

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

ПРИСТРОЇ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Пристрої надвисоких частот: Лабораторний практикум [Текст] : навч. посіб. для студ. Спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В. С. Вунтесмері, О. М. Купрій, А. Ф. Левіна, С. Є. Мартинюк, Ф. М. Репа. — К. : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. — 88 с.

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського»
(протокол № 8 від 24.06.2021 р.)
за поданням Вченої ради радіотехнічного факультету
(протокол № 05/2021 від 31.05.2021 р.)

Навчальне видання

ПРИСТРОЇ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

Укладачі: Вунтесмері Володимир Семенович, к.т.н., доц., лаб.р. № 5
Купрій Олександр Михайлович, к.т.н., доц., лаб.р. № 1,3,4,7,8
Левіна Ада Федорівна, к.т.н., доц., лаб.р. № 2
Мартинюк Сергій Євстафійович, к.т.н., доц., лаб.р. № 6, 8
Репа Федір Михайлович, к.т.н., доц., лаб.р. № 4, 7

Відповідальний редактор: С.М. Літвінцев, ст. викл. каф. ТОР РТФ

Рецензенти: В.І. Найдено, д.ф.-м.н., проф. каф. ТОР РТФ
О.Г. Григоренко, к.т.н., доц. каф. інф.-комунік. техн. та систем

Лабораторний практикум з дисципліни «Пристрої надвисоких частот» призначений для студентів радіотехнічного факультету усіх форм навчання. Дисципліна «Пристрої надвисоких частот» є однією з основних, яка вивчається студентами радіотехнічного факультету. Вона є базою для вивчення курсів «Анени», «Електронні та квантові пристрої НВЧ», «Автоматизоване проектування радіоелектронних пристроїв», та ін. Крім того, вона має самостійне теоретичне та прикладне значення. Лабораторний практикум є важливим для глибокого розуміння основних положень побудови та роботи складових елементної бази радіотехнічних систем надвисоких частот.

ЗМІСТ

	Стор.
Список скорочень.....	4
Вступ.....	5
Лаб. роб. №	
1. Дослідження фазозсувачів надвисоких частот.....	6
2. Узгодження ліній передачі.....	16
3. Дослідження характеристик прохідного резонатора на основі двох реактивних неоднорідностей.....	28
4. Дослідження багатоотвірного хвилевідного направлено-го відгалужувача.....	37
5. Дослідження невзаємних феритових пристроїв.....	48
6. Дослідження подвійного хвилевідного трійника.....	65
7. Дослідження хвилевідно-щілинного направлено-го відгалужувача	72
8. Дослідження мікросмужкового подільника потужності.....	79
Список літератури.....	88

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

АРП	автоматичне регулювання потужності
АТ	атенюатор
ГКЧ	генератор коливної (змінної) частоти
дБ	дециБел (одиниця виміру)
ДС	детекторна секція
ЕМП	електромагнітне поле
ЕМХ	електромагнітна хвиля
ЕРС	електрорушійна сила
І	індикатор
КБХ	коефіцієнт біжучої хвилі
КСХН	коефіцієнт стоячої хвилі за напругою
КХП	коаксіально-хвилевідний перехід
МЛ	мікросмужкова лінія
МРПП	мікросмужковий резистивний подільник потужності
НВ	направлений відгалужувач
НВЧ	надвисокі частоти
НП	невзаємний пристрій
ОВФ	однорозрядний відбивний фазозсувач
ПР	пристрій (прохідний резонатор)
ПХТ	подвійний хвилевідний трійник
РЕЗ	радіоелектронний засіб
СЛ	смужкова лінія
УН	узгоджене навантаження
ФЗ	фазозсувач
ФР	феритовий резонатор
ФМР	феромагнітний резонанс
ХЦНВ	хвилевідно–щілинний направлений відгалужувач

ВСТУП

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Пристрої надвисоких частот та антени» призначені для студентів радіотехнічного факультету всіх форм навчання.

Дисципліна «Пристрої надвисоких частот» є однією з основних, яка вивчається студентами радіотехнічного факультету. Вона є базою для вивчення курсів «Антени і пристрої НВЧ», «Електронні та квантові пристрої НВЧ», «Лінії передавання інформації» та ін. Крім того, вона має самостійне теоретичне та прикладне значення. Тому важливо глибоко вивчити основні положення побудови та роботи складових елементної бази радіотехнічних систем надвисоких частот.

Мета проведення лабораторних робіт — поглибити теоретичні знання з окремих тем, а також набути практичних навичок роботи з апаратурою НВЧ діапазону, досвіду проведення експерименту.

Цикл лабораторних занять з восьми робіт охоплює основні розділи лекційного курсу. Термін виконання кожної роботи 4 год.

Під час підготовки до лабораторних занять кожному студенту потрібно:

- усвідомити мету роботи і вивчити теоретичний матеріал з конспекту лекцій і рекомендованої літератури, а не лише тої, що наведена в даному посібнику;
- перевірити свої знання, відповівши на контрольні запитання, які наведено в кінці кожної лабораторної роботи;
- виконати домашнє завдання;
- підготувати протокол майбутньої лабораторної роботи в зошиті або на окремих аркушах.

До протоколу мають входити титульний лист, назва і дата виконання роботи, мета роботи, схема вимірювань, результати виконання домашнього завдання.

В процесі виконання лабораторної роботи до протоколу вносяться результати експериментальних досліджень, пишуться висновки. В кінці заняття повністю оформлений протокол (звіт) подається викладачеві, який проводить заняття, для перевірки і затвердження (заліку).

Лабораторна робота № 1

ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОЗСУВАЧІВ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

Мета роботи: ознайомитися з принципами побудови, конструкціями фазозсувачів надвисоких частот та експериментально дослідити фазові характеристики поляризаційного та феритового фазозсувачів.

Теоретичні відомості

Фазозсувач — це пристрій для керування фазовим станом електромагнітної хвилі (ЕМХ) без зміни її амплітуди. В діапазоні надвисоких частот фазовий стан електромагнітних хвиль можна регулювати шляхом зміни фази коефіцієнтів відбиття чи передачі. Тому всі фазозсувачі (ФЗ) ділять на відбивні та прохідні. Основними характеристиками фазозсувачів є: характеристика узгодження — залежність коефіцієнта стоячої хвилі (КСХН) від частоти; втрати ФЗ в смузі узгодження; потужність передачі, швидкість регулювання фазового зсуву; масогабаритні характеристики та інші. Найбільш широке застосування в антенно-фідерному тракті та вимірювальній апаратурі знайшли напівпровідникові (*p-i-n* діодні), феритові та електромеханічні фазозсувачі (серед них — поляризаційний ФЗ Фокса). Елементом керування в напівпровідникових ФЗ є *p-i-n* діодний ключ, в феритових ФЗ — феритові стержні або тороїди, магнітна проникність яких змінюється під дією струму підмагнічування, в поляризаційному ФЗ — центральна диференціальна фазова секція $\Delta-180^\circ$ — секція, яку можна обертати. Фазовий зсув цього ФЗ прямо пропорційний куту повороту $\Delta-180^\circ$ секції.

За характером зміни фазового стану ЕМХ фазозсувачі ділять на аналогові (плавна зміна фазового стану під дією керуючого елемента) та дискретні (фазовий стан в них змінюється на величину, що дорівнює дискрету фазового зсуву). В даній лабораторній роботі досліджується два прохідні ФЗ аналогового типу — феритовий та поляризаційний.

Розглянемо принцип побудови, конструкції, характеристики та параметри напівпровідникових, феритових та поляризаційного ФЗ. Напівпровідникові смужкові прохідні ФЗ будуються за 3 схемами [1]:

прохідні шлейфні ФЗ (рис. 1.1а–в), в яких зміна фази коефіцієнта передачі відбувається за рахунок комутації періодично включених в лінію паралельних реактивностей;

прохідні ФЗ на гібридних пристроях (рис. 1.2а–в), які отримані шляхом перетворення одноступінчатих відбивних ФЗ за допомогою навантаження на них циркулятора або тридецибельного направленого відгалужувача;

прохідні ФЗ з каналами, що перемикаються, де зміна фази коефіцієнта

передачі відбувається перемиканням каналів з різною електричною довжиною за допомогою $p-i-n$ діодних ключів (рис. 1.3а–в).

Розглянемо їх по черзі. На рис. 1.1а–в представлено однорозрядний шлейфний ФЗ, його еквівалентна схема та варіант конструкції потужного ФЗ на фазовий зсув 45° .

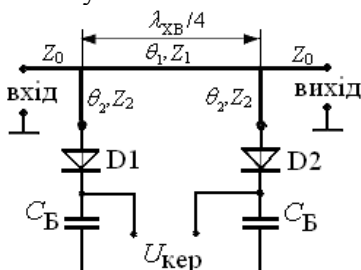


Рисунок 1.1а. Прхідний шлейфний однорозрядний фазозсувач

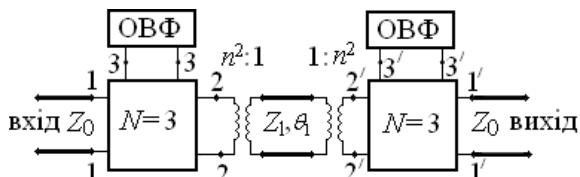


Рисунок 1.1б. Еквівалентна схема прохідного шлейфного однорозрядного фазозсувача

Цей ФЗ складається з відрізка лінії передачі довжиною $\lambda_{XB}/4$ (електрична довжина $\theta_1 = \pi/2$) з хвильовим опором Z_1 , який навантажений з двох боків на однакові паралельні провідності Y . Для чотирьохполюсника без втрат $Y = \pm jB$. Реактивні провідності реалізуються за допомогою паралельних шлейфів, навантажених на кінці лінії на $p-i-n$ діоди (D1, D2), які працюють в режимі ключа і створюють на кінцях шлейфів холостий хід або коротке замикання. Перемикання ключів в режим короткого замикання чи холостого ходу відбувається за допомогою сигналів керування ($U_{кер}$) і змінює провідність шлейфів з $+jB$ на $-jB$. Електричні довжини лінії передачі шлейфів та їх хвильові опори дорівнюють θ_2 та Z_2 , відповідно. Лінії підводу потужності до ФЗ мають хвильовий опір Z_0 . Блокувальні конденсатори (C_B), які роз'єднують кола НВЧ і кола керуванням ФЗ, вибирають за умови

$$1/\omega C_B Z_0 \ll r_-,$$

де r_- — параметр $p-i-n$ діода.

Сигнали керування $U_{кер}$ подаються на діоди через додаткові кола подачі сигналів керування. По суті прохідний двошлейфний ФЗ є прохідним резонатором зі змінними реактивними провідностями jB та $-jB$, які відповідають двом режимам роботи ключа — короткого замикання та холостого ходу. На еквівалентній схемі ФЗ, рис. 1.1б місце підклю-

чення шлейфа до основної лінії передачі зображено шестиполосником, з'єднання ліній з різними хвильовими опорами — ідеальними трансформаторами, а шлейфи, навантажені p - i - n діодами, в режимах короткого замикання чи холостого ходу — однорозрядними відбивними ФЗ (ОВФ).

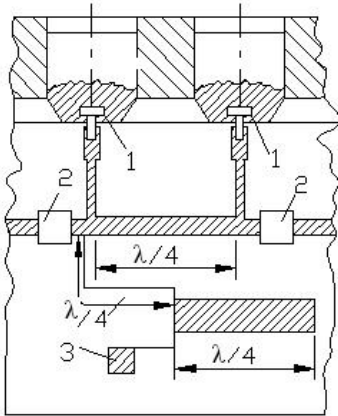


Рисунок 1.1в. Конструкція прохідного шлейфного однорозрядного фазозсувача: 1 — p - i - n діоди, 2 — прохідні конденсатори, 3 — контактна площадка подачі сигналів керування

На рис.1.1в додатково, зображено кола подачі керуючих сигналів у вигляді двох чвертьхвильових трансформаторів та контактної площадки 3, а також перехідні конденсатори 2. Блокувальні конденсатори (C_B) створюються між тримачами p - i - n діодів 1 (у вигляді окисдованих алюмінієвих циліндрів, які ізолювано від корпусу ФЗ по постійному струму) та корпусом ФЗ. Згідно з теорією прохідного двошлейфного ФЗ при $\theta_1 = \pi/2$ фазовий зсув, що вноситься ФЗ та КСХН визначаються за формулами [1]

$$\Delta\varphi = 2 \arctg \frac{2B}{2 - B^2}.$$

$$КСХН = \frac{\sqrt{4 + B^2} + B^2}{\sqrt{4 + B^2} - B^2}.$$

Для створення фазових зсувів $\Delta\varphi > 45^\circ$, як правило, застосовують прохідні ФЗ на гібридних пристроях. Гібридним пристроєм є направлений відгалужувач, в якому потужність ділиться навпіл і відповідно згасання дорівнює 3 дБ. Найбільш просто на смужкових лініях (СЛ) реалізується 3-дБ направлений відгалужувач у вигляді шлейфного моста. Прохідний ФЗ з шлейфним мостом у вигляді гібридного пристрою приведений на рис. 1.2а, його еквівалентна схема на рис. 1.2б, а конструкція потужного ФЗ на максимальний фазовий зсув $\Delta\varphi = 180^\circ$ на рис. 1.2в. Він складається з ліній підводу з хвильовим опором Z_0 та двошлейфного моста, який на еквівалентній схемі зображений восьмиполосником. Плечі моста мають довжину $\lambda_{\text{хв}}/4$, хвильові опори горизонтальних пліч Z_0 , а вертикальних $Z_0/\sqrt{2}$. В роботі плечі моста включено однакові однорозрядні відбивні ФЗ, аналогічні тим що описані в шлейфному ФЗ. На рис. 1.2в показано також додаткові кола для включення діодів D1 і D2 в НВЧ лінію, а також кола подачі на них сигналів керування.

При подачі НВЧ сигналу на вхід ФЗ, сигнал ділиться в двохшлейфному мості навпіл зі зсувом фаз між ними $\pi/2$. Поділені сигнали поступають на робочі входи направлено відгалужувача 3 і 4. Вхід 2 — розв'язаний. В зв'язку з тим, що навантаженням входів 3 і 4 є реактивні провідності ОВФ, то сигнали НВЧ від них відбиваються на входи 1 і 2. На вході 2 вони складаються, а на вході 1 — віднімаються (тобто

компенсуються на центральній частоті). Фазовий зсув одноступінчатого прохідного ФЗ на гібридних пристроях на виході 2 ФЗ дорівнює фазовому зсуву, що створюють ОВФ, які входять до його складу.

Характеристики такого ФЗ значною мірою визначаються параметрами моста. Тому в залежності від вимог до характеристик ФЗ у якості 3–дБ направлено відгалужувача застосовують шлейфні мости, гібридні кільця і направлені відгалужувачі на зв'язаних лініях [1]. Максимальний фазовий зсув цього ФЗ $\Delta\varphi = 180^\circ$. В нижній частині НВЧ діапазону ($f \leq 3$ ГГц) застосовують прохідні ФЗ з каналами, що перемикаються. Варіант такого ФЗ показано на рис. 1.3а, його еквівалентна схема на рис. 1.3б, варіант виконання топології друкованої плати — на рис. 1.3в.

Цей ФЗ складається з двох двоканальних перемикачів і двох, включених між ними, чотириполосників з різними фазами коефіцієнтів передачі φ_1 і φ_2 .

В найбільш простому варіанті — це відрізки регулярних ліній передачі довжиною θ_1 і θ_2 . Принциповим для цієї схеми є використання чотирьох діодів. Це пояснюється тим, що на вході і виході застосовують двоканальні перемикачі, які забезпечують комутацію каналів або відрізків ліній з різною електричною довжиною θ_1 та θ_2 . Використання чотирьох діодів замість двох на один дискрет є основним недоліком цієї схеми. Фазовий зсув, що вноситься ФЗ, дорівнює $\Delta\varphi = \theta_1 - \theta_2$. Фазочастотна характеристика такого ФЗ лінійна. Для отримання постій-

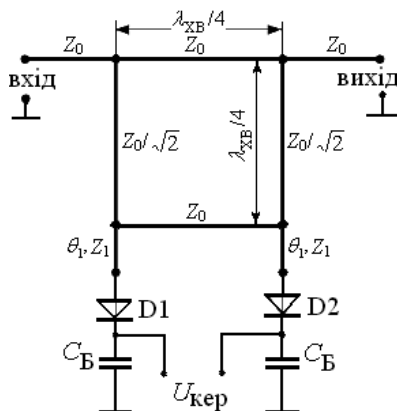


Рисунок 1.2а. Одноступінчатий прохідний фазозсувач з НВ

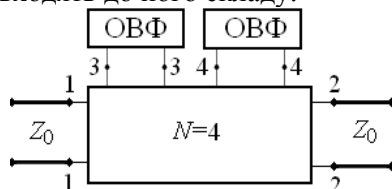


Рисунок 1.2,б. Еквівалентна схема фазозсувача з використанням 3–дБ шлейфного моста

ного фазового зсуву в смузі частот необхідно в лінію меншої довжини, що перемикається, вмикати шлейфи короткого замикання.

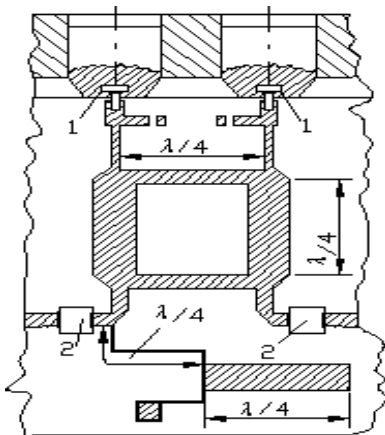


Рисунок 1.2в. Конструкція потужного фазозсувача:
1 — *p-i-n* діоди, 2 — прохідний конденсатор,
3 — контактна площадка

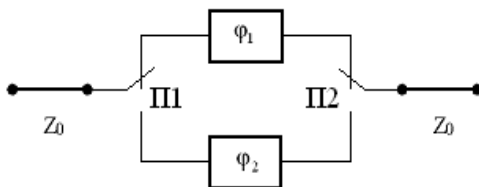


Рисунок 1.3б. Еквівалентна схема фазозсувача на лініях, що перемикаються

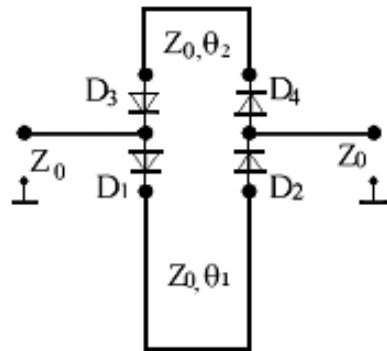


Рисунок 1.3а. Прохідний ФЗ

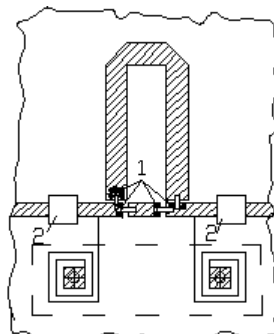


Рисунок 1.3в. Топологія ФЗ:
1 — *p-i-n* діоди,
2 — прохідні конденсатори,
3 — контактні площадки

В напівпровідникових ФЗ досягнуто такі характеристики і параметри [1, 8]: ФЗ малої потужності в смузі частот $10 \div 30\%$ при $K_{СХН} < 1,5$ мають втрати $0,8 \div 1,5$ дБ, забезпечують фазові зсуви $0 \div 360^\circ$ з дискретом $22,5$ або 45° . Вони керують НВЧ потужностями до $0,3 \div 0,5$ Вт. Крайні зразки потужних фазозсувачів працюють у смузі частот $5 \div 7\%$ при $K_{СХН} < 1,5$ і мають втрати $1,0 \div 1,5$ дБ при такій же фазовій характеристиці. Вони керують НВЧ потужностями $P_{\text{сер}} = 10 \div 50$ Вт; $P_{\text{имп}} = 1 \div 2$ кВт.

Феритові хвилевідні ФЗ [2, 3, 7] представлено на рис. 1.5, 1.6. Конструктивно аналоговий ФЗ Реджіа–Спенсера (рис. 1.5) складається з відрізка хвилеводу прямокутного поперечного перерізу, вздовж осі якого на діелектричних шайбах закріплено феритовий стрижень. На хвилеводі, як каркасі, намотана котушка підмагнічування, що створює повздовжнє магнітне поле у феритовому стрижні. Принцип дії такого

ФЗ полягає в тому, що під дією поля підмагнічування змінюється магнітна проникність фериту (μ) і внаслідок цього змінюється фазова швидкість хвилі та її фазовий стан. Фазова швидкість хвилі визначається за формулою

$$V_{\phi} = \left(\frac{c}{\sqrt{\mu_d \varepsilon}} \right) / \sqrt{1 - \frac{1}{\mu_d \varepsilon} \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2},$$

де μ_d — відносне діюче значення магнітної проникності феритового стрижня.

Швидкість зміни фазового стану відбувається за одиниці мілісекунд.

Для кращого узгодження феритовий стрижень виконано зі скосами. Загальним недоліком ФЗ аналогового типу є те, що в ньому необхідно постійно підтримувати струм підмагнічування для фіксації фазового стану хвилі. Цей недолік подолано в ФЗ дискретного типу на феритах з прямокутною петлею гістерезису.

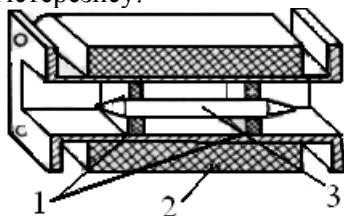


Рисунок 1.5. Фазозсувач Реджіа-Спенсера:

1 — діелектричні шайби, 2 — котушка підмагнічування, 3 — феритовий стрижень

Цим феритам необхідні втрати енергії на керування лише при перемагнічуванні. Найбільш часто використовуються тороїдальні ФЗ з магнітною пам'яттю, загальний вид одного із них показано на рис.1.6 [2]. Він складається з відрізка хвилеводу прямокутного поперечного перерізу, всередині якого знаходяться три двопозиційні секції із бінарним набором фазових станів, який забезпечують перемиканням напрямків максимальної намагніченості фериту. Три секції, що забезпечують фазові зсуви 180° , 90° , 45° , дозволяють перекрити фазовий зсув 360° з дискретом 45° . Феритові тороїди 1 перемагнічуються окремими імпульсами струму, що подаються через провідники 3. На кінцях тороїдального ФЗ знаходяться діелектричні вставки узгодження 2. Тороїдальні ФЗ мають швидкість перемикання фазового стану 0,5–2 мкс; в смузі частот $\pm 5\%$ КСХН $< 1,2$, втрати 0,8–1,2 дБ. Допустимий рівень середньої потужності складає 0,2–0,4 кВт.

Електромеханічний поляризаційний ФЗ Фокса [4, 5] приведено на рис. 1.7. Він складається з п'яти хвилевідних секцій. Секції 1 та 5 є переходами між хвилеводами прямокутного та круглого поперечних

перерізів. Вони одночасно є і трансформаторами хвиль: H_{10} в H_{11} (секція 1) і H_{11} в H_{10} (секція 5). Секції 2, 3 і 4 є диференціальними фазовими секціями. Кожна диференціальна фазова секція складається з відрізка хвилеводу круглого поперечного перерізу, в якому, у площині що співпадає з діаметром хвилеводу, знаходиться сповільнююча система. Остання може бути тонкою діелектричною пластиною зі скосами, як показано на рис. 1.7, двома гребінчастими сповільнюючими металевими структурами, що кріпляться в стінках хвилеводу одна напроти іншої, чи каскадно розташованими попарно металевими стрижнями, які в хвилеводі також знаходяться в діаметрально протилежних місцях на стінках хвилеводу (один проти одного).

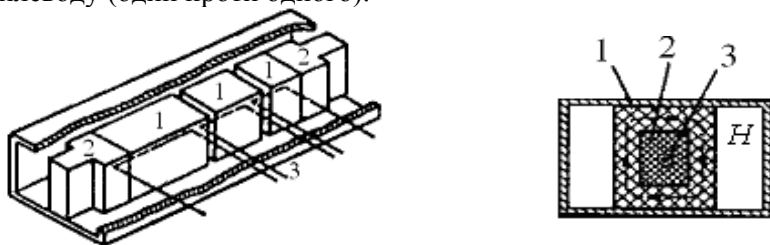


Рисунок 1.6. Дискретний тороїдальний бінарний ФЗ з магнітною пам'яттю: 1 — феритові тороїди, 2 — діелектричні вставки узгодження, 3 — провідники для подачі сигналів керування

Завданням сповільнюючої системи в диференціальній секції є створення різних фазових швидкостей для двох ортогональних хвиль, що поширюються. В одній з хвиль вектор напруженості електричного поля E паралельний площині сповільнюючої системи, а в іншій — перпендикулярний. Позначимо ці хвилі $E^\perp$ і $E_\parallel$ відповідно. Диференціальні фазові секції 2 і 4 ідентичні. Хвилі $E^\perp$ і $E_\parallel$, проходячи через них, отримують диференціальну різницю фаз 90° , тому їх називають $\Delta-90^\circ$ секціями. В ФЗ Фокса вони закріплені так, щоб площина сповільнюючої системи мала кут 45° по відношенню до E -площини хвилеводу прямокутного поперечного перерізу. Довжина диференціальної фазової секції 3 є такою, щоб диференціальний фазовий зсув між ортогональними хвилями $E^\perp$ і $E_\parallel$ на її довжині дорівнював 180° . Тому її називають $\Delta-180^\circ$ секцією. У ФЗ вона має можливість обертатись навколо осі хвилеводу під дією зовнішньої сили. При проходженні через ФЗ вертикально поляризована хвиля H_{10} , яка є на вході секції 1, перетворюється в хвилю H_{11} вертикальної поляризації на її виході. Пройшовши $\Delta-90^\circ$ секцію 2, хвиля H_{11} лінійної поляризації перетворюється в хвилю H_{11} колової поляризації. Обертання площини поляризації ЕМХ відбувається в бік площини розташування сповільнюючої системи. На виході $\Delta-180^\circ$ секції поляризація хвилі H_{11} залишається коловою, але змінюється напрям обертання площини

поляризації цієї хвилі на протилежний (в даному випадку на правий). Секція 4 перетворює хвилю H_{11} правої колової поляризації на хвилю H_{10} лінійної поляризації, яка пройшовши секцію 5 стає знову хвилею H_{10} . Фазовий стан хвилі, що пройшла через ФЗ, можна змінювати обертаючи $\Delta-180^\circ$ секцію на кут γ° . При цьому фазовий зсув ($\Delta\varphi^\circ$), що вносить ФЗ, дорівнює подвійному куту повороту $\Delta-180^\circ$ фазової секції ($2\gamma^\circ$) [5].

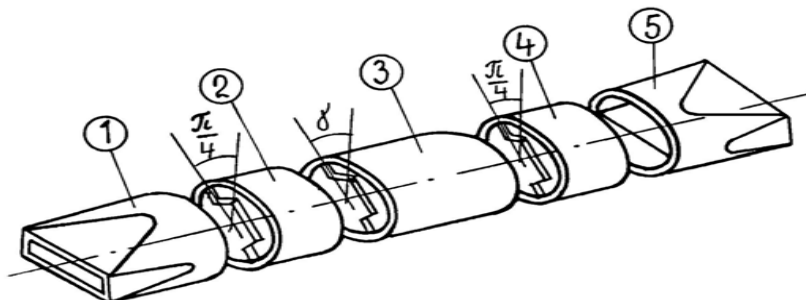


Рисунок 1.7. Електромеханічний поляризаційний фазозсувач Фокса

Опис експериментальної установки та методика вимірювання фазового зсуву

Лабораторний макет установки для вимірювання регульованого фазового зсуву досліджуваних ФЗ, структурна схема якої зображена на рис. 1.8, складається із генератора сигналів 1, коаксіально-хвильового переходу з кабелем 2, подільника потужності 3, змінних атенуаторів 4 та 4*, двох ФЗ (ФЗ Фокса 5 і Реджіа–Спенсера 5*), хвильової вимірювальної лінії 6 з детекторною секцією 7 та вольтметром 8, а також джерела живлення 10 для створення поля підмагнічування феритового стрижня в ФЗ Реджіа–Спенсера і контрольного амперметра 9 в колі живлення ФЗ.

