

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

І.М. Бондаренко

МІКРОЕЛЕКТРОНІКА НВЧ

Частина 1

ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ НВЧ-ТРАКТУ

Навчальний посібник
для студентів спеціальностей
«Мікро- та наносистемна техніка», «Електроніка»

РЕКОМЕНДОВАНО

Вченою радою університету.

Протокол № 15 від 28.12. 2016 р.

Харків 2017

УДК 621. 396.67

Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч. 1. Елементи та пристрої НВЧ-тракту: Навч. посібник для студентів ВНЗ. – Харків: ХНУРЕ. – 2017. – 152 с.

Викладено основні принципи функціонування ліній передачі, елементів, вузлів і пристроїв, які використовуються в мікроелектроніці НВЧ, розглянуті особливості їхнього конструктивного виконання й технології виготовлення, наведені основні співвідношення, які дозволяють виконувати розрахунок основних характеристик та проектування, розглянуті особливості їх технічного виконання та практичного застосування. Розглянуті вимоги до ІС НВЧ і напрямки їх удосконалення та розвитку.

Рекомендований як навчальний посібник для студентів усіх форм навчання спеціальностей «Мікро- та наносистемна техніка», «Електроніка».

Рецензенти:

М.Т. Черпак, д-р. фіз.-мат. наук, проф., старший науковий співробітник Інституту радіофізики і електроніки НАН України;

Г.І. Чурюмов, д-р. фіз.-мат. наук, проф., професор кафедри фізичних основ електронної техніки Харківського національного університету радіоелектроніки

Іл. 135. Бібліогр. 18 назв.

ВСТУП

Відповідно до рекомендацій Міжнародного консультативного комітету з радіо до діапазону надвисоких частот (НВЧ) належать сантиметрові хвилі – від 10 до 1 см (від 3 до 30 ГГц). Проте на практиці прийнято поширювати НВЧ-діапазон на більш широку ділянку електромагнітного спектра, що включає метрові й міліметрові хвилі (від 0,3 до 300 ГГц).

Радіохвилі НВЧ-діапазону мають важливі фізичні особливості.

- Квазіоптичний характер поширення, тобто поширення хвиль на відстань прямої видимості з тією відмінністю від оптичного діапазону, що, починаючи із сантиметрових хвиль, за рахунок зміни діелектричної проникності повітря з висотою та пов'язану з цим рефракцією хвиль (скривленням траєкторії) можлива передача електромагнітної енергії на відстань, що значно перевищує пряму видимість.
- Гостроспрямоване випромінювання за порівняно невеликих геометричних розмірів антен, що дозволяє здійснити спрямовану передачу сигналів, перевагами якої є зниження взаємних перешкод різних радіопристроїв, збільшення дальності дії радіосистеми, скритність передачі, висока точність радіолокаційного визначення координат об'єктів тощо.
- Більша інформаційна ємність НВЧ-діапазону, що дозволяє здійснювати багатоканальні телефонні й телеграфні зв'язки та багатоканальну передачу широкосмугових аналогових і цифрових сигналів з одночасним підвищенням якості та швидкості передачі за рахунок збільшення смуги частот переданих сигналів.
- Малий рівень зовнішніх перешкод, оскільки сумарне значення спектральної щільності потужності (потужності в смузі 1 Гц) усіх видів цих перешкод, включаючи сигнали сторонніх НВЧ-генераторів, зменшується зі збільшенням частоти. У зв'язку з цим мінімальний рівень прийнятих сигналів у діапазоні НВЧ практично визначається порівняно невеликими перешкодами, що виникають усередині самих прийомних пристроїв, тобто тепловими коливаннями у вхідних колах та шумами підсилювальних каскадів приймачів.
- Проникнення хвиль частини НВЧ-діапазону (від 3 дм до 3 см) крізь товщу атмосфери Землі. Це дозволяє використати НВЧ-діапазон для передачі інформації через супутники, а також для вирішення задач астрономії та освоєння космічного простору.
- Загасання в атмосфері хвиль короткохвильової частини НВЧ-діапазону (коротше 3 см) за рахунок поглинання водяними парами й киснем, а також розсіювання зваженими в атмосфері частками, наприклад, краплями води.

- НВЧ коливання сантиметрового, міліметрового й субміліметрового діапазонів, мають здатність резонансної енергетичної взаємодії з речовиною. Ця обставина широко використовується в ході аналізу будови речовини методами НВЧ-радіоспектроскопії.

Сумірність геометричних розмірів конструкцій і вузлів радіоапаратури з довжинами хвиль НВЧ-діапазону призводить до суттєвих змін у фізичних явищах, що відбуваються, і до значних кількісних та якісних змін електричних властивостей використовуваних радіоматеріалів.

Це обумовлює ряд особливостей конструкцій НВЧ-пристроїв.

- Розміри конструкцій НВЧ-пристроїв визначаються з урахуванням напіврозподілених і розподілених параметрів.
- Параметри елементів та вузлів визначаються структурою електромагнітного поля, що вимагає від конструкцій виконання умов, які забезпечують стабільне збудження потрібної структури поля.
- Основні характеристики перебувають у прямій залежності від геометричних розмірів конструкцій, що часто викликає необхідність застосування жорстких допусків під час їх виготовлення.
- Ряд важливих характеристик поліпшуються за високої якості обробки й відповідного покриття робочих поверхонь, що вимагає проведення складних і дорогих операцій полірування, сріблення, покриття спеціальними лаками й іншою обробкою важкодоступних внутрішніх поверхонь.
- Здатність до інтенсивного випромінювання, шкідливий біологічний вплив викликають необхідність пред'явлення особливо жорстких вимог до електромагнітного екранування.
- Протікання струмів у тонкому шарі металевої поверхні дозволяє виготовляти НВЧ-пристрої з неметалічних матеріалів з подальшою металізацією поверхонь, що межують з електромагнітним полем.
- У конструкціях приймачів посилення й обробка сигналів виконуються на проміжних і низьких частотах, тому НВЧ-вузли входять лише у вхідну частину приймача до перетворення або детектування початкового сигналу.
- У передавачі майже весь основний тракт складається з НВЧ-вузлів.
- Антенно-фідерні пристрої повністю комплектуються з вузлів, характерних для НВЧ-діапазону.

Основними напрямками застосування техніки НВЧ є радіозв'язок, радіо- і телемовлення, радіолокація, радіоуправління, радіонавігація, радіоастрономія, космонавтика, безконтактні методи дослідження матеріалів, дистанційне зондування віддалених поверхонь і об'єктів тощо.

Сучасний розвиток мікроелектроніки характеризується розробкою інтегральних схем (ІС), які дозволяють реалізувати більшість апаратурних функцій. Основними задачами в ході розробки ІС НВЧ є зменшення габаритів і

маси, підвищення надійності, зменшення економічних витрат, поліпшення за можливості більшості електричних характеристик НВЧ-вузлів.

Початковий період мініатюризації НВЧ-вузлів був пов'язаний зі зменшенням геометричних розмірів існуючих хвилеводних пристроїв, дискретних компонентів і впровадженням у практику НВЧ-техніки напівпровідникових активних елементів. Мікромініатюризація НВЧ-схем стала можливою за рахунок використання в ході їхнього створення технологічних процесів і схемотехнічних рішень відпрацьованих на радіоелектронних системах низькочастотного діапазону, зрозуміло, з урахуванням специфіки функціонування НВЧ-пристроїв. Сучасні технології дозволяють отримувати більшу точність виготовлення за дуже малих розмірів і, отже, сприяють підвищенню рівня інтеграції. Задача підвищення надійності ІС НВЧ вирішується за рахунок підвищення надійності усіх компонентів системи, резервування, зменшення кількості з'єднань, удосконалювання технології.

Зменшення економічних витрат, особливо за серійного випуску ІС НВЧ, обумовлено високою технологічністю та значним скороченням регулювальних і ремонтно-профілактичних робіт. Найбільш помітно знижується вартість складних систем з більшою кількістю ідентичних схемних елементів (наприклад, фазованих антенних решіток).

Завдяки широкому застосуванню в супутникових, корабельних, авіаційних приймально-передавальних системах, а також у системах мобільного зв'язку загального користування мікроелектронних пристроїв НЧ і НВЧ було забезпечене вирішення складних задач: автоматизація процесу прийому й передачі інформації, електронне керування діаграмою спрямованості антен, створення багатопробієвих антенних решіток і малогабаритної апаратури з виведенням інформації на дисплей прийомного індикатора.

Подальший розвиток мікроелектроніки НВЧ за декількома основними напрямками.

- Розробка й удосконалювання технології стрічкових (СЛ) і мікрострічкових (МСЛ) ліній передачі та пристроїв на їхній основі.
- Мікромініатюризація конструктивних і функціональних вузлів пристроїв НВЧ.
- Розробка активних напівпровідникових приладів, що забезпечують виконання функцій генерування, детектування, посилення, множення, керування сигналами НВЧ тощо.
- Розробка й удосконалювання технології гібридних і напівпровідникових ІС НВЧ.
- Розробка методів створення об'ємних інтегральних схем (ОІС) НВЧ.

У даному навчальному посібнику викладені основні принципи функціонування ліній передачі, елементів, вузлів і пристроїв, які використовуються у мікроелектроніці НВЧ, розглянуті особливості їхнього конструктивного виконання й технології виготовлення, наведені основні

співвідношення, що дозволяють виконувати розрахунок основних характеристик і проектування.

У посібнику також розглянуті особливості конструювання і технології гібридних й напівпровідникових ІС НВЧ, перспективи створення й використання ОІС НВЧ.

Матеріал навчального посібника призначений для забезпечення дисциплін «Пристрої мікроелектроніки НВЧ», «Мікроелектроніка НВЧ», «Елементна база сучасної мікроелектроніки НВЧ» для спеціальностей 6.050801 «Мікро- та наноелектроніка», 6.050802 «Електронні пристрої та системи», 153 «Мікро- та наносистемна техніка», 171 «Електроніка», а також може бути корисний для споріднених спеціальностей.

Для закріплення матеріалу вступу буде корисним самостійно відповісти на наступні питання:

1. Які діапазони частот та довжин хвиль відносять до надвисоких частот?
2. Які важливі фізичні властивості мають хвилі НВЧ-діапазону?
3. За рахунок чого забезпечується гостроспрямоване випромінювання хвиль НВЧ-діапазону?
4. Завдяки чому можна стверджувати, що хвилі НВЧ-діапазону мають велику інформаційну ємність?
5. Чому НВЧ-сигнали можна використовувати для супутникового зв'язку?
6. Чому НВЧ-діапазон цікавий для аналізу різнорідних речовин та середовищ?
7. Наведіть особливості конструкцій НВЧ-пристроїв і поясніть, від чого вони залежать.
8. Які напрямки застосування мають частоти НВЧ-діапазону?
9. У яких напрямках вирішується питання мініатюризації елементів і пристроїв НВЧ?

1 ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

1.1 Основні типи ліній передачі НВЧ

Найважливішою складовою систем НВЧ-діапазону є лінії передачі. Дводровові й коаксіальні лінії передачі, що використовуються в низькочастотному діапазоні, мають ряд суттєвих недоліків, які проявляються з підвищенням робочої частоти: це, по-перше, збільшення втрат, що призводить до значного зростання загасання хвилі уздовж лінії; по-друге, збільшення випромінювання, яке обумовлене порівнянністю довжини хвилі й відстані між провідниками, що також призводить до зростання втрат у лінії та зниження її захищеності; по-третє, зниження електричної міцності, що призводить до пробою зі зменшенням відстані між провідниками; і, нарешті, по-четверте, складності механічного виготовлення. Ці обставини сприяли створенню передавальних ліній (точніше, структур, що спрямовують хвилі) на основі хвилеводів. У НВЧ-техніці широко використовуються хвилеводи прямокутного, круглого та коаксіального типу.

Рішення рівнянь Максвелла для таких систем дозволяє отримати вирази, що описують напруженість складових електричного та магнітного поля хвиль, що поширюються по цих хвилеводах.

При цьому хвилі, у яких відсутня поздовжня складова електричного поля E_z , називають поперечними електричними хвилями (тому що всі електричні силові лінії перебувають у площині поперечного перерізу лінії), а також TE - або H -хвилями. Відповідно, є хвилі типу TM - або E -хвилі, поперечні магнітні хвилі, у яких $H_z = 0$. Якщо хвилі мають тільки поперечні складові електромагнітного поля (такі хвилі не мають дисперсію і не мають критичної частоти), їх називають поперечними електромагнітними хвилями або TEM -хвилями (ще зустрічається назва хвилі T -типу). TEM -хвилі можуть поширюватися коаксіальними лініями і хвилеводами, а також стрічковими лініями.

Стрічкова лінія передачі являє собою провідник стрічкового, прямокутного або круглого перерізу, що розташований на деякій відстані від металевої площини або лежачий між двома такими площинами. Структура електромагнітного поля стрічкової лінії визначається її геометрією та робочою частотою. У низькочастотній частині НВЧ-діапазону структура поля стрічкової лінії відповідає хвилям T -типу. З підвищенням частоти структура поля змінюється і у ряді випадків можна говорити лише про T -наближення. На рис. 1.1 наведено алгоритм перетворення коаксіального об'ємного хвилеводу у плоский, котрий має назву симетричної стрічкової лінії передачі (ССЛ).

Можливий варіант аналогічної лінії передачі без верхньої площини, що екранує, схематично поданий на рис.1.2, називається несиметричною стрічковою лінією передачі (НСЛ).

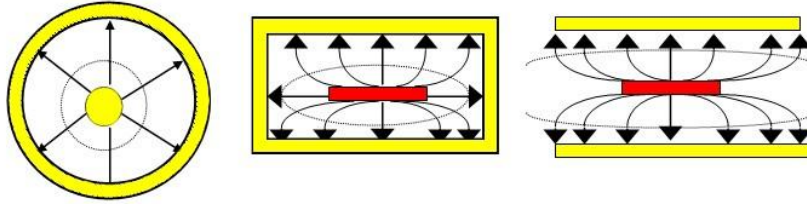


Рисунок 1.1 – Перехід від коаксіального хвилеводу до стрічкової лінії

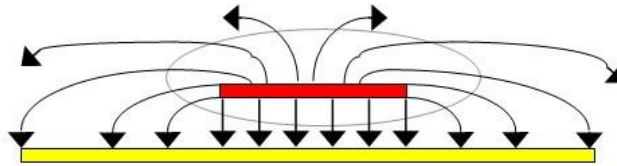


Рисунок 1.2 – Конструкція й структура полів у НСЛ

НСЛ і ССЛ не з повітряним, а з діелектричним заповненням наведені на рис.1.3.

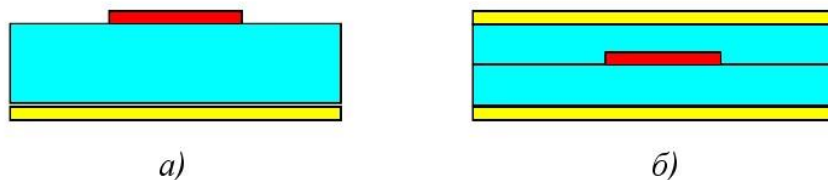


Рисунок 1.3 – Конструкції НСЛ (а) і ССЛ (б) з діелектричним заповненням

Існують й інші численні типи НВЧ ліній передачі, які аналогічно можуть бути отримані трансформацією об'ємного коаксіального хвилеводу у плоску передавальну лінію НВЧ-діапазону.

Такі лінії передачі являють основу сучасних ІС НВЧ і є базовими для побудови елементів і схем у цілому.

Якщо діелектрична проникність ϵ підкладки відрізняється від ϵ навколишнього середовища (завичай ϵ підкладки більше ϵ середовища), то лінію називають мікрострічковою (МСЛ). Часто МСЛ називають несиметричну стрічкову лінію (НСЛ), у якій підкладка має малу висоту та $\epsilon > 10$. У таких стрічкових лініях електромагнітне поле стягується в область між провідником і заземленою основою, що призводить до зменшення втрат на випромінювання та паразитні зв'язки.

Існують такі усталені основні терміни й визначення в області інтегральної НВЧ-електроніки.

Стрічкова лінія передачі (strip transmission line) – це одно-, дво- або трипровідна лінія передачі НВЧ із поперечним перерізом у вигляді паралельних прямих або відрізків прямих, що лежать на одній прямій.

Симетрична стрічкова лінія (ССЛ) – дво- або трипровідна стрічкова лінія передачі, що має дві площини симетрії, і лінія перетинання яких паралельна напрямку поширення енергії.

Несиметрична стрічкова лінія (microstrip transmission line) – дво- або трипровідна стрічкова лінія передачі у вигляді паралельних прямих, що має одну площину симетрії, паралельну напрямку поширення електромагнітної енергії.

Щілинна лінія (slot transmission line) – двопровідна стрічкова лінія передачі, у якій електромагнітна хвиля поширюється уздовж щілини між двома провідними поверхнями, що перебувають в одній площині.

Копланарна лінія (coplanar transmission line) – трипровідна стрічкова лінія передачі, у якій електромагнітна хвиля поширюється уздовж щілин між провідними поверхнями, що перебувають в одній площині.

Стрічковий вузол (стрічкове складання) – пристрій на стрічкових лініях передачі, що виконує одну або кілька радіотехнічних функцій і має закінчене конструктивне й схемне виконання.

Інтегральний стрічковий вузол – стрічковий вузол, усі елементи якого не можуть розглядатися як окремі вироби, а неподільно зв'язані й електрично з'єднані між собою.

Крім зазначених, у НВЧ-мікроелектроніці та під час виробництва НВЧ інтегральних схем широко використовуються інші терміни й визначення.

До їхнього числа належать такі: **гібридний стрічковий вузол; стрічковий елемент; стрічкова плата** (із вже сформованими провідними та непровідними шарами); **однобічна плата; двобічна плата; основна плата; основа стрічкової плати** (фактично підкладка); **рисунок стрічкової плати (топологія); екран стрічкової лінії передачі** – провідний шар, ширина якого значно перевищує ширину робочих провідних шарів; **базові елементи** – система точок, ліній, отворів для визначення положення елементів та інших отворів, шарів стрічкового вузла; **робоча поверхня оригіналу; пробільне місце** – куточок плати, вільний від покриття; **заготовка основи стрічкової плати (заготовка підкладки); стрічкова тест-плата.**

На рис. 1.4 наведені різноманітні варіанти конструкцій стрічкових, щілинних і копланарних ліній передачі НВЧ.

Можливі й інші численні варіанти. Крім того, на основі перерахованих ліній можуть бути створені так звані зв'язані лінії передачі.

Слід також зазначити, що зв'язаними називаються дві або кілька ліній передачі, між якими є безперервний розподілений за довжиною електромагнітний зв'язок, наприклад, як показано на рис. 1.5.

Загальна попередня характеристика основних найбільш часто використовуваних на практиці типів стрічкових ліній наведена нижче.

1. Несиметрична стрічкова лінія – це стрічкова лінія, що розташована на підкладці з низьким значенням діелектричної проникності: від повітря ($\epsilon = 1$) до $\epsilon = 3...4$. Така лінія має більші втрати на випромінювання, тому що деякі

електричні лінії, які починаються на поверхні, не замикаються на основу, а йдуть у нескінченність (рис.1.2).

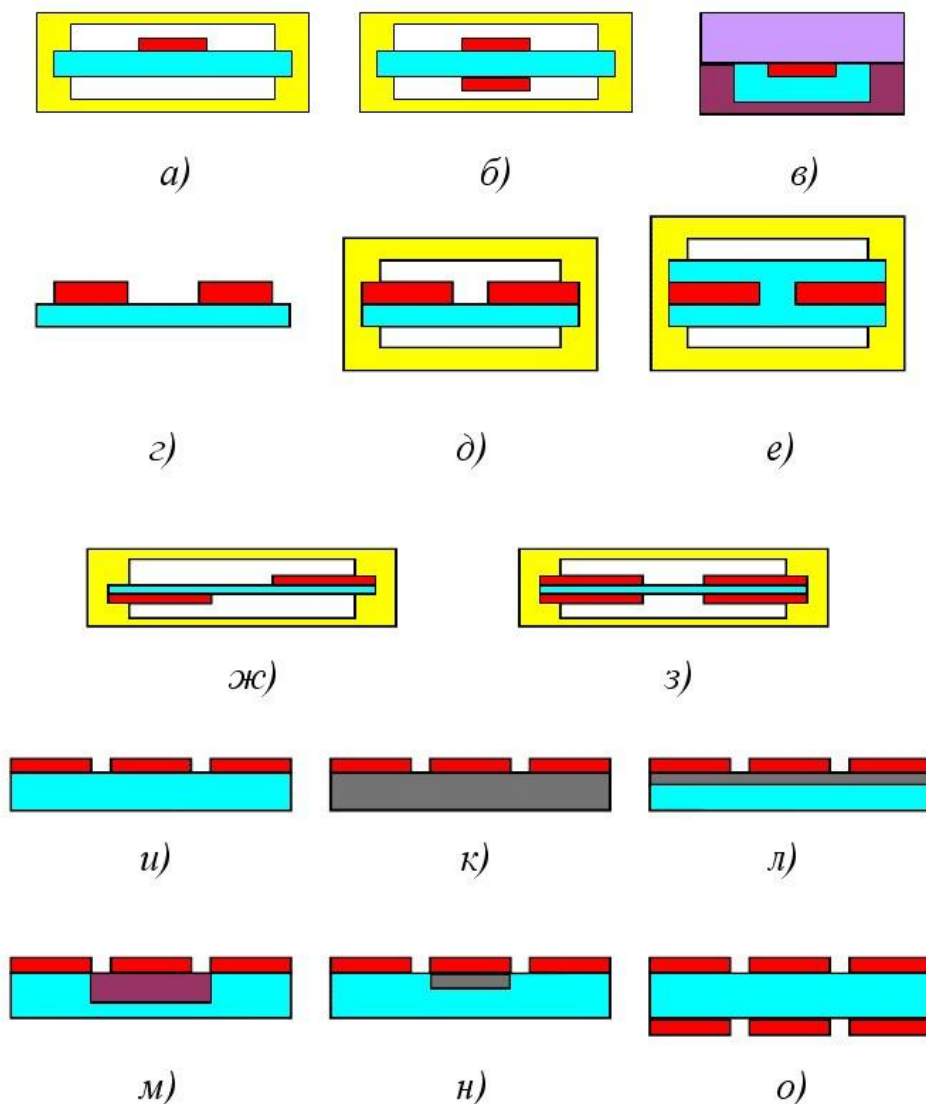


Рисунок 1.4 – Мікροстрічкові лінії: *а* – з підвішеною підкладкою; *б* – екранована (високодобротна) симетрична; *в* – закрита інвертована. Щілинні лінії: *г* – відкрита; *д* – екранована; *е* – ізольована екранована; *ж* – несиметрична екранована; *з* – двошарова екранована. Копланарні лінії: *и* – на діелектричній підкладці; *к* – на феритовій підкладці; *л* – на комбінованій підкладці; *м* – з феритовими вставками; *н* – з феритовими накладками; *о* – симетрична структура

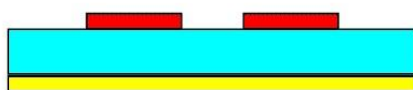


Рисунок 1.5 – Зв'язані мікροстрічкові лінії

2. Мікροстрічкова лінія – це НСЛ на тонкій підкладці з $\epsilon > 10$. Тут поле стягується в область між провідником і заземленою основою, відповідно втрати на випромінювання й паразитні зв'язки зменшуються. Як правило, така лінія виконується в корпусі. Точний теоретичний аналіз МСЛ складний, оскільки по ній поширюється не *ТЕМ*, а квазі *ТЕМ*-хвиля (тобто така, що має також складові поля E_z , H_z , які водночас значно менші за амплітудою складових $E_{x,y}$ і $H_{x,y}$).

3. Симетрична стрічкова лінія (ССЛ). Лінії такого типу, як правило, добре екрановані, мають малі втрати. Проте ССЛ складні у виготовленні та у настроюванні (оскільки центральний провідник недоступний для регулювання). Водночас такі лінії знаходять застосування, оскільки можуть бути виконані більш компактними, ніж МСЛ. Так, на перший погляд, ССЛ більш об'ємна, ніж МСЛ, але для МСЛ необхідно мати повітряний простір над підкладкою, а також екранування. Тому пристрій на МСЛ іноді більш об'ємний. У зв'язку з цим, якщо схема складна та займає більшу площу, то виграш у габаритах вийде з використанням МСЛ. У деяких інших випадках доцільно використати ССЛ.

4. Екранована або високодобротна стрічкова лінія (ВСЛ). Така лінія має ряд переваг: малі втрати, високу добротність, слабкий вплив зміни ϵ підкладки на електричні характеристики лінії. Але є й недоліки: двосторонній друк з необхідністю суміщення провідників, необхідність кріплення діелектрика.

5. Лінія з підвішеною підкладкою (ЛПП). Фактично це ВСЛ, але з одним провідником, тому в такій лінії виключений ряд недоліків. Перевагами порівняно з МСЛ є менші втрати, менша критичність до $\pm \Delta\epsilon$ і до допусків на геометричні розміри, менш жорсткі вимоги до шорсткості підкладки. Проте, ступінь інтеграції в ході використання ЛПП досить низький.

6. Щілинна лінія (ЩЛ). Основний тип хвилі тут не *ТЕМ*, а, як показано на рис. 1.6 – *TE₁₀*. Тому для зменшення випромінювання в щілинних лініях необхідно використовувати підкладки з високим значенням ϵ . Серед переваг ЩЛ можна назвати такі: наявність у лінії еліптичної поляризації, що дозволяє використати її для побудови невзаємних пристроїв, зручність шунтування елементів, установлених на платі, тому що провідники розташовані з одного боку; низькі вимоги до якості зворотного боку підкладки.

7. Копланарний хвилевід (копланарна лінія). Йому властиві ті самі переваги, що й ЩЛ. Крім того, важливою його перевагою є дуже слабка залежність хвильового опору від товщини підкладки, що дає можливість використати підкладки з високим значенням ϵ , і за рахунок цього зменшувати розміри ІС.

Під час и оцінювання електричних характеристик ІС НВЧ необхідно проявляти деяку обережність. Поряд зі збільшенням швидкодії, ширококумовості й стабільності, не слід забувати, що в ІС НВЧ використовуються порівняно низькодобротні друковані лінії передачі, що призводить до збільшення втрат інтегральних схем порівняно зі схемами на основі високодобротних хвилеводних ліній передачі.

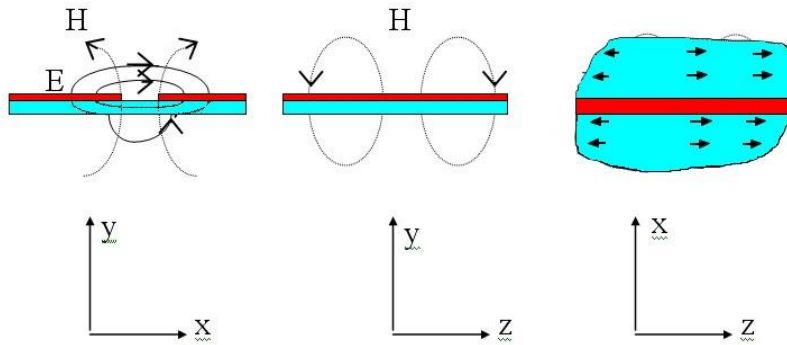


Рисунок 1.6 – Розподіл електричного (E) і магнітного (H) полів у щілинній лінії

Основними кількісними параметрами, якими прийнято характеризувати лінії передачі НВЧ, є смуга робочих частот, довжина хвилі, характеристичний або хвильовий опір, загасання й добротність.

Оскільки стрічкові лінії НВЧ становлять фундамент ІС НВЧ, то розглянемо більш детально їхні основні типи й характеристики.

Відзначимо деякі особливості характеристик стрічкових ліній. Теоретично обмежень для застосування стрічкових ліній в області низьких частот не існує. Практично, оскільки розміри стрічкових резонансних елементів на дуже низьких частотах стають значними, рекомендується застосовувати стрічкові лінії на частотах вище 100 МГц. На високих частотах застосування таких ліній обмежено вимогою жорстких допусків на розміри під час виготовлення, збільшенням втрат і виникненням хвиль паразитних типів.

У загальному випадку *характеристичний (хвильовий) опір* Z_B довгої лінії (у нашому випадку лінії НВЧ) визначається як відношення U/I (напруги до струму) хвилі, що біжить від генератора до навантаження. У термінах теорії поля як такий опір розглядають відношення E/H (напруженостей електричного й магнітного полів). Досить часто використовується і такий вираз:

$$Z_B = \sqrt{L/C}, \quad (1.1)$$

де L і C – погонні індуктивність і ємність лінії НВЧ.

Характеристичний опір Z_C може бути визначений також через значення фазової швидкості $v_\phi = \omega/\beta$ (де ω – робоча частота, $\beta = 2\pi/\lambda_B$ – фазова стала, λ_B – довжина хвилі в лінії) і погонної ємності C . При $\mu = 1$:

$$Z_C = \frac{1}{v_\phi C} = \frac{\sqrt{\epsilon}}{3 \cdot 10^8 C}. \quad (1.2)$$

Оскільки стрічкові лінії у більшості випадків не мають однорідного діелектричного заповнення, то ϵ часто замінюють її ефективним значенням $\epsilon_{\text{эф}}$.

Для визначення довжини хвилі використовують співвідношення $\lambda_B = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}$, де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі або атмосфері.

Для визначення фазової швидкості відповідно можна скористатися співвідношенням

$$v_{\Phi} = 3 \cdot 10^8 / \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} . \quad (1.3)$$

Коефіцієнт загасання стрічкової лінії α визначається як сума, що складається з коефіцієнта α_R , обумовленого тепловими втратами в провіднику та залежного від типу лінії, її геометричних розмірів, поперечного переріза й матеріалу провідників; коефіцієнта α_ϵ , обумовленого тепловими втратами в діелектрику,

$$\alpha_\epsilon = 27,3 \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} \text{tg} \delta / \lambda_0 \quad (1.4)$$

і коефіцієнта загасання α_Σ , обумовленого випромінюванням.

В ході експериментальних досліджень для визначення коефіцієнта загасання α часто користуються параметром, званим власною добротністю лінії Q_0 , що обернено пропорційна коефіцієнту загасання:

$$Q_0 = 27,3 / \lambda_B \alpha ,$$

звідси

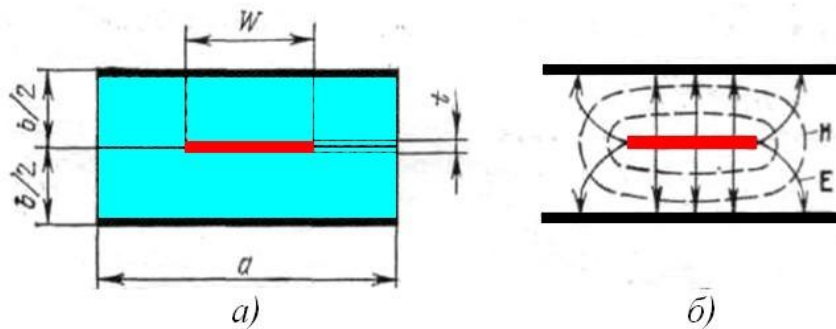
$$\alpha = 27,3 / \lambda_B Q_0 , \text{ [дБ/м]} \quad (1.5)$$

де розмірність α – у Дб/м.

1.2 Симетрична стрічкова лінія

До освоєння ІС НВЧ симетрична стрічкова лінія займала домінуюче положення серед інших мініатюрних ліній передачі. Як ілюструє рис.1.1, така лінія є розвитком коаксіального хвилеводу, якщо його перерізу надати прямокутну форму, а бічні стінки «віднести у нескінченність».

У друкованій симетричній стрічковій лінії центральний провідник укладений між двома діелектричними пластинами з металізованими зовнішніми поверхнями, що забезпечує гарне екранування та малі втрати на випромінювання. Такі лінії, проте, складні в налаштуванні, вимагають чіткого дотримання геометричної симетрії. Вони використовуються в пристроях, для яких мікромініатюризація не відіграє вирішальної ролі. Конструкція й розподіл електричних і магнітних полів у ССЛ показані на рис. 1.7.



a – поперечний переріз; b – розподіл полів

Рисунок 1.7 – Симетрична друкована стрічкова лінія

У симетричній стрічковій лінії критична частота найближчого вищого типу коливань, що є водночас граничною частотою для даної стрічкової лінії, визначається з наближеного співвідношення

$$f_{кр} \approx 300/\sqrt{\varepsilon}(2W + \pi b/2), \quad (1.6)$$

де W і b – ширина внутрішнього провідника й відстань між зовнішніми металізованими поверхнями-екранами (висота), виражені в мм, $f_{кр}$ – у ГГц.

Хвильовий опір симетричних ліній з малою товщиною внутрішньої смужки ($t \ll b$) досить точно для багатьох практичних розрахунків може бути визначений за допомогою такого співвідношення:

$$Z_B \approx 200/\sqrt{\varepsilon}(1 + 2W/b) \quad (1.7)$$

при $W/b > 0,5$, тобто при $Z_B < 100$ Ом.

Коефіцієнт загасання, що обумовлений втратами в діелектрику, визначається за формулою (1.4), а за рахунок втрат у провідниках приблизно дорівнює

$$\alpha_R \approx \frac{4,34R_s}{Z_B W}, \text{ дБ/м}, \quad (1.8)$$

де R_s – поверхневий опір.

Втратами на випромінювання можна знехтувати.

Симетрична стрічкова лінія з діелектричним заповненням, у якої $\varepsilon = 2,5$, $t/b \approx 0$, $W = 4$ мм, $Z_B = 50$ Ом, має в дециметровому діапазоні погонні втрати приблизно 1,2...1,7 дБ/м, добротність 250...350.

Як впливає з вищевикладеного, характеристики симетричної стрічкової лінії (критична частота, хвильовий опір, загасання) залежать від

конструктивних розмірів: висоти лінії b , ширини смужки W . Крім того, слід зазначити, що для підтримки «чистої» T -хвилі (відсутності вищих типів хвиль) b і W мають бути менше $\lambda_B/2$. Ширина основи обирається з умови $a \geq W + 2b$, за якої електричне поле на межі основи незначне.

1.3 Мікροстрічкова лінія

Мікροстрічкова лінія (МСЛ) (рис. 1.8) являє собою несиметричну стрічкову лінію, у якій провідник відділений від заземленої пластини шаром твердого діелектрика з великою діелектричною проникністю. На відміну від ССЛ, висота МСЛ позначається літерою h (фактично h – товщина діелектрика), а ширина заземленої пластини – a . Така лінія легко виготовляється друкованим методом, має малі габарити, низьку вартість за серійного виробництва, високу надійність. Розподіл електричного поля в МСЛ подібний показаному на рис.1.2.

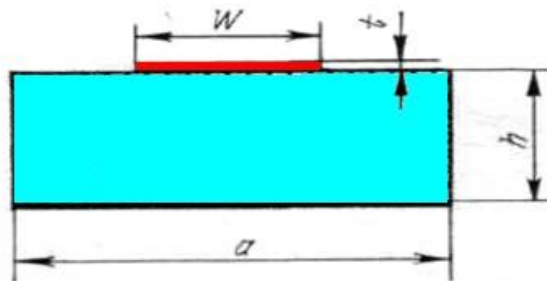


Рисунок 1.8 – Мікροстрічкова лінія

Незважаючи на очевидну простоту конструкції, точний аналіз характеристик МСЛ, яка має неоднорідне діелектричне середовище, складний. Характеристики лінії розраховуються, як правило, у припущенні про поширення квазі T -хвилі. Точно кажучи, у лінії поширюється змішана хвиля, яка характеризується помітною дисперсією, що обумовлює зміну її параметрів від частоти. Точне визначення частотно-залежних параметрів можливо з вирішенням крайових задач числовими методами.

У реальних лініях дисперсія майже не проявляється на частотах до 3 ГГц, при цьому основні характеристики лінії визначаються у квазістатичному наближенні.

Реальні мікροстрічкові схеми розміщуються в екранованому корпусі (рис. 1.9). При цьому ідеалізоване уявлення про провідні межі, що розташовані на нескінченній відстані від смужки, у ряді випадків виявляється неточним.

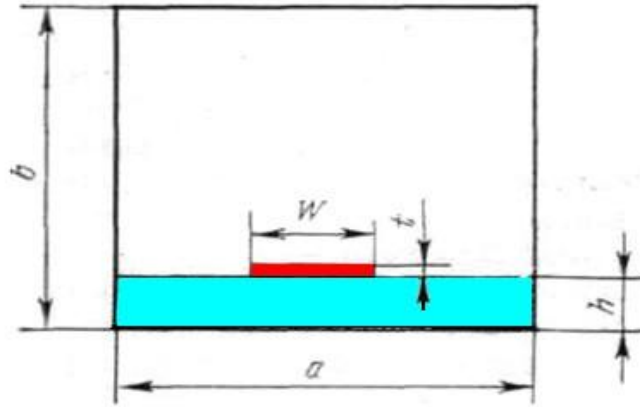


Рисунок 1.9 – Екранована мікстрічкова лінія

Верхня межа робочого діапазону частот МСЛ визначається умовою інтенсивного збудження паразитних поверхневих хвиль. Частота інтенсивного збудження таких поверхневих хвиль, що є верхньою граничною частотою використання МСЛ, може бути знайдена зі співвідношення

$$f_{кр} = c/4h\sqrt{\varepsilon - 1} = 75/h\sqrt{\varepsilon - 1}, \quad (1.9)$$

де $f_{кр}$ — у ГГц, h — у мм.

Ефективна діелектрична проникність, яка необхідна для визначення довжини хвилі λ_B та інших характеристик, може бути обчислена за такою емпіричною формулою

$$\varepsilon_{эфф} = \left(\frac{\varepsilon + 1}{\varepsilon} \right) \left\{ 1 + \left(\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi}{2} \right) + \ln \left(\frac{4}{\pi} \right) / \varepsilon \left[\ln \left(\frac{8h}{W} \right) \right]^{-1} \right] \right\}, \quad (1.10)$$

для $W/h < 1$, тобто для «вузького» стрічкового провідника.

Часто в ході практичних розрахунків $\varepsilon_{эф}$ користуються більш простими співвідношеннями:

$$\varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2\sqrt{1 + 10h/W}}. \quad (1.11)$$

Такі вирази для $\varepsilon_{эф}$ зазвичай чисельно розраховуються та наводяться в довідковій літературі у вигляді графіків і номограм.

Хвильовий опір зменшується зі зростанням W/h і зі збільшенням ε підкладки, причому вплив ε зменшується зі зростанням W/h , що пояснюється збільшенням концентрації електромагнітного поля в діелектрику підкладки.

Хвильовий опір залежить від конструктивних та електричних параметрів провідника, підкладки та є їхньою складною функцією. У припущенні $t/h \rightarrow 0$; $a \rightarrow \infty$ для підкладки, що має значення діелектричної проникності ϵ , і для повітряного навколишнього середовища можуть бути наведені такі вирази для хвильового опору МСЛ:

$$Z_B = \frac{120}{\sqrt{2(\epsilon+1)}} \left[\ln \frac{8h}{W} + \frac{W^2}{3h^2} - \frac{\epsilon-1}{2(\epsilon+1)} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right], \text{ для } W/h \leq 1; \quad (1.12)$$

$$Z_B = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon}} \left(\frac{W}{2h} + 0,441 + 0,082 \frac{\epsilon-1}{\epsilon^2} + \frac{\epsilon+1}{2\pi\epsilon} A \right)^{-1}, \text{ для } W/h > 1; \quad (1.13)$$

де $A = 1,451 + \ln[(W/h) + 0,94]$.

Погрішність розрахунку за формулами (1.12) та (1.13) не перевищує 1...2%.

Для розв'язання зворотної задачі знаходження геометричних розмірів за заданим значенням хвильового опору можуть бути використані такі співвідношення:

$$W/h = 8 / (e^d - e^{-d}), \text{ для } d > 2,1; \quad (1.14)$$

$$W/h = \frac{2(d_1 - 1)}{\pi} - \frac{2}{\pi} [\ln(2d_1 - 1)] + \frac{\epsilon - 1}{\pi\epsilon} \left[\ln(d_1 - 1) + 0,293 - \frac{0,517}{\epsilon} \right], \quad (1.15)$$

для $d < 2,1$;

$$\text{де } d = \frac{Z_B}{60} \sqrt{(\epsilon+1)/2} + \frac{\epsilon-1}{\epsilon+1} \left(0,226 + \frac{0,12}{\epsilon} \right);$$

$$d_1 = 60\pi^2 / Z_B \sqrt{\epsilon}.$$

Погрішність розрахунку розмірів МСЛ за допомогою цих співвідношень (1.14) (1.15) також не перевищує 1...2 %.

Конструкція МСЛ дозволяє сконцентрувати поле в підкладці настільки, що втрати на випромінювання стають незначними порівняно із втратами в підкладці α_ϵ і провіднику α_R .

Втрати в діелектрику можуть бути розраховані за формулою:

$$\alpha_\epsilon = \frac{1,633}{\sqrt{\epsilon\rho} [1 + 1,735\epsilon^{-0,0724} (W/h)^{-0,836}]}, \text{ [дБ/м]}, \quad (1.16)$$

де ρ – питомий опір матеріалу підкладки.

Оскільки в МСЛ, як правило, використовуються високоякісні підкладки з низькими діелектричними втратами ($\text{tg}\delta < 10^{-3} \dots 10^{-4}$), то основне джерело втрат визначається кінцевою провідністю σ металу провідника (природно, з використанням інших, наприклад, напівпровідникових або феритових підкладок, знехтувати цими втратами не можна). У цьому випадку втрати залежать переважно від характеру розподілу струму, провідності провідника σ і шорсткості підкладки. Величина α_R при цьому з досить високим ступенем точності описується виразами:

$$\frac{\alpha_R z h}{R_s} = \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{W_{\text{еф}}}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W_{\text{еф}}} + \frac{h}{\pi W_{\text{еф}}} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right], \quad (1.17)$$

для $W/h \leq 1/2\pi$;

$$\frac{\alpha_R z h}{R_s} = \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{W_{\text{еф}}}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{W_{\text{еф}}} + \frac{h}{\pi W_{\text{еф}}} \left(\ln \frac{2h}{t} + \frac{t}{h} \right) \right], \quad (1.18)$$

для $1/2\pi < W/h \leq 2$,

де $W_{\text{еф}} = W + \Delta W$,

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + 1 \right), \quad \text{при } W/h \leq 1/2\pi;$$

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right), \quad \text{при } W/h \geq 1/2\pi.$$

Величина ΔW враховує збільшення ефективної ємності лінії за рахунок спотворення поля на її краях через нескінченну малість товщини металеві смужки.

В ході оцінних розрахунків величина α_R може бути знайдена з наближеного співвідношення:

$$\alpha_R = 8,68 R_s / Z_B W. \quad (1.19)$$

МСЛ із $\varepsilon = 10$, $h = 1$ мм, $Z_B = 50$ Ом має в дециметровому діапазоні погонні втрати 2,64...4,58 дБ/м, добротність – 150...260.

У реальних МСЛ загасання підвищується через шорсткість підкладки, кінцевої товщини адгезійного підшару між провідником і підкладкою. Зазвичай плівки адгезійного підшару виконуються з високоомних металів.

У режимі безперервних коливань втрати в МСЛ, а також інтенсивність відводу тепла від підкладки, визначають електричну міцність. Орієнтовні значення граничної середньої потужності для лінії із сапфіровою підкладкою

становлять 80...100 Вт, а граничної імпульсної потужності (за шпаруватості сигналу більше 50) – декілька кіловат.

З вищесказаного зрозуміло, що електричні характеристики МСЛ визначаються її геометричними розмірами.

При $h \approx W$ більша частина енергії поля виявляється зосередженою в області з розмірами, рівними потроєному значенню W . Тому достатньо забезпечити $a > 3W$, щоб при оцінках вважати розміри нижньої металізації практично нескінченними.

Ширину смужки W , з одного боку, слід зменшувати для зниження габаритів і заглушення вищих типів хвиль, але, з іншого боку, при цьому зростають втрати в лінії.

Найбільш суперечливими є фактори, якими має керуватися конструктор під час вибору товщини підкладки. Зменшення товщини підкладки забезпечує: малі втрати на випромінювання, зниження ймовірності збудження поверхневих хвиль, збільшення щільності монтажу. Проте за інших рівних умов для збереження постійного хвильового опору необхідно зменшувати W , що, у свою чергу, призводить до збільшення втрат у провідниках. Крім того, за малих h і W необхідні технологічні допуски для забезпечення задовільних електричних характеристик можуть виявитися важко реалізованими. Тому часто оперують величиною відношення W/h за заданого значення хвильового опору Z_B .

$$\frac{\pi W}{2h} = \frac{377\pi}{2\sqrt{\varepsilon}Z_B} - \ln\left(\frac{377\pi}{\sqrt{\varepsilon}Z_B} - 1\right) + \frac{\varepsilon - 1}{2\varepsilon} \left[\ln\left(\frac{377\pi}{2\sqrt{\varepsilon}\rho} - 1\right) + 0,293 - \frac{0,517}{\varepsilon} \right], \quad (1.20)$$

для $W/h \geq 1$;

$$\frac{2h}{W} = e^{h'/4} - e^{h'/2}, \quad \text{для } W/h < 1; \quad (1.21)$$

$$\text{де } h' = \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}} \frac{Z_B}{60} + \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} \left(0,226 + \frac{0,12}{\varepsilon} \right).$$

Компромісним рішенням під час вибору h є прийнятий ряд стандартних товщин підкладок для МСЛ: $h = 0,25; 0,5; 1$ мм.

Між розмірами W і h існує тісний зв'язок, підтримуваний, зокрема, завданою величиною хвильового опору Z_B . Інтегральну зміну цих двох розмірів можна оцінити в такий спосіб:

$$|\Delta(W/h)| = |W_p/h_p - W_n/h_n|,$$

де W_p , h_p і W_n , h_n — відповідно розрахункові та практично отримані значення ширини провідника й висоти підкладки.

При цьому

$$\Delta Z_B = Z_{Bp} - Z_{Bn} = Z_{Bp}(W/h) - Z_{Bn}[W/h \pm \Delta(W/h)].$$

За наявності реального конструктивного допуску $\Delta(W/h)$ має місце відхилення хвильового опору ΔZ_B відносно розрахункового значення. У свою чергу, зміна хвильового опору призводить до неузгодженості МСЛ, що характеризується величиною $K_{свн}$:

$$K_{свн} = 1 + \Delta Z_B / Z_B \quad \text{для} \quad \Delta Z_B > 0 [\Delta(W/h) < 0], \quad (1.22)$$

$$K_{свн} = 1 / (1 + \Delta Z_B / Z_B) \quad \text{для} \quad \Delta Z_B < 0 [\Delta(W/h) > 0], \quad (1.23)$$

і виникненню в лінії відбитої хвилі.

Очевидно, що виробничі допуски на геометричні розміри (W , h) МСЛ мають бути обґрунтовані, що, з одного боку, дозволить отримати необхідні електричні характеристики ($K_{свн}$ та ін.), а з іншого боку – уникнути невиправданого ускладнення технології виготовлення й, відповідно, підвищення вартості.

Зупинимося на визначенні ще одного геометричного розміру МСЛ – товщини провідника t . Струм у провіднику МСЛ протікає переважно по стороні провідника, яка обернена до підкладки, і концентрується в шарі, товщина якого дорівнює приблизно товщині скін-шару δ . Для забезпечення малих втрат у провіднику необхідно, щоб товщина провідника й заземленої пластини становила приблизно $(3...5)\delta$ товщин скін-шару.

Вплив дисперсії в МСЛ оцінюється за допомогою введення ще однієї ефективної діелектричної проникності ϵ_{ef} :

$$\epsilon'_{ef} = \left[\frac{(f/f_\omega)^2 + 1}{(f/f_\omega)^2 + \sqrt{\epsilon/\epsilon_{ef}}} \right]^2 \epsilon; \quad f_\omega = \frac{16,2\epsilon^{0,25}}{1 + 0,12W\epsilon^{0,35}/h} + 3,5.$$

Для розрахунку ϵ_{ef} можна скористатися співвідношеннями (1.10), (1.11).

1.4 Щілинна лінія

Щілинна лінія являє собою вузьку щілину або зазор шириною W у тонкому провідному шарі, який виконаний на одній стороні діелектричної підкладки з високим значенням ϵ (рис. 1.4, z , δ , e , $ж$, $з$). Електромагнітна хвиля поширюється уздовж щілини W , розподіл полів показаний на рис. 1.6. Основними перевагами щілинної лінії є наявність еліптичної поляризації магнітного поля, що дозволяє використати її для побудови невзаємних

пристроїв, простота виготовлення, низькі втрати, зручність монтажу дискретних елементів, можливість отримання високого хвильового опору.

Із T -наближенням хвильовий опір щілинної лінії визначається в такий спосіб:

$$Z_B = 533(\sqrt{1 + \varepsilon}/\varepsilon)[K'(R)/K(R)], \quad (1.24)$$

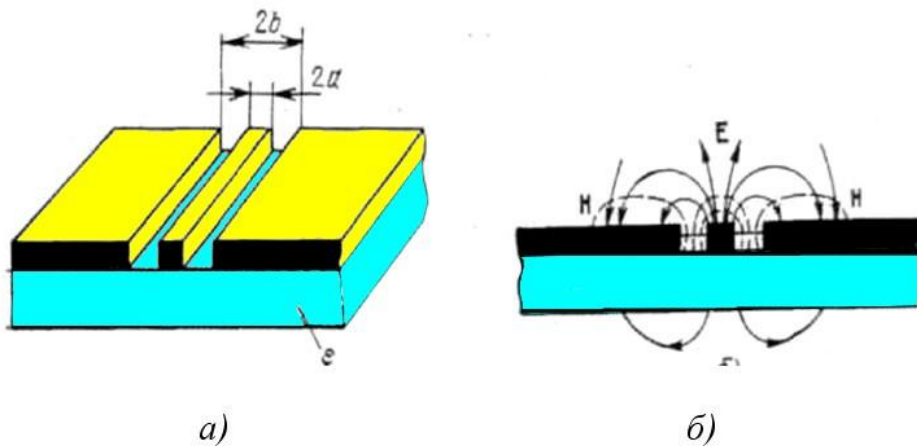
де $R = \operatorname{tg}(\pi W/4h)$; $K(R)$, $K'(R)$ – повні еліптичні інтеграли першого роду від модуля R ;

$$K'(R) = K(R'); \quad R' = \sqrt{1 - R^2}.$$

У щілинній лінії частина електричного поля перебуває в повітрі, у зв'язку з чим ефективна діелектрична проникність може дорівнювати напівсумі діелектричних проникностей підкладки й повітря $\varepsilon_{\text{еф}} \approx [(\varepsilon + 1)/2]$.

1.5 Копланарна лінія

Переріз копланарної лінії та розподіл полів у ній показано на рис.1.10. Вона складається із центрального провідника й двох паралельних йому провідників, що розташовані у тій самій площині по обидва боки від центрального провідника. Електромагнітна хвиля поширюється уздовж щілин між провідними поверхнями.



a – поперечний переріз; b – розподіл полів

Рисунок 1.10 – Копланарна лінія

Перераховані вище переваги щілинної лінії справедливі й для копланарної лінії.

Хвильовий опір копланарної лінії, що обчислений за допомогою квазістатичного наближення, дорівнює

$$Z_B \sqrt{\varepsilon + 1} = 133,2 [K'(R)/K(R)], \quad (1.25)$$

де $R = [1 + (b - a)/a]^{-1}$;

$2a$ – ширина центрального провідника;

$2b$ – відстань між двома заземленими пластинами.

Хвильовий опір копланарної лінії практично не залежить від товщини підкладки. На рис. 1.11 подана залежність хвильового опору від відношення a/b за різних ε у припущенні нескінченно товстої підкладки. Вплив екранувального корпуса, у якому, як правило, міститься мікросхема, виявляється незначним, якщо його внутрішня поверхня розташовується відносно поверхні провідників на більшій відстані, ніж подвоєна ширина щілини.

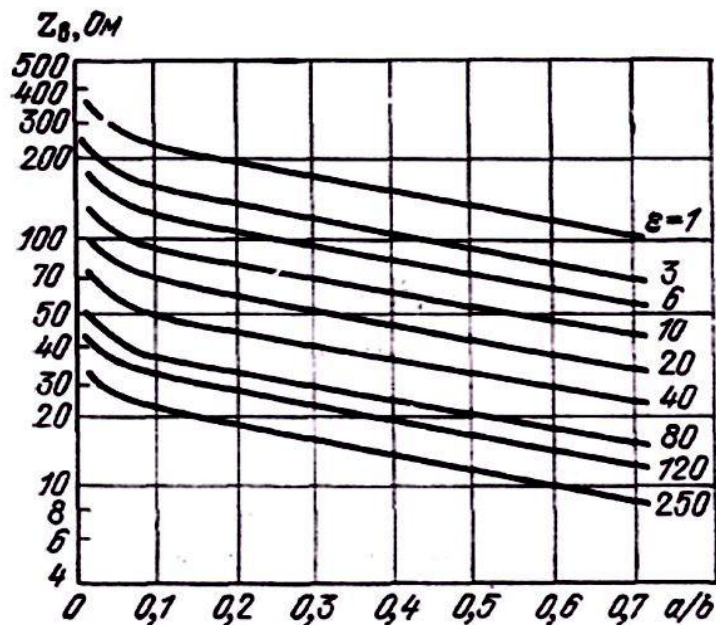


Рисунок 1.11 – Графіки залежності хвильового опору Z_B копланарної лінії від a/b і ε

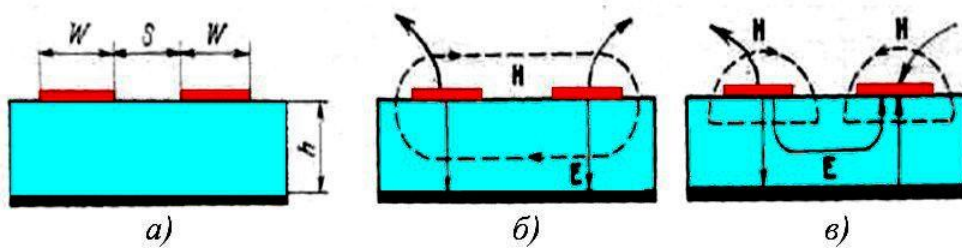
1.6 Зв'язані лінії

Зв'язаними лініями називають дві або декілька ліній передачі, між якими є безперервний розподілений за довжиною електромагнітний зв'язок. Зв'язані лінії класифікуються: за ступенем зв'язку (із сильним і слабким зв'язком), за хвильовим опором Z_B (однакові й неоднакові), за типом ліній (ССЛ, МСЛ тощо), за структурою провідників в області зв'язку (однорідні й неоднорідні), за характером навантаження (з розімкнутими й короткозамкненими плечима).

Вони широко застосовуються в різних схемах фільтрів, резонаторів, спрямованих відгалужувачів, фазообертачів тощо.

Розглянемо широко використовувану в НВЧ-мікросхемах пару зв'язаних стрічкових ліній передачі (рис. 1.12, *а*) зі збудженням їх з двох входів однаковими за амплітудою хвилями напруг: синфазно (парне) і протифазно (непарне). На рис. 1.12, *б*, *в* зображена конфігурація електричного поля в поперечному перерізі, яка отримана відповідно при парному й непарному видах збудження.

