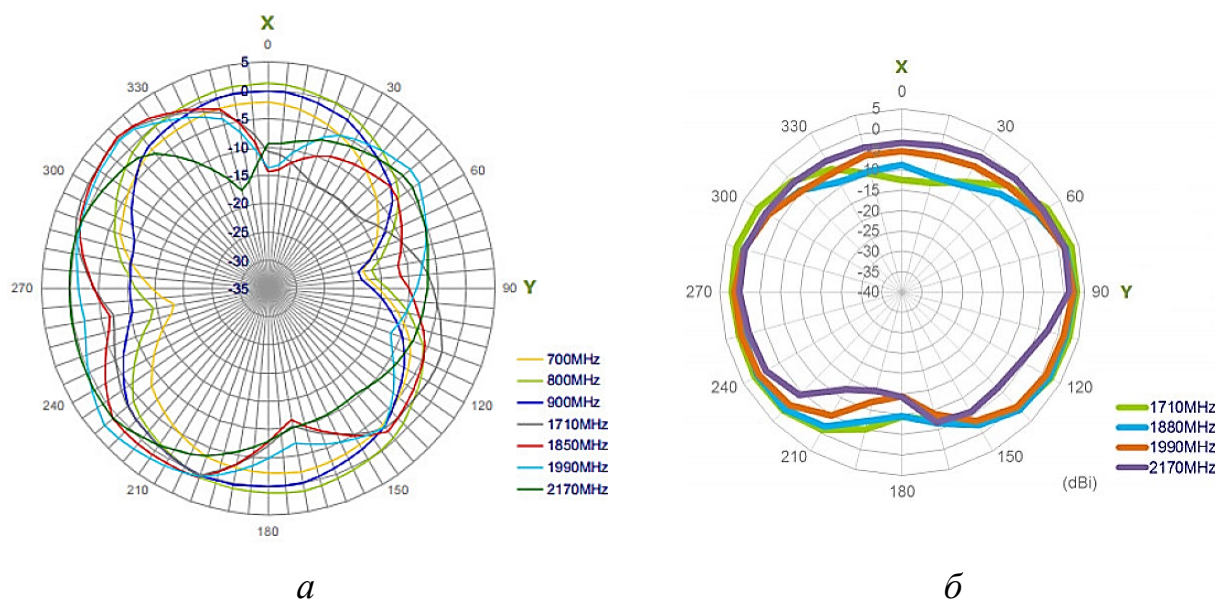


Рисунок 17.8 — Діаграма спрямованості:
а) PIFA антени, б) всеспрямованої патч-антени

Це стає можливим із застосуванням ключів на базі мікроелектромеханічних систем (MEMS перемикачі), що володіють малими втратами в діапазоні надвисокочастотного випромінювання.

Таблиця 17.2 — Типові мікросмужкові антени

Тип антени	Діапазон частот, МГц	Вхідний опір, Ом	Коефіцієнт підсилення, дБ
4G Всеспрямована патч-антена	698-960, 1390-1435, 1710-1990, 1755-2170, 2400-2500, 2500-2700, 3400-3600	50	-1,3
4G PIFA антенна	700-800, 824-896, 880-960, 1710-1880, 1850-1990, 1710-2170	50	-1,9
4G LTE MIMO 2*2 антенна	703-803, 824-894, 880-960, 1565-1612, 1710-1880, 1850-1990, 1920-2170, 2400-2500, 2500-2700, 3400-3600	50	-1,84



Контрольні запитання

1. Назвіть технології виготовлення мікросхем мікрохвильового діапазону.
2. В якій апаратурі мікрохвильового діапазону переважно застосовуються мікросмужкові антени. Які їхні основні переваги та недоліки.
3. Які форми мікросмужкових випромінювачів Ви можете назвати? Чи можуть вони використовуватися як самостійні антени?
4. Що входить до складу мікросмужкової антени. Яка переважно діелектрична проникність матеріалів, що використовуються її виготовлення?
5. Яким фактором обмежується товщина підкладки мікросмужкової антени?
6. Поясніть принцип дії патч-антени? Чому дорівнює її коефіцієнт підсилення? Що можна сказати про діаграму спрямованості такої антени?
7. Які два способи підключення патч-антени до мікрохвильового тракту Ви можете назвати?
8. Наведіть ескіз F -подібної мікросмужкової антени та поясніть принцип її роботи.
9. Як визначаються елементи топології *PIFA* антени?
10. Які переваги та недоліки *PIFA* антени?
11. Порівняйте діаграми спрямованості патч- та *PIFA* антен. У якій з них вона більш гостра?
12. Які планарні антени для мобільних терміналів Ви можете назвати. Які основні фактори експлуатації слід враховувати під час розробки антен даного класу?
13. Поясніть особливості технології MIMO. Які вона має переваги?
14. Поясніть основні принципи роботи адаптивних антен.
15. Які основні особливості роботи антени з перемиканням променів? Перемикачі якої конструкції краще використовувати в таких антенах?
16. Поясніть як працює адаптивна антена решітка, схема якої наведена на рис. 17.7.
17. Які всеспрямовані антени використовуються в мобільних системах зв'язку?

