

**Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України  
Дніпропетровський національний університет  
ім. Олеся Гончара**

**О. О. Дробахін, В. Д. Рябчій, Д. Ю. Салтиков**

**НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК  
ДО ВИВЧЕННЯ КУРСУ  
„ТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА НВЧ”**

**Елементи мікрохвильової техніки**

**Дніпропетровськ  
РВВ ДНУ  
2012**

УДК 621.396  
Н 15

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. В. М. Корчинський  
д-р фіз.-мат. наук С.В.Плаксін

Н 15 Навчальний посібник до вивчення курсу „Техніка та електроніка НВЧ”.  
Елементи мікрохвильової техніки [Текст] / О. О. Дробахін, В. Д. Рябчій,  
Д. Ю. Салтиков. – Д.: РВВ ДНУ, 2012.– 80 с.

Наведено відомості з конструкції основних елементів НВЧ техніки, їх параметрів, при цьому використано формалізм матриць розсіювання. Перевагу надано розгляду хвилевідних елементів, які застосовують для розв’язання задач прикладної фізики. До кожної теми запропоновано питання для перевірки рівня її засвоєння.

Для студентів ДНУ, які навчаються за напрямком підготовки „Прикладна фізика”. Матеріалами видання можуть скористатися всі, хто цікавиться питаннями техніки НВЧ діапазону.

Темплан 2012, поз. 12

Навчальне видання

Олег Олегович Дробахін  
Володимир Денисович Рябчій  
Дмитро Юрійович Салтиков

**Навчальний посібник  
до вивчення курсу  
„Техніка та електроніка НВЧ”.  
Елементи мікрохвильової техніки**

Редактор В. О. Насєкан  
Техредактор Л. П. Замятіна  
Коректор Т. А. Белиба

---

Підписано до друку 20.04.12. Формат 60×80/16. Папір друкарський.  
Друк плоский. Ум. друк. арк. 4,65. Ум. фарбовідб. 4,65. Обл.-вид. арк. 4,9.  
Тираж 100 пр. Зам. №

---

РВВ ДНУ, просп. Гагаріна, 72, м. Дніпропетровськ, 49010.  
Друкарня ДНУ, вул. Наукова, 5, м. Дніпропетровськ, 49050

© Дробахін О. О., Рябчій В. Д., Салтиков Д. Ю., 2012

## Вступ

Електромагнітні хвилі надвисоких частот (НВЧ) набувають широкого застосування в різних галузях науки та техніки. НВЧ, або мікрохвильові пристрої, покладено в основу реалізації радіолокаційних засобів виявлення повітряних та космічних об'єктів, оцінювання їх координат, швидкості. Останнім часом радіолокаційні методи застосовують для розв'язання технологічних задач, наприклад, в металургії, для медичної та спортивної діагностики, лікування. Мікрохвильові пристрої дозволяють вимірювати відстань до відбивних поверхонь в умовах унеможливлення спостережень в оптичному діапазоні, досліджувати вібрації у випадку, якщо об'єкт знаходиться за перепорою, наприклад, під час проведення рятувальних робіт, або за наявності термічного навантаження, скажімо, в металургійному виробництві. Важливе технологічне значення мають мікрохвильові печі. В теперішній час проводять дослідження з технологічного застосування таких печей для отримання композиційних полімерних матеріалів, проведення хімічних реакцій, видалення вологи з речовин, що мають вступати в хімічні перетворення. Перспективним є опромінення насіння рослин з метою інтенсифікації процесу росту.

Мікрохвильові технології, крім того, широко застосовують в інформаційно-комп'ютерних системах. У мобільному радіозв'язку, радіолокації, радіонавігації, радіометрії, бездротових комп'ютерних мережах тощо передачу інформації здійснюють за допомогою електромагнітних хвиль, які належать практично всьому діапазону мікрохвильового випромінювання, тобто відповідні довжини хвиль лежать у межах від дециметрів до міліметрів, а частоти – від 3 до 300 ГГц. Зі збільшенням частоти з'являється можливість концентрації електромагнітного випромінювання у вузький спрямований промінь, що підвищує завадостійкість та забезпечує електромагнітну сумісність. Значною перевагою мікрохвильового діапазону є його велика інформаційна місткість, що дозволяє, наприклад, у системах телекомунікацій збільшити число передаваних каналів телефонного зв'язку і телерадіомовлення, організувати багатоканальну передачу широкосмугових сигналів з одночасним поліпшенням якості зв'язку. Подальший розвиток бездротових телекомунікацій передбачає розробку та введення нових і вдосконалення вже існуючих мікрохвильових пристроїв і систем передачі інформації.

НВЧ елементи – одні з основних у техніці фізичного експерименту, наприклад, у випадку створення засобів прискорення елементарних часток, а отже, фахівці з прикладної фізики мають бути обізнаними з основними принципами побудови та застосування основних елементів мікрохвильової техніки.

## 1. Пристрої НВЧ

### 1.1. Класифікація елементів НВЧ тракту

Реальний *НВЧ тракт* (лінія передачі, фідер) складається з відрізків регулярних ліній та з ряду елементів, які призначені для з'єднання ліній, узгодження, перемикавання, регулювання потужності, фази сигналу тощо. *Елементом* НВЧ тракту називають найпростіший одиночний пристрій, який призначений для виконання певної функції в даному тракті. Елементи тракту класифікують за видами функцій, які вони виконують, незалежно від того, з якою метою ці функції виконують.

Основні типи елементів НВЧ техніки та їх функціональне призначення:

- відрізки регулярних ліній – призначені для спрямованої передачі енергії;
- з'єднувальні елементи – призначені для з'єднання відрізків ліній і пристроїв між собою;
- узгоджувальні пристрої – призначені для узгодження ліній передачі або окремих пристроїв з метою отримати заданий коефіцієнт відбиття;
- перемикальні пристрої – виконують функцію тимчасового з'єднання різних ліній та пристроїв;
- фільтри – призначені для селекції сигналів за частотою або за типами хвиль;
- подільники і мостові з'єднання – призначені для поділу, складання і розподілу потужності електромагнітних коливань у багатоканальних пристроях;
- фазообертачі – призначені для регулювання фазового зсуву;
- атенюатори – пристрої для керування рівнем потужності;
- невзаємні феритові пристрої – призначені для забезпечення розв'язки окремих каналів багатоканальних пристроїв;
- резонатори – виконують функції коливальних контурів у НВЧ схемах;
- поляризатори – пристрої для керування поляризаційними властивостями електромагнітних хвиль.

Конструкції і електричні характеристики елементів техніки НВЧ різноманітні. До основних параметрів, загальних для всіх елементів, відносять:

- електричну міцність, обумовлену максимально допустимою потужністю, що може бути передана через елемент;
- коефіцієнт корисної дії або втрати потужності в елементі, визначені в децибелах;
- ширину смуги робочих частот (діапазон робочих частот) – діапазон частот, у межах якого основні характеристики пристрою незмінні або змінюються в заданих межах;
- коефіцієнт відбиття, або КСХ, для визначення якості узгодження.

Аналіз і синтез складних пристроїв НВЧ значною мірою спрощується за умови використання теорії багатополіусників НВЧ.

## 1.2. Багатополюсники НВЧ

Під багатополюсником (англійською мовою – *multiport(multiterminal) network(device)*) НВЧ розуміють комбінацію НВЧ елементів, яка має декілька входів (плечей) у вигляді поперечних перерізів ліній передачі із заданими типами хвиль. Перерізи входів багатополюсника називають *площинами відліку фази*. Положення площин відліку обирають таким чином, щоб хвилі вищих типів, що виникають усередині багатополюсника, але не поширюються в лініях передачі, були мізерно малі. Така вимога забезпечує можливість обміну енергією між багатополюсником і рештою тракту лише шляхом перенесення потужності хвилями заданого типу в кожній лінії передачі. У разі якщо хвилі вищих типів робочі, для кожної з них задають своє плече, хоча фізично вони поширюються в одному й тому самому плечі багатополюсника.

Із кожним входом багатополюсника НВЧ асоціюють певну фіктивну пару полюсів у відповідній лінії передачі, хоч для багатьох типів ліній передачі (наприклад, хвилеводів) такі полюси не можуть бути виділені в явному вигляді. Таким чином, коли мова йде про  $2N$ -полюсник НВЧ, мають на увазі пристрій із  $N$  лініями передачі, які підходять до багатополюсника, або, точніше, з  $N$  типами хвиль у всіх вхідних лініях передачі. Залежно від кількості входів пристрою НВЧ класифікують як двополюсники, чотирьополюсники, шестиполюсники, восьмиполюсники і т.д.

Серед багатополюсників НВЧ треба виділити клас *пасивних* багатополюсників, в яких усередині відсутні підсилення або генерація потужності НВЧ за будь-яких видів збудження вхідних ліній передачі. Інша властивість широкого класу багатополюсників – *лінійність*, обумовлена незалежністю зовнішніх характеристик багатополюсника від рівня потужності НВЧ. Зрозуміло, що остання властивість спостерігається в певних межах, тобто потужність не повинна перевищувати границю електричної міцності. Для опису лінійних багатополюсників широкого застосування набули матричні методи.

Традиційно для багатополюсників вводять *комплексні амплітуди* вхідної  $\dot{a}_i$  (падаючої) та вихідної  $\dot{b}_i$  (відбитої або розсіяної) хвиль для кожного  $i$ -го входу багатополюсника, які нормують згідно з правилом

$$\frac{|\dot{a}_i|^2}{2} = P_{\text{пад}}, \quad \frac{|\dot{b}_i|^2}{2} = P_{\text{відб}}. \quad (1.1)$$

Зрозуміло, що комплексні амплітуди  $\dot{a}_i$  та  $\dot{b}_i$  мають тісний зв'язок із нормованими амплітудами напруги  $\dot{u}$  та струму  $\dot{i}$ . Вважають, що фазу треба обирати таким самим чином, що й для  $\dot{u}$ . Одиниця вимірювання комплексних амплітуд – *корінь квадратний із Ватт* ( $\sqrt{\text{Вт}}$ ). Із урахуванням уведених обмежень можна застосувати принцип суперпозиції, справедливий для лінійних кіл. Таким чином, одержимо систему для визначення комплексних амплітуд відбитих (вихідних) хвиль  $\dot{b}_1, \dot{b}_2, \dot{b}_3, \dots, \dot{b}_N$  кожного плеча  $2N$ -полюсника НВЧ.

У матричній формі цей вираз можна подати у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \cdot \\ \dot{b}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dots & \dot{s}_{1N} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dots & \dot{s}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N1} & \dot{s}_{N2} & \dots & \dot{s}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \cdot \\ \dot{a}_N \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

або  $\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$ .

Матрицю  $\mathbf{S}$  називають *матрицею розсіяння* (англійською мовою – *scattering matrix*), вона встановлює зв'язок між комплексними нормованими амплітудами вихідних (відбитих) і вхідних (падаючих) хвиль у плечах багатополюсника. Зрозуміло,  $\dot{s}_{mn}$  є комплексна величина, тобто  $\dot{s}_{mn} = |\dot{s}_{mn}| \exp(j\varphi_{mn})$ . У позначенні елемента матриці  $\dot{s}_{mn}$  перший індекс  $m$  указує номер рядка матриці й одночасно номер плеча, на яке передається потужність, другий індекс  $n$  – номер стовпця й одночасно номер плеча, із якого здійснюється збудження. Елемент матриці  $\dot{s}_{mm}$  – коефіцієнт відбиття за напругою в  $m$ -плечі багатополюсника за умови, що до всіх інших плечей підключені узгоджені навантаження. Елемент  $\dot{s}_{mn}$  у випадку, коли  $m \neq n$ , є коефіцієнт передачі за напругою з плеча  $n$  до плеча  $m$  за умови, що до всіх пліч підключені узгоджені навантаження.

Матриця розсіяння визначає властивості багатополюсника лише на заданій частоті. У ході опису властивостей багатополюсника в смузі частот елементи матриць перетворюються на комплексно значимі функції частоти.

### Контрольні питання

1. Що розуміють під НВЧ трактом?
2. Що розуміють під НВЧ елементом?
3. Які функції в НВЧ тракті виконують відрізки регулярних ліній, з'єднувальні елементи, узгоджувальні пристрої, перемикальні пристрої, фільтри, подільники і мостові з'єднання, фазообертачі, атенюатори, невзаємні феритові пристрої, резонатори, поляризатори?
4. Які є загальні параметри НВЧ елементів?
5. Які типові значення КСХ(КБХ), граничної потужності для типових НВЧ елементів?
6. Що розуміють під багатополюсником (багатоплечником) НВЧ?
7. Як визначають площину відліку фази?
8. Які багатополюсники називають пасивними?
9. Які багатополюсники називають лінійними?
10. Як визначають комплексні амплітуди в плечах багатоплечників?
11. В яких одиницях вимірюють комплексні амплітуди?
12. Що таке матриця розсіювання?
13. Який зміст індексів елементів матриці розсіювання?
14. Який фізичний зміст діагональних та недиагональних елементів розсіювання (модуля та фази)?

## 2. Двополюсники

Двополюсник НВЧ (англійською мовою – *one-port device*) є кінцевий пристрій, тобто є навантаження опором  $Z_H$  лінії передачі з хвильовим опором  $W$ . Нормований опір двополюсника дорівнює  $\dot{z}_H = Z_H/W$ . Матриця розсіювання двополюсника зводиться до скалярної величини  $\dot{s}_{11}$ , яка є коефіцієнтом відбиття за напругою в площині відліку фази з координатою  $z$ :

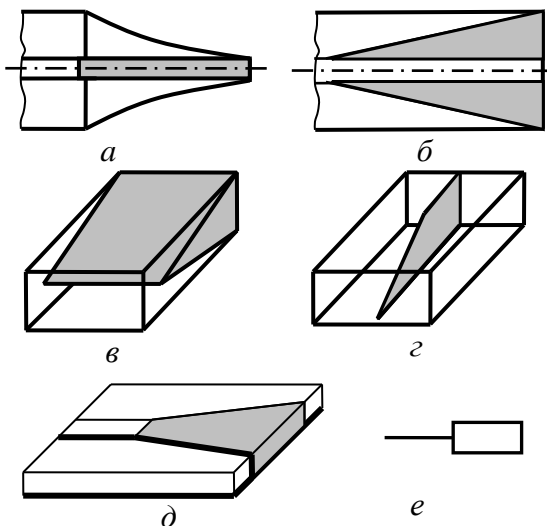
$$\dot{s}_{11} = \dot{\Gamma}(z) = \dot{\Gamma}_H \exp(-2\gamma z) = \Gamma_H \exp(-2\alpha z) \exp(-2j\beta z), \quad (2.1)$$

де  $\dot{\Gamma}_H = (\dot{z}_H + 1)/(\dot{z}_H - 1)$  – коефіцієнт відбиття навантаження;  $\gamma = \alpha + j\beta$  – стала поширення,  $\beta$  і  $\alpha$  – фазова стала і коефіцієнт загасання відповідно.

### 2.1. Узгоджені навантаження

Серед двополюсників одним із найбільш поширених елементів трактів є *узгоджені навантаження* (англійською мовою – *matched load* або *termination*). Вони призначені для повного поглинання енергії електромагнітної хвилі, яка поширюється в лінії передачі, без відбиття і випромінювання у навколишній простір. Еквівалентна лінія при цьому навантажена на опір, який дорівнює хвильовому опорю  $Z_H = W$ . Таким чином, коефіцієнт відбиття  $\dot{\Gamma}_H = 0$ , а для генератора, розташованого в точці  $z < 0$ , це еквівалентно лінії нескінченної довжини.

Узгоджені навантаження використовують для забезпечення режиму біжучої хвилі у лінії, вони є еквівалентами реальних навантажень під час настроювання апаратури, а також мірою опорю в процесі вимірювань.



**Рис.2.1. Узгоджені навантаження:**  
*a, б* – коаксіальні; *в, г* – хвилевідні;  
*д* – смужкове; *е* – позначення  
на схемах

Головними параметрами узгодженого навантаження є максимальне значення КСХ у діапазоні робочих частот і рівень допустимої потужності. Конструктивне виконання узгоджених навантажень визначають типом лінії передачі, діапазоном частот та рівнем потужності, яка поглинається.

Для двопровідної та коаксіальної ліній у метровому та дециметровому діапазонах узгоджені навантаження найчастіше реалізуються на основі безіндуктивного резистора. Опір резистора повинен дорівнювати хвильовому опорю лінії. Для коаксіальної лінії резистор розміщується в екрані спеціальної форми, що забезпечує узгодження з регулярною лінією, наприклад, як це показано на рис.2.1,*а*.

У сантиметровому діапазоні основним конструктивним елементом узгоджених навантажень є короткозамкнений відрізок лінії з великими втратами. Якщо стала поширення в ній

$$\gamma_{\text{л}} = \alpha_{\text{л}} + j\beta_{\text{л}}, \quad (2.2)$$

де  $\beta_{\text{л}}$  і  $\alpha_{\text{л}}$  – фазова стала і коефіцієнт загасання в лінії відповідно, то модуль коефіцієнта відбиття, зведений до входу  $z = l_{\text{л}}$ , де  $l_{\text{л}}$  – довжина відрізка лінії з втратами, дорівнює

$$|\Gamma(l_{\text{л}})| = |\Gamma(0)\exp(-2j\beta_{\text{л}}l_{\text{л}})\exp(-2\alpha_{\text{л}}l_{\text{л}})| = \exp(-2\alpha_{\text{л}}l_{\text{л}}). \quad (2.3)$$

Звідси видно, що для зменшення коефіцієнта відбиття потрібно збільшувати добуток  $\alpha_{\text{л}}l_{\text{л}}$ .

Лінію з великими втратами отримують шляхом заповнення лінії передачі діелектриком з поглинальною компонентою (об'ємні навантаження) або введення у хвилевід поглинальних пластин, розташованих уздовж осі хвилеводу у площині електричного поля. Для узгодження отриманої лінії з регулярною послуговуються плавним переходом, як це показано, наприклад, на рис.2.1,б-г. Тими ж самими принципами можна скористатися і у разі створення узгоджених навантажень для смужкових ліній – смужковому резистору надають клиноподібну форму (рис.2.1,д). У смужкових вузлах НВЧ застосовують також навісні навантаження у вигляді керамічних пластин або стержнів з нанесеним плівковим поглинальним покриттям. У випадку, коли виникають труднощі із здійсненням замикання смужкових провідників з екраном, використовують чвертьхвильові розімкнуті шлейфи з близьким до нуля вхідним опором.

Узгоджені навантаження низького рівня потужності, наприклад хвилевідні для сантиметрового діапазону, мають КСХ не гірший, ніж 1,05–1,06, у відносній смузї частот 20–30%, коаксіальні – 1,05–1,07 у смузї 30–40%. Узгоджені навантаження високого рівня потужності мають дещо гірші параметри, оскільки можуть містити додаткові елементи для відводу тепла від поглинача. Навантаження з малим значенням КСХ називають зразковими. Вони можуть містити підстроювальні елементи, які дозволяють переміщувати поглинач у хвилеводі.

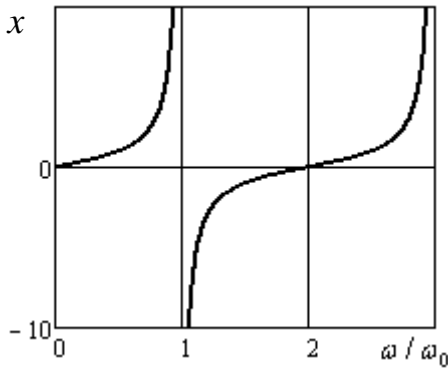
## 2.2. Реактивні навантаження

Реактивні навантаження застосовують як міри під час вимірювань, а також в узгоджувальних і керуючих пристроях НВЧ. Як реактивні навантаження зазвичай застосовують короткозамкнені відрізки закритих ліній передачі, інакше кажучи – *короткозамкнені шлейфи*. Опір короткозамкненого шлейфа без урахування втрат визначають формулою

$$\dot{Z} = jW \operatorname{tg}\beta l = jX, \quad (2.4)$$

де  $W$  – хвильовий опір лінії;  $\beta$  – фазова стала;  $l$  – довжина шлейфа.





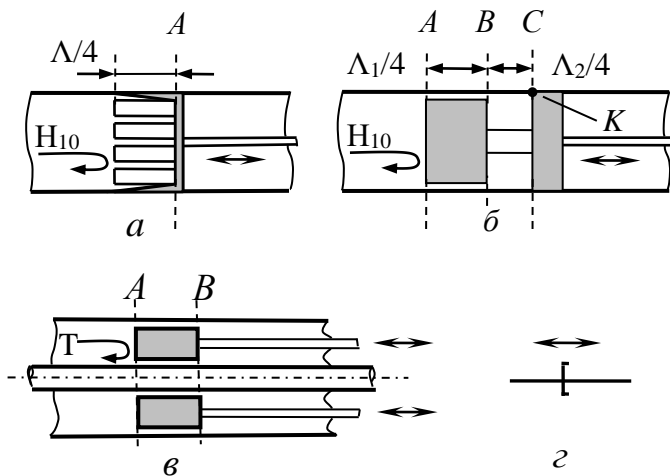
**Рис.2.2. Частотна залежність реактивного опору чвертьхвильового короткозамкненого шлейфа**

Таким чином, опір короткозамкненого шлейфа є реактивний і може мати залежно від його довжини і частоти індуктивний або ємнісний характер. Слід пам'ятати, що еквівалентні індуктивності і ємності можна розглядати тільки на фіксованій частоті. Опір шлейфа має істотно іншу залежність від частоти, ніж реактивний опір котушки індуктивності (лінійна) і конденсатора (гіперболічна). Для прикладу на рис.2.2 приведена частотна залежність реактивного опору  $x = \text{Im}(\dot{Z}/W)$  чвертьхвильового короткозамкненого шлейфа  $l = \Lambda_0/4 = \pi c/(2\omega_0)$ , де  $\omega_0$  – розрахункова частота.

Головним параметром реального короткозамкненого шлейфа є величина КСХ, який має бути якомога більший.

Короткозамкнені шлейфи фіксованої довжини (короткозамикачі фіксовані) обладнують стандартними рознімами. Коаксіальні та хвилевідні, наприклад для міліметрового діапазону, мають КСХ не менше 30. Це обумовлено скінченною провідністю короткозамикача, а також втратами у рознімі. Також часто, переважно в дециметровому і сантиметровому діапазонах, використовують металеву посріблену пластину, яка закорочує хвилевід. Необхідно, щоб вона мала добрий контакт зі стінками хвилеводу.

Короткозамкнені шлейфи регульованої довжини реалізують за допомогою металевих поршнів, що переміщуються у відрізках ліній передачі. Основною вимогою до конструювання поршнів є забезпечення малих втрат у контактах. Суттєвим є також те, щоб втрати були незмінними під час переміщення поршня. Здебільшого застосовують дві типові конструкції поршнів – контактні і дросельні.



**Рис.2.3. Короткозамикальні поршні:**  
*a* – контактний; *б* – дросельний;  
*в* – коаксіальний; *г* – позначення на схемах

У контактних поршнях для забезпечення електричного контакту поршня зі стінками лінії передачі використовують тонкі пружинні контактні пелюстки. Довжину пелюсток вибирають рівною чверті довжини хвилі у лінії, як це показано, наприклад, на рис.2.3,*а* для поршня на основі прямокутного хвилеводу з хвилею  $H_{10}$ . При цьому безпосередній контакт зі стінками знаходиться у вузлі поздовжньої складової високочастотного струму. Тут літерою *A* позначено положення площини ефективного короткого

замикання. Основними недоліками контактних поршнів є непостійність контакту під час переміщення поршня, поступове зношення контактних пелюсток та вигорання металу за значних потужностей.

*Дросельні поршні* значною мірою позбавлені вказаних недоліків. На рис.2.3,б зображена можлива конструкція такого поршня. Механічний контакт  $K$  увімкнено у хвилевід через два чвертьхвильові трансформувальні відрізки ліній передачі з хвильовими опорами  $Z_{AB}$  і  $Z_{BC}$ , причому  $Z_{AB} \ll Z_{BC}$ . Якщо активний опір контакту дорівнює  $R_K$ , то відрізок лінії  $B-C$  трансформує його в опір  $Z_{вх B} = Z_{BC}^2 / R_K$  у перерізі  $B$ . Вхідний опір у перерізі  $A$  дорівнює  $Z_{вх A} = (Z_{AB} / Z_{BC})^2 R_K$ , тобто  $Z_{вх A} \ll R_K$ .

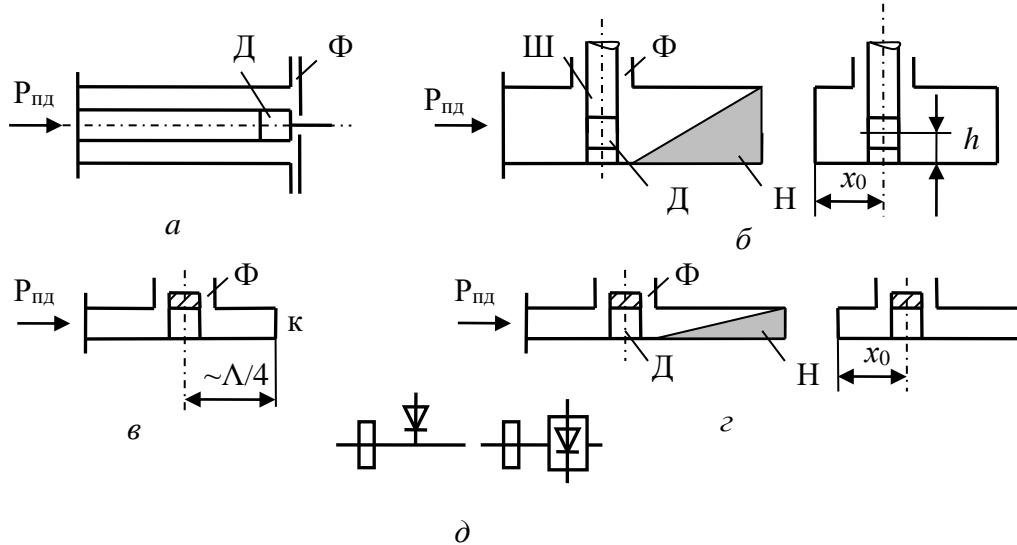
Гальванічного контакту можна взагалі уникнути, якщо забезпечити різкий стрибок хвильового опору (див. рис.2.3,в для коаксіальної лінії, що працює в сантиметровому діапазоні). Коефіцієнт відбиття буде тим більший, чим більша відмінність хвильового опору коаксіальної лінії і відрізка  $A-B$  лінії, що утворена за допомогою поршня. За цим принципом будують також хвилевідні поршні міліметрового діапазону для хвилі  $H_{10}$ . Конструкції цих поршнів мають циліндричну форму з секціями різного діаметру. Частину НВЧ потужності, що проникає за такий поршень, поглинає шайба з матеріалу з великими втратами.

