

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

Д. О. Василенко

ПРИСТРОЇ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»
за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2023

Рецензент *Клімов О. С., к.фіз-мат.н., інженер I категорії НДЛ
«Квантової радіофізики»*

Відповідальний
редактор *Мартинюк С.Є., к.т.н, доцент, в.о. зав. кафедри РІ*

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 5 від 23.02.2023 р.)
за поданням Вченої ради Радіотехнічного факультету (протокол № 02/2023 від 10.02.2023 р.)*

Навчальний посібник призначений для підготовки фахівців спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка». У навчальному посібнику стисло подано лекційний матеріал з курсу «Пристрої надвисоких частот». Подано необхідний теоретичний матеріал по основам багатополісників НВЧ, матрицям розсіювання і передачі, фільтрам. Розглянуто характеристики таких базових пристроїв НВЧ, як: лінії передачі і переходи між ними, візько- і широкосмугові пристрої узгодження, подільники, направлені відгалуджувачі та рін-діодні пристрої

© Д. О. Василенко
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

Вступ	6
Розділ 1. Вступ.....	7
1.1 Пристрої НВЧ: функціональне призначення, області застосування, класифікація, основні параметри та характеристики.	7
1.2 Інженерні підходи до проектування. Коротка характеристика програм для їх розрахунку	10
Розділ 2. Лінії передачі в радіосистемах і пристроях НВЧ.	12
2.1 Коаксіальна лінія передачі.	12
2.2 Прямокутні і круглі хвильоводи.....	19
2.3 Планарні лінії передачі.....	29
2.3.1 Мікросмужкова лінія	30
2.3.2 Симетрична смужкова лінія передачі:	42
2.3.3 Щілинна лінія передачі	43
2.3.4 Копланарна лінія передачі	44
2.4 Математична модель лінії передачі	47
2.5 Трансформація опорів в лінії передачі	50
2.6 Вплив режиму лінії передачі на її енергетичні характеристики	52
Розділ 3. Елементи антенно-фідерних трактів	55
3.1 Прості елементи АФТ: НВЧ навантаження і реактивні навантаження	55
3.2 НВЧ роз'єми	61
3.3 Обертальні з'єднання.....	69
3.4 Переходи між лініями передачі	71
3.5 Неоднорідності в лініях передачі та їх еквівалентні схеми.....	77
Розділ 4. Багатополюсники НВЧ та їх характеристики.....	88
4.1 Хвильові матриці розсіювання, матриці опорів та провідностей	88
4.2 Зв'язок між елементами матриці опорів, провідностей, розсіювання	90
4.3 Хвильова матриця передачі T	91
4.4 Зв'язок між елементами матриць T і S чотириполюсника.....	93
4.5 Матриці T і S простих чотириполюсників	94

4.6. Взаємні, недисипативні, реактивні, симетричні багатополюсники, їх властивості.....	97
4.7. Робочі параметри неузгодженого чотириполюсника.....	103
4.8. Метод синфазного та протифазного збудження та його застосування при визначенні елементів матриць розсіювання симетричних восьмиполюсників. Квадратурний гібридний подільник потужності.....	106
Розділ 5. Широкопasmові узгоджуючі пристрої.....	113
5.1 Плавні переходи. Розрахунок розмірів плавного експоненційного переходу.	113
5.2 Синтез ступінчастих переходів з Чебишевською та максимально плоскою характеристиками робочого загасання.	115
Розділ 6. Направлені відгалуджувачі	121
6.1 Характеристики направлених відгалуджувачів	121
6.2. Хвилевідні НВ зі зв'язком через отвори в широкій та вузькій стінках хвилеводу прямокутного поперечного перерізу.	122
6.2. Направлений відгалуджувач Бете	124
6.3 Відгалуджувач Швінгера.....	129
6.4 Хвилевідний направлений відгалуджувач із спільною широкою стінкою і двома хрестоподібними отворами зв'язку (Moreno coupler) .	129
6.5 Хвилевідно-щілинний міст (Riblet Short-Slot Coupler)	132
6.6 Направлені відгалуджувачі на зв'язаних лініях передачі	134
Розділ 7. Подільники потужності.	143
7.1 Шестиполюсний, нерівноамплітудний узгоджений подільник на два.	143
7.2 Квадратурний гібридний подільник потужності	145
7.3 180-градусний гібридний подільник потужності.	146
7.4 Подільник Вілкінсона	148
Розділ 8. PIN-діоди.....	152
8.1 Конструкція pin-діода	152
8.2 Комутатори на основі pin-діодів.....	152
8.3 Атенюатори на основі pin-діодів.....	154
8.4 Фазообертачі на основі pin-діодів	155
Розділ 9. Фільтри НВЧ.	166

9.1 Класифікація фільтрів та фільтр-прототип і його масштабування.	166
9.2 Синтез ФНЧ із ступінчатою зміною опору на мікросмужковій ліній.....	176
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	182

ВСТУП

Навчальний посібник «Пристрої надвисоких частот: Опорний конспект лекцій» закриває такі програмні результати навчання, які набуваються при вивченні дисципліни «Пристрої надвисоких частот»:

знання

- принципів побудови, конструкцій, принципів дії пристроїв надвисоких частот (НВЧ) та фізичних процесів, що в них відбуваються;
- основних властивостей пристроїв НВЧ;
- методів розрахунків параметрів пристроїв НВЧ;

уміння:

- розраховувати параметри пристроїв НВЧ;
- вибрати найбільш ефективні пристрої НВЧ для радіотехнічних систем, які працюють в різних частотних діапазонах;
- провести інженерні розрахунки основних характеристик пристроїв НВЧ.

У даному навчальному посібнику розглянуто такі теми: основи теорії багатополісників, матриці розсіювання і передачі; лінії передачі, неоднорідності в них і переходи між різними типами ліній передачі; роз'єми НВЧ трактів, вузько- і широкосмугові узгоджуючі пристрої, подільники потужності, направлені відгалуджувачі, фільтри і рін-діодні НВЧ пристрої.

РОЗДІЛ 1. ВСТУП

1.1 Пристрої НВЧ: функціональне призначення, області застосування, класифікація, основні параметри та характеристики.

В цьому курсі основна увага буде зосереджена на вивченні пасивних лінійних пристроїв НВЧ, що використовуються в АФТ радіотехнічних систем. Пристрої НВЧ діапазону є складовими частинами кожної сучасної радіотехнічної системи. Часто ці пристрої, що з'єднують антену з передавальною та приймальною апаратурою, разом з лініями передачі називають антенно-фідерним трактом радіотехнічної системи.

Радіотехнічними системами називають системи, які забезпечують обмін інформацією між двома або більше пунктами, рознесеними в просторі, завдяки випромінюванню в навколишнє середовище ЕМХ та прийманню їх із нього. Носієм інформації в них є ЕМХ навколишнього середовища. Такими системами є: радіолокація, радіозв'язок, радіонавігація, радіотелеметрія, телебачення,

АФТ виконує функцію передачі енергії електромагнітних хвиль від передавача до антени і від антени до приймача, забезпечує режим роботи вхідних і вихідних кіл передавача і приймача, здійснює попередню фільтрацію та підсилення сигналів, може мати комутуючі кола та обертальні з'єднання, пристрої управління поляризацією ЕМХ, пристрої контролю за функціонуванням радіотехнічної системи. Самі назви цих пристроїв вказують на їх функціональне призначення.

Крім АФТ пристрої НВЧ діапазону використовуються в вимірювальній техніці для створення НВЧ трактів панорамних вимірювачів комплексних коефіцієнтів передачі і відбиття, спектроаналізаторів, генераторів, вимірювачів частоти. Вони є компонентами для сушки, нагрівання та проведення різних технологічних операцій в різних галузях промисловості і сільського господарства.

Таким чином, кожний прилад чи система незалежно від застосування, що працює в НВЧ діапазоні, має НВЧ пристрої, які створюють НВЧ-тракт. НВЧ-трактом будемо називати сукупність пристроїв НВЧ, з'єднаних між

собою певним чином для передачі ЕМХ та їх перетворення за амплітудними, фазовими та поляризаційними параметрами.

Конструктивно пристрої НВЧ складаються із провідників, діелектриків та магнітодіелектриків і в більшості випадків відносяться до класу лінійних і пасивних радіотехнічних пристроїв. Найбільш часто це відрізки ліній передачі, перехідні чи з'єднувальні вузли, узгоджуючі елементи, напрямлені відгалужувачі, узгоджені навантаження, атенюатори (регулятори амплітуди НВЧ коливань), фазозсувачі, фільтри, невзаємні пристрої з феритами, комутуючі пристрої.

Всі пристрої НВЧ можуть бути поділені на групи за різними функціональними ознаками:

А) За призначенням:

-пристрої узгодження (трансформатори опорів, узгоджуючі навантаження, переходи з однієї лінії на іншу, або двох ліній однієї форми поперечного перерізу, але різних розмірів, трансформатори типів хвиль)

- атенюатори(регулятори амплітуди хвиль)

- фазозсувачі (регулятори фазового стану хвиль)

- фільтри

- поляризаційні пристрої (диференціальна фазова секція, ортомодові перетворювачі, обертачі площини поляризації)

-подільники потужності (направлені відгалужувачі, подільники, мости)

-вимикачі, перемикачі

-вентилі

-циркулятори, тощо

Б) за типом лінії передачі, що використовуються, як базові:

-хвилевідні

-коаксіальні

-планарні або смужкові (симетричні і несиметричні смужкові лінії, щілинні, копланарні)

В) за наявністю анізотропних властивостей:

-взаємні

- невзаємні

Г) за кількістю входів і виходів:

Двополюсні, чотири-, шести, восьми-, багатополісні

Д) за хвильовим режимом:

-однохвильові і багато хвильові

Е) за смугою частот:

-вузькосмугові

-широкосмугові

-ультраширокосмугові

Згідно з технічними умовами на пристрій, кожен з них характеризується певними характеристиками та параметрами. Параметрами називають числові величини, а характеристиками їх залежності від частоти.

Загальним для всіх пристроїв є:

-смуга робочих частот

-характеристика узгодження

-втрати в робочій смузі частот

-максимальна потужність передачі

-масогабаритні параметри

-швидкодія (для регульовальних)

1.2 Інженерні підходи до проектування. Коротка характеристика програм для їх розрахунку

Процеси передачі і перетворення ЕМХ в НВЧ пристроях відносяться до складних хвильових процесів, що описуються загальною теорією ЕМ-поля. А тому було б логічно для їх проектування застосовувати теорію ЕМ-поля: розв'язувати систему диф. рівнянь Максвелла з урахуванням граничних умов. Для багатьох пристроїв це призводить до складних векторних функцій напруженості електричного і магнітного поля, які іноді несуть надлишкову інформацію, яка не завжди потрібна для проектування НВЧ пристроїв. Тому при розрахунках складних пристроїв НВЧ їх розбивають на більш прості базові елементи. Для них електродинамічним шляхом знаходять їх параметри і характеристики. Потім характеристики пристрою в цілому розраховують використовуючи більш просту теорію НВЧ кіл, яка використовує матричний апарат лінійної алгебри. Центральною ідеєю загальної теорії кіл є можливість заміни будь-яких ліній передачі ЕМХ еквівалентними довгими лініями з розподіленими параметрами, а прості базові елементи представляються елементами матриць розсіювання, передачі, опорів чи провідностей, що отримані електродинамічним шляхом чи експериментально. Аналіз чи синтез складного пристрою НВЧ може бути проведений за допомогою алгоритму об'єднання базових елементів в загальну систему. Це робиться за допомогою систем автоматизованого проектування.

Серед всіх програм можна виділити такі:

AWR Microwave Office - є однією з найбільш поширених програм для проектування планарних НВЧ пристроїв, як лінійних та і нелінійних, має велику базу готових базових елементів із зосередженими і розподіленими параметрами. Багато світових виробників НВЧ компонентів випускають бібліотеки із характеристиками елементів для цієї програми. Програма містить модуль, який дозволяє проводити синтез фільтрів на різноманітних планарних лініях передачі (мікросмужкові, щілинні, копланарні)

Keysight Design System – розробка цієї програми підтримується фірмою Agilent, світовий виробник вимірювальної техніки. Ця програма є стандартом для проектування транзисторних підсилювачів НВЧ діапазону. Бібліотеки компонентів світових виробників транзисторів випускаються в першу чергу для цієї програми і лише трохи згодом для AWR Microwave Office. Розробка і коректування моделей транзисторів виробниками

здійснюється також в Keysight Design System. Для проектування більш простих планарних НВЧ пристроїв компанія Keysight пропонує Genesys RF and Microwave Design Software.

Mician mWave Wizard - програма, що базується на методі узгодження мод і дозволяє проводити швидкий аналіз різноманітних хвилевідних структур із неоднорідностями в них (хвилевідні фільтри, мультиплексори, відгалужувачі, переходи, ...). Програма містить зручний модуль для синтезу хвилевідних фільтрів.

CST Microwave Studio – пакет програм, який проводить повний 3Д-аналіз різноманітних пасивних НВЧ пристроїв, розв'язуючі чисельними методами рівняння Максвелла. Програма дозволяє аналізувати хвилеводні і планарні НВЧ пристрої дуже складної структури і дає можливість будувати розподіл поля і струмів всередині пристрою, що допомагає краще зрозуміти принцип роботи і проблеми, які виникають в пристрої, що аналізується.

РОЗДІЛ 2. ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ В РАДІОСИСТЕМАХ І ПРИСТРОЯХ НВЧ.

2.1 Коаксіальна лінія передачі.

Хвильовий опір коаксіальної лінії передачі:

$$Z_{XB} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \left(\frac{D}{d} \right) = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \left(\frac{D}{d} \right) \quad (2.1)$$

Втрати в коаксіальному кабелі в провідниках пропорційні $\sqrt{f}$:

$$\alpha_c = \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \cdot \frac{R_s}{\ln \left(\frac{D}{d} \right)} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}, \quad (2.2)$$

де $R_s = \sqrt{\frac{w\mu_0\mu}{2\sigma}}$ [Ом]- питомий опір поверхні провідника,

σ [См/м]- провідність матеріалу (наприклад, для золота $\sigma = 4.1 \cdot 10^7$ См/м)

Втрати в коаксіальному кабелі в діелектрику пропорційні f :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3 \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot \tan \delta}{\lambda_0} \text{ [дБ/м]} \quad (2.3)$$

Співвідношення діаметрів крім опору і втрат визначає і максимальну середню потужність коаксіальної лінії передачі (рис.2.1):

$D/d = 1.65 \Rightarrow$ відповідає характеристичному опору 30 Ом і максимальній критичній потужності передачі

$D/d \approx 3.6 \Rightarrow$ відповідає характеристичному опору 75 Ом і мінімальним втратам в лінії передачі

Як компромісне значення обрано 50 Ом.

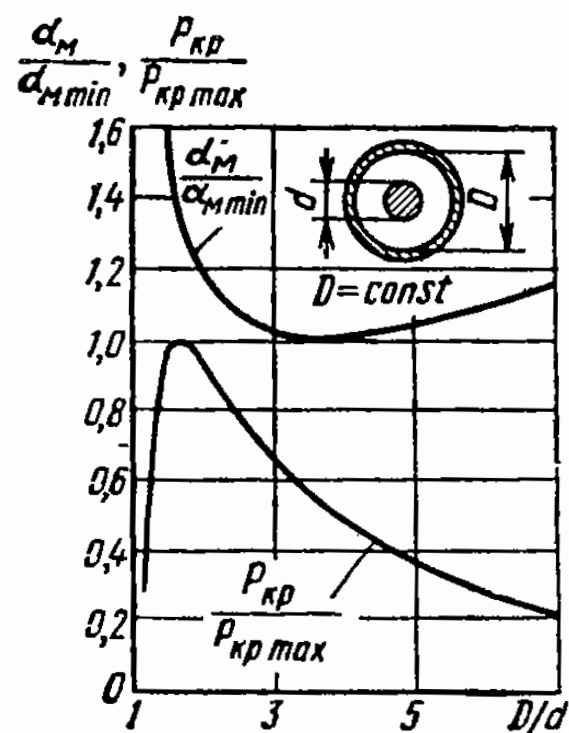


Рис.2.1 Залежність нормованих коефіцієнтів згасання і потужності передачі співвідношення діаметрів

Робоча смуга коаксіальна лінія передачі обмежена зверху появою критичної частоти вищого типу хвиль (хвилі типу H_{11} (TE_{11})):

$$f_{c_{H11}} = \frac{c}{\pi\sqrt{\epsilon}(D+d)} \quad (2.4)$$

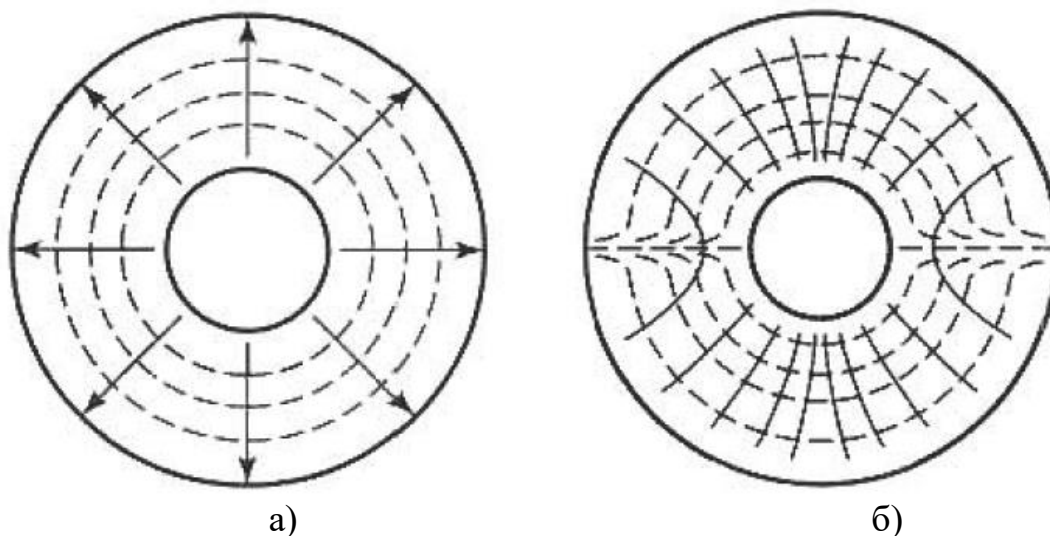


Рис.2.2 Моді коаксіального кабелю: а – основна (Т), б- H_{11}

Типове представлення характеристик коаксіального кабелю представлено на рис.2.3 – рис. 2.7. На рис.2.6 подаються детальні розміри кабелю і максимальна робоча частота, яка визначається даними розмірами. Втрати і середня допустима потужність в коаксіальній лінії можуть бути представлені в графічному вигляді (рис.2.4, рис.2.5) і табличному вигляді (рис.2.7).

Дуже часто значення діелектричної проникності не дається, а дається значення фазової швидкості по відношенню до швидкості світла (v -velocity of signal propagation).

Значення діелектричної проникності при цьому можна обчислити, як:

$$\varepsilon = \frac{1}{v^2} . \quad (2.5)$$

Electrical cable data	
Impedance (Ω)	50
Capacitance	101 pF/m
Velocity of signal propagation	66 % of the speed of light
Epsilon r	2.3
Signal delay	5.0 ns/m
Insulation resistance	> 10^8 M Ω m
Screening effectiveness	$\geq$ 80 dB up to 6 GHz

General cable data	
Dielectric material	solid polyethylene
Min. bending radius static	5 x $\varnothing$ jacket
Min. bending radius dynamic	15 x $\varnothing$ jacket
Temperature range	jacket mat. PVC, PVC (UL), PVC2 (LM): -25 °C to +85 °C
Temperature range	jacket mat. PE, LSFH™, PUR, RADOX®: -40 °C to +85 °C

Рис.2.3 Основні параметри кабелю RG-214

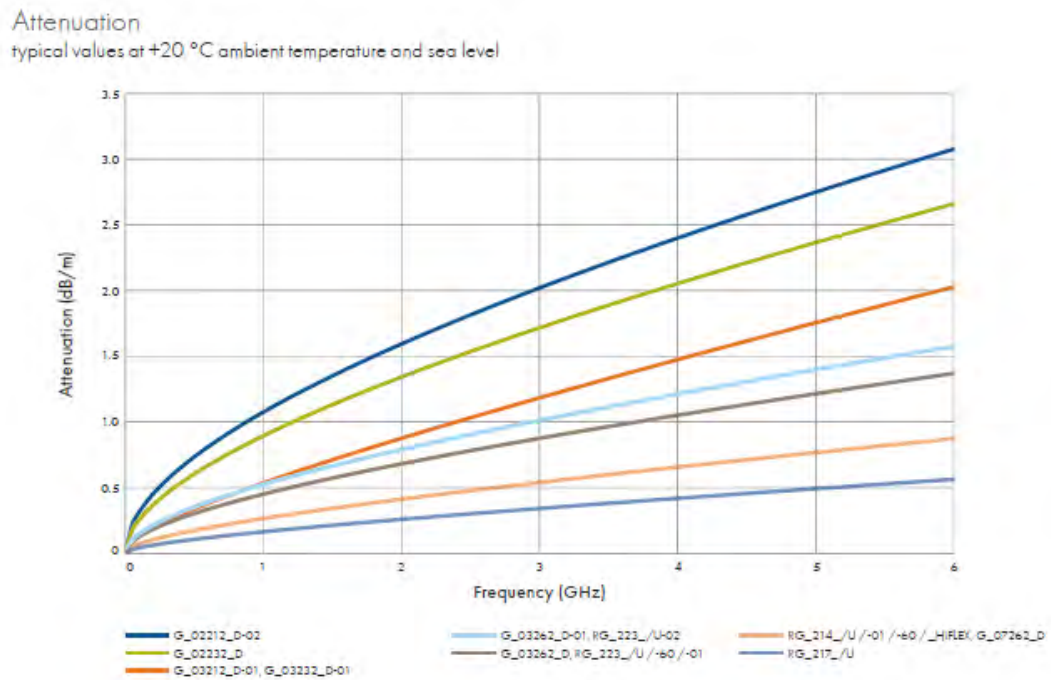


Рис.2.4 Графічне представлення характеристик втрат кабелю RG-214

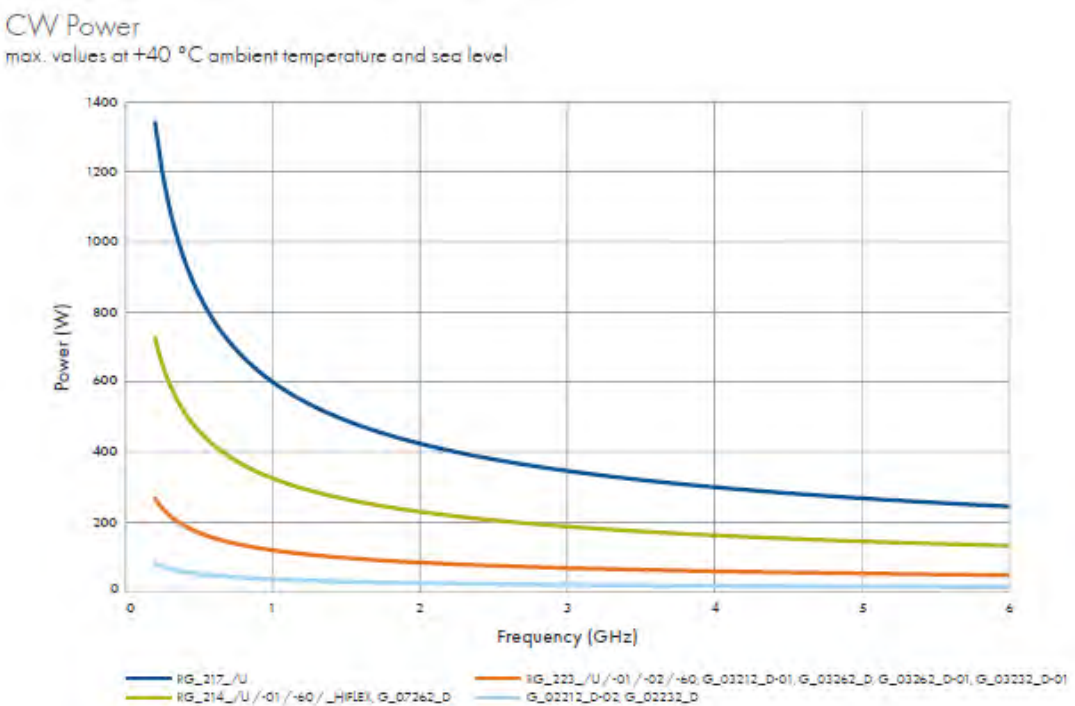


Рис.2.5 Графічне представлення середньої потужності кабелю RG-214

Cable types

HUBER+SUHNER type	Item no.	Center conductor			Dielectric		Screen 1			Screen 2			Jacket		⑤	Weight kg/100 m	Operating voltage kV	Max. operation frequency GHz	Cable group*
		Design	Material	Dim. mm	Mat.	Dim. mm	Material	Dim. mm	Cover %	Dim. mm	Cover %	Mat.	Dim. mm	Colour					
G_02212_D-02	22511608	strand-7	CuAg	0.48	PE	1.50	CuAg	2.00	95							1.80	1.50	6	U4
G_02232_D	22510112	strand-7	Cu	0.49	PE	1.50	Cu	2.00	96							2.10	1.50	6	U4
RG_223_/U-02	22610106	strand-19	CuAg	0.90	PE	2.93	CuAg	3.60	96							5.30	2.5	6	U9
G_03212_D-01	22512305	strand-19	Cu5n	0.90	PE	2.95	Cu5n	3.60	96							5.30	2.50	6	U9
G_03262_D	22511812	wire	CuAg	0.88	PE	2.95	CuAg	3.60	96							5.50	2.50	6	U9
G_03262_D-01	22511782	strand-19	Cu5n	0.90	PE	2.95	Cu5n	3.60	94							5.50	2.50	6	U9
G_03232_D-01	22510134	strand-19	Cu5n	0.90	PE	2.95	Cu5n	3.60	95							5.70	2.5	6	U9
RG_223_/U	22510072	wire	CuAg	0.88	PE	2.95	CuAg	3.60	96							5.50	2.50	6	U9
RG_223_/U-60#	22511565	wire	CuAg	0.88	PE	2.95	Cu5n	3.60	96							5.50	2.5	6	U9
RG_223_/U-01#	22510073	wire	CuAg	0.88	PE	3.03	CuAg	3.60	96							5.50	2.5	6	U9
G_07262_D	22512085	strand-7	CuAg	2.25	PE	7.28	CuAg	8.00	93							19.70	5.00	6	U32
RG_214_/U	22510057	strand-7	CuAg	2.25	PE	7.28	CuAg	8.00	93							18.50	5.0	6	U32
RG_214_/U-01	22510058	strand-7	CuAg	2.25	PE	7.28	CuAg	8.00	96							18.90	5.0	6	U32
RG_214_/U-60#	22511566	strand-7	CuAg	2.25	PE	7.28	Cu5n	8.00	93							18.90	5.0	6	U32
RG_214_HFlex	22512156	strand-19	CuAg	2.25	PE	7.30	CuAg	8.00	93							18.50	5.0	6	U32
RG_217_/U	22510064	wire	Cu	2.69	PE	9.33	Cu	10.30	96							30.10	6.0	6	U38

5

Рис.2.6 Типове представлення геометричних розмірів коаксіального кабелю на прикладі Huber-Suhner RG-214

Frequency (GHz)	Nom. attenuation (dB / m)	Max. CW power (watt)
	sea level 25° C ambient temperature	sea level 40° C ambient temperature
0.3	0.12	593
0.6	0.18	420
0.9	0.24	343
1.2	0.28	297
1.5	0.33	265
1.8	0.37	242
2.1	0.41	224
2.4	0.45	210
2.7	0.48	198
3.0	0.52	188
3.3	0.56	179
3.6	0.59	171
3.9	0.62	165
4.2	0.66	159
4.5	0.69	153
4.8	0.72	148
5.1	0.75	144
5.4	0.79	140
5.7	0.82	136
6.0	0.85	133

Рис.2.7 Табличне представлення характеристик (втрати і середня потужність) кабелю RG-214

Коаксіальні фідери, що заповнені спіненим діелектриком, забезпечують значно менші втрати і більшу середню потужність. Проте мають меншу максимальну робочу частоту (рис. 2.8).

RF5078 | RF5078Z

7/8" Low Loss Physical Foamed Insulation Coaxial Cable

Ordering Information			
Standard Cable	RF5078		
Fire Retardant Cable	RF5078Z		
Construction			
Inner Conductor	Material	Smooth copper tube	
	Diameter	8.95±0.05 mm	
Insulation	Material	Physically foamed PE	
	Diameter	22.50±0.40 mm	
Outer Conductor	Material	Ring corrugated copper	
	Diameter	24.90±0.30 mm	
Jacket	Material	PE or fire retardant PE	
	Diameter	27.30±0.20 mm	
Mechanical Properties			
Bending Radius	Single	120 mm	
	Repeated	250 mm	
	Moving	500 mm	
Pulling Strength	1470 N		
Crush Resistance	1.4 kg/mm		
Recommended Temperature	PE Jacket	Storage	-70~+85°C
		Installation	-40~+60°C
		Operation	-55~+85°C
	Fire Retardant PE Jacket	Storage	-30~+80°C
		Installation	-25~+60°C
		Operation	-30~+80°C
Electrical Properties			
Impedance	50±1Ω		
Capacitance	75 pF/m		
Propagation Velocity	88%		
DC Breakdown Voltage	6.0 kV		
Insulation Resistance	>5x10 ³ MΩ .km		
Peak Power	91 kW		
Screening Attenuation	>>120 dB		
Cut-off Frequency	5.0 GHz		



1. Inner Conductor
2. Insulation
3. Outer Conductor
4. Jacket

Nominal Attenuation and Power Rating		
Frequency MHz	Nominal Attenuation @20°C, dB/100m	Power Rating @20°C, kW
10	0.366	24.6
100	1.19	7.56
200	1.72	5.26
450	2.65	3.41
800	3.63	2.48
900	3.88	2.33
1000	4.12	2.19
1500	5.18	1.74
1800	5.75	1.57
2000	6.11	1.48
2500	6.95	1.30
3000	7.76	1.16

Maximum attenuation value shall be 105% of the nominal attenuation value.

VSWR	
800~1000 MHz	≤1.15
1700~2200 MHz	≤1.15
5~3000 MHz	≤1.25

Рис.2.8 Характеристики коаксіального гофрованого фідера розміром 7/8"

2.2 Прямокутні і круглі хвилеводи

Нагадаємо основні формули, що описують прямокутний хвилевід.

Критична частота для хвиль типу Н (TE):

$$f_{крmn} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (2.6)$$

Критична частота для хвилі Н₁₀ (TE₁₀):

$$f_{кр10} = \frac{c}{2a}. \quad (2.7)$$

Розподіл електричного і магнітного поля хвилі Н₁₀ (TE₁₀):

$$\begin{aligned} H_z &= A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \\ E_y &= \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \\ H_x &= \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \\ E_x &= E_z = H_y = 0. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Довжина хвилі в хвилеводі:

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}. \quad (2.9)$$

Фазова швидкість в хвилеводі:

$$v_{\Phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}. \quad (2.10)$$

Втрати у хвилеводі розраховуються для кожного типу хвилі окремо. Так, для хвилі Н₁₀ втрати складають:

$$\alpha_c = \frac{2\pi^2 R_s (b + a/2 + \beta^2 a^3 / 2\pi^2)}{\omega \mu a^3 b \beta}. \quad (2.11)$$

Структура поля для основної хвилі у прямокутному хвилеводі Н₁₀ (TE₁₀) представлена на рис.2.9.

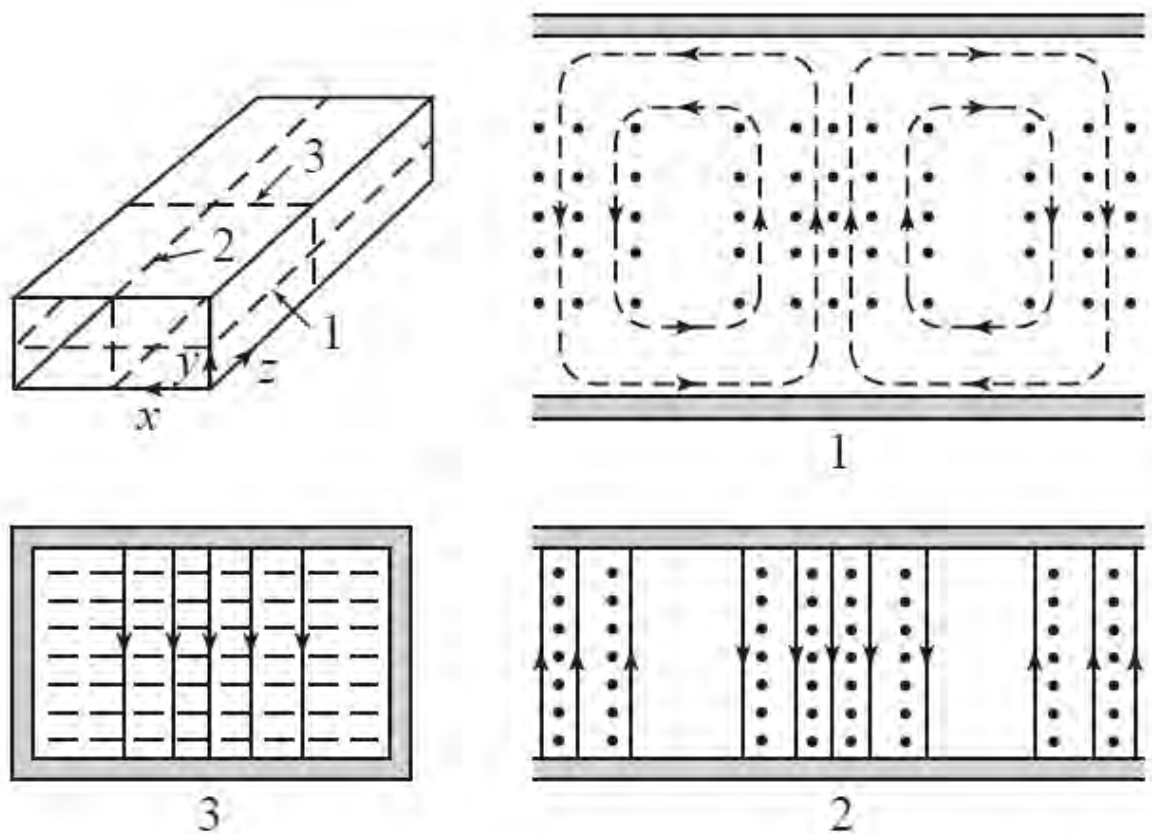


Рис.2.9 Структура поля для хвилі H_{10} (TE_{10})

Робочий діапазон прямокутного хвилеводі починається від частоти, коли втрати у хвилеводі зменшуються до прийнятного рівня (рис.2.16) і до частоти, на який у хвилеводі може поширюватись інша мода. Критичні частоти найближчих вищих типів хвиль (H_{01} (TE_{01}), H_{11} (TE_{11}), H_{20} (TE_{20})) представлені у (2.12) – (2.14). Якщо $a \leq 2b$, то найближчою до H_{10} (TE_{10}) буде H_{01} (TE_{01}), якщо $a > 2b$, то H_{20} (TE_{20}).

Для випадку $a > 2b$, робочий діапазон буде складати 66.7%, якщо рахувати від критичної частоти H_{10} (TE_{10}) до критичної частоти H_{20} (TE_{20}). В реальності менше.

$$f_{kp01} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (2.12)$$

$$f_{kp11} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}. \quad (2.13)$$

$$f_{\text{кр}20} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{2b}{a}. \quad (2.14)$$

Вихідні хвильовідні роз'єми пристроїв НВЧ відповідають певним стандартним розмірам. Приклад класифікації EIA та RCSC показано у таблиці 2.1. У СРСР класифікація була інша. Так WR90 із розмірами 22.86x10.19 мм відповідав хвильовід з розмірами 23x10 мм. Напрямку ці хвильоводи небажано поєднувати, особливо у випадку потужних пристроїв НВЧ.

Реальні середні та максимальні потужності і втрати в хвильоводі представлено на рис.2.10. Середня потужність і втрати у хвильоводі пов'язані між собою. Власне втрати визначають середню потужність, оскільки визначають, яку потужність здатен розсіяти хвильовід. Максимальна потужність визначається потужністю, при якій у хвильоводі настає пробій.

Розширення смуги робочих частот можливе при переході до Н- та П-хвильоводів (рис.2.11, рис.2.12). Концентрація електричного поля в центрі хвильоводу еквівалентна збільшенню питомої ємності, що призводить до зменшення фазової швидкості і збільшенню критичної довжини хвилі. Розподіл для хвилі H_{20} (TE_{20}) при цьому сильно не змінюється, а отже робоча смуга збільшується. Збільшення робочої смуги відбувається за рахунок зменшення електричної міцності хвильоводу (максимальної потужності). При цьому середня потужність може навіть зрости, якщо конструкція передбачає заповнення виступів металом, як на рис.2.12. Порівняйте ширину смуги, середню і максимальну потужність для WR284 з рис.2.10 і WRD250D30 з рис.2.13.

При необхідності гнучкого з'єднання можливе використання гнучких гофрованих хвильоводів (рис.2.14, рис.2.15). При цьому втрати зростають.

Таблиця 2.1 Класифікація прямокутних хвилеводів

Класифікація прямокутного хвилеводу		Робочий діапазон, ГГц	Критична частота	Внутрішні розміри хвилеводу, дюйми [мм]	
EIA	RCSC			A	B
WR284	WG10	2.60 - 3.95	2.078	2.84 [72.136]	1.34 [34.036]
WR187	WG12	3.95 - 5.85	3.153	1.872 [47.5488]	0.872 [22.1488]
WR159	WG13	4.90 - 7.05	3.712	1.59 [40.386]	0.795 [20.193]
WR137	WG14	5.85 - 8.20	4.301	1.372 [34.8488]	0.622 [15.7988]
WR112	WG15	7.05 - 10	5.26	1.122 [28.4988]	0.497 [12.6238]
WR90	WG16	8.2 - 12.4	6.557	0.9 [22.86]	0.4 [10.16]
WR75	WG17	10.00 - 15	7.869	0.75 [19.05]	0.375 [9.525]
WR62	WG18	12.40 - 18	9.488	0.622 [15.7988]	0.311 [7.8994]
WR51	WG19	15.00 - 22	11.572	0.51 [12.954]	0.255 [6.477]
WR42	WG20	18.00 - 26.50	14.051	0.42 [10.668]	0.17 [4.318]
WR34	WG21	22.00 - 33	17.357	0.34 [8.636]	0.17 [4.318]
WR28	WG22	26.50 - 40	21.077	0.28 [7.112]	0.14 [3.556]

WR	M85/ RG-	Material	Frequency (GHz)	Cutoff TE ₁₀ (GHz)	Attenuation (Low-High) dB/100ft	Peak Power (Low-High) MW	CW Power (Low-High) KW
975	1-011 1-012 1-166	204/U - -	1100 6061 6063	0.750 – 1.120	0.605	0.147-0.098 0.173-0.115 0.159-0.106	231.2-346.9 196.4-295.4 213.6-320.5
770	1-013 1-014 1-167	205/U - -	1100 6061 6063	0.960 – 1.450	0.766	0.205-0.139 0.240-0.163 0.222-0.151	137.8-203.3 117.6-173.2 127.9-187.0
650	1-015 1-017 1-018 1-019 1-168	- 69/U 103/U - -	OF-DLP Cu Alloy 1100 6061 6063	1.120 – 1.700	0.908	0.213-0.141 0.316-0.209 0.273-0.180 0.320-0.212 0.295-0.195	114.8-173.6 80.53-121.8 88.45-135.7 76.26-115.1 82.72-125.1
510	1-021 1-023 1-025 1-026 1-169	- 337/U 338/U - -	OF-DLP Cu Alloy 1100 6061 6063	1.450 – 2.200	1.154	0.296-0.201 0.440-0.299 0.380-0.258 0.446-0.303 0.411-0.279	68.22-100.4 47.87-70.44 53.19-78.34 45.29-66.67 49.14-72.39
430	1-027 1-029 1-030 1-031 1-170	- 105/U - 104/U -	OF-DLP 1100 6061 Cu Alloy 6063	1.700 – 2.600	1.375	0.393-0.261 0.502-0.334 0.509-0.392 0.583-0.387 0.544-0.361	45.14-68.00 35.30-53.05 30.03-45.20 31.67-41.71 32.57-49.08
340	1-033 1-035 1-036 1-037 1.171	- 113/U - 112/U -	OF-DLP 1100 6061 Cu Alloy 6063	2.200 – 3.300	1.737	0.533-0.371 0.682-0.474 0.801-0.557 0.791-0.550 0.739-0.514	27.82-40.00 21.73-31.26 18.50-26.60 19.52-28.07 20.05-28.83
284	1-039 1-041 1-042 1-043 1-172	- 75/U - 48/U -	OF-DLP 1100 6061 Cu Alloy 6063	2.600 – 3.950	2.080	0.742-0.508 0.950-0.651 1.116-0.764 1.102-0.754 1.029-0.704	17.19-25.11 13.42-19.59 11.42-16.69 12.06-17.62 12.39-18.12
284HW	2-001 2-002 2-004	375/U - -	1100 6061 6063	2.600- 3.950	2.080	0.950-0.651 1.116-0.764 1.028-0.705	14.56-21.25 12.39-18.08 13.48-19.63

Рис.2.10 Реальні параметри хвелеводів (від фірми Space Machine and Engineering)

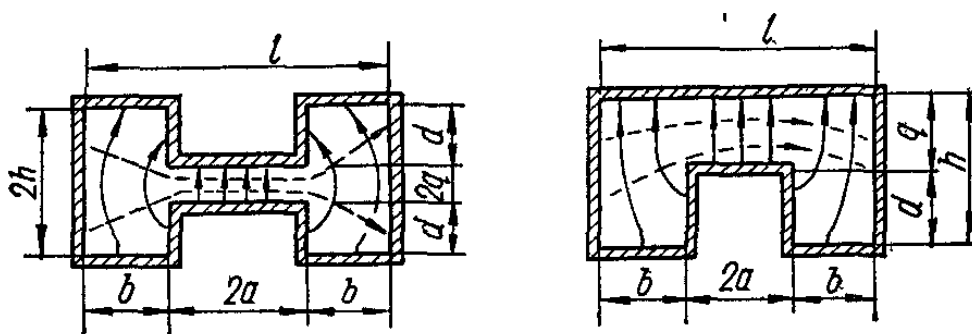
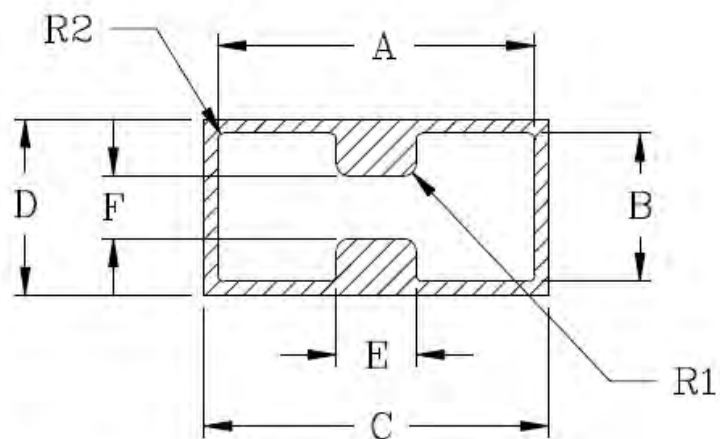


Рис.2.11 Побудова і структура електричного поля в Н- і П-хвелеводах.



WRD	A	B	C	D	E	F	R1	R2
200D24	2.590	1.205	2.750	1.365	0.648	0.512	0.102	0.050
250D30	1.655	0.715	2.000	1.000	0.440	0.150	0.092	0.020

Рис.2.12 Розміри параметри Н-хвильоводу (від фірми Space Machine and Engineering)

WRD	Mil-W-23351	Material	Frequency TE10 Mode (GHz)	Cutoff TE10 (GHz)	Attenuation dB/ft	Peak Power KW	CW Power KW
200D24	4-025	Aluminum	2.00 – 4.80	1.614	0.0134	470	49.0
	4-026	Brass			0.0132		
	4-027	Copper			0.0089		
	4-028	Silver			0.0095		
250D30		Aluminum	2.60 – 7.80	1.985	0.025	120	24.0
		Brass			0.025		
		Copper			0.018		
		Silver			0.018		

Рис.2.13 Електричні параметри Н-хвильоводу (від фірми Space Machine and Engineering)

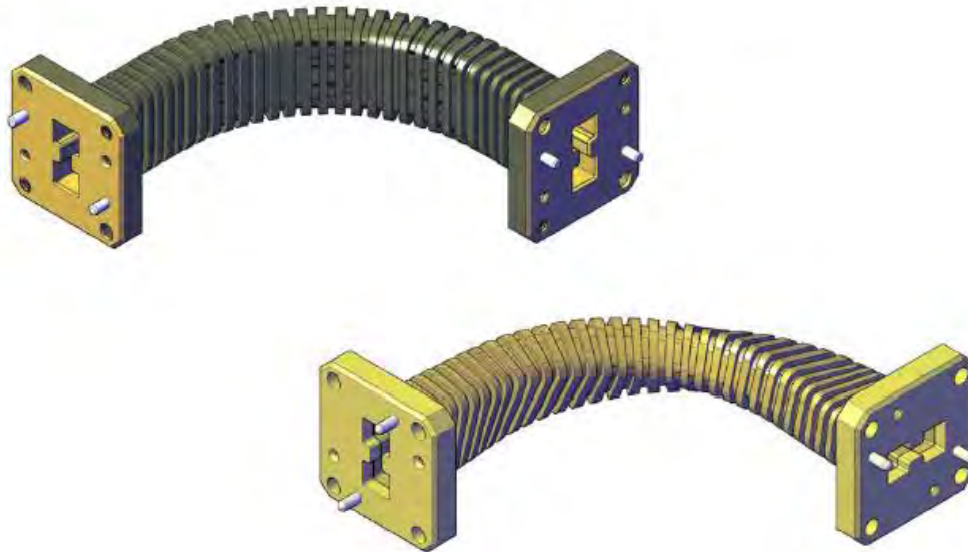


Рис.2.14 Розміри і електричні параметри гофрованого хвилеводу (від фірми Space Machine and Engineering)

WR	Frequency Range (GHz)	VSWR	Insertion Loss (dB/foot)	CW Power (Watts)	Peak Power (kW)	Bend Radii With Jacket	
						E-Plane	H-Plane
137	5.85-8.2	1.10	0.05	5000	500	2.38	3.38
159	4.9-7.05	1.10	0.04	6000	1100	4.00	6.00
187	3.95-5.85	1.10	0.03	6500	1250	4.38	6.50
229	3.3-4.9	1.10	0.02	8000	1550	6.50	8.00
284	2.6-3.95	1.10	0.02	10000	2000	7.00	9.50
340	2.2-3.3	1.10	0.01	16000	3700	10.00	16.00

Рис.2.15 Розміри і електричні параметри гофрованого хвилеводу (від фірми Space Machine and Engineering)

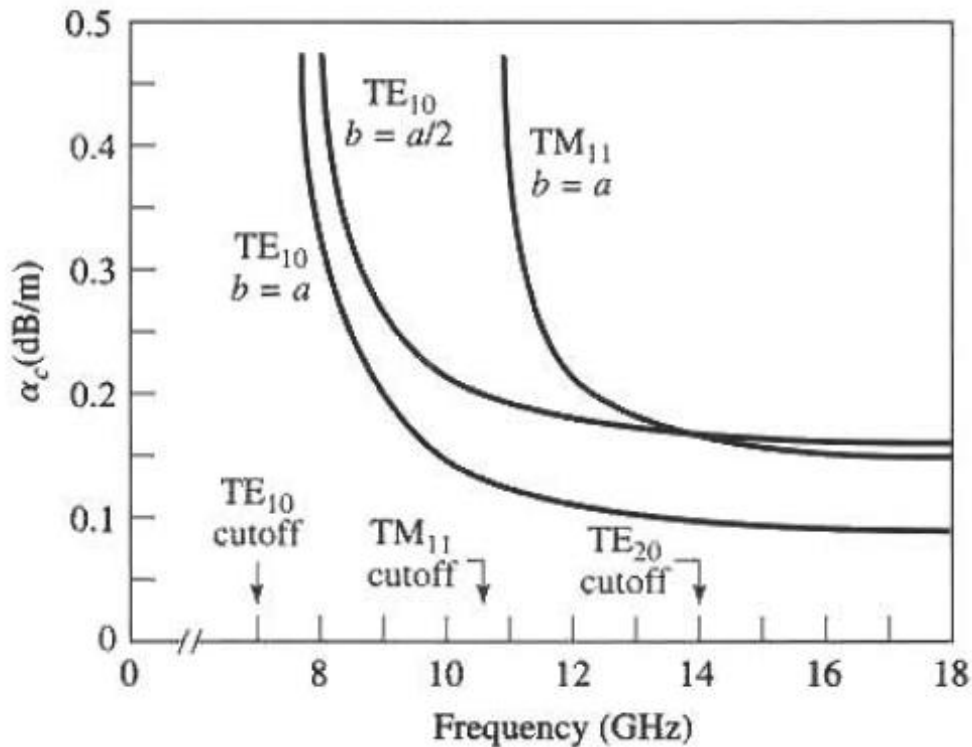


Рис.2.16 Втрати у прямокутному хвилеводі для різних мод для розміру $a=2$ см.

До основних типів хвиль у круглому хвилеводі відносять – H_{11} (TE_{11}), E_{01} (TM_{01}), H_{01} (TE_{01}). Структура поля цих хвиль представлена на рис.2.17, 2.18.

Хвиля H_{11} аналогічна по структурі і властивостям хвилі H_{10} у прямокутному хвилеводі. Одночасно в круглому хвилеводі може існувати дві ортогональні хвилі H_{11} . Для підвищення стійкості лінійної поляризації використовують еліптичні хвилеводи.

Хвиля E_{01} є вісесиметричною хвилею і використовується у обертальних з'єднаннях.

Особливістю хвилі H_{01} є відсутність поздовжніх складових електричного струму на стінках хвилеводу і швидке зменшення поперечних складових електричного струму із збільшенням діаметра хвилеводу. Це дозволяє суттєво зменшити втрати (рис.2.19). Так, для довжини хвилі 6 мм і діаметра хвилеводу 50 мм втрати складають 0,003 дБ/м, а для уникнення утворення хвиль $H_{11}, E_{01}, H_{21}, E_{11}$ хвилевід роблять у вигляді набору ізольованих кілець.

Критична довжина хвилі для хвиль типу Н:

$$f_{крnm} = \frac{c p'_{nm}}{2\pi r}. \quad (2.15)$$

Критична довжина хвилі для хвиль типу Е:

$$f_{крnm} = \frac{c p_{nm}}{2\pi r}. \quad (2.16)$$

Значення коренів похідної функції Бесселя $J'_n(x)$ та функції Бесселя $J_n(x)$ представлені у табл. 2.2 та табл. 2.3, відповідно.

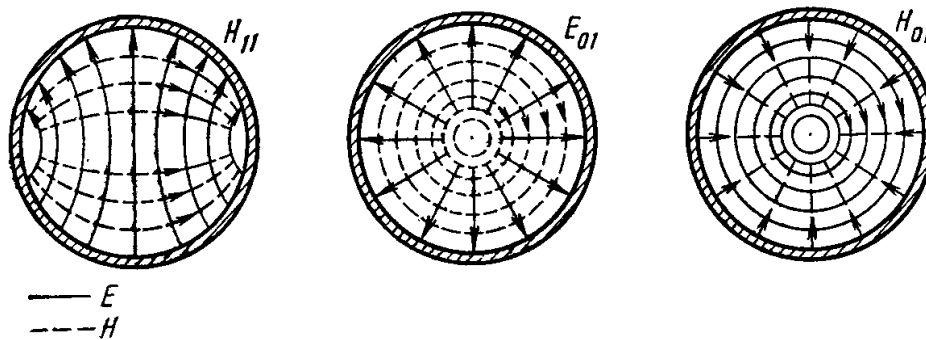


Рис. 2.17 Основні типи хвиль у круглому хвилеводі

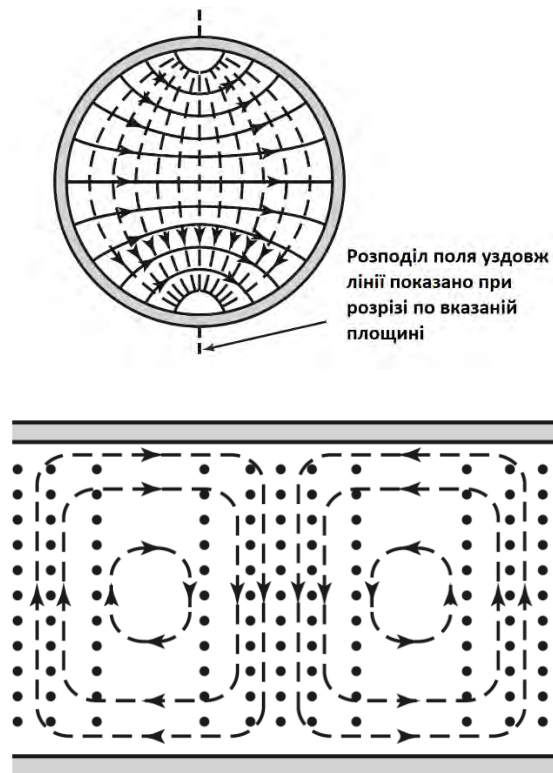


Рис.2.18 Детальна структура поля для хвилі Н11 в круглому хвилеводі

Таблиця 2.2 Значення коренів похідної функції Бесселя $J'_n(x)$

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Таблиця 2.3 Значення коренів функції Бесселя $J_n(x)$

n	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

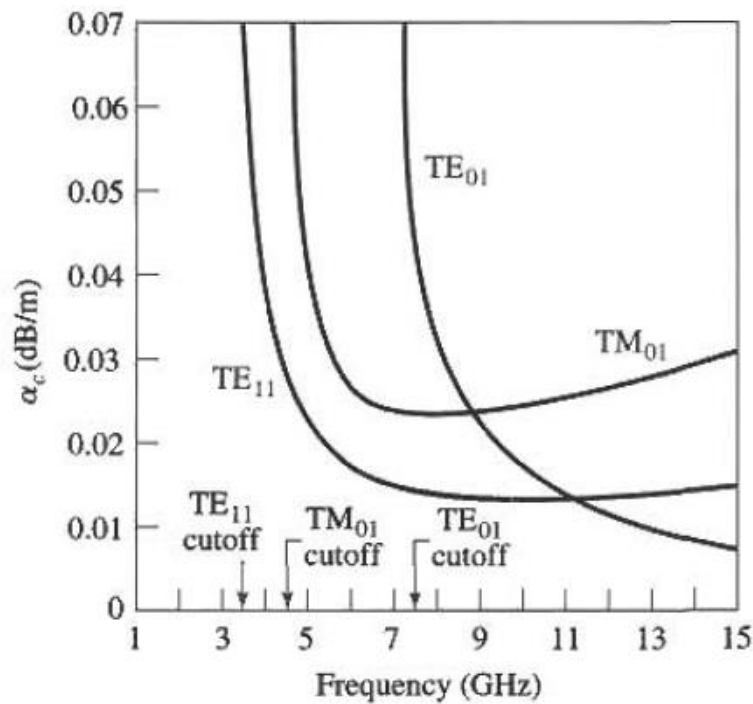


Рис.2.19 Втрати у круглому хвилеводі з $R = 2.54$ см

2.3 Планарні лінії передачі

RT/duroid®, TMM®, XT/duroid®, ULTRALAM® High Frequency Laminates

Product	Dielectric Constant, ϵ_r @ 10 GHz (Typical)		Dissipation ⁽¹⁾ Factor TAN δ @ 10 GHz (Typical)	Thermal ⁽²⁾ Coefficient of ϵ_r -50°C to 150°C ppm/°C (Typical)	Volume Resistivity Mohm • cm (Typical)	Surface Resistivity Mohm (Typical)	Moisture ⁽⁶⁾ Absorption D48/50 % (Typical)
	Process ⁽¹⁾	Design ⁽¹⁾					
RT/duroid® 5870 PTFE Random Glass Fiber	2.33 ± 0.02	2.33	0.0012	-115	2 X 10 ⁷	2 X 10 ⁷	0.02
RT/duroid 5880 PTFE Random Glass Fiber	2.20 ± 0.02	2.20	0.0009	-125	2 X 10 ⁷	3 X 10 ⁷	0.02
RT/duroid 5880LZ Filled PTFE Composite	1.96 ± 0.04	1.96	0.0019	+22	2.1 X 10 ⁷	2.6 X 10 ⁶	0.22
RT/duroid 6002 PTFE Ceramic	2.94 ± 0.04	2.94	0.0012	+12	1 X 10 ⁶	1 X 10 ⁷	0.02
RT/duroid 6202 PTFE Ceramic Woven Glass Reinforced	⁽⁶⁾ 2.90 - 3.06 ± 0.04	⁽⁸⁾ 2.90 - 3.06 ± 0.04	0.0015	⁽⁸⁾ +5 to -15	1 X 10 ⁶	1 X 10 ⁹	0.04
RT/duroid 6202PR ⁽²⁰⁾ PTFE Ceramic Woven Glass Reinforced	2.90 - 3.00 ± 0.04	2.90 - 3.00	0.0020	⁽⁸⁾ +5 to -15	1 X 10 ¹⁰	1 X 10 ⁹	0.03
RT/duroid 6035HTC PTFE Ceramic	3.50 ± 0.05	3.60	0.0013	-66	1 X 10 ⁸	1 X 10 ⁸	⁽¹²⁾ 0.06
RT/duroid 6010LM PTFE Ceramic	10.20 ± 0.25	10.7	0.0023	-425	5 X 10 ⁵	5 X 10 ⁶	0.01
TMM® 3 Hydrocarbon Ceramic	3.27 ± 0.032	3.45	0.0020	+37	3 X 10 ⁹	9 x 10 ⁹	⁽¹⁰⁾ 0.06
TMM 4 Hydrocarbon Ceramic	4.50 ± 0.045	4.70	0.0020	+15	6 X 10 ^{8*}	1 x 10 ^{9*}	⁽¹⁰⁾ 0.07
TMM 6 Hydrocarbon Ceramic	6.00 ± 0.08	6.3	0.0023	-11	1 X 10 ^{8*}	1 x 10 ^{9*}	⁽¹⁰⁾ 0.06
TMM 10 Hydrocarbon Ceramic	9.20 ± 0.23	9.8	0.0022	-38	2 X 10 ⁸	4 X 10 ⁷	⁽¹⁰⁾ 0.09
TMM 10i Hydrocarbon Ceramic	9.80 ± 0.245	9.9	0.0020	-43	2 X 10 ⁸	4 X 10 ⁷	⁽¹⁰⁾ 0.16
TMM 13i Hydrocarbon Ceramic	⁽¹⁴⁾ 12.85 ± 0.35	12.2	0.0019	-70	TBD	TBD	0.13
ULTRALAM® 3850 Liquid Crystalline Polymer	2.90	3.14	0.0025	+24	1 x 10 ¹²	1 X 10 ¹⁰	0.04
XT/duroid® 8000 (PEEK)	⁽¹⁸⁾ 3.23	⁽¹⁸⁾ 3.23	0.0035	+7	1 X 10 ¹⁰	1 X 10 ⁸	⁽¹²⁾ 0.20
⁽¹⁵⁾ XT/duroid 8100 (PEEK) Woven Glass Reinforced 0.002" (0.0508mm) 0.004" (0.102mm)	⁽¹⁸⁾ 3.54 ± 0.05 3.32 ± 0.05	⁽¹⁸⁾ 3.54 ± 0.05 3.32 ± 0.05	0.0049 0.0038	+9 +9	- 1 X 10 ¹⁰	- 1 X 10 ⁶	⁽¹²⁾ 0.15 0.32

Рис.2.20 Параметри діелектричних підкладінок фірми Rogers

Планарні лінії передачі, як правило, виконуються шляхом травлення комерційно доступних металізованих діелектричних підкладок або напиленням металу на чисті діелектричні підкладки.