При парному виді збудження струми в обох провідниках рівні й однаково спрямовані, а при непарному виді – рівні та протилежно спрямовані. Важливим результатом дослідження зв'язаних ліній за такого збудження є те, що дуже складний аналіз пари взаємодіючих між собою ліній може бути еквівалентно замінений досить простим розглядом ізольованих ліній, що працюють при парному й непарному видах збудження. При цьому вводяться параметри $Z_{Bч}$ і $Z_{Bн}$ – хвильові опори кожної лінії відповідно при парному й непарному видах збудження.



а – переріз ліній; *б* – парний вид збудження; *в* – непарний вид збудження

Рисунок 1.12 – Мікрострічкові зв'язані лінії

Опори $Z_{Bч}$ і $Z_{Bн}$ дозволяють зв'язати електричні характеристики ліній з їхніми конструктивними розмірами. Ці опори, так само як і хвильовий опір Z_B одиночної лінії, можуть бути виражені через ємності $C_{Bч}$ і $C_{Bн}$ на одиницю довжини лінії:

$$Z_{Bч} = 1/v_{\Phiч} C_{Bч} \quad (1.26)$$

– для лінії з парним видом збудження;

$$Z_{Bн} = 1/v_{\Phiн} C_{Bн} \quad (1.27)$$

– для лінії з непарним видом збудження;

$$Z_B = 1/v_\Phi C_B \quad (1.28)$$

– для одиночної лінії.

Для порівняння величин ємностей і відповідних їм хвильових опорів звернемося до рис. 1.12. При парному виді збудження (рис. 1.12, б) ємність $C_{Bч}$ кожного провідника щодо заземлених основ менше, а при непарному (рис. 1.12, в) $C_{Bн}$ – більше, ніж ємність C_B провідника одиночної лінії такого самого розміру. Отже, хвильові опори перебувають у такому співвідношенні: $Z_{Bч} > Z_B > Z_{Bн}$.

Зв'язані мікροстрічкові лінії знайшли широке застосування в інтегральних схемах фільтрів, спрямованих відгалужувачів, резонаторів. Електромагнітне поле, що оточує й зв'язує лінії, частково перебуває в повітрі, а частково – в діелектрику підкладки. Розрахунок такої пари ліній проводиться на основі різних чисельних методів, більшість з яких використовує допущення про квазі T -хвилю.

Хвилі парного й непарного видів, будучи хвилями T -типу, мають різні фазові швидкості. У зв'язку з цим є відмінність довжин хвиль при двох видах збудження. Реально довжина хвилі при непарному виді збудження $\lambda_{Bн}$ може перевищувати довжину хвилі при парному виді збудження $\lambda_{Bч}$ на 10...20 %.

Резонансні розміри відрізків зв'язаних мікροстрічкових ліній визначаються довжиною хвилі $\lambda_{рез} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{эф}}$, причому $\epsilon_{эф}$ знаходиться зі співвідношення

$$\sqrt{\epsilon_{эф}} = 0,5 \left[\left(\sqrt{\epsilon_{эф.ч}} + \sqrt{\epsilon_{эф.н}} \right) + K \left(\sqrt{\epsilon_{эф.ч}} - \sqrt{\epsilon_{эф.н}} \right) \right], \quad (1.29)$$

де $K = (Z_{Bч} - Z_{Bн}) / (Z_{Bч} + Z_{Bн})$,

$\epsilon_{эф.ч}$ і $\epsilon_{эф.н}$ – ефективні діелектричні проникності при парному й непарному видах збудження.

1.7 Контрольні запитання і завдання

1. Які типи ліній передачі використовуються в НВЧ-техніці?
2. Перелічити основні параметри ліній передачі НВЧ.
3. Які типи хвиль поширюються в лініях передачі НВЧ? Чим вони відрізняються?
4. Дати визначення хвилям типу ТМ (Е), ТЕ (Н), ТЕМ (Т).
5. Чому найбільш перспективними для мікроелектроніки НВЧ виявились коаксіальні та стрічкові лінії?
6. Які існують типи стрічкових ліній передачі?
7. Яку лінію називають мікροстрірковою?
8. Чим пояснюються частотні обмеження застосування стрічкових ліній?
9. Що таке довга лінія?

10. Що таке характеристичний і хвильовий опори? Як вони визначаються?

11. Що таке ефективна діелектрична проникність? Від чого вона залежить?

12. Як змінюється довжина хвилі в лінії передачі або середовищі залежно від її діелектричної проникності?

13. Від яких параметрів залежить коефіцієнт згасання електромагнітних хвиль у лініях передачі?

14. Що таке власна добротність лінії передачі?

15. Як виглядає поперечний переріз симетричної друкованої стрічкової лінії? Як основні розміри враховують під час її розгляду? Наведіть поперечну структуру силових ліній електромагнітної хвилі, що поширюється в такий структурі?

16. Від чого залежать гранична частота, хвильовий опір та коефіцієнт згасання симетричної стрічкової лінії?

17. Як виглядає поперечний переріз несиметричної друкованої стрічкової лінії? Як основні розміри враховують під час її розгляду? Наведіть поперечну структуру силових ліній електромагнітної хвилі, що поширюється в такий структурі?

18. Чому виникає необхідність в екрануванні несиметричної стрічкової лінії?

19. Від яких параметрів і як залежать ефективна діелектрична проникність, хвильовий опір та згасання несиметричної стрічкової лінії?

20. Як виглядає поперечний переріз щільної друкованої стрічкової лінії? Як основні розміри враховують під час її розгляду? Наведіть поперечну структуру силових ліній електромагнітної хвилі, що поширюється в такий структурі?

21. Як виглядає поперечний переріз копланарної друкованої стрічкової лінії? Як основні розміри враховують під час її розгляду? Наведіть поперечну структуру силових ліній електромагнітної хвилі, що поширюється в такий структурі?

22. Що таке зв'язані лінії, їх структура, особливості парного і непарного видів збудження?

2 ЕЛЕМЕНТИ Й ВУЗЛИ

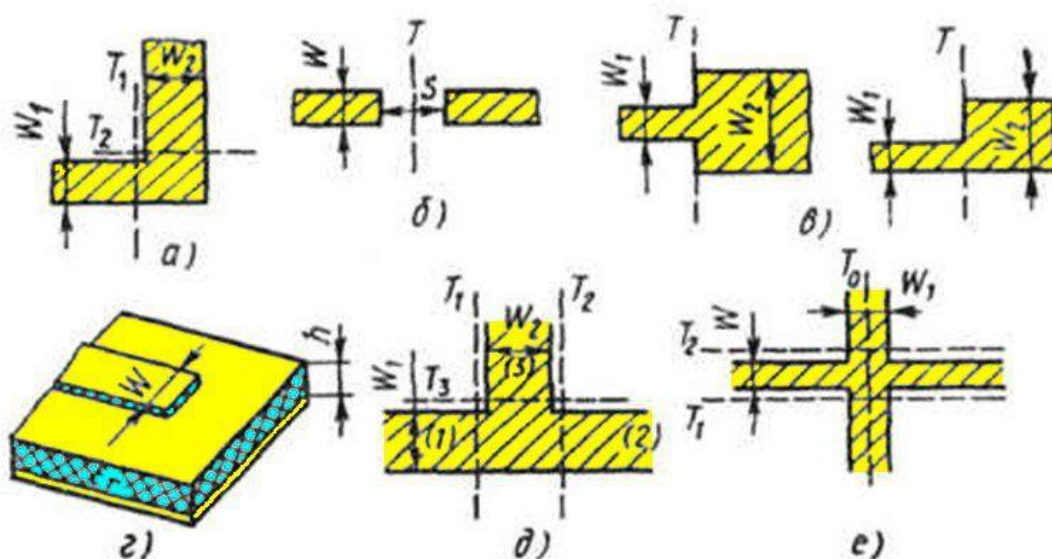
2.1 Неоднорідності у стрічкових лініях передачі

Джерелами вищих типів хвиль і паразитного випромінювання в ІС НВЧ можуть бути різні нерегулярності: вигин лінії, розімкнутий кінець лінії, зміна ширини лінії, Т-подібне з'єднання тощо. Вплив таких типів нерегулярностей на електричні характеристики НВЧ-схем підсилюється з підвищенням робочої частоти, коли їхні геометричні розміри стають порівнянними з довжиною хвилі в лінії передачі.

На рис. 2.1 наведені типові види неоднорідності у стрічкових лініях передачі.

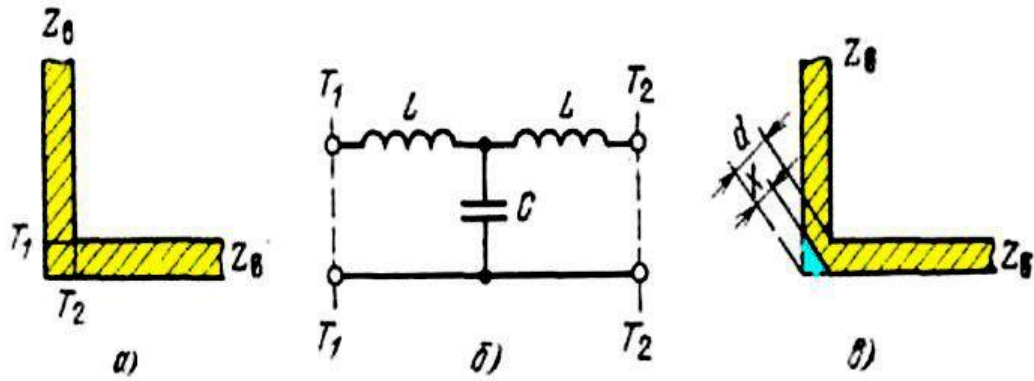
Неоднорідності такого типу можуть створюватися спеціально або бути наслідком недосконалості технології. Параметри неоднорідності звичайно експериментально вимірюються або ж розраховуються.

Нерегулярність у вигляді вигину (рис. 2.2, а) мікροстрічкової лінії має еквівалентну схему (рис. 2.2, б), у якій паралельна ємність C обумовлена накопиченням заряду, а послідовна індуктивність L перекичуванням магнітного поля у вигині. З метою зменшення відбиття від вигину (зменшення величин C і L) вигин слід виконувати зі скосом (рис. 2.2, в). Величина скосу X/d залежить від частоти, параметрів лінії передачі й кута вигину.



а – вигин смужки; б – зазор у смужці; в – стрибок ширини смужки;
г – розімкнутий кінець смужки; д – Т-зчленування; е – хрестоподібне зчленування

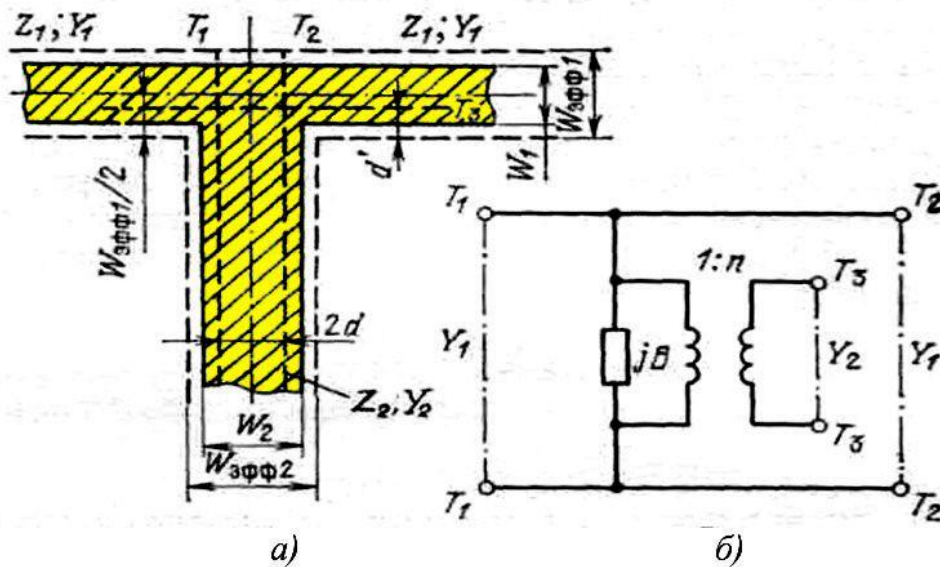
Рисунок 2.1 – Неоднорідності МСЛ



a – некомпенсований; *б* – еквівалентна схема; *в* – компенсований

Рисунок 2.2 – Прямокутний вигин

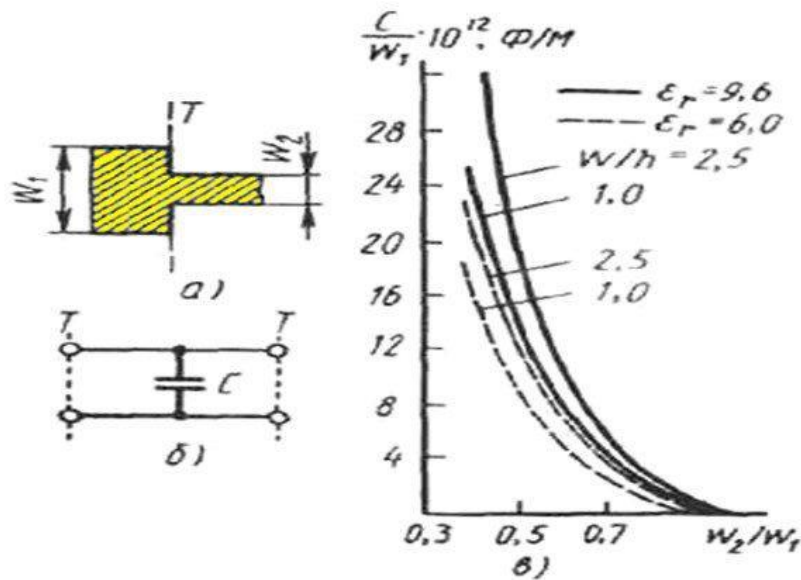
Нерегулярність у вигляді Т-подібного з'єднання (рис. 2.3, *a*) часто зустрічається у стрічкових схемах НВЧ: кільцевих і шлейфних спрямованих відгалужувачах, Т-подібних ділянках потужності та ін. На рис. 2.3, *б* показана еквівалентна схема стрічкового Т-з'єднання; при цьому вводяться ефективна ширина основної лінії (W_{ef1}) і шлейфа (W_{ef2}), а також положення їхніх площин відліку (референсних площин) – відповідно T_3 і T_1, T_2 .



a – топологія; *б* – еквівалентна схема

Рисунок 2.3 – Т-подібне з'єднання

Нерегулярність у вигляді стрибкоподібної зміни ширини смужки (рис.2.4,*a*) еквівалентна паралельної ємності (рис. 2.4, *б*), її залежність від параметрів лінії передачі наведена на рис. 2.4, *в*.



a – топологія; *б* – еквівалентна схема; *в* – залежність еквівалентної ємності від параметрів лінії

Рисунок 2.4 – Стрибкоподібна зміна ширини провідника МСЛ

Пасивні елементи НВЧ-мікросхем залежно від геометричних розмірів мають розподілену або зосереджену структуру. Елементи із зосередженими параметрами, на відміну від елементів з розподіленими параметрами, мають розміри значно менші довжини хвилі у відповідній лінії передачі ($l/\lambda_B < 0,1$).

За великого обсягу випуску інтегральних схем елементи із зосередженими параметрами дешевше елементів з розподіленими параметрами. Крім того, вони мають більшу широкосмуговість. Проте на частотах більше 10 ГГц елементи із зосередженими параметрами, як правило, мають більш високі втрати й низьку добротність порівняно з елементами з розподіленими параметрами, а також мають паразитні зв'язки. Тому на частотах вище 10 ГГц застосовуються переважно елементи з розподіленими параметрами.

Розглянемо найбільш типові елементи інтегральних схем НВЧ.

Індуктивності. *Послідовна індуктивність* (рис. 2.5, *a*) може виконуватися у вигляді відрізка МСЛ із високим хвильовим опором і довжиною l , яка не перевищує $\lambda_B/8$ (рис. 2.5). Значення індуктивності можна оцінити за формулою

$$L = Z_1 l \sqrt{\epsilon_{\text{эф}0}} / c. \quad (2.1)$$

Недоліками такої індуктивності є великі габарити, а також труднощі, які виникають за необхідності її підстроювання.

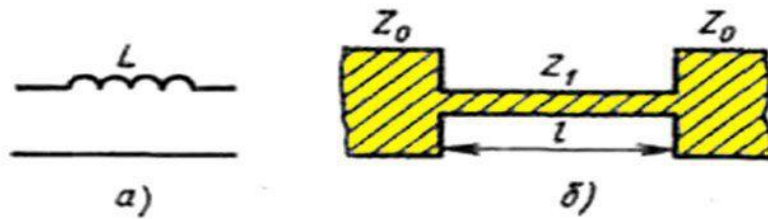


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема послідовної індуктивності (а) і її топологія (б)

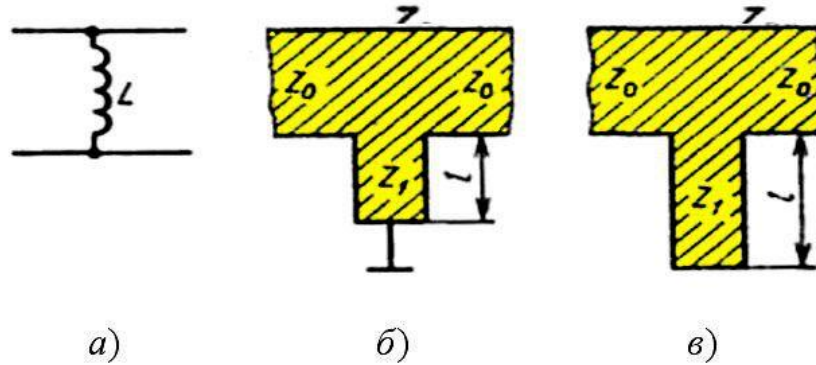


Рисунок 2.6 – Еквівалентна схема паралельної індуктивності (а) та її реалізація у вигляді короткозамкненого (б) і розімкнутого (в) шлейфів

Короткозамкнений на кінці шлейф із високим хвильовим опором Z_1 (рис.2.6,б) являє собою *паралельну індуктивність* (рис. 2.6, а). Його довжина $l < \lambda_B/8$. Значення індуктивності розраховується за формулою (2.1). За постійним струмом паралельна індуктивність забезпечує коротке замикання на «землю». Якщо необхідно уникнути короткого замикання, застосовується розімкнутий на кінці шлейф довжиною $\lambda_B/4 < l < \lambda_B/2$ (рис. 2.6, в).

Малі індуктивності (до одиниць нГн) виконуються у вигляді прямокутного провідника (рис. 2.7, а), петлі у формі кільця (рис. 2.7, б) або квадрата (рис. 2.7, в).

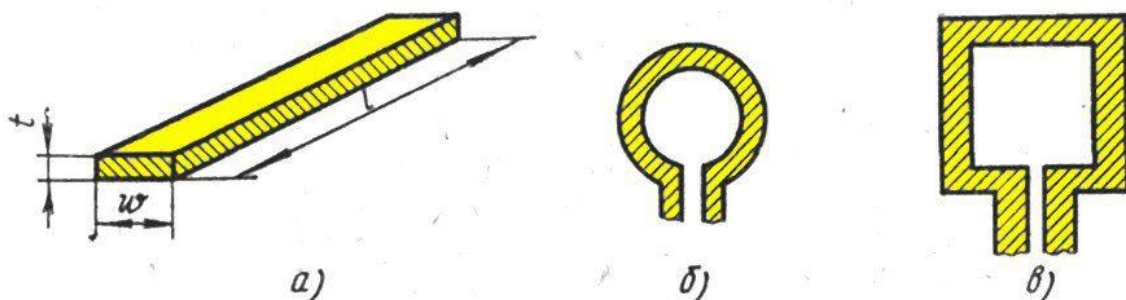


Рисунок 2.7 – Варіанти топології малих індуктивностей

Розрахунок індуктивності прямокутної смужки (у наногенрі) проводиться за формулою:

$$L = 0,2l \left(\ln \frac{l}{W+t} + 1,193 + 0,224 \frac{W+t}{l} \right). \quad (2.2)$$

Тут величини W , l і t беруться в міліметрах. За формулою (2.2) можна також оцінити індуктивність плоских проводів навісних елементів.

Індуктивність круглої петлі розраховується за формулою

$$L = 0,2l \left(\ln \frac{2l}{W+t} - 2,45 \right); \quad (2.3)$$

індуктивність квадратної петлі

$$L = 0,2l \left(\ln \frac{2l}{W+t} - 2,853 \right), \quad (2.4)$$

де l – периметр або сторона квадрата, відповідно;

W , t – ширина й товщина провідника.

Для одержання індуктивностей у кілька десятків або сотень нГн використовують плоскі спіралі круглої й прямокутної форми (рис. 2.8).

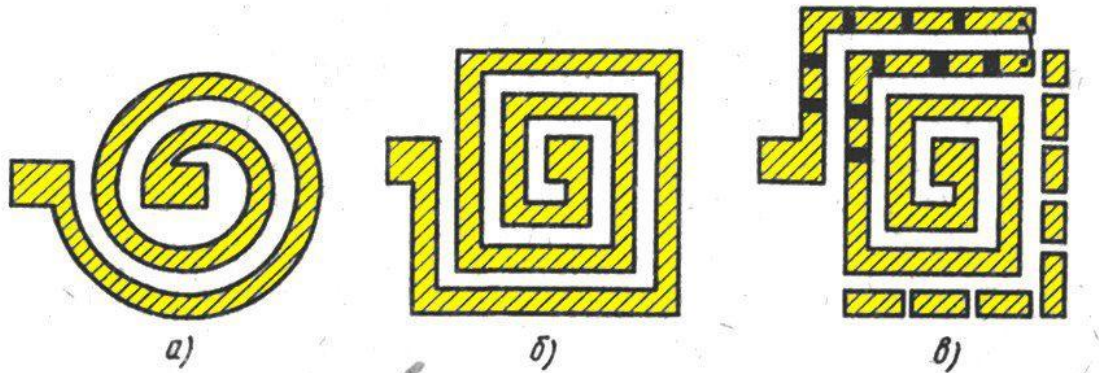


Рисунок 2.8 – Варіанти топології спіральних індуктивностей

Індуктивність круглої спіралі (у наногенрі)

$$L = 10N^2(r_2 + r_1)^2 / (15r_2 - 7r_1), \quad (2.5)$$

де r_1 , r_2 – внутрішній і зовнішній радіуси спіралі; N – число витків.

Індуктивність прямокутної спіралі

$$L = 2,41(r_2 + r_1)N^{5/3} \ln 4(r_2 + r_1) / (r_2 - r_1). \quad (2.6)$$

В процесі розрахунку індуктивностей впливом екрана можна знехтувати, якщо товщина підкладки в 10...20 разів перевищує ширину провідника. За необхідності для усунення впливу екрана металізація на нижній стороні підкладки безпосередньо під індуктивностями знімається. Розрахунок індуктивностей можна провести за допомогою довідкових матеріалів. Підстроювання індуктивностей може здійснюватися запаюванням перемичок контактних площадок (рис. 1.20, в), що дозволяє змінювати кількість витків.

Для економії площі плоскі котушки можуть виконуватися в багатопаровому варіанті. Витки індуктивностей розташовуються на керамічних пластинах, які наклеюються один на одного, при цьому здійснюються необхідні з'єднання.

У нижній частині діапазону НВЧ часто застосовуються звичайні малогабаритні котушки індуктивності.

Ємності. Зосереджена послідовна ємність (рис. 2.9, а) може бути утворена зазором у лінії передачі, як показано на рис. 2.9, б. Така ємність зазвичай невелика (одиниці пікофарад) і може бути розрахована за формулою

$$\frac{s}{2W} = \frac{1}{\pi} \ln \left(\operatorname{ctg} \frac{\lambda_B}{4W} \omega Z_0 C \right). \quad (2.7)$$

Деяко більші ємності (10...20 пФ) можна одержати на основі гребінчастої структури (рис. 2.9, в). Перевагами такої структури є висока добротність і велика пробивна напруга. Так, на частоті 2 ГГц досягнута добротність 677 за ємності 2,9 пФ. Незважаючи на складність підстроювання й малу ємність, показані на рис. 2.9, б, в структури знаходять широкое застосування завдяки своїй простоті.

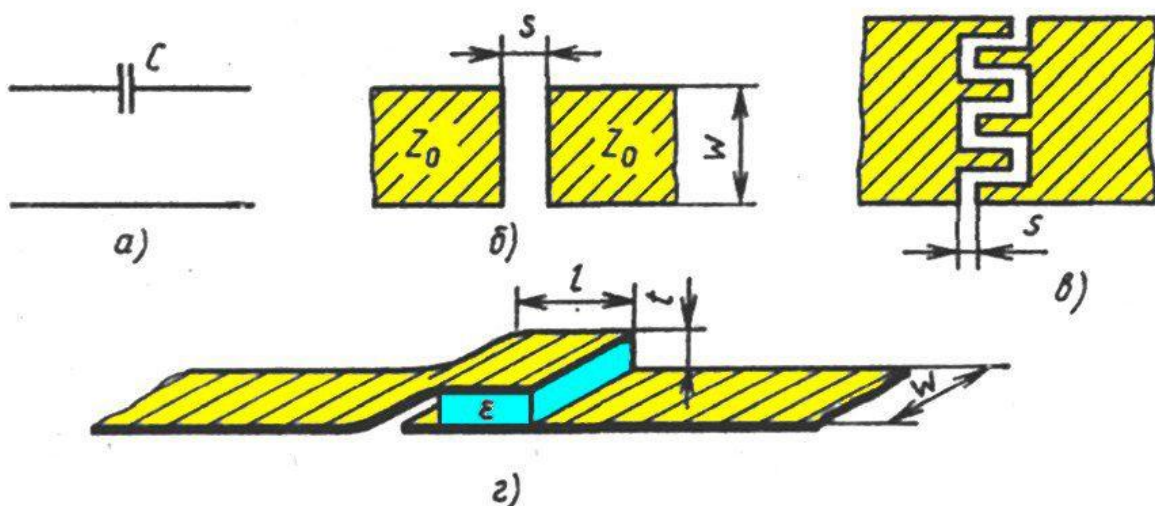


Рисунок 2.9 – Еквівалентна схема й варіанти реалізації зосередженої послідовної ємності

Тришарова конструкція (рис. 2.9, з) може забезпечити значно більшу ємність. Ємність (у пФ) визначається при цьому за формулою плоского конденсатора

$$C = 8,855 \cdot 10^{-3} \epsilon W l / t, \quad (2.8)$$

де всі розміри беруться в мм.

Паралельну ємність (рис. 2.10, а) можна виконати у вигляді короткого відрізка несиметричної стрічкової лінії довжиною $l < \lambda_B/8$ з низьким хвильовим опором, як показано на рис. 2.10, б, або у вигляді одинарного шлейфа (рис. 2.10, в).

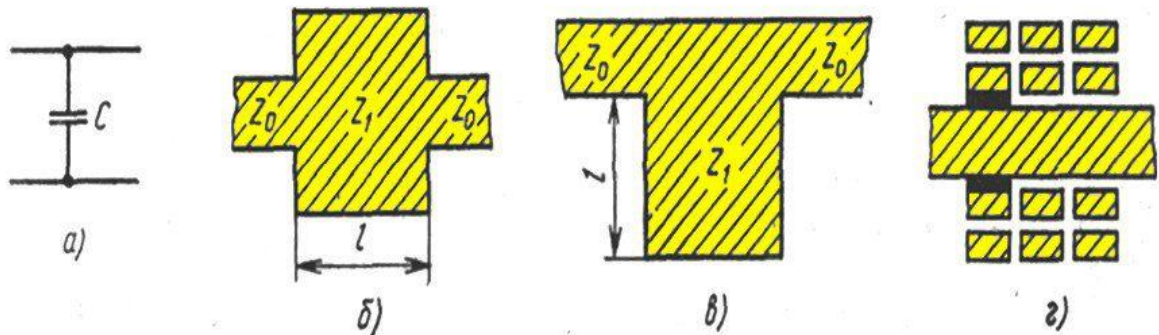


Рисунок 2.10 – Еквівалентна схема та варіанти реалізації паралельної ємності

В обох випадках ємність розраховується за формулою

$$C = 2\pi l / (Z_1 \omega \lambda_B). \quad (2.9)$$

За необхідності підстроювання ємності застосовується сітчаста структура, окремі осередки якої спочатку ізолюються один від одного (рис. 2.10, г). Недоліком таких структур є мала питома ємність. Наприклад, подібний елемент на полікоровій підкладці товщиною 1 мм і площею 1 см^2 має ємність 8,85 пФ. Паралельна ємність реалізується також у вигляді плоского конденсатора прямокутної (рис. 2.11) або будь-якої іншої форми. Подібні конденсатори також мають малу питому ємність. Так, на підкладці товщиною $t = 0,5 \text{ мм}$ при $\epsilon = 10$ питома ємність становить $0,1 \text{ пФ/мм}^2$.

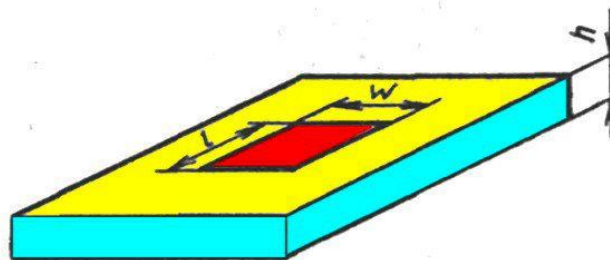


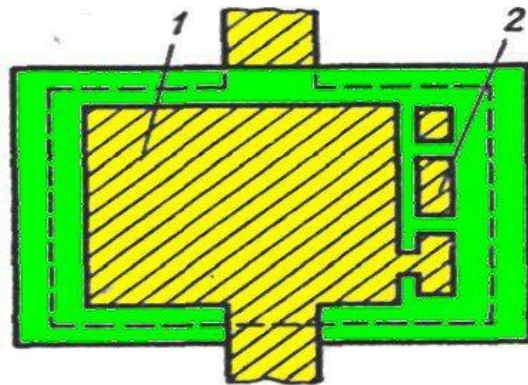
Рисунок 2.11 – Паралельна ємність у вигляді плоского конденсатора

Перевагами конденсаторів цього типу є висока добротність, велика пробивна напруга, можливість точної реалізації необхідної ємності.

Конденсатори на основі *плівкових структур* (рис. 2.12) мають велику питому ємність. Нижньою обкладкою такого конденсатора є металізований шар, нанесений на підкладку. На нього напилюється плівка діелектрика (Si_2 , Si , Si_3N). Зверху напилують провідну площадку, що відіграє роль другої обкладки конденсатора. Разом з верхньою обкладкою можуть формуватися площадки для дискретного підстроювання. Ємність плівкового конденсатора з точністю до 5% можна визначити за формулою для плоского конденсатора.

Ємність плівкового конденсатора можна збільшити, зменшуючи товщину плівки, проте, до певної межі. Подальше зменшення її товщини приводить до появи технологічних дефектів (проколів) і до значного зниження пробивної напруги. Практично досяжними в цей час є питомі ємності $30\dots 50$ пФ/мм².

На рис. 2.13 показана структура МОН-конденсатора. Технологія виготовлення таких конденсаторів багато в чому подібна технології виготовлення транзисторних і діодних структур. Роль нижньої обкладки грає пластина сильно легованого кремнію (n^+). На ній вирощується плівка діоксида кремнію, товщину якої можна зменшувати до $0,3\dots 0,5$ мкм, не побоюючись пробою. Це дозволяє отримувати високі значення питомої ємності. З товщиною плівки Si_2 $0,4$ мкм питома ємність становить 100 пФ/мм². Пробивна напруга при цьому може досягати 100 В і вище. Плівка алюмінію, що напилена поверх діелектрика термічним випаром, є другою обкладкою конденсатора. Нижня площина конденсатора припаюється до контактної площадки на підкладці.



1 – основний конденсатор; 2 – елементи дискретного підстроювання

Рисунок 2.12 – Топологія плівкового конденсатора великої ємності

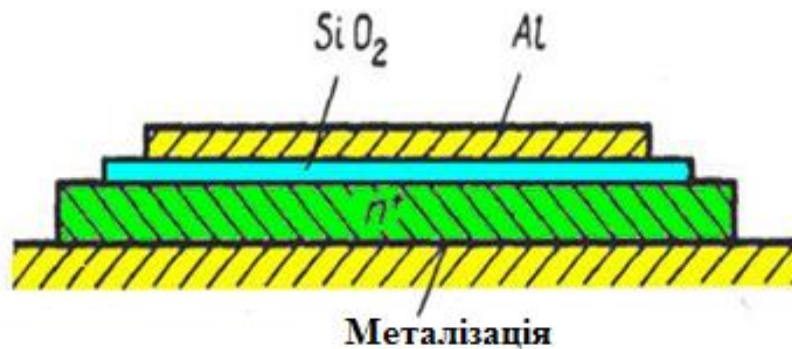


Рисунок 2.13 – Структура МОН-конденсатора

Як навісні конденсатори в інтегральних пристроях НВЧ застосовують мініатюрні керамічні конденсатори типу К10-42 на частотах до 2 ГГц, що являють собою паралелепіпеди з кераміки, торці яких металізовані й полуджені. Конденсатори встановлюються за допомогою пайки на контактні площадки. На частотах до 1,5...2 ГГц використовують також конденсатори типів К10-9, К10-17, К10-43, що мають аналогічну конструкцію.

Резистори. Резистори широко використовуються в колах живлення й керування, у схемах суматорів і дільників потужності, резистивних атенуаторів, як погоджені навантаження. Застосовують резистори двох типів: розподілені й зосереджені.

Розподілені резистори виконуються на основі МСЛ із великим внесеним загасанням, що створюється за рахунок високого поверхневого опору смужки R_s . МСЛ виготовляється або з матеріалу з низькою провідністю, або повинна мати товщину значно меншу глибини скин-шару. Для зменшення розмірів такі лінії виконуються у вигляді меандру або спіралі, подібно розподіленої індуктивності (див. рис. 2.8).

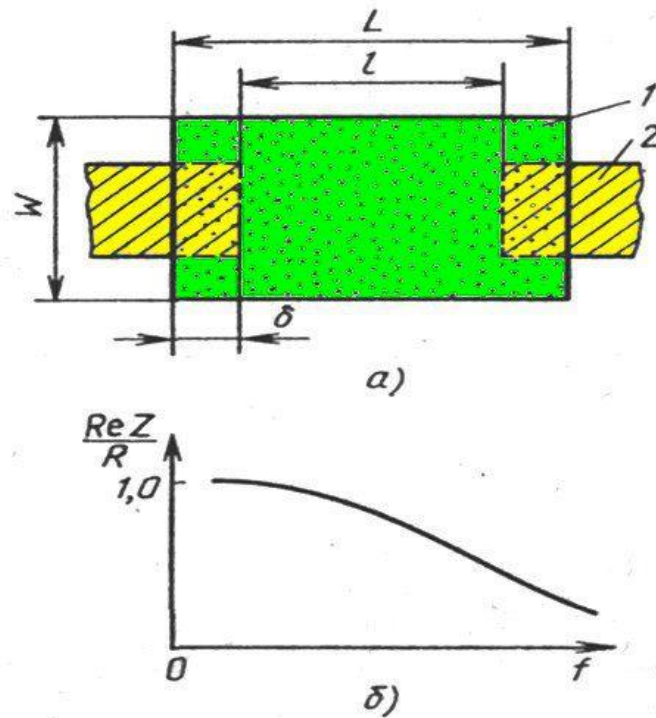
Зосереджений резистор являє собою відрізок лінії передачі з високим поверхневим опором. Довжина l цього відрізка багато менше довжини хвилі в лінії (рис. 2.14, а). Перекриття δ резистивної плівки з лініями, що підводять, забезпечує надійний стабільний контакт. В процесі реалізації опорів від 25 до 500 Ом перекриття становить 0,7...0,2 мм.

Номинальний опір резистора визначається виразом

$$R = R_s l / W, \quad (2.10)$$

де R_s – поверхневий опір шару, Ом/□; l і W – довжина й ширина резистивного шару.

Для напилювання резистивних плівок використовують тантал, ніхром, хром.



1 – резистивна плівка; 2 – смужковий провідник

Рисунок 2.14 – Конструкція плівкового зосередженого резистора (а) і частотна залежність його опору (б)

Структура такого резистора має розподілену ємність, яку можна приблизно оцінити по формулі для плоского конденсатора. Якщо знехтувати впливом розподіленої індуктивності, то комплексний опір резистора може бути визначений зі співвідношення

$$\dot{Z} = \frac{R}{1 + j\omega CR/3}. \quad (2.11)$$

Частотна залежність активної складової опору представлена на рис.2.14,б.

Плівкові резистори довжиною не більше 1 мм можна застосовувати на частотах до 18 ГГц. Збільшення їхньої довжини призводить до зниження верхньої частоти робочого діапазону. Для усунення впливу паразитної шунтуючої ємності вилучають частину металізації безпосередньо під резистором на протилежному боці підкладки.

Однією з найважливіших характеристик резисторів є припустима потужність розсіювання, що залежить від теплопровідності матеріалу підкладки й площі резистивної плівки. Для резистора, який виконано на полікоровій підкладці товщиною 1 мм і за температури підкладки 70...80 °С, питома потужність розсіювання становить 5...10 Вт/см². Щоб уникнути локальних перегрівів, резистори зазвичай проектують на потужність розсіювання близько

0,5 Вт. За більшої потужності розсіювання застосовують розподілені резистори або резистори у вигляді сектора або трапеції (рис. 2.15).

Резистори, що слугують узгодженими навантаженнями НВЧ, включаються між лінією, що підводить, і короткозамикачем. Коротке замикання здійснюється через металізований отвір у підкладці або через металізовану торцеву поверхню плати. Іноді як короткозамикач застосовується розімкнутий шлейф довжиною $l = \lambda_B/4$ (рис. 2.16). У заданій смузі частот необхідну якість заземлення може бути забезпечено паралельним підключенням декількох шлейфів різної довжини.

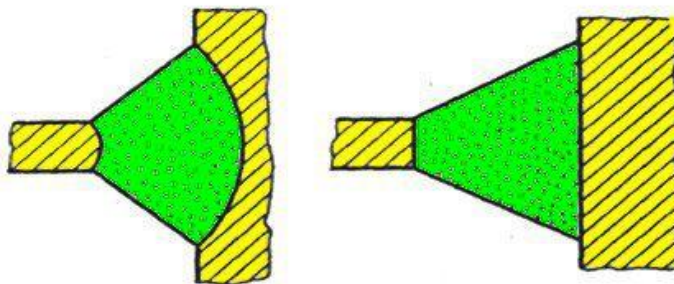


Рисунок 2.15 – Топологія плівкових резисторів підвищеної потужності

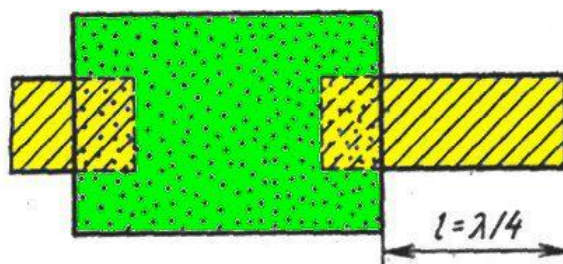
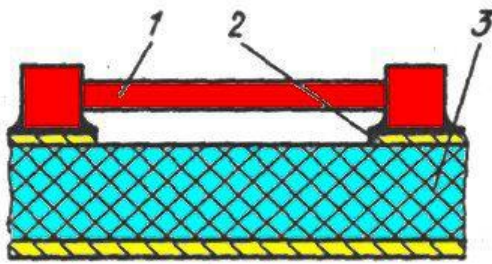


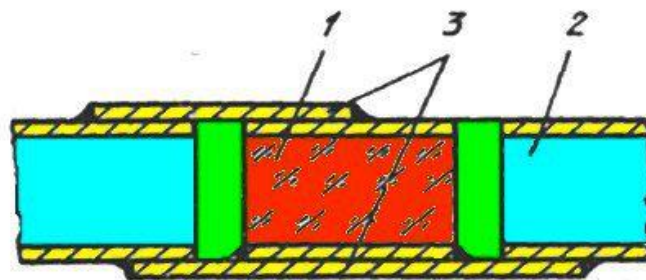
Рисунок 2.16 – Узгоджене навантаження у вигляді резистора зі шлейфом

У мікроелектронних пристроях НВЧ використовуються також різні *навісні малогабаритні резистори*: ниткові, таблеткові, у формі паралелепіпеда. *Ниткові резистори* мають малі лінійні розміри й досить просто встановлюються у схему (рис. 2.17). Вони застосовуються на частотах до 3 ГГц. *Таблеткові резистори* мають форму циліндра з металізацією по торцях і встановлюються в отвори в підкладці (рис. 2.18). Резистори у вигляді *паралелепіпеда* являють собою мініатюрні елементи, що розроблені спеціально для пристроїв на МСЛ. Найпоширеніші їхні конструкції показані на рис. 2.19.



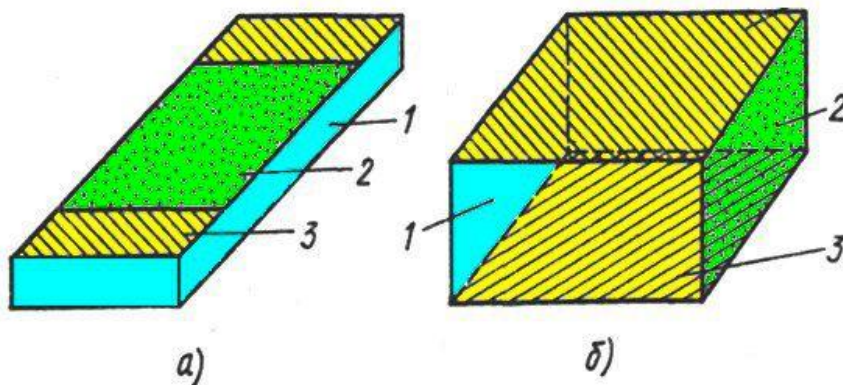
1 – резистор; 2 – контактна площадка; 3 – підкладка

Рисунок 2.17 – Нитковий резистор



1 – резистор; 2 – підкладка; 3 – контактна пластина

Рисунок 2.18 – Таблетковий резистор



1 – основа; 2 – резистивний шар; 3 – контактна площадка

Рисунок 2.19 – Резистор у вигляді паралелепіпеда в плоскому (а) і об'ємному (б) варіантах

У плоскому варіанті (рис. 2.19, а) резистивний шар 1 виконується в одній площині з контактними площадками 2 на загальній основі 3. В об'ємному варіанті (рис. 2.19, б) резистор має форму паралелепіпеда на двох протилежних

гранях якого розташовані контактні площадки 3, а на третій грані (між ними) напилена резистивна плівка 2. Установка такого резистора робиться в отвір у підкладці, аналогічно установці таблеткового резистора. Як матеріал основ таких резисторів використовують сіталли, кераміки з оксиду алюмінію, кремній. Малі розміри цих резисторів дозволяють використовувати їх на частотах до 12...18 ГГц.

Всі розглянуті навісні резистори є малопотужними. Їхня потужність розсіювання не перевищує зазвичай 0,125 Вт. За більших потужностей розсіювання на частотах до 12...18 ГГц використовують резистори зі спеціальними пристроями для відводу тепла.

2.2 Резонансні структури

Резонатори є основними елементами коливальних систем і пристроїв НВЧ. За способом реалізації резонатори можна розділити на площинні й об'ємні.

Площинні резонатори виконуються на основі ліній передачі різних типів: мікрострічкової, щілинної тощо. Нині задача аналізу площинних резонаторів чітко ще не вирішена, тому для їхнього розрахунку використовуються різні наближені методи. Один з методів полягає в заміні тривимірного площинного резонатора моделлю Олінера. Модель має однорідне діелектричне заповнення з відносною діелектричною проникністю ϵ_{ef} , а її геометричні розміри є ефективними розмірами резонатора. По периметру моделі резонатора розташовані магнітні стінки. Ефективні розміри та діелектричну проникність знаходять, виходячи з умови рівності повної енергії поля резонатора і його моделі.

На рис. 2.20, *а* показана топологія резонатора на несиметричній МСЛ, на рис. 2.20, *б* – модель цього резонатора. За малої товщини підкладки ($h \ll W_{ef}, h \ll l_{ef}$) варіаціями поля уздовж осі y можна знехтувати. У такій структурі можуть існувати коливання типу квазі- E_{m0n} , де індекс m вказує число напівхвиль, що укладаються за шириною резонатора (уздовж осі x), індекс n – число напівхвиль на довжині резонатора (уздовж осі z). Резонансну довжину хвилі для хвилі довільного типу можна визначити за наближеною формулою

$$\lambda_{рез} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{ef}}}{\sqrt{(m/W_{ef})^2 + (n/l_{ef})^2}}, \quad (2.12)$$

де W_{ef}, l_{ef} – ефективні розміри резонатора (див. рис. 2.20, *б*).

Нижчими типами коливань є E_{001} і E_{101} . Структура електромагнітного поля цих типів коливань показана на рис. 2.21.

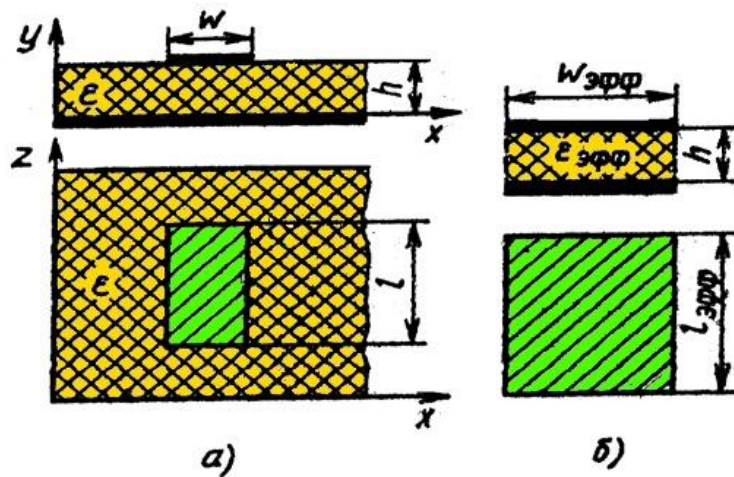


Рисунок 2.20 – Резонатор на несиметричній МСЛ (а) і модель Олінера (б)

Для коливань E_{001} ефективна довжина резонатора

$$l_{эф} = \lambda_{рез} / (2\sqrt{\epsilon_{эф}}) = \lambda_B / 2. \quad (2.13)$$

В інтегральних схемах НВЧ звичайно $\lambda_B/h \gg 1$, тому ефективну довжину резонатора можна вважати рівною його геометричній довжині. Резонанс електромагнітних хвиль можливий також і в резонаторі довжиною $\lambda_B/4$.

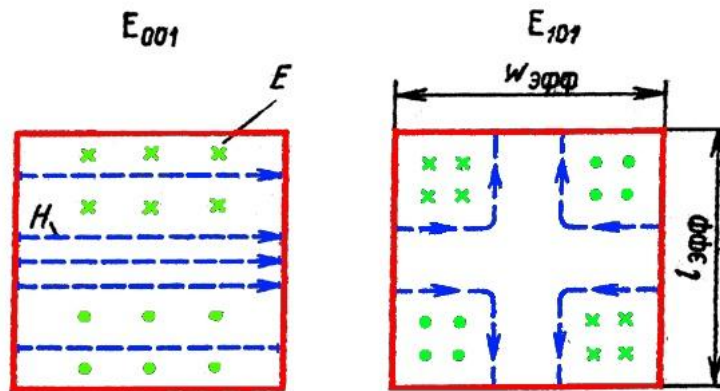


Рисунок 2.21 – Розподіл електромагнітного поля для коливань E_{001} і E_{101} у резонаторі на МСЛ (рис. 2.20)

Конструктивно резонатор може бути виконаний короткозамкненим або розімкнутим на кінці. Аналіз систем, що містять резонатори на основі ліній передачі, зручно проводити за допомогою подання резонаторів їхніми еквівалентними схемами. Еквівалентна схема короткозамкненого на кінці прямокутного резонатора для випадку $l = \lambda_B/4$ показана на рис. 2.22, а, для випадку $l = \lambda_B/2$ — на рис. 2.22, б; еквівалентна схема розімкнутого прямокутного резонатора при $l = \lambda_B/2$ подана на рис. 2.22, а, при $l = \lambda_B/4$ — на

рис. 2.22, б. Параметри L і C еквівалентної схеми можуть бути знайдені за допомогою амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) резонатора.

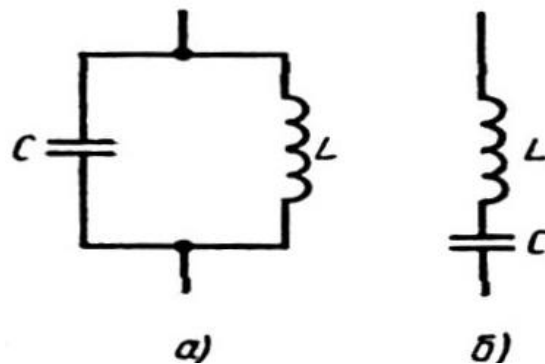


Рисунок 2.22 – Еквівалентні схеми прямокутних стрічкових резонаторів

Суттєвим недоліком розімкнутого резонатора є наявність значних втрат на випромінювання, що має як наслідок низькі досяжні добротності. Згинаючи резонатор у вигляді підкови (рис. 2.23), вплив крайового ефекту в напівхвильовому резонаторі можна зменшити, оскільки зведення разом протифазних кінців резонатора знижує втрати на випромінювання. Проте зі зменшенням зазору s поряд зі зменшенням втрат на випромінювання спостерігається ріст втрат у провіднику лінії. Внаслідок цього залежність добротності резонатора від s має максимум, що дозволяє обрати оптимальне значення зазору. Дослідження показують, що добротність підковоподібного резонатора, який має оптимальний зазор, приблизно на 55% вище, ніж прямолінійного. Застосування підковоподібних резонаторів дозволяє також знизити площу, яку вони займають.

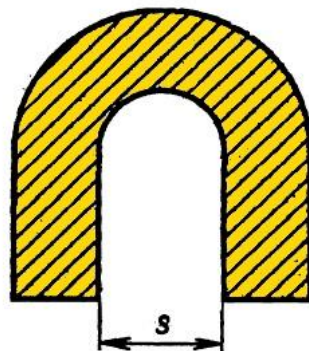


Рисунок 2.23 – Підковоподібний резонатор на МСЛ

Короткозамкнені резонатори мають більші досяжні добротності, але реалізація короткозамикача не завжди зручна в технологічному відношенні.

У лінію резонатори можуть підключатися по-різному. Найпоширеніші способи підключення резонаторів за схемою двополюсника показані на рис. 2.24. Розмір зазору s обирається виходячи із заданого коефіцієнта зв'язку.

Можливі способи включення резонаторів за схемою чотириполюсника показані на рис. 2.25. Резонатори можуть також виконуватися у вигляді шлейфів (рис. 2.26).

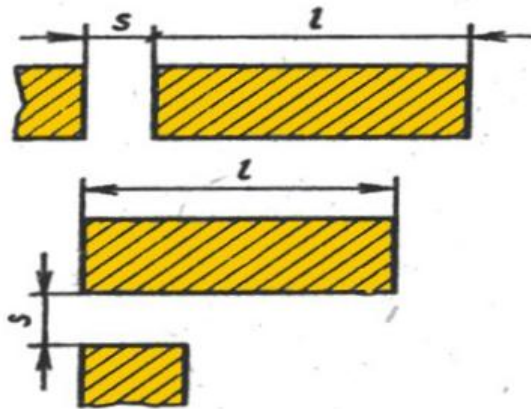


Рисунок 2.24 – Варіанти підключення резонатора за схемою двополюсника

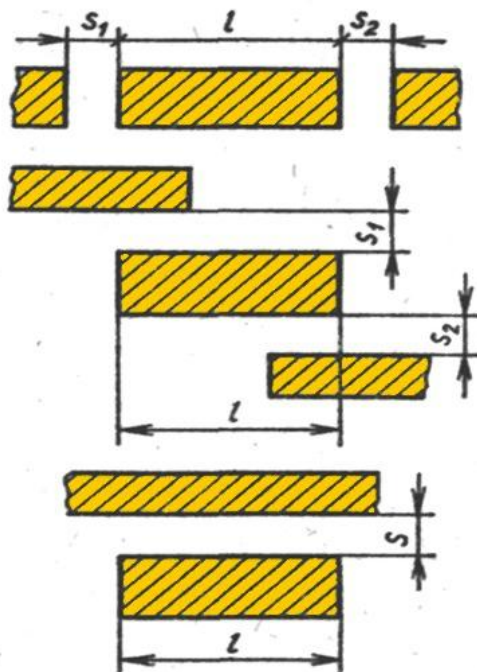


Рисунок 2.25 – Варіанти підключення резонатора за схемою чотириполюсника

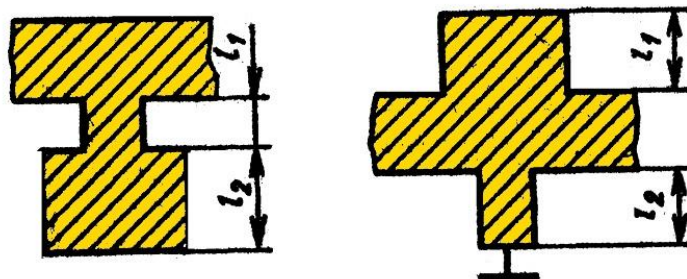


Рисунок 2.26 – Топологія резонаторів у вигляді комбінації шлейфів

На основі прямокутних резонаторів конструктивно просто виконуються складені резонатори, що являють набір послідовно або паралельно підключених резонаторів. Методики розрахунку власної та зовнішньої добротностей резонаторів для кожного способу підключення різні й у загальному випадку являють достатньо складну електродинамічну задачу.

У сучасних мікроелектронних пристроях НВЧ знаходять застосування й інші типи резонаторів, топології яких подані на рис. 2.27.

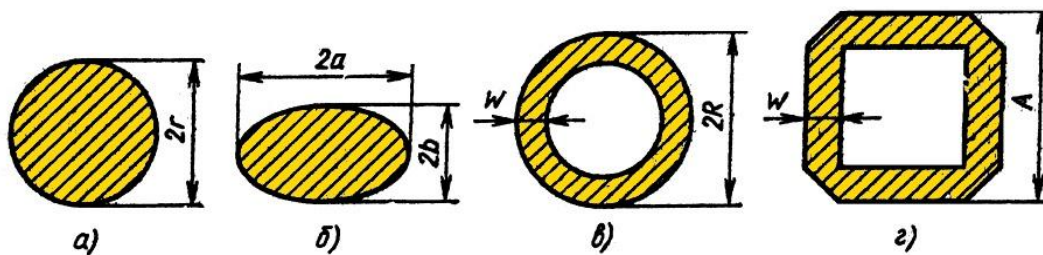
З використанням тонкої підкладки в круглому резонаторі (рис. 2.27, а) можливі коливання типу квазі- E_{mn0} , де m, n – число напівхвиль, що укладаються відповідно на окружності резонатора та уздовж радіуса. Резонансна довжина хвилі круглого резонатора визначається за допомогою формули

$$\lambda_{\text{рез}} = 2\pi r_{\text{эф}} \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} / v_{mn}, \quad (2.14)$$

де $r_{\text{эф}}$ – ефективний радіус;

$\epsilon_{\text{эф}}$ – ефективна діелектрична проникність двовимірної моделі резонатора;

v_{mn} – n -й корінь похідної функції Бесселя m -го порядку.



а – круглий; б – еліптичний; в – круглий кільцевий; г – прямокутний

Рисунок 2.27 – Варіанти топології резонаторів

Нижчими типами коливань у плоскій круглій резонансній структурі є коливання типу E_{110} і E_{210} (v_{11} і v_{21} – мінімально можливі значення кореня похідної функції Бесселя). Структура полів коливань нижчих типів у цьому резонаторі показана на рис. 2.28.