Методика вимірювання регульованого фазового зсуву, що вноситься кожним із ФЗ полягає в наступному [6]: від генератора 1 потужність ЕМХ подільником 3 ділиться порівно на два канали. У верхньому каналі (на рис. 1.8) ЕМХ проходять атенуатор 4 і ФЗ 5, в нижньому каналі — атенуатор 4* та ФЗ 5*, відповідно. У вимірювальній лінії 6 ці хвилі поширюються назустріч, і тому при рівних їх амплітудах, створюють режим стоячих хвиль (в мінімумах (вузлах) поля, напруга на вольтметрі 8 дорівнює нулю). Якщо режим в вимірювальній лінії не відповідає режимові стоячих хвиль, то його отримують за допомогою атенуаторів 4 та 4*, змінюючи згасання, яке вони вносять. При цьому необхідно пам'ятати, що атенуатори одночасно виконують функції пристроїв розв'язки, а тому їх згасання при регулюванні не повинно бути менше 3–5 дБ.

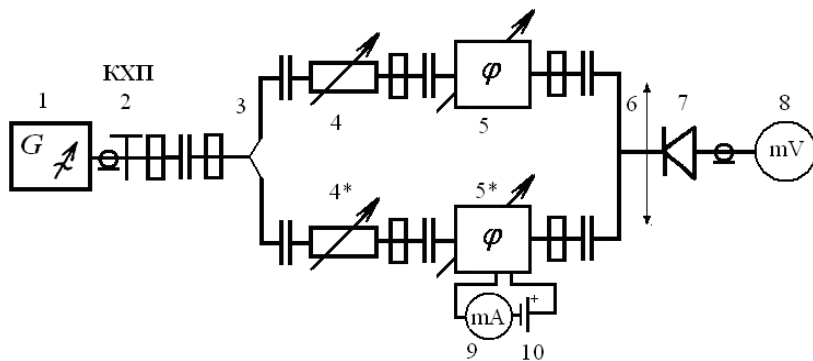


Рисунок 1.8. Структурна схема експериментальної установки для вимірювання фазового зсуву

При зміні фазового стану ФЗ (фазова характеристика якого вимірюється) за допомогою керуючого параметру (у ФЗ Фокса — це кут повороту $\Delta-180^\circ$ диференціальної фазової секції, а у феритовому ФЗ — це струми підмагнічування) місця мінімумів в вимірювальній лінії змінюються, що можна зафіксувати рухаючи зонд вимірювальної лінії. Нехай зсув мінімумів дорівнює ΔZ . Тоді фазовий зсув ($\Delta\varphi^\circ$), що вніс ФЗ, дорівнює $\Delta\varphi^\circ = 2\beta\Delta z$, де β — фазова стала, яка дорівнює $2\pi/\lambda_{\text{хв}}$ ($\lambda_{\text{хв}}$ — довжина хвилі у хвилеводі).

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитись з інструкціями щодо експлуатації вимірювальних приладів, які використовуються в роботі.
2. Ознайомитися з експериментальною установкою за структурною схемою та ідентифікувати її з реальним лабораторним стендом.
3. Увімкнути НВЧ генератор та настроїти його на частоту 10 ГГц.
4. За допомогою атенюаторів 4 та 4*, вирівнюючи амплітуди хвиль в обох каналах, створити в вимірювальній лінії режим стоячої хвилі.
5. Виміряти довжину хвилі в хвилеводі і розрахувати фазову сталу β .
6. Експериментально дослідити фазову характеристику ФЗ Фокса (залежність регульованого фазового зсуву $\Delta\varphi$ від кута повороту γ диференціальної фазової секції $\Delta-180^\circ$. Кут повороту (γ) слід змінювати від 0 до 360° з дискретом 10° , при цьому феритовий ФЗ не підмагнічувати.
7. Експериментально дослідити фазову характеристику ФЗ Реджіа-Спенсера (залежність регульованого фазового зсуву від струму підмагнічування). Струм змінювати від 0 до 200 мА з дискретом 20 мА, при цьому $\Delta-180^\circ$ секцію ФЗ Фокса не обертати.
8. Побудувати в прямокутній системі координат фазові характеристики ФЗ Фокса та Реджіа-Спенсера $\{\Delta\varphi^\circ(\gamma^\circ), \Delta\varphi^\circ(I[\text{mA}])\}$,

відповідно.

9. Зробити висновки.

Домашнє завдання

1. Ознайомитися з принципами дії, конструкціями, основними характеристиками та параметрами напівпровідникових, феритових та електромеханічних фазозсувачів.

2. Довести, що фазовий зсув, який вимірюється за методикою, що використовується в даній лабораторній роботі, дорівнює $\Delta\varphi^\circ = 2\beta\Delta z$ [6].

3. Довести, що фазова характеристика поляризаційного ФЗ відповідає формулі $\Delta\varphi^\circ = 2\gamma^\circ$ [5].

Контрольні запитання

1. Пояснити принципи дії феритових ФЗ — дискретних та аналогових.

2. Які принципи покладено в основу побудови напівпровідникових ФЗ?

3. Пояснити, чому фазова характеристика поляризаційного ФЗ відповідає простій формулі $\Delta\varphi^\circ = 2\gamma^\circ$.

Лабораторна робота № 2

УЗГОДЖЕННЯ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Мета роботи: Ознайомитись з методами вузько- та широкосмугового узгодження пристроїв та ліній передачі. Експериментально дослідити узгодження різних навантажень лінії передачі за допомогою діелектричного трансформатора.

Теоретичні відомості

Оптимальним режимом в лінії передачі є узгоджений режим, тобто режим біжучих хвиль, коли відсутня відбита хвиля. Лінія передачі повинна бути узгоджена не тільки з навантаженням, але й з внутрішнім опором генератора. В узгодженому режимі лінія має найбільший коефіцієнт корисної дії, відсутні втрати енергії на відбиття від навантаження, в лінії передачі будуть найменші теплові втрати енергії, найбільша електрична міцність, відсутні спотворення сигналу та інше.

Припустимо, що лінія передачі довжиною L збуджується узгодженим генератором напруги з нормованим внутрішнім опором $Z_{\Gamma} = 1$, а на другому кінці навантажена нормованим опором Z_H . Якщо опір $Z_H \neq 1$ має довільне значення, то в лінії передачі крім падаючої хвилі з'являється і хвиля відбита від навантаження. Остання складаючись з падаючою хвилею, утворює вздовж лінії максимуми і мінімуми повної напруги і струму, формуючи картину змішаних хвиль (рис. 2.1).

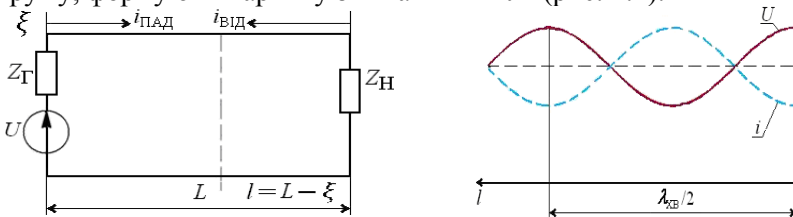


Рисунок 2.1

Режим змішаних хвиль характеризують коефіцієнтом біжучої хвилі (КБХ), який розраховується як відношення мінімального значення повної нормованої напруги (струму або напруженості поля) в лінії до максимального значення повної нормованої напруги (струму або напруженості поля)

$$K = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{i_{\min}}{i_{\max}} = \frac{1 - |\dot{\rho}|}{1 + |\dot{\rho}|}, \quad (2.1)$$

де $|\dot{\rho}|$ — модуль коефіцієнта відбиття.

Часто замість КБХ використовують коефіцієнт стоячої хвилі (КСХН), який пов'язаний з КБХ простим співвідношенням

$$\text{КСХН} = 1/\text{КБХ} \quad (2.2)$$

Для того, щоб аналіз методів узгодження був універсальним, тобто не залежав від величини хвильових опорів ліній, типу хвиль, вводять нормовані напруги, струми, опори. Наприклад, нормована напруга біжучої хвилі дорівнює кореню квадратному із потужності біжучої хвилі, тому має розмірність $\sqrt{Вт}$. Фаза нормованої напруги біжучої хвилі приймається рівною фазі поперечної компоненти електричного поля в певному перерізі лінії передачі. Таким же чином вводиться нормована напруга відбитої хвилі.

Коефіцієнт відбиття для нормованих напруг $\dot{\rho} = U_{\text{відб}}/U_{\text{пад}}$ завжди співпадає з коефіцієнтом відбиття для електричного поля.

Таким чином повна нормована напруга в лінії буде складати

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{відб}} = \dot{U}_{\text{пад}} (1 + \dot{\rho}), \quad \sqrt{Вт}, \quad (2.3)$$

а повний нормований струм

$$\dot{i} = \dot{U}_{\text{пад}} - \dot{U}_{\text{відб}} = \dot{U}_{\text{пад}} (1 - \dot{\rho}), \quad \sqrt{Вт}, \quad (2.4)$$

Відношення повної нормованої напруги в лінії передачі до повного нормованого струму є повним нормованим опором (безрозмірна величина)

$$\dot{Z} = \frac{1 + \dot{\rho}}{1 - \dot{\rho}}, \quad (2.5)$$

а обернена величина цього відношення є повною нормованою провідністю (також безрозмірна).

Із формули (2.5) випливає, що при відсутності відбитої хвилі $\dot{Z} = 1$, нормований хвильовий опір лінії передачі дорівнює одиниці.

Відрізки ліній передачі довжиною $L < \lambda_{\text{хв}}$ часто використовують для трансформації (перетворення) величини опору навантаження $Z_{\text{н}}$ (рис. 2.1). В основі лежить залежність нормованого опору в довільному перерізі лінії передачі від відстані до навантаження l

$$\dot{Z}(l) = \frac{1 + \dot{\rho}(l)}{1 - \dot{\rho}(l)}. \quad (2.6)$$

Для коротких відрізків лінії передачі можна знехтувати втратами. В цьому випадку коефіцієнт відбиття визначається як

$$\dot{\rho}(l) = \dot{\rho}(0) \cdot e^{-2j\beta l}, \quad (2.7)$$

де $\beta l = 2\pi l / \lambda_{\text{хв}}$ — електрична довжина (l — відраховується від навантаження в напрямку генератора).

Комплексний коефіцієнт відбиття в точці підключення навантаження $\dot{\rho}(0)$ пов'язаний з опором навантаження формулами

$$\dot{\rho}(0) = \frac{\dot{Z}_H - 1}{\dot{Z}_H + 1}, \quad \dot{Z}_H = \frac{1 + \dot{\rho}(0)}{1 - \dot{\rho}(0)}, \quad (2.8)$$

Підставляючи (2.7) в (2.6) і використовуючи формули (2.8), після нескладних перетворень одержимо формули трансформації опорів вздовж лінії передачі

$$\dot{Z}(l) = \frac{1 + \dot{\rho}(0)e^{-2j\beta l}}{1 - \dot{\rho}(0)e^{-2j\beta l}} = \frac{\dot{Z}_H + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \dot{Z}_H \operatorname{tg} \beta l}. \quad (2.9)$$

Іноді зручно користуватися не опорами, а провідностями (наприклад, при паралельному підключенні декількох навантажень). В цьому випадку формули для трансформації мають вигляд

$$\dot{Y}(l) = \frac{\dot{Y}_H + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \dot{Y}_H \operatorname{tg} \beta l}. \quad (2.10)$$

Якщо трансформуюча лінія має неединичний опір $\dot{Z}_{\text{тр}}$, то тоді формули (2.8) та (2.9) перетворюються в

$$\dot{Z}(l) = Z_{\text{тр}} \frac{\dot{Z}_H + j Z_{\text{тр}} \operatorname{tg} \beta l}{Z_{\text{тр}} + j \dot{Z}_H \operatorname{tg} \beta l}, \quad \dot{Y}(l) = \frac{1}{Z_{\text{тр}}} \cdot \frac{\dot{Y}_H Z_{\text{тр}} + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \dot{Y}_H Z_{\text{тр}} \operatorname{tg} \beta l}. \quad (2.11)$$

Значення опорів в формулах (2.11) безрозмірне. Опір $\dot{Z}_{\text{тр}}$ також безрозмірна величина, нормована по відношенню до опору основної лінії передачі.

Кругова номограма опорів та провідностей

Незважаючи на простоту формул для трансформації опорів та провідностей, розрахунки по ним громіздкі і потребують багато часу. Тому, якщо немає необхідності у великій точності, можна користуватися круговою номограмою Вольперта–Сміта.

Основу для побудови номограми складають формули для коефіцієнта відбиття (2.7), а також (2.9) та (2.10) для трансформації опорів та провідностей.

Коефіцієнт відбиття на круговій номограмі зображується в полярній системі координат, радіус кола відповідає повному модулю коефіцієнта відбиття, а полярний кут φ — подвійному значенню електричної відстані вздовж лінії, тобто $\varphi = 2\beta l$. Для пасивних пристроїв модуль коефіцієнта відбиття не перевищує одиниці, тому номограма обмежена колом одиничного радіуса $|\dot{\rho}| = 1$. Центр номограми відповідає нульовому значенню коефіцієнта відбиття. Електрична довжина відраховується на номограмі у вигляді кутів повороту радіус-вектора, який обертається навколо центра номограми. Поворот за часовою

стрілкою відповідає переміщенню в лінії передачі в напрямку генератора. Повний поворот відповідає відстані $l = \lambda_{\text{хв}} / 2$ вздовж лінії передачі. Відстань, яка дорівнює чверті довжини хвилі, відповідає половині повороту. Лінії постійних фаз коефіцієнта відбиття, тобто радіуси, як правило, не зображуються, а замість ліній постійного модуля коефіцієнта відбиття, наносять пунктиром кола постійних КБХ. Часто кругова номограма доповнюється поворотною лінійкою, на якій нанесено поділки КБХ (КСХН), а також модуль коефіцієнта відбиття (рис. 2.2).

Окрім коефіцієнта відбиття на круговій номограмі існує ще одна система ліній, яка зображує активний і реактивний опори. Лінії постійних активних опорів r (або активних провідностей) є колами з радіусом $1/(1+r)$, центри яких знаходяться на вертикальній осі симетрії. Всі кола постійних значень r сходяться в нижній точці номограми. Коло з радіусом $r = 1$ проходить через центр. Лінії постійних значень X , тобто реактивних опорів, також є колами, радіуси яких дорівнюють $1/X$, а центри розташовані на горизонтальній прямій, яка проходить через нижню точку B . Лінії додатніх значень X лежать в правій половині номограми, а лінії від'ємних — в лівій. На вертикальній осі номограми реактивні опори дорівнюють нулю.

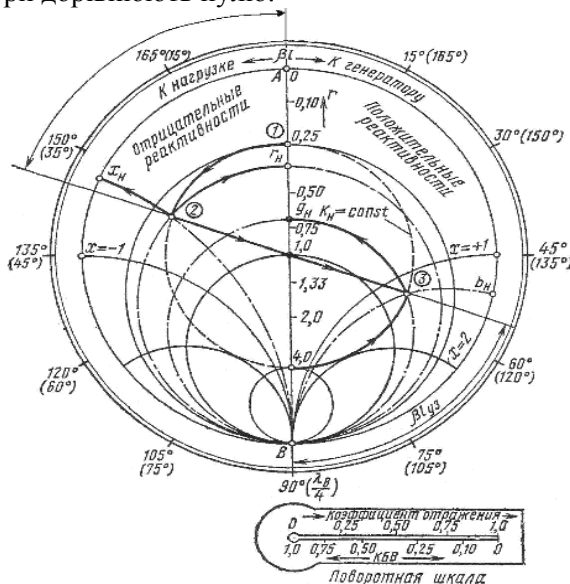


Рисунок 2.2

Для того, щоб знайти провідність певного опору $\dot{Z}_H$, необхідно використати властивість чвертьхвильового трансформатора, яка полягає в тому, що цей опір трансформується в величину $1/\dot{Z}_H$, тобто величину

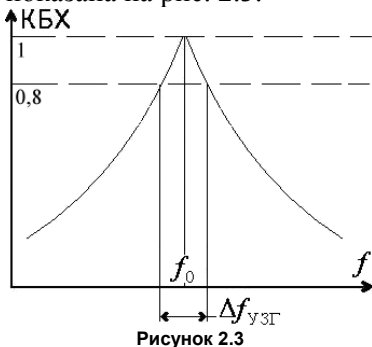
рівну провідності. Отже, перемішуючись від точки $\dot{Z}_H$ на номограмі по колу постійного значення КБХ на відстань, яка дорівнює $\lambda_{xв}/4$, опиняємося в точці діаметрально протилежній, яка визначає складові (активну і реактивну) провідності.

Застосування кругової номограми Вольперта–Сміта не обмежується тільки перерахунком співвідношень між опором і провідністю в різних точках лінії передачі. Кругова номограма широко використовується в розрахунках узгоджувальних пристроїв, при вимірюванні параметрів неоднорідностей в лініях передачі, для встановлення умов взаємної компенсації декількох неоднорідностей.

Із кругової номограми видно, що відрізок лінії передачі з будь-яким хвильовим опором $\dot{Z}_{тр}$ довжиною $\lambda_{xв}/2$ трансформує опір (або провідність) з коефіцієнтом трансформації мінус одиниця. Іноді застосування $\lambda_{xв}/2$ трансформатора пов'язане з тим, що нормовані напруги на вході і виході рівні за величиною, але протилежні по фазі.

Вузькосмугове узгодження в лініях передачі

Вузькосмугове узгодження — це режим, при якому повне узгодження (КБХ = 1) виконується тільки на одній частоті. При відхиленні частоти від розрахункової з'являється відбита хвиля, КБХ зменшується. Характерна частотна залежність КБХ при вузькосмуговому узгодженні показана на рис. 2.3.



Якщо задати $\text{КБХ}_{\min} = 0,8$, то частотний діапазон, де виконується ця умова називається смугою частот узгодження $\Delta f_{\text{узг}}$. В режимі вузькосмугового узгодження $\Delta f_{\text{узг}}$ не контролюється, вибір номіналів узгоджувальних елементів визначається тільки частотою f_0 . Саме цей факт і дав назву «вузькосмугове узгодження». Смуга частот узгодження у відносних одиницях $\Delta f_{\text{узг}}/f_0$ залежить від частотних властивостей

навантаження і елементів узгодження, а також від $\text{КБХ}_{\min}$.

Для одержання вузькосмугового узгодження достатньо компенсувати на заданій частоті відбиття від навантаження шляхом внесення у будь-якій точці лінії передачі компенсуючого (узгоджувального) пристрою. Щоб забезпечити найбільш широку смугу частот, необхідно використовувати пристрої узгодження найменшої довжини і розташовувати їх на найменшій відстані від навантаження.

Для вузькосмугового узгодження використовують трансформатори у вигляді ліній передачі з іншим хвильовим опором, а також реактивності у вигляді шлейфів, діафрагм, штирів та інше.

Приклад 1. Узгодження за допомогою чвертьхвильового трансформатора. Між навантаженням $\dot{Z}_H$ і лінією передачі з хвильовим опором $\dot{Z}_{XB} = 1$ на деякій відстані l_n ввімкнено чвертьхвильовий трансформатор з хвильовим опором $\dot{Z}_{TP}$. В точці B буде повне узгодження на заданій частоті, тобто $r_B = 1$. Нормований опір на вході трансформатора повинен бути також чисто активним r_A . Тоді

$$r_A = \dot{Z}_{TP}^2. \quad (2.12)$$

Для неузгодженого навантаження точки активного опору в лінії передачі знаходяться в мінімумах і максимумах поздовжнього розподілу напруги. У цих точках необхідно включити початок трансформатора. Випадок, зображений на рис. 2.4, відповідає максимуму (пучності) напруги. Активний опір в пучності, згідно з формулою (2.1), буде дорівнювати $1/K$, де K — коефіцієнт біжучої хвилі на заданій частоті. Підставляючи це значення опору у формулу (2.12), знаходимо нормоване значення хвильового опору трансформатора узгодження [1]

$$\dot{Z}_{TP} = 1/\sqrt{K}. \quad (2.13)$$

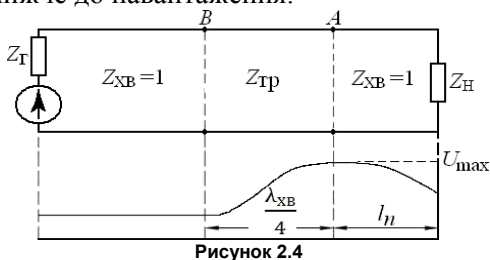
У другому випадку початок трансформатора вмикають у мінімумі напруги (вузол напруги), де вхідний опір дорівнює K . У цьому випадку

$$\dot{Z}_{TP} = \sqrt{K}. \quad (2.14)$$

Таким чином, при узгодженні в пучності необхідно збільшене значення хвильового опору трансформатора, а при узгодженні в вузлі напруги — зменшене. Вибір варіанту залежить від конструктивних можливостей. Якщо такого обмеження немає, то для розширення смуги частот бажано включити трансформатор якнайближче до навантаження.

При узгодженні за допомогою чвертьхвильового трансформатора КБХ розподілений вздовж лінії передачі таким чином: від навантаження до точки включення трансформатора КБХ залишається незмінним (рівним K),

вздовж трансформатора КБХ збільшується до значення $\sqrt{K}$, від точки B в бік генератора в лінії буде узгоджений режим, тобто $K = 1$. Недоліком такого узгодження є неможливість підстроювання після виготовлення.



Необхідно зауважити, що при узгодженні комплексного навантаження за допомогою чвертьхвильового трансформатора насправді діє два трансформатора: перший — це відрізок лінії передачі довжиною l_n , який трансформує навантаження Z_H в активний опір r_a , другий — це чвертьхвильовий трансформатор, який трансформує r_a в хвильовий опір лінії $Z_{хв}$. Одним із прикладів пристроїв узгодження, в якому діє принцип трансформації опорів, є діелектричний трансформатор (рис. 2.5).

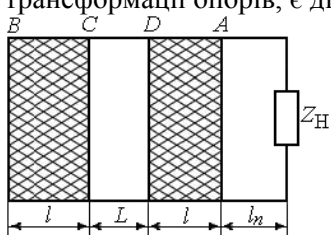


Рисунок 2.5

Діелектричний трансформатор складається з двох діелектричних пластин довжиною l , які заповнюють повністю (або частково) переріз хвильовидної лінії передачі. Пластини виготовлені з кварцу, якісного діелектрика, отже втратами можна знехтувати.

Конструкція трансформатора дозволяє змінювати відстань між пластинами L , а також відстань між трансформатором та навантаженням l_n . Вхідний опір в точці B залежить від розмірів l , L , l_n і частоти. Розмір l — фіксований, отже на заданій частоті регулюванням відстаней L і l_n можна досягти повного узгодження в лінії передачі зліва від точки B .

Знайдемо максимальне значення КСХН, яке можна узгодити за допомогою діелектричного трансформатора. Максимальна трансформація буде, якщо довжини l і L дорівнюватимуть $0,25\lambda$. Припустимо також, що $l = 0,25\lambda_d$. Значення λ і λ_d різні, тому що відповідають лініям з повітря і заповненим кварцом. Розрахуємо вхідний опір в точці B , якщо опір навантаження в точці A дорівнює Z'_H . Тоді

$$Z_{вхD} = \frac{Z_{тр}^2}{Z'_H}, \quad Z_{вхC} = \frac{1}{Z_{тр}^2} Z'_H, \quad Z_{вхB} = \frac{Z_{тр}^2}{Z'_H} Z_{тр}^2 = \frac{Z_{тр}^4}{Z'_H}. \quad (2.15)$$

При узгодженні $Z_{вхB}$ повинен дорівнювати одиниці (нормований опір). Звідси випливає, що

$$Z_{тр}^4 = Z'_H, \quad (2.16)$$

Тобто опір Z'_H повинен бути активним (R'_H). Значення R'_H визначає КСХН навантаження, як КСХН $= 1/R'_H$.

Тоді максимальний КСХН дорівнює

$$\text{КСХН} = 1/Z_{тр}^4. \quad (2.17)$$

Для хвильовидних ліній передачі з розмірами перерізу $a \times b$

$$Z_{\text{тр}} = \frac{b}{a} \cdot \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}}. \quad (2.18)$$

Отже

$$\text{КСХН}_{\text{max}} = \left[\frac{\varepsilon - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2} \right]^2. \quad (2.19)$$

На нерезонансних частотах діапазон регулювання зменшується.

Узгодження за допомогою реактивних елементів

Узгодження за допомогою зосереджених реактивностей було розроблено Татариним В.В. і широко застосовується в діапазоні хвиль — від середньохвильового до міліметрового. В якості реактивних елементів застосовують шлейфи, штирі, діафрагми.

Шлейф — це короткозамкнений відрізок лінії передачі, вхідний опір якого визначається за формулою: $X_{\text{вх}} = jZ_{\text{шл}} \operatorname{tg}(\beta l_{\text{шл}})$. Якщо переміщувати короткозамикач і змінювати довжину шлейфа, можна змінювати величину реактивності. Шлейф можна вмикати в лінію паралельно або послідовно.

Штир — це металевий стрижень, який встановлюється в лінії передачі паралельно електричному полю. Реактивний опір можна регулювати зміною довжини штиря.

Діафрагма — це тонка металева перегородка, яка частково перекриває поперечний переріз лінії передачі. Найчастіше діафрагми ставлять у прямокутному хвилеводі. Якщо діафрагма симетрично перекриває широку стінку хвилеводу (рис. 2.6), тобто переважно збудовує поздовжню складову магнітного поля, то еквівалентна схема матиме паралельну провідність індуктивного характеру

$$B_L = -\frac{\lambda_{\text{хв}}}{a} \operatorname{ctg}^2 \left(\frac{\pi a'}{2a} \right). \quad (2.20)$$

Симетрична ємнісна діафрагма перекриває вузьку стінку хвилеводу (рис. 2.7), в цьому випадку еквівалентна схема включатиме паралельну провідність ємнісного характеру

$$B_C = \frac{4b}{\lambda_{\text{хв}}} \ln \left(\operatorname{cosec} \frac{\pi b'}{2b} \right). \quad (2.21)$$

В приведених формулах $\lambda_{\text{хв}}$ — довжина хвилі у хвилеводі.

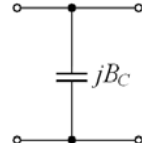
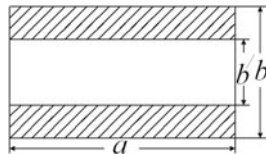
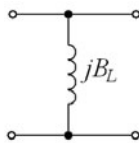
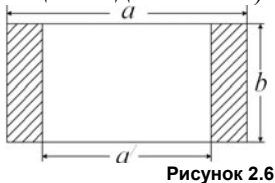
Узгодження за допомогою реактивних елементів полягає в тому, що в перерізі лінії передачі, де вхідний нормований опір дорівнює

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = 1 + jX'_{\text{вх}}, \text{ або } \dot{Z}_{\text{вх}} = 1 - jX_{\text{вх}} \quad (2.22)$$

підключають послідовно реактивність протилежного знаку, що забезпечує повне узгодження на даній частоті.

Паралельну реактивність підключають в такому перерізі лінії передачі, де дійсна частина повної провідності точно дорівнює одиниці, а уявна складова вхідної провідності компенсується паралельною провідністю протилежного знаку.

Із приведеного матеріалу ясно, що при вузькосмуговому узгодженні необхідно мати два елементи регулювання (точку підключення чвертьхвильового трансформатора і його хвильовий опір, або реактивність і місце її підключення).



Широкосмугове узгодження

Під широкосмуговим узгодженням розуміють такий режим в лінії передачі, коли задається смуга частот і допустимий рівень коефіцієнта відбиття в цій смузі. Подібна задача виникає при необхідності з'єднання двох ліній передачі з різними розмірами (або формами) поперечного перерізу. Узгодження при цьому досягають за допомогою пристрою, який називають переходом. Розрізняють переходи плавні і ступінчасті. В плавних переходах розміри поперечного перерізу змінюються поступово. Якщо нема обмежень на довжину переходу, то можна досягти якого завгодно малого розузгодження в будь-якій смузі частот. Але на практиці потрібно мати перехід найменшої довжини при заданих співвідношенні хвильових опорів у смузі частот і при допустимому розузгодженні. Найпростіший ступінчастий перехід — це чвертьхвильовий трансформатор, але він має вузьку смугу частот. Для її збільшення при одночасному поліпшенні узгодження використовують багатоступінчасті трансформатори. Довжина кожної секції трансформатора вибирається однаковою, а частотна характеристика узгодження забезпечується вибором хвильових опорів секцій.

Найбільшого поширення набули переходи з чебишевською та максимально плоскою частотними характеристиками коефіцієнта відбиття. Переходи з чебишевською частотною характеристикою розраховуються за допомогою поліномів Чебишева і мають оптимальне співвідношення між смугою частот, допустимим коефіцієнтом відбиття і довжиною переходу. Переходи з максимально плоскими характеристиками не мають осциляцій коефіцієнта відбиття в смузі частот, їх фазочастотні

характеристики коефіцієнта передачі більш лінійні. Більш детально питання широкосмугового узгодження розглянуте в [9, 12] та на лекціях.