Основні планарні лінії, які розглядаються в рамках курсу – мікросмужкова лінія, симетрична смужкова, щілинна та копланарна лінія передачі.

До основних характеристик підкладок відносять діелектричну проникність, тангенс кута діелектричних втрат, температурний коефіцієнт стабільності діелектричної проникності (рис.2.20). Комерційно доступні підкладки, як правило, виробляються із армованих композитів фторопласту та кераміки.

2.3.1 Мікросмужкова лінія

Мікросмужкова лінія представляє собою смужку шириною W , що підвішена над земляною площиною на висоті h . Простір між смужкою і землею, як правило, заповнено діелектриком (рис.2.21).

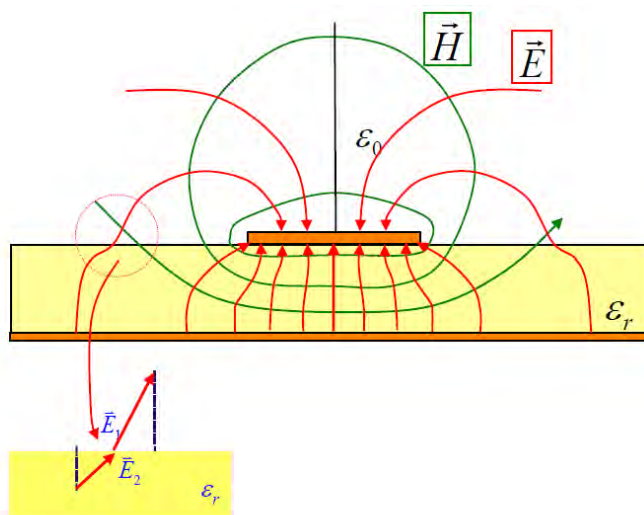


Рис. 2.21. Структура поля мікросмужкової лінії

Оскільки, як видно з рис.2.21, частина поля знаходиться у діелектрику, а частина у повітрі, то при розрахунку довжини хвилі у мікросмужковій лінії передачі враховують не значення діелектричної

проникності підкладинки, а ефективну діелектричну проникність, яка може бути визначена через формулу?

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \quad (2.17)$$

Якщо відома товщина підкладинки h мікросмушкової лінії та її діелектрична проникність ε_r , то для відомої ширини мікросмушки W ефективна діелектрична проникність розраховується як:

$$\varepsilon_{\text{еф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.18)$$

При збільшенні відносної ширини смужки W/h поле більше концентрується під смужкою у діелектрику і ефективна діелектрична проникність зростає (рис.2.22).

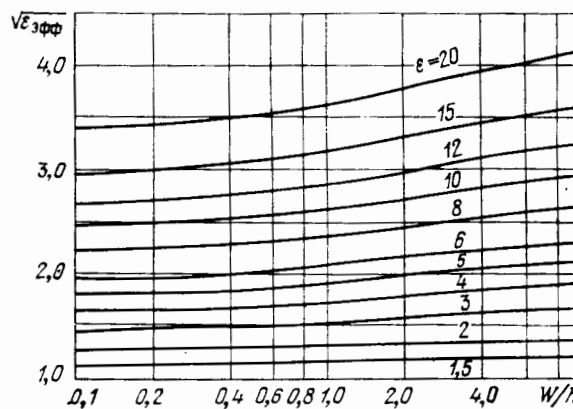
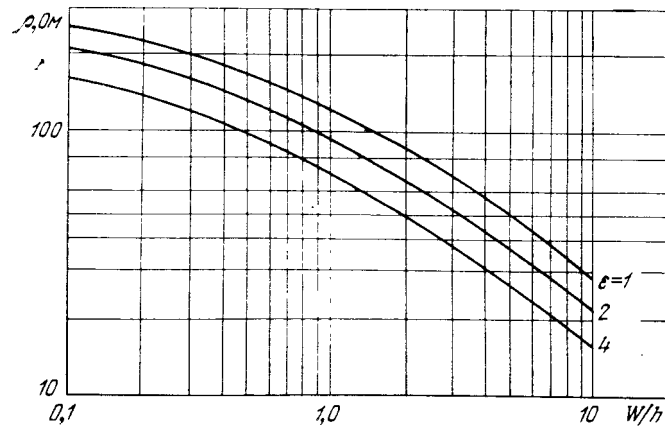


Рис.2.22 Залежність ефективної діелектричної проникності від відносної ширини смужки

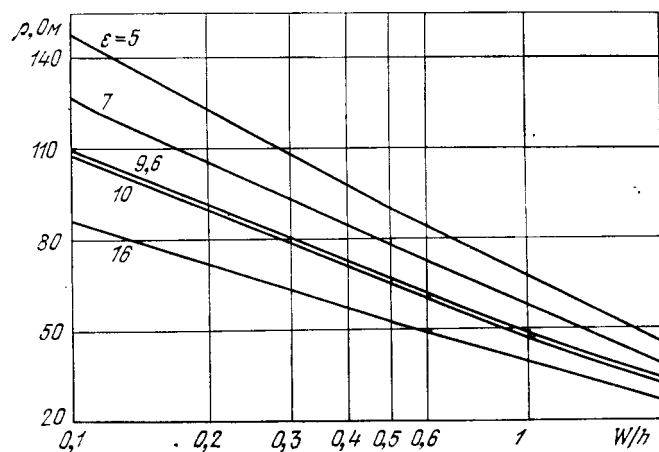
Якщо відома товщина підкладинки h мікросмушкової лінії, її ефективна діелектрична проникність $\varepsilon_{\text{еф}}$, ширини мікросмушки W , то характеристичний опір можна обчислити як:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right), & \text{для } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]}, & \text{для } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.19)$$

З рис.2.23 видно, що відносна ширина смужки W/h визначає і характеристичний опір лінії передачі, а тому не можна обирати W/h з метою максимізації ефективної діелектричної проникності.



а)



б)

Рис.2.23 Залежність характеристичного опору мікросмужкової лінії передачі від відносної ширини смужки: а - $0.1 \leq w / h \leq 10$, б - $0.1 \leq w / h \leq 2$

Якщо відома товщина підкладки h мікросмужкової лінії, її діелектрична проникність ϵ_r і задано характеристичний опір Z_0 , то ширини мікросмужки W обчислюється за формулою:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, \text{ для } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[\frac{B-1 - \ln(2B-1)}{2\varepsilon_r} + \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right], \text{ для } W/h > 2 \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\text{де } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right),$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}.$$

Обмеження в виборі геометричних розмірів мікросмужкової лінії:

- Щоб застосовувати формули для класичної мікросмужкової лінії ширина основи мікросмужкової лінії $a \geq 3W$. Тобто, навколо мікросмужкової лінії не має бути сторонніх об'єктів і металізації на верхньому шарі підкладки. Якщо над лінією є екран, то треба враховувати зміну характеристичного опору лінії передачі від висоти екрану (рис.2.24) і відповідним чином коректувати ширину лінії передачі.
- щоб уникнути виникнення вищих типів хвиль слід обирати

$$h < \lambda / 2\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}, W < \lambda / 4\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}},$$

- товщина металізації має обиратись з умови $t > (3 - 5)\Delta$, де Δ - товщина проникнення струму в метал

Розрахунок втрат МСЛ у провідниках

$$\alpha_c = 8.686 \cdot \frac{R_s}{2Z_0W} [\text{дБ/м}] \quad (2.21)$$

Розрахунок втрат МСЛ у діелектрику

$$\alpha_d = \frac{\omega}{c} \tan \delta \frac{\varepsilon_r(\varepsilon_e-1)}{2\sqrt{\varepsilon_e(\varepsilon_r-1)}} [\text{Нп/м}], \quad (2.22)$$

$$\text{де } \varepsilon_e = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \text{ а } q = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} \right).$$

Залежність втрат у металі від товщини металізації та ширини смужки показана на рис.2.25. Чим товстіше смужка, тим менші втрати. Але вже при співвідношенні $\frac{W}{h} > 1$ вплив товщини металізації невеликий. Також бачимо, що чим ширше смужка, тим менше втрати пов'язані із металом.

Залежність втрат у діелектрику від ширини смужки та діелектричної проникності матеріалу показана на рис.2.26. Чим ширше смужка (більше відношення $\frac{W}{h}$) тим більше втрати у діелектрику, бо більше поля концентрується у діелектрику під широкою смужкою. Чим більше значення діелектричної проникності матеріалу – тим більше втрати.

Втрати у діелектрику зростають пропорційно частоті, втрати у металі пропорційно кореню квадратному з частоти. Отже, до певної частоти переважають втрати у металі, після – втрати у діелектрику (рис.2.27). Для кожного матеріалу така частота буде іншою. Так, для матеріалів фірми Rogers, можливо розрахувати окремо втрати у діелектрику і металі для кожного матеріалу і в діапазоні частот (рис.2.28). Приклад такого розрахунку для Rogers RO4350B та Rogers RO5880 представлено на рис.2.29.

В реальності втрати у металі більші, ніж розраховані у відповідності до (2.21). Це пов'язано і шорсткістю реальної металізації, яка може бути апроксимована у відповідності до рис.2.30. Наявність шорсткості збільшує реальні втрати у мікросмужці (рис.2.31). На прикладі матеріалу RO3003 з товщиною 5 міл можна побачити, що матеріал із катаною міддю із шорсткістю 0.8 мкм має втрати на частоті 25 ГГц на 0.25 дБ/дюйм менше ніж із електроосадженою міддю із шорсткістю 2.5 мкм (рис.2.32). Для товстішої підкладки товщиною 20 міл різниця складає лише 0.1 дБ/дюйм.

Опосередковано шорсткість впливає на ефективну діелектричну проникність конкретної підкладки (рис.2.33). Як результат, ефективна діелектрична проникність залежить від товщини підкладки та частоти (рис.2.33, рис.2.34). Це треба враховувати при синтезі пристроїв НВЧ.

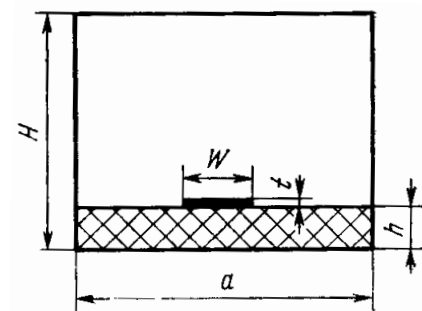
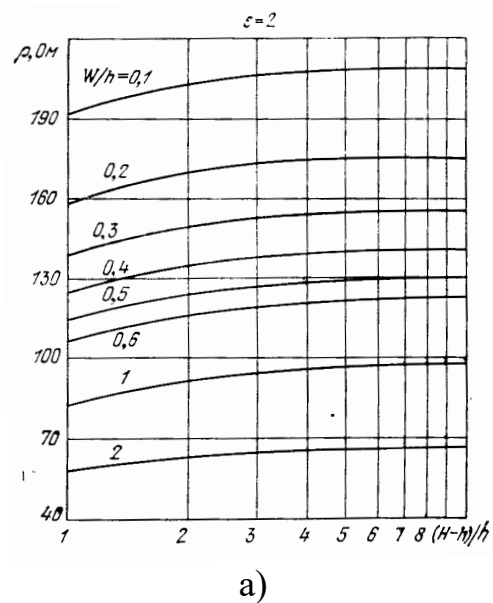


Рис.2.24 Залежність хвильового опору мікросмужкової лінії від висоти екрану

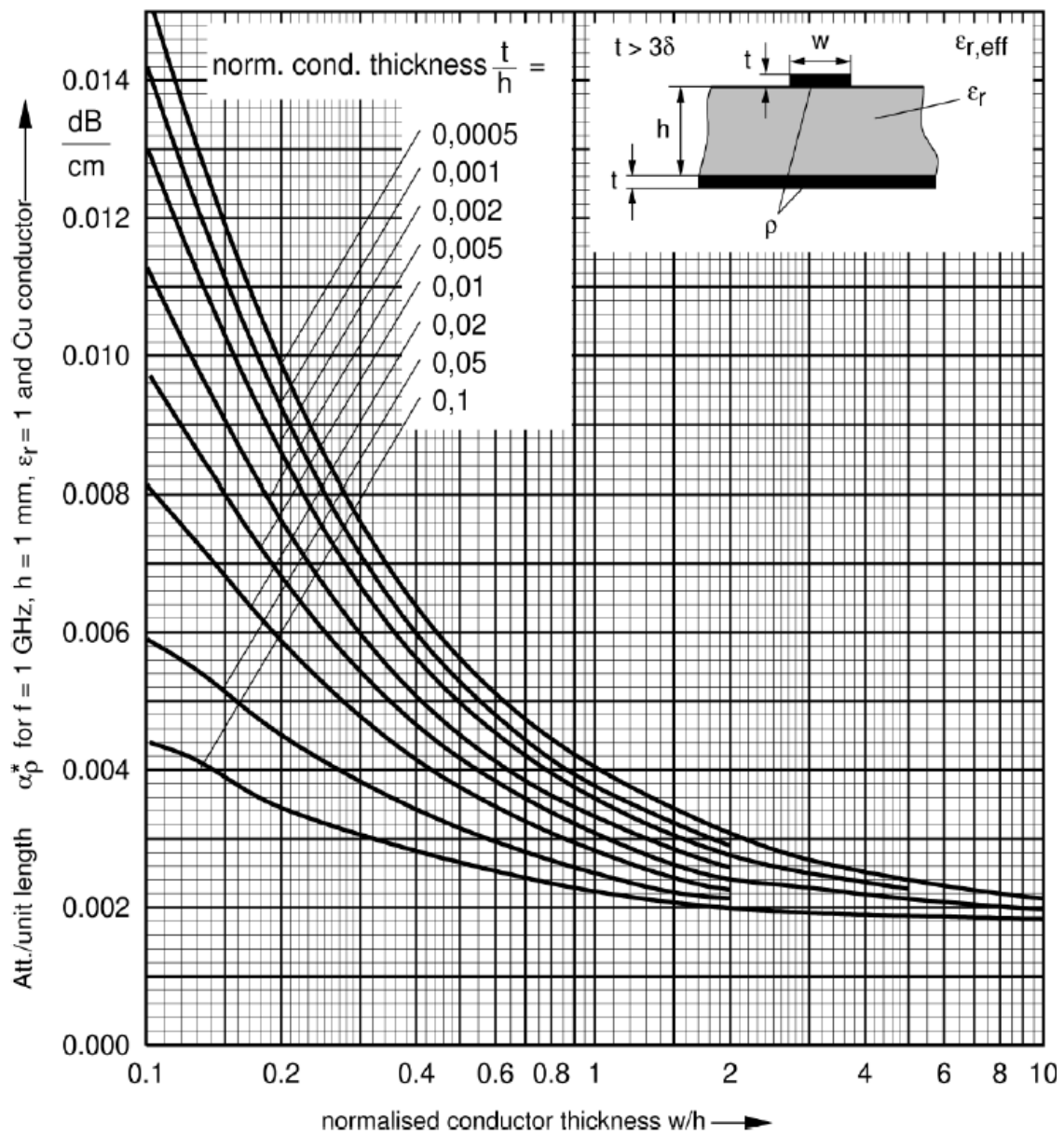


Рис.2.25 Залежність втрат в металі в мікросмуужковій лінії в залежності від відносної ширини лінії і відносної товщини металізації

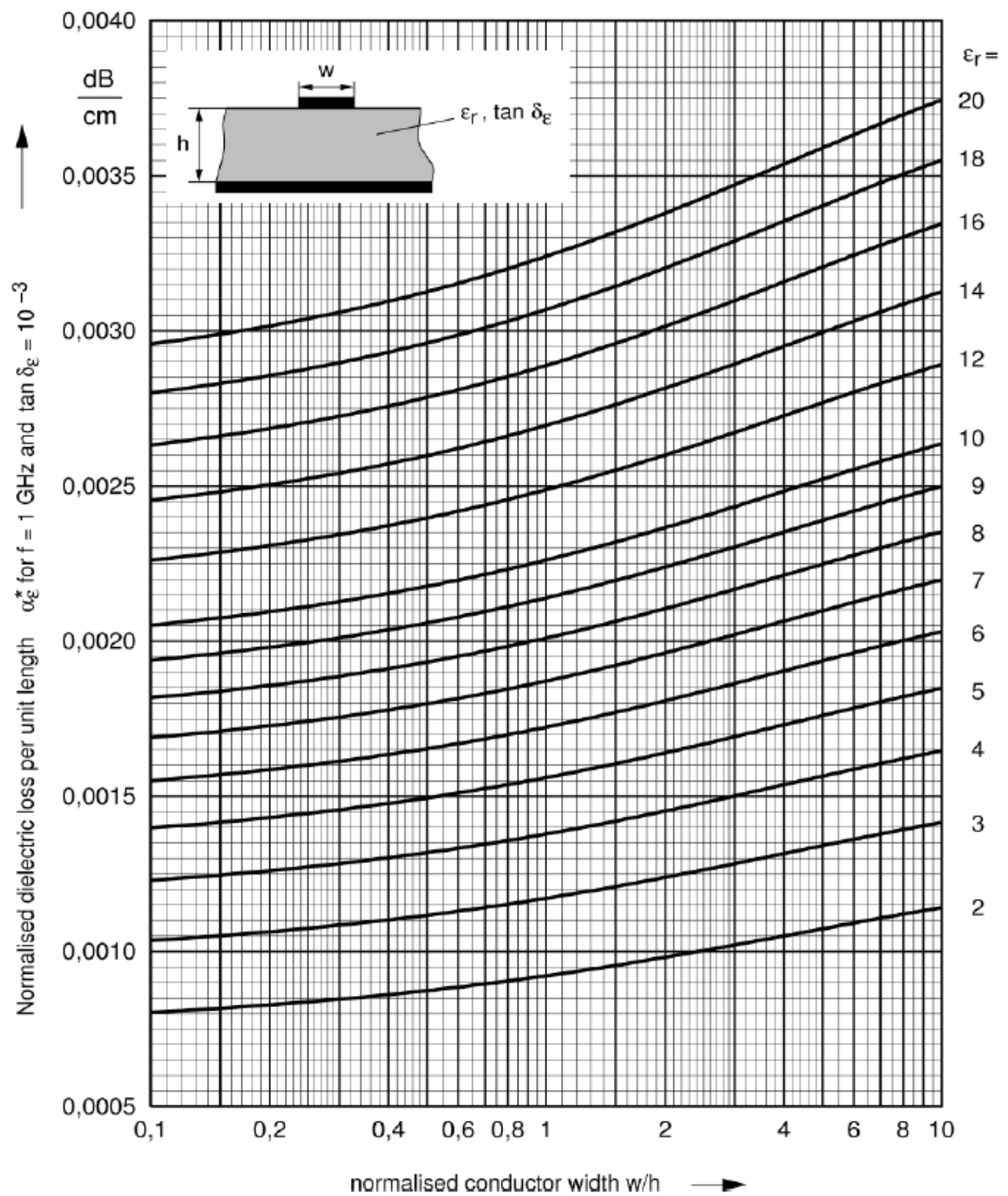


Рис.2.26 Залежність втрат в діелектрику в мікросмузжовій лінії в залежності від відносної ширини лінії і відносної товщини металізації

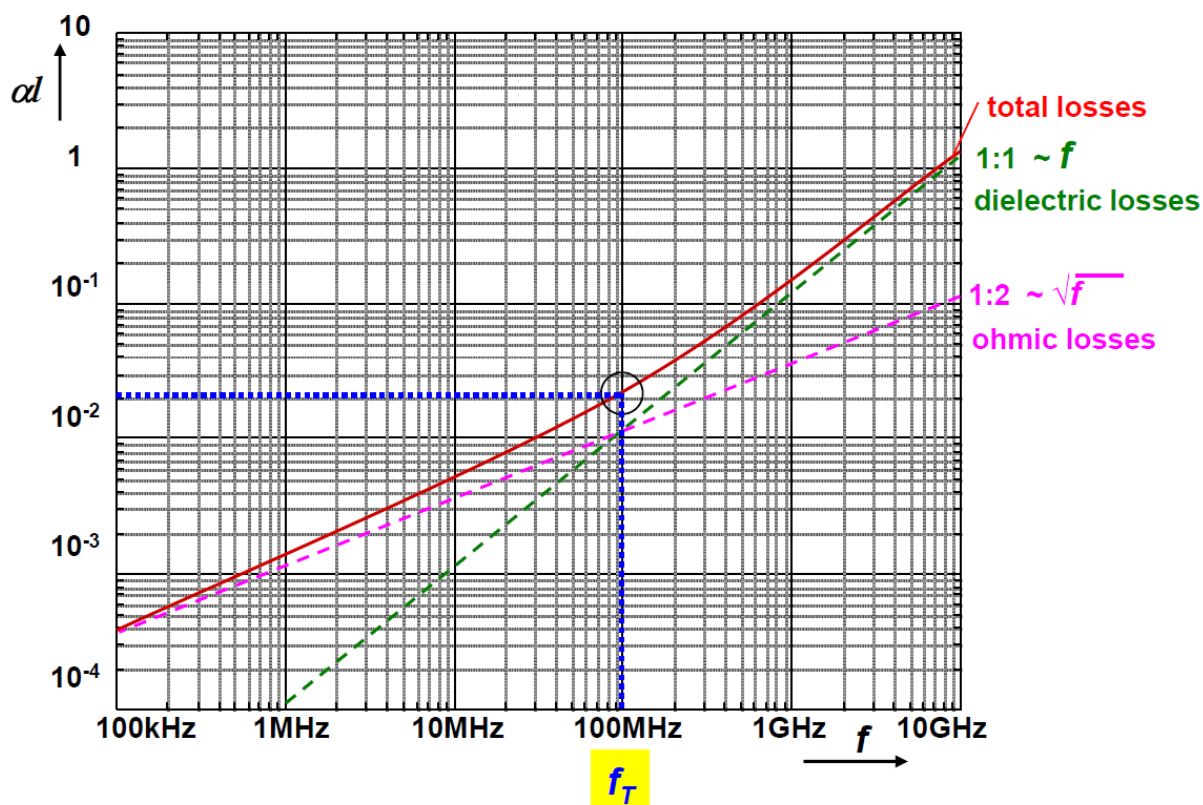


Рис.2.27 Співвідношення втрат у провідниках і в діелектрику в залежності від частоти

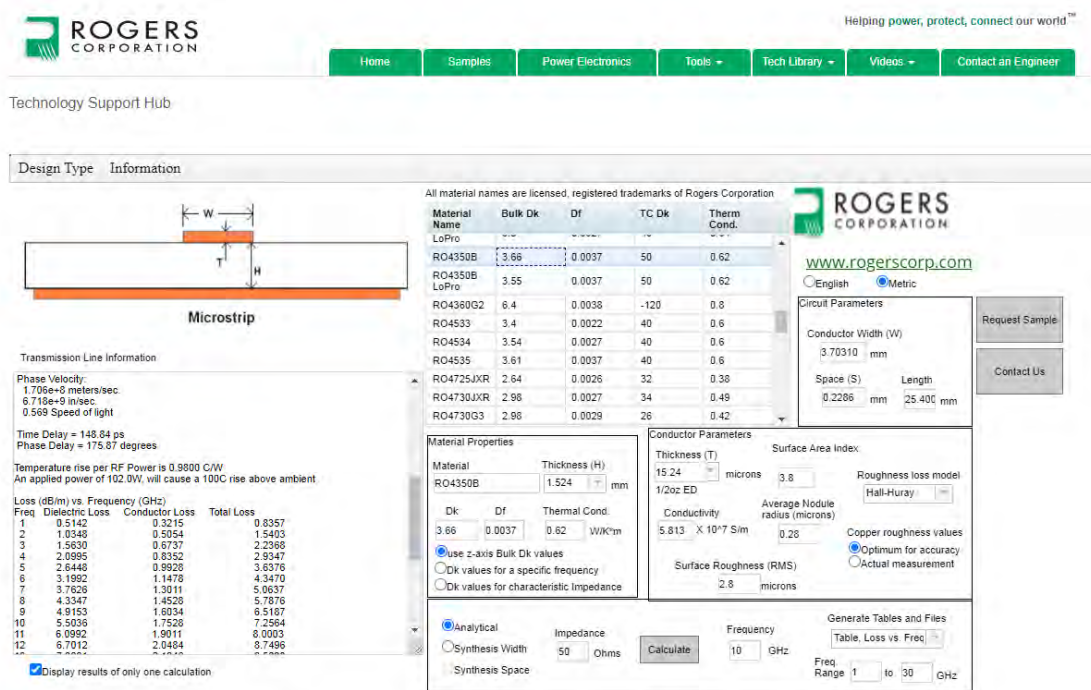


Рис. 2.28 MWI Calculator фірми Rogers для розрахунку ширини мікросмужкової лінії і втрат

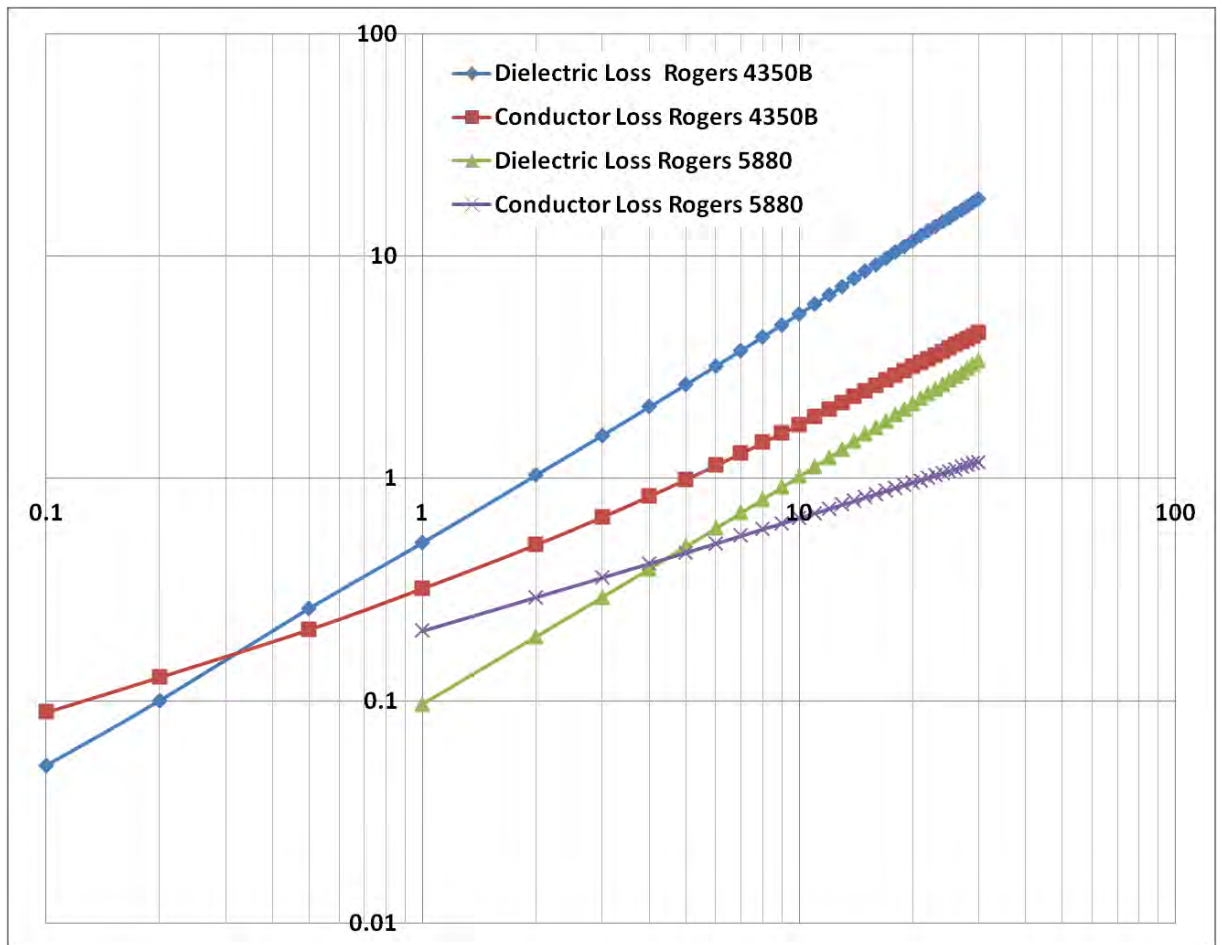


Рис.2.29 Співвідношення втрат у провідниках і в діелектрику в залежності від частоти для матеріалів Rogers RO4350B та Rogers RO5880

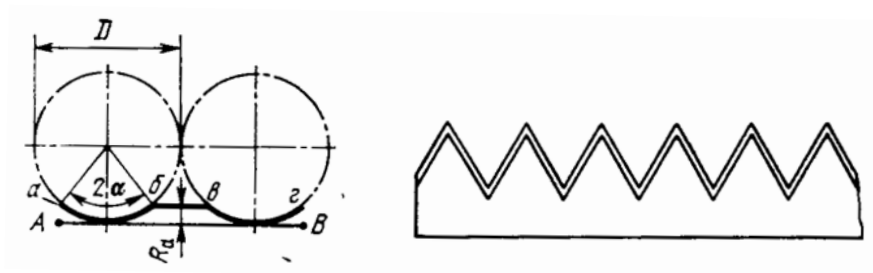


Рис. 2.30 Варіанти представлення шорсткості металу

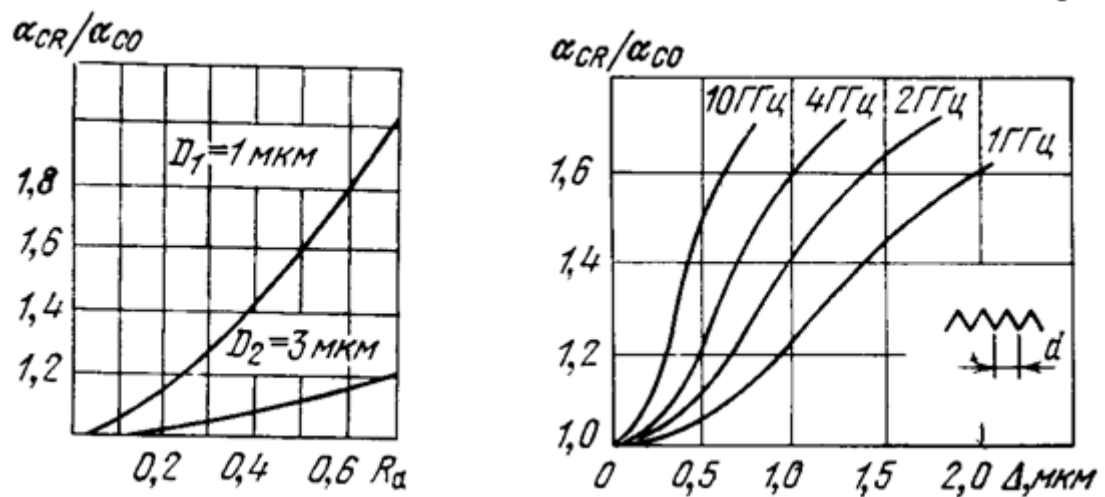


Рис. 2.31 Залежність втрат у провідниках від чистоти обробки поверхні

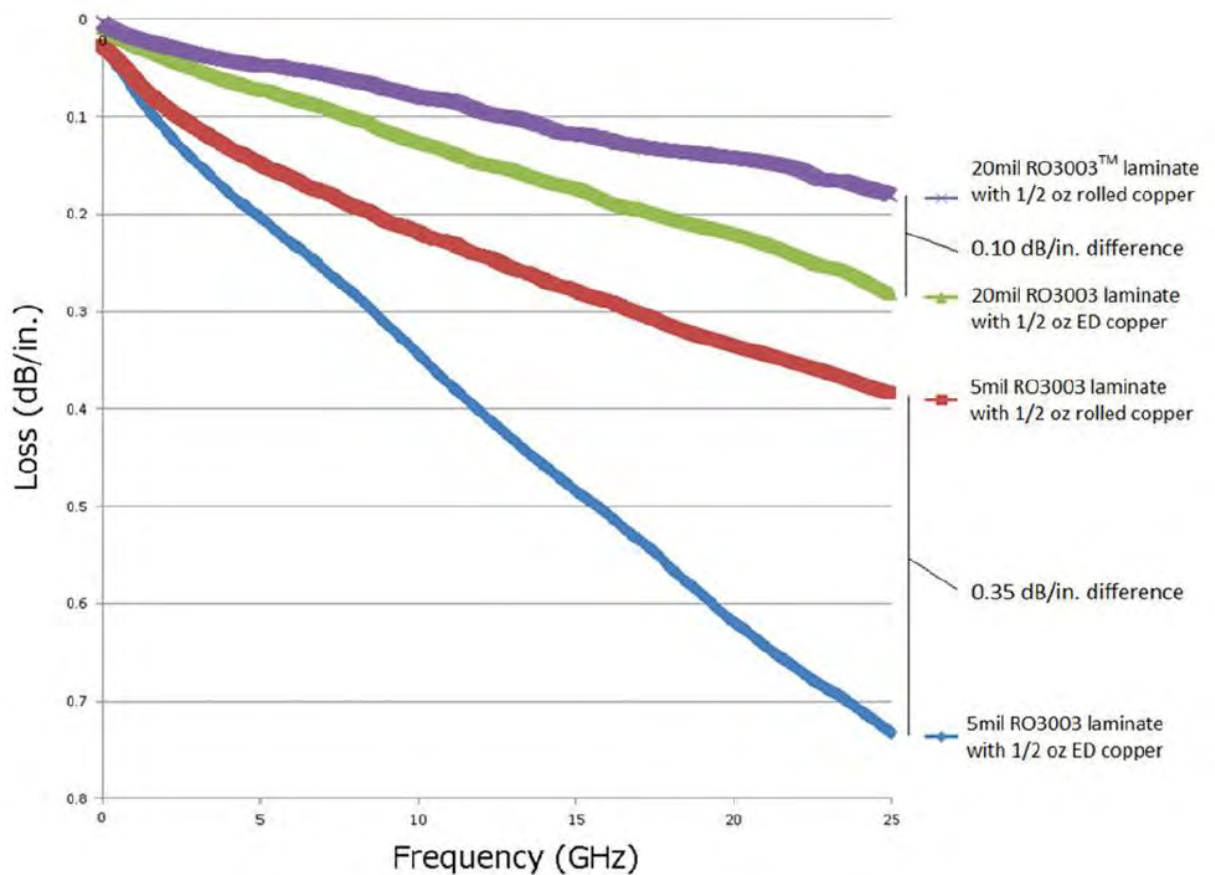


Рис. 2.32 Залежність втрат мікросмужкової лінії від частоти на матеріалі RO3003 для різних товщин підкладки і двох варіантів створення металізації (електричним осадженням і прокатуванням міді)

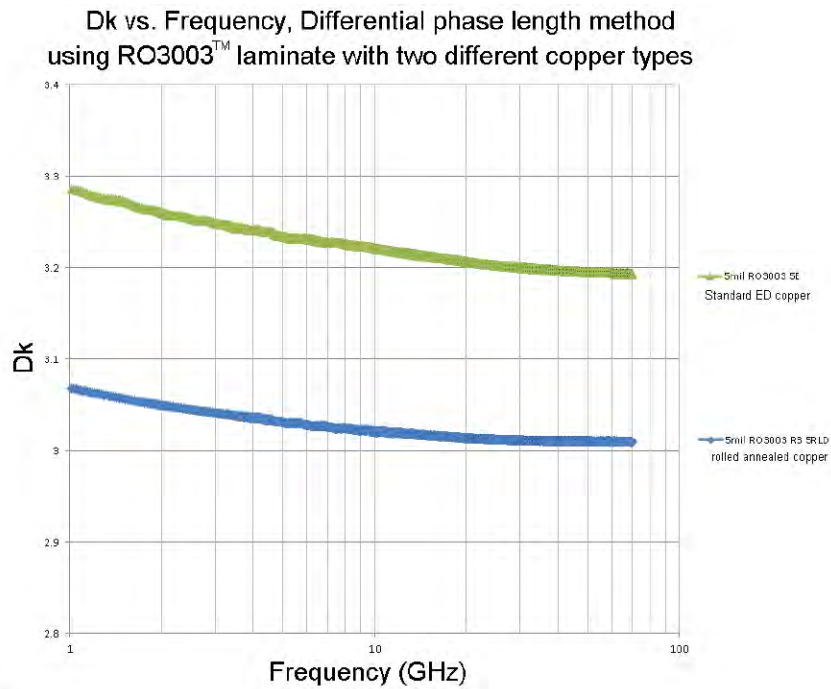


Рис. 2.33 Залежність ефективної діелектричної проникності мікросмушкової лінії від частоти на матеріалі RO3003 для двох варіантів створення металізації (електричним осадженням і прокатуванням міді)

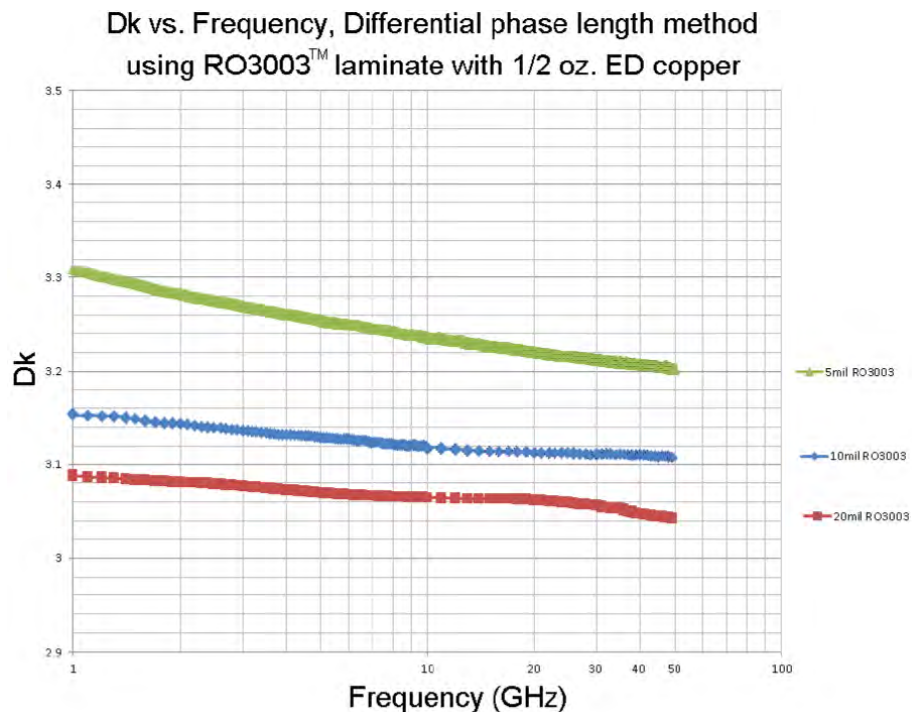
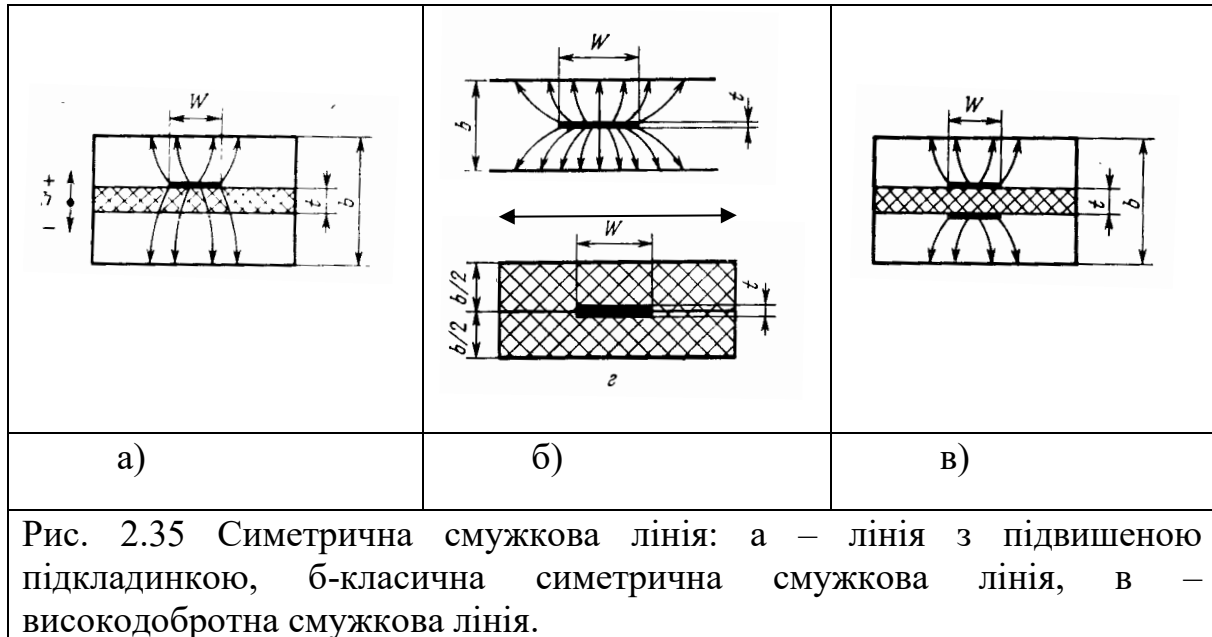


Рис. 2.34 Залежність ефективної діелектричної проникності мікросмушкової лінії від частоти на матеріалі RO3003 для різних товщин підкладинки

2.3.2 Симетрична смужкова лінія передачі:

Симетрична смужкова лінія представляє собою смужку шириною W , що підвішена між двома земляними площинами. Простір між смужкою і землею, як правило, заповнено діелектриком (рис.2.35). Можливі варіанти, де смужка виконується на тонкій діелектричній підкладинці, а інший простір між смужкою і землею заповнено повітрям. Така смужкова лініями має менші втрати.



Основний тип хвилі у симетричній смужковій лінії – хвиля типу Т. Відповідно $f_{\text{кр}} = 0$ і дисперсія практично відсутня. Для $a \geq W + 2b$ поле за межами лінії невелике.

Для уникнення збудження хвилі H_{10} прямокутного хвилеводу необхідно обрати $a \leq \lambda/2$ або $b \leq \lambda/2$.

Хвильовий опір по відомим геометричним розмірам:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0.441b}, \quad (2.23)$$

$$\text{де } \frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \text{for } \frac{W}{b} > 0.35 \\ (0.35 - W/b)^2 & \text{for } \frac{W}{b} < 0.35 \end{cases}$$

Розрахунок ширини смужкової лінії по заданому характеристичному опорі:

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} x & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120\Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120\Omega, \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\text{де } x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441.$$

Втрати у металі:

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{2.7 \cdot 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} A, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120\Omega \\ \frac{0.16 \cdot R_s}{Z_0 b} B, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120\Omega \end{cases}, \quad (2.25)$$

$$\text{де } A = 1 + \frac{2W}{b-t} + \frac{1}{\pi} \frac{b+t}{b-t} \ln \left(\frac{2b-t}{t} \right),$$

$$B = 1 + \frac{b}{(0.5W + 0.7t)} \left(0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right)$$

Втрати в діелектрику:

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2c} (\tan \delta) \sqrt{\epsilon_r} \text{ Нр/м} \quad (2.26)$$

Певним недоліком смужкової лінії передачі є більша складність виробництва у порівнянні із мікросмужковою лінією і складність встановлювати на лінію дискретні компоненти.

2.3.3 Щілинна лінія передачі

Щілинна лінія – вузька щілина в тонкому шарі провідника, який знаходиться на одному боці діелектричної основи (рис.2.36). Основна хвиля у щілинній лінії – хвиля типу Н (рис.2.37). Отже, лінія може використовуватись для створення невзаємних феритових пристроїв.

Критична частота дорівнює нулю.

Лінія має дисперсію, що збільшується із зростанням частоти.

При однаковому відношенні W/h щілинна лінія має більше значення характеристичного опорі ніж мікросмужкова лінія. Втрати в щілинній лінії

менші ніж у мікросмужковій лінії, оскільки площа, по якій протікає струм, більше.



Рис.2.36 Будова щілинної лінії

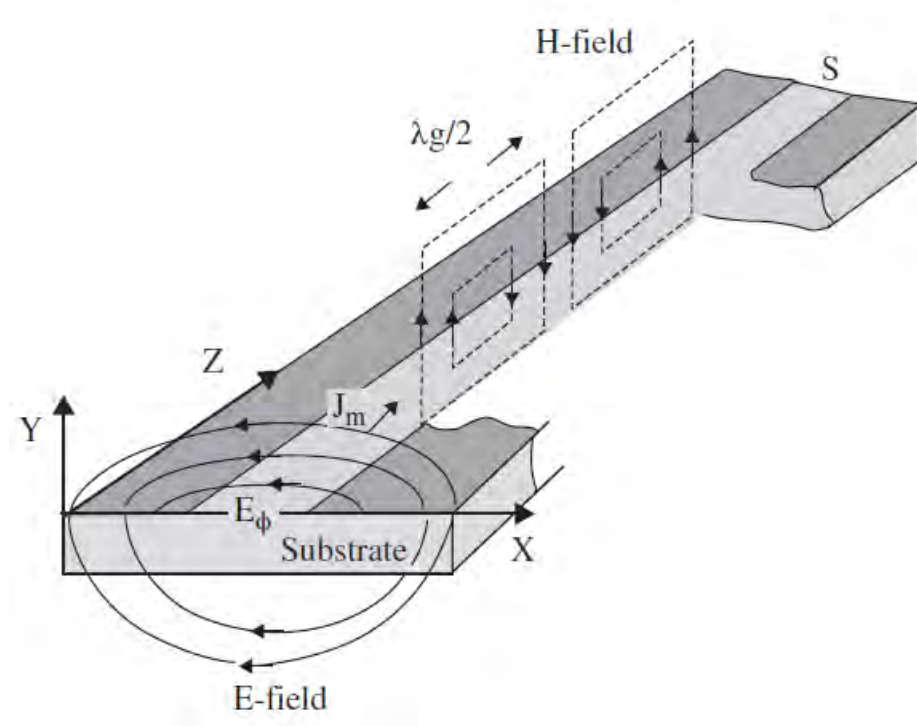


Рис.2.37 Структура поля щілинної лінії передачі

2.3.4 Копланарна лінія передачі

Копланарна лінія (coplanar waveguide, CPW) утворюється вузькою смужкою і двома напівнескінченими смужками металу, що розташовані на одному боці діелектричної основи (рис.2.38). Класична копланарна лінія не має металізації знизу діелектричної основи. На практиці частіше застосовується заземлена копланарна лінія.

Основний тип хвилі у копланарній лінії– квазі Т. Критична частота дорівнює нулю, а дисперсія є незначною.

Ефективна діелектрична проникність визначається рівнянням (2.27) з точністю 1.5% для $h/s \geq 1$.

$$\varepsilon_e = 0.5(\varepsilon_r + 1)\{\tanh [1.785\log (h/s) + 1.75] + (ks/h)[0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + k)]\}, \quad (2.27)$$

$$\text{де } k = \frac{w}{w+2s}.$$

Характеристичний опір визначається у відповідності до

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k)}{\sqrt{\varepsilon_e} K(k)}, \quad (2.28)$$

$$\text{де } k' = \sqrt{(1 - k^2)} \text{ та } K'(k) = K(k')$$

Відношення еліптичних інтегралів розраховується як:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} \approx \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \quad 0 \leq k \leq 0.707 \quad (2.29)$$

$$\frac{K'(k)}{K(k)} \approx \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \quad 0.707 < k \leq 1 \quad (2.30)$$

Для класичної копланарної лінії передачі характеристичний опір лінії зростає із збільшенням відносного розміру щілини S/W для будь-якого співвідношення відносної висоти підкладинки h/W , оскільки зменшується ємність зв'язку між центральним провідником і земляними провідниками (рис.2.40). Із збільшенням відношення h/W характеристичний опір прямує до значення при дуже товстій підкладинці ($h/W=20$), а значення ефективної діелектричної проникності прямує до $\varepsilon + 1/2$ і практично не залежить від висоти підкладинки для $h/W > 20$. Вплив скінченного розміру підкладинки незначний для $h > W + 2S$.

Для заземленої копланарної лінії (рис.2.39) характеристики дещо інші: для дуже тонкої підкладинки копланарна лінія працює практично як мікросмужкова лінія із меншим значенням характеристичного опору (за рахунок ємності між центральним провідником і земляними провідниками). Електромагнітне поле в такому випадку поширюється між центральним провідником і екраном, що призводить до збільшення ефективної діелектричної проникності. Якщо висота підкладинки перевищує ширину центрального провідника ($h/W > 1$), то заземлена копланарна лінія працює як класична.

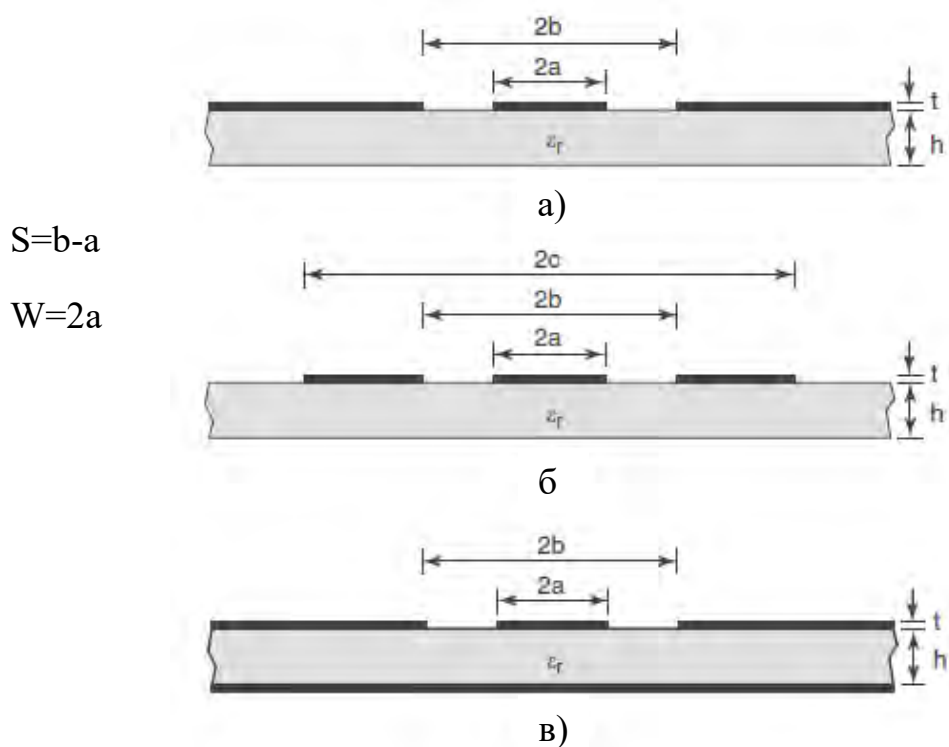


Рис.2.38 Види копланарних ліній передачі: а - Infinite ground CPW (класична копланарна лінія), б - Finite ground CPW (копланарна лінія із землею кінцевої ширини), в - Conductor backed CPW (заземлена копланарна лінія)

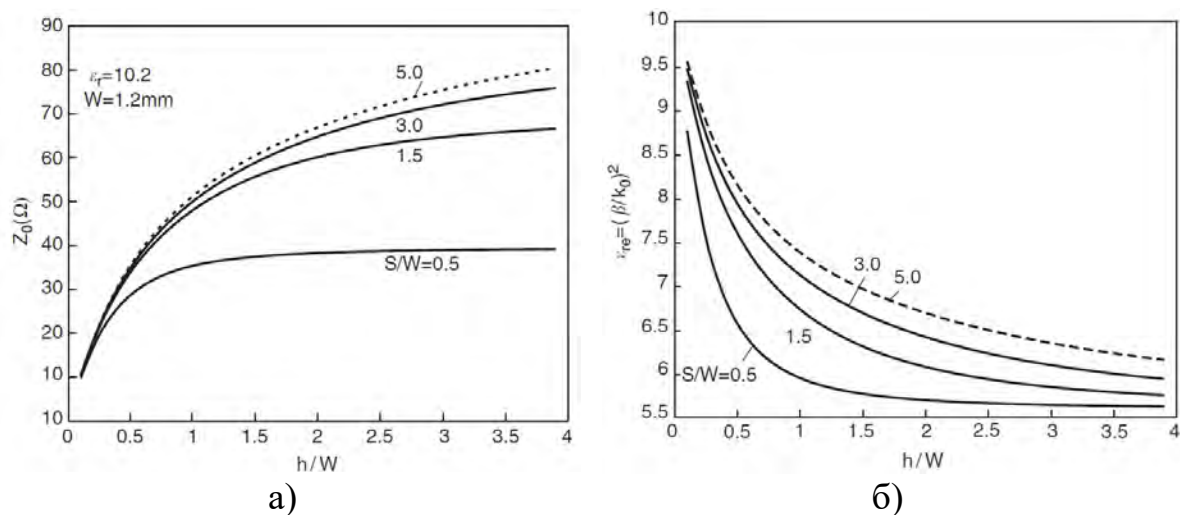


Рис.2.39 Залежність характеристичного опору і ефективної діелектричної проникності від товщини підкладки і відносного розміру щілин для заземленої копланарної лінії передачі

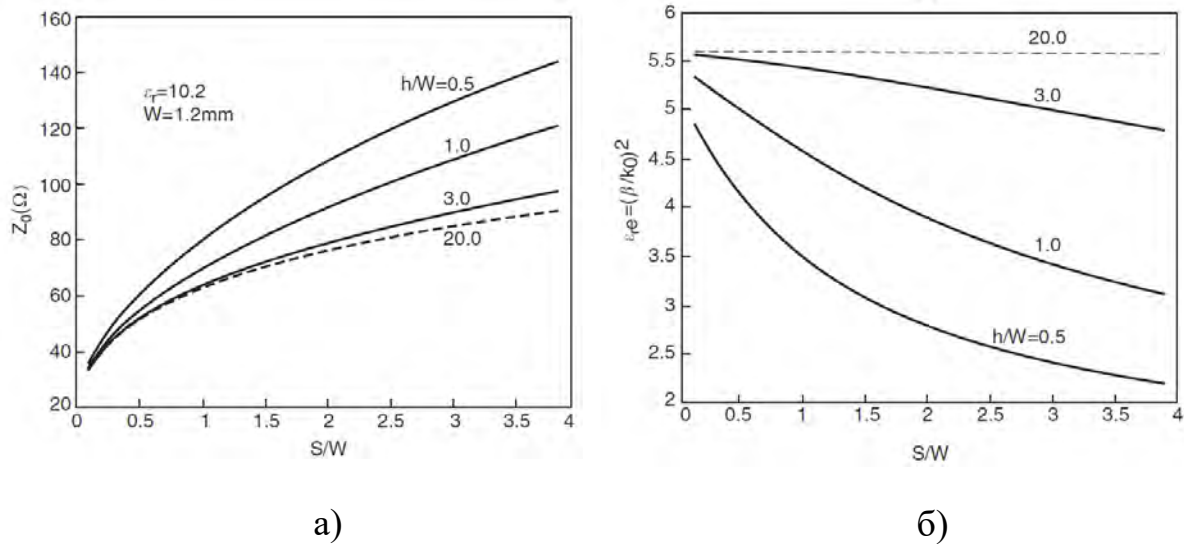


Рис.2.40 Залежність характеристичного опору і ефективної діелектричної проникності від товщини підкладинки і відносного розміру щілин для класичної копланарної лінії передачі

2.4 Математична модель лінії передачі

Електродинамічний опис хвильових процесів в лінії передачі за допомогою векторних функцій містить надмірну кількість інформації, більше, ніж потрібно для розрахунку НВЧ трактів. На практиці важливим є потужність передачі, відношення падаючої і відбитої хвилі, фазова затримка і втрати в лінії передачі. Ці параметри легко визначити експериментально. Компоненти електромагнітного поля і функції їх розподілу виміряти важко.

Тому існує потреба в універсальній математичній моделі, яка буде описувати передачу потужності падаючою і відбитою хвилею в будь-якій лінії передачі. Для цього для кожного типу хвилі необхідно ввести числову характеристику, яка точно враховує поздовжню зміну електромагнітного поля в лінії передачі і усереднює векторну функцію розподілу в поперечному перерізі лінії передачі.

Напруга і струм не можуть виступати такою числовою характеристикою, оскільки визначаються інтегралом по шляху і замкнутому контуру, відповідно, які не є однозначно визначеними:

$$U = \int_+^- \vec{E} \cdot d\vec{l}; I = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.31)$$

Подивимось на це на прикладі прямокутного хвильоводу. Залежність E_y та H_x від координат описується, як:

$$E_y(x, y, z) = \frac{j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.32)$$

$$H_x(x, y, z) = \frac{j\beta a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.33)$$

Напруга обчислюється, як:

$$U = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \int_y dy. \quad (2.34)$$

Отже, напруга залежить і від координати x і від контуру інтегрування по y .

Щоб позбавитись неоднозначності вводимо нормовані напруги падаючої та відбитої хвилі, які пропорційні потужності падаючої і відбитої хвилі:

$$\dot{u}_\Pi(z) = \sqrt{P_\Pi} e^{j\phi_\Pi^E} e^{-j\gamma z} = \dot{u}_\Pi(0) \cdot e^{-j\gamma z}, \quad (2.35)$$

$$\dot{u}_B(z) = \sqrt{P_B} e^{j\phi_B^E} e^{+j\gamma z} = \dot{u}_B(0) \cdot e^{+j\gamma z}, \quad (2.36)$$

де $\gamma = \alpha + j\beta$ - стала поширення.

Можемо визначити середню за період активну потужність інтегралом від вектора Пойтинга по поперечному перерізу лінії передачі:

$$P_\Pi = \operatorname{Re} \left\{ \int_S \frac{1}{2} [\dot{E}_\Pi \times \dot{H}_\Pi^*] ds \right\}, P_B = \operatorname{Re} \left\{ \int_S \frac{1}{2} [\dot{E}_B \times \dot{H}_B^*] ds \right\}, \quad (2.37)$$

де E_Π, H_Π та E_B, H_B - векторні функції розподілу діючих значень напруженості електричного і магнітного полів падаючої і відбитої хвилі.