Лекція 18 Принцип дії та основні компоненти антенних решіток

Зміст лекції

Загальні положення

Типи та їхні антенних систем характеристики

Принцип дії та основні компоненти антенних решіток

Загальні положення

Для того, щоб отримати гостроспрямовані ДС, одинарною антеною неможливо обійтись. Для цього доводиться використовувати складніші, антенні системи. Складаються вони з певної кількості однотипних випромінювачів. Системність такої антени виражається у певному просторовому розташуванні цих випромінювачів та амплітудно-фазовому розподілі струмів (полів) у них.

Класифікують ці системи за такими ознаками.

1. *Дискретні та неперервні системи випромінювачів.* У дискретних системах, які називаються антенними решітками (АР), кількість випромінювачів N обмежено, а в неперервних — випромінювачі заповнюють всю систему.

2. *Прямолінійні, плоскі та просторові (об'ємні) АР* (рис. 18.1).

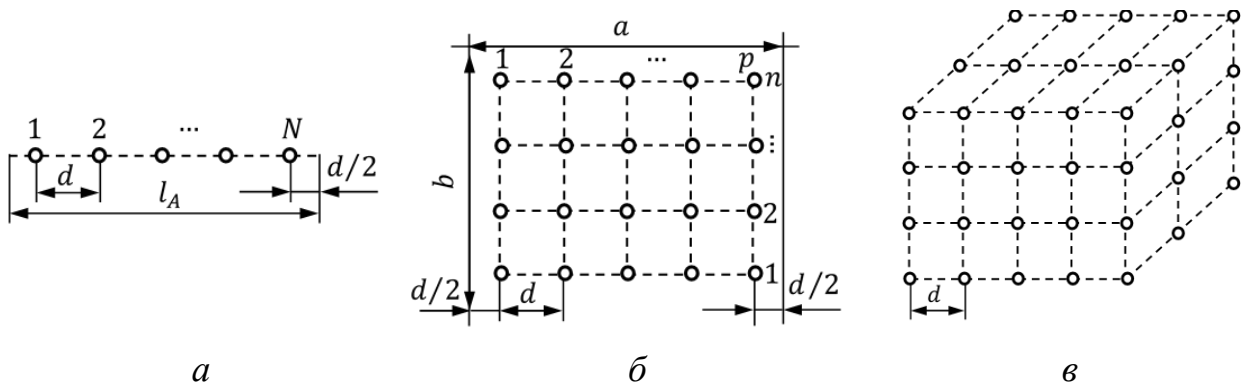


Рисунок 18.1 — Прямолінійна (а), плоска (б) та просторова (в) решітки випромінювачів

Еквівалентні розміри решітки (системи):

$$l_A = Nd;$$

$$a = pd;$$

$$b = nd,$$

де d – відстань між центрами сусідніх випромінюючих елементів АР.

3. *Еквідистантні* антенні решітки, в яких відстань між сусідніми випромінюючими елементами однакова, та нееквідистантні АР.

4. *Рівноамплітудні* системи випромінювачів, у яких амплітуди струмів у всіх елементах однакові, та нерівноамплітудні.

5. Системи з *синфазним* збудженням елементів та з прогресивним набігом фази уздовж системи.

6. Системи з *поперечним*, похилим та поздовжнім випромінюванням. У першому випадку максимум головної пелюстки (променю) ДС розташовано перпендикулярно, у другому — похило, а в третьому — співвісно до лінії розташування випромінювачів.

У професійній літературі вживають скорочені терміни:

прямолінійна система — *лінійна*;

збудження з однаковими амплітудами та лінійно змінюваною фазою — *рівномірне*;

з однаковими фазами — *синфазне*;

з лінійно зростаючим чи спадаючим набігом фази — *фазолінійне*.

На рис. 18.2 показано класифікація за значення коефіцієнта спрямованості антени (КСД).