Опис експериментальної установки

В даній лабораторній роботі експериментально досліджується узгодження комплексних навантажень (відкритий кінець хвильоводу, ємнісна діафрагма плюс узгоджене навантаження, індуктивна діафрагма плюс узгоджене навантаження) з хвильовим опором прямокутного хвильоводу з поперечним перерізом 23×10 мм за допомогою діелектричного трансформатора. Дослідження виконується у два етапи: спочатку вимірюється коефіцієнт відбиття (або КСХН) навантаження, а потім узгоджується за допомогою діелектричного трансформатора з хвильовим опором лінії. Цей процес можна виконати за допомогою вимірювальної лінії, але робота потребує багато часу, особливо у випадку узгодження в діапазоні частот. Процес значно спрощується при використанні широкосмугових панорамних вимірювачів КСХН (або коефіцієнтів відбиття).

Робота панорамного вимірювача КСХН базується на принципі рефлектометра, тобто окремого виділення сигналів, пропорційних потужностям падаючої від генератора хвилі і відбитої від вимірюваного об'єкта. Виділення цих сигналів забезпечується двома направленими відгалужувачами (НВ), які з'єднані послідовно, перший виділяє падаючу хвилю, другий – відбиту. Сигнали, які є пропорційними падаючій і відбитій потужності, знімаються з детекторів, встановлених у бічних трактах НВ. Рівень сигналу, пропорційного потужності падаючої хвилі, підтримується постійним системою автоматичного регулювання потужності (АРМ). Шкали індикатора розраховані на квадратичну характеристику детектора, а це в свою чергу визначається низьким рівнем потужності у бічних трактах НВ.

Структурна схема для вимірювання КСХН показана на рис. 2.8.

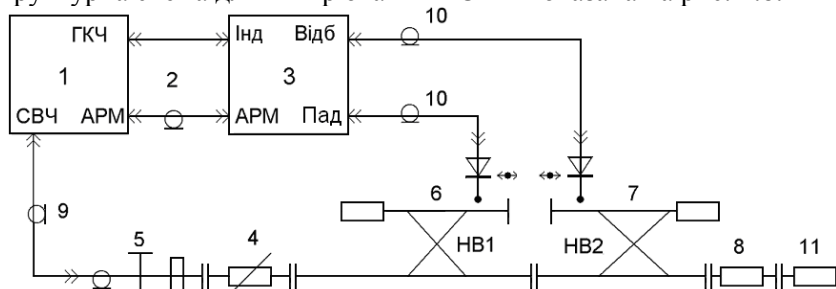


Рисунок 2.8: 1 — Генератор коливної частоти (ГКЧ), 2 — кабель, 3 — індикатор Я2Р-67, 4 — атенуатор, 5 — коаксіально-хвильвідний перехід, 6 — детектор падаючої хвилі «Пад», 7 — детектор відбитої хвилі «Відб», 8 — досліджуваний об'єкт, 9 — кабель з'єднувальний, 10 — кабель з'єднувальний, 11 — узгоджене навантаження

Вимірювання КСХН може відбуватися як у автоматичному режимі, так і в ручному [11]. Основна функція генератора коливної частоти (ГКЧ) — генерація височастотного сигналу змінної частоти та стабільної вихідної потужності. Індикатор типу Я2Р–67 дає можливість спостерігати на екрані електронно–променевої трубки частотну характеристику КСХН і брати відлік по шкалам відлікового пристрою. Коаксіально–хвелевідний перехід призначений для з'єднання хвелевідного вимірювального тракту з коаксіальним виходом генератора. Атенюатор призначений для регулювання потужності, яка подається в тракт рефлектометра. Введення атенюатора покращує роботу системи АРМ. В системі використовуються два НВ однакової конструкції. Нерівномірність їх частотних характеристик визначає одну із основних похибок вимірювача. В комплект вимірювача входить узгоджене навантаження як кінцевий поглинаючий елемент. Короткозамикач використовується для грубої калібровки вимірювальної системи.

Домашнє завдання

1. Вивчити принципи і методи вузько- і широкосмугового узгодження [8–10, 12].
2. Записати матрицю розсіювання відрізка хвелеводу з включеною індуктивною та ємнісною діафрагмою (розміри діафрагм для хвелеводу з перерізом 23×10 мм наступні: 17×10 мм і 23×6 мм).
3. Розрахувати вхідну провідність навантажень, одне з яких складається із індуктивної діафрагми плюс узгоджене навантаження, друге — із ємнісної діафрагми та узгодженого навантаження, на частоті 9,0 ГГц. Знайти зображення цих провідностей на круговій номограмі.
4. Знайти вхідні опори навантажень п. 3 за допомогою кругової номограми.

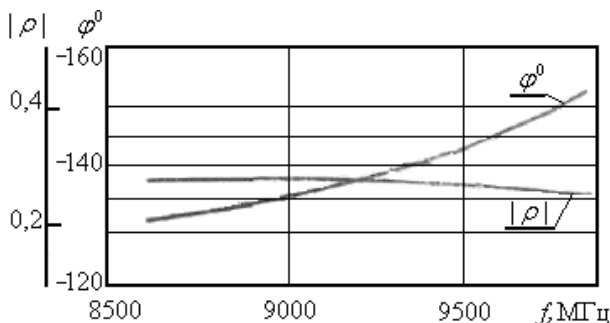


Рисунок 2.9. Залежність модуля $|\rho|$ та аргументу φ коефіцієнта відбиття відкритого кінця стандартного хвелевода від частоти

5. За допомогою приведених графіків знайти комплексний опір відкритого кінця хвелеводу на частоті 9,0 ГГц (рис. 2.9).

6. Описати методи узгодження вказаних навантажень за допомогою чвертьхвильового трансформатора і за методом Татаринова, використовуючи кругову номограму.

Порядок виконання роботи

1. Для виконання роботи використовується лабораторний стенд, структурна схема якого показана на рис. 2.8.

2. Ознайомитися з інструкцією по експлуатації генератора ГКЧ і індикатора Я2Р–67 [11].

3. Вимірювальну систему відкалібрувати згідно з інструкцією на прилад Р2–54–4 [11]. **Увага!** Не крутити всі ручки регулювання, а тільки ті, що вказані в інструкції по експлуатації приладів.

4. Замість узгодженого навантаження залишити відкритий кінець хвильоводу (комплексне навантаження). Зняти частотну залежність КСХН в діапазоні частот 8...10 ГГц.

5. Навантажити вихід системи на комплексні опори (індуктивна діафрагма плюс узгоджене навантаження і ємнісна діафрагма плюс узгоджене навантаження). Зняти частотні залежності КСХН в діапазоні 8...10 ГГц.

6. В якості навантаження підключити випромінюючий рупор (приклад поступового переходу від хвильоводу до повітря). Зняти частотну залежність КСХН в діапазоні частот 8...10 ГГц.

7. За допомогою діелектричного трансформатора узгодити комплексні навантаження (п.п. 4, 5) на частоті 9,0 ГГц. Зняти частотні залежності КСХН в діапазоні значень КСХН = 1...2.

8. Зробити висновки. Порівняти смугу узгодження для трьох варіантів навантаження.

Зміст звіту

1. Мета роботи. 2. Домашнє завдання. 3. Схема для вимірювання КСХН. 4. Частотні залежності всіх вимірювань. 5. Аналіз одержаних результатів.

Контрольні запитання

1. Чим відрізняється вузькосмугове узгодження від широкосмугового?
2. Які існують методи вузькосмугового узгодження?
3. На якому принципі діє діелектричний трансформатор?
4. Які властивості мають чвертьхвильові та півхвильові відрізки як елементи узгодження?
5. Чим визначається максимальне значення КСХН, яке можна узгодити за допомогою діелектричного трансформатора?
6. Які існують методи вимірювання КСХН?

Лабораторна робота № 3

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОХІДНОГО РЕЗОНАТОРА НА ОСНОВІ ДВОХ РЕАКТИВНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ

Мета роботи: ознайомитися з принципами побудови, роботи, конструкціями прохідних резонаторів та хвильовими процесами, що проходять в них. Експериментально дослідити характеристики прохідного резонатора у хвилевідному виконанні.

Теоретичні відомості

Прохідний резонатор — це відрізок регулярної лінії передачі з хвильовим опором $Z_{\text{хв}}$, в якій на відстані L паралельно включені дві однакові неоднорідності реактивного характеру. L називають довжиною резонатора. Такий резонатор може бути реалізований на будь-якій лінії передачі і тому широко використовується в техніці НВЧ. Неоднорідностями в резонаторі можуть бути штирі, діафрагми, шлейфи — короткозамкнені або холостого ходу та інші елементи, які порушують регулярність лінії [13, 17].

Повздовжній розмір неоднорідності вибирають набагато меншим за довжину хвилі в лінії передачі, а тому їх можна рахувати, як зосереджені неоднорідності з провідністю $Y = G + jB$, де G і B — активна і реактивна їх складові. Причому, так як неоднорідність реактивна, то $G \ll B$. Тому прохідний резонатор може бути представлений еквівалентною схемою, яка показана на рис. 3.1.

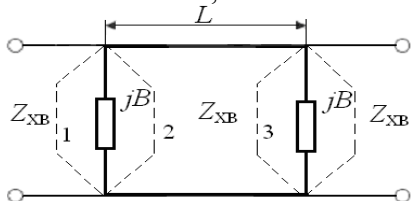


Рисунок 3.1 Еквівалентна схема прохідного резонатора

Для визначення основних параметрів прохідного резонатора: f_0 — резонансної частоти, L — резонансної довжини резонатора, Q — навантаженої добротності резонатора, знайдемо залежність його коефіцієнта передачі від частоти. Для цього проведемо аналіз схеми,

що зображена на рис. 3.1.

Цей аналіз показує, що прохідний резонатор є каскадним з'єднанням трьох елементарних чотириполосників. Перший і третій з яких є чотириполосниками у вигляді реактивної неоднорідності з провідністю B , яка паралельно включена в лінію передачі з хвильовим опором $Z_{\text{хв}}$. Другий — регулярний відрізок лінії передачі довжиною L з хвильовим опором $Z_{\text{хв}}$. Хвильові матриці передачі цих елементарних чотириполосників відомі [12]:

$$[T_1] = [T_3] = \frac{1}{S_{21}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & S_{22} \\ S_{11} & |S| \end{bmatrix}, [T_2] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

де $\theta = 2\pi L / \lambda_{\text{хв}}$ — електрична довжина прохідного резонатора, $\lambda_{\text{хв}}$ — довжина хвилі в регулярній лінії передачі, S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} — елементи матриці розсіювання чотириполіусників один і три, $|S| = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Необхідно додати, що елементи матриць $[T_1]$ і $[T_3]$, в даному випадку, записані через елементи матриці $[S]$ для отримання кінцевих результатів через елементи матриці розсіювання, які мають простий фізичний зміст.

Елементи хвильової матриці передачі прохідного резонатора знайдемо перемноживши послідовно матриці елементарних чотириполіусників 1, 2, 3.

$$[T_{\Sigma}] = [T_1][T_2][T_3] = \begin{bmatrix} T_{11\Sigma} & T_{12\Sigma} \\ T_{21\Sigma} & T_{22\Sigma} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

в якій $[T_{11\Sigma}] = (e^{j\theta} - S_{22} \cdot S_{11}e^{-j\theta}) / S_{21}^2$.

Із теорії НВЧ кіл відомо, що $T_{11\Sigma} = 1/S_{21\Sigma}$, тому коефіцієнт передачі прохідного резонатора

$$S_{21\Sigma} = \frac{S_{21}^2 e^{-j\theta}}{1 - S_{22} \cdot S_{11} e^{-j2\theta}}. \quad (3.3)$$

Записавши комплексні коефіцієнти матриці розсіювання через їх модулі — $|S_{mn}|$ і фази φ_{mn} , а також скориставшись тим, що для симетричних чотириполіусників $S_{11} = S_{22}$, запишемо вираз для коефіцієнта передачі прохідного резонатора в наступному вигляді

$$\dot{S}_{21\Sigma} = |S_{21\Sigma}| e^{j\varphi_{21\Sigma}} = \frac{|S_{21}|^2 e^{j2\varphi_{21}}}{1 - |S_{11}|^2 e^{j2(\theta - \varphi_{11})}} \cdot e^{-j\theta}, \quad (3.4)$$

де $|S_{11}|$, φ_{11} — модуль і фаза коефіцієнта відбиття елементарних чотириполіусників 1 і 3 при умові, що вони навантажені на узгоджене навантаження $Z_{\text{хв}}$; $|S_{21}|$, φ_{21} — модуль і фаза коефіцієнта передачі елементарних чотириполіусників 1 і 3 при умові, що вони навантажені на узгоджене навантаження $Z_{\text{хв}}$.

Елементи S_{11C} і S_{21C} матриці розсіювання для ємнісної провідності (B) та елементи S_{11L} і S_{21L} для індуктивної провідності ($-B$), паралельно включених в лінію передачі визначаються формулами [12]:

$$S_{11C} = \frac{-jB}{2 + jB} = \frac{B}{\sqrt{4 + B^2}} \cdot e^{-j[\pi/2 + \arctg(B/2)]}, \quad (3.5)$$

$$S_{21C} = \frac{2}{2 + jB} = \frac{2}{\sqrt{4 + B^2}} \cdot e^{-j \arctg(B/2)}, \quad (3.6)$$

$$S_{11L} = \frac{-jB}{2 - jB} = \frac{B}{\sqrt{4 + B^2}} \cdot e^{j[\pi/2 + \arctg(B/2)]}, \quad (3.7)$$

$$S_{21L} = \frac{2}{2 - jB} = \frac{2}{\sqrt{4 + B^2}} \cdot e^{j \arctg(B/2)}. \quad (3.8)$$

Відомо, що при резонансі в прохідному резонаторі модуль коефіцієнта передачі дорівнює одиниці ($|S_{21}| = 1$). Враховуючи додатково, що прохідний резонатор є реактивним чотириполюсником, а це означає, що $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$, і з (3.4) знаходимо умову резонансу прохідного резонатора

$$2\theta - 2\varphi_{11} = 2\pi \cdot p, \text{ де } p = 0, 1, 2... \quad (3.8a)$$

Так як $\theta = 2\pi L / \lambda_{\text{хв}}$, то із (3.8a) знайдемо резонансну довжину резонатора

$$L = \left(\frac{p}{2} + \frac{\varphi_{11}}{2\pi} \right) \cdot \lambda_{\text{хв}}. \quad (3.9)$$

Враховуючи знаки фаз коефіцієнтів відбиття від чотириполюсників 1 та 3 з ємнісною і індуктивною неоднорідностями, формули (3.5)–(3.8), отримуємо, що перша резонансна довжина прохідного резонатора з індуктивними неоднорідностями буде при $p = 0$, а ємнісними при $p = 1$. Це означає, що прохідний резонатор з ємнісними неоднорідностями коротший за прохідний резонатор з індуктивними неоднорідностями. Перша резонансна довжина прохідного резонатора з ємнісними неоднорідностями більша нуля, але менша $\lambda_{\text{хв}}/4$, з індуктивними — більша $\lambda_{\text{хв}}/4$, але менша за $\lambda_{\text{хв}}/2$. Що залежить від величини $|B|$.

З (3.9) отримуємо резонансні довжини хвиль для прохідних резонаторів з індуктивними і ємнісними неоднорідностями при першому резонансі

$$\lambda_{0L(p=0)} = \frac{\lambda_{\text{кр}}}{\sqrt{\left(\frac{\varphi_{11}}{2\pi}\right)^2 \cdot \left(\frac{\lambda_{\text{кр}}}{L}\right)^2 + 1}}, \quad \lambda_{0C(p=1)} = \frac{\lambda_{\text{кр}}}{\sqrt{\left(\frac{\varphi_{11}}{2\pi} + \frac{1}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{\lambda_{\text{кр}}}{L}\right)^2 + 1}}. \quad (3.10)$$

Для більш глибокого розуміння фізичних процесів, що відбуваються в прохідному резонаторі, розглянемо в однохвильовому наближенні хвильові процеси при проходженні через нього електромагнітної хвилі [14].

Нехай потік енергії електромагнітної хвилі з напруженістю електричного поля E падає на першу неоднорідність прохідного

резонатора. Частина потоку енергії відбивається, а інша частина проходить через неоднорідність в резонатор. Напруженість електричного поля, що відбивається від неоднорідності позначимо через $E_{B(1)}$. Потік енергії електромагнітної хвилі, що пройшов в резонатор, поширюється в резонаторі і, досягнувши другої неоднорідності, частково відбивається від неї, а частково проходить на вихід резонатора. Напруженість електричного поля хвилі, що пройшла на вихід позначимо через $E_{\text{пр}(1)}$. Частина потоку енергії відбитої хвилі повертається до першої неоднорідності, ділиться і частина з нього проходить на вхід резонатора, напруженість електричного поля якої позначимо через $E_{B(2)}$, а частина повертається до другої неоднорідності і т. д. Повні амплітуди напруженості електричного поля на вході резонатора і на його виході будуть нескінченними сумами хвиль, які виникли в результаті кожної взаємодії хвиль з неоднорідностями.

Так як комплексні коефіцієнти відбиття і передачі від неоднорідності позначені через $S_{11} = |S_{11}|e^{j\varphi_{11}}$ і $S_{21} = |S_{21}|e^{j\varphi_{21}}$ і враховуючи, що дисипативні втрати на неоднорідності дорівнюють нулю, то напруженість електричного поля першої та другої відбитої хвиль будуть становити

$$E_{B(1)} = E \cdot S_{11} \text{ та } E_{B(2)} = E \cdot S_{21}^2 e^{-j2\beta L} \cdot S_{11}.$$

Множник $e^{-2j\beta L}$ враховує те, що хвиля два рази долає довжину резонатора, де $\beta = 2\pi/\lambda_{\text{хв}}$ — фазова стала.

Напруженість електричного поля першої та другої хвилі на виході резонатора буде дорівнювати

$$E_{\text{пр}(1)} = E \cdot S_{21} e^{-j\beta L} \cdot S_{21}, \quad E_{\text{пр}(2)} = E \cdot S_{21}^2 \cdot e^{-j\beta L} \cdot S_{11}^2 \cdot e^{-j2\beta L}.$$

Складаючи всі відбиті хвилі на вході резонатора та хвилі, що пройшли на його вихід, будемо мати

$$\begin{aligned} E_{B(\Sigma)} &= E_{B(1)} + E_{B(2)} + \dots + E_{B(n)} = \\ &= E \cdot \left[S_{11} + S_{21}^2 S_{11} e^{-j2\beta L} \sum_{n=0}^{\infty} \left(S_{11}^2 e^{-j2\beta L} \right)^n \right]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$E_{\text{пр}(\Sigma)} = E_{\text{пр}(1)} + E_{\text{пр}(2)} + \dots + E_{\text{пр}(n)} = E \cdot S_{21}^2 \cdot e^{-j\beta L} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left(S_{11}^2 \cdot e^{-2j\beta L} \right)^n, \quad (3.12)$$

де $E_{B(\Sigma)}$ і $E_{\text{пр}(\Sigma)}$ — повні амплітуди напруженостей електричних полів відбитої хвилі на вході резонатора і хвилі, що пройшла на його вихід.

Суми у виразах (3.11) та (3.12) є сумами спадної геометричної прогресії, так як $|S_{11}| < 1$, знаменник прогресії $q = (S_{11})^2 e^{-2j\beta L}$, перший член прогресії дорівнює одиниці. В результаті маємо

$$E_{\text{пр}(\Sigma)} = \frac{E \cdot S_{21}^2 e^{-j\beta L}}{1 - S_{11}^2 e^{-j2\beta L}}, \quad (3.13)$$

$$E_{B(\Sigma)} = E \cdot \left(S_{11} + \frac{S_{11} \cdot S_{21}^2 e^{-j2\beta L}}{1 - S_{11}^2 e^{-j2\beta L}} \right), \quad (3.14)$$

Враховуючи, що $S_{11\Sigma} = E_{B\Sigma}/E$ та $S_{21\Sigma} = E_{\text{пр}\Sigma}/E$, отримаємо вирази для коефіцієнтів відбиття та передачі прохідного резонатора при умові, що резонатор навантажений на узгоджене навантаження.

$$S_{11(\Sigma)} = \left(S_{11} + \frac{S_{11} S_{21}^2 e^{-j2\beta L}}{1 - S_{11}^2 e^{-j2\beta L}} \right), \quad (3.15)$$

$$S_{21(\Sigma)} = \frac{S_{21}^2 \cdot e^{-j\beta L}}{1 - S_{11}^2 \cdot e^{-j2\beta L}}. \quad (3.16)$$

Формули (3.16) і (3.3) для коефіцієнтів передачі, які отримані різними способами, збігаються.

Знайдемо аналітичний вираз для визначення навантаженої добротності прохідного резонатора. Для цього скористаємося відомою формулою із курсу радіотехніки

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f_{0,5}}, \quad (3.16a)$$

де f_0 — резонансна частота резонатора, $2\Delta f_{0,5}$ — смуга частот, на межі якої потужність зменшується в 2 рази, Q — навантажена добротність.

Скориставшись виразом (3.16) знайдемо квадрат модуля коефіцієнта передачі прохідного резонатора

$$|S_{21\Sigma}|^2 = \frac{|S_{21}|^2}{\left| 1 - |S_{11}|^2 \cdot e^{-j2(\beta L - \phi_{11})} \right|^2}. \quad (3.17)$$

Квадрат модуля коефіцієнта передачі (3.17) є функцією частоти, тому що β і ϕ_{11} залежать від частоти. Проте в смузі частот резонатора $2\Delta f_{0,5}$ при $2\Delta f_{0,5} \ll f_0$ можна вважати, що $\phi_{11} = \text{const}$, і тільки β є функцією частоти. Фазова стала β для хвилі H_{10} в хвилеводі прямокутного поперечного перерізу визначається як

$$\beta(f) = \frac{2\pi \cdot f}{c} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{c}{\lambda_{\text{кр}} \cdot f} \right)^2},$$

де $\lambda_{\text{кр}}$ — критична довжина хвилі H_{10} у хвилеводі, c — швидкість світла ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с).

Розклавши функцію $\beta(f)$ в ряд Тейлора за степенями Δf та взявши два члени ряду маємо

$$\beta(f) \approx \beta_0 \cdot \left(1 \pm \frac{1}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right) = \beta(f_0) \pm \Delta\beta. \quad (3.18)$$

У тому ж наближенні, зберігаючи три перших члени ряду, при розкладанні в ряд функції та враховуючи умову резонансу, маємо

$$e^{-2j(\beta L - \varphi_{11})} \approx 1 \mp j \frac{\beta_0 \cdot L}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \cdot \frac{2\Delta f}{f_0} - \frac{(\beta_0 \cdot L)^2}{[1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2]^2} \cdot 2 \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2. \quad (3.19)$$

Підставивши (3.19) в (3.17) та враховуючи (3.8a), отримаємо формулу для квадрата модуля коефіцієнта передачі, яка справедлива в смузі частот резонатора $2\Delta f_{0,5}$

$$|S_{21(\Sigma)}|^2 \approx \frac{1}{1 + \left(\frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \frac{\beta_0 \cdot L}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \right)^2 \cdot \left(2 \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2}. \quad (3.20)$$

Так як на межі смуги частот $2\Delta f_{0,5}$ $|S_{21\Sigma}|^2 = 0,5$, то із (3.20) та враховуючи (3.16a), отримаємо

$$Q = \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \frac{\beta_0 \cdot L}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}. \quad (3.21)$$

Із (3.20), враховуючи (3.21), отримаємо

$$|S_{21(\Sigma)}|^2 = \frac{1}{1 + Q^2 \cdot (2\Delta f / f_0)^2}. \quad (3.22)$$

Це означає, що коефіцієнт передачі прохідного резонатора має аналогічну залежність від частоти, як і паралельний резонансний контур, що паралельно включений в лінію передачі.

Опис експериментальної установки для дослідження характеристик і параметрів прохідного резонатора

Для виконання експериментальних досліджень прохідного резонатора студентам запропоновані два хвилеводи прямокутного поперечного перерізу 58×25 мм довжиною $L = 66$ і $42,5$ мм та три пари діафрагм з провідністю індуктивного характеру з вікнами $a' = 18, 15, 13$ мм (рис. 3.2).

Схема установки для вимірювання коефіцієнта передачі прохідного резонатора приведена на рис. 3.3.

Вона складається з генератора НВЧ, який працює в режимі змінювання частоти (G), коаксіально-хвильовідного переходу (КХП), атенюатора (АТ), двох направлених відгалужувачів з детекторними секціями (ДС), узгодженого навантаження (УН), індикатора та прохідного резонатора (ПР), який в схемі знаходиться між направленими відгалужувачами. Якщо прохідний резонатор вилучити із установки і з'єднати хвильоводи, то ця схема відповідає вимірювальному стенду зібраному для його калібрування.

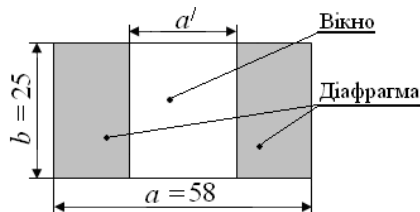


Рисунок 3.2. Індуктивна діафрагма у хвильоводі

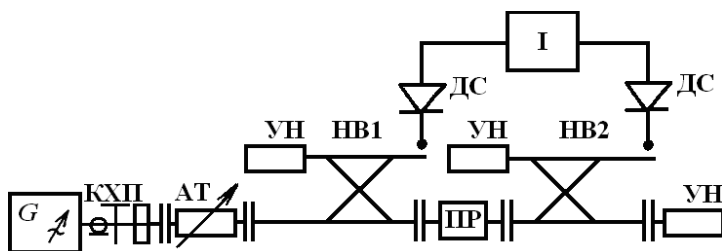


Рисунок 3.3. Схема установки для вимірювання коефіцієнта передачі

Схема установки для вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі прохідного резонатора приведена на рис. 3.4. На цій схемі показані ті ж пристрої, що і в попередньо розглянутій схемі. Відмінність схем полягає в тому, що другий направлений відгалужувач переорієнтований на відбиту хвилю від прохідного резонатора, який тепер уже включений між направленим відгалужувачем два (НВ2) та УН.

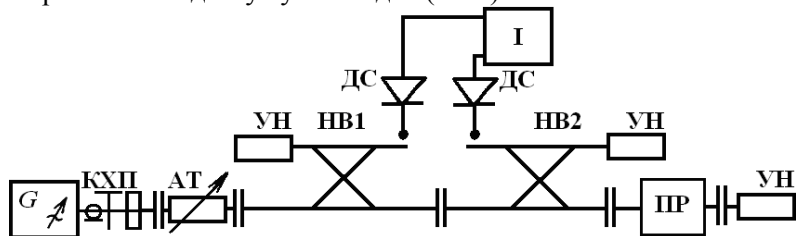


Рисунок 3.4. Схема установки для вимірювання характеристики узгодження НВЧ пристроїв

При проведенні експериментальних досліджень треба мати на увазі, що вимірювання параметрів резонаторів довжиною $L = 66$ мм проводять з генератором, що генерує на частотах 3–4 ГГц, а резонатора довжиною $L = 42,5$ мм з генератором, що генерує на частотах від 4 до 5 ГГц.

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитись з інструкціями щодо експлуатації вимірювальних приладів, які використовуються в роботі.

2. Зібрати лабораторний стенд на основі панорамного вимірювача коефіцієнта передачі і відбиття Р2–41 (хвилевідна лінія 58×25 мм) для калібрування згідно схеми рис. 3.2. Провести калібровку згідно з інструкцією приладу [11].

3. Зібрати лабораторний стенд на основі Р2–41 для вимірювання коефіцієнта передачі шести прохідних резонаторів згідно схеми рис. 3.2 [11]. По резонансним кривим коефіцієнтів передачі резонаторів знайти резонансні частоти: $f_1, f_2, f_3, \dots, f_6$; смуги пропускання кожного з резонаторів за рівнем половинної потужності; визначити їх добротність та втрати на резонансних частотах.

4. Зібрати лабораторний стенд на основі Р2–41 для вимірювання коефіцієнтів стоячої хвилі досліджуваних резонаторів згідно схеми рис. 3.3 [11]. По резонансним кривим КСХН зафіксувати резонансні частоти та рівні КСХН на резонансних частотах.