Приклад розрахунку нормованої напруги в коаксіальному хвилеводі:

$$E(z) = \frac{E_m d}{2r}, \quad (2.38)$$

$$Z_{XB} = \frac{E_r}{H_\phi}, \quad (2.39)$$

$$P_\Pi = \int_{d/2}^{D/2} \int_0^{2\pi} \frac{E_m^2 d^2}{4r^2} \frac{1}{Z_{XB}} r \cdot d\phi \cdot dr = \frac{E_m^2 d^2}{2Z_{XB}} \ln \left(\frac{D}{d} \right) \cdot \pi, \quad (2.40)$$

$$u_\Pi(0) = E_m d \sqrt{\frac{\ln(D/d)}{2Z_{XB}}} \pi. \quad (2.41)$$

Приклад розрахунку нормованої напруги в прямокутному хвилеводі:

$$E_Y = E_m \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right), \quad (2.42)$$

$$Z_{XB} = \frac{E_Y}{H_X}, \quad (2.43)$$

$$P_{\Pi} = \int_0^a \int_0^b \frac{E_m^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x\right)}{Z_{XB}} dx dy = \frac{E_m^2}{Z_{XB}} b \int_0^a \frac{(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{a}x\right))}{2} dx = \frac{E_m^2 \cdot a \cdot b}{2 \cdot Z_{XB}} \quad (2.44)$$

$$u_{\Pi}(0) = E_m \sqrt{\frac{a \cdot b}{2 \cdot Z_{XB}}}. \quad (2.45)$$

Оскільки нормовані напруги падаючої і відбитої хвилі пропорційні поперечним компонентам електричного поля падаючої і відбитої хвилі і мають однакові з ними фази, то коефіцієнт відбиття для нормованих напруг співпадає з коефіцієнтом відбиття по електричному полю:

$$\dot{\Gamma}(z) = \frac{\dot{E}_B(z)}{\dot{E}_{\Pi}(z)} = \frac{\dot{u}_B(z)}{\dot{u}_{\Pi}(z)} = \Gamma(0)e^{2j\gamma z}, \quad (2.46)$$

де координата z відраховується від генератора

$$\dot{\Gamma}(l) = \Gamma(0)e^{-2j\gamma l} = \Gamma(0)e^{-2\alpha l}e^{-j2\beta l}, \quad (2.47)$$

де координата l відраховується від навантаження.

Активна потужність, що проходить через вибраний переріз лінії передачі визначається різницею потужностей, які переносяться падаючою і відбитою хвилею:

$$P = P_{\Pi} - P_B = |u_{\Pi}|^2 - |u_B|^2 = |u_{\Pi}|^2 (1 - |\dot{\Gamma}|^2) \quad (2.48)$$

Активну потужність можна представити інакше:

$$\begin{aligned} P &= \operatorname{Re}[\dot{U} \cdot \dot{I}^*] = \operatorname{Re}[\dot{u}_{\Pi}(1 + \dot{\Gamma}) \cdot \dot{u}_{\Pi}^*(1 - \dot{\Gamma}^*)] = \\ &= \operatorname{Re}\{|\dot{u}_{\Pi}|^2 \cdot [1 - |\Gamma|^2 + \dot{\Gamma} - \dot{\Gamma}^*]\} = |\dot{u}_{\Pi}|^2 [1 - |\Gamma|^2] \end{aligned} \quad (2.49)$$

Порівняння представлених формул для обчислення активної потужності дозволяє формально ввести такі характеристики:

$$\dot{U} = \dot{u}_{\Pi} + \dot{u}_B = \dot{u}_{\Pi}(1 + \dot{\Gamma}) [\sqrt{B\Gamma}] - \text{нормована напруга в лінії}$$

$$\dot{I} = \dot{u}_{\Pi} - \dot{u}_B = \dot{u}_{\Pi}(1 - \dot{\Gamma}) [\sqrt{B\Gamma}] - \text{нормований струм в лінії}$$

Нормований опір визначаємо, як:

$$\dot{z} = \frac{\dot{u}_\Pi + \dot{u}_B}{\dot{u}_\Pi - \dot{u}_B} = \frac{1 + \dot{\Gamma}(l)}{1 - \dot{\Gamma}(l)}. \quad (2.50)$$

Нормований опір є безрозмірним.

Нормовані напруги і струми – це абстракція, яка зводить будь-яку лінію передачі до математичної моделі. Для ліній передачі з Т-хвилями можливим є введення поняття падаючої напруги $\dot{U}_\Pi$, яка вимірюється в вольтах, падаючого струму $\dot{I}_\Pi$, який вимірюється в амперах, і хвильового опору Z_{XB} , який вимірюється в омах.

Для Т-хвилі справедливі такі співвідношення між нормованими і звичайними напругами і струмами:

$$\dot{u}_\Pi = \frac{\dot{U}_\Pi}{\sqrt{Z_{XB}}} = \dot{I}_\Pi \sqrt{Z_{XB}}, \quad (2.51)$$

$$\dot{u} = \frac{\dot{U}}{\sqrt{Z_{XB}}}, \quad (2.52)$$

$$\dot{i} = \dot{I} \sqrt{Z_{XB}}, \quad (2.53)$$

$$z = \frac{\dot{u}}{\dot{i}} = \frac{\dot{U}}{\sqrt{Z_{XB}} \dot{I} \sqrt{Z_{XB}}} = \frac{\dot{Z}}{Z_{XB}} = \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}}. \quad (2.54)$$

2.5 Трансформація опорів в лінії передачі

Перепишемо співвідношення (2.50), враховуючи:

$$\dot{z}_H = \frac{1 + \dot{\Gamma}(0)}{1 - \dot{\Gamma}(0)} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}. \quad (2.55)$$

Отже, знаходимо вхідний опір лінії довжиною l із навантаженням Z_H в кінці лінії:

$$\begin{aligned} \dot{z}(l) &= \frac{1 + \dot{\Gamma}(l)}{1 - \dot{\Gamma}(l)} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_H e^{-2j\beta l}}{1 - \dot{\Gamma}_H e^{-2j\beta l}} = \frac{e^{j\beta l} + \dot{\Gamma}_H e^{-j\beta l}}{e^{j\beta l} - \dot{\Gamma}_H e^{-j\beta l}} = \\ &= \frac{\cos \beta l + j \sin \beta l + \dot{\Gamma}_H (\cos \beta l - j \sin \beta l)}{\cos \beta l + j \sin \beta l - \dot{\Gamma}_H (\cos \beta l - j \sin \beta l)} = \frac{(1 + \dot{\Gamma}_H) \cos \beta l + j(1 - \dot{\Gamma}_H) \sin \beta l}{(1 - \dot{\Gamma}_H) \cos \beta l + j(1 + \dot{\Gamma}_H) \sin \beta l} = \frac{\dot{z}_H + j \tan \beta l}{1 + j \dot{z}_H \tan \beta l} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Для лінії з Т-хвилею залежність вхідного опору можливо записати, як

$$\dot{Z}(l) = Z_0 \frac{\dot{Z}_H + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j \dot{Z}_H \tan \beta l}, \quad (2.57)$$

де Z_0 - хвильовий опір лінії.

Якщо $l = \lambda/4$, то отримуємо чвертьхвильовий трансформатор:

$$Z(\lambda/4) = Z_0^2 / Z_H. \quad (2.58)$$

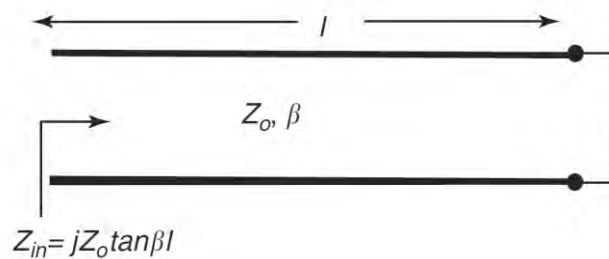
Якщо відоме необхідне навантаження на вході лінії і навантаження в кінці лінії, то можна підібрати хвильовий опір лінії Z_0 для забезпечення узгодження.

Якщо $l = \lambda/2$, то отримуємо півхвильовий трансформатор:

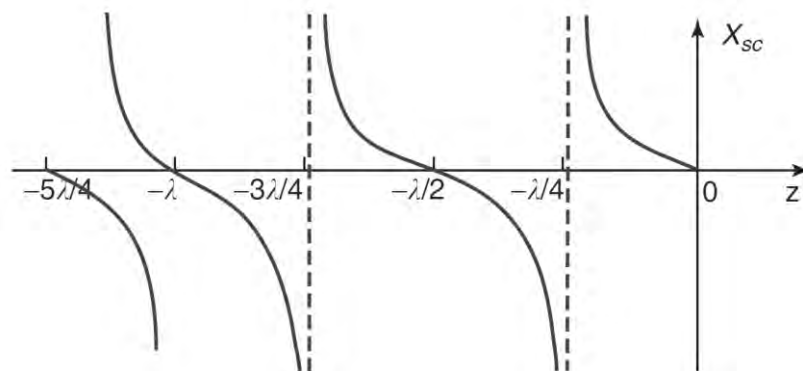
$$Z(\lambda/2) = \frac{Z_H + jZ_0 \tan \frac{2\pi\lambda}{\lambda/2}}{1 + jZ_H \tan \frac{2\pi\lambda}{\lambda/2}} = Z_H. \quad (2.59)$$

Відрізок лінії, довжиною $\frac{\lambda}{2}$ трансформує опір навантаження з коефіцієнтом трансформації 1.

Короткозамкнені і розімкнені лінії можна використовувати, як реактивності. Залежність опору таких ліній представлена на рис.2.41 і рис.2.42.

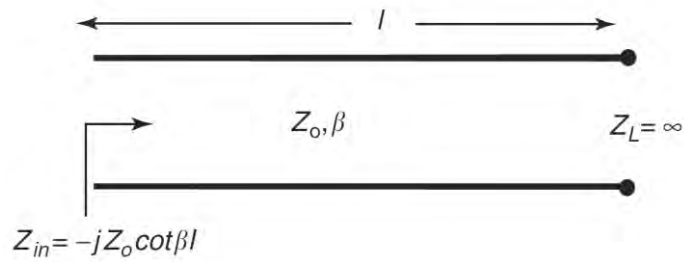


а)

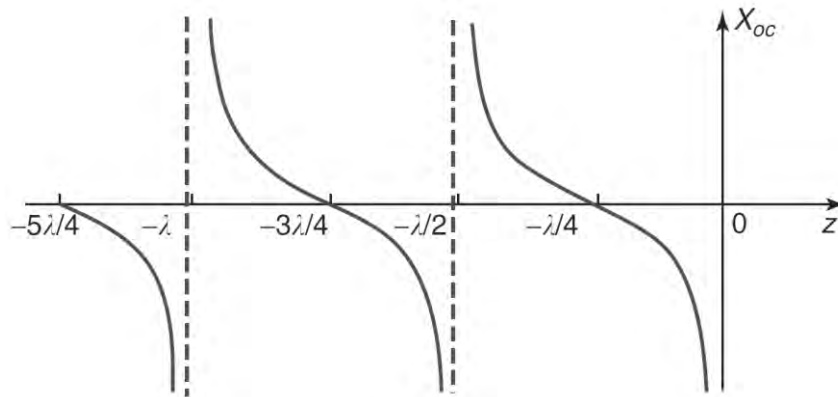


б)

Рис.2.41 Опір лінії з холостим ходом на кінці в залежності від відстані від кінця лінії



а)



б)

Рис.2.42 Опір лінії з холостим ходом на кінці в залежності від відстані від кінця лінії

2.6 Вплив режиму лінії передачі на її енергетичні характеристики

При наявності відбитої хвилі в лінії передачі (режим змішаних хвиль) потужність на навантаженні визначається, як

$$P_H = P_{\Pi} - P_B = P_{\Pi}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.60)$$

Якщо в лінії присутні втрати, то формула (2.60) набуває вигляду:

$$P_H = P_{\Pi}(0) \cdot e^{-2\alpha L} \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.61)$$

Коефіцієнт корисної дії визначаємо, як:

$$\eta = e^{-2\alpha L} \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.62)$$

Враховуючи, що $|\Gamma| = \frac{K_{СХН}-1}{K_{СХН}+1}$, (2.62) можемо переписати, як:

$$\begin{aligned}\eta &= e^{-2\alpha L} \cdot (1 - |\Gamma|^2) = e^{-2\alpha L} \cdot \left(1 - \frac{(КСХН - 1)^2}{(КСХН + 1)^2}\right) = \\ &= e^{-2\alpha L} \cdot \frac{4 \cdot КСХН}{(КСХН + 1)^2}.\end{aligned}\quad (2.63)$$

Якщо $КСХН \rightarrow \infty$, $\eta \rightarrow 0$.

При наявності відбитої хвилі в лінії максимальне значення напруги в лінії передачі зростає у $(1 + |\dot{\Gamma}|)$ рази:

$$\dot{U} = \dot{u}_{\Pi} + \dot{u}_B = \dot{u}_{\Pi}(1 + \dot{\Gamma}) \Rightarrow U_{MAX} = |\dot{u}_{\Pi}|(1 + |\dot{\Gamma}|). \quad (2.64)$$

Отже, якщо в лінії існувала лише падаюча хвиля, то критичне значення напруги в лінії могло дорівнювати падаючій $U_{KP} = U_{\Pi}$. При наявності відбиття критичне значення напруги в лінії передачі залишається незмінним, а, отже, значення падаючої напруги і, відповідно, підведеної потужності має бути меншим.

$$U_{KP} = U_{\Pi}(1 + |\Gamma|), \quad (2.65)$$

$$U_{KP}^2 = U_{\Pi}^2(1 + |\Gamma|)^2, \quad (2.66)$$

$$U_{KP}^2 = P_{\Pi}(1 + |\Gamma|)^2, \quad (2.67)$$

$$U_{KP}^2 = P_{KP.біжучоїхвилі}, \quad (2.68)$$

$$P_{\Pi.KP} = \frac{P_{KP.біжучоїхвилі}}{(1 + |\Gamma|)^2}. \quad (2.69)$$

Отже, при наявності відбитої хвилі, максимальна потужність, яка може бути передана по лінії передачі зменшується у $(1 + |\Gamma|)^2$ рази в порівнянні з режимом біжучої хвилі.

Так, у режимі стоячих хвиль ($|\Gamma| = 1$) $P_{\Pi.KP} = 0.25 \cdot P_{KP.біжучоїхвилі}$.

Треба звертати увагу, що для ліній передачі максимальне значення потужності вказується, як правило, для $КСХН=1.1-1.3$.

Для зручності, на рис.2.43 показано відповідність КСВН і коефіцієнта відбиття. У колонці POWER REFL [%] показано, який процент потужності відбивається від навантаження при певному значенні КСВН.

VSWR, Return Loss, Trans. Loss, E Refl. Coeff., Transmitted/Reflected Power													
VSWR	VSWR [dB]	RETURN LOSS [dB]	TRANS. LOSS [dB]	VOLT. REFL. COEFF.	POWER TRANS. [%]	POWER REFL. [%]	VSWR	VSWR [dB]	RETURN LOSS [dB]	TRANS. LOSS [dB]	VOLT. REFL. COEFF.	POWER TRANS. [%]	POWER REFL. [%]
1,00	0,00	∞	0,000	0,000	100,000	0,000	1,84	5,30	10,58	0,398	0,296	91,3	8,7
1,01	0,09	46,06	0,000	0,005	99,998	0,002	1,86	5,39	10,44	0,412	0,301	91,0	9,0
1,02	0,17	40,09	0,000	0,010	99,990	0,010	1,88	5,48	10,30	0,426	0,306	90,7	9,3
1,03	0,26	36,61	0,001	0,015	99,978	0,022	1,90	5,58	10,16	0,440	0,310	90,4	9,6
1,04	0,34	34,15	0,002	0,020	99,962	0,038	1,92	5,67	10,03	0,454	0,315	90,1	9,9
1,05	0,42	32,26	0,003	0,024	99,941	0,059	1,94	5,76	9,90	0,468	0,320	89,8	10,2
1,06	0,51	30,71	0,004	0,029	99,915	0,085	1,96	5,85	9,78	0,483	0,324	89,5	10,5
1,07	0,59	29,42	0,005	0,034	99,886	0,114	1,98	5,93	9,66	0,497	0,329	89,2	10,8
1,08	0,67	28,30	0,006	0,038	99,852	0,148	2,0	6,02	9,54	0,512	0,333	88,9	11,1
1,09	0,75	27,32	0,008	0,043	99,815	0,185	2,1	6,44	9,00	0,584	0,355	87,4	12,6
1,10	0,83	26,44	0,010	0,048	99,773	0,227	2,2	6,85	8,52	0,658	0,375	85,9	14,1
1,11	0,91	25,66	0,012	0,052	99,728	0,272	2,3	7,23	8,09	0,732	0,394	84,5	15,5
1,12	0,98	24,94	0,014	0,057	99,680	0,320	2,4	7,60	7,71	0,807	0,412	83,0	17,0
1,13	1,06	24,29	0,016	0,061	99,627	0,373	2,5	7,96	7,36	0,881	0,429	81,6	18,4
1,14	1,14	23,69	0,019	0,065	99,572	0,428	2,6	8,30	7,04	0,956	0,444	80,2	19,8
1,15	1,21	23,13	0,021	0,070	99,513	0,487	2,7	8,63	6,76	1,03	0,459	78,9	21,1
1,16	1,29	22,61	0,024	0,074	99,451	0,549	2,8	8,94	6,49	1,10	0,474	77,6	22,4
1,17	1,36	22,12	0,027	0,078	99,386	0,614	2,9	9,25	6,25	1,18	0,487	76,3	23,7
1,18	1,44	21,66	0,030	0,083	99,318	0,682	3,0	9,54	6,02	1,25	0,500	75,0	25,0
1,19	1,51	21,23	0,033	0,087	99,247	0,753	3,2	10,1	5,62	1,39	0,524	72,6	27,4
1,20	1,58	20,83	0,036	0,091	99,174	0,826	3,4	10,6	5,26	1,53	0,545	70,2	29,8
1,21	1,66	20,44	0,039	0,095	99,097	0,903	3,6	11,1	4,96	1,67	0,565	68,1	31,9
1,22	1,73	20,08	0,043	0,099	99,018	0,982	3,8	11,6	4,68	1,81	0,583	66,0	34,0
1,23	1,80	19,73	0,046	0,103	98,94	1,06	4,0	12,0	4,44	1,94	0,600	64,0	36,0
1,24	1,87	19,40	0,050	0,107	98,85	1,15	4,2	12,5	4,22	2,07	0,615	62,1	37,9
1,25	1,94	19,08	0,054	0,111	98,77	1,23	4,4	12,9	4,02	2,19	0,630	60,4	39,6
1,26	2,01	18,78	0,058	0,115	98,68	1,32	4,6	13,3	3,84	2,32	0,643	58,7	41,3
1,27	2,08	18,49	0,062	0,119	98,59	1,41	4,8	13,6	3,67	2,44	0,655	57,1	42,9
1,28	2,14	18,22	0,066	0,123	98,49	1,51	5,0	14,0	3,52	2,55	0,667	55,6	44,4
1,29	2,21	17,95	0,070	0,127	98,40	1,60	5,5	14,8	3,19	2,83	0,692	52,1	47,9
1,30	2,28	17,69	0,075	0,130	98,30	1,70	6,0	15,6	2,92	3,10	0,714	49,0	51,0
1,32	2,41	17,21	0,083	0,138	98,10	1,90	6,5	16,3	2,69	3,35	0,733	46,2	53,8
1,34	2,54	16,75	0,093	0,145	97,89	2,11	7,0	16,9	2,50	3,59	0,750	43,8	56,3
1,36	2,67	16,33	0,102	0,153	97,67	2,33	7,5	17,5	2,33	3,82	0,765	41,5	58,5
1,38	2,80	15,94	0,112	0,160	97,45	2,55	8,0	18,1	2,18	4,03	0,778	39,5	60,5
1,40	2,92	15,56	0,122	0,167	97,22	2,78	8,5	18,6	2,05	4,24	0,789	37,7	62,3
1,42	3,05	15,21	0,133	0,174	96,99	3,01	9,0	19,1	1,94	4,44	0,800	36,0	64,0
1,44	3,17	14,88	0,144	0,180	96,75	3,25	9,5	19,6	1,84	4,63	0,810	34,5	65,5
1,46	3,29	14,56	0,155	0,187	96,50	3,50	10	20,0	1,74	4,81	0,818	33,1	66,9
1,48	3,41	14,26	0,166	0,194	96,25	3,75	11	20,8	1,58	5,15	0,833	30,6	69,4
1,50	3,52	13,98	0,177	0,200	96,00	4,00	12	21,6	1,45	5,47	0,846	28,4	71,6
1,52	3,64	13,71	0,189	0,206	95,74	4,26	13	22,3	1,34	5,76	0,857	26,5	73,5
1,54	3,75	13,45	0,201	0,213	95,48	4,52	14	22,9	1,24	6,04	0,867	24,9	75,1
1,56	3,86	13,20	0,213	0,219	95,21	4,79	15	23,5	1,16	6,30	0,875	23,4	76,6
1,58	3,97	12,96	0,225	0,225	94,95	5,05	16	24,1	1,09	6,55	0,882	22,1	77,9
1,60	4,08	12,74	0,238	0,231	94,67	5,33	17	24,6	1,02	6,78	0,889	21,0	79,0
1,62	4,19	12,52	0,250	0,237	94,40	5,60	18	25,1	0,97	7,00	0,895	19,9	80,1
1,64	4,30	12,31	0,263	0,242	94,12	5,88	19	25,6	0,92	7,21	0,900	19,0	81,0
1,66	4,40	12,11	0,276	0,248	93,84	6,16	20	26,0	0,87	7,41	0,905	18,1	81,9
1,68	4,51	11,91	0,289	0,254	93,56	6,44	22	26,8	0,79	7,79	0,913	16,6	83,4
1,70	4,61	11,73	0,302	0,259	93,28	6,72	24	27,6	0,72	8,14	0,920	15,4	84,6
1,72	4,71	11,54	0,315	0,265	92,99	7,01	26	28,3	0,67	8,46	0,926	14,3	85,7
1,74	4,81	11,37	0,329	0,270	92,71	7,29	28	28,9	0,62	8,76	0,931	13,3	86,7
1,76	4,91	11,20	0,342	0,275	92,42	7,58	30	29,5	0,58	9,04	0,935	12,5	87,5
1,78	5,01	11,04	0,356	0,281	92,13	7,87	35	30,9	0,50	9,66	0,944	10,8	89,2
1,80	5,11	10,88	0,370	0,286	91,84	8,16	40	32,0	0,43	10,21	0,951	9,5	90,5
1,82	5,20	10,73	0,384	0,291	91,54	8,46	50	34,0	0,35	11,14	0,961	7,7	92,3

Рис. 2.43 Таблица відповідності між КСВН, коефіцієнтом відбиття і зворотніми втратами

РОЗДІЛ 3. ЕЛЕМЕНТИ АНТЕННО-ФІДЕРНИХ ТРАКТІВ

3.1 Прості елементи АФТ: НВЧ навантаження і реактивні навантаження

Одним з найпоширеніших елементів трактів є узгоджені навантаження, призначені для поглинання переданої по лінії НВЧ-потужності. Узгоджені навантаження застосовують також як еквіваленти антен при налаштуванні передавальної апаратури і у вигляді міри опору у вимірювальних НВЧ-пристроях.

Основною характеристикою узгодженого навантаження є величина модуля коефіцієнта відбиття (або відповідні величини КСХН) в заданій смузі частот. Важливою характеристикою навантаження є величина допустимої потужності, що поглинається.

Конструктивне виконання навантажень залежить від типу лінії передачі, діапазону частот та рівня потужності. Розрізняють зосереджені та розподілені навантаження. Останні шляхом збільшення розмірів та маси можуть бути виконані на велику потужність.

У коаксіальному тракті найпростішим навантаженням є зосереджений резистор з опором, що дорівнює хвильовому опору лінії передачі. Однак на сантиметрових хвилях розміри резистора можна порівняти з довжиною хвилі, вхідний опір стає частотнозалежним і якість узгодження помітно погіршується. Для зниження коефіцієнта відбиття та розширення робочої смуги частот коаксіальні навантаження сантиметрового діапазону хвиль часто виконують у вигляді відрізків нерегулярної лінії передачі із втратами. Поглинаючі елементи в таких навантаженнях можуть бути об'ємними або у вигляді тонких поглинаючих плівок.

Коаксіальне навантаження з об'ємним поглинаючим елементом у вигляді конуса показано на рис.3.1.,а. Хороша якість узгодження в цій конструкції досягається при довжині поглинаючого елемента набагато більше довжини хвилі. Найбільш поширені коаксіальні навантаження з поглинаючими елементами у вигляді керамічних циліндрів, покритих металооксидними або вуглецевими плівками. Товщину плівки вибирають малою в порівнянні з глибиною проникнення струму, тому поверхневий опір плівки майже не залежить від частоти. Щоб вхідні опори коаксіальних

навантажень з циліндричними поглинаючими елементами були суто активними і майже не змінювалися у значному діапазоні частот, такі навантаження забезпечують нерегулярними металевими екранами зі спеціально підібраними профілями та розмірами (рис.3.1, б та в).

На рис.3.1,б показано коаксіальне навантаження з екраном ступінчастої форми. Найбільш широкосмугові коаксіальні навантаження мають зовнішній екран складної форми форми (рис. 3.1.,в). Наприклад, при виборі експоненційної форми екрану навантаження добре узгоджене при $l \sim \lambda$.

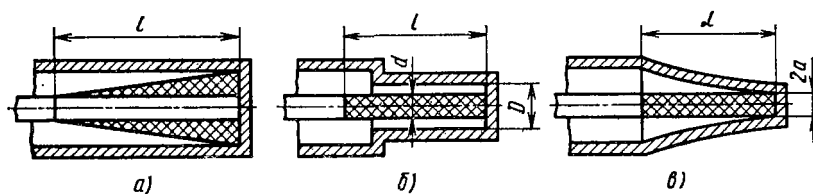


Рис.3.1 Коаксіальні узгоджені навантаження

Хвильовідні узгоджені навантаження виконують у вигляді поглинаючих вставок змінного профілю у відрізку короткозамкнутого хвильоводу. У малопотужних навантаженнях вставки мають вигляд тонких діелектричних пластин, покритих графітовими або металевими плівками. Об'ємні вставки, розраховані на великі потужності, виконують з композитних матеріалів на основі порошків графіту, карбонільного заліза або карбіду кремнію. Для зменшення відбиття поглинаючим вставкам надають вигляд клинів або пірамід (рис.3.2). Найменше відбиття в широкій смузі частот забезпечують вставки, вхідна частина яких має форму експоненціального клину в площині вектору E . Для зменшення відбиття вставка повинна вносити ослаблення 20-25 дБ. Для покращення тепловідведення площу контакту вставки зі стінками хвильоводу роблять максимальною, а зовнішню поверхню хвильоводу забезпечують радіатором (рис.3.3).

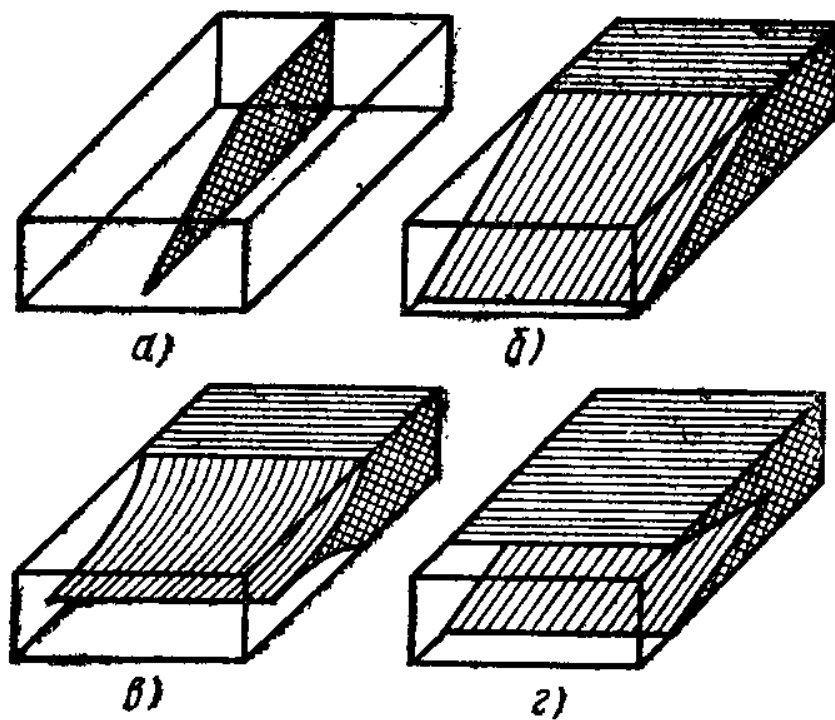


Рис.3.2 Хвилевідні узгоджені навантаження



Рис.3.3 Зовнішній вигляд хвилевідних узгоджених навантажень на велику потужність

Потужні мікросмужкові навантаження (рис.3.5) робляться у вигляді фланцевих резисторів, в яких поглинаючий шар міститься на підкладинці з BeO або AlN, характеристики яких представлені на рис.3.4. Потужні мікросмужкові навантаження мають достатньо високий КСВН. Так, для навантаження на рис.3.5 максимальний КСВН в діапазоні частот складає 1.25 і 1.06 в діапазоні частот до 800 МГц. Тому разом із поглинаючим шаром на підкладинці виконуються і елементи узгодження.

Вимоги до проектування таких резисторів протирічливі – (3.1) та (3.2). Для максимізації розсіюваної потужності треба збільшувати площу підкладинки і зменшувати товщину. Для мінімізації паразитної ємності на землю – навпаки. Зменшення ємності можливе за рахунок меншої діелектричної проникності підкладинки, збільшення потужності – за рахунок кращої теплової провідності підкладинки. Кращою підкладкою із доступних по ціні є BeO, яка проте використовується все менше через можливу шкоду довкіллю.

$$T - T_A = \Delta T = \frac{P \cdot D}{kA}, \quad (3.1)$$

$$C_g = 8.85 \frac{A\varepsilon}{D}, \quad (3.2)$$

де C_g – ємність навантаження на землю, ε – діелектрична проникність матеріалу підкладинки, A – площа резистивної плівки, D – товщина підкладинки, k – теплова провідність, P – потужність, що розсіює навантаження, T – температура резистивної плівки навантаження, T_A – температура навколишнього середовища (радіатора).

Physical Properties of Aluminum Nitride and Beryllium Oxide

Property	AlN	BeO	Al ₂ O ₃ 99%
Dielectric constant @ 1 MHz	9.0	6.7	9.9
Loss tangent @ 1 MHz	0.05	0.04	0.04
Thermal conductivity (W/mK) @ 25 °C	180	275	25
@ 100 °C	150	200	—
@ 200 °C	125	150	—
Thermal expansion coefficient (10 ⁻⁶ /°C)	4.2	7.2	7.1
Density (g/cm ³)	3.30	2.85	3.89

Рис.3.4 Характеристики основних підкладок НВЧ мікросмужкових навантажень.

Можливі конструктивні рішення рухомих короткозамикаючих поршнів для прямокутних хвильоводів показані на поздовжніх перерізах, паралельних вузькій стінці хвильоводу (рис.3.6). У першій конструкції розрізні пружинні контакти A винесені від КЗ стінки всередину хвильоводу на відстань $\lambda/4$. Тому контакти розміщені в перерізі хвильоводу з нульовими значеннями поздовжнього струму на стінках хвильоводу і неідеальність контактів не призводить до втрат потужності.

У другій конструкції поршня (рис.3.6, б) механічні контакти A включені в хвильовід через два чвертьхвильові відрізки лінії передачі з низькими значеннями нормованого хвильового опору Z_{B1} і Z_{B2} . Припускаючи, що активний опір контактів у точці A дорівнює r_A , та застосовуючи двічі формулу перерахунку опору через чвертьхвильовий трансформатор, знаходимо вхідний опір у точках B : $r_B = r_A (Z_{B1}/Z_{B2})^2$. При виборі $Z_{B1} < Z_{B2}$ вдається суттєво зменшити еквівалентний опір контакту r_B та збільшити КСХ поршня.

У третій конструкції поршня (рис. 3.6, в) точки механічного контакту розміщені в середині згорнутого короткозамкнутого напівхвильового відрізка лінії передачі, що складається з двох каскадно ввімкнених чвертьхвильових відрізків з опорами Z_{B1} і Z_{B2} . До активного опору контакту r_A додається нескінченний реактивний опір КЗ чвертьхвильового шлейфу з опором Z_{B2} . Сума опорів контакту і шлейфу трансформується чвертьхвильовим відрізком з хвильовим опором Z_{B1} в практично нульовий опір в точці B (т. е. в точці створюється віртуальне коротке замикання для струмів НВЧ).

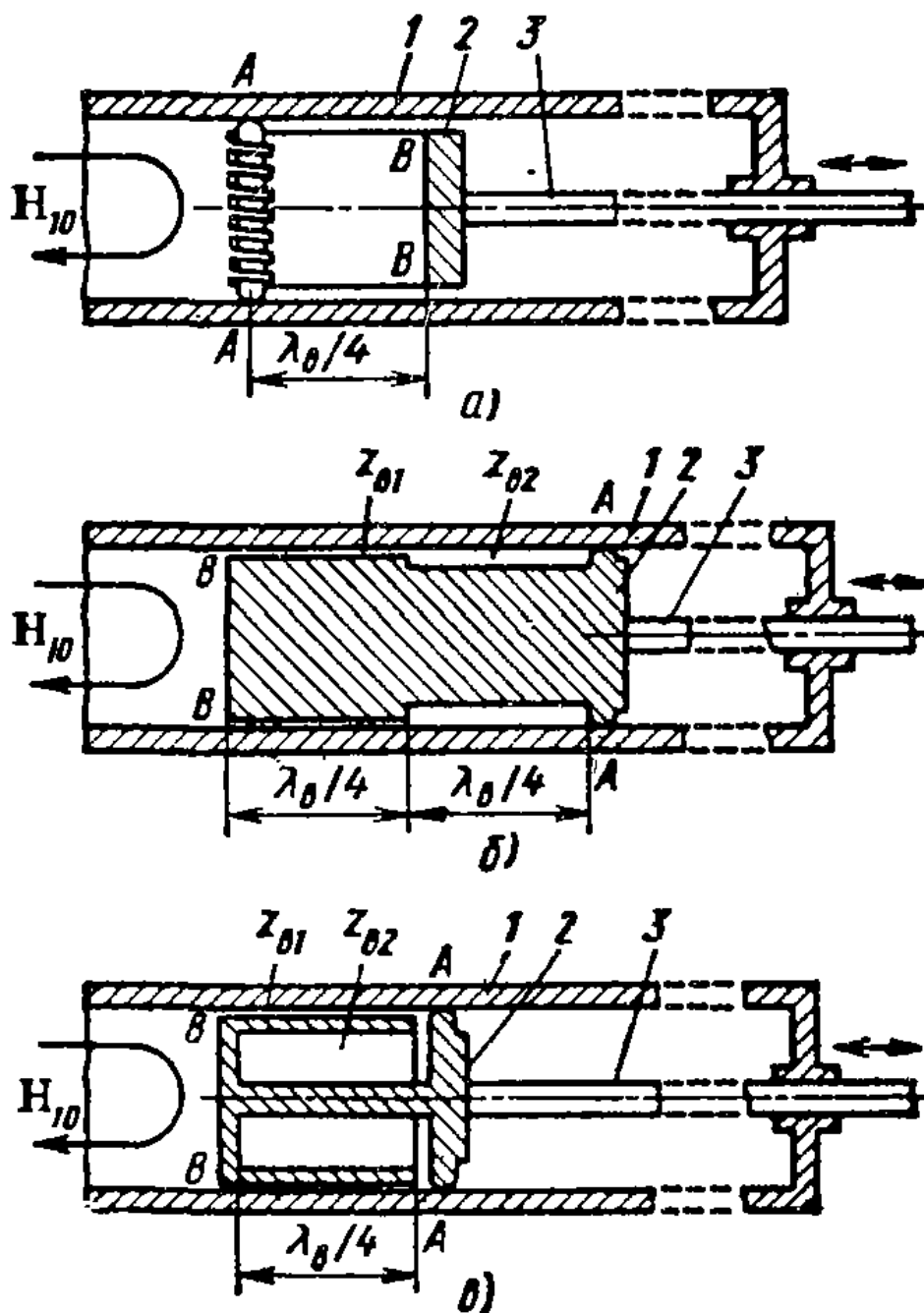


Рис.3.6 Хвилевідні короткозамикаючі поршні

3.2 НВЧ роз'єми

Для здійснення складання та розбирання трактів окремі вузли та пристрої НВЧ оснащують спеціальними роз'ємами, які повинні забезпечувати надійний електричний контакт у місцях з'єднання провідників між собою. Основні вимоги до роз'ємів полягають у збереженні

узгодження та електричної міцності тракту при мінімальному ослабленні потужності та відсутності паразитного випромінювання.

З'єднання відрізків прямокутних хвильоводів здійснюють за допомогою фланців двох типів: контактних та дросельних.

Контактні притерті фланці вимагають ретельної обробки і суворой паралельності поверхонь, що суміщаються, і можуть забезпечувати високу якість з'єднання, яке, однак, швидко погіршується при багаторазових перескладання тракту. Для покращення якості контакту між фланцями на штифтах розміщують бронзову прокладку, що має ряд розведених пружних пелюсток, що прилягають до внутрішнього периметра поперечного перерізу хвильоводів, що з'єднуються (рис. 3.7). Захист з'єднання від пилу та вологи здійснюється гумовими кільцевими ущільнювачами, що розміщені в канавках на фланцях по обидва боки від контактної прокладки.

У дросельному фланці (рис.3.8) контакт між хвильоводами здійснюється через послідовний короткозамкнутий шлейф довжиною $\lambda / 2$, виконаний у формі канавок та заглиблення усередині фланця. Чвертьхвильова ділянка між точкою короткого замикання А і точкою механічного контакту є коаксіальним хвильоводом з хвилею типу H_{11} , а друга чвертьхвильова ділянка між точкою механічного контакту В і точкою включення шлейфу в хвильовід є відрізком радіальної лінії передачі. Точка механічного контакту потрапляє у вузол розподілу поверхневого струму і тому на опорі контакту не відбувається помітного виділення потужності. Віртуальне коротке замикання між хвильоводами, що з'єднуються, у точці С забезпечується тим, що сумарна довжина дросельних канавок від точки А до точки С становить $\lambda / 2$.

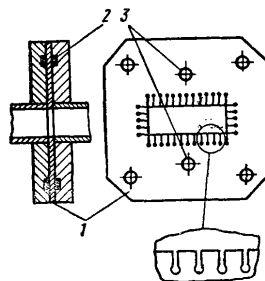


Рис.3.7 Контактний хвильовідний фланець

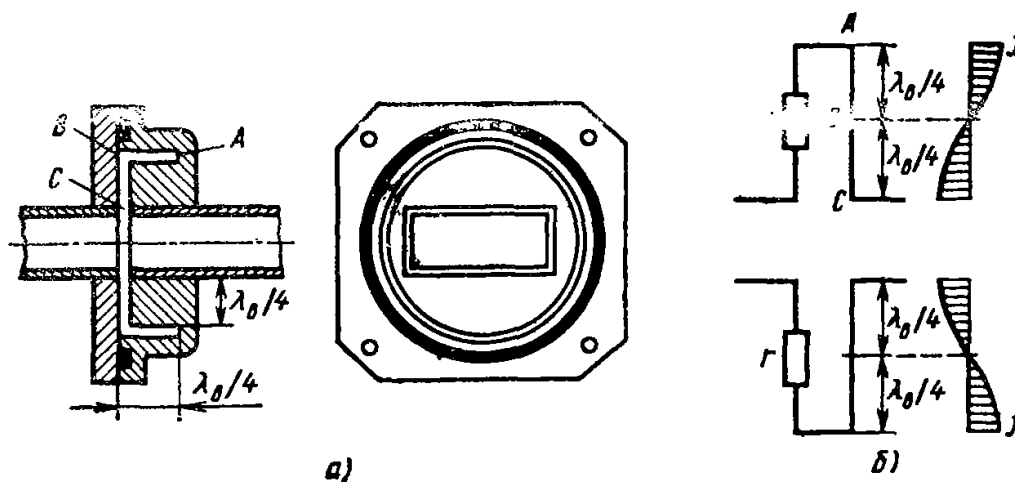


Рис.3.8 Дросельний хвильвід ний фланець

У високочастотних з'єднувачах для гнучких коаксіальних кабелів контакт забезпечують за допомогою пружинних цанг і штекерів (рис. 3.9 – рис.3.13), що утримуються в з'єднанні за допомогою зовнішніх різьбових з'єднань або інших фіксуєчих пристроїв. Співвідношення діаметрів провідників на будь-якій ділянці всередині високочастотних коаксіальних з'єднувачів підбирають таким чином, щоб з урахуванням параметрів діелектрика забезпечувалась сталість хвильового опору лінії. Узгодження у високочастотних коаксіальних з'єднувачах сильно залежить від монтажу кабелю і при акуратному виконанні характеризується середньоквадратичним значенням КСХ~ 1.05-1.15.

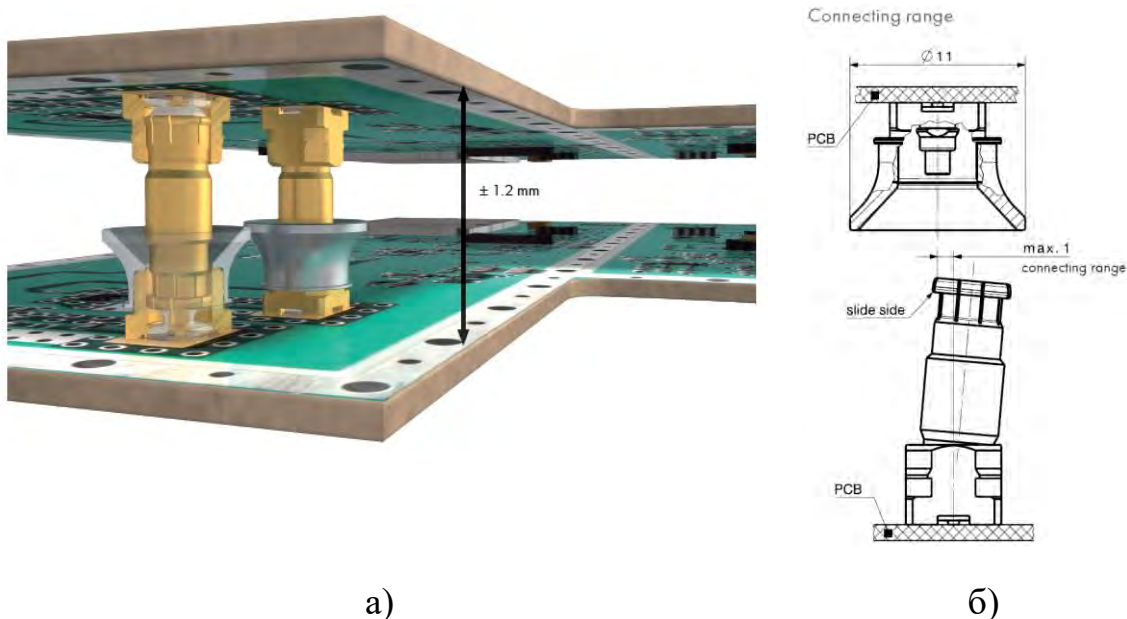
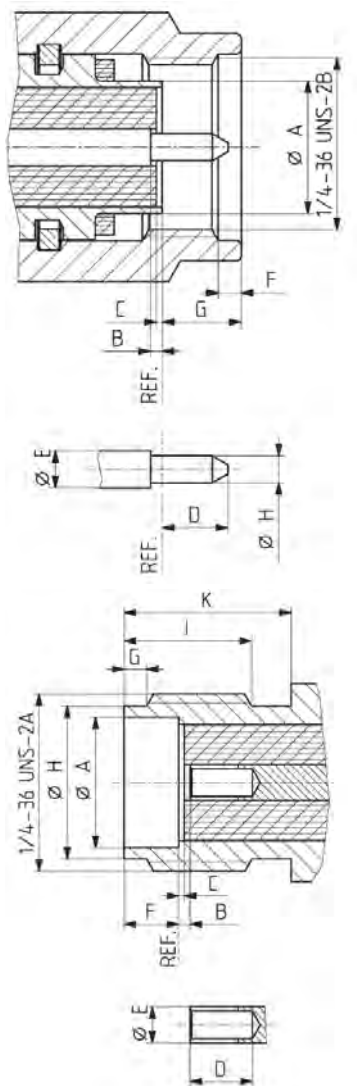


Рис.3.9 Міжплатні роз'єми MBX: а – розташування на платі, б – конструкція.

На рис.3.10 – рис.3.17 представлено конструкцію роз'ємів SMA, N типу, 7/16, EIA 7/8. Чим більше розмір роз'єму тим менше його максимальна робоча частота, тим більше допустима середня потужність.



	Plug		Jack	
	min.	max.	min.	max.
A	-	4.59/1.81	4.59/0.181	-
B	0.00/0.000	0.25/0.010	0.00/0.000	0.25/0.0
C	0.00/0.000	0.25/0.010	0.00/0.000	0.25/0.0
C	-	2.54/0.100	2.67/0.105	-
E	1.24/0.049	1.29/0.051	1.24/0.049	1.29/0.0
F	0.38/0.015	1.14/0.045	1.88/0.074	1.98/0.0
G	-	3.43/0.135	0.38/0.015	1.14/0.0
H	0.90/0.036	0.94/0.037	5.28/0.208	5.49/0.2
I	-	-	4.32/0.170	-
K	-	-	5.54/0.218	-

а)



б)



в)

г)

Рис.3.10 Кабельні роз'єми SMA: а – конструкція, б – розміри, в – кабельний роз'єм «тато», г – кабельний роз'єм «мама»

Electrical data	MIL-C-39012				
Impedance		50 Ω			
Frequency range for interface		DC to 18 GHz (extended range DC to 26.5 GHz)			
RL (typical value)		for cable connectors refer to table below			
Cable type		semi-rigid		flexible	
Cable dielectric diameter (mm/in)		1.5/0.066	3/0.117	1.5/0.066	3/0.117
RF-leakage measured at 3 GHz	3.26	≥ 100 dB-f (GHz)		≥ 60 dB	
Dielectric withstanding voltage (at sea level, in V rms, 50 Hz)	3.17	1000	1500	750	1000
Working voltage (at sea level, in V rms, 50 Hz)		335	500	250	335
Corona extinction voltage (at 21 000 m/70 000 ft, in V rms, 50 Hz)	3.22	250	375	190	250
Working voltage (at 21 000 m/70 000 ft, in V rms, 50 Hz)		85	125	65	85
RF withstanding voltage at 5 MHz (V rms)	3.23	670	1000	500	670

Рис.3.11 Основні електричні параметри роз'єму SMA

Роз'єми QMA (рис.3.12) можуть використовуватись для заміни SMA у важкодоступних місцях. Максимальний частотний діапазон складає 0-18 ГГц і є трохи меншим за частотний діапазон роз'ємів SMA. Надійність гарантована протягом 100 циклів з'єднання.

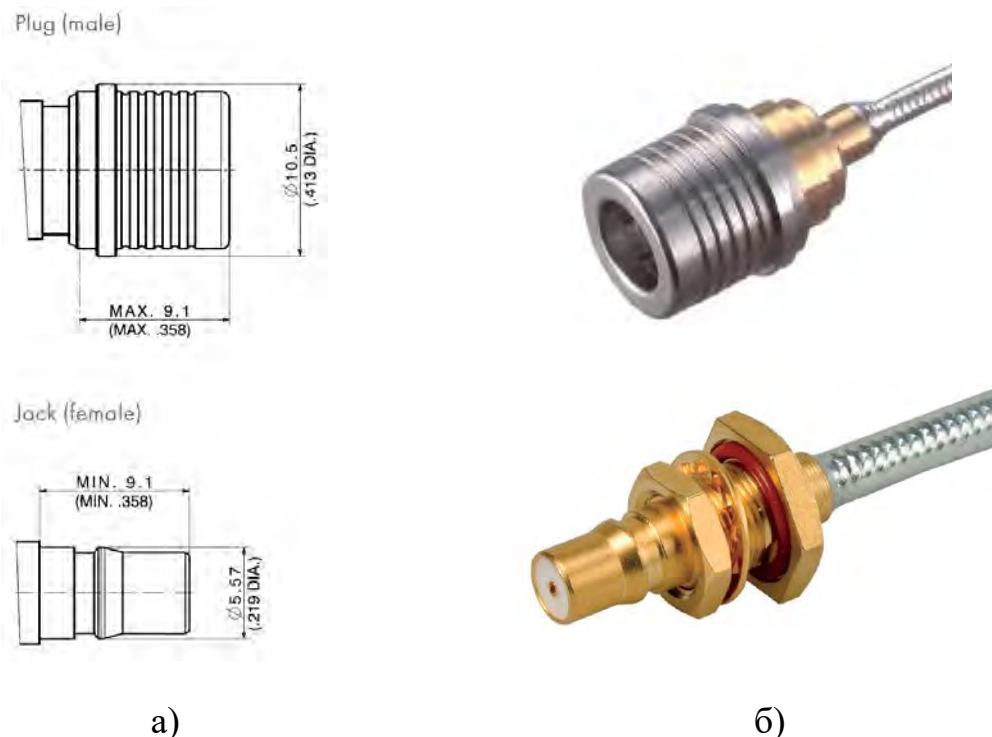
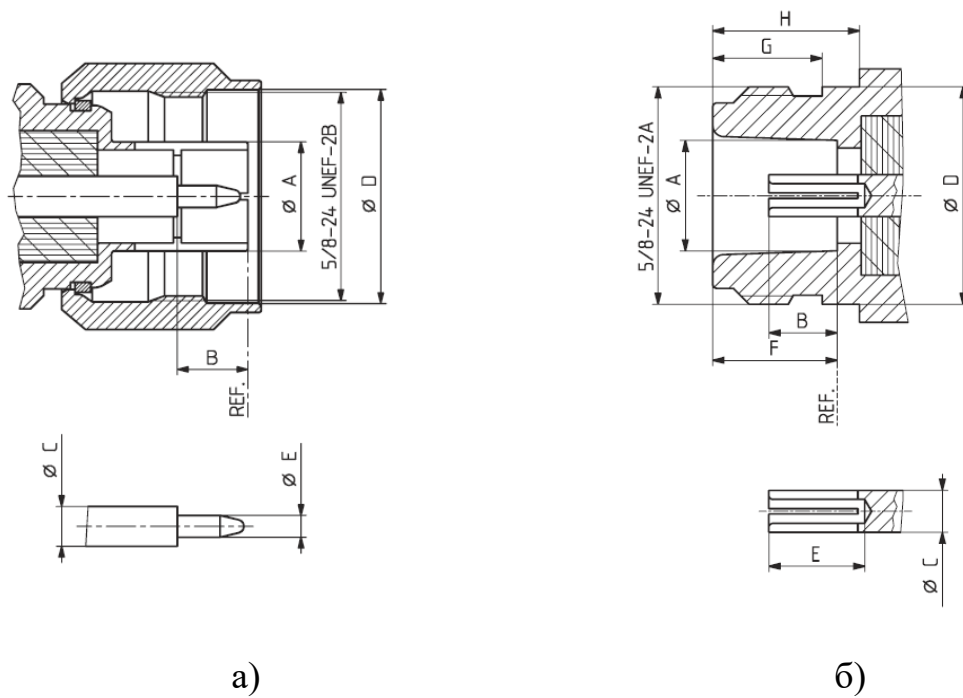


Рис.3.12 Кабельні роз'єми QMA: а – конструкція, б – зовнішній вигляд

Найякісніші роз'єми N-типу мають робочий діапазон до 18 ГГц у випадку використання напівжорсткого кабелю і 11 ГГц у випадку використання звичайного гнучкого кабелю.



в)

Рис.3.13 Кабельні роз'єми N-типу: а і б – конструкція роз'єму типу «тато» та «мама», в – зовнішній вигляд

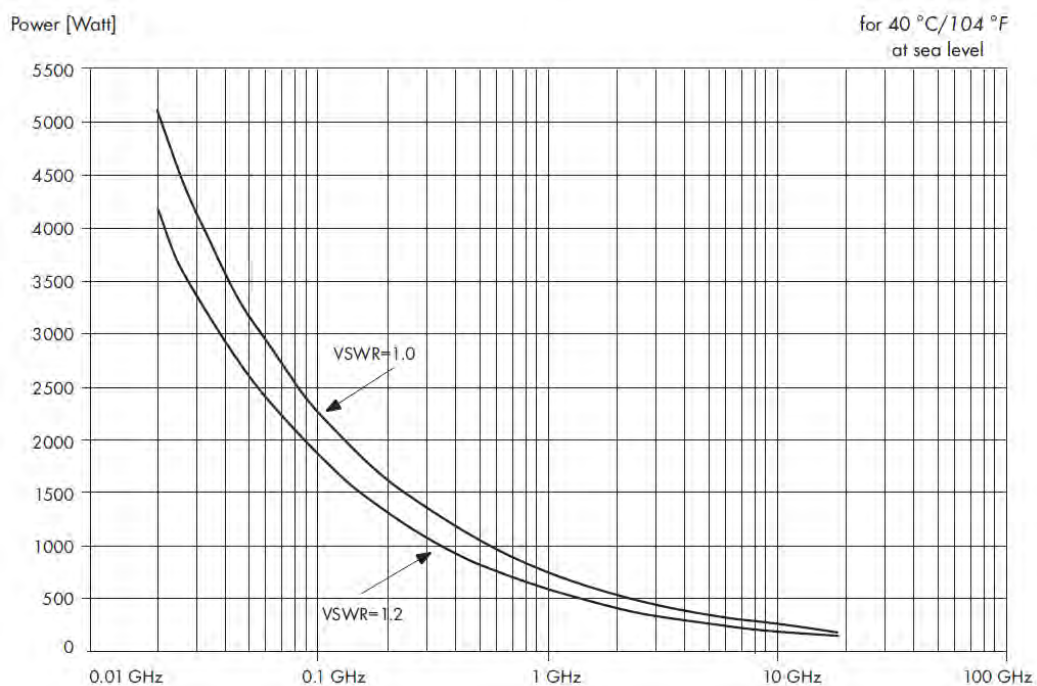


Рис. 3.14 Залежність максимальної середньої потужності від частоти для роз'єму N-типу

Найякісніші роз'єми типу 7/16 мають робочий діапазон до 7.5 ГГц.

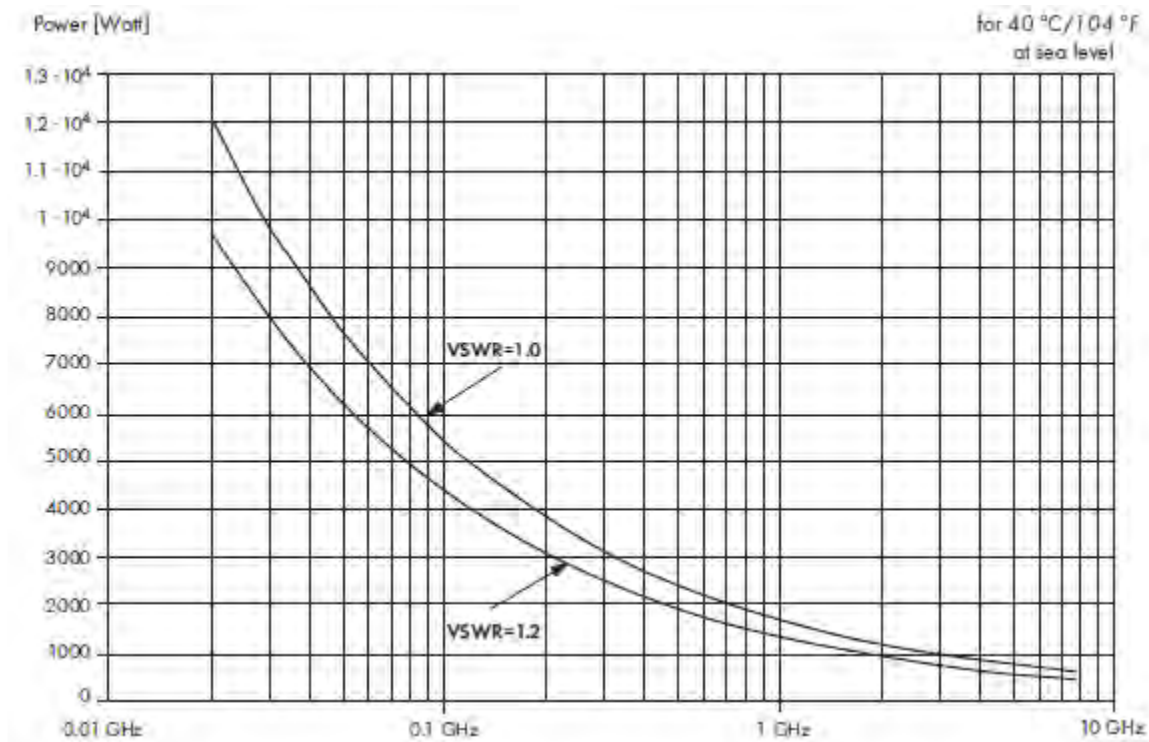
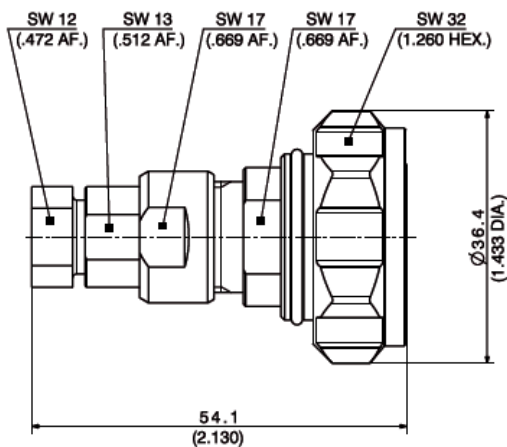


Рис.3.15. Залежність максимальної середньої потужності від частоти для роз'єму типу 7/16



а)



б)

Рис.3.16 Роз'єм типу 7/16: а – конструкція, б – зовнішній вигляд

Роз'єми типу EIA Flange 7/8 мають робочий діапазон до 5.2 ГГц. Максимальна середня потужність на частоті 900 МГц складає 2.2 кВт, пікова потужність – 90 кВт. Типові значення втрат в такому роз'ємі – 0.05 дБ.



а)



б)

Рис.3.17 Роз'єм типу EIA Flange 7/8: а – зовнішній вигляд роз'єму, б – зовнішній вигляд вставки

3.3 Обертальні з'єднання

Обертальні з'єднання в трактах НВЧ забезпечують поворот однієї частини тракту щодо іншої без порушення електричного контакту і якості узгодження. Обертальні з'єднання зазвичай використовують короткі відрізки коаксіального хвилеводу з Т-хвилею або круглого хвилеводу з вісесиметричною хвилею типу E_{01} . У круглому хвилеводі можливе використання в обертальних з'єднаннях також хвилі типу H_{11} з круговою поляризацією поля.

Існують обертальні з'єднання з контактами, що труться, які, однак, ненадійні при безперервному обертанні і високому рівні потужності. Обертальні з'єднання з дросельними канавками (рис.3.18, рис.3.19) забезпечують більш надійний електричний контакт, однак параметри таких з'єднань залежать від частоти.

Розглянемо дросельне коаксіальне зчленування, що обертається (рис.3.18, а), в якому дросельні канавки встановлені як у зовнішньому, так і у внутрішньому провідниках коаксіального хвилеводу. Кожен дросель є послідовним двоступінчастим короткозамкненим коаксіальним шлейфом довжиною $\lambda/2$. Схеми заміщення дроселів у зовнішньому та внутрішньому провідниках хвилеводу однакові та показані окремо на рис.3.18,б. У середині дроселя утворюється стояча електромагнітна хвиля з вузлом струму в місці розташування контактів, що труться, що віднесених на відстань $\lambda/4$ від короткозамкнених кінців шлейфів. Тому падіння напруги на опорах контактів дорівнює нулю, втрати НВЧ потужності відсутні і електричні характеристики обертового зчленування на середній частоті не залежать від якості контактів, що труться. При відхиленні частоти від середньої входні опору дроселів стають відмінними від нуля і обертальне з'єднання вносить в тракт відбиття.