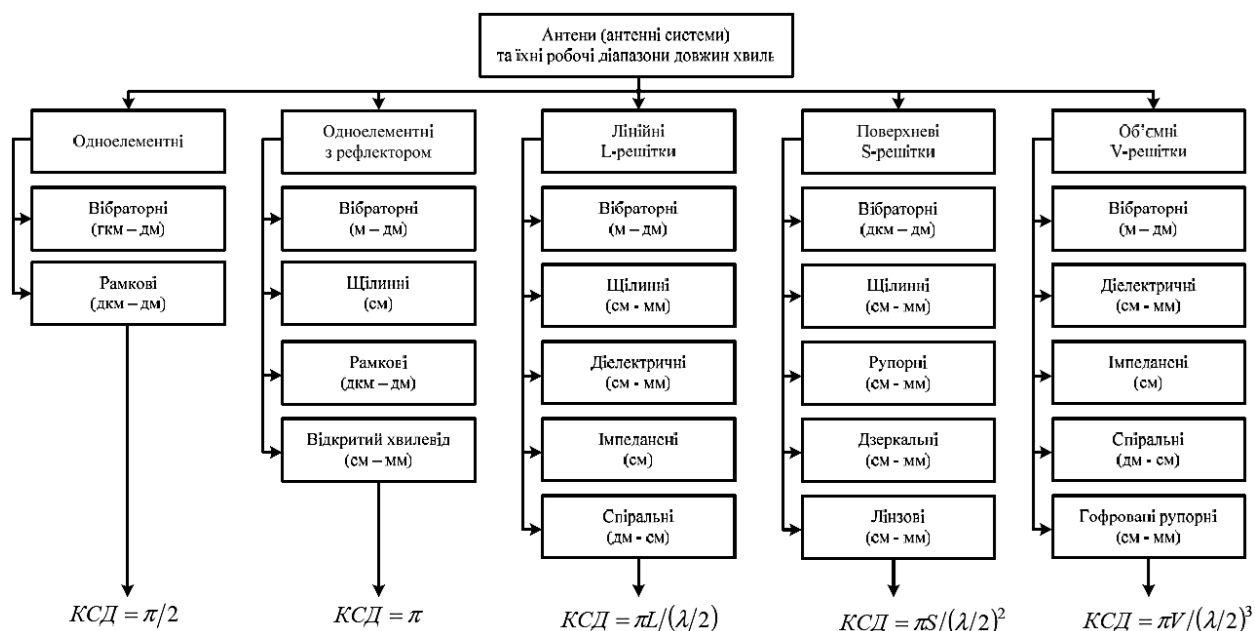


Рисунок 18.2 — Максимально досяжні значення КСД антенних систем

У дужках на рисунку вказано діапазон довжин хвиль, в якому використовується даний тип антен. Як можна побачити для решіток КСД зростає пропорційно відношенню розміру АР до довжини хвилі λ , причому в ступені вимірності решітка (прямолинійна – 1, плоска – 2 і об’ємна – 3).

Класифікація антенних систем з обробкою сигналу в них наведена на рис. 18.3.