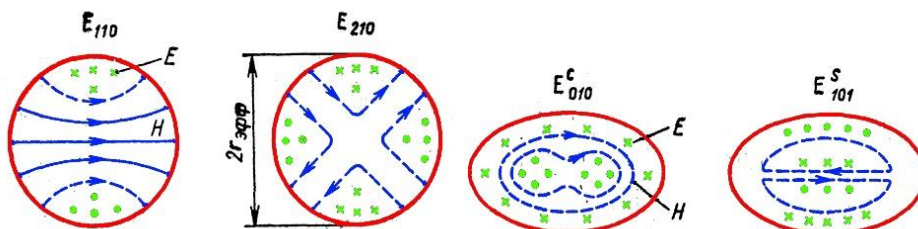


Рисунок 2.28 – Структура полів коливань E_{110} і E_{210} у круглому резонаторі на НСЛ і нижчих типів коливань в еліптичному резонаторі

Розрахунок еліптичних резонаторів виконується на основі теорії еліптичних хвилеводів. У резонаторах можуть існувати коливання двох видів: парні квазі- E_{mn0}^u , що мають симетричні щодо головної осі еліпса складові електромагнітного поля, і непарні квазі- E_{mn0}^h , симетричні щодо малої осі. Структура полів в еліптичному резонаторі для коливань E_{010}^h і E_{101}^u показана на рис. 2.28. Резонансні довжини хвиль еліптичного резонатора можна визначити з виразу

$$\lambda_{\text{рез}} = a\pi\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} e / \sqrt{q_{mn}^{u,h}}, \quad (2.15)$$

де $e = \sqrt{a^2 - b^2} / a$ – ексцентриситет еліпса;

$q_{mn}^{u,h}$ – n -й корінь парної й непарної функції Мат'є першого роду m -го порядку.

Резонансну довжину хвилі кільцевих структур у випадках що найчастіше зустрічаються на практиці $R/W \gg 1$ і $A/W \gg 1$ (див. рис. 2.28, в, г) можна знайти за формулою

$$\lambda_{\text{рез}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \Pi_{\text{ср}}, \quad (2.16)$$

де $\Pi_{\text{ср}}$ – середній периметр кільцевого резонатора.

Можливі варіанти топології резонаторів на щілинній лінії передачі показані на рис. 2.29.

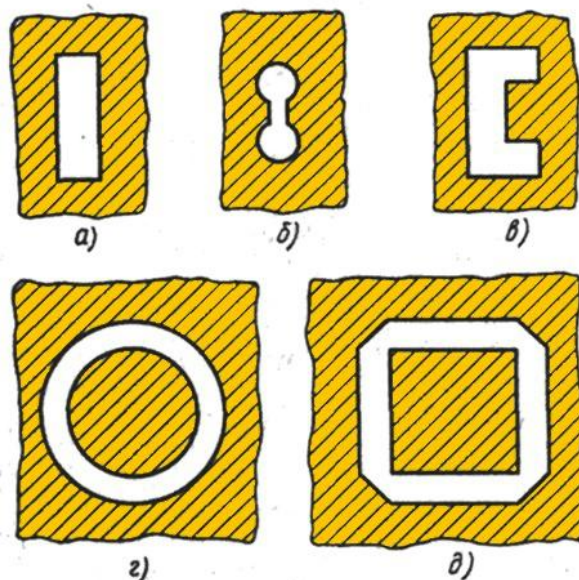


Рисунок 2.29 – Варіанти топології резонаторів на щілинній лінії передачі

Напівхвильова щілина (рис. 2.29, а) має реальну довжину, за слабого зовнішнього зв'язку трохи меншу $\lambda_B/2$. Це пояснюється індуктивним

характером неоднорідності, що виникає на кінцях щілини. Введення ємнісного навантаження (рис. 2.29, б) або вигин резонатора (рис. 2.29, в) дозволяє зменшити площу, що займана резонатором. Замкнуті резонансні структури (рис. 2.29, г, д) не мають крайових неоднорідностей. Проте у них спостерігається випромінювання електромагнітних хвиль на певних частотах.

В процесі побудови пристроїв НВЧ також застосовуються об'ємні резонатори. Прямокутний стрічковий об'ємний резонатор являє собою стрічковий провідник, обмежений з усіх боків прямокутним екраном. Порівняно зі звичайними стрічковими резонаторами він має більш високу добротність. Аналіз такої структури можна проводити, розглядаючи її як хвилевід, частково заповнений діелектриком. Резонатор має більші габарити, що утруднює його використання. До утворення об'ємного стрічкового резонатора може привести невдалий вибір розмірів корпусу інтегральної схеми, що є вкрай небажаним. Ретельне відпрацювання конструкції дозволяє запобігти цьому явищу.

Об'ємний резонанс у *діелектричному резонаторі* аналогічний резонансу в полому хвилевідному резонаторі. Принцип дії діелектричного резонатора заснований на явищі повного внутрішнього відбиття від границі діелектрик – повітря. Діелектричні резонатори можуть мати різну форму: прямокутну, циліндричну, дискову (рис. 2.30), проте найбільше поширення завдяки високій технологічності отримали циліндричні й дискові резонатори.

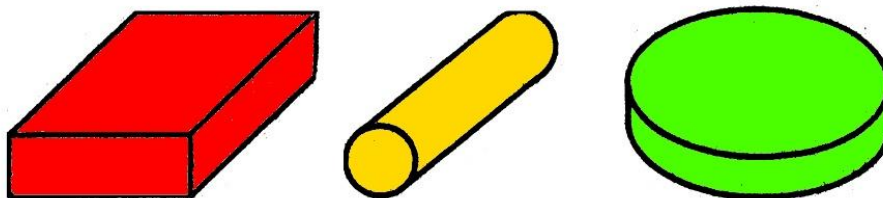


Рисунок 2.30 – Різновиди об'ємних діелектричних резонаторів

Зазвичай резонатори виготовляють із матеріалів з високою діелектричною проникністю ϵ . Електромагнітне поле концентрується усередині резонатора й втрати на випромінювання вкрай малі. При $\epsilon > 100$ навантажена добротність резонатора залежить тільки від діелектричних втрат – $Q_H \approx 1/tg\delta$ і може досягати декількох тисяч. Перевагою діелектричних резонаторів є малі габарити. Так, при $\epsilon = 100$ довжина хвилі в резонаторі $\lambda_B = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon} = 0,1\lambda_0$ і його розміри виявляються на порядок менше довжини хвилі.

Застосування кераміки термостабільних марок дозволяє створювати резонатори з температурним коефіцієнтом частоти (ТКЧ) не більше 10^{-4} K^{-1} .

Об'ємні резонатори, як правило, конструктивно й електрично добре сполучаються з мікροстрічковою лінією передачі. Їхнє кріплення до загальної

підкладки здійснюється за допомогою пінопласту або діелектриків полістирольного типу, взятих у мінімальних кількостях з метою виключення їхнього впливу на параметри мікросхеми. Дисковий резонатор закріплюється за допомогою минаючого через його вісь (у мінімумі електричного поля резонатора) стрижня невеликого діаметра, що забезпечує мінімальну можливість збурень.

Широке застосування знаходять об'ємні резонатори з монокристалів залізо-ітрієвого ферит-граната (ЖІГ), найчастіше сферичної форми, що мають вузьку резонансну криву, високу навантажену добротність (біля декількох тисяч) при малих геометричних розмірах. Власна частота коливань у фериті зв'язана лінійною залежністю з напруженістю поля підмагнічування, що дозволяє здійснювати також електричне перестроювання частоти резонатора в значних межах.

2.3 Пристрої збудження, переходи, короткозамикачі

Пристрої НВЧ функціонально й конструктивно організовані у блоки. Зв'язок між ними й вимір їхніх параметрів здійснюються за допомогою стандартних коаксіальних або хвилеводних ліній передачі. З'єднання МСЛ із коаксіальною лінією або хвилеводом забезпечується переходами. У вимірювальній апаратурі необхідні добре узгодження, малі втрати, універсальність, швидке й надійне з'єднання. Для переходів модулів НВЧ, крім того, бажані малі габарити, стійкість до кліматичних і механічних впливів, герметичність, простота виготовлення й низька вартість.

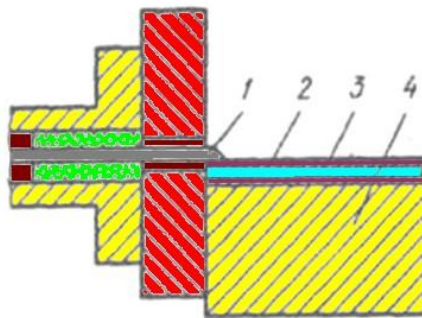
Класифікувати переходи можна за типами з'єднувальних ліній, наприклад, розрізняють коаксіально-стрічкові, хвилевідно-стрічкові переходи, перехід від мікροстрічкової до щільної лінії тощо.

Найчастіше для з'єднання модулів застосовується коаксіальний кабель. З'єднання коаксіального тракту із МСЛ можна виконати двома способами: через *коаксіально-стрічковий перехід* – перехідну секцію, що має коаксіальний вхід і стрічковий вихід, – або безпосереднім з'єднанням жили кабелю із провідником – *пряме кабельне уведення*. Коаксіально-стрічковий перехід отримав більше поширення порівняно з прямим кабельним уведенням.

Конструктивно коаксіально-стрічкові переходи розрізняються за взаємним розташуванням осей коаксіального кабелю й провідника, виду стрічкової лінії, з якою він з'єднується, типу перехідної ділянки, конструкції з'єднання зі стрічковою лінією. Жила кабелю й провідник можуть бути співвісними (аксіальне, торцеве з'єднання) і перпендикулярними. Співвісний перехід (рис. 2.31) менше, ніж перпендикулярний, спотворює структуру поля і, отже, є більш широкосмуговим.

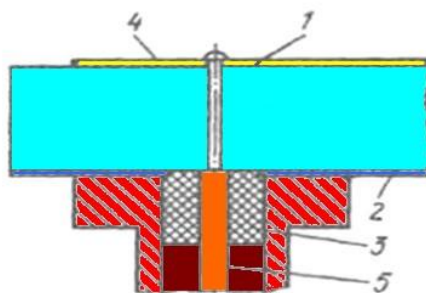
Проте якщо хвильові опори й розміри коаксіальної та МСЛ значно відрізняються, то використовуються перпендикулярні переходи (рис. 2.32). Узгодження в таких переходах здійснюють, підбираючи діаметр з'єднувального

штиря 1, що проходить через підкладку 2, і розміри коаксіальної діелектричної втулки 3. Іноді для поліпшення узгодження видаляють діелектрик навколо штиря. Необхідне узгодження може бути досягнуте також підключенням розімкнутого або короткозамкненого шлейфа 4 до точки з'єднання штиря переходу й МСЛ. Настроювання здійснюють, змінюючи довжину шлейфа. Довжина розімкнутого шлейфа дорівнює приблизно половині довжини хвилі; довжина короткозамкненого шлейфа становить приблизно чверть довжини хвилі.



1 – центральний провідник коаксіальної лінії; 2 – стрічковий провідник;
3 – підкладка; 4 – основа

Рисунок 2.31 – Конструкція співвісного коаксіально-стрічкового переходу



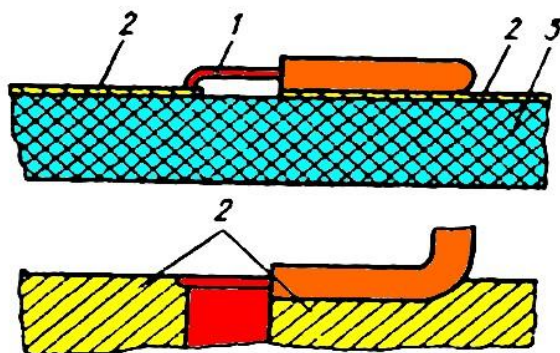
1 – штир; 2 – підкладка; 3 – діелектрична втулка; 4 – шлейф; 5 – центральний провідник коаксіальної лінії

Рисунок 2.32 – Перпендикулярний коаксіально-стрічковий перехід

Збудження щілинної лінії можна здійснити за допомогою прямого кабельного введення (рис. 2.33). Жила коаксіального кабелю з'єднується з однією металевою площиною щілинної лінії, а екран кабелю – з іншою.

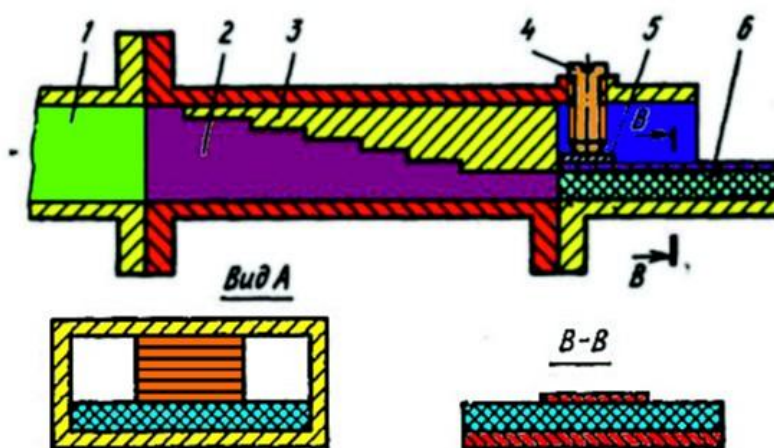
Хвилевідно-стрічкові переходи застосовуються переважно в діапазонах сантиметрових і міліметрових довжин хвиль. Переходи зі співвісним збудженням мають мінімальні відбиття через відсутність вигинів передавального тракту. Широку смугу пропускання мають паралельні хвилевідно-стрічкові переходи із гребінчастим П- або Н-подібним хвилеводом.

Перехід з П-подібним хвилеводом показаний на рис. 2.34. До виходу гребінчастого переходу, що має відповідний хвильовий опір, безпосередньо підключається МСЛ, що забезпечує мінімальну переорієнтацію поля. Плавний або східчастий гребінчастий перехід реалізує в діапазоні робочих частот обраний закон узгодження: рівнохвильовий (чебишевський) або максимально плоский (батервортівський).



1 – центральна жила коаксіальної лінії; 2 – металізація; 3 – підкладка

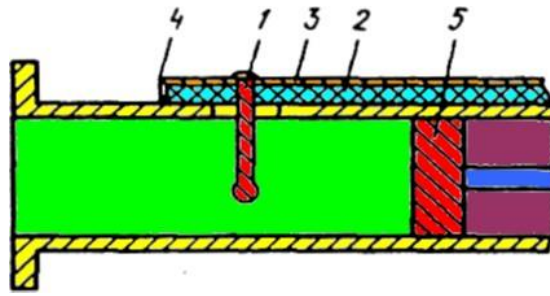
Рисунок 2.33 – Коаксіально-щілинний перехід



1 – прямокутний хвилевід; 2 – перехід із прямокутного хвилеводу на П-подібний; 3 – східчаста вставка П-подібного хвилеводу; 4 – діелектричний гвинт; 5 – контактний язичок; 6 – МСЛ

Рисунок 2.34 – Хвилевідно-стрічковий перехід

Паралельний перехід від хвилеводу до МСЛ може бути виконаний на основі зонда з кулькою на кінці (рис. 2.35). Стінка хвилеводу є водночас заземленою основою МСЛ. Узгодження такого переходу здійснюється підбором діаметра зонда й отвору в стінці хвилеводу, а також довжини короткозамкнених шлейфів, один з яких виконаний на діелектричній підкладці, а інший являє собою ділянку хвилеводу з регульованим короткозамикачем.



1 – металевий зонд; 2 – діелектрична підкладка; 3 – провідник МСЛ;
4 – короткозамкнений шлейф; 5 – поршень, що забезпечує коротке замкнення

Рисунок 2.35 – Хвилевідно-стрічковий перехід із зондом

Перехід між мікροстрічковими лініями, що перебувають у двох різних площинах, показаний на рис. 2.36. Стрічкові лінії нанесені на діелектричні підкладки, з'єднані одна з одною заземленими площинами. Зв'язок між МСЛ здійснюється за допомогою напівхвильового резонатора на щільній лінії, яка реалізована на загальній заземленій пластині. Мікροстрічкові лінії 1 та 2 перпендикулярні резонатору 3 і кінчаються чвертьхвильовими розімкнутими шлейфами. Збудження МСЛ на протилежному боці плати забезпечується складовою магнітного поля, що спрямована уздовж резонатора.

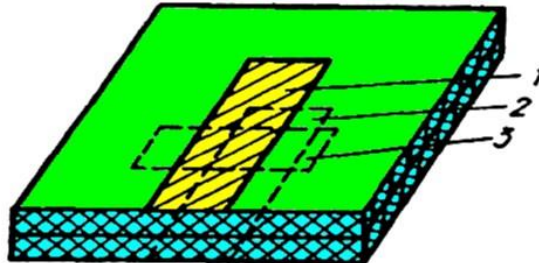


Рисунок 2.36 – Перехід між МСЛ

Шлейфний перехід від МСЛ до щільної лінії показаний на рис. 2.37. Лінії розташовуються під прямим кутом, причому МСЛ закінчується чвертьхвильовим розімкнутим шлейфом, а щільна лінія – короткозамкненим чвертьхвильовим шлейфом, які вирівнюють потенціали на з'єднаних мініатюрних лініях. У смузі частот 30% такий перехід має коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі $K_{свн}$ не вище 1,1.

З'єднання двох МСЛ, що перебувають в одній площині на різних підкладках, виконується за допомогою перемички з металевого дроту або стрічки з фольги, що припаюється або приварюється до провідників лінії (рис.2.38). Вплив неоднорідності, яка утворена зазором між підкладками,

компенсується збільшенням ширини перемички, що дозволяє зберегти постійний хвильовий опір лінії.

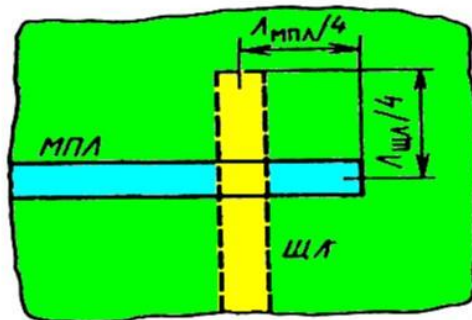


Рисунок 2.37 – Перехід від МСЛ до щілинної лінії

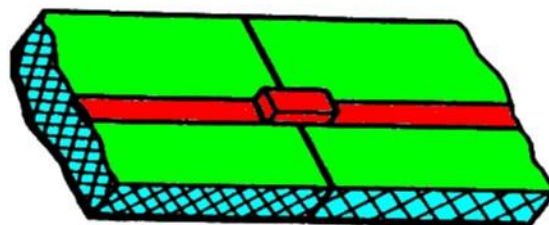
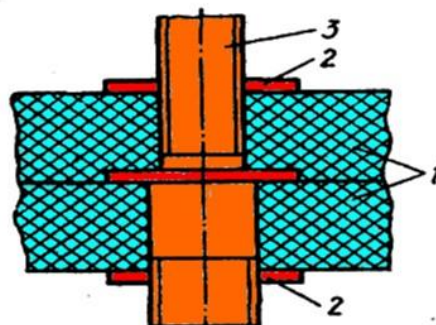


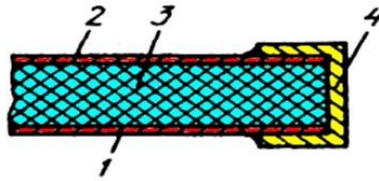
Рисунок 2.38 – З'єднання двох МСЛ за допомогою перемички з металу

Короткозамикачі мікроелектронних пристроїв НВЧ застосовують для заземлення симетричних і несиметричних МСЛ у конструкціях резонаторів, фільтрів і т.п. Коротке замикання МСЛ може виконуватися за допомогою гвинтів (рис. 2.39), на торці (рис. 2.40), через отвір або щілину (рис. 2.41). Заземлення несиметричної МСЛ можна здійснити через отвір у підкладці або застосовуючи розімкнуті чвертьхвильові шлейфи.



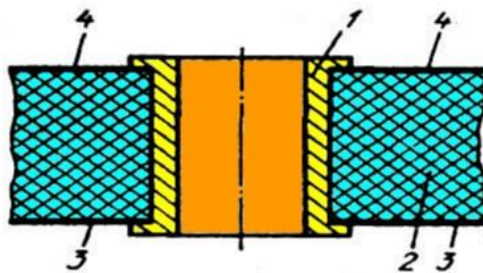
1 – підкладка; 2 – шайба; 3 – гвинт

Рисунок 2.39 – Коротке замикання за допомогою гвинтів



1 – металізація; 2 – провідник МСЛ; 3 – підкладка; 4 – дужка

Рисунок 2.40 – Коротке замикання на торці підкладки



1 – втулка з металу; 2 – підкладка; 3 – металізація; 4 – провідник МСЛ

Рисунок 2.41 – Коротке замикання через отвір

2.4 Елементи антенних систем

До сучасних антенних пристроїв пред'являються досить жорсткі вимоги з електродинамічних характеристик, а також габаритів, маси, вартості, технологічності тощо. У зв'язку з необхідністю створення неvistупаючих антен для літальних апаратів, а також простих і технологічних антен більш широкого призначення виник великий інтерес до мікροстрічкових і друкованих антен НВЧ. Використання планарної технології забезпечує високу відтворюваність розмірів антен, технологічність, низьку вартість, малі габарити й масу. Методами планарної технології можуть бути виконані не тільки випромінювачі, але й лінії передачі, узгоджувальні елементи, фазообертачі, перемикачі тощо.

Під площинними (планарними) антенами НВЧ розумітимемо як одиночні мікροстрічкові й друковані випромінювачі, так і утворені з них антенні решітки. Антени НВЧ можуть випромінювати хвилі лінійної, кругової та еліптичної поляризації, забезпечувати роботу в багаточастотних режимах.

Елементи випромінюючих структур можуть мати найрізноманітнішу геометричну форму: прямокутну, круглу, трикутну, еліптичну, кільцеву та ін. Ці структури можуть працювати як у резонансному, так і в нерезонансному режимах і можуть збуджуватися стрічковою лінією, коаксіальним кабелем, за рахунок електромагнітного зв'язку тощо.

Недоліками планарних антен є: вузькосмуговість, малі гранично допустимі потужності, труднощі конструювання пристроїв з перестроюванням, і зміни параметрів друкованих елементів.

Однією з перших була розроблена друкована антена, що показана на рис.2.42. Випромінювач являє собою довгу металізовану смугу, яка збуджується в декількох точках за допомогою гілчастої схеми зі стрічкових ліній. Відстань між точками збудження менше довжини хвилі в діелектрику підкладки. З розбивкою смуги на декілька частин утворюються нібито антенні решітки із прямокутних або квадратних елементів. Такі елементи отримали широке поширення як мікrostрічкові та друковані випромінювачі резонаторного типу (рис. 2.43).

Конструктивно випромінювач складається із прямокутного стрічкового провідника 1, розташованого на тонкій діелектричній основі 2 із провідним екраном 3. Товщина діелектрика обирається зазвичай менше $0,1\lambda$, (λ – довжина хвилі у вільному просторі). Випромінювач найчастіше збуджується стрічковою лінією передачі 4, для якої ця система є плоским, заповненим діелектриком резонатором із втратами, що обумовлені випромінюванням. Краї резонатора утворюють дві випромінюючі щілини I і II, відстань між якими l приблизно дорівнює $\lambda_B/2$, де λ_B – довжина хвилі в діелектрику.

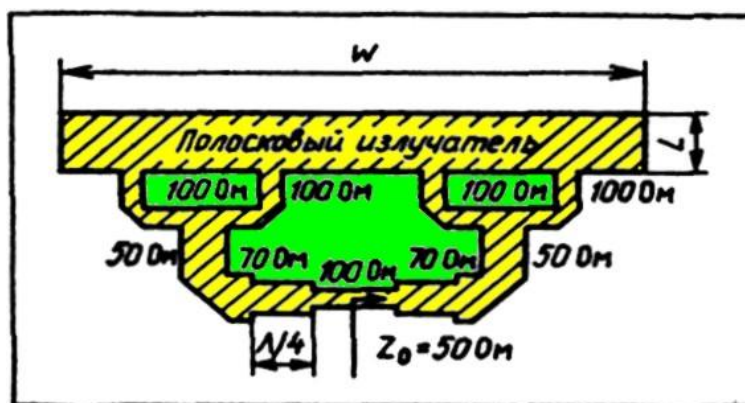


Рисунок 2.42 – Стрічкова антена

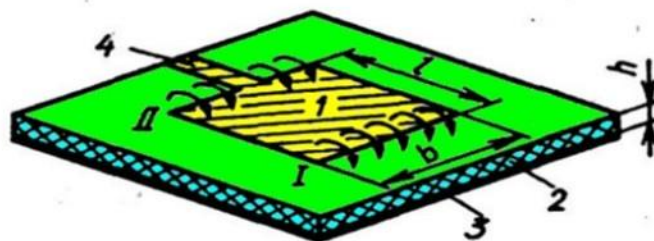


Рисунок 2.43 – Друкований випромінювач резонаторного типу

Лінійно поляризоване випромінювання, що спрямоване переважно по нормалі до площини антени, створюється складовими електричного поля, паралельними провідній площини. Розмір b , загалом кажучи, може бути різним, але він визначає вхідний опір антени, який для $b \approx \lambda_B/2$ становить кілька сотень Ом. Випромінювач прямокутної форми з резонансом має коефіцієнт посилення більше 6 дБ за відносної діелектричної проникності підкладки $\epsilon=2,35$ і $\text{tg}\delta \leq 10^{-3}$. Проте ширина робочої смуги частот резонаторних антен не перевищує, як правило, декількох відсотків за рівнем $K_{\text{свн}} = 2$. Застосовуючи різноманітні схеми живлення випромінювачів, можна створити антену, яка працює на декількох досить близьких частотах. Проте це призводить до зниження коефіцієнта використання ефективної поверхні еквівалентного розкриву. Деякого розширення робочої смуги частот можна досягти в конструкції, що показана на рис. 2.44.

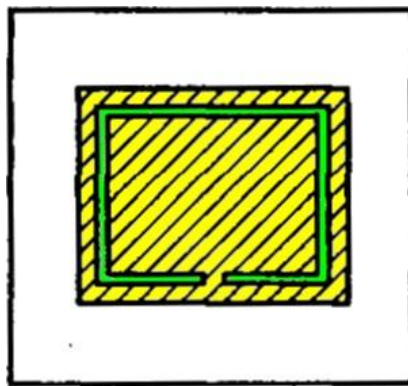


Рисунок 2.44 – Резонаторний елемент із розширеною робочою смугою частот

Особливий інтерес являють площинні антени трикутної, ромбічної та еліптичної форми. Найкращі діапазонні властивості має еліптичний випромінювач, причому оптимальним виявляється еліпс із ексцентриситетом, рівним 0,8.

Найбільш докладно досліджені прямокутні випромінювачі. Запропоновано різні способи їхнього живлення, узгодження й режими роботи. Так, для отримання поля обертової поляризації необхідно дві пари випромінюючих щілин, що розташовані перпендикулярно одна одній та які збуджуються сигналами з фазовим зсувом $\pi/2$. Для цього обирається квадратний випромінювач, який збуджується у двох точках сусідніх сторін квадрата.

Можливий варіант збудження друкованого випромінювача 1 і за допомогою коаксіального кабелю 2, приєднаного перпендикулярно провідній площині (рис. 2.45, а). Становить інтерес живлення випромінювача через елемент зв'язку 2 у вигляді вузької смужки, що паралельна випромінювачу 1 (рис. 2.45, б). Живлення до смужки підводиться за допомогою коаксіального кабелю з боку екрана. Узгодження визначається довжиною елемента зв'язку та

зазором між випромінювачем і смужкою. Збудження друкованих випромінювачів за допомогою коаксіальних ліній становить інтерес у низькочастотній частині діапазону НВЧ. Збуджувати випромінювач мікροстрічковою лінією бажано в точці, де його вхідний опір близько дорівнює хвильовому опорі МСЛ. Це досягається за допомогою вузького вирізу (відрізка копланарної лінії), який паралельний осі випромінювача (рис. 2.45, в).

В ході використання як випромінювачів круглих дискових елементів центр випромінювача з'єднаний перемичкою з екраном, а збуджуючий зонд перебуває на деякому віддаленні від центра та з'єднується з коаксіальною лінією через отвір в екрані. Діаметр диска вибирається з умови збудження хвилі нижчого типу, наприклад, для діелектрика з $\epsilon = 2,47$ на частоті $f = 2,9$ ГГц діаметр становить 3,78 см. Точка живлення визначається з умови узгодження з живильним трактом, але слід зазначити, що опір антени зменшується із зсувом цієї точки до центра.

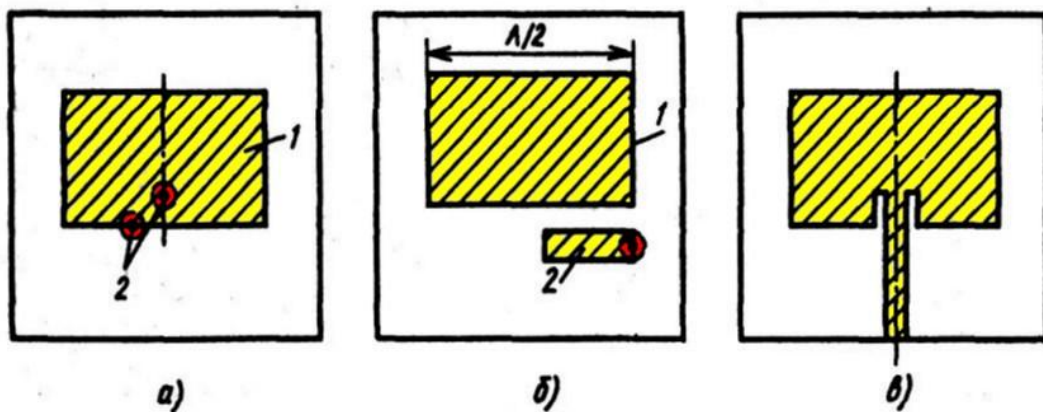


Рисунок 2.45 – Варіанти живлення резонаторного випромінювача

На рис. 2.46 показаний випромінювач, який збуджується протифазно у двох точках (на входах). Смуга робочих частот такого випромінювача залежить від смуги пропускання протифазного дільника потужності. Збуджуючи елемент із одного входу й навантажуючи на інший, можна здійснити його узгодження й змінювати діаграму спрямованості (ДС).

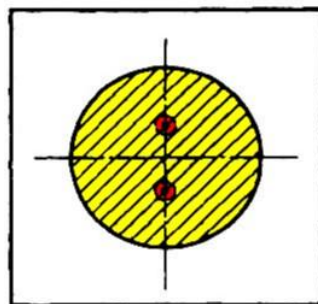


Рисунок 2.46 – Дисковий резонаторний випромінювач

За круговій поляризації випромінюваної хвилі використовують чотири точки збудження з певними фазами (рис. 2.47, а). Кругову поляризацію можна отримати, використовуючи п'ятикутовий випромінювач (рис. 2.47, б). Слід зазначити, що суттєве значення має місце підключення живильної лінії 1 до п'ятикутового випромінювача. Використовуючи еліптичний випромінювач (рис. 2.47, в), мала вісь якого приблизно дорівнює $\lambda_B/2$, а ексцентриситет 0,65, можна також отримати хвилю кругової поляризації. Вид поляризації такого випромінювача залежить від місця включення МСЛ.

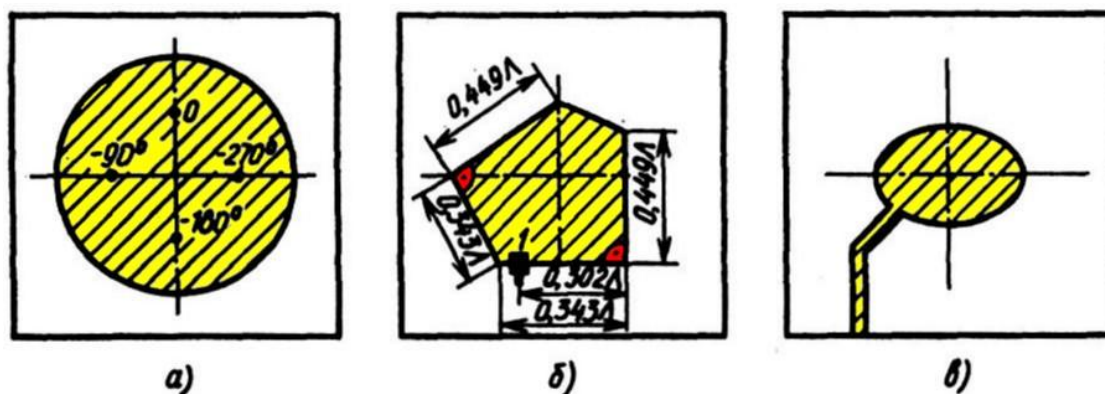


Рисунок 2.47 – Резонаторні випромінювачі із круговою поляризацією хвиль

Широке застосування знайшли вузькі лінійні резонансні випромінювачі. Довжина такого випромінювача дорівнює половині довжини хвилі в діелектрику. Живлення його здійснюється або безпосереднім приєднанням МСЛ, або за рахунок електромагнітного зв'язку (рис. 2.48).

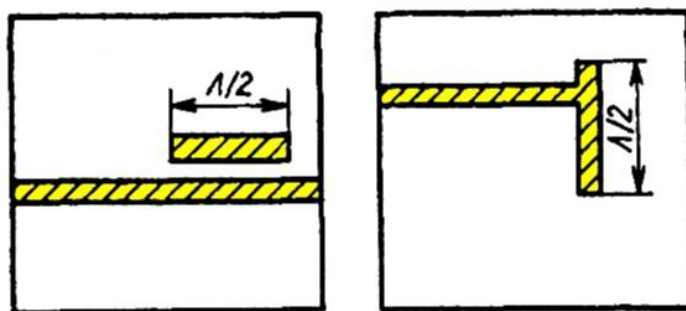


Рисунок 2.48 – Вібраторні випромінювачі

Найбільший ступінь електромагнітного зв'язку досягається, коли випромінювач розташований на межі діелектрика й вільного простору, а лінія живлення занурена в діелектричну основу. При цьому вібратор розташований на більшому віддаленні від екрана, ніж лінія живлення. Змінюючи відстань між вібратором та екраном, можна досягти максимальної ширини смуги пропускання й найбільшого ККД за заданого поглиблення лінії живлення в

підкладку. Розташування вібратора впливає також на його резонансну частоту. Діаграма спрямованості вібратора з електромагнітним зв'язком мало залежить від ступеня зв'язку.

Мікрострічкові та друковані антени можуть також виконуватися на основі щілинного випромінювача, який збуджується копланарним хвилеводом (рис.2.49,*a*). Вони виявилися зручними для побудови антенних решіток.

За принципом дії щілинні випромінювачі, які збуджуються за допомогою МСЛ, аналогічні хвилевідно-щілинним антенам.

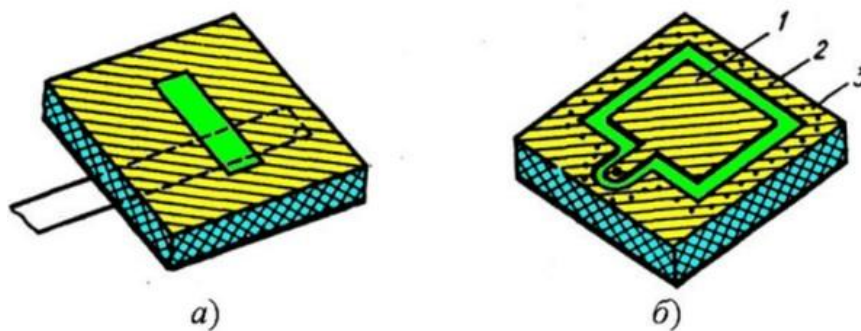


Рисунок 2.49 – Щілинний випромінювач (*a*) і частково екранований резонаторний випромінювач (*б*)

До недоліків мікрострічкових і друкованих випромінювачів можна віднести високий рівень кросполяризаційного випромінювання. Він може виникати з різних причин: через паразитний резонанс на неоднорідностях стрічкових ліній, випромінювання поверхневих хвиль, мікрострічкових ліній живлення та ін. Використовуючи закриті або частково екрановані лінії передачі, можна трохи знизити рівень кросполяризаційного випромінювання, наприклад, розташовуючи випромінювач 1 у площині однієї із заземлених пластин 2 (рис. 2.49, *б*). Уздовж краю екранного вікна встановлені короткозамикаючі штирі 3, що з'єднують обидва екрани.

Особливий інтерес в ході конструювання й розрахунку планарних антен являє вибір матеріалу діелектричної підкладки. При цьому суттєвими є наступні параметри: діелектрична проникність, діелектричні втрати, теплопровідність, здатність зберігати форму й розміри в різних кліматичних умовах і в процесі експлуатації, чистота обробки поверхні, допуски на розміри по товщині, неоднорідність, електропровідність. Процес вибору матеріалу є багатофакторним. Багато факторів мають суперечливий вплив на параметри антен, що змушує прибгати до компромісних рішень. Значення ϵ_0 визначає граничні можливості мініатюризації реалізованого пристрою НВЧ. При цьому необхідно зробити оцінку максимально можливого відхилення значення ϵ_0 , за якого вихідні параметри пристрою змінюються у припустимих межах. Стабільність тангенса кута діелектричних втрат також сприяє відтворюваності вихідних характеристик пристрою. Для зменшення теплових втрат і втрат на

відбиття необхідно обирати діелектрик, який оброблений так, щоб шорсткість не перевищувала половини глибини проникнення поля в метал.

Для аналізу характеристик мікροстрічкових і друкованих випромінювачів широко використовується наближена модель у вигляді резонатора довільної геометрії (рис. 2.50).

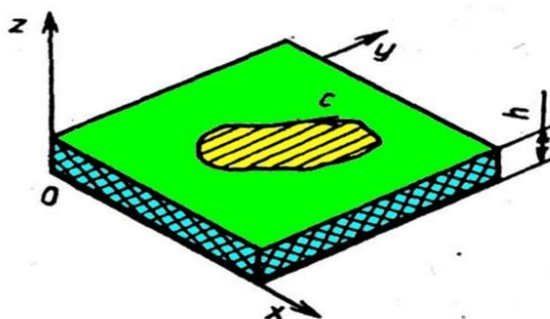


Рисунок 2.50 – Модель резонаторного друкованого випромінювача

Метод розрахунку за такою моделлю називають *резонаторним*. Введення моделі засноване на таких припущеннях:

- через те, що $h \ll \lambda$ в області, що обмежена верхнім провідником (поверхнею, обмеженою контуром c) і екраном, існує тільки компонент E_z електричного та компоненти H_x і H_y магнітного поля;
- поле в цій області не залежить від координат x та y для всіх частот, що цікавлять нас;
- електричний струм на верхньому провіднику не повинен мати нормальних до краю компонентів у будь-якій точці на краю, а поле може мати незначну тангенціальну складову уздовж краю.

Таким чином, область між верхнім провідником і екраном можна представити як резонатор з магнітними стінками уздовж краю й електричними стінками зверху й знизу. Очевидно, що такий закритий резонатор не випромінюватиме електромагнітну енергію та матиме суто уявний вхідний опір, який дорівнює або нулю, або нескінченності при резонансі.

Далі припустимо, що розподіл поля на верхньому провіднику приймається таким самим, як і в резонаторі. Знаючи розподіл поля у випромінювачі, можна обчислити його ДС, випромінювану потужність та вхідний опір.

Можливий більш строгий підхід до розрахунку мікροстрічкових і друкованих антен будь-якого типу. Він полягає в тому, що складається інтегральне рівняння відносно струмів, які течуть по провідниках антени. Це інтегральне рівняння може бути вирішено чисельними методами. Знайшовши розподіл струмів, можна, так само, як і для резонаторного методу, обчислити всі характеристики антени.

Поряд з одиночними випромінювачами широке застосування отримали друковані антенні решітки. Маючи подібність конструкції, друковані антенні решітки відрізняються одна від одної переважно типом застосовуваних випромінювачів, а також способом їхнього збудження. Розглянемо лише деякі види друкованих решіток. На рис. 2.51 показана найпростіша друкована антенна решітка із випромінювачів 1 резонаторного типу. Чотириелементна антенна решітка має коефіцієнт підсилення близько 13,5 дБ. Ширина смуги пропускання становить 1,79 % на рівні $K_{свн}$ менше двох. Рівень бічних пелюсток 11 дБ. Ширина ДС дорівнює 20 і 68° в E - і H -площинах відповідно.

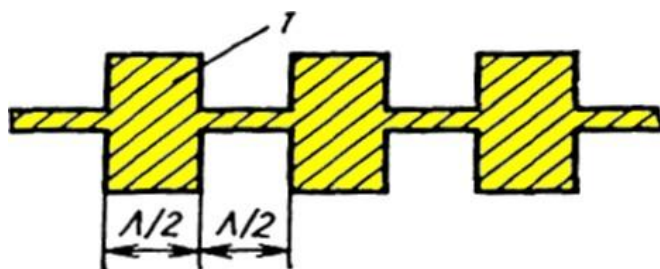


Рисунок 2.51 – Лінійні решітки з випромінювачів резонаторного типу

Особливу увагу викликають друковані вібраторні антенні решітки (рис.2.52). Решітки, що складаються з напівхвильових друкованих вібраторів (рис. 2.52, а), живляться через фазувальні напівхвильові лінії затримки.

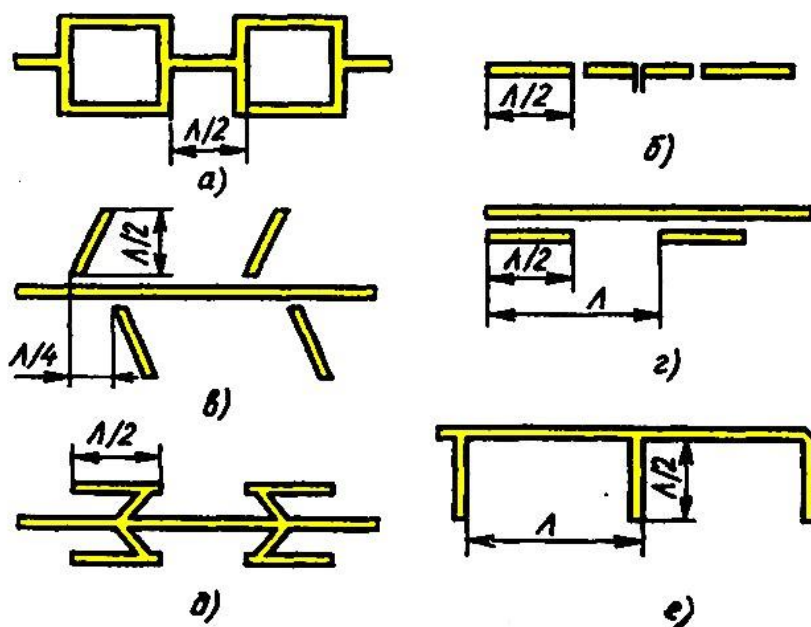


Рисунок 2.52 – Варіанти топології друкованих вібраторних решіток

Зміна форми, взаємного розташування й способу живлення вібраторів від несиметричної стрічкової лінії дозволяє змінювати характеристики антен. За всіх переваг друкованих антенних решіток вони досить вузькосмугові. Так,

решітка, яка показана на рис. 2.52, б, містить 5×8 елементів і підживлюється в центрі, зберігає форму ДС у смузі частот 7 % з рівнем бічних пелюсток 11...19 дБ. Проте, узгодження забезпечується лише у вузькій смузі частот. У решітці, що показана на рис. 2.52, е, залежно від навантаження на кінці несиметричної МСЛ може бути реалізований режим стоячої або хвилі, що біжить. Решітка, що містить 9×9 елементів, виконана на підкладці з $h = 0,794$ мм і $\epsilon_0 = 2,32$, на частоті 17,4 ГГц працює в смузі 0,4 % у режимі стоячої хвилі й у смузі 3 % у режимі хвилі, що біжить. При цьому рівень бічних пелюсток знаходиться в межах 12...19 дБ.

2.5 Контрольні запитання і завдання

1. Які види неоднорідності можуть існувати у стрічкових лініях? Навести приклади та їх еквівалентні схеми.
2. Яку топологію мають неоднорідності, еквівалентні послідовній та паралельній індуктивності?
3. Які варіанти топології можуть мати індуктивності у площинному виконанні?
4. Як здійснюється підстроювання площинної індуктивності?
5. Яку топологію мають неоднорідності, еквівалентні послідовній та паралельній ємності?
6. Як виглядають конструкції конденсаторів, що спрягаються зі стрічковими лініями?
7. Як можна підстроювати ємність площинного конденсатора?
8. Як виглядають конструкції резисторів, що спрягаються зі стрічковими лініями?
9. Від чого залежать величини опору і робочої потужності резисторів для стрічкових ліній?
10. Як можуть виглядати структури площинних резонаторів?
11. Що є умовою наявності резонансу в площинній структурі?
12. Як змінюються еквівалентні схеми резонаторів на основі площинних структур зі зміною їх довжини та умов включення?
13. Які переваги має підковоподібна топологія площинного резонатора?
14. Як виглядають топології варіантів підключення резонаторів на відрізках стрічкових ліній?
15. Як виглядають топології площинних резонаторів на комбінаціях шлейфів?
16. За яких умов встановлюються коливання у круглих, еліптичних і кільцевих площинних резонаторах?
17. Яку топологію можуть мати резонатори на щілинних лініях?
18. Які існують різновиди об'ємних діелектричних резонаторів?
19. Як встановлюються коливання в діелектричних резонаторах і від чого залежить їх резонансна частота?

20. З яких матеріалів можуть виконуватися діелектричні резонатори залежно від їх призначення?

21. Як здійснюється збудження електромагнітних хвиль або коливань у стрічкових лініях і резонаторах?

22. Описати конструкції та принцип дії коаксіально-стрічкових переходів.

23. Описати конструкції та принцип дії хвилевідно-стрічкових переходів.

24. Як може здійснюватися зв'язок між стрічковими лініями, стрічковою і щільною лініями, з'єднанням ліній?

25. Як можна зробити замикання у стрічкових лініях?

26. Яка особливість несиметричних стрічкових ліній використовується під час створення на їх основі антенних випромінювачів?

27. Як виглядають можливі топології площинних випромінювачів і як кожен з них працює?

3 ПРИСТРОЇ НВЧ

3.1 Спрямовані відгалужувачі й мости

Спрямований відгалужувач (СВ) є восьмиполюсним пристроєм, що здійснює спрямоване відгалуження енергії. У пристрої розрізняють первинну (основну) і вторинну (допоміжну) лінії. За збудженням одного із плечей первинної лінії частина потужності передається в інше плече цієї лінії, а частина – в одне із плечей вторинної лінії. При цьому в друге плече вторинної лінії потужність не передається, і воно виявляється розв'язаним щодо збудженого плеча первинної лінії. Напрямок передачі потужності у вторинну лінію залежить від напрямку проходження сигналу в первинній. Поділ ліній на первинну і вторинну умовний й використовується для спрощення опису процесів, що відбуваються в СВ.

Гібридним з'єднанням (тридецибельним СВ) називають СВ, що здійснює рівний розподіл потужності між зв'язаними плечима. Гібридне з'єднання, напруги у вихідних плечах якого мають постійний фазовий зсув в смузі частот, називають *мостовим пристроєм (мостом)*.

Різновиди СВ показані на рис. 3.1.

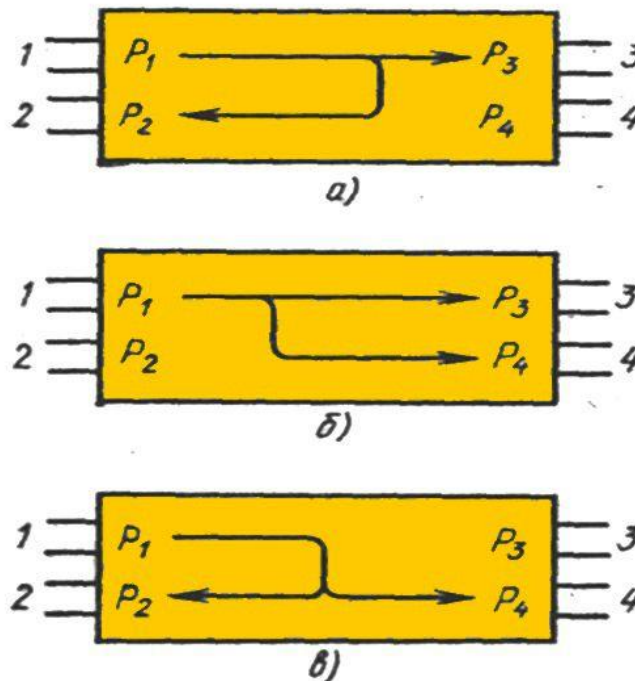


Рисунок 3.1 – Різновиди спрямованих відгалужувачів

Для описання багатополюсних НВЧ-пристроїв використовується матриця розсіювання [S]. Матриця розсіювання визначає співвідношення між відбитими

і падаючими хвилями. Ця матриця залежить тільки від конструкції багатополюсника і визначає його властивості як високочастотного кола.

Нормована падаюча хвиля a_p у площині відліку на p -вході багатополюсника визначається як скалярна величина, що пропорційна комплексній амплітуді поперечної складової електричного поля падаючій хвилі.

Аналогічно, нормована відбита (розсіяна) хвиля b_p визначається як комплексна скалярна величина, що пропорційна амплітуді поперечної складової електричного поля відбитої хвилі. При цьому відбита хвиля визначається не тільки падаючою хвилею на вході, що розглядається, але також падаючими хвилями в інших входах багатополюсника.

Нормування падаючих і відбитих хвиль виконується так, що величина $\frac{1}{2}a_p a_p^* \equiv \frac{1}{2}|a_p|^2$ дорівнює потужності, яка підводиться до p -входу багатополюсника, а величина $\frac{1}{2}b_p b_p^* \equiv \frac{1}{2}|b_p|^2$ дорівнює потужності, яка відбита від цього входу.

У випадку багатополюсного з'єднання нормована хвиля b_p , що відбита від входу p , залежить від хвиль, які падають на всі входи багатополюсника, і може бути записана у вигляді

$$b_p = \sum_{q=1}^n s_{pq} a_q,$$

де s_{pq} – елемент матриці розсіювання.

Наведена формула показує, що хвиля b_p , яка виходить з p -го плеча багатополюсника, може бути подана у вигляді суми вкладів від хвиль, що падають на входи 1, 2, ..., n , помножених на відповідні комплексні коефіцієнти $s_{p1}, s_{p2}, \dots, s_{pn}$. Відповідно, для n -полюсника можна отримати систему з n рівнянь:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 + \dots + s_{1n}a_n, \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 + \dots + s_{2n}a_n, \\ &\dots\dots\dots \\ b_n &= s_{n1}a_1 + s_{n2}a_2 + \dots + s_{nn}a_n \end{aligned}$$

або у матричній формі:

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ s_{n1} & s_{n2} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ b_n \end{pmatrix},$$

де

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ s_{n1} & s_{n2} & \dots & s_{nn} \end{pmatrix} = [S] - \text{матриця розсіювання.}$$

В ідеальному випадку СВ являє собою істотно реактивний (що не має втрат) взаємний восьмиполіусник, який може бути описаний матрицею розсіювання

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Основними характеристиками СВ є робоче загасання в первинній лінії, перехідне ослаблення, спрямованість, розв'язка, нерівномірність ділення потужності, фазове співвідношення напруг у вихідних плечах, смуга пропускання, узгодження плечей СВ з підведеними лініями. Розглянемо основні характеристики СВ, використовуючи рис. 3.1, а.

Робоче загасання (дБ) визначається відношенням потужностей на вході й виході первинної лінії

$$C_{13} = 10 \lg(P_1/P_3) = 10 \lg(1/|S_{13}|^2). \quad (3.2)$$

Перехідне ослаблення визначається відношенням потужностей на вході первинної лінії й на пов'язаному з ним виході вторинної лінії

$$C_{12} = 10 \lg(P_1/P_2) = 10 \lg(1/|S_{12}|^2). \quad (3.3)$$

Розв'язка залежить від відношення потужностей на вході первинної лінії й на розв'язаному виході вторинної лінії

$$C_{14} = 10\lg(P_1/P_4) = 10\lg(1/|S_{14}|^2). \quad (3.4)$$

Спрямованість СВ

$$C_{24} = 10\lg(P_2/P_4) = 10\lg(|S_{12}|^2/|S_{14}|^2). \quad (3.5)$$

Нерівномірність ділення являє собою різницю між перехідним ослабленням і загасанням у первинній лінії $\Delta C = C_{12} - C_{13}$.

Коефіцієнт стоячої хвилі в i -м плечі

$$K_{свi} = (1 + S_{ii})/(1 - S_{ii}). \quad (3.6)$$

Коефіцієнт ділення за напругою $M = S_{13}/S_{12}$, коефіцієнт ділення за потужністю $m = |M|^2 = |S_{13}|^2/|S_{12}|^2$.

Фазові співвідношення СВ характеризують абсолютні значення фаз напруг у плечах або відносні різниці фаз напруг вихідних плечей. Найбільше поширення отримали квадратурні СВ ($\Delta\varphi = 90^\circ$) і синфазно-протифазні СВ ($\Delta\varphi = 0$ або $\Delta\varphi = 180^\circ$).

У матриці розсіювання ідеального СВ типу рис. 3.1, a дорівнюють нулю елементи $S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$ (умови ідеального узгодження) і $S_{14}, S_{41}, S_{23}, S_{32}$ (умови ідеальної розв'язки). У реальних пристроях, що працюють у смузі частот, ці співвідношення, природно, не виконуються. Тому розв'язка має кінцеве значення, тобто в розв'язане плече надходить якась, хоча й досить незначна, частина вхідної потужності.

На рис. 3.2 показане графічне зображення СВ на електричних схемах. Верхня цифра вказує перехідне загасання, нижня – спрямованість.

Класифікувати СВ можна за різними ознаками: за видом зв'язку між первинною і вторинною лініями, за ступенем зв'язку, за типом використовуваних ліній передачі тощо. Залежно від перехідного ослаблення СВ поділяються на сильнозв'язані ($|C_{12}| < 10$ дБ) і слабкозв'язані ($|C_{12}| > 10$ дБ). За видом зв'язку розрізняють СВ зі шлейфним зв'язком і з розподіленим електромагнітним зв'язком.

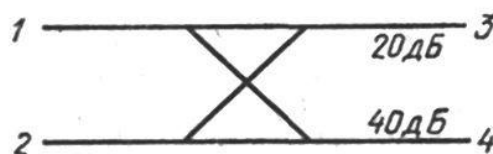


Рисунок 3.2 – Зображення СВ на електричних схемах

До СВ зі зв'язком шлейфного типу належить кільцевий СВ, топологія якого показана на рис. 3.3.