Обертальне з'єднання на основі круглого хвилеводу побудовано на основі вісесиметричної хвилі типу E_{01} . З двох боків в обертальному з'єднанні розміщені переходи з прямокутного хвилеводу з хвилею H_{10} на круглий хвилевід (рис.3.19). В місці обертання використовується дросельне з'єднання.

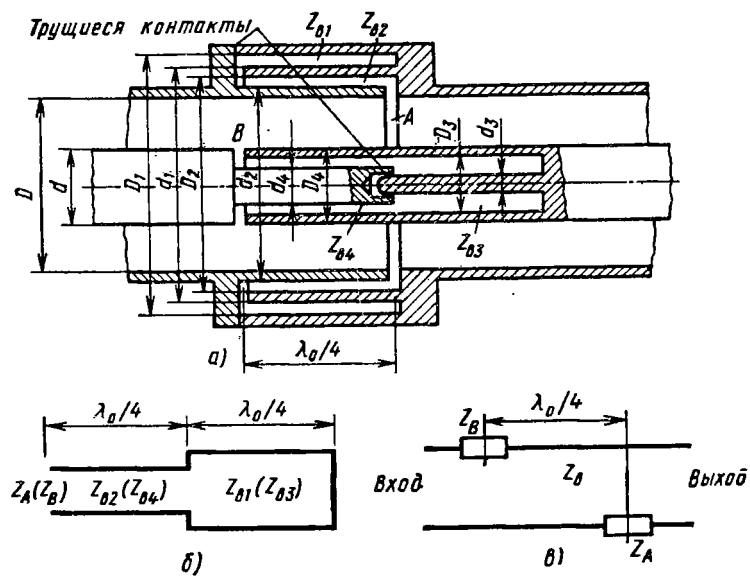


Рис.3.18 Коаксіальне обертальне з'єднання

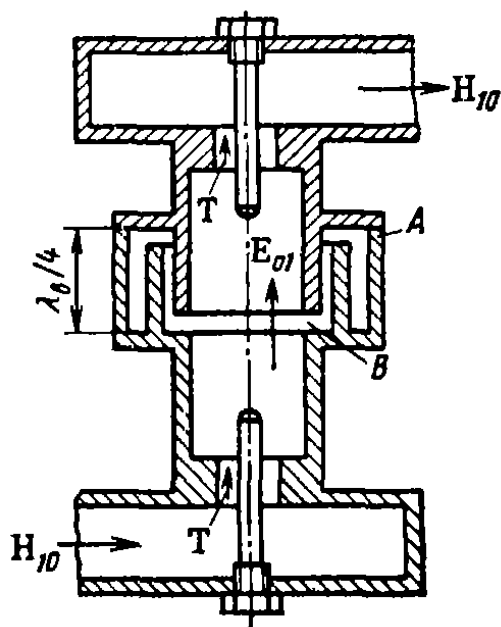


Рис.3.19 Обертальне з'єднання на круглому хвилеводі

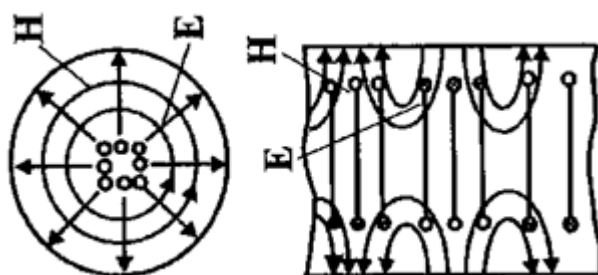


Рис.3.20 Розподіл поля хвилі E01 в круглому хвилеводі

3.4 Переходи між лініями передачі

Основним елементом переходів з коаксіальної лінії у прямокутний хвилевід є штирі, що розміщуються в короткозамкненому з одного боку хвилеводі паралельно силовим лініям поля E .

У зондовому переході (рис.3.21, а) узгодження входів забезпечується зміною довжини зонда, а також підбором відстаней, що визначають положення зонда. Для розширення бажано збільшувати діаметр зонда. При ретельному виконанні зондовий перехід забезпечує смугу частот узгодження 15-20% для КБВ 0.95.

Недоліком зондового переходу є зниження електричної міцності через концентрацію силових ліній поля E на кінці зонда. Певною мірою цей недолік долається в переході з послідовним шлейфом (рис.3.21, б), однак, навіть при ретельному доборі відстаней робоча відносна смуга частот становить $\sim 7\%$.

Найкращі результати по узгодженню і електричній міцності має перехід з поперечним стрижнем, доповнений індуктивною діафрагмою для узгодження. У такій конструкції можна досягти відносної смуги частот узгодження $\sim 15\%$.

Максимальної широкосмуговості ($\sim 20\%$ при $\text{КБВ} \geq 0,95$) та електричної міцності досягають у коаксіально-хвилеводних переходах так званого «гудзичного» типу (рис.3.21, г), що вимагають, однак, ретельного експериментального підбору форми провідників у поєднанні з додатковим налаштуванням якості узгодження за допомогою індуктивної діафрагми.

Збудження хвилі H_{11} у круглому хвилеводі може проводитися через отвір у його бічній стінці від прямокутного хвилеводу (рис.3.22, а). Хвилі H_{11} , що збуджуються праворуч і зліва від неї, протифазні. Якщо потрібно забезпечити передачу хвилі H_{11} в одному напрямку, один з кінців круглого хвилеводу закорочують.

Збудження хвилі нижчого типу H_{11} в круглому хвилеводі можливе за допомогою плавного переходу від прямокутного хвилеводу з поступовою деформацією форми поперечного перерізу від прямокутної до круглої (рис. 3.22, б). Якщо довжина такого переходу перевищує довжину хвилі, то відбиття в широкій смузі частот виявляються незначними.

Особливо важким завданням є конструювання збудників хвилі H_{01} . На рис.3.23 показано одну з можливих конструкцій переходу від прямокутного хвилеводу з хвилею H_{10} до круглого хвилеводу з хвилею H_{01} , що базується на принципі плавної деформації форми поперечного перерізу хвилеводу та структури електричного поля.

Перехід з коаксіальної лінії у мікросмужкову, як правило, конструктивно робиться у вигляді переходу з коаксіального роз'єму на лінію (рис.3.24, рис.3.25, рис.3.27). Дуже рідко, як правило, лише при тестуванні забезпечується безпосередній перехід з коаксіального кабелю на мікросмужкову лінію (рис.3.26).

На рис.3.24 показано різноманітні варіанти переходу з коаксіальної лінії на мікросмужкову при панельному розташуванні роз'єму. Перехід може бути із використанням додаткових елементів (рис.3.24, а) і із безпосереднім контактом виходу коаксіального роз'єму із мікросмужковою лінією (рис.3.24, а - в). Форма виходу коаксіального роз'єму може бути адаптована до приєднання до мікросмужкової лінії (рис.3.24, б, в).

Можливо робити перехід водній площині з мікросмужковою лінією (рис.3.24, а – в, рис.3.25), або з підходом до мікросмужкової лінії перпендикулярно (рис.3.24, г, рис.3.27)

При переході з коаксіальної лінії на мікросмужкову безпосередньо на друкованій платі використовуються спеціальні роз'єми (рис.3.25, рис.3.27).

На рис.3.28 показано перехід між мікросмужковими лініями (МЛ), що розміщені по різні боки друкованої плати. В місці переходу важливо перехідними отворами з'єднати земляні площини МЛ безпосередньо біля переходу. Діаметр отвору, що з'єднує МЛ, і невеликі ХХ шлейфи на МЛ в місцях переходу, є також елементами мінімізації відбиття такого переходу.

Перехід від копланарної лінії до мікросмужкової є достатньо простим, оскільки структура поля і цих ліній дуже подібна (рис.3.29). В місці переходу виникає перед ширини МЛ. Для узгодження в цьому місці зрізають кути (рис.3.47).

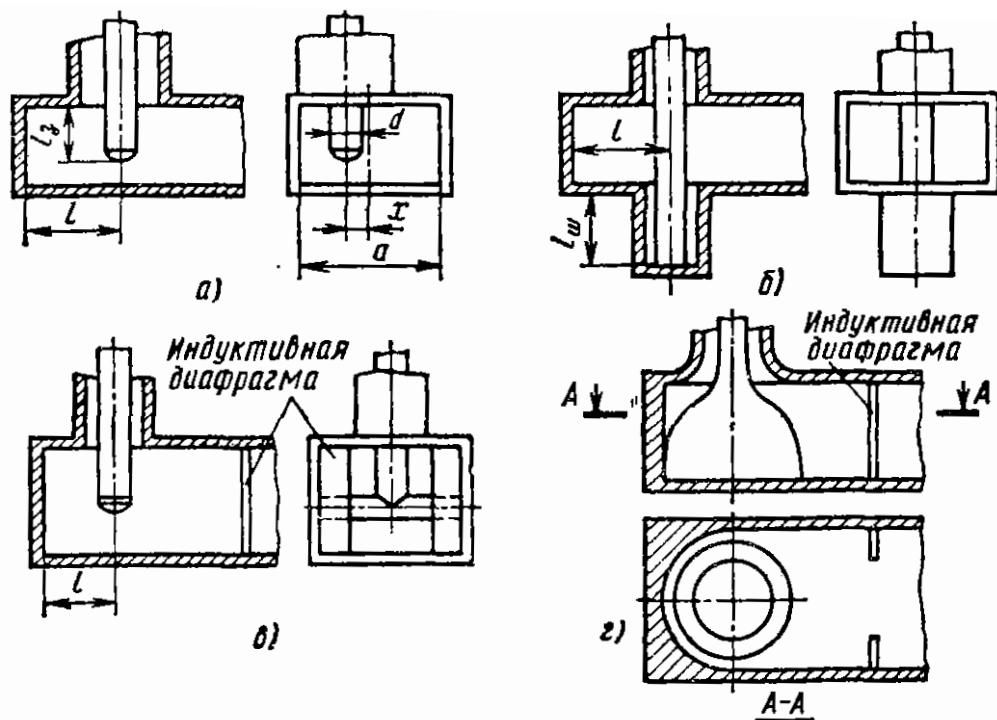


Рис.3.21. Коаксально-хвелевідний перехід: а-зондовий, б-з коаксiальним шлейфом, в- з поперечним шлейфом, г-«гудзиковий»

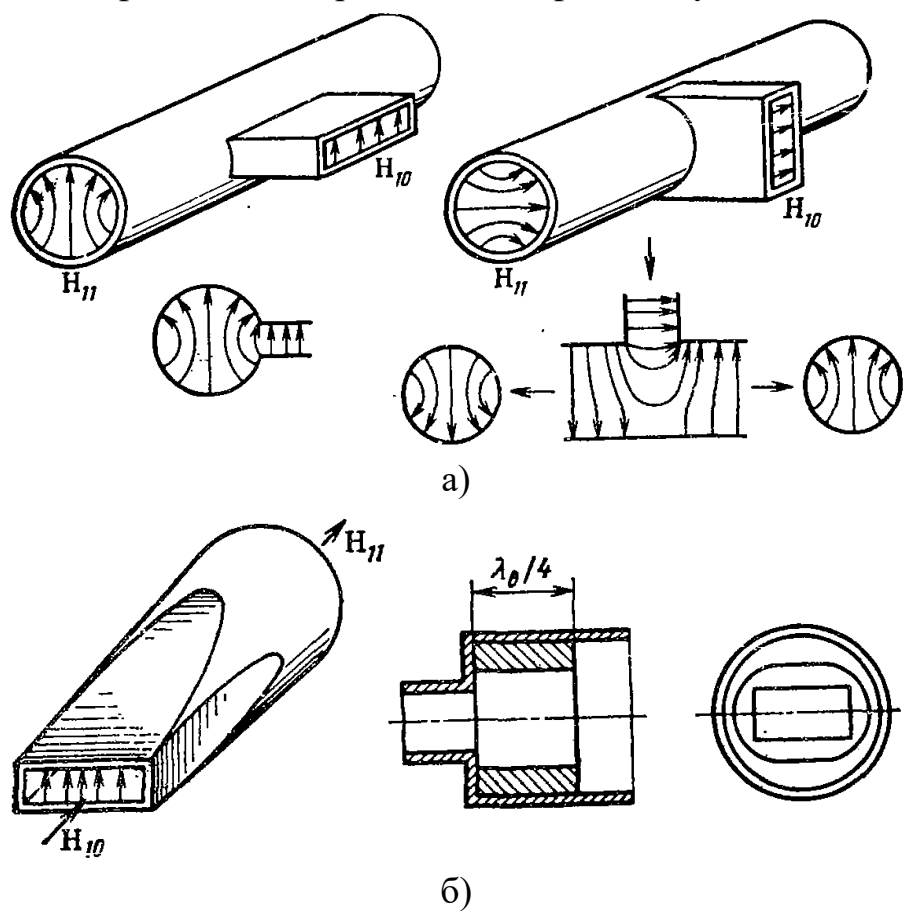


Рис.3.22 Перехід з прямокутного хвелеводу на круглий:

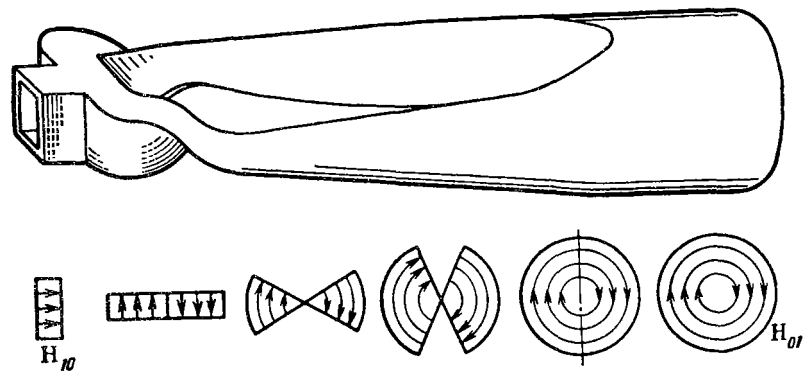


Рис. 3.23 Збудження хвилі H_{01} в круглому хвилеводі

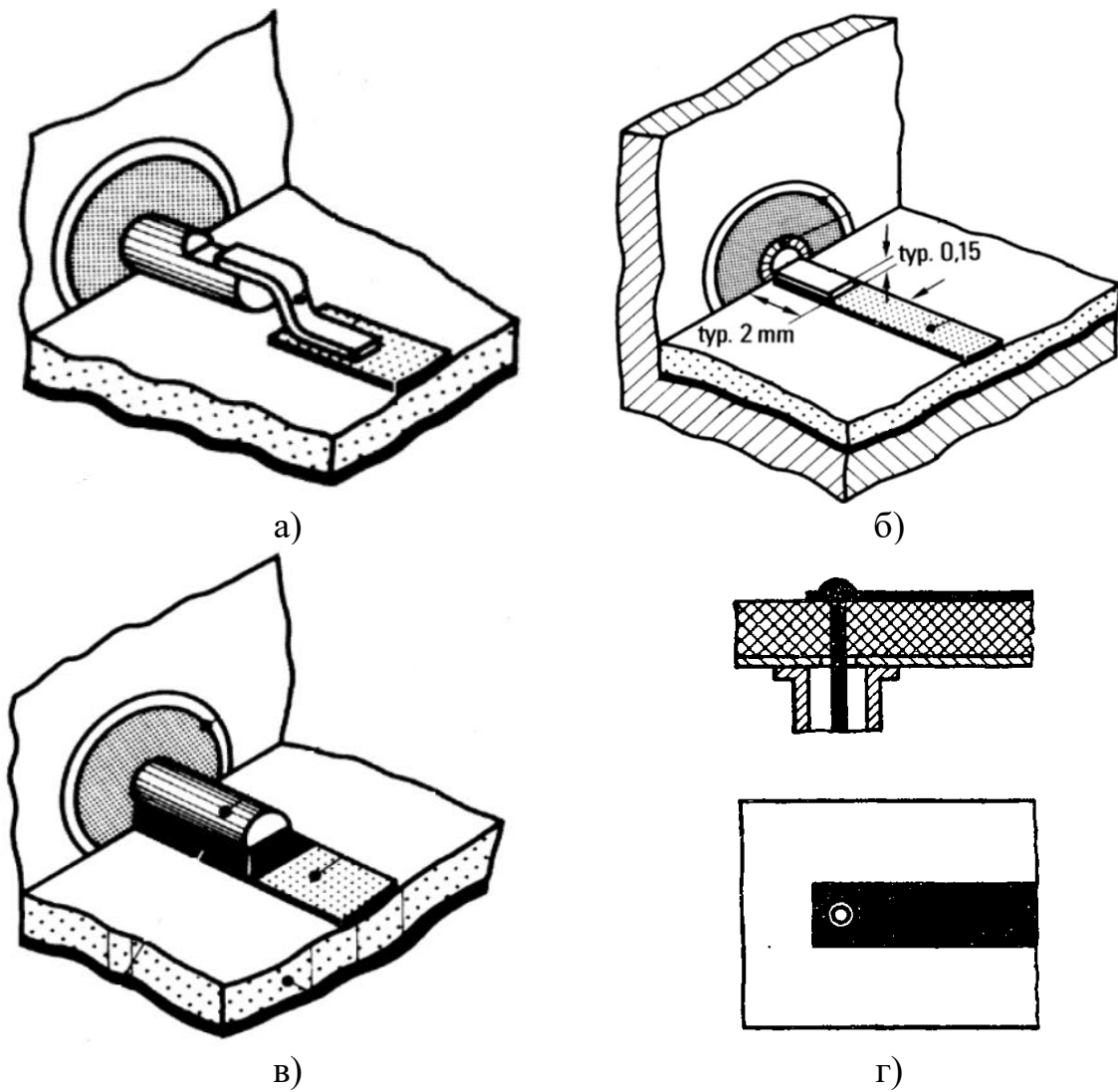


Рис.3.24 Перехід з коаксiальної лiнii на мiкросмужкову при панельному розташуванні роз'єму

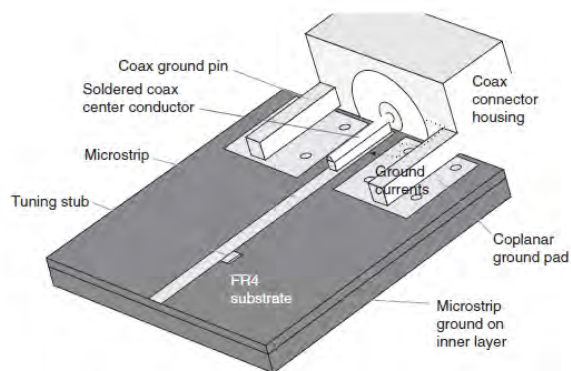


Рис. 3.25 Перехід з коаксіальної лінії на мікросмужкову за допомогою спеціального торцевого роз'єму

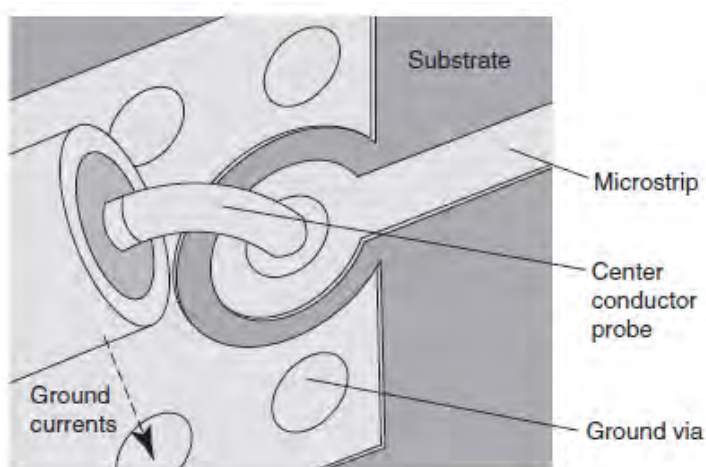


Рис.3.26 Перехід з коаксіальної лінії на мікросмужкову безпосередньо без використання роз'єму

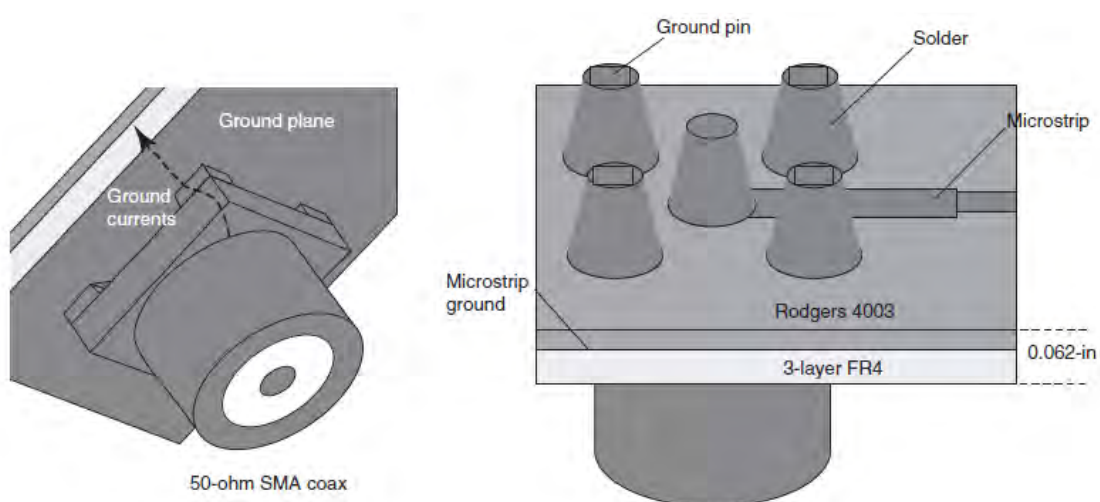


Рис.3.27 Перехід з коаксіальної лінії на мікросмужкову з використанням спеціального роз'єму, де мікросмужка під'єднується із зворотного боку друкованої плати

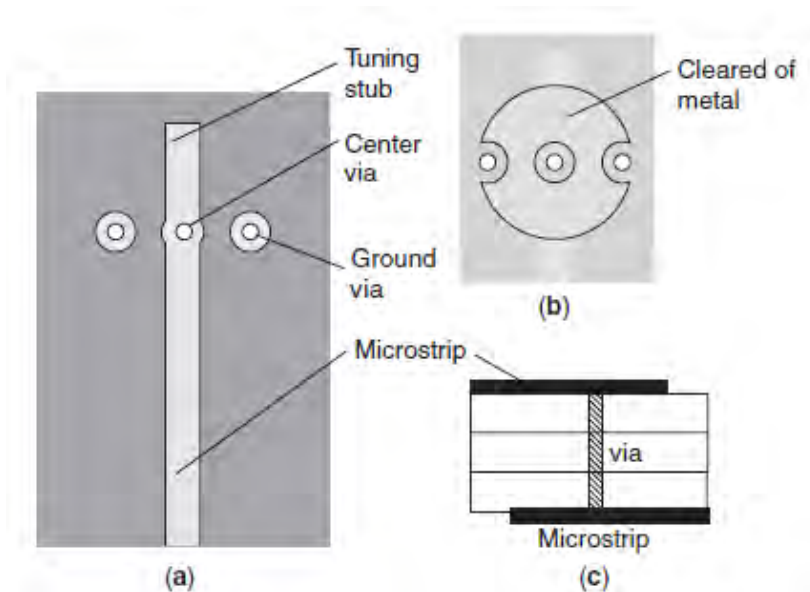


Рис.3.28 Перехід між мікросмужковими лініями

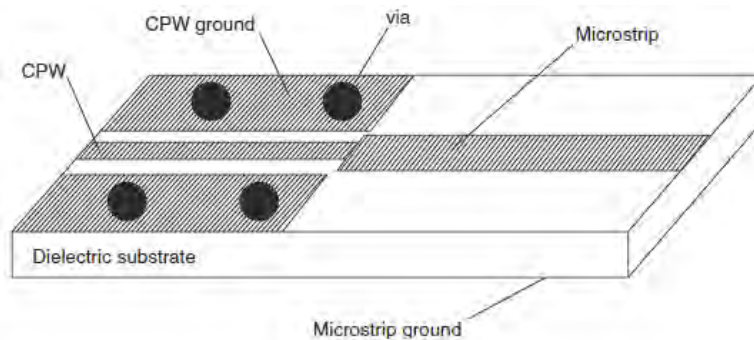


Рис.3.29 Перехід між мікросмужковою і копланарною лінією

При мінітюаризації пристроїв роблять перехід з МЛ безпосередньо до хвилеводу. На рис.3.30, а показано перехід з МЛ на круглий, що подібний до переходу на рис.3.21. На рис.3.30, а і б перехід з МЛ відбувається через збудження резонансної щілини в прямокутному хвилеводі. Щілина розміщена так, що її збудження призводить до збудження хвилі H_{10} в прямокутному хвилеводі.

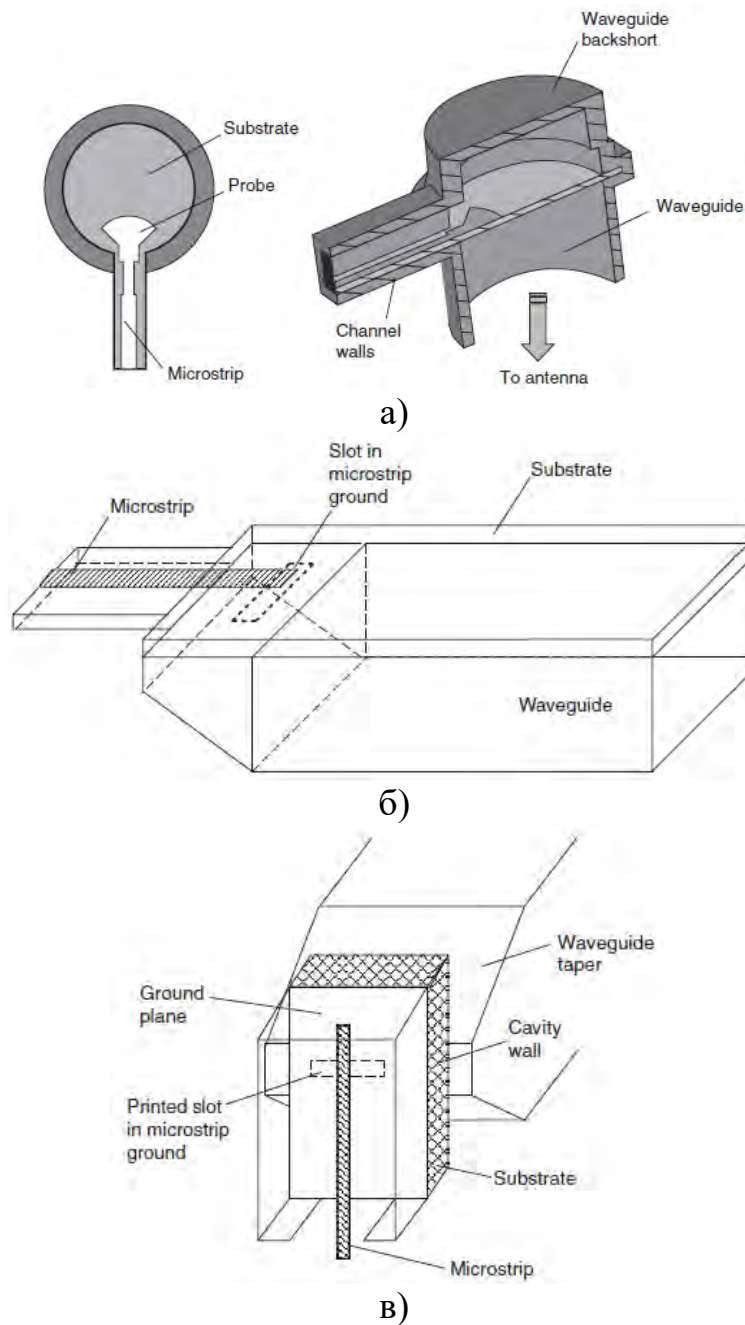


Рис. 3.30 Перед с мікросмужкової лінії до хвилеводу

3.5 Неоднорідності в лініях передачі та їх еквівалентні схеми.

У жорстких коаксіальних трактах існує проблема кріплення внутрішнього провідника коаксіального хвилеводу. До елементів кріплення пред'являється ціла низка суперечливих вимог: не породжувати відбиття, не знижувати електричну міцність, не збільшувати коефіцієнт загасання, не знижувати робочої смуги частот, допускати можливість розбирання і збирання тракту. Можливі два способи кріплення внутрішнього провідника:

за допомогою діелектричних шайб (рис.3.31) та за допомогою металевих ізоляторів (рис.3.32).

Проста діелектрична шайба, що включена в коаксіальний хвилевід без зміни діаметрів провідників, має схему заміщення у вигляді відрізка лінії передачі із зниженим хвильовим опором. Для зменшення відбиття можна зменшити діаметр внутрішнього провідника коаксіального хвилеводу на ділянці, зайнятій шайбою, і тим самим зберегти постійну величину хвильового опору (рис.3.32). Це призводить до конструкції так званої утопленої шайби, яка з метою полегшення процесу складання тракту може бути розрізана навпіл по діаметру. При застосуванні діелектричних шайб спостерігається зниження електричної міцності тракту через полегшення умов пробою по поверхні шайби та внаслідок зростання напруженості поля в малому зазорі між шайбою та центральним провідником коаксіального хвилеводу. Для збільшення електричної міцності на поверхні шайби роблять концентричні канавки та виступи.

На сантиметрових хвилях замість діелектричних шайб застосовують металеві жорсткі паралельні короткозамкнуті шлейфи довжиною $\lambda/4$, що підтримують внутрішній коаксіальний провідник. Простий ізолятор за схемою рис.3.32,а є вузькосмуговим. У широкосмуговому металевому ізоляторі (рис.3.32,б) по обидва боки короткозамикаючого шлейфу включають додаткові чвертьхвильові трансформатори із зниженим хвильовим опором. При цьому виникають три джерела відбиття. Величина хвильового опору $Z_{в.тр}$ може бути обрана таким чином, що ізолятор виявляється ідеально узгодженим не тільки на центральній частоті, але ще на двох частотах вище і нижче від центральної частоти (рис.3.33).

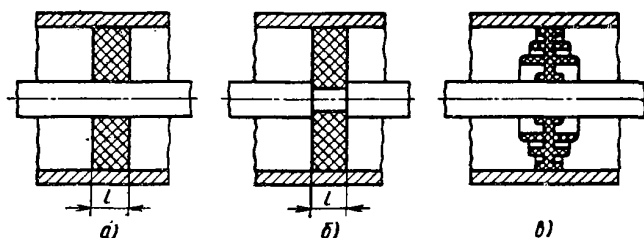


Рис.3.31 Діелектричні шайби для коаксіальної лінії

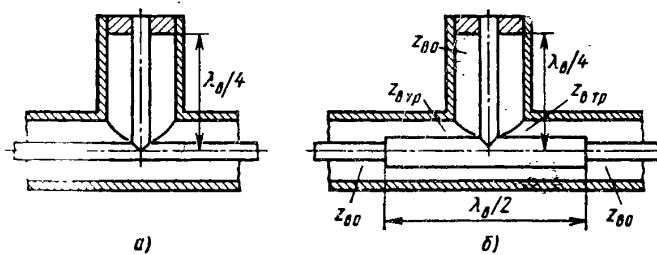


Рис.3.32 Металеві ізолятори для коаксіальної лінії

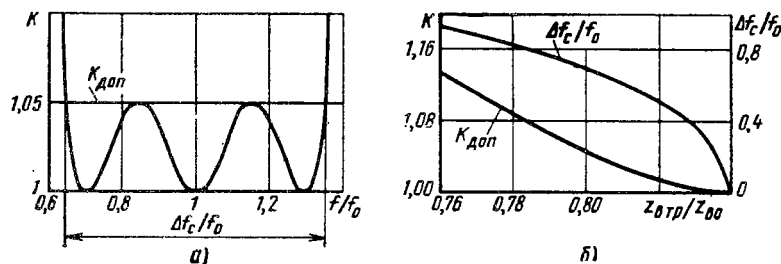


Рис.3.33 Частотна характеристика металевого ізолятора

До паразитних неоднорідностей в лініях передачі відносять, як правило, повороти лінії передачі (рис.3.45), зміни поперечного перерізу лінії передачі (рис.3.34,б, рис.3.39, рис.3.42), відгалуження (рис.3.34, є, рис.3.44, рис.3.45). Варіанти зменшення таких неоднорідностей на прикладі МЛ показано на рис.3.47- рис.3.50.

Поряд з паразитними неоднорідностями, що неминуче виникають у процесі конструювання реального тракту (з'єднання, повороти, переходи і т. д.) і погіршують його характеристики, в трактах існують також корисні неоднорідності, які використовують як «будівельні» елементи при виконанні узгоджувальних пристроїв, резонаторів, фільтрів та інших вузлів НВЧ. Варіанти таких неоднорідностей для коаксіальної лінії передачі і відповідні схеми заміщення представлено на рис.3.34, а-г, для прямокутного хвильоводу – на рис.3.35 – 3.39.

У ступінчастих переходах і фільтрах широко застосовують співвісне з'єднання двох прямокутних хвильоводів різного поперечного перерізу (рис.3.39).

Хвильоводні діафрагмами – тонкі металеві перегородки, що частково перекривають поперечний переріз хвильоводу. У прямокутному хвильоводі найбільш уживані симетрична індуктивна, симетрична ємнісна та резонансна діафрагми, показані на рис.3.38.

В індуктивній діафрагмі (рис.3.38, а) поперечні струми на широких стінках хвилеводу частково замикаються через пластини, що з'єднують ці стінки. У магнітному полі струмів, що тече пластинками діафрагми, запасається магнітна енергія. Схема заміщення індуктивної діафрагми є індуктивністю, включеною паралельно в лінію передачі.

Ємнісна діафрагма (рис.3.38,б) зменшує зазор між широкими стінками хвилеводу, між кромками діафрагми концентрується поле E і створюється деякий запас електричної енергії. Тому схемою заміщення ємнісної діафрагми є ємність, включена паралельно до лінії передачі.

Резонансна діафрагма (резонансне вікно) — металева пластинка з отвором прямокутної або овальної форми, що містить елементи індуктивної та ємнісної діафрагм. Схема заміщення резонансної діафрагми має вигляд паралельного резонансного контуру, включеного до лінії передачі паралельно.

Індуктивний штир, показаний на рис.3.35,а, являє собою провідник круглого перерізу, встановлений у поперечному перерізі прямокутного хвилеводу у напрямку поля E , і з'єднаний з двох кінців з широкими стінками хвилеводу. Схема заміщення індуктивного штиря містить паралельно включену індуктивність і два послідовні ємнісні опори, що враховують кінцеву товщину елементів.

Холостий хід коаксіальної і мікросмушкової лінії передачі має еквівалентну схему заміщення у вигляді ємності. На кінці цих ліній маємо концентрацію електричного поля, що і призводить до додаткової ємності.

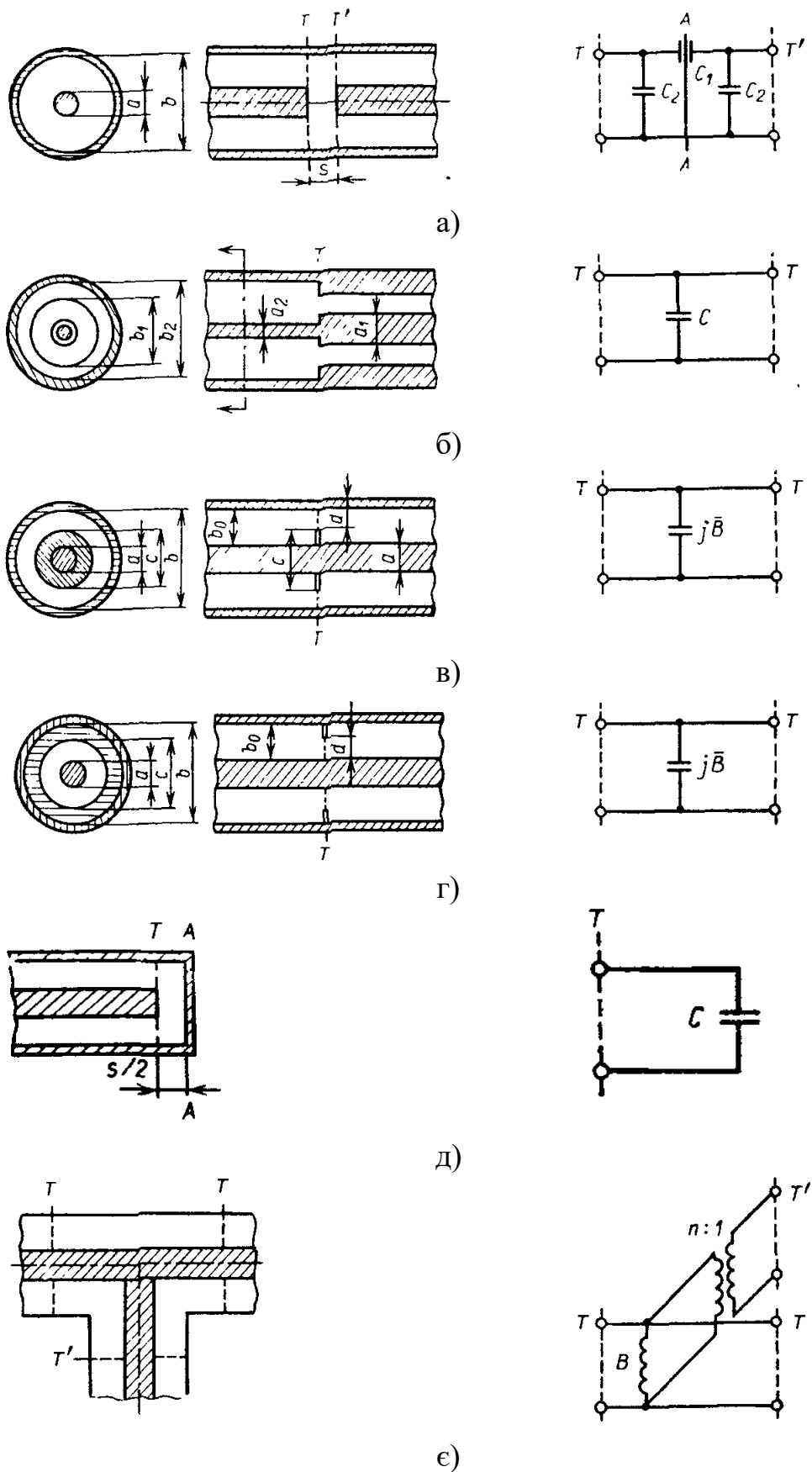


Рис.3.34 Неоднорідності коаксіальної лінії передачі і їх еквівалентні схеми заміщення

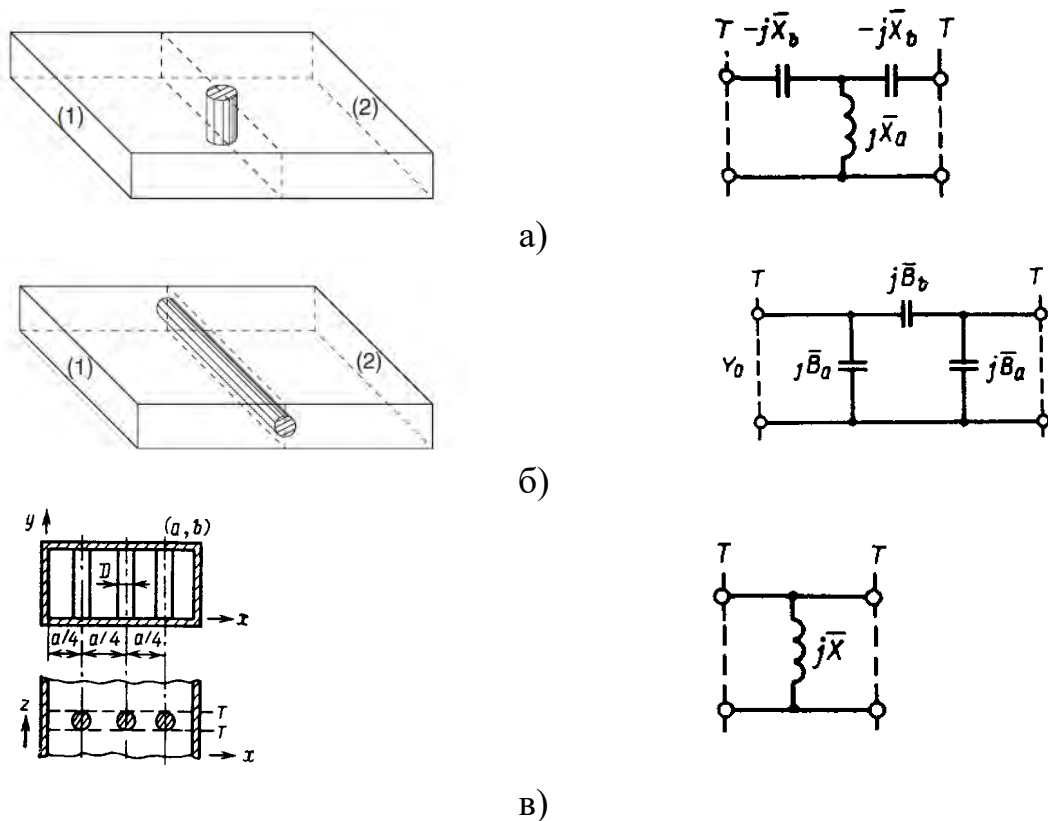


Рис.3.35 Металевий штир у прямокутному хвилеводі і еквівалентна схема заміщення: а – штир по центру хвилеводу паралельно вузькій стінці, б - штир по центру хвилеводу паралельно широкій стінці, в – 3 штирі паралельно вузькій стінці

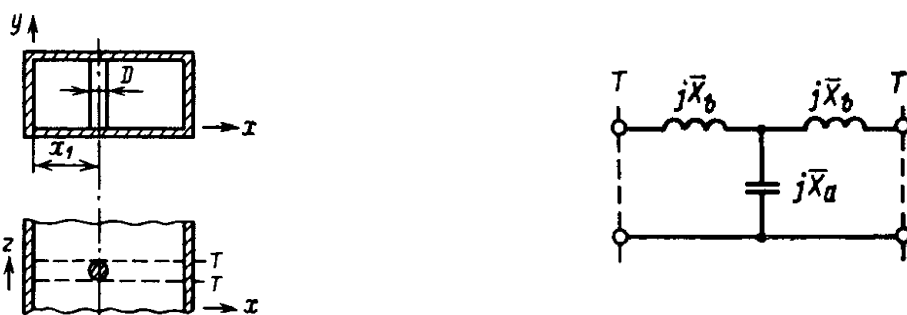


Рис.3.36 Діелектричний штир у прямокутному хвилеводі і еквівалентна схема заміщення



Рис.3.37 Резонансний штир у прямокутному хвилеводі і еквівалентна схема заміщення

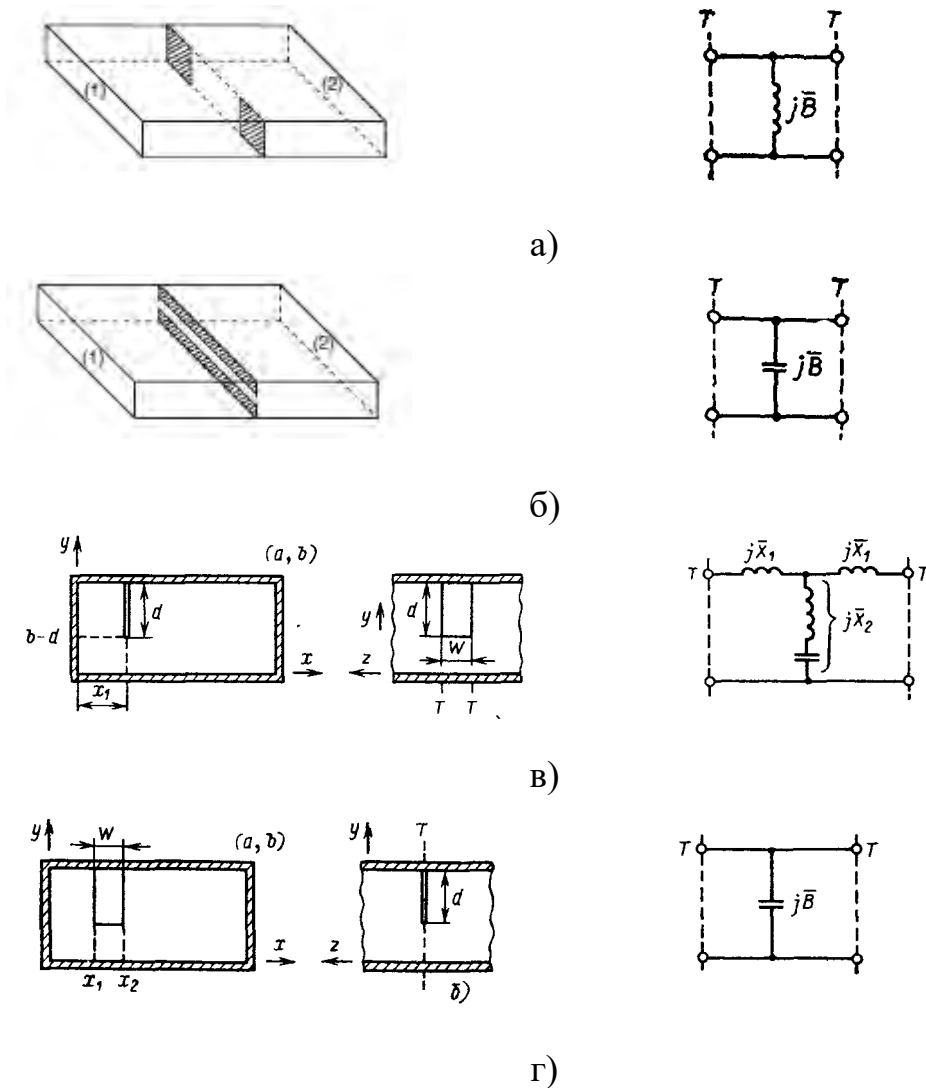


Рис.3.38 Пластины у прямокутному хвилеводі і їх схема заміщення

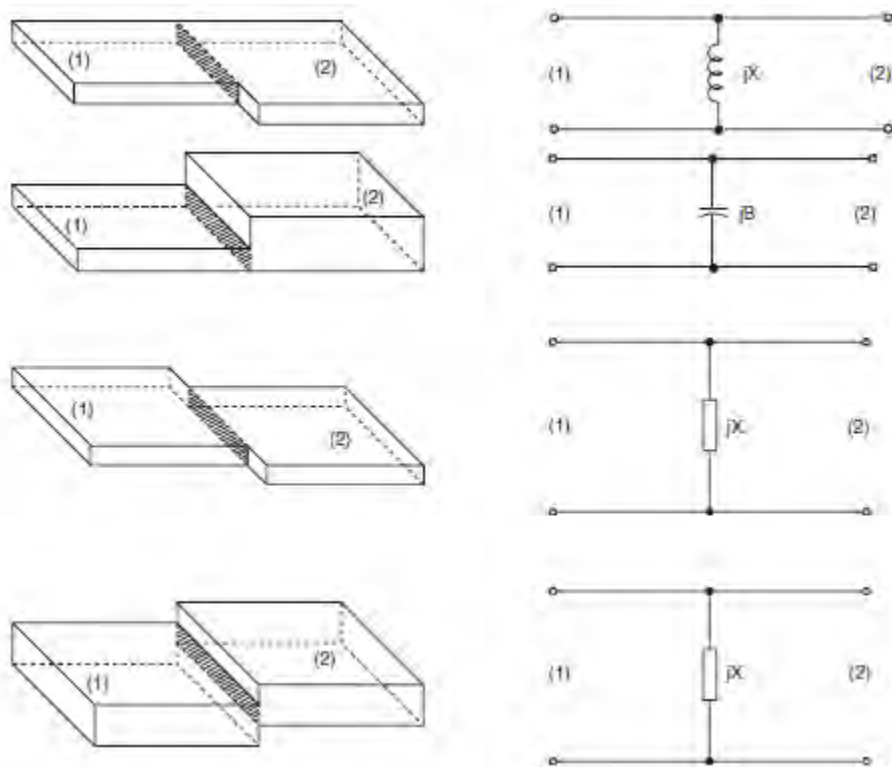


Рис.3.39 Неосьове з'єднання прямокутних хвильоводів і еквівалентна схема заміщення.

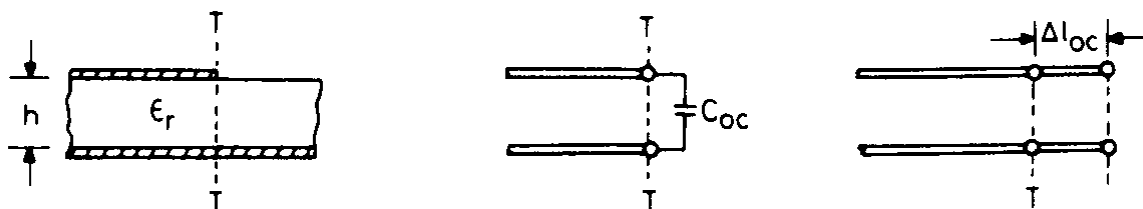


Рис.3.40 Представлення XX мікросмужкової лінії у вигляді еквівалентної ємності

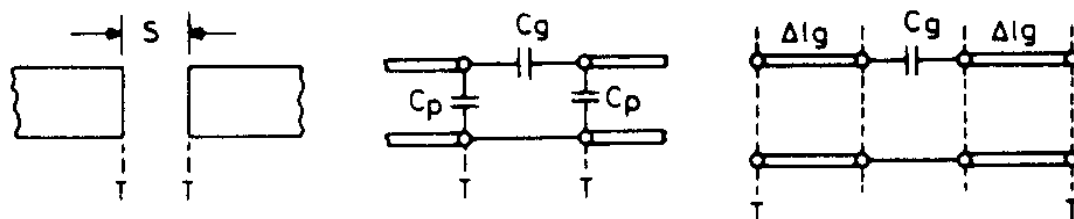


Рис.3.41 Еквівалентна схема розриву в мікросмужковій лінії

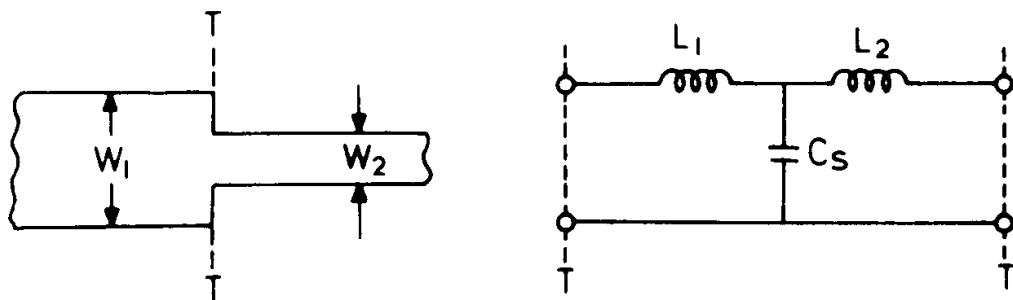


Рис.3.42 Еквівалентна схема зміни ширини мікросмужкової лінії передачі.

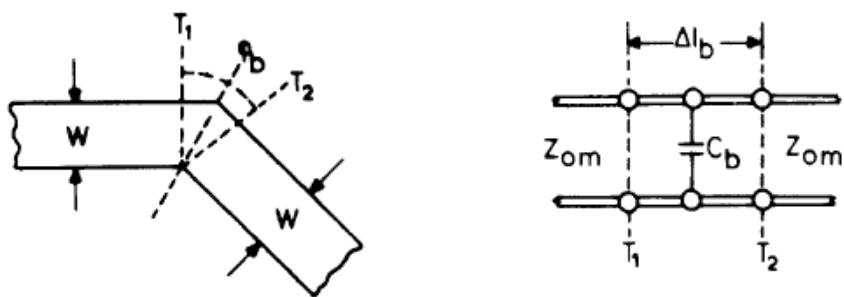


Рис.3.43 Еквівалентна схема повороту мікросмужкової лінії на довільний кут

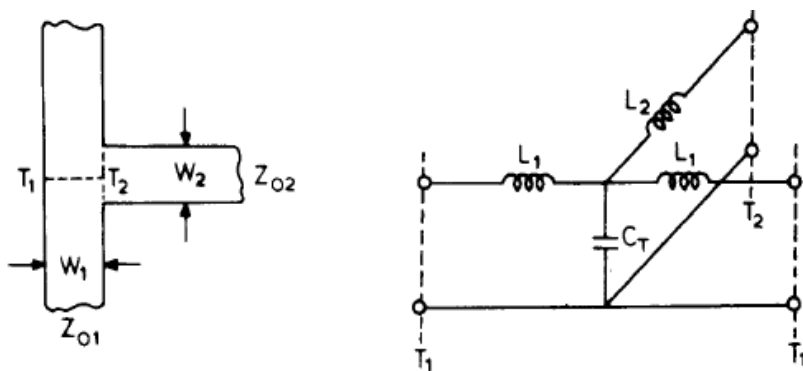


Рис.3.44 Еквівалентна схема відгалудження мікросмужкової лінії

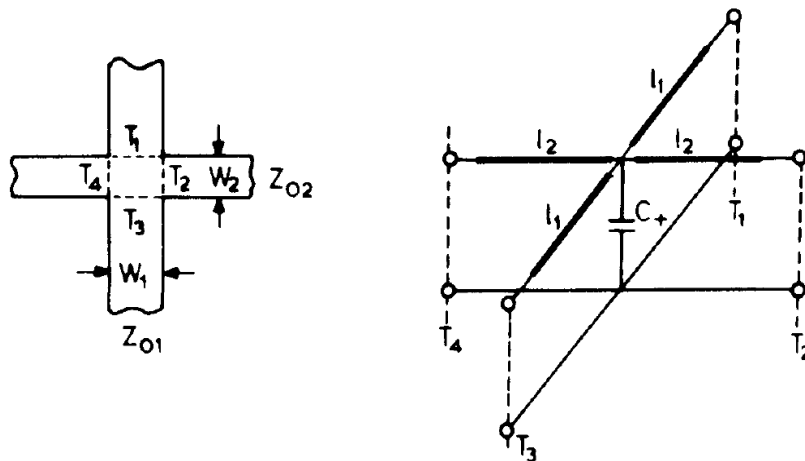


Рис.3.45 Еквівалентна схема хрестоподібного відгалудження мікросмушкової лінії



Рис.3.46 Еквівалентна схема поперечної щілини у мікросмушкової лінії передачі

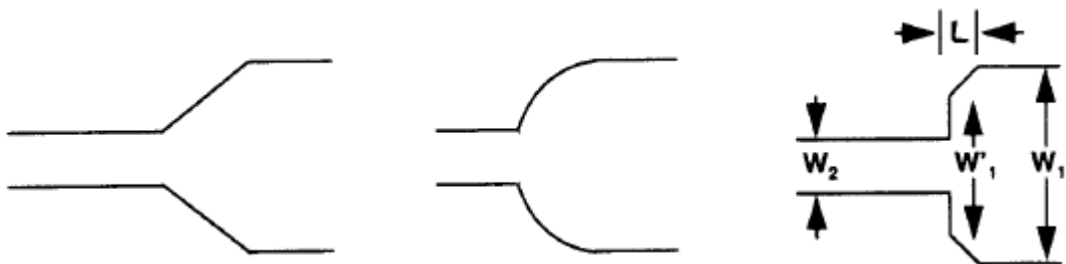


Рис.3.47 Варіанти зменшення неоднорідності при перепаді ширин мікросмушкової лінії

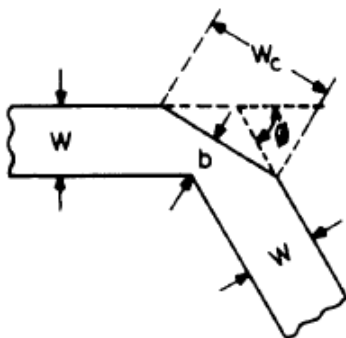


Рис.3.48 Варіант зменшення неоднорідності при повороті мікросмушкової лінії на довільний кут

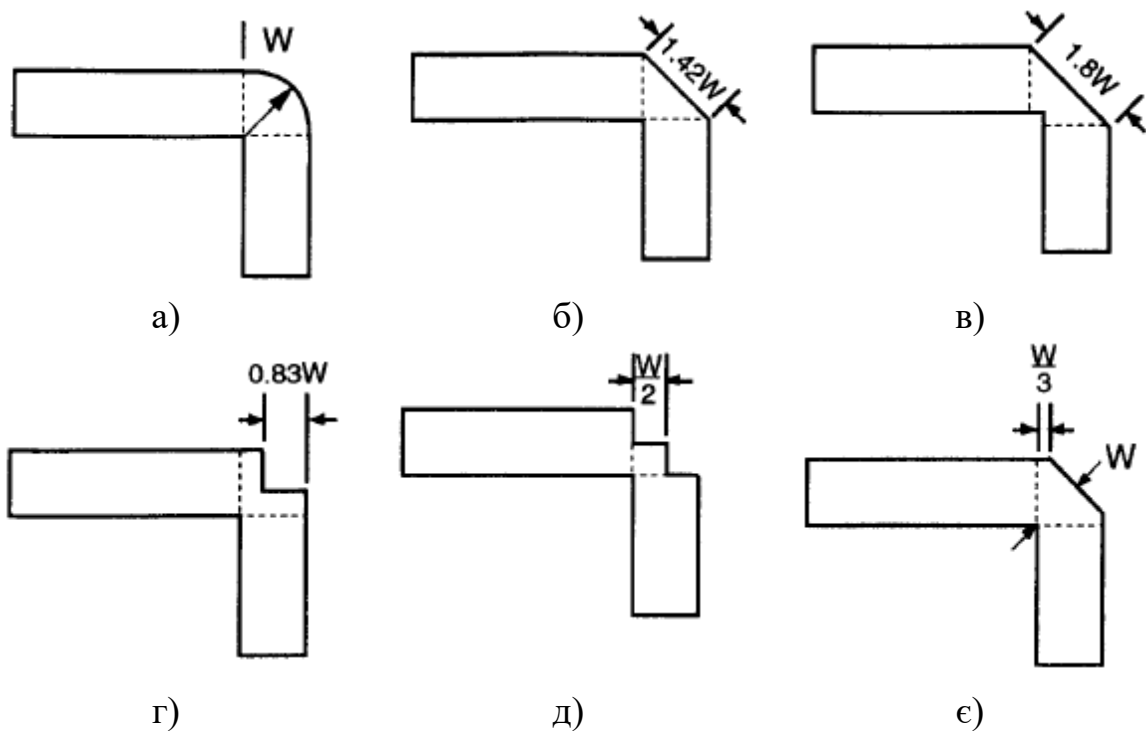


Рис.3.49 Варіант зменшення неоднорідності при повороті мікросмужкової лінії на 90 градусів

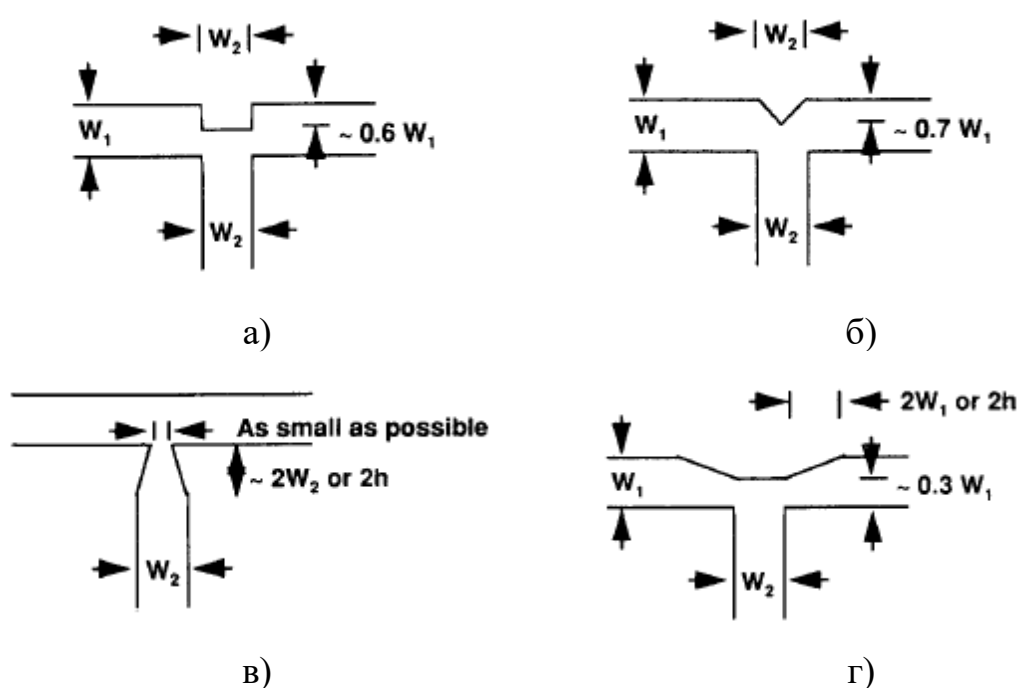


Рис.3.50 Варіант компенсації та зменшення неоднорідності при Т-подібному відгалудженні мікросмужкової лінії

РОЗДІЛ 4. БАГАТОПОЛЮСНИКИ НВЧ ТА ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

4.1 Хвильові матриці розсіювання, матриці опорів та провідностей .