Недоліком дросельних поршнів є залежність їх властивостей від довжини хвилі. Зазвичай дросельні поршні задовільно працюють у смузі частот 20–30% від середньої частоти. Хвилевідні поршні для міліметрового діапазону, які працюють на хвилі  $H_{10}$ , мають КСХ у межах 20–30. Поршні для сантиметрового діапазону забезпечують дещо більший рівень КСХ. На дециметрових і більш довгих хвилях використовують коаксіальні поршні з пружинними контактами в точках короткого замикання, оскільки дросельні поршні виявляються занадто громіздкими. Необхідність у дроселюванні контактів відпадає, коли у хвилеводі поширюється тип хвилі без поздовжнього струму у стінках. Наприклад, поршень для круглого хвилеводу із хвилею  $H_{10}$  може мати форму диска, який не контактує зі стінками.

### 2.3. Перетворювачі НВЧ потужності

Для вимірювання НВЧ потужності використовують детекторні та термісторні перетворювачі (секції, головки), які перетворюють безперервні або імпульсно-модульовані НВЧ сигнали на постійний або низькочастотний струм. Для лінії передачі такий двополюсник має уявлятися навантаженням, якомога близьким до узгодженого.

*Детекторний перетворювач* – це відрізок хвилеводу або коаксіальної лінії, обладнаний пристроями для підключення детекторного НВЧ-діода, для узгодження його з лінією і підключення до реєструвального пристрою. Детекторні перетворювачі використовують для відносного вимірювання НВЧ потужності. Це обумовлено тими обставинами, що для детекторного НВЧ-діода за низьких рівнів потужності характерним є пропорційність продетектованої напруги значенню  $|E|^2$  (квадратичне детектування). За потужності, вищої 2–8 мкВт для діодів з бар'єром Шоттки (ДБШ) та вищої 10–40 мкВт для точкових діодів, продетектована напруга стає пропорційною не потужності, а кореню квадратному



**Рис.2.4.** Детекторні перетворювачі: *а* – коаксіальний; *б* – хвилевідний; *в, г* – хвилевідні зі зменшеною висотою; *д* – позначення на схемах

із потужності або  $|E|$  (лінійне детектування). Крім того, навіть в одній партії характеристики діодів можуть мати значний розкид, за заміни діода чутливість її може значно змінюватися.

Детекторні перетворювачі, використовувані у вимірювальних приладах, можуть містити підстроювальні елементи для узгодження. Їх КСХ не є критичний, цілком допустимим є рівень 1,5, і обмежується чутливістю реєструвального пристрою. Для підвищення чутливості використовують зміщення діода (струм зміщення від одиниць до десятків мікроампер). На рис.2.4 схематично показані приклади будови детекторних перетворювачів.

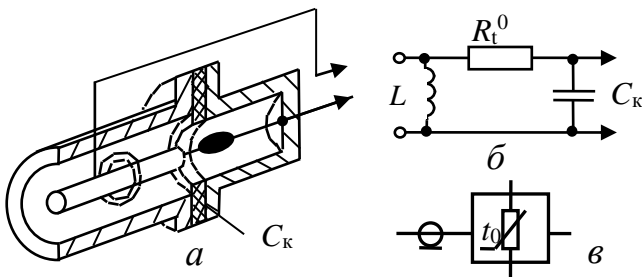
В коаксіальному перетворювачі (рис.2.4,*а*) відсутні елементи, електричні довжини яких залежать від частоти, тому він, у принципі, є широкопasmовий. Діод (Д) знаходиться в пучності напруги (поперечної компоненти електричного поля). Блокувальний конструктивний конденсатор (Ф) служить фільтром для запобігання просочування НВЧ сигналу в низькочастотний тракт.

У хвилевідному перетворювачі (рис.2.4,*б*) діод включено за допомогою штиря (Ш). Оптимізацію характеристик перетворювача виконують шляхом вибору діаметра штиря, відповідного його зміщення до бокової стінки, а також

введення додаткових реактивних елементів, розташованих у площині діода. Така оптимізація можлива, очевидно, у відносно вузькому частотному діапазоні.

Хвилевідні перетворювачі (рис.2.4, в-г) мають зменшену висоту хвилеводу, яка дорівнює приблизно висоті керамічної частини діода. Що стосується амплітудних детекторів систем зв'язку, то їх використовують для визначення обвідної НВЧ сигналу, контролю і автоматичного регулювання рівня потужності, визначення частоти (при цьому їх включають після вузькосмугових фільтрів). Амплітудні детектори також є складником частотних і фазових детекторів. Основними компонентами детекторної секції є діодна камера, настроєна на частоту вхідного сигналу, нелінійний елемент і фільтрувальне коло. Поширеними типами детекторних НВЧ-діодів є точкові діоди на основі контакту метал-напівпровідник, ДБШ з планарно-епітаксialною структурою, обернуті діоди. Чутливість сучасних амплітудних детекторів, промислово виготовлених, має широкий діапазон 20–2000 мкВ/мкВт.

*Термісторний перетворювач* служить для абсолютного вимірювання малої НВЧ потужності. Власне перетворювачем є термістор – напівпровідниковий елемент, опір якого суттєво залежить від температури нагрівання, тобто від величини підведеної потужності. Конструкції термісторних перетворювачів залежать від типу лінії передачі та частотного діапазону. Коаксіальна термісторна головка з одним термістором бусинкового типу (рис.2.5) є відрізок коаксіалу, на кінці якого включено термістор  $R_t^0$  таким чином, що один з його виводів продовжує центральний провідник, а дру-



**Рис.2.5. Термісторний перетворювач:**  
а – поздовжній переріз, б – еквівалентна  
схема, в – позначення на схемах

гий з'єднано із корпусом заглушки, яка утворює із зовнішнім провідником лінії конструктивний конденсатор  $C_k$ . Конденсатор  $C_k$  і дросель  $L$  у вигляді спіралі Архімеда забезпечують підключення термістора до кола постійного струму. Опір дроселя постійному струму і струмам низької частоти значно менший робочого опору перетворювача. Для струмів НВЧ дросель являє собою великий реактивний опір у робочому діапазоні частот і тому не створює розузгодженості. Розміри дроселя визначають робочий діапазон частот перетворювача. Ємність конденсатора  $C_k$  підбирають такою, щоб його реактивний опір у робочому діапазоні частот був би набагато меншим робочого опору перетворювача.

Термістор утворює одну із віток вимірювального мосту. Спочатку за відсутності НВЧ коливань міст балансується за допомогою постійного струму або струму низької частоти. При цьому на термісторі розсіюється потужність постійного струму  $P_0$ . Потім подається НВЧ потужність  $P_{НВЧ}$ , після чого узгодженням постійного струму до рівня  $P_1$  знову встановлюється баланс мосту:

$$P_1 + P_{НВЧ} = P_0. \quad (2.5)$$

Різниця потужностей постійного струму дорівнює НВЧ потужності. Вимірювання потужності зводиться до вимірювання напруг мосту. Діапазон вимірюваної потужності складає від декількох мікروات до 5–10 мВт. Для розширення верхньої межі діапазону вимірювання використовують атенуатори та спрямовані відгалужувачі. Похибка вимірювання складає  $\pm 3\%$ . Значна теплова інерційність термістора унеможлиблює вимірювання миттєвої потужності у випадку амплітудної модуляції.

### Контрольні питання

1. Що є НВЧ двополюсником?
2. Яким чином визначають нормований опір?
3. Що таке хвильовий опір лінії передачі, як його визначають?
4. Який фізичний зміст коефіцієнта відбиття, його модуля та фази?
5. Що розуміють під узгодженим навантаженням?
6. Які особливості типових конструкцій узгоджених навантажень?
7. Які типові значення коефіцієнта відбиття, КСХ для узгодженого навантаження?
8. З якою метою поглинальні пластини виробляють клиновидної форми?
9. Яким чином здійснюють поступову зміну опору?
10. Що розуміють під реактивним навантаженням?
11. Яким чином реалізують реактивне навантаження?
12. Які типові значення КСХ (КБХ) для реактивного навантаження?
13. Чим відрізняються частотні залежності реактивного навантаження від зосереджених ємності та індуктивності?
14. У чому полягає фізика роботи дросельного короткозамкненого поршня, яка його конструкція?
15. Які типи перетворювачів НВЧ існують, які з них забезпечують вимірювання абсолютної, а які відносної потужності?
16. Який фізичний принцип покладений в основу вимірювачів потужності на основі детекторних перетворювачів?
17. Які межі квадратичності характеристики детектора?
18. Яким чином використовують мостову схему у вимірювачах потужності?
19. Які вимоги висувають до вимірювачів потужності щодо узгодженості, які значення КСХ є припустимими?
20. Які типові значення чутливості перетворювачів потужності?
21. Які типові значення похибки вимірювання потужності для різних типів перетворювачів?
22. Який діапазон вимірювання потужності, яким чином забезпечують розширення діапазону вимірювання?
23. Які функції конструктивної ємності та дроселя у схемі термісторного перетворювача потужності?

### 3. Чотириполюсники

Найрізноманітніші НВЧ пристрої можна розглядати як *чотириполюсники* (англійською мовою – *two-port network*). Це, насамперед, відрізки ліній передачі, розніми, переходи між лініями різних типів, фільтри типів хвиль, відбивальні неоднорідності, узгоджувальні трансформатори, атенюатори, фазообертачі, частотні фільтри тощо.

Матриця розсіювання чотириполюсника має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Для взаємного чотириполюсника матриця  $\mathbf{S}$  є симетрична, тобто

$$\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12}. \quad (3.2)$$

Таким чином, у цьому випадку матриця розсіювання містить не більше трьох комплексних незалежних елементів.

Якщо чотириполюсник *недисипативний*, то  $\mathbf{S}$  є *унітарна*, тобто виконуються такі співвідношення між елементами:

$$|\dot{s}_{11}|^2 + |\dot{s}_{21}|^2 = 1, \quad |\dot{s}_{12}|^2 + |\dot{s}_{22}|^2 = 1, \quad \dot{s}_{11}\dot{s}_{12}^* + \dot{s}_{21}\dot{s}_{22}^* = 0. \quad (3.3)$$

Позначивши, наприклад,  $|\dot{s}_{11}| = a$ , можна скласти матрицю розсіювання, яка задовольняє вимоги (3.3):

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} a \exp(j\varphi_{11}) & \sqrt{1-a^2} \exp(j\varphi_{12}) \\ \sqrt{1-a^2} \exp(j(\varphi_{11} - \varphi_{12} + \varphi_{22} - \pi)) & a \exp(j\varphi_{22}) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

де  $\varphi_{ij} = \arg \dot{s}_{ij}$ ;  $i, j = 1, 2$ .

Із (3.4) видно, що  $\mathbf{S}$  повністю визначають чотири дійсні коефіцієнти:  $a$ ,  $\varphi_{11}$ ,  $\varphi_{12}$  і  $\varphi_{22}$ . Зокрема, якщо чотириполюсник без втрат (недисипативний) узгоджено з боку одного плеча ( $a = 0$ ), то він буде узгодженим і з боку другого плеча.

Для взаємного чотириполюсника без втрат матриця розсіювання, отримана на основі виконання умов (3.2) і (3.3), має три незалежні дійсні коефіцієнти:  $a$ ,  $\varphi_{11}$  і  $\varphi_{22}$ :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} a \exp(j\varphi_{11}) & \pm j\sqrt{1-a^2} \exp[j(\varphi_{11} + \varphi_{22})/2] \\ \pm j\sqrt{1-a^2} \exp[j(\varphi_{11} + \varphi_{22})/2] & a \exp(j\varphi_{22}) \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

де враховано, що  $\varphi_{12} = (\varphi_{11} + \varphi_{22})/2 + \pi/2 + n\pi$ ,  $n = 0, 1, \dots$ , а  $\exp(j\pi/2) = j$ .

Для симетричних чотириполюсників до того ж виконується рівність

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22}. \quad (3.6)$$

Із (3.6) випливає, що  $\varphi_{11} = \varphi_{22}$ , і тоді матриця розсіювання набуває вигляду

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} a \exp(j\varphi_{11}) & \pm j\sqrt{1-a^2} \exp(j\varphi_{11}) \\ \pm j\sqrt{1-a^2} \exp(j\varphi_{11}) & a \exp(j\varphi_{11}) \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Тобто вона має тільки два незалежні дійсні коефіцієнти  $a$  і  $\varphi_{11}$ . Із (3.7) видно також, що коефіцієнти відбиття і передачі, наприклад  $\dot{s}_{11}$  і  $\dot{s}_{12}$ , зсунуті за фазою на  $\pi/2 + n\pi$ .

Найпростішим чотириполюсником є відрізок лінії передачі довжиною  $L$ . Його матриця розсіювання має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-\gamma L) \\ \exp(-\gamma L) & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

У випадку відрізка без втрат  $\alpha = 0$ :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-j\beta L) \\ \exp(-j\beta L) & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

### Контрольні питання

1. Який пристрій є НВЧ чотириполюсником?
2. Які умови задовольняє унітарна матриця?
3. Які властивості притаманні недисипативному чотириполюснику?
4. Який зв'язок існує між фазами для взаємного недисипативного чотириполюсника?
5. Який вигляд має матриця розсіювання відрізка хвилеводу?

### 3.1. Розніми та з'єднання

З'єднання окремих відрізків ліній передачі (секцій) або елементів тракту зазвичай проводять за допомогою спеціальних *рознімів* (англійською мовою – *connector*). Практично завжди розніми призначені для з'єднання ліній з однаковим хвильовим опором. Конструкції рознімів, як правило, стандартизовані.

Для нерухомого з'єднання хвилеводів використовують спеціальні *фланці*: контактні (плоскі) і так звані дросельні.

*Контактний фланець* (англійською мовою – *flange*). (рис.3.1,а) – це металева пластина з отворами, яку припаюють до кінцевої частини хвилеводу. Флан-

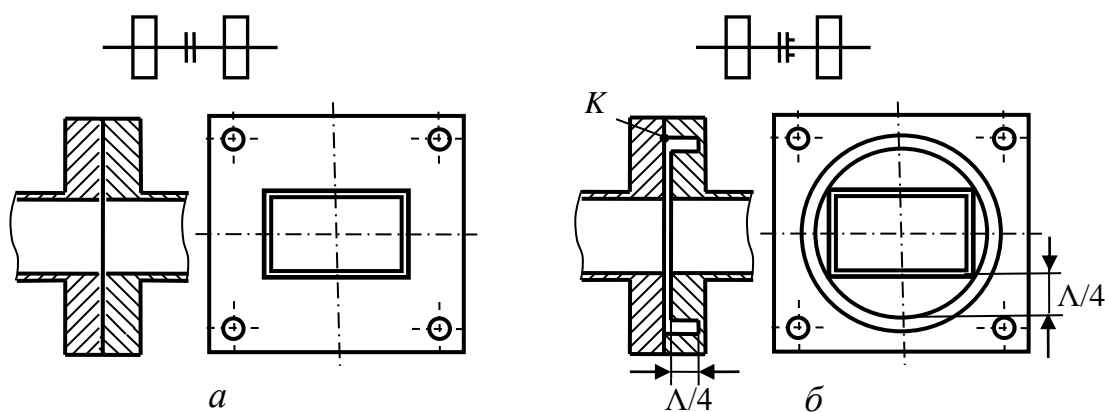


Рис.3.1. Фланцеві з'єднання: а – контактне; б – дросельне

ці з'єднують за допомогою болтів чи струбцинок. Вони можуть мати спрямовуючі елементи (штифти), які підвищують точність з'єднання. У місці прилягання фланців має забезпечуватись добрий електричний контакт, інакше нормальна робота хвилеводу на типах хвиль, які збуджують поздовжні складові струму у стінках, буде порушена. При цьому виникають відбиття хвилі у місці утвореної нерегулярності, а також випромінювання електромагнітної енергії у навколишній простір. З огляду на це до якості обробки контактної поверхні фланців та її чистоти висуваються строгі вимоги. Основною перевагою контактних фланців є незалежність їх роботи від довжини хвилі.

*Дросельно-фланцеве з'єднання* складається з двох фланців, один з яких звичайний – контактний. Другий фланець має кільцеве виточення вздовж осі хвилеводу, як це показано на рис.3.1,б. Це виточення утворює короткозамкнений відрізок коаксіальної лінії з хвилею  $H_{11}$  довжиною  $\Lambda/4$ , де  $\Lambda$  відповідає центральній частоті робочого діапазону. Таким чином, електричний контакт  $K$  знаходиться у вузлі стоячої хвилі струму, тому на опорі контакту немає суттєвого виділення потужності. Внутрішня область дросельного фланця не має електричного контакту з плоским фланцем. Так утворюється відрізок радіальної лінії довжиною також  $\Lambda/4$ . У результаті послідовного з'єднання двох чвертьхвильових відрізків ліній утворюється півхвильовий відрізок, який трансформує коротке замикання на внутрішній периметр хвилеводу.

Дросельні фланці не критичні до якості механічного контакту і невеликих перекосів з'єднання, не знижують електричної міцності тракту. Проте суттєвим недоліком дросельно-фланцевого з'єднання є їх порівнянна частотна вузькосмуговість. Такі з'єднання задовільно працюють у смузі близько 15% від центральної частоти робочого діапазону, хоча робоча смуга частот ретельно опрацьованих з'єднань може практично досягати робочого діапазону прямокутного хвилеводу.

Для круглих хвилеводів також можуть використовуватися як контактні, так і дросельні фланці.

З'єднання коаксіальних ліній виконують за допомогою штепсельних рознімів. Найбільш поширені так звані *полярні розніми*, у яких з одного кінця центральний провідник закінчується штирем, а з другого – гніздом. Конструктивно гніздо виконують у вигляді цанги із пружинного матеріалу для забезпечення надійного гальванічного контакту під час з'єднання зі штирем. Цанги мають

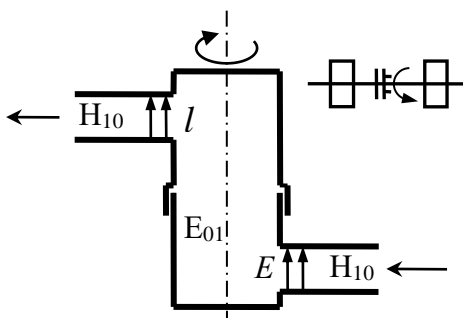


Рис.3.2. Обертальне з'єднання

прорізи, паралельні поздовжній осі лінії, тобто вони паралельні лініям високочастотного струму.

Для коаксіальних ліній, які працюють з високими рівнями потужності, використовують дросельні з'єднання, принцип роботи яких схожий на роботу хвилевідних дросельних з'єднань.

Особливий інтерес становлять рухомі з'єднання. До них відносять гнучкі хвилеводи та обертальні з'єднання.

Для створення трактів складної форми ви-



користуються гнучкі хвилеводи. Переважно застосовують *гофровані* та *сітчасті* хвилеводи прямокутного або еліптичного перерізу.

Обертальні з'єднання мають забезпечувати поворот однієї частини тракту відносно другої без порушення електричного контакту і якості узгодження. Хвилевідне обертальне з'єднання схематично зображено на рис.3.2. Тут хвиля  $H_{10}$ , яка поширюється у прямокутному хвилеводі, перетворюється на вісесиметричну хвилю  $E_{01}$  у круглому хвилеводі. Два відрізка круглих хвилеводів сполучаються між собою за допомогою дросельної муфти, тому якість контакту мало впливає на роботу пристрою. У круглому хвилеводі можливе також використання хвилі типу  $H_{11}$  з круговою поляризацією поля. За розглянутим принципом будують і коаксіальні з'єднання з Т-хвилею. За низьких рівнів потужності використовують також бездросельні з'єднання з контактами, що зазнають тертя в процесі обертання.

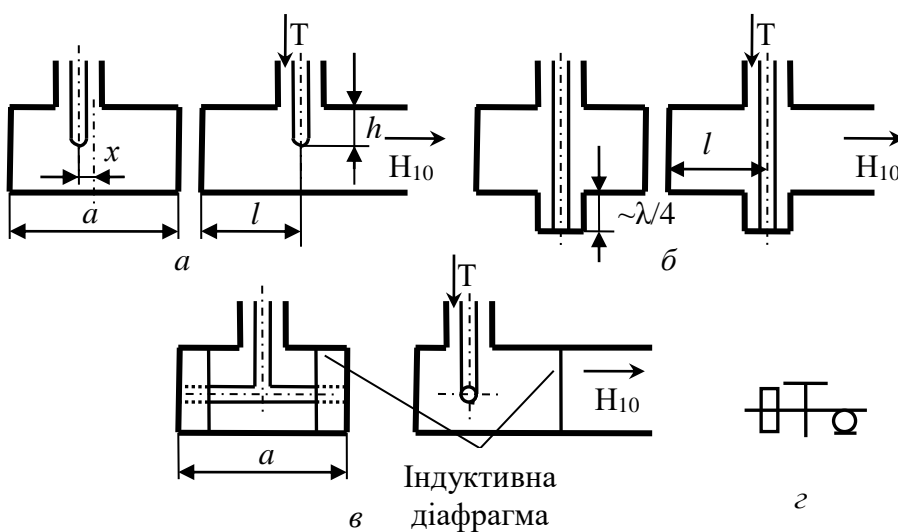
### Контрольні питання

1. Якою є конструкція дросельних фланців і які фізичні принципи покладені в основу їх роботи?
2. Які вимоги висувають до виготовлення контактних фланців?
3. На якому типі хвилі працює обертальне з'єднання хвилеводів?

## 3.2. Переходи між лініями різних типів

Одним із поширених видів чотириполюсників є переходи між лініями різних типів, які ще називають перетворювачами або трансформаторами типів хвиль. Їх призначення: зменшити відбиття від з'єднання ліній різних типів за рахунок обмеження утворення неробочих типів хвиль.

Збудження прямокутного хвилеводу від коаксіальної лінії з Т-хвилею виконують за допомогою



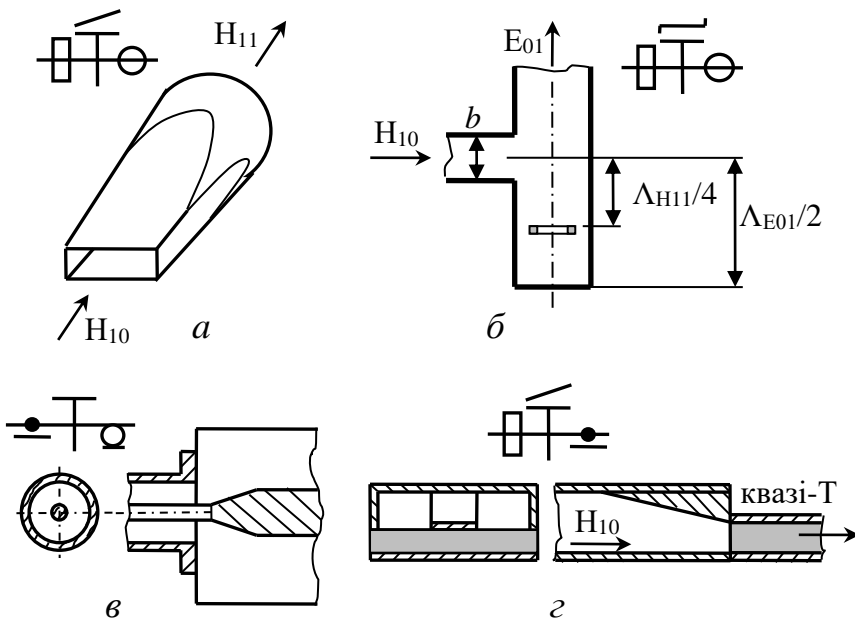
**Рис.3.3. Коаксіально-хвилевідні переходи:**

$a$  – зондовий;  $b$  – з послідовним шлейфом;  $в$  – з поперечним стержнем;  $г$  – позначення на схемах

коаксіально-хвилевідних переходів – КХП (англійською мовою – *waveguide-to-coaxial adapter*). Найбільш поширеними конструкціями КХП є зондовий і перехід з поперечним стержнем. У зондовому переході (рис.3.3, $a$ ) збуджувальний зонд уводять через ширину стінки хвилеводу перпендикулярно до неї. Зонд є продовженням внутрішнього провідника

коаксіально-хвилевідних переходів – КХП (англійською мовою – *waveguide-to-coaxial adapter*). Найбільш поширеними конструкціями КХП є зондовий і перехід з поперечним стержнем. У зондовому переході (рис.3.3, $a$ ) збуджувальний зонд уводять через ширину стінки хвилеводу перпендикулярно до неї. Зонд є продовженням внутрішнього провідника

коаксіальної лінії. Узгодження досягається регулюванням довжини зонда  $h$  та відстаней  $l$  і  $x$ . Збільшення діаметра зонда дозволяє розширити смугу задовільного узгодження. Розглянутий зондовий перехід забезпечує КСХ, менший 1,05 у смугі 15–20%. Головним недоліком такого КХП є зниження електричної міцності через концентрацію електричного поля біля кінця зонда. Указаного недоліку позбавлений зондовий КХП з послідовним шлейфом (рис.3.3,б). Проте робоча смуга частот такого переходу не перевищує 7%.



**Рис.3.4. Переходи між лініями різних типів:**  
*a, б* – між прямокутним і круглим; *в* – коаксіально-мікросмужковий; *з* – хвилевідно-смужковий

На рис.3.4,б зображено один із способів збудження вісесиметричної хвилі  $E_{01}$  від прямокутного хвилеводу з хвилею  $H_{10}$ . Тут прямокутний хвилевід з'єднується з круглим через поперечну щілину. Круглий хвилевід закорочується з однієї сторони на відстані  $\Lambda_{E_{01}}/2$ . Для придушення паразитної хвилі  $H_{11}$ , яка також збуджується щілиною, в короткозамкненому відрізку круглого хвилеводу розташовують тонке металеве кільце. Кільце знаходиться на відстані  $\Lambda_{H_{11}}/4$  від центра щілини. Воно діє на хвилю  $H_{11}$  як короткозамикач. На хвилю  $E_{01}$  кільце майже не впливає, оскільки силові лінії електричного поля цієї хвилі перпендикулярні провіднику кільця. Такі трансформатори використовують, зокрема, в обертальних з'єднаннях (рис.3.2).

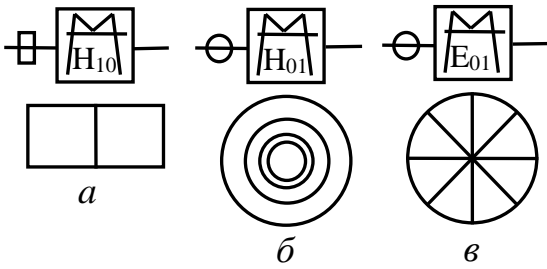
Пристрій для збудження смужкової лінії за допомогою коаксіальної лінії показано на рис.3.4,в. Скоси на кінці смужкового провідника забезпечують покращення узгодження.

З'єднання смужкової лінії з прямокутним хвилеводом відбувається через плавний чи ступінчатий перехід на П-подібному хвилеводі. При цьому усувається паразитне випромінювання з відкритого кінця хвилеводу. На рис.3.4,з зображена така конструкція плавного хвилевідно-смужкового переходу.

Кращі характеристики за узгодженням та електроміцністю має перехід з поперечним стержнем (рис.3.3,в), доповнений індуктивною діафрагмою. В такій конструкції відносна смуга частот узгодження досягає близько 15%.