Домашнє завдання

1. Розрахувати нормовані провідності (B) трьох діафрагм індуктивного характеру в хвилеводі прямокутного поперечного перерізу 58×25 мм за формулою $B = (\lambda_{\text{хв}}/a) \operatorname{ctg}^2(\pi a' / 2a)$, де $\lambda_{\text{хв}}$ — довжина хвилі в хвилеводі; a — ширина хвилеводу; a' — ширина вікна (рис. 3.4). Нормована провідність кожної з діафрагм розраховується на двох частотах. Розміри діафрагм, а також частоти, на яких розраховуються провідності, вказані нижче:

а) $a' = 13, f_1 = 3385$ МГц, $f_2 = 4215$ МГц;

б) $a' = 15, f_3 = 3375$ МГц, $f_4 = 4180$ МГц;

в) $a' = 18, f_5 = 3340$ МГц, $f_6 = 4070$ МГц.

2. За визначеними значеннями реальних провідностей діафрагм ($B_1, \dots, B_6$) знайти коефіцієнти відбиття від цих неоднорідностей (коефіцієнти S_{11}) за формулою: $S_{11} = -Y/(Y + 2)$. При розрахунках врахувати, що $Y = -jB$ (знак відповідає провідності індуктивного характеру).

3. Знайти найменші резонансні довжини ($L_1, \dots, L_6$) прохідних резонаторів, що створені на діафрагмах з вікнами $a' = 13, 15, 18$ мм, якщо вказані частоти $f_1, f_2, f_3, \dots, f_6$ є резонансними для цих резонаторів. Резонансні довжини резонаторів знаходяться як

$$L = \left(\frac{p}{2} + \frac{\Phi_{11}}{2\pi} \right) \cdot \lambda_{\text{хв}},$$

де $p = 0, 1, 2 \dots$

4. Знайти добротність розрахованих резонаторів за формулою

$$Q = \frac{|S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \frac{\beta_0 \cdot L}{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2},$$

де λ_0 — резонансна довжина хвилі.

5. Порівняти результати експериментальних досліджень і розрахунків та зробити висновки.

Контрольні запитання

1. Які неоднорідності ліній передачі використовуються для створення прохідних резонаторів. Привести приклади.

2. Записати матрицю розсіювання для неоднорідностей, включених в лінію передачі з хвильовим опором $Z_{хв}$ паралельно та послідовно.

3. Пояснити, чому довжина резонатора при першому резонансі на неоднорідностях індуктивного характеру більше $\lambda_{хв}/4$, а ємнісного — менше $\lambda_{хв}/4$?

4. Чому змінюється добротність прохідного резонатору зі зміною частоти?

5. Як змінюється добротність прохідних резонаторів при зміні величини реактивної провідності?

Лабораторна робота № 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК УЗГОДЖЕННЯ ТА ПЕРЕДАЧІ БАГАТООТВІРНОГО ХВИЛЕВІДНОГО НАПРАВЛЕНОГО ВІДГАЛУЖУВАЧА

Мета роботи: ознайомитись з принципами роботи та побудови, конструкціями, характеристиками багатоотвірних хвильовідних направлених відгалужувачів (НВ) та методами їх розрахунку. Експериментально дослідити характеристики та параметри НВ.

Теоретичні відомості

Хвильовідний НВ — це НВЧ восьмиполюсна система, яка складається з двох хвильоводів (найчастіше прямокутного поперечного перерізу), зв'язаних між собою отворами зв'язку, які знаходяться на загальній вузькій або широкій стінках хвильоводів [1, 5]. Він призначений для направленої відгалуження частини потоку потужності електромагнітної хвилі (ЕМХ) із першого хвильоводу у другий. Застосовується для створення розгалужених НВЧ трактів радіотехнічних та вимірювальних систем [1, 7].

Загальна схема НВ показана на рис. 4.1. Перша лінія передачі має входи, які позначені цифрами 1 і 3, друга — входи 2 і 4. Входи першої та другої ліній передачі називають плечима НВ. Розрізняють два типи НВ. В першому з них, якщо НВ живиться зі входу 1, потоки потужності

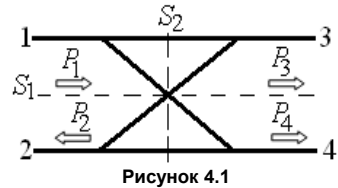


Рисунок 4.1

ЕМХ діляться між входами 3 і 4, а вхід 2 — розв'язаний і, при цьому, електромагнітні хвилі на входах 3 і 4 зсунуті за фазою на $\pi/2$. Такий НВ називають співнаправленим. У НВ другого типу при живленні із плеча 1, потоки потужності ЕМХ діляться між входами 2 і 3, вхід 4 — розв'язаний. ЕМХ на входах 2 і 3 зсунуті за фазою на $\pi/2$, якщо НВ має поздовжню (S_1) та поперечну (S_2) осі симетрії, і синфазні чи протифазні, якщо він має тільки одну вісь симетрії S_1 . Такі НВ називають протинаправленими. Розв'язані плечі завжди навантажують на узгоджене навантаження.

Багатоотвірні хвильовідні НВ є НВ першого типу. У якості отворів зв'язку використовуються отвори наступних конфігурацій: круглі, прямокутні, хрестоподібні, гантелевидні. Форма отворів зв'язку та їх кількість впливають на частотні характеристики направлених відгалужувачів. Чим більше отворів зв'язку, тим ширша смуга робочих частот НВ. Найчастіше використовуються круглі отвори, як найбільш технологічні.

Направлені відгалужувачі характеризують наступними параметрами, які є специфічними для цього класу приладів: перехідне згасання C та направленість D , які, як правило, виражаються у децибелах [10, 14, 16]:

$$C = 20 \lg(E_4 / E_1) = 10 \lg(P_4 / P_1), \quad D = 20 \lg(E_4 / E_2) = 10 \lg(P_4 / P_2),$$

де C і D записані для співнаправленого НВ.

P_1, P_2, P_3, P_4 — потужності сигналів у відповідних плечах НВ; E_1, E_2, E_3, E_4 — амплітуди напруженості електричних полів у відповідних плечах НВ.

Якщо потужність, що подається на вхід I НВ, ділиться між плечима 3 і 4 навпіл, то такий НВ називають мостом.

Направленість та перехідне згасання залежать від частоти. Необхідно додати, що направленість у більшій мірі залежить від частоти ніж перехідне згасання, а тому смуга робочих частот НВ визначається мінімальною направленістю у цій смузі. Задовільним вважається НВ, у якого направленість в діапазоні частот складає не менше 15 дБ. Крім цих параметрів, НВ характеризується коефіцієнтом стоячої хвилі за напругою (КСХН) плечей.

Більш повними характеристиками НВ є частотнозалежні елементи матриці розсіювання S_{ij} , фізичний зміст яких наступний: діагональні елементи матриці розсіювання S_{ij} ($i = j$) є коефіцієнтами відбиття ЕМХ від i -го входу, при умові, що всі інші входи є узгодженими; позадіагональні елементи є коефіцієнтами передачі по полю (у разях) з j -го входу на i при умові, що інші входи узгоджені.

Ідеальна матриця розсіювання співнаправленого НВ має вид

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Розглянемо збудження другого хвильоводу НВ з першого через отвори, що знаходяться на широкій або вузькій стінках, які є спільними для двох хвильоводів прямокутної форми поперечного перерізу. Згадаємо, що основною хвилею хвильоводу прямокутного поперечного перерізу є хвиля H_{10} [14] (рис. 4.2). Вона має одну складову напруженості електричного поля $E_Y = E_{mY} \sin(\pi \cdot x / a)$ і дві складові напруженості магнітного

поля: $H_X = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$ і $H_Z = -j\lambda/2a \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right)$. Поля H_X і H_Z

записані за умови, що $E_{mY} = 1$ (рис. 4.2).

Якщо отвір зв'язку знаходиться в спільній широкій стінці для обох

хвильоводів НВ, то в загальному випадку другий хвильовід збуджується трьома складовими електромагнітного поля (ЕМП): нормальною складовою напруженості електричного поля E_y і дотичними до отвору магнітними складовими H_x і H_z в залежності від місця розташування отвору збудження по координаті x .

Якщо отвір зв'язку знаходиться на спільній вузькій стінці двох хвильоводів НВ, то другий хвильовід може збуджуватися лише однією складовою напруженості магнітного поля H_z . Розглянемо ці процеси більш детально.

Отвір зв'язку в спільній вузькій стінці (рис. 4.3). У цьому випадку збудження відбувається за рахунок H_z складової напруженості магнітного поля першого хвильоводу (за рахунок затікання струмів, які створюються на спільній стінці H_z -складовою магнітного поля, у другий хвильовід). Якщо прийняти, що спільна стінка хвильоводів НВ є нескінченно тонкою, і врахувати те, що силові лінії магнітного поля неперервні, то в місці отвору зв'язку, як показано на рис. 4.3, отримаємо силову лінію магнітного поля, яка одночасно знаходиться і в першому і у другому хвильоводах і є спільною для обох хвильоводів.

Магнітне поле другого хвильоводу $H(H_z)$ — це магнітне поле, яке збуджене H_z -складовою першого хвильоводу, створює в ньому два потоки потужності хвилі H_{10} , що направлені у плечі 2 і 4. Їх потужності рівні між собою $P_2 = P_4$. Таким чином, один отвір зв'язку у спільній стінці хвильоводу не має власної направленості.

Якщо товщина спільної стінки має кінцеву товщину і дорівнює t , то у першому наближенні можна вважати, що поздовжня складова магнітного поля H_z у отворі, як і у хвильоводі круглого поперечного перерізу довжиною t , збуджує хвилю H_{11} , яка є джерелом збудження другого хвильоводу. Хвильовід довжиною t є поза межовим для хвилі H_{11} і вносить додаткове згасання, яке необхідно враховувати при розрахунках НВ.

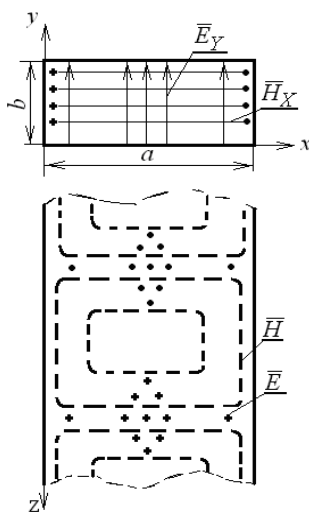


Рисунок 4.2

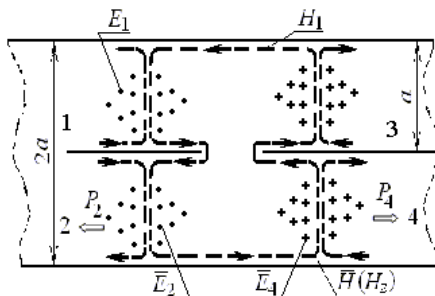


Рисунок 4.3

Отвір зв'язку у спільній широкій стінці. Будемо вважати, що отвір зв'язку в спільній широкій стінці знаходиться при $x = a/2$, або близький до середини широкої стінки, що найбільш часто буває на практиці. Тоді можна вважати, що цей отвір і, в кінці кінців, другий хвильовід збуджується лише двома складовими полів: нормальною складовою напруженості електричного поля E_Y і дотичною складовою напруженості магнітного поля H_X . Полями збудження за рахунок поздовжньої складової магнітного поля H_Z знехтуємо. Поперечна складова магнітного поля H_X першого хвильоводу, за умов, що товщина спільної широкої стінки двох хвильоводів дорівнює нулю ($t = 0$), збуджує у другому хвильоводі силову лінію магнітного поля, яка є продовженням силової лінії магнітного поля з першого хвильоводу, і є неперервною і замкнутою, або струми, які збуджені H_X -складовою на спільній стінці у першому хвильоводі затікають через отвір зв'язку у другий хвильовід і збуджують магнітне поле у другому хвильоводі. Силові лінії магнітного поля, яка збуджена у другому хвильоводі, показана на рис. 4.4. Магнітне поле $H(H_X)$ другого хвильоводу створює в ньому в плечах 2 і 4 два потоки, потужності яких рівні $P_2 = P_4$.

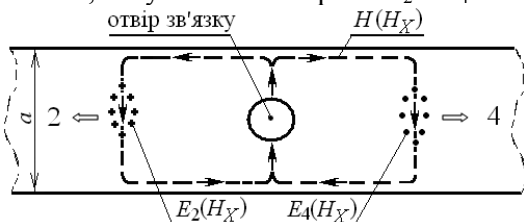


Рисунок 4.4

який описано вище при збудженні другого хвильоводу через отвір у спільній вузькій стінці хвильоводів. Електричні складові хвиль H_{10} у другому хвильоводі $E_2(H_X) = -E_4(H_X)$ однакові і протифазні.

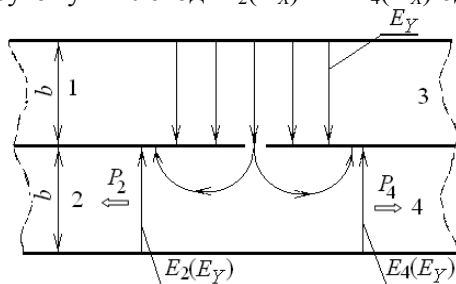


Рисунок 4.5

Якщо товщина спільної широкої стінки хвильоводів $t \neq 0$, то справедливим залишається твердження щодо збудження другого хвильоводу за допомогою позамежового хвильоводу з хвилею H_{11} довжиною t ,

Нормальна складова напруженості електричного поля першого хвильоводу також збуджує отвір зв'язку, і в кінці кінців, другий хвильовід. При товщині спільної широкої стінки $t = 0$ силові лінії напруженості електричного поля першого хвильоводу через отвір

зв'язку проникають у другий хвильовід та створюють у ньому два рівні потоки хвилі H_{10} , потужності яких однакові ($P_2 = P_4$) і які направлені в

плечі 2 і 4. Електричні складові цих хвиль у другому хвилеводі показані на рис. 4.5. Звідки видно, що електричні складові хвилі H_{10} другого хвилеводу $E_2(H_Y) = E_4(H_Y)$ — синфазні. Якщо товщина широкої спільної стінки двох хвилеводів має кінцеву товщину t , то отвір зв'язку є круглим хвилеводом довжиною t , в якому E_Y компонента електричного поля збуджує хвилю E_{01} . Для цієї хвилі хвилевід довжиною t , внаслідок малого діаметра отвору зв'язку, є позамежовим, а тому треба додатково при розрахунках НВ враховувати згасання хвилі E_{01} на довжині t . Порівнюючи фази напруженостей електричних полів $E_2(E_Y)$ і $E_2(H_X)$, а також $E_4(E_Y)$ і $E_4(H_X)$ — рис. 4.4 та рис. 4.5, бачимо, що в плечі 2 вони протифазні, а в плечі 4 — синфазні. Це означає, що при виборі координати x отвору зв'язку на спільній широкій стінці, при якій $E_2(H_X) = E_2(E_Y)$, цей отвір буде мати власну направленість.

Розрахунок перехідного згасання та направленості отвору зв'язку, що має власну направленість

Для розрахунку перехідного згасання та направленості отвору зв'язку скористаємося формулами Бете [15, 17], які у першому наближенні справедливі при умові, що лінійні розміри отвору набагато менші за довжину хвилі. Сумарні нормовані амплітуди напруженості електричного поля E_3 і E_4 в плечах 3 і 4, які збуджені трьома складовими полів E_Y , H_X і H_Z хвилі H_{10} першого хвилеводу, запишемо згідно з формулами Бете [17]:

$$E_2 = \frac{j\pi}{\lambda_0 S} [-M_1 H_{X1} H_{XII} F_{m1} - M_2 H_{Z1} H_{ZII} F_{m2} + P_E E_{Y1} E_{YII} F_e],$$

$$E_4 = \frac{j\pi}{\lambda_0 S} [M_1 H_{X1} H_{XII} F_{m1} - M_2 H_{Z1} H_{ZII} F_{m2} + P_E E_{Y1} E_{YII} F_e],$$

де $S = \int_0^a \int_0^b E_Y H_X dx dy = 0,5ab \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}$ — величина, яка є пропорцій-

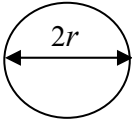
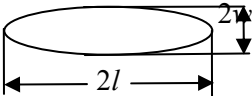
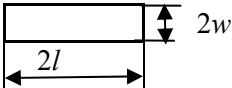
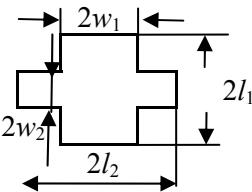
ною потужності, що передається по першому хвилеводу; M_1 , M_2 — магнітні поляризованості отворів зв'язку; P_E — електрична поляризованість отвору зв'язку (формули для визначення поляризованості отворів різної конфігурації приведено в табл. 4.1 та в [15]); H_{X1} , H_{Z1} , E_{Y1} — складові напруженостей полів у першому хвилеводі; H_{XII} , H_{ZII} , E_{YII} — складові напруженостей полів у другому хвилеводі.

Коефіцієнти F_{m1} , F_{m2} , F_e враховують згасання, що вносить отвір зв'язку довжиною t . Так як діаметр отвору зв'язку набагато менший за довжину хвилі, то отвір є позамежовим хвилеводом довжиною t . При збудженні отвору зв'язку дотичними складовими напруженості магнітного поля H_X і H_Z , в отворі збуджується хвиля H_{11} . Тоді коефіцієнти

$$F_{m1} = F_{m2} = \exp \left(-\frac{2\pi}{3,41r} \sqrt{1 - \left(\frac{3,41r}{\lambda_0} \right)^2} \times t \right),$$

де $3,41r = \lambda_{\text{кр } H_{11}}$.

Таблиця 4.1

Форма отворів зв'язку	M_1	M_2	P_E
Круг з радіусом r 	$\frac{4}{3}r^3$	$\frac{4}{3}r^3$	$\frac{2}{3}r^3$
Сильно витягнутий еліпс 	$\frac{\pi l^3}{3 \left(Ln \frac{4l}{w} - 1 \right)}$	$\frac{\pi l w^2}{3}$	$\frac{\pi l w^2}{3}$
Щілина 	$\frac{\pi l^3}{3 \left(Ln \frac{4l}{w} - 1 \right)}$	$\pi l w^2 / 2$	$\pi l w^2 / 2$
Хрестоподібний отвір 	$\frac{\pi l_1^3}{3 \left(Ln \frac{4l_1}{w_1} - 1 \right)}$	$\frac{\pi l_2^3}{3 \left(Ln \frac{4l_2}{w_2} - 1 \right)}$	$\frac{\pi}{2} (l_1 w_1^2 + l_2 w_2^2)$

При збудженні отвору зв'язку нормальною складовою напруженості електричного поля E_y , в отворі збуджується хвиля E_{01} . Тоді коефіцієнт

$$F_e = \exp \left(-\frac{2\pi}{2,61r} \sqrt{1 - \left(\frac{2,61r}{\lambda_0} \right)^2} \times t \right),$$

де $2,61r = \lambda_{\text{кр } E_{01}}$.

Направлений відгалужувач з отворами зв'язку на спільній вузькій стінці

Для отримання направленості з отворами зв'язку на спільній вузькій стінці необхідно мати не менше двох отворів зв'язку, що знаходяться на відстані $\lambda_{0\text{ХВ}}/4$, де $\lambda_{0\text{ХВ}}$ — довжина хвилі в хвилеводі на середній довжині хвилі робочого діапазону частот НВ. Тоді, відповідно до рис. 4.6,

хвилі, які збуджені у хвилеводі II, через отвори зв'язку I отв. і Потв. в плечі 4 НВ складуться, а в плечі 2 матимемо різницю амплітуд цих хвиль. При рівних їх амплітудах — плече 2 ідеально розв'язане на середній довжині хвилі діапазону частот НВ.

На основі вище викладеного можна сформулювати принцип отримання направленої передачі потоку потужності в другий хвилевід:

а) необхідно мати два джерела, які збуджують другий хвилевід. Це може бути один отвір зв'язку, якщо він збуджується не менше ніж двома складовими ЕМП або два отвори зв'язку, які збуджуються однією компонентою ЕМП;

б) амплітуди збуджених хвиль двома джерелами у другому хвилеводі повинні бути рівними;

в) зсув фаз між збудженими хвилями від двох джерел у другому хвилеводі в плечах 2 і 4 повинен бути таким, щоб в одному з плечей вони були синфазні, а в іншому протифазні.

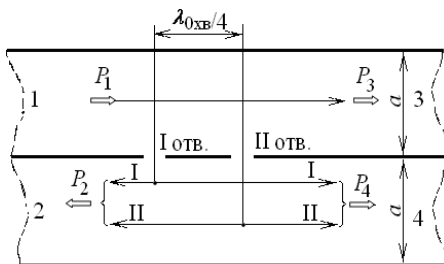


Рисунок 4.6

Як показує аналіз, НВ з двома отворами зв'язку на спільній вузькій стінці чи з одним отвором на спільній широкій стінці є вузькосмуговими і їх перехідне згасання не може бути менше 20 дБ.

Для зменшення перехідного згасання і збільшення робочої смуги частот НВ виконуються багатоотвірними. Такі НВ можуть працювати у смузі робочих частот хвилеводу з направленістю не гірше 30 дБ. Розрахунок таких НВ з характеристиками Чебишова і Батерворта приведені в [9, 10, 15, 17].

Направлені відгалужувачі з отворами зв'язку, що мають власну направленість

Одним з найбільш простих і компактних НВ з отворами зв'язку на спільній широкій стінці є НВ з взаємно перпендикулярними хвилеводами. В якості елементів зв'язку використовують круглі або хрестоподібні отвори. Один або два отвори (рис. 4.7) розташовують на діагоналі спільної широкої стінки, де магнітне поле хвилі H_{10} в першому хвилеводі має колову поляризацію.

Необхідно відмітити, що перший отвір I збудиться магнітним полем колової поляризації правого напрямку обертання (якщо дивитися зверху вниз на хвилеводи), а II — лівого напрямку обертання. У другому хвилеводі хвилі, що збуджується з першого і другого отворів зв'язку, будуть синфазні в плечі 4 і протифазні в плечі 3.

Це пояснюється тим, що у плечі 4 на осях, показаних штриховими лініями, магнітне поле має колову поляризацію того ж напрямку обертання, що і в першому хвильоводі. При живленні НВ з плеча 3, потік потужності ЕМП буде направлений в плече 2 другого хвильоводу, а плече 4 буде розв'язане. Тепер вже в плечі 2 на осях, вказаних штриховими лініями, магнітне поле буде мати колову поляризацію з напрямками обертання такими ж, як у плечі 3 на таких же осевих лініях.

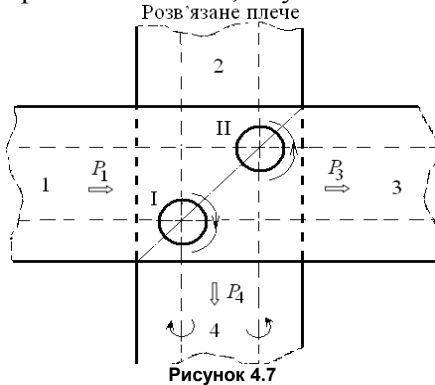


Рисунок 4.7

Для більш широкої смуги частот НВ краще використовувати отвори зв'язку хрестоподібної форми. В цьому випадку перехідне згасання не залежить від частоти.

На такому ж принципі побудовано багатоотвірний НВ з ріблеттовськими елементами зв'язку, розташованими на спільній широкій стінці, як показано на рис. 4.8 [17].

Кожний ріблеттовський елемент складається з двох щілин a і b . Щілина a збуджується поздовжною складовою магнітного поля H_z . Щілина b — поперечною складовою магнітного поля H_x . Хвилі, що збуджені через ці два отвори зв'язку, створюють у другому хвильоводі на осях, вказаних штриховими лініями, магнітне поле колової поляризації. Потік потужності у другому хвильоводі співпадає з потоком потужності P_1 у першому хвильоводі, а це означає, що вхід 2 — розв'язаний.

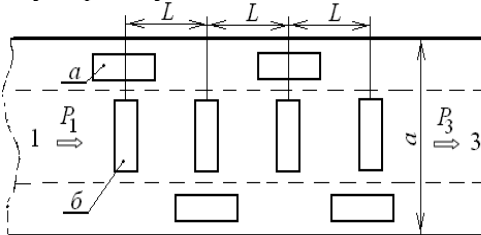


Рисунок 4.8

Багатоотвірні ріблеттовські НВ можуть працювати в смузі частот хвильоводу і можуть мати перехідні згасання до 3 дБ з направленістю більше 40 дБ [15, 17].

На рис. 4.9 показано широко-смуговий багатоотвірний НВ з круглими отворами зв'язку, розташованими в спільній ши-

рокій стінці, який досліджується у лабораторній роботі. Він складається з двох хвильоводів, у спільній широкій стінці яких розташовані два ряди круглих отворів зв'язку, та узгодженого навантаження, розташованого в розв'язаному плечі другого хвильоводу НВ. Вимоги до характеристик узгодження узгодженого навантаження цього НВ досить жорсткі. Його

коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) не повинен перевищувати 1,06, бо від цього залежить максимальна направленість НВ.

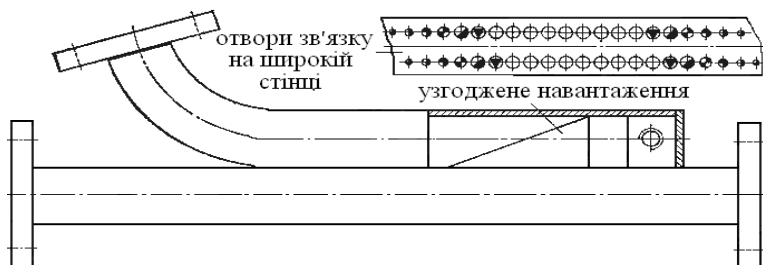


Рисунок 4.9. Широкосмуговий багатоотвірний хвелевідний НВ з отворами зв'язку на широкій стінці

Опис експериментальної установки для дослідження характеристик і параметрів направеного відгалужувача

Схема установки для вимірювання коефіцієнта передачі НВ приведена на рис. 4.10.

Вона складається з генератора НВЧ (G), який працює в режимі змінювання частоти, коаксіально-хвелевідного переходу (КХП), атенуатора (АТ), двох НВ з детекторними секціями (Д), узгодженого навантаження (УН), індикатора (І) та досліджуваного пристрою (ПР), який в схемі знаходиться між НВ.

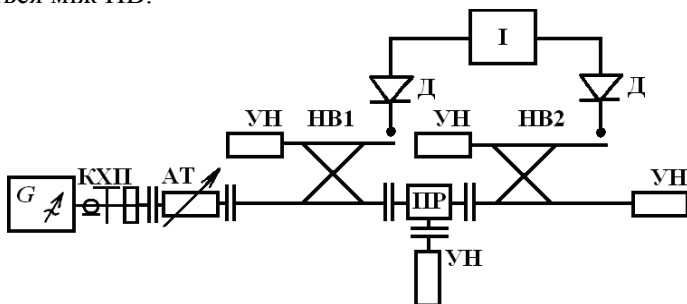


Рисунок 4.10. Схема установки для вимірювання коефіцієнта передачі

Якщо досліджуваний пристрій вилучити із установки і з'єднати хвелеводи в місці його вилучення, то ця установка відповідає вимірювальному стенду, зібраному для його калібрування.

Схема установки для вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі досліджуваного пристрою приведена на рис. 4.11. На цій схемі показані ті ж пристрої, що і у попередньо розглянутій схемі. Відмінність схем полягає у тому, що другий НВ переорієнтований на відбиту хвилю від ПР, який тепер вже включений між направленим відгалужувачем два (НВ2) і узгодженим навантаженням (УН).

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитися з інструкціями щодо експлуатації вимірювальних приладів, які використовуються в роботі.
2. Зібрати лабораторний стенд згідно з схемою рис. 4.10 без досліджуваного пристрою на основі панорамного вимірювача коефіцієнтів передачі та відбиття P2–54 (хвильовідна лінія перерізом 23×10 мм) для калібрування. Провести калібрування згідно з інструкцією на прилад [11].
3. Зібрати лабораторний стенд на основі P2–54 згідно з рис. 4.11 для вимірювання елементів матриці розсіювання НВ S_{ij} ($i \neq j$). Вільні виходи НВ навантажити на узгоджені навантаження. Провести вимірювання S_{ij} ($i \neq j$) у смузі частот $8 \div 10$ ГГц згідно інструкції на прилад [11].
4. Зібрати лабораторний стенд на основі P2–54 згідно з рис. 4.11 для вимірювання елементів матриці розсіювання НВ S_{ij} ($i = j$).
Провести вимірювання S_{ij} ($i = j$) для всіх входів НВ в смузі частот $8 \div 10$ ГГц згідно інструкції на прилад [11]. Вільні виходи НВ повинні бути навантажені на узгоджені навантаження.
5. За отриманими результатами експериментального дослідження НВ на центральній частоті $f_0 = 9$ ГГц розрахувати модулі елементів матриці розсіювання НВ.
6. Перевірити на унітарність отриману матрицю розсіювання.
7. Зробити висновки.