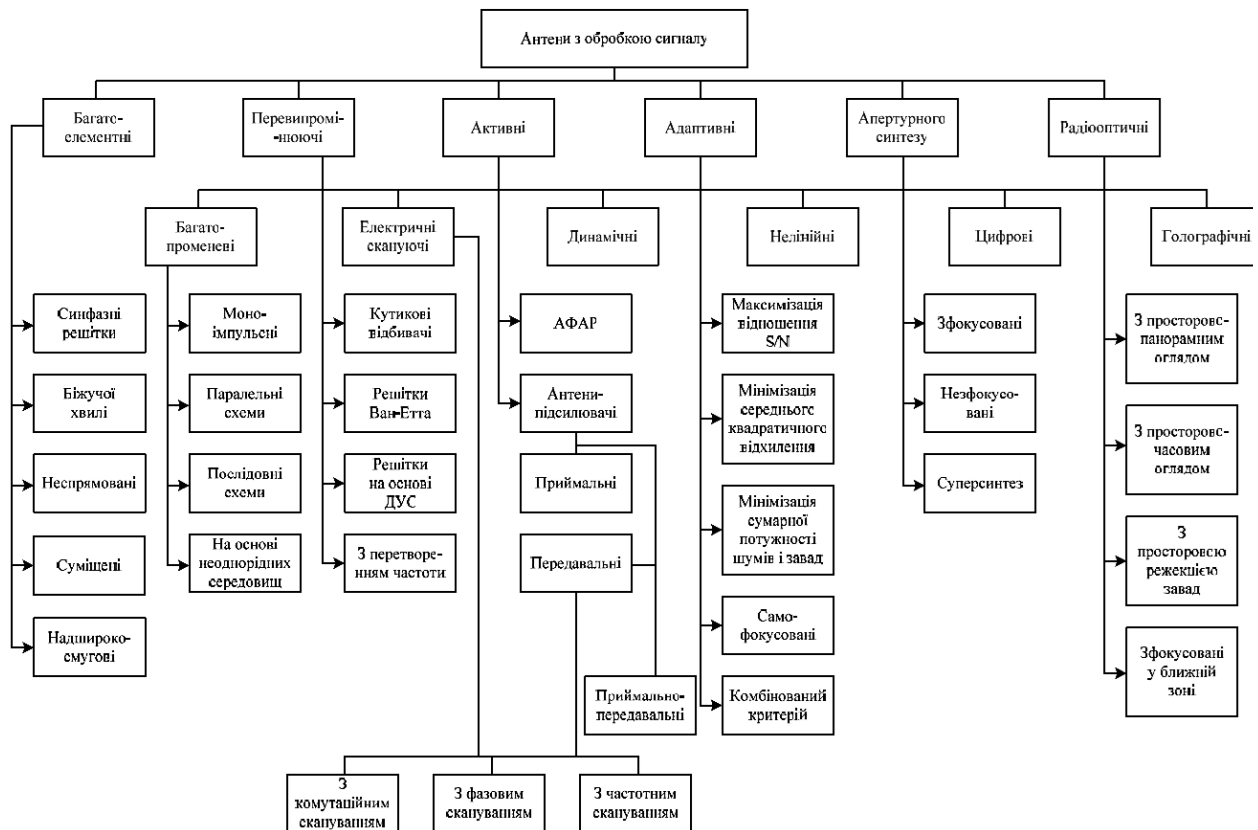


Рисунок 18.3 — Класифікація антен з обробкою сигналів

Типи та їхні антенних систем характеристики

Типи антенних решіток також визначаються за різними ознаками.

Розташування випромінювачів у просторі. Залежно від розташування випромінювачів у просторі виділяють випуклі антенні решітки (конічні, циліндричні, сферичні, а також розташовувані на заданій випуклій поверхні носія – конформні АР). До випуклих АР відносять також багатогранні АР (рис. 18.4), які є просторовою системою плоских решіток, розташованих на гранях випуклих багатогранників (пірамід, призм тощо).

Плоскі АР мають обмежений сектор електричного сканування, з орієнтовним максимальним значенням сектора $\pm(40...50)^\circ$, зазвичай вузькосмугові.

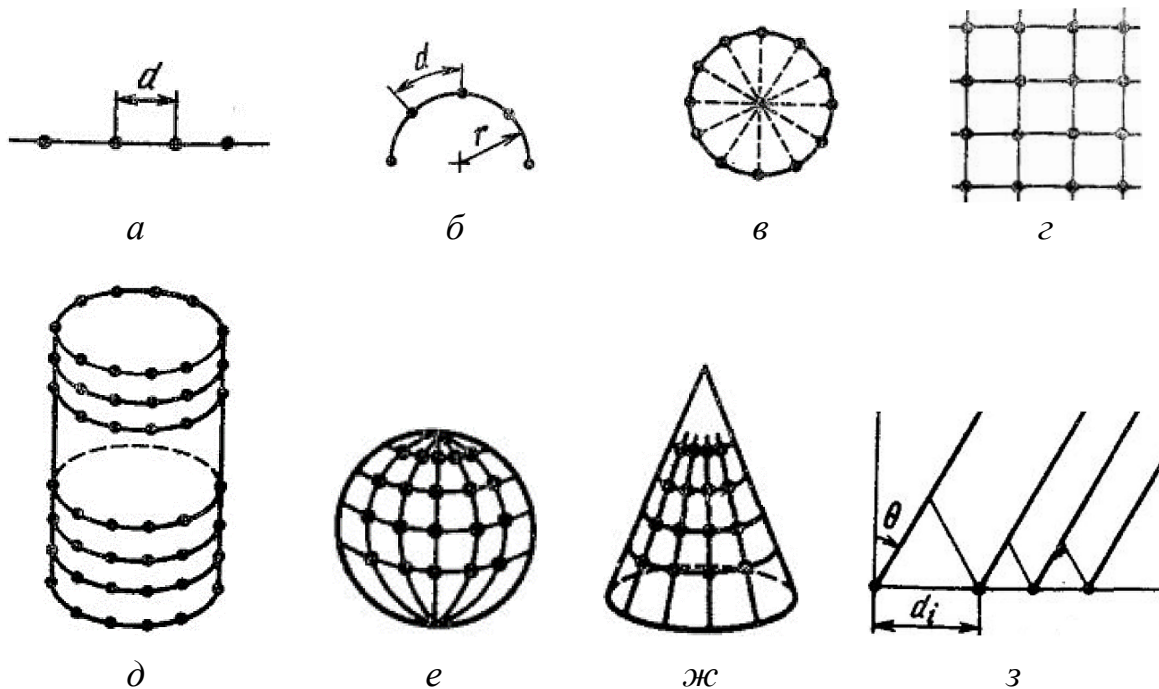


Рисунок 18.4 — Типи антенних решіток: а) лінійні; б) криволінійні; в, г) плоскі; д) циліндричні; е) конічні; ж) сферичні; з) нееквідистантні

Ширококутне електричне сканування, зокрема круговий огляд теж, при роботі у широкій смузі, вимагає переходу від плоских до складніших випуклих АР. Як перехідний варіант між плоскими та випуклими АР є гібридна можна вважати фазовану антенну решітку (ФАР) (рис. 18.5), яка дозволяє розширити сектор сканування плоскої решітки.