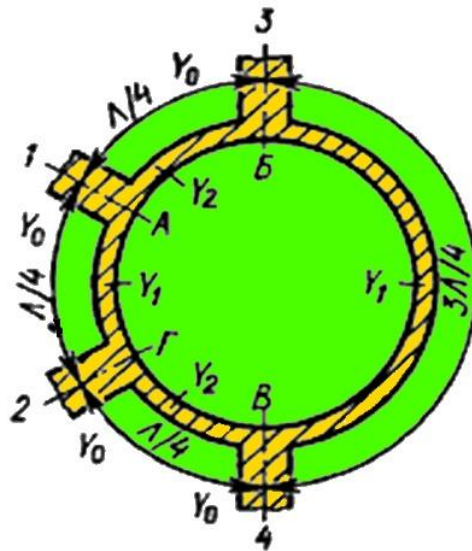


Рисунок 3.3 – Топологія кільцевого СВ на МСЛ

Кільце має довжину $1,5\lambda_B$. Зі збудження плеча 1 вхідний сигнал ділиться на дві частини й поширюється по двох каналах. Сигнали складаються синфазно (пучність напруги) у точках Б і Г кільця та протифазно у точці В (вузол напруги). За рівності амплітуд цих сигналів напруга в точці В дорівнює нулю і потужність у плече 4 не передається. Таким чином, сигнал що надходить у плече 1 ділиться між плечима 2 і 3, які є суміжними стосовно плеча 1.

У найпоширенішому гібридному кільці, що має рівне ділення потужності у вихідних плечах, $Z_B = Z_K / \sqrt{2}$, де Z_B – хвильовий опір ліній; Z_K – хвильовий опір кільця.

За рівнем розв'язки 30 дБ і перехідного ослаблення 3,2 дБ смуга частот гібридного кільця становить $\sim 25\%$. Обмеження смуги частот обумовлено переважно наявністю в кільці відрізка лінії довжиною $3\lambda_B/4$ між плечима 3 і 4.

Суттєво більш широкий діапазон робочих частот (порядку октави) мають кільцеві СВ довжиною λ_B , які ще звать – відгалужувачі з перекиданням фази. Загальний принцип їхньої побудови полягає в тому, що лінія довжиною $3\lambda_B/4$ замінюється чвертьхвильовою лінією й фіксованим фазообертачем, що має фазовий зсув $\pm\pi$. Реалізація такого фазового зсуву може бути здійснена на основі використання фільтра на зв'язаних чвертьхвильових лініях, або з використанням комбінації симетричної й несиметричної МСЛ або симетричної МСЛ і щільної лінії (рис. 3.4).

На практиці в ІС НВЧ кільцеві відгалужувачі працюють із неідеально узгодженими навантаженнями, а також за наявності нерегулярності і втрат у

друкованій лінії передачі. Крім того, є певний конструкторсько-технологічний розкид геометричних розмірів схеми й діелектричних параметрів підкладки.

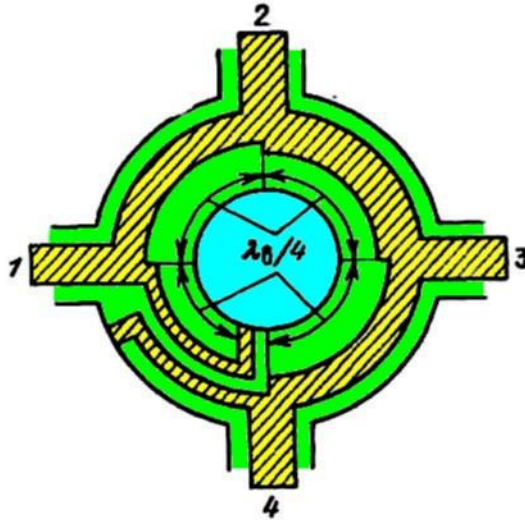


Рисунок 3.4 – Конструкція кільця довжиною λ_B на зв'язаних лініях

Відзначимо деякі особливості роботи кільця довжиною $3\lambda_B/2$ із підключенням до його плечей 1, 2, 3, 4 неузгоджених навантажень із комплексними коефіцієнтами відбиття $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$. За рівності коефіцієнтів відбиття навантажень двох протилежних виходів кільця розв'язка двох інших виходів теоретично ідеальна. Неузгодженість навантажень, підключених до суміжних (щодо входу) полюсів кільця, впливає на узгодження входу, розв'язку, робоче загасання й перехідне ослаблення.

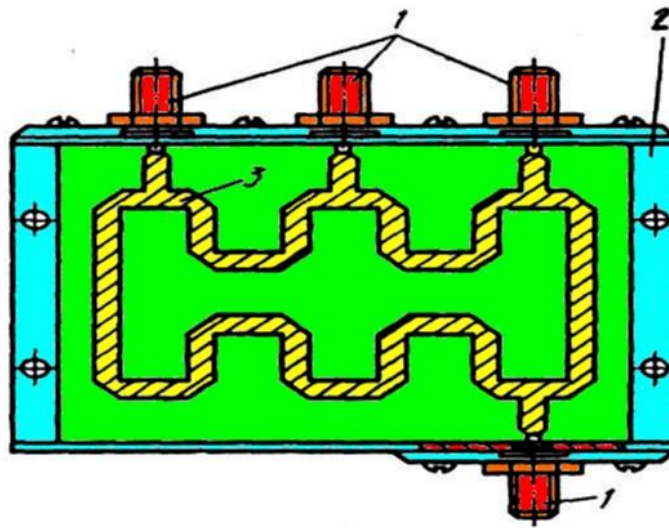
Наявні технологічні допуски на ширину провідника, на діелектричну проникність і товщину підкладки призводять до відхилення величини хвильового опору щодо номінального значення, що, у свою чергу, викликає погіршення основних характеристик відгалужувача.

У кільцевих спрямованих відгалужувачах часто необхідно враховувати нерегулярності типу Т-з'єднань у місцях зчленування ліній з кільцем. Їхній вплив особливо сильний в короткохвильовому діапазоні, коли лінійні розміри нерегулярності виявляються порівнянними з довжиною хвилі в лінії передачі.

Конструктивний недолік кільцевого спрямованого відгалужувача щодо мікросхем НВЧ полягає в тому, що вихідні робочі плечі не є суміжними. Це утруднює використання відгалужувачів у схемах, де необхідне об'єднання вихідних елементів, які підключаються до робочих виходів кільця. З цією метою іноді використовується топологія, в якій один з виходів заводиться усередину кільця.

У довгохвильовому діапазоні одне або декілька плечей відгалужувача вигинаються у вигляді меандрової лінії (рис. 3.5). Такий «згорнутий» спрямований відгалужувач у 10-сантиметровому діапазоні має габарити в 3-4

рази менше, ніж аналогічний відгалужувач, що виконаний у вигляді окружності.



1 – коаксіально-стрічкові переходи; 2 – корпус; 3 – МСЛ

Рисунок 3.5 – Конструкція кільцевого СВ

Шлейфний спрямований відгалужувач являє собою два відрізки лінії передачі, що з'єднані між собою двома або більшою кількістю шлейфів, довжина яких дорівнює чверті довжини хвилі в лінії (рис. 3.6). Шлейфи включаються у лінію також на відстані $\lambda_B/4$. Зі зростанням кількості шлейфів розширюється смуга робочих частот. Проте з кількістю шлейфів більше трьох хвильові опори крайніх шлейфів стають дуже великими. Це створює суттєві труднощі під час виконання таких СВ методами інтегральної технології, тому у практичних пристроях кількість шлейфів не перевищує трьох. Двошлейфний СВ є квадратурним, оскільки $\arg(S_{31}/S_{41}) = \pi/2$.

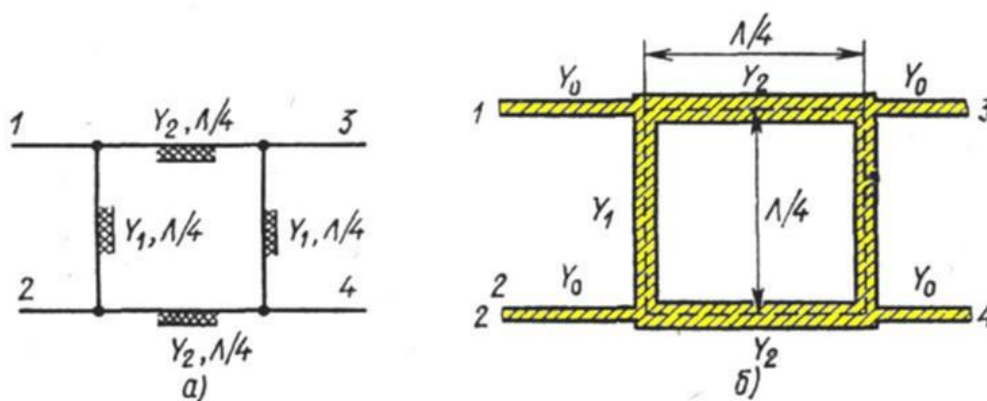


Рисунок 3.6 – Електрична схема (а) і топологія (б) двошлейфного СВ

Оцінка впливу різних дестабілізуючих факторів на параметри двошлейфного СВ та порівняння з аналогічними параметрами кільцевого

відгалужувача свідчить про наступне. В процесі роботи відгалужувачів на неузгодженні навантаження розв'язка в кільцевому відгалужувачі виявляється краще, а узгодження входу гірше, ніж у шлейфному СВ. Для поліпшення розв'язки шлейфного відгалужувача навантаження його робочих плечей розміщують несиметрично зі зсувом на відстані $l = \lambda_B/4$.

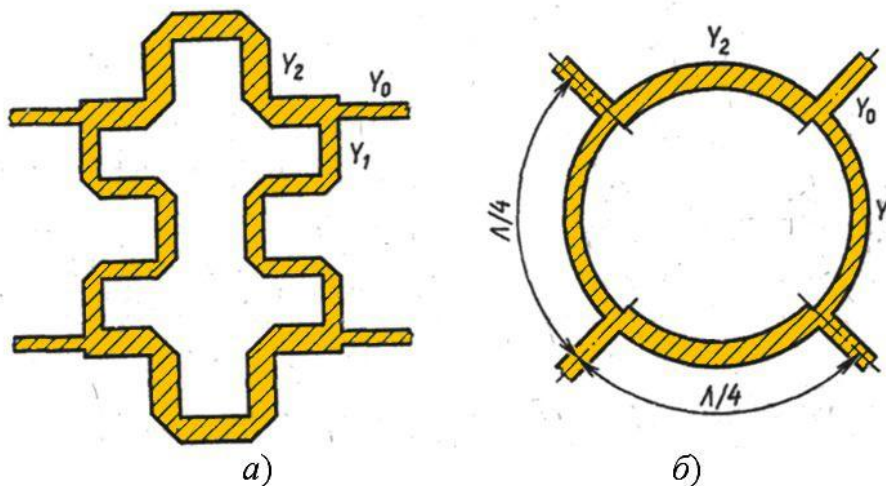


Рисунок 3.7 – Варіанти топології двошлейфного СВ

У нижній частині діапазону НВЧ, де геометрична довжина відрізків лінії передачі велика, для зменшення розмірів СВ чвертьхвильові лінії виконуються у вигляді меандру (рис. 3.7, а). У короткохвильовій частині діапазону НВЧ виникає проблема ослаблення впливу неоднорідності у місцях з'єднання ліній. Тут застосовуються топологічні рішення шлейфного СВ у вигляді кільця довжиною λ (рис. 3.7, б).

Конструкторсько-технологічні допуски на геометричні розміри двошлейфного СВ обумовлюють зміну хвильових опорів z_1 і z_2 відрізків ліній і, отже, відхилення робочих параметрів щодо номінальних значень.

Крім того, робочі параметри залежать від нерегулярності, що виникає у місцях Т-з'єднань шлейфів, з'єднувальних та підведених ліній. Аналіз впливу цих нерегулярностей показує, що робочі параметри двошлейфного СВ більш критичні до них, ніж характеристики кільцевого відгалужувача.

Шлейфні відгалужувачі мають конструктивні переваги перед кільцевими: їхні суміжні робочі виходи досить просто об'єднати, коли це потрібно, у планарній конструкції ІС НВЧ.

Відгалужувачі на зв'язаних лініях. Спрямовані відгалужувачі з розподіленим електромагнітним зв'язком становлять великий клас відгалужувачів. Вони більше відомі за назвою відгалужувачі на зв'язаних лініях передачі. Розрізняють СВ з бічним і лицьовим зв'язком (рис. 3.8). Довжина області зв'язку l (рис. 3.8) становить непарне число чвертей довжини хвилі у лінії на середній частоті робочого діапазону. Зазвичай довжина області зв'язку обирається рівною $\lambda_B/4$.

Хвиля, що поширюється у первинній лінії, частково відгалужується у вторинну лінію, де вона поширюється у протилежному напрямку. Таким чином, СВ на зв'язаних лініях є протиспрямованим (див. рис. 3.1, *a*). Ідеальний спрямований відгалужувач під час виконання зазначених розрахункових співвідношень в одномодовому наближенні має ідеальну спрямованість у необмеженому діапазоні частот і смугу постійного перехідного загасання, близьку до октави. Завдяки широкосмуговості, а також простоті конструкції, цей відгалужувач використовується у багатьох інтегральних мікросхемах НВЧ.

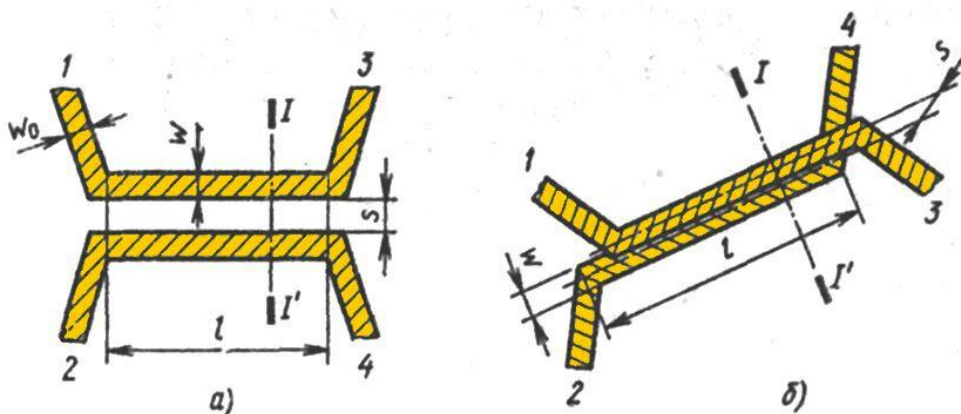


Рисунок 3.8 – СВ на зв'язаних лініях з бічним (*a*) і лицьовим (*б*) зв'язком

Поперечні перерізи $I-I'$ (рис. 3.8) зв'язаних ліній з бічним зв'язком показані на рис. 3.9, *a*, *б*, з лицьовим зв'язком – на рис. 3.9, *в*, *г*, причому на рис. 3.9, *a*, *в* зв'язані лінії є симетричними, а на рис. 3.9, *б*, *г* – несиметричними. У структурі, що показана на рис. 3.9, *в*, кожен зі стрічкових провідників розташований несиметрично щодо зовнішніх «заземлених» пластин. Це сприяє виникненню паразитних хвиль. Усунути цей вкрай небажаний ефект можна, повністю екрануючи СВ або вводячи в зазор зв'язку s додатковий провідник, що врівноважує (рис. 3.9, *д*).

Інші можливі варіанти поперечного перерізу показані на рис. 3.9, *е*, *ж*. У структурі, що показана на рис. 3.9, *з*, лінії передачі зв'язані через щілину, ширина якої d визначає ступінь зв'язку.

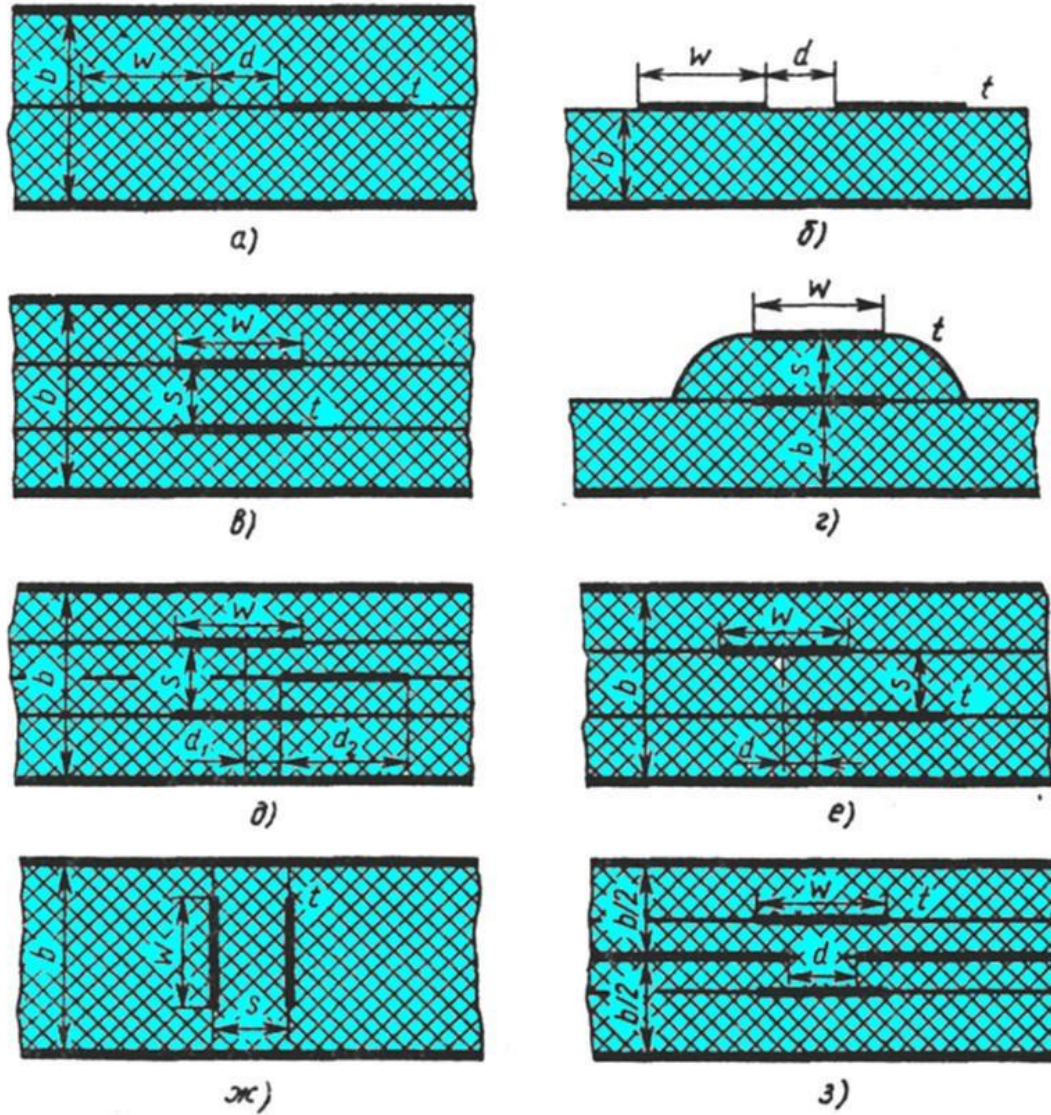


Рисунок 3.9 – Поперечні перерізи СВ на зв'язаних лініях

Матриця розсіювання СВ на зв'язаних лініях за ідеального узгодження ($Z_{0ч} \cdot Z_{0н} = 1$) має вигляд

$$S = \begin{bmatrix} 0 & A & B & 0 \\ A & 0 & 0 & B \\ B & 0 & 0 & A \\ 0 & B & A & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$\text{де } A = \frac{jk \sin \theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta}; \quad B = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta};$$

$$k = \frac{Z_{0ч} - Z_{0н}}{Z_{0ч} + Z_{0н}} - \text{коефіцієнт зв'язку ліній};$$

θ – електрична довжина зв'язаних ліній;

$Z_{0ч}$, $Z_{0н}$ – нормовані хвильові опори за парного й непарного збудження.

Перехідне ослаблення СВ при цьому – $C_{12} = 10 \lg(k^{-2}) [1 + (1 - k^2) \operatorname{ctg}^2 \theta]$,
робоче загасання $C_{13} = 10 \lg(1 - k^2)^{-1} (1 - k^2 \cos^2 \theta)$.

Фазовий зсув сигналів між плечима 3 і 2 $\arg(S_{13}/S_{12}) = \arg(B/A) = \pi/2$,
отже, СВ є квадратурним.

Суттєвим недоліком СВ на зв'язаних несиметричних лініях є відмінність постійних поширення парних і непарних хвиль. На рис. 3.10, *а* показана структура поля парної хвилі, на рис. 3.10, *б* – непарної. Відомо, що парна хвиля поширюється переважно у товщі підкладки, а непарна – значною мірою витісняється в повітря. Таким чином, ефективні діелектричні проникності для парної й непарної хвиль розрізняються, а, отже, розрізняються швидкості поширення цих хвиль і фазові зсуви, придбані на довжині зв'язку. З підвищенням коефіцієнта зв'язку зростає відмінність постійних поширення, напрямок поширення енергії в первинній і вторинній лініях співпадає, спотворюються фазові співвідношення сигналів і погіршуються характеристики СВ. Спрямованість СВ на зв'язаних лініях падає зі збільшенням ступеня зв'язку.

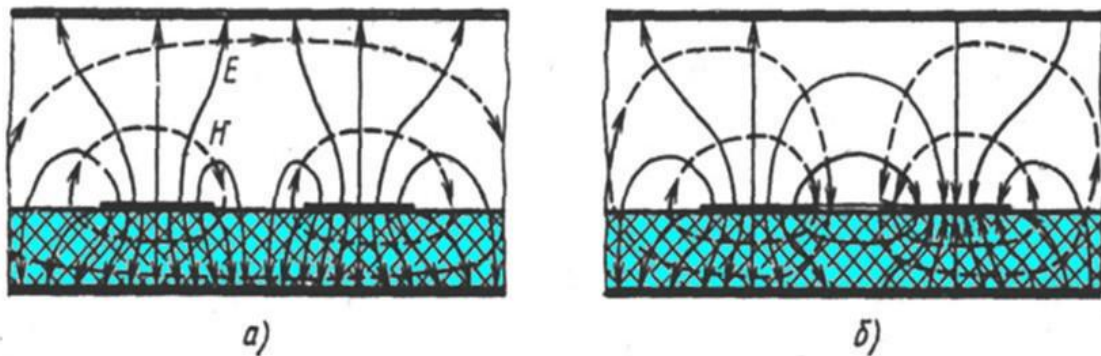


Рисунок 3.10 – Структура електромагнітного поля парної (*а*) і непарної (*б*) хвиль в СВ з бічним зв'язком

Фазові швидкості парної й непарної хвиль можна вирівняти, вживаючи спеціальних заходів. У СВ, поперечний переріз якого показано на рис. 3.11, *а*, зв'язані лінії покриваються зверху додатковим шаром діелектрика. У цьому випадку більша частина енергії непарної хвилі поширюється в діелектрику покриття й підкладки. Використання додаткового провідника з вільним потенціалом дозволяє досягти ще більшого вирівнювання фазових швидкостей (рис. 3.11, *б*). Довжина цього провідника дорівнює довжині області зв'язку СВ. Для вирівнювання ефективної діелектричної проникності для парної й непарної хвиль використовуються також підкладки з неоднорідним заповненням

(рис.3.11, в). При $\epsilon_2 < \epsilon_2$ додатковий шар діелектрика знижує ϵ_{ef} парної хвилі порівняно з ϵ_{ef} для непарної.

Вирівнювання фазових швидкостей в СВ (рис. 3.12, а, б) здійснюють, включаючи конденсатори в середину або по краях області зв'язку.

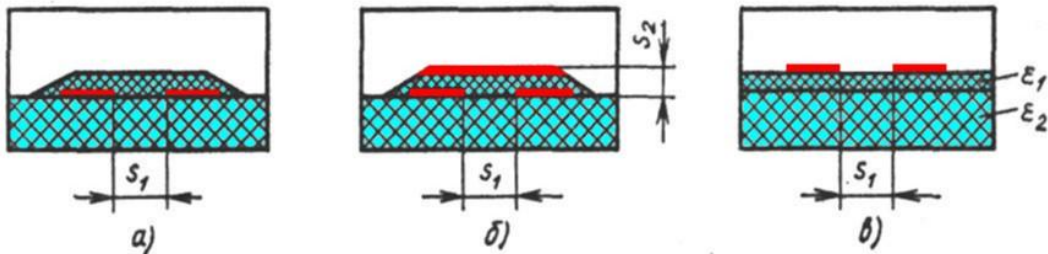


Рисунок 3.11 – СВ з додатковим шаром діелектрика для вирівнювання фазових швидкостей парної й непарної хвиль

Цікавим технічним рішенням проблеми вирівнювання разових зсувів хвиль двох типів є застосування періодичного профілю області зв'язку – пилкоподібного або сідчастого (рис. 3.12, в, г).

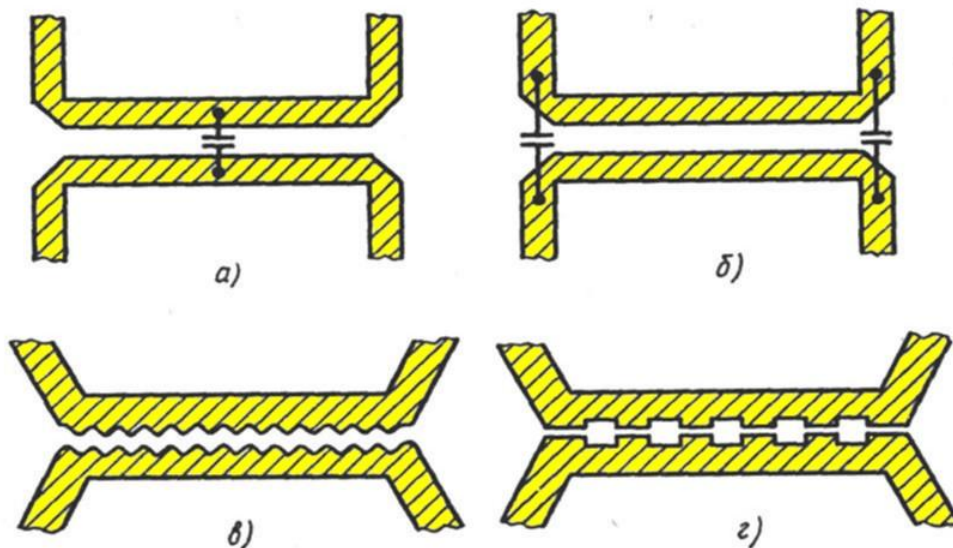


Рисунок 3.12 – Приклади топології СВ, що забезпечують вирівнювання фазових швидкостей парної й непарної хвиль

У такій структурі збільшується довжина шляху непарної хвилі порівняно з парною, оскільки струми непарної хвилі витісняються до внутрішніх країв провідників в області зв'язку, а струми парної хвилі – до зовнішнього. Цим і забезпечується вирівнювання фазових зсувів.

Спрямовані відгалужувачі із сильним зв'язком реалізуються досить просто на основі зв'язаних ліній з лицьовим зв'язком, (зв'язані лінії з бічним зв'язком, навпаки, дозволяють створювати лише слабкозв'язані СВ, що обумовлено значними технологічними труднощами. Так, 3-дБ СВ на підкладці з

відносно діелектричною проникністю $\epsilon = 9,6$ за товщини провідників, близької нулю, повинен мати зазор між зв'язаними лініями менше 10 мкм, що практично важко реалізувати. Разом з тим найбільш простими в технологічному відношенні є зв'язані несиметричні МСЛ, які виробляються в єдиному технологічному циклі без додаткового складання й сполучаються добре зі схемами, які містять навісні компоненти. Все це обумовлює інтерес до таких конструктивних рішень, які допускають реалізацію сильнозв'язаних СВ за досить великих, технологічно здійсненних зазорів між зв'язаними лініями.

Зазначеними властивостями володіє тандемний СВ, який являє з'єднання двох однакових СВ на зв'язаних лініях передачі (рис. 3.13, а). Неважко бачити, що плечі 1 і 2 є розв'язаними (відповідно розв'язані плечі 3 і 4); сигнал, що надходить у плече 1, ділиться між плечима 3 і 4.

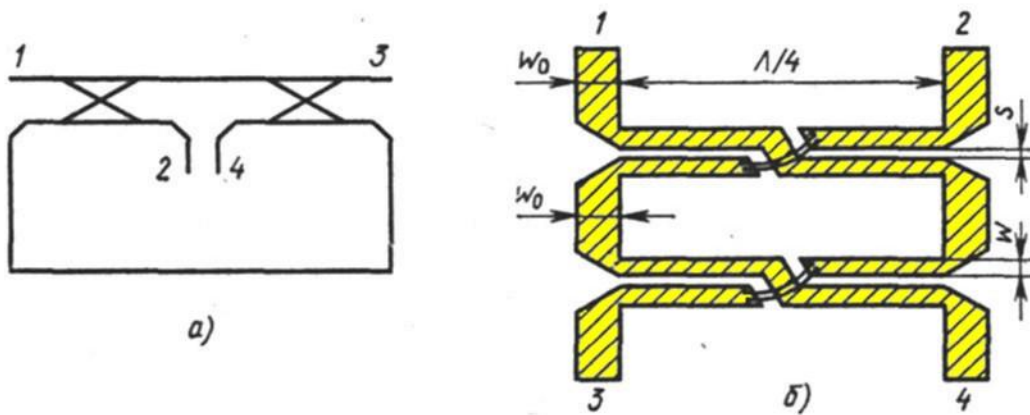


Рисунок 3.13 – Електрична схема (а) і топологія (б) тандемного СВ

Матриця розсіювання тандемного СВ з точністю до фазового множника, визначеного довжиною ліній, що підводять, і сполучних ліній,

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & A & B \\ 0 & 0 & B & A \\ A & B & 0 & 0 \\ B & A & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

$$\text{де } A = \frac{1 - r^2 \sin^2 \theta}{(\cos \theta + j\sqrt{1 + r^2} \sin \theta)^2}; \quad B = \frac{2jr \sin \theta}{(\cos \theta + j\sqrt{1 + r^2} \sin \theta)^2}; \quad r = \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}};$$

k – коефіцієнт зв'язку складових тандем СВ;

θ – електрична довжина області зв'язку складових тандем СВ (на середній частоті робочого діапазону $\theta = \pi/2$);

Коефіцієнт зв'язку тандемного СВ на центральній частоті

$$|S_{14}| = k_T = 2k\sqrt{1-k^2}. \quad (3.9)$$

Звідси отримуємо вираз для коефіцієнтів зв'язку окремих СВ:

$$k_{1,2} = \sqrt{1 - \sqrt{1 - k_T^2}} / \sqrt{2}. \quad (3.10)$$

На підставі виразів (3.9), (3.10) можна переконатися, що для реалізації 3-дБ тандемного СВ ($k = 0,7071$) складові його відгалужувачі повинні мати перехідне загасання 8,34 дБ ($k_{1,2} = 0,3827$). За такого перехідного загасання геометричні розміри зв'язаних ліній на підкладці з $\varepsilon = 9,6$ становлять $W/h = 0,77$; $s/h = 0,18$, де h – товщина підкладки.

Тандемний СВ дозволяє не тільки збільшити зазор між зв'язаними лініями з бічним зв'язком, але й знизити вимоги до допусків на геометричні розміри. Він виявляється менш чутливим до відхилення геометричних розмірів від номінального значення порівняно зі звичайним СВ на зв'язаних лініях. Додатковою перевагою тандемного СВ є його більша широкосмуговість порівняно з одиночним. Так, в ході порівняння 3-дБ СВ виявляється, що тандемний СВ має відносну смугу пропускання 70% за відхилення перехідного загасання на 0,2 дБ від свого значення на середній частоті робочого діапазону, одиночний СВ – 38%.

Іншим варіантом сильнозв'язаних СВ на несиметричних МСЛ є зустрічно-штирові структури (рис. 3.14), які мають назву відгалужувачі Ланге. Потужність, що надходить у плече 1, ділиться нарівно між плечима 2 і 3. Плечі 1 і 4 є розв'язаними. Сигнал у плечі 2 випереджає на $\pi/2$ сигнал у плечі 3. Тридецибельний СВ на підкладці з $\varepsilon = 9,6$ товщиною 1 мм має розміри $W/h=0,107$, $s/h = 0,071$. У смузі частот 2...4 ГГц розв'язка становить 21,5...40 дБ із втратами не більше 0,25 дБ.

Недоліком тандемних СВ і відгалужувачів Ланге є наявність дротових перемичок (рис. 3.13 і 3.14), які припаюються або приварюються до ліній передачі. Для зменшення паразитних індуктивностей вони утворюються з декількох дротів.

Багатооктавні смуги пропускання можуть мати СВ, що складаються з каскадного з'єднання декількох ланок рівної електричної довжини θ з різними коефіцієнтами зв'язку (рис. 3.15). Недоліком таких відгалужувачів є порівняно великі габарити. Відомі також аналогічні СВ із коефіцієнтами зв'язку, що плавно змінюються за довжиною.

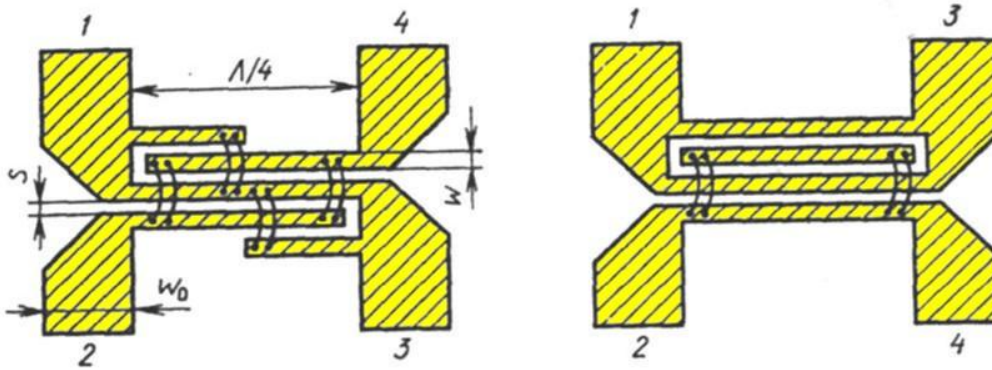


Рисунок 3.14 – Зустрічно-штирові мікροстрічкові СВ

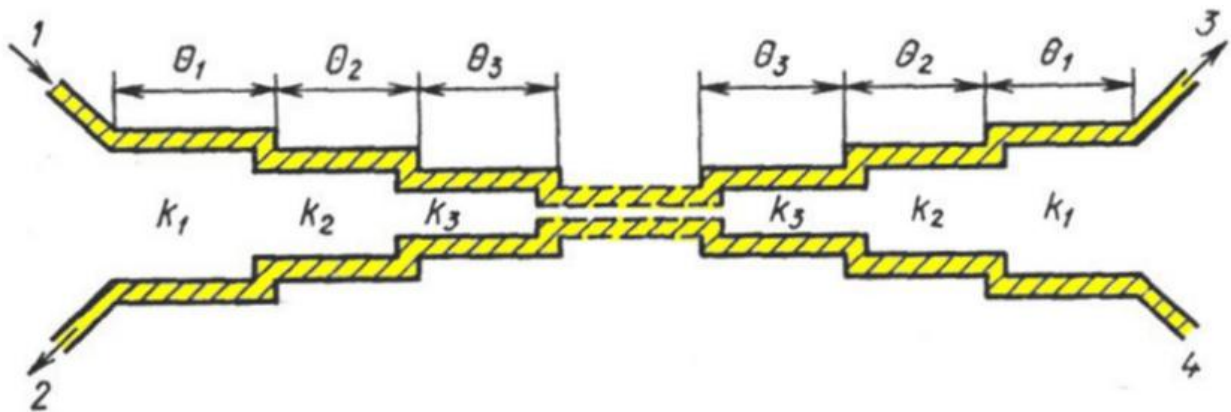


Рисунок 3.15 – Топологія широкопasmового відгалужувача на зв'язаних лініях

3.2 Подільники і суматори потужності

Стрічкові подільники й суматори потужності знаходять широке застосування у фазованих антенних решітках, у схемах додавання потужностей генераторів, у підсилювачах, у багатоканальних схемах тощо.

Схеми подільників потужності можуть бути побудовані на основі спрямованих відгалужувачів.

Через принцип взаємності схеми подільників можуть бути використані для додавання НВЧ-потужностей. Режим підсумовування має ряд особливостей: необхідність синхронності й синфазності роботи джерел, що підключаються, а також певне співвідношення їхніх потужностей.

Зазвичай це взаємні пристрої, тобто залежно від напрямку підключення можуть як ділити, так і підсумувати потужність, яка надходить на них.

Вони виконуються на основі послідовних і паралельних схем.

Найбільш простим є подільник послідовного типу на основі гладких переходів (рис. 3.16).

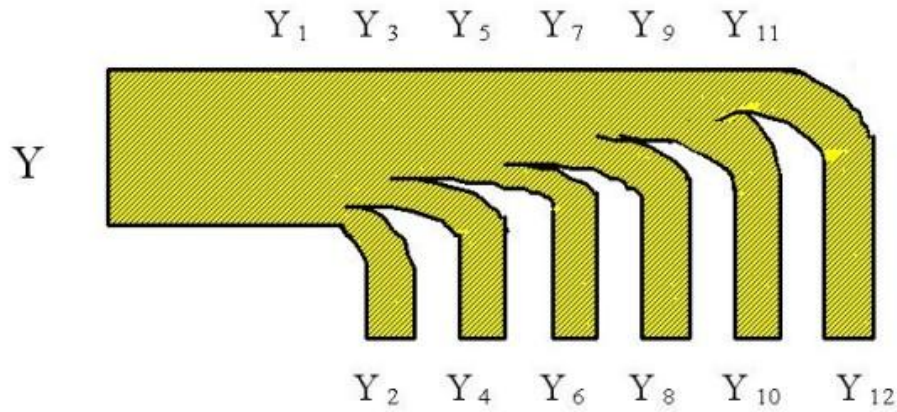
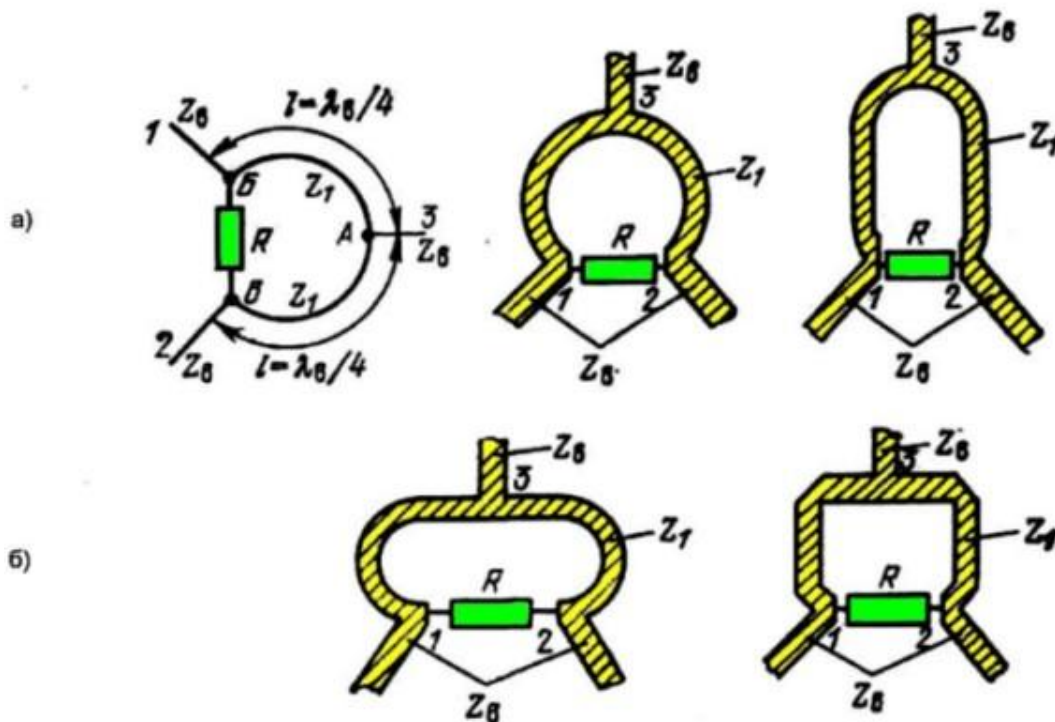


Рисунок 3.16 – Подільник потужності на основі гладких переходів

Умова узгодження – $Y_i = Y_{i+1} + Y_{i+2}$. Розподіл потужності залежить від співвідношення Y_i . Так, рівномірному розподілу потужності відповідає – $Y_2 = Y_4 = Y_6 = Y_8 = Y_{10} = Y_{12}$. ($Y_{11} = Y_{12}$).

Загальними недоліками відгалужувачів, що працюють у режимі подільників (суматорів), є складність топології й помітна частотна залежність.

Зазначених недоліків не має кільцевий подільник потужності (рис. 3.17). Він складається із двох чвертьхвильових відрізків ліній передачі, які з одного боку з'єднані між собою паралельно й підключені до вхідної лінії, а з іншого – зв'язані через активний опір R і підключені кожен до своєї лінії.



а) – схема; б) – можливі топології

Рисунок 3.17 – Кільцевий подільник потужності

Розглянемо принцип дії подільника. Якщо збудити плече 3, то сигнал ділиться нарівно між плечима 1 і 2. При цьому в силу симетрії точки Б і В еквіпотенціальні, отже, на опорі R потужність не розсіюється. Тепер припустимо, що сигнал підводиться до плеча 1. У точку В хвилі напруги надходять двома шляхами: через зосереджений опір R і через два чвертьхвильових відрізки; внаслідок у точці В забезпечується протифазність двох сигналів.

При певному виборі опорів R і хвильових опорів чвертьхвильових відрізків Z_1 відносно хвильових опорів ліній Z_B можна забезпечити рівність по амплітуді двох зазначених сигналів і, отже, повну компенсацію енергії в точці В подільника. Таким чином, плечі 1 і 2 будуть розв'язані. При цьому половина потужності надходить у плече 3, а половина – розсіюється на опорі R .

Найкраще узгодження трьох плечей подільника й краща розв'язка плечей 1 і 2 отримуються за умов : $Z_1 = Z_B \sqrt{2}$, $R = 2Z_B$.

З метою розширення робочої смуги частот використовуються багатоланковий подільник потужності зі східчастою структурою сполучних=з'єднувальних ліній (рис. 3.18, а) і подільник з нерегулярними (що плавно звужуються) лініями $[Z_1(x)]$ і розподіленою резистивною плівкою $[R(x)]$ (рис.3.18,б). Практично такі структури можуть мати смуги частот більше десяти октав.

Робочі характеристики реальних кільцевих подільників відрізняються від теоретичних через допуски на довжину й ширину провідників, ϵ - і h - підкладки, неоднорідності у місцях розгалуження, неузгодженості навантажень, що підключаються.

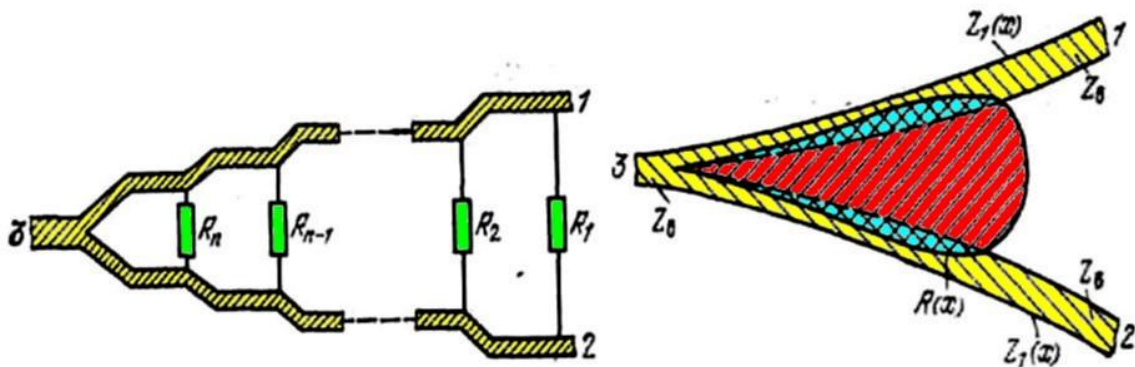


Рисунок 3.18 – Широкопasmовий подільник потужності

У ряді пристроїв, таких як багатоканальні подільники й суматори потужності, антенні решітки, використовуються так звані *бінарні подільники потужності*, що містять декілька подільників, кожен з яких ділить потужність навпіл. Схема чотириканального бінарного подільника, що складається із трьох кільцевих подільників потужності, з'єднаних між собою відрізками ліній довжиною l_2 , показана на рис. 3.19. Перехідне загасання такого подільника

дорівнює подвоєному перехідному загасанню одиночного кільцевого подільника, а розв'язка між вхідними плечима різних кільцевих дільників ($C_{24}=C_{25}=C_{34}=C_{35}$) дорівнює сумі розв'язки між вихідними плечима одиночного подільника й перехідного загасання з'єднання C_{12} .

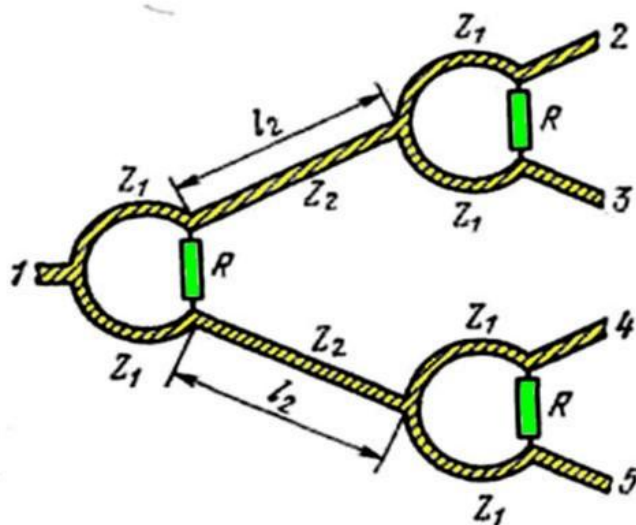


Рисунок 3.19 – Чотирьохканальний бінарний подільник

3.3 Фазообертачі

Фазообертачі ІС НВЧ найчастіше проектуються на основі феромагнітних матеріалів і напівпровідникових діодів.

Напівпровідникові фазообертачі можуть бути *прохідного й відбивного типів*. У фазообертачі прохідного типу (рис. 3.20, а) за допомогою перемикаючих діодів змінюються вхідні реактивні провідності шлейфів, які підключені до відрізка лінії передачі, що призводить до дискретної зміни фазового зсуву сигналу, що проходить.

Напівпровідниковий фазообертач на два фазових стани (рис. 3.20, б) складається з кільцевого мосту й двох діодних фазообертачів відбивного типу з короткозамкненими відрізками ліній. Вхідний сигнал, що надходить у плече 4, відбиваючись від плечей 2 і 3 (або від площин включення діодів, або від заземлених площин залежно від стану перемикаючих діодів: режим «запирання» або «пропускання»), проходить у плече 1. Зі зміною стану діодів фазовий зсув вихідного сигналу змінюється дискретно на величину, що відповідає подвоєній довжині l_2 . Додатковий відрізок $\lambda_B/4$ у плечі 2 забезпечує синфазність відбитих сигналів у плечах 2 та 3 і підсумовування їх у плечі 1. Напруга зсуву до діодів підводиться через напівхвильові лінії з більшим опором (~ 100 Ом) і чвертьхвильові лінії з малим опором, що забезпечує малий опір в області діода.

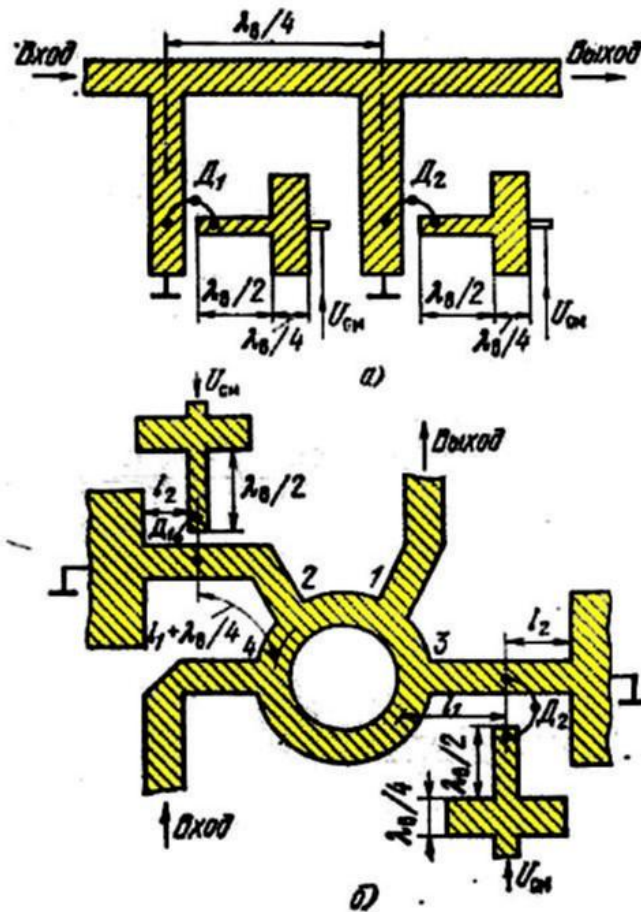


Рисунок 3.20 – Напівпровідникові фазообертачі

Максимальна робоча потужність напівпровідникового фазообертача обмежується тепловою міцністю діода й можливістю тепловідводу поглиненої НВЧ-потужності.

Феритові фазообертачі характеризуються великою потужністю розсіювання. Вони можуть бути *взаємними і невзаємними*. Найбільш відомі конструкції взаємних і невзаємних фазообертачів базуються на застосуванні мікстрічкової меандрової лінії на феритовій підкладці (рис. 3.21). Меандрова конфігурація провідника обирається для компактності.

У взаємних фазообертачах підмагнічування підкладки здійснюється перпендикулярно ВЧ магнітному полю. Фазовий зсув забезпечується за рахунок зміни напрямку магнітних моментів з початкового стану в таке, коли магнітні моменти паралельні ВЧ магнітному полю. Зі зміною величини й напрямку підмагнічування змінюються магнітна проникність і швидкість поширення хвилі в лінії, отже, і внесений фазовий зсув. Намагнічування підкладки здійснюється за допомогою провідників зі струмом, що пропущені через отвори 1–1, 2–2 у підкладці уздовж і поперек плеча змійки. Довжина плеча змійки l обирається довільною, але відмінною від $\lambda_B/4$, а відстань між

суміжними плечима має бути такою, щоб електричний зв'язок між ними був відсутній.

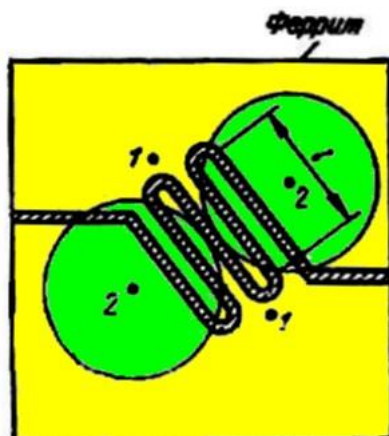


Рисунок 3.21 – Схема феритового фазообертача з меандровою лінією

З метою забезпечення невзаємного фазового зсуву необхідно виконати дві умови: у феритовій підкладці має існувати область із круговою поляризацією; магнітний момент фериту має лежати в площині, ортогональній площині кругової поляризації. Для створення області кругової поляризації довжина одного плеча змійки l обирається рівною чверті довжини хвилі в лінії передачі. Відстань між суміжними плечима дорівнює або менше товщини підкладки, так що між ними існує сильний зв'язок. Через отвори 1-1 у підкладці пропущено провідник у вигляді петлі, площина якої перпендикулярна площині підкладки так, щоб вектор намагніченості в підкладці був перпендикулярний змінному магнітному полю між плечима змійки. Під час перемикання струму в провіднику феритова підкладка перемагнічується, і при цьому відбувається невзаємна зміна фази вихідного сигналу.

3.4 Пристрої керування амплітудою сигналу

До числа пристроїв керування амплітудою сигналу належать перемикачі, вимикачі, модулятори, обмежувачі, атенюатори. В ІС для керування використовується НВЧ-діод, що включений у стрічкову лінію послідовно або паралельно.

У багатоканальному перемикачі (рис. 3.22) вхідна НВЧ-потужність комутується між декількома виходами за рахунок подачі на діоди позитивного або негативного зміщення. При позитивному зміщенні діод відкривається, його опір стає набагато менше хвильового опору основної лінії; внаслідок лінія в цьому перетині шунтується діодом, що приводить до відбиття сигналу. Під час подачі на діод негативного зміщення він закривається, і його великий опір не шунтує лінію, а тому НВЧ-енергія проходить на вихід без суттєвого ослаблення.

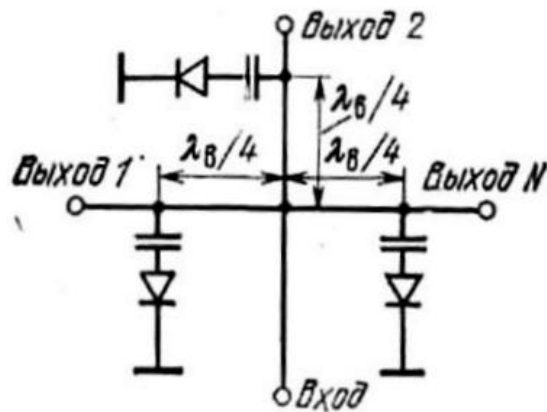
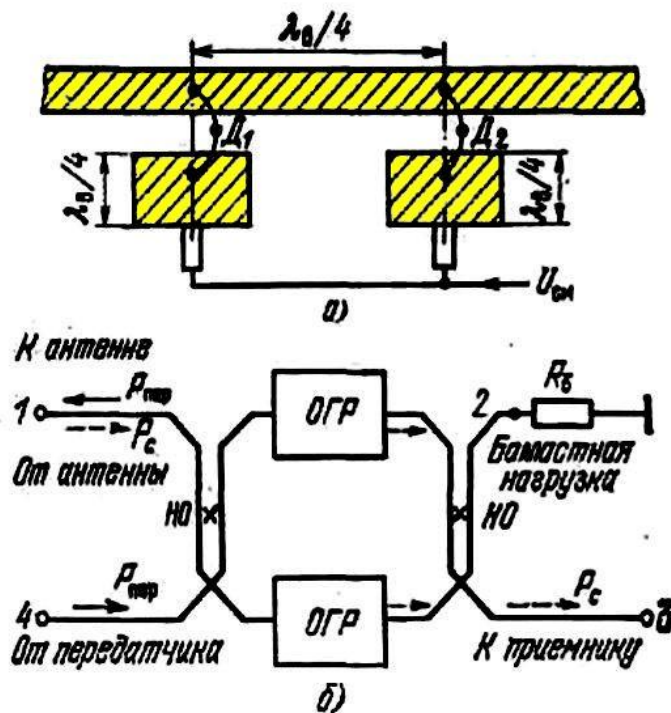


Рисунок 3.22 – Схема багатоканального перемикача

Якщо керована потужність невелика (до 1 Вт), то можуть використовуватися варакторні й тунельні діоди, а за більших потужностей $p-i-n$ -діоди. У швидкодіючих схемах застосовуються діоди з бар'єром Шотки.

Топологічна схема обмежувача наведена на рис. 3.23, а. У схемі використовуються варакторні, параметричні або $p-i-n$ -діоди. На рис. 3.23, б показано використання обмежувачів у схемі антенного перемикача.



а – топологічна схема; б – застосування в антенному перемикачі

Рисунок 3.23 – Обмежувач

Схема антенного перемикача на 2-х тридецибельних спрямованих відгалужувачах на зв'язаних лініях (рис. 3.23, б) забезпечує роботу приймача й

передавача на загальну приймально-передавальну антену. Між двома гібридними з'єднаннями підключені напівпровідникові обмежувачі (ОГР), які відбивають більшу потужність передавача, спрямовуючи її в антену (суцільні стрілки на рис. 3.23, б) і пропускають у приймач слабкі сигнали, що прийняті тією ж самою антеною (штрихові стрілки).