Багатополюсник НВЧ – це будь-яка комбінація провідників, діелектриків, магнітодіелектриків та елементів НВЧ тракту, що має в загальному випадку N входів у вигляді поперечних перерізів ліній передачі. Входи розміщують так, що типи хвиль, які виникають у багатополюснику і не поширюються в лініях передачі між багатополюсниками, мають дуже малу амплітуду.

Кожному входу багатополюсника приписують два фіктивні полюси, які зв'язують з падаючою і відбитою хвилею в хвильовій моделі багатополюсника та з нормованими напругами і струмами в класичній НЧ моделі. Таким чином $2N$ -полюсник НВЧ має N входів.

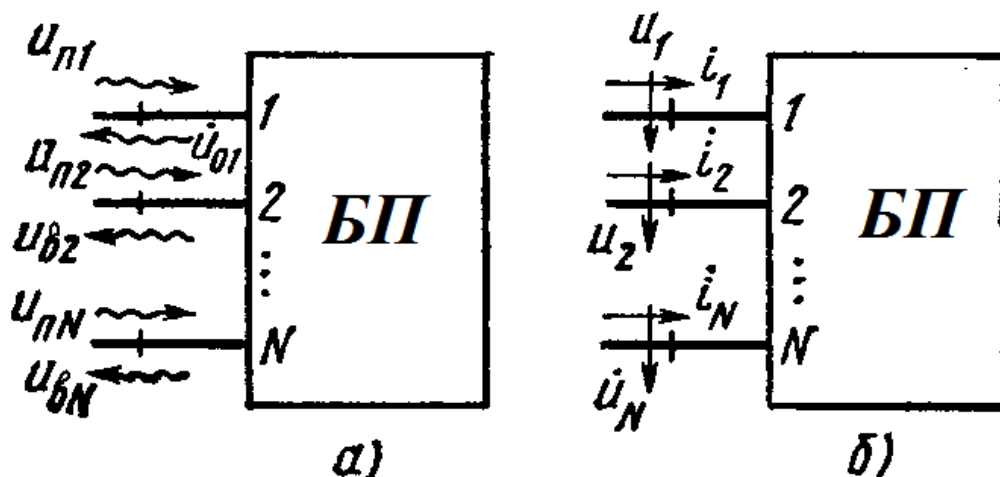


Рис.4.1 Визначення входних параметрів багатополюсника: а-хвильовий підхід; б-класичний НЧ підхід

Теорія НВЧ кін розглядає зовнішні характеристики багатополюсника і визначає залежність між електричними режимами його входів. Для опису характеристик використовують матричний математичний апарат. Якщо на входах багатополюсника режими задані комплексними амплітудами нормованих напруг падаючих і відбитих хвиль, то для опису багатополюсника використовують хвильові матриці розсіювання, якщо режими задані комплексними амплітудами повних нормованих напруг і

струмів, то для опису багатополюсника використовуються матриці опорів і провідностей.

Матриця розсіювання $\|S\|$ визначає залежність між падаючими та відбитими хвилями на входах багатополюсника. Незалежними параметрами є падаючі хвилі, а відбиті хвилі є реакціями багатополюсника на падаючі хвилі.

$$\|U_B\| = \|S\| \cdot \|U_{\Pi}\| \quad (4.1)$$

$$\begin{Bmatrix} U_{B1} \\ \vdots \\ U_{BN} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U_{\Pi 1} \\ \vdots \\ U_{\Pi N} \end{Bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} U_{B1} = S_{11}U_{\Pi 1} + S_{12}U_{\Pi 2} + \dots + S_{1N}U_{\Pi N} \\ \dots \\ U_{BN} = S_{N1}U_{\Pi 1} + S_{N2}U_{\Pi 2} + \dots + S_{NN}U_{\Pi N} \end{cases} \quad (4.3)$$

Діагональні елементи $S_{11}, S_{22}, \dots, S_{NN}$ – це коефіцієнти відбиття хвилі від відповідного входу багатополюсника, якщо всі інші входи узгоджені. S_{ij} ($i \neq j$) – це коефіцієнти передачі за нормованими напругами між i -им і j -им входами при узгоджених інших входах. Елементи матриці розсіювання є комплексними величинами, які залежать від частоти.

Перший індекс елемента матриці розсіювання є номером рядка в матриці, а також відповідає номеру входу багатополюсника, де фіксується реакція. Другий індекс – є номером стовпчика в матриці, а також відповідає номеру входу багатополюсника, який збуджується.

Нагадаємо визначення матриць опорів і провідностей:

$$\begin{Bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \dots & Y_{NN} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_N \end{Bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{Bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_N \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{Bmatrix} \quad (4.5)$$

Елементи матриці $\|Z\|$ обчислюються, якщо всі інші входи знаходяться в режимі холостого ходу, елементи матриці $\|Y\|$ - в режимі короткого замикання, що не завжди можна реалізувати в НВЧ пристроях.

Матриці опорів і провідностей зручно використовувати при послідовному і паралельному з'єднанні багатополісників. Як правило, вимірюються елементи матриці розсіювання і використовуються формули переходу між різними матричними формами представлення багатополісників.

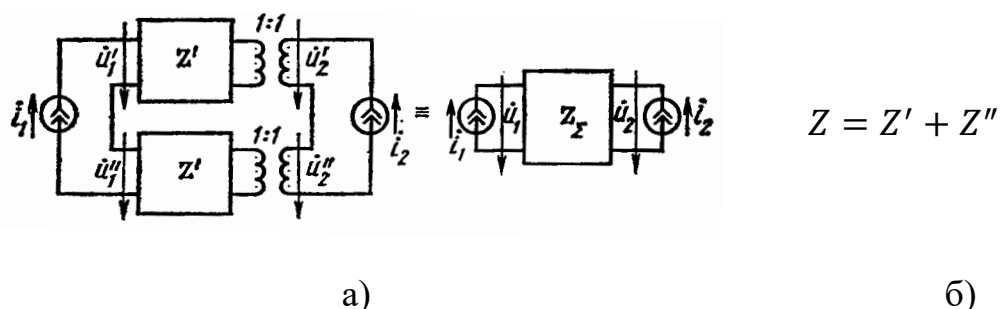


Рис.4.2 Схема послідовного включення багатополісників (а) і відповідна дія з матрицями $\|Z\|$ багатополісників (б)

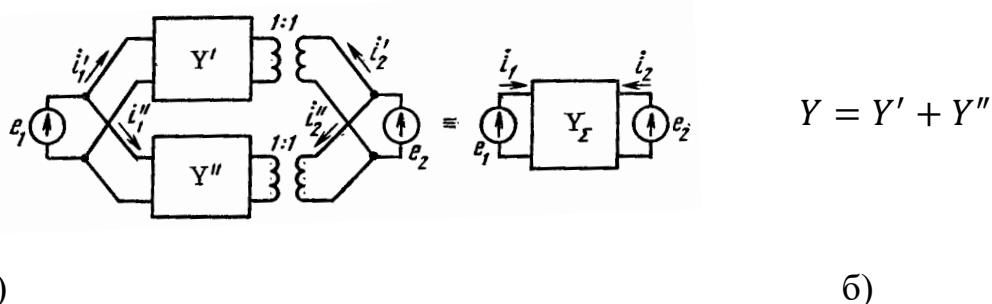


Рис.4.3 Схема паралельного включення багатополісників (а) і відповідна дія з матрицями $\|Y\|$ багатополісників (б)

4.2 Зв'язок між елементами матриці опорів, провідностей, розсіювання

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_\Pi + \dot{U}_B \\ \dot{I} &= \dot{U}_\Pi - \dot{U}_B \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} \dot{U}_\Pi &= \frac{\dot{U} + \dot{I}}{2} \\ \dot{U}_B &= \frac{\dot{U} - \dot{I}}{2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

1) Перехід від матриці $\|S\|$ до матриць $\|Z\|$ і $\|Y\|$

$$\|U_B\| = \|S\| \cdot \|U_\Pi\| \Rightarrow \frac{\|\dot{U}\| - \|\dot{I}\|}{2} = \|S\| \cdot \frac{\|\dot{U}\| + \|\dot{I}\|}{2} \quad (4.7)$$

$$\|\dot{U}\| - \|\dot{I}\| = \|S\| \cdot \|\dot{U}\| + \|S\| \cdot \|\dot{I}\| \quad (4.8)$$

$$\|\dot{U}\| - \|S\| \cdot \|\dot{U}\| = \|S\| \cdot \|I\| + \|I\|, \quad (4.9)$$

$$(\|E\| - \|S\|) \cdot \|\dot{U}\| = (\|S\| + \|E\|) \cdot \|I\|. \quad (4.10)$$

Звідси:

$$\|Y\| = (\|S\| + \|E\|)^{-1} \cdot (\|E\| - \|S\|); \quad (4.11)$$

$$\|Z\| = (\|E\| - \|S\|)^{-1} \cdot (\|E\| + \|S\|). \quad (4.12)$$

Для двополюсника: $Y_H = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$, $Z_H = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$

2) Перехід від матриці $\|Z\|$ до матриці $\|S\|$

$$\|U\| = \|Z\| \cdot \|I\| \quad (4.13)$$

$$\|U_{\Pi}\| + \|U_B\| = \|Z\| \cdot (\|U_{\Pi}\| - \|U_B\|) \quad (4.14)$$

$$\|U_B\| + \|Z\| \cdot \|U_B\| = \|Z\| \cdot \|U_{\Pi}\| - \|U_{\Pi}\| \quad (4.15)$$

$$(\|E\| + \|Z\|) \cdot \|U_B\| = (\|Z\| - \|E\|) \cdot \|U_{\Pi}\| \quad (4.16)$$

$$\|S\| = \frac{\|U_B\|}{\|U_{\Pi}\|} = (\|Z\| + \|E\|)^{-1} (\|Z\| - \|E\|) \quad (4.17)$$

Для двополюсника: $\Gamma = \frac{Z_H - 1}{Z_H + 1}$

3) Перехід від матриці $\|Y\|$ до матриці $\|S\|$

$$\|S\| = (\|E\| + \|Y\|)^{-1} (\|E\| - \|Y\|). \quad (4.18)$$

Для двополюсника: $\Gamma = \frac{1-Y_H}{1+Y_H}$

4.3 Хвильова матриця передачі T

Хвильова матриця $\|T\|$ зв'язує між собою комплексні амплітуди відбитих і падаючих хвиль на виході багатополюсника з комплексними амплітудами падаючих і відбитих хвиль на вході багатополюсника.

Для чотириполюсника:

$$\begin{pmatrix} \|U_{\Pi 1}\| \\ \|U_{B 1}\| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \|U_{B 2}\| \\ \|U_{\Pi 2}\| \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Елементи матриці $\|T\|$ не мають фізичного змісту, як елементи матриці $\|S\|$. Виняток становить елемент T_{11} , який для чотириполосника визначається, як $T_{11} = \frac{U_{П1}}{U_{В2}} = \frac{1}{S_{21}}$.

Матриця $\|T\|$ використовується при каскадному з'єднанні чотириполосників. При цьому загальна матриця $\|T\|$ є добутком $\|T\|$ -матриць окремих чотириполосників:

$$\|T\|_{\Sigma} = \|T\|_1 \cdot \|T\|_2 \cdot \dots \cdot \|T\|_N. \quad (4.20)$$

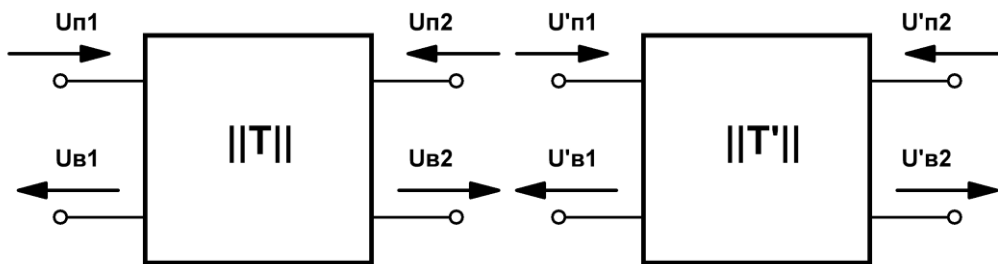


Рис.4.4 Каскадне з'єднання двох багатополосників

Матриці $\|T\|$ окремих багатополосників:

$$\begin{Bmatrix} U_{П1} \\ U_{В1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U_{В2} \\ U_{П2} \end{Bmatrix}, \quad (4.21)$$

$$\begin{Bmatrix} U'_{П1} \\ U'_{В1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U'_{В2} \\ U'_{П2} \end{Bmatrix}. \quad (4.22)$$

З рисунка бачимо, що $U'_{П1} = U_{В2}$, $U'_{В1} = U_{П2}$. Це дозволяє описати систему каскадного з'єднання, як:

$$\begin{Bmatrix} U_{П1} \\ U_{В1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U'_{В2} \\ U'_{П2} \end{Bmatrix}. \quad (4.23)$$

4.4 Зв'язок між елементами матриць T і S чотириполюсника

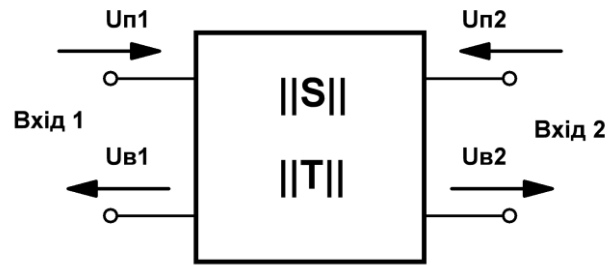


Рис.4.5 Падаюча і відбита хвиля на вході багатополюсника

Основні рівняння, що описують матриці розсіювання і передачі багатополюсник:

$$\begin{Bmatrix} U_{В1} \\ U_{В2} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U_{П1} \\ U_{П2} \end{Bmatrix} \quad (4.24)$$

$$U_{В1} = S_{11}U_{П1} + S_{12}U_{П2} \quad (4.25)$$

$$U_{В2} = S_{21}U_{П1} + S_{22}U_{П2} \quad (4.26)$$

$$\begin{Bmatrix} U_{П1} \\ U_{В1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U_{В2} \\ U_{П2} \end{Bmatrix} \quad (4.27)$$

$$U_{П1} = T_{11}U_{В2} + T_{12}U_{П2} \quad (4.28)$$

$$U_{В1} = T_{21}U_{В2} + T_{22}U_{П2} \quad (4.29)$$

Знаходження матриці ||S|| по відомій матриці ||T||

З рівняння (4.28) знаходимо вираз для $U_{В2}$:

$$U_{В2} = \frac{1}{T_{11}}U_{П1} - \frac{T_{12}}{T_{11}}U_{П2} \quad (4.30)$$

Порівнюємо з (4.26) і знаходимо S_{21} і S_{22} :

$$S_{21} = \frac{1}{T_{11}}; \quad (4.31)$$

$$S_{22} = -\frac{T_{12}}{T_{11}}. \quad (4.32)$$

Знайдене $U_{В2}$ підставляємо в (4.29) і отримуємо:

$$\begin{aligned}
U_{B1} &= T_{21} \left(\frac{1}{T_{11}} U_{П1} - \frac{T_{12}}{T_{11}} U_{П2} \right) + T_{22} U_{П2} = \\
&= \frac{T_{21}}{T_{11}} U_{П1} + \frac{T_{11}T_{22} - T_{21}T_{12}}{T_{11}} U_{П2}
\end{aligned} \tag{4.33}$$

Порівнюємо з (4.25) і знаходимо S_{11} і S_{12} :

$$S_{11} = \frac{T_{21}}{T_{11}}; \tag{4.35}$$

$$S_{12} = \frac{T_{11}T_{22} - T_{21}T_{12}}{T_{11}}. \tag{4.36}$$

Знаходження матриці $\|T\|$ по відомій матриці $\|S\|$

Із рівняння (4.26) знаходимо $U_{П1}$:

$$U_{П1} = \frac{1}{S_{21}} U_{B2} - \frac{S_{22}}{S_{21}} U_{П2} \tag{4.37}$$

Порівнюємо з (4.28) і знаходимо T_{11} і T_{12} :

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}; \tag{4.38}$$

$$T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}. \tag{4.39}$$

Знайдене $U_{П1}$ підставляємо в (4.25) і отримуємо:

$$\begin{aligned}
U_{B1} &= S_{11} U_{П1} + S_{12} U_{П2} = S_{11} \left(\frac{1}{S_{21}} U_{B2} - \frac{S_{22}}{S_{21}} U_{П2} \right) + S_{12} U_{П2} = \\
&= \frac{S_{11}}{S_{21}} U_{B2} + \left(S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \right) U_{П2}
\end{aligned} \tag{4.40}$$

Порівнюємо з (4.29) і знаходимо T_{21} і T_{22} :

$$T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}; \tag{4.41}$$

$$T_{22} = \frac{S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} \tag{4.42}$$

4.5 Матриці T і S простих чотириполіусників

1) Відрізок лінії передачі довжиною l

$$S = \begin{vmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{vmatrix}; \tag{4.43}$$

$$\|T\| = \begin{vmatrix} e^{j\beta l} & 0 \\ 0 & e^{j\beta l} \end{vmatrix} \quad (4.44)$$

2) Послідовний опір в лінії передачі

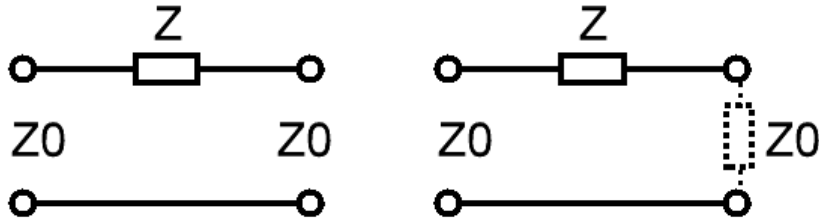


Рис.4.6 Послідовний резистор в розриві лінії передачі

$$S_{11} = \left. \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0} \right|_{Z_H = Z + Z_0} = \frac{Z}{Z + 2Z_0}; \quad S_{11} = S_{22} \quad (4.45)$$

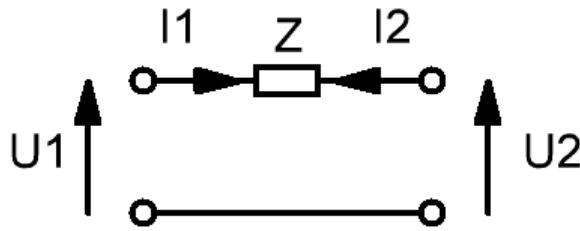


Рис.4.7 Послідовний резистор в розриві лінії передачі – напруги і струми

$$U_1 = U_{\Pi 1} + U_{B1}; \quad U_2 = U_{\Pi 2} + U_{B2} \quad (4.46)$$

$$I_1 = U_{\Pi 1} - U_{B1}; \quad I_2 = U_{\Pi 2} - U_{B2} \quad (4.47)$$

$$I_2 = -I_1 \Rightarrow U_{\Pi 2} - U_{B2} = -(U_{\Pi 1} - U_{B1}) \quad (4.48)$$

Якщо праворуч лінія навантажена на узгоджене навантаження, то $U_{\Pi 2} = 0$:

$$-U_{B2} = -(U_{\Pi 1} - U_{B1}) \Rightarrow U_{B2} = U_{\Pi 1} - U_{B1} \quad (4.49)$$

$$S_{21} = \frac{U_{B2}}{U_{\Pi 1}} = \frac{U_{\Pi 1} - U_{B1}}{U_{\Pi 1}} = 1 - \frac{U_{B1}}{U_{\Pi 1}} = 1 - S_{11} = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0}, \quad (4.50)$$

$$S_{12} = S_{21}. \quad (4.51)$$

3) Паралельний опір в лінії передачі

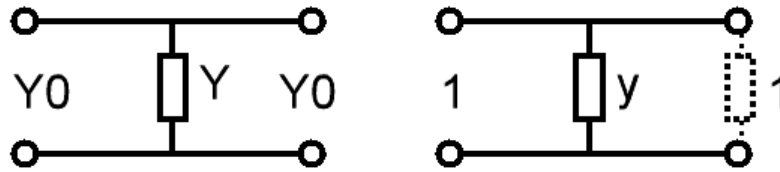


Рис.4.8 Паралельний резистор в розриві лінії передачі

Знаходимо нормований вхідний опір: $z_{BX} = \frac{1/y \cdot 1}{1/y + 1} = \frac{1}{y+1}$.

Знаходимо коефіцієнт відбиття від входу:

$$S_{11} = \frac{z_{BX}-1}{z_{BX}+1} = \frac{\frac{1}{y+1}-1}{\frac{1}{y+1}+1} = \frac{-y}{2+y}, \quad S_{11} = S_{22} \quad (4.52)$$

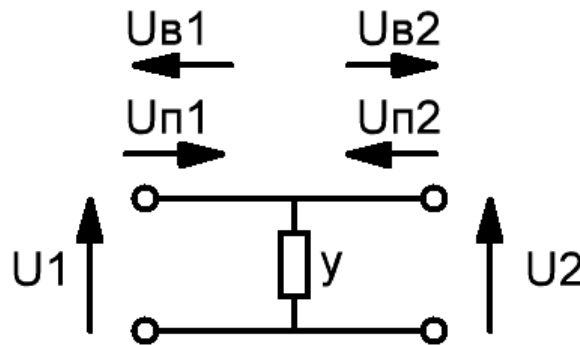


Рис.4.9 Паралельний резистор в розриві лінії передачі – напруги і струми

Знаходимо S_{21} :

$$U_1 = U_2 \Rightarrow U_{П1} + U_{В1} = U_{П2} + U_{В2} \quad (4.53)$$

Якщо праворуч лінія навантажена на узгоджене навантаження, то $U_{П2} = 0$:

$$U_{В2} = U_{П1} + U_{В1}. \quad (4.54)$$

$$S_{21} = \frac{U_{В2}}{U_{П1}} = \frac{U_{П1} + U_{В1}}{U_{П1}} = 1 + \frac{U_{В1}}{U_{П1}} = 1 + S_{11} = 1 + \frac{-y_0}{2+y} = \frac{2}{2+y} \quad (4.55)$$

4.6. Взаємні, недисипативні, реактивні, симетричні багатополіусники, їх властивості.

Ідеальні та реальні матриці багатополіусника

Елементи ідеальної матриці розсіювання визначають як бажані параметри пристрою, виходячи з його функціонального призначення. За допомогою ідеальних матриць формують технічні вимоги до пристроїв.

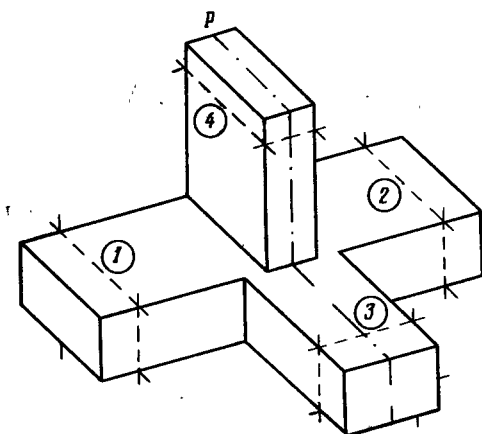
Елементи реальних матриць розсіювання отримуються в результаті розрахунків або експериментальних досліджень конкретного пристрою із заданими площинами відліку фаз і в більшості випадків враховують частотну залежність елементів.

Ідеальна S-матриця вентиля

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\phi_{S21}} & 0 \end{bmatrix}$$

Реальна S-матриця вентиля

$$\begin{bmatrix} \Gamma_1(w) & \alpha(w) \\ \tau(w) & \Gamma_2(w) \end{bmatrix}$$



а)

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

б)

Рис.4.10 Подвійний хвилевідний трійник (а) і його матриця (б)

Завдання: Показати, як розраховуються елементи матриці розсіювання подвійного хвилевідного трійника.

Взаємні багатополіусники.

Багатополіусник буде взаємним, якщо він відповідає вимогам теореми взаємності відносно будь-яких i -го і j -го входів багатополіусника. Згідно з теоремою взаємності, якщо ЕРС на i -ому вході викликає на j -ому вході реакцію у вигляді I_{kz} , то та сама ЕРС на j -ому вході буде викликати реакцію у вигляді I_{kz} на i -ому вході багатополіусника.

У взаємних багатополіусників матриці є симетричними відносно головної діагоналі:

$$Y_{ij} = Y_{ji}, Z_{ij} = Z_{ji}, S_{ij} = S_{ji}. \quad (4.56)$$

Тобто:

$$\|Y\| = \|Y\|_t, \|Z\| = \|Z\|_t, \|S\| = \|S\|_t. \quad (4.57)$$

В загальному випадку для характеристики багатополіусника необхідно знати N^2 комплексних елементів однієї із матриць (N - кількість полюсів багатополіусника). Для характеристики взаємного багатополіусника достатньо знати $\frac{N(N+1)}{2}$ комплексних елементів матриці.

Відсутність всередині багатополіусника НВЧ анізотропних середовищ забезпечує його взаємність.

Недисипативні багатополіусники:

Багатополіусники називають недисипативними, якщо вони не мають внутрішніх втрат електромагнітної енергії.

Умова недисипативності для матриці опорів і провідності:

$$\|Y\| + \|Y^*\|_t = 0, \quad (4.58)$$

$$\|Z\| + \|Z^*\|_t = 0. \quad (4.59)$$

Якщо $\|Z\| = \|r\| + j\|x\| = \begin{vmatrix} 0 & r_{12} \\ r_{21} & 0 \end{vmatrix} + j \begin{vmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{vmatrix}$, то умовою недисипативності буде $r_{11} = r_{22} = 0, r_{12} = -r_{21}, x_{12} = x_{21}$.

Умова недисипативності для матриці розсіювання:

$$\|S\| \cdot \|S^*\|_t = E. \quad (4.60)$$

Матриця розсіювання недисипативного багатополюсника є унітарною, тобто:

- норма кожного стовпчика дорівнює одиниці

$$\sqrt{|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + \dots + |S_{n1}|^2} = 1,$$
- $|S_m^*| \cdot |S_n| = 0 \ (m \neq n),$
- визначник унітарної матриці дорівнює 1.

Якщо недисипативний багатополюсник одночасно є і взаємним, то елементи матриць опорів і провідностей мають лише уявні частини. Такі багатополюсники називають реактивними і характеризуються $\frac{N(N+1)}{2}$ незалежними параметрами (всі вони уявні), які знаходять по один бік від головної діагоналі.

Для чотириполюсника умова недисипативності виглядає так:

$$\begin{vmatrix} \dot{S}_{11}^* & \dot{S}_{21}^* \\ \dot{S}_{12}^* & \dot{S}_{22}^* \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (4.61)$$

Перемножуючі матриці отримуємо три рівняння:

$$|\dot{S}_{11}|^2 + |\dot{S}_{21}|^2 = 1; \quad (4.62)$$

$$|\dot{S}_{22}|^2 + |\dot{S}_{12}|^2 = 1; \quad (4.63)$$

$$\dot{S}_{11}^* \dot{S}_{12} + \dot{S}_{21}^* \dot{S}_{22} = 0. \quad (4.64)$$

Рівняння виконуються, якщо $|\dot{S}_{11}| = |\dot{S}_{22}|, |\dot{S}_{12}| = |\dot{S}_{21}|, \phi_{S11} + \phi_{S22} = \phi_{S12} + \phi_{S21} \pm \pi$.

Якщо недисипативний багатополюсник є взаємним, то він описується лише трьома незалежними параметрами, наприклад: $|\dot{S}_{11}|, \phi_{S11}, \phi_{S21}$.

Розглянемо *недисипативний шестиполюсник*, який узгоджений по всім входам:

$$\|\dot{S}\| = \left\| \begin{bmatrix} 0 & \dot{S}_{12} & \dot{S}_{13} \\ \dot{S}_{21} & 0 & \dot{S}_{23} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & 0 \end{bmatrix} \right\| \quad (4.65)$$

Для шестиполюсника умова недисипативності виглядає так:

$$\left\| \begin{bmatrix} 0 & \dot{S}_{21}^* & \dot{S}_{31}^* \\ \dot{S}_{12}^* & 0 & \dot{S}_{32}^* \\ \dot{S}_{13}^* & \dot{S}_{23}^* & 0 \end{bmatrix} \right\| \cdot \left\| \begin{bmatrix} 0 & \dot{S}_{12} & \dot{S}_{13} \\ \dot{S}_{21} & 0 & \dot{S}_{23} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & 0 \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right\| \quad (4.66)$$

Матричне рівняння трансформується у 6 рівнянь:

$$|\dot{S}_{21}|^2 + |\dot{S}_{31}|^2 = 1 \quad (4.67)$$

$$\dot{S}_{31}^* \dot{S}_{32} = 0 \quad (4.68)$$

$$|\dot{S}_{12}|^2 + |\dot{S}_{32}|^2 = 1 \quad (4.69)$$

$$\dot{S}_{21}^* \dot{S}_{23} = 0 \quad (4.70)$$

$$|\dot{S}_{13}|^2 + |\dot{S}_{23}|^2 = 1 \quad (4.71)$$

$$\dot{S}_{13}^* \dot{S}_{12} = 0 \quad (4.72)$$

Системи рівнянь мають два розв'язки:

1. $\dot{S}_{31} = 0, |\dot{S}_{21}| = 1, \dot{S}_{23} = 0, |\dot{S}_{13}| = 1, \dot{S}_{12} = 0, |\dot{S}_{32}| = 1$
2. $\dot{S}_{32} = 0, |\dot{S}_{12}| = 1, \dot{S}_{13} = 0, |\dot{S}_{23}| = 1, \dot{S}_{21} = 0, |\dot{S}_{31}| = 1$

Цим розв'язкам відповідають матриці:

$$\|\dot{S}^1\| = \left\| \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\phi_3} \\ e^{j\phi_1} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} & 0 \end{bmatrix} \right\| \quad (4.73)$$

$$\|\dot{S}^2\| = \left\| \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi_2} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_3} \\ e^{j\phi_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\|. \quad (4.74)$$

Тобто, невзаємний недисипативний шестиполюсник може бути перетворений у ідеальний циркулятор налаштуванням реактивних узгоджуючих пристроїв на входах шестиполюсника.

Взаємний недисипативний шестиполіусник не може бути одночасно узгоджений по всім входам за допомогою реактивних узгоджувачів пристроїв.

Розглянемо *реактивний восьмиполіусник*, який узгоджений по всім входам. Враховуючи властивість взаємності, матриця розсіювання має вигляд:

$$\|\dot{S}\| = \begin{vmatrix} 0 & \dot{S}_{21} & \dot{S}_{31} & \dot{S}_{41} \\ \dot{S}_{21} & 0 & \dot{S}_{32} & \dot{S}_{42} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & 0 & \dot{S}_{43} \\ \dot{S}_{41} & \dot{S}_{42} & \dot{S}_{43} & 0 \end{vmatrix}. \quad (4.75)$$

Розв'язок рівнянь, які отримуються з умови унітарності матриці розсіювання реактивного восьмиполіусника, дає такі можливі варіанти матриць розсіювання:

$$\|\dot{S}^1\| = \begin{vmatrix} 0 & 0 & \dot{S}_{31} & \dot{S}_{41} \\ 0 & 0 & \dot{S}_{32} & \dot{S}_{42} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & 0 & 0 \\ \dot{S}_{41} & \dot{S}_{42} & 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad (4.76)$$

$$\|\dot{S}^2\| = \begin{vmatrix} 0 & \dot{S}_{21} & \dot{S}_{31} & 0 \\ \dot{S}_{21} & 0 & 0 & \dot{S}_{42} \\ \dot{S}_{31} & 0 & 0 & \dot{S}_{43} \\ 0 & \dot{S}_{42} & \dot{S}_{43} & 0 \end{vmatrix}, \quad (4.77)$$

$$\|\dot{S}^3\| = \begin{vmatrix} 0 & \dot{S}_{21} & 0 & \dot{S}_{41} \\ \dot{S}_{21} & 0 & \dot{S}_{32} & 0 \\ 0 & \dot{S}_{32} & 0 & \dot{S}_{43} \\ \dot{S}_{41} & 0 & \dot{S}_{43} & 0 \end{vmatrix}. \quad (4.78)$$

Отримані матриці розсіювання відповідають ідеальним матрицям розсіювання направлених відгалуджувачів. Так, матриця $\|\dot{S}^1\|$ відповідає направленому відгалуджувачу, в якому електромагнітна хвиля поширюється в лінії із входу 1 до входу 3 (рис.4.11). При цьому в лінії 2-4 збуджується (за рахунок зв'язку між лініями 1-3 і 2-4) електромагнітна хвиля, яка поширюється у напрямку входу 4. Електромагнітна хвиля із входу 1 поширюється на вхід 3 і 4, а вхід 2 є розв'язаним, тобто взаємодія

між входами 1 і 2 відсутня. Відповідно, якщо електромагнітна хвиля поширюється в лінії із входу 4 до входу 2, то розв'язаним є вхід 3.

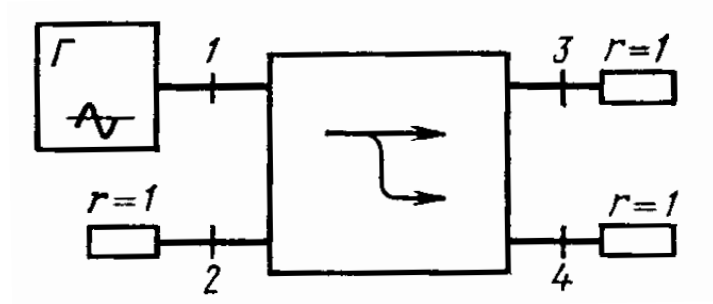


Рис.4.11 Позначення направлених відгалуджувачів

Реактивні восьмиполюсники, які узгоджені по всім входам і розв'язані по одній парі входів, розв'язані і по іншій парі входів.

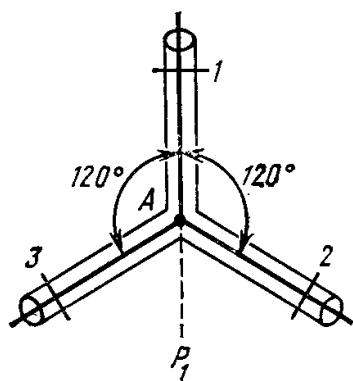
Симетричні багатополюсники

Симетричними називають багатополюсники, для яких можлива перенумерація входів, яка не призводить до зміни матриць параметрів багатополюсника (рис.4.12). Геометрична симетрія багатополюсника полягає в тому, що при елементарних перетвореннях (обертання навколо осі, відображенні відносно площини симетрії) багатополюсник залишається подібним самому собі.

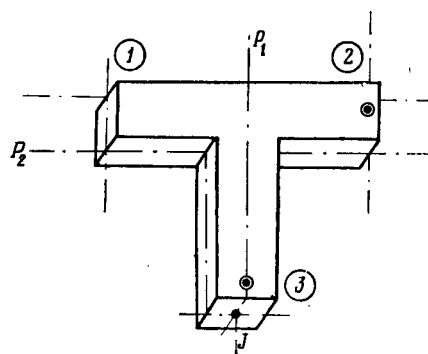
Симетрія $2N$ -полюсника характеризується квадратною матрицею симетрії $\|G\|$, яка показує, що при перетворенні матриці падаючих хвиль за законом $\|U_{\Pi}\| = \|G\| \cdot \|U_{\Pi}\|$, за таким же законом перетворюється і матриця відбитих хвиль.

Наприклад, для симетричного коаксіального Y -розгалуджувача для випадку повороту навколо точки A за годинниковою стрілкою на 120° матриця симетрії буде мати вигляд:

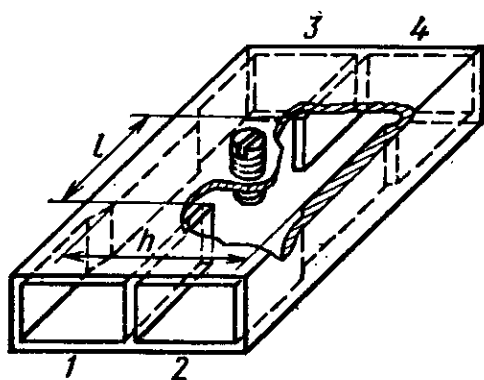
$$\|G\| = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.79)$$



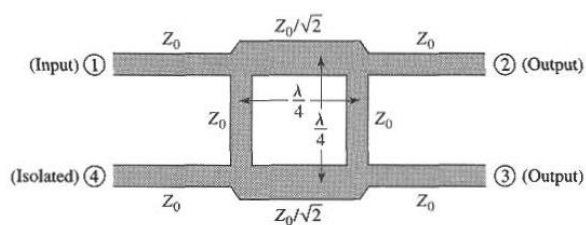
а)



б)



в)



г)

Рис.4.12 Приклади симетричних НВЧ пристроїв: а - симетричний коаксіальний Y-розгалуджувач, б - Трійник на прямокутному хвилеводі в площині Н, в - хвилевідний щільовий міст, г - квадратурний гібридний подільник потужності

4.7. Робочі параметри неузгодженого чотириполюсника.

Робочими параметрами неузгодженого чотириполюсника є коефіцієнт відбиття на його вході ($\Gamma_{\text{вх}}$) та коефіцієнт передачі (T) при умові, що коефіцієнт відбиття від навантаження і генератора не дорівнюють нулю ($\Gamma_{\text{н}} \neq 0, \Gamma_{\text{г}} \neq 0$).

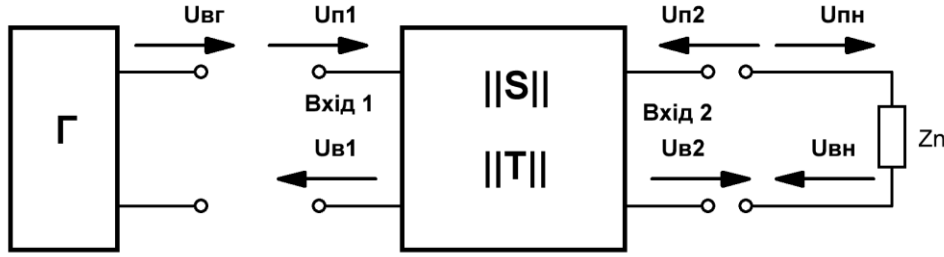


Рис.4.13 Багатополосник із наявністю відбиття зі сторони навантаження і генератора.

За визначенням для чотириполосника:

$$\Gamma_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{В1}}}{U_{\text{П1}}}, \quad (4.80)$$

$$T = \frac{U_{\text{В2}}}{U_{\text{ВГ}}}. \quad (4.81)$$

Коефіцієнти відбиття від навантаження і генератора відомі:

$$\Gamma_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{П2}}}{U_{\text{В2}}}, \quad (4.82)$$

$$\Gamma_{\text{Г}} = \frac{U_{\text{ВГ}}}{U_{\text{ПГ}}}. \quad (4.83)$$

Знаходимо коефіцієнт відбиття на вході чотириполосника:

$$\Gamma_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{В1}}}{U_{\text{П1}}} = \frac{T_{21}U_{\text{В2}} + T_{22}U_{\text{П2}}}{T_{11}U_{\text{В2}} + T_{12}U_{\text{П2}}} \bigg| \Gamma_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{П2}}}{U_{\text{В2}}} = \frac{T_{21} + T_{22}\Gamma_{\text{Н}}}{T_{11} + T_{12}\Gamma_{\text{Н}}}. \quad (4.84)$$

Відомо з минулих лекцій, що:

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}; T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}; T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}; T_{22} = \frac{S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}}{S_{21}}.$$

Отже, коефіцієнт відбиття:

$$\Gamma_{\text{ВХ}} = \frac{T_{21} + T_{22}\Gamma_{\text{Н}}}{T_{11} + T_{12}\Gamma_{\text{Н}}} = \frac{\frac{S_{11}}{S_{21}} + \frac{S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}}{S_{21}}\Gamma_{\text{Н}}}{\frac{1}{S_{21}} - \frac{S_{22}}{S_{21}}\Gamma_{\text{Н}}} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{\text{Н}}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{Н}}}. \quad (4.85)$$

Знаходимо коефіцієнт передачі чотириполосника:

$$T = \frac{U_{\text{В2}}}{U_{\text{ВГ}}} = \frac{U_{\text{В2}}}{U_{\text{ВГ}}} \cdot \frac{U_{\text{П1}}}{U_{\text{П1}}} = \frac{U_{\text{В2}}}{U_{\text{П1}}} \cdot \frac{U_{\text{П1}}}{U_{\text{ВГ}}}. \quad (4.86)$$

Для знаходження відношення $\frac{U_{B2}}{U_{П1}}$ знаходимо $U_{П1}$ з рівняння (4.26):

$$U_{B2} = S_{21}U_{П1} + S_{22}U_{П2} \quad (4.87)$$

$$U_{П1} = \frac{U_{B2}}{S_{21}} - \frac{S_{22}}{S_{21}}U_{П2} \quad (4.88)$$

Отже:

$$\frac{U_{B2}}{U_{П1}} = \frac{U_{B2}}{\frac{U_{B2}}{S_{21}} - \frac{S_{22}}{S_{21}}U_{П2}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\frac{U_{П2}}{U_{B2}}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_H}. \quad (4.89)$$

Знаходимо відношення $\frac{U_{П1}}{U_{BГ}}$:

На вході чотириполюсника складається хвиля від генератора і хвиля, яка відбилася від входу чотириполюсника і потім відбилася від виходу генератора.

$$U_{П1} = U_{BГ} + \Gamma_{Г}U_{B1} \quad (4.90)$$

$$U_{BГ} = U_{П1} - \Gamma_{Г}U_{B1} \quad (4.91)$$

Отже,

$$\frac{U_{П1}}{U_{BГ}} = \frac{U_{П1}}{U_{П1} - \Gamma_{Г}U_{B1}} = \frac{1}{1 - \Gamma_{Г}\frac{U_{B1}}{U_{П1}}} = \frac{1}{1 - \Gamma_{Г}S_{11}}. \quad (4.92)$$

В результаті коефіцієнт передачі:

$$T = \frac{U_{B2}}{U_{П1}} \cdot \frac{U_{П1}}{U_{BГ}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_H} \frac{1}{1 - \Gamma_{Г}S_{11}} = \frac{S_{21}}{(1 - \Gamma_H S_{22})(1 - \Gamma_{Г}S_{11})}. \quad (4.93)$$

Коефіцієнт відбиття на вході чотириполюсника дорівнює S_{11} при умові, що або $\Gamma_H = 0$, або один із коефіцієнтів передачі чотириполюсника дорівнює нулю ($S_{21} = 0$ або $S_{12} = 0$). Коефіцієнт чотириполюсника дорівнює S_{21} при умові, що $\Gamma_H = 0$ і $\Gamma_{Г} = 0$.

Всі S- і T-параметри і коефіцієнти відбиття від навантаження і генератора є комплексними величинами.

4.8. Метод синфазного та протифазного збудження та його застосування при визначенні елементів матриць розсіювання симетричних восьмиполюсників. Квадратурний гібридний подільник потужності.

Метод синфазного та протифазного збудження допомагає аналізувати складні багатополюсники, які мають площини симетрії. Покажимо застосування методу синфазного та протифазного збудження на прикладі квадратурного гібридного подільника потужності (рис.4.14, рис.4.15).

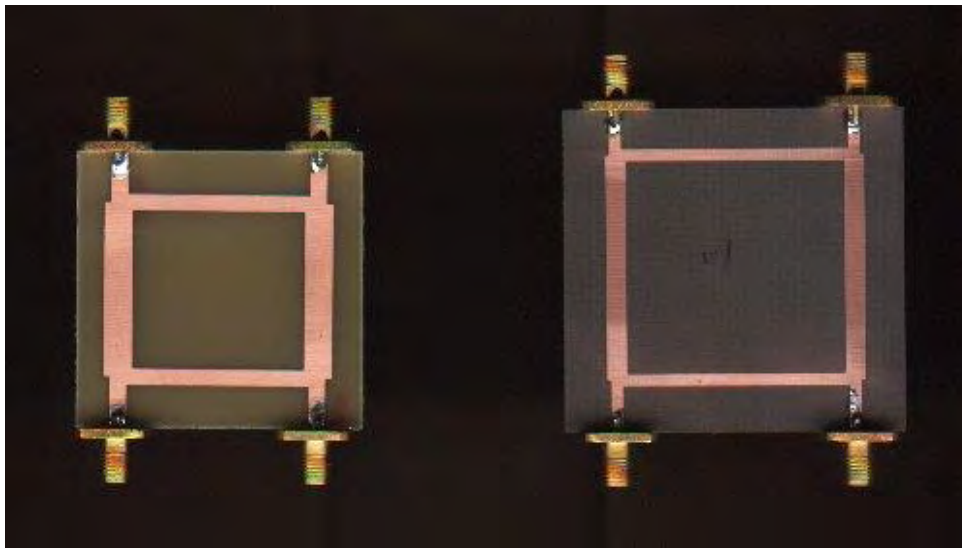


Рис.4.14 Фізичний вигляд подільника у мікросмужковому виконанні:

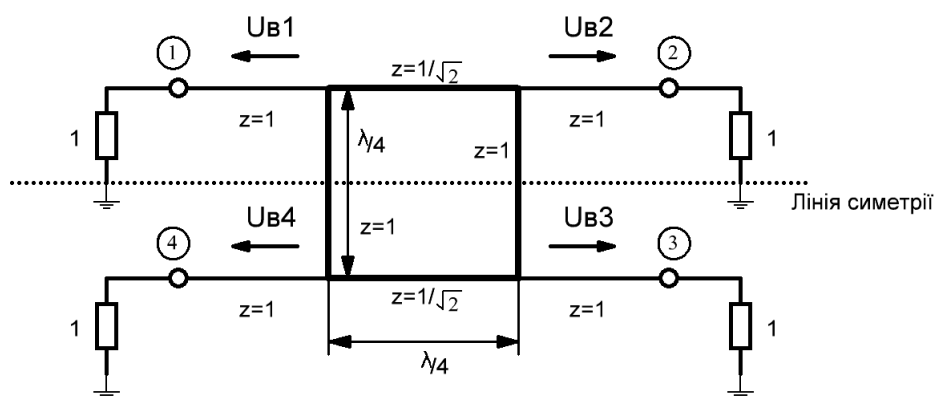


Рис.4.15 Геометричні розміри гібридного квадратурного подільника і позначення відбитих хвиль

При синфазному збудженні (рис.4.16) на вхід 1 і 4 подаються хвилі, амплітуда яких дорівнює $\frac{1}{2} U_{\text{п}}$. При цьому в площині симетрії маємо пучність напруги, тобто восьмиполюсник розбивається на два

чотириполюсники, а в площині симетрії маємо еквівалент холостого ходу. Обмін енергією між чотириполюсниками відсутній і кожен чотириполюсник можна описувати окремою матрицею S чи T .

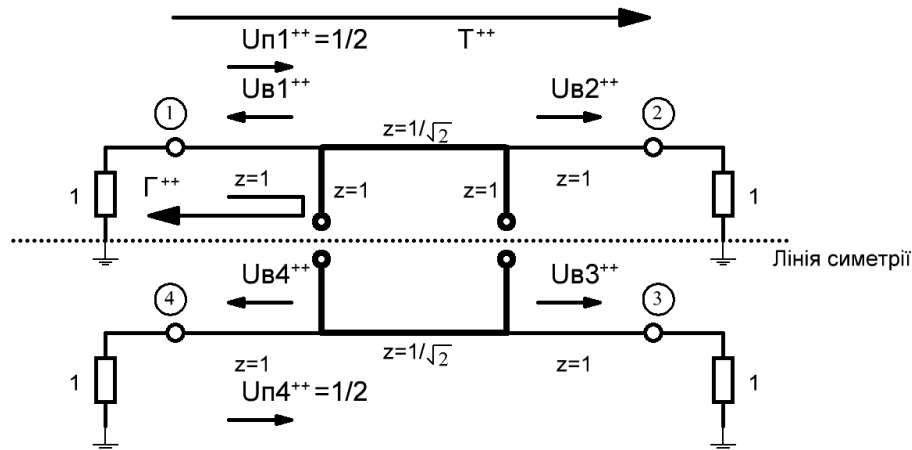


Рис.4.16 Позначення падаючих і відбитих хвиль квадратурного гібридного подільника при умові синфазного збудження

При протифазному збудженні на вхід 1 подається хвиля з амплітудою $\frac{1}{2}U_{\Pi}$, на вхід 4 – з амплітудою $-\frac{1}{2}U_{\Pi}$. При цьому в площині симетрії маємо пучність струму і восьмиполюсник розбивається на два чотириполюсники, а в площині симетрії маємо еквівалент короткого замикання. Обмін енергією між чотириполюсниками відсутній і кожен чотириполюсник можна описувати окремою матрицею S чи T .

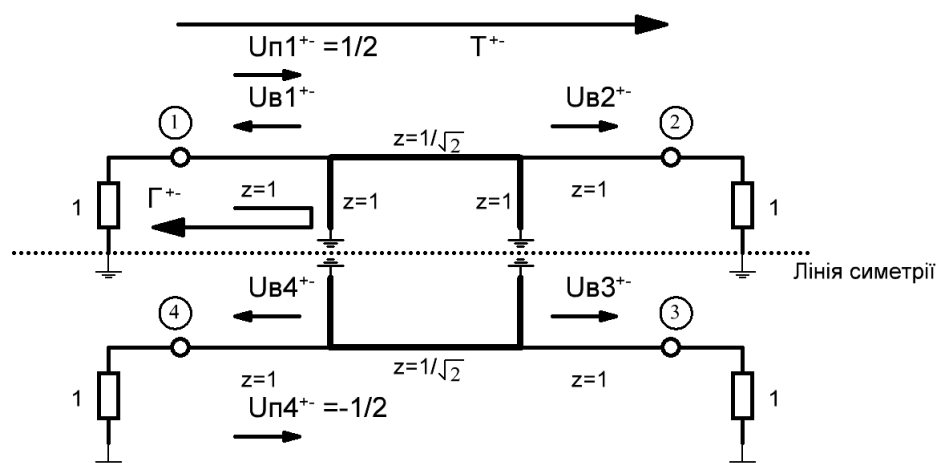


Рис.4.17 Позначення падаючих і відбитих хвиль квадратурного гібридного подільника при умові протифазного збудження

Для синфазного збудження відбиті хвилі визначаємо, як:

$$\begin{aligned} U_{B1}^{++} &= \Gamma^{++} U_{\Pi 1}^{++}, \\ U_{B2}^{++} &= T^{++} U_{\Pi 1}^{++}, \\ U_{B3}^{++} &= U_{B2}^{++} = T^{++} U_{\Pi 1}^{++}, \\ U_{B4}^{++} &= U_{B1}^{++} = \Gamma^{++} U_{\Pi 1}^{++}. \end{aligned} \quad (4.94)$$

Для протифазного збудження відбиті хвилі визначаємо, як:

$$\begin{aligned} U_{B1}^{+-} &= \Gamma^{+-} U_{\Pi 1}^{+-}, \\ U_{B2}^{+-} &= T^{+-} U_{\Pi 1}^{+-}, \\ U_{B3}^{+-} &= -U_{B2}^{+-} = -T^{+-} U_{\Pi 1}^{+-}, \\ U_{B4}^{+-} &= -U_{B1}^{+-} = -\Gamma^{+-} U_{\Pi 1}^{+-}. \end{aligned} \quad (4.95)$$

Оскільки подільник є лінійним пристроєм, то відбиті хвилі знаходимо, як сума розв'язків синфазного та протифазного збудження:

$$\begin{aligned} U_{B1} &= U_{B1}^{++} + U_{B1}^{+-} = \frac{1}{2} \Gamma^{++} + \frac{1}{2} \Gamma^{+-}, \\ U_{B2} &= U_{B2}^{++} + U_{B2}^{+-} = \frac{1}{2} T^{++} + \frac{1}{2} T^{+-}, \\ U_{B3} &= U_{B3}^{++} + U_{B3}^{+-} = \frac{1}{2} T^{++} - \frac{1}{2} T^{+-}, \\ U_{B4} &= U_{B4}^{++} + U_{B4}^{+-} = \frac{1}{2} \Gamma^{++} - \frac{1}{2} \Gamma^{+-}. \end{aligned} \quad (4.96)$$

Падаючі хвилі при цьому знаходимо, як:

$$\begin{aligned} U_{\Pi 1} &= U_{\Pi 1}^{++} + U_{\Pi 1}^{+-} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1, \\ U_{\Pi 4} &= U_{\Pi 4}^{++} + U_{\Pi 4}^{+-} = \frac{1}{2} + \left(-\frac{1}{2}\right) = 0. \end{aligned} \quad (4.97)$$

Розглянемо чотириполіусник, який утворюється при протифазному збудження (рис.4.18).

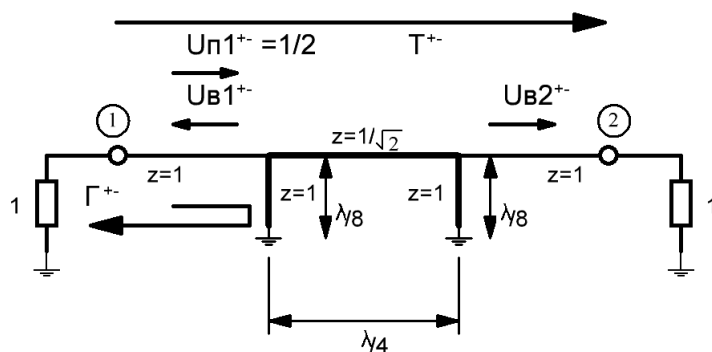


Рис.4.18 Чотириполіусник, який утворює половина квадратурного гібридного подільника при протифазному збудження

Для того, щоб знайти коефіцієнт відбиття і передачі чотириполюсника, визначимо Т-матриці окремих складових:

1) КЗ-шлейф довжиною $\lambda/8$.

Вхідний опір шлейфа довжиною l :

$$z_{\text{ш}} = jz_0 \tan \beta l \quad (4.98)$$

При $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{8} = \frac{\pi}{4}$ і $z_0 = 1$ опір шлейфа дорівнює $z_{\text{ш}} = j$, а провідність шлейфа $y_{\text{ш}} = -j$.

Для провідності, яка ввімкнена у лінію передачі паралельно Т-матриця відома з минулих лекцій. Отже, можемо розрахувати матрицю передачі для шлейфа:

$$\|T_{\text{ш}}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{2+y}{2} & \frac{y}{2} \\ -\frac{y}{2} & \frac{2-y}{2} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{2-j}{2} & \frac{-j}{2} \\ \frac{j}{2} & \frac{2+j}{2} \end{array} \right\|. \quad (4.99)$$

2) Стрибок хвильових опорів в лінії передачі

Для двостороннього стрибка характеристичного опору лінії відома ABCD-матриця.

$$\|A\| = \left\| \begin{array}{cc} \cos \beta l & jz_{\text{B}} \sin \beta l \\ j \frac{\sin \beta l}{z_{\text{B}}} & \cos \beta l \end{array} \right\|, \quad (4.100)$$

де l - довжина лінії всередині стрибка, $z_{\text{B}} = Z_{\text{B2}}/Z_{\text{B1}}$ - відносний перепад опорів.

Для нашого випадку $Z_{\text{B1}} = 1$, $Z_{\text{B2}} = 1/\sqrt{2}$, $l = \lambda/4$. Отже, ABCD-матриця стрибка:

$$\|A_{\text{СТРИБОК}}\| = \left\| \begin{array}{cc} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{array} \right\|. \quad (4.101)$$

Перехід від матриці $\|A\| = \begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix}$ до матриці Т здійснюємо за формулою:

$$\|T\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{a+b+c+d}{2} & \frac{a-d-(b-c)}{2} \\ \frac{a-d+(b-c)}{2} & \frac{a+d-(b+c)}{2} \end{array} \right\|. \quad (4.102)$$

Підставляємо значення, і отримуємо Т-матрицю стрибка хвильового опору:

$$\|T_{\text{СТРИБОК}}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{3j\sqrt{2}}{4} & \frac{j\sqrt{2}}{4} \\ -\frac{j\sqrt{2}}{4} & -\frac{3j\sqrt{2}}{4} \end{array} \right\|. \quad (4.103)$$

Знаходимо загальну Т-матрицю для протифазного збудження:

$$\begin{aligned} \|T^{\pm}\| &= \left\| \begin{array}{cc} \frac{2-j}{2} & \frac{-j}{2} \\ \frac{j}{2} & \frac{2+j}{2} \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{cc} \frac{3j\sqrt{2}}{4} & \frac{j\sqrt{2}}{4} \\ -\frac{j\sqrt{2}}{4} & -\frac{3j\sqrt{2}}{4} \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{cc} \frac{2-j}{2} & \frac{-j}{2} \\ \frac{j}{2} & \frac{2+j}{2} \end{array} \right\| = \\ &= \left\| \begin{array}{cc} \frac{2+2j}{2\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{2-2j}{2\sqrt{2}} \end{array} \right\|. \end{aligned} \quad (4.104)$$

Отже, коефіцієнт передачі для протифазного збудження:

$$T^{+-} = S_{21}^{+-} = \frac{1}{T_{11}^{+-}} = \frac{\sqrt{2}}{1+j} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j). \quad (4.105)$$

Коефіцієнт відбиття для протифазного збудження:

$$\Gamma^{+-} = S_{11}^{+-} = \frac{T_{21}^{+-}}{T_{11}^{+-}} = 0. \quad (4.106)$$

Якщо розрахувати загальну Т-матрицю для синфазного збудження (шлейфи будуть мати ХХ на кінці, Т-матриця стрибка опорів не зміниться), то отримаємо коефіцієнт передачі і відбиття:

$$T^{++} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(1+j), \quad (4.107)$$

$$\Gamma^{++} = 0. \quad (4.108)$$

Можемо знайти відбиті хвилі для всього подільника:

$$\begin{aligned}
 U_{B1} &= U_{B1}^{++} + U_{B1}^{+-} = \frac{1}{2}\Gamma^{++} + \frac{1}{2}\Gamma^{+-} = 0 \\
 U_{B2} &= U_{B2}^{++} + U_{B2}^{+-} = \frac{1}{2}\Gamma^{++} + \frac{1}{2}\Gamma^{+-} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \\
 U_{B3} &= U_{B3}^{++} + U_{B3}^{+-} = \frac{1}{2}\Gamma^{++} - \frac{1}{2}\Gamma^{+-} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \\
 U_{B4} &= U_{B4}^{++} + U_{B4}^{+-} = \frac{1}{2}\Gamma^{++} - \frac{1}{2}\Gamma^{+-} = 0
 \end{aligned} \tag{4.109}$$

Раніше було знайдено, що $U_{\Pi 1} = 1$.