За способом збудження антенні решітки можуть мати

- опромінювач, аналогічний тому, який використовується в дзеркальній або лінзовій антенні і який може бути прохідного чи відбивного типу (рис. 18.6);

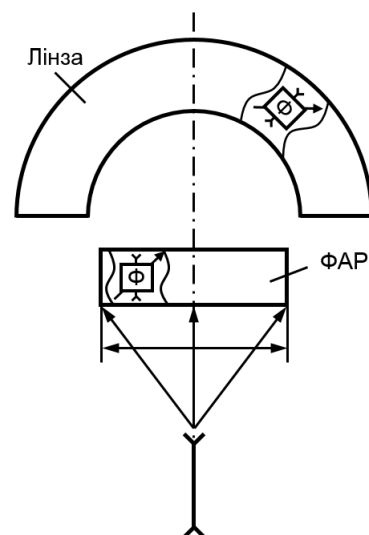


Рисунок 18.5 — Гібридна ФАР

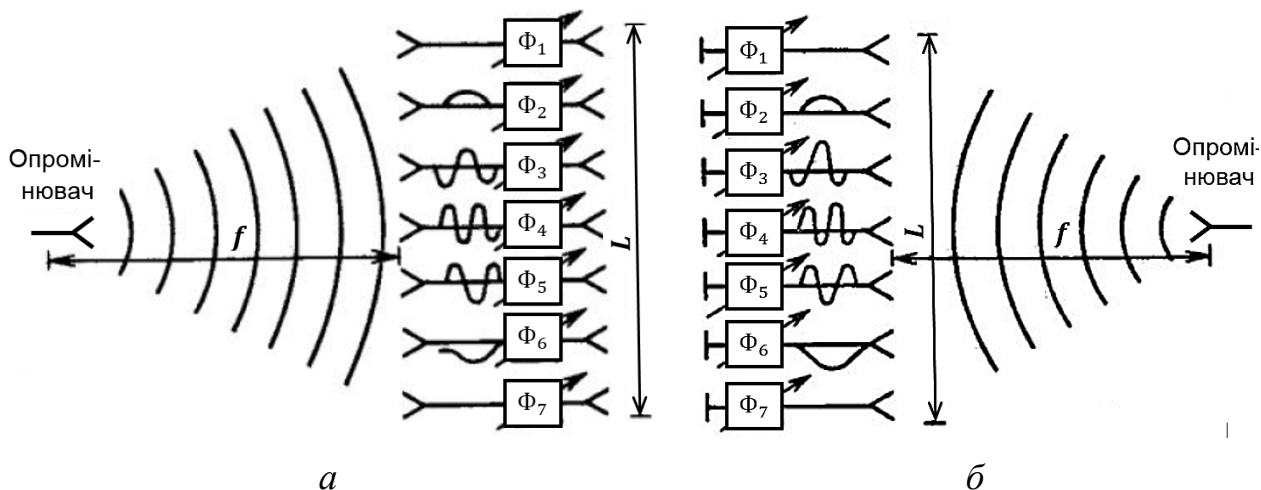


Рисунок 18.6 — Антенна решітка з просторовим збудженням прохідного (а) та відбивного (б) типу

– з фідерним збудженням, коли АР збуджують системою ліній передач (рис 18.7: а – послідовна ФАР; б – паралельна ФАР; в – двійково-поверхова ФАР, «ялинка»).