3.5 Стрічкові циркулятори і вентиля

Y-циркулятори відрізняються простотою конструкції й технологічністю, добрими електричними характеристиками. Топологічна схема Y-циркулятора являє собою (рис. 3.24) три друкованих провідники, що розходяться під кутом 120° від металевого диска. В усі плечі Y-циркулятора підключаються елементи узгодження (шлейфи, трансформатори тощо.).

Смуга пропускання таких циркуляторів може бути від 10 до 30 %. Діаметр феритового Y-циркулятора зі збільшенням довжини хвилі збільшується. У дециметровому діапазоні хвиль за обмежених габаритів мікросхеми для зменшення діаметра диска використовують сповільнюючі структури, ємнісні елементи тощо. На рис. 3.24, б показаний один з варіантів структури, що сповільнює, розташованій у центральній області Y-циркулятора. Ця структура складається з комбінації планарно розподілених індуктивних та ємнісних елементів.

Основою конструкції циркуляторів є магнітна система й феритова або феритодіелектрична підкладка з нанесеною на її поверхню друкованою схемою. Як магнітні системи використовуються, як правило, постійні магніти у вигляді дисків, прямокутних призм або підков.

Суцільні феритові підкладки застосовуються в мікросхемах сантиметрової й короткохвильової частини дециметрового діапазону хвиль. Використовуваний при цьому феритовий матеріал повинен мати малі втрати в ненамагніченому стані, тому що більша частина підкладки, у тому числі й області з стрічковими провідниками, залишається ненамагніченою.

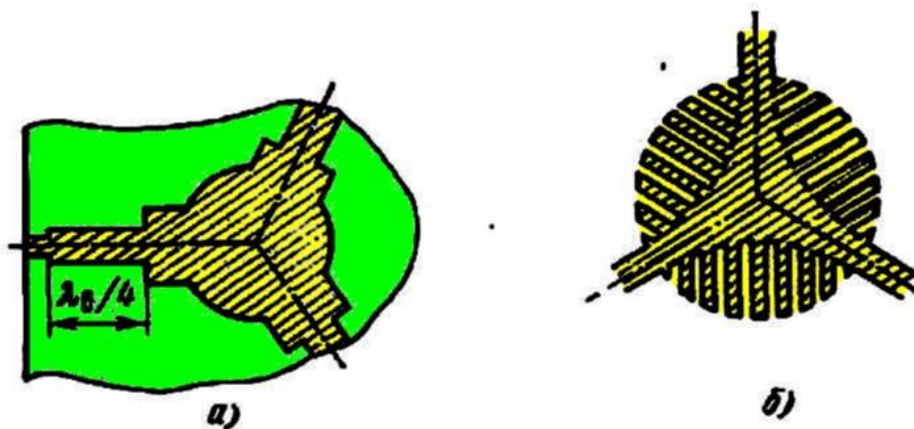


Рисунок 3.24 – Топології Y-циркуляторів

У дециметровому діапазоні хвиль використовуються феритодіелектричні (комбіновані) підкладки. Вони виготовляються шляхом вбудовування феритових дисків у діелектричні підкладки, нанесенням на підкладки товстих феритових плівок або ж методом гарячого пресування феритодіелектричних композицій. Вбудовування феритових дисків в отвір підкладки здійснюється пайкою або приклеюванням їх до корпусу інтегральної мікросхеми. Такі конструкції мають ряд недоліків: необхідне свердлення отворів у підкладках; на стику феритового вкладиша й підкладки є щілини, що викликають появу нерегулярності і додаткових втрат.

Перспективним методом є нанесення на підкладки товстих феритових плівок, що отримують, наприклад, методом плазмового напилювання. Феритодіелектричні композиції, що виготовляються методом гарячого пресування, отримують спільним пресуванням керамічної й феритової шихти.

На основі Y-циркуляторів може бути побудований компактний вентиль; при цьому в одне із плечей циркулятора включається узгоджене навантаження в друкованому виконанні, що виготовляється в єдиному технологічному циклі з усією схемою.

Вентилі можуть бути резонансного типу або засновані на ефекті зсуву поля. У вентилях резонансного типу необхідно забезпечити область кругової поляризації. У щілинних й копланарних лініях ця область є і її не варто спеціально створювати. У мікροстрічкових і симетричних стрічкових лініях ця область відсутня, і для її реалізації потрібні спеціальні схеми й конструкції: з паралельними шлейфами (рис. 3.25), з використанням структур, що сповільнюють (рис. 3.26).

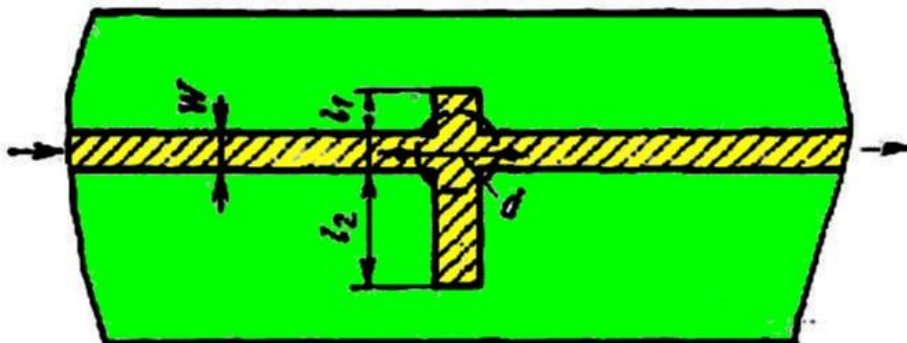


Рисунок 3.25 – Топологія стрічкового вентиля резонансного типу з паралельними шлейфами

У вентилі рис. 3.25 до провідника друкованої лінії приєднується шлейф довжиною $l_1 = \lambda_B/8$, при цьому струм у шлейфі й струм в основній лінії рівні й зрушені по фазі на 90° , а в місці розгалуження перебуває область із круговою поляризацією магнітного поля, в яку міститься феритовий вкладиш. Для компенсації реактивності цього шлейфа використовується ще один шлейф,

довжина якого $l_2 = 3\lambda_B/8$. Діаметр фериту d обирається рівним (2–3) W , виходячи з максимального вентиляного відношення $C_{обр}/C_{пр}$.

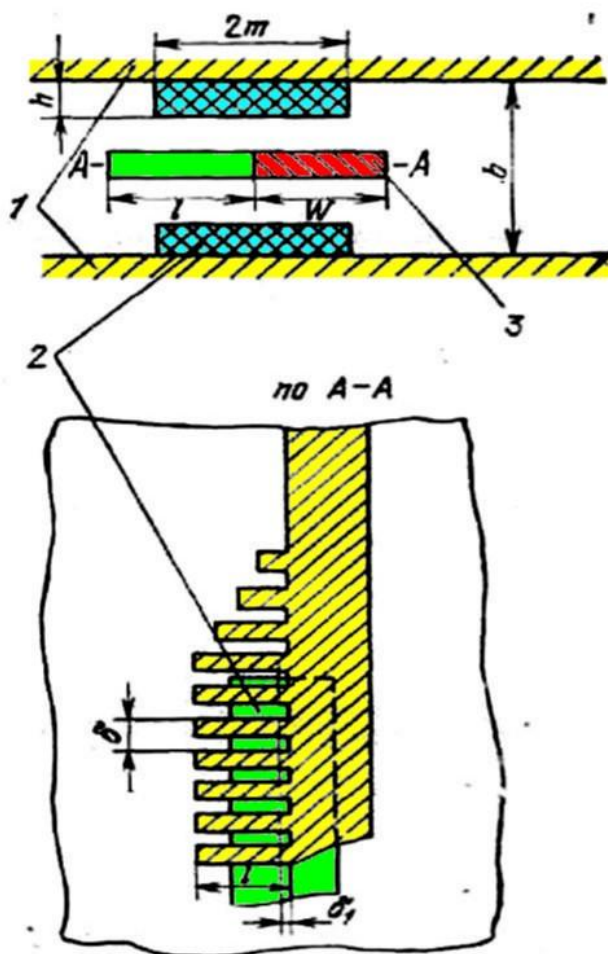


Рисунок 3.26 – Конструкція стрічкового вентиля із гребінчастою структурою, що сповільнює

Стрічковий резонансний вентиль із гребінчастою структурою, що сповільнює (рис. 3.26) складається із двох прямокутних феритових пластин, які кріпляться до заземлених плат симетричної стрічкової лінії, і центрального провідника з «гребінкою» розімкнутих на кінцях шлейфів. Для забезпечення широкосмугового узгодження (понад 20...40 %) шлейфи виконуються довжиною, що плавно змінюється: від нульової до $l = 0,1\lambda_B$. Кругова поляризація реалізується в площині, що відстоїть від розгалуження на відстань $\delta_1 = 0,02\lambda_B$, з якою сполучаються осі феритових пластин.

Стрічковий вентиль на ефекті зсуву поля (рис. 3.27) складається з відрізка стрічкової лінії зі збільшеною шириною провідника порівняно із шириною вхідної й вихідної лінії, в області якої розташовується феритова пластина. Під час проходження прямої хвилі максимум електричного поля зміщується до одного (лівого) краю смужки, а під час проходження зворотної хвилі – до

іншого (правого) краю смужки, у якого розміщується поглинач. Стрічкові вентиля зі зсувом поля відрізняються малими габаритами й широкою робочою смугою частот (перекриття по частотному діапазоні може доходити до 5:1).

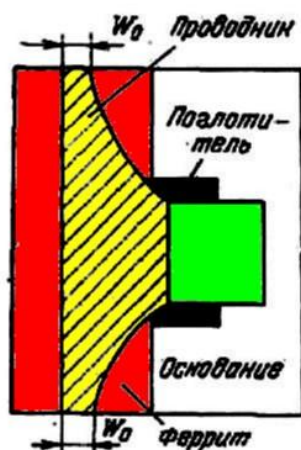


Рисунок 3.27 – Конструкція стрічкового вентиля на ефекті зсуву поля

3.6 Фільтри НВЧ

Фільтром називають пристрій, що має виборчі властивості стосовно сигналів різних частот. Основним призначенням фільтрів є заглушення одних частотних складових деякого складного сигналу й забезпечення доброї передачі інших, або поділ сигналів за частотою в багатоканальних системах.

Фільтри є звичайно пасивними взаємними пристроями й характеризуються частотною залежністю внесеного в тракт загасання. Смуга частот з малим загасанням називається *смугою пропускання*, а смуга частот з більшим загасанням – *смугою загородження*. За взаємним розташуванням смуг пропускання й загородження прийнято виділяти такі типи фільтрів: *фільтри нижніх частот* (ФНЧ), що пропускають сигнали нижче заданої граничної частоти і заглушають сигнали із частотами вище граничної; *фільтри верхніх частот* (ФВЧ), що пропускають сигнали на частотах вище заданої і заглушають сигнали інших частот; *смугово-пропускні (смугові) фільтри* (СФ), що пропускають сигнали в межах заданої смуги частот і заглушають сигнали поза цією смугою; *смугово-загороджувальні (режекторні) фільтри* (РФ), що заглушають сигнали в межах заданої смуги частот і пропускають сигнали поза цією смугою.

Частотна характеристика кожного фільтра має *перехідну область* між смугою пропускання й смугою загородження. У цій області загасання змінюється від максимального значення до мінімального. Зазвичай намагаються зменшувати цю область, що призводить до ускладнення фільтра, збільшення кількості його ланок. В ході проектування фільтрів, як правило, задаються такі характеристики: смуга пропускання, смуга загородження, середня частота, загасання в смузі пропускання, загасання в смузі

загородження, крутість зміни загасання в перехідній області, рівень узгодження за входом й виходом, характеристики лінії передачі, в яку підключається фільтр, тип лінії передачі. Іноді обумовлюються фазові характеристики фільтра.

Нині найпоширенішою методикою розрахунку фільтрів НВЧ є методика, відповідно до якої спочатку розраховується низькочастотний (НЧ) фільтр-прототип. Знаходження параметрів схеми фільтра-прототипу по заданій частотній характеристиці фільтра є завданням параметричного синтезу. Для спільності результатів всі величини нормуються. Опори навантаження й генератора приймаються рівними одиниці. Поряд з нормуванням за опором проводиться нормування за частотою, наприклад, гранична частота смуги пропускання приймається рівною одиниці. Таким чином, розрахунок фільтра НВЧ зводиться до синтезу схеми низькочастотного прототипу й заміни елементів із зосередженими параметрами їхніми еквівалентами з розподіленими параметрами. Для апроксимації частотних характеристик загасання застосовується ряд функцій, що задовольняють умовам фізичної реалізації фільтрів.

Найпоширенішими частотними характеристиками робочого загасання фільтрів є чебишевська й максимально плоска (рис. 3.28 і рис. 3.29).

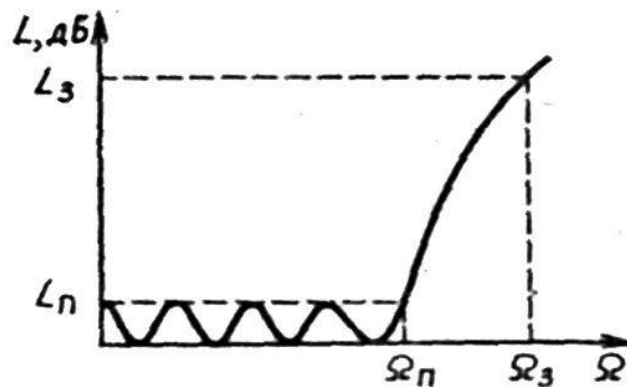


Рисунок 3.28 – Чебишевська рівнохвильова характеристика загасання фільтра-прототипу нижніх частот

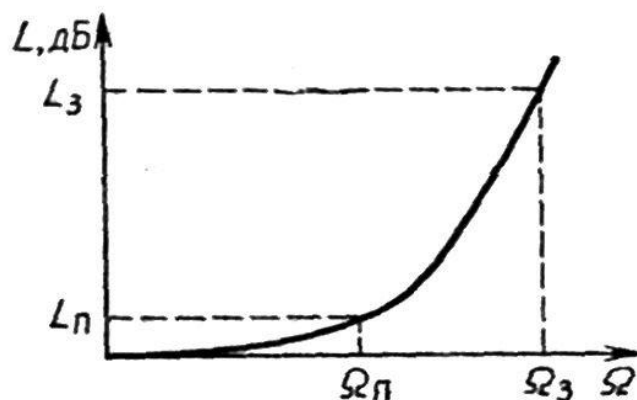


Рисунок 3.29 – Максимально плоска характеристика загасання фільтра-прототипу нижніх частот

Чебишевська рівнохвильова характеристика загасання, що наведена на рис. 3.28, описується вираженням

$$L = 10 \lg(1 + \eta T_n^2(\Omega)),$$

де $T_n(\Omega)$ – поліном Чебишева першого роду n -го порядку.

Максимально плоска характеристика загасання (рис. 3.29) монотонно зростає при підвищенні частоти:

$$L = 10 \lg(1 + \eta \Omega^{2n}),$$

де n – кількість ланок фільтра-прототипу; $\Omega = \omega/\omega_n$ – нормована частота; $\eta = 10^{L_n/10} - 1$ – коефіцієнт пульсацій; ω_n – гранична частота смуги пропускання; L_n – загасання на частоті ω_n .

За однакової кількості ланок і смугі пропускання більшу крутість спаду АЧХ має фільтр із рівнохвильовою характеристикою. Отже, за однакових смугах й крутості спаду зазначений фільтр має меншу кількість ланок. Водночас його ФЧХ менш лінійна, ніж ФЧХ фільтра з максимально плоскою АЧХ, а частотна характеристика має коливання у смугі пропускання.

Крім рівнохвильової і максимально плоскої апроксимації застосовуються також апроксимації поліномами Чебишева другого роду, ультрасферичними поліномами (поліномами Гегенбауера), поліномами Лежандра, Лагера, Ерміта. Можлива також апроксимація еліптичними функціями, відрізками прямих, потенційною аналогією та ін.

Після вибору частотної характеристики фільтра визначається необхідна кількість ланок фільтра, добротність кожної ланки, а потім, залежно від типу фільтра, знаходять опори зв'язку ланок і перехідне загасання. Методи розрахунку параметрів прототипів досить добре розроблені й викладені в літературі. Існують також пакети прикладних програм для розрахунків елементів й схем НВЧ, такі як Microwave Office і Microwave Studio.

В ході реалізації мініатюрних НВЧ-фільтрів як елементи, що відповідають ємностям, індуктивностям і резонансним контурам, використовуються відрізки ліній передачі різної довжини й форми, а також діелектричні й феритові резонатори. При цьому необхідно враховувати такі особливості елементів НВЧ:

- залежність параметрів реактивних елементів від частоти. Наприклад, короткозамкнений відрізок лінії передачі довжиною $l < \lambda/4$ еквівалентний індуктивності, на більш високих частотах довжина цього відрізка стає $l > \lambda/4$, що еквівалентно ємності. Це призводить до того, що в діапазоні частот еквівалентна схема фільтра може змінитися;
- у місцях з'єднання реактивних елементів з лінією передачі або елементів один з одним за рахунок появи хвиль вищого порядку

утворюються додаткові реактивності, які можуть змінити параметри фільтра.

На основі найпростіших елементів (ємностей, індуктивностей) і резонаторів проектується інтегральні мікросхеми НВЧ-фільтрів. Оскільки стрічкові лінії не мають нижньої частоти відсічення, то на їхній основі можуть бути реалізовані практично всі типи фільтрів, включаючи фільтри нижніх частот.

Фільтри нижніх частот (ФНЧ) використовуються як вихідні фільтруючі кіла змішувачів, у колах живлення НВЧ ІС тощо. Одна зі схем фільтра нижніх частот на елементах з розподіленими параметрами подана на рис. 3.30, де відрізки ліній з високим хвильовим опором Z_{B1} еквівалентні послідовній індуктивності, а відрізки ліній, що чергуються з ними, з низьким хвильовим опором Z_{B2} – паралельній ємності; при цьому величини Z_{B1} мають бути за можливості високими, а Z_{B2} – якомога більш низькими. Відрізки однорідних ліній передачі мають бути якомога коротші порівняно з найменшою довжиною хвилі у смузі пропускання. Це дозволяє уникнути частотної залежності параметрів окремих елементів фільтра, що ускладнює розрахунки й утруднює створення фільтрів з потрібними характеристиками. На стиках двох сусідніх секцій виникає крайова ємність, що обумовлена стрибком хвильових опорів, тому мінімальна довжина індуктивних відрізків ліній обмежена величиною, за якою ще не позначається вплив двох сусідніх крайових ємностей.

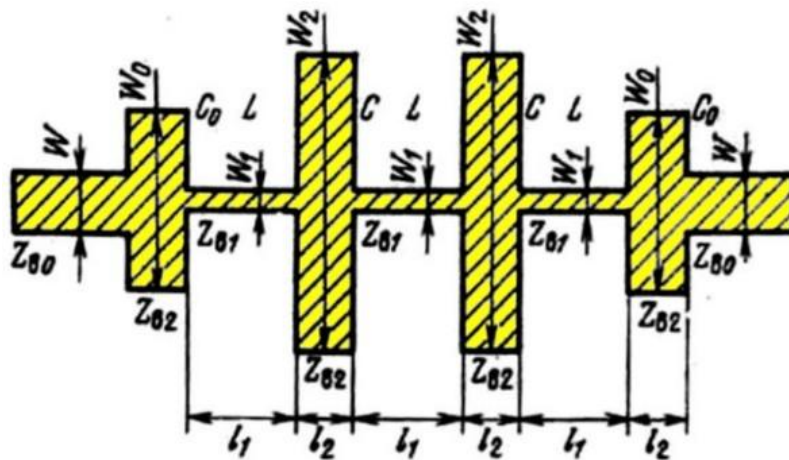


Рисунок 3.30 – ФНЧ на елементах з розподіленими параметрами

Зменшення хвильового опору Z_{B2} обмежено максимально можливою шириною провідника, за якої ще не виникають вищі типи хвиль ($W < \lambda_B/2$), а збільшення Z_{B1} обмежене технологічними можливостями отримання тонких провідників. Так, наприклад, для мікροстрічкової лінії при $W_{\min} \sim 50$ мкм, $h=1$ мм, $\epsilon = 10$ за граничної частоти смуги пропускання фільтра 1 ГГц можливі значення хвильових опорів: $Z_{B\max} \approx 125$ Ом, $Z_{B\min} \approx 20$ Ом.

Аналогічно може бути реалізований ФНЧ на відрізках щілинних ліній.

Найменші габарити мають ФНЧ із зосередженими параметрами. Найпростіший триелементний фільтр (рис. 3.31), що виконаний за Т-подібною схемою на двох одновиткових індуктивностях ($L = 1,9$ нГн) і ємності зустрічно-штирової структури ($C = 1,5$ пФ), має частоту зрізу 4 ГГц за рівнем 3 дБ, а на частоті 9 ГГц – загасання 20 дБ; фільтр разом з 50-омними виходами розміщується на квадратній пластинці розміром 6×12 мм.

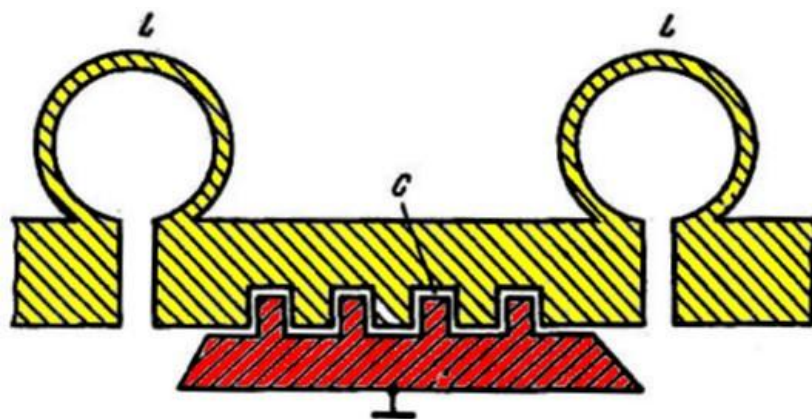


Рисунок 3.31 – ФНЧ на елементах із зосередженими параметрами

Фільтри верхніх частот (ФВЧ) (рис. 3.32) виконуються за допомогою з'єднання паралельних індуктивностей у вигляді стрічкових короткозамкнених шлейфів з високим хвильовим опором, що мають малу довжину ($l < \lambda_B/8$), і послідовних ємностей.

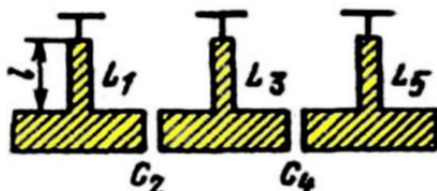


Рисунок 3.32 – Топологія ФВЧ на МСЛ

Смугово-пропускні фільтри (СФ), або, як їх часто називають, смугові фільтри, не пропускають сигнали із частотою нижче деякої частоти й вище деякої іншої частоти.

СФ, як правило, складається з каскадно підключених резонаторів, які реалізуються у вигляді короткозамкнених або розімкнутих відрізків лінії передачі.

За способом реалізації СФ НВЧ можна розділити на такі типи: на одиночній МСЛ із зазорами; на паралельних зв'язаних напівхвильових резонаторах; на зустрічних штирях; з паралельними й послідовними шлейфами довжиною $\lambda_B/4$, де λ_B – довжина хвилі в лінії, що відповідає середній частоті смуги пропускання СФ; з подвійними шлейфами й чвертьхвильовими з'єднувальними лініями; на діелектричних резонаторах.

СФ на одиночній лінії із зазорами (рис. 3.33) являє собою послідовно зв'язані через торцеві ємності напівхвильові розімкнуті резонатори. Відстань між центрами зазорів дорівнює $\lambda/2$, а ширина зазорів s визначає смугу пропускання. Широка смуга пропускання таких фільтрів забезпечується за сильного зв'язку між резонаторами, що можливо за більших ємностей, тобто за дуже малих зазорів. Внаслідок технологічних обмежень на ширину зазору реалізовані смуги пропускання зазвичай не перевищують 20 %. Подібні фільтри доцільно використовувати, якщо є жорсткі обмеження на розміри ширини, однак довжина фільтра виходить досить великою.



Рисунок 3.33 – Топологія СФ на одиночній МСЛ із зазорами

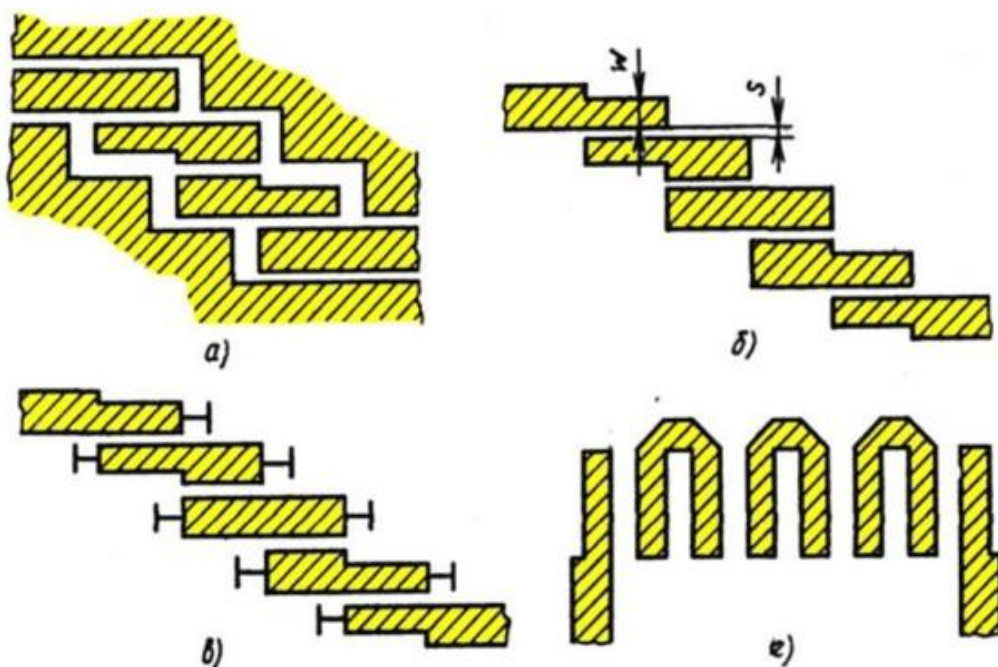
Більш компактна конструкція *СФ зі зв'язком напівхвильових резонаторів* через бічні поверхні показана на рис. 3.34. Найпростішим елементом такого фільтра є ланка, яка складається з пари зв'язаних ліній, що працює в режимі чотириполюсника. Кожна зі зв'язаних ліній розімкнута на кінці. Фільтр формується у вигляді каскадного з'єднання таких ланок. Параметри фільтра отримують з його матриці передачі, які, в свою чергу, визначаються перемноженням матриць передачі каскадно підключених ланок.

Перевагами стрічкових фільтрів на паралельно зв'язаних резонаторах є малі габарити, відносно більші відстані між резонаторами (що полегшує виконання друкованої схеми, а також підвищує електричну міцність), більша крутість характеристики загасання.

Проте смугові фільтри на зв'язаних резонаторах є досить чутливими до технологічних допусків в процесі виготовлення. Так, відхилення товщини підкладки від величини h , прийнятої під час розрахунку фільтра, викликає зростання внесених втрат і зміну ширини смуги пропускання, а помилка у значенні діелектричної проникності підкладки призводить до зміни центральної частоти фільтра відносно розрахункового значення. Зазначена чутливість до допусків підвищується зі зменшенням смуги пропускання фільтра.

Смугастро-пропускні фільтри на паралельно зв'язаних мікрострічкових резонаторах мають смуги пропускання від 3 до 20 %. Обмеження широких смуг обумовлені труднощами отримання малих зазорів між резонаторами, а вузьких смуг – низькою добротністю й існуючими технологічними допусками під час виготовлення зв'язаних резонаторів. Величина загасання у смузі пропускання тим менше, чим вище власна добротність, чим менша кількість ланок n (зв'язаних пар резонаторів) і відносна смуга пропускання W_n . Крутість частотної

характеристики фільтра тим вище, чим більша кількість ланок і вище власна добротність резонаторів. Довжина області зв'язку кожної ланки фільтра має бути відповідно скорегована (укорочена на величину $2\Delta l$) через вплив розімкнутих кінців резонаторів.



а – на копланарних лініях; *б* – на МСЛ із розімкнутими резонаторами; *в* – на МСЛ із короткозамкненими резонаторами; *г* – на меандрових розімкнутих резонаторах

Рисунок 3.34 – СФ на паралельно зв'язаних напівхвильових резонаторах

Ще один різновид топології смугового фільтра подано на рис. 3.35. Це так званий *фільтр на зустрічних штирях*.

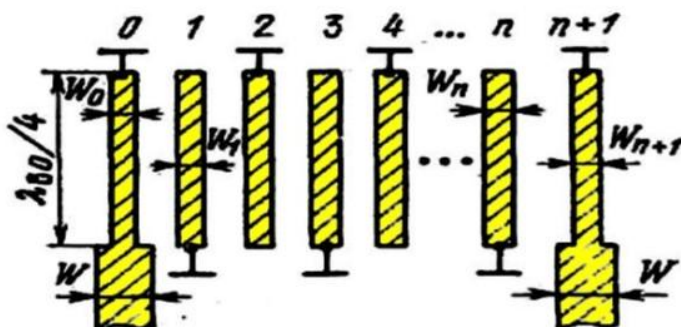


Рисунок 3.35 – СФ на зустрічних штирях

Він складається зі стрічкових чвертьхвильових резонаторів, короткозамкнених на одному кінці й розімкнутих на іншому, причому

короткозамкнені й розімкнуті кінці чергуються. Фільтри на зустрічних штирях мають малі втрати й габарити, широкі межі смуги пропускання (від 1 до 60 %). Проте виконання такого фільтра в друкованому виконанні пов'язане із труднощами забезпечення надійного короткого замикання резонаторів.

Одна з основних проблем стрічкових фільтрів, що обумовлена обмеженою добротністю друкованих резонаторів, полягає в отриманні малих втрат за вузької смуги пропускання. Пошуки шляхів вирішення цієї задачі призвели до розробки фільтрів з використанням об'ємних високودобротних резонаторів, які підключаються в розрив провідника стрічкової лінії. Зі збільшенням кількості послідовно підключених у стрічкову лінію об'ємних резонаторів можливе розширення смуги пропускання, підвищення вибірковості; при цьому для вилучення небажаних провалів у частотній характеристиці центральні частоти резонаторів мають відрізнятись не більше, ніж на половину ширини їхніх індивідуальних смуг пропускання. Форма частотної характеристики фільтра багато в чому визначається елементами зв'язку резонаторів і розташуванням їх щодо провідника стрічкової лінії. Резонансна частота більшою мірою залежить від ступеня зв'язку резонатора зі стрічковою лінією. Оскільки добротність діелектричних резонаторів приблизно на порядок вище добротності мікrostрічкових резонаторів, то фільтри з такими об'ємними резонаторами можуть мати вузькі ($\Delta f/f \leq 1\%$) смуги пропускання.

СФ можна також реалізувати за допомогою чвертьхвильових шлейфів і чвертьхвильових з'єднувальних ліній. Як показують розрахунки реальних фільтрів, провідності шлейфів на вході й виході СФ приблизно дорівнюють половині провідності внутрішніх шлейфів. Внаслідок цього фільтри такого типу зручніше робити з подвійними шлейфами у внутрішній частині (рис. 3.36). За такої реалізації кожен короткозамкнений шлейф із хвильовою провідністю Y замінюється двома паралельно включеними шлейфами із хвильовими провідностями $Y/2$. Заміна одного шлейфа двома дозволяє пом'якшити технологічні труднощі реалізації шлейфових фільтрів.

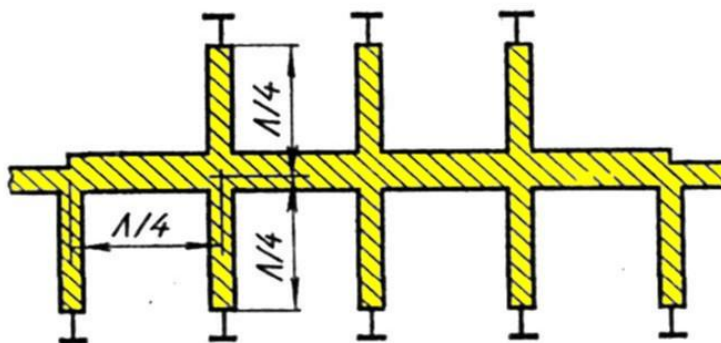


Рисунок 3.36 – Фільтр із подвійними шлейфами

Паралельні короткозамкнені шлейфи у фільтрі на рис. 3.36 можна замінити еквівалентними їм розімкнутими напівхвильовими. При цьому характеристики СФ для помірно широких смуг залишаються незмінними. Заміна чвертьхвильового шлейфа еквівалентним йому розімкнутим напівхвильовим здійснюється, виходячи з умови рівності їх вхідних реактивних провідностей на граничній частоті смуги пропускання $\omega_{п}$. На її центральній частоті ω_0 обидва шлейфи мають нульову вхідну провідність.

Однією із серйозних проблем, що виникають в процесі проектування фільтрів, є отримання вузьких смуг пропускання. Це викликано обмеженою добротністю існуючих типів ліній передачі, що застосовуються у сучасній мікроелектроніці НВЧ. Для реалізації вузькосмугових фільтрів з малими втратами у смугі пропускання застосовують різні високодобротні резонатори, наприклад, на акустичних лініях, на феритових сферах, а також об'ємні діелектричні резонатори.

На рис. 3.37 наведена конструкція СФ із високодобротними діелектричними резонаторами. Об'ємні резонатори, що мають форму таблеток або брусків, кріпляться на полікоровій підкладці й конструктивно добре сполучаються із МСЛ. Сигнал НВЧ, частота якого перебуває в межах смуги пропускання, проходячи по МСЛ, збуджує резонатор за рахунок електромагнітного зв'язку. Подібним чином виявляються зв'язаними один з одним і сусідні резонатори. Матеріал, з якого виготовлений резонатор, має високу діелектричну проникність ϵ , тому електричні й магнітні поля концентруються головним чином в об'ємі резонатора, а втрати на випромінювання виявляються знехтувано малими. Так, при $\epsilon = 100$ ненавантажена добротність резонатора залежить тільки від діелектричних втрат. Для матеріалу з $\text{tg}\delta = (1...2) \cdot 10^{-4}$ ненавантажена добротність становить 5000...10000, що порівняно з добротністю хвилевідних резонаторів. Розміри діелектричних резонаторів порівняно з хвилевідними в 3...5 разів менше.

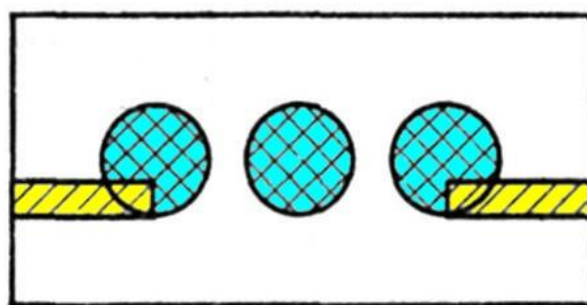


Рисунок 3.37 – СФ із діелектричними резонаторами високої добротності

Для фільтрації сигналів можуть бути також використані так звані *спрямовані фільтри*. Спрямований фільтр – це восьмиполіусний пристрій, у якого в певному діапазоні частот одне плече виявляється незбудженим, а частотні характеристики зв'язку входу із двома іншими плечима мають такий самий вигляд, як у смугасто-пропускнуго й смугасто-загороджувального

фільтрів. По суті, такий пристрій являє собою комбінацію спрямованого відгалужувача й фільтра. На рис. 3.38 показані різні топології спрямованих фільтрів. Смуга пропускання таких фільтрів становить кілька відсотків. У схемі рис. 3.38, *a* використовується кільцевий резонатор біжучої хвилі, периметр якого дорівнює довжині хвилі в лінії передачі, що відповідає середній частоті смуги. Розрахунок області зв'язку резонатора проводиться так само, як і для спрямованого відгалужувача на зв'язаних лініях.

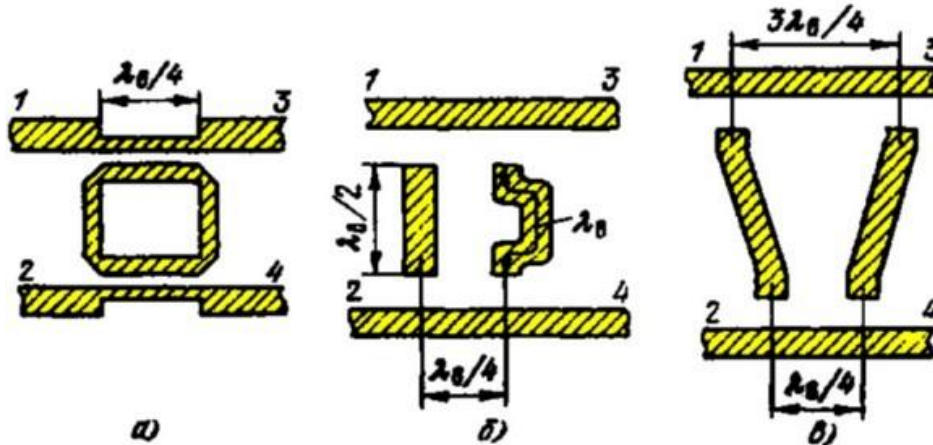


Рисунок 3.38 – Топології спрямованих фільтрів

Смугово-загороджувальні (або *режекторні*) фільтри (РФ) реалізуються найчастіше з використанням однакових резонаторів, зв'язаних між собою чотирьохполусниками зв'язку, які є інверторами. Ці інвертори виконуються, як правило, у вигляді чвертьхвильових відрізків лінії передачі з певним хвильовим опором.

На рис. 3.39 наведена топологія РФ на резонаторах із чвертьхвильовими зв'язками. У цьому фільтрі послідовні коливальні контури (включені паралельно лінії) реалізуються у вигляді короткого відрізка лінії з високим хвильовим опором, що є еквівалентом індуктивності, і розімкненого на кінці шлейфа з низьким хвильовим опором, що реалізує ємність.

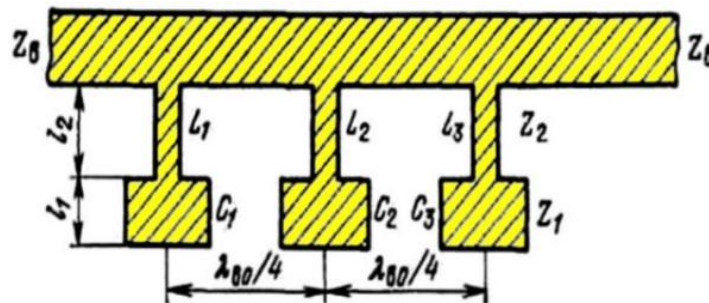


Рисунок 3.39 – Топологія режекторного фільтра

Режекторні фільтри можуть бути також реалізовані на основі систем з резонаторів з бічними зв'язками з використанням мікροстрічкових і щілинних ліній, а також їхніх комбінацій. Під час створення РФ також широко використовуються шлейфні структури. Режекторні фільтри подібно смуговим фільтрам, можуть бути реалізовані на основі феритових або діелектричних резонаторів високої добротності й відрізняються від СФ способом підключення резонаторів у лінію – на деякій відстані від стрічкового провідника лінії або накладенням на нього. За зближенням резонатора із провідником величина максимального загасання в смузі загородження й смуга резонатора ростуть.

3.7 Контрольні запитання і завдання

1. Що таке спрямований відгалужувач?
2. Що таке матриця розсіювання і як це пов'язано з описом пристроїв НВЧ?
3. Які існують різновиди спрямованих відгалужувачів?
4. Якими параметрами описуються спрямовані відгалужувачі і як це пов'язано з елементами матриці розсіювання?
5. Як працює і які топології може мати кільцевий спрямований відгалужувач на стрічкових лініях?
6. Як працюють і які топології можуть мати шлейфні спрямовані відгалужувачі на стрічкових лініях?
7. Описати топології і принцип дії відгалужувачів на основі зв'язаних ліній.
8. Описати топології і принцип дії подільників і суматорів потужності на стрічкових лініях.
9. Що означає принцип взаємності стосовно подільників і суматорів?
10. Як працює кільцевий подільник потужності?
11. Як забезпечується широкосмуговість подільників і суматорів потужності?
12. Описати топологічні структури і принцип дії стрічкових фазообертачів?
13. У чому полягає різниця фазообертачів прохідного й відбивного типів?
14. Опишіть принцип дії феритових фазообертачів.
15. За допомогою яких пристроїв можна керувати амплітудою НВЧ-сигналів? Наведіть приклади та опишіть принцип дії.
16. Які функції виконують вентиля і циркулятори НВЧ-діапазону?
17. Наведіть топологію і опишіть принцип дії феритових стрічкових циркуляторів.
18. Наведіть топологію і опишіть принцип дії феритових стрічкових вентилів.
19. Що таке фільтри НВЧ і для чого вони використовуються?

20. Які існують типи фільтрів НВЧ відповідно до їх амплітудно-частотних характеристик (АЧХ)?
21. Які методи застосовуються для розрахунків фільтрів НВЧ?
22. Опишіть топології, принцип дії і АЧХ стрічкових фільтрів нижніх частот.
23. Опишіть топології, принцип дії і АЧХ стрічкових фільтрів верхніх частот.
24. Опишіть топології, принцип дії і АЧХ стрічкових смугасто-пропускних фільтрів.
25. Опишіть топології, принцип дії і АЧХ стрічкових смугасто-загороджувальних (режекторних) фільтрів.
26. Опишіть топології і принцип дії спрямованих стрічкових фільтрів?

4 ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ НВЧ

Інтегральні мікросхеми НВЧ поділяються на *гібридні й напівпровідникові*. У гібридних ІС НВЧ різнорідні дискретні елементи (транзистори, діоди тощо.) розміщуються на діелектричній або феритовій підкладці. У напівпровідникових ІС НВЧ всі елементи схеми реалізуються на поверхні або в об'ємі напівпровідникової пластини й не можуть бути фізично відділені одне від одного без порушення функціонування схеми.

Гібридні інтегральні схеми (ГІС) НВЧ порівняно з напівпровідниковими мають кращі електричні характеристики, більшу радіаційну стійкість, більш просту технологію виготовлення.

Перевагами напівпровідникових ІС НВЧ є більш висока надійність, низька вартість, менші габарити, гарне тепловідведення.

4.1 Матеріали й особливості виготовлення ГІС НВЧ

4.1.1 Провідники ГІС НВЧ

Матеріали провідників друкованих ліній передачі повинні мати високу електропровідність, малу величину температурного коефіцієнта опору, добру адгезію до підкладки, добру розчинність у хімічному протравлювачі, легко осаджуватися за вакуумного напилювання або нанесення гальванічним методом, легко з'єднуватися з дискретними елементами. На жаль, жоден з матеріалів не може задовольнити всім цим вимогам повною мірою. Так, матеріали з доброю електропровідністю мають, як правило, погану адгезію, і навпаки. Тому матеріали з добрими властивостями до адгезії, такі як хром, тантал, титан, молібден, ванадій, використовуються як матеріал підшару між підкладкою й основним шаром. Основний провідний шар формується з таких матеріалів, як мідь, срібло, золото, алюміній.

Для провідників ІС НВЧ використовуються такі сполучення: хром-золото; хром-мідь-золото; хром-мідь; хром-мідь-нікель-золото; титан-паладій-золото; титан-платина-золото.

У товстоплівковій технології матеріалом провідного шару є пасти, що складаються з порошкоподібних неорганічних компонентів, таких як метали й окисли металів, змішаних з порошкоподібною скляною зв'язкою.

Будь-яка металева плівка товщиною близько 0,001 мкм має великий питомий опір і може слугувати резистором. Проте резистивні плівки для ІС НВЧ повинні мати добру стабільність, низький температурний коефіцієнт опору (ТКО), необхідне значення поверхневого опору. Широко використовуються ніхромові резистори зі співвідношенням Ni і Cr відповідно від 80:20 до 50:50. Додавання нікелю збільшує питомий опір і призводить до зменшення ТКО чистого хрому.

Керамічні резистори (кермети), що відрізняються високим питомим опором (до 10 кОм/□), мають добру температурну стабільність і радіаційну стійкість. Танталові опори мають високу антикорозійну стійкість, підвищену стабільність і відтворюваність властивостей, можуть бути реалізовані з високою точністю (за рахунок анодування плівки).

Товстоплівкові резистори формуються на основі платини, суміші паладію зі сріблом, окису рутенію, окису талію.

Матеріали діелектриків для конденсаторів ІС НВЧ повинні мати добру відтворюваність, високу пробивну напругу, низькі втрати, добру термічну й хімічну стабільність. Найчастіше використовуються діелектричні плівки SiO_2 , що осаджуються вакуумним випаром. Більш високотемпературними є діелектрики Al_2O_3 і Ta_2O_5 , отримувані анодним окислюванням. Конденсатори на основі окису танталу можуть мати ємності до 10^5 пФ.

В конденсаторах на основі моноокису кремнію можна отримати ємності від 10 до 1000 пФ, але вони не забезпечують високої відтворюваності.

Зупинимось на основних відмінностях тонкоплівкової і товстоплівкової технології виготовлення ІС НВЧ. Відразу слід зазначити, що ці поняття характеризують спосіб нанесення плівки, а не її товщину. За товстоплівкової технології суміші на основі золота й срібла впікаються в підкладку за високої температури. Типовий технологічний процес отримання товстоплівкової схеми включає такі операції: нанесення й сушіння провідних паст для провідників і нижніх обкладинок конденсаторів, впікання цих матеріалів, нанесення й сушіння діелектричної пасти, нанесення й сушіння резистивних паст, впікання.

Товстоплівкові схеми отримують трафаретним друком через металеві маски або з використанням фотолітографії. Технологія виробництва товстоплівкових схем найпростіша й дешева, не вимагає високої кваліфікації обслуговуючого персоналу. Проте двокомпонентна суміш (металева паста зі скляною зв'язкою), що впікається, не дозволяє отримати чіткий рисунок схеми (допуск ± 20 мкм), яка, крім того, має порівняно більші втрати на високих частотах. Зазначені недоліки обмежують використання товстоплівкової технології, особливо у верхній частині НВЧ-діапазону.

Виготовлення мікросхем НВЧ-діапазону ($f > 1$ ГГц) з малими втратами, що вимагають високої точності реалізації геометричних розмірів (допуск ± 5 мкм), проводиться за допомогою тонкоплівкової технології. Технологічний процес отримання тонкоплівкової схеми включає такі операції: вакуумне напилювання тонкого адгезійного підшару й провідного шару, проведення фотолітографічної обробки для отримання необхідної конфігурації елементів, збільшення товщини провідного шару гальванічним методом і нанесення захисного покриття.

До недоліків тонкоплівкової технології слід віднести складність необхідного устаткування, особливі вимоги до технологічних режимів і гігієни приміщень.

4.1.2 Підкладки ГІС НВЧ

Основні вимоги, пропоновані до підкладок НВЧ-мікросхем: малі втрати, високе значення діелектричної проникності, чистота поверхні, чистота матеріалу, жорсткі допуски на лінійні розміри, велика теплопровідність, узгодження температурних коефіцієнтів лінійного розширення (ТКЛР) підкладки й нанесених на неї плівок, стійкість до механічних впливів, інертність до хімічних протравлювачів, низька вартість, незалежність ϵ від зміни частоти й температури.

Перерахованим вимогам повною мірою не може відповідати будь-яка одна універсальна підкладка, у зв'язку з чим у кожному конкретному випадку вибір підкладки ґрунтується на компромісному рішенні.

Розглянемо основні характеристики підкладок. Відносна діелектрична проникність ϵ , поряд з ефективною діелектричною проникністю лінії $\epsilon_{\text{еф}}$, визначає довжину хвилі в лінії передачі й, отже, лінійні розміри мікросхеми. Для підвищення ступеня інтеграції й з метою зниження втрат на випромінювання застосовують підкладки з високим значенням ϵ . Проте зі зростанням ϵ можуть збудитися поверхневі хвилі, підсилюється залежність ϵ від температури, зростають вимоги до технологічних допусків. Зазначені протиріччя змушують конструктора обирати ϵ матеріалу підкладки з компромісних міркувань. Часто таким значенням $\epsilon \approx 10$.

В процесі роботи НВЧ-мікросхем з досить високими рівнями потужності підкладка повинна мати добру теплопровідність та електричну міцність. У мікрострічковій лінії гранична потужність під час роботи в безперервному режимі становить декілька десятків ватів, а при роботі в імпульсному режимі – одиниці кіловатів.

В ході конструювання НВЧ-мікросхем важливу роль відіграє клас чистоти обробки поверхні підкладки, який визначає чіткість і точність рисунка (топології) схеми, високочастотні втрати в провідниках, можливість виходу з ладу тонкопліткових конденсаторів, якість резисторів. Шорсткуваті підкладки, як правило, використовуються в низькодобротних схемах, які працюють у нижній частині НВЧ-діапазону, де вимоги до величини втрат і точності відтворення рисунку невисокі. Шорсткуваті підкладки мають порівняно низьку вартість і забезпечують гарне зчеплення металу з підкладкою. У короткохвильовій частині НВЧ-діапазону в схемах з великою добротністю використовують добре оброблені підкладки (12–14 класу).

Вплив шорсткості підкладки на втрати в провідниках мікрострічкової лінії пояснюється тим, що внутрішня поверхня провідника, звернена до заземленої підстави, практично повторює рельєф підкладки. Струм, що сконцентрований переважно біля внутрішньої сторони провідника, повторює всі нерівності підкладки й стикається з більшим опором порівняно з випадком гладкої поверхні. Отже, чим грубіше поверхня, тим більш довгий шлях струму й більше втрати.

Втрати лінії із шорсткуватою підкладкою порівняно із втратами в лінії на ідеально гладкій поверхні підкладки зростають майже вдвічі з чистотою поверхні за 8 класом і приблизно на 1 % за чистоти за 13 класом. Зі збільшенням частоти (укороченням довжини хвилі) глибина скин-шару δ_c стає менше й, отже, шорсткість поверхні більшою мірою позначається на величині втрат.

Під час виготовлення тонкоплівкових конденсаторів на шорсткуватій підкладці може відбутися коротке замикання обкладок або пробій діелектрика. Шорсткість підкладки впливає й на якість резисторів. Грубіше поверхня підкладки – більше питомий опір резисторів, гірше стабільність у процесі термічного старіння й більше розкид поверхневого опору.

Чистоту поверхні підкладки значною мірою визначає чистота самого матеріалу (кількість домішок). Чим вище чистота матеріалу, тим більш високу якість поверхні можна отримати під час шліфування, і тим краще матеріал піддається поліруванню. Більш чисті матеріали мають більш високу діелектричну проникність, менший процентний вміст пор, більшу механічну та пробивну міцність, менший тангенс кута діелектричних втрат, кращу теплопровідність, більший питомий опір, менший розкид ϵ і $\text{tg}\delta$ від партії до партії.

Підкладки мікросхем НВЧ, як правило, являють собою прямокутні пластини. Товщини підкладок мікросхем обираються рівними $h=0,25; 0,5$ і 1 мм. Розміри, що рекомендуються, для підкладок шириною a та довжиною l : $48\times 60, 24\times 60, 30\times 48, 24\times 30, 15\times 24, 12\times 15$ мм.

Найбільше поширення в ІС НВЧ отримали керамічні матеріали: полікор, А-995, ГМ, сапфірит, 22ХС, з яких найкращі характеристики має полікор – полікристалічний корунд із гранично високою щільністю. Чудовий за своїми діелектричними параметрами сапфір має обмежене застосування через труднощі виготовлення підкладок та їхню високу вартість. Підкладки з феритового матеріалу використовуються для виготовлення невзаємних інтегральних пристроїв. Перевагою підкладок із кремнію є добра теплопровідність і сталість ϵ у широкому діапазоні частот та інтервалі температур.

4.1.3 Модульний принцип

У радіоелектронній апаратурі *модулем* називають типовий функціональний вузол для складання в загальне компонування, що має габаритні й приєднувальні розміри, які забезпечують взаємозамінність модулів даного типу.

Однією з основних вимог до модулів є їхня дешевизна, що може бути досягнута в ході використання того самого модуля в системах різного призначення й складності. У цьому випадку кількість модулів, що випускаються, збільшується, а їхня вартість падає. Модульна конструкція

забезпечує достатню механічну міцність, електромагнітне екранування й захист від впливу навколишнього середовища.

Конструкторові необхідно вирішити проблему секціонування модуля, визначити, скільки функцій має виконувати кожна секція модуля. Секція модуля з мінімальною кількістю функцій має ряд переваг: зручність перевірки параметрів, легкість визначення несправного елемента схеми та його заміни, можливість стандартизації й уніфікації. З іншого боку, для збільшення ступеня інтеграції, зменшення кількості між'єднань необхідно, щоб секція модуля виконувала максимальну кількість функцій, і модуль являв би собою одну секцію, виконану на одній підкладці. З огляду на ці обставини, розроблювачі систем вважають, що більш доцільно в один модуль вміщувати цілу підсистему, а постачальники стандартних мікросхем прагнуть випускати однофункціональні модулі, більш вигідні для виробника. Для узгодження цих проблем часто використовується компромісний метод конструювання. Конструкція складної ІС при цьому являє собою складання з ряду функціональних модулів або окремих плат, установлених у суміжних відсіках корпусу, розділених перегородками, що екранують. Такий поділ модуля на окремі вузли дозволяє проводити випробування й налагодження їх перед складанням модуля. При цьому можлива стандартизація окремих вузлів, що використовуються в ІС. Часто з метою зменшення габаритів, вартості, підвищення надійності за рахунок усунення ряду рознімань до складу НВЧ модуля вводяться секції, що працюють у низькочастотному діапазоні. Так, наприклад, в один модуль можуть бути включені НВЧ балансовий змішувач і секція підсилювача проміжної частоти.

Одним з важливих питань конструювання є складання всієї системи, що складається з окремих модулів. Модулі, як правило, монтуються на загальній базовій платі, яка виконує функції з'єднуючого пристрою і водночас тепловідведення.

Під час складання мікросхем, розташованих на різних підкладках, застосовуються з'єднувачі у вигляді перемичок із золотої дротяної сітки або твердої металевої стрічки, що приварюється до провідників мікросхем, що з'єднуються.

4.1.4 Складання мікросхем

Внутрішній монтаж ІС НВЧ включає установку й закріплення мікросхеми в корпусі, з'єднання плат і виконання внутрішніх електричних з'єднань. Для з'єднань застосовують термокомпресійне, контактне, ультразвукове, електронно-променеве й лазерне зварювання, паяння, склеювання, а також механічні з'єднання.

Напівпровідникові прилади стосовно лінії передачі можуть монтуватися паралельно або послідовно. За паралельного монтажу виводи елемента з'єднуються із заземленою основою з однієї сторони й із провідником лінії – з іншої. За послідовного з'єднання елемент вбудовується в розрив провідника

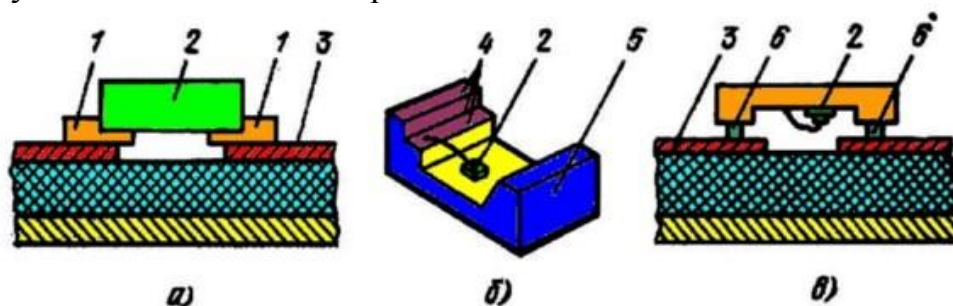
лінії й з'єднується з вільними кінцями провідника. Як правило, паралельне з'єднання напівпровідникових елементів здійснюється, якщо необхідне гарне охолодження.