Збудження хвилі основного типу  $H_{11}$  у круглому хвилеводі можливе за допомогою плавного переходу від прямокутного хвилеводу з хвилею  $H_{10}$ , як це показано на рис.3.4,а.

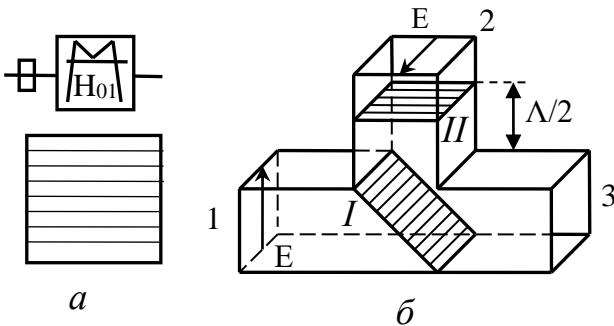
На рис.3.4,б зобра-



**Рис.3.5. Фільтри типів хвиль:**

- a* –  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу;  
*б* –  $H_{01}$  круглого хвилеводу;  
*в* –  $E_{01}$  круглого хвилеводу

го типу. При цьому робочий тип хвилі не збуджує у поглинальному матеріалі струмів провідності і не ослаблюється фільтром. На рис.3.5 зображено фільтри для поглинання хвилі  $H_{10}$  в прямокутному хвилеводі (*a*), хвилі  $H_{01}$  в (*б*) і хвилі  $E_{01}$  (*в*) круглому хвилеводі.



**Рис.3.6. Поляризаційний фільтр типів хвиль:** *a* – на прямокутному хвилеводі;  
*б* – на Т-подібному з'єднанні хвилеводів

ються решіткою. Так, решітка із кільцевих провідників у круглому хвилеводі (рис.3.5,*б*) пропускає хвилю  $E_{01}$  і сильно відбиває хвилю  $H_{01}$ , а решітка із радіальних провідників (рис.3.5,*в*) пропускає хвилю  $H_{01}$  і найбільш інтенсивно відбиває хвилю  $E_{01}$ .

На рис.3.6,*a* зображено *поляризаційний* фільтр, який пропускає у квадратному хвилеводі хвилю  $H_{10}$  і відбиває хвилю  $H_{01}$ . Зокрема, фільтри цього типу широко застосовують для об'єднання/розподілу каналів передачі і прийому з ортогональними поляризаціями. На рис.3.6,*б* схематично зображено поляризаційний фільтр, що складається із Т-подібного з'єднання квадратних хвилеводів і двох відбивальних фільтрів, аналогічних тим, що зображені на рис.3.6,*a*. Від передавача хвиля основного типу з вертикальним вектором електричного поля надходить в плече 1, пропускається фільтром *I* і повністю відбивається фільтром *II* як від короткозамикача. Нульовий опір, який чинить для цієї хвилі фільтр *II*, трансформується на внутрішній периметр хвилеводу 1–3, і хвиля практично повністю переходить із плеча 1 в плече 3 і випромінюється антеною.

Прийняте антеною електромагнітне поле надходить у плече 3 у вигляді хвилі основного типу з горизонтальним вектором електричного поля, яка відби-

У випадках, коли необхідно збуджувати хвилю неосновного типу, для придушення хвиль інших типів, здатних поширюватися у хвилеводі, використовують спеціальні фільтри – так звані фільтри типів хвиль. *Фільтри типів хвиль* бувають поглинального і відбивального типів. Поглинальні фільтри являють собою покриті шаром поглинального матеріалу тонкі діелектричні пластини, розташовані ортогонально силовим лініям електричного поля хвилі робочого

Відбивальні фільтри типів хвиль містять у площині поперечного перерізу решітку з тонких металевих провідників, паралельних векторним лініям електричного поля, яке бажано відбивати. Хвилі робочого типу не збуджують у провідниках струму і проходять через решітку майже без відбиття. Хвилі небажаного типу, у яких векторні лінії електричного поля направлені вздовж провідників, збуджують у них струми і відбива-

вається фільтром *I* і пропускається фільтром *II*. Для цієї хвилі плечі 3, 2 і нахилена відбивальна решітка *I* утворюють кутовий поворот у площині *H*. Цей заворот проектують так, щоб із плеча 3 хвиля практично повністю надходила в плече 2, до якого підключено приймач.

### Контрольні питання

1. Які конструкції коаксіально-хвилевідних переходів (КХП) є найбільш поширені?
2. Яка конструкція КХП має найбільшу електричну міцність?
3. Яка конструкція КХП має найгіршу електричну міцність?
4. Яка конструкція КХП має найменше значення КСХ?
5. Які типові значення КСХ для КХП?
6. Які типові значення смуги робочих частот для КХП?
7. Яка конструкція КХП має найбільше значення смуги робочих частот?
8. Що являє собою поляризаційний фільтр типів хвиль?
9. Для яких типів хвиль існують поляризаційні фільтри типів хвиль та які їх конструкції?

### 3.3. Нерегулярності у хвилеводі

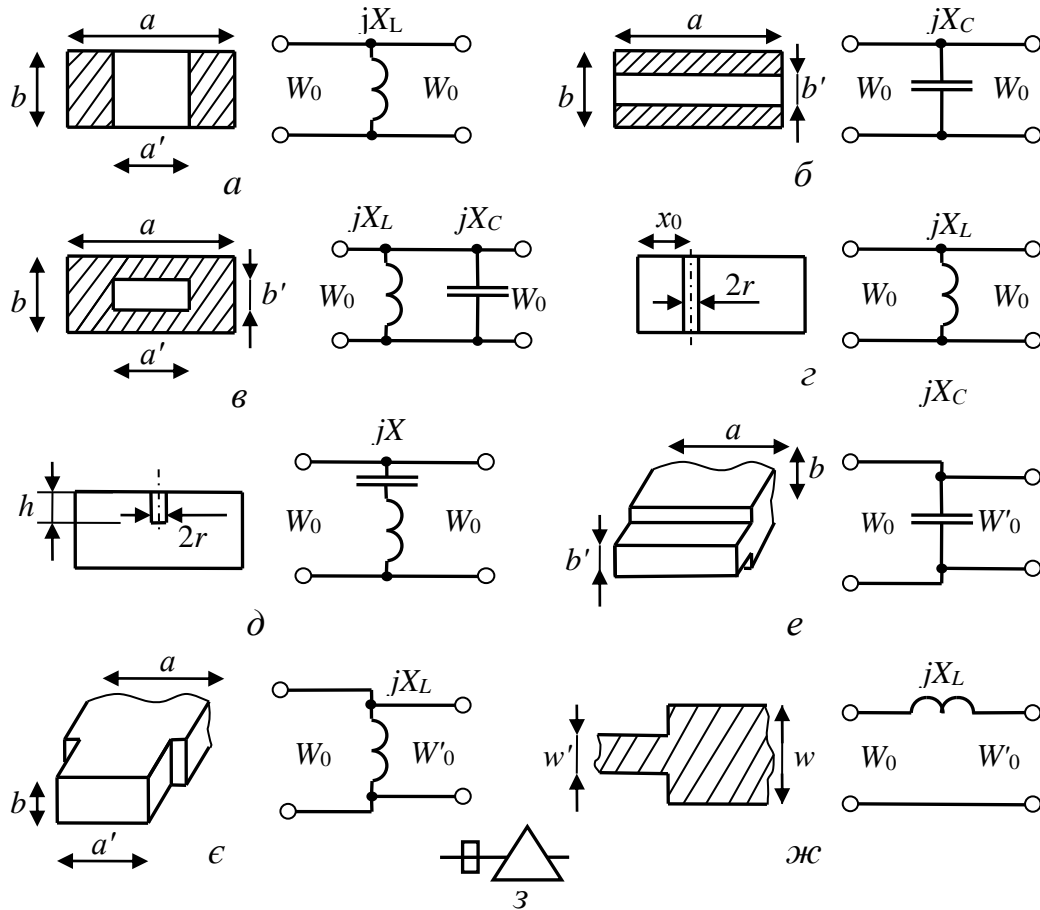
Під *нерегулярностями* у хвилеводах розуміють будь які порушення регулярності, наприклад змінювання поперечного перерізу, злам осі хвилеводу і т.ін. Строге дослідження впливу нерегулярності на характеристики хвилеводу – складна задача. Розглянемо загальні властивості поширених нерегулярностей в прямокутному хвилеводі, який працює на основній хвилі  $H_{10}$ . Оскільки втрати в цих нерегулярностях для більшості практичних випадків можна знехтувати, то їх називають реактивними. Реактивні нерегулярності використовують, передусім, для узгодження НВЧ тракту у разі комплексних навантажень.

Тонка *індуктивна діафрагма* (рис.3.7,*а*) утворена тонкими металевими пластинами, що примикають до вузьких стінок хвилеводу. Оскільки близько до стінок локалізується магнітне поле хвилі  $H_{10}$ , діафрагма переважно збурює це поле, і її еквівалентна провідність має індуктивний характер.

Тонка *ємнісна діафрагма* (рис.3.7,*б*) утворена тонкими металевими пластинами, які примикають до широких стінок хвилеводу і збурюють переважно електричне поле хвилі  $H_{10}$ . Тому еквівалентна провідність діафрагми має ємнісний характер.

*Резонансне вікно* (рис.3.7,*в*) можна розглядати як накладання ємнісної і індуктивної діафрагми. Її еквівалентна схема містить паралельний коливальний контур, увімкнутий у лінію паралельно. На резонансній частоті опір контура дорівнює нескінченності і електромагнітна хвиля, що поширюється в хвилеводі, проходить діафрагму без відбиття. Резонансне вікно використовують, зокрема, для відділення вакуумної частини від решти НВЧ тракту. При цьому у вікні розміщується діелектрик.

*Вертикальний штир* (рис.3.7,д) – круглий провідник, установлений за напрямком електричного поля і з'єднаний із широкою стінкою хвилеводу. Еквівалентна схема має вигляд послідовного резонансного контура, увімкнутого паралельно у лінію передачі. Ємність штиря пов'язана з концентрацією електрич-



**Рис.3.7. Реактивні неоднорідності у хвилеводі:**

*a* – індуктивна діафрагма; *б* – ємнісна діафрагма; *в* – резонансне вікно; *г* – індуктивний штир; *д* – ємнісний штир; *е* – ємнісна сходишка; *є* – індуктивна сходишка; *ж* – стрибок поперечного перерізу смужкової лінії; *з* – позначення неоднорідностей на схемах

ного поля біля його розімкнутого кінця. За деякої висоти штиря  $h$  (близької до  $\lambda_0/4$ ) провідність послідовного контура спрямовується до нескінченності і хвилевід закорочується. Більш короткі штирі мають ємнісну провідність, і якщо висота штиря перевищує резонансну, то провідність набуває індуктивного характеру. Ємнісні штирі, в основному, використовують як регульовані реактивні елементи, які вводяться у хвилевід за допомогою різьбових отворів у широкій стінці. Індуктивний штир (рис.3.7,г) розташований паралельно вузькій стінці хвилеводу. В ньому тече струм, направлений уздовж осі. Цей струм збуджує магнітне поле, в якому накопичується енергія, тому еквівалентна провідність штиря має індуктивний характер.

На рис.3.7,е,є наведено приклади східчастих з'єднань прямокутних хвилеводів різного перерізу, а на рис.3.7,ж – смужкових ліній різної ширини. Еквівалентні схеми таких нерегулярностей мають довгі лінії різного хвильового

опору. Нерегулярності, які виникають у місці з'єднання, призводять до появи реактивностей у цих схемах.

Величини реактивного опору розглянутих нерегулярностей залежать від їх геометричних розмірів.

### Контрольні питання

1. Що являє собою тонка діафрагма?
2. Які діафрагми називають індуктивними й чому?
3. Які діафрагми називають ємнісними та чому?
4. Що означають терміни „індуктивний” і „ємнісний” характер опору (провідності)?
5. Що являє собою „резонансне вікно”?
6. Чому ємнісні діафрагми не використовують на практиці в НВЧ трактах великої потужності?
7. Чи можна узгодити за допомогою ємнісної (індуктивної) діафрагми ємнісне (індуктивне) навантаження?
8. За яких умов вертикальний штир має індуктивні(ємнісні) властивості?

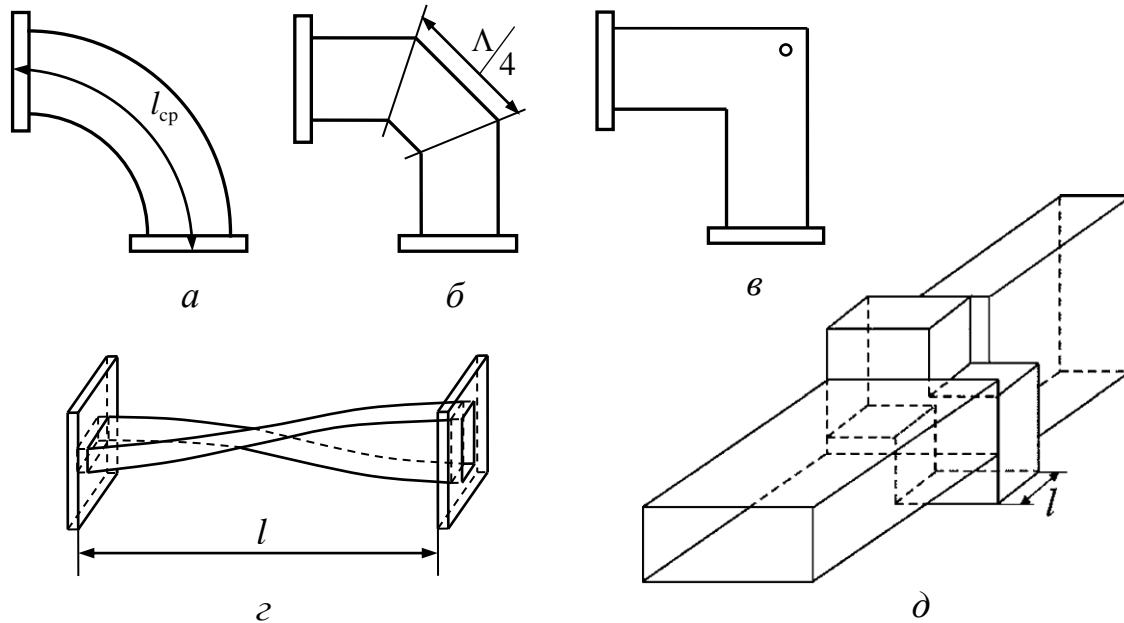
### 3.4. Згини і скручення хвилеводів

*Згини (повороти)* використовують для зміни напрямку потоку електромагнітної енергії в лініях передачі. Прямокутні хвилеводи можуть бути загнуті в площині електричного поля (згин в  $E$ -площині) і площині магнітного поля (згин в  $H$ -площині) хвилі типу  $H_{10}$ . Такі згини є протяжною нерегулярністю, яка впливає на відбиття і загасання хвиль у хвилеводі.

У повільних згинах (рис.3.8,*а*) область нерегулярності починається з точки викривлення осі хвилеводу і може бути суттєво зменшена, якщо довжина середньої лінії згину кратна  $l_{\text{ср}} = n \frac{\Lambda}{2}$ , де  $\Lambda$  - довжина хвилі у хвилеводі,  $n = 1, 2, \dots$ .

Для зменшення габаритних розмірів хвилевідних пристроїв замість повільних згинів використовують куткові згини (рис.3.8,*б*). Для компенсації нерегулярності, привнесеної кутком, використовують подвійний поворот із середньою довжиною проміжної ділянки, що дорівнює  $\Lambda/4$ , а крім того, уводять підстроювальні штирі (рис.3.8,*в*).

*Скручення* використовують для зміни площини поляризації хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу. При цьому напрям поздовжньої осі хвилеводу залишається незмінним, а його поперечний переріз повільно повертається в поперечній площині (рис.3.8,*г*).



**Рис. 3.8. Хвилевідні згини і скручення:**

*a* – повільний згин; *б* – кутковий згин; *в* – прямокутний згин;  
*г* – повільне скручення; *д* – компактне ступінчасте скручення

Для отримання мінімального відбиття в широкій смузі частот довжина скручення у разі повертання на  $90^\circ$  має складати  $l \geq 2-3\lambda$ . У круглих хвилеводах для зміни площини поляризації хвилі  $H_{11}$  розміщують по діаметру тонку металеву пластинку, скручену вздовж осі хвилеводу. Довжина пластини також повинна скласти  $l \geq 2-3\lambda$ .

Плавні хвилевідні скручення мають досить велику геометричну довжину. Для того щоб типові скручення забезпечували КСХ, менший за 1,1 практично у всьому робочому діапазоні хвилеводу, вони повинні мати довжину, рівну близько десяти довжин хвиль.

Для зменшення габаритів  $90^\circ$  скручення було розроблено багато типів ступінчастих скручень. Наприклад,  $90^\circ$  скручення з 4 поверненими хвилевідними секціями забезпечує  $K_{ст} < 1,01$  у смузі частот 40% і має загальну довжину  $1,86 a$ .

Ще меншу довжину мають компактні перетворювачі на основі секцій з подвійних квадратних хвилеводів зі зрізаним кутом (рис.3.8,д). Довжину  $l$  і поперечні розміри секції обирають таким чином, щоб електромагнітні поля на вході і виході трансформувальної секції були повернуті одне відносно іншого на  $90^\circ$ . Таке скручення забезпечує рівень  $K_{ст} < 1,1$  у смузі частот 30%,  $K_{ст} < 1,02$  – у смузі 16% за довжини трансформувальної області приблизно в 5 разів меншої за довжину хвилі прямокутного хвилеводу на центральній частоті робочого діапазону. Такі пристрої були розроблені відомими українськими вченими Кириленком А.О., Рудьом Л.А.

### Контрольні питання

1. З якою метою використовують згини хвилеводів?
2. Чому довжину повільного згину обирають  $l_{\text{сп}} = n \frac{\Lambda}{2}$ ?
3. Чому довжину середньої ланки куткового згину обирають  $\Lambda/4$ ?
4. Чому дорівнює типове значення довжини стандартного скручення хвилеводів?
5. Які особливості конструкції скручення на круглому хвилеводі для хвилі  $H_{11}$ ?
6. Яке відношення довжини стандартного скручення хвилеводів до довжини скручення з 4 поверненими хвилевідними секціями на частоті 10 ГГц за розмірів перерізу хвилеводу  $23 \times 10$  мм?
7. Яке відношення довжини стандартного скручення хвилеводів до довжини скручення Кириленка, Рудя на частоті 10 ГГц за розмірів перерізу хвилеводу  $23 \times 10$  мм?

### 3.5. Атенюатори

*Атенюатор* (англійською мовою – *attenuator*) – це взаємний чотириполосник, який послаблює амплітуду електромагнітної хвилі на деяку фіксовану або регульовану величину. Атенюатори (послаблювачі) призначені для керування (зменшення) потужності хвилі, що проходить уздовж лінії передачі. Ідеальним атенюатором є чотириполосник з нульовим зсувом фази і механічно або електрично регульованим згасанням.

Атенюатори застосовують у схемах НВЧ приймачів для встановлення рівня сигналу в змішувачі шляхом регулювання потужності гетеродину. У вимірювальній техніці їх використовують для забезпечення необхідного рівня сигналу в різних вимірювальних приладах (вимірювальна лінія, хвилемір, вимірювач потужності на певний високий рівень та ін.). Ослаблення сигналу необхідне, зокрема, для створення розв'язки між генератором і навантаженням, тобто для усунення впливу навантаження на потужність і частоту коливань генератора. Атенюатори застосовують також для узгодження НВЧ пристроїв, рівнів сигналів.

Матриця розсіювання ідеального атенюатора має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-a} \\ e^{-a} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

де,  $a = 10^{(A/20)}$ ;  $A = -10 \lg(P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}) = -20 \lg |s_{21}|$  – загасання в децибелах.

Нульове значення діагональних елементів означає, що атенюатор повинен бути узгодженим з обох плечей. Загасання  $A$  в робочій смузі частот має залишатися постійним, а фазовий зсув  $\varphi$  – пропорційним частоті. Для регульованого атенюатора  $\varphi$  не повинен залежати від встановленого загасання  $A$ .



Основними параметри змінних атенюаторів є діапазон і точність змінювання внесеного загасання, КСХ, робоча смуга частот, похибка установки загасання, допустима розсіяна потужність.

У *граничних* змінних атенюаторах використовують явище експоненційного ослаблення типів хвиль у режимі відсічки  $|E(l)| = |E_0| \exp(-\alpha l)$ . За  $\lambda \gg \lambda_{кр}$  коефіцієнт загасання  $\alpha \approx 2\pi/\lambda_{кр}$ , тобто він практично не залежить від частоти. Це можна довести таким чином. Сталу поширення в лінії передачі  $\gamma = \alpha + j\beta$  можна зобразити у вигляді

$$\gamma = \frac{2\pi}{\Lambda} = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}, \quad (3.11)$$

де  $\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$  – довжина хвилі в лінії передачі.

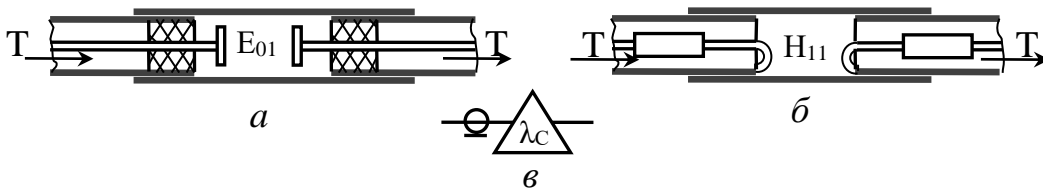
На частотах таких, що  $\lambda > \lambda_{кр}$ , підкореневий вираз в (3.11) стає від'ємним, унаслідок цього

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 - 1} \approx \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}; \quad \beta = 0. \quad (3.12)$$

Відтак загасання можна зобразити у вигляді

$$A = -20 \lg \exp(-\alpha L) = 20\alpha L \lg e \cong 8,68\alpha L. \quad (3.13)$$

Із (3.13) видно, що внесене загасання практично лінійно залежить від довжини хвилеводу, що працює у режимі відсічки. На рис.3.9 схематично зображені варіанти граничних атенюаторів для коаксіальної лінії. Для узгодження за входом і виходом атенюатор із ємнісним зв'язком (рис.3.9,*а*) оснащений діелектричними шайбами. В атенюаторі з індуктивним зв'язком (рис.9.9,*б*) в розриви центрального провідника увімкнено резистори з опором, що дорівнює хвильовому опору коаксіальної лінії. Регулювання ослаблення здійснюють осьовим переміщенням ліній. Головним недоліком граничних атенюаторів є велике початко-

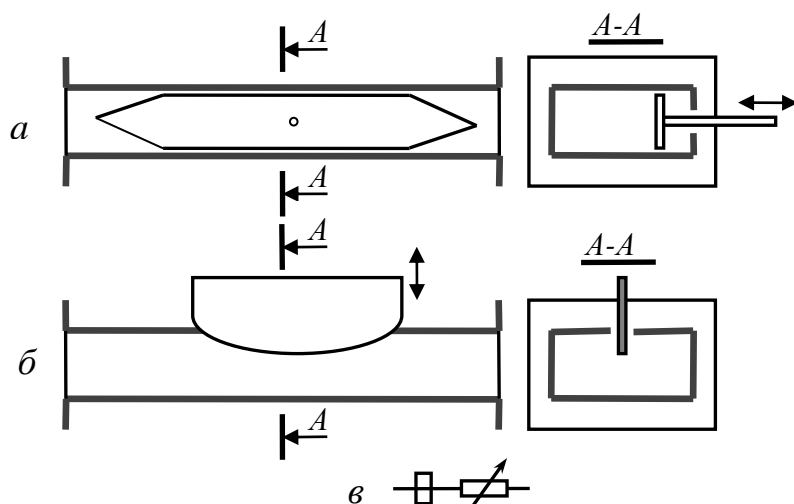


**Рис.3.9. Атенюатори граничного типу:**

*а* – з ємнісним зв'язком; *б* – з індуктивним зв'язком;

*в* – позначення на схемах

ве ослаблення через втрати в узгоджувальних елементах. Крім того, у разі малої відстані між елементами зв'язку внесене ослаблення змінюється нелінійно через наявність вищих типів коливань біля збуджувальних елементів. Тому початкову відстань між елементами зв'язку вибирають такою, щоб відповідне загасання становило 15–30 дБ, а верхнє граничне значення загасання перевищувало 100 дБ.



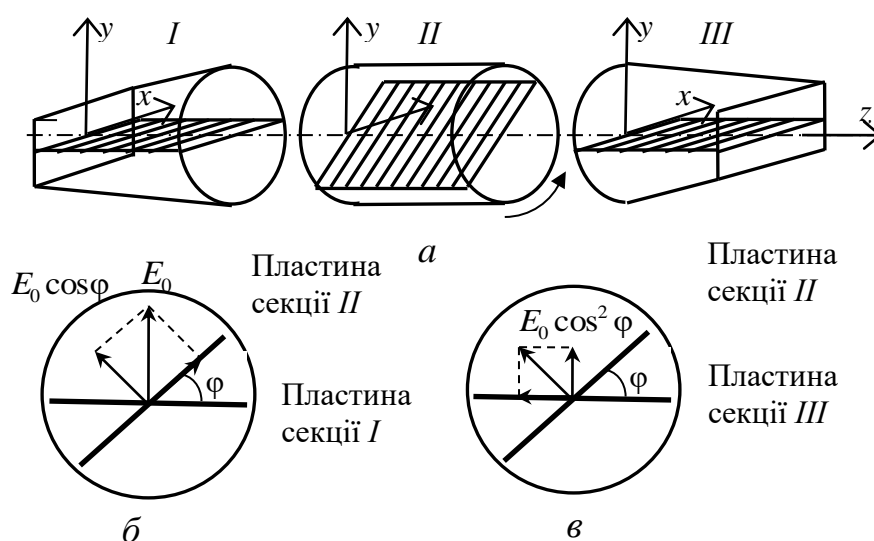
**Рис.3.10. Атенюатори поглинального типу:**  
 а – з поглинальною пластинною; б – ножового типу;  
 в – позначення на схемах

з механізмом, який забезпечує переміщення пластини в поперечному перерізі хвилеводу. Внесені ослаблення визначають за калібрувальними таблицями. Ослаблення таких атенюаторів може змінюватися від 0,5 до 50 дБ.

На рис.3.10,б зображено атенюатор *ножового* типу. Тут поглинальна пластина вводиться у хвилевід через поздовжню щілину посередині широкої стінки прямокутного хвилеводу. Така щілина не перетинає поперечні струми, які течуть в стінках хвилеводу з хвилею  $H_{10}$ , тому вона практично не випромінює. Головний недолік атенюаторів поглинального типу полягає в залежності фазового зсуву від внесеного загасання.

Атенюатор *поляризаційного* типу складається із трьох секцій (рис.3.11,а), причому крайні секції I і III є переходами від прямокутного хвилеводу до круглого і закріплені нерухомо. Середня секція II є відрізок круглого хвилеводу.