Обчислюємо S-параметри:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{U_{B1}}{U_{\Pi 1}} = 0, \\
 S_{21} &= \frac{U_{B2}}{U_{\Pi 1}} = -\frac{j}{\sqrt{2}}, \\
 S_{31} &= \frac{U_{B3}}{U_{\Pi 1}} = -\frac{1}{\sqrt{2}}, \\
 S_{41} &= \frac{U_{B4}}{U_{\Pi 1}} = 0.
 \end{aligned} \tag{4.110}$$

Аналогічні обчислення можемо повторити для входів 2-4. В результаті отримуємо S-матрицю гібридного квадратурного подільника:

$$\|S\| = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{vmatrix} \tag{4.111}$$

Висновки з S-матриці гібридного квадратурного подільника при збудженні з входу 1:

1. Вхід 1 узгоджений – $S_{11} = 0$.
2. Вхід 2 отримує половину потужності з входу 1 і фазовий зсув - 90° – $S_{21} = \frac{-j}{\sqrt{2}}$.
3. Вхід 3 отримує половину потужності з входу 1 і фазовий зсув - 180° – $S_{31} = \frac{-1}{\sqrt{2}}$.

4. Входи 2 і 3 мають фазову різницю 90° .
5. Вхід 4 розв'язаний, тобто передача енергії з входу 1 у вхід 4 відсутня
– $S_{44} = 0$.

РОЗДІЛ 5. ШИРОКОСМУГОВІ УЗГОДЖУЮЧІ ПРИСТРОЇ

5.1 Плавні переходи. Розрахунок розмірів плавного експоненційного переходу.

Задачею широкосмугового узгодження є розрахунок електричних і конструктивних параметрів узгоджуючого пристрою з метою забезпечення в робочій смузі частот $f_H - f_B$ коефіцієнта відбиття від послідовно включених узгоджуючого пристрою і пристрою, який узгоджується, не більше заданого значення Γ_{MAX} , яке називається допуском на коефіцієнт відбиття.

Розрізняють плавні і ступінчасті переходи. Ступінчасті переходи є каскадним з'єднанням відрізків лінії передачі, які мають однакову довжину і різні значення характеристичного опору.

Плавні переходи є неоднорідною лінією передачі з параметрами, які змінюються поступово.

В залежності від характеру зміни характеристичного опору розрізняють монотонні і немонотонні плавні переходи.

Монотонні переходи мають частотну характеристику робочого згасання подібну з характеристикою ФВЧ. За допомогою монотонних плавних переходів можна досягти будь-якого рівня узгодження в довільній смузі частот, збільшуючи довжину переходу.

Немонотонні плавні переходи мають частотну характеристику, яка подібна характеристиці смугопропускаючого фільтра. Ці переходи коротші за монотонні.

Особливості плавних переходів:

- Частотна характеристика монотонного плавного переходу є неперіодичною затухаючою функцією. Смуга узгодження переходу зростає із збільшенням довжини переходу.
- При однакових допусках на коефіцієнт відбиття в смузі узгодження та однакових опорах, що узгоджуються, довжина

плавного переходу завжди більше довжини ступінчастого переходу.

- При підвищених вимогах до електричної міцності плавний перехід має перевагу перед ступінчастим.
- Точність виготовлення плавних переходів повинна бути вищою ніж ступінчастого для отримання максимально досяжних характеристик.

Розглянемо експоненціальний плавний перехід.

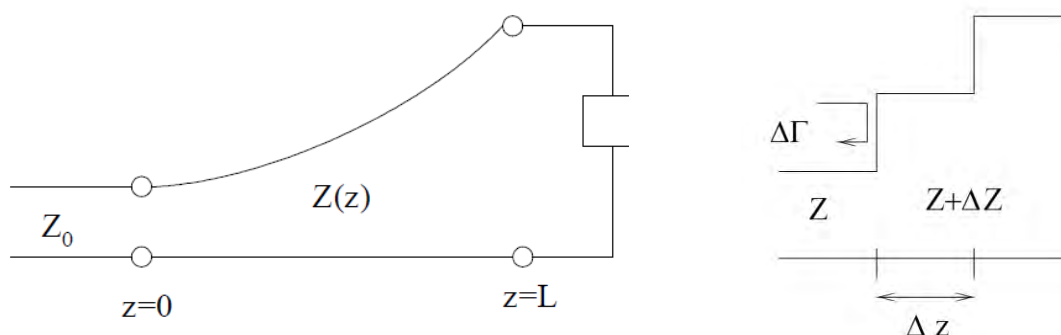


Рис.5.1 Експоненціальний плавний перехід і схема заміщення

Розглядаємо лінію передачі, яка складається із секцій довжиною Δz і перепадом характеристичного опору від попередньої секції $\Delta Z(z)$ (рис.5.1).

Відбиття від такої лінії знаходимо, як:

$$\Delta \Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} = \frac{\Delta Z}{2Z + \Delta Z} \cong \frac{\Delta Z}{2Z}. \quad (5.1)$$

Якщо $\Delta Z \rightarrow 0$, то $\Delta \Gamma$, ΔZ переходить в $d\Gamma$, dZ . Отже,

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z}. \quad (5.2)$$

Перетворимо вираз для $d\Gamma$ у зручний вигляд:

$$\frac{d\left[\ln \frac{Z(z)}{Z_0}\right]}{dz} = \frac{1}{Z} \frac{dZ(z)}{dz} \quad \left| \quad d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} = 2 \frac{d\Gamma}{dz} \right. \quad (5.3)$$

$$\frac{d\Gamma}{dz} = \frac{1}{2} \frac{d \left[\ln \frac{Z(z)}{Z_0} \right]}{dz} \quad (5.4)$$

Коефіцієнт відбиття може бути знайдений як інтеграл по всім частковим відбиттям із врахуванням відповідного фазового зсуву:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln \frac{Z(z)}{Z_0} dz \quad (5.5)$$

Експоненціальна залежність характеристичного опору описується, як:

$$Z(z) = Z_0 e^{\alpha z}, \quad 0 < z < L. \quad (5.6)$$

Маємо такі граничні умови:

$$Z(0) = Z_0, \quad (5.7)$$

$$Z(L) = Z_0 e^{\alpha L} = Z_H. \quad (5.8)$$

Отже,

$$e^{\alpha L} = \frac{Z_H}{Z_0} \Rightarrow \alpha = \frac{1}{L} \ln \frac{Z_H}{Z_0}. \quad (5.9)$$

Розраховуємо коефіцієнт відбиття:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln \frac{Z(z)}{Z_0} dz = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln e^{\alpha z} dz \\ &= \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} \frac{1}{L} \ln \frac{Z_H}{Z_0} dz = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \ln \frac{Z_H}{Z_0} \int_{z=0}^L e^{-j2\beta z} dz \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{L} \ln \frac{Z_H}{Z_0} e^{-j2\beta L} \frac{\sin \beta L}{\beta L} \end{aligned} \quad (5.10)$$

5.2 Синтез ступінчастих переходів з Чебишевською та максимально плоскою характеристиками робочого загасання.

Детально синтез розглянуто у [2]. В лекції зупинимось лише на основних моментах.

Ступінчастий перехід представляє собою послідовне з'єднання n відрізків лінії передачі з характеристичними опорами $Z_1, Z_2, \dots, Z_L, \dots, Z_N$,

кожний довжиною $l = \lambda_0/4$, λ_0 - довжина хвилі в лінії передачі на центральній частоті смуги пропускання переходу.

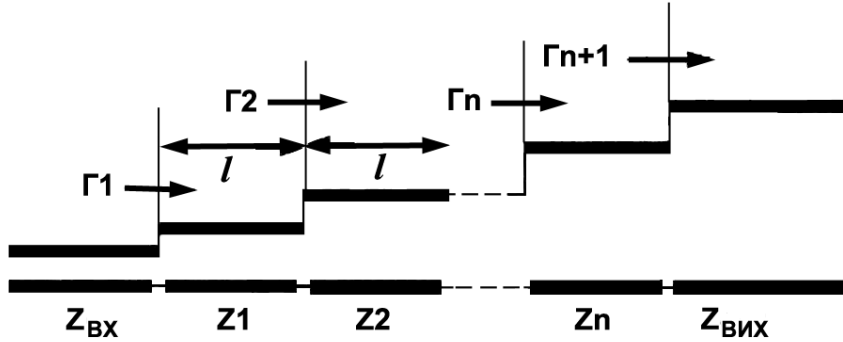


Рис.5.2 Схема побудови ступінчастого широкосмугового переходу

Матриця передачі $\|T\|$ такого ступінчастого переходу знаходиться шляхом послідовного перемножування матриць передачі $\|T\|_{\text{ПЕРЕПАД}}$ перепаду характеристичних опорів $R_I = \frac{Z_I}{Z_{I-1}}$ і матриць передачі $\|T\|_{\text{ЛІНІЇ}}$ відрізка регулярної лінії з електричною довжиною $\theta = \beta l$.

$$\|T\|_{\text{ПЕРЕПАД}} = \left\| \begin{array}{cc} \frac{R+1}{2\sqrt{R}} & \frac{R-1}{2\sqrt{R}} \\ \frac{R-1}{2\sqrt{R}} & \frac{R+1}{2\sqrt{R}} \end{array} \right\|, \quad (5.11)$$

$$\|T\|_{\text{ЛІНІЇ}} = \left\| \begin{array}{cc} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{array} \right\|. \quad (5.12)$$

Квадрат модуля коефіцієнта T_{11} загальної матриці передачі називають функцією робочого згасання (L). Ця функція поліноміальна: $L = |T_{11}|^2 = \alpha_0 + \alpha_2 x^2 + \alpha_4 x^4 + \dots$, де коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_2, \alpha_4, \dots$ є функціями перепадів характеристичних опорів ($R_1, R_2, \dots, R_I$), а x – функція частоти ($x \sim \cos \theta$).

В якості апроксимуючого полінома використовуються поліноми Чебишева першого роду n -го порядку $T_n(x)$.

Поліном Чебишева першого роду визначається як:

$$T_n(x) = \cos(n \cdot \arccos(x)) = ch(n \cdot \operatorname{arcch}(x)). \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned}
T_0(x) &= 1, \\
T_1(x) &= x, \\
T_2(x) &= 2x^2 - 1, \\
T_3(x) &= 4x^3 - 3x, \\
T_4(x) &= 8x^4 - 8x^2 + 1.
\end{aligned}
\tag{5.14}$$

На відрізку $[-1, 1]$ поліном Чебишева $T_n(x)$ осцилює між значеннями ± 1 ($|T_n(x)| \leq 1$) (див. рис. 2.2). Серед всіх поліномів степені n , які мають однаковий коефіцієнт при x старшої степені, поліноми Чебишева найменше відхиляються від нуля. Саме область $[-1, 1]$ буде відображена в робочу частотну область широкосмугового переходу. Серед всіх поліномів, які в інтервалі $[-1, 1]$ не перевищують деякого значення, за межами відрізка $[-1, 1]$ поліном Чебишева $T_n(x)$ має найбільше абсолютне значення. Це означає, що за межами діапазону частот, для якого розраховується ступінчастий перехід, функція робочого згасання буде швидко зростати. Поліноми Чебишева забезпечують найменшу довжину переходу.

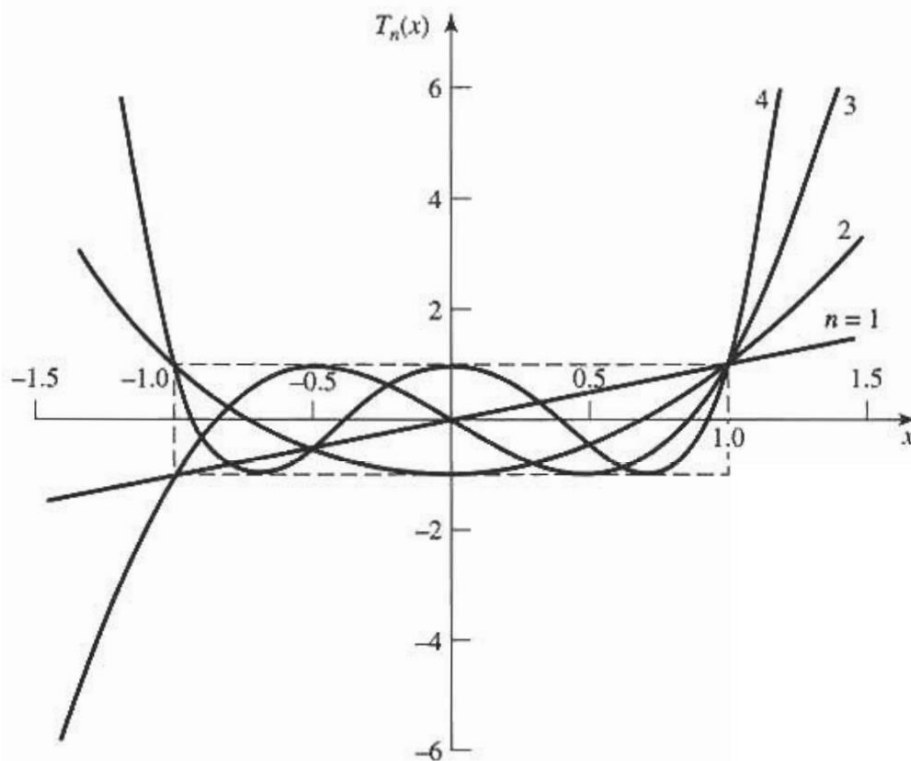


Рис.5.3. Поліном Чебишева $T_n(x)$

Для розрахунку ступінчастого переходу задається: перепад характеристикних опорів складає $R = \frac{Z_{ВНХ}}{Z_{ВХ}}$, відносна смуга узгодження $W =$

$2 \frac{(\lambda_H - \lambda_B)}{(\lambda_H + \lambda_B)}$, допуск на узгодження в робочому діапазоні частот (максимальний коефіцієнт відбиття в смузі узгодження Γ_{MAX}). Функція робочого згасання задається у вигляді:

$$L = 1 + h^2 T_n^2(x) = 1 + h^2 T_n^2\left(\frac{\cos \theta}{s}\right), \quad \theta = \frac{2\pi}{\lambda_0} l. \quad (5.15)$$

З умови, що при $x = \pm 1$ модуль функції Чебишева $|T_n(x)| = 1$, знаходимо амплітудний множник:

$$h = \frac{|\Gamma_{MAX}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{MAX}|^2}}. \quad (5.16)$$

Масштабний множник аргументу переносить область $[-1; 1]$ у частотний діапазон $[f_H; f_B]$ і знаходиться по відомій робочій смузі частот переходу:

$$S = \sin\left(W \frac{\pi}{4}\right). \quad (5.17)$$

Кількість сходинок переходу обчислюється, як:

$$n = \frac{\operatorname{arch}\left[\frac{(R-1)\sqrt{1-|\Gamma_{MAX}|^2}}{2\sqrt{R}|\Gamma_{MAX}|}\right]}{\operatorname{arch}\left(\frac{1}{S}\right)}, \quad (5.18)$$

де $\operatorname{arch}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1})$.

Хвильові опори сходинок для $n = 2$:

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{h\sqrt{R} + \sqrt{h^2 R + R}}, \\ R_2 &= \frac{R}{R_1}. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Розглянемо ступінчастий перехід з максимально плоскою частотною характеристикою.

Функція робочого згасання описується поліномом Батерворта:

$$L = 1 + Q^{2n} \cos^{2n}(\theta), \quad (5.20)$$

де $\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l$ - електрична довжина сходинок переходу.

Для розрахунку ступінчастого переходу задаються параметри, як і для переходу із характеристикою Чебишева.

Із виразу для функції робочого згасання за умови $\theta \rightarrow 0$, можна обчислити масштабний коефіцієнт Q . За умови $\theta \rightarrow 0$ замість ступінчастого переходу маємо перепад характеристичних опорів ($R = \frac{Z_{ВИХ}}{Z_{ВХ}}$), для якого відомий коефіцієнт T_{11} матриці передачі $T_{11} = \frac{R+1}{2\sqrt{R}}$.

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}} = \frac{1}{\sqrt{1-S_{11}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{Z_{ВИХ}-Z_{ВХ}}{Z_{ВИХ}+Z_{ВХ}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\frac{Z_{ВИХ}}{Z_{ВХ}}-1}{\frac{Z_{ВИХ}}{Z_{ВХ}}+1}\right)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{R-1}{R+1}\right)^2}} = \frac{R+1}{2\sqrt{R}} \quad (5.21)$$

Отже,

$$L = T_{11}^2 = \frac{(R+1)^2}{4R} = 1 + Q^{2n} \quad (5.22)$$

$$Q^n = \frac{R-1}{2\sqrt{R}} \quad (5.23)$$

Кількість сходинок переходу обчислюється, як:

$$n = \frac{\lg\left(\frac{2 \cdot |\Gamma_{МАХ}|}{R-1} \sqrt{\frac{R}{1-|\Gamma_{МАХ}|^2}}\right)}{\lg\left(\left|\cos\left(\frac{\pi}{2}\left(1-\frac{W}{2}\right)\right)\right|\right)}. \quad (5.24)$$

Допуск на неузгодження $\Gamma_{МАХ}$ фіксується на межі смуги пропускання.

Хвильові опори сходинок для $n = 2$:

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt[4]{R}, \\ R_2 &= R_1 \sqrt{R}. \end{aligned} \quad (5.25)$$

Необхідно звернути увагу, що опори сходинок залежать лише від перепаду опорів і не залежать від допуску на узгодження $\Gamma_{МАХ}$.

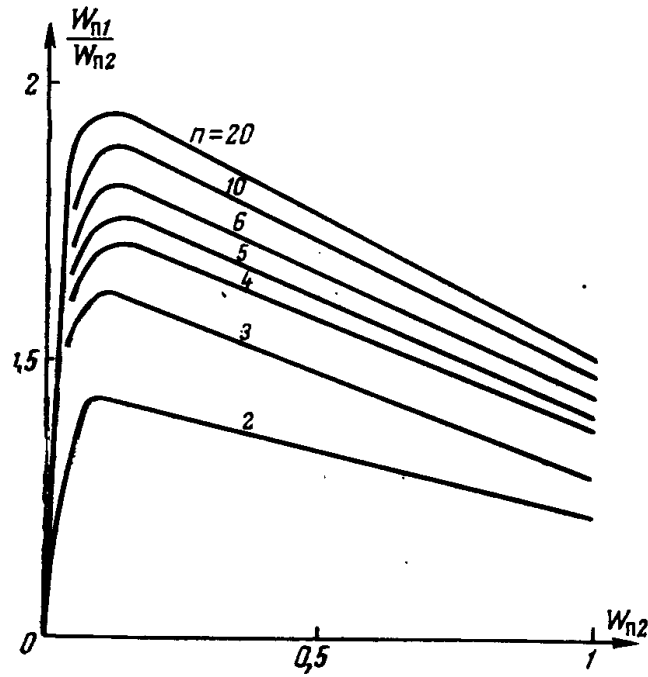


Рис.5.4 Співвідношення смуги частот переходу з характеристикою Чебишева і Баттерворта для різної кількості сходинок n . $W_{П1}$ - смуга пропускання переходу з характеристикою Чебишева. $W_{П2}$ - смуга пропускання переходу з максимально плоскою характеристикою.

Переходи з характеристикою Батерворта (суцільна лінія) і з характеристикою Чебишева (пунктирна лінія) для $n = 2$. Форма коефіцієнта відбиття для переходу з характеристикою Батерворта залежить лише від перепаду опорів, а для переходу з характеристикою Чебишева і від допуску на узгодження $\Gamma_{МАХ}$.

РОЗДІЛ 6. НАПРАВЛЕНІ ВІДГАЛУДЖУВАЧІ

6.1 Характеристики направлених відгалуджувачів

Направлений відгалуджувач (НВ) представляю собою восьмиполюсник, в якому є дві зв'язані між собою лінії. Схемотехнічне позначення показано на рис.6.1. Перша лінія передачі має входи, які позначені цифрами 1 і 3, друга — входи 2 і 4. Входи першої та другої ліній передачі називають плечами НВ.

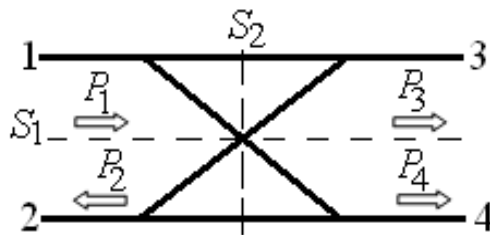


Рис.6.1 Схемотехнічне позначення направленого відгалуджувача

Співнаправлені НВ: якщо НВ живиться з входу 1, потоки потужності ЕМХ діляться між входами 3 і 4, а вхід 2 — розв'язаний і електромагнітні хвилі на входах 3 і 4 зсунуті за фазою на $\pi/2$.

Протинаправлені НВ: 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 .

Параметри направлених відгалуджувачів: перехідне згасання C та направленість D :

$$C = 20 \lg(E_4/E_1) = 10 \lg(P_4/P_1), \quad (6.1)$$

$$D = 20 \lg(E_4/E_2) = 10 \lg(P_4/P_2), \quad (6.2)$$

де C і D записані для співнаправленого НВ.

Якщо потужність, що подається на вхід 1 НВ, ділиться між плечима 3 і 4 навпіл, то такий НВ називають мостом.

Направленість та перехідне згасання залежать від частоти. Направленість в переважній більшості НВ більше 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.

6.2. Хвильовідні НВ зі зв'язком через отвори в широкій та вузькій стінках хвильоводу прямокутного поперечного перерізу.

Враховуючи розподіл поля для хвилі H_{10} (рис.2.9) збудження другого хвильоводу можливе через отвір у широкій і у вузькій стінці.

Якщо отвір зв'язку знаходиться в спільній широкій стінці для обох хвильоводів НВ, то в загальному випадку другий хвильовід збуджується трьома складовими електромагнітного поля: 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 .

Отвір зв'язку в спільній вузькій стінці

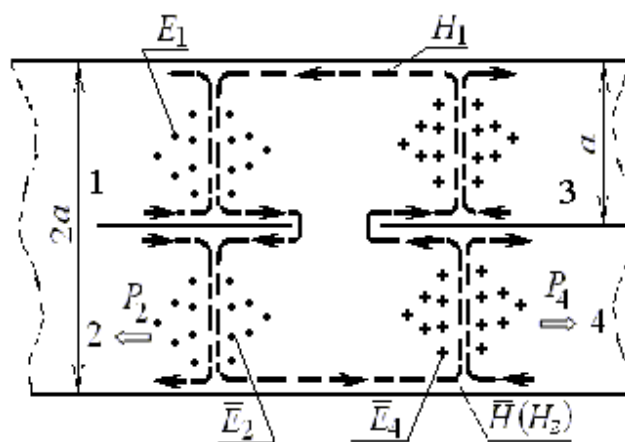


Рис.6.2 Збудження зв'язаного хвильоводу через отвір в широкій стінці

Збудження відбувається через компоненту поля H_z .

Власної направленості такий отвір не має.

Якщо спільна стінка нескінченно тонка - силові лінії магнітного поля неперервні, в місці отвору зв'язку силова лінія магнітного поля є спільною для обох хвильоводів (рис.6.2).

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.

Отвір зв'язку у спільній широкій стінці.

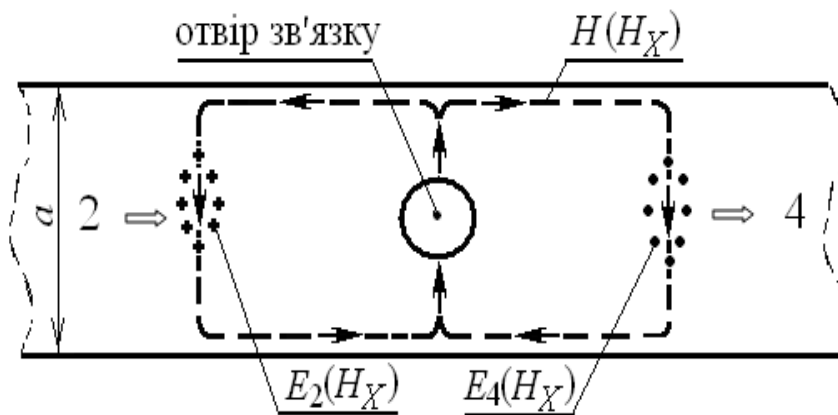


Рис.6.3 Збудження зв'язаного хвильоводу через отвір в вузькій стінці через компоненту H_x

Збудження відбувається двома компонентами поля - E_y і H_x .

При збудженні компонентою поля H_x електричне поле в напрямках 2 і 4 є протизазним (рис.6.3), тобто, $E_2(H_x) = -E_4(H_x)$. Якщо $t \neq 0$, то збудження другого хвильоводу відбувається за допомогою поза межового хвильоводу з хвилею H_{11} .

При збудженні компонентою поля E_y електричне поле в напрямках 2 і 4 є синфазним (рис.6.4), тобто, $E_2(H_y) = E_4(H_y)$. Якщо $t \neq 0$, то збудження другого хвильоводу відбувається за допомогою поза межового хвильоводу з хвилею E_{01} .

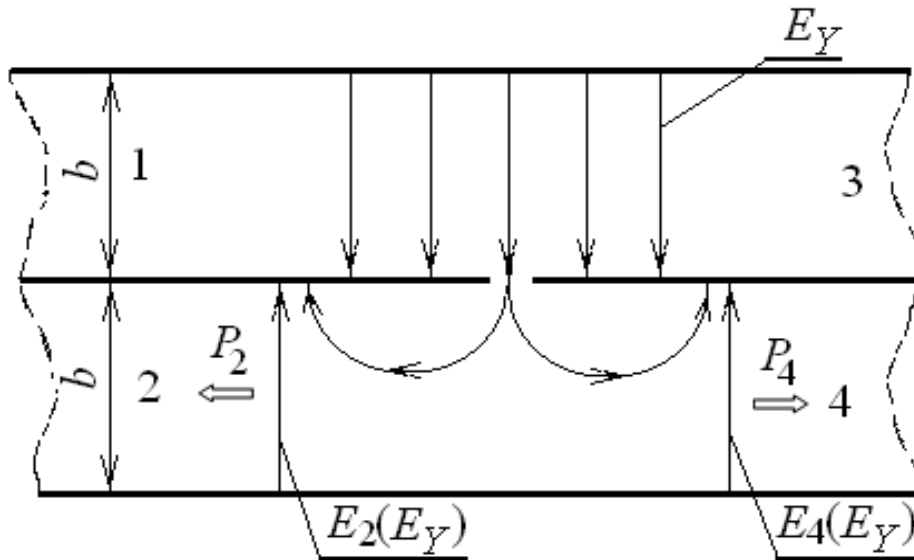


Рис.6.4 Збудження зв'язаного хвильоводу через отвір в вузькій стінці через компоненту E_Y

Можливо підібрати таке положення отвору на широкій стінці відносно вузької стінки, що хвилі в напрямку 4 мають однакову амплітуди. При цьому в цьому напрямку вони протифазні і отже сумарна амплітуда буде майже нульовою. На такому принципі побудовано відгалужувач Бете.

Якщо $x = a/2$, то збудження відбувається виключно компонентами поля E_Y і H_X .

6.2. Направлений відгалужувач Бете

Відгалуження у вихід 4: $S_{41} \cong F(f)r_0^3$

$$F(f) = \frac{2\pi f Z_{10}}{ab} \left[\frac{2\varepsilon_0}{3} \sin^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) - \frac{4\mu_0}{3Z_{10}^2} \left(\sin^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) + \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) \right) \right] \quad (6.3)$$

Відгалуження у вихід 2: $S_{21} \cong B(f)r_0^3$

$$B(f) = \frac{2\pi f Z_{10}}{ab} \left[\frac{2\varepsilon_0}{3} \sin^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) + \frac{4\mu_0}{3Z_{10}^2} \left(\sin^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) - \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2\left(\frac{\pi s}{a}\right) \right) \right] \quad (6.4)$$

$$\text{де } f_c = \frac{c}{2a}; Z_{10} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}; \beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}.$$

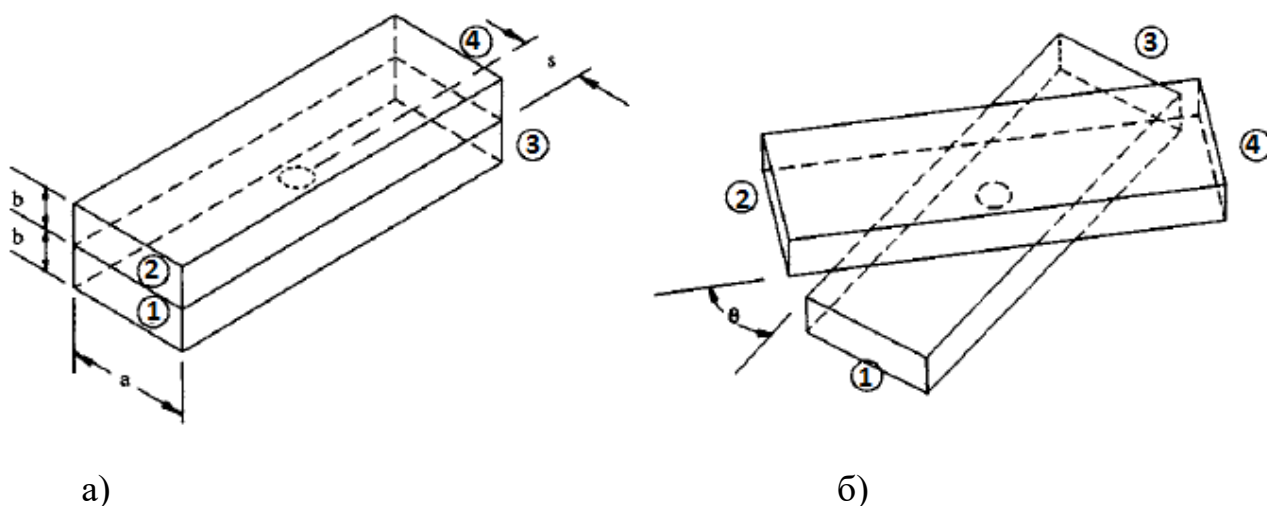


Рис.6.5 Відгалуджувач Бете з настройкою через положення отвору відносно бічної стінки (а) та через поворот хвильоводів один відносно іншого (б)

Якщо розв'язати рівняння $F(f) = 0$, то отримаємо значення зміщення щілини s :

$$s = \frac{a}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{2 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}} \right) \quad (6.5)$$

Радіус отвору зв'язку розраховується по відомому необхідному перехідному згасанню:

$$r_0 = \left[\frac{10^{-(C/20)}}{|B(f)|} \right]^{1/3}. \quad (6.6)$$

Приклад перехідного згасання і направленості, що розраховані для направленої відгалуджувача на центральну частоту 9 ГГц із перехідним згасанням 20 дБ, показано на рис.6.6. Видно, що робочий діапазон обмежує саме направленість, яка має резонансний характер, а перехідне згасання змінюється слабо.

Відгалужувач Бете є протинаправленим, оскільки магнітне поле в основному і зв'язаному хвильоводі синфазне, а електричне поле протифазне.

Відгалужувач Бете має направленість не більше 20 дБ у смузі частот не більше 20%. Перехідне згасання не роблять більше 20 дБ, щоб не

збільшувати отвір зв'язку і, як наслідок, не збільшувати коефіцієнт відбиття в основному хвилеводі.

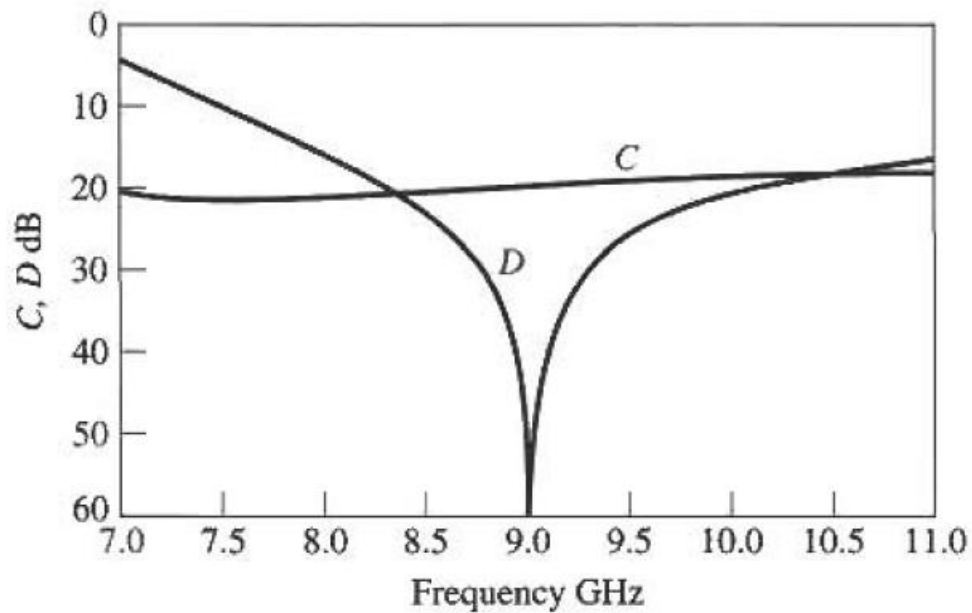


Рис.6.6 Приклад характеристик перехідного згасання і направленості для WR-90 і $s=9.69$ мм та $r_0=4.15$ мм

Для знаходження s можна розв'язати рівняння $B(f) = 0$. Тоді потужність буде відгалужуватись у порт 4. Але в такому випадку отвір зв'язку розташований близько до стінки хвилеводу, що конструктивно незручно.

Можна зафіксувати $s=a/2$ і налаштовувати розв'язку між входами 2 і 4 змінюючи кут θ (рис.6.5, б). В такому випадку змінюється зв'язок по магнітному полю.

Широкосмуговий відгалужувач Бете

Для відгалуджувача Бете широкосмуговим необхідно робити саме направленість. При побудові широкосмугового відгалуджувача будемо отримувати співнаправлений відгалуджувач.

У напрямку входу 4 потужність від отворів зв'язку додається у фазі:

$$C(f) = -20 \log |F(f) \sum_{n=0}^N r_n^3| = -20 \log |F(f)| - 20 \log |\sum_{n=0}^N r_n^3| \quad (6.7)$$

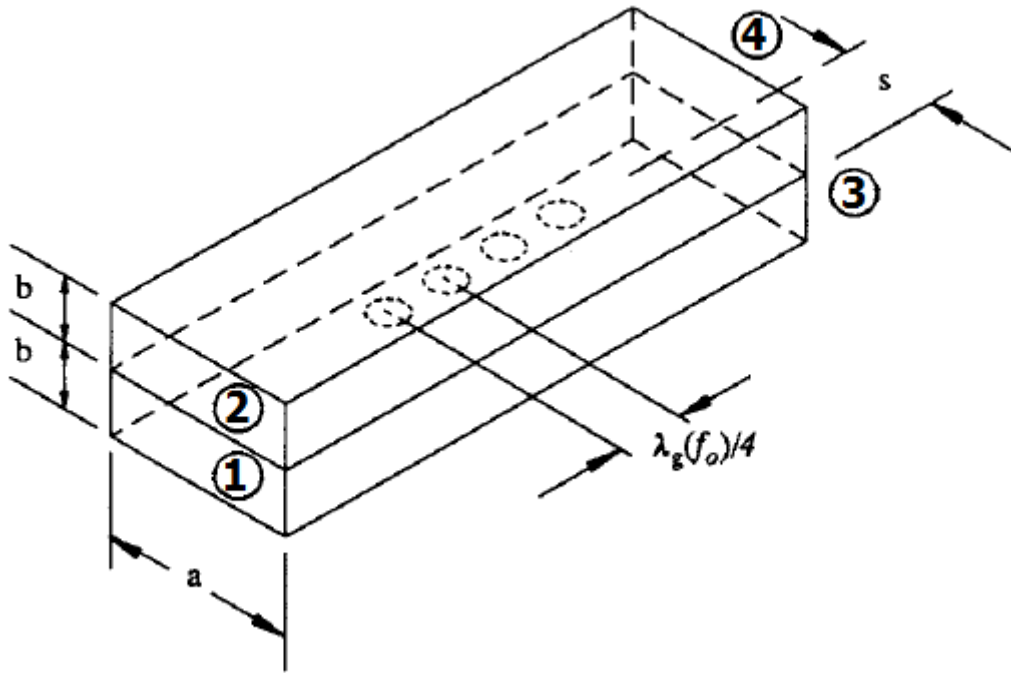


Рис.6.7 Широкопasmовий відгалуджувач Бете

У напрямку входу 2 потужність від отворів зв'язку додається із відповідними фазами. Отже направленість:

$$D(f) = -20 \log \left| B(f) \sum_{n=0}^N r_n^3 e^{-2j\beta n d} \right| - C(f) =$$

$$= -20 \log |B(f)| - 20 \log \left| \sum_{n=0}^N r_n^3 e^{-2j\beta n d} \right| - C(f) \quad (6.8)$$

$$D(f) = -20 \log |B(f)| - 20 \log S - C(f) \quad (6.9)$$

Коефіцієнти $F(f)$ і $B(f)$ слабо залежать від частоти. Таким чином частотна залежність направленості визначається коефіцієнтом $S = \left| \sum_{n=0}^N r_n^3 e^{-2j\beta n d} \right|$.

Задача полягає у знаходженні таких отворів зв'язку, щоб мінімізувати направленість D менше заданого значення у заданому діапазоні частот $f1-f2$.

Якщо кількість отворів непарна і $r_n = r_{N-n}$, то для Чебишевського розподілу спрямованості маємо:

$$S = \left| \sum_{n=0}^N r_n^3 e^{-2j\beta nd} \right| = 2 \sum_{n=0}^{N/2} r_n^3 \cos(N - 2n) \theta, \quad (6.10)$$

де $\theta = \beta d$.

Надалі задача розв'язується аналогічно широкосмуговим узгоджувачим пристроям.

$$S = 2 \sum_{n=0}^{N/2} r_n^3 \cos(N - 2n) \theta = h \left| T_N \left(\frac{\cos \theta}{s} \right) \right|. \quad (6.11)$$

Оскільки $F(f)$ і $B(f)$ залежать від частоти, то реальна характеристика дещо відрізняється від Чебишевської.

Приклад характеристик широкосмугового відгалуджувача показано на рис.6.8.

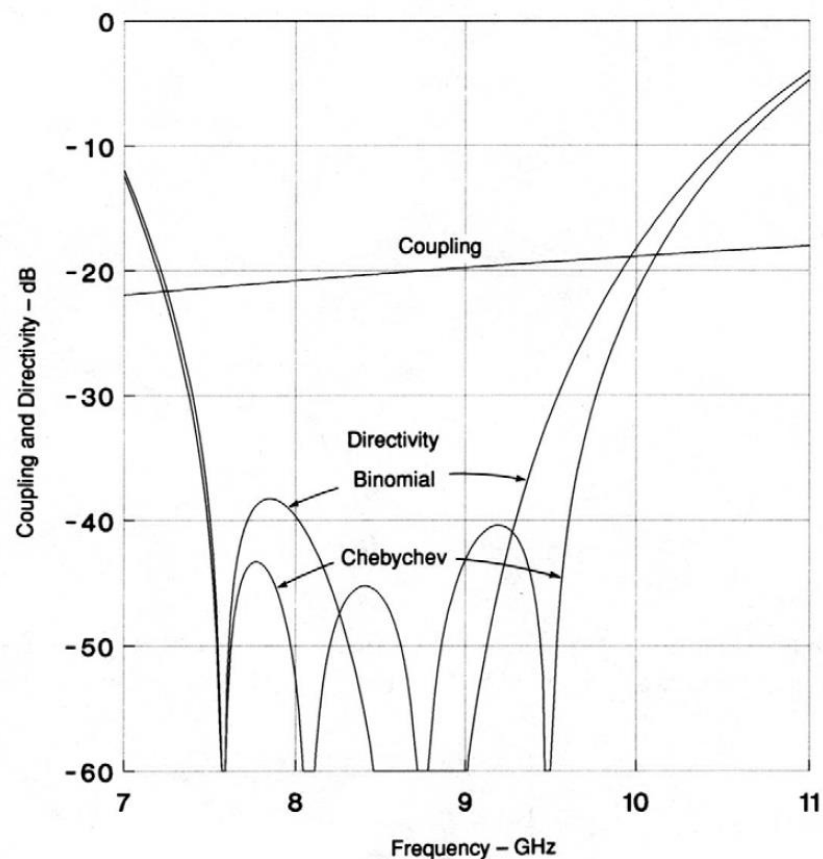


Рис.6.8 Приклад: Хвилевід WR90, частота 8.75 ГГц, перехідне згасання 20 дБ, направленість 40 дБ. Для $s = a/4$ і $N = 3$, розміри отворів $r_0 = 3.25\text{мм}$, $r_1 = 4.51\text{мм}$

6.3 Відгалуджувач Швінгера

У відгалуджувачі Швінгера (Schwinger Reversed-Phase Coupler) направленість забезпечується тим, що щілини збуджуються струмами із зсувом фаз 180° . Направленість від частоти залежить мало. Перехідне згасання забезпечується відстанню $\lambda/4$ між щілинами, а тому є частотнозалежним.

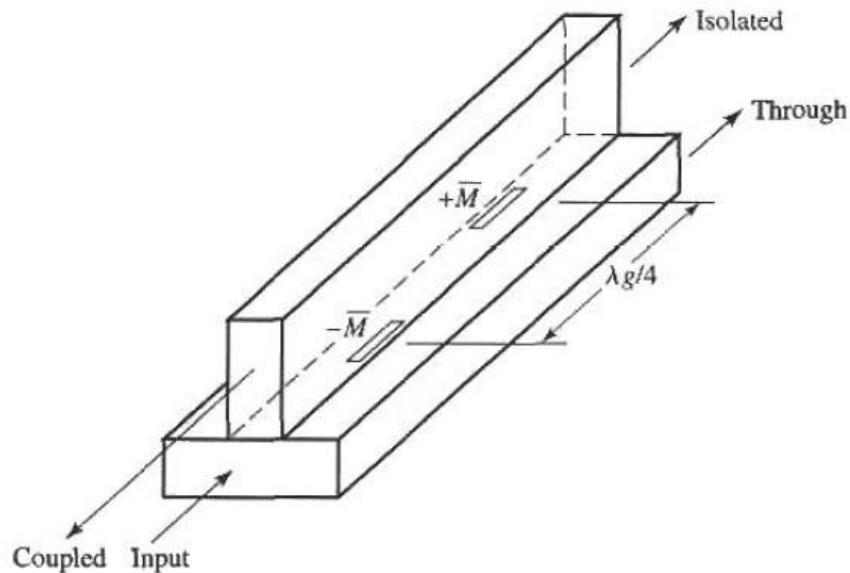


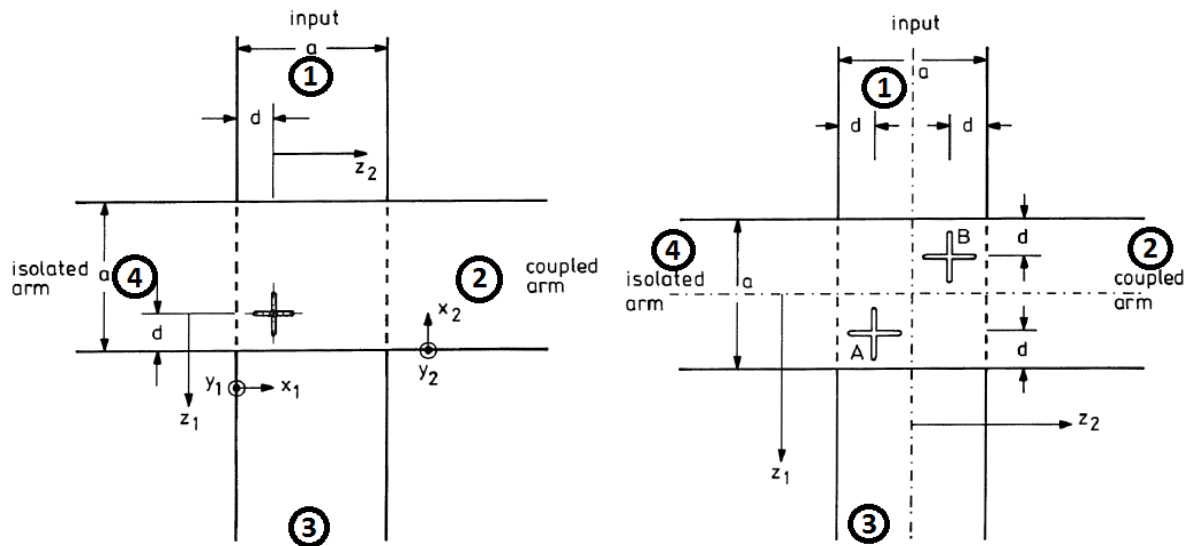
Рис.6.9 Відгалуджувач Швінгера

6.4 Хвильовідний направлений відгалужувач із спільною широкою стінкою і двома хрестоподібними отворами зв'язку (Moreno coupler)

Конструкцію відгалуджувача Морено показано на рис.6.10.

Розміщення хрестоподібної щілини на відстані $d=a/4$ забезпечує максимальний магнітний зв'язок. В другому хвильоводі за рахунок магнітного зв'язку збуджується хвиля, що поширюється лише в напрямку входу 2. При цьому зв'язок по магнітному полю є частотнонезалежним.

Використання хрестоподібних щілин зменшує зв'язок між хвильоводами по електричному полю. Зв'язок по електричному полю збуджує хвилю, яка у зв'язаному хвильоводі створює хвилю, яка поширюється в обидва боки і зменшує значення направленості.



а) б)
Рис.6.10 Відгалуджувач Морена з однією (а) і з двома щілинами

Використання двох хрестоподібних щілин, розміщених, як на малюнку, дозволяє зменшити розмір щілин зв'язку у порівнянні із відгалужувачем з однією щілиною за рахунок широкосмуговості відгалужувача.

Хвиля, створена щілиною *B* випереджає по фазі на 90° хвилю, яка створюється щілиною, що розміщується в центрі зв'язаних хвилеводів. Хвиля, створена щілиною *A*, має фазову затримку 90° по відношенню до хвилі, яка створюється щілиною, що розміщується в центрі зв'язаних хвилеводів. Враховуючи додаткову фазову затримку 180° магнітного зв'язку через щілину *B* по відношенню до магнітного зв'язку через щілину *A*, хвилі, створені магнітним зв'язком через щілини *A* і *B* додаються у фазі на виході 2. При цьому магнітний зв'язок не створює хвилі на виході 4. Зв'язок по електричному полю через щілини *A* і *B* є синфазним. Тому хвилі, створені електричним зв'язком через щілини *A* і *B*, додаються у фазі на виході 4 і у протифазі – на виході 2.

Амплітуда на виході 2 визначається, як:

$$A_2 = \frac{2\pi\alpha_m}{a^2b}, \quad (6.12)$$

де α_m - магнітна поляризованість отвору.

Амплітуда на виході 4 визначається, як:

$$A_4 = \frac{2\pi\alpha_e}{a^2b}, \quad (6.13)$$

де α_e - електрична поляризованість отвору.

Отже, направленість:

$$D = 20 \log \frac{\alpha_m}{\alpha_e}. \quad (6.14)$$

Для хвильоводів із нескінченно тонкою стінкою направленість може бути розрахована із графіка або таблиці (див рис.6.11 та рис.6.12).

Table 1: Theoretical directivity of the crossed slot Moreno coupler with a thin common wall, evaluated from polarisabilities measured by Cohn [1951, 1952]

Slot aspect ratio (w/l)	Normalised magnetic polarisability (α_m/β)	Normalised electric polarisability (α_e/β)	Theoretical directivity, dB
0.1	0.0611	0.0039	23.90
0.15	0.0728	0.0085	18.65
0.20	0.0832	0.0144	15.24
0.25	0.093	0.0217	12.64
0.35	0.1093		

Рис. 6.11 Направленість із хвильоводів із нескінченно тонкою стінкою у вигляді таблиці

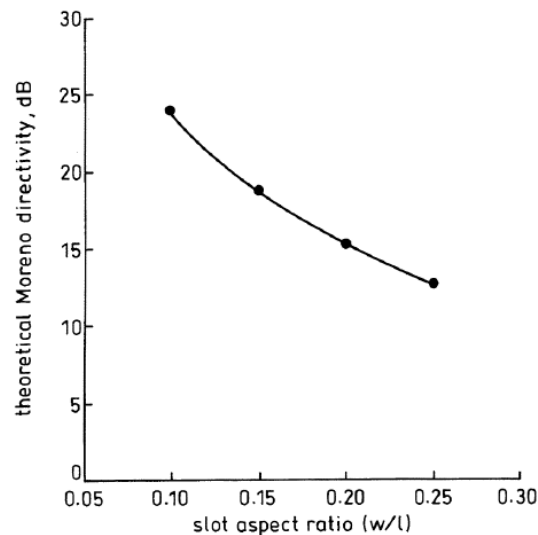


Рис.6.12 Направленість із хвильоводів із нескінченно тонкою стінкою в графічному зображенні

Якщо стінки хвильоводу мають товщину, зменшення зв'язку по магнітному полю визначається, як:

$$A_m = 17.37\pi t \sqrt{\frac{1}{(2l)^2} - \frac{1}{\lambda^2}} [dB], \quad (6.15)$$

по електричному полю визначається, як:

$$A_e = 17.37\pi t \sqrt{\frac{1}{(2l)^2} + \frac{1}{(2w)^2} - \frac{1}{\lambda^2}} [dB], \quad (6.16)$$

де l - довжина щілини, w - ширина щілини, t - товщина стінки.

Приклад: Хвильвід WR340, частота 2.45 ГГц, ширина щілини 2 мм. Для довжини щілини 15 мм перехідне згасання становить -46.85 дБ. Зменшення зв'язку по магнітному полю становить 3.53 дБ. Отже, перехідне згасання становить -50.4 дБ. З таблиці знаходимо направленість для нескінченно тонкої стінки 20 дБ. Зменшення зв'язку по електричному полю становить 27.5 дБ. Отже направленість становить $20+27.5-3.5=44$ дБ.

6.5 Хвильвідно-щілинний міст (Riblet Short-Slot Coupler)

Детально хвильвідно-щілинний міст розглядається на лабораторних роботах. На лекціях звертаємо увагу на основні особливості роботи.

Широкі стінки плечей НВ мають розмір a і в них може поширюватись лише основний тип хвилі хвильоводу прямокутного поперечного перерізу. Ширина хвильвідної 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} .

Відгалужувач є співнаправленим.

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

$$\Delta\phi = (\beta_{H_{10}} - \beta_{H_{20}})l = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{H_{10}}} - \frac{2\pi}{\lambda_{H_{20}}}\right)l = \frac{\pi}{2}. \quad (6.17)$$

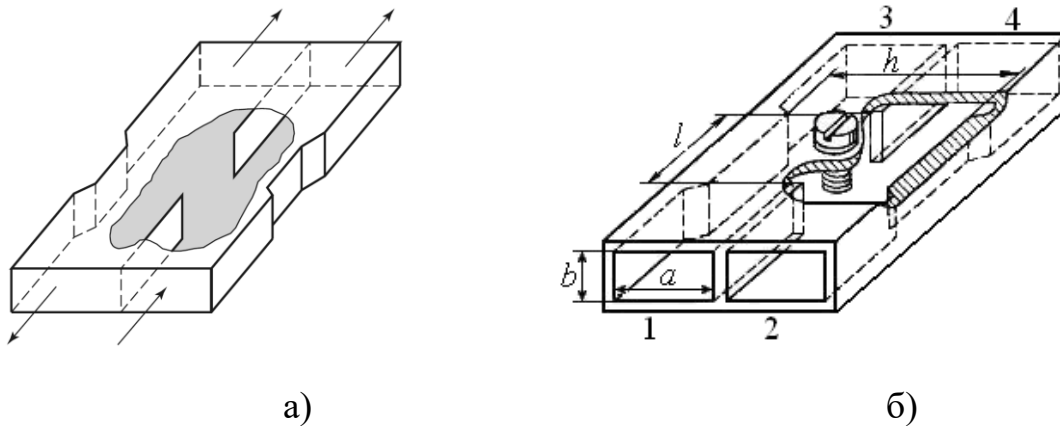


Рис.6.13 Хвилевідно-щілинний міст

Нехай НВ збуджується зі входу 1. Тоді на виході плеча l у хвилевідній секції шириною h збуджуються хвилі H_{10} та H_{20} , напруженості полів яких мають рівні амплітуди. 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 протифазними електричними полями хвилі H_{20} , якщо не враховувати різницю фаз $\Delta\phi$ між цими двома хвилями, яку вони отримують при поширенні на довжині l . Якщо врахуємо фазовий зсув між хвилями H_{10} і H_{20} , яку вони отримають при їх поширенні в хвилевідній секції довжиною l , потім складемо напруженості електричних полів цих хвиль на входах 3 і 4 при $z = l$, то на векторній діаграмі отримаємо сумарні напруженості електричних полів на цих входах (E_3^Σ, E_4^Σ).

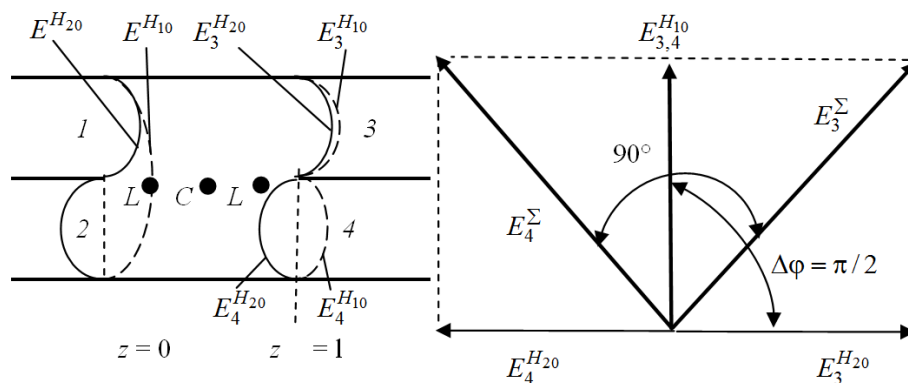


Рис.6.14 Векторна діаграма полів в хвилевідно-щілинному мості

Хвилевідно-щілинний міст при оптимально підібраних параметрах елементів узгодження може працювати у смузі частот $10 \div 15\%$ при КСХН ≤ 1.25 , перехідному ослабленні 3 ± 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.

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.

6.6 Направлені відгалуджувачі на зв'язаних лініях передачі

Якщо дві неекрановані лінії передачі знаходяться в безпосередній близькості, потужність може передаватись від однієї лінії до іншої завдяки взаємодії електромагнітних полів. Такі лінії називають зв'язаними лініями передачі, і вони, зазвичай, складаються з трьох провідників, розташованих поблизу, хоча можна використовувати більше провідників. На рис.6.15 показано декілька прикладів зв'язаних ліній електропередачі. Передбачається, що зв'язані лінії передачі працюють у режимі ТЕМ, який строго справедливий для коаксіальних ліній і смужкових структур, але лише приблизно справедливий для мікросмужкових ліній, копланарних хвилеводів або структур щілинних ліній.

Зв'язані лінії передачі можуть підтримувати дві різні моди і цю функцію можна використовувати для реалізації різноманітних практичних направлених відгалуджувачів або фільтрів.

Зв'язані лінії передачі можуть бути представлені еквівалентною схемою а рис.6.16. Якщо ми припустимо, що в лінії поширюється Т хвиля, то електричні характеристики зв'язаних ліній можна повністю визначити через ефективні ємності між лініями та швидкість розповсюдження хвилі по лінії. На рис.6.16 C_{12} представляє ємність між двома смужковими провідниками, а C_{11} і C_{22} представляють ємність між одним смужковим провідником і землею. Оскільки смужкові провідники ідентичні за розміром і розташуванням відносно провідника заземлення, ми маємо $C_{11} = C_{22}$. Зверніть увагу, що позначення «земля» для третього провідника не має особливого значення, крім того, що це зручно, оскільки в багатьох застосуваннях цей провідник є заземленою площиною смужкової або мікросмужкової лінії передачі.

Тепер розглянемо два спеціальних типи збудження для зв'язаної лінії: парний (синфазний) режим, коли струми в смужкових провідниках однакові за амплітудою та в одному напрямку, і непарний (протифазний) режим, де струми в смужкових провідниках однакові за амплітудою, але направлені в протилежні напрямки. Лінії електричного поля для цих двох випадків показано на рис.6.17 та рис.6.18.

Оскільки припускаємо, що в лінії поширюється Т (ТЕМ) хвиля, стала поширення та фазова швидкість однакові для обох цих мод.

Для парного режиму електричне поле має симетрію відносно центральної лінії, і струм між двома стрічковими провідниками не тече. Отже, C_{12} фактично розімкнений. Результуюча ємність будь-якої лінії на землю для парного режиму визначається, як:

$$C_e = C_{11} = C_{22}, \quad (6.18)$$

а характеристичний опір, відповідно:

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{1}{v_p C_e}, \quad (6.19)$$

де $v_p = \frac{1}{\sqrt{(L_e C_e)}}$ - швидкість поширення хвилі в лінії передачі.