Спосіб монтажу активних приладів залежить від потужності розсіювання. Якщо потужність розсіювання приладу перевищує 0,5 Вт, то для кращого тепловідведення доцільно напівпровідникові прилади кріпити безпосередньо до металевої основи корпуса схеми. Контакт із провідником на підкладці здійснюється за допомогою коротких відрізків дроту або стрічкового провідника. У ряді випадків напівпровідникові прилади монтуються на додаткових тепловідводах або радіаторах, які кріпляться до корпуса.

Монтаж напівпровідникових приладів багато в чому визначається їхньою конструкцією. Найбільш перспективними для інтегральної НВЧ-електроніки є безкорпусні прилади, що мають ряд специфічних особливостей. По-перше, ці прилади не є герметичними й призначені для використання в герметичному корпусі ІС; тому великого значення набувають умови установки безкорпусних приладів у схеми (чистота приміщення тощо). По-друге, якість проведення технологічних операцій складання (паяння, зварювання тощо) визначає надійність роботи і стійкість приладу до зовнішніх впливів.

Безкорпусні прилади мають різні конструкції виводів (див. рис. 4.1). Балкові виводи (рис. 4.1, а) мають форму стрижнів (балок) із золота, які виступають за край кристала. Монтаж напівпровідникових приладів з балковими виводами здійснюється за допомогою прецизійного зварювання виводів, причому для додаткового кріплення до підкладки використовуються різні клеї. Прилади з балковими виводами характеризуються високою надійністю з'єднання, можливістю уніфікації, низькою паразитною ємністю й індуктивністю виводів.

Інша конструкція – «безвивідний перевернений прилад» містить активний елемент, змонтований на основі з кераміки, що може бути виконаний у формі «ліжечка» (рис. 4.1, б). За допомогою металізованих площадок на ніжках «ліжечка» прилад кріпиться за один цикл паяння, що дозволяє легко автоматизувати технологічний процес складання.



- 1 – балкові виводи; 2 – кристал; 3 – мікροстрічкова лінія із зазором;
4 – металізовані площадки; 5 – керамічна основа; 6 – контакти

Рисунок 4.1 – Конструкція напівпровідникових елементів для ГІС НВЧ

На рис. 4.1, в показана інша конструкція напівпровідникового елемента – «перевернений кристал», у якого контакти кристала виконані у вигляді кульок або стовпчиків, що з'єднуються безпосередньо з виводами лінії за допомогою ультразвукового, термокомпресійного зварювання або паяння. Таке з'єднання забезпечує малу індуктивність виводів, високий ступінь інтеграції.

Розглянуті конструкції безкорпусних приладів мають погане тепловідведення, не забезпечують герметизацію елементів. З метою усунення цих недоліків дискретні елементи поміщають у спеціальний герметичний корпус із гарним тепловідводом. Проте така конструкція має значну реактивність виводів і порівняно високу вартість.

Важливим питанням під час складання мікросхем НВЧ є кріплення підкладки до корпусу. Ця операція може проводитися за допомогою паяння по периметру (за шириною близько 2 мм) або за всією площею металізованої екранної площини підкладки, а також приклеюванням до корпусу струмопровідними масами. За таких з'єднань необхідно враховувати різницю ТКЛР підкладки й металу корпусу, яка може привести до виникнення тріщин, вигинів підкладки, до розриву провідників. Іноді використовується проміжна металева основа з ковару або титану, на яку встановлюється керамічна підкладка, а потім складання кріпиться до основи корпусу за допомогою, наприклад, мініатюрних гвинтів.

4.1.5 Корпус ІМС НВЧ

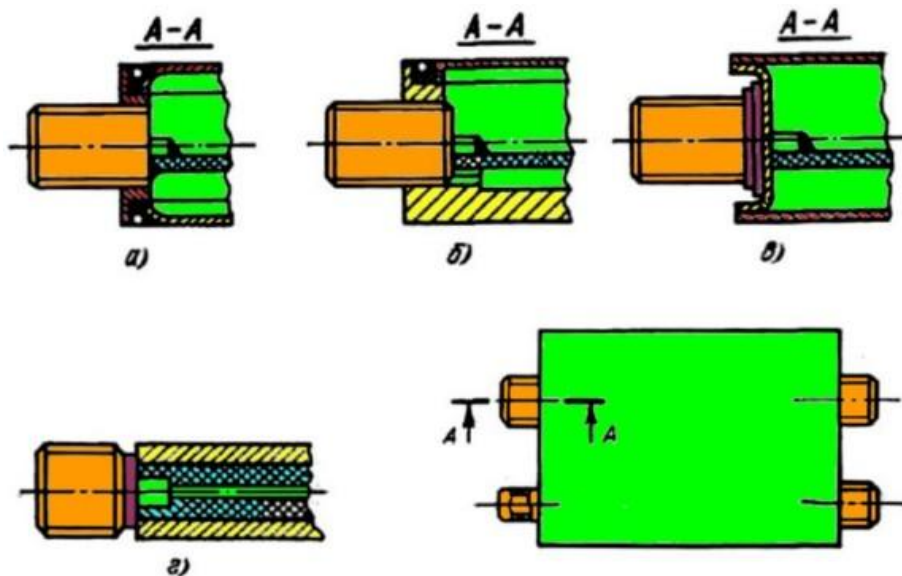
Корпус ІС НВЧ призначений для запобігання мікросхеми від впливу навколишнього середовища (вологи, пилу тощо), екранування від зовнішніх електромагнітних полів, тепловідводу, кріплення підкладки, рознімань і дискретних елементів. Конструкція корпусу являє собою металевий короб, у якого є ряд ввідів і виводів енергії.

Корпус інтегральної мікросхеми може бути рамкового, коробчастого (чашкового), пенального або пластинчастого типу. Рамковий корпус (рис. 4.2, а) складається із замкнутої рамки прямокутної форми, відкритої з двох сторін, і двох кришок. Кріплення плати в корпусі виробляється установкою її на уступи уздовж стінок рамки з наступною пайкою по периметрі екранної основи плати до рамки. Такий корпус зручний при проведенні зборки й контролю якості мікросхеми. Конструкція дозволяє виконувати одноярусне й двоярусне розташування плат.

У коробчастій конструкції корпусу (рис. 4.2, б) кріплення плати здійснюється або механічним притисканням її до дна корпусу, або припаюванням екранної сторони плати до дна корпусу. У другому випадку для зниження виникаючих напруг (через різницю температурних коефіцієнтів лінійного розширення підкладки й корпусу) застосовують компенсуючі прокладки з металевої сітки, що розташовані між екранною стороною плати та дном корпусу. Корпус чашкового типу складний під час складання, контролю

та ремонту мікросхеми. Зазвичай він застосовується, коли потрібен гарний тепловідвід від мікросхеми на дно корпусу.

Корпус пенального типу (рис. 4.2, в) складається з основи, піддона, пеналу (корпуса), двох торцевих стінок. Плата попередньо встановлюється на спеціальну підставу, а потім всувається в пенал, після чого виконується кріплення основи до пеналу. Основа слугує також для кріплення НВЧ-переходів. Така конструкція дозволяє здійснити попередній контроль і підстроювання інтегральної мікросхеми перед встановленням до пеналу. Проте у корпусі пенального типу НВЧ переходи можна розташовувати тільки на двох стінках корпусу.



а – рамковий; б – коробчастий; в – пенальний; г – пластинчастий

Рисунок 4.2 – Конструкції корпусів

Пластинчасті корпуси (рис. 4.2, г) використовуються, як правило, у пристроях на симетричній стрічковій лінії передачі. Конструкція утворює «сендвич» із двох діелектричних пластин, поміщених між металевими пластинами корпусу. Кріплення плат забезпечується механічним притиском до пластин по площині екранної сторони плат.

Розміри основи корпусу переважно визначаються топологією інтегральної мікросхеми й виникаючими в ній паразитними типами хвиль, крайовими ефектами. Найбільш складним виявляється вибір висоти корпусу. Результати чисельних розрахунків впливу екрана на параметри мікροстрічкової лінії показують, що вплив верхньої кришки, що екранує, стає помітним при $(b-h)/h \leq 5$.

Реальна мікросхема, що включає в себе велику кількість елементів, являє собою пристрій з багатьма нерегулярностями, які є джерелом паразитних типів хвиль. Запобігти їх поширенню можна правильним вибором розмірів екрана.

Особливо небезпечними є резонансні явища, тому що корпус, що представляє собою замкнутий металевий короб, є резонатором. Виникнення резонансів у такому резонаторі можливе, якщо його довжина дорівнює $l = (P\lambda_B)/2$, де $P=1, 2, \dots$ – число напівхвиль, що укладаються за довжиною резонатора l . Під час обчислення λ_B необхідно враховувати часткове заповнення короба діелектриком.

В ході вибору матеріалу корпусу, що екранує, конструктор має керуватися вимогами зменшення маси, зниження вартості виготовлення, відповідності ТКЛР матеріалу корпусу й підкладки, можливістю паяння, гарної теплопровідності тощо. Для корпусів ІС НВЧ застосовують латунь, алюміній, титан, ковар, металізовану кераміку. Найкращими є титанові й коварові корпуси, ТКЛР яких близький до ТКЛР керамічних підкладок.

Більшість НВЧ модулів виконуються у вигляді герметичної конструкції для захисту мікросхем від зовнішніх впливів, з яких найнебезпечнішою є вологість. Корпус мікросхеми має дві області герметизації: у виводів і в області з'єднувального шва кришки й корпусу. Герметичне з'єднання кришки й корпусу виробляється зварюванням, паянням або склеюванням залежно від матеріалу й конструкції корпусу, розташування виводів, серійності виробництва мікросхем і т.д. Широке поширення отримала герметизація корпусу шляхом паяння кришки по контуру із введенням гумової прокладки й сталевого лудженого дроту. Закладання дроту дозволяє здійснити розкриття корпусу під час проведення ремонтних робіт, а гумова прокладка перешкоджає потраплянню припою й флюсу усередину корпусу (див. рис. 4.2, а, б).

Під час проведення герметизації повітря з корпусу відкачується через металеву трубку, потім через неї вводиться інертний газ (наприклад, сухий азот), а трубка герметизується.

Проблема герметизації виводів тісно пов'язана з конструюванням герметичних рознімів (переходів).

4.2 Особливості конструювання напівпровідникових мікросхем

Важливе місце під час розробки мікросхем займають питання, що пов'язані не тільки зі схемотехнічними рішеннями, але й з вибором типу кіл, що погоджують, способом розміщення кіл зміщення й таких елементів конструкції, як підкладка (її розміри), корпус. Від вирішення цих питань залежать характеристики, їхня відтворюваність і відсоток виходу мікросхем. Тому нижче будуть розглянуті особливості, що пов'язані зі специфікою конструювання, виробництва й контролю параметрів напівпровідникових мікросхем.

4.2.1 Напівпровідникові матеріали для реалізації НВЧ-мікросхем

Спроби виготовити напівпровідникові НВЧ-мікросхеми були розпочаті відносно давно. Проте вони ґрунтувалися на використанні ізолюючих кремнієвих підкладок, властивості яких були недостатньо добрі і, крім того,

погіршувалися з підвищенням температури. Неприйнятними були й досить великі втрати на високих частотах. Інтенсивний розвиток лінійні напівпровідникові НВЧ-схеми отримали лише після того, як була відпрацьована технологія створення активних елементів на напівізолюючому арсеніді галію. Зовсім недавно, на початку 80-х років, знову були початі спроби створення лінійних напівпровідникових НВЧ схем за добре відпрацьованою технологією виготовлення кремнієвих приладів. Як підкладки застосовували широко використовуваний у НВЧ-діапазоні матеріал сапфір. Проте через значні переваги арсенід-галієвих НВЧ активних елементів перед кремнієвими, технологія «кремній-на-сапфірі» (КНС), мабуть, зможе завоювати у своєму подальшому розвитку тільки довгохвильову частину НВЧ-діапазону й замінити у випадку економічної доцільності ГІС.

Зараз арсенід галію є одним з самих перспективніших матеріалів для створення НВЧ-мікросхем, тому що має комплекс прийнятних електрофізичних і технологічних параметрів. Більша, ніж у кремнію, ширина забороненої зони та наявність напівізолюючої підкладки з високими діелектричними властивостями спрощують ізоляцію елементів у схемі й дозволяють створювати стрічкові лінії з високою добротністю. Більш високі рухливість і дрейфова швидкість носіїв розширюють частотний діапазон їхнього використання. У ПТШ на арсеніді галію балістичне перенесення електронів можливе за значно більшої довжини затвора, ніж на кремнії.

Результати з вирощування високоякісних злитків напівізолюючого арсеніду галію методом Чохральського відкривають перспективу отримання каліброваних пластин діаметром 100...120 мм і більше й роблять реальним серійне виробництво ІС із великим ступенем інтеграції та прийнятним відсотком виходу придатних. Однією з основних відмінностей між технологічними процесами створення приладів на GaAs і Si є те, що GaAs розкладається за високих температур за рахунок швидкого випару миш'яку. Крім того, власний окисел на кремнії має унікальний набір властивостей, що роблять його незамінним для виготовлення напівпровідникових приладів. Створення якісного окислу на поверхні GaAs значною мірою утруднено. Щоб виключити активний випар миш'яку під час виробництва приладів на основі арсеніду галію уникають таких процесів, як дифузія, і температура 420...450 °С є зазвичай граничною в технологічному циклі. Виняток становить відпал дефектів після іонного легування, який проводять за температури 750...850 °С, причому вживають усіх заходів, щоб зменшити випар миш'яку з поверхні, наприклад, захист діелектричною плівкою.

Серед матеріалів групи A_3B_5 фосфід індію також є матеріалом, придатним для створення активних НВЧ-елементів і мікросхем. Під час виготовлення ІС на фосфіді індію цікавить дещо більша порівняно з арсенідом галію дрейфова швидкість носіїв і більш висока теплопровідність. У дискретних приладах остання перевага несуттєва через можливість зворотного монтажу кристалів на мідний тепловідвід. У напівпровідникових схемах підвищеної потужності із

прямим монтажем кристала висока теплопровідність має важливе значення. Основними труднощами є створення бар'єра Шоттки на фосфіді індію. Висота бар'єра, що утворюється з контактом з Al або Cr, становить лише 0,4...0,5 еВ. Бар'єри мають високі струми витоку й низькі пробивні напруги. Для підвищення пробивної напруги затвора між металом і активним каналом наноситься шар діелектрика. Як діелектрик можуть бути використані Al_2O_3 , SiO_2 , власний окисел фосфіду індію, а також комбінації різних шарів. Зі створенням активних дискретних приладів на фосфіді індію отримані параметри, що близькі до параметрів приладів на арсеніді галію.

Крім GaAs і In перспективними матеріалами для виготовлення НВЧ-мікросхем є гетероперехідні структури, а також потрійні й четверні з'єднання матеріалів групи A_3B_5 . Теоретичне порівняння ряду матеріалів, придатних для створення потужних транзисторів з вертикальним каналом, проведене відносно кремнію за однакової геометричної структури й рівних робочих напруг, показало, що прилади на GaAs можуть перевершувати прилади на кремнії в 13 разів, на In у 5 разів, на з'єднаннях $GaAs_{0,67}P_{0,33}$, $Ga_{0,7}Al_{0,3}As$ і $Ga_{0,5}In_{0,5}P$ в 14; 16 і 19 разів відповідно. Проводилося також порівняння електрофізичних параметрів ряду матеріалів Si, GaAs, In, $Ga_{0,47}In_{0,53}As$, $Ga_{0,27}In_{0,73}As_{0,6}P_{0,4}$ для створення малошумних ПТШ. Показано перспективність розробки й дослідження багатокомпонентних матеріалів. Крім проблеми вирощування високоякісних тонких шарів цих напівпровідникових матеріалів, існує ряд додаткових труднощів у ході створення приладів.

Для виготовлення транзисторів і мікросхем необхідно, щоб підкладка мала добрі ізолюючі властивості. На даний час, крім GaAs і In, не розроблена технологія виробництва напівпровідникових матеріалів для підкладок з $\rho > 10^7 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. У мікросхемах КНС кремнієвий робочий шар вирощується на підкладках із сапфіра, що має добре узгодження із решіткою кремнію. Аналогічно складні потрійні й четверні з'єднання вирощують на напівізолюючих підкладках з In і GaAs. Найбільш близькі кристалічні решітки мають з'єднання $Ga_{0,47}In_{0,53}As$ і $Ga_{0,27}In_{0,73}As_{0,6}P_{0,4}$. Ці матеріали мають дещо більш високу дрейфову швидкість насичення й майже вдвічі більш високу, ніж у GaAs, рухливість носіїв за малої напруженості електричного поля, за концентрації носіїв у каналі 10^{17} см^{-3} і кімнатної температури. Дрейфовою швидкістю носіїв визначається час прольоту їх від витоку до стоку і, як наслідок, гранична частота f . Рухливістю носіїв визначаються значення паразитних опорів областей стоку й витоку, й в остаточному підсумку $K_{ш}$, $K_{\nu P}$ і f_{\max} .

Відмінність решітки матеріалу робочого шару від решітки матеріалу підкладки призводить до виникнення на межі розділу гетероперехідних зарядних шарів, які впливають на роботу транзистора. На жаль, задача створення шарів, аналогічних буферним шарам на GaAs і In, що ізолюють активний шар від підкладки, для складних з'єднань матеріалів групи A_3B_5 не вирішена. Велике значення мають властивості омичних контактів і контактів,

що випрямляють, на застосовуваних матеріалах. Дослідження показали, що до ряду складних з'єднань можна створювати омичні контакти з параметрами, порівнянними з параметрами контактів на GaAs. Проте так само, як і на In, висота бар'єрів, що утворюються під час виготовлення контактів, що випрямляють, з металами, досить низька. Збільшення висоти бар'єрів досягається з використанням розділових діелектричних шарів товщиною порядку 10 нм. Такі процеси мають слабку відтворюваність і значною мірою підступні деградації. У цей час проводяться інтенсивні пошуки нових матеріалів і вдосконалювання їхньої якості для поліпшення властивостей дискретних приладів і мікросхем.

4.2.2 Кола узгодження і зміщення

Пасивні узгоджувальні кола аналогових НВЧ-мікросхем виконуються на лініях з розподіленими параметрами й (або) на зосереджених елементах. Висока роздільна здатність фотолітографії дозволяє задавати геометричні розміри узгоджувальних кіл в обох випадках з достатньою точністю. Залежно від діапазону частот, доцільно застосовувати або розподілені структури, або зосереджені елементи.

Для напівпровідникових мікросхем площа кристала має важливе значення, тому що вартість напівпровідникового матеріалу значно вища, ніж підкладок гібридних мікросхем. Крім того, зі зменшенням розмірів зростає кількість мікросхем, розташованих на одній пластині, і їхній відсоток виходу. На відносно низьких частотах НВЧ діапазону (до 4...6 ГГц) застосування зосереджених елементів дає великий виграв у площі, яка займана узгоджувальними колами, без значного збільшення втрат. З підвищенням частоти втрати таких елементів (з урахуванням випромінювання) різко зростають, а розміри й втрати на одиницю довжини хвилі узгоджувальних кіл з розподіленими параметрами зменшуються. На рис. 4.3 показане зменшення довжини хвилі в мікстрічковій лінії на підкладці з GaAs зі зростанням частоти.

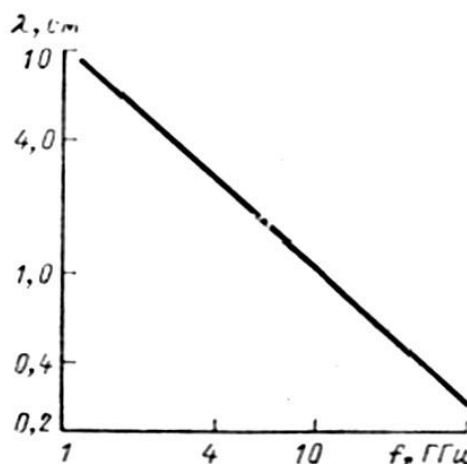


Рисунок 4.3 – Залежність довжини хвилі в МСЛ на підкладці з GaAs від частоти при $h = 300$ мкм, $W = 20$ мкм

Відповідно зменшуються й розміри відрізків ліній у колах узгодження. Тому на високих частотах переважніше використовувати кола з розподіленими параметрами. Верхня гранична частота застосування зосереджених елементів залежить від топології й не перевищує 15...20 ГГц. В ході конструювання й використання зосереджених елементів на таких частотах слід ретельно враховувати вплив паразитних елементів. Необхідність зменшення площі кристала призводить до того, що в ІС застосовуються переважно Г- або Т-подібні ланцюги узгодження, що складаються з двох або трьох елементів (рис.4.4).

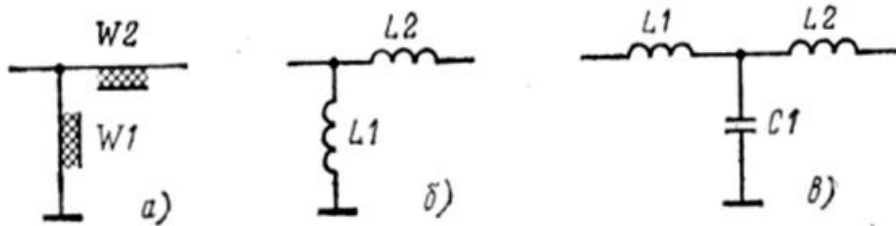


Рисунок 4.4 – Г- (а, б) і Т-подібні (в) кола узгодження

Використання більш складних структур (наприклад, фільтрів із чебишевською характеристикою) не завжди виправдано, тому що збільшуються втрати (отже, зростають шуми) і площа, що займана колом узгодження.

Під час розробки топології мікросхем слід враховувати, що підвищення щільності розміщення елементів на кристалі призводить до збільшення електромагнітної взаємодії між ними. При цьому можуть змінюватися параметри ліній передачі, індуктивності й виникати паразитні зворотні зв'язки, що погіршують характеристики мікросхем і залежать від положення елементів на кристалі. Оскільки вплив сусідніх елементів дуже складно врахувати в розрахунках, доцільніше знижувати їхню щільність розміщення для зменшення взаємодії.

Технологія виготовлення ІС дозволяє створювати на кристалі напівпровідника всі необхідні для подачі напруг зміщення елементи, включаючи фільтри живлення. Тому переважніше розміщувати кола зміщення на тому самому кристалі, що й інші елементи мікросхеми. Це дозволяє підвищити відтворюваність характеристик ІС (зменшується погрішність через розпаювання кіл подачі напруг живлення, що впливає на параметри пристрою), робить мікросхеми більш універсальними в ході використання в системах, зменшує габаритні розміри й полегшує розміщення в корпусах.

Невеликі розміри кристалів, застосовуваних для виготовлення ІС, не дозволяють розміщувати на них конденсатори й котушки індуктивності з більшими номінальними значеннями, необхідними для фільтрів живлення. Тому на кристалі зазвичай розташовують тільки високочастотну частину фільтра, а конденсатори великої ємності й дроселі поміщають за межами кристала. Крім того, застосування резисторів у колах зміщення, де протікають великі постійні струми (у стоку або витоку транзисторів), призводить до

збільшення потужності, що розсіюється мікросхемою. Іноді такі резистори виносять за межі кристала. Необхідність приєднання до ІС додаткових зовнішніх елементів ускладнює процес виготовлення й розміщення пристроїв у корпусі.

Слід зазначити можливість об'єднання кіл узгодження й зміщення. На рис.4.5, а наведена частина топології ІС, де індуктивність $L2$ і ємність $C1$ елементів узгодження слугують додатковим фільтром у колі подачі постійної напруги на стік транзистора.

В процесі проектування напівпровідникових мікросхем для зниження геометричних розмірів прагнуть спростити кола зміщення. При цьому часто постійні напруги подають через резистори, що призводить до зростання втрат ВЧ-сигналу, який попадає в резистори й розсіюється в них, і збільшенню шумів (резистори є додатковим джерелом шуму). Але гранична простота такого кола дозволяє поліпшити інші характеристики, а саме, відтворюваність параметрів, габаритні розміри й відсоток виходу придатних ІС.

Перспективним є використання активних приладів у колах узгодження (схем включень транзистора, що мають індуктивну складову комплексного опору) і в колах зміщення (генераторів струму, що мають великий опір для змінного сигналу).

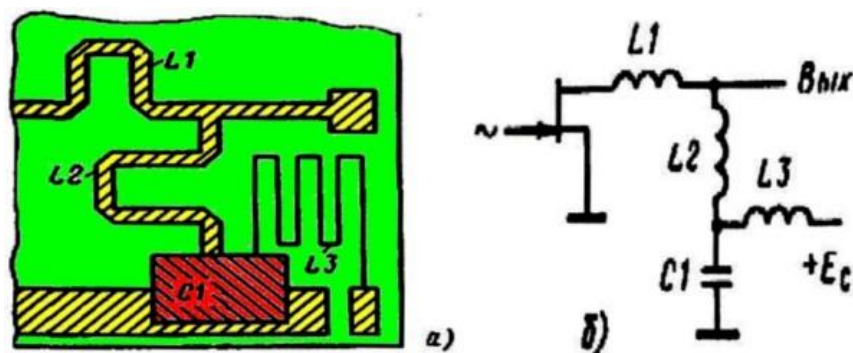


Рисунок 4.5 – Топологія (а) і схема (б) сполучених кіл узгодження й фільтра для подачі зміщення на стік ПТШ

4.2.3 Вплив від'ємнозміщеної напівпровідникової підкладки

Крім електромагнітної взаємодії між сусідніми провідниками існує ще одне явище, що обмежує мінімальну відстань між елементами мікросхеми. Характеристики ПТШ залежать від стану на границі розділу активного n -шару й напівізолюючої підкладки. З подачею негативної напруги зміщення на підкладку може спостерігатися часовий дрейф і зменшення струму стоку транзистора. У мікросхемах підвищеного ступеня інтеграції цей ефект призводить до взаємодії розташованих близько один від одного елементів і вносить додаткові обмеження на щільність їхнього розміщення на поверхні кристала.

Прикладання напруги до підкладки модулює область просторового заряду під каналом. При цьому змінюється глибина каналу й зменшується струм стоку. Вплив сусідніх провідників на характеристики транзистора звичайно визначають по деградації струму насичення стоку з подачею негативного зміщення на металевий електрод, що представляє собою омичний контакт, до n -шару. Електрод розташовують поруч (на відстані 5...15 мкм) із границею активного n -шару транзистора паралельно або перпендикулярно затвору (рис.4.6).

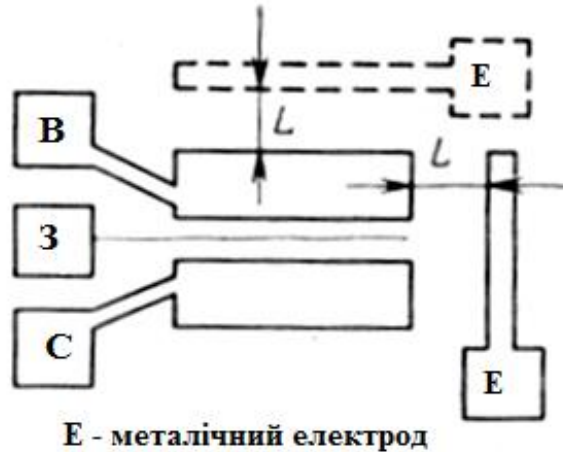
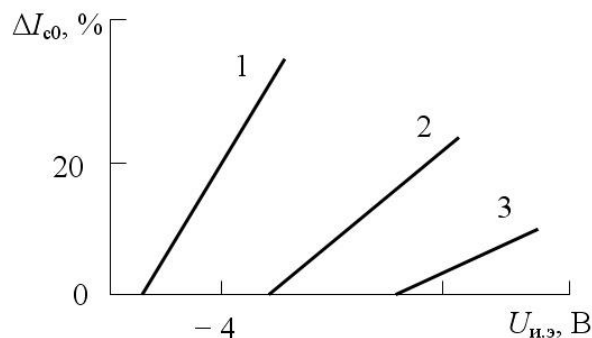


Рисунок 4.6 – Топологія тестової структури для дослідження впливу напруги зміщення сусідніх елементів на характеристики ПТШ

Типові залежності зміни струму насичення стоку ПТШ на основі GaAs від напруги на додатковому електроді наведені на рис. 4.7.



1 – селективна іонна імплантація в леговану хромом підкладку (або травлення меза-областей); 2 – протонне бомбардування n -шару на легованій хромом підкладці; 3 – протонне бомбардування (підкладка без домішок хрому)

Рисунок 4.7 – Залежності зміни струму насичення стоку від напруги $U_{в.с}$ між витоком і додатковим електродом за різних способів ізоляції іонно-імплантованих n -шарів ($L = 5$ мкм)

Деградація струму залежить від технології виготовлення транзисторів і ізоляції між елементами. Кращі результати досягнуті д час ізоляції за рахунок протонного бомбардування *n*-шару. У всіх випадках зміна струму стоку відбувається лінійно зі збільшенням негативного зміщення. Існує напруга, нижче якої ця зміна знехтувано мала. За селективній іонній імплантації в слабколеговану хромом (концентрація менше $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) підкладку GaAs така гранична напруга приблизно дорівнює $-2,5 \text{ В}$. Тому в ІС із напругами живлення більше 5 В деградація струму стоку може перевищувати 30% від значення струму для окремого транзистора за нульової напруги на підкладці.

За стрибкоподібної зміні напруги зміщення на додатковому електроді (див. рис. 4.6) спочатку відбувається різке зменшення струму, а потім повільне його збільшення для приладів, отриманих іонною імплантацією безпосередньо у високоякісний однорідний власний напівпровідник, і плавне зниження струму для приладів, виготовлених на легованих хромом підкладках. Використання буферних шарів не змінює виду залежностей.

Зміна характеристик ПТШ з подачею негативної напруги зміщення на розташований поруч електрод пояснюється так. У напівізолюючій підкладці існує певна концентрація дефектів і домішок, які можуть захоплювати електрони або робити емісію дірок, тим самим створюючи фіксований негативний заряд поблизу межі розділу підкладки-активний *n*-шар. Цей негативний заряд у підкладці врівноважується позитивним просторовим зарядом у каналі. Негативна напруга, що прикладена до підкладки, розширює збіднену область під активним каналом і зменшує струм стоку. За різкою зміною ширини збідненої області відбувається емісія електронів або дірок із глибоких рівнів і відновлення рівноважного стану. У легованих хромом підкладок GaAs відбувається емісія дірок із глибоких рівнів Cr, що призводить до плавного зменшення струму стоку за рахунок збільшення негативного заряду в підкладці поблизу границі розділу. В однорідних підкладках з напівпровідника без домішок хрому відбувається емісія електронів у зону провідності й поступове збільшення струму стоку до значення, що відповідає рівноважному стану.

Зменшити вплив негативно зміщеної підкладки (за фіксованої напруги зміщення) можна, або збільшуючи відстань між елементами, або технологічними методами, що поліпшують ізоляцію активних приладів, наприклад, протонним бомбардуванням. Протонне бомбардування *n*-шару не зменшує концентрацію пасток під каналом, а збільшує опір між транзистором і додатковим електродом. Це призводить до зменшення спадання напруги в збідненій області й, отже, до меншої залежності струму стоку від напруги зміщення.

4.2.4 Елементи конструкції напівпровідникових схем

Розглянемо обмеження, що накладаються на розміри напівпровідникової підкладки мікросхем. Діаметр круглих пластин, використовуваних для

створення мікросхем, зазвичай близький до 2,5 см. Останнім часом з'явилися установки для вирощування злитків напівпровідника діаметром 10 см і більше. Вартість виготовлення однієї мікросхеми обернено пропорційна їхній кількості, отриманій з однієї пластини. Тому становить інтерес оцінити можливу кількість кристалів ІС, розташованих на одній пластині напівпровідника, залежно від частоти. Для цього припустимо, що максимальні лінійні розміри одного кристала мікросхеми малого ступеня інтеграції перебувають в інтервалі $\lambda_B/10 \dots \lambda_B/4$, де λ_B – довжина хвилі у використаній лінії з розподіленими параметрами на діелектричній підкладці. Нижня межа приблизно відповідає максимальному розміру зосереджених елементів, а верхня являє собою типовий максимальний розмір елементів з розподіленими параметрами (шлейфи, спрямовані відгалужувачі тощо.). З огляду на те, що верхня робоча частота зосереджених елементів не перевищує 15...20 ГГц, апроксимуємо зростання відносних максимальних розмірів мікросхем прямою лінією так, що з частотою 1 ГГц ця границя становить $\lambda_B/10$, а з частотою 16 ГГц – $\lambda_B/4$. На частотах, що перевищують 16 ГГц, максимальні розміри рівні=дорівнюють $\lambda_B/4$. Залежність числа=кількості кристалів на пластині від частоти за прийнятої апроксимації для двох розмірів пластин наведена на рис. 4.8. Передбачається, що вихід придатних мікросхем дорівнює 100%, а втрата напівпровідникового матеріалу відбувається з поділом пластини на окремі кристали й за рахунок кристалів, розташованих по краях пластини.

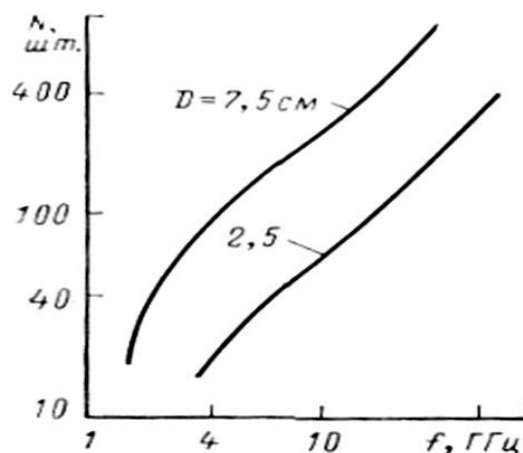


Рисунок 4.8 – Залежність кількості ІС малого ступеня інтеграції, отримуваних з однієї пластини, від частоти при різних значеннях діаметра D пластин.

Загальний відсоток виходу придатних мікросхем залежить від якості кожної технологічної операції. З виробництвом ПТШ їхня кількість може перевищувати 40, і вихід придатних ІС найбільшою мірою визначається виходом придатних транзисторів. Наведені графіки не справедливі для мікросхем з безпосередніми зв'язками, де можлива висока щільність розміщення елементів на кристалі напівпровідника за відсутності пасивних елементів кіл узгодження.

З підвищенням ступеня інтеграції площа кристала, займана мікросхемою, зростає. Передбачається, що для прийнятно-передавальних модулів активних фазованих антенних решіток вона може досягати одиниць квадратних сантиметрів. Вартість таких ІС має бути відносно невисокою завдяки широким масштабам виробництва (орієнтовна потреба $\sim 10^5$ од./рік) і прийнятним відсотком виходу придатних мікросхем, тому що більшу частину площі кристала займуть пасивні елементи, відтворюваність характеристик яких досить висока. Для створення подібних ІС необхідне вирощування монокристалів напівпровідника великого діаметра.

Під час вибору товщини кристала слід враховувати ряд протирічних вимог: витрату напівпровідникового матеріалу, можливість виготовлення отворів для заземлення, механічну міцність пластин, тепловий опір, втрати в передавальних лініях, обмеження на хвильові опори та вплив погрішності товщини на характеристичні параметри ліній передачі.

Очевидно, що для поліпшення відводу тепла, полегшення заземлення через отвори в кристалі, зменшення ширини передавальних ліній і зниження витрати напівпровідникового матеріалу пластини мають бути якомога тонше за умови збереження механічної міцності. З іншого боку, зі зростанням товщини підкладки зменшуються втрати з поширенням у МСЛ, збільшуються добротність і максимальне значення планарних індуктивностей. Крім того, для товстої підкладки досягаються більш високий хвильовий опір МСЛ і поліпшена відтворюваність її характеристик з урахуванням технологічних допусків на товщину підкладки й розміри провідників. Таким чином, передбачається, що до частоти 30 ГГц найбільш прийнятна товщина кристала 100...150 мкм для мікросхем з підвищеним рівнем потужності, що розсіюється, і до 600 мкм для малопотужних ІС без значних втрат з поділом пластин на окремі кристали.

Важливе місце під час розробки ІС займає вибір способу заземлення елементів. Проблеми заземлення виникають переважно під час використання мікрострічкових ліній, коли заземлююча площина розташована на звороті кристала. Зменшення ефективної індуктивності заземлення від 40 до 1 нГн особливо для потужних приладів дозволяє знизити зменшення коефіцієнта підсилення ПТШ від 4 до 0,2 дБ залежно від паразитної індуктивності в колі витоку за різних значень сумарної ширини затвора (W від 1,5 до 6 мм), що відповідає вихідній потужності 1,2 і 4 Вт.

Можливі на даний час способи заземлення активних приладів і елементів можна розділити на два основних типи. Перший припускає нанесення заземлюючих площин на нижній і верхній поверхнях кристала з наступним їхнім з'єднанням стрічковими або сітчастими провідниками через краї кристала. При цьому активні прилади прагнуть розташовувати ближче до країв кристала для зменшення паразитної індуктивності заземлення. У другому типі заземлень паразитна індуктивність знижується за рахунок з'єднання елементів мікросхеми із заземлюючою площиною на звороті кристала через металізовані наскрізні отвори в цьому кристалі. Як приклад зазначимо, що паразитна індуктивність на

одиницю товщини підкладки металізованого отвору діаметром 50 мкм, протравленого в кристалі GaAs, становить $(40...60) \cdot 10^{-12}$ Гн/мм.

Використання заземлення через краї кристала значно полегшує виготовлення й збільшує відсоток виходу придатних ІС. Застосування заземлення через отвори в кристалі поліпшує характеристики мікросхем особливо на частотах більше 10 ГГц. На високих частотах, коли навіть індуктивність заземлення через отвори стає суттєвою, доцільно використати копланарні хвилеводи. Слід зазначити, що установка ІС у корпус за аналогією з установкою гібридних мікросхем може усунути одну з переваг, пов'язану з малими розмірами й масою. Тому необхідно ретельно розробляти спеціальні корпуси для напівпровідникових мікросхем. На даний час перспективним є розміщення кристалів НВЧ мікросхем і кристалів мікросхем, які забезпечують живлення й стабілізацію режиму за постійного струму, в одному керамічному корпусі з мідною основою та гнучкими виводами, призначеними для з'єднання із стрічковими лініями.

4.2.5 Вплив технологічного розкиду на параметри елементів і мікросхем

Одна з головних переваг напівпровідникових мікросхем полягає в їх потенційно низькій вартості під час масового виробництва порівняно з гібридними мікросхемами. Але для реалізації цієї переваги необхідно забезпечити високу відтворюваність характеристик ІС без яких-небудь додаткових операцій, що значно ускладнюють процес виробництва.

Відсутність великої кількості дровових з'єднань і висока роздільна здатність фотолітографії дозволяють виготовляти пасивні елементи із заданими характеристиками. Проте на практиці існує значний розкид електрофізичних параметрів напівпровідника для пластин, отриманих у різних технологічних циклах. Для кожної пластини також спостерігається неоднорідність напівпровідникового n -шару за її площею. Це призводить до зміни характеристик активних приладів і, отже, всієї мікросхеми. Як приклад на рис.4.9 наведені гістограми розподілу крутості й реальної напруги відсічення U_p епітаксіально вирощених транзисторів, узятих з однієї пластини. Такий розкид параметрів призводить не тільки до розбіжності підсилювальних характеристик, але й до зміни режимів зміщення за постійним струмом, що особливо важливо для мікросхем з безпосередніми зв'язками.

Задача збільшення відтворюваності характеристик ІС є дуже актуальною. Відтворюваність може бути поліпшена технологічними, схемотехнічними й комбінованими методами. Дотепер ще не розроблені способи підвищення повторюваності параметрів за рахунок ідентичності сусідніх елементів або сталості відношень деяких їхніх величин, як це використовується в низькочастотних мікросхемах на основі кремнію. До того ж для епітаксіальних структур, що мають значну неоднорідність характеристик за пластиною, цей підхід може й не принести позитивних результатів. Тому велика увага зараз

приділяється зменшенню технологічного розкиду як за рахунок застосування нових технологічних методів, включаючи іонну імплантацію, що відрізняється потенційно високою повторюваністю характеристик активних шарів, так і за рахунок удосконалювання наявної технології. При цьому слід враховувати, що зменшення допусків на технологічні процеси не завжди можливе й може призвести до значного підвищення вартості виготовлення ІС.

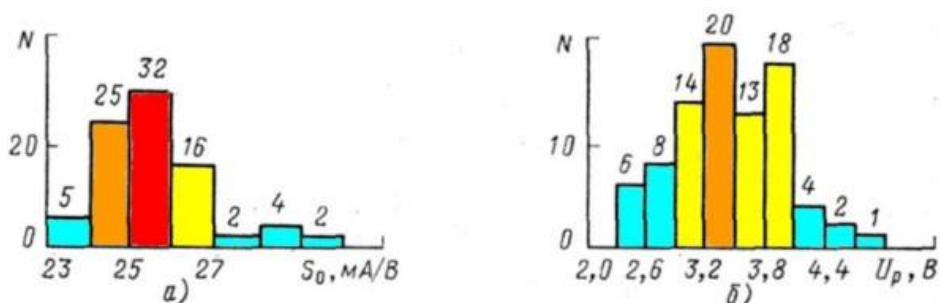


Рисунок 4.9 – Розподіл числа транзисторів, виготовлених на основі епітаксіально вирощених структур, залежно від значення крутості (а) і напруги відсічення (б); зразки (86 шт.) узяті з однієї пластини

Схемотехнічні методи припускають синтез кіл узгодження малочутливих до зміни характеристик активних приладів. З теорії низькочастотних підсилювачів відомий метод використання негативних зворотних зв'язків. Але застосування глибоких зворотних зв'язків у мікросхемах НВЧ-діапазону утруднено, тому що підсилювальні можливості транзисторів значно зменшуються зі зростанням частоти. Збільшити відтворюваність характеристик мікросхем можна також, використовуючи в колах узгодження на вході й виході підсилювачів активні прилади, тобто транзистори, що підвключені відповідно за схемою із загальним затвором і загальним стоком.

Проблеми забезпечення повторюваності параметрів ІС усе ще не вирішені. Тому на ранніх етапах розробки напівпровідникових мікросхем НВЧ діапазону в ряді випадків для підвищення відсотка виходу придатних ІС можливе застосування невеликої кількості підстроювальних операцій. З цією метою машинними методами аналізу визначаються елементи кіл узгодження, що найбільше впливають на характеристики мікросхеми, зміною яких можна компенсувати погрішності технології. Як приклад розглянемо двокаскадний підсилювач потужності ($K_{yP} = 10$ дБ у діапазоні частот 5...10 ГГц), схема якого наведена на рис. 4.10.

Аналіз допусків на технологічні процеси показав, що на параметри використовуваних транзисторів (виготовлених іонною імплантацією) найбільше впливають розкид концентрації носіїв у каналі (20 %) і погрішність довжини металевого затвора (20 %). На рис. 4.11 наведені частотні характеристики підсилювача за різних відхилень довжини затвора від номінального значення.

Для збереження заданого коефіцієнта підсилення необхідно провести повторну оптимізацію параметрів елементів кіл узгодження. Аналіз показує, що розкид величини коефіцієнта підсилення в межах робочого діапазону частот може бути значно знижений шляхом підстроювання елементів кіл узгодження. Причому для схеми, наведеної на рис. 4.10, збільшення довжин затвора може бути компенсовано підстроюванням тільки двох елементів – $L5$ і $L6$.

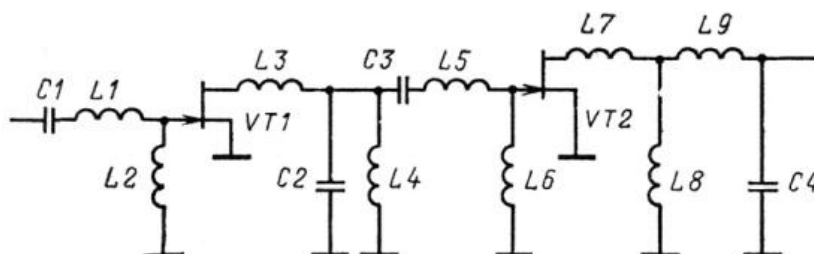


Рисунок 4.10 – Двокаскадний підсилювач потужності

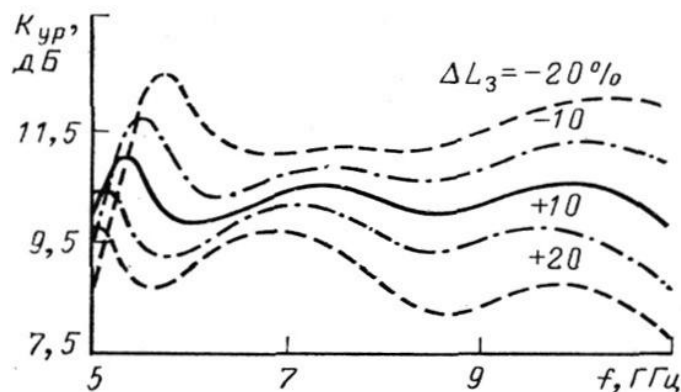


Рисунок 4.11 – Залежності коефіцієнта підсилення двокаскадного підсилювача потужності від частоти за різних відхилень довжини затворів від номінальної величини

Для контролю розкиду характеристик приладів у процесі виробництва в мікросхему (або пластину) вводять тестові структури. Знаючи відхилення параметрів виготовлених транзисторів і з огляду на те, що узгоджувальні кола приєднуються до активних приладів на заключних стадіях виготовлення, можна змінювати маску металевих між'єднань. Це дає можливість приєднувати ті або інші секції підстроювального елемента. Геометричні розміри цих елементів мають бути заздалегідь визначені для забезпечення настроювання з урахуванням усіх можливих погрішностей технології. Для подібного підходу необхідні моделі приладів, що засновані на геометричних розмірах і електричних властивостях напівпровідника, що дозволяють враховувати зміну характеристик за рахунок погрішностей технології. Як підстроювальні елементи зазвичай використовують індуктивності, відрізки ліній з

розподіленими параметрами та конденсатори кіл узгодження. Забезпечення необхідного режиму за постійного струму здійснюється регулюванням величини резисторів кіл зміщення (наприклад, у колі автозміщення каскаду з загальним витоком). Зазначені елементи виконуються у вигляді декількох секцій так, що можливе їхнє вибіркове приєднання.

Під час настроювання багатокаскадних підсилювачів використовують випромінювання світла потужними ПТШ, що підсилюють НВЧ-сигнал. Експериментально встановлено, що інтенсивність випромінювання корелюється з рівнем вхідного НВЧ-сигналу та з насиченням вихідної потужності. Цей ефект виявляється корисним під час визначення якості міжкаскадного узгодження й однорідності розподілу посилюваного сигналу за площею (довжиною затворних секцій) потужного транзистора. Проводячи аналіз результатів випромінювання, слід враховувати, що ПТШ, які мають різні напруги пробою між затвором і стоком, розрізняються інтенсивністю випромінювання за однакових напруг зміщення й рівнях НВЧ-потужності. Для підвищення вірогідності результатів знаходять поріг виникнення випромінювання в дискретних транзисторах зі структурою, яка аналогічна використовуваній у підсилювачі, і виготовлених на тій самій пластині напівпровідника.

4.2.6 Контроль параметрів мікросхем

За масового виробництва напівпровідникових мікросхем НВЧ-діапазону необхідно перевіряти їхні параметри. Для зниження вартості розбраковування кристалів, у яких виготовлена мікросхема, доцільно виконувати перед їхньою установкою в корпуси, тобто прямо на пластині до нарізки. Найбільш простим способом перевірки є контроль параметрів за постійним струмом (наприклад, зняття статичних характеристик) або за змінним струмом на відносно низьких частотах (одиниці мегагерц). Цей спосіб має два суттєвих недоліки: мікросхеми НВЧ-діапазону частот не підсилюють (або не перетворюють) постійні або низькочастотні сигнали через наявність розділових і блокувальних конденсаторів, а також індуктивностей, розрахованих на більш високі частоти; працездатність мікросхеми за контрольних сигналів ще не є гарантією функціонування в необхідному діапазоні частот і амплітуд, тобто в реальних умовах.

Для подачі й виведення НВЧ-сигналу з контактних площадок мікросхеми необхідні зонди, які не повинні вносити спотворень і забезпечувати добрий контакт у широкому діапазоні частот. Виготовлення таких зондів, що мають дуже малі розміри, пов'язане з певними труднощами. Це обмежує розвиток методів контролю параметрів мікросхем на НВЧ.

До частоти 4 ГГц можливе застосування зондів, що являють собою систему мікрострічкових ліній (рис. 4.12), розташованих на сапфіровій підкладці.

Контакт із контрольованою пластиною здійснюється за допомогою наконечників зондів зі смужок Ве-Си через отвір у сапфіровій підкладці. Під час контролю рухається пластина, а підкладка із зондами залишається нерухливою. У тих місцях, де необхідне заземлення, зонд з'єднують із металізацією на звороті сапфірової підкладки короткою золотою смужкою. Індуктивність зонда становить приблизно 0,7 нГн, що в ряді випадків може виявитися небажаним. Крім того, використання зондів на лініях із хвильовим опором 50 Ом для подачі постійних напруг зміщення призводить до входу НВЧ-сигналу в ці лінії й виникнення паразитних зв'язків. З цієї причини часто необхідно розміщувати на пластині із зондами фільтри живлення, включаючи блокувальні конденсатори, і враховувати паразитні зв'язки між зондами.

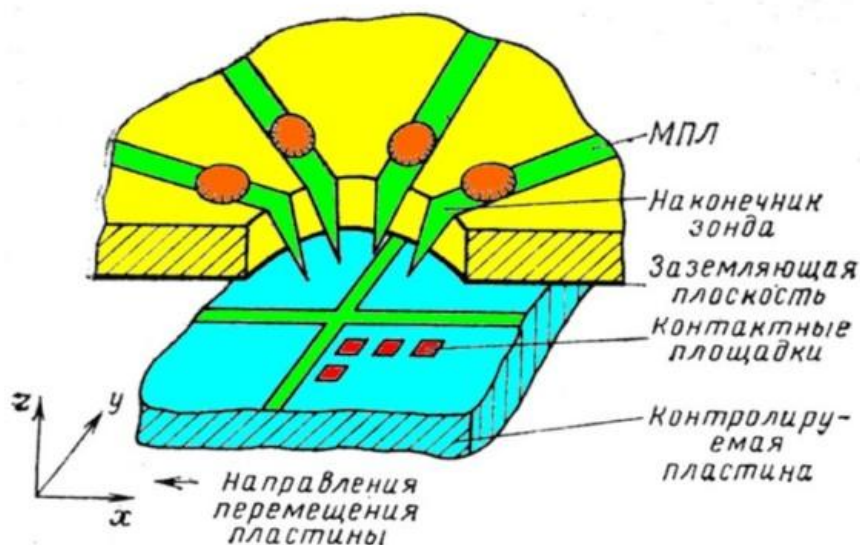


Рисунок 4.12 – Система високочастотних зондів на основі мікροстрічкових ліній

Недолік таких зондів полягає в більшій паразитній індуктивності й підвищеному випромінюванні на кінці зонда, що разом зі зміною паразитних зв'язків з притисканням сапфірової підкладки до кристала (змінюється положення гнучких наконечників) обмежує їхнє застосування на частотах вище 4 ГГц.

Знизити паразитну індуктивність зонда можна, зменшивши довжину його наконечника або, інакше кажучи, підвівши 50-Омну лінію передачі якнайближче до кристала. З цією метою використовують поступово звужувальну мікροстрічкову лінію з відповідно зменшуваною товщиною підкладки (хвильовий опір зберігається постійним). Нахиляючи підкладку із МСЛ, можна забезпечити з'єднання смужки й заземлюючої площини безпосередньо з контактними площадками кристала (розташованими зазвичай на відстані 100 мкм). На контактних площадках розміщують золоті кульки

(діаметром 25 мкм), що збільшують площу торкання й компенсують кут між зондом і контактними площадками. Геометричні розміри смужка таких зондів визначаються методами фотолітографії й відрізняються відтворюваністю характеристик.

Застосування копланарних хвилеводів, у яких сигнальна стрічка та заземлюючі площини розташовані в одній площині, і у яких можна отримати хвильовий опір 50 Ом при розмірах порівнянних з контактними площадками, полегшує виготовлення НВЧ зондів. Як і у випадку зондів на МСЛ, для поліпшення контакту застосовуються золоті кульки (рис. 4.13).

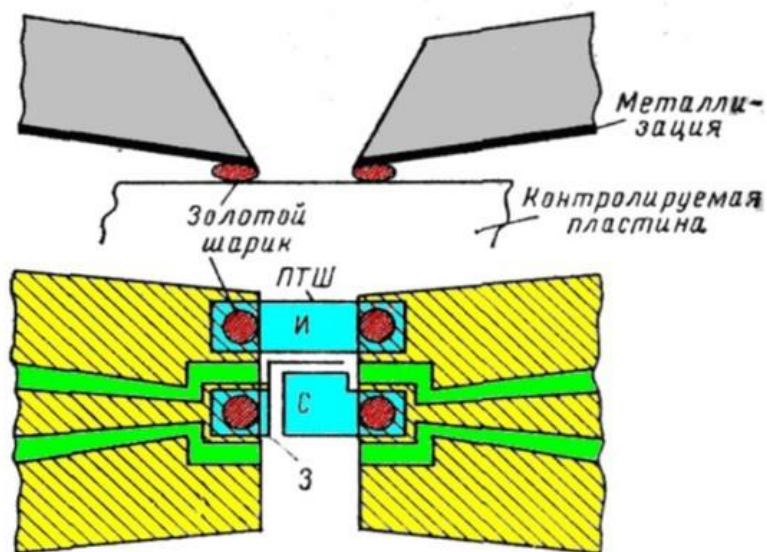


Рисунок 4.13 – Зонди на основі копланарних хвилеводів приєднані до дискретного транзистора

Контактні площадки (включаючи необхідну кількість площадок, що пов'язані із заземлюючою площиною) мають розташовуватися рядами так, щоб забезпечити застосування декількох зондів. Зазвичай використовують два паралельних ряди площадок на протилежних сторонах кристала зі стандартними відстанями між площадками. Можливе розміщення на діелектричних підкладках зондів пасивних і активних елементів, що збільшує можливості вимірювального устаткування. Для підвищення вірогідності результатів проводять калібрування вимірювального тракту з урахуванням втрат і відбиттів у наконечнику зондів.

4.3 Контрольні запитання і завдання

1. Чим відрізняються гібридні й напівпровідникові інтегральні мікросхеми НВЧ?