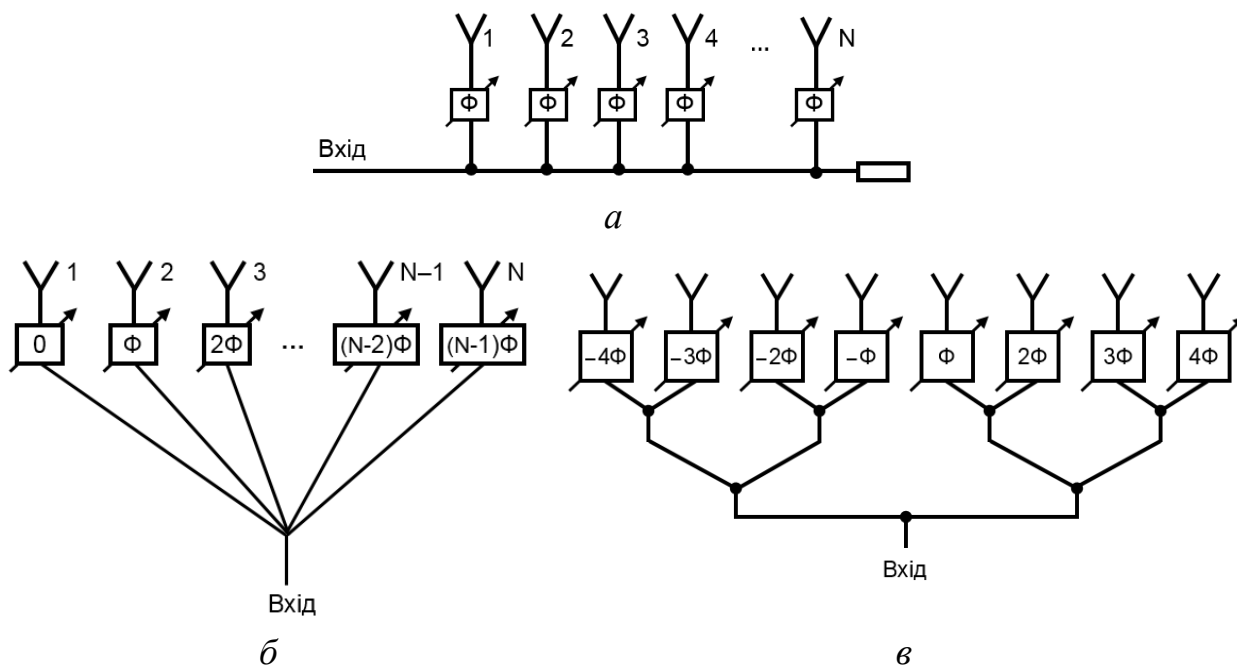


Рисунок 18.7 — Антенна решітка з фідерним збудженням: а) – послідовним; б) – паралельним; в) – двійково-поверхова

Кожен зі способів збудження має свої переваги та недоліки, і його вибір складає одну з задач проектування решіток.

Розвиток антенних систем спричинив доповнення (а також перегляд) загальноприйнятих характеристик:

- поляризація поля випромінювання;
- спрямованість дії;
- робоча смуга частот;
- енергетичні (гранична потужність антени, ККД, шумова температура) такими як:
- характеристики керування;
- статистичні характеристики;
- динамічні характеристики;
- загальнотехнічні характеристики;
- експлуатаційні характеристики;
- економічні характеристики.

Зокрема антени з обробкою сигналу характеризують сектором сканування променю чи огляду простору, швидкодією (темпом огляду, час перемикання променю чи адаптації), точністю визначення кутових координат чи встановлення променю, рівнем придушення завад, потужністю керування тощо.

Характеристики керування визначають залежності основних параметрів антен від керуючих впливів та допустимі їхні зміни.

Потребу врахування різні детерміновані та випадкові похибки великої кількості елементів антени призвела до створення статистичної теорії аналізу та синтезу антен. За цією теорією визначають деякі середні характеристики за ансамблем однотипних антен або середні за будь-який інтервал час для однієї і тієї ж антени. За відомими законами розподілу випадкових величин і їхньою дисперсією в антені знаходять середні значення та флуктуації КСД, рівня бічних пелюсток, ширини та напрямку променя тощо.

При цьому очікувані середні характеристики виявляються гірші ніж знайдені для ідеалізованих антен. Тому статистичний аналіз дозволяє знайти реалізовувані характеристики антен за заданої технології, елементної бази, способах побудови, керування променем, адаптації тощо.

Статистичний аналіз встановлює гранично досяжні характеристики антен для певних заданих факторах.

У передавальних активних ФАР доцільно ввести нову енергетичну характеристику:

Потенціал решітки = КСД × Потужність випромінювання.

У динамічних АР, антенах із синтезованою апертурою поняття ДС певною мірою втрачає сенс. Тому розглядають такі поняття як «миттєва ДС», «ефективна ДС» для заданого інтервалу спостереження та способу обробки сигналу. Намагання створити літальні апарати за технологією «стелс» («невидимі» для РЛС) спричинило появу нової характеристики – її ефективної поверхні розсіяння.

Забезпечення вимог щодо електромагнітної сумісності, завадозахищеності, прихованості, працездатності навігаційних радіолокаційних станцій на малих висотах — все це реалізується, у першу чергу, шляхом мінімізації рівня бічних пелюсток. З цією метою вводять диференціальні характеристики спрямованості: допустимий рівень пелюсток у певному кутовому секторі, або рівень дифракційних, комутаційних чи інших пелюсток.

Забезпечення електромагнітної сумісності радіоапаратури призвело до обмеження потужності випромінювання антен за межами робочих частот, рівнів сигналів, секторів огляду тощо. Виникла потреба в аналізі нелінійних ефектів, які мають місце в антенах з обробкою сигналу.

Крім того важливими залишаються експлуатаційні та економічні характеристики, які враховують масу, габаритні розміри, вартість, надійність, довговічність, ремонтпридатність, метрологічну забезпеченість, тощо.

Принцип дії та основні компоненти антенних решіток

Теорема перемноження діаграм спрямованості. Отримання спрямованого випромінювання АР пояснюється інтерференцією полів, створюваних окремими випромінювачами. Внаслідок цього ДС такої антенної системи залежить і від типу випромінювачів, і від їхнього розташування у просторі та відстані між ними, від довжини хвилі, а також співвідношення між амплітудами та фазами струмів у випромінювачах. Певним розташуванням збудженням випромінювачів можна реалізувати різноманітні діаграми спрямованості. Для лінійної еквідистантної решітки ідентичних випромінювачів за їхньої однакової

орієнтації у просторі така АР еквівалентна одному випромінювачу, фазовий центр якого розташований у середній точці системи, а її діаграма спрямованості $f(\theta, \varphi)$ визначається добутком діаграм спрямованості одинарного випромінювача $f_1(\theta, \varphi)$ та тієї ж системи з N уявних ізотропних (неспрямованих) випромінювачів $f_p(\theta, \varphi)$:

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) \cdot f_p(\theta, \varphi).$$

За способом зміни фазових зсувів розрізняють ФАР:

- з електромеханічним скануванням, яке реалізується, наприклад, за допомогою зміни геометричної форми відрізка лінії передачі збуджувального кола (наприклад, хвильовода);
- частотним скануванням, заснованим на залежності фазового зсуву від частоти, наприклад, зміною довжини фідерної лінії між сусідніми випромінювачами або дисперсії хвиль у лініях передачі;
- з електричним скануванням, реалізованим за допомогою кіл, що змінюють фазу, або фазообертачів, керованих електричними сигналами з плавною (безперервною) або дискретною (ступінчастою) зміною фази.

Найбільші можливості мають ФАР з електричним скануванням. Вони забезпечують створення різноманітних фазових зсувів у всій площині розкриття та значну швидкість зміни фази для відносно невеликих втратах потужності. У мікрохвильовому діапазоні в сучасних ФАР широко використовують феритові і напівпровідникові фазообертачі (зі швидкодією порядку мікросекунд і втратами потужності $\sim 20\%$). Керування роботою фазообертачів (рис. 18.8) здійснюється за допомогою швидкодіючої електронної системи TX , яка в найпростіших випадках керує групами елементів (наприклад, рядками та стовпцями в плоских ФАР з прямокутним розташу-

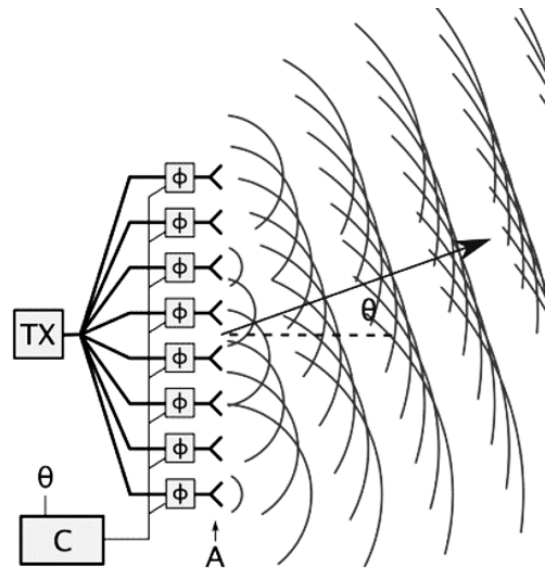


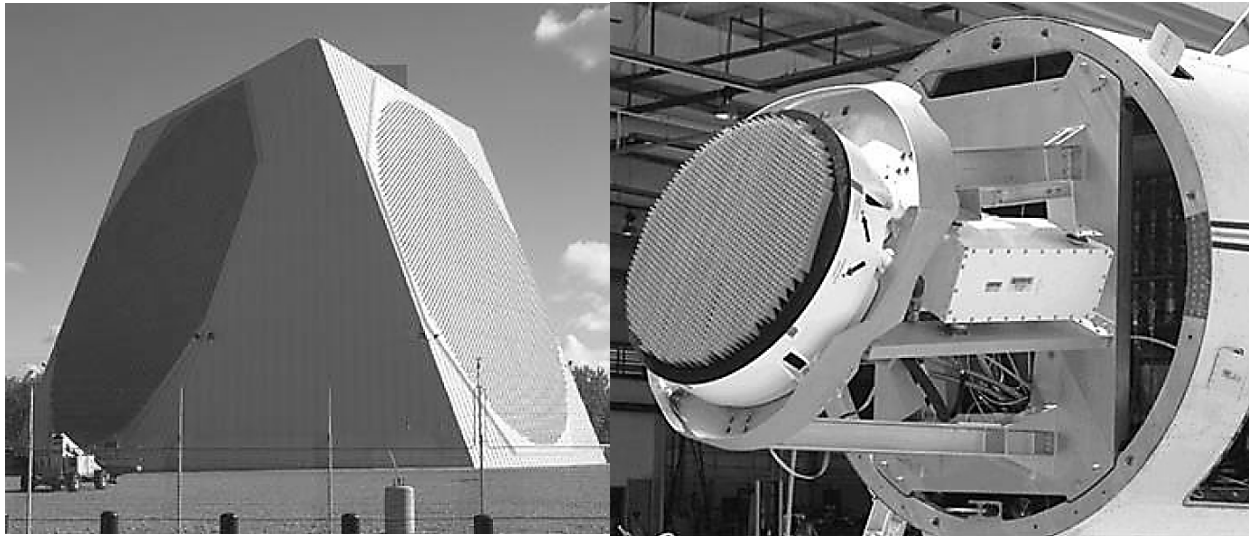
Рисунок 18.8 — Принцип дії ФАР

ванням випромінювачів), а в найскладніших — кожним фазообертачем окремо. Хитання променю в просторі може проводитися як за наперед заданим законом, так і за програмою, що виробляється в процесі роботи всього радіопристрою C , до складу якого належить ФАР. Збудження випромінювачів ФАР здійснюється або через фідерні тракти, або за допомогою хвиль, що вільно поширюються. Фідерні тракти кіл збудження крім фазообертачів, іноді містять складні електричні пристрої (схеми, що створюють діаграму спрямованості), що забезпечують збудження всіх випромінювачів від декількох входів. Це дозволяє реалізувати в просторі відповідні промені (в багатопробієвих ФАР).