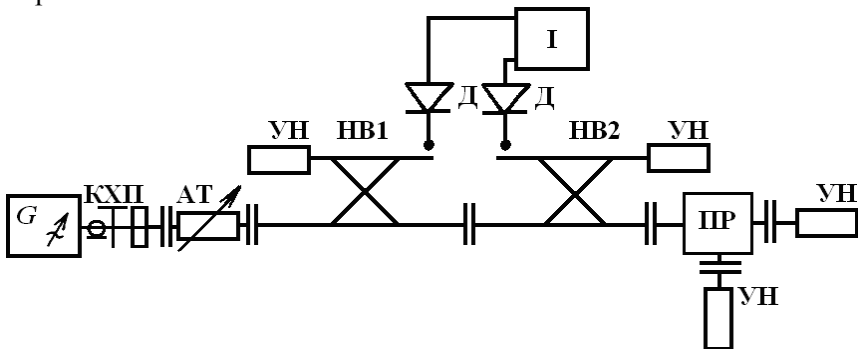


Рисунок 4.11. Схема установки для вимірювання характеристик узгодження НВЧ пристроїв

Домашнє завдання

1. Визначити перехідне згасання та власну направленість круглого отвору зв'язку, розміщеного посередині спільної широкої стінки товщиною $t = 0$ хвильоводу прямокутного перерізу з розмірами 23×10 мм на частоті 10 ГГц, якщо діаметр отвору $d = 10$ мм [17].
2. Визначити перехідне згасання і смугу робочих частот, у якій направленість не нижче 15 дБ для НВ з двома круглими отворами

зв'язку, розміщеними на відстані $\lambda_{0\text{хв}}/4$ у спільній вузькій стінці. Частота генератора 10 ГГц; хвилевід 23×10 мм; діаметр отворів зв'язку $d = 5$ мм; товщина спільної стінки $t = 0$.

Контрольні запитання

1. Пояснити принцип побудови та роботи хвилевідних НВ.
2. Які форми отворів зв'язку є найбільш ефективними при створенні НВ?
3. Пояснити схеми вимірювання коефіцієнтів матриць розсіювання S_{ij} ($i = j$) та S_{ij} ($i \neq j$) за допомогою панорамного вимірювача Р2–54.
4. Чому перехідне згасання НВ з двома отворами зв'язку, що розміщені в спільній вузькій стінці, не може бути меншим за 20 дБ?

Лабораторна робота № 5

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕВЗАЄМНИХ ФЕРИТОВИХ ПРИСТРОЇВ

Мета роботи: ознайомлення із застосуванням, конструкціями і принципом дії невіддільних хвильових феритових пристроїв НВЧ діапазону. Дослідження основних характеристик феритового вентиля і феритового циркулятора.

Теоретичні відомості

Феритовий вентиль – це узгоджений невіддільний двобрамний пристрій (чотириполюсник), що не створює істотного згасання для хвилі, що рухається по лінії передачі в одному (прямому) напрямку, але вносить велике згасання для іншого (зворотного) напрямку руху енергії.

Матриця розсіювання ідеального вентиля, яка приведена до одного перерізу хвильоводу має вигляд [3, 14]:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}. \quad (5.1)$$

Феритові вентиля (ФВ) знайшли широке практичне застосування для розв'язки різних ділянок мікрохвильового тракту між собою, а також виключення шкідливого впливу відбиттів на передавальні та приймальні пристрої РЕЗ. Застосування ФВ поліпшує роботу генераторів НВЧ коливань, зменшує затягування частоти, усуває ефект довгої лінії й т. д.

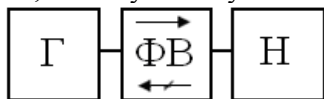


Рисунок 5.1

ФВ включається між генератором і навантаженням (рис. 5.1) таким чином, щоб енергія падаючої хвилі, що поширюється від генератора до навантаження, проходила феритовий вентиль у

прямому напрямку (воно вказується стрілкою на корпусі феритового вентиля) з малими втратами, а хвиля, відбита від навантаження у зворотному напрямку, поглиналася у вентилі. *Генератор з вентилем утворюють ідеальне джерело потужності*, у якому потужність падаючої хвилі не залежить від навантаження.

Основними характеристиками феритового вентиля є: внесені втрати в прямому напрямку $C_{\text{пр}}$, згасання у зворотному напрямку $C_{\text{зв}}$, смуга робочих частот, коефіцієнт стоячих хвиль за напругою (КСХН) входу в смугі робочих частот.

1. Прямі втрати $C_{\text{пр}}$, виражені в децибелах — відношення потужності на вході вентиля до вихідної потужності в прямому напрямку

$$C_{\text{пр}} = 10 \log P_{\text{вх}} / P_{\text{вих}}, \text{ дБ}. \quad (5.2)$$

2. Зворотне згасання $C_{\text{зв}}$, виражене в децибелах — відношення потужності на вході до вихідної потужності у зворотному напрямку

$$C_{\text{зв}} = 10 \log P_{\text{вх}} / P_{\text{вих}}, \text{ дБ}. \quad (5.3)$$

Ефективність вентиля (якість розв'язки) можна характеризувати вентильним відношенням (добротністю) — відношенням згасання зворотної й прямої хвиль, виражених у децибелах

$$B = C_{зв} - C_{пр}. \quad (5.4)$$

3. КСХН — відношення максимальної напруги в хвилеводі до мінімальної в режимі змішаних хвиль.

У реальних конструкціях феритового вентиля $C_{пр}$ зазвичай складають величину від 0,1 до 1 дБ, а $C_{зв}$ — від 10 до 70 дБ. КСХН при цьому не перевищує $1,1 \div 1,2$.

Матриця розсіювання реального вентиля має всі ненульові комплексні компоненти

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}. \quad (5.4)$$

де $S_{11} = |S_{11}|e^{j\varphi_{11}}$ і $S_{22} = |S_{22}|e^{j\varphi_{22}}$ — комплексні коефіцієнти відбиття на першому і на другому входах відповідно, $S_{12} = |S_{12}|e^{j\varphi_{12}}$ — комплексний коефіцієнт передачі на перший вхід із другого, $S_{21} = |S_{21}|e^{j\varphi_{21}}$ — комплексний коефіцієнт передачі на другий вхід із першого.

Модулі S_{11} і S_{22} знаходять за формулами $|S_{11}| = \frac{КСХН - 1}{КСХН + 1}$, $|S_{22}| = \frac{КСХН - 1}{КСХН + 1}$, де КСХН — коефіцієнт стоячої хвилі відповідно на першому і другому входах, аргументи φ_{11} і φ_{22} — за положенням мінімуму змішаної хвилі при вимірюванні КСХН відносно вибраного перерізу хвилеводу (найчастіше це фланці ФВ).

Модулі S_{12} і S_{21} в разях знаходять за формулами $|S_{12}| = 10^{\frac{-C_{зв}, \text{ дБ}}{20}}$, $|S_{21}| = 10^{\frac{-C_{пр}, \text{ дБ}}{20}}$, аргументи φ_{12} і φ_{21} знаходять як різницю фаз між вибраними перерізами хвилеводів для зворотної та прямої хвиль.

Залежно від призначення і умов роботи феритові вентиля вибирають із такими характеристиками, щоб вони задовольняли певним вимогам, тобто не обов'язково мали одночасно високі показники за всіма характеристиками.

Циркулятором називається невзаємний багатополосник, у якому рух потоку енергії між сусідніми входами відбувається в строго визначеному напрямку, який залежить від орієнтації зовнішнього магнітного поля, що намагнічує ферит. Найчастіше циркулятори виконуються на основі шестиполосника (трибрамника) — Y -циркулятор (рис. 5.2), або

восьмиполюсника (чотирибрамника) — X -циркулятор (рис. 5.3), де позначені: ПРД — передавальний пристрій, Н — навантаження, А — антена, ПРМ — приймальний пристрій.

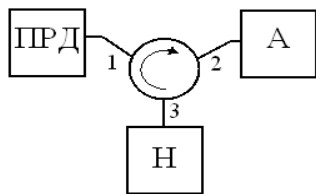


Рисунок 5.2

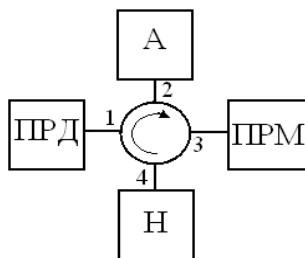


Рисунок 5.3

Невзаємні феритові циркулятори широко використовуються в сучасній радіоапаратурі як універсальна розв'язка. Вони є найважливішими вузлами регенеративних НВЧ пристроїв, таких як квантові парамагнітні підсилювачі, параметричні підсилювачі, підсилювачі на лавино-прольотних діодах і т. д. Циркулятори часто застосовуються при високому рівні потужності замість вентиля, як пристрої розв'язки між генератором і навантаженням.

Матриця розсіювання Y -циркулятора

$$\text{ідеального: } \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \text{реального: } \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

де комплексні коефіцієнти мають аналогічний зміст, як для вентиля.

Основним «робочим тілом» невзаємних феритових пристроїв є феритова пластина або феритовий стрижень. Ферити — це тверді тіла або монокристали, що утворені спіканням порошку окислу заліза з окислами нікелю, цинку, марганцю, хрому, міді та ін. Характерною властивістю феритів є поєднання електричних властивостей якісного діелектрика ($\epsilon = 10 \dots 16$ і $\sigma = 5 \cdot 10^{-4} \div 2 \cdot 10^{-3}$) з магнітними властивостями феромагнетика. Початкова відносна магнітна проникність НВЧ феритів у слабких низькочастотних полях $\mu = 10 \div 3000$.

На НВЧ, при відсутності постійного магнітного поля, початкова μ феритів мало відрізняється від одиниці.

Характеристики феритів на НВЧ, при дії на нього зовнішнього постійного магнітного поля, потрібно розглядати з урахуванням власних механічного й магнітного моментів електрона. Якщо електрон розглядати як обертову електричнозаряджену масу, то багато в чому він нагадує механічний гіроскоп (дзигу), що має власний механічний момент кількості руху L і додатково магнітний спіновий момент m_C , які

спрямовані в протилежні напрямки. При наявності постійного магнітного поля напруженістю H_0 , що не збігається з напрямком m_C (рис. 5.4), на електрон діє пара сил, тобто момент обертання. Під дією цього моменту обертання спіновий магнітний момент електрона прагне орієнтуватися за напрямком прикладеного поля, прецесуючи подібно гіроскопу навколо осі, що збігається з напрямком H_0 . Напрямок обертання утворює правогвинтову систему з H_0 . Власна частота вільної прецесії може бути визначена за формулою

$$\omega_0 = \mu_0 \gamma H_0, \quad (5.7)$$

де γ — гіромагнітне відношення електрона, тобто відношення його магнітного m_C до механічного L моментів.

У реальних феромагнітних середовищах за рахунок втрат, кут ψ починає швидко зменшуватися (кінець вектора m_C рухається по спіралі). Через час, приблизно, 10^{-8} секунд, вільна прецесія практично повністю зникає, вектори магнітних спінових моментів усіх електронів орієнтуються паралельно H_0 .

Якщо тепер впливати на такий ферит високочастотним магнітним полем $H_{\perp}$ із коловою поляризацією з частотою ω_0 , площина еліпса поляризації якого перпендикулярна H_0 , то при збіганні напрямків обертання m_C та $H_{\perp}$ у фериті спостерігається так звана вимушена прецесія магнітного моменту електрона, тобто наростання амплітуди, яка обмежена магнітними втратами. В результаті настає режим *феромагнітного резонансу* (ФМР), при якому енергія високочастотного магнітного поля розсіюється у вигляді тепла у кристалічних ґратках фериту.

Формула для частоти ФМР в гаусовій системі одиниць має вид

$$f_0, \text{ МГц} = 2,8 H_0 \text{ (Ерстед)}, \quad (5.7)$$

де 1 Ерстед = 80 А/м. Отже в системі СІ $f_0, \text{ МГц} = 224 H_0, \text{ А/м}$.

У випадку протилежних напрямків обертання m_C та $H_{\perp}$ поле НВЧ і ферит практично не взаємодіють. Ферит для такого поля є звичайним діелектриком і поглинання енергії у фериті практично не відбувається.

Під дією зовнішнього магнітного поля ферит намагнічується. Його намагніченість визначається векторною сумою всіх магнітних моментів в одиниці об'єму феритового середовища

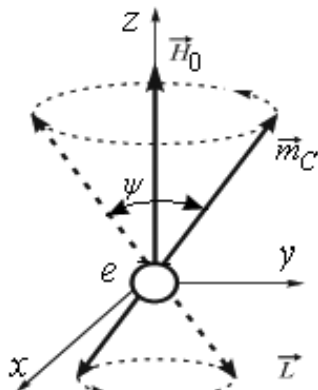


Рисунок 5.4. Прецесія магнітного моменту електрона в постійному магнітному полі

$$\vec{M} = \sum_{i=1}^N \vec{m}_i.$$

Для намагніченого до насичення фериту $M = M_0$ тензор $\vec{\mu}$ магнітної проникності для лінійно поляризованого поля має вигляд

$$\vec{\mu} = \begin{pmatrix} \mu & -j\mu_a & 0 \\ j\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_n \end{pmatrix}, \quad (5.8)$$

$$\text{де } \mu = \mu' - j\mu'' = 1 - \frac{(\omega_n + j\nu_m)\omega_m}{\omega^2 - (\omega_n + j\nu_m)^2}, \quad \mu_a = \mu'_a - j\mu''_a = \frac{\omega\omega_n}{\omega^2 - (\omega_n + j\nu_m)^2}, \quad \mu_n \approx 1,$$

$\omega_n = \mu_0\gamma H_0$ — частота прецесії, $\omega_m = \mu_0\gamma M_0$ — частота намагнічення, $\nu_m = \mu_0\gamma\Delta H_0$ — частота релаксації, яка характеризує магнітні втрати в фериті, ΔH_0 — ширина лінії ФМР.

На рис. 5.5 показано залежності компонент тензора магнітної проникності від магнітного поля для фериту з параметрами:

$$M_0 = 1,4 \cdot 10^5 \text{ А/м}, \quad \Delta H_0 = 8 \cdot 10^3 \text{ А/м}.$$

Для колової поляризації поля тензор $\vec{\mu}$ може бути приведений до діагонального виду

$$\vec{\mu} = \begin{pmatrix} \mu_+ & 0 & 0 \\ 0 & \mu_- & 0 \\ 0 & 0 & \mu_n \end{pmatrix}, \quad (5.9)$$

$$\text{де } \mu_+ = \mu'_+ - j\mu''_+ = \mu - \mu_a, \quad \mu_- = \mu'_- - j\mu''_- = \mu + \mu_a.$$

На рис. 5.5 приведені залежності магнітної проникності для право- та лівополяризованих хвиль від магнітного поля для фериту з параметрами $M_0 = 10^4 \text{ А/м}$, $\Delta H_0 = 2 \cdot 10^3 \text{ А/м}$, на частоті $f = 1,6 \cdot 10^9 \text{ Гц}$.

Як бачимо із рис. 5.5, для лівої колової поляризації явище ФМР відсутнє і магнітна проникність мало відрізняється від одиниці. Дійсна частина магнітної проникності для правополяризованої хвилі при малих полях менша за одиницю і може бути від'ємною. Таким чином, можна уявити, що при поширенні лінійно-поляризованої ЕМХ вздовж постійного магнітного поля підмагнічення, вона «розпадається» на дві хвилі з правою і лівою коловими поляризаціями. Хвиля з правою коловою поляризацією обертається в тому напрямку, що і вектор намагніченості електронів в магнітному полі. Хвиля з лівою коловою поляризацією обертається у напрямку, протилежному напрямку обертання вектора намагніченості електронів в магнітному полі. Ці хвилі мають різні хвильові числа $k_+ = \omega\sqrt{\epsilon\mu_+}/c = \beta_+ - j\alpha_+$,

$k_- = \omega\sqrt{\varepsilon\mu_-}/c = \beta_- - j\alpha_-$, різні фазові швидкості $v_{\Phi}^+ = \omega/\beta_+$, $v_{\Phi}^- = \omega/\beta_-$ і різний хвильовий опір середовища $Z_+ = 120\pi\sqrt{\mu_+/\varepsilon}$, $Z_- = 120\pi\sqrt{\mu_-/\varepsilon}$. На деякій відстані l сумарне ЕМП матиме еліптичну поляризацію, велика вісь якої буде повернута на кут θ (рис. 5.7)

$$\theta = \frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{\beta_- - \beta_+}{2} l. \quad (5.10)$$

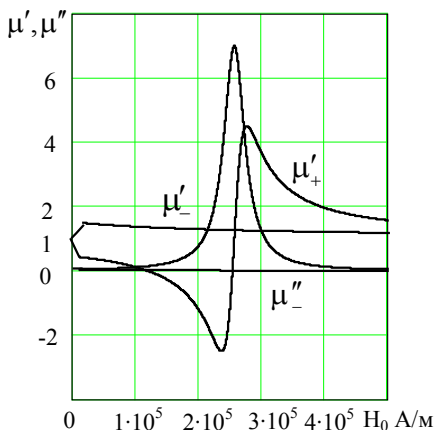


Рисунок 5.5

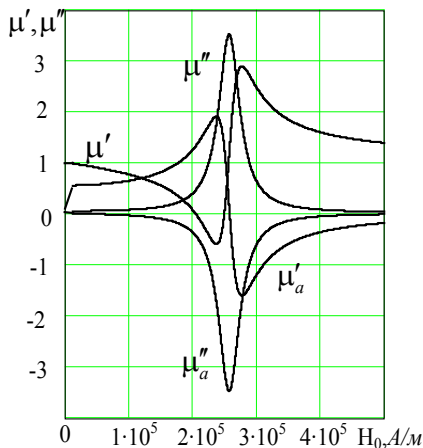


Рисунок 5.6

Коефіцієнт еліптичності залежить від різниці коефіцієнтів поглинання право- та лівоколополяризованих ЕМХ. Це і є ефект Фарадея. Середовища, в яких спостерігається ефект Фарадея називаються *гіротропними*. Окремим випадком гіротропного середовища є гіромагнітне середовище.

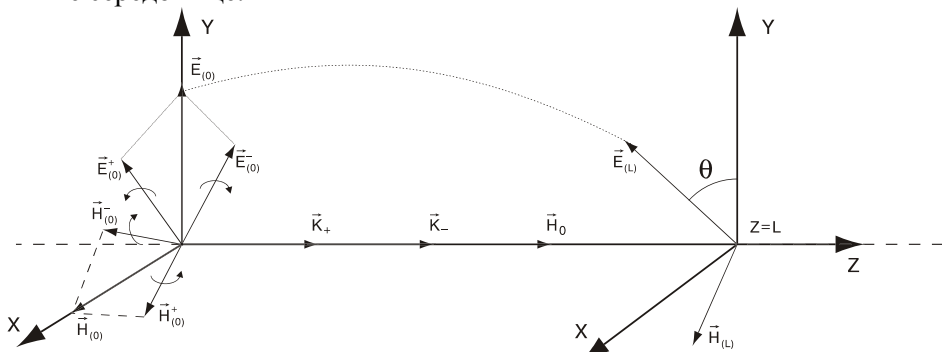


Рисунок 5.7

Нагадаємо основні властивості *ефекту Фарадея*: величина кута повороту площини поляризації ЕМХ пропорційна величині зовнішнього

магнітного поля, а напрямок повороту — залежить від напрямку зовнішнього магнітного поля і не залежить від напрямку поширення ЕМХ. На цих ефектах створюють електрично керовані пристрої НВЧ (перемикачі каналів, модулятори, фазозсувачі, атенюатори, ...) та невзаємні пасивні пристрої НВЧ (гіратори, вентиля, циркулятори, ...).

ЕМХ, які поширюються перпендикулярно до напрямку зовнішнього магнітного поля можуть існувати у вигляді суперпозиції звичайної поперечної хвилі типу T (рис. 5.8) і «незвичайної» хвилі типу H , яка крім поперечних компонент має повздовжню компоненту магнітного поля (рис. 5.9).

Хвиля типу T має поперечні складові векторів $\mathbf{E}$ і $\mathbf{H}$, магнітну проникність $\mu = 1$, хвильове число $k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \epsilon \mu_0}$, хвильовий опір середовища $Z_z = \omega \mu_0 / k = \sqrt{\mu_0 / (\epsilon_0 \epsilon)}$ і поширюється при відсутності втрат з фазовою швидкістю $v_\phi = c / \sqrt{\epsilon}$. Її характеристики не залежать від прикладеного зовнішнього магнітного поля H_0 .

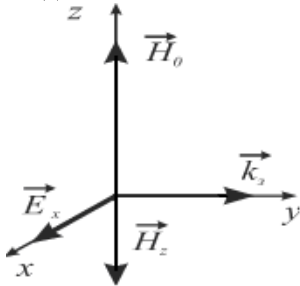


Рисунок 5.8. Звичайна ЕМХ типу T в гіромагнітному середовищі

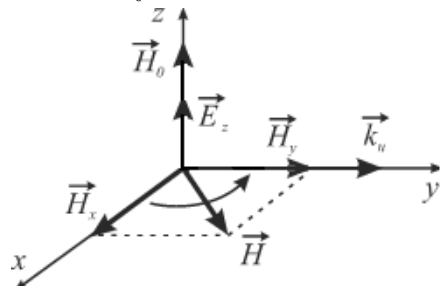


Рисунок 5.9. Незвичайна ЕМХ типу H в гіромагнітному середовищі

У «незвичайній» хвилі повздовжня і поперечна складові вектора $\mathbf{H}$ зсунуті за фазою на $\pi/2$, тобто вектор $\mathbf{H}$ має еліптичну поляризацію, а вектор $\mathbf{E}$ — лінійну. Відносна ефективна магнітна проникність для «незвичайної» хвилі

$$\mu_n = \frac{\mu^2 - \mu_a^2}{\mu}. \quad (5.11)$$

«Незвичайна» хвиля має хвильове число

$$k_n = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \frac{\mu^2 - \mu_a^2}{\mu}}, \quad (5.12)$$

хвильовий опір середовища

$$Z = Z_n = \sqrt{\frac{\mu_0 (\mu^2 - \mu_a^2)}{\epsilon_0 \epsilon}}. \quad (5.13)$$

При нормальному падінні на намагнічене перпендикулярно напрямку поширення гіромагнітне середовище лінійно поляризована ЕМХ з довільним напрямком вектора $\underline{H}$ відносно вектора зовнішнього магнітного поля розпадається на дві хвилі: «звичайну» і «незвичайну», які поширюються з різними фазовими швидкостями. На виході з гіромагнітного середовища ці хвилі мають різні фази, і сумарне поле буде мати еліптичну поляризацію. При похилому падінні на межу поділу ізотропного і гіромагнітного середовищ: «звичайна» і «незвичайна» хвилі мають різні коефіцієнти і різні кути заломлення. Поперечно підмагнічені пластини феритів застосовуються в електричнокерованих та невзаємних пасивних пристроях НВЧ діапазону частот (фазозсувачі, вентиля, циркулятори).

Розглянуте явище невзаємного резонансного поглинання ЕМХ при ФМР використовується в резонансних і коаксіальних ФВ.

Резонансний ФВ у прямокутному хвилеводі

Конструкція резонансного ФВ, наведена на рис. 5.10. Для одержання невзаємного ефекту відповідно до викладеної вище теорії при конструюванні резонансного ФВ на базі прямокутного хвилеводу, що працює на хвилі H_{10} , бажано розташувати ферит у тій ділянці хвилеводу, де високочастотне магнітне поле має колову поляризацію [2, 3].

ЕМХ типу H_{10} в прямокутному хвилеводі має наступні складові

$$\begin{aligned} \dot{H}_z &= \dot{H}_m \cos \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_{10} z}, \text{ де } \beta_{10} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}, \\ \dot{H}_x &= j \frac{\beta_{10} a}{\pi} \dot{H}_m \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_{10} z}, \\ \dot{E}_y &= -j \frac{\omega \mu_0 \mu a}{\pi} \dot{H}_m \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_{10} z}. \end{aligned} \quad (5.14)$$

Хоча хвиля H_{10} у цілому має лінійну поляризацію (одна складова електричного поля) магнітна складова в загальному випадку має еліптичну поляризацію завдяки різниці $\pi/2$ між повздовжньою та поперечною складовими магнітного поля. Як видно з рис. 5.11, існують дві повздовжні площини $x = \text{const}$, які паралельні вузькій стінці хвилеводу, де високочастотне магнітне поле має колову поляризацію, причому напрямки обертання $\underline{H}$ у цих площинах взаємно протилежні й залежать від напрямку руху хвилі уздовж хвилеводу. Ці площини розташовані на відстані

$$x = \frac{a}{\pi} \arctg \frac{\lambda_{\text{ХВ}}}{2a}$$

(тобто, приблизно $x = a/4$) від вузьких стінок хвилеводу [14].

Помістивши в одну із цих площин феритову пластинку і забезпечивши постійне магнітне поле H_0 такої величини, щоб виконувалася умова ФМР, одержимо, що ферит поглине потужність хвилі, що створює право поляризоване високочастотне магнітне поле, пропускаючи по тому ж відрізку хвилеводу хвилю, що поширюється в протилежному напрямку, практично без згасання. Таким чином, даний хвилевід з феритовою пластинкою є *вентилем*.

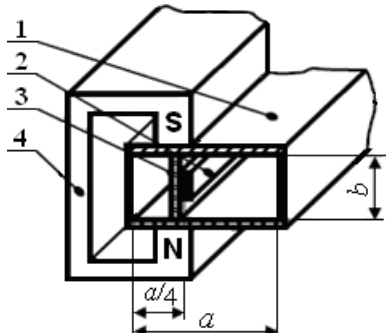
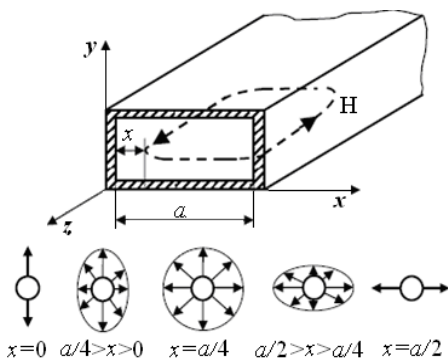


Рисунок 5.10. Хвилевідний ФВ на ефекті ФМР:
1 — прямокутний хвилевід, 2 — тонка феритова пластина, 3 — діелектрична пластина, 4 — постійний магніт



$x=0$ $a/4 > x > 0$ $x=a/4$ $a/2 > x > a/4$ $x=a/2$
Рисунок 5.11. До розгляду поляризації високочастотного магнітного поля хвилі типу H_{10} у різних перетинах прямокутного хвилеводу

При зміні частоти ЕМХ змінюється співвідношення між поперечними і повздовжніми складовими високочастотного магнітного поля. Перетин хвилеводу із круговою поляризацією при збільшенні частоти зміщується вбік вузької стінки, а при зменшенні частоти — до центру хвилеводу. Ферит знаходиться в не оптимальному положенні на всіх частотах, крім резонансної, що спричиняє збільшення $C_{\text{пр}}$ і зменшення $C_{\text{зв}}$ ФВ. Щоб послабити залежність структури поля від частоти, тобто розширити частотний діапазон ФВ, у хвилевід вводять пластину з діелектрика з високою діелектричною проникністю й досить малими втратами, а тонку феритову пластинку наклеюють або безпосередньо на діелектрик (рис. 5.12а), або на широку стінку хвилеводу поруч із діелектриком (рис. 5.12б).

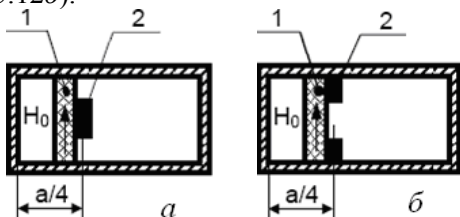


Рисунок 5.12. Розташування діелектричної і феритової пластин у прямокутному хвилеводі:
1 — діелектрик, 2 — ферит

Діелектрик концентрує поле біля фериту й дозволяє одержати в широкій смузі частот вентильне відношення, близьке до максимального, при великому зворотному згасанні. Вся НВЧ потужність зворотної хвилі розсіюється у вигляді тепла в масі фериту, що обмежує величину

гранично допустимої середньої потужності (одиниці ват).

Для поліпшення відводу тепла на стінки хвилеводу частіше використовують варіант, який приведено на рис. 5.12б. Тут феритові пластинки розташовують горизонтально в площині x . Цим зменшується також небезпека пробою. Такі вентиля з досить громіздкою магнітною системою рекомендується використовувати у трактах з рівнем середньої потужності до 100 кВт.