Вона може обертатися навколо поздовжньої осі. Кожна секція містить поглинальні пластини з поверхневим опором у кілька сотень ом на квадратний сантиметр. В крайніх секціях пластини розміщені паралельно широким стінкам хвилеводу і виконують роль відповідно фільтра і поляризатора. Хвиля



**Рис.3.11. Атенюатор поляризаційного типу:**  
 а – конструкція; б – поле на вході; в – поле на виході

Принцип дії атенюаторів *поглинального типу* ґрунтується на введенні у відрізок лінії поглинальних тіл (пластин). Переміщення цих пластин із області слабого електричного поля в область сильного дозволяє змінювати загасання. На рис.3.10,а зображено хвилевідний атенюатор із поглинальною пластинною. Пластина закріплена на тонкому стержні з діелектрика. Стержень зв'язаний

$H_{10}$  прямокутного хвилеводу в секції  $I$  трансформується у хвилю  $H_{11}$  круглого хвилеводу. Її можна розкласти на дві складові, як це показано на рис.1.11,б. Складова вектора електричного поля, паралельна поглинальній пластині секції  $II$ , поглинається. Інша складова, яка дорівнює  $E_0 \cos\varphi$ , перпендикулярна площині пластини і проходить секцію  $II$  з мінімальними втратами.

У секції  $III$  хвилю з амплітудою  $E_0 \cos\varphi$  можна також розкласти на дві складові, одна з яких є перпендикулярною площині пластини в секції  $III$ , дорівнює  $E_0 \cos^2\varphi$  (рис.3.11,в) і проходить без ослаблення через секцію  $III$ , а інша, паралельна цій пластині, поглинається. Таким чином, загасання, що вноситься атенюатором, можна записати у вигляді

$$A = A_0 + 20\lg(\cos^2\varphi), \quad (3.14)$$

де  $A_0$  – початкове загасання за  $\varphi=0$ .

Та обставина, що загасання, яке вноситься поляризаційним атенюатором, залежить тільки від кута повороту пластини  $\varphi$ , який може бути встановлений досить точно, дозволяє будувати на основі розглянутого принципу прецизійні атенюатори. Поляризаційні атенюатори, наприклад сантиметрового діапазону, мають діапазон змінювання загасання від 1 до 60 дБ за похибки установки для малих значень загасання, не більших 0,5 дБ, КСХ не перевищує 1,15.

### Контрольні питання

1. Який пристрій НВЧ називають атенюатором?
2. Який вигляд має матриця розсіювання ідеального атенюатора?
3. Які параметри характеризують властивості атенюатора?
4. Навіщо потрібно забезпечувати узгодження атенюатора?
5. Які основні застосування атенюаторів?
6. Які принципи покладені в конструкції атенюаторів?
7. Який принцип роботи граничного атенюатора?
8. Які типові значення параметрів граничного атенюатора?
9. Який принцип роботи поглинального атенюатора?
10. Які існують конструкції поглинальних атенюаторів?
11. Які типові значення параметрів поглинального атенюатора?
12. Яка залежність від частоти загасання, унесеного поляризаційним атенюатором?
13. Які типові значення параметрів поляризаційного атенюатора?
14. Чи змінюється фаза електромагнітної хвилі під час проходження через поглинальний атенюатор?

### 3.6. Фазообертачі

*Фазообертачі* (англійською мовою – *phase shifter, phaser*) призначені для плавного чи дискретного змінювання фази електромагнітної хвилі. Фазообертачі широко застосовують у різних пристроях техніки НВЧ: радіоприймачах, вимірювальних установках, антенних системах, передусім антенних решітках для

формування потрібної діаграми спрямованості, спрямованих відгалужувачах з регульованим зв'язком, узгоджувальних пристроях та ін.

Ідеальна матриця розсіювання взаємного фазообертача має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\Delta\varphi} \\ e^{-j\Delta\varphi} & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

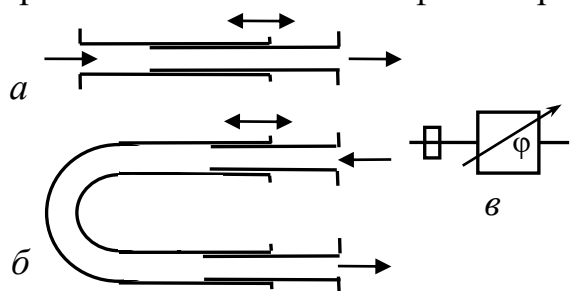
Розрізняють механічні та електричні фазообертачі. Робота фазообертача ґрунтується на змінюванні *електричної довжини* відрізка лінії передачі

$$\varphi = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon - (\lambda/\lambda_{кр})^2} \quad (5.33)$$

шляхом зміни його геометричної довжини  $l$ , критичної довжини хвилі  $\lambda_{кр}$  або ефективної діелектричної проникності середовища  $\varepsilon$ , яке заповнює лінію.

Основні вимоги до фазообертача: регульоване змінювання фази електромагнітної хвилі (як правило, від  $0$  до  $180^\circ$ ), незначна величина внесеного ослаблення; для фазообертачів, що працюють в умовах високих рівнів потужності, достатня електрична міцність.

Розглянемо принцип роботи та конструктивні особливості найбільш поширених типів механічних фазообертачів.



**Рис.3.12. Механічні фазообертачі:**

$a$  – розсувний;  $b$  – тромбонний;

$v$  – позначення на схемах

На рис.3.12, $a$ - $b$  зображено конструкції фазообертачів відповідно *розсувного* і *тромбонного* типів. Тут фазовий зсув змінюється шляхом пересування рухомої секції. Фазообертачі цього типу забезпечують зміну фази в широких межах. До недоліків слід віднести нестабільність роботи через наявність контактів, що труться.

*Пластинчатий* фазообертач на основі прямокутного хвилеводу з хвилею  $H_{10}$  має тонку діелектричну пластину, розміщену паралельно вузькій стінці. Фазовий зсув залежить від розміщення пластини, він буде максимальний у разі розташування пластини посередині хвилеводу. Фазовий зсув залежить також від частоти, тому під час роботи в діапазоні частот слід вносити поправку до градуювання фазообертача. Конструкції пластинчатих фазообертачів нагадують конструкції поглинальних атенюаторів (див. рис.3.10). Матеріалом для виготовлення пластин є діелектрики з малими втратами (фторопласт, полістирол, кварц тощо). З метою зменшити відбиття довжину пластини обирають кратною числу півхвиль у хвилеводі, а кінці або загострюють, або вони мають чвертьхвильові виступи.

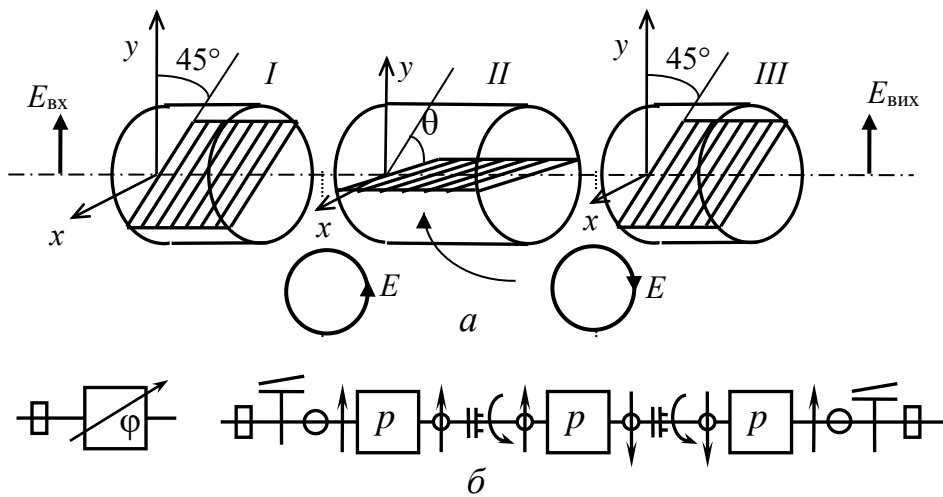
*Поляризаційний* фазообертач складається з трьох секцій (рис.3.13), які являють собою секції *диференційного фазового зсуву* (ДФЗ).

Секції ДФЗ широко застосовують у техніці НВЧ. Вони призначені для затримки хвилі однієї лінійної поляризації відносно хвилі ортогональної лінійної поляризації. Найбільш проста конструкція секції ДФЗ має вигляд круглого хвилеводу з діелектричною пластиною з малими втратами. Існують також інші

конструкції секцій ДФЗ, наприклад у вигляді квадратного хвилеводу з металевими ребрами.

Принцип роботи секції ДФЗ з діелектричною пластиною полягає в тому, що хвиля з лінійною поляризацією, паралельна пластині, отримує додаткове спізнювання на величину диференційного фазового зсуву  $\varphi$  по відношенню до хвилі з ортогональною поляризацією  $\varphi = (\beta_1 - \beta_2)l$ , де  $l$  – довжина пластини;  $\beta_1$  і  $\beta_2$  – коефіцієнти фази для хвиль відповідно з паралельною і ортогональною поляризаціями. Найбільш поширені секції ДФЗ з параметрами  $\varphi = 90^\circ$  (90°-секція, або чвертьхвильова пластина) і  $\varphi = 180^\circ$  (180°-секція, або півхвильова пластина).

У поляризаційному фазообертачі (рис.3.13) крайні 90°-секції є нерухомі. Площини ж їх пластин паралельні між собою і повернуті на кут  $45^\circ$  по відношенню до площини поляризації падаючої і відбитої хвиль.



**Рис.3.13. Поляризаційний фазообертач:**  
*a* – конструкція; *б* – позначення на схемах

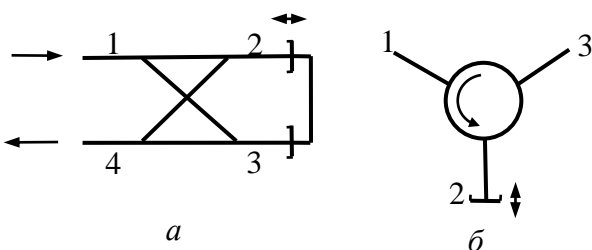
шешенню до площини поляризації падаючої і відбитої хвиль. В практичних конструкціях фазообертачів ці секції мають переходи між прямокутним хвилеводом з хвилею  $H_{10}$  і круглим хвилеводом з хвилею  $H_{11}$  (на рисунку не показано). Середня 180°-секція

вмикається через дросельні з'єднання, що обертаються, і допускає вільне обертання навколо осі в обидві сторони.

Вхідна 90°-секції являє собою поляризатор, вона перетворює лінійно поляризовану вхідну хвилю на хвилю з круговою поляризацією. Роль середньої 180°-секції зводиться до зміни напрямку обертання поляризації. Тому поворот середньої секції виявляється еквівалентним внесенню додаткового фазового зсуву, який дорівнює подвоєному куту повороту  $2\theta$ .

І нарешті, роль вихідної 90°-секції полягає в зворотному перетворенні хвилі з круговою поляризацією на хвилю з лінійною поляризацією.

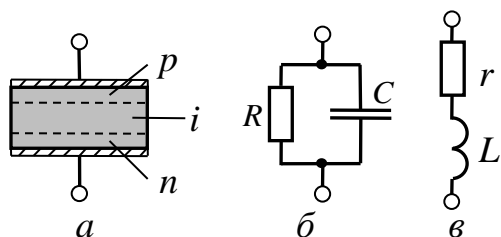
Фазовий зсув, унесений поляризаційним фазообертачем, практично не залежить від частоти і може встановлюватися з точністю до доль градуса.



**Рис.3.14. Відбивальні фазообертачі:**  
*a* – на базі спрямованого відгалужувача;  
*б* - на основі  $Y$ -циркулятора

Фазообертач *відбивального* типу – це власне двополюсник, за допомогою якого можна регулювати фазу коефіцієнта відбиття, при цьому його модуль близький до одиниці. Ідеальний відбивний фазообертач – змінний реактивний опір, який може бути реалізований у вигляді короткозамкненого або розімкненого шлейфа змінної довжини. З додатковими НВЧ елементами фазообертач відбивного типу перетворюється на фазообертач прохідного типу.

Принцип дії фазообертача прохідного типу, функціональна схема якого зображена на рис.3.14,*а*, ґрунтується на відбитті електромагнітної хвилі від рухомих короткозамикачів, розміщених у двох плечах щілинного моста. Короткозамикачі розміщені на однаковій відстані від щілини зв'язку і переміщуються разом. Хвиля, яка подається в плече 1, ділиться мостом порівну на парціальні частини в плечах 2 і 3, але з фазовим зсувом  $90^\circ$ . Хвилі, відбиті короткозамикачами, знову поділяються порівну. Завдяки фазовим співвідношенням між парціальними хвилями в плечі 1 відбиті хвилі компенсують одна одну, а вся потужність надходить у вихідне плече 4. У разі зміни положення короткозамикачів на відстань  $l$  фаза хвилі, що виходить із плеча 4, зазнає фазового зсуву, який



**Рис.3.15.** Комутаційний діод *p-i-n* типу: *а* – конструкція;

*б* – еквівалентна схема закритого діода;

дорівнює  $\Delta\varphi = 4\pi l / \Lambda$ . Фазообертач такої конструкції може витримати великий рівень потужності, має абсолютний відлік фази і є простий за конструкцією. Втрати, що спричиняє фазообертач, становлять близько 0,1 дБ. Деякі більші втрати (до 1 дБ) чинить фазообертач прохідного типу на базі феритового циркулятора (рис.3.14,*б*).

Фазообертачі з *електричним керуванням* переважно реалізуються на основі комутаційних діодів НВЧ. Найбільш поширені комутаційні діоди типу *p-i-n*. У діоді цього типу сильно леговані *p*- і *n*-області розділені високоомною областю *i* з електропровідністю власного типу (рис.3.15,*а*), цю область зазвичай називають *базою* діода. Унаслідок значної товщини бази *p-i-n* діод є інерційним приладом. У разі подачі НВЧ коливань на запертий *p-i-n* діод ефекту випрямлення не спостерігається, оскільки за додатний півперіод коливань у базі діода не встигають накопичуватися вільні носії заряду. Запертий *p-i-n* діод за зворотної напруги зображають, наприклад, у вигляді паралельного з'єднання активного опору  $R$  у декілька кілоом і загальної ємності діода  $C$  величиною 0,3 – 1 пФ (рис.3.15,*б*). У випадку подачі на діод керуючої додатної напруги зміщення 1 – 2 вольта опір бази різко падає, оскільки база заповнюється вільними носіями струму – вакансіями з *p*-області і електронами з *n*-області. Від'ємна півхвиля НВЧ коливання не встигає витягнути з бази діода просторовий заряд. Еквівалентна схема відкритого *p-i-n* діода має вигляд послідовного з'єднання активного опору  $r$  у декілька ом і невеликої індуктивності виводів  $L$  (рис.3.15,*в*)

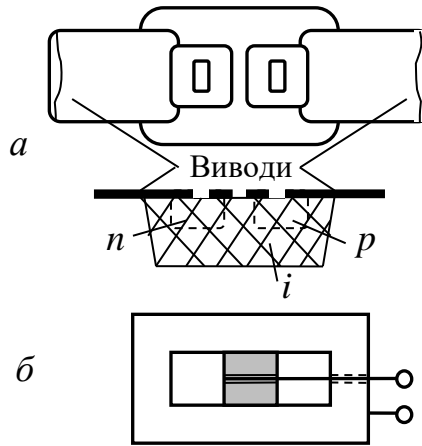


Рис.3.16. Увімкнення  $p-i-n$  діодів у тракт: *a* – смужковий; *б* – хвилевідний

Приклади ступінчастих прохідних фазообертачів з електричним керуванням наведено на рис.3.17. Вони являють собою комбінацію циркулятора (рис.3.17,*a*) або моста (рис.3.17,*б*) і короткозамкнених відрізків хвилеводів, у

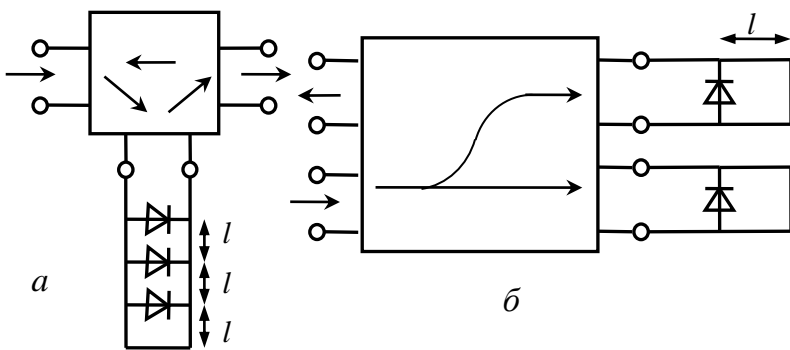


Рис.3.17. Фазообертачі з електричним керуванням: *a* – на базі циркулятора; *б* – на базі моста

яких розміщені один чи декілька  $p-i-n$  діодів. Якщо на діоди подана заперна напруга, їх опори достатньо великі і фазова затримка сигналу визначається геометричною довжиною короткозамкнених відрізків хвилеводів. У разі подачі відпірної напруги опір діодів падає і зміна фазової затримки визначається геометричною довжиною відрізка хвилеводу, який відсікає діод ( $\Delta\varphi = 4\pi l / \Lambda$ ).

### Контрольні питання

1. Який пристрій НВЧ називають фазообертачем?
2. Який вигляд має матриця розсіювання ідеального й реального фазообертача?
3. В яких пристроях використовують фазообертачі і з якою метою?
4. Якими параметрами можна охарактеризувати реальні фазообертачі, їх типові значення?
5. Які фізичні принципи покладені в основу конструкцій фазообертачів?
6. Чим відрізняються взаємні фазообертачі від невзаємних?
7. Чим відрізняються фазообертачі прохідного і відбивного типів та які в них типові конструкції?
8. Які недоліки і переваги фазообертачів відбивного типу?
9. Який принцип роботи фазообертача на прямокутному хвилеводі з діелектричною пластиною?
10. Який принцип роботи взаємних феритових фазообертачів?

Час вмикання  $p-i-n$  діода складає 0,1–1 мкс, вимкнення – у декілька разів більший. Комутаційні  $p-i-n$  діоди дозволяють керувати проходженням в тракті НВЧ імпульсної потужності до 100 кВт за середньої потужності до 1 кВт.

Приклади увімкнення в тракт  $p-i-n$  діодів наведено на рис.3.16. На ньому відображено поверхнево-орієнтований діод для смужкових ліній (рис.3.16,*a*) і здвоєний діод в резонансній діафрагмі для розміщення в прямокутному хвилеводі (рис.3.16,*б*).

яких розміщені один чи декілька  $p-i-n$  діодів. Якщо на діоди подана заперна напруга, їх опори достатньо великі і фазова затримка сигналу визначається геометричною довжиною короткозамкнених відрізків хвилеводів. У разі подачі відпірної напруги опір діодів падає і зміна фазової затримки визначається геометричною довжиною відрізка хвилеводу, який відсікає діод ( $\Delta\varphi = 4\pi l / \Lambda$ ).

11. В яких випадках спостерігається ефект Фарадея, які способи його усунення?
12. Яка конструкція постійного фазообертача з чвертьхвильовою пластиною?

### 3.7. Узгоджувальні трансформатори

Повна передача енергії генератора за допомогою лінії передачі з хвильовим опором  $W$  до навантаження  $Z_H$  можлива лише за виконання умов  $Z_H = W = Z_T$ , де  $Z_T$  – вихідний опір генератора. При цьому в лінії відсутня відбита хвиля, установлюється режим біжучої хвилі, тобто лінія узгоджена з навантаженням. У загальному випадку, коли опори генератора та навантаження є комплексні, відповідна умова узгодження потребує, щоб опір генератора та навантаження були комплексно спряженими величинами. Оскільки хвильовий опір є практично дійсною величиною, процес узгодження ускладнюється.

Наявність відбитої хвилі призводить до втрат на відбиття, зменшення максимально допустимої потужності, яка передається до навантаження, зменшення робочої смуги частот.

Для узгодження довільного навантаження з лінією передачі поблизу від навантаження необхідно ввімкнути узгоджувальний пристрій, який би забезпечив режим біжучої хвилі в лінії до місця його увімкнення.

Найбільш поширені методи узгодження:

1. Компенсаційний (інтерференційний) метод, заснований на утворенні додаткового відбиття хвилі таким чином, щоб сумарна амплітуда відбитих хвиль  $U''_{\text{від}}$  дорівнювала амплітуді хвилі відбитої від навантаження  $U'_{\text{від}}$ , а фаза відрізнялася на  $\pi$ . При цьому загальна амплітуда відбитих хвиль дорівнюватиме  $U_{\text{від}} = U'_{\text{від}} - U''_{\text{від}} = 0$ . Пристрої, які реалізують цей метод, називають *узгоджувальними трансформаторами* (англійською мовою – *matching transformer*).

2. Поглинальний метод, заснований на увімкненні перед навантаженням поглинального чотириполюсника, який не спричиняє додаткового відбиття. За такого узгодження вноситься додаткове загасання, натомість забезпечується узгодження у широкій смузі частот.

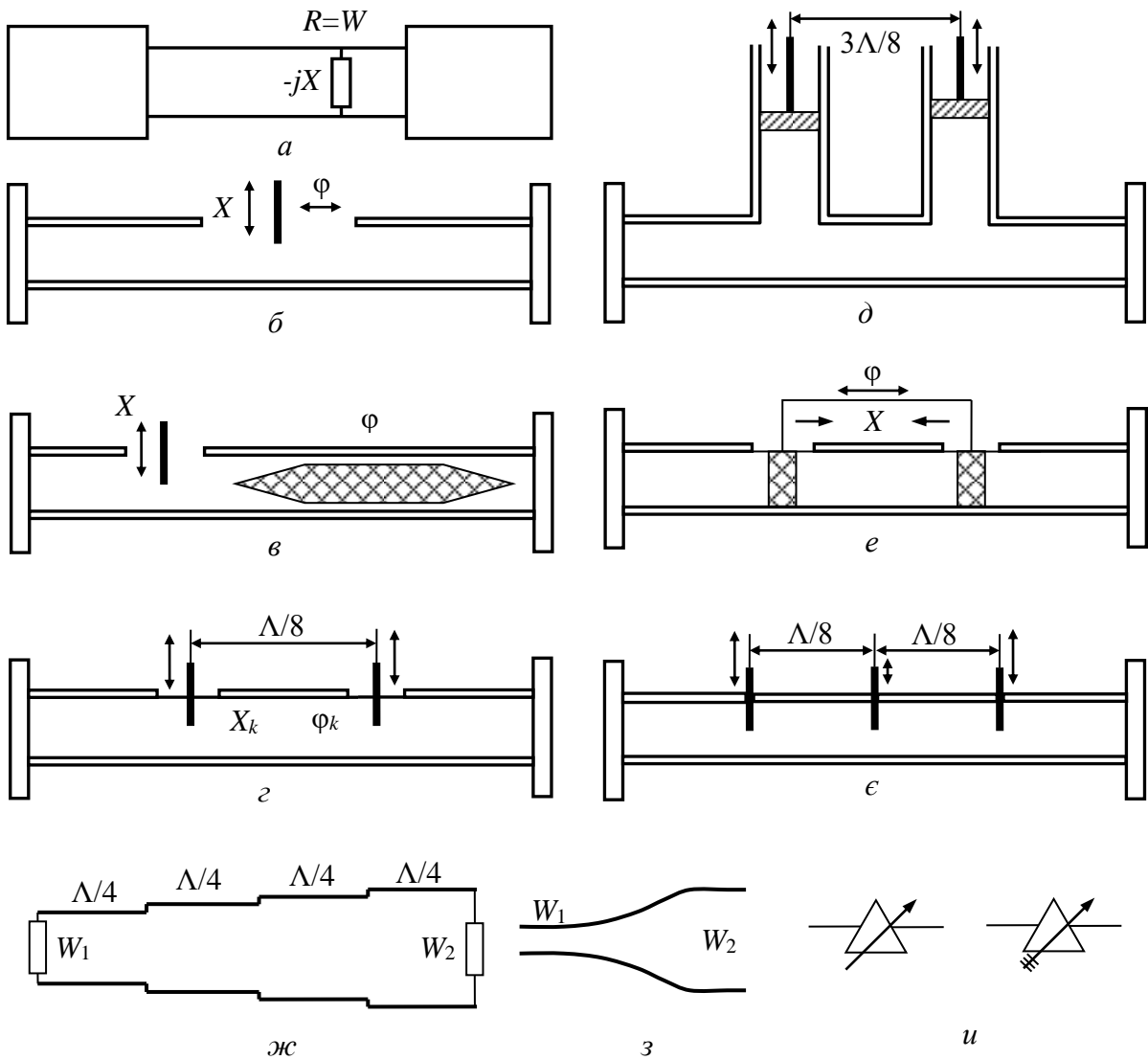
3. Метод широкосмугових переходів, заснований на використанні для узгодження відрізків нерегулярної лінії, розміри поперечного перерізу якої змінюється східчасто або повільно вздовж її довжини.

Призначення внесеного реактивного елемента (рис.3.18,*a*) узгодження реактивної складової вхідного опору – в перерізі, де активна складова дорівнює хвильовому опору лінії передачі (метод Татарінова). Як узгоджувальну реактивність використовують шлейфи (короткозамкнені і розімкнені), штирі, діафрагми та інші неоднорідності.

Найбільш поширені конструкції узгоджувальних трансформаторів з регульованими параметрами зображено на рис.3.18. Найпростіший хвилевідний трансформатор має щілину посередині широкої стінки, уздовж якої може переміщуватися штир змінної довжини (рис.3.18,*б*). Глибина занурення штиря змі-



нює реактивний опір в лінії, а позовжне зміщення регулює фазовий набіг. В трансформаторі, зображеному на рис.3.18,в, фазовий зсув змінюється за допомогою діелектричної пластини. Головний недолік трансформаторів з одним реактивним елементом – вузькосмуговість узгодження. Цього значною мірою позбавлені двоелементні узгоджувачі, наприклад з двома штирями, розташованими на відстані  $\Lambda/8$  один від одного (рис.3.18,з), або трансформатор із двома діелектричними рухомими неоднорідностями (рис.3.18,д). Аналогічні властивості



**Рис.3.18. Трансформатори опорів:** *a* – загальна схема методу; *б* – з рухомим штирем; *в* – зі штирем і фазообертачем; *г* – з двома штирями; *д* – з двома шлейфами; *е* – з двома діелектричними пластинами; *з* – з трьома штирями; *ж* – східчастий перехід; *з* – повільний перехід; *и* – позначення узгоджувальних трансформаторів на схемах

має узгоджувальний трансформатор із двома паралельними короткозамкненими шлейфами, довжина шлейфів регулюється за допомогою рухомих поршнів (рис.3.18,е). Недолік двоштирового трансформатора – неможливість узгодити опори будь яких значень (наявність «зони недосяжності»). Цей недолік можна

усунути використанням триштирового узгоджувача (рис.3.18,є). Аналогічним чином можна застосувати трансформатор із трьома паралельними шлейфами.