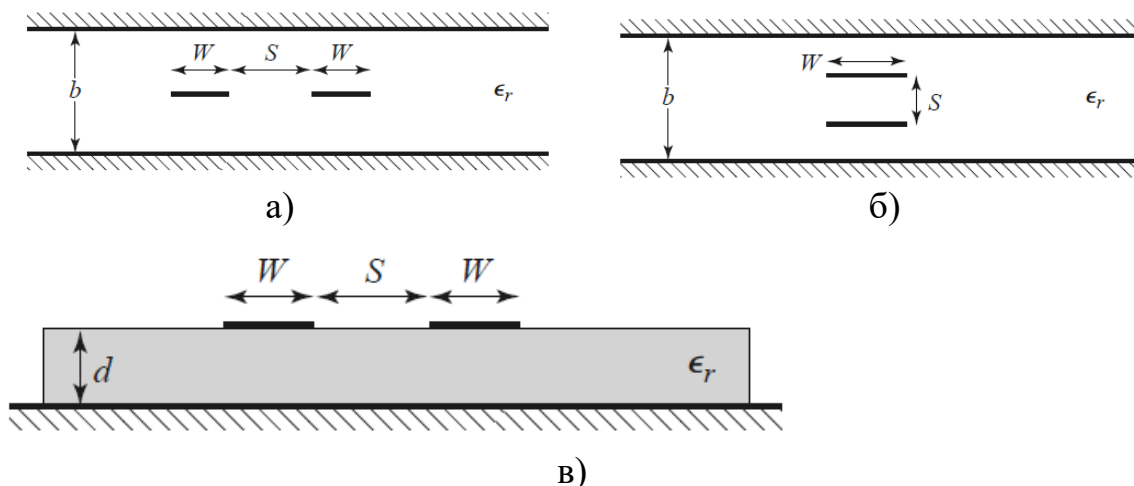


Рис.6.15 Варіанти зв'язаних ліній передачі: а – смужкова лінія із зв'язком по ребру, б – змужкова лінія із зв'язком по всій ширині смужки, в – мікросмужкові лінії

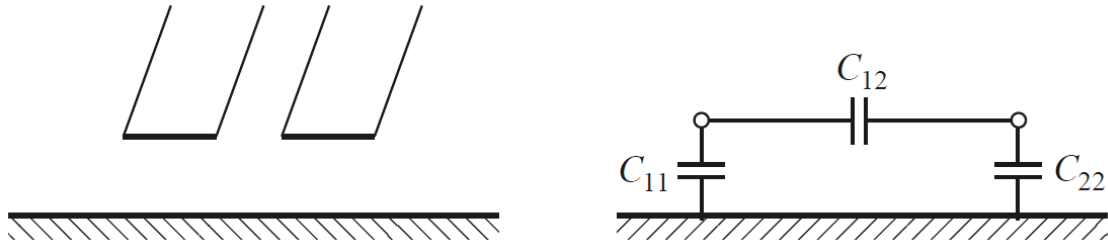


Рис.6.16. Еквівалентна схема зв'язаних ліній

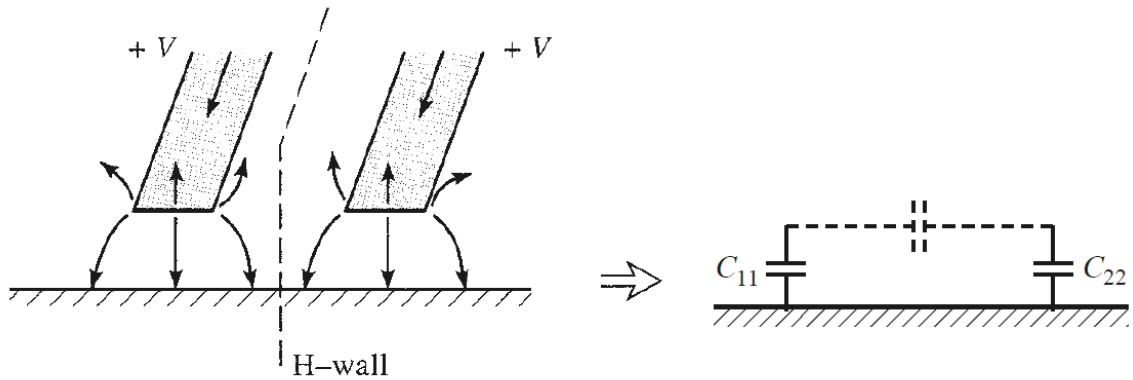


Рис.6.17 Еквівалентна схема зв'язаних ліній при симетричному збудженні

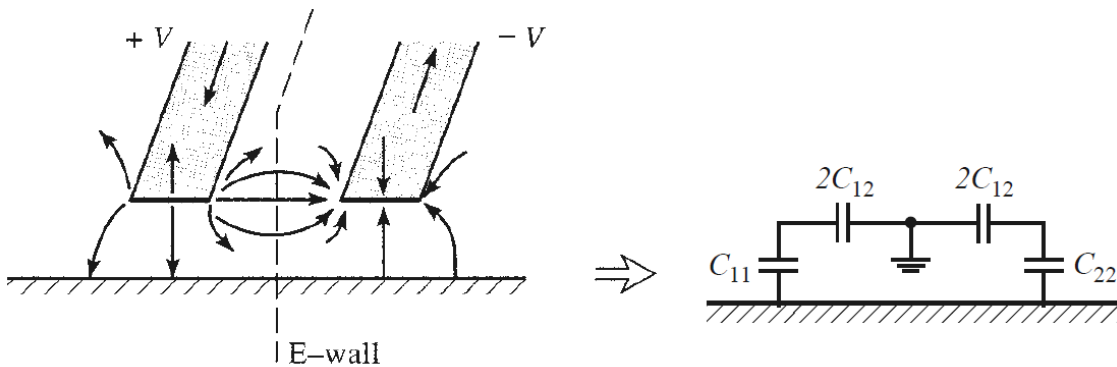


Рис.6.18 Еквівалентна схема зв'язаних ліній при несиметричному збудженні

Для непарного режиму електричне поле має непарну симетрію відносно центральної лінії, а між двома смужковими провідниками існує площина нульової напруги. Це можна уявити, як площину заземлення через середину C_{12} , що призводить до показаної еквівалентної схеми на рис.6.18. В цьому випадку ефективна ємність між провідником стрічки та землею дорівнює

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}, \quad (6.20)$$

а характеристичний опір, відповідно:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{v_p C_o}. \quad (6.21)$$

По відомим геометричним розмірам зв'язаних ліній передачі характеристичний опір лінії передачі при синфазному і протифазному збудженні можна розрахувати. На рис.6.19 і рис.6.20 представлені відповідні номограми для симетричної смужкової лнвнї передачі і мікросмужкової лінії. Рис.6.19 підходить для симетричної смужкової лінії із будь-яким діелектриком. Для мікросмужкової лінії номограма розраховується для кожної підкладки окремо.

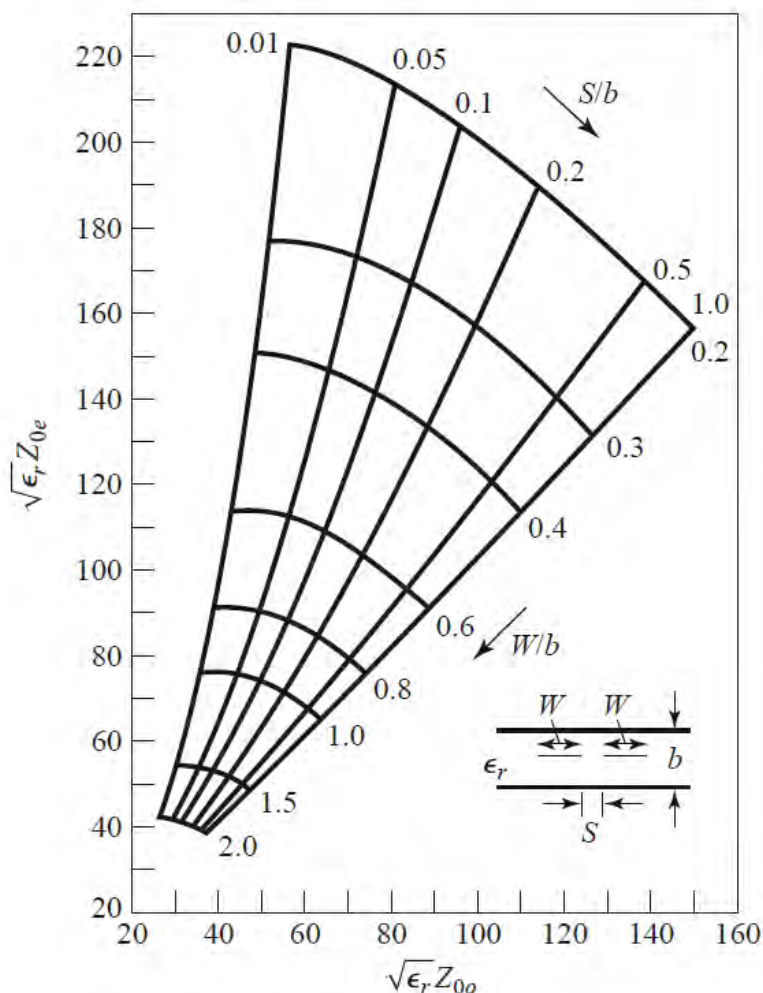


Рис.6.19 Характеристичний опір для синфазного і протифазного збудження в зв'язаних смужкових лініях передачі

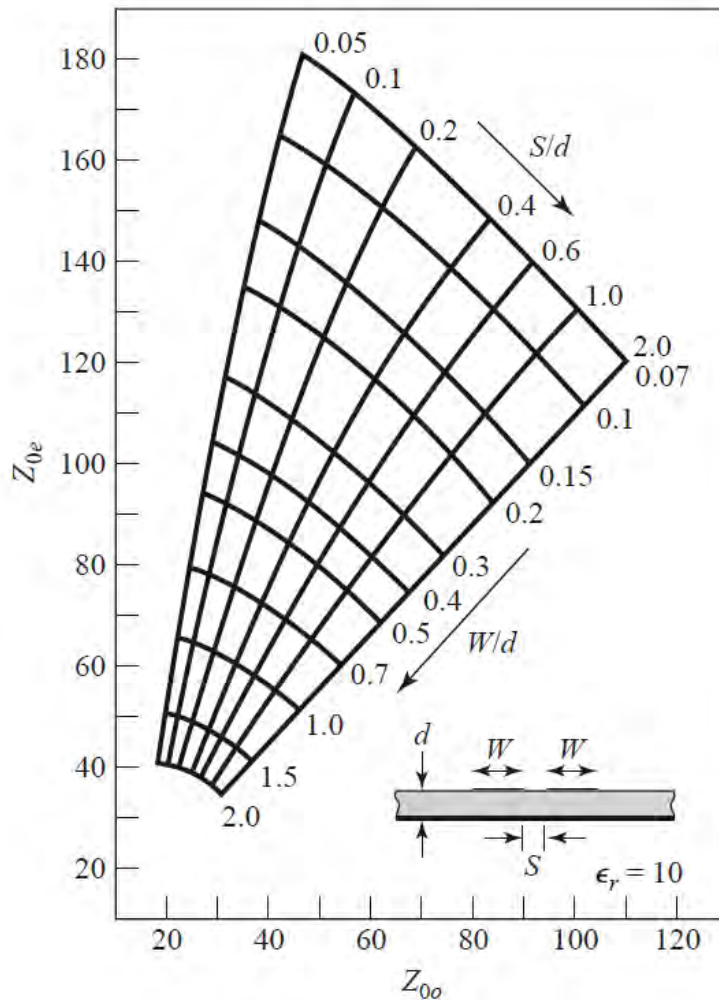


Рис.6.20 Характеристичний опір для синфазного і протифазного збудження в зв'язаних мікросмужкових лініях передачі на підкладинці з діелектричною проникністю 10.

Характеристичний опір Z_{0o} слід розуміти як характеристичний опір одного провідника відносно землі при наявності зв'язаного з ним провідника і при умові протифазного збудження. Аналогічно Z_{0e} для синфазного збудження.

Розрахуємо характеристики двох зв'язаних ліній передачі. Геометрія і еквівалентна схема показані на рис.6.21. Розв'язок будемо шукати за допомогою синфазного і протифазного збудження входів 1 та 3.

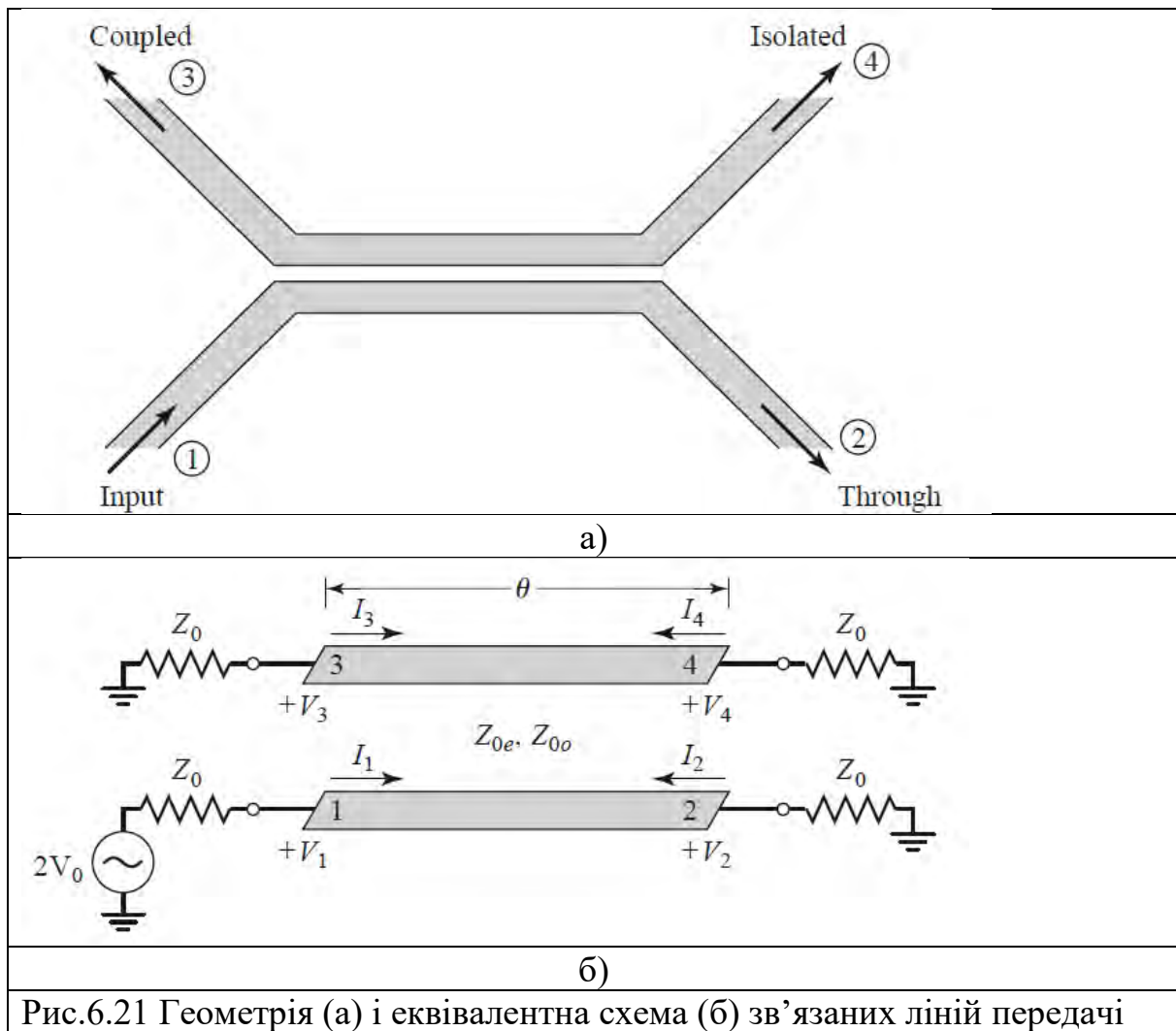


Рис.6.21 Геометрія (а) і еквівалентна схема (б) зв'язаних ліній передачі

При синфазному збудженні $I_1^e = I_3^e, I_4^e = I_2^e, V_1^e = V_3^e, V_4^e = V_2^e$. При протифазному збудженні $I_1^o = -I_3^o, I_4^o = -I_2^o, V_1^o = -V_3^o$, and $V_4^o = -V_2^o$.

Вхідний опір визначаємо через відношення напруги і струму, кожен з яких є сумою відповідних компонентів синфазного і протифазного збудження:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^e + V_1^o}{I_1^e + I_1^o}. \quad (6.22)$$

Розрахуємо вхідний опір для синфазного Z_{in}^e і протифазного Z_{in}^o збудження окремо, вважаючи, що при синфазного і протифазному збудженні лінія має опір Z_{0e} та Z_{0o} і навантажена в кінці на опір Z_0 :

$$\begin{aligned} Z_{in}^e &= Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan \theta}{Z_{0e} + jZ_0 \tan \theta}, \\ Z_{in}^o &= Z_{0o} \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan \theta}{Z_{0o} + jZ_0 \tan \theta}. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Можемо, відповідно, знайти напруги і струми:

$$\begin{aligned} V_1^o &= V_0 \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0}, \\ V_1^e &= V_0 \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0}, \end{aligned} \quad (6.24)$$

$$\begin{aligned} I_1^o &= \frac{V_0}{Z_{in}^o + Z_0}, \\ I_1^e &= \frac{V_0}{Z_{in}^e + Z_0}. \end{aligned} \quad (6.25)$$

Підставляємо у (6.22) і отримуємо:

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^o (Z_{in}^e + Z_0) + Z_{in}^e (Z_{in}^o + Z_0)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z_{in}^o Z_{in}^e - Z_0^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0}. \quad (6.26)$$

Якщо покласти, що

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}, \quad (6.27)$$

то (6.23) можемо переписати, як

$$\begin{aligned} Z_{in}^e &= Z_{0e} \frac{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan \theta}, \\ Z_{in}^o &= Z_{0o} \frac{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan \theta}, \end{aligned} \quad (6.28)$$

Отже, $Z_{in}^e Z_{in}^o = Z_{0e} Z_{0o} = Z_0^2$ і (6.22) трансформується у $Z_{in} = Z_0$.

Отже, якщо виконується умова (6.27), то вхід 1 є узгодженим.

Знайдено, що $Z_{in} = Z_0$, а отже $V_1 = V_0$.

Напругу на вході 3 знаходимо, використовуючи (6.24) як:

$$V_3 = V_3^e + V_3^o = V_1^e - V_1^o = V_0 \left[\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} - \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \right], \quad (6.29)$$

Використовуючи (6.23) та (6.27) можна показати, що :

$$\begin{aligned}\frac{Z_{\text{in}}^e}{Z_{\text{in}}^e + Z_0} &= \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}, \\ \frac{Z_{\text{in}}^o}{Z_{\text{in}}^o + Z_0} &= \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}.\end{aligned}\quad (6.30)$$

Отже, (6.29) набуває вигляду:

$$V_3 = V_0 \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}. \quad (6.31)$$

Визначимо коефіцієнт C як:

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}, \quad (6.32)$$

Тоді

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_0}{Z_{0e} + Z_{0o}}, \quad (6.33)$$

і (6.31) можемо переписати, як:

$$V_3 = V_0 \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta}. \quad (6.34)$$

Аналогічно можемо знайти:

$$\begin{aligned}V_4 &= V_4^e + V_4^o = V_2^e - V_2^o = 0 \\ V_2 &= V_2^e + V_2^o = V_0 \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta}\end{aligned}\quad (6.35)$$

Еквівалент потужності на виходах 2 і 3 побудовано на рис.6.22. На наьких частотах ($\theta \ll \pi/2$) вся потужність з входу 1 проходить на вихід 2. При довжинах зв'язаних ліній $\theta = \pi/2, 3\pi/2, \dots$ маємо максимум відгалудження на вхід 3. Перший максимум відгалудження відбувається при $\theta = \pi/2$. Довжина ліній при цьому $\lambda/4$.

Відношення напруг на входах 2 і 3 до напруги на вході 1 при цьому складає:

$$\begin{aligned}\frac{V_3}{V_0} &= C, \\ \frac{V_2}{V_0} &= -j\sqrt{1 - C^2}.\end{aligned}\quad (6.36)$$

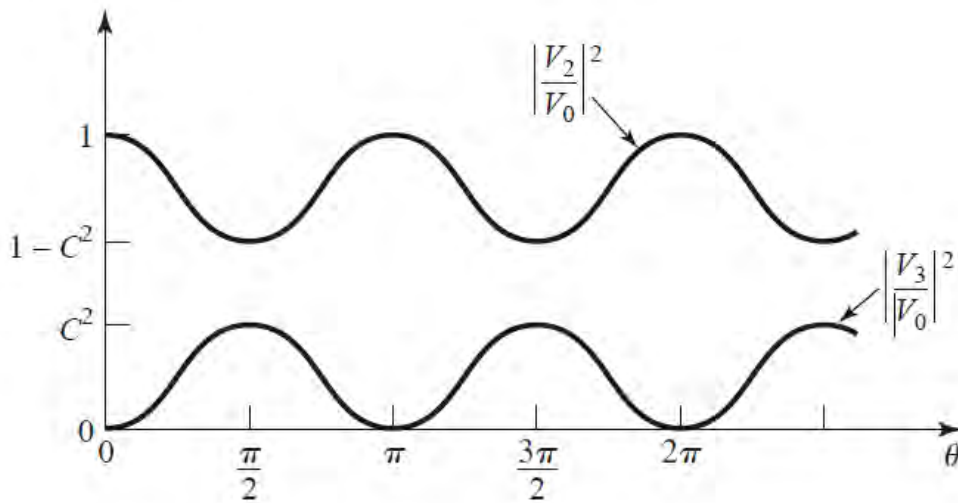


Рис.6.22 Напряга на виході 2 і 3 в залежності від електричної довжини зв'язаних ліній θ .

Бачимо, що коефіцієнт C є перехідним ослабленням по напрузі.

З (6.36) видно, що входи 2 і 3 мають різницю фаз 90 градусів.

Якщо відомий коефіцієнт C і характеристичний опір ліній передачі Z_0 , то з (6.32) та (6.27) можна визначити характеристичний опір для синфазного і протифазного збудження:

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}}, \\ Z_{0o} &= Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}. \end{aligned} \tag{6.37}$$

РОЗДІЛ 7. ПОДІЛЬНИКИ ПОТУЖНОСТІ.

7.1 Шестиполісний, нерівноамплітудний узгоджений подільник на два.

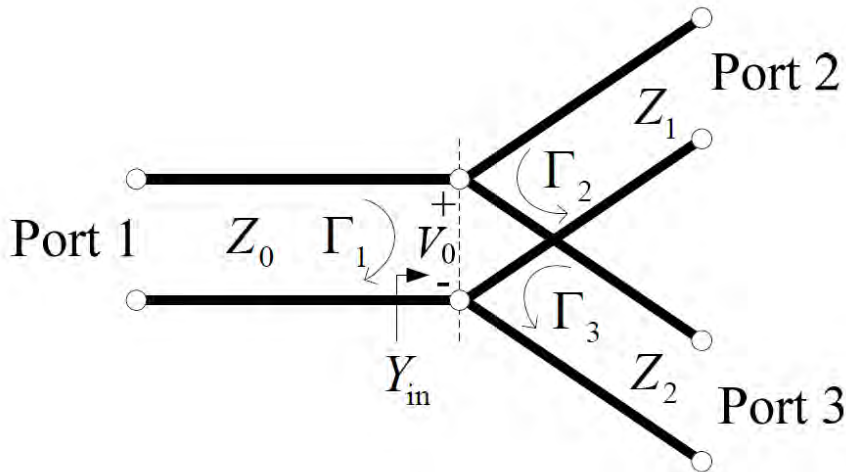


Рис.7.1 Еквівалентна схема трійника

Якщо всі входи узгоджені (навантажені на опір, який відповідає характеристичному опору лінії), то потужність хвилі в кожній лінії в місці розгалуження обчислюється, як:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_0}, \\ P_2 &= \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_1}, \\ P_3 &= \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_2}. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Співвідношення потужностей на входах 2 і 3 визначається співвідношенням характеристичних опорів ліній передачі:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1/Z_1}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_1}, \quad (7.2)$$

$$\frac{P_3}{P_1} = \frac{1/Z_2}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2}. \quad (7.3)$$

Якщо відоме необхідне співвідношення опорів, то характеристичні опори ліній передачі визначаються, як:

$$Z_1 = \frac{Z_0}{P_2/P_1}, \quad (7.4)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0}{P_3/P_1}. \quad (7.5)$$

Якщо вважати структуру недисипативною, то:

$$\frac{P_2}{P_1} + \frac{P_3}{P_1} = 1. \quad (7.6)$$

Умова відсутності відбиття від входу 1:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}. \quad (7.7)$$

Як правило, на виходах 2 і 3 необхідно забезпечити характеристичний опір Z_0 . Для цього на виходах використовують чвертьхвильові трансформатори.

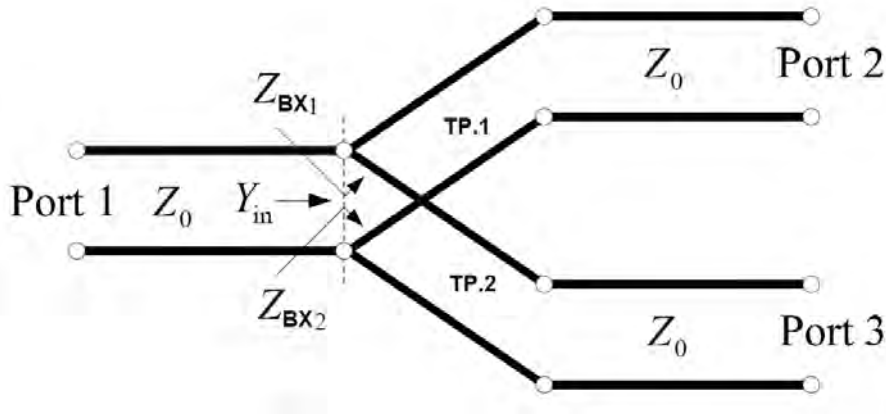


Рис.7.2 Еквівалентна схема трійника з трансформаторами на виходах

Умова відсутності відбиття на вході 1 записується, як:

$$\frac{1}{Z_{BX1}} + \frac{1}{Z_{BX2}} = \frac{1}{Z_0}. \quad (7.8)$$

Вхідні опори чвертьхвильових трансформаторів знаходяться, як:

$$Z_{BX1} = \frac{Z_0}{P_2/P_1} = Z_1, \quad (7.9)$$

$$Z_{BX2} = \frac{Z_0}{P_3/P_1} = Z_2. \quad (7.10)$$

Знаючи вхідний і вихідний опір чвертьхвильового трансформатора, можна обчислити характеристичний опір лінії передачі чвертьхвильового трансформатора.

Приклад: Спроектувати подільник потужності 1:2 для $Z_0 = 50\Omega$.

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{P_2/P_1}} = \frac{50}{1/\sqrt{2}} = 70.7; Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{P_3/P_1}} = \frac{50}{\sqrt{2}/2} = 35.4.$$

Виконується умова $\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$, отже $S_{11} = 0$.

$S_{22} = \frac{Z_0 \| Z_2 - Z_1}{Z_0 \| Z_2 + Z_1} = -\frac{1}{2}$ ($Z_0 \| Z_2$ - вхід 2 навантажений на паралельно з'єднані характеристичні опори ліній передачі входу 1 і 3)

$S_{33} = \frac{Z_0 \| Z_1 - Z_2}{Z_0 \| Z_1 + Z_2} = -\frac{1}{2}$ ($Z_0 \| Z_1$ - вхід 2 навантажений на паралельно з'єднані характеристичні опори ліній передачі входу 1 і 2)

$$S_{21} = S_{12} = 0.577; S_{31} = S_{13} = 0.816; S_{23} = S_{32} = 0.471$$

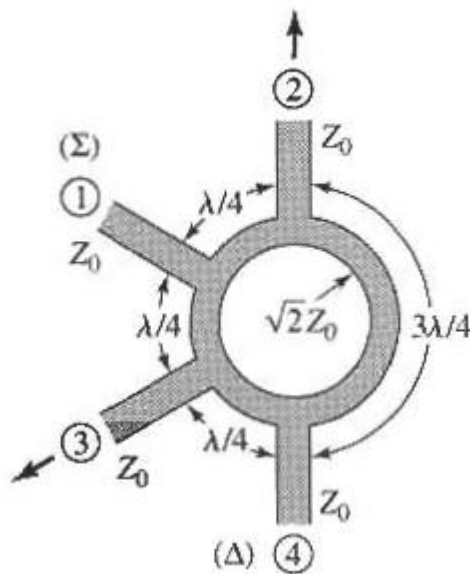
Висновки:

- подільник узгоджений по входу 1;
- подільник неузгоджений по входу 2 і 3 (недисипативний взаємний шестиполіусник не може бути узгоджений по всім входам);
- входи 2 і 3 не розв'язані.

7.2 Квадратурний гібридний подільник потужності

Детально розглядається у пункті 4.8.

7.3 180-градусний гібридний подільник потужності.



а)

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

б)

Рис.7.3 Геометрія 180-градусного гібридного подільника потужності (а) і його матриця розсіювання (б)

Є три основні способи використання подільника:

1. Синфазний подільник (рис.7.4,а)
2. Протифазний подільник (рис.7.4,б)
3. Суматор із синфазним та різницеvim виходом (рис.7.4,в)

Робота подільника аналізується аналогічно до 90° гібридного подільника потужності із використанням синфазного і протифазного збудження. Метод застосовується до входу 1 і 3 для аналізу роботи подільника як синфазного подільника (рис.7.5) і до входів 2 і 4 для аналізу роботи подільника як протифазного подільника (рис.7.6).

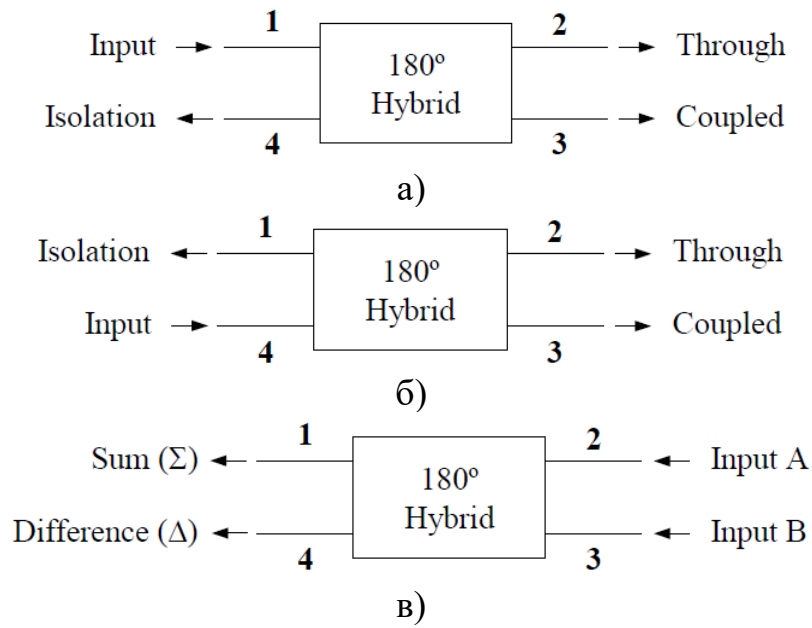


Рис.7.4 Способи використання 180-градусного квадратурного подільника потужності

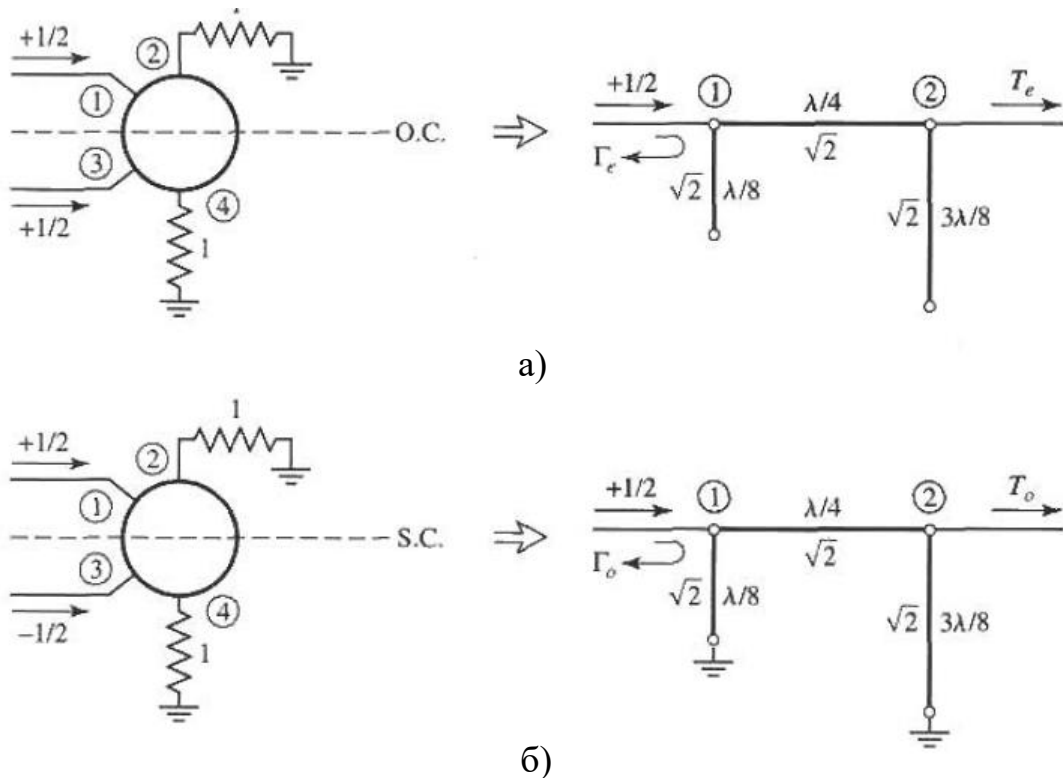


Рис.7.5 Еквівалентна схема синфазного (а) і протифазного (б) збудження 180-градусного подільника потужності з входу 1

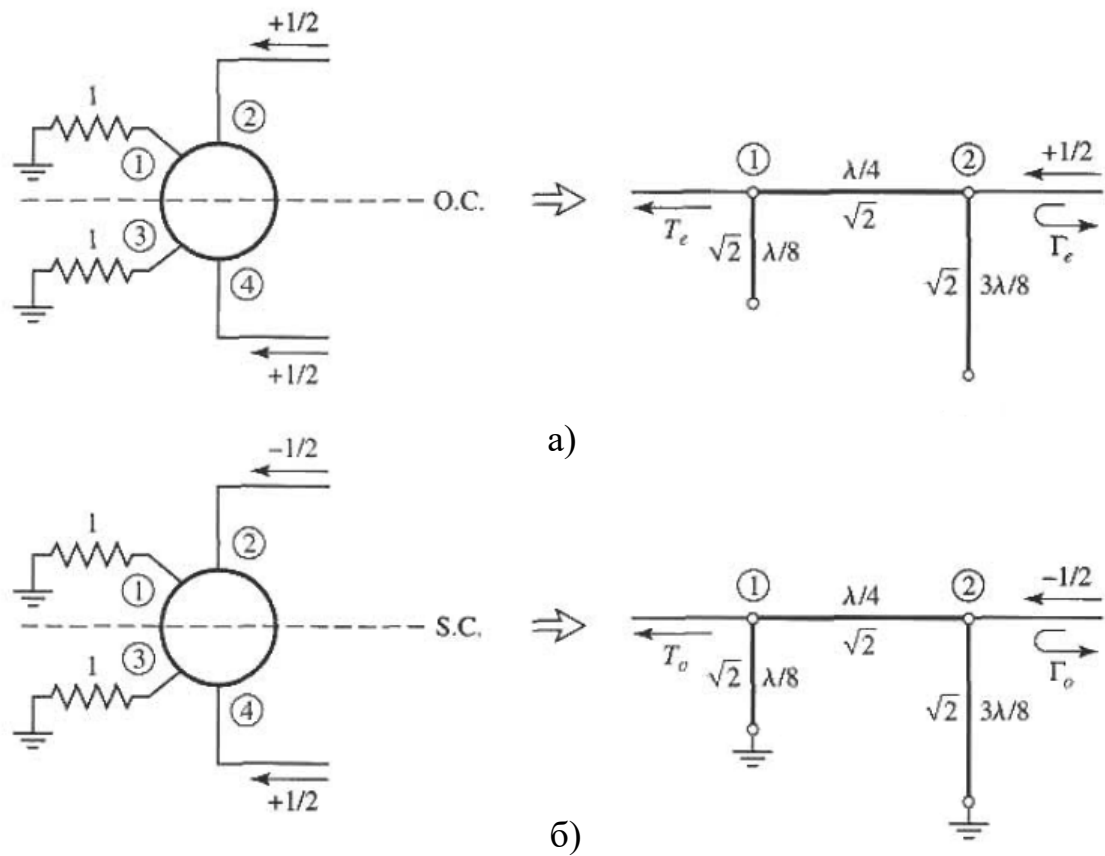


Рис.7.6 Еквівалентна схема синфазного (а) і протифазного (б) збудження 180-градусного подільника потужності з входу 4

7.4 Подільник Вілкінсона

Подільник має такі властивості:

- узгоджений по всім входам;
- входи 2 і 3 розв'язані між собою;
- взаємний;
- не має втрат, якщо всі виходи узгоджені.

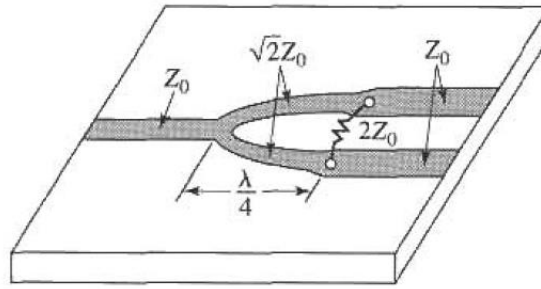


Рис.7.7 Геометрія подільника Вілкінсона

Подільник Вілкінсона аналізуємо використовуючи симетричне і несиметричне збудження.

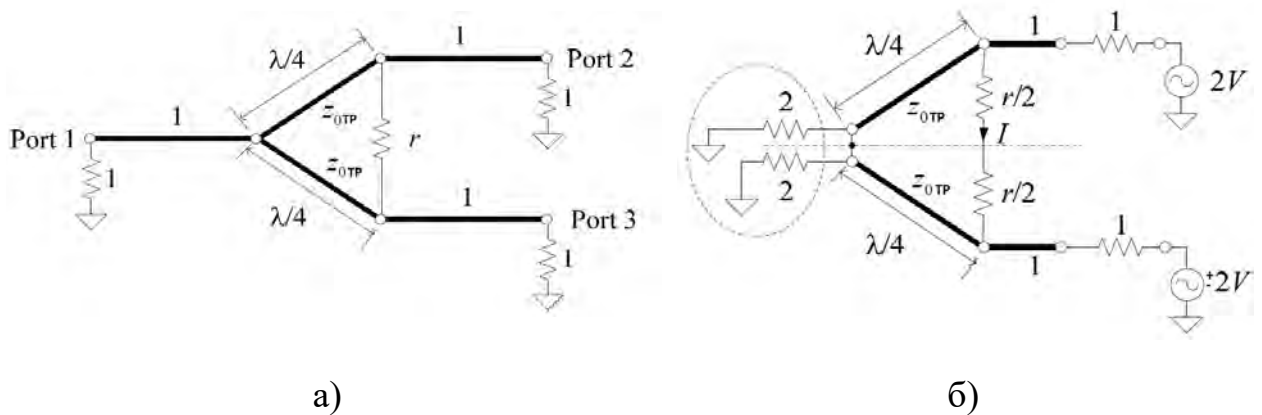


Рис.7.8 Еквівалентна схема подільника Вілкінсона

Всі опори пронормовані до Z_0 . На вході послідовний 1 Ом замінюємо паралельним включенням двох резисторів по 2 Ом.

При симетричному збудженні на лінії симетрії подільника маємо холостий хід.

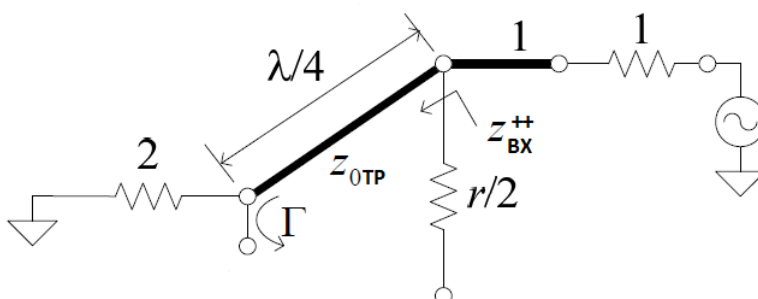


Рис.7.9. Еквівалентна схема подільника Вілкінсона при синфазному збудженні

$$z_{BX}^{++} = \frac{z_{0TP}}{2} \Rightarrow z_{0TP} = \sqrt{2z_{BX}^{++}} \quad (7.11)$$

Для того, щоб входи були узгоджені, $z_{BX}^{++} = 1$. Звідси $z_{0TP} = \sqrt{2}$.

При несиметричному збудженні на лінії симетрії подільника маємо коротке замикання.

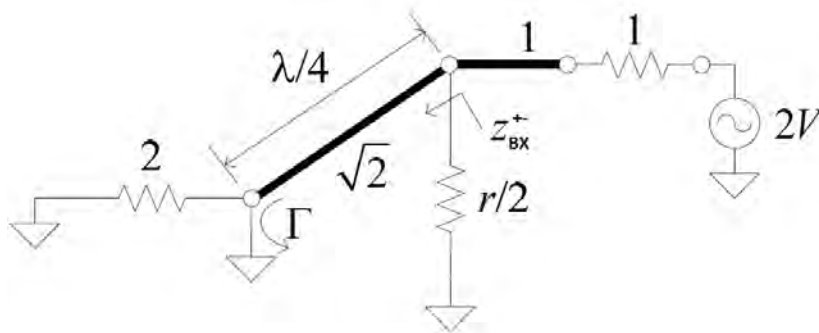


Рис.7.10. Еквівалентна схема подільника Вілкінсона при протифазному збудженні

Коротке замикання через чвертьхвильовий трансформатор перераховується у холостий хід. Отже, $z_{BX}^{+-} = \infty$. Для того, щоб входи були узгоджені, $r/2 = 1$. Отримуємо, що $r = 2$.

Розрахуємо коефіцієнт відбиття від входу 1. Якщо виходи 2 і 3 узгоджені, то при збудженні входу 1 на входах резистора маємо однаковий потенціал і струм через резистор відсутній.

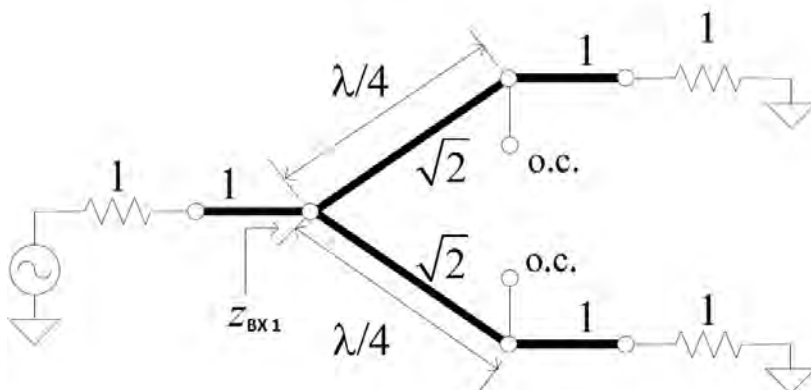


Рис.7.11. Еквівалентна схема подільника Вілкінсона при живленні з входу 1

Z_{BX1} знаходимо, як паралельне з'єднання двох вхідних опорів чвертьхвильових трансформаторів.

$$Z_{BXTP} = \frac{(\sqrt{2})^2}{1} = 2. \quad (7.12)$$

Отже, $Z_{BX1} = 1$ і вхід 1 є узгодженим.

Матриця розсіювання подільника потужності:

$$\|S\| = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (7.13)$$

РОЗДІЛ 8. PIN-ДІОДИ

8.1 Конструкція pin-діода

PIN-діод можна розглядати як резистор, що керується струмом і працює в НВЧ діапазоні. Це кремнієвий напівпровідниковий діод, у якому власна І-область із високим питомим опором розташована між областями Р-типу та N-типу (рис.8.1) . Коли PIN-діод має пряме зміщення, дірки та електрони вводяться в область І. Ці заряди не відразу рекомбінують один одного; натомість вони залишаються в області протягом певного часу, який називається часом життя носія τ . Це призводить до накопичення заряду Q в області, що знижує ефективний опір області І до значення R_S (рис.8.3, а).

Коли PIN-діод має нульове або зворотне зміщення, в області І немає накопиченого заряду, і діод виглядає як конденсатор C_T , що шунтований паралельним опором R_P (рис.8.3,б).

Змінюючи ширину І-області та площу діода, можна побудувати PIN-діоди з різною геометрією, що призводить до однакових характеристик R_S та C_T . Ці пристрої можуть мати аналогічні характеристики малого сигналу. Однак товщий діод І-області матиме ВЧ-напругу пробою. З іншого боку, тонший пристрій матиме більшу швидкість перемикавання.

8.2 Комутатори на основі pin-діодів

PIN-діоди зазвичай використовуються як перемикаючі елементи для керування радіочастотними сигналами. В такому використанні PIN-діод може бути зміщений у стан з високим або низьким опором залежно від рівня накопиченого заряду в області І.

Простий комутатор (SPST- однополюсний однопрохідний перемикач) може містити pin-діод із послідовним (рис.8.4) та паралельним (рис.8.5) розташуванням. Перемикач із послідовно встановленим pin-діодом зазвичай використовується, коли потрібні мінімальні внесені втрати в широкому діапазоні частот.

Розглянемо роботу перемикача із послідовно встановленим pin-діодом (рис.8.4). Якщо VC1 під'єднано до 5 В, а VC2 під'єднано до 0 В, PIN-діод має пряме зміщення та має низький імпеданс для радіочастотного

сигналу. Комутатор в режимі передачі характеризується внесеними втратами. Важливо відмітити, що для рін-діода важливо забезпечити фіксацію струму зміщення, що через нього протікає. З вольт-амперної характеристики бачимо, що крутизна в області зміщення велика. PIN-діод, фактично, має живитись джерелом струму.

Внесені втрати в комутаторі із послідовно встановленим діодом визначаються, як:

$$IL = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{R_S}{2Z_0} \right). \quad (8.1)$$

З рис.8.6 видно, що внесені втрати не залежать від частоти. Опір R_S в кілька Ом забезпечує внесені втрати 0.1- 0.3 дБ.

Коли полярності VC1 і VC2 змінюються, PIN-діод виглядає як відкритий ланцюг (в ідеальному наближенні) або великий опір, що шунтований ємністю C_T . Внесені втрати в комутаторі стають високими, і більша частина енергії відбивається назад до джерела сигналу, тобто маємо режим ізоляції (розв'язки).

Схема зміщення на рис.8.4 забезпечує можливість прямого або зворотного зміщення діода за допомогою однієї позитивної напруги керування. Зазвичай, для забезпечення належного зворотного зміщення на діоді в ізольованому стані потрібна була б негативна напруга керування.

В режимі ізоляції комутатора із послідовним встановленням діода рін-діод знаходиться при нульовому або зворотному зміщенні і вносить високий опір між джерелом і навантаженням. У комутаторі на рис.8.4 максимальна розв'язка, яку можна отримати, залежить головним чином від ємності рін-діода:

$$Iso = 10 \log_{10} (1 + (4\pi f C_T Z_0)^{-2}). \quad (8.2)$$

Розв'язка в комутаторі з послідовним діодом є частотнозалежною (рис.8.7). Так при ємності C_T 0.2 пФ ми отримуємо розв'язку близьку до 40 дБ на частоті 100 МГц і лише 15 дБ на частоті 1 ГГц.

Конструкція комутатора із паралельним встановленням рін-діода (рис.8.5) забезпечує вищі значення розв'язки в ширшому діапазоні частот і дає змогу працювати з більшою потужністю, оскільки діод легше охолодити. В такому комутаторі розв'язка є функцією опору діода R_S

(рис.8.9), тоді як внесені втрати в основному залежать від ємності PIN-діода C_T (рис.8.8):

$$IL = 10 \log_{10}(1 + (\pi f C_T Z_0)^2), \quad (8.3)$$

$$Iso = 20 \log_{10}(1 + \frac{Z_0}{2R_S}) \quad (8.4)$$

На рис.8.10 показана конструкція перемикача, що використовується для одночасної роботи передавача і приймача на одну антену. В режимі передачі кожен діод має пряме зміщенням. Послідовний діод забезпечує малий опір від передавача до антени. Паралельний діод шунтує приймач, захищаючи його від високої потужності передавача. Паралельний діод розміщено на відстані $\frac{\lambda}{4}$ від антени. Отже, коротке замикання перед приймачем перераховується в холостий хід в місці під'єднання приймача до антени.

В режимі прийому обидва діоди зміщені зворотно і мають високий опір. Передавач від'єднаний від антени. Приймач майже не шунтується рпн-діодом.

8.3 Атенюатори на основі рпн-діодів

Для побудови атенюаторів використовується залежність (рис.8.16) опору рпн-діода від прямого струму, який через нього протікає, а не лише два кінцеві положення – повністю відкритий і повністю закритий рпн-діод. Характеристика опору PIN-діода при прямому зміщенні I_F залежить від ширини I-області (W), часу життя носія (τ) і рухливості дірок і електронів (μ_p, μ_n) наступним чином:

$$R_S = \frac{W^2}{[(\mu_p + \mu_n) I_F \tau]}. \quad (8.5)$$

Самий простий атенюатор можна було б виконати, поєднуючи один із розглянутих SPST комутаторів із феритовим циркулятором, але більш поширений і дешевший підхід передбачає використання квадратурних гібридних схем.

На рис.8.11 та рис.8.12 показано типові схеми побудови атенюатора із використанням квадратурного гібридного подільника потужності і паралельно чи послідовно встановлених рпн-діодів. Конфігурація із послідовно встановленими діодами (рис.8.11) може бути рекомендована для

атенюаторів, які використовуються в основному при високих рівнях затухання (більше 6 дБ), тоді як конфігурація з паралельним встановленням краще підходить для низьких діапазонів затухання.

Затухання, яке вноситься схемою із послідовно встановленими рін-діодами:

$$A = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{2Z_0}{R_S} \right). \quad (8.6)$$

Затухання, яке вноситься схемою із паралельно встановленими рін-діодами:

$$A = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{2R_S}{Z_0} \right). \quad (8.7)$$

Розглянемо роботу атенюатора на прикладі рис.8.11. Потужність з входу А, порівну розподіляється між портами В і С; порт D є розв'язаним. Якщо рін-діоди повністю відкриті, то вся потужність повністю поглинається резисторами, які мають витримувати половину потужності, що поступає на вхід А. Атенюатор має найбільші втрати. Невелика частина потужності відбивається від резисторів через ненульовий коефіцієнт відбиття. Чим якісніше узгоджені резистори, тим більше значення затухання буде мати атенюатор. Якщо рін-діоди відкриті не повністю, то від них відбивається частина потужності і частина потужності поглинається термінаторами. Відбита від рін-діодів потужність складається в фазі на вході D і в протифазі на вході А. Порт А для відбитої потужності є розв'язаним виглядає узгодженим для вхідного сигналу. Аналогічно працює атенюатор на рис.8.12. Тільки максимальні внесені втрати атенюатор буде мати при повністю закритому рін-діоді.

8.4 Фазообертачі на основі рін-діодів

Три найпоширеніші типи схем напівпровідникового фазообертача – на лініях, що перемикаються, відбивні, шлейфні.

Схема фазообертача на лініях, що перемикаються, показана на рис.8.13. У цій конструкції два SPDT-перемикачі (комутатор з одним входом і двома виходами) з PIN-діодами використовуються для зміни електричної довжини лінії передачі на деяку довжину Δl . Фазовий зсув, що

отримано в цій схемі, змінюється залежно від частоти та є прямою функцією цієї диференціальної довжини лінії:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda}, \quad (8.8)$$

де фазовий зсув вимірюється в радіанах.

Фазообертачі на лініях, що перемикаються, за своєю суттю є широкосмуговим ланцюгом, що створює справжню затримку у часі, при цьому фактичний зсув фази залежить лише від Δl і частоти.

Конструкція шлейфного фазообертача показана на рис.8.14. Маємо два шлейфи, що встановлені на відстані $\frac{\lambda}{4}$. Кожен із шлейфів має в кінці або коротке замикання, або холостий хід, в залежності від стану ріп-діода. Нормоване значення провідності шлейфа складає B_n . Фазовий зсув визначається наступним рівнянням:

$$\theta = 2 \tan^{-1} \left(\frac{B_n}{1 - \frac{B_n^2}{8}} \right). \quad (8.9)$$

Максимальний фазовий зсув в схемі на рис.8.14 обмежується максимальною зворотною напругою на діоді і максимальною потужністю на діоді. Обмеження потужності для певного фазового зсуву визначається співвідношенням:

$$\theta_{max} = 2 \tan^{-1} \left(\frac{V_{BR} I_F}{4P_L} \right). \quad (8.10)$$

Ці фактори обмежують максимальний кут фазового зсуву в практичних схемах приблизно до 45° . Таким чином, зсув фази на 180° вимагає використання чотирьох секцій зсуву фази на 45° у своїй конструкції.

Шлейфні фазообертачі витримують більшу потужність, оскільки ріп-діоди не знаходяться в прямому шляху передачі, а розміщені паралельно і їх легше охолодити.

Відбивний фазообертач показано на рис.8.15. Потужність з входу А, порівну розподіляється між портами В і С; порт D є розв'язаним. Якщо ріп-діоди повністю відкриті, то вся потужність відбивається від закоротки в кінці лінії передачі і складається в фазі на вході D. Якщо ріп-діод відкритий,

то відбиття відбувається від нього. Відстань від закоротки до рін-діода складає Δl і вноситься фазовий зсув у відповідності до (8.8).

Напруга на PIN-діоді в цій схемі також залежить від величини бажаного зсуву фази або розміру «розряду». Найбільша напруга на діоді буде при фазовому зсуві 180° і буде зменшуватись при інших фазових зсувах на коефіцієнт $\left(\sin \frac{\theta}{2}\right)^2$. Зв'язок між максимальним зсувом фази, потужністю передачі та параметрами PIN-діода визначається таким рівнянням:

$$\theta_{max} = 2 \sin^{-1}(V_{BR} I_F / 8 P_L). \quad (8.11)$$

У порівнянні із шлейфним фазообертачем, відбивний може працювати з подвійною піковою потужністю при використанні тих самих діодів.