Для збільшення широкосмуговості ФВ також можна створювати неоднорідне за довжиною феритової пластинки постійне магнітне поле. Тоді кожній частоті робочого діапазону буде відповідати максимум резонансного поглинання в певній частині пластинки [7].

Коаксіальні ФВ

Особливістю конструкцій коаксіальних ФВ є те, що в них створюються спотворення поля Т-хвилі так, щоб у ній поряд з поперечною складовою з'явилася повздовжня складова магнітного поля і сумарний вектор $\vec{H}$ був поляризований по колу.

Для цього коаксіальну лінію передачі частково заповнюють діелектриком з більшим значенням ϵ (рис. 5.13). Підбором розмірів і форми діелектричного вкладиша при заданих ϵ і f вдається одержати область колової поляризації високо-частотного магнітного поля у фериті і, тим самим, знизити втрати прямої хвилі й одержати найбільше вентильне відношення. У конструкції коаксіального ФВ (рис. 5.13) замість феритової пластини використані два феритових стрижні.

Для коаксіальних ФВ $C_{\text{пр}} = 1 \dots 1,5$ дБ, $C_{\text{зв}} = 15 \dots 20$ дБ.

Феритовий вентиль на ефекті Фарадея

На рис. 5.14 схематично зображено вентиль, що використовує ефект Фарадея — поворот площини поляризації лінійно поляризованої хвилі в круглому хвилеводі. На вході вентиля розташована поглинаюча пластинка, яка подібна до поглиначів в атенюаторах низького рівня потужності. Тоді, якщо у хвилеводі збуджена хвиля типу H_{11} з поляризацією, показаною на рис. 5.15а, поглинаюча пластина не створює втрат для хвилі, що надходить із входу.

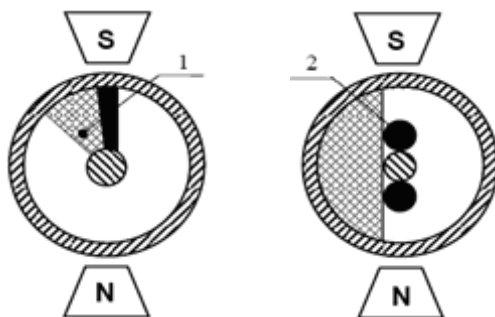


Рисунок 5.13. Коаксіальні ФВ на ефекті ФМР:
1 — діелектрик, 2 — ферит

В результаті існування ефекту Фарадея площина поляризації цієї хвилі на виході феритового стрижня повертається на кут θ . Довжина феритового стрижня в цьому випадку підбирається такою, щоб кут θ становив $\pi/4$ (рис. 5.15б).

Аналогічно площина поляризації хвилі, відбитої від навантаження, повертається у тому ж напрямку ще на $\pi/4$. У результаті електричне поле відбитої хвилі виявляється розташованим в площині поглинаючої пластини, як показано на рис. 5.15в. Відбита хвиля практично повністю поглинається в пластині й не проходить на вхід вентиля.

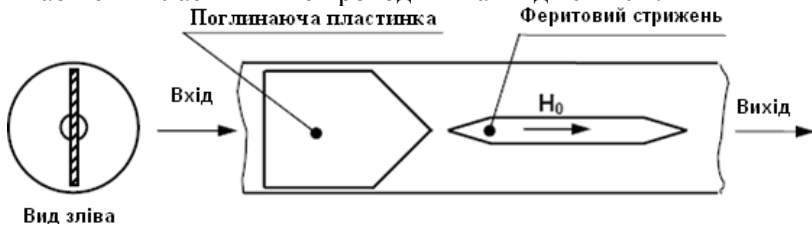


Рисунок 5.14. Конструкція вентиля на ефекті Фарадея

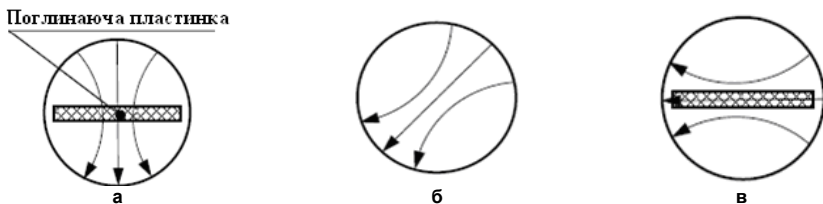


Рисунок 5.15

Для зручності підключення у звичайні хвильоводні тракти на обох кінцях описаного вентиля розташовують переходи із прямокутного на круглий хвильовід, а також секцію скрученого на 45° хвильоводу прямокутного перерізу.

Феритовий вентиль, який ґрунтується на явищі зсуву поля

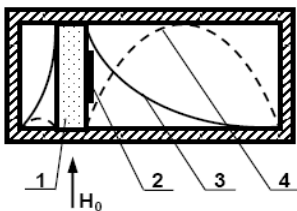


Рисунок 5.16. Вентиль на явищі зсуву поля: 1 — феритова пластинка, 2 — поглинаючий шар, 3 — розподіл поля зворотної хвилі, 4 — розподіл поля прямої хвилі

На рис. 5.16 показано ескіз вентиля, принцип дії якого ґрунтується на явищі зсуву поля, а також розподіл амплітуди напруженості електричних полів прямої та зворотної хвиль уздовж широкої стінки хвильоводу. Напруженість зовнішнього магнітного поля H_0 вибирається такою, щоб виконувалася нерівність $\mu_+ < 0$. Як видно з рисунку, на бічну грань феритової пластини нанесений поглинаючий шар із графіту. Оскільки при від'ємних значеннях

магнітної проникності μ_+ хвиля з поляризацією H_+ витісняється з фериту й поширюється поза ним, то напруженість електричного поля хвилі з поляризацією H_+ у поглинаючому шарі буде досить мала. Тому згасання енергії цієї хвилі у вентилі досить мале. У той же час енергія хвилі з поляризацією H_- концентрується у фериті, як у діелектрику з високою діелектричною проникністю.

Напруженість електричного поля цієї хвилі на поверхні фериту велика, у поглинаючому шарі наводиться струм провідності й хвиля з поляризацією H_- інтенсивно поглинається в шарі графіту. Вага й габарити вентиля визначаються в значній мірі вагою й габаритом постійного магніту, що створює поле намагнічення.

Оскільки поле намагнічення тут менше за резонансне, вентиль на явищі зсуву поля менший за вагою й більш компактний, ніж аналогічний резонансний вентиль. Отже, такий вентиль здатний працювати тільки з невеликими потужностями зворотної хвилі.

Y-циркулятори

Y-циркулятор утворюється за допомогою трьох з'єднаних між собою ідентичних прямокутних коаксіальних або мікросмушкових хвильоводів, які повернуті один щодо іншого на 120° . У центрі з'єднання хвильоводів розміщено феритовий вкладиш циліндричної або трикутної форми, намагнічений у напрямку, перпендикулярному широким стінкам хвильоводу. Циркулятор називають циркулятором H -типу, якщо використовується хвильовідне розгалуження в H -площині. Конструкції найбільш поширених Y-циркуляторів показано на рис. 5.17, 5.18.

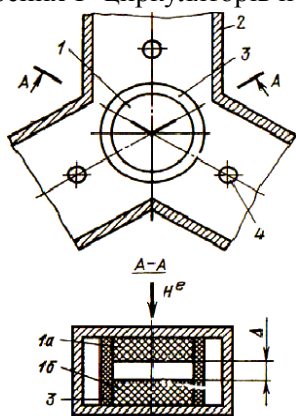


Рисунок 5.17

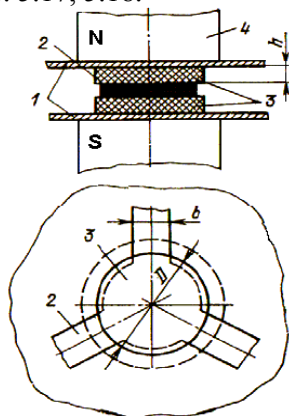


Рисунок 5.18

Симетричний Y-циркулятор на прямокутному хвильоводі (рис. 5.17) має три входи. Циліндричний феритовий вкладиш 1 заповнює по висоті повністю або частково (із прошарком Δ) 120° -градусне розгалуження в H -

площині 2. Для збільшення широкосмуговості на вкладиш надягають кільцевий діелектричний трансформатор 3 і вводять додаткові діелектричні штирі 4.

Смушкові Y -циркулятори (рис. 5.18) конструюють на базі 120° розгалуження смушкового хвилеводу, утвореного заземленими пластинами 1 і центральним провідником 2. Між ними розміщують феритові дискові вкладиші 3, намагнічені магнітною системою 4.

Циркулятори можуть працювати як у дорезонансних полях ($\mu < 1$), так і в зарезонансній області ($\mu > 1$).

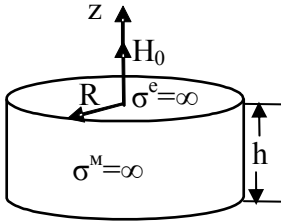


Рисунок 5.19

Для пояснення роботи Y -циркулятора виділяємо окремо дисковий ФР (рис. 5.19), який має ідеальну електричну стінку на торцях ($\sigma^e = \infty$) та ідеальну магнітну стінку ($\sigma^m = \infty$) на поверхні циліндра. Зовнішнє магнітне поле H_0 направлене перпендикулярно до площини диску.

Якщо радіус диска R набагато більший висоти h , то поля для нижчих видів коливань феритового резонатора (ФР) від

координати z не залежать.

Дисперсійне рівняння для ФР з граничними умовами $E_r = 0$ на електричній стінці і $H_z = 0$ на магнітній стінці має вигляд [21]:

$$J'_n(k_\perp R) + \frac{n}{k_\perp R} \frac{\mu_a}{\mu} J_n(k_\perp R) = 0, \quad (5.15)$$

де $J_n(k_\perp R)$ та $J'_n(k_\perp R)$ — функція та похідна функції Бесселя n -го

порядку, $k_\perp = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon \mu_\perp}$ — поперечне хвильове число, $\mu_\perp = \frac{\mu^2 - \mu_a^2}{\mu}$, μ та

μ_a — відповідно діагональна і недіагональна компоненти тензора магнітної проникності (5.8). Корні цього рівняння $k_\perp R$ визначають резонансні частоти коливань видів $E_{n\perp 0}$.

Власні коливання феритового резонатора $E_{n\perp 0}$ мають колову поляризацію. Число $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$ визначає число хвиль, які вкладаються за азимут. Якщо $n > 0$, поле в резонаторі крутиться проти часової стрілки, якщо $n < 0$ — за часовою стрілкою. При $n = 0$ поле в резонаторі азимутально однорідне. Число $l = 1, 2, 3 \dots$ визначає розподіл поля за радіусом. При відсутності зовнішнього магнітного поля резонансні умови для обох напрямків обертання однакові і коливання з однаковими індексами $|n|$ вироджені, тобто мають однакову резонансну частоту.

Структура поля декількох нижчих видів коливань $E_{n/0}$ показана на рис. 5.20. Електричні поля від координати z не залежать і замикаються на металізовані торці резонатора. Магнітні поля замикаються за межами резонатора.

Присутність зовнішнього магнітного поля знімає виродження і резонансні частоти право- і лівополяризованих видів коливань будуть різні (розщеплюються) і залежатимуть від величини зовнішнього магнітного поля.

На рис. 5.21 представлено результат розв'язку рівняння (5.15) у вигляді залежності $k_{\perp}R$ від відношення μ_a/μ . При збільшенні μ_a/μ розщеплення резонансних частот ліво- і правополяризованих видів коливань збільшується. Види коливань з $m=0$ від μ_a/μ не залежать.

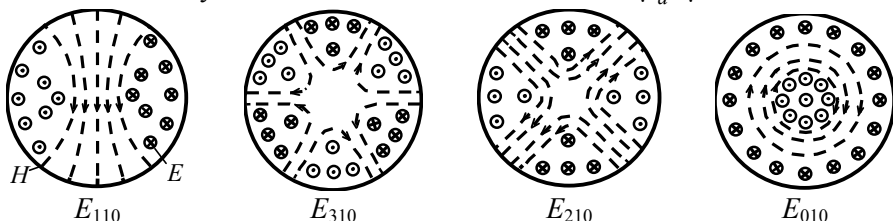


Рисунок 5.20

Проведений аналіз дає можливість наглядного пояснення принципу роботи Y -циркулятора з використанням двох нижчих видів коливань, що крутяться в різні сторони, тобто правої та лівої поляризацій.

Нехай три однакові лінії передачі підключені до резонатора під кутом 120° відносно один одного (рис. 5.22а). При відсутності зовнішнього магнітного поля (ферит не намагнічений $\mu_a/\mu = 0$) поле збудження на вході 1 при відповідному виборі діаметра ФР збуджує, наприклад, вироджені коливання $E_{\pm 110}$. Структура сумарного поля цих коливань показана на рис. 5.22а. Поле в резонаторі має характер стоячої хвилі, симетричної відносно входу 1. Потужність ЕМХ ділиться порівну між входами 2 і 3, а частина потужності відбивається від входу 1.

Намагнічування фериту знімає виродження і приводить до розщеплення частот коливань з індексами E_{110} і E_{-110} . Сумарне поле стоячої хвилі на частоті, що лежить посередині розщеплених частот повертається на деякий кут. Вибором параметрів ФР і величини зовнішнього магнітного поля можна добитись повороту сумарного поля на кут 30° так, що на вході 3 буде вузол електричного поля, а на входах 1 і 2 однакові амплітуди (рис. 5.22б). Таким чином, при узгодженні входів вся потужність ЕМХ передається із входу 1 на вхід 2 при розв'язаному вході 3. У силу поворотної симетрії ці властивості зберігаються при повороті входів на 120° , або перейменуванні входів по колу. Це і є Y -

циркулятор.

У-циркулятори досить широкосмугові. Робоча смуга частот хвилевідних У-циркуляторів досягає 30%, а смужкових — октави (67%).

Циркулятори легко перетворюються у швидкодіючі перемикачі каналів, якщо використовувати для підмагнічення фериту електромагніт або ферити з прямокутною петлею гістерезису. Зміна напрямку поля намагнічування змінить і циркуляцію потоків ЕМХ.

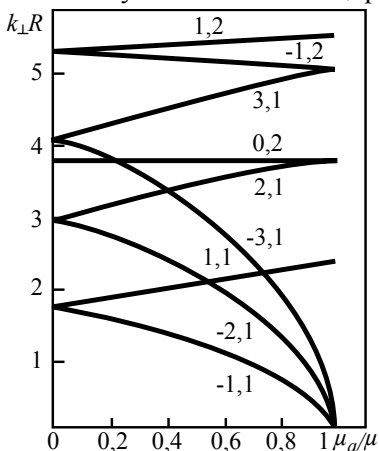


Рисунок 5.21

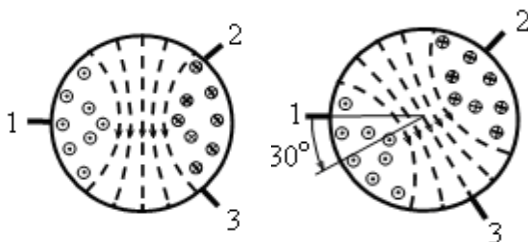


Рисунок 5.22

Циркулятор з узгодженим навантаженням на третьому вході (рис. 5.2) має всі ознаки вентиля і його характеристики вимірюються аналогічно вимірюванню характеристик вентиля.

Методика вимірювання характеристик узгодження та передачі феритового вентиля та циркулятора і порядок виконання роботи

Для проведення експериментальних досліджень в цій лабораторній роботі використовується панорамний вимірювач (Р2-54) модулів елементів $|S_{ij}|$ матриці розсіювання $|S|$: де $|S_{ij}|$ ($i = j$) — коефіцієнти відбиття від i -го входу, $|S_{ij}|$ ($i \neq j$) — коефіцієнти передачі з j -го входу на i -й.

Структурні схеми цього вимірювача, в режимах вимірювання коефіцієнтів передачі та узгодження (КСХ) функції від частоти, показані на рис. 4.10 і рис. 4.11 (лабораторна робота № 4). Там же описані пристрої — складові частини цього вимірювача.

Перед початком вимірювань Р2-54 потрібно відкалібрувати. Для цього зберемо вимірювальний стенд згідно зі схемою рис. 4.10 без досліджуваного пристрою (ПР), а потім:

- 1) ввімкнемо живлення;
- 2) встановимо максимальний робочий діапазон частот вимірювача Р2-54 (8–12,5 ГГц);

3) в режимі “Падаюча”, встановимо рівень падаючої хвилі 2 мВ. На екрані індикатора побачимо горизонтальний промінь падаючої хвилі як функцію частоти. Його положення регулюється ручкою “Рівень”;

4) в режимі “Вимірювання” (ручка перемикача режимів встановлена на рівні 0 дБ). На екрані індикатора бачимо горизонтальну лінію, що відповідає хвилі, що пройшла через місце з’єднання двох направлених відгалужувачів. Цю лінію, ручкою “Калібровка” встановимо таким чином, щоб вона збігалась з візирною прямою, що відповідає рівню 0 дБ. Фізично це означає, що амплітуда падаючої хвилі з детектора 1 і хвилі, що пройшла з детектора 2 — рівні. Відхилення лінії хвилі, що пройшла від візирної лінії не повинно перевищувати $\pm 0,3$ дБ.

Вимірювання

1) Переходимо до вимірювання коефіцієнтів S_{ij} ($i \neq j$) в діапазоні частот для вентиля та циркулятора, вмикаючи їх між виходом першого направленного відгалужувача і початком другого. Все так, як показано на структурній схемі рис. 4.10. Результати бачимо на індикаторі як залежність S_{ij} ($i \neq j$) від частоти f . Фіксуємо їх у вигляді графіків.

2) Вимірюємо характеристики узгодження на кожному вході вентиля та циркулятора. Для цього збираємо вимірювальний стенд згідно зі структурною схемою рис. 4.11. Як бачимо на схемі, другий направлений розгалужувач переорієнтований, а вентиль чи циркулятор знаходиться після нього, і все закінчується узгодженням навантаженням. Результат, що є характеристиками узгодження ($KCX(f)$) бачимо на екрані індикатора. Фіксуємо їх у вигляді графіків.

3) Проводимо аналіз характеристики і робимо висновки. Використовуючи отримані характеристики, розраховуємо коефіцієнти матриці розсіювання на середній частоті $f_{\text{сеп}} = 9,35$ ГГц. Оскільки зняті характеристики узгодження є $KCX(f)$, а в матриці розсіювання на головній діагоналі — коефіцієнти відбиття, то користуючись формулою знаходимо:

$$|S_{ij}|_{i=j} = \frac{KCX_i - 1}{KCX_i + 1}. \quad (5.15)$$

Оскільки коефіцієнти передачі $|S_{ij}|$ ($i \neq j$), виміряні в [дБ], а в матриці їх розмірність [рази], тому користуючись формулою перерахунку [дБ] в [рази] знаходимо

$$|S_{ij}|_{i \neq j} = 10^{-(|S_{ij}|[\text{дБ}]/20)}. \quad (5.16)$$

4) Перевіряємо отримані матриці на унітарність.

Контрольні запитання

1. Якими параметрами характеризується якість ФВ?
2. Що являють собою ферити і якими властивостями вони володіють?
3. Що таке прецесія? Від чого залежить частота й напрямок вільної прецесії?
4. Як виникає вимушена прецесія?
5. Що таке феромагнітний резонанс?
6. Чому відсутнє явище ФМР у зворотної хвилі?
7. Яка конструкція і характеристики циркулятора?
8. Де має місце колова поляризація магнітного поля хвилі H_{10} у прямокутному хвилеводі?
9. Як змінюється положення перетину із коловою поляризацією магнітного поля хвилі H_{10} щодо вузької стінки прямокутного хвилеводу зі зміною частоти?
10. Поясніть принцип роботи резонансного ФВ на базі хвилеводу прямокутного перерізу й коаксіального ФВ.
11. Чому введення діелектричної пластинки робить вентиль широко-смуговим? Які є інші методи розширення частотного діапазону ФВ?
12. Поясніть методику вимірювання основних параметрів ФВ і циркуляторів, намалюйте структурні схеми вимірювання.
13. Назвіть області застосування невзаємних феритових пристроїв.

Лабораторна робота № 6

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОДВІЙНОГО ХВИЛЕВІДНОГО ТРІЙНИКА

Мета роботи: розглянути фізичні основи роботи та вивчити властивості подвійного хвильовідного трійника (ПХТ). Виміряти значення елементів матриці розсіювання ПХТ. Ознайомитись із результатами комп'ютерного моделювання структури поля ПХТ.

Теоретичні відомості

В багатоканальних хвильовідних НВЧ системах, що складаються з двох або більше НВЧ трактів, широко використовують Т-подібні хвильовідні трійники (рис. 6.1, 6.2). Такі симетричні пристрої є шестиполусниками і призначені для поділу потоку електромагнітної потужності з одного хвильовідного тракту в два або, навпаки, для складання потоків потужності з двох трактів в один [2, 10, 18].

В більшості практичних випадків у робочому діапазоні частот в хвильоводах прямокутного поперечного перерізу може поширюватись лише хвиля основного типу H_{10} . Якщо для цієї хвилі розділення потоку потужності відбувається в площині силових ліній магнітного поля H , то таке Т-подібне хвильовідне з'єднання називають H -трійником (рис. 6.1). Нехай, кожне з бокових пліч 1 та 2 H -трійника підключено до узгодженого навантаження. Тоді, при живленні плеча 3 H -трійника (H -плеча) хвиля порівну ділиться між плечами 1 та 2 завдяки симетрії пристрою. Важливо при цьому, що хвилі в плечах 1 та 2 будуть синфазними (на рис. 6.1 вектори поля E в бокових плечах направлені однаково).

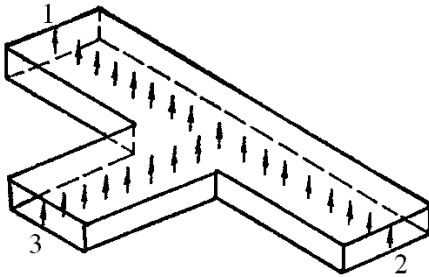


Рисунок 6.1. H -трійник

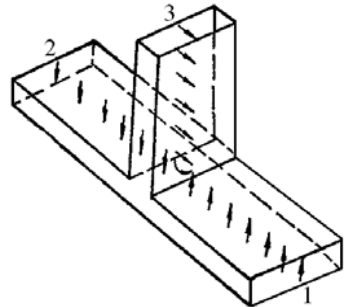


Рисунок 6.2. E -трійник

На рис. 6.2 показано Т-подібний хвильовідний E -трійник, в якому поділ потоку потужності хвилі основного типу H_{10} відбувається в площині силових ліній електричного поля. Як видно з рис. 6.2, при живленні плеча 3 (E -плеча) хвиля порівну ділиться між плечами 1 та 2, але хвилі в цих плечах будуть протифазними (на рис. 6.1 вектори поля E в бокових плечах мають протилежний напрямок).

Подвійний хвелевідний трійник конструктивно є гібридом хвелевідних E - та H -трійників (рис. 6.3). Він є більш складним пристроєм (восьми-полюсником) і належить до мостових пристроїв НВЧ [2, 10]. Домовимось, що в робочому діапазоні частот у хвелевідних лініях подвійного трійника може поширюватись лише хвиля основного типу H_{10} , знайдемо коефіцієнти матриці розсіювання $[S]$ ПХТ.

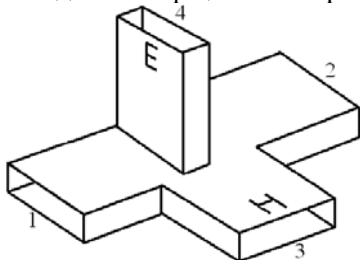


Рисунок 6.3. ПХТ

Підключимо генератор до плеча 3 (рис. 6.3). У цьому випадку енергія в плече 4 не пройде, бо в плечі 4 вектор E направлено вздовж хвелеводу, тобто в плечі 4 може збуджуватися лише хвиля типу E_{11} .

Хвиля E_{11} є вищим типом хвиль для хвелеводу і принци-

пово не може поширюватись в хвелеводі із розмірами, які є заданими для одномодового поширення (рис. 6.4). Говорять, що плечі 3 та 4 (E і H) між собою розв'язані. Завдяки симетрії пристрою енергія поділиться між плечима 1 та 2 порівну і сигнали будуть синфазними. Тобто, елементи матриці $[S]$: $S_{34} = 0$, а $S_{13} = S_{23}$.

Адекватне уявлення про фізику роботи пасивних НВЧ-пристроїв може бути отримане за допомогою комп'ютерного моделювання, тобто чисельного розв'язку системи рівнянь Максвелла, записаної для заданої електродинамічної системи.

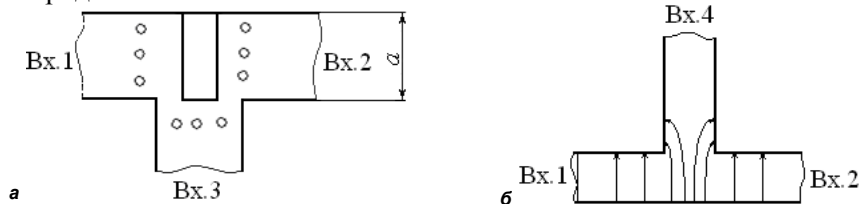


Рисунок 6.4. Розподіл поля E при збудженні плеча 3: а — вид зверху; б — вид спереду

Результати комп'ютерного розрахунку електричної складової поля E для ПХТ у випадку збудження плеча 3 представлено на рис. 6.5. Видно, що в плечі 3 структура поля відповідає хвилі H_{10} для прямокутного хвелеводу, тобто поле E максимально в центрі хвелеводу і має нуль уздовж бічних металевих стінок. У свою чергу, в напрямку поширення хвилі спостерігається зміна миттєвого значення поля і напрямку вектора E згідно із синусоїдним законом. В локальній області розгалуження хвелеводів силові лінії електричного поля дещо викривлені (згідно граничним умовам на поверхні провідника), але в плече 4 хвиля не йде. Хвиля з плеча 3 розгалужується в плечі 1 та 2,

маючи там структуру поля H_{10} . За звичай, потужність хвилі в плечі 1, як і в плечі 2, менша ніж в 3, що видно з розмірів стрілок на графічному зображенні структури поля. Напрямок векторів E в бічних плечах однаковий, що свідчить про синфазність хвиль в плечах 1 та 2.

Підключимо генератор до плеча 4 (плеча E). У цьому випадку енергія до плеча 3 не пройде, бо в плечі 3 створюються умови лише для збудження хвилі типу H_{20} (яка теж не може поширюватись в хвилеводі з розмірами, заданими для одномодового хвилеводу, див. рис. 6.7). Але тепер хвилі на виходах 1 та 2 протифазні. Амплітуди цих хвиль рівні між собою. Тобто $S_{34} = 0$, $S_{13} = -S_{23}$. Результати комп'ютерного моделювання для цього випадку показано на рис. 6.6.

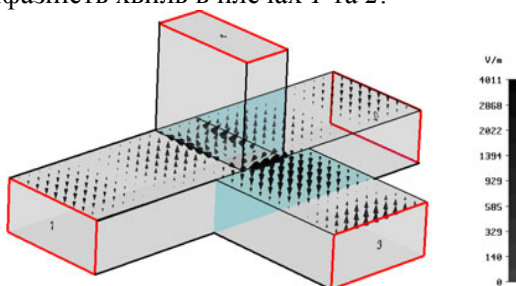


Рисунок 6.5. Розподіл електричної складової електромагнітного поля при збудженні плеча 3 ПХТ (комп'ютерне моделювання)

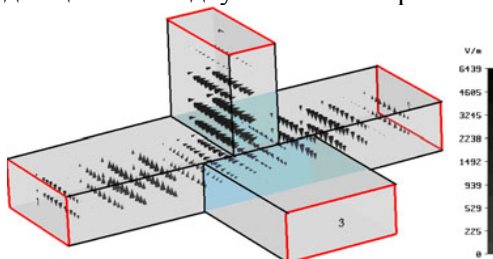


Рисунок 6.6. Розподіл електричної складової ЕМП при збудженні плеча 4 ПХТ (комп'ютерне моделювання)

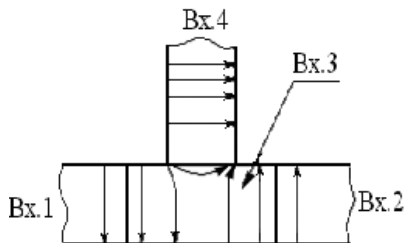


Рисунок 6.7. Картина силових ліній вектора E при збудженні плеча 4

ПХТ, показаний на рис. 6.3, є неузгодженим, тобто при подачі на будь-який з чотирьох входів електромагнітної потужності певна її частина відбивається назад ($S_{11} \neq 0$, $S_{22} \neq 0$, $S_{33} \neq 0$, $S_{44} \neq 0$). Значення коефіцієнтів відбиття залежить від частоти та перерізу хвилеводів, які з'єднуються. Коефіцієнти матриці розсіювання ПХТ, утвореного відрізками хвилеводу з поперечними перерізами 23×10 мм (рис. 6.8, 6.9).