Для узгодження однотипних ліній передачі з різними хвильовими опорами  $W_1$  і  $W_2$  часто використовують *чвертьхвильовий трансформатор*, тобто відрізок лінії передачі з хвильовим опором  $W_{тр} = \sqrt{W_1 W_2}$  і довжиною  $\Lambda/4$ , який вмикається між ними. В реальних лініях нерегулярності на кінцях спотворюють структуру поля і утворюють реактивності ємнісного характеру. Для компенсації цих ємностей декілька скорочують довжину трансформатора відносно  $\Lambda/4$ . Смуга робочих частот чвертьхвильового трансформатора залежить від стрибка узгоджуваних опорів. Чим менший стрибок опорів  $W_1/W_2$ , тим ширша смуга.

Для широкосмугового узгодження використовують східчасті переходи (рис.3.18,ж), які є каскадними з'єднаннями чвертьхвильових трансформаторів (сходинок) з різними хвильовими опорами. Для покращення характеристик східчастого переходу стрибки хвильових опорів кожної сходинок роблять різними. Найбільш поширені переходи, в яких стрибки опорів змінюються пропорційно коефіцієнтам бінома Ньютона (біноміальні переходи) або пропорційно поліномам Чебишова (чебишовські переходи). Чебишовські переходи мають більшу крутизну фронтів частотної характеристики загасання, однак поступаються біноміальним в лінійності характеристики.

У повільних переходах (рис.3.18,з) опір зменшується не стрибками, а безперервно вздовж усієї довжини лінії, тобто трансформатор є нерегулярною лінією, в якій хвильовий опір – функція поздовжньої координати. Повільні переходи можуть мати значно меншу довжину, ніж східчасті з такими ж характеристиками.

### Контрольні питання

1. У чому сенс досягти найкращого узгодження?
2. За якої умови можна досягти узгодження?
3. Які існують методи узгодження?
4. Які основні конструкції узгоджувальних трансформаторів?
5. Яким чином можна забезпечити компенсацію реактивної складової опорів?
6. Яким чином можна забезпечити рівність активної складової опорів?
7. У чому полягає основний недолік узгоджувальних трансформаторів з неоднорідностями?
8. У чому полягає основний недолік узгоджувальних трансформаторів з однією неоднорідністю?
9. У чому полягає основний недолік узгоджувальних трансформаторів з двома неоднорідностями?
10. Чи можна узгодити реактивне навантаження за допомогою чвертьхвильового трансформатора?
11. Як пов'язана можливість узгодження в широкій смузі частот з величиною стрибка опору, який потрібно узгодити?

## 4. Резонатори і фільтри НВЧ

### 4.1. Об'ємні резонатори

У низькочастотній радіотехніці одним із найважливіших елементів є коливальні (резонансні) контури з зосередженими параметрами. Ці контури складаються з конденсаторів та котушок індуктивності. Геометричні розміри цих елементів і з'єднувальних провідників значно менші за довжину хвилі коливань. Тому такі контури практично не випромінюють електромагнітної енергії. Добротність їх обумовлена лише тепловими втратами в котушках і з'єднувальних провідниках та втратами в діелектрику конденсатора. Зі зростанням частоти геометричні розміри елементів контурів стають співвимірними до довжини хвилі, що призводить до зростання випромінювання. В НВЧ діапазоні замість коливальних контурів використовують об'ємні резонатори.

*Об'ємним резонатором* (англійською мовою – *cavity resonator*) називають об'єм, обмежений відбивними поверхнями, такий, що має зв'язок з зовнішнім електромагнітним полем, здатність накопичувати електромагнітну енергію та характеризується набором дискретних власних частот. У загальному випадку резонатор можна створити сукупністю металевих або діелектричних тіл, усередині або біля яких концентрується змінне електромагнітне поле. Властивості об'ємних резонаторів схожі з властивостями коливальних контурів. Завдяки високій добротності в сантиметровому діапазоні ( $\sim 10^3$ - $10^4$ ) об'ємні резонатори використовують як вторинні еталони частоти. Вони є основними компонентами мікрохвильових генераторів, на їх основі будують сповільнювальні системи та фільтри. Внесенням у резонатор діелектричного або магнітного зразка змінюється його резонансна частота і добротність, на цьому явищі ґрунтується визначення діелектричних та магнітних параметрів матеріалів.

У теорії об'ємних резонаторів розрізняють режими їх власних (вільних) і вимушених коливань. *Власні коливання* – це можливі поля в об'ємному резонаторі за відсутності сторонніх джерел. *Спектр* власних коливань резонатора являє собою нескінченну множину різних *типів коливань* (типів полів), для кожного з них характерний свій розподіл електромагнітного поля і певна *власна довжина хвилі* (*власна частота*). У резонаторі без втрат (стінки ідеально провідні, отворів у оболонці немає, внутрішній об'єм заповнений ідеальним діелектриком) власні коливання були б незагасаючими. У реальному об'ємному резонаторі завжди є втрати енергії, які призводять до загасаючих коливань.

Незгасаючі коливання у реальному резонаторі існують у режимі *вимушених коливань*, за якого в резонатор через елемент зв'язку вводиться енергія стороннього джерела (генератора). Для збудження резонатора потрібно, щоб частота коливань генератора дорівнювала одній із *резонансних частот* об'ємного резонатора. У цьому випадку в резонаторі виникає резонанс і амплітуда поля вимушених коливань досягає найбільшого значення. В об'ємному резонаторі з малими втратами (з великою добротністю) резонансні частоти приблизно дорівнюють власним частотам цього резонатора без втрат. Об'ємний резонатор є ба-

гаторезонансною системою на відміну від коливального контуру з зосередженими елементами, який резонує лише на одній частоті.

Найпростішим об'ємним резонатором є відрізок регулярної лінії передачі довжиною  $l$ , обмежений з обох боків відбивальними стінками. Припустимо, що у хвилеводі на частоті  $\omega$  збуджена хвиля певного типу. Довжину хвилі у хвилеводі визначимо виразом

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{2\pi}{\beta}, \quad (4.1)$$

де  $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  – довжина хвилі у середовищі;  $\lambda_0$  – довжина хвилі у вакуумі;  $\epsilon_r, \mu_r$  – відносні діелектрична та магнітна проникності середовища;  $\lambda_{\text{кр}}$  – критична довжина хвилі;  $\beta$  – фазова стала.

Коли хвиля доходить кінця вказаного відрізка, вона відбивається від стінки і поширюється у зворотному напрямку і, відбившись від іншої стінки, інтерферує з первісною хвилею. Цей процес повторюється багатократно, результуюче поле утворює стоячу хвилю. Якщо в результаті інтерференції амплітуда первісної хвилі збільшується, то у відрізку хвилеводу відбувається накопичення енергії, тобто спостерігається резонанс. Умовою резонансу є рівність фаз первісної і двократно відбитої хвиль. Остання на своєму шляху отримує фазовий зсув

$$\Delta\phi = \beta l + \phi_1 + \beta l + \phi_2, \quad (4.2)$$

де  $\phi_{1,2}$  – фазові зсуви хвилі під час її відбиття від стінок, які залежно від типу поляризації дорівнюють 0 або  $\pi$ .

Таким чином, умова резонансу має вигляд

$$\Delta\phi = 2\beta l + \phi_1 + \phi_2 = 2\pi s, \quad s = 1, 2, \dots \quad (4.3)$$

Беручи до уваги можливі значення  $\phi_1$  і  $\phi_2$ , перетворимо (4.3) до вигляду

$$\Lambda = 2l / p, \quad (4.4)$$

де  $p = s - \delta$ ;  $\delta = 0$  або 1 залежно від типу поляризації хвилі. Тобто індекс  $p$  набуває цілого додатного значення, починаючи з 0 або 1.

Таким чином, у випадку резонансу на відрізку хвилеводу  $l$  укладається ціле число  $p$  довжин півхвиль  $\Lambda/2$ , тобто  $l = p\Lambda/2$ . При цьому значенню  $p = 0$  відповідає нескінченно велика довжина хвилі у хвилеводі.

Об'ємні резонатори розглянутого типу можна виконати на основі прямокутних, круглих, коаксіальних та інших ліній передачі. Такі резонатори ще називають *закритими* або *порожнистими*.

Якщо згорнути лінію передачі в кільце, отримаємо так званий *кільцевий резонатор*, або *резонатор біжучої хвилі* (РБХ). Умовою резонансу в такому резонаторі буде рівність фаз первісної хвилі та хвилі, яка обійшла резонатор по периметру кільця. Тобто периметр кільця має дорівнювати цілому числу довжин хвиль  $l = p\Lambda$ ,  $p = 1, 2, \dots$  У даному випадку в резонаторі встановлюється режим біжучої хвилі.

В загальному випадку для опису властивостей резонатора з втратами вводять поняття *комплексної власної частоти*  $\omega_0 = \omega' + j\omega''$  (аналогічним чином можна ввести комплексну резонансну частоту). Уявна частина описує загасання коливань у резонаторі. Звичайно  $\omega'' \ll \omega'$  і  $\omega_0 \approx \omega'$ .

Одним із основних параметрів об'ємного резонатора є його добротність. *Добротністю* (англійською мовою – *Q-factor*) об'ємного резонатора на даному типі коливань називають відношення дійсної частини власної частоти до подвоєної уявної:

$$Q = \frac{\omega'}{2\omega''}. \quad (4.5)$$

Величину, обернену добротності, яка визначає відносне зменшення амплітуди коливань за кожний послідовний період, називають *декрементом загасання*:

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{2\omega''}{\omega'}. \quad (4.6)$$

У випадку малих втрат добротність резонатора можна визначати за формулою (енергетичне визначення добротності)

$$Q = 2\pi \frac{W_3}{W_B} = \omega_0 \frac{W_3}{P_B}, \quad (4.7)$$

де  $W_3$  – запасена при резонансі електромагнітна енергія;  $W_B$  – енергія повних втрат за період;  $P_B$  – середня за період потужність повних втрат;  $\omega_0$  – резонансна частота.

Добротність, що залежить від потужності повних втрат, часто називають навантаженою добротністю резонатора. Потужність повних втрат має вигляд

$$P_B = P_0 + P_{зв}, \quad (4.8)$$

де  $P_0$  – потужність власних втрат (безпосередньо у резонаторі);  $P_{зв}$  – потужність зовнішніх втрат, яка визначається виходом енергії із резонатора через елементи зв'язку у зовнішнє коло.

Із (4.7) і (4.8) випливає, що

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{зв}}, \quad (4.9)$$

причому  $Q_0$  називають власною добротністю резонатора;  $Q_{зв}$  – зовнішньою добротністю, обумовленою втратами на елементах зв'язку.

Власну добротність можна визначити так:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_M} + \frac{1}{Q_D}, \quad (4.10)$$

де  $Q_M$  – добротність, обумовлена втратами в провідниках стінок резонатора;  $Q_D$  – добротність, обумовлена втратами в діелектрику.

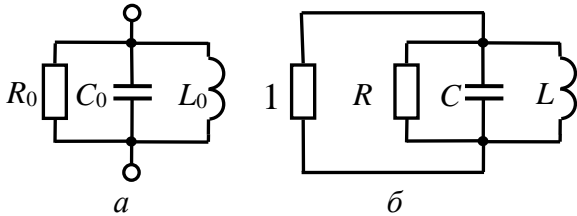
*Коефіцієнт корисної дії* (англійською мовою – *coefficient of efficiency*) резонатора дорівнює відношенню потужності, яка випромінюється в навантаження, до сумарної потужності втрат у резонаторі:

$$\eta = \frac{P_{зв}}{P_{зв} + P_0} = \frac{1}{1 + P_0/P_{зв}} = \frac{1}{1 + Q_{зв}/Q_0}. \quad (4.11)$$

Величину  $\kappa = P_{зв}/P_0 = Q_0/Q_{зв}$  називають *коефіцієнтом зв'язку* резонатора. За  $\kappa=1$  потужність, що випромінюється в навантаження, дорівнює потужності, що розсіюється в резонаторі. Такий режим називають критичним. При цьому навантажена добротність у два рази менша власної добротності, тобто

$$Q = \frac{Q_0}{2}. \quad (4.12)$$

За умови  $\kappa > 1$  потужність, що випромінюється в навантаження, перевищує потужність, що розсіюється в резонаторі. Такий випадок називають сильним зв'язком. Нарешті, у режимі слабого зв'язку ( $\kappa < 1$ ) втрати потужності в навантаженні менші втрат потужності в резонаторі. Навантажена добротність при цьому близька до власної добротності резонатора.



**Рис.4.1. Еквівалентна схема резонатора:**

*а* – загальна схема;

*б* – схема навантаженого резонатора

Резонатори НВЧ мають нескінченну кількість власних частот, однак поблизу певної резонансної частоти резонатор можна зобразити еквівалентною схемою у вигляді паралельного чи послідовного коливального контура. При цьому вважають, що взаємодія між сусідніми типами коливань відсутня. Вибір паралельної або

послідовної схеми залежить від вибору площини відліку фаз (еквівалентного представлення параметрів резонатора). Якщо у режимі розстроювання ( $\omega \neq \omega_0$ ) вхідний опір  $Z_{вх} \rightarrow 0$  в цій площині, то слід скористатися паралельною схемою, якщо  $Z_{вх} \rightarrow \infty$  – послідовною. На практиці віддають перевагу паралельному контуру (рис.4.1,*а*). Для виконання еквівалентності необхідно, щоб коливальні системи мали однакову резонансну частоту і однакову добротність, тобто

$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} R_0 = C_0 R_0 \omega_0; \quad L_0 C_0 \omega_0^2 = 1. \quad (4.13)$$

За допомогою цих двох рівнянь, якщо відомі параметри резонатора  $Q_0$  і  $\omega_0$ , можна визначити елементи еквівалентного контура  $R_0, C_0, L_0$  з точністю до довільної сталої.

Тепер врахуємо зовнішні втрати. Для цього припустимо, що резонатор зв'язаний з лінією передачі, яка узгоджена з навантаженням. Замінімо лінію її еквівалентом у вигляді одиничного нормованого опору. Тоді отримаємо еквівалентне коло (рис.4.1,*б*), елементи якого нормовані до хвильового опору лінії передачі. При цьому вирази для добротності набудуть вигляду

$$Q_0 = CR\omega_0; \quad Q = C \frac{R}{R+1} \omega_0; \quad Q_{зв} = C\omega_0; \quad LC\omega_0^2 = 1. \quad (4.14)$$

Відтак коефіцієнт зв'язку дорівнює

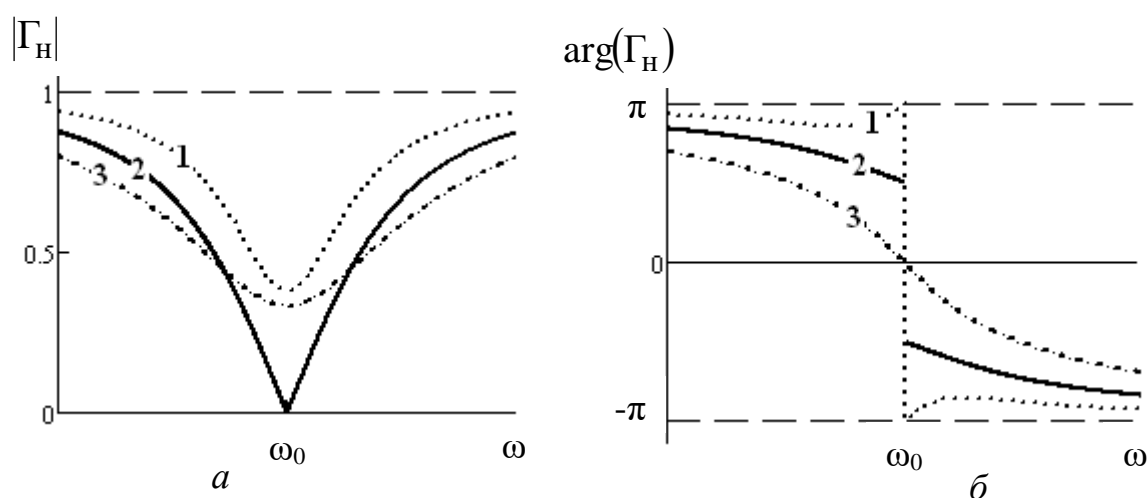
$$\kappa = Q_0 / Q_{зв} = R. \quad (4.15)$$

Таким чином, рівняннями (4.14)–(4.15) визначають елементи еквівалентного контура  $R, C, L$  через  $\kappa, Q_0$  і  $\omega_0$ .

Застосовуючи методи класичної теорії кіл, можна знайти нормований опір паралельного контура у вигляді

$$z'_H = \left[ \frac{1}{R} + j \left( C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right]^{-1} = \kappa \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^{-1}. \quad (4.16)$$

На рис.4.2 зображені частотні залежності модуля і фази коефіцієнта відбиття резонатора  $\Gamma = (z'_H - 1)/(z'_H + 1)$ . Видно, що у разі зв'язку, меншого за критичний (недозв'язаний резонатор)  $\kappa < 1$  (крива 1), на залежності  $|\Gamma|$  спостеріга-



**Рис.4.2. Частотні залежності модуля (а) і фази (б) коефіцієнта відбиття**

ється вузький мінімум, а фаза коефіцієнта відбиття за  $\omega = \omega_0$  досягає  $\pi$  і залишається близькою до цього значення (стрибок від  $\pi$  до  $-\pi$  на графіку обумовлений областю визначення функції  $\arg(\Gamma_H)$ ). Якщо критичний зв'язок  $\kappa = 1$  (крива 2), коефіцієнт відбиття на резонансній частоті дорівнює нулю, тобто резонатор на цій частоті узгоджений з лінією, а фаза стрибкоподібно змінюється від  $\pi/2$  до  $-\pi/2$ . Якщо зв'язок більший критичного  $\kappa > 1$  (перезв'язаний резонатор) (крива 3), фаза коефіцієнта відбиття змінюється монотонно, а  $|\Gamma|$  має широкий мінімум за  $\omega = \omega_0$ .

Таким чином, для визначення коефіцієнта зв'язку  $\kappa$  достатньо виміряти КСХ на резонансній частоті (при цьому опір резонатора є суто активний) і встановити: залежність фази коефіцієнта відбиття від частоти є монотонною чи ні. У першому випадку  $\kappa = K_{ст}$ , у другому  $\kappa = 1/K_{ст} = K_{бх}$ .

Коли робоча частота достатньо віддалена від резонансної, то опір контура  $Z$  являє собою практично коротке замикання ( $\Gamma \cong -1$ ).

## 4.2. Основні типи резонаторів

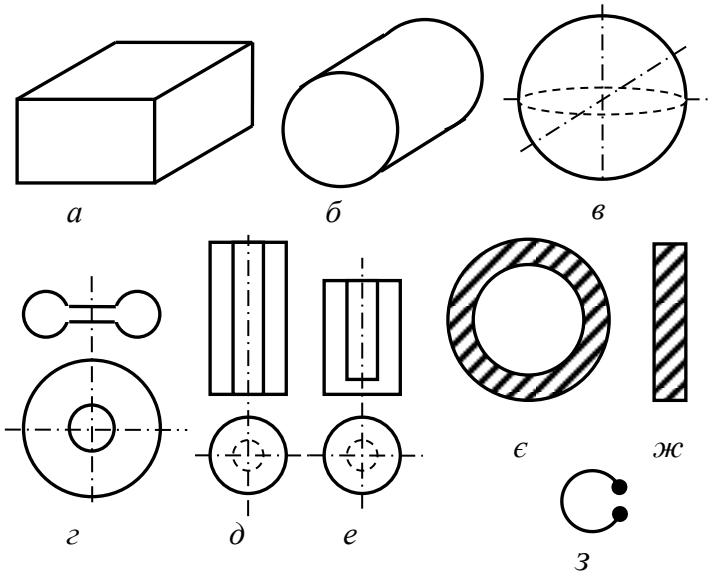
Існує велика кількість конструкцій об'ємних резонаторів різноманітного призначення, зокрема для використання в генераторах, підсилувачах, фільтрах, для вимірювання параметрів матеріалів, для технологічних установок НВЧ енергетики і т.ін. Геометричну форму резонатора і тип коливань обирають виходячи з технологічності виготовлення резонатора, можливості настройки, отримання максимальної добротності і бажаної конфігурації поля.

Найпростіші резонатори являють собою відрізки регулярної лінії передачі довжиною  $\Lambda/2$  або  $\Lambda/4$ , розімкнені або короткозамкнені на кінці. В табл. 4.1 наведені еквівалентні схеми та основні формули для розрахунку цих резонаторів. Указані вирази отримані в межах теорії довгих ліній з робочими хвилям

Таблиця 4.1

Еквівалентні схеми	Розрахункові формули
	$l = p \frac{\Lambda_0}{2}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{X}{R} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $X = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \approx \frac{n \pi Z_0}{2} \left( \frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $R = Z_0 \alpha l = \frac{p}{2} Z_0 \alpha \Lambda_0$
	$l = p \frac{\Lambda_0}{2}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{B}{G} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $B = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} \approx \frac{p \pi Y_0}{2} \left( \frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $G = Y_0 \alpha l = \frac{p}{2} Y_0 \alpha \Lambda_0, \quad Y_0 = \frac{1}{W_0}$
	$l = (2p - 1) \frac{\Lambda_0}{4}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{B}{G} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $B = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} \approx \frac{(2p - 1)}{4} \pi Y_0 \left( \frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $G = Y_0 \alpha l = \frac{(2p - 1)}{4} Y_0 \alpha \Lambda_0, \quad Y_0 = \frac{1}{W_0}$
	$l = (2p - 1) \frac{\Lambda_0}{4}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{X}{R} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $X = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \approx \frac{(2p - 1)}{4} \pi Z_0 \left( \frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $R = Z_0 \alpha l = \frac{(2p - 1)}{4} Z_0 \alpha \Lambda_0$





**Рис.4.3. Резонатори НВЧ:** *a* – призматичний; *б* – циліндричний; *в* – сферичний; *г* – торіодальний; *д* – коаксіальний; *е* – коаксіальний з укорочувальною ємністю; *ж* – смужковий; *з* – позначення на схемах

T-типу. Однак наведені формули можна застосовувати і для наближеного аналізу хвилевідних резонаторів з робочими коливаннями *E*- або *H*-типів, якщо резонатори розглядати у вузькій смузі частот поблизу окремої резонансної частоти і впливом сусідніх коливань можна знехтувати.

Резонатори на основі порожнистих хвилеводів переважно виконують на основі хвилеводів прямокутного (рис.4.3,*a*) або циліндричного (рис.4.3,*б*) перерізу, які закорочуються з обох кінців поперечними металевими стінками. Якщо довжина резонатора задана, то можна

знайти його резонансний довшину хвилі й частоту:

$$\lambda_0 = 1 / \sqrt{(1/\lambda_{кр})^2 + (p/2l)^2}, \quad f_0 = v \cdot \sqrt{(1/\lambda_{кр})^2 + (p/2l)^2}, \quad (4.17)$$

де  $\Lambda = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$  – довжина хвилі у хвилеводі,  $v = c/\epsilon_r \mu_r$  – швидкість поширення електромагнітних хвиль у середовищі, що заповнює резонатор.

Для призматичного (прямокутного) резонатора маємо

$$\lambda_{0mnp} = 2 / \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2 + (p/l)^2}, \quad (4.18)$$

де  $a, b, l$  – геометричні розміри резонатора,  $m, n, p$  – індекси резонансних коливань, для циліндричного резонатора –

$$\lambda_{0mnp} = 2 / \sqrt{(v_{mn}/a)^2 + (p/l)^2}, \quad (4.19)$$

де  $a$  – радіус;  $l$  – довжина резонатора;  $v_{mn}$  –  $n$ -й корінь функції Бесселя  $m$ -го порядку для *E*-коливань або  $n$ -й корінь похідної цієї функції Бесселя для *H*-коливань.

Власні втрати порожнистих металевих резонаторів визначають втратами в металевій оболонці, тому їх добротність залежить від типу коливання і провідності оболонки. Слід мати на увазі, що накопичена енергія в резонаторі пропорційна його об'єму  $V$ , а втрати – площі внутрішньої поверхні оболонки  $S$ , тому власна добротність пропорційна відношенню цих параметрів  $Q_0 \sim \frac{1}{\delta_s} \frac{V}{S}$ ,

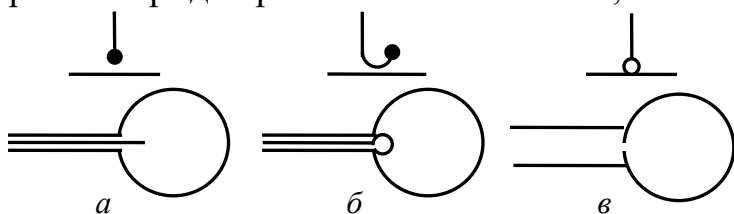
де  $\delta_s$  – глибина скін-шару. Таким чином, максимальна власна добротність має бути у сферичного резонатора (рис.4.3,*в*), однак суттєвим недоліком таких резонаторів є складність їх виготовлення.

Для зменшення довжини коаксіальних резонаторів, що актуально в дециметровому діапазоні, використовують конструктивну ємність на кінці центрального стержня (рис.4.3,д-е).

Іноді для окремих практичних задач використовують резонатори більш складних форм, наприклад тороїдальні, у випадку побудови магнетронів (рис.4.3,з).

В інтегральних схемах НВЧ діапазону широко впроваджені резонатори на базі смужкових і мікросмужкових ліній. На рис.4.3,є-ж зображені приклади реалізації резонаторів на смужкових лініях.

Геометричну форму резонатора і тип коливань обирають виходячи з технологічності виготовлення резонатора, можливості настройки, отримання максимальної добротності і бажаної конфігурації поля. Зв'язок резонатора з лінією має забезпечувати збудження строго визначеного типу коливань і не допускати виникнення коливань інших типів. Для цього необхідно знати структуру поля в резонаторі для різних типів коливань, які в принципі можуть існувати на робочих частотах генератора.



**Рис.4.4. Збудження порожнистого резонатора:**

*а* – за допомогою штиря; *б* – за допомогою петлі;  
*в* – за допомогою діафрагми

Елементи збудження обирають так, щоб можна було утворювати одну з компонент (електричну чи магнітну) визначеного типу коливання. Якщо при цьому не вдається уникнути збудження паразитних типів коливань, то їх

придушення здійснюють за допомогою спеціальних пристроїв.

У випадку роботи з коаксіальною лінією для збудження порожнистого резонатора використовують петлю або штир (рис.4.4,а-б). Петлю розглядають як магнітний диполь. Її площа має бути перпендикулярною лініям магнітного поля резонатора, а штир – паралельним лініям електричного поля. Елементи зв'язку слід розміщувати в максимумах полів.

У разі роботи з металевим хвилеводом порожнистий резонатор здебільшого збуджують за допомогою діафрагми (рис.4.4,в), розташування якої визначається аналогічними міркуваннями (діафрагма відповідає комбінації електричного і магнітного диполів).

Слід пам'ятати, що зміна величини зв'язку, яка визначається, наприклад, площею петлі і місцем розміщення її у резонаторі, призводить до змінювання резонансної частоти.

### Контрольні питання

1. Що являє собою об'ємний резонатор?
2. Які основні сфери застосування об'ємних резонаторів?
3. Що являють собою власні коливання?
4. Що розуміють під спектром власних коливань резонатора?
5. Чим відрізняються режими власних і вимушених коливань об'ємного резонатора ?