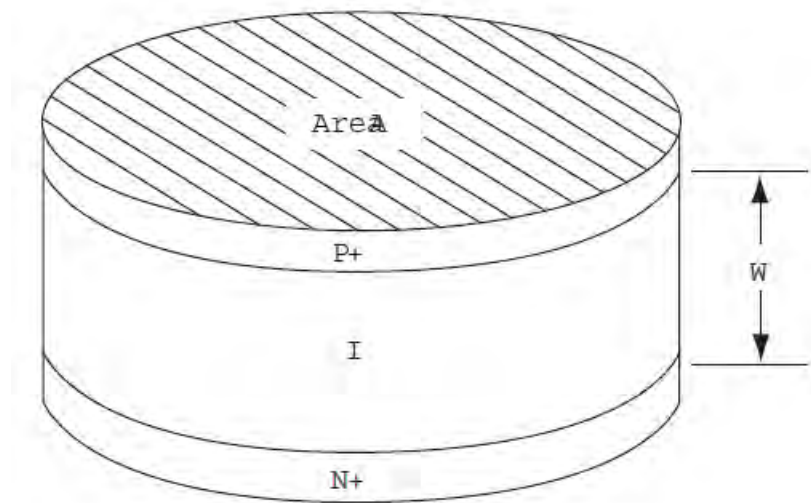


Рис.8.1 Конструкція рін-діода

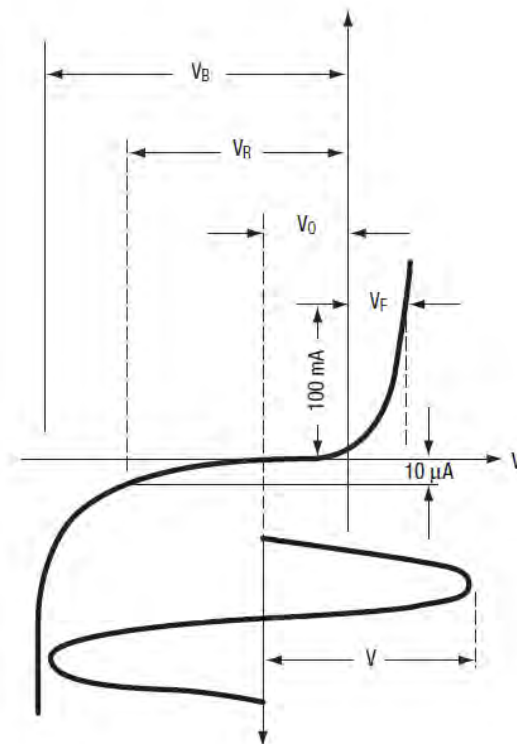
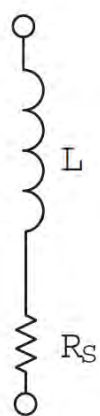
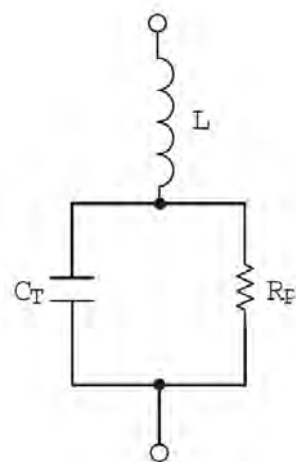


Рис.8.2 Вольт-амперна характеристика рін-діода



а)



б)

Рис.8.3 Схема заміщення рін-діода

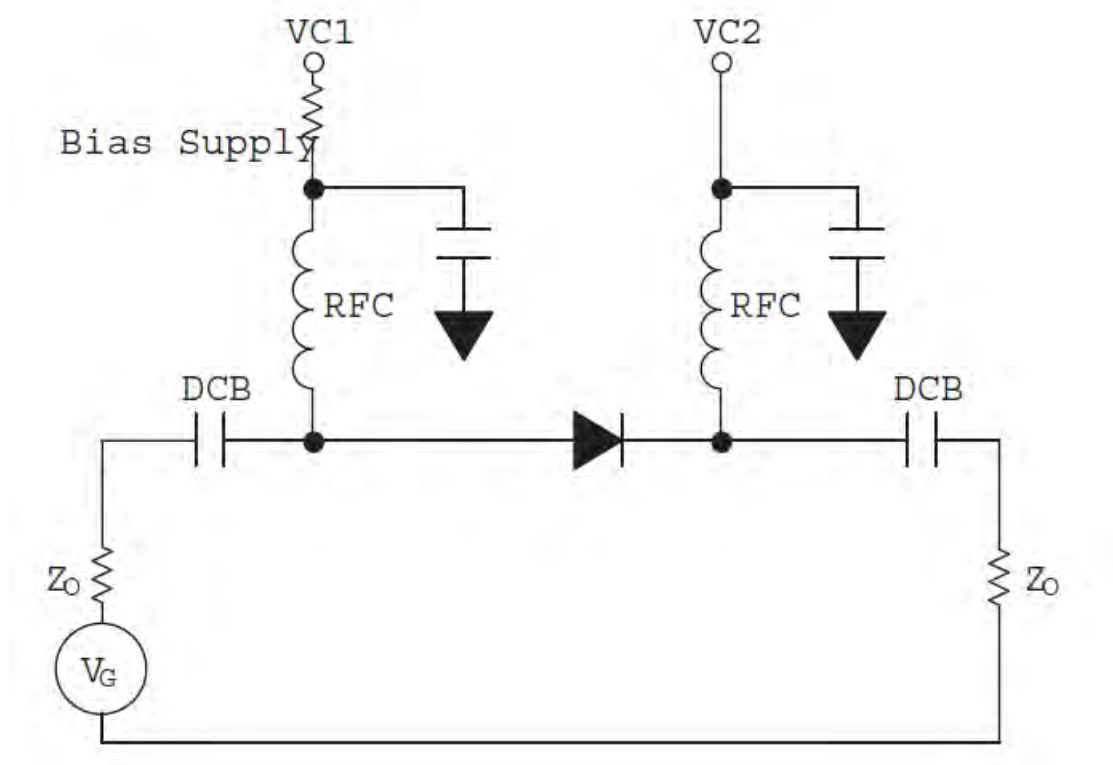


Рис.8.4 Схема простого перемикача (SPST) з послідовним рін-діодом

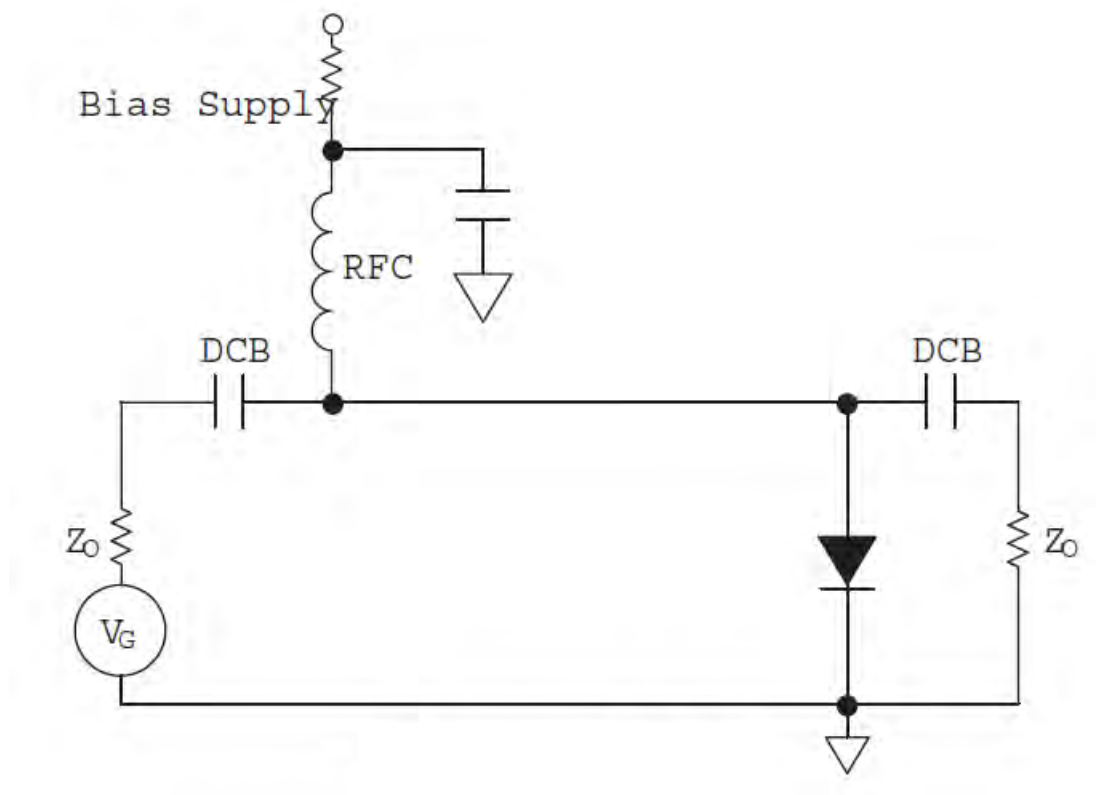


Рис.8.5 Схема простого перемикача (SPST) з паралельним рін-діодом

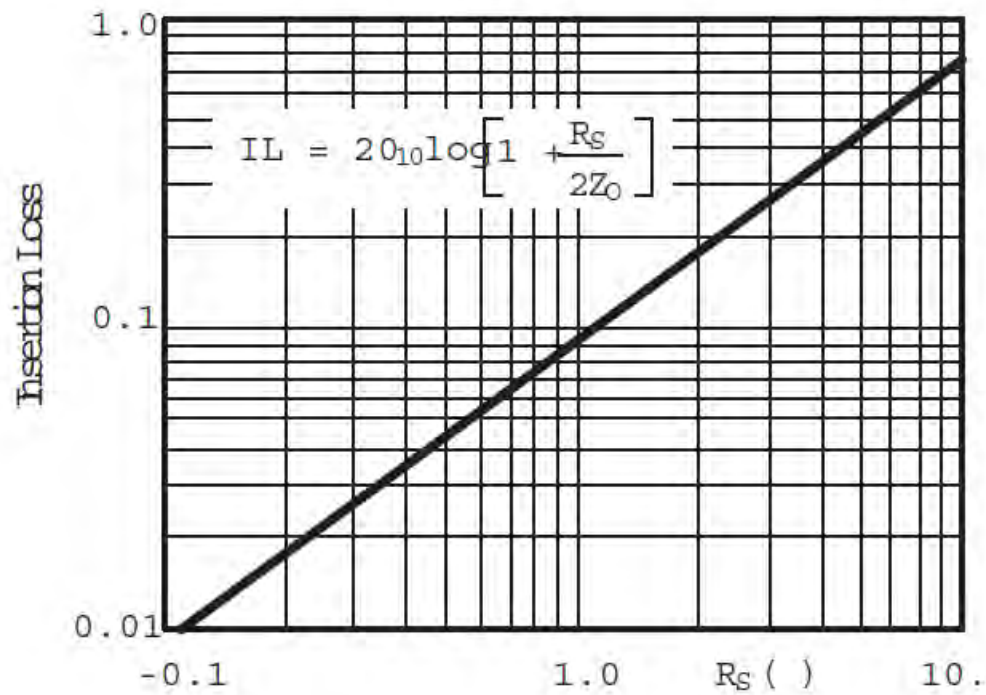


Рис.8.6 Залежність внесених втрат від опору pіn-діода R_S для комутатора з послідовним pіn-діодом

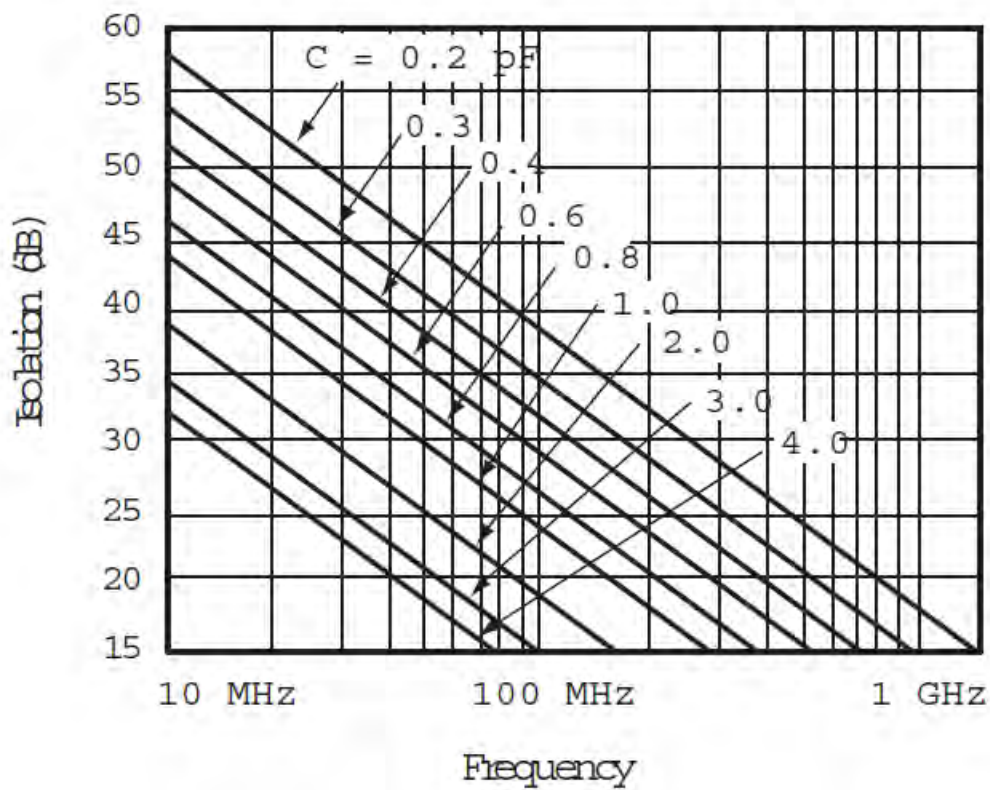


Рис.8.7 Залежність розв'язки від ємності pіn-діода C_T у закритому стані для комутатора з послідовним pіn-діодом

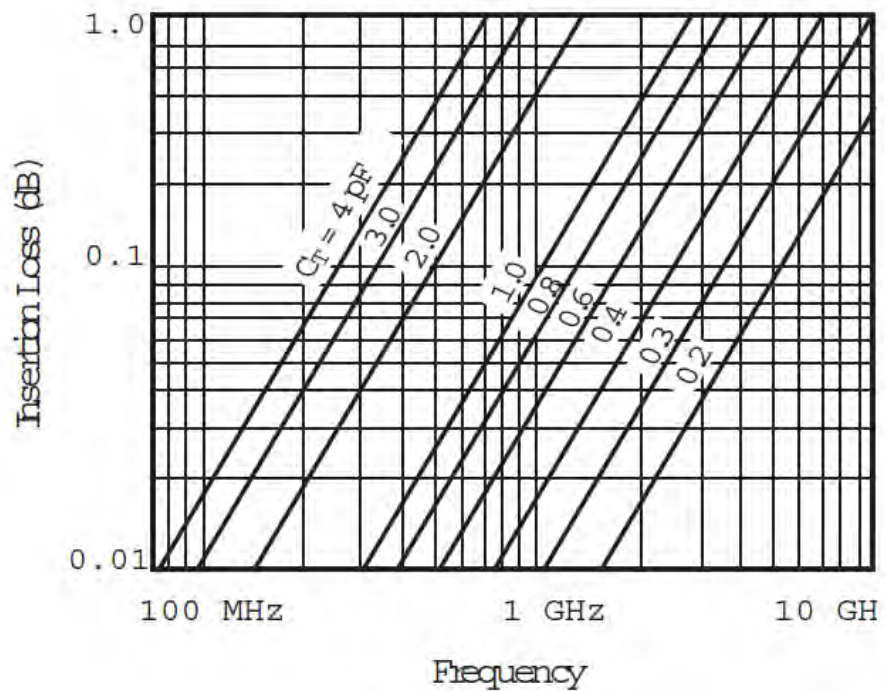


Рис.8.8 Залежність внесених втрат від ємності рін-діода C_T у закритому стані для комутатора з паралельним рін-діодом

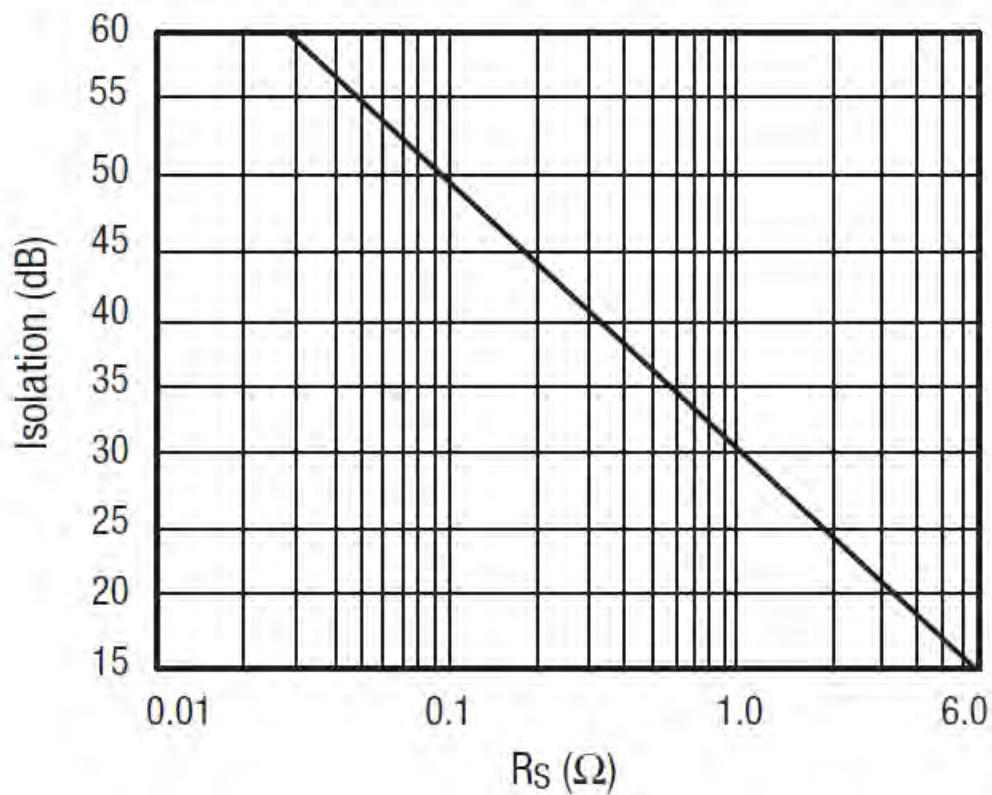


Рис.8.9 Залежність розв'язки від опору рін-діода R_S у відкритому стані для комутатора з паралельним рін-діодом

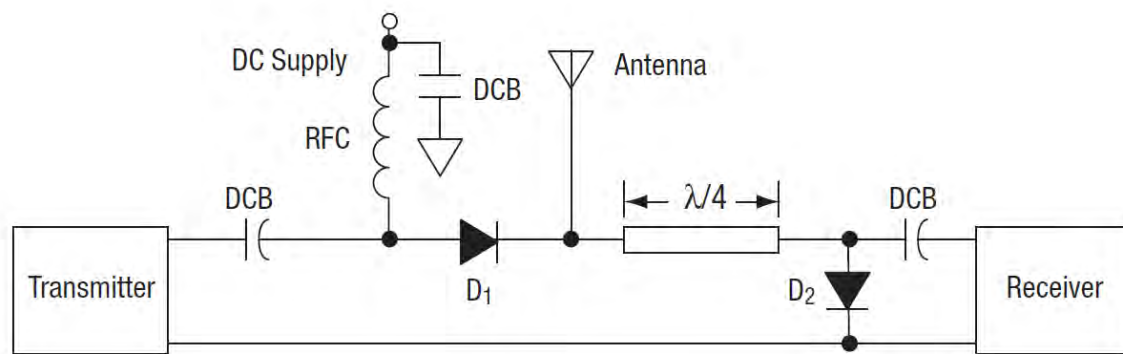


Рис.8.10 Антенний комутатор

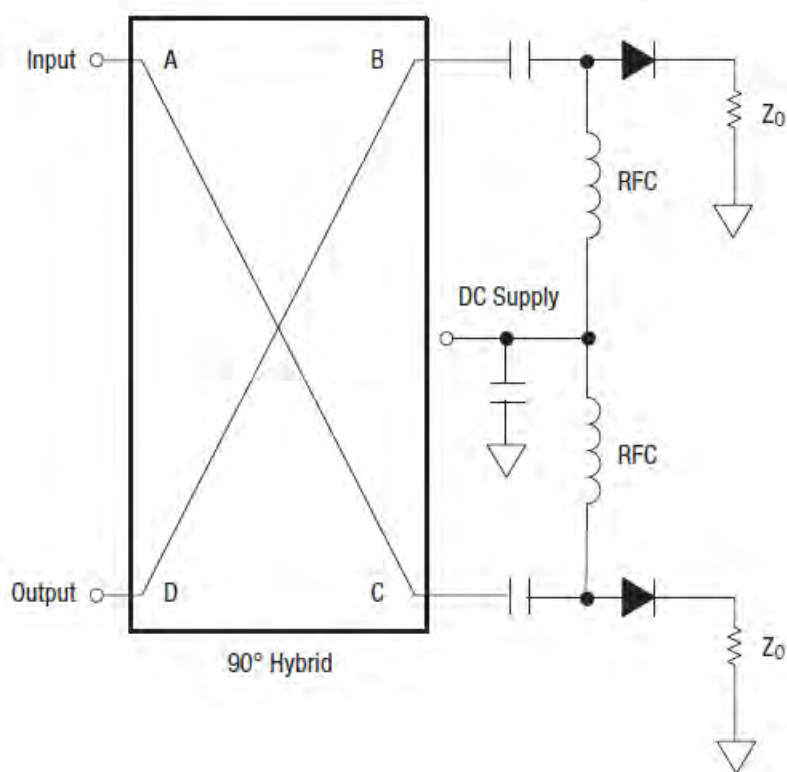


Рис.8.11 Атенюатор на рін-діодах з використанням квадратурного подільника з послідовним встановленням діодів

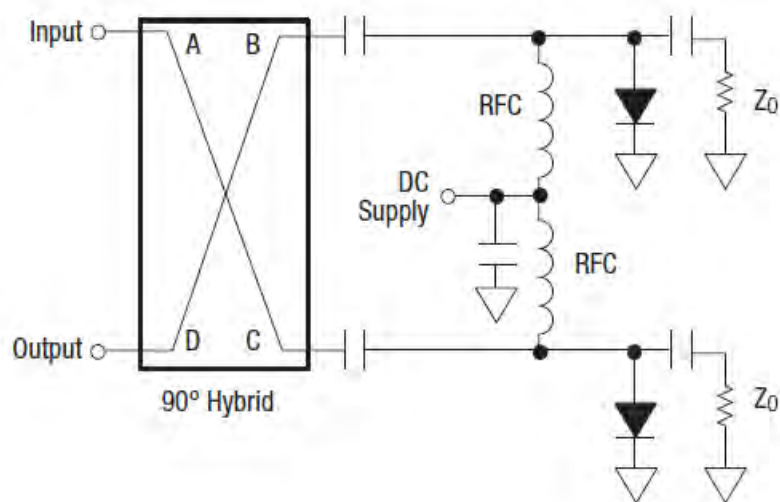


Рис.8.12 Атенюатор на рін-діодах з використанням квадратурного подільника з паралельним встановленням діодів

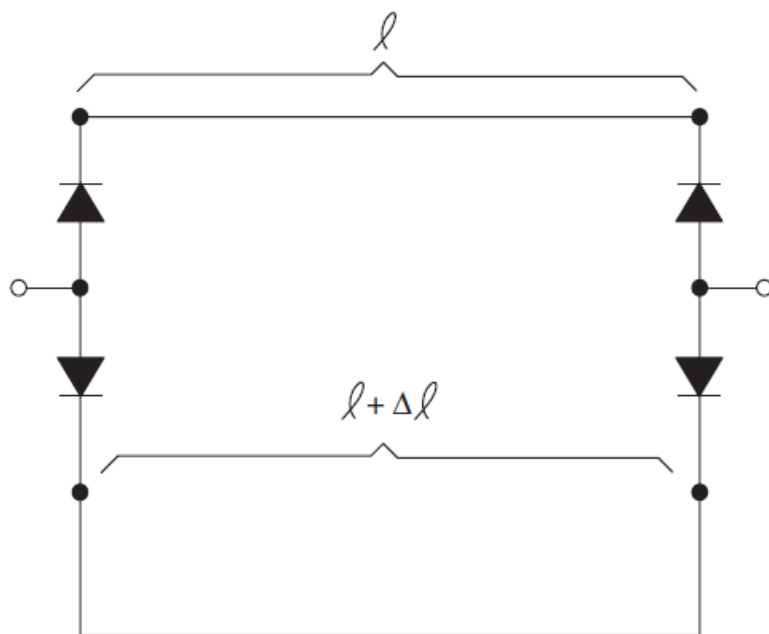


Рис.8.13 Фазообертач на рін-діодах на лініях, що перемикаються

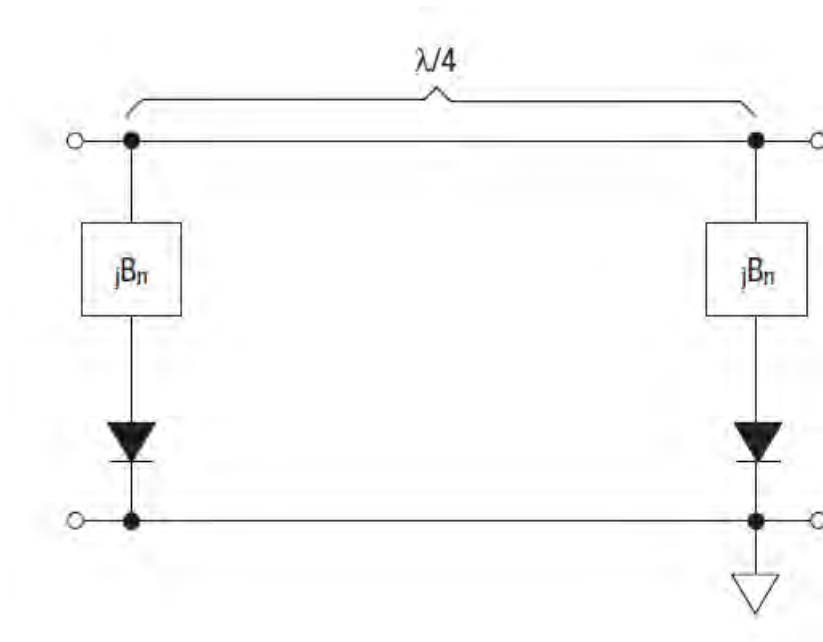


Рис.8.14 Фазообертач на рін-діодах із використанням шлейфів

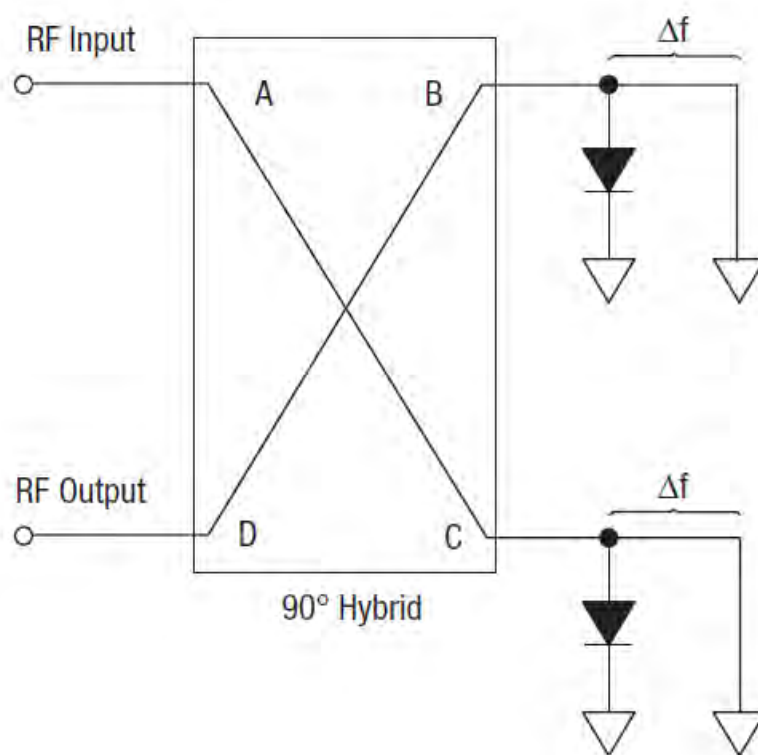


Рис.8.15 Відбивний фазообертач на рін-діодах

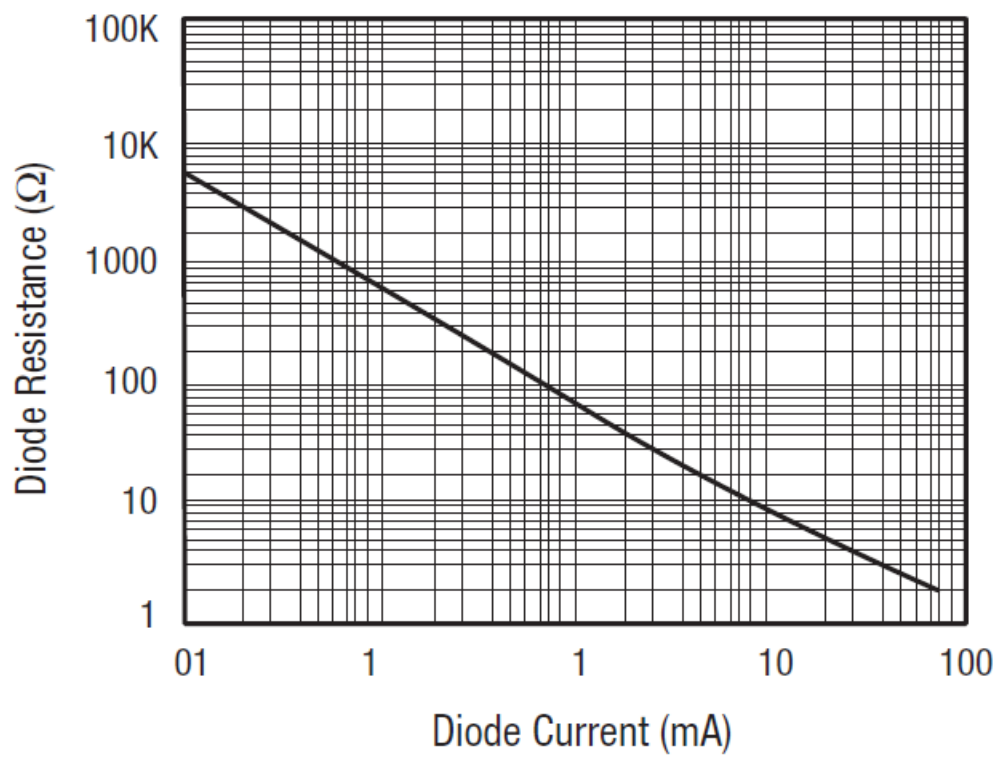


Рис.8.16 Типова залежність опору p-n-діода від струму, що протікає через нього

РОЗДІЛ 9. ФІЛЬТРИ НВЧ.

9.1 Класифікація фільтрів та фільтр-прототип і його масштабування.

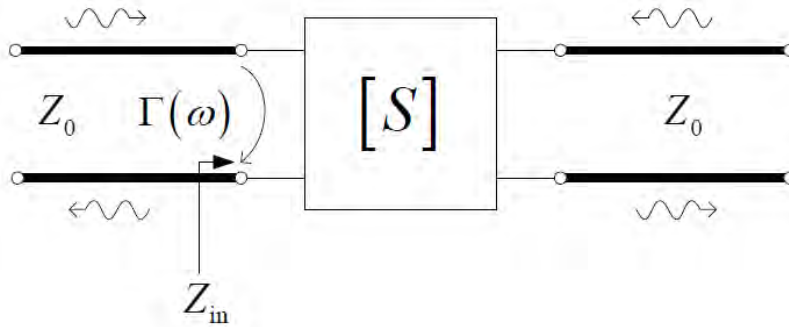


Рис.9.1 Еквівалентна схема фільтру

Функцію робочого згасання для фільтру на рис.9.1 можемо виразити, як:

$$L = \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{Н}}} = \left| \frac{1}{S_{21}} \right|^2 = \frac{1}{[1 - |\Gamma(\omega)|^2]} . \quad (9.1)$$

Для лінійної системи, параметри якої не змінюються в часі:

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \left| \frac{Z_{\text{ВХ}}(\omega) - Z_0}{Z_{\text{ВХ}}(\omega) + Z_0} \right|^2 . \quad (9.2)$$

Функція робочого згасання фільтру, що має вигляд характеристики Батерворта описується (рис.9.2), як:

$$L = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} , \quad (9.3)$$

де N – порядок фільтру, ω_c - частота зрізу фільтру

Для $\omega \gg \omega_c$ і $k = 1$ функцію робочого згасання апроксимуємо, як:

$$L = \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} . \quad (9.4)$$

Швидкість наростання функції робочого згасання становить 20дБ на октаву.

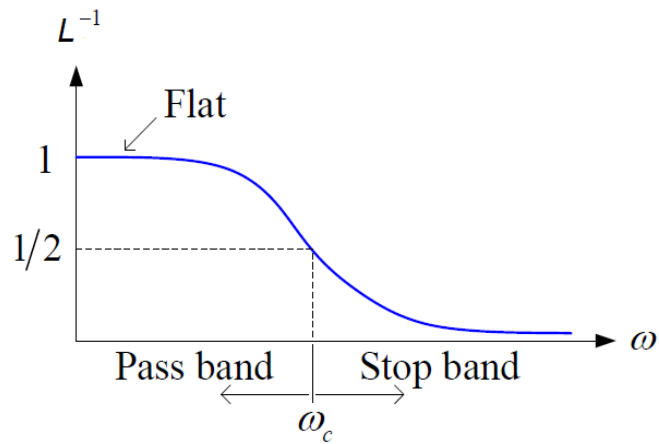


Рис.9.2 Графічне представлення функції робочого згасання фільтру з характеристикою Батерворта

Функція робочого згасання фільтру, що має вигляд характеристики Чебишева описується (рис.9.3), як:

$$L = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right). \quad (9.5)$$

Для $\omega \gg \omega_c$ і $k = 1$ функцію робочого згасання апроксимуємо, як:

$$L = \frac{1}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N}. \quad (9.6)$$

Швидкість наростання функції у порівнянні з характеристикою Батерворта більше на множник $\frac{2^{2N}}{4}$. Для $N = 3$ швидкість наростання функції робочого згасання збільшується на 12 дБ на октаву, для $N = 5$ - на 24,1 дБ.

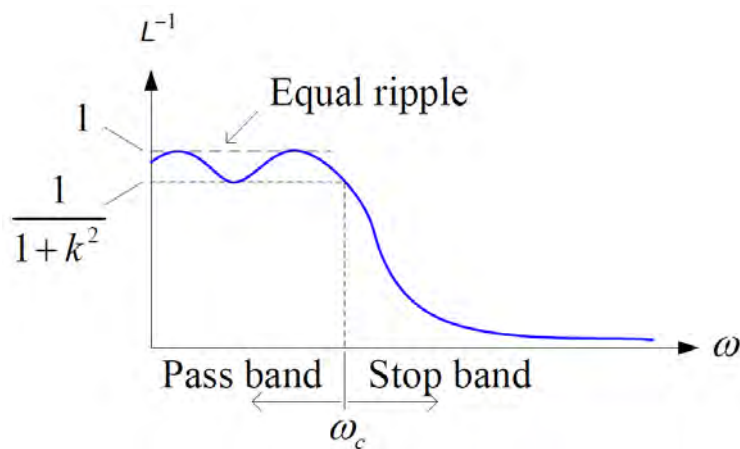


Рис.9.3 Графічне представлення функції робочого згасання фільтру з характеристикою Чебишева

Розглянемо прототип фільтра для $N = 2$ з характеристикою Батерворта на основі ФНЧ (опір генератора 1 Ом, $\omega_c = 1$):

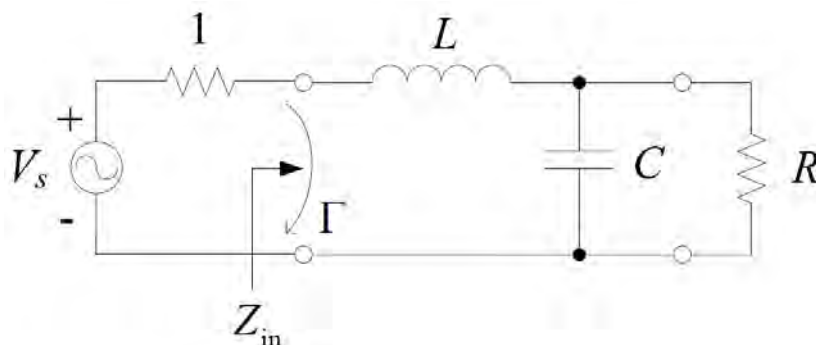


Рис.9.4 Фільтр-прототип другого порядку

$$Z_{BX} = j\omega L + \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R(1 - j\omega CR)}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad (9.7)$$

$$L = \frac{1}{[1 - |\Gamma(\omega)|^2]} = \frac{1}{[1 - \Gamma(\omega) \cdot \Gamma^*(\omega)]} = \frac{1}{\left[1 - \frac{Z_{BX} - 1}{Z_{BX} + 1} \cdot \frac{Z_{BX}^* - 1}{Z_{BX}^* + 1}\right]} = \frac{|Z_{BX} + 1|^2}{2(Z_{BX} + Z_{BX}^*)}, \quad (9.8)$$

$$(Z_{BX} + Z_{BX}^*) = \frac{2R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad (9.9)$$

$$|Z_{BX} + 1|^2 = \left(\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + 1\right)^2 + \left(\omega L - \frac{\omega CR^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}\right)^2, \quad (9.10)$$

$$L = \frac{|Z_{BX} + 1|^2}{2(Z_{BX} + Z_{BX}^*)} = 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4]. \quad (9.11)$$

Теоретично функцію робочого згасання для $N = 2$ описуємо, як: $L = 1 + \omega^4$.

Функція робочого згасання є поліномом ω^2 . Для того, щоб $L = 1$ при $\omega = 0$, то $R = 1$.

Відсутність ω^2 у теоретичній функції робочого згасання дає таке співвідношення:

$$\begin{aligned} R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2 &= 0 \\ C^2 + L^2 - 2LC &= 0 \\ (C - L)^2 &= 0 \\ C &= L \end{aligned} \quad (9.12)$$

Для того, щоб множник перед ω^4 дорівнював одиниці:

$$\begin{aligned}\frac{1}{4R} L^2 C^2 R^2 &= 1 \\ \frac{1}{4} L^2 C^2 &= 1 \\ \frac{1}{4} L^4 &= 1 \\ L = C &= \sqrt{2}\end{aligned}\tag{9.13}$$

Аналогічно можна розрахувати елементи фільтра-прототипу для будь-якого N . Існують таблиці з табульованими значеннями (рис.9.5, рис.9.7, рис.9.8).

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Рис.9.5 Коефіцієнти g_k для фільтра з максимально плоскою характеристикою для $g_0 = 1$, $\omega_c = 1$.

Таблиці складені для фільтр-прототипів, в яких:

g_0 -	Опір генератора (рис.9.6,а) Провідність генератора (рис.9.6,б)
$g_k (k = 1 \dots N)$ -	Значення індуктивності для послідовного елемента(рис.9.6,а) Значення ємності для паралельного елемента (рис.9.6,б)
g_{N+1} -	Опір навантаження, якщо g_N паралельна ємність (рис.9.6,а) Провідність навантаження, якщо g_N послідовна індуктивність (рис.9.6,б)

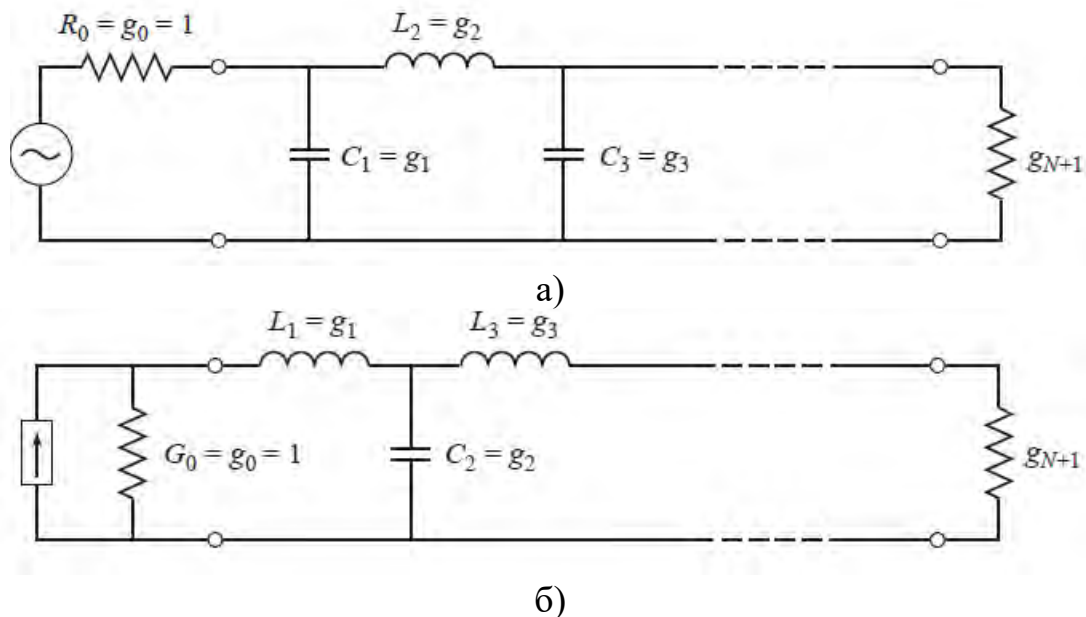


Рис.9.6 Фільтр-прототип із першим паралельним елементом (а) і першим послідовним елементом (б)

Характеристика Чебишева для фільтра-прототипу для $N = 2$ і $\omega_c = 1$ визначається:

$$L = 1 + k^2 T_N^2(\omega). \quad (9.14)$$

де $1 + k^2$ - рівень нерівномірності в межах смуги пропускання.

Для полінома Чебишева в нулі маємо такі значення:

$$T_N(0) = \begin{cases} 0, & \text{для } N - \text{непарне} \\ 1, & \text{для } N - \text{парне} \end{cases}. \quad (9.15)$$

Отже, на частоті $\omega = 0$ функція робочого згасання $L = 1$ для непарного N і $L = 1 + k^2$ - для парного N .

Враховуючи $T_2(x) = 2x^2 - 1$, можемо записати рівняння для фільтра-прототипа розглянутого раніше.

$$1 + k^2(4\omega^4 - 4\omega^4 + 1) = 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4] \quad (9.16)$$

На частоті $\omega = 0$ для парного N : $k^2 = \frac{(1-R)^2}{4R}$, а отже $R = 1 + 2k^2 \pm 2k\sqrt{1+k^2}$.

Співставляємо коефіцієнти при ω^2 і ω^4 :

$$-4k^2 = \frac{1}{4R} (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2) \quad (9.17)$$

$$4k^2 = \frac{1}{4R} L^2 C^2 R^2 \quad (9.18)$$

Розв'язавши рівняння, можемо знайти значення L і C . Необхідно звернути увагу, що для парного N $g_{N+1} \neq 1$, що може потребувати додаткового узгодження з боку навантаження, якщо нормоване значення навантаження дорівнює 1. Для парного N $g_{N+1} = 1$ і додаткове узгодження не є необхідним.

Легше відповідні коефіцієнти g_k взяти з таблиць на рис.9.7 та рис.9.8.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Рис.9.7 Табульовані значення для фільтра-прототипу з характеристикою Чебишева і коливаннями в межах смуги пропускання 0.5 дБ

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Рис.9.8 Табульовані значення для фільтра-прототипу з характеристикою Чебишева і коливаннями в межах смуги пропускання 3 дБ

Масштабування фільтра-прототипу

1. Визначення елементів фільтра-прототипу, якщо опір генератора дорівнює R_0 .

Якщо всі елементи схеми збільшити на однаковий коефіцієнт, то коефіцієнт відбиття не зміниться.

Змінюємо індуктивність в R_0 раз:

$$X'_L = R_0 X_L = \omega(R_0 L). \quad (9.19)$$

Отже, еквівалентна індуктивність:

$$L' = R_0 L. \quad (9.20)$$

Змінюємо ємність в R_0 раз:

$$X'_C = R_0 X_C = -\frac{1}{\omega} \left(\frac{R_0}{C} \right). \quad (9.21)$$

Отже, еквівалентна ємність:

$$C' = \frac{C}{R_0}. \quad (9.22)$$

Нормуємо опір генератора і навантаження:

$$R'_\Gamma = R_0 \cdot 1 = R_0 \quad (9.23)$$

$$R'_H = R_0 \cdot R_H. \quad (9.24)$$

2. При зміні частоти зрізу підставляємо $\omega \rightarrow \frac{\omega}{\omega_c}$:

$$X'_L = \omega L \left| \omega \rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} = \omega \left(\frac{L}{\omega_c} \right), \quad (9.25)$$

$$X'_C = \frac{1}{\omega C} \left| \omega \rightarrow \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\omega_c}{C} \right). \quad (9.26)$$

Отже,

$$L' = \frac{L}{\omega_c}, \quad (9.27)$$

$$C' = \frac{C}{\omega_c}. \quad (9.28)$$

Для одночасного масштабування по опору і частоті:

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c}; \quad (9.29)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_c R_0}; \quad (9.30)$$

$$R'_\Gamma = R_0; \quad (9.31)$$

$$R'_H = R_0 \cdot R_H. \quad (9.32)$$

Для схеми на рис.9.6, а $C_1 = g_1$; $L_2 = g_2$; $C_2 = g_3$ і т.д.

3. Трансформація ФНЧ→ФВЧ

Підставляємо $\omega \rightarrow \frac{\omega_c}{\omega}$.

$$Z_L = j\omega L_k \left| \omega \rightarrow \frac{\omega_c}{\omega} = -j \frac{\omega_c}{\omega} L_k = \frac{1}{j\omega C'_k}, \quad (9.33)$$

де $C'_k = \frac{1}{\omega_c L_k}$.

Отже, у ФВЧ послідовна індуктивність перетворюється у послідовну ємність.

$$Y_C = j\omega C_k \Big|_{\omega \rightarrow \frac{-\omega_c}{\omega}} = -j \frac{\omega_c}{\omega} C_k = \frac{1}{j\omega L'_k}, \quad (9.34)$$

де $L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k}$.

Отже, у ФВЧ паралельна ємність перетворюється у паралельну індуктивність.

Масштабування із врахуванням реальної частоти зрізу і опору генератора:

$$C'_k = \frac{1}{\omega_c R_0 L_k}; \quad (9.35)$$

$$L'_k = \frac{R_0}{\omega_c C_k}. \quad (9.36)$$

3. Трансформація ФНЧ→смугопропускаючий фільтр

Підставляємо $\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$, де $\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$, $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$.

Звертаємо увагу, що ω_0 — не резонансна частота.

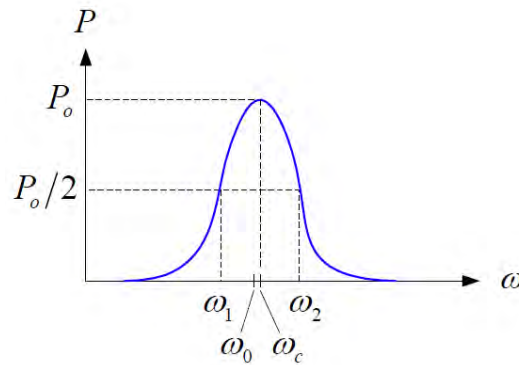


Рис.9.9 Визначення частот для трансформація ФНЧ у смугопропускаючий фільтр

Здійснюємо трансформацію:

$$\begin{aligned} j\omega L_k \Big|_{\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} &= j \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L_k \\ &= j\omega \frac{L_k}{\omega_0 \Delta} + \frac{1}{j\omega} \frac{\omega_0 L_k}{\Delta} = j\omega L'_k + \frac{1}{j\omega C'_k} \end{aligned} \quad (9.37)$$

$$j\omega C_k \left| \omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = j \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C_k \right. \quad (9.38)$$

$$= j\omega \frac{C_k}{\omega_0 \Delta} + \frac{1}{j\omega} \frac{\omega_0 C_k}{\Delta} = j\omega C'_k + \frac{1}{j\omega L'_k}$$

Отже, послідовна індуктивність замінюється послідовним з'єднанням індуктивності і ємності із номіналами: $L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_0 \Delta}$, $C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k R_0}$. Паралельна ємність завершується паралельним з'єднанням індуктивності і ємності із номіналами: $C'_k = \frac{C_k}{\omega_0 R_0 \Delta}$, $L'_k = \frac{R_0 \Delta}{\omega_0 C_k}$.

Приклад 9.1: Розрахувати ФНЧ з неоднорідністю в смузі пропускання 3 дБ, частотою зрізу 2 ГГц, для роботи з лінією 50 Ом, і втратами на частоті 3 ГГц не менше 15 дБ.

Використовуємо апроксимацію Чебишева на рис.9.3.

З малюнка видно, що нерівномірність в межах смуги пропускання дорівнює $1 + k^2$.

$$10 \log(1 + k^2) = A, \text{ } A - \text{нерівномірність в смузі пропускання [дБ]}$$

$$\text{Отже, } k = \sqrt{10^{A/10} - 1}$$

$$\text{Для } A = 3 \text{ дБ } k = 0.998 \approx 1$$

Розраховуємо внесені втрати на частоті 3 ГГц.

Таблиця 9.1 Внесені втрати на частоті 3 ГГц по наближеній і точній формулі

	Наближена формула $L = \frac{1}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$	Точна формула $L = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$
N=1	3.5	6
N=3	22.6	19
N=5	41.7	35

Умовам задачі задовольняє $N=3$.

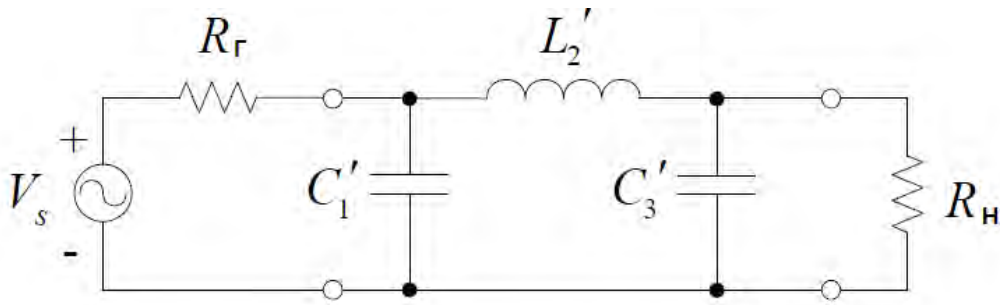


Рис.9.10 Схема фільтра для прикладу 9.1

З таблиці знаходимо: $g_1 = 3.3487$, $g_2 = 0.7117$, $g_3 = g_2$, $g_4 = 1$.

Здійснюємо масштаювання для реального опору генератора і реальної частоти зрізу.

$$L'_2 = \frac{R_0 L_2}{\omega_c} = \frac{R_0 g_2}{\omega_c} = \frac{50 \cdot 0.7117}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^9} = 2.83 \text{ нГн};$$

$$C'_1 = \frac{C_k}{\omega_c R_0} = \frac{g_1}{\omega_c R_0} = \frac{3.3487}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^9 \cdot 50} = 5.33 \text{ пФ}; \quad C'_3 = C'_1;$$

$$R_\Gamma = R_0 = 50 \text{ Ом};$$

$$R_H = g_4 \cdot R_0 = 50 \text{ Ом};$$

9.2 Синтез ФНЧ із ступінчатою зміною опору на мікросмужковій лінії.

Для відрізка лінії передачі довжиною l відома ABCD-матриця:

$$\begin{Bmatrix} A & B \\ C & D \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{Bmatrix}. \quad (9.39)$$

З даної матриці можна отримати матрицю $\|Z\|$ і на її основі побудувати еквівалентну схему заміщення (рис.9.11).

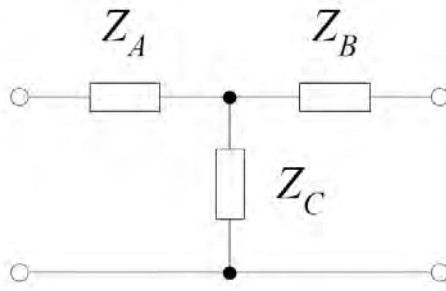


Рис.9.11 Еквівалентна схема заміщення відрізка лінії передачі

$$Z_C = Z_{21} = \frac{1}{C} = -j \frac{Z_0}{\sin \beta l} \quad (9.40)$$

$$Z_A = Z_{11} - Z_C = Z_B = -j \frac{Z_0}{\tan \beta l} + j \frac{Z_0}{\sin \beta l} = j Z_0 \tan \frac{\beta l}{2}, \quad (9.41)$$

де $\tan \frac{\beta l}{2} = \frac{1 - \cos \beta l}{\sin \beta l}$

При умові, що $\beta l < \pi/2$, схема заміщення має вигляд на рис.9.12 із номіналами елементів:

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan \left(\frac{\beta l}{2} \right), \quad (9.42)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin \beta l. \quad (9.43)$$

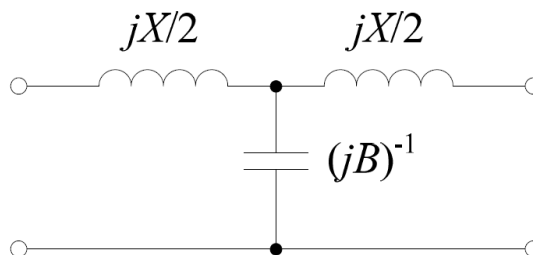


Рис.9.12 Еквівалентна схема заміщення відрізка лінії передачі для $\beta l < \pi/2$

Якщо Z_0 велике, то $\frac{X}{2} \approx Z_0 \frac{\beta l}{2}$, $B \approx 0$. Схема заміщення лінії – це послідовна індуктивність з номіналом $X \approx Z_0 \beta l$.

Якщо Z_0 мале, то $\frac{X}{2} \approx 0$, $B \approx \frac{\beta l}{Z_0} = Y_0 \beta l$. Схема заміщення лінії – це паралельна ємність з номіналом $B \approx Y_0 \beta l$.

Приклад 9.2: Розробити ФНЧ с максимально плоскою характеристикою робочого згасання з частотою зрізу 2,5 ГГц і внесеними втратами більше 20 дБ на частоті 4 ГГц. Основна лінія передачі має характеристичний опір 50 Ом. Найбільше можливе значення характеристичного опору лінії передачі складає $Z_{0h} = 150$ Ом, найменше – $Z_{0l} = 10$ Ом.

Визначаємо порядок фільтра: $L = \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2N} = \left(\frac{4}{2.5}\right)^{2N} > 100$.

Отже $N \geq 5$. Для гарантованого виконання вимоги про внесені втрати на частоті 4 ГГц вибираємо $N = 6$.

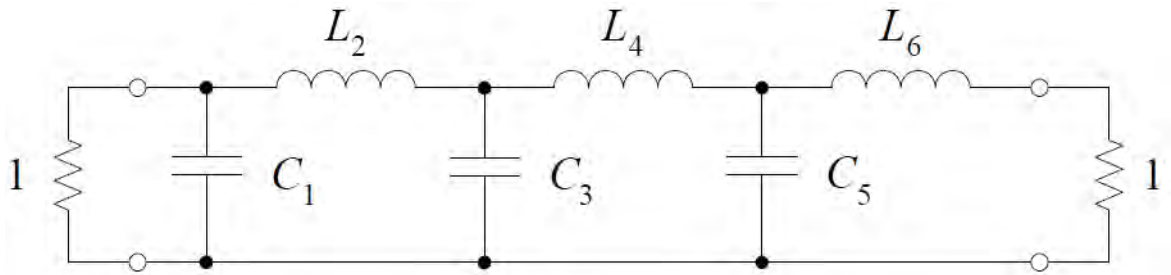


Рис.9.13 Схема фільтра для прикладу 9.2

$$C_1 = L_6 = g_1 = 0.5176$$

$$L_2 = C_5 = g_2 = 1.4142$$

$$C_3 = L_4 = g_3 = 1.9318$$

Визначаємо необхідні довжини секцій з малим і великим опором.

$$X'_{L_k} = \omega L'_k = Z_{0h} \beta l_k \Rightarrow L'_k = \frac{Z_{0h} \beta l_k}{\omega} \quad (9.44)$$

З формул масштабування відомо:

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \Rightarrow L_k = \frac{\omega_c}{R_0} L'_k. \quad (9.45)$$

Отже, $L_k = \frac{\omega_c}{R_0} L'_k = \frac{\omega_c}{R_0} \frac{Z_{0h} \beta l_k}{\omega} \Big|_{\omega = \omega_c} = \frac{\omega_c}{R_0} \frac{Z_{0h} \beta l_k}{\omega_c} = \frac{Z_{0h}}{R_0} \beta l_k$. Довжини секцій знаходимо, як

$$\beta l_k = \frac{L_k R_0}{Z_{0h}}. \quad (9.46)$$

Аналогічно довжина ємнісних секцій складає

$$\beta l_k = \frac{C_k Z_{0l}}{R_0}. \quad (9.47)$$

Довжини секцій:

$$\begin{aligned} \beta l_1 &= 0.1036 \text{ рад} = 5.94^\circ \\ \beta l_2 &= 0.4713 \text{ рад} = 27.01^\circ \\ \beta l_3 &= 0.3864 \text{ рад} = 22.14^\circ \\ \beta l_4 &= 0.644 \text{ рад} = 36.90^\circ \\ \beta l_5 &= 0.2888 \text{ рад} = 16.20^\circ \\ \beta l_6 &= 0.1727 \text{ рад} = 9.89^\circ \end{aligned}$$

Для підкладки с матеріалу NY92200 з діелектричною проникністю 2.2 і товщиною 1.524 мм характеристичному опору 50 Ом відповідає ширина мікросмушкової лінії 4.64 мм, 10 Ом – 34.86 мм, 150 Ом – 0.41 мм.

Таблиця 9.2 Довжини секцій фільтру для прикладу 9.2

	Розраховані значення, мм	Оптимізовані значення, мм
C_1	1.36	1.41
L_2	6.92	7.96
C_3	5.07	4.7
L_4	9.45	8.98
C_5	3.71	4.09
L_6	2.54	2.7

Топологія фільтру розрахованого фільтру представлена на рис.9.14.

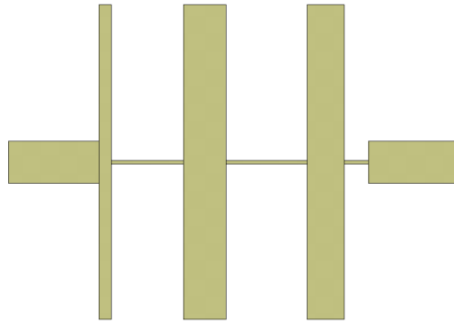
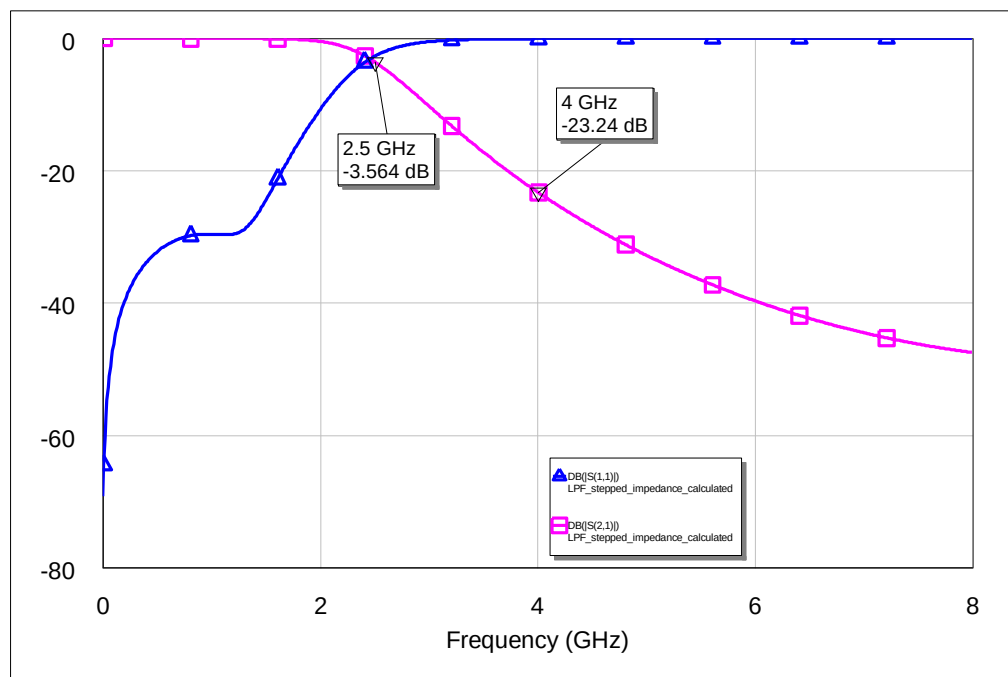
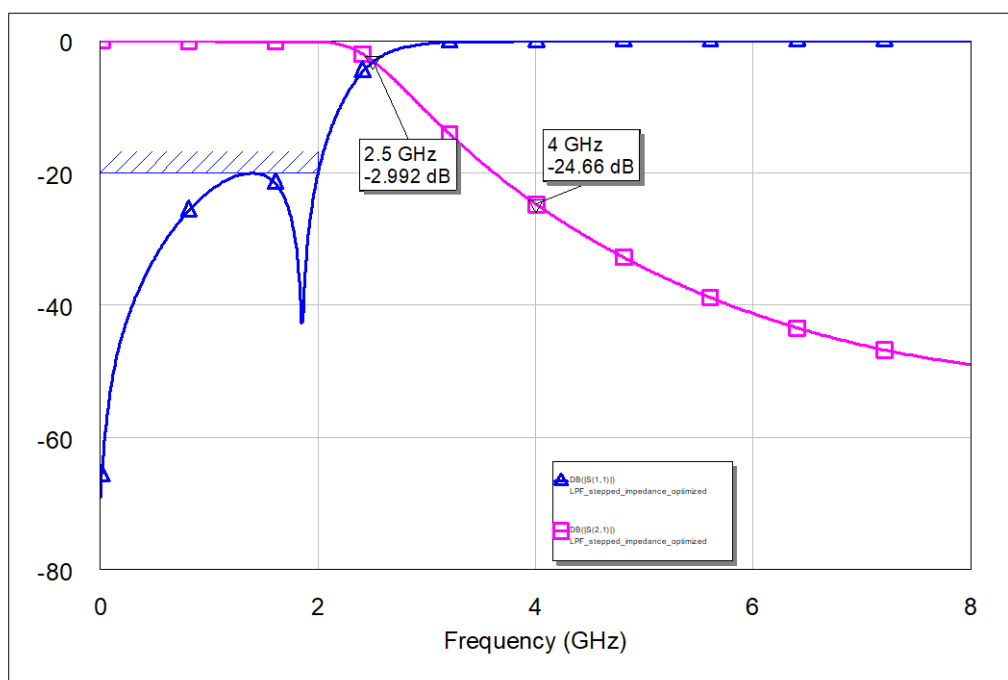


Рис.9.14 Топологія фільтра для прикладу

Характеристика фільтра з розрахованими значеннями довжин секцій представлена на рис.9.15. Бачимо, що при електромагнітному аналізі в AWR Microwave Office характеристики дещо відрізняються від заданих. Можемо провести додаткову оптимізацію. Характеристика фільтра після оптимізації представлена на рис.9.16, а дооптимізовані значення розмірів елементів фільтра представлені в табл.9.2.



9.15 Характеристика фільтра, що розрахована в AWR Microwave Office для топології на рис.9.14



9.16 Характеристика фільтра, що розрахована в AWR Microwave Office для топології на рис.9.14 після оптимізації.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Василенко, Д. О. Пристрої надвисоких частот: Курсова робота (Частина 1. Вузькосмугове узгодження комплексних навантажень) [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / Д. О. Василенко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 7,76 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 79 с. – Назва з екрана. – Доступ: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/45719>
2. Василенко, Д. О. Пристрої надвисоких частот. Курсова робота (Частина 2. Широкосмугове узгодження навантажень) [Електронний ресурс] : навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / Д. О. Василенко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,18 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 63 с. – Назва з екрана. – Доступ: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/50549>.
3. David M. Pozar. Microwave Engineering / David M. Pozar. – USA: John Wiley & Sons, 2005. – 700 p.