Для узгодження входів ПХТ у вузькій смузі частот розв'язки входів 1 та 2 використовують додаткові неоднорідності узгодження, наприклад, діафрагми 2 та штирі 1, як показано на рис. 6.10. Їх належить розташувати в місці з'єднання хвилеводів симетрично, щоб не порушити загальну симетрію пристрою, яка забезпечує високий (теоретично безмежний) рівень розв'язки входів 3 та 4. Тоді у вузькому частотному діапазоні цей пристрій можна вважати близьким до ідеально

узгодженого ПХТ. Виготовлені трійники завжди мають певну асиметрію, тому рівень розв'язки в них знаходиться в межах $-25\ldots-40$ дБ.

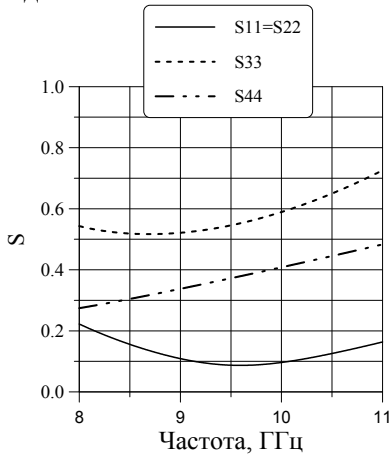


Рисунок 6.8

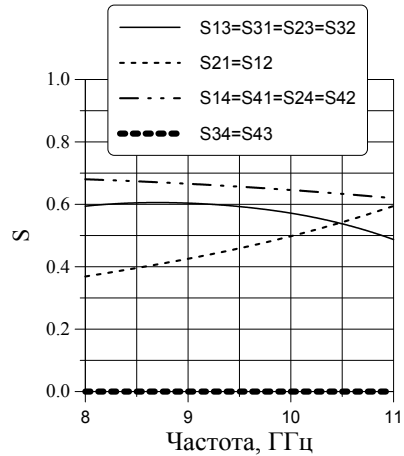


Рисунок 6.9

Матриця розсіювання ідеально узгодженого за всіма входами подвійного хвилевідного трійника без втрат має вигляд (не враховуючи фазові коефіцієнти):

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (6.1)$$

З аналізу матриці розсіювання (6.1) можна зробити наступні висновки:

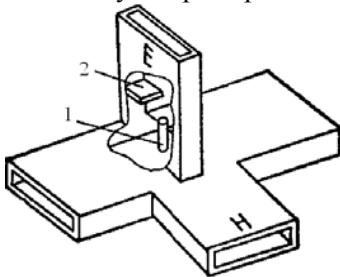


Рисунок 6.10. Неоднорідності узгодження в ПХТ

1. Всі плечі такого подвійного трійника узгоджені ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$).

2. Плечі 1–2 та 3–4 розв'язані

($S_{12} = S_{21} = 0$, $S_{34} = S_{43} = 0$).

3. При живленні трійника з плеча 3 електромагнітна енергія проходить в плечі 1 та 2. При цьому хвилі в плечах 1 та 2 рівні між собою та синфазні ($S_{13} = S_{23} = 1/\sqrt{2}$).

4. При живленні трійника з плеча 4 електромагнітна енергія проходить в плечі 1 та 2. При цьому хвилі в плечах 1 та 2 рівні між собою та протифазні ($S_{14} = -S_{24} = 1/\sqrt{2}$).

5. Якщо подавати електромагнітну енергію в плече 1 або 2, то вона поділиться порівну між плечима 3 та 4 і хвилі будуть відповідно

синфазні або протифазні.

6. Якщо подавати в плече 1 хвилю з комплексною амплітудою A_1 , а в плече 2 хвилю з комплексною амплітудою A_2 , то в E -плечі будемо мати різницю цих хвиль $(A_1 - A_2) \cdot 1/\sqrt{2}$, а в плечі H суму хвиль $(A_1 + A_2) \cdot 1/\sqrt{2}$.

Остання властивість подвійного хвилевідного трійника дає змогу застосовувати його при побудові складних радарних систем, де необхідно обробляти суму та різницю сигналів різних НВЧ трактів [10].

Методичні вказівки

В даній лабораторній роботі вимірювання модулів частотно-залежних елементів $|S_{ij}|$ матриці розсіювання $|S|$ подвійного хвилевідного трійника (ПХТ) проводиться на лабораторній установці з використанням панорамного вимірювача Р2-54.

Структурна схема установки для вимірювання модулів коефіцієнтів передачі $|S_{ij}|$ ($i \neq j$) приведена на рис. 4.10 (стор. 45, лаб. роб. № 4). Там же описані і пристрої — складові частини цієї установки, а також вказано, що вона використовується і для калібрування Р2-54.

Структурна схема установки для вимірювання модулів коефіцієнтів відбиття $|S_{ii}|$ ($i = j$) приведена на рис. 4.11 в лабораторній роботі № 4 (стор. 46).

На цій схемі показані ті ж пристрої, що і в попередньо розглянутій схемі. Відмінність схем рис. 4.10 і 4.11 полягає в тому, що на рис. 4.11 другий направлений відгалужувач (НВ) переорієнтований на відбиту хвилю від ПХТ, який тепер уже ввімкнений між другим направленим відгалужувачем і узгодженим навантаженням (УН).

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитись з інструкцією щодо експлуатації Р2-54.
2. Зібрати лабораторну установку згідно зі структурною схемою рис. 4.10, без досліджуваного пристрою (ПХТ) на основі панорамного вимірювача модулів коефіцієнтів передачі та відбиття Р2-54 (хвилевідна лінія передачі 23×10 мм) для калібрування. Провести калібрування згідно з інструкцією на прилад Р2-54 [11]. При калібруванні потрібно виконати:
 - а) установку смуги робочих частот Р2-54: 8–12,5 ГГц;
 - б) установку рівня падаючої хвилі 2 мВ (режим “Падаюча”);
 - в) зрівняти рівні падаючої хвилі і хвилі, що пройшла через місце з’єднання двох направлених відгалужувачів (режим “Вимірювання”) ручкою “Калібровка”;

Виконання пунктів а), б), в) контролюємо на екрані індикатора Р2-54.

3. Відкалібровану лабораторну установку на основі Р2-54 згідно з рис. 4.10 використаємо для вимірювання модулів елементів матриці розсіювання $|S_{ij}|$ ($i \neq j$) ПХТ з рис. 6.10 (з узгодженням), та рис. 6.3 — ПХТ без узгодження. Для цього будь-які два входи ПХТ i та j вмикаємо між першим та другим направленими відгалуджувачами, як показано на рис. 4.10. Всі інші входи ПХТ, незадіяні при вимірюванні, навантажуюмо на узгоджені навантаження. На екрані бачимо промені — модулі $|S_{ij}|$ ($i \neq j$) функції частоти. Послідовно змінюючи входи ПХТ між НВ1 і НВ2, вимірюємо всі характеристики $|S_{ij}|$ ($i \neq j$) в [дБ]. Для того, щоб перевести розмірність [дБ] в [рази] скористаємось відомою формулою переходу [дБ] $\rightarrow$ [рази]:

$$|S_{ij}|_{i \neq j} = 10^{-(|S_{ij}|[\text{дБ}]/20)}.$$

4. Відкалібровану раніше лабораторну установку "на прохід" рис. 4.10 перезбираємо згідно зі структурною схемою рис. 4.11, і використовуємо її для вимірювання $|S_{ij}|$ ($i = j$) ПХТ з рис. 6.10 (з узгодженням), та рис. 6.3 — ПХТ без узгодження. Послідовно змінюючи входи ПХТ, що під'єднанні після другого НВ, вимірюємо всі $|S_{ij}|$ ($i = j$). Всі входи ПХТ, не під'єднанні при вимірюванні, навантажуюмо на узгоджені навантаження. На екрані індикатора Р2-54 бачимо залежності коефіцієнтів стоячої хвилі кожного входу ПХТ від частоти. В подальшому перераховуємо:

$$|S_{ij}|_{i=j} = \frac{KCX_i - 1}{KCX_i + 1}.$$

5. За отриманими результатами експериментального дослідження характеристик ПХТ на частоті $f = 9,35$ ГГц (частота найбільшої розв'язки входів 1 і 2 ПХТ) запишемо матрицю розсіювання ПХТ і перевіряємо її на унітарність.

6. Робимо висновки.

Домашнє завдання

1. Довести властивість 6 подвійного хвилевідного трійника.

2. Задача: пояснити, чи можуть наведені нижче матриці розсіювання відповідати матриці розсіювання подвійного хвилевідного трійника без втрат (рис. 6.3)?

Обґрунтувати відповідь з точки зору властивостей матриць розсіювання пасивних НВЧ пристроїв та фізики роботи подвійного хвилевідного трійника.

$$\begin{aligned}
 & \text{a) } \frac{1}{10} \begin{vmatrix} 3 & 4 & 6 & 6 \\ 4 & 3 & 6 & -6 \\ 6 & 6 & 0 & 0 \\ 6 & -6 & 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad \text{б) } \frac{1}{10} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 6 & 8 \\ 0 & 0 & 8 & -6 \\ 6 & 8 & 0 & 0 \\ 8 & -6 & 0 & 0 \end{vmatrix}, \\
 & \text{в) } \frac{1}{10} \begin{vmatrix} 1 & 1 & -7 & 7 \\ 1 & 1 & 7 & 7 \\ 7 & 7 & 1,4 & 0 \\ 7 & -7 & 0 & 1,4 \end{vmatrix}, \quad \text{г) } \frac{1}{10} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 7 & 7 \\ 1 & 1 & 7 & -7 \\ 7 & 7 & 1,4 & 0 \\ 7 & -7 & 0 & 1,4 \end{vmatrix}.
 \end{aligned}$$

Зміст звіту

1. Схематичне зображення конструкції ПХТ.
2. Малюнки силових ліній електричного поля в E - та H -площинах при збудженні входів 3 та 4 ПХТ, відповідно.
3. Розв'язок домашнього завдання.
4. Схема вимірювання характеристик ПХТ.
5. Виміряні значення коефіцієнтів матриці розсіювання ПХТ, записати у вигляді матриці на частоті, що вказує викладач.
6. Аналіз отриманих результатів та висновки по роботі.

Контрольні запитання

1. Який фізичний зміст мають елементи матриці розсіювання $[\mathbf{S}] - S_{mn}$, S_{mn} ?
2. Що означає унітарність матриці $[\mathbf{S}]$?
3. Поясніть принцип роботи ПХТ?
4. Які існують методи узгодження ПХТ. Як теоретично визначити елементи матриці $[\mathbf{S}]$ ідеального узгодженого ПХТ?
5. Де на практиці використовують ПХТ?

Лабораторна робота № 7

ДОСЛІДЖЕННЯ ХВИЛЕВІДНО–ЩІЛИННОГО НАПРАВЛЕНОГО ВІДГАЛУЖУВАЧА

Мета роботи: ознайомитись з принципом дії, конструкцією, характеристиками та параметрами хвильовідно–щілинного направленного відгалужувача (ХЩНВ). Виміряти елементи матриці розсіювання узгодженого направленного відгалужувача (НВ).

Теоретичні відомості

Хвильовідно–щілинний направлений відгалужувач складається з двох хвильоводів прямокутного поперечного перерізу, що мають спільну вузьку стінку, частина якої довжиною l (далі щілина) вилучена. Її конструкція показана на рис. 7.1 [8, 14]. Вхідні хвильоводи НВ, які позначені цифрами 1, 2, 3, 4, називаються плечима НВ.

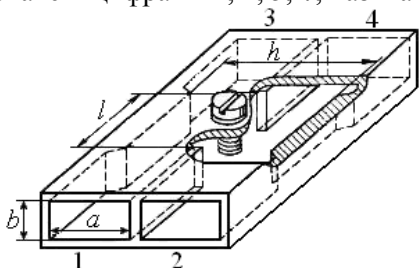


Рисунок 7.1

Широкі стінки плечей НВ мають розмір a і в них може поширюватись лише основний тип хвилі хвильоводу прямокутного поперечного перерізу H_{10} . Ширина хвильовідної секції НВ в місці вилученої спільної вузької стінки дорівнює h . Цей розмір трохи

менший за $2a$ і вибраний таким, щоб у цій секції могли поширюватись лише хвилі H_{10} та H_{20} і не поширювались хвилі вищих типів, і в першу чергу — хвиля H_{30} . Для цього необхідно виконати умову

$$\lambda_n > \lambda_{\text{кр } H_{30}} = \frac{2}{3}h \approx \frac{4}{3}a,$$

де λ_n — нижня довжина хвилі робочої смуги частот НВ, $\lambda_{\text{кр } H_{30}}$ — критична довжина хвилі H_{30} у хвильовідній секції з розміром широкої стінки h .

Для кращого узгодження направленного відгалужувача в центрі щілини встановлюють ємнісний штир. Необхідно додати, що узгодження може бути виконано і індуктивними штирями.

Цей направлений відгалужувач має дві осі симетрії: поздовжню і поперечну, відноситься до відгалужувачів першого типу, в яких при подачі сигналу на вхід 1 отримуємо сигнали на входах 3 та 4, зсув фаз між якими складає $\pi/2$, вхід 2 розв'язаний. Сигнали на входах 3 і 4 рівні за амплітудами на центральній частоті, а тому такий НВ називають *мостом*.

Довжину l завуженої хвилевідної секції знаходять із умови отримання на ній фазового зсуву $\pi/2$ між хвилями H_{10} і H_{20} на центральній частоті

$$\Delta\varphi = (\beta_{H_{10}} - \beta_{H_{20}})l = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{H_{10}}} - \frac{2\pi}{\lambda_{H_{20}}} \right) l = \frac{\pi}{2},$$

де $\lambda_{H_{10}}, \lambda_{H_{20}}$ — довжини хвиль H_{10} та H_{20} у хвилевідній секції шириною h на центральній частоті, що відповідає середній довжині хвилі λ_0 робочої смуги частот НВ: $\lambda_0 = 2\lambda_n \lambda_b / (\lambda_n + \lambda_b)$, де λ_b і λ_n — верхня і нижня довжини хвиль робочої смуги частот НВ.

Зробивши перетворення, отримаємо

$$l = \frac{\lambda_{H_{10}} \cdot \lambda_{H_{20}}}{4(\lambda_{H_{20}} - \lambda_{H_{10}})}.$$

Основні характеристики ХЩНВ при його живленні зі входу I :

- характеристика узгодження входу I : $KСХН(f)$ при умові, що входи 2, 3, 4 — узгоджені. Відповідає коефіцієнту матриці розсіювання S_{11} ;
- перехідне згасання: $C(f) = 10\lg(P_4/P_1) = 20\lg(E_4/E_1)$ за умови, що входи 2 і 3 узгоджені. Відповідає коефіцієнту матриці розсіювання S_{41} ;
- направленість: $D(f) = 10\lg(P_4/P_2) = 20\lg(E_4/E_2)$ за умови, що вхід 3 узгоджений. Відповідає коефіцієнту матриці розсіювання S_{42} , де P_1, P_2, P_3, P_4 — потужності сигналів на відповідних входах; E_1, E_2, E_3, E_4 — напруженості електричних полів відповідних входів.

Елементи матриці розсіювання ідеального ХЩНВ на центральній частоті наступні

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Розглянемо принцип роботи ХЩНВ. Для визначення сумарних напруженостей електричного поля на входах плечей 2, 3, 4 з боку хвилевідної секції шириною h скористаємося принципом суперпозиції ЕМХ H_{10} та H_{20} , а також векторними діаграмами полів.

Нехай НВ збуджується зі входу I . Тоді на виході плеча I у хвилевідній секції шириною h збуджуються хвилі H_{10} та H_{20} , напруженості полів яких мають рівні амплітуди. Епюри цих полів при $z = 0$ показано на рис. 7.2. Хвилі H_{10} та H_{20} збуджують плече 2 (при $z = 0$) і плечі 3 та 4 (при $z = l$). Плече 2 збуджується протифазними електричними полями рівних амплітуд хвиль H_{10} та H_{20} , а тому плече 2 розв'язане. Плечі 3 та 4

збуджуються синфазними електричними полями хвилі H_{10} та проти фазними електричними полями хвилі H_{20} , якщо не враховувати різницю фаз $\Delta\varphi$ між цими двома хвилями, яку вони отримують при поширенні на довжині l . Епюри цих полів показано на рис. 7.2 при $z = l$. Якщо врахуємо фазовий зсув між хвилями H_{10} і H_{20} , яку вони отримають при їх поширенні в хвильовідній секції довжиною l , потім складемо напруженості електричних полів цих хвиль на входах 3 і 4 при $z = l$, то на векторній діаграмі (рис. 7.3) отримаємо сумарні напруженості електричних полів на цих входах (E_3^Σ, E_4^Σ).

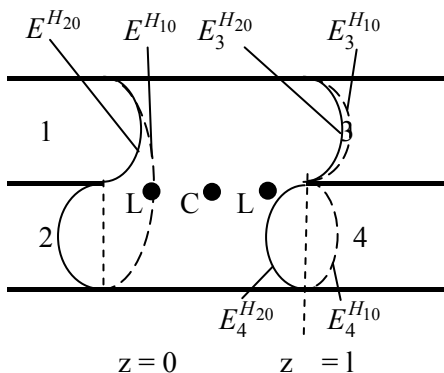


Рисунок 7.2

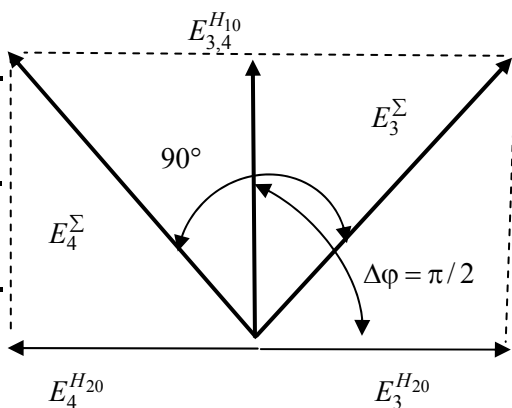


Рисунок 7.3

Діаграма (рис. 7.3) відповідає $\Delta\varphi = \pi/2$. З діаграми видно, що $E_3^\Sigma = E_4^\Sigma$ і фазовий зсув між ними дорівнює $\pi/2$. Якщо довжина щілини вибрана меншою за оптимальну (фазовий зсув між хвилями на її довжині менший за $\pi/2$), тоді векторна діаграма електричних полів хвиль H_{10} та H_{20} на входах плечей 3 і 4 при $z = l$ буде такою, як зображено на рис. 7.4. Амплітуди сумарних електричних полів в плечах 3 і 4 різні. Зсув фаз між цими полями дорівнює $\pi/2$.

Визначимо частотну залежність перехідного згасання та коефіцієнта розподілу потужності між плечима 3 та 4. Запишемо очевидні співвідношення

$$\begin{aligned} E_3^{H_{10}} \Big|_{z=l} &= E_3^{H_{10}} \Big|_{z=0} e^{-j\beta_{H_{10}} l} = E_4^{H_{10}} \Big|_{z=l}, \\ E_3^{H_{20}} \Big|_{z=l} &= E_3^{H_{20}} \Big|_{z=0} e^{-j\beta_{H_{20}} l} = -E_4^{H_{20}} \Big|_{z=l}, \end{aligned}$$

де l — довжина щілини, початок координат ($z = 0$) знаходиться на початку щілини (рис. 7.2).

Оскільки $|E_3^{H_{10}}| = |E_3^{H_{20}}|$, позначимо їх через A , тоді

$$E_3^\Sigma = E_3^{H_{10}} + E_3^{H_{20}} =$$

$$= A \cdot e^{-j\beta_{H_{10}} l} \left[1 + e^{-j(\beta_{H_{10}} - \beta_{H_{20}}) l} \right] = A \cdot e^{-j\beta_{H_{10}} l} \left[1 + e^{-j\Delta\varphi} \right].$$

Аналогічно отримаємо $E_4^\Sigma = A \cdot e^{-j\beta_{H_{10}} l} \left[1 - e^{-j\Delta\varphi} \right].$

З останніх виразів визначимо модулі амплітуд електричних полів в плечах 3 та 4:

$$|E_3^\Sigma| = A \sqrt{2(1 + \cos \Delta\varphi)} = 2A \cos(\Delta\varphi / 2),$$

$$|E_4^\Sigma| = A \sqrt{2(1 - \cos \Delta\varphi)} = 2A \sin(\Delta\varphi / 2).$$

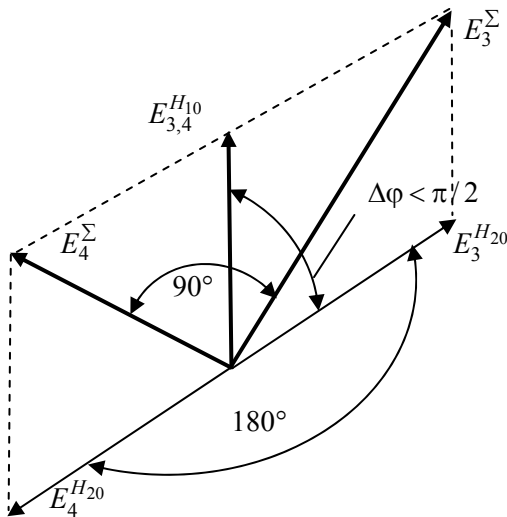


Рисунок 7.4

Згідно з визначенням знаходимо перехідне згасання C і коефіцієнт поділу потужності K між плечима 3 і 4, враховуючи, що $E_1 = 2A$, де E_1 — напруженість електричного поля на вході l

$$C = 20 \lg \sin(\Delta\varphi / 2) \text{ [дБ]}, \quad K = \left| E_4^\Sigma \right| / \left| E_3^\Sigma \right| = \operatorname{tg}(\Delta\varphi / 2).$$

Хвилевідно-щілинний міст при оптимально підібраних параметрах елементів узгодження може працювати у смузі частот $10 \div 15\%$ при $K_{СХН} \leq 1,25$, перехідному ослабленні $3 \pm 0,5$ дБ, направленості не гірше -20 дБ. Він використовується як хвилевідний подільник на два, а також як конструктивний елемент фазозсувачів, суматорів та інших пристроїв НВЧ [8].

У першому наближенні при конструюванні ХЩНВ можливо скористатись наступними розмірами елементів щілинного моста: $h =$

$(1,32 \div 1,38)\lambda_0$; діаметр ємнісного штиря $d = (0,18 \div 0,26)h$, $l = 0,7h$. При цьому торець штиря повинен бути виконаний у вигляді напівсфери.

Опис експериментальної установки для вимірювання елементів матриці розсіювання ХЩНВ

Для виконання експериментальних досліджень ХЩНВ студентам запропоновано міст на хвилеводах $7,2 \times 3,4$ або 23×10 мм.

НВЧ-схема лабораторної установки для вимірювання матриці розсіювання приведена на рис. 7.5а, б. На схемах введені наступні позначення: Г — генератор НВЧ, КХП — коаксіально-хвелевідний перехід, Вент — розв'язуючий вентиль, Ат — поляризаційний атенуюатор, ВЛ — вимірювальна лінія, ХЩНВ — хвелевідно-щілинний направлений відгалужувач, mV — мілівольтметр, УН — узгоджене навантаження, ДС — детекторна секція.

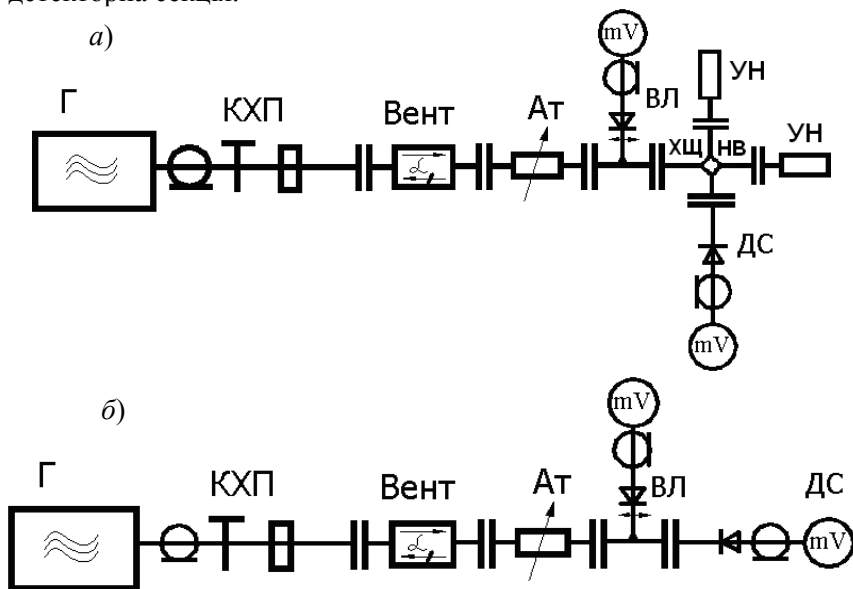


Рисунок 7.5. Схеми вимірювання параметрів НВ

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитись з інструкціями щодо експлуатації вимірювальних приладів, які використовуються в роботі.
2. Зібрати лабораторну установку за схемою, яка приведена на рис. 7.5а.
3. Налаштувати генератор на фіксовану частоту, яку запропонує викладач.
4. Методом заміщення виміряти модулі коефіцієнтів передачі S_{ij} ($i \neq j$), використавши зразковий поляризаційний атенуюатор. Вимірювання

провести згідно з методичними вказівками.

5. Виміряти КСХН на кожному вході НВ, скориставшись вимірювальною лінією, згідно з методичними вказівками.

6. Розрахувати модулі елементів матриці розсіювання за вимірними коефіцієнтами передачі і коефіцієнтами стоячої хвилі на кожному вході.

7. Перевірити на унітарність експериментально отриману матрицю розсіювання.

8. Зробити висновки.

Методичні вказівки

Згасання, яке спричиняє ХЩНВ, можна виміряти методом заміщення за допомогою зразкового атенюатора.

Схема установки для вимірювання згасання приведена на рис. 7.5а. Щоб забезпечити високу точність вимірювання, КСХН з'єднаних елементів не повинен перевищувати 1,1, а пристрій, параметри якого вимірюються, повинен бути розв'язаний за допомогою вентилів.

Методика вимірювання полягає у наступному. Спочатку, коли не має досліджуваного пристрою у вимірювальній установці — схема рис. 7.5б, змінний атенюатор встановлюють у положення, що відповідає згасанню N_1 (дБ), і відмічають покази мілівольтметра, що ввімкнений на виході детекторної секції I . Значення N_1 встановити не менше ніж 30 дБ.

Потім між зразковим атенюатором і детекторною секцією I вмикають ХЩНВ. Два вільні входи НВ навантажують узгодженими навантаженнями. Так як останній спричиняє згасання, то покази мілівольтметра зменшуються. Тоді, для отримання початкових показів мілівольтметра, згасання у зразковому атенюаторі зменшують до значення N_2 (дБ). Різниця двох відліків на шкалі зразкового атенюатора відповідає згасанню, яке вносить НВ з одного виходу на інший, тобто $N_x = (N_1 - N_2)$, дБ.

Ці вимірювання треба повторити стільки разів, скільки коефіцієнтів передачі треба виміряти. На цьому методі вимірювання згасання побудовані і інші схеми, які відрізняються між собою лише місцем увімкнення зразкового атенюатора. Перехід від коефіцієнтів передачі, вимірюваних у дБ, до елементів матриці розсіювання S_{ij} , розмірність яких є рази (по полю), проводять за формулою

$$S_{ij} = 10^{-N_x / 20}.$$

Вимірювальна лінія ВЛ дозволяє виміряти значення КСХН. Вона складається із відрізка хвилеводу стандартного поперечного перерізу з подовжньою щільною, в якій може переміщуватися зонд. ЕРС, що наводиться у зонді, пропорційна напруженості електричного поля в тому місці, де він розміщений, збуджує резонатор зонду, куди також

вміщений кристалічний детектор, напруга з якого по коаксіальному кабелю подається на вхід мілівольтметра mV. Таким чином, рухаючи зонд, можливо вимірювати амплітуди напруженості електричного поля ЕМХ вздовж хвилеводу. Фіксуючи рівні максимумів та мінімумів амплітуд поля уздовж хвилеводу, знаходимо співвідношення хвиль, що падають на НВ та відбиваються від нього, тобто параметри відбиття. Необхідно врахувати, що при малих рівнях сигналів детектор працює в квадратичному режимі, тому на мілівольтметрі вимірюються напруги, які пропорційні квадратам амплітуд поля ($U \sim E^2$), за якими і розраховують значення КСХН та коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$

$$\text{КСХН} = \sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}, \quad \text{звідки} \quad |S_{11}| = |\Gamma| = \frac{\text{КСХН} - 1}{\text{КСХН} + 1}.$$

Більш повно методи вимірювання згасання та КСХН описані у [6].