6. У чому полягає головна відмінність об'ємного резонатора як резонансної системи від коливального контура?
7. Чим відрізняються резонансні й власні частоти об'ємного резонатора?
8. Які коливання об'ємного резонатора називають виродженими?
9. У чому полягає фізика резонансу в найпростішому резонаторі у вигляді обмеженого відбивачами відрізка лінії передачі?
10. Який тип коливань об'ємного резонатора називають основним?
11. Чому розподіл на типи коливань  $H_{mnp}$  і  $E_{mnp}$  призматичного резонатора є умовний?
12. Які основні параметри об'ємного резонатора?
13. Чому амплітуда коливань при резонансі реального резонатора не сягає нескінченності і чим визначається її скінченне значення?
14. Якими факторами визначають власну добротність резонатора?
15. Що характеризує коефіцієнт зв'язку резонатора?
16. Чому відрізняються добротності резонатора на різних типах коливань?
17. Як обчислити значення добротності резонатора за відомою резонансною характеристикою?
18. Як співвідносяться власна й навантажена добротності резонатора за критичного зв'язку?
19. Яка формула зв'язує власну, навантажену та зовнішню добротності?
20. Що розуміють під коефіцієнтом корисної дії резонатора?
21. Що являє собою сильний та слабкий зв'язок? Що є перезв'язаний та недозв'язаний резонатор?
22. Яким чином коефіцієнт зв'язку пов'язаний з КСХ(КБХ)?
23. Які особливості поведінки частотної залежності модуля коефіцієнта відбиття в околі резонансної частоти за слабого, критичного та сильного зв'язку? Чи можна розрізнити вид зв'язку за поведінкою модуля коефіцієнта відбиття?
24. Які особливості поведінки частотної залежності фази коефіцієнта відбиття в околі резонансної частоти за слабого, критичного та сильного зв'язку? Чи можна розрізнити вид зв'язку за поведінкою фази коефіцієнта відбиття? Якщо «так», то яким чином?
25. Які існують конструкції збудження порожнистих об'ємних резонаторів?
26. Які існують конструкції об'ємних резонаторів?
27. Які існують конструкції збуджувачів об'ємних резонаторів?
28. З якою метою в коаксіальний резонатор включають ємність?
29. Який принцип роботи резонатора біжучої хвилі?

### 4.3. Відкриті резонатори

Для електромагнітних хвиль сантиметрового діапазону як коливальні системи набули широкого застосування об'ємні порожнисті закриті резонатори. Однак за переходу до більш коротких хвиль геометричні розміри об'ємних резонаторів зменшуються пропорційно довжині хвилі. У разі пропорційного зменшення всіх розмірів резонатора в  $N$  раз добротність його знижується в  $\sqrt{N}$  раз, об'єм резонатора та накопичена в ньому енергія за тієї ж напруженості поля зменшуються в  $N^3$  разів. Також з ростом частоти збільшуються теплові втрати в металах. Крім того, уже в міліметровому діапазоні довжин хвиль розміри резонатора стають настільки малими, що його виготовлення з необхідною точністю, стає трудомістким. Тому перспективним способом переходу до більш коротких хвиль зі збереженням розмірів резонатора є використання коливань з більш високими індексами, власні частоти яких значно вищі, ніж у коливаннях із невеликими індексами, які застосовують у сантиметровому діапазоні. Однак спектр власних частот замкнутих резонансних об'ємів у разі переходу до більш високих частот згущається: кількість коливань  $\Delta N$ , що припадає на інтервал частот  $\Delta\omega$ , дорівнює відповідно до формули Релея – Джинса

$$\Delta N = \frac{V}{2\pi^2 c^3}, \quad (4.20)$$

де  $V$  – об'єм резонатора,  $c$  – швидкість поширення електромагнітних хвиль (ця формула тим точніша, чим вища кругова частота  $\omega$ ). Починаючи з деякої частоти, резонансні криві різних видів коливань у закритому резонаторі стають настільки близько розташовані одна біля одної, що можна спостерігати їх перекриття, тобто резонатор утрачає здатність здійснювати частотну селекцію сигналів.

Виходом із перерахованих ускладнень стало застосування відкритих резонаторів. *Відкритими резонаторами* (англійською мовою – *open resonator*), у загальному значенні, називають такі коливальні системи, що мають досить добротні власні коливання, які супроводжуються випромінюванням енергії в зовнішній простір. Наприклад, на відміну від закритих об'ємних резонаторів, *відкриті хвилевідні резонатори* (ВХР) являють собою відрізок хвилеводу, не обмежений із торців. Резонансні явища в них виникають за рахунок відбиття електромагнітних хвиль від відкритих кінців хвилеводу. На відміну від багатозв'язних ліній з відкритого кінця однозв'язних ліній передачі звичайно спостерігається помітне випромінювання.

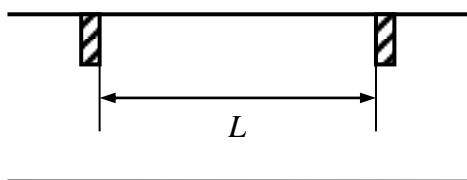


Рис.4.5. Резонатор, утворений двома неоднорідностями

Розглянемо відкритий резонатор, утворений двома неоднорідностями в регулярному хвилеводі, розташованими на відстані  $L$  одна від одної (рис.4.5). *Радіаційну*, тобто спричинену втратами на випромінювання, добротність розглянутого резонатора можна наближено оцінити за формулою

$$Q_{\text{рад}} = \frac{4\pi}{p} \left( \frac{l}{\Lambda} \right)^2 \sqrt{1 - (|\Gamma_1|^2 + |\Gamma_2|^2)/2}, \quad (4.21)$$

де  $\Gamma_1, \Gamma_2$  - коефіцієнти відбиття від лівої та правої неоднорідностей.

Із цієї формули випливає, що за фіксованої кількості напівхвиль  $p$ , що укладаються по довжині резонатора, його радіаційна добротність швидко збільшується із зростанням співвідношення  $l/\Lambda$ , а також збільшенням коефіцієнтів відбиття від кінцевих неоднорідностей. Радіаційна добротність спадає у разі збільшення індексу  $p$ , тобто за збільшення кількості варіацій поля вздовж поздовжньої осі резонатора. Вважаючи  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$ , знайдемо мінімальне значення добротності, що може мати відкритий хвилевідний резонатор:

$$Q_{\text{мін}} = \frac{4\pi}{p} \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2, \quad p = 1, 2, \dots \quad (4.22)$$

Ця добротність може досягати великих значень за  $l \gg \lambda$ , тобто за  $\Lambda \gg \lambda$ . Оскільки  $\Lambda = \lambda \sqrt{1 - (f_{\text{кр}}/f)^2}$ , то ця умова виконується на частотах, близьких до критичної частоти хвилеводу.

Формула (4.22) якісно справедлива і для відкритого хвилевідного резонатора, випромінювання з якого відбувається у вільний простір. При цьому під  $\Gamma_1$  і  $\Gamma_2$  слід розуміти коефіцієнти відбиття від відкритого кінця хвилеводу, значення яких за  $\lambda \approx \lambda_{\text{кр}}$  можуть бути близькі до одиниці.

У розглянутому ВХР високу добротність мають тільки коливання типу  $E_{mn1}$  і  $H_{mn1}$ . Тому щільність спектра високодобротних коливань розріджена за третім індексом, завдяки чому він зберігає свої частотно-селективні властивості на більш високих частотах, ніж аналогічний закритий резонатор.

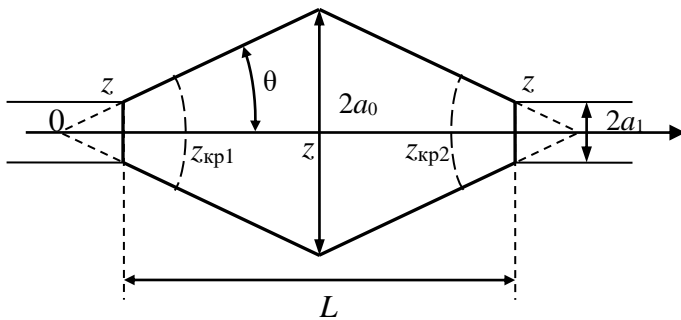


Рис.4.6. Біконічний резонатор

З метою збільшити радіаційну добротність використовують відкриті резонатори на відрізках нерегулярних хвилеводів, переріз яких зменшується від центру до країв (рис.4.6). Наприклад, симетричний біконічний резонатор (БР), утворений на базі круглого хвилеводу, радіус якого змінюється за лінійним законом  $r = z \operatorname{tg} \theta$ ,  $a_0$  – максимальний радіус посередині резонатора;  $l$  – довжина резонатора;  $\theta$  – кут при вершині конуса;  $z_{\text{кр}1}, z_{\text{кр}2}$  – поздовжні координати критичних перерізів.

У середній частині таких резонаторів існують хвилі, стала поширення яких зменшується у випадку віддалення від центру резонатора. Поблизу тих перетинів, для яких виконуються критичні умови, утворюються *каустичні* поверхні (на рис.4.6 зображені пунктиром), від яких відбувається майже повне відбиття хвиль. Оскільки поверхні знаходяться всередині резонатора, випромі-

нювання з його відкритих кінців значно зменшується. Але при цьому із зростанням добротності збільшується густина спектра власних коливань.

Резонатори даного типу можна виконати на хвилеводах будь-якого перерізу. На практиці найчастіше використовують резонатори на базі хвилеводу круглого перерізу з азимутально-симетричними коливаннями  $H_{0np}$ . У таких резонаторах удається отримати максимально високу добротність через малі позовжні струми у металевих стінках. Наявність отворів у закритичній області забезпечує можливість розміщення досліджуваних зразків у внутрішню порожнину резонатора, що обумовило використання біконічних резонаторів у вимірювальній техніці.

### Контрольні питання

1. У чому полягає принцип роботи відкритого хвилевідного резонатора?
2. Що являє собою дифракційна добротність?
3. Які переваги має ВХР перед закритими резонаторами?
4. Від яких факторів залежить добротність ВХР?
5. У чому полягає принцип роботи ВХР на нерегулярних хвилеводах?
6. Які резонансні умови має ВХР, відкритий з одного і з двох кінців?

## 4.4. Діелектричні резонатори

Іншим способом зменшити втрати у разі переходу до міліметрового діапазону є використання *діелектричних* (ДР) та *метало-діелектричних* резонаторів (МДР). Їх широко застосовують у частотному діапазоні 10-300 ГГц. На відміну від порожнистих резонаторів в ДР високодобротні коливання виникають за рахунок відбиття електромагнітних хвиль від границі діелектрик – повітря. ДР – це відкриті резонансні системи, тобто у випадку відбиття від границі резонатора частина енергії випромінюється в зовнішній простір.

Із ростом частоти діелектричні втрати збільшуються значно менше ніж теплові втрати в металі, до того ж зменшуються втрати на випромінювання.

Завдяки великій проникності геометричні розміри ДР значно менші, ніж габарити порожнистих резонаторів на тих самих частотах.

ДР переважно мають форму циліндра, кільця або прямокутного паралелепіпеда. Іноді застосовують резонатори більш складних геометричних форм (Т-подібні, хрестоподібні тощо). Матеріали для виготовлення резонаторів повинні мати малі діелектричні втрати (тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta \sim 10^{-3} - 10^{-4}$ ), температурний коефіцієнт діелектричної проникності та температурний коефіцієнт лінійного розширення (ТКЛР). Для зменшення геометричних розмірів використовують діелектрики з діелектричною проникністю  $\epsilon \approx 10$  і більше. Добротність ДР залежить від втрат у діелектрику і втрат на випромінювання. Тобто

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{\text{рад}}}, \quad (4.23)$$

де добротність  $Q_d \approx 1/\operatorname{tg} \delta$ ,  $\operatorname{tg} \delta = \varepsilon''/\varepsilon'$  обумовлена втратами в діелектрику.

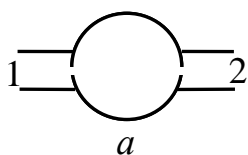
Втрати на випромінювання усувають повним або частковим екрануванням (МДР), проте в цьому випадку додаються втрати в стінках екрану. При цьому зниження добротності особливо помітне при незначній відносній діелектричній проникності (10–40) та у випадку близького розташування екрана від ДР. Зазвичай розмір екрана складає 1,3...1,6 діаметра ДР. Окрему групу МДР складають хвилевідно-діелектричні резонатори (ХДР).

### Контрольні питання

1. За рахунок яких фізичних явищ утворюються резонанси в діелектричному резонаторі?
2. Які типові форми ДР?
3. Які основні засоби живлення ДР?
4. Які складові впливають на добротність ДР?
5. Які переваги має ДР над закритими резонаторами?

## 4.5. Резонатор, увімкнений на прохід

Прохідний резонатор (рис.4.7,а) має два елементи зв'язку (вхід і вихід). Це призводить до появи втрат на випромінювання в перше і друге плече. Вираз для навантаженої добротності набуває вигляду



$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{зв1}} + \frac{1}{Q_{зв2}}, \quad (4.24)$$

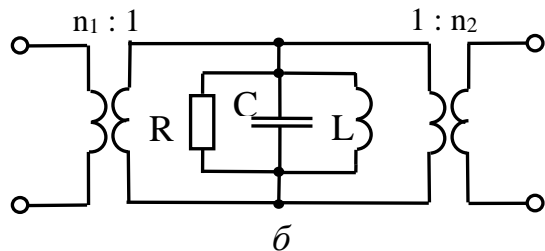
де  $Q_{зв1}$ ,  $Q_{зв2}$  – зовнішні добротності плечей 1 і 2, їх часто називають добротностями входу і виходу.

Коефіцієнти зв'язку визначають відношеннями

$$\kappa_1 = Q_0 / Q_{зв1}; \quad \kappa_2 = Q_0 / Q_{зв2}. \quad (4.25)$$

Тоді вираз для навантаженої добротності (4.24) можна записати у вигляді

$$Q = \frac{Q_0}{1 + \kappa_1 + \kappa_2}. \quad (4.26)$$



**Рис.4.7. Резонатор, увімкнений на прохід:** а - загальний вигляд, б - еквівалентна схема

У загальному випадку, коли зв'язки відрізняються ( $\kappa_1 \neq \kappa_2$ ), в еквівалентній схемі (рис.4.7,б) слід передбачити трансформатори з такими коефіцієнтами трансформації, щоб

$$\kappa_1 = \frac{R}{1/n_1^2}, \quad \kappa_2 = \frac{R}{1/n_2^2}. \quad (4.27)$$

Рівняння (4.27) разом з рівняннями

$$LC\omega_0 = 1, \quad RC\omega_0 = Q_0 \quad (4.28)$$

встановлюють чотири співвідношення між п'ятьма величинами, що підлягають визначенню  $R, C, L, n_1$  і  $n_2$ . Таким чином, одна з величин може бути задана довільно. Зручно покласти, що  $R=1$ , після чого

$$C\omega_0 = \frac{1}{L\omega_0} = Q_0; n_1 = \sqrt{\kappa_1}; n_2 = \sqrt{\kappa_2}. \quad (4.29)$$

Нормована провідність еквівалентної схеми на резонансній частоті буде дорівнювати

$$y' = \frac{1}{n_1^2} \left( \frac{1}{R} + n_2^2 \right) = \frac{1}{\kappa_1} (1 + \kappa_2). \quad (4.30)$$

За умовою узгодження необхідно, щоб  $y'=1$ , це буде виконуватися у випадку, коли

$$\kappa_1 = 1 + \kappa_2. \quad (4.31)$$

Таким чином, якщо коефіцієнти зв'язку однакові ( $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa$ ), узгодження лінії з резонатором досягти неможливо.

Відомо, що коефіцієнт передачі з плеча 1 у плече 2 також буде максимальним, коли виконується умова узгодження (4.31). Причому коефіцієнт передачі зростає із збільшенням  $\kappa_1$  і  $\kappa_2$ , проте при цьому зменшуються навантажена добротність  $Q$  і селективність.

### Контрольні питання

1. Які складові впливають на добротність прохідного резонатора?
2. Чи можна узгодити прохідний резонатор?
3. Як пов'язані навантажена добротність та величина коефіцієнта передачі для прохідного резонатора?
4. Як пов'язані селективність та величина коефіцієнта передачі для прохідного резонатора?
5. Як можна визначити власну добротність, знаючи коефіцієнт передачі резонатора?

## 4.6. Частотні фільтри

*Фільтр* (англійською мовою – *filter*) – це чотириполюсник, який має яскраво виявлені частотно-селективні властивості та призначений для передачі потужності спектральних складових сигналу, що знаходяться в *смугі частот пропускання*, та суттєвого пригнічення спектральних складових сигналу, що лежать поза смугою частот пропускання (*смуга режекції*). Фільтри використовують, зокрема, для одночасної роботи передавача і приймача на одну антену; виділення стволів (груп каналів) для їх роздільного підсилення і обробки; захисту вхідних каскадів приймача від зовнішніх завад; запобігання потрапляння коливань гетеродина в антену; послаблення впливу шумів гетеродина на змішувач; виділення однієї бокової смуги частот; обмеження спектра випромінювання передавача для виконання вимог електромагнітної сумісності.



Фільтри можуть бути коаксіальними, хвилевідними, смужковими, твердотільними та ін. Фільтри на зосереджених елементах використовують тільки в метровому та дециметровому діапазонах частот через їх низьку добротність. Для частот до 500 МГц НВЧ фільтри будують на спіральних резонаторах.

Основними характеристиками фільтра є:

характеристика загасання

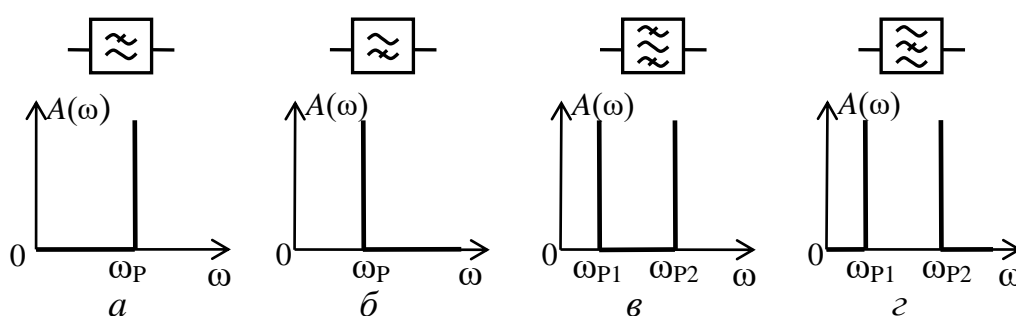
$$A(\omega) = 10 \lg(P_{\text{вх}} / P_{\text{вих}}) = -20 \lg |\dot{s}_{21}|; \quad (4.32)$$

фазова характеристика

$$\varphi(\omega) = \arg(\dot{s}_{21}) \quad (4.33)$$

та час групової затримки

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (4.34)$$



**Рис.4.8. Частотні характеристики і позначення фільтрів:**

*a* – фільтр нижніх частот; *б* – фільтр верхніх частот; *в* – смужкопропускний фільтр;  
*г* – режекторний фільтр

Залежно від призначення розрізняють такі типи фільтрів:

*фільтри нижніх частот* (ФНЧ; англійський термін - *low-pass filter*), пропускають частоти, менші деякої частоти зрізу  $\omega_p$ ;

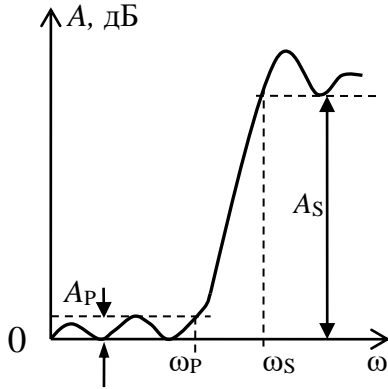
*фільтри верхніх частот* (ФВЧ; англійський термін - *high-pass filter*), пропускають частоти, більші деякої частоти зрізу  $\omega_p$ ;

*смужко-пропускні фільтри* (СПФ; англійський термін - *band-pass filter*), пропускають частоти в деякому діапазоні, для них характерна ширина смуги пропускання  $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ ;

*режекторні фільтри* (РФ), інші можливі назви – фільтр-пробка, смужко-затримувальний фільтр (СЗФ; англійський термін – *band-stop filter*), пропускають на вихід усі частоти, крім тих, що належать деякому діапазону, для них характерна ширина смуги затримування  $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ .

На рис.4.8,*a-г* зображені ідеальні частотні характеристики загасання відповідно ФНЧ, ФВЧ, СПФ, РФ.

Однак така ідеальна (прямокутна) форма характеристики загасання не може бути фізично реалізована. У реального ж фільтра загасання у смужці пропускання не дорівнює нулю (децибел), загасання в смужці затримування не дорівнює нескінченності, а перехід від смуги пропускання до смуги затримування відбувається поступово (не стрибкоподібно).



**Рис. 4.9. Характеристика загасання реального ФНЧ:**

$\omega_p$  – гранична частота смуги пропускання;  $\omega_s$  – гранична частота смуги затримування;  $A_p$  – максимальне загасання в смугі пропускання;  $A_s$  – мінімальне загасання в смугі затримування

значення за заданими параметрами  $\omega_p$ ,  $\omega_s$ ,  $A_p$ ,  $A_s$  комплексної частотної характеристики фільтра.

Найчастіше застосовують два способи апроксимації ідеальної АЧХ, які дозволяють у разі заданого числа елементів  $n$  у схемі фільтра-прототипа наблизити реальну АЧХ до ідеальної. За першого способу параметри фільтра підбирають таким чином, щоб отримати максимально плоску АЧХ (характеристику Баттерворта):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon \Omega^{2n}), \quad (4.35)$$

де  $\Omega = \omega / \omega_p$ ;  $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$ ;  $n$  – порядок фільтра.

Фільтри Баттерворта використовують у випадку, коли до якості узгодження в смугі пропускання висувають жорсткі вимоги. Їх головна перевага – добра лінійність фазової характеристики, що сприяє невикривленій передачі імпульсних сигналів.

При другому способі апроксимації реалізується рівномірно пульсуюча характеристика (характеристика Чебишова):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon T_n^2(\Omega)), \quad (4.36)$$

де  $T_n$  – поліном Чебишова першого роду  $n$ -го порядку;  $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$  – параметр, що визначає величину пульсацій АЧХ у смугі пропускання.

Ця характеристика найменше відхиляється від ідеальної в смугі пропускання фільтра. За однакових вимог до частотної характеристики в фільтрі Чебишова потрібне менше число елементів. Для прикладу на рис.4.10 зображено характеристики загасання смугопрпусканних фільтрів Баттерворта (суцільна лінія) і Чебишова (пунктирна лінія), розраховані за однаковими вхідними даними:

Можливий вид характеристики загасання реального фільтра, наприклад ФНЧ, наведено на рис.4.9.

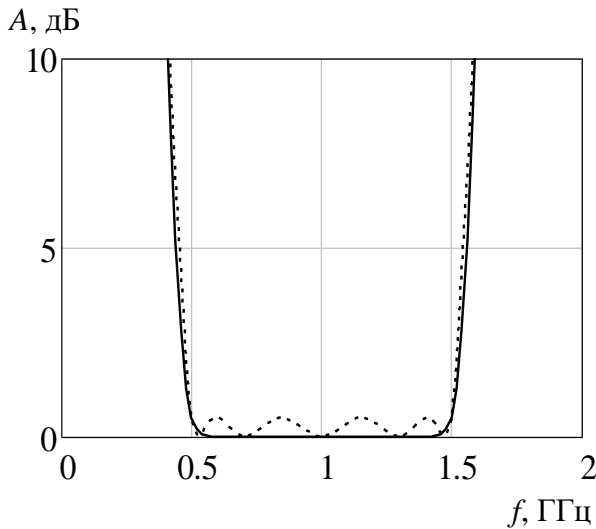
Для зменшення загасання у смугі пропускання фільтри будують із реактивних елементів. Збільшення загасання в смугі затримування забезпечується за рахунок відбиття від входу фільтра.

Проектування фільтрів НВЧ зазвичай здійснюють у два етапи:

- 1) обчислюють число елементів фільтра і їх значення (тобто визначають схему фільтра-прототипа із зосереджених елементів);
- 2) реалізують фільтр-прототип у вигляді схеми із розподіленими параметрами.

Що стосується першого етапу проектування, то він набагато полегшується завдяки використанню сучасних спеціальних програмних середовищ, які мають засоби для ви-

$f_{P1}=0.5$  ГГц;  $f_{P2}=1.5$  ГГц;  $f_{S1}=0.375$  ГГц;  $f_{S2}=1.625$  ГГц;  $A_p=0,5$  дБ;  $A_s=15$  дБ. При цьому для фільтра Баттерворта  $n=13$ , а Чебишова –  $n=5$ .



**Рис.4.10. Характеристики загасання  
смугопропускних фільтрів**

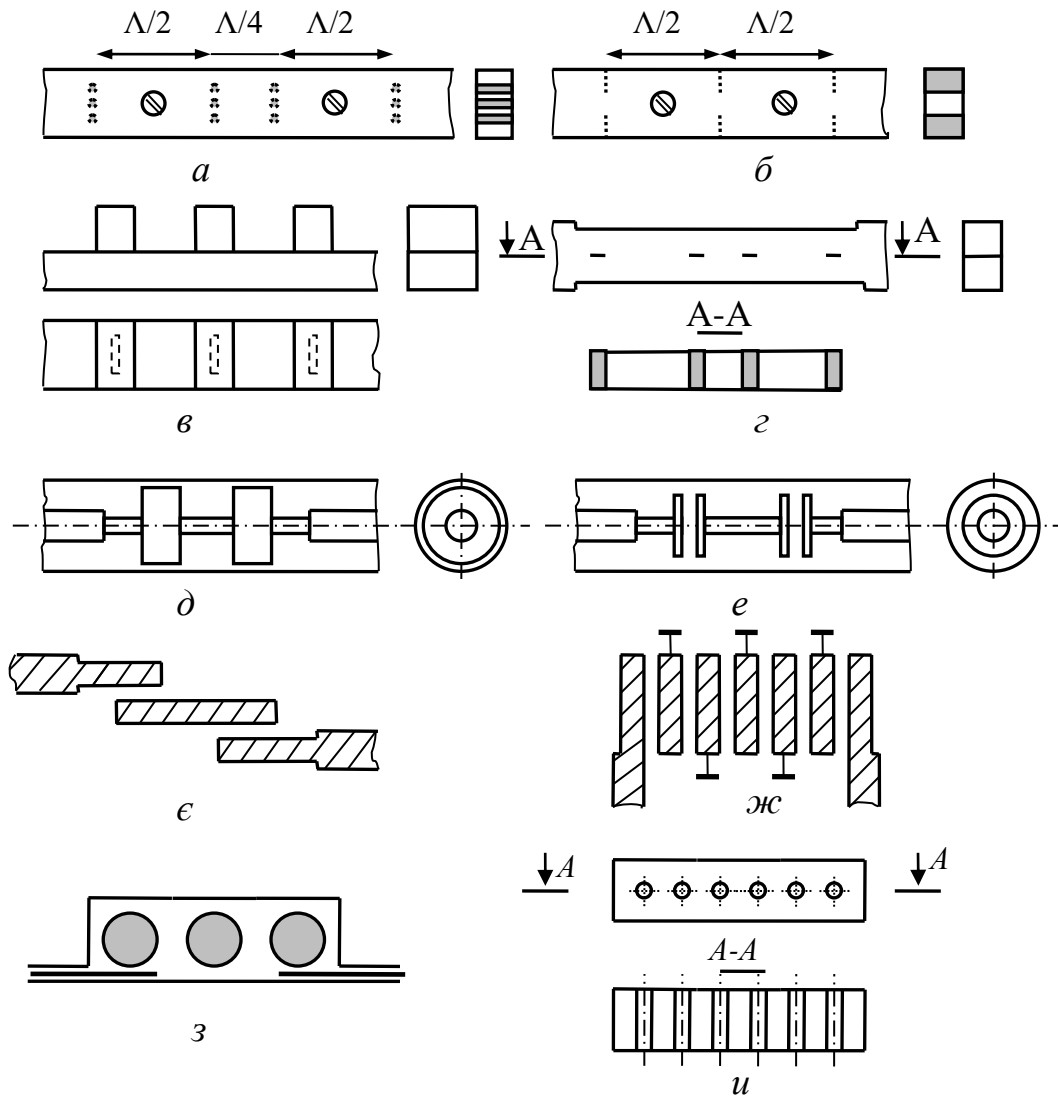
Після вибору оптимального фільтра-прототипа виникає питання – чим замінити розраховані компоненти  $L$  і  $C$ ? Розв'язання цієї задачі неоднозначне і залежить від діапазону частот, типу лінії, відносної смуги пропускання  $\Delta\omega/\omega_0$ .