Квазіоптичні ФАР в основному бувають двох типів: прохідні (лінзові), в яких фазообертачі та основні випромінювачі збуджуються за допомогою хвиль від допоміжних випромінювачів. Багатопробієві квазіоптичні ФАР містять кілька опромінювачів, кожному з яких відповідає свій промінь у просторі. У деяких ФАР для формування ДС застосовують фокусуючі пристрої (дзеркала, лінзи). Розглянуті вище ФАР іноді називаються пасивними.

Найбільші можливості керування характеристиками мають активні ФАР, в яких до кожного випромінювача або модулю підключений керований за фазою (рідше за амплітудою) передавач або приймач. Приклади фазованих антенних решіток наведені на рис. 18. 9

Керування фазою в активних ФАР може виконуватися в трактах пробієвої частоти або в колах збудження когерентних передавачів, гетеродина приймачів тощо. Таким чином, в активних ФАР фазообертачі можуть працювати в діапазонах хвиль, відмінних від робочого діапазону антени. Втрати в фазообертачах в ряді випадків безпосередньо не впливають на рівень основного сигналу. Передавальні активні ФАР дозволяють здійснити складання в просторі потужностей когерентних електромагнітних хвиль, що генеруються окремими передавачами. У приймальних активних ФАР спільна обробка сигналів, прийнятих окремими елементами, дозволяє отримувати більш повну інформацію про джерело прийнятого сигналу. У результаті узгодженої роботи випромінювачів характеристики ФАР можуть змінюватися під час сканування променю. Для зменшення шкідливого впливу випромінювачів в ФАР іноді застосовують спеціальні методи компенсації взаємної зв'язку між елементами.



а

б

Рисунок 18.9 — Приклади зовнішнього вигляду ФАР:

а) наземної радіолокаційної та *б)* авіаційної



Контрольні запитання

1. Назвіть ознаки, за якими проводиться класифікація антенних решіток.
2. Як співвідносяться коефіцієнти спрямованості лінійної, поверхневої та об'ємної антенних решіток?
3. Які типи антенних решіток за розташування випромінювачів Ви знаєте?
4. Назвіть типи антенних решіток за способом збудження.
5. Назвіть основні характеристики антенних решіток. Які з них такі, як у звичайних антен, а які притаманні саме АР?
6. Поясніть основне рівняння теореми перемноження діаграм спрямованості для антенної решітки.
7. Яка антенна система називається фазованою антенною решіткою (ФАР)?
8. Поясніть принцип роботи ФАР.
9. Які характеристики і за допомогою яких пристроїв регулюються у ФАР?
10. Які ФАР називають активними? Наведіть приклади їх використання.

Список рекомендованої літератури

1. Тимофєєв В.І. Мікрохвильова техніка: Електронні кола надвисоких частот : підручник / В.І. Тимофєєв. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 231 с.
2. Татарчук Д. Д. Мікрохвильова електроніка : навч. посіб. / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, М. М. Кобак. – К.: Аверс, 2017. – 125 с.
3. Навчальний посібник до вивчення курсу „Техніка та електроніка НВЧ”. Напівпровідникові та феритові НВЧ-пристрої / О.О. Дробахін, С.В. Плаксін, В.Д. Рябчій, Д.Ю. Салтиков. – Д.: РВВ ДНУ, 2013.– 104 с.
4. Ільницький Л.Я. Пристрої надвисоких частот та антени : Навч. посібн./ Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. – К: НАУ, 2013. – 188 с.)
5. Тоцький О. В. Антенні пристрої і комплекси: консп. лекцій Ч. 1. / О. В. Тоцький, В. В. Науменко. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т ім. М.Є. Жуковського «Харків. авіац. ін-т», 2021. – 93 с.
6. Конспект лекцій з дисципліни «Антени та пристрої мікрохвильової техніки» / укл. Марченко С. В. – Кам'янське: ДДТУ, 2020 р. – 168с.
7. Pozar, D.M. Microwave Engineering / David M. Pozar – 4th ed. – John Wiley & Sons, 2012. – 752 p.
8. Steer, Michael. Fundamentals of Microwave and RF Design. (Third Edition), NC State University, 2019. doi: <https://doi.org/10.5149/9781469656892> Steer.
9. Метрологія. Терміни та визначення: ДСТУ 2681-94. – [Чинний від 1996-01-01]. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с. – (Державний стандарт України).