2. Опишіть переваги й недоліки гібридних й напівпровідникових ІМС НВЧ.
3. Які матеріали застосовуються в ГІС НВЧ?
4. Яким вимогам мають задовольняти матеріали ГІС НВЧ?
5. Які технологічні методи застосовуються під час виготовлення ГІС НВЧ?
6. Яким вимогам мають задовольняти підкладки ГІС НВЧ?
7. Які матеріали використовуються для виготовлення підкладок ГІС НВЧ?
8. Які існують типорозміри підкладок?
9. У чому полягає модульний принцип виготовлення складних схем НВЧ?
10. Як здійснюється складання ІС НВЧ?
11. Яким вимогам мають задовольняти корпуси ІС НВЧ?
12. Які види корпусів застосовуються для ІС НВЧ?
13. Яким вимогам мають задовольняти матеріали напівпровідникових ІС НВЧ?
14. Які матеріали застосовуються у напівпровідникових ІС НВЧ?
15. У чому полягають переваги й недоліки напівпровідників, які застосовуються в ІС НВЧ?
16. Опишіть особливості використання та реалізації кіл узгодження і зміщення в ІС НВЧ?
17. У чому полягають особливості формування ізолюючих шарів у напівпровідникових ІС НВЧ та їх вплив на функціонування окремих вузлів і мікросхеми в цілому?
18. Особливості реалізації групового методу виготовлення напівпровідникових ІС НВЧ?
19. Вплив технологічного розкиду на параметри напівпровідникових ІС НВЧ?
20. Опишіть приклади систем контролю електричних параметрів ІС НВЧ.

5 ОБ'ЄМНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НВЧ

Об'ємні інтегральні схеми (ОІС) НВЧ є нині вищим етапом розвитку ідей інтегральної технології у приладобудуванні. В ОІС НВЧ-структурах радіосигнал обробляється не тільки у площині схеми (планарні ІС), але й по «вертикалі» (ОІС). Використання тривимірної конструкції базових елементів (БЕ) та обробка сигналу в повному об'ємі відкривають, з одного боку, широкі можливості поліпшення електродинамічних, масогабаритних, кліматичних, радіаційних та інших параметрів радіофізичної, радіоелектронної, обчислювальної апаратури, але, з іншого боку – вимагають розробки нових адекватних фізичних і математичних моделей БЕ, створення ефективних обчислювальних методів аналізу та синтезу їхніх електродинамічних властивостей. При цьому адекватні моделі мають бути досить точними (електродинамічний рівень строгості) і дозволяти визначати параметри за припустимий для автоматизованої системи проектування час (для системи обробки інформації це – функціонування в реальному масштабі часу).

Ідеологічну основу ОІС НВЧ становить принцип конструкційної відповідності, відповідно до якого ОІС є такий метод побудови НВЧ-модуля, коли в модуль можуть бути логічно включені БЕ, розроблені не тільки для ОІС, але й використовувані у планарних ІС, «традиційній» техніці НВЧ та ін.

5.1 Об'ємні неоднорідності

Розвиток ОІС НВЧ потребував розробки й впровадження нових класів ліній передачі (ЛП). Основною характерною рисою ОІС є комбіноване включення різнотипних ЛП, що дозволяє реалізувати об'ємні неоднорідності (або БЕ) із заданими конструктивними та електродинамічними характеристиками. Неоднорідності в ОІС можна умовно розділити на дві групи: так звані переходи між різними типами ЛП (міжшарові переходи) і Т-з'єднання, плечі яких виконані на різних ЛП, розташованих на різних поверхнях ОІС НВЧ.

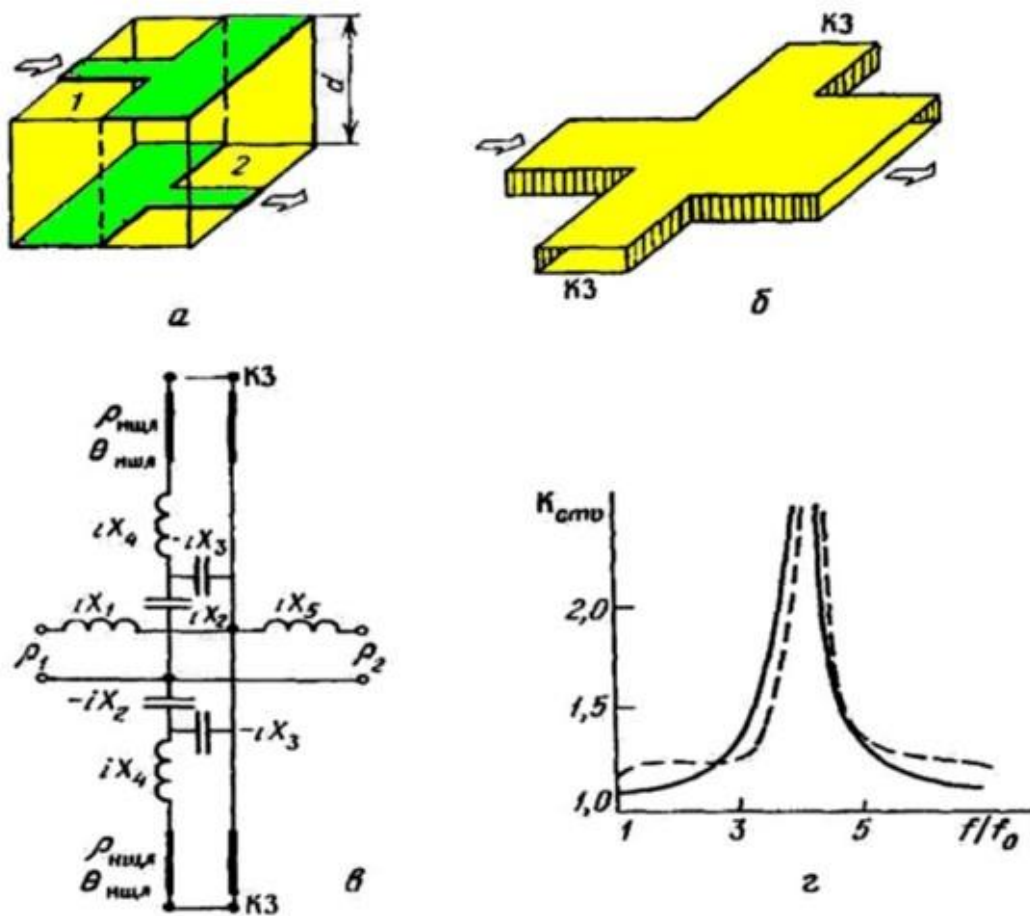
Крім цього, в ОІС НВЧ через принцип конструкційної відповідності використовується більшість неоднорідностей планарних ІС. Вони розташовані або в Е-площині (ССЛ, НСЛ і КПЛ), або в Н-площині (СЦЛ і НЦЛ).

Планарні неоднорідності на ССЛ і НСЛ досліджені досить докладно, проте неоднорідності на СЦЛ, НЦЛ і КПЛ вивчені поки мало. Ще менше досліджені об'ємні неоднорідності, які становлять елементну базу ОІС. Розглянуті переважно лише міжшарові з'єднання між різнотипними ЛП. До цих з'єднань належать резонансні переходи, що побудовані на магнітному зв'язку щілинного резонатора із ЛП; шлейфні переходи, що використовують вирівнювання потенціалів на провідниках ліній, які з'єднуються, і міжшарові переходи з гальванічним зв'язком. Гальванічні перемички складні в технологічному відношенні в процесі виготовлення пристроїв на ОІС. Тому вони використовуються в сучасних ОІС НВЧ вкрай рідко. Передбачається тут і

у подальшому викладі, що еквівалентом перемички (режим короткого замикання) слугує розімкнутий чвертьхвильовий відрізок ЛП. Таким чином, виключаються гальванічні з'єднання між поверхами ОІС, а вирівнювання потенціалів між провідниками, що з'єднують ЛП, здійснюється розімкнутими шлейфами.

Більш складні неоднорідності у вигляді Т-з'єднань, які є ключовими структурами для ОІС НВЧ. Нижче будуть розглянуті найбільш типові неоднорідності ОІС НВЧ.

З'єднання НСЛ. Топологічна схема з'єднання двох НСЛ (1, 2), розташованих по різні сторони шару діелектрика товщиною d , наведена на рис.5.1, *a*, де діелектрик показаний оптично прозорим; ми припустимо й надалі оптичну прозорість діелектричних шарів ОІС.



a – топологія з'єднання; *б* – хвилевідний еквівалент; *в* – еквівалентна схема; *г* – частотні характеристики з'єднання

Рисунок 5.1 – Схема з'єднання двох НСЛ

Струмонесучі провідники НСЛ стрибком переходять у напівнескінченні шари металу. Причому перекриті краї металу утворюють НЦЛ, які на чвертьхвильовій довжині від провідника НСЛ замкнені (КЗ) металевими

перемичками (на рис. 5.1, б вони показані штриховими лініями), а при напівхвильовій довжині – розімкнуті (перемички не потрібні). Відповідно до обраного методу моделювання, поблизу струмонесучих провідників вводяться ідеальні магнітні стінки, а площини струмонесучих провідників продляють електричними стінками.

Таким чином, отримуємо відому хвилеводну модель – Х-з'єднання (рис.5.1, б). У цій структурі два протилежних плеча (відповідних НЩЛ) замкнені на чвертьхвильовій довжині (Тут і далі на рисунках заштриховані сторони хвилеводу відповідають магнітним стінкам, а незаштриховані – електричним).

Для отриманої хвилевідної моделі неважко побудувати її еквівалентну схему; вона наведена на рис. 5.1, в. У ній відрізки з розподіленими параметрами описуються входними опорами, а неоднорідності малого порядку, що включають у себе властивості стрибка ширини, вигин і перетинання хвилеводів, можна в першому наближенні подати у вигляді зосереджених елементів ємнісного й індуктивного характеру. Тут і далі на рис. 5.2–5.4 еквівалентні зосереджені елементи виражаються через значення опору X або провідності Y . Знак перед ними вказує на фізичне визначення елемента; наприклад, позитивний знак перед опором відповідає зосередженій індуктивності, а негативний – ємності. Для провідності навпаки.

На рис. 5.1, г наведені розрахункова (суцільна) та експериментальна (штрихова) частотні характеристики розглянутого з'єднання.

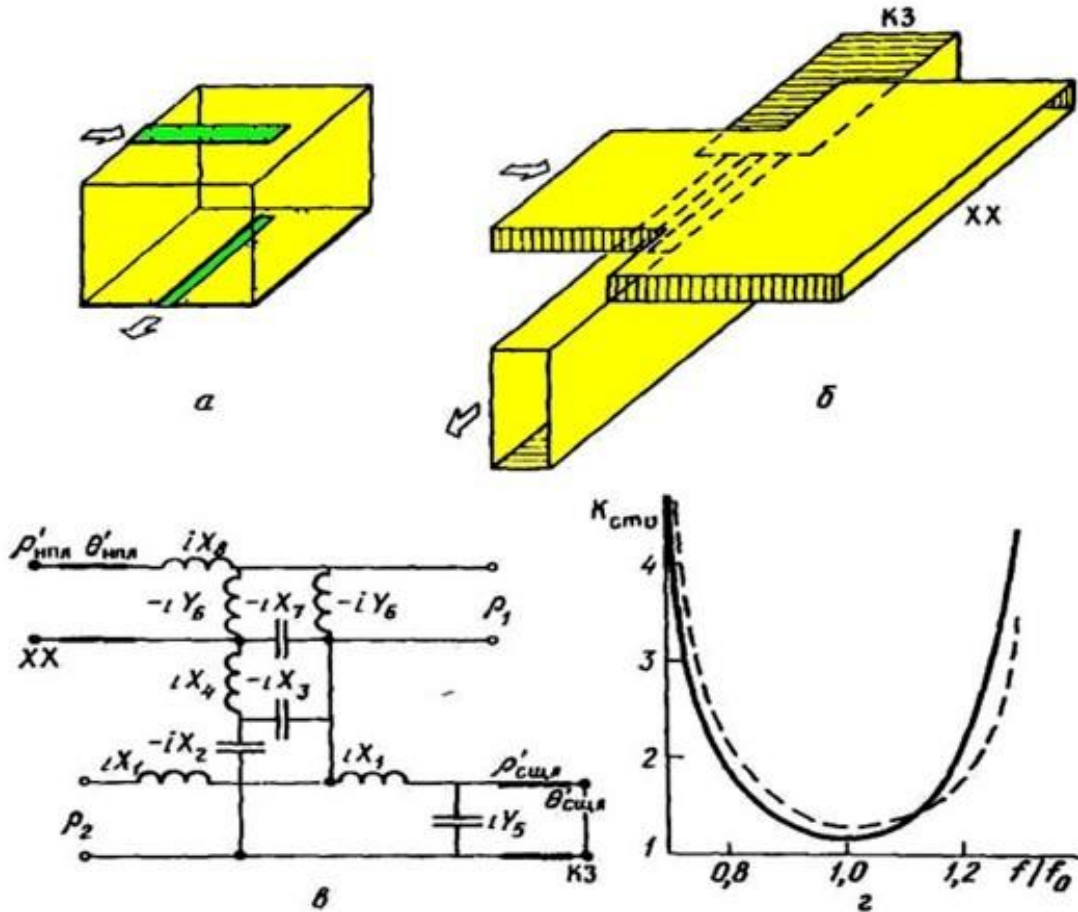
З'єднання НСЛ з СЩЛ. Струмонесучий провідник НСЛ розташований над шаром діелектрика; у шарі металу (знизу) вирізана НЩЛ (рис. 5.2, а). За областю перетинання НСЛ закінчується розімкнутим чвертьхвильовим шлейфом, а НЩЛ – замкненим чвертьхвильовим шлейфом. За ортогонального розташування НСЛ і СЩЛ дане з'єднання забезпечує максимальний зв'язок ЛП за магнітним полем.

Встановлюючи електричні й магнітні стінки поблизу струмонесучих провідників, отримуємо хвилевідну модель (рис. 5.2, б). Вона являє собою більш складне, ніж на рис. 5.1, б, Х-з'єднання хвилеводів в Е- і Н-площинах: вузька стінка одного хвилеводу має загальну основу із широкою стінкою іншого хвилеводу. За областю перетинання хвилевід, відповідний СЩЛ, на чвертьхвильовій довжині замкнений, а хвилевід, відповідний НСЛ, розімкнутий.

Аналіз хвилевідної моделі показує, що зв'язок по магнітному полю в області з'єднання повний, а зв'язок по електричному полю відсутній (індуктивний характер з'єднання). Для компенсації індуктивності необхідно ввести додаткову неоднорідність ємнісного типу. У цьому випадку в області з'єднання можна встановити ємнісну діафрагму шириною рівною ширині СЩЛ. Це підтверджується результатом порівняння теоретичних та експериментальних даних моделі й прототипу.

Еквівалентна схема, подана на рис. 5.2, в, досить добре описує хвильоводну модель.

На рис. 5.2, г наведені розрахункові (суцільна крива) й експериментальні (штрихова) частотні характеристики коефіцієнта відбиття міжшарового з'єднання 50-омних НСЛ і СЦЛ.



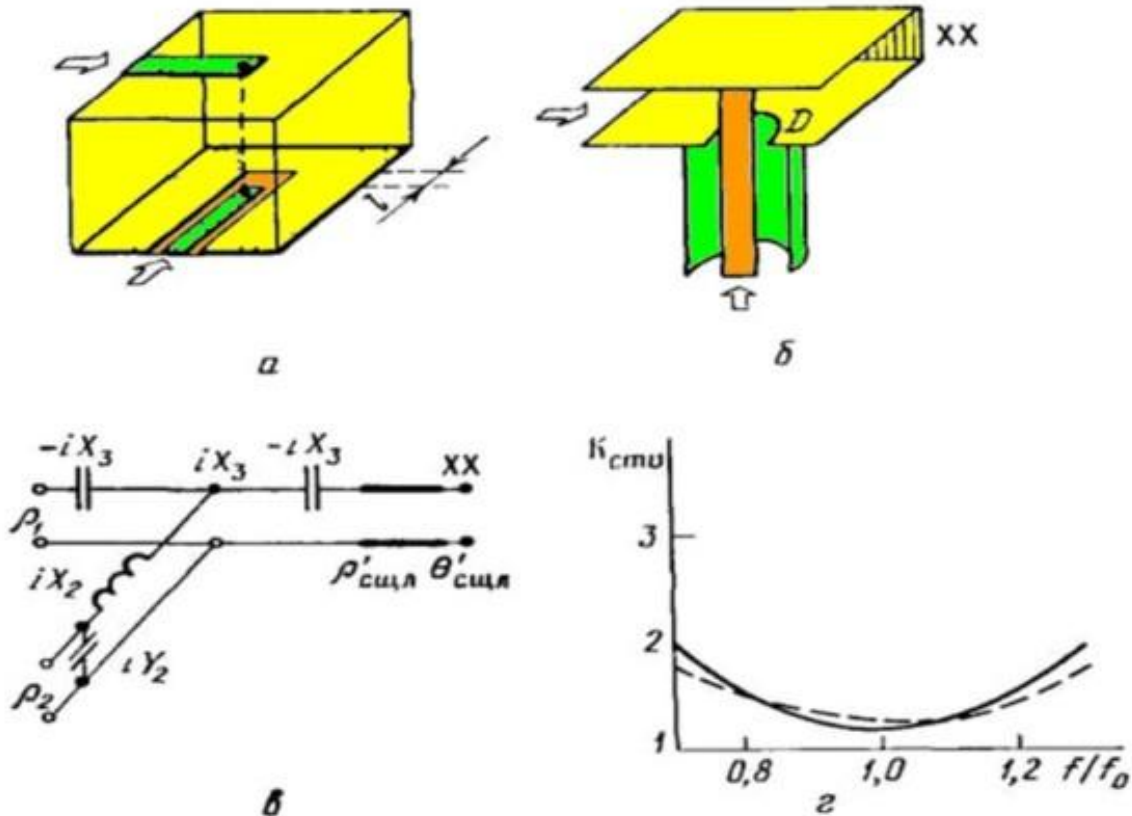
а – топологія з'єднання; б – хвильовідний еквівалент; в – еквівалентна схема; г – частотні характеристики з'єднання

Рисунок 5.2 – З'єднання НСЛ зі СЦЛ

З'єднання НСЛ із КПЛ. Ще більш складним є з'єднання НСЛ із КПЛ, розташоване ортогонально по різні сторони шару діелектрика. У найпростішому випадку, показаному на рис. 5.3, струмонесучі провідники з'єднані гальванічною перемичкою через отвір у шарі діелектрика (на рис. 5.3, а вона показана штриховою лінією). За областю перетинання КПЛ закінчується шлейфом, вирізаним у шарі металу. Даний шлейф необхідний також для підстроювання (узгодження) з'єднання; як правило, його довжина l значно менше чверті довжини хвилі.

Виходячи з використововуваного принципу моделювання, побудуємо модель коаксіально-хвильовідного з'єднання (рис. 5.3, б). При цьому КПЛ перетвориться в коаксіальний, а НСЛ – у прямокутний хвильовід. Закрита

модель переходу НСЛ ↔ КПЛ має вигляд відомого коаксіально-хвильового переходу. В області з'єднання широкої стінки хвильоводу із зовнішнім провідником коаксіального хвильоводу введена ємнісна діафрагма D для компенсації індуктивності гальванічної перемички між струмонесучими провідниками.



a – топологія з'єднання; b – хвильовий еквівалент; c – еквівалентна схема; d – частотні характеристики з'єднання

Рисунок 5.3 – З'єднання НСЛ із КПЛ

Для отриманої коаксіально-хвильової моделі можна скласти еквівалентну схему (рис. 5.3, c).

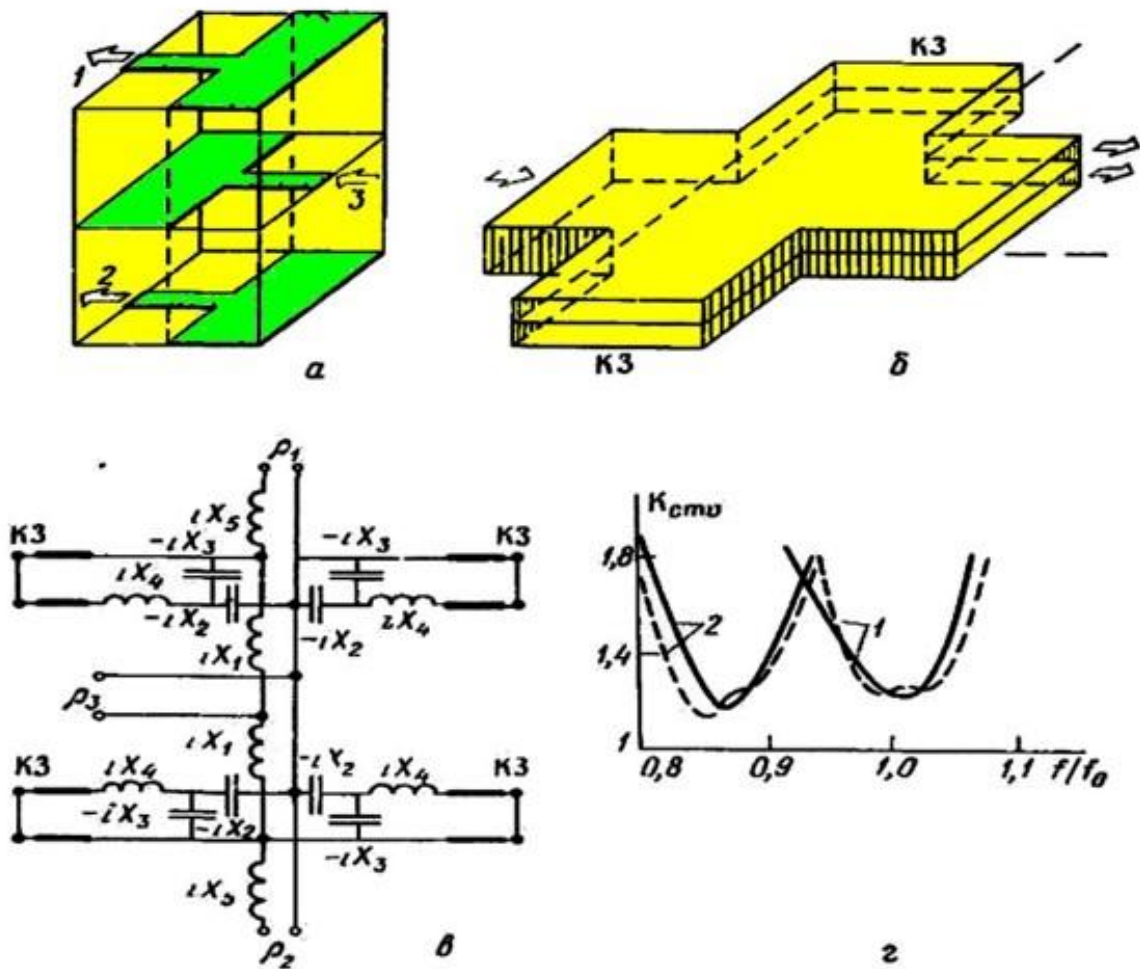
На рис. 5.3, d наведені розрахункові (суцільна крива) та експериментальні (штрихова) частотні характеристики коефіцієнта відбиття з'єднання 50-омних НСЛ і КПЛ.

Об'ємні трійники. Розподіл НВЧ-енергії у вертикальній площині ОІС здійснюється за допомогою об'ємних Т-з'єднань, вхідними й вихідними плечима яких є різнотипні ЛП. Причому всі плечі можуть бути розташовані або на одній стороні шару діелектрика, або по різні його сторони, а в загальному випадку – навіть у різних шарах діелектрика. Зв'язок між ЛП здійснюється за магнітним або за електричним полем, а іноді за допомогою металевих перемичок через шар діелектрика.

Розглянемо деякі варіанти об'ємних Т-з'єднань (об'ємні трійники).

Об'ємний трійник на ССЛ і НСЛ є до деякої міри ключовою структурою ОІС НВЧ. На рис. 5.4, *а* показаний приклад трійника, у якого вхідне плече 3 виконане в середньому шарі на ССЛ, а вихідні плечі 1,2 – у крайніх шарах на НСЛ. Струмонесучі провідники всіх ліній стрибком переходять у шари металу, що розташовані назустріч один одному. На рис.5.4,*а* показаний випадок, коли краї шарів металу, що утворюють НЩЛ, перебувають один проти одного.

В області з'єднання ребра металевих екранів створюють НЩЛ. Для заглушення поперечних хвиль Н-типу НЩЛ чвертьхвильовій довжини замкнені. Вихідні плечі НСЛ мають загальний шар металу, що виконує в ОІС функції електромагнітного екрана.



а – топологія з'єднання; *б* – хвилевідний еквівалент; *в* – еквівалентна схема; *г* – частотні характеристики з'єднання

Рисунок 5.4 – Об'ємний трійник на ССЛ і НСЛ

Введення в поперечні площини магнітних стінок (вони заштриховані на рис. 5.4, *б*) дає закриту хвилевідну модель трійника, що у найпростішому випадку є прямокутним хвилеводом, розділеним нескінченно тонкою металевою пластинною по вузькій стінці (металева пластинна паралельна широкій

стіни хвилеводу). Між вхідним хвилеводом 3 і точкою підключення металеві пластина розташовані замкнені хвилевідні відрізки, що відповідають шлейфам на НЩЛ (рис. 5.4, б). Хвилеводний трійник має симетрію щодо вихідних плечей, що значно спрощує побудову еквівалентної схеми й методику розрахунку, оскільки в цьому випадку еквівалентна схема симетричної половини трійника (рис. 5.4, в) повністю співпадає з еквівалентною схемою рис.5.1, в.

На рис. 5.4, г наведені розрахункові частотні характеристики коефіцієнта відбиття (суцільні лінії) і результати експерименту (штрихові лінії) для хвильових опорів ліній: $\rho_{НСЛ} = 2\rho_{ССЛ}$, $\rho_{СЩЛ} = \rho_{ССЛ}$ (макет дільника виконаний з матеріалу ФЛАН-10 товщиною 1 мм). З наведених результатів видно, що на частоті $f_0 = 0,5$ ГГц реактивності не впливають на частотну характеристику дільника (криві 1). Зі збільшенням центральної частоти до 12 ГГц спостерігається зсув частотної характеристики (криві 2). Це пов'язане із впливом частотозалежних реактивних параметрів неоднорідностей дільника, тому для корекції частоти необхідно в пропорційному співвідношенні змінювати довжини шлейфів на НЩЛ.

Таким чином, наближене електродинамічне моделювання об'ємного трійника в певному частотному діапазоні досить добре відповідає даним експерименту.

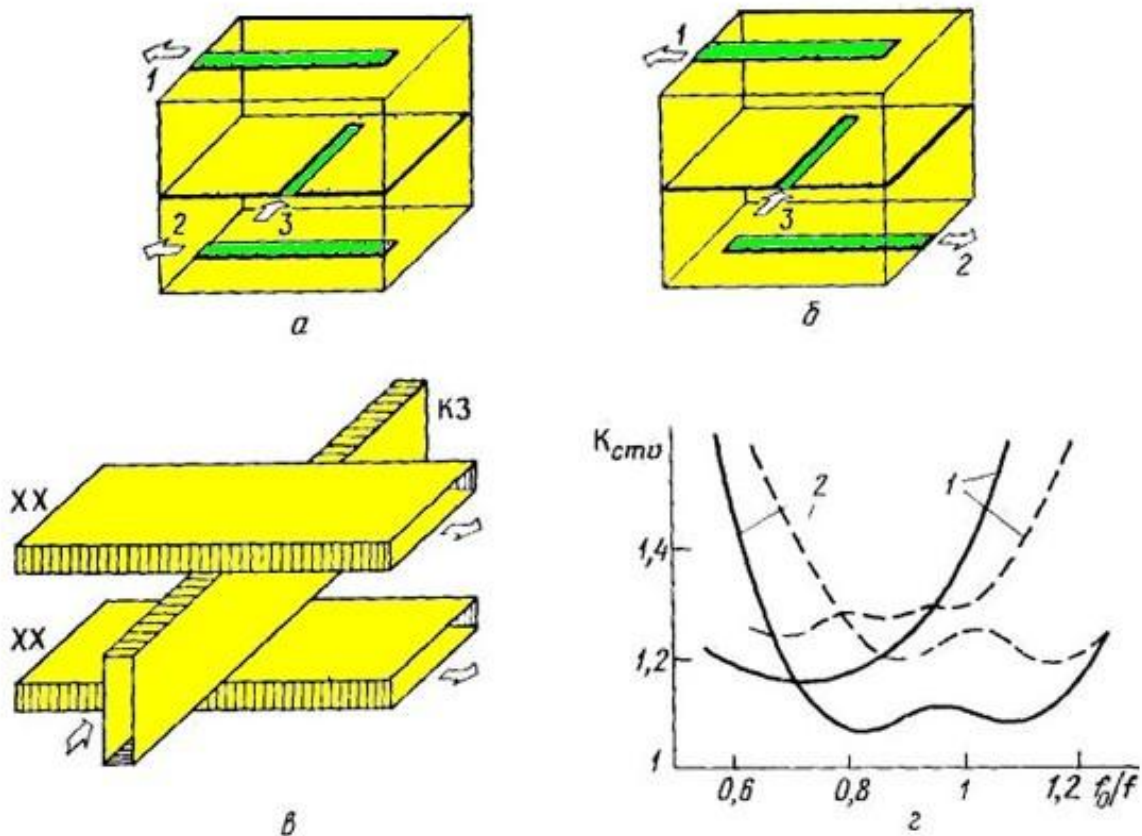
Синфазний і протифазний об'ємні трійники на СЩЛ і НСЛ. Розташуванням вихідних плечей трійника в різних шарах діелектрика по різні сторони шару металу можна розподіляти сигнали з різною фазою. Сигнали у вихідних плечах є синфазними під час розташування НСЛ симетрично відносно СЩЛ (рис. 5.5, а), і протифазними – під час розташування НСЛ назустріч один одному (рис. 5.5, б). Вхідне плече 3 на СЩЛ вирізано в шарі металу ортогонально НСЛ. Плечі трійника за областю перетинання закінчуються на НСЛ 1 і 2 розімкнутими, а на СЩЛ 3 короткозамкненими чвертьхвильовими шлейфами.

Перехід до закритої хвилевідної моделі трійника здійснюється за допомогою введення електричних і магнітних стінок (рис. 5.5, б). Хвилевідний трійник отримується на комбінованому з'єднанні хвилеводів по вузьких і широких стінках. Магнітний зв'язок між хвилеводами створюють короткозамкнений і розімкнуті хвилевідні шлейфи.

Для побудови еквівалентної схеми розіб'ємо хвилевідну структуру об'ємного трійника на чотири найпростіших вузли: трійник у Н-площині з повним зв'язком, трійник в Е-площині із щільним зв'язком, стрибки ширини та висоти хвилеводів. З них за звичайними правилами неважко скласти еквівалентну схему об'ємного трійника в цілому. З огляду на симетрію трійника відносно площини СЩЛ, його еквівалентна схема складена із двох схем, наведених на рис. 5.2, в.

На рис. 5.5, г наведені частотні характеристики (розрахунок – суцільні лінії, експеримент – штрихові) коефіцієнта відбиття вхідного плеча дільника

потужності на центральній частоті $f_0 = 12$ ГГц. Спостерігається зсув частотної характеристики, пов'язаний із впливом неоднорідностей (криві 1). Даний зсув можна скорегувати шляхом відповідного вкорочення довжин шлейфів НСЛ або СЦЛ (криві 2), тому що модуль коефіцієнта відбиття при цьому змінюється незначно. Задовільний збіг результатів вимірів з розрахунком указує на правильність вибору еквівалентних схем і реактивних параметрів неоднорідностей даних типів ділянок потужності ОІС НВЧ (принаймні в діапазоні частот порядку 10...15 ГГц).



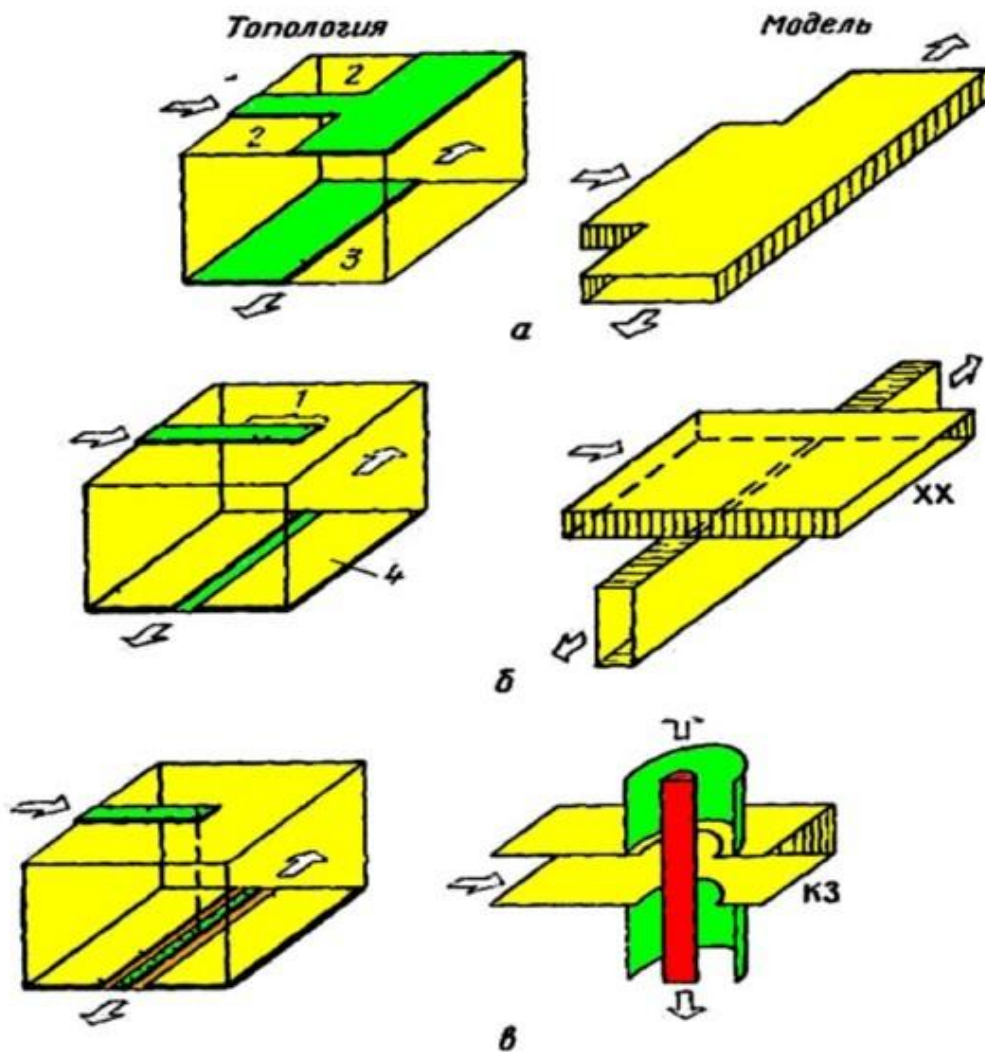
a – топологія синфазного трійника; *б* – топологія протифазного трійника;
в – хвилевідна модель; *г* – частотні характеристики з'єднання

Рисунок 5.5 – Синфазний та протифазний об'ємні трійники на СЦЛ і НСЛ

Об'ємний трійник із вхідним плечем на НСЛ. Практично всі відомі типи ЛП мають переходи на НСЛ. Це пов'язано насамперед з найбільшою поширеністю НСЛ. Тут ми коротко розглянемо основні види об'ємних Т-з'єднань, що представлені на рис. 5.6.

Струмонесучий провідник НСЛ 1 гальванічно пов'язаний з верхнім краєм екрана НЦЛ 2. Нижній край 3 розташований із протилежного боку шару діелектрика і є екраном НСЛ (рис. 5.6, *a*). Із введенням поперечних магнітних стінок стрічкове Т-з'єднання переходить у закриту модель найпростішого хвилевідного трійника (на рис. 5.6, *a* праворуч).

Т-з'єднання з переходом на СЩЛ, що розташована в металевому шарі 4, реалізується за допомогою чвертьхвильового розімкнутого шлейфа на НСЛ 1 (рис. 5.6, б). Така структура вже описувалася, на рис. 5.2, а показаний перехід до її хвилевідної моделі. У цій моделі досить замінити коротке замикання СЩЛ на узгоджений опір, щоб перейти до хвилевідної моделі рис. 5.6, б. Дещо незвичайним є **Т-з'єднання НСЛ із КПЛ** (рис. 5.6, в), оскільки в КПЛ необхідно збуджувати парну хвилю (потенціали на шарах металу рівні). Вирівнювання потенціалів досягається гальванічною перемичкою. Для переходу до закритої моделі введемо поблизу провідника НСЛ магнітні стінки, а поблизу КПЛ електричні стінки. Отримаємо, таким чином, хвилевідно-коаксіальний трійник симетричний відносно вихідних плечей. Еквівалентна схема половини трійника наведена на рис. 5.3, в, у якій необхідно вилучити ємність із провідністю Y_2 .

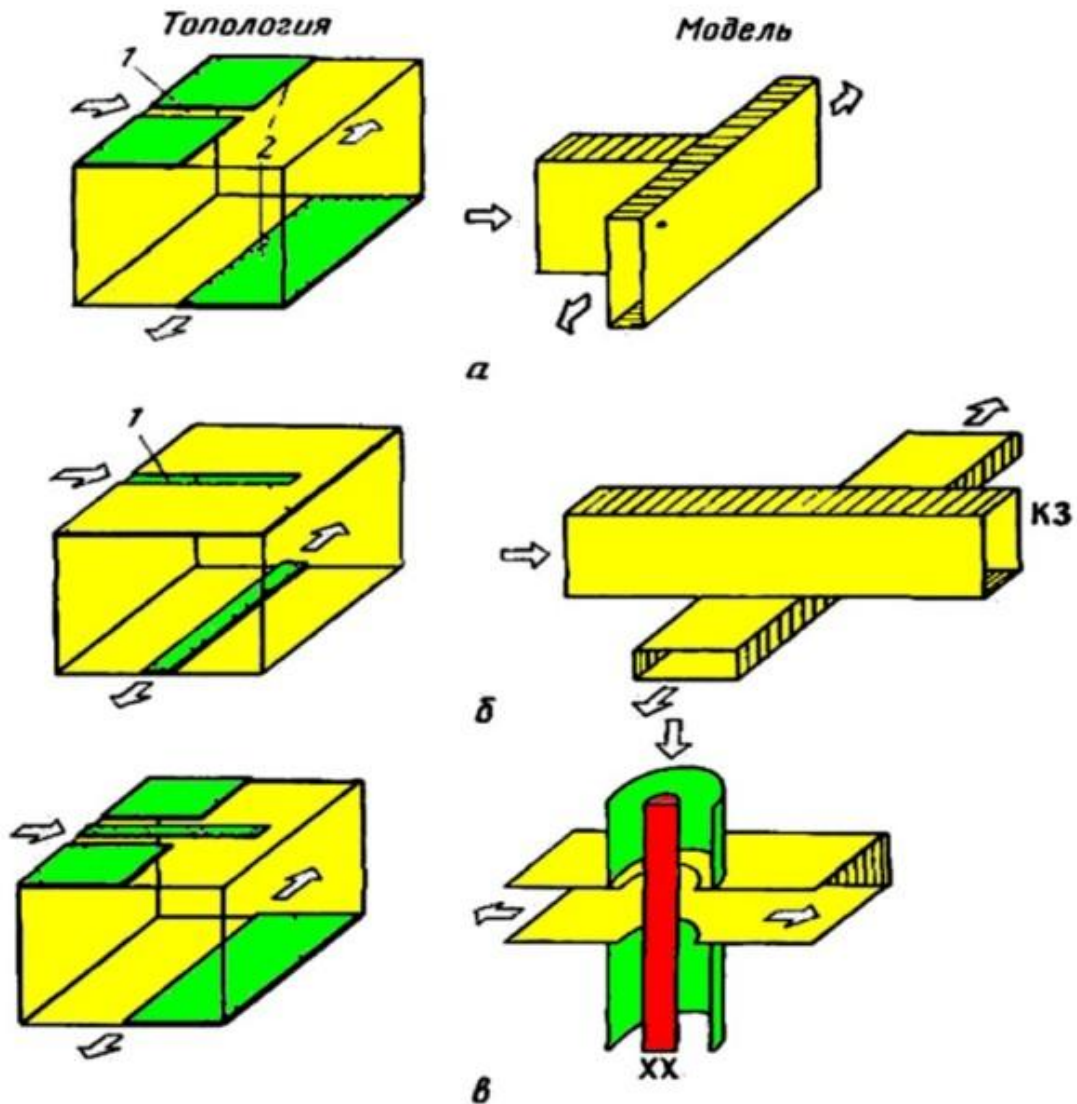


a – із вхідним плечем на НСЛ; *б* – з переходом на СЩЛ;
в – Т-з'єднання НСЛ із КПЛ

Рисунок 5.6 – Топології й хвилеводні моделі Т-з'єднань

Т-з'єднання із входним плечем на СЩЛ (1 на рис. 5.7, а). Найбільш простим є Т-з'єднання з переходом на НЩЛ (2), у якому площини магнітних стінок у моделі співпадають (рис. 5.7, а).

Перехід у Т-з'єднанні СЩЛ↔НСЛ здійснюється за допомогою чвертьхвильового короткозамкненого шлейфа СЩЛ (рис. 5.7, б). Його хвилевідна модель і еквівалентна схема аналогічні наведеним на рис. 5.2, б, в.



а – із входним плечем на СЩЛ; *б* – з'єднання СЩЛ↔НСЛ;
в – з'єднання КПЛ↔НЩЛ

Рисунок 5.7 – Топології та хвилевідні моделі з'єднань

Об'ємне Т-з'єднання КПЛ↔НЩЛ здійснюється за допомогою чвертьхвильового розімкнутого шлейфа НСЛ, який створює в області з'єднання режим короткого замикання (рис. 5.7, в). Електричні й магнітні стінки, що введені поблизу струмонесучих провідників, формують Т-з'єднання у вигляді

закритого коаксіально-хвилевідного трійника. Еквівалентна схема трійника аналогічна схемі, представлений на рис. 5.3, в.

Таким чином, аналіз об'ємних неоднорідностей показує, що для першого етапу проектування (оцінний етап проектування, де не потрібні високі точності) достатньо скористатися хвилевідними й коаксіальними моделями, придатними для подальшого визначення хвильових матриць розсіювання цього класу базових елементів ОІС НВЧ. Розглянуті моделі цікаві принаймні із двох точок зору. По-перше, вони дозволяють створити досить прозоре уявлення про фізичну сторону справи; внаслідок виходять наочні еквівалентні схеми, що допомагають проектувальникові й конструкторові прийняти обґрунтоване рішення конструктивного плану. По-друге, декомпозиційний підхід, що лежить в основі цього евристичного аналізу, підказує шляхи подальшого поліпшення електродинамічних параметрів даного базового елемента.

5.2 Гібридні схеми

Практично в кожній радіотехнічній системі використовуються мостові схеми для обробки інформаційного сигналу. У своїй основі гібридний мостовий пристрій є спрямованим відгалужувачем (СВ), що використовує принцип сполучених плечей для отримання на двох вихідних плечах взаємно розв'язаних сигналів з рівними амплітудами. Природно, що перші мініатюрні СВ були спроектовані й побудовані у вигляді планарних ІС. Серед них найбільш поширені кільцеві мости довжиною $3\lambda_B/2$, СВ з лицьовим і бічним зв'язками та інші з типовими для них недоліками – вузькою смугою частот і великими габаритами.

ОІС НВЧ в цілому вирішують основні задачі побудови гібридних функціональних вузлів НВЧ і значною мірою знімають перераховані недоліки планарних ІС. Об'ємні мостові пристрої найпростіше класифікувати за принципом роботи. Вони поділяються на два основних типи: синфазно-протифазні й квадратурні СВ. Розглянемо їх більш докладно.

Гібридні кільцеві мости. Вони виконуються на відрізку ЛП, згорнутої в кільце з периметром рівним $n\lambda_B/2$, $n = 1, 2, 3, \dots$ Схеми підключення вхідних (1, 2) і вихідних (3, 4) плечей мосту наведені на рис. 5.8. Головною функцією гібридного кільця є поділ (додавання) потужності у вихідних каналах. Характерна риса даного пристрою полягає в його спрямованих властивостях. Якщо сигнал подається в плече 1, то збуджуються вихідні плечі 3 і 4 з рівними амплітудами сигналу, а в плече 2 потужність сигналу не потрапляє, оскільки до цього плеча сигнали підходять із протилежними значеннями фаз. Така сама дія спостерігатиметься зі збудженням вхідного плеча 2. Вихідні плечі також розв'язані, оскільки сигнали після проходження ділянок кільця мають зсув фази 180° . Таким чином, гібридне кільце має властивості поділу потужності й спрямованістю.

Класичне гібридне кільце з $n = 3$ (рис. 5.8, а) досить громіздке. Його розміри можна значно зменшити за допомогою заміни відрізка довжиною $\lambda_{\text{в}}$ фазообертачем, що зсуває фазу $\Delta\varphi$ сигналу на ту саму величину, що й відрізок лінії довжиною $\lambda_{\text{в}}$, тобто $\Delta\varphi = \pi$ (рис. 5.8, б). У цьому випадку смуга робочих частот гібридного кільця визначатиметься робочою смугою фазообертача. Тому до 80-х років основна увага розробників була спрямована на створення надширокосмугових фазообертачів. Але, як це часто буває, виявилось, що найбільш простим рішенням є вилучення фазообертача й доручення його ролі спеціально сконструйованому Т-з'єднанню одного із вхідних плечей із ЛПІ кільця. Це показано на еквівалентній схемі рис. 5.8, в. Для практичної реалізації кільця цього типу необхідно використати в області підключення вхідних плечей об'ємні синфазні й протифазні Т-з'єднання, що розглянуті в п. 5.1.

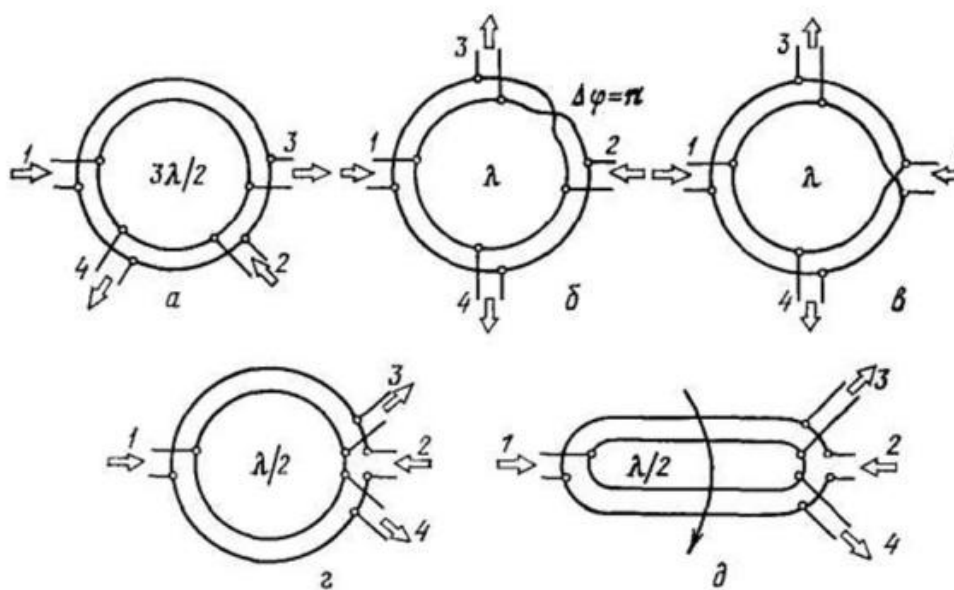


Рисунок 5.8 – Схеми підключення плечей гібридних кільцевих мостів

Симетрія гібридного кільця відносно вхідних плечей створює передумови для поділу потужності та високої спрямованості практично в октавній і більше смузі частот. Обмеження при цьому створюють паразитні типи хвиль (поверхневі або об'ємні), що виникають на неоднорідностях підключення плечей.

На рис. 5.8, г, д показані дві схеми гібридних кілець із периметром, рівним $\lambda_{\text{в}}/2$ ($n = 1$), і «магічного» Т-з'єднання, які будуть розглянуті нижче.

Реалізація об'ємної топології гібридного кільця довжиною $\lambda_{\text{в}}$ ($n = 2$) на ОІС наведена на рис. 5.9, а. Кільце із плечима 1 – 4 виконано із двох секцій 5 і 6, розташованих на зовнішніх сторонах шарів діелектриків 7 і 8, розділених загальним шаром металу 9. У цій конструкції використані два об'ємних Т-з'єднання СЩЛ↔НСЛ, які в області підключення вхідних плечей мають

чвертьхвильові шлейфи на НСЛ ($10-10''$) і на СЦЛ (11). Під протифазного збудження (плече 2) шлейфи $10''$, $10'''$ на НСЛ спрямовані назустріч один одному, а під час синфазного збудження (плече 1) шлейфи 10 і $10'$ співпадають за напрямком. Вихідні плечі 3 і 4 (виконані на НСЛ) підключені до середини кожної секції 5 і 6. Вхідні плечі можна виконати на ССЛ. Для цього достатньо використати іншого типу об'ємні неоднорідності 12, 13, а в одну із секцій включити напівхвильовий відрізок 14 (рис. 5.9, б). Особливістю конструкції є можливість суміжного розташування вихідних плечей, що дуже важливо під час побудови активних цифрових систем і комутації цифрових каналів зв'язку.

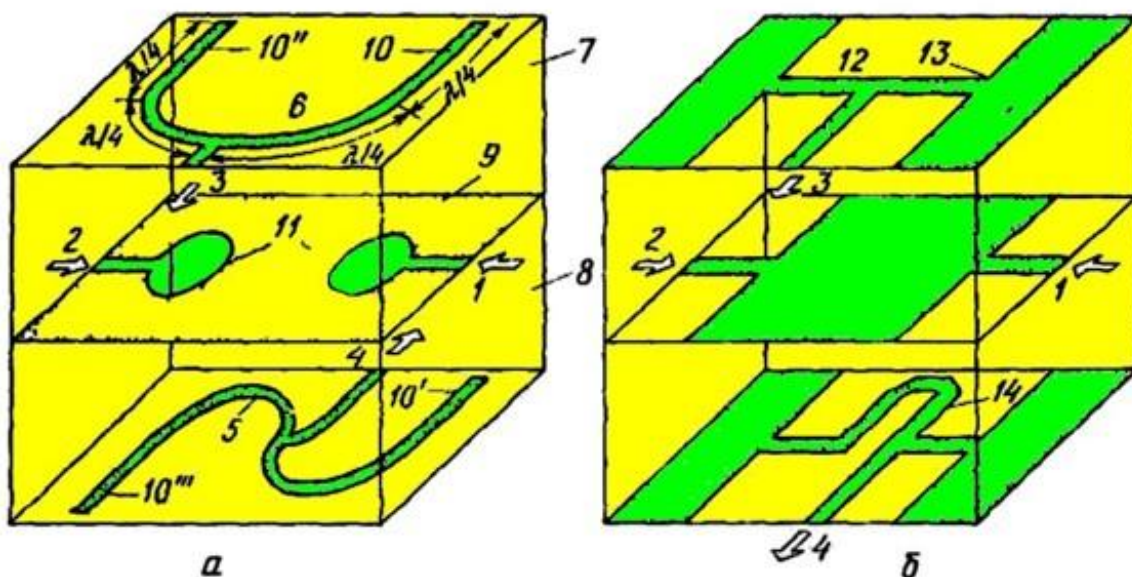


Рисунок 5.9 – Можливі реалізації топології об'ємного кільця довжиною λ_B

Об'єм гібридного кільця можна зменшити, взявши його периметр рівним $\lambda_B/2$ ($n = 1$). Еквівалентна схема кільця $\lambda_B/2$ показана на рис. 5.8, з. При цьому одне вхідне плече (1) необхідно включити послідовно, а інше (2) – паралельно. Вихідні плечі 3 і 4 включені паралельно по різні сторони від вхідного плеча 2. Принцип роботи гібридного кільця зберігається, проте розв'язка вихідних плечей буде забезпечуватиметься в більш вузькій смузі частот.

Одна з багатьох можливих об'ємних топологій напівхвильового гібридного кільця наведена на рис. 5.10, а. Кільце виконане на НЦЛ, що утворена перекриттям країв металевого диска 5 (нанесеного на верхню сторону шару діелектрика 6) і круговим отвором 7 (вирізанім у металевому шарі 8). Входи 1 і 2 розташовані по різні сторони від диска 5 і кільця 7; плечі 1, 2 виконані на НСЛ і СЦЛ відповідно. В області підключення вхідного плеча 2 на СЦЛ приєднані симетрично вихідні плечі 3, 4 гібридного кільця на НСЛ.

Дане гібридне кільце за енергетичними співвідношеннями вигідно використати у вхідних колах приймачів, оскільки близьке розташування вихідних плечей 3, 4 відносно вхідного плеча 2 виключає втрати в ході поділу

потужності, а оптимальний вибір хвильових опорів плечей 3, 4 (умова узгодження) дозволяє реалізувати мінімальне відбиття сигналу в смузі робочих частот до декількох октав.

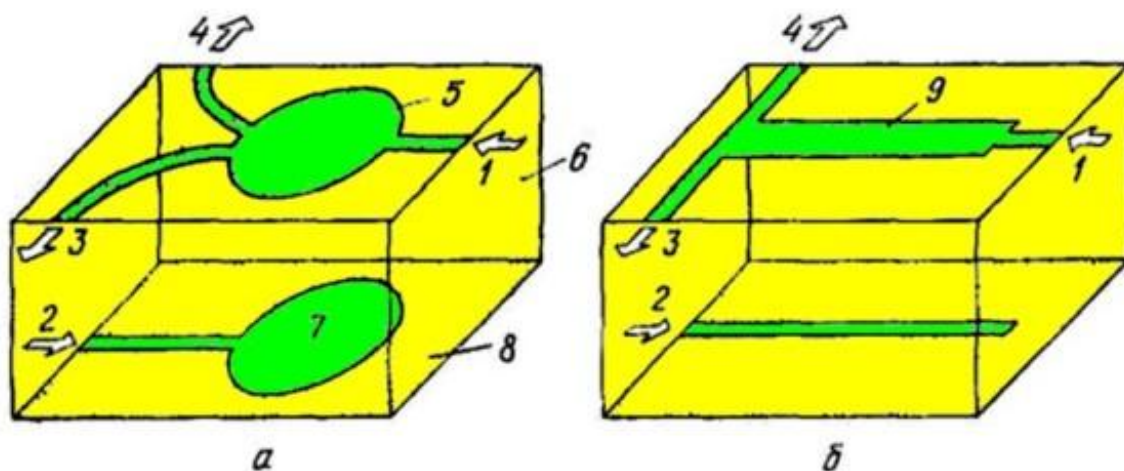


Рисунок 5.10 – Можливі реалізації топології об'ємного кільця довжиною $\lambda_B/2$

Досить цікавою є конструкція синфазно-протифазного мосту («магічне» Т-з'єднання), яка виходить шляхом зближення відрізків чвертьхвильових секцій кільця (рис. 5.10, а) до виникнення електромагнітного зв'язку між ними, як це показано на еквівалентній схемі рис. 5.8, д. При цьому габаритні параметри пристрою зменшуються порівняно з гібридним кільцем, а схемотехнічна топологія спрощується (рис. 5.10, б), оскільки прямолінійні відрізки технологічно зробити набагато простіше. Таким чином, гібридне кільце вироджується в чвертьхвильовий шлейф 9 на зв'язаних НЦЛ, але принцип роботи при цьому повністю зберігається. У зв'язаних за електромагнітним полем НЦЛ виникають парні й непарні типи коливань, які еквівалентні синфазним і протифазним хвилям у гібридному кільці. Різниця їхніх фазових швидкостей дещо зменшує розв'язки між вихідними плечима 3 і 4. Вплив їх на розв'язку вхідних плечей 1 і 2 відсутній, оскільки в цьому випадку збуджується тільки один парний тип коливань.