Найбільш поширений прийом – заміна  $L$ ,  $C$  і контурів відрізками лінії передачі довжиною  $l < \Lambda/4$  з умовами короткого замикання або холостого ходу. Особливо це зручно за умови  $\Delta\omega/\omega_0 > 5\%$ , де  $\omega_0$  – середня частота смуги пропускання. Послідовні і паралельні контури зручно реалізувати у

вигляді резонансних відрізків (резонаторів).

Хвилевідні фільтри останнім часом все більше використовують у короткохвильовій частині сантиметрового і довгохвильовій частині міліметрового діапазонів хвиль, де вони мають кращі характеристики у порівнянні з фільтрами на смушкових лініях і діелектричних резонаторах. А втім останні впевнено витіснили хвилевідні фільтри з дециметрового і довгохвильової частини сантиметрового діапазонів. На рис.4.11,*а* зображено конструкцію хвилевідного СПФ на індуктивних штирях, тут півхвильові резонатори зв'язані через чверьхвильові відрізки. Достоїнство фільтра з чверьхвильовими зв'язками полягає в простоті настройки. Кожну ланку можна налаштувати індивідуально на резонансну частоту за допомогою ємнісного гвинта, потім – провести збирання всього пристрою. Недолік такого фільтра – великі габарити. Хвилевідний СПФ на діафрагмах з безпосереднім зв'язком (рис.4.11,*б*) має порівняно меншу довжину, проте він складніший у налаштуванні. На рис.4.11,*в* наведено конструкцію РФ на короткозамкнутих шлейфах. Високу технологічність для реалізації в міліметровому діапазоні мають так звані *fin-line* фільтри (рис.4.11,*г*).

Наразі коаксіальні фільтри, напевно, використовують менше, ніж фільтри інших типів. Основним використанням коаксіальних фільтрів можна вважати утворення ФНЧ (рис.4.11,*д*). На рис.4.11,*е* зображено конструкцію коаксіального СПФ. Найбільшим технологічним достоїнством коаксіальних фільтрів залишається простота їх виготовлення за збереження високої точності допусків на розміри елементів. До недоліків слід віднести високу металомісткість, великі масогабарити в довгохвильовій частині НВЧ діапазону, де вони характеризуються найбільшою добротністю.



**Рис.4.11. Фільтри НВЧ:** *а* – хвилевідний СПФ на індуктивних штирях; *б* - хвилевідний СПФ на діафрагмах; *в* - РФ на короткозамкнутих шлейфах; *г* - fin-line фільтр; *д* – коаксіальний ФНЧ; *е* – коаксіальний СПФ; *з* – СПФ на паралельно зв'язаних півхвильових резонаторах; *ж* - СПФ на зустрічних стержнях; *з* – СПФ на ДР; *и* – металокерамічний фільтр

Залежно від типу інтегральної лінії передачі розрізняють мікросмужкові, копланарні, підвішені смужкові і комбіновані конструкції смужкових фільтрів. Завдяки зручності інтеграції смужкові фільтри найбільш поширені. На рис.4.11, *г* зображено топологію СПФ на паралельно зв'язаних півхвильових резонаторах. СПФ на зустрічних стержнях (рис.4.11, *ж*) містять чвертьхвильові резонатори, короткозамкнуті на одному кінці і розімкнуті на другому.

Основною перевагою фільтрів на основі діелектричних резонаторів є їх малі габарити. Загальний принцип побудови СПФ полягає у використанні входної і вихідної ліній, електромагнітний зв'язок між якими забезпечується за допомогою декількох ДР (рис.4.11, *з*). Між ДР часто вводять різноманітні діафрагми, які зменшують зв'язок між ланками, тим самим зменшуючи довжину фільтра, вони також здатні придушити паразитні смуги пропускання.

У телекомунікаційних системах широко використовують діапазон частот 40 – 3000 МГц. Ним послуговуються, зокрема, у мобільному зв'язку, телемовленні і практично в усіх трактах проміжної частоти (ПЧ) прийомопередавачів систем зв'язку. Вдосконалення електричних характеристик пристроїв даного діапазону і прагнення зменшити габарити частотно-селективних пристроїв обумовило появу нового класу малогабаритних фільтрів – *металокерамічних фільтрів* (МКФ). Конструктивно такі фільтри є прямокутним блоком кераміки з великою діелектричною проникністю  $\epsilon$ , який має циліндричні отвори (рис.4.11,*u*). Зовнішня поверхня структури і внутрішня поверхня отворів вибірково металізуються, таким чином вони стають еквівалентними коаксіальному фільтру на зустрічних стержнях (рис.4.11,*e*).

### Контрольні питання

1. Який НВЧ пристрій називають фільтром?
2. В яких схемах використовують фільтри?
3. Які основні характеристики фільтрів?
4. Які основні параметри фільтрів?
5. Яка існує класифікація фільтрів за смугою пропускання (режекції)?
6. Які основні проектні параметри реального фільтра?
7. Чому фільтри намагаються конструювати з реактивних елементів?
8. Які типові етапи проектування фільтрів?
9. Які особливості частотних характеристик Баттерворта та Чебишова? Який фільтр за збіжності основних проектних параметрів потребує більшої кількості елементів? У чому перевага фільтра Баттерворта?
10. Який типовий спосіб реалізації  $L$  та  $C$  елементів у мікрохвильових фільтрах?
11. Які переваги ДР над хвилевідними фільтрами та їх найбільше застосування?
12. Які переваги та недоліки фільтрів на основі коаксіальної лінії?
13. Які переваги та недоліки фільтрів на основі мікросмушкової лінії?
14. Які переваги та недоліки металокерамічних фільтрів?
15. Яка конструкція металокерамічних фільтрів?

## 5. Шестиполіусники

*Шестиполіусники* (трійники; англійський термін – *three-port network*) – це сполучення трьох ліній передачі, їх використовують для розгалуження або об'єднання НВЧ-трактів. Матриця розсіювання шестиполіусника має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dot{s}_{13} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dot{s}_{23} \\ \dot{s}_{31} & \dot{s}_{32} & \dot{s}_{33} \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Взаємний шестиполіусник без втрат не може бути повністю внутрішньо узгодженим з боку всіх трьох пліч, тобто за рахунок уведення в конструкцію додаткових реактивних елементів. Спробуємо довести це твердження.

За умовою узгодження  $\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = 0$ , а за умовою взаємності матриця  $\mathbf{S}$  є симетрична, тобто  $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12} = \alpha$ ,  $\dot{s}_{31} = \dot{s}_{13} = \beta$ ,  $\dot{s}_{32} = \dot{s}_{23} = \gamma$ . Тоді матриця розсіювання узгодженого з боку трьох пліч взаємного шестиполіусника мусить мати вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & 0 & \gamma \\ \beta & \gamma & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

Зважаючи на те, що шестиполіусник має бути ще й недисипативним, матриця  $\mathbf{S}$  мусить бути унітарною  $\mathbf{S}^* \mathbf{S} = \mathbf{I}$ , тобто повинні виконуватися такі рівняння:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1; |\alpha|^2 + |\gamma|^2 = 1; |\beta|^2 + |\gamma|^2 = 1; \beta\gamma^* = 0; \alpha\gamma^* = 0; \alpha\beta^* = 0.$$

Очевидно, що ця система рівнянь не має розв'язку.

### 5.1. Y-трійники

Одним із найпростіших шестиполіусників є *Y-трійник*, зображений на рис.5.1,а. Це симетричне з'єднання під кутом  $120^\circ$  трьох прямокутних хвилеводів у площині широких стінок (в площині  $H$ ). Він має три площі симетрії.

Для отримання матриці розсіювання подумки підключимо до плечей 2 і 3 узгоджені навантаження. З еквівалентної схеми у вигляді паралельного з'єднання довгих ліній (рис.5.1,б) видно, що навантаженням, наприклад, лінії 1 є паралельне з'єднання двох однакових ліній передачі, тоді нормований опір навантаження лінії 1 дорівнює  $\dot{z}_1 = 1/2$ . Таким чином, коефіцієнт відбиття в

плечі 1  $\dot{s}_{11} = \frac{\dot{z}_1 - 1}{\dot{z}_1 + 1} = -\frac{1}{3}$ . Оскільки пристрій симетричний, то хвильові коефіцієнти передачі з плеча 1 в плече 2 і 3 однакові  $\dot{s}_{31} = \dot{s}_{21}$ . Скориставшись тепер

властивістю унітарності матриці  $\mathbf{S}$ , отримаємо  $|\dot{s}_{11}|^2 + |\dot{s}_{21}|^2 + |\dot{s}_{31}|^2 = 1$ , звідки

$|\dot{s}_{21}| = |\dot{s}_{31}| = 2/3$ . Розташуємо площини відліку фаз таким чином, щоб коефіцієнти  $\dot{s}_{11}$ ,  $\dot{s}_{21}$ ,  $\dot{s}_{31}$  були дійсними (це можна зробити без порушення симетрії). Ураховуючи, що матриця розсіювання симетрична і унітарна, визначимо

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Розглянемо Y-трийник в площині  $E$  (рис.5.1,в). З еквівалентної схеми у вигляді послідовного з'єднання довгих ліній (рис.5.1,г) видно, що навантаженням, наприклад, лінії 1 служить послідовне з'єднання двох однакових ліній пе-

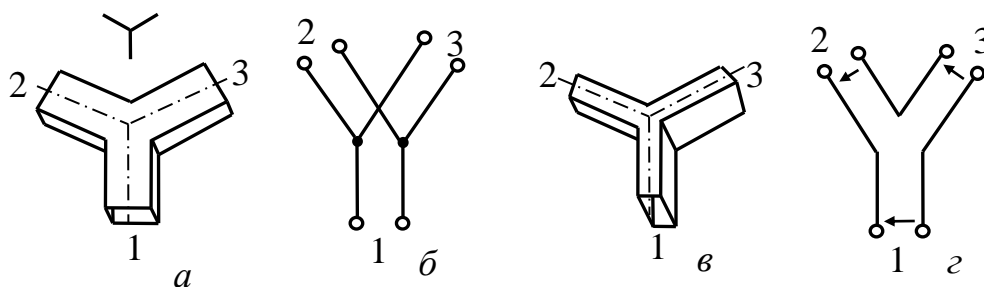


Рис.5.1. Y-трийники:  $a$  –  $H$ -плоскостний;  $б$  – еквівалентна схема;  $в$  –  $E$ -плоскостний;  $г$  – еквівалентна схема

редачі, тоді нормований опір навантаження лінії 1 дорівнює  $\dot{z}_1 = 2$ . Виконуючи аналогічні розрахунки, отримаємо матрицю розсіювання Y-трийника в площині  $E$  у вигляді

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Протилежні знаки в елементах  $\dot{s}_{21}$  і  $\dot{s}_{31}$  указують на те, що фази збуджуваних у плечах 2 і 3 хвиль зсунуті на  $180^\circ$  (рис.5.1,г).

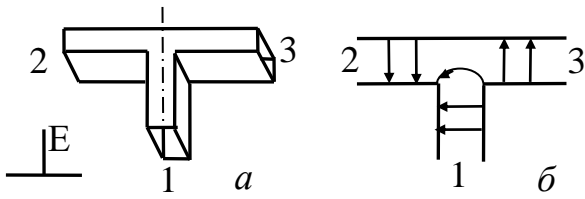
Отримані матриці розсіювання Y-трийників указують на те, що у випадку збудження будь-якого плеча і узгодження інших плечей  $1/9$  частина потужності відбивається назад, а  $8/9$  перерозподіляється між іншими плечима.

## 5.2. E- і H-трийники

У техніці НВЧ часто використовують хвилевідні з'єднання, в яких до основного хвилеводу перпендикулярно під'єднують додатковий хвилевід. Залежно від способу з'єднання хвилеводів розрізняють E- і H-трийники.

Побудуємо матрицю розсіювання  $E$ -трийника (рис.5.2,а), ураховуючи, що це взаємний недисипативний пристрій, який має дзеркальну площу симетрії.

Припустимо, що трийник внутрішньо узгоджений з боку  $E$ -плеча (1), наприклад за допомогою діафрагми, тоді  $\dot{s}_{11} = 0$ . У разі збудження плеча 1 енергія поділиться навпіл між плечима 2 і 3:  $|\dot{s}_{21}| = |\dot{s}_{31}| = 1/\sqrt{2}$ . Враховуючи симетрію

Рис.5.2. *E*-трийник:

*a* – конструкція; *б* – еквівалентна схема

пристрою і обираючи площини відліку фаз таким чином, щоб елементи  $\dot{s}_{21}$  і  $\dot{s}_{31}$  були дійсними, запишемо матрицю розсіювання у вигляді

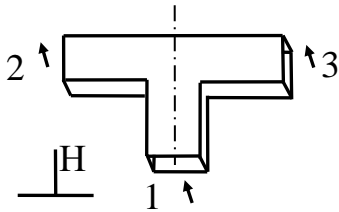
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & \alpha_1 & \alpha_2 \\ -1/\sqrt{2} & \alpha_2 & \alpha_1 \end{bmatrix}$$

Протилежні знаки в елементах  $\dot{s}_{21}$  і  $\dot{s}_{31}$  указують на те, що фази збуджуваних у плечах 2 і 3 хвиль зсунуті на  $180^\circ$  (рис.5.2,б).

На основі унітарності матриці  $\mathbf{S}$  запишемо такі рівняння:

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

Із цих рівнянь випливає, що  $|\alpha_1| = |\alpha_2| = 1/2$ . Оскільки матриця розсіювання мі-

Рис.5.3. *H*-трийник

стить три незалежні елементи, то вибором положення площин відліку фаз у трьох плечах ці елементи можна зробити дійсними:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Аналогічно проводять аналіз *H*-трийника (рис.5.3), проте, у разі збудження плеча 1 хвилі в плечах 2 і 3 виявляються у фазі.

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

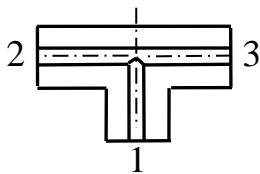


Рис.5.4. Коаксіальний трийник

Шестиполюсники на лініях із *T*-хвилею утворюються паралельним *T*- або *Y*-з'єднанням ідентичних ліній. На рис.5.4 зображено одну з можливих реалізацій трийника на коаксіальній лінії. На помірно високих частотах розміри трийників виявляються меншими, ніж довжина хвилі, тому реактивності у місці з'єднання нехтовно малі. Еквівалентна схема трийників із *T*-хвилею має вигляд паралельного з'єднання.

### 5.3. Шестиполюсні подільники потужності

У шестиполюсних подільниках потужності розрізняють вхід 1 і два виходи 2 і 3 (рис.5.5). Зазвичай до подільника висуваються вимоги узгодження входу ( $\dot{s}_{11} = 0$ ) і передачі потужності зі входу на виходи із заданими коефіцієнтами



передачі  $|\dot{s}_{21}|^2$  і  $|\dot{s}_{31}|^2$ . Подільники потужності (англійською мовою – *power divider*) можна використовувати також для підсумовування на вході 1 коливань від двох когерентних джерел, які підключено до плечей 2 і 3. Найчастіше до дільника ставлять додаткові вимоги узгодження і розв'язки між собою виходів 2 і 3:  $\dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = \dot{s}_{32} = 0$ .

Коли потужність ділиться навпіл ( $|\dot{s}_{21}|^2 = |\dot{s}_{31}|^2 = 1/2$ ), то, зрозуміло, матриця розсіювання ідеального взаємного дільника набуває такого вигляду:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

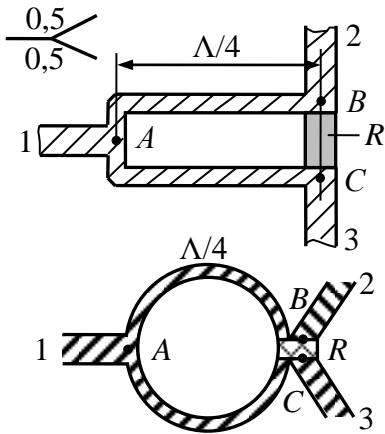


Рис.5.5. Кільцеві подільники потужності

Видно, що ця матриця  $\mathbf{S}$  не є унітарна, отже, у пристрої повинні бути активні втрати.

Приклад подільника на смужкових лініях показано на рис.5.5. Він містить два відрізка лінії довжиною  $\Lambda/4$  і баластний резистор  $R$ . У разі збудження дільника зі сторони входу 1 завдяки електричній симетрії точки  $B$  і  $C$  виявляються еквіпотенціальними. Струм через баластний резистор  $R$  не протікає, і потужність на ньому не виділяється.

У випадку збудження дільника зі сторони одного із виходу, наприклад 2, сигнал в точку  $C$  надходить двома шляхами: через чвертьхвильові відрізки (шлях  $B-A-C$ ) і через резистор  $R$  (шлях  $B-C$ ). Різниця фаз сигналів, що проходять ці шляхи, дорівнює  $180^\circ$ . Опір баластного резистора  $R = 2W$  забезпечує рівність амплітуд указаних сигналів. Таким чином, напруга в точці  $C$  дорівнює нулю, а потужність сигналу, що надходить на вихід 2, частково згасає у резисторі, а частково надходить у плече 1. Для того щоб подільник був узгоджений, хвильовий опір чвертьхвильових відрізків має дорівнювати  $\sqrt{2}W$ , де  $W$  - хвильовий опір входу подільника. Для нерівномірного поділу потужності хвильові опори чвертьхвильових відрізків обирають різними, узгодження в даному випадку забезпечують за допомогою чвертьхвильових трансформаторів. Для покращення характеристик смужкових подільників чвертьхвильові відрізки згортають у кільце, тому такі пристрої отримали назву кільцевих. В англійській літературі кільцеві подільники називають подільниками або мостами Уілкінсона (*Wilkinson power divider*).

### Контрольні питання

1. Який НВЧ пристрій називають шестиполіусником?
2. Чи може НВЧ шестиполіусник бути повністю узгодженим?
3. Яка конструкція Н- та Е-плоскостного Y-трийників? Які їх еквівалентні схеми?
4. Який канонічний вигляд матриці розсіювання Y-трийника?

5. Яка частина потужності відбивається Y-трійником, а яка поділяється між вихідними плечима у випадку живлення тільки одного плеча?
6. Яка конструкція E- та H-трійників? В яких співвідношеннях вони поділяють вхідну потужність? Як співвідносяться фази хвиль у вихідних плечах?
7. Яка канонічна форма матриці розсіювання для E- та H-трійників?
8. Яка конструкція та властивості кільцевого подільника (подільника Уілкінсона)?

## 6. Восьмиполюсники

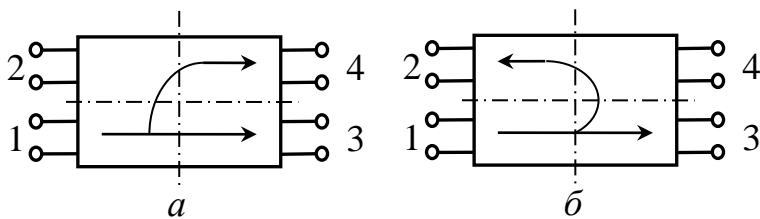
*Восьмиполюсники* (англійською мовою – *four-port network*) є сполучення чотирьох ліній передачі, їх також використовують для розгалуження або об'єднання НВЧ трактів. Матриця розсіювання восьмиполюсника має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dot{s}_{13} & \dot{s}_{14} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dot{s}_{23} & \dot{s}_{24} \\ \dot{s}_{31} & \dot{s}_{32} & \dot{s}_{33} & \dot{s}_{34} \\ \dot{s}_{41} & \dot{s}_{42} & \dot{s}_{43} & \dot{s}_{44} \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

На відміну від шостиполіусників можна побудувати восьмиполюсники, усі входи яких будуть одночасно узгоджені в деякій смузі частот. На практиці широко використовують узгоджені восьмиполюсники зі спрямовувачими властивостями, так звані спрямовані відгалужувачі і мости.

### 6.1. Спрямовані відгалужувачі

*Спрямований відгалужувач* (СВ; англійський термін – *directional coupler*) – це узгоджений по всіх входах восьмиполюсник, призначений для спрямованої передачі із НВЧ тракту частини електромагнітної енергії падаючої чи відбитої хвилі. Таким чином, ідеальний спрямований відгалужувач є реактивний вось-



**Рис.6.1.** Спрямовані відгалужувачі:

*a* - спів спрямований; *б* - протиспрямований

миполюсник, який має два розв'язаних плеча. СВ складається із основної (первинної) і додаткової (вторинної) ліній, що мають елементи зв'язку. СВ має попарно розв'язані плечі. Якщо подавати потужність в одно з плечей, то вона поділиться (залежно від ступеня зв'язку між лініями) між двома вихідними плечима.

Спрямовані відгалужувачі використовують у техніці НВЧ для створення автоматизованих вимірювальних приладів, фіксованих атенюаторів, дільників потужності і т. ін.

Для з'ясування вигляду матриці розсіювання ідеального СВ розглянемо восьмиполюсники, які мають горизонтальну і вертикальну площини симетрії

миполюсник, який має два розв'язаних плеча. СВ складається із основної (первинної) і додаткової (вторинної) ліній, що мають елементи зв'язку. СВ має попарно розв'язані плечі. Якщо подавати потужність в одно з

(рис.6.1). Враховуючи, що плечі симетричних відгалужувачів ідентичні, а самі пристрої взаємні, справедливі такі співвідношення:

$$\begin{aligned}\dot{s}_{11} &= \dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = \dot{s}_{44} = A; \\ \dot{s}_{12} &= \dot{s}_{21} = \dot{s}_{34} = \dot{s}_{43} = B; \\ \dot{s}_{13} &= \dot{s}_{31} = \dot{s}_{24} = \dot{s}_{42} = C; \\ \dot{s}_{14} &= \dot{s}_{41} = \dot{s}_{23} = \dot{s}_{32} = D.\end{aligned}$$

Таким чином, матриця розсіювання симетричного взаємного восьмиполіусника має чотири незалежні елементи:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ B & A & D & C \\ C & D & A & B \\ D & C & B & A \end{bmatrix}. \quad (6.2)$$

Ідеальний СВ є внутрішньо узгоджений по всіх плечах. У цьому випадку  $a = 0$ .

Розрізняють два основні типи СВ: першого роду, або *співспрямований* (рис.6.1,*a*), і другого роду, або *протиспрямований* (рис.6.1,*б*). Якщо СВ вмикається в основний НВЧ тракт плечами 1 і 3, то лінію передачі 1–3 називають первинною або основною, а 2–4 – вторинною або додатковою.

Установимо матрицю розсіювання для СВ першого роду. Тоді, згідно із його властивостями, якщо збуджувати пристрій з боку плеча 1 (рис.6.1,*a*), то частина енергії буде відгалужуватися в плече 4 і не буде надходити в плече 2. Тобто плечі 1 і 2 в ідеального СВ першого роду повністю розв'язані, до того ж оскільки пристрій симетричний, то також розв'язані плечі 3 і 4.

Отже, матриця розсіювання ідеального СВ першого роду має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & C & D \\ 0 & 0 & D & C \\ C & D & 0 & 0 \\ D & C & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.3)$$

Уважаємо, що втрати у відгалужувачі відсутні, тоді матриця  $\mathbf{S}$  унітарна, тобто

$$|C|^2 = |D|^2 = 1; \quad CD^* + DC^* = 0.$$

Згідно з першим рівнянням можна записати  $D = \sqrt{1 - |C|^2}$ . Підбираючи положення площин відліку фаз, один із елементів, наприклад  $C$  або  $D$ , можна зробити дійсним (щоб не порушувати симетрію пристрою, площини відліку фаз у всіх плечах слід переміщати одночасно на однакові відстані, так можна підібрати фазу тільки для одного елемента матриці  $\mathbf{S}$ ). Нехай дійсним буде коефіцієнт  $C$ . Тоді друге рівняння

$$CD^* + DC^* = C(D + D^*) = 0$$

буде виконуватися тільки тоді, коли коефіцієнт  $D$  – уявна величина. Можна припустити  $D = \pm jq$ , де  $q \geq 0$ . Остаточно ідеальну матрицю розсіювання СВ першого роду можна записати у вигляді

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sqrt{1-q^2} & \pm jq \\ 0 & 0 & \pm jq & \sqrt{1-q^2} \\ \sqrt{1-q^2} & \pm jq & 0 & 0 \\ \pm jq & \sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.4)$$

Матриця розсіювання СВ другого роду має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jq & \sqrt{1-q^2} & 0 \\ \pm jq & 0 & 0 & \sqrt{1-q^2} \\ \sqrt{1-q^2} & 0 & 0 & \pm jq \\ 0 & \sqrt{1-q^2} & \pm jq & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

Множник  $\pm j$  указує на те, що сигнали у вихідних плечах зсунуті за фазою на  $90^\circ$ , тобто знаходяться у квадратурі. Знак залежить від конструкції відгалужувача.

Реальні спрямовані відгалужувачі характеризують такі основні параметри (визначення наведені для співспрямованого відгалужувача).