Домашнє завдання

1. Визначити довжину щілини хвилевідно-щілинного НВ, якщо середня частота дорівнює $f_1 = 30,0$ ГГц або $f_2 = 10,0$ ГГц, а розміри хвилеводів $7,2 \times 3,4$ мм і 23×10 мм, відповідно.

2. Визначити середню частоту ХЩНВ, якщо довжини щілин $l_1 = 11$ мм або $l_2 = 30$ мм, а поперечні розміри хвилеводів $7,2 \times 3,4$ мм та 23×10 мм, відповідно.

Контрольні запитання

1. Який фізичний зміст елементів матриці розсіювання?
2. Що означає унітарність матриці розсіювання?
3. Пояснити принцип роботи хвилевідно-щілинного НВ.
4. Які існують методи узгодження НВ?
5. Як теоретично знайти елементи матриці розсіювання ідеально узгодженого НВ?
6. Де застосовуються ХЩНВ?

Лабораторна робота № 8

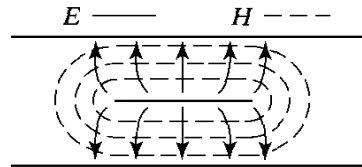
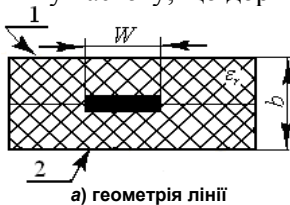
ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОСМУЖКОВОГО ПОДІЛЬНИКА ПОТУЖНОСТІ

Мета роботи: вивчити основні способи ділення/складання НВЧ потужності у мікросмужкових пристроях. Вивчити властивості мікросмужкового резистивного подільника потужності (МРПП), виміряти його частотні характеристики коефіцієнтів передачі та відбиття.

Теоретичні відомості

На частотах вищих за 1 ГГц широко застосовують НВЧ пристрої на основі мікросмужкових ліній передачі. Конструктивно мікросмужкові лінії (МЛ) є плоскими провідниками (смужками), які виготовляють методом фотолітографії на тонких діелектричних підкладках. Основною перевагою МЛ є малі маса і габарити, а також низька вартість при масовому виробництві.

Симетрична смужкова лінія показана на рис. 8.1а. Центральний провідник шириною W цієї лінії виготовлений у вигляді металевої смужки і розташований симетрично між верхнім 1 та нижнім 2 металевими екранами. Відстань між металевими екранами дорівнює b . Простір між екранами заповнено діелектриком із відносною діелектричною проникністю ϵ . Як і в коаксіальній лінії, в симетричній смужковій лінії (СЛ) може поширюватись ЕМХ типу T , яка має лише поперечні складові електромагнітного поля. Відомо, що хвиля типу T має критичну частоту, що дорівнює нулю.



б) структура полів E та H

Рисунок 8.1. Симетрична смужкова лінія

Довжина хвилі в симетричній СЛ визначається, як $\lambda_{\text{хв}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon}$, де λ_0 — довжина електромагнітної хвилі у вільному просторі. Поле в симетричній СЛ лінії, в основному, зосереджено між центральною смужкою і екраном (рис. 8.1б) і нагадує структуру поля в коаксіальній лінії.

Більш широко використовують МЛ, яка показана на рис. 8.2. Вона є несиметричною лінією відкритого типу з неоднорідним діелектричним заповненням і складається з металевої смужки шириною W , розташованої на діелектричній підкладці товщиною d із відносною діелектричною проникністю ϵ . Нижня сторона діелектричної підкла-

динки має металевий екран.

Електромагнітне поле в МЛ зосереджене як в діелектричній підкладинці, так і в повітрі. Це зумовлює те, що основною хвилею в такій лінії є хвиля типу квазі-Т (рис. 8.3а). В строгому розумінні хвиля типу квазі-Т є гібридною, тобто має окрім поперечних ще й поздовжні складові $\vec{E}$ і $\vec{H}$ полів. Електричне поле зосереджено головним чином між смужкою і екраном і швидко згасає при віддаленні від краю смужки.

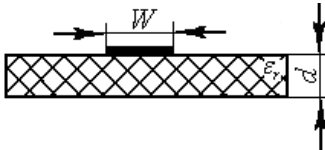
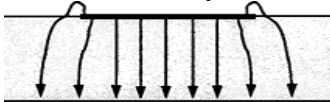


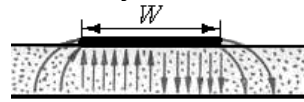
Рисунок 8.2. Мікросмужкова лінія

Слід відзначити, що в мікросмужковій лінії, як і в закритих хвильоводах, може бути присутня нескінченна кількість хвиль вищих типів (як приклад, структура поля хвилі першого вищого типу показана на рис. 8.3б). Як

правило, розміри (W , d) підбираються таким чином, що в робочому діапазоні частот поширюватись може лише хвиля типу квазі-Т.



а) основна хвиля типу квазі-Т хвилі



б) перший вищий тип

Рисунок 8.3. Силві лінії електричного поля

Довжина хвилі основного типу квазі-Т у МЛ $\lambda_{\text{хв}}$ зумовлена як присутністю діелектрика, так і присутністю повітря над смужкою

$$\lambda_{\text{хв}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}},$$

де λ_0 — довжина хвилі у вільному просторі, $\epsilon_{\text{еф}}$ — ефективна відносна діелектрична проникність, яку визначають за формулою

$$\epsilon_{\text{еф}} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}, \quad \text{тобто} \quad \frac{\epsilon + 1}{2} < \epsilon_{\text{еф}} < \epsilon.$$

Хвильовий опір Z_0 МЛ залежить від діелектричної проникності підкладки та від співвідношення W/d і може бути розрахований за наближеною формулою

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right), & \text{для } W/d < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]}, & \text{для } W/d \geq 1 \end{cases}$$

Недоліками МЛ в порівнянні із металевими хвильоводами є більш високі втрати, які зростають зі збільшенням частоти. Основні типи втрат в МЛ та шляхи їх зменшення приведені в табл. 8.1.

Таблиця 8.1

Тип втрат	Методи зменшення втрат
Втрати у діелектричній підкладинці	Використання підкладок із мінімальними значеннями тангенсу кута втрат (фторопласт, кераміка)
Втрати у металевих смужках	Використання металів з максимальною провідністю (мідь, алюміній, золото).
Втрати на випромінювання	Використання більш тонких підкладок, зменшення довжини смужок

У якості підкладок використовуються діелектрики із якомога меншими втратами, наприклад, політетрафторетилен (тефлон), кераміка (Al_2O_3) або високоомні напівпровідники — кремній (Si) та арсенід галію (GaAs). Використання напівпровідникових підкладинок, на яких виготовлені металеві смужки разом із активними елементами (транзисторами, діодами) в рамках єдиної напівпровідникової технології, дає змогу побудувати монолітні інтегральні НВЧ схеми. Монолітні інтегральні НВЧ схеми на сьогоднішній день є ключовими елементами приймально-передавальних модулів сучасних мобільних телефонів, портативних комп'ютерів, радіолокаційних станцій та супутникових терміналів.

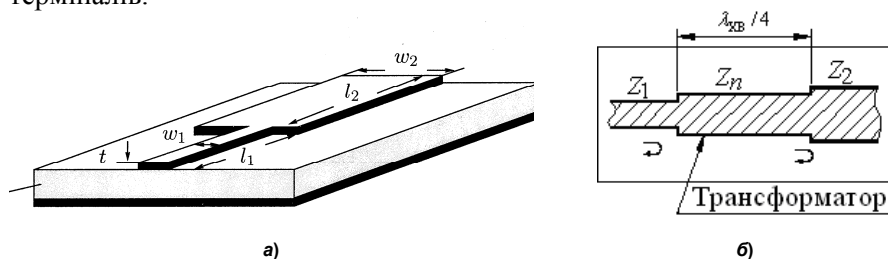


Рисунок 8.4. Узгодження скачка ширини мікросмужкової лінії

Однорідні МЛ використовують лише для простої передачі потужності між двома вузлами схеми. Прилади НВЧ, зазвичай, виконують набагато більш складні задачі, для яких геометрія смужок виявляється складною, тобто має велику кількість неоднорідностей. Прикладом неоднорідності є скачок ширини МЛ (рис. 8.4а). Тут хвиля спочатку поширюється у МЛ шириною w_1 із хвильовим опором Z_1 , а потім зустрічає різкий перехід (скачок) на МЛ шириною w_2 , яка має хвильовий опір Z_2 . Тип хвилі квазі-Т зберігається в обох лініях, але у наслідок того, що $Z_1 \neq Z_2$, від скачка ширини лінії буде відбиття. З теорії довгих ліній відомо, що коефіцієнт відбиття Γ для неоднорідності цього типу дорівнює $\Gamma = (Z_2 - Z_1) / (Z_2 + Z_1)$.

Для узгодження двох МЛ із різними значеннями хвильового опору застосовується чвертьхвильовий трансформатор (рис. 8.4б).

По суті це відрізок МЛ із хвильовим опором $Z_n = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$. Така схема має дві неоднорідності, два скачки ширини МЛ. Відбиття від цих неоднорідностей взаємно компенсуються, коли довжина відрізка трансформатора дорівнює чверті довжини хвилі у МЛ.

Для ділення або складання НВЧ потужності використовують Т-з'єднання МЛ, геометрія і еквівалентна схема якого показано на рис. 8.5. Воно виконано у вигляді розгалуження МЛ, наприклад, із хвильовим опором Z_0 на дві МЛ із хвильовими опорами Z_1 , Z_2 , відповідно. По суті Т-з'єднання — це паралельне з'єднання МЛ. Коефіцієнти проходження та відбиття в ньому залежать від співвідношення хвильових опорів ліній. У простому випадку ($Z_0 = Z_1 = Z_2$) вхідний опір в кожному плечі, як при паралельному з'єднанні, рівний $Z_0/2$, тому коефіцієнт відбиття в кожному плечі дорівнює $1/3$. При цьому решта потужності порівну ділиться між двома іншими плечима. На еквівалентній схемі також присутня ємність (jB), яка зумовлена надлишком металу в місці з'єднання, де виникає деяке накопичення енергії електричного поля під смужкою.

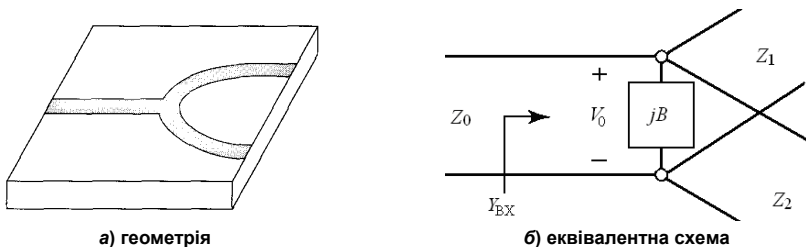


Рисунок 8.5. Т-з'єднання мікросмужкових ліній

Якщо до Т-з'єднання додати чвертьхвильові трансформатори довжиною $l = \lambda_{\text{хв}}/4$, то отримаємо прості нерезистивні (реактивні) подільники потужності (рис. 8.6). В них сумарні входи (Вх.1 на рис. 8.6) узгоджені, тобто при подачі хвилі на Вх.1 хвиля без відбиття порівну і синфазно ділиться між плечима 2 та 3. Конструктивно можливі два варіанти: або розташувати чвертьхвильовий трансформатор із хвильовим опором $Z_0/\sqrt{2}$ в сумарному плечі (рис. 8.6а), або розташувати симетрично два чверть хвильових трансформатори із хвильовими опорами $Z_0/\sqrt{2}$ в плечах 2 та 3 (рис. 8.6б).

У нерезистивних подільників потужності входи 2 та 3 принципово неузгоджені і нерозв'язані. Тобто, якщо подати сигнал на вхід 2, половина сигналу піде на вхід 1, частина на вхід 3, а частину буде

відбито назад. Можна показати, що матриця розсіювання нерезистивного подільника потужності має вигляд

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0,707 & 0,707 \\ 0,707 & -0,5 & 0,5 \\ 0,707 & 0,5 & -0,5 \end{bmatrix}.$$

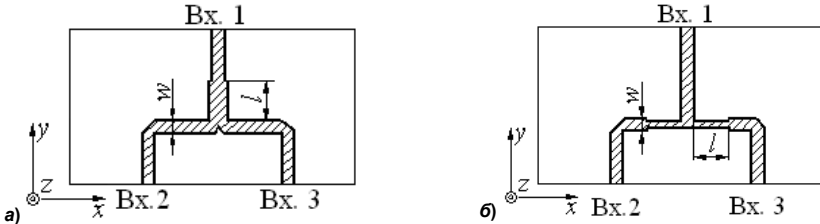
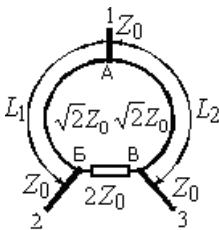
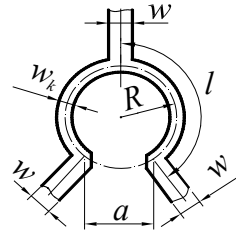


Рисунок 8.6. Нерезистивні подільники потужності

З метою досягнення узгодження всіх входів та взаємної розв'язки виходів Вілкінсоном було запропоновано кільцевий резистивний подільник потужності (рис. 8.7). Він нагадує нерезистивний подільник, показаний на рис. 8.6б, але пряму конфігурацію пліч 2 та 3 змінено на кільцеву і додатково між плечами 2 та 3 включено точковий резистор R із номіналом $2Z_0$. Як показано на рис. 8.6б, чвертьхвильові плечі ($L_2 = L_3 = \lambda_{\text{хв}}/4$) кільця мають хвильовий опір $\sqrt{2} \cdot Z_0$ для узгодження.



а) еквівалентна схема



б) смужкова геометрія (без резистора)

Рисунок 8.7. Резистивний кільцевий подільник потужності (Вілкінсона)

Пристрій працює наступним чином. При подачі хвилі типу квазі-Т на вхід 1 мікросмужкового резистивного подільника потужності енергія без відбиття порівно, синфазно ділиться між плечима 2 та 3. Резистор в даному випадку не впливає на проходження електромагнітної хвилі, оскільки різниця потенціалів між точками B та B на його виходах рівна нулю. При подачі хвилі на вхід 2 енергія з точки B до B поширюється двома шляхами: безпосередньо через точковий резистор, та вздовж кільця BAV по дузі довжиною $\lambda_{\text{хв}}/2$. Тобто два сигнали в точку B попадуть в протифазі і взаємно компенсуються. Це означає, що коефіцієнт передачі з входу 2 на вихід 3 буде рівний нулю. В цьому

випадку половина енергії піде на вихід 1 подільника, а половина згасне в резисторі. Оскільки пристрій є симетричним, то аналогічно при подачі сигналу на вхід 3 хвиля не пройде на вихід 2. Цікаво, що при подачі одночасно синфазних хвиль в плечі 2 та 3 подільника потужності хвилі складуться без втрат на виході 1.

При подачі протифазних хвиль в плечі 2 та 3 подільника енергія повністю згасне в резисторі і на вихід 1 хвиля не пройде взагалі.

Матриця розсіювання ідеального резистивного кільцевого подільника потужності без втрат на центральній частоті робочого діапазону має вигляд

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

Залежність елементів матриці розсіювання від частоти показана на рис. 8.8. Видно, що високий рівень розв'язки (більше 20 дБ) між входами 2 та 3, а також узгодження із КСХН не гірше ніж 1,2 зберігаються в смузі частот 25%.

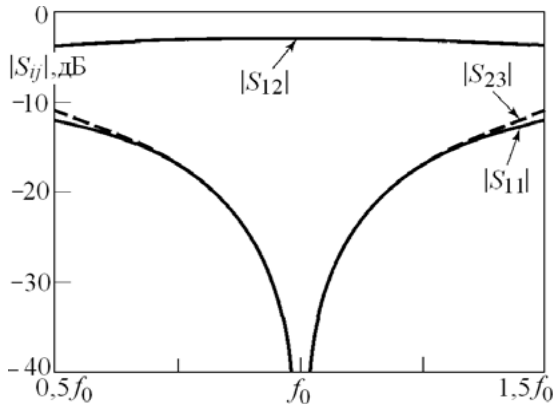


Рисунок 8.8. Елементи матриці розсіювання

Слід відзначити, що конфігурація кільця конструктивно може бути як круглою, так і модифікованою, як показано на рис. 8.9.

Форма кільця визначається конкретними вимогами до габариту подільника потужності в мікросмужковій схемі.

Для збільшення робочої смуги частот застосовують резистивні подільники потужності, які складаються не з одного, а з багатьох кілець (еквівалентна схема показана на рис. 8.10). При цьому хвильові опори МЛ і номінали точкових резисторів підбираються із умови узгодження і розв'язки виходів подільника потужності в широкій смузі частот. Так, резистивний подільник потужності із двома кільцями має розв'язку між

виходами більшу за 20 дБ і узгодження із КСХН не гірше 1,5 в робочій смузі частот більше 100% (частотне перекриття $f_{\max}/f_{\min} = 2$).

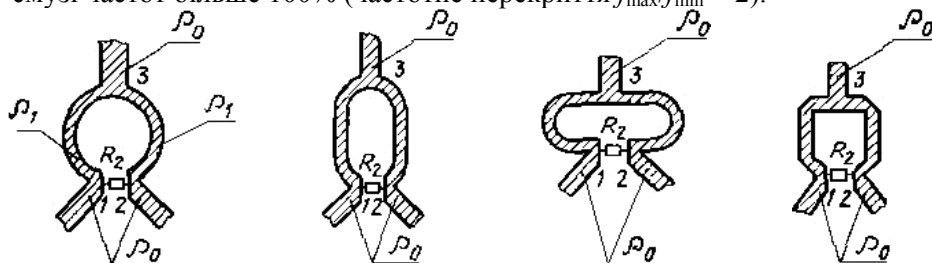


Рисунок 8.9. Можливі конфігурації кільця резистивного МРПП

З'єднуючи касадно двоканальні резистивні подільники потужності, можна отримати багатоканальний ($N = 2^n$) подільник потужності. Для прикладу на рис. 8.11 показано широкосмуговий чотирьохканальний подільник потужності, який побудований на основі трьох резистивних подільників, кожен з яких має два кільця. Хвиля, яка подається на вхід Σ подільника потужності, без відбиття ділиться спочатку на два, а потім на чотири виходи. Хвилі на виходах 1, 2, 3 та 4 подільника рівні між собою та синфазні.

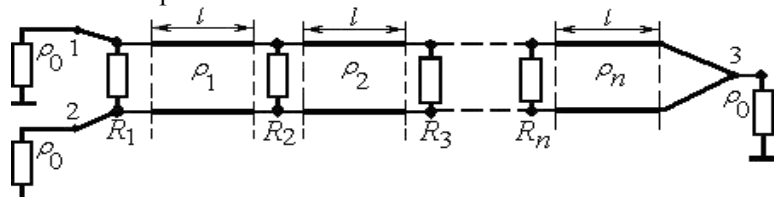


Рисунок 8.10. Багатоступінчастий резистивний подільник потужності (схема електрична)

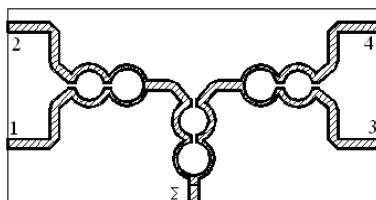


Рисунок 8.11. Широкосмуговий чотирьохканальний подільник потужності (резистори не показані)

Порядок виконання роботи

Для вимірювання коефіцієнтів передачі та відбиття МРПП у смузі частот застосовано вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11.

Для вимірювання коефіцієнтів відбиття зібрати схему згідно з рис. 8.12. Відкалібрувати вимірювач в діапазоні частот 50 ÷ 600 МГц для вимірювання характеристик відбиття.

3. Згідно зі схемою рис. 8.12 виміряти залежності коефіцієнтів

відбиття від частоти на трьох входах МРПП. До вільних виходів досліджуваного пристрою слід під'єднати узгоджені навантаження.

4. Для вимірювання коефіцієнтів передачі зібрати схему згідно з рис. 8.13. Відкалібрувати вимірювач Р4-11 в діапазоні частот $50 \div 600$ МГц.

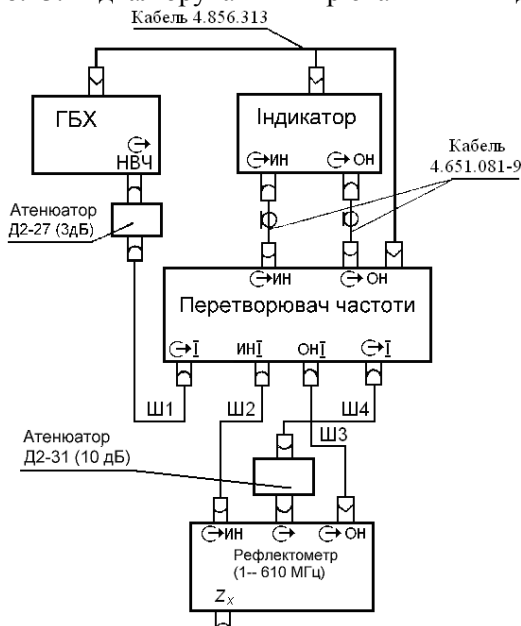


Рисунок 8.12. Структурна схема приладу Р4-11 при вимірюванні параметрів відбиття

писати матрицю розсіювання для Т-з'єднання МЛ, яка показана на рис. 8.5.

2. Використовуючи формули з теоретичної частини роботи, розрахувати та побудувати графік залежності хвильового опору МЛ від ширини смужки W , якщо $\epsilon = 2,2$ (тефлон); товщина підкладки $d = 0,5$ мм.

3. Для розмірів підкладки п. 2 розрахувати геометрію резистивного подільника потужності (рис. 8.7) на частоту 3 ГГц, якщо хвильовий опір вхідних та вихідних МЛ 50 Ом. Знайти ширину смужок кільцевого подільника, радіус кільця та значення резистора.

Зміст звіту

1. Схематичне зображення конструкції резистивного кільцевого подільника потужності.

2. Рисунки силових ліній електричного E та магнітного H полів для хвилі квазі-Т мікросмужкової лінії.

3. Розв'язок домашнього завдання.

5. Згідно із схемою рис. 8.13 виміряти залежності коефіцієнтів передачі попарно між усіма входами та виходами МРПП. Вільний вихід повинен бути під'єднаний до узгодженого навантаження.

6. Результати вимірювань п.п. 3, 5 занести в протокол роботи. На частоті, що відповідає максимальній розв'язці між каналами 1 та 2, записати матрицю розсіювання МРПП, виходячи із експериментально знятих характеристик.

Домашнє завдання

1. Не враховуючи вплив ємності і використовуючи властивість унітарності, записати матрицю розсіювання для Т-з'єднання МЛ, яка показана на рис. 8.5.

4. Схема вимірювання характеристик МРПП.
5. Виміряні на панорамному вимірювачі залежності коефіцієнтів відбиття та проходження від частоти МРПП.
6. Аналіз отриманих результатів та висновки по роботі.

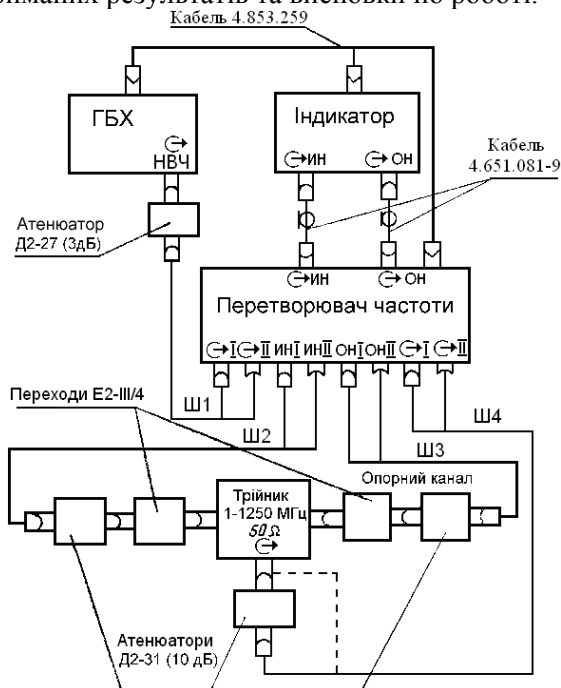


Рисунок 8.13. Структурна схема приладу Р4-11 при вимірюванні коефіцієнтів передачі

Контрольні запитання

1. Які типи хвиль є основними в симетричній СЛ та МЛ передачі?
2. Які переваги та недоліки має МЛ порівняно із хвильоводами?
3. Які основні властивості резистивного кільцевого подільника потужності?
4. Яка функція резистора в резистивному кільцевому подільнику потужності, як зміняться властивості подільника потужності, якщо резистор вилучити?
5. Як побудувати подільник потужності на 4 або 8 каналів?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Хижа Г. С. СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на $p-i-n$ диодах в интегральном исполнении / Г. С. Хижа, И. Б. Вендик, Е. А. Серебрякова. — М. : Радио и связь, 1984. — 184 с.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ : Учебник для вузов / Д. М. Сазонов. — М. : Высшая школа, 1988. — 432 с.
3. Микаэлян А. Л. Теория и применение ферритов на СВЧ / А. Л. Микаэлян. — М. : Госэнергоиздат, 1963. — 664 с.
4. Саусворт Дж. К. Принципы и применения волноводной передачи / Дж. К. Саусворт ; пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича. — М. : Сов. радио, 1955. — 700 с.
5. Fox A. G. An adjustable waveguide Phase Changer / A. G. Fox // Proc. IRE. — 1947. — Vol. 35, No. 12 (December). — P. 1294.
6. Бова М. Т. Вимірювання параметрів антен і пристроїв НВЧ / М. Т. Бова, І. Б. Лайхтман. — К. : Вища школа, 1973. — 110 с.
7. Боголюбов В. Н. Управляемые ферритовые устройства СВЧ / В. Н. Боголюбов, А. В. Ескин, С. Б. Карбовский. — М. : Сов. радио, 1972. — 72 с.
8. Сазонов Д. М. Устройства СВЧ : Учебное пособие / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин [и др.] ; под ред. Д. М. Сазонова. — М. : Высшая школа, 1981. — 295 с.
9. Фельдштейн А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. Смирнов. — М. : Сов. Радио, 1967.
10. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот / Дж. Л. Альтман ; пер. с англ. под ред. И. В. Лебедева. — М. : Мир, 1968. — 487 с.
11. Витяз з інструкції щодо користування панорамним вимірювачем P2-54 та P2-41.
12. Фельдштейн А. Л. Синтез четырёхполосников и восьмиполосников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. — М. : Связь, 1971. — 388 с.
13. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха ; пер. с англ. под ред. В. Г. Шейкмана. — М. : Радио и связь, 1987.
14. Вольман В. И. Техническая электродинамика / В. И. Вольман, Ю. В. Пименов. — М. : Связь, 1981. — 488 с.; 2000. — 536 с.
15. Сосунов В. Л. Направленные ответвители сверхвысоких частот / В. Л. Сосунов, А. А. Шибаев. — Саратов : Приволжское кн. изд-во, 1964. — 397 с.
16. Конструкции СВЧ устройств и экранов / под ред. А. М. Чернушенко. — М. : Радио и связь, 1983.
17. Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Конструирование СВЧ устройств» / В. А. Гойжевский, А. Ф. Левина, Ю. К. Сидорук. — К. : КПИ, 1983. — 116 с.
18. Бова Н. Т. Антенны и устройства СВЧ / Н. Т. Бова, Г. Б. Резников. — К. : Вища школа, 1977. — С. 55–57.
19. Малорацкий Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. — М. : Сов. радио, 1972.
20. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В. И. Вольмана. — М. : Радио и связь, 1982.
21. Абрамов В. П. Незаимные устройства на ферритовых резонаторах / В. П. Абрамов, В. А. Дмитриев, С. А. Шелтухин. — М. : Радио и связь, 1989. — 200 с.
22. Пристрої надвисоких частот та антени. Методичні вказівки до лабораторних робіт // В.С. Вунтесмері, О.М. Купрій, А.Ф. Левіна, С.Є. Мартинюк, Ф.М. Репа. — К.: НТУУ "КПІ", 2010. — 88 с.