Розглянуті синфазно-протифазні мостові пристрої мають такі основні фізичні властивості без урахування втрат у ЛП:

- на будь-якій частоті за ідеального узгодження існує ідеальний поділ потужності;
- якщо відбита хвиля змінюється з рівною пульсацією, то коефіцієнт поділу потужності має однакову нерівномірність;
- під час виконання симетрії зберігаються частотно незалежні властивості: розв'язка між вхідними плечима наближається до нескінченності, а фазовий зсув сигналу у вихідних плечах забезпечується в 180° .

Необхідно зазначити, що використання комбінацій різних типів ЛП, розташованих на різних поверхнях ОІС, значно розширює можливості створення елементної бази ОІС НВЧ.

Шлейфні спрямовані відгалужувачі. Вони широко використовуються як складова частина у пристроях чотирьохпозиційної фазової маніпуляції для кодування й (або) декодування цифрових сигналів або в аналогових пристроях як самостійний функціональний вузол (фазообертач, дільник потужності, датчик контролю потужності тощо). Значний інтерес до цього класу БЕ пов'язаний з можливістю формування у вихідних плечах зсуву фази в 90° ; тому вони називаються квадратурними спрямованими відгалужувачами (СВ).

Основні типи еквівалентних схем квадратурних СВ наведені на рис. 5.11, *a – в*. На прикладі цих трьох схем показана послідовна їхня видозміна (перехід до шлейфів на зв'язаних ЛП) відповідно до розвитку техніки НВЧ. Перші СВ виконувалися на чвертьхвильових шлейфах, рознесених на відстань у чверть довжини хвилі (рис. 5.11, *a*). Із зростанням кількості шлейфів збільшується смуга робочих частот, але при цьому хвильовий опір крайніх шлейфів виявляється досить великим (більше 100 Ом), а середніх – малим (менше 30 Ом). Тому з кількістю шлейфів більше трьох практично не можна реалізувати у планарних ІС вузькі провідники (їхня ширина досягає одиниць мікрометрів) крайніх шлейфів.

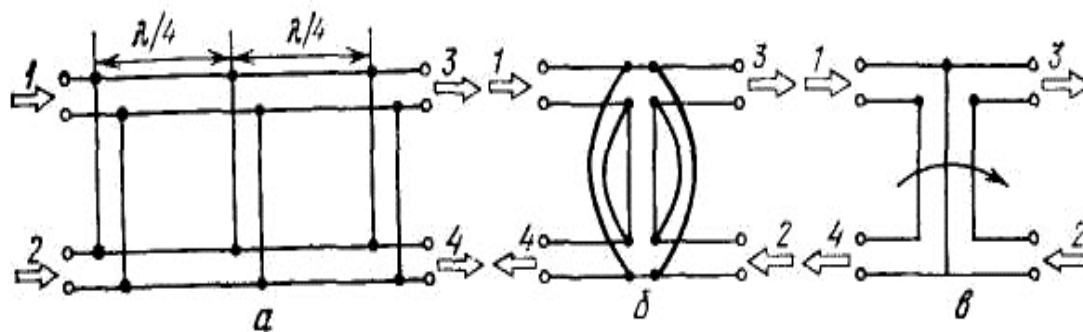


Рисунок 5.11 – Еквівалентні схеми квадратурних СВ

ОІС НВЧ дозволяють досить просто обійти ці труднощі. Так, використовуючи властивості різних типів ЛП, можна високоомні шлейфи виконати на НЦЛ. У цьому випадку високоомні шлейфи прості за їхньої технологічної реалізації на НЦЛ, а низькоомні шлейфи – на НСЛ. Топологія шлейфного СВ побудована в такий спосіб (рис. 5.12, *a*). Провідники вхідних (1, 2) і вихідних (3, 4) плечей на НСЛ стрибком переходять у шар металу 5, а шари металу 6 і 7, що розташовані на протилежній стороні діелектричного шару 8, стрибком переходять у провідники 9 і 10 чвертьхвильових відрізків НСЛ, які у свою чергу з'єднані між собою середнім шлейфом на НСЛ.

Принцип роботи СВ такий. Зі збудженням вхідного плеча 1 (або 2) сигнал потрапляє у вихідні плечі 3 і 4 зі зсувом фази на 90° . Розв'язка (спрямованість) між вихідними (вхідними) плечима досягається за рахунок різниці електричних довжин, що з'єднуються, на 180° .

В процесі вибору певних хвильових опорів чвертьхвильових шлейфів (число шлейфів кратне непарному числу) СВ реалізує унікальну властивість з'єднання перетинних ЛП із високим ступенем розв'язки. Остання обставина є досить важливою в ході комутації активних елементів, об'єднанні логічних комірок систем обробки інформації в ОІС тощо. У режимі розв'язки сигнал із плеча 1 повністю переходить у плече 4, а із плеча 2 – у плече 3, оскільки сигнал, подаваний у плече 1, синфазно ділиться між шлейфами на сигнали, що надходять у плечі 2 і 3 у протифазі.

Застосування СВ у пристроях фазової обробки сигналу вимагає сталості зсуву фази на 90° у досить широкій смузі частот (октава й більше). Для досягнення цієї мети достатньо вилучити чвертьхвильові відрізки між шлейфами. Це реалізовано на еквівалентній схемі рис. 5.11, б. Для збереження основної фізичної властивості – спрямованості – необхідно середній шлейф підключити в ЛП послідовно. Топологія відповідного СВ наведена на рис.5.12,б. Його вхідні (1, 2) і вихідні (3, 4) плечі виконані на НЦЛ, яка утворена шарами металу 5 – 7, розташованими по різні сторони шару діелектрика 8. Шари металу 6 і 7 з'єднані між собою двома шлейфами 9 і 10 на НСЛ, а в шарі металу 5 симетрично під шлейфами 9 і 10 вирізана СЦЛ 11.

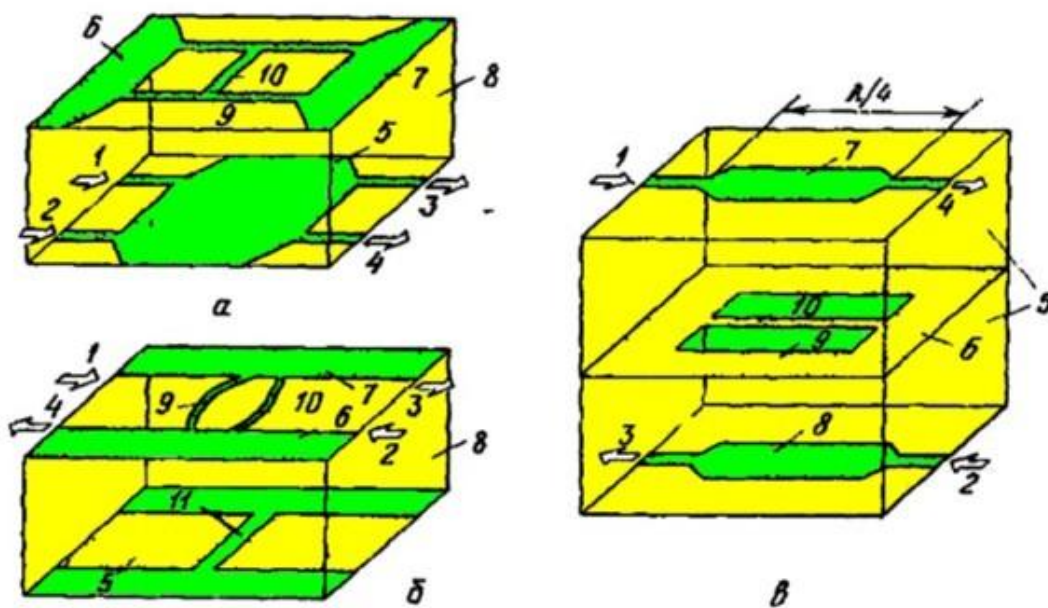


Рисунок 5.12 – Топологія об'ємних шлейфних СВ

Спрямованість, рівність поділу потужності й зсув фази сигналу на 90° зберігаються в широкій смузі частот за умови виконання рівних електричних довжин шлейфів 9, 11. Проте оскільки використовувані ЛП (НСЛ і СЦЛ) мають дисперсійні характеристики, то умова рівності довжин шлейфів 9, 11 зберігається практично до октавної смуги частот.

Інтерес розробників, як правило, значною мірою спрямований на досягнення гранично можливих мінімальних габаритів БЕ. Найбільш простий шлях полягає у зменшенні кількості шлейфів. Може здатися дещо незвичайним з конструктивної точки зору виконання шлейфів у вигляді відрізка зв'язаних ЛП, але це природно з фізичних міркувань. Дійсно, оскільки на чвертьхвильовому відрізку зв'язаних ЛП (рис. 5.12, в) виникають парні й непарні хвилі (синфазний і протифазний типи коливань), рівність їхніх фазових швидкостей дозволяє створити умови для отримання максимальної спрямованості й сталості зсуву фаз сигналів на 90° . Еквівалентна схема даного СВ подана на рис. 5.11, в.

Конструктивна реалізація СВ зі зв'язаними ЛП в об'ємному виконанні наведена на рис. 5.12, в. Вхідні (1, 2) і вихідні (3, 4) плечі на НСЛ розташовані на зовнішніх сторонах шарів діелектрика 5, розділених шаром металу 6. Чвертьхвильова область зв'язку утворена стрічковими провідниками 7 і 8, розташованими один під одним, з поперечними розмірами дещо більшими, ніж розміри провідників НСЛ. В області підключення плечей 1 – 4 стрічкові провідники 7, 8 мають скоси під кутом 45° , що дозволяє знизити коефіцієнт відбиття сигналу практично до нуля. У шарі металу 6 симетрично відносно стрічкових провідників 7 і 8 вирізана діафрагма 9 з поперечним розміром чвертьхвильової довжини. Середини протилежних сторін діафрагми в поздовжньому напрямку під стрічковими провідниками з'єднані вузьким провідником 10. Поперечний розмір вузького провідника 10 на порядок менше розміру стрічкових провідників 7 і 8. Провідники 7, 8 і 10 в області зв'язку утворюють ССЛ обмеженої ширини.

Принцип роботи СВ заснований на збудженні в ССЛ обмеженої ширини парного й непарного типу коливань. При цьому парний тип коливань має структуру поля, близьку до структури поля ССЛ, а непарний тип – НСЛ. Зі збудженням плеча 1 (або 2) сигнали з рівними амплітудами й зсувом фази на 90° розподіляються в плечі 3 і 4. Ширина діафрагми обирається з міркувань заглушення паразитних типів поверхневих і об'ємних хвиль, що виникають у поперечному напрямку поздовжньої осі СВ.

Описані об'ємні квадратурні СВ відрізняються від «традиційних» планарних конструкцій можливістю отримання більш сильного зв'язку в широкій смузі частот і відсутністю характерних додаткових вузлів, виконаних у вигляді навісних перемичок і зосереджених елементів. Це дає можливість, згідно з принципом конструкційної відповідності, широко використати даний клас пристроїв в ОІС виконанні у НВЧ модулях РЕА й систем надшвидкої обробки інформації на НВЧ.

5.3 Фільтруючі об'ємні структури

Фільтруючі пристрої є одними з найпоширеніших базових елементів РЕА. Поліпшення вибіркової властивостей фільтра досягається за допомогою

зв'язаних коливальних систем, що містять два або більше резонатори. Результуючі характеристики системи зв'язаних резонаторів залежать від їх власних резонансних частот і коефіцієнта зв'язку між ними, які мають множинний характер: вони можуть бути зв'язані за електричним або магнітним полем, зв'язок може бути комбінований (зосередженого й розподіленого характеру) тощо. У загальному випадку коефіцієнт зв'язку являє собою комплексну величину.

Змінюючи модуль і фазу коефіцієнта зв'язку й частоти використовуваних контурів, можна в широких межах змінювати вид АЧХ і ФЧХ. При цьому АЧХ і ФЧХ апроксимуються за допомогою різних класів функцій. Найпоширенішими із тих, що використовуються є функції Гаусса (1), Баттерворта (2), Чебишева (3), Золотарьова (4), Кауера (5), які наведені на рис.5.13.

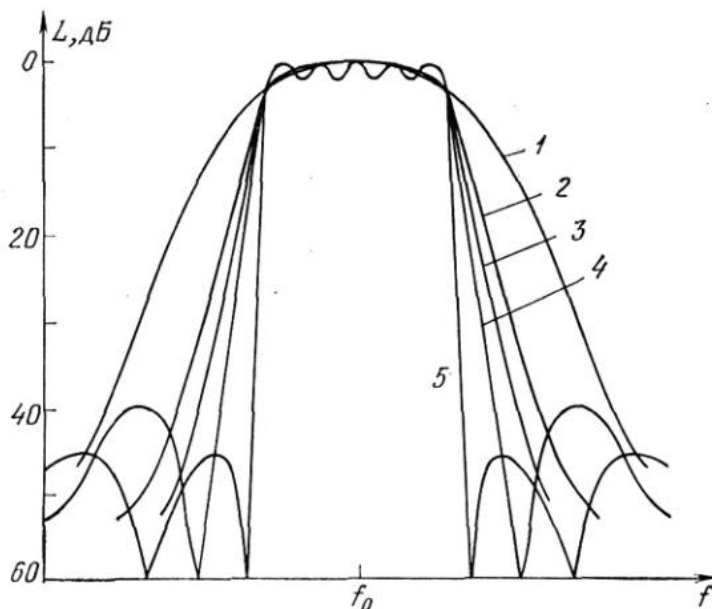


Рисунок 5.13 – Можливі АЧХ СФ

Зазвичай зв'язок здійснюється тільки між сусідніми резонаторами. Більші можливості мають фільтруючі структури, у яких використовуються крім зв'язку між середніми резонаторами додаткові зв'язки через резонатор. Найчастіше у фільтрах на планарних ІС легко реалізується зв'язок між двома сусідніми резонаторами. Більш складний зв'язок «через резонатор» здійснюється за допомогою двосторонньої топології із застосуванням в одному фільтрі декількох типів ЛП. Повний зв'язок всіх резонаторів між собою може бути досягнутий тільки в ОІС НВЧ.

Фізична модель об'ємного фільтра в найпростішому випадку (одномодові й (або) одночастотні коливання в кожному резонаторі) є тривимірною. У цілому модель являє собою електродинамічну структуру просторово зв'язаних резонаторів, при цьому можуть враховуватися крім зв'язку основних типів

коливань і зв'язки між вищими типами коливань. Дещо спрощено можна подати фізичну модель у вигляді тривимірних коефіцієнтів зв'язку (рис. 5.14, а), що описуються матрицею зв'язку, у якій діагональні елементи матриці відповідають коефіцієнтам зв'язку між сусідніми резонаторами, а недиагональні елементи описують зв'язок через резонатори.

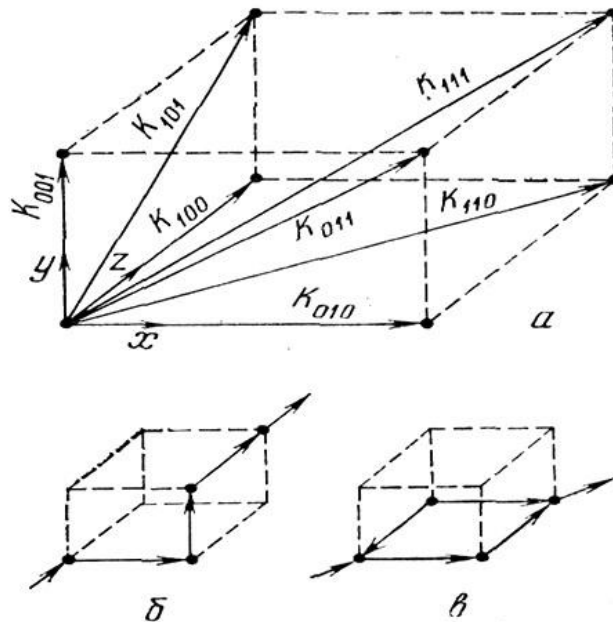


Рисунок 5.14 – Модельна структура зв'язків, можливих в ОІС

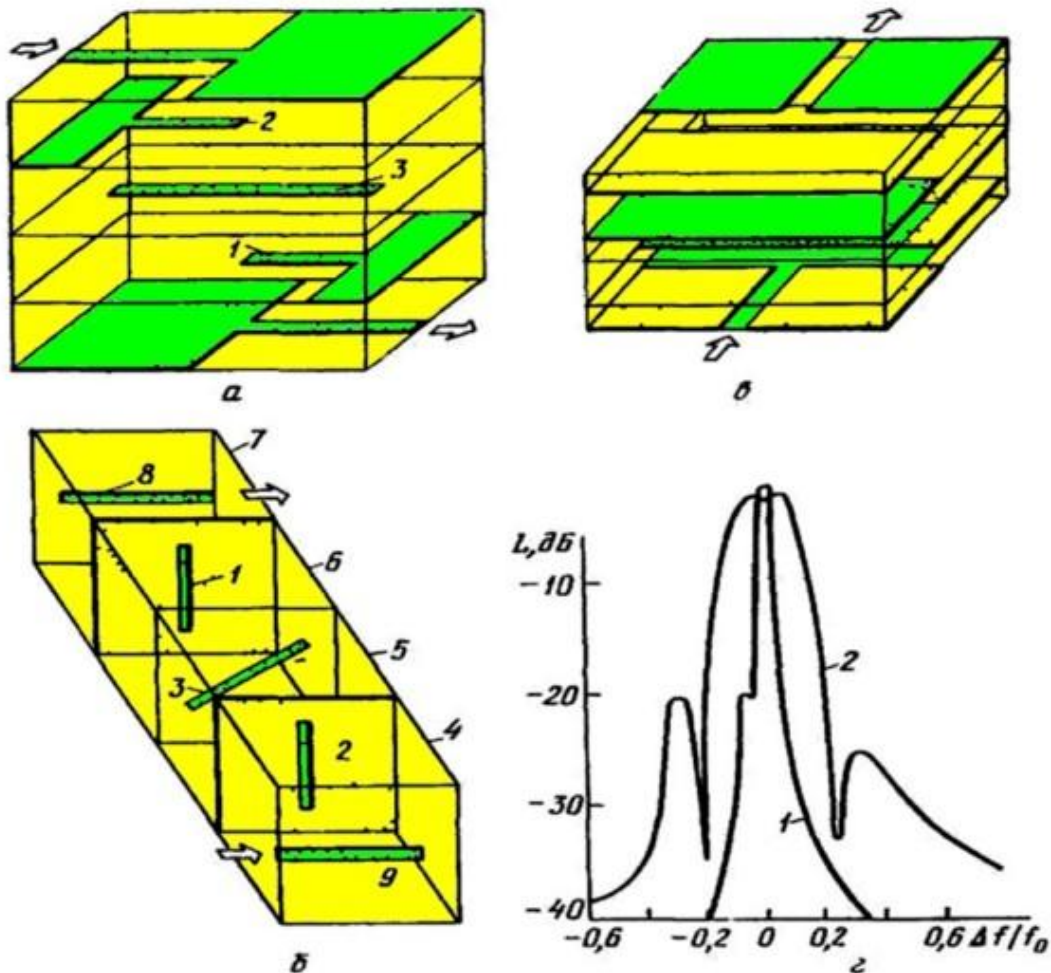
Фільтри з послідовним зв'язком реалізуються на одному типі ЛП. У цьому випадку тривимірна модель фільтра зводиться до одновимірного ланцюжка резонаторів зі зв'язками однієї фізичної природи: магнітної або електричної (рис. 5.14, б). Введення додаткового зв'язку «через резонатор» зводить фізичну модель до двовимірної структури (рис. 5.14, в). Причому додаткові зв'язки можуть бути магнітними й (або) електричними (стрілки спрямовані в одну сторону – зв'язок, наприклад, магнітний, а в протилежні сторони – магнітний та електричний). Розглянемо три конструкції смугового фільтра з одно-, дво- і тривимірними зв'язками, що виконані на ОІС.

Типові одномірні розподілені зв'язки реалізовані в об'ємному фільтрі з послідовно розташованими резонаторами на різних поверхах ОІС (рис. 5.15, а). Тут використовуються два крайніх резонатори 1 і 2 на чвертьхвильових відрізках ССЛ, які з одного кінця замкнені, а з іншого – розімкнуті. Між ними розташований напівхвильовий резонатор 3 на розімкнутому відрізку НСЛ.

Застосування двовимірних зв'язків використано в об'ємному фільтрі, зображеному на рис. 5.15, б. Фільтр являє собою набір напівхвильових резонаторів (замкнені відрізки 1 і 2 на СЩЛ і розімкнутий відрізок 3 на ССЛ), розташованих у шарах діелектрика 4 – 7. Резонатори працюють на різних типах коливань (ССЛ – квазі-Т-хвиля, СЩЛ – квазі-Н-хвиля). Зв'язок між

резонаторами здійснюється магнітним полем, його значення регулюється шляхом обертання резонаторів один відносно іншого.

Виводи енергії 8 і 9 виконані на НСЛ, які зв'язані магнітним полем із крайніми резонаторами 1 і 2. Експериментальна АЧХ розглянутого резонатора наведена на рис. 5.15, з крива 1). Видно, що з лівої сторони АЧХ у смузі загородження є полюс, який вказує на існування у фільтрі додаткового зв'язку магнітним полем через резонатор.



a – з одномірними зв'язками; *б* – із двовимірними зв'язками;
в – із тривимірними зв'язками

Рисунок 5.15 – Топології СФ із різномірними зв'язками

Об'ємний фільтр із тривимірними зв'язками показаний на рис. 5.15, *в*. Він виконаний із трьох напівхвильових резонаторів на замкнених відрізках НЩЛ. Оскільки резонатори мають розподілений зв'язок, у НЩЛ існують два типи коливань: парний і непарний. Таким чином, у фільтрі здійснюються послідовний зв'язок магнітним полем сусідніх резонаторів і додаткові зв'язки за двома поперечними координатами через резонатори. Необхідно відзначити, що різниця між фазовими швидкостями парного й непарного типів хвиль у

резонаторах дозволяє формувати багатополюсні АЧХ як у смузі пропускання, так і в смузі загородження. Це наочно підтверджується експериментальною АЧХ об'ємного фільтра, наведеної на рис. 5.15, z (крива 2). Полюса у смузі загородження, що розташовані праворуч і ліворуч АЧХ, указують на можливість апроксимації еліптичною функцією (рис. 5.13, крива 5).

5.4 Акустичні й магнітостатичні хвилі в ОІС

У недалекому минулому практично вся обробка інформації, що передавалась НВЧ-каналами, велася на низькій частоті (звуковій частоті, або відеочастоті, як її іноді називають). Тому було потрібно попереднє перетворення НВЧ-сигналу в низькочастотний. У цьому діапазоні існує, інтенсивно розвивається й удосконалюється елементна база на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) (від десятка мегагерц до одиниць гігагерц).

Нині також інтенсивно розробляються пристрої на магнітостатичних хвилях (МСХ). На МСХ можна зробити практично всі ті самі функціональні пристрої, що й на ПАХ. БЕ на МСХ функціонують на частотах від 1 ГГц і аж до частот міліметрового діапазону.

Нижче ми коротко розглянемо об'ємні пристрої на ПАХ і МСХ.

Якщо поля й джерела не залежать від часу ($\partial/\partial t \equiv 0$) і немає руху зарядів ($j = \nu\rho = 0$), то система диференціальних рівнянь Максвелла розпадається на дві незалежні системи рівнянь:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot}\vec{E} &= 0, & \operatorname{rot}\vec{H} &= 0, \\ \operatorname{div}\vec{D} &= 4\pi\rho, & \operatorname{div}\vec{B} &= 0, \\ \vec{D} &= \varepsilon\vec{E}, & \vec{B} &= \mu\vec{H}. \end{aligned}$$

Лівий стовпчик формул визначає співвідношення для електростатики, а правий – для магнітостатики.

Рівняння магнітостатики в ізотропному, намагніченому до насичення середовищі мають цікаве рішення, що називається (може бути не дуже звично) магнітостатичними хвилями (МСХ). Вони характерні тим, що їхнє хвильове число являє собою досить велике значення (приблизно $10^2 \dots 10^5$), й тому довжина хвилі буде дуже малою. Таким чином, МСХ, що мають, звичайно ж, електромагнітну природу, нагадують квазіоптичний випадок, коли довжина хвилі багато менше розмірів об'єкта дифракції. Проте резонансні елементи (фільтри, резонатори, узгоджувальні пристрої тощо.) з розподіленими параметрами мають розміри порядку λ , і використання МСХ являє унікальну можливість створення елементів з розмірами порядку одиниць або десятків мікрометрів. Дотепер вже створено ряд базових елементів РЕА (лінії затримки, фільтри тощо.) на МСХ, проте говорити про повсюдне впровадження резонансних і хвилевідних структур на МСХ ще рано. Очевидно, що величезна

перевага функціональних пристроїв на МСХ через їх малі масогабаритні параметри повною мірою виявиться, коли принаймні більшість базових елементів РЕА, що працюють на частотах понад 1 ГГц, будуть виконані за цим принципом. На шляху впровадження структур із МСХ є великі складності переважно технологічного характеру.

Поверхневі акустичні хвилі. Вони являють собою повільні акустоелектронні хвилі в п'єзоматеріалах. Фазові швидкості поширення електромагнітної хвилі й ПАХ значно відрізняються одне від одного ($\lambda_0 \approx 10^5 \lambda_{ПАХ}$ для ніобату літію й кварцу). Таке співвідношення довжин хвиль дозволяє мініатюризувати пристрої цифрової радіоелектроніки (фільтри, лінії затримки, шумозаглушувачі, активні елементи з розподіленими параметрами тощо).

На жаль, пристрої на ПАХ мають фундаментальну частотну межу, пов'язану з реалізацією надвузьких провідників і зазорів. Наприклад, на частоті 1 ГГц необхідні розміри порядку 0,3 мкм. Цю межу можна зрушити у бік більш коротких хвиль за рахунок застосування тонких п'єзоплівки з поліпшеними характеристиками. Такі плівки розробляються на базі матеріалів з окису цинку.

Немаловажливим параметром пристроїв на ПАХ є втрати, оскільки в цілому вони визначають ККД системи. У п'єзопідкладках існує напрямком, за яким енергія поширюється з мінімальними втратами.

Але вибір хвильових каналів інформаційного випромінювання за підкладкою не завжди збігається з цим напрямком, що призводить до виникнення втрат. Крім цих втрат існують приблизно вдвічі більші погонні втрати, які становлять для ніобату літію на довжині 1 см за частоти 100 МГц – 0,7 дБ, а за частоти 1 ГГц – 7 дБ.

Труднощі реалізації функціональних вузлів на ПАХ пов'язані з виконанням умови узгодження (перетворення електромагнітної хвилі в ПАХ). Для цього застосовуються періодичні структури штирових перетворювачів 1 (рис. 5.16), які формують пучок ПАХ.

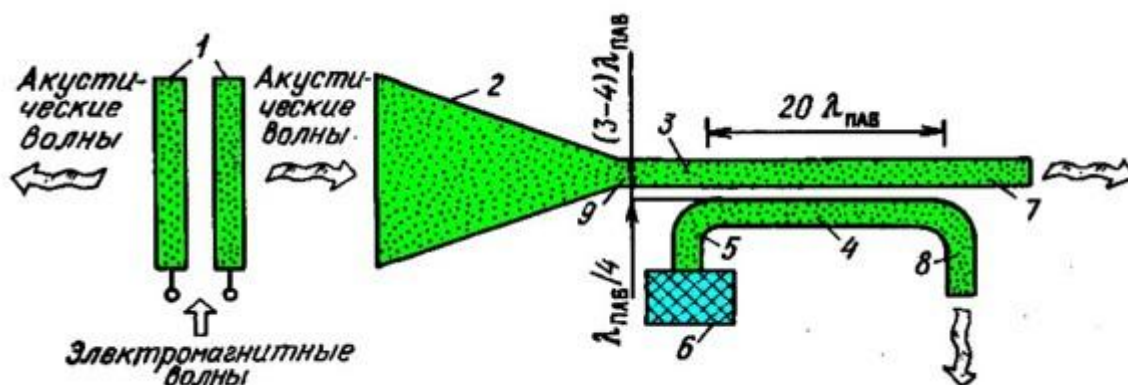


Рисунок 5.16 – Приклад топології пристрою на ПАХ

Ширина штирів і зазор між ними становлять величину порядку чверті довжини хвилі, а висота штирів досягає $(50...100)\lambda_{ПАХ}$. Щоб пучок ПАХ не розсипався під час транспортування на великі відстані, використовуються

пристрої, що передають (каналізують) акустичну енергію (акустичні хвилеводи). Найпростіший акустичний хвилевід реалізується шляхом введення поздовжньої неоднорідності на поверхні п'єзопідкладки. Практично хвилевід створюється нанесенням тонких плівок з алюмінію, золота або діелектрика на підкладку, наприклад, з ніобата літію. Елемент збудження акустичного хвилеводу виконується часто у вигляді сектора 2, максимальна ширина якого дорівнює висоті апертури випромінювача 1 (штировий перетворювач). Збуджуючий сектор 2 розташований у ближній зоні випромінювача ПАХ. Сектор 2 переходить у вузьку плівку 3 (ширина $(3...4) \lambda_{\text{ПАХ}}$). Наявність можливості каналізації ПАХ значно спрощує реалізацію функціональних вузлів.

Як приклад розглянемо пристрій і принцип дії квадратурного СВ (рис.5.16), що є одним з БЕ на ПАХ. Дві вузькі плівки 3 і 4 розташовані паралельно одна одній на відстані чверті довжини акустичної хвилі, створюючи ділянку зв'язаних ліній передачі довжиною $20\lambda_{\text{ПАХ}}$. Розв'язане щодо входу 9 плече 5 навантажене на акустичне навантаження 6, виконане з матеріалу, який добре поглинає механічні коливання (наприклад, гуми). У вихідні плечі 7 і 8 СВ надходять сигнали рівної амплітуди з зсувом фази на 90° .

Повернемося до більш складного питання – збудження штирового перетворювача ПАХ електромагнітною хвилею (рис. 5.16). Мінімальні втрати перетворювач має зі збудженням НВЧ-сигналів на сусідніх штирях зі зсувом фази $\Delta\varphi = 180^\circ$. Крім цього, вхідний опір перетворювача, як правило, відрізняється від хвильового опору лінії передачі, що вимагає введення узгоджувальних елементів. Із практики розробки узгоджувальних пристроїв відомо, що використання трансформаторів на відрізках НСЛ неефективно через їх нерівномірну частотну залежність.

Для виконання умови узгодження більш доцільно використати пристрої балансового типу на ОІС. Найпростіша топологія пристрою балансового узгодження (ПБУ) наведена на рис. 5.17, а. У ньому використовується 3-децибельне «магічне» Т-з'єднання 1. Це виправдано з таких причин: воно має широку смугу робочих частот, зсувом фази сигналів на 180° у вихідних плечах 2 і 3, що є необхідною умовою збудження штирового перетворювача 4, і високим рівнем розв'язки між штирями перетворювача по електромагнітному полю.

Принцип роботи ПБУ наступний. Сигнал, що подається в плече 5 (на СЦЛ) протифазно ділиться між плечима 2 і 3, які гальванічно з'єднані із зустрічно спрямованими штирями перетворювача 4. У випадку розбалансу схеми (порушення симетрії за технологічного виготовлення, складання або з інших причин) відбитий сигнал поглинається в узгодженому навантаженні 6 R_6 . Складання ПБУ із перетворювачем ПАХ технологічно проста, оскільки товщина п'єзопідкладки порівнянна з товщиною струмонесучих провідників НСЛ. Як показано на рис. 5.17, а, п'єзопідкладка (вона відзначена подвійною штриховою лінією) розміщується між розімкнутими кінцями вихідних плечей 2

і 3 ПБУ, які гальванічно з'єднані з основами зустрічно спрямованими штирями перетворювача 4. Перевагою об'ємного ПБУ є більша смуга робочих частот порівняно із планарними ІС. До недоліків можна віднести двоспрямоване випромінювання перетворювача ПАХ, що виникає через симетрію розташування періодичної структури штирів.

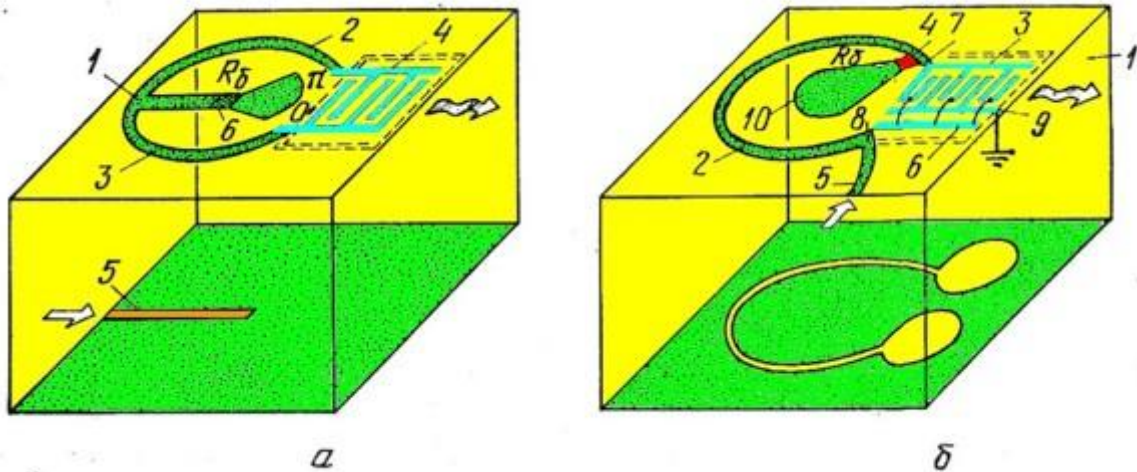


Рисунок 5.17 – Топологія пристрою балансового узгодження

Від цього недоліку можна позбутися, якщо застосувати 3-штировий перетворювач із такими видами збудження: «земля», $\pi/2$, 0 (рис. 5.17, б). Принцип роботи односпрямованого перетворювача аналогічний телевізійній антені біжучої хвилі з такою структурою: директор, вібратор, резонатор, – у якій здійснюється перевідбиття сигналу.

Односпрямований перетворювач ПАХ також легко включається в ПБУ. Для цього достатньо використати квадратурний шлейфний СВ, розглянутий у п.5.2. На рис. 5.17, б подана об'ємна топологія ПБУ. На верхній стороні підкладки 1 виконаний відрізок 2 НСЛ чвертьхвильової довжини згорнутий у розімкнуте кільце. По різні сторони одного кінця розімкнутої НСЛ включені контактна шина 3, штирові перетворювачі з фазою $\pi/2$ і балансовий опір 4 R_6 , а до іншого кінця підключена вхідна НСЛ 5 і контактна шина 6 з нульовим зсувом фази сигналу. П'єзопідкладка розташована між розімкнутими кінцями НСЛ, які утворюють контактні площадки 7 і 8. Під час складання ПБУ контактні площадки й шини зі фази 0 і $\pi/2$ гальванічно з'єднані поверхневим паянням, «земляна» шина 9 перетворювача з'єднана із шаром металу, а балансовий опір R_6 підключений через розімкнутий шлейф 10 чвертьхвильової довжини.

Аналіз пристроїв на ПАХ показав, що достатньо добре узгодження акустичних хвиль із електромагнітними досягається об'ємними ПБУ, що підтверджується електромагнітною природою ПАХ.

Магнітостатичні хвилі. Як було зазначено вище, ПАХ практично досягли фундаментальних меж у частотному діапазоні. Цю межу можна значно змістити у бік міліметрових хвиль, якщо перейти від повільних

акустоелектронних хвиль до повільних хвиль магнітної природи – магнітостатичних хвиль (МСХ) (іноді їх називають спіновими хвилями). Для цього використовується епітаксіально вирощений шар залізо-ітрієвого граната (ЗІГ) на підкладці з галій-гадолінієвого граната (ГГГ). Залежно від напрямку прикладеного постійного зовнішнього магнітного поля, в шарі ЗІГ будуть виникатимуть різного типу повільні хвилі (об'ємні й поверхневі). Швидкість поширення хвилі залежить від зовнішнього магнітного поля, що дає можливість змінювати «електрично» властивості БЕ й керувати в такий спосіб характеристиками системи.

Нині МСХ широко використовуються у пристроях обробки сигналу в діапазоні частот від 1 до 20 ГГц з шириною смуги від 0,5 до 1 ГГц. Особливо очевидна перспективність застосування МСХ у цифрових системах. Наприклад, з їхньою допомогою реалізовані пристрої пам'яті з петлею накопичення сигналу, до якої входять лінія затримки й шумозаглушувач на МСХ. Час затримки сигналу регулюється зміною постійного магнітного поля.

Каналізація МСХ здійснюється або за всією шириною півки, або по обмеженою (у поперечному напрямку) ділянкою півки – хвилеводу МСХ. Найпростішою моделлю хвилеводу МСХ є так званий екранований хвилевід МСХ, що виконаний з магніто-діелектричного матеріалу з обмеженим поперечним перерізом, розташованим між плоско-паралельними шарами металу.

Одним з найбільш важливих елементів пристроїв на МСХ є пристрій збудження – по суті, перетворювач електромагнітної хвилі в МСХ. У літературі описано досить багато типів перетворювачів, але найбільш ефективним серед них, очевидно, є перетворювач на зустрічно розташованих штирях. Причому для найбільш оптимального узгодження зсув фази вхідного сигналу між сусідніми штирями має становити 180° , що вказує на аналогію з перетворювачами ПАХ. Тому можна скористатися ПБУ об'ємного типу, що наведений, на рис. 5.17, а.

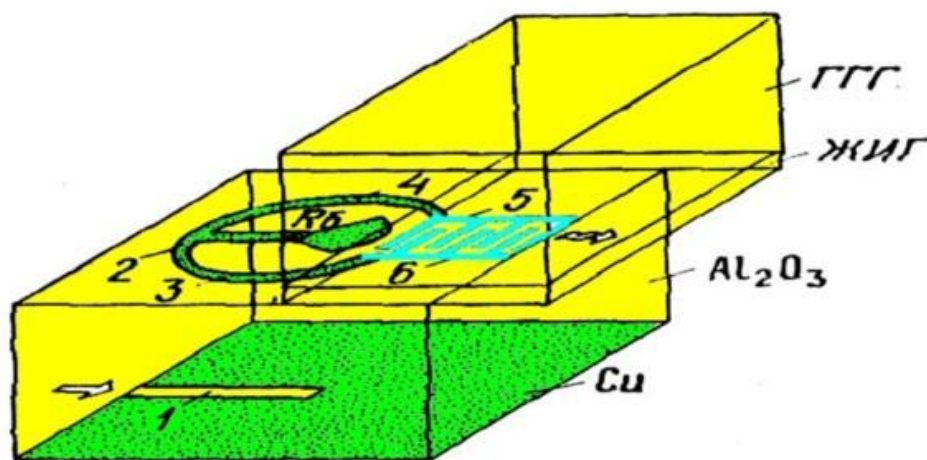


Рисунок 5.18 – ПБУ із перетворювачем МСХ

ПБУ електромагнітної хвилі, що поширюється в СЩЛ 1, з перетворювачем МСХ показаний на рис. 5.18. «Магічне» Т-з'єднання 2 виконано на діелектричній підкладці з Al_2O_3 . Його вихідні плечі 3 і 4 з'єднані з основами 5 і 6 зустрічно спрямованих штирів перетворювача. Зверху на штирях розташована підкладка із ГГГ із нанесеною плівкою з ЗІГ. Сигнал, що подається в СЩЛ, у протифазі збуджує штировий перетворювач, який у свою чергу випромінює МСХ. Магнітна система в даному пристрої виконується у вигляді шарів з феромагнітного матеріалу (наприклад, самарію-кобальту), розташованих на зовнішніх сторонах об'ємної структури.

Як видно з розглянутого приклада, а кількість їх можна було збільшити, пристрої на МСХ являють широкий клас структур, які потрапляють під «юрисдикцію» ОІС НВЧ. Використання багат шарових плівок із ЗІГ дозволить істотно розширити функціональні можливості ОІС НВЧ і підвищити універсальність їхнього застосування.

5.5 Невзаємні об'ємні елементи

Широке застосування в системах обробки інформації знаходять не взаємні елементи (циркулятори, вентилі, перемикачі, навантаження тощо), які займають важливе місце в елементній базі ОІС НВЧ. На початку розділу розглядався СВ, що добре передає НВЧ-енергію в прямому напрямку й забезпечує при цьому розв'язку у зворотному напрямку. Аналогічні властивості має також циркулятор, який є не взаємним пристроєм, що забезпечує однобічне проходження НВЧ-сигналу. Це досягається за допомогою кільцевого або дискового резонатора з феритовим заповненням, сильно навантаженого на вхідне й вихідні плечі. Із введенням у поперечному напрямку відносно площини резонатора зовнішнього однорідного магнітного поля виникне анізотропія магнітної проникності феритового шару, тобто фазові швидкості поширення хвилі в різних напрямках відрізняться. Підбираючи в такий спосіб місце включення плечей і значення магнітного поля, можна домогтися максимального проходження сигналу із входу на вихід. Відбита ж хвиля з виходу циркулятора поширюватиметься в іншому напрямку, створюючи тим самим розв'язку між виходом і входом. Ця функціональна властивість дозволяє використати не взаємні циркулятори у вхідних колах приймально-передавальних пристроїв, а також у підсилювачах і генераторах відбивного типу. Циркулятор може виконувати багато різних функцій залежно від виду його підключення в схему. Зі зміною напрямку поля підмагнічування циркулятор може виконувати роль перемикача. В ОІС НВЧ циркулятори здійснюють додаткову функцію – односпрямовану передачу НВЧ-енергії на різні поверхні шарів діелектрика (передача НВЧ-сигналу у вертикальній площині). Цією властивістю планарні циркулятори не володіють.

В останні роки були запропоновані й розроблені циркулятори з реалізацією плечей на НСЛ і СЩЛ. Якщо звернутися до напівхвильового гібридного кільця (підрозділ 5.2, рис. 5.10, *a*), вхідне плече 1 якого виконано на СЩЛ, а вихідні плечі – на НСЛ, то побачимо, що характеристики гібридного кільця не зміняться із рознесенням вихідних плечей на НСЛ по різні сторони СЩЛ. Ця властивість підказує ідею реалізації об'ємного циркулятора (рис.5.19,*a*).

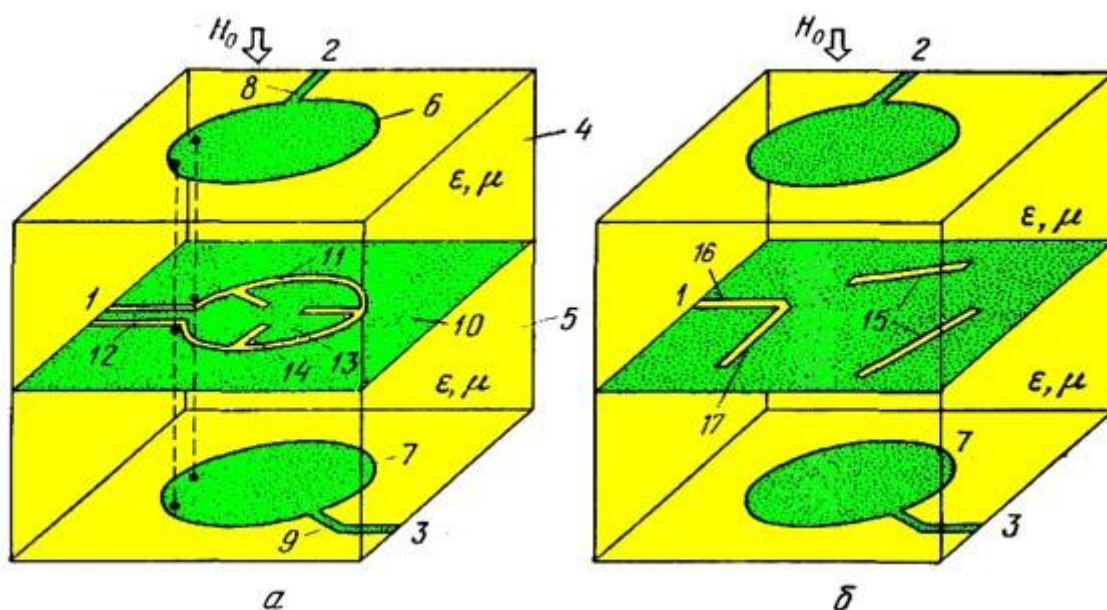


Рисунок 5.19 – Топологія об'ємного циркулятора

Для цього плечі циркулятора 1 – 3 рознесені під кутами 120° у магніто-діелектричних шарах 4 і 5, на зовнішніх сторонах яких симетрично розташовані два металевих диски 6 і 7. До кожного з дисків 6, 7 підключено по одному вихідному плечу, виконаному на НСЛ, 8 і 9. Магніто-діелектричні шари 4 і 5 розділені шаром металу 10, у якому вирізана СЩЛ 11 згорнута в кільце. Зовнішній діаметр кільця 11 дорівнює діаметру металевих дисків 6 і 7. Вузкий провідник вхідного плеча 1 (виконаного на КПЛ 12) гальванічно з'єднаний із внутрішнім диском 13 кільця, а два широкі провідники – з металевими дисками 6 і 7. У внутрішньому диску 13 кільця прорізані щілини 14. Зовнішнє постійне магнітне поле H_0 спрямоване перпендикулярно площині дисків 6, 7 циркулятора й надає феромагнітним шарам 4, 5 анізотропні властивості.

Принцип роботи об'ємного циркулятора аналогічний принципу дії планарного циркулятора. Відмінністю є збудження дискового резонатора за допомогою КПЛ. Щілини 14, що вирізані в диску 13 кільця, використовуються в довгохвильовій частині НВЧ діапазону, оскільки вони дозволяють зменшити довжину периметра диска. У циркуляторах міліметрового діапазону необхідність виконання щілин відпадає.

Великий набір розглянутих об'ємних неоднорідностей і Т-з'єднань дозволяє проектувати об'ємні циркулятори для різних призначень. Наприклад,

за необхідності реалізації плеча в середньому перетині циркулятора на СЩЛ досить виконати об'ємні елементи зв'язку в плечах НСЛ на напівхвильових замкнених відрізках 15 СЩЛ (рис. 5.19, б), а плече КПЛ замінити на СЩЛ (16), що переходить також у відрізок зв'язку СЩЛ (17) чвертьхвильової довжини. У цьому циркуляторі повністю відсутні гальванічні з'єднання через феромагнітні шари, що є відмінною рисою ОІС.

Магнітна система об'ємних циркуляторів виконана у вигляді шарів з магнітного матеріалу (наприклад, самарій-кобальт), які становлять зовнішні поверхи ОІС НВЧ.

Каскадне підключення циркуляторів через шари діелектрика із підключенням в одне плече кожного циркулятора узгодженого навантаження дозволяє реалізувати вентиль із високим ступенем розв'язки.

За необхідності розподілу потужності по поверхях ОІС (об'ємний дільник потужності) достатньо між каскадами циркуляторів, набраних у вертикальній площині, включити відрізки ЛП, що утворять об'ємний зв'язок за електромагнітним полем і з'єднують сусідні циркулятори з виходу на вхід. Для розв'язки вихідних плечей по відбитому сигналі, що поширюється у зворотному напрямку, у плече, розташоване між ними, включаються узгоджені навантаження.

Можливість перерозподілу НВЧ-енергії в різні поверхи ОІС розширює застосування об'ємних циркуляторів і вводить їх у сімейство базових елементів ОІС НВЧ.

5. 6 Контрольні запитання і завдання

1. Які переваги може мати об'ємний принцип побудови ІС НВЧ?
2. Які види площинних (планарних) ліній НВЧ використовуються в ОІС НВЧ?
3. Які властивості чвертьхвильового відрізка ЛП широко застосовуються в ОІС НВЧ?
4. Навести топологічну схему з'єднання двох НСЛ та описати її функціонування.
5. Навести топологічну схему з'єднання НСЛ і СЩЛ та описати її функціонування.
6. Навести топологічну схему з'єднання НСЛ із КПЛ та описати її функціонування.
7. Навести топологічну схему об'ємного трійника на ССЛ і НСЛ та описати її функціонування.
8. Описати принцип дії синфазного й протифазного об'ємних трійників на СЩЛ і НСЛ.
9. Навести й описати топологію Т-з'єднань: із вхідним плечем на НСЛ, з переходом на СЩЛ, Т-з'єднання НСЛ із КПЛ.

10. Навести й описати топологію Т-з'єднань: із вхідним плечем на СЩЛ, з'єднання СЩД↔НСЛ, з'єднання КПЛ↔НЩЛ.
11. Описати принцип дії гібридних кільцевих мостів.
12. Навести топології та описати можливі реалізації об'ємних гібридних кільцевих мостів.
13. Описати принцип дії шлейфних спрямованих відгалужувачів (СВ) і навести топології об'ємних шлейфних СВ.
14. Навести й описати модельну структуру зв'язків, можливих в ОІС.
15. Навести топології й описати принцип дії стрічкових фільтрів на основі об'ємних структур.
16. Що таке поверхневі акустичні хвилі?
17. Опишіть можливості застосування акустичних хвиль в ОІС.
18. Що таке магнітостатичні хвилі?
19. Опишіть принципи реалізації невзаємних об'ємних пристроїв.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Микроэлектронные устройства СВЧ. / Под ред. Г.И. Веселова – М. : Высш. шк., 1988. – 280 с.
2. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М. : Сов. радио, 1976. – 217 с.
3. Микроэлектронные СВЧ-устройства. / Филатов Н.И., Бакрунов А.О., Панасенко П.В. (Микроэлектроника в 9 кн. Под ред. Л.А. Коледова). Кн.7. – М.: Высш. шк., 1987. – 97 с.
4. Конструкторско-технологические основы проектирования полосковых микросхем. Под ред. И.П. Бушминского. – М. : Радио и связь, 1987. – 272 с.
5. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 112 с.
6. Бушминский И.П., Морозов Г.В. Конструирование и технология пленочных СВЧ микросхем. – М. : Сов. радио, 1974. – 144 с.
7. Проектирование интегральных устройств СВЧ. Справочник. / Ефремов Ю.Г. и др. – К. : Техника, 1990. – 159 с.
8. Краснов В.Г., Петраускас Г.Б., Чернозубов Ю.С. Толстопленочная технология в СВЧ микроэлектронике. – М. : Радио и связь, 1985. – 168с.
9. Конструкции СВЧ устройств и экранов. Под ред. А.М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1983. – 400 с.
10. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. Под ред. В.И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328 с.
11. Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М. : Радио и связь, 1985. – 192с.
12. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях – М. : Сов. радио, 1972. – 232 с.
13. Сакало С.М. Мікроелектронні пристрої надвисоких частот: Навч. посібник. – Харків: ХНУРЕ, 2001. – 120 с.
14. Полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы и технология их производства: Учебник / Ю.Е. Гордиенко, А.Н. Гуржий, А.В. Бородин, С.С. Бурдукова. – Харьков: «Компания СМІТ», 2004. – 620 с.
15. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
16. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / В.В. Никольский, В.П. Орлов, В.Г. Феоктистов и др.; Под ред. В.В. Никольского. – М. : Радио и связь. 1982. – 272 с.
17. Климачев И.И., Иовдальский В. СВЧ ГИС. Конструирование и технологии. – М.: Техносфера, 2006. – 352 с.
18. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ: учебн. пособие / Днепропетровский национальный университет им. Олеса Гончара; О.О. Дробахин, С.В. Плаксин, В.Д. Рябчий, Д.Ю. Салтыков. – Севастополь: Вебер, 2013. – 320 с.

ЗМІСТ

| | |
|---|-----|
| ВСТУП | 4 |
| 1 ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ | 8 |
| 1.1 Основні типи ліній передачі НВЧ | 8 |
| 1.2 Симетрична стрічкова лінія | 14 |
| 1.3 Мікрострічкова лінія | 16 |
| 1.4 Щілинна лінія | 21 |
| 1.5 Копланарна лінія | 22 |
| 1.6 Зв'язані лінії | 23 |
| 1.7 Контрольні запитання і завдання | 25 |
| 2 ЕЛЕМЕНТИ І ВУЗЛИ | 27 |
| 2.1 Неоднорідності в стрічкових лініях передачі | 27 |
| 2.2 Резонансні структури | 39 |
| 2.3 Пристрої збудження, переходи, короткозамикачі | 46 |
| 2.4 Елементи антенних систем | 51 |
| 2.5 Контрольні запитання і завдання | 59 |
| 3 ПРИСТРОЇ НВЧ | 61 |
| 3.1 Спрямовані відгалужувачі і мости | 61 |
| 3.2 Подільники і суматори потужності | 75 |
| 3.3 Фазообертачі | 78 |
| 3.4 Пристрої керування амплітудою сигналу | 80 |
| 3.5 Стрічкові циркулятори і вентиля | 82 |
| 3.6 Фільтри НВЧ | 85 |
| 3.7 Контрольні запитання і завдання | 95 |
| 4 ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ НВЧ | 97 |
| 4.1 Матеріали і особливості виготовлення ГІС НВЧ | 97 |
| 4.1.1 Провідники ГІС НВЧ | 97 |
| 4.1.2 Підкладки ГІС НВЧ | 99 |
| 4.1.3 Модульний принцип | 100 |
| 4.1.4 Складання мікросхем | 101 |
| 4.1.5 Корпус ІМС НВЧ | 103 |
| 4.2 Особливості конструювання напівпровідникових мікросхем | 105 |
| 4.2.1 Напівпровідникові матеріали для реалізації НВЧ мікросхем | 105 |
| 4.2.2 Кола узгодження і зміщення | 108 |
| 4.2.3 Вплив від'ємнозмщеної напівпровідникової підкладки | 110 |
| 4.2.4 Елементи конструкції напівпровідникових схем | 112 |
| 4.2.5 Вплив технологічного розкиду на параметри елементів і мікросхем | 115 |
| 4.2.6 Контроль параметрів мікросхем | 118 |
| 4.3 Контрольні запитання і завдання | 120 |
| 5 ОБ'ЄМНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НВЧ | 122 |
| 5.1 Об'ємні неоднорідності | 122 |
| 5.2 Гібридні схеми | 132 |

| | |
|---|-----|
| 5.3 Фільтруючі об'ємні структури | 138 |
| 5.4 Акустичні й магнітостатичні хвилі в ОІС | 142 |
| 5.5 Невзаємні об'ємні елементи | 147 |
| 5.6 Контрольні запитання і завдання | 149 |
| РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА | 151 |

Навчальне видання

БОНДАРЕНКО Ігор Миколайович

МІКРОЕЛЕКТРОНІКА НВЧ

Частина 1

ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ НВЧ-ТРАКТУ

Навчальний посібник

Відповідальний випусковий І.М. Бондаренко

Редактор О.Г. Троценко

Комп'ютерна верстка Н.Є. Сіпатова

План 2017, поз. 1
Підп. до друку 19.01.17. Формат 60x 84 ¹/₁₆. Спосіб друку – ризографія.
Умов. друк. арк. _____. Облік.вид.арк. _____. Тираж 100 прим.
Зам. № 1 - 1 Ціна договірна.

ХНУРЕ, 61166, Харків, просп. Науки, 14

Віддруковано у редакційно-видавничому відділі ХНУРЕ
Харків, просп. Науки 14