*Перехідне ослаблення* (або *зв'язок*) – відношення вхідної потужності первинної лінії до вихідної потужності робочого плеча вторинної лінії, виражене в децибелах:

$$C = C_{14} = 10 \lg P_1 / P_4 = -20 \lg |\dot{s}_{41}|. \quad (6.6)$$

*Робоче загасання* – відношення вхідної до вихідної потужності первинної лінії, виражене в децибелах:

$$L = C_{13} = 10 \lg P_1 / P_3 = -20 \lg |\dot{s}_{31}|. \quad (6.7)$$

*Спрямованість* (*directivity*) – дорівнює відношенню (у децибелах) потужностей на вході робочого і неробочого (розв'язаного) плечей вторинної лінії:

$$N = C_{42} = 10 \lg P_4 / P_2 = -20 \lg (|\dot{s}_{21}| / |\dot{s}_{41}|). \quad (6.8)$$

*Розв'язка* (*ізоляція; isolation*) – відношення вхідної потужності первинної лінії до вхідної потужності розв'язаного (неробочого) плеча вторинної лінії, визначене в децибелах:

$$I = C_{12} = 10 \lg P_1 / P_2 = -20 \lg |\dot{s}_{21}|. \quad (6.9)$$

*Нерівномірність поділу потужностей* (*баланс вихідних плечей*) визначають як різницю між перехідним ослабленням і робочим згасанням у первинній лінії, виражене в децибелах:

$$B = C_{14} - C_{13} = 10 \lg P_3 / P_4 = -20 \lg (|\dot{s}_{41}| / |\dot{s}_{31}|). \quad (6.10)$$

Узгодження СВ з лінією, по якій підводиться потужність, характеризує КСХН  $K_{\text{сгУ}}$ , який визначається від вхідного плеча СВ, у той час як до інших плечей підключені узгоджені навантаження

$$K_{\text{ст}U} = (1 + |s_{11}|) / (1 - |s_{11}|). \quad (6.11)$$

*Втрати СВ* визначаються відношенням потужності у вхідному плечі первинної лінії до суми потужностей у вихідному плечі первинної лінії і робочому плечі вторинної лінії:

$$L = 10 \lg \frac{P_1 (1 - |s_{11}|^2)}{P_3 + P_4}. \quad (6.12)$$

*Коефіцієнт поділу за напругою M* дорівнює відношенню амплітуди вихідного сигналу в первинній лінії до амплітуди вихідного сигналу в робочому плечі вторинної лінії:

$$M = \frac{s_{31}}{s_{41}}. \quad (6.13)$$

*Коефіцієнт поділу за потужністю m* дорівнює квадрату коефіцієнта ділення за напругою:

$$m = M^2. \quad (6.14)$$

*Фазові співвідношення СВ* характеризують абсолютні значення фаз сигналів у плечах або відносну різницю фаз сигналів вихідних плечей.

*Смуго пропускання СВ* визначають смугою частот, у межах якої один або декілька робочих параметрів СВ погіршуються на задану величину. У смузі пропускання визначають центральну робочу частоту.

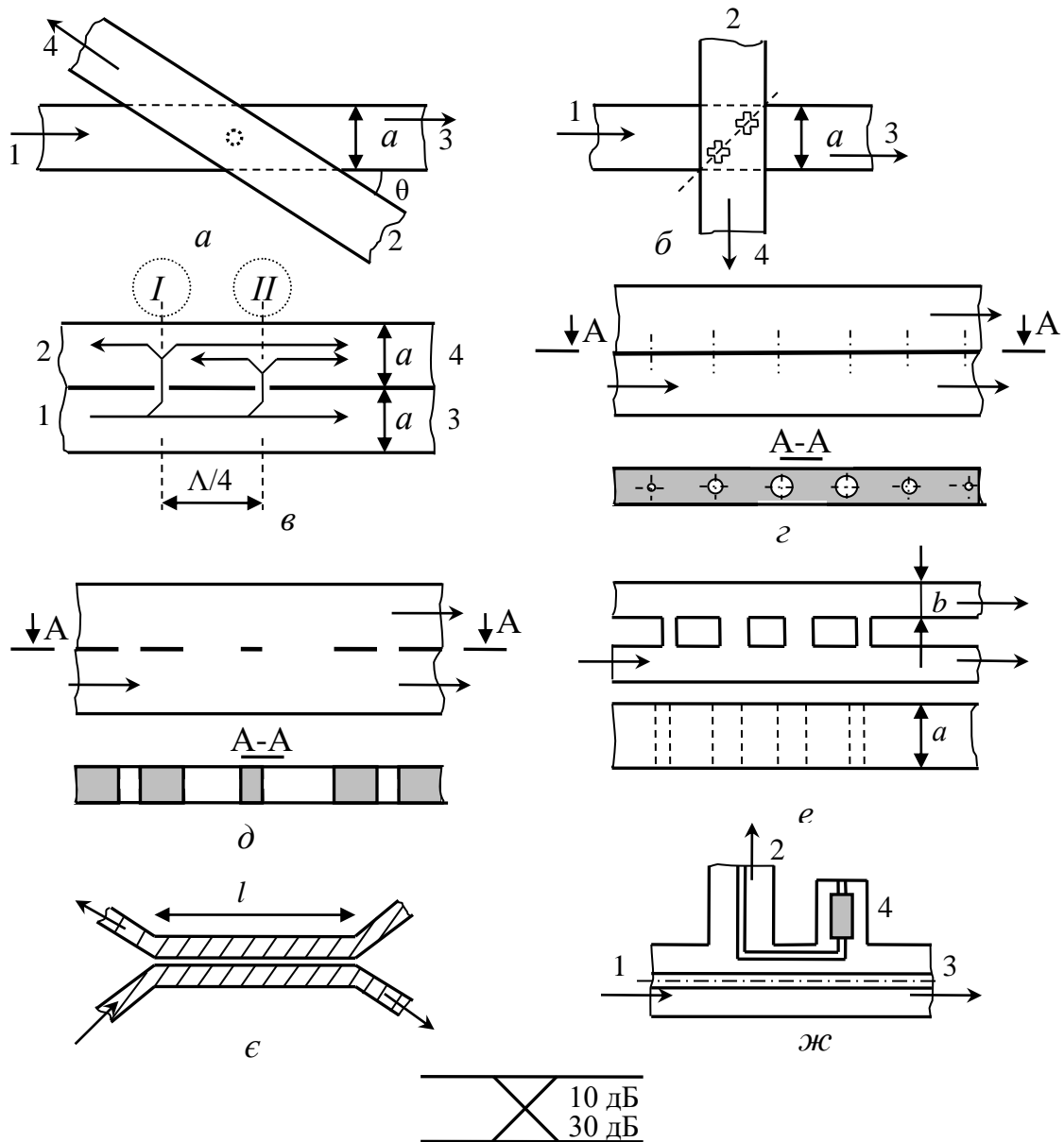
У робочому діапазоні частот  $\Delta f$  указані параметри мають значення, не гірші вказаних.

СВ з перехідним ослабленням  $C > 10$  дБ називають відгалужувачами зі слабким зв'язком, а з  $C < 10$  дБ – із сильним зв'язком. Відгалужувач із перехідним ослабленням  $C = 3$  дБ називають гібридом, його матриця розсіювання (для співспрямованого) має вигляд

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \pm j \\ 0 & 0 & \pm j & 1 \\ 1 & \pm j & 0 & 0 \\ \pm j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.15)$$

Існує велике різноманіття конструкцій спрямованих відгалужувачів, найбільш типові з них наведені на рис.6.2.

Конструктивно найбільш простим є СВ із зв'язком хвилеводів через круглий отвір, розташований у центрі широких стінок (рис.6.2,а). Такий пристрій називають *відгалужувачем Бете (Bethe directional coupler)*. Отвір зв'язує хвилеводи як за магнітним, так і електричним полем. Причому електричне поле збуджує у додатковому хвилеводі синфазні хвилі, а магнітне – протифазні. В результаті хвилі в одному плечі складуються у фазі, а в іншому – у протифазі. Для зменшення магнітного зв'язку до величини електричного хвилеводи розташовують під кутом  $\theta$ . Відгалужувачі Бете мають спрямованість до 20 дБ, перехідне ослаблення не нижче 20 дБ у відносній смузі частот до 10%.



3

**Рис.6.2. Спрямовані відгалужувачі:**

*a* – відгалужувач Бете; *б* – хрестоподібний; *в* – з двома отворами зв'язку;  
*г* – багатоеlementний; *д* – багатоеlementний щілинний; *е* – шлейфовий;  
*ж* – на зв'язаних смужкових лініях; *ж* – коаксіальний; з – позначення на схемах

Достоїнством *хрестоподібного спрямованого відгалужувача* (англійською мовою – *Moreno crossed-guide coupler*) (рис.6.2,б) є компактність. Отвори зв'язку (круглі, хрестоподібні, гантельоподібні та інших форм) розташовані на діагоналі перехрещення хвилеводів під кутом  $90^\circ$  близько до стінок, там де магнітне поле у хвилеводі має кругову поляризацію. Оскільки елементи зв'язку розташовані в точках з відносно слабкою напруженістю поля, хрестоподібні відгалужувачі мають підвищену електричну міцність і їх використовують за високих рівнів потужності. Спрямованість хрестоподібних відгалужувачів не перевищує 15 дБ для перехідного ослаблення 7–10 дБ, у відносній смузі частот – до 10%.

Поширені СВ із *ненаправленими елементами зв'язку*. Рис.6.2,в ілюструє, яким чином виникають спрямовані властивості у випадку двох елементів зв'язку в загальній вузькій стінці прямокутних хвилеводів. У разі нехтовно малого зв'язку кожен отвір збуджує в допоміжному хвилеводі дві хвилі однакової амплітуди, які поширюються у протилежних напрямках у бік плечей 3 і 4. Оскільки отвори розташовані на відстані  $\Lambda/4$ , парціальні хвилі, які поширюються у напрямку плеча 3, будуть складатися у фазі, а в напрямку плеча 4 – у протифазі. Таким чином, енергія в плече 4 не надходить, це відповідає співспрямованому СВ. Якби отвори були розташовані на відстані  $\Lambda/2$ , то парціальні хвилі склалися б у напрямку плеча 4, що відповідає протиспрямованому СВ. Проте в останньому випадку через прояв «ефекту довгої лінії» частотна залежність параметрів СВ буде в два рази сильнішою.

Для підвищення спрямованості та зниження перехідного ослаблення в СВ використовують декілька елементів зв'язку різної площі, так звані багатодіркові СВ. На рис.6.2,г показано такий СВ з круглими отворами в загальній вузькій стінці між прямокутними хвилеводами на відстані, близькій до  $\Lambda/4$  для центральної частоти робочого діапазону. Для реалізації в міліметровому діапазоні частот більш технологічним є СВ із щілинами по всій висоті загальної вузької стінки хвилеводів (рис.6.2,д). Ці СВ у смузі частот до 40% мають спрямованість, вищу 20–30 дБ за перехідних ослабленнях, вищих за 3 дБ. Недоліком таких СВ є порівняно велика довжина, оскільки сусідні елементи зв'язку розташовані на відстані, близькій до  $\Lambda/4$ . Зі збільшенням частоти перехідне ослаблення монотонно зростає, у робочій смузі частот нерівномірність  $S$  досягає  $\pm 2$  дБ.

Меншу частотну залежність  $S$  мають так звані *шлейфові відгалужувачі* (рис.6.2,е). Тут хвилеводи зв'язані за допомогою відрізків прямокутного хвилеводу різної висоти, довжина відрізків близька до  $\Lambda/4$ . Шлейфи вмикаються також на відстані  $\sim \Lambda/4$  центральної частоти робочого діапазону. Через сильний зв'язок по широкій стінці хвилеводів використання більше чотирьох шлейфів недоцільне. Наведена конструкція СВ є зручна для реалізації в міліметровому діапазоні. Шлейфові СВ також реалізуються на смужкових лініях.

Смужковий СВ із *розподіленим електромагнітним зв'язком* зображено на рис.6.2,є, він більше відомий під назвою відгалужувач на зв'язаних лініях (англійською мовою – *coupled line directional coupler*). Довжина області зв'язку  $l$  складає непарне число четвертей довжини хвилі в лінії на середній частоті робочого діапазону. Найчастіше  $l \approx \Lambda/4$ . Ступінь зв'язку залежить від зазора між лініями. Для зменшення перехідного ослаблення використовують лицьовий зв'язок, коли смужки через ізолятор накладаються одна на одну. Принцип дії відгалужувача на зв'язаних лініях ґрунтується на тому, що електричне поле основної лінії збуджує в допоміжній синфазні хвилі, які поширюються в обох напрямках, а магнітне – протифазні. У результаті в плечі 3 парціальні хвилі компенсують одна одну і енергія поширюється в напрямку плеча 4, таким чином, відгалужувач на зв'язаних лініях є протиспрямований. СВ цього типу забезпе-

чують спрямованість більшу 25 дБ у смузі частот, яка практично перевищує октаву.

Коаксіальний варіант відгалужувача на зв'язаних лініях показано на рис.6.2,ж. Тут в плечі 3, розв'язаному із плечем 1, для узгодження вбудовано резистор із опором, який дорівнює хвильовому опорю лінії.

### Контрольні питання

1. Який пристрій має назву „багатополюсник НВЧ”?
2. Що називають плечем багатополюсника НВЧ?
3. Що називають реактивним багатополюсником НВЧ?
4. Який пристрій називають спрямованим відгалужувачем?
5. Який фізичний зміст мають елементи матриці розсіювання?
6. Який канонічний вигляд матриці розсіювання СВ?
7. Які основні характеристики спрямованого відгалужувача?
8. Які основні параметри спрямованого відгалужувача?
9. Як зв'язані спрямованість, перехідне ослаблення та розв'язка СВ?
10. Що є критерієм для віднесення відгалужувачів до відгалужувачів із сильним або слабким зв'язком?
11. Який спрямований відгалужувач називають гібридом?
12. Яке призначення СВ НВЧ та основні схеми їх застосування?
13. Який принцип роботи відгалужувача Бете?
14. Який принцип роботи хрестоподібних СВ?
15. Який принцип роботи СВ з двома елементами зв'язку?
16. Які принципи роботи багатоелементних СВ?
17. Які особливості конструкції та властивості шлейфного спрямованого відгалужувача?
18. Які особливості смужкового СВ із розподіленим електромагнітним зв'язком? Він є співспрямований чи протиспрямований?
19. Які особливості коаксіального СВ? Він є співспрямований чи протиспрямований?

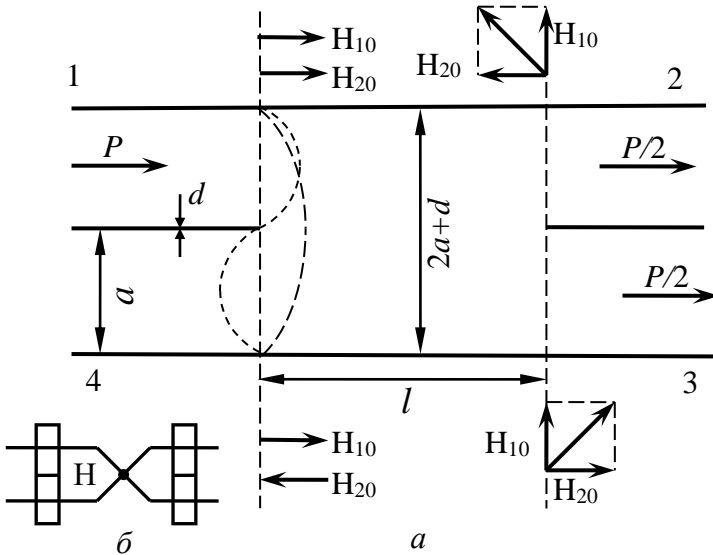
## 6.2. Мостові пристрої

НВЧ *мостами*, або *гібридами* (англійською мовою – *hybrid*), називають пристрої, які ділять потужність, що надходить в одно з плечей навпіл між двома іншими плечима. Взаємний фазовий зсув між коливаннями у плечах, куди виходить потужність, може бути різний і залежить від конструкції гібрида. За фазового зсуву в  $90^\circ$  і  $180^\circ$  пристрій має назву відповідно  $90^\circ$ - або  $180^\circ$ -гібрида, у першому випадку говорять також про *квадратурний міст*, у другому – про *синфазно-протифазний міст*.

Мости широко застосовують у техніці НВЧ. Їх використовують у різноманітних вимірювальних схемах, насамперед так званих мостових схемах, у фазометрах і комутуючих пристроях, наприклад балансних антенних перемикачах. Міст є базовим елементом у конструюванні балансних змішувачів, балансних модуляторів, фазових і частотних дискримінаторів, циркуляторів.



Одним із прикладів гібридів є щілинний міст. *Щілинний міст* (Щ-міст; англійський термін – *quadrature waveguide hybrid, Riblet short-slot coupler*) складається із двох хвилеводів, які мають спільну вузьку стінку з прорізаною в ній щілиною. У середній частині широкої стінки може бути ємнісний гвинт для налагодження. Принцип дії щілинного моста схематично зображений на рис.6.3.



**Рис.6.3.** Щілинний міст: *a* – конструкція і принцип роботи; *б* – позначення на схемах

У плечі 1 поширюється основна хвиля типу  $H_{10}$ . Ця падаюча хвиля збуджує в області щілини, ширина якої дорівнює  $2a+d$ , хвилі типу  $H_{10}$  і  $H_{20}$  з однаковими амплітудами. Розподіл полів такий, що на виході плеча 1 обидві хвилі знаходяться у фазі, а на виході 4 – у протифазі, тому в плече 4 потужність не надходить. Поширюючись в області зв'язку з різними фазовими швидкостями, хвилі  $H_{10}$  і  $H_{20}$  отримують зсуви фаз  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$  і складаються в плечах 2 і 3. Рівень збудження плечей 2 і 3

визначають співвідношення фаз хвиль на вході цих плечей, тобто він залежить від довжини щілини і фазових швидкостей хвиль  $H_{10}$  і  $H_{20}$ . За певної довжини щілини

$$l = \frac{\lambda}{4} \left( \sqrt{1 - (\lambda/4a)^2} - \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \right) \quad (6.16)$$

хвилі, що збуджуються в плечах 2 і 3, мають однакові амплітуди. При цьому їх фази зсунуті на  $90^\circ$  (рис.6.3).

Таким чином, ідеальна матриця розсіювання щілинного моста має вигляд

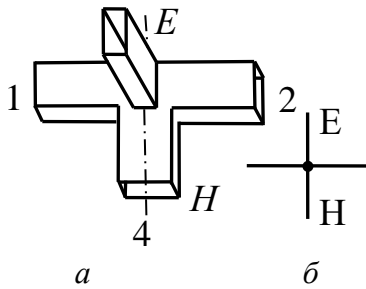
$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.17)$$

Слід мати на увазі, що наявність в області зв'язку хвилі  $H_{30}$  (яка може поширюватися) призводить до порушення роботи моста. Проте за певної товщини загальної стінки зв'язаних хвилеводів завдяки хвилі  $H_{30}$  параметри щілинного моста можуть бути покращені. Недоліком щілинного моста є порівняно мала частотна діапазонність. Ретельно виконаний і налагоджений міст має відносну робочу смугу частот, яка не перевищує 15%. Розв'язка 30 дБ і вища, спрямованість, не гірша 20 дБ може бути забезпечена в смузі частот 20% від середньої частоти за значення КСХН, не більшого 1,2. У порівнянні з Т-мостом

пристрій можна використовувати для більш високих рівнів потужності, аж до 40% від допустимої потужності стандартного хвилеводу.

Іншим прикладом НВЧ-моста є подвійний хвилевідний трійник (Т-міст; англійський термін – *hybrid-T, magic T*). Подвійний хвилевідний трійник (рис.6.4) має тільки одну площину симетрії.

Плече 3, розташоване в площині електричного поля основної хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу 1–2, називають плечем  $E$ . Плече 4, що лежить у площині магнітного поля хвилі  $H_{10}$  прямокутного хвилеводу 1–2, називають плечем  $H$ .



**Рис.6.4. Подвійний Т-міст:**  
а – конструкція; б – позначення на схемах

Властивості подвійного хвилевідного трійника значною мірою визначають властивості його складових:  $E$ - і  $H$ - трійників. Так, електромагнітна хвиля, що надходить в  $E$ -плече 3, поширюється в плечах 1 і 2 у протифазі, а хвиля, що надходить у  $H$ - плече 4, збуджує в плечах 1 і 2 хвилі у фазі. Плечі 3 і 4 є взаємно розв'язані, оскільки у випадку збудження пристрою з боку плеча  $E$  електричне поле у хвилеводі 1–2 виявляється антисиметричним щодо площини симетрії пристрою і не може збудити хвилю в плечі  $H$ , електричне поле якої має бути

симетричним щодо цієї площини. Розв'язка плечей  $H$  і  $E$  дозволяє внутрішньо узгоджувати ці плечі незалежно одне від одного. Узгодження плеча  $E$  досягається введенням у нього однобічної індуктивної діафрагми, за допомогою якої вдається компенсувати відбиту в це плече хвилю. Узгодження плеча  $H$  досягається введенням реактивного штиря. Якщо таке узгодження виконано, то у випадку збудження плеча  $E$  чи  $H$  завдяки геометричній симетрії подвійного трійника потужність ділиться порівну між плечима 1 і 2. Причому фази хвиль у першому випадку зсунуті на  $180^\circ$ , а в другому – збігаються. Враховуючи взаємність і недисипативність пристрою, його ідеальну матрицю розсіювання можна записати у вигляді

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.18)$$

Із (6.18) видно, що розв'язаними є не тільки плечі 3 і 4, а також плечі 1 і 2. Останнє пояснює походження ще однієї назви розглянутого пристрою – «*magic T*». А саме, незважаючи на те що плечі 1 і 2 утворюють прямий хвилевід 1–2, у разі збудження плеча 1 чи 2 енергія в інше плече не надходить.

Розглянемо для наочності роботу подвійного хвилевідного трійника, коли до плеча 3 підключено генератор, до плечей 1 і 2 – навантаження з коефіцієнтами відбиття  $\Gamma_1$  і  $\Gamma_2$ , а до плеча 4 – індикатор потужності. Знайдемо потужність, що надходить у плече 4.

Запишемо систему рівнянь для падаючих  $\dot{a}_i$  і відбитих  $\dot{b}_i$  хвиль у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dot{b}_3 \\ \dot{b}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \dot{a}_3 \\ \dot{a}_4 \end{bmatrix}. \quad (6.19)$$

Враховуючи, що  $\dot{a}_4 = 0$ , знаходимо  $\dot{b}_1 = -\sqrt{2}\dot{a}_3$ ;  $\dot{b}_2 = \sqrt{2}\dot{a}_3$ ;  $\dot{b}_4 = \sqrt{2}(\dot{a}_1 + \dot{a}_2)$ . Оскільки падаючі хвилі в плечах 1 і 2 є хвилі, відбиті від навантажень, то  $b_1 = \Gamma_1 a_1 = -\sqrt{2}\Gamma_1 \dot{a}_3$ ;  $\dot{b}_2 = \Gamma_2 \dot{a}_2 = \sqrt{2}\Gamma_2 \dot{a}_3$ , тоді

$$P_4 = |\dot{b}_4|^2 = 0,5|\dot{a}_3|^2 |\Gamma_2 - \Gamma_1|^2.$$

Якщо  $\Gamma_1 = \Gamma_2$ , а з цього випливає рівність опорів навантажень, то потужність, яка надходить в індикатор, дорівнює нулю. Таким чином, описаною схемою можна скористатися для порівняння двох навантажень – досліджуваного і еталонного. Ця її здатність аналогічна здатності низькочастотних мостових схем, що і пояснює походження назви «НВЧ міст».

Коли  $E$ - і  $H$ - плечі подвійного трійника навантажені на узгодженні навантаження, тобто  $\dot{a}_3 = 0$ ;  $\dot{a}_4 = 0$ , то із (6.19) випливає

$$\dot{b}_3 = \sqrt{2}(-\dot{a}_1 + \dot{a}_2); \quad \dot{b}_4 = \sqrt{2}(\dot{a}_1 + \dot{a}_2).$$

Таким чином, якщо збуджувати хвилями від когерентних джерел плечі 1 і 2, то на виході плеча 3 буде спостерігатися різниця цих хвиль, а на виході 4 – сума.

Указана властивість не притаманна квадратурному мосту. Проте, наприклад, для щілинного моста, якщо вхідний сигнал плеча 1 додатково зсунути за фазою на  $90^\circ$  по відношенню до сигналу в плечі 2, то сума сигналів поданих у плечі 1 і 2 буде спостерігатися в плечі 4, а різниця – у плечі 3.

Для реальних подвійних трійників характерні такі основні параметри: *перехідні ослаблення* –

$$C_{31}^E = -20\lg|\dot{s}_{31}|; \quad C_{41}^H = -20\lg|\dot{s}_{41}|, \quad (6.20)$$

(для ідеального моста  $C_{31}^E = C_{41}^E = 3$  дБ);

*розв'язки плечей* –

$$I_{21} = -20\lg|\dot{s}_{21}|; \quad I_{34} = -20\lg|\dot{s}_{34}|, \quad (6.21)$$

(для ідеального моста  $I_{21} = \infty$ ;  $I_{34} = \infty$ );

*коефіцієнти розподілу потужності* –

$$\Delta C_3 = 20\lg(|\dot{s}_{13}|/|\dot{s}_{23}|), \quad \Delta C_4 = 20\lg(|\dot{s}_{14}|/|\dot{s}_{24}|), \quad (6.22)$$

(для ідеального моста  $\Delta C_3 = \Delta C_4 = 0$ );

*робоча смуга частот* – її визначають залежністю параметрів від частоти, а граничні частоти при цьому – заданим відхиленням параметрів від номінальних.

Подвійний Т-міст має порівняно широкий діапазон робочих частот, обумовлений смугою, у межах якої зберігається задовільне узгодження з боку плечей  $H$  і  $E$  і яка за КСХ 1,1 сягає 10–15% від середньої частоти. Розв'язка між

плечима 3 і 4 досягає 50 дБ, між бічними плечима 20–25 дБ у відносній смузі частот 6–8%.

Аналогічні подвійному трійнику характеристики має *гібридне кільце* (англійською мовою – *ring-hybrid*) (рис.6.5), його широко застосовують у інтегральних схемах НВЧ для реалізації схем балансних змішувачів. Для аналізу роботи цього пристрою припустимо, що він збуджений з боку плеча 3. При цьому в кільці збуджуються дві хвилі, які поширюються у протилежних напрямках. Різниця ходу в точках приєднання плечей 1, 4 і 2 складає  $\Lambda$ ,  $\Lambda/2$ , 0. Тому в плечах 1 і 2 збуджуються хвилі з однаковими амплітудами і фазами, зсунутими на  $180^\circ$ , плече 4 не збуджується. Збуджуючи кільце з боку плеча 4, таким же чином знайдемо, що в плечах 1 і 2 виникають хвилі з однаковими амплітудами і фазами, плече 3 не збуджується. Отже, якщо підбором хвильових опорів плечей і кільця внутрішньо погодити плечі 3 і 4, то властивості гібридного кільця виявляться аналогічними властивостям подвійного трійника.

Порівняно велика електрична довжина кільця призводить до того, що за шириною робочого діапазону частот гібридне кільце значно поступається подвійному хвильовому трійнику.

На основі смужкових ліній передачі можна також утворити кільцеві спрямовані відгалужувачі з нерівномірним поділом потужності у вихідних плечах.

Умови ідеально узгодження кільцевого відгалужувача мають вигляд

$$y_1^2 + y_2^2 = 1, \quad (6.23)$$

де нормовані хвильові провідності відрізків ліній  $y_1 = Y_1/Y_0$  і  $y_2 = Y_2/Y_0$ ,  $Y_0$  – хвильова провідність входів відгалужувача.

За умови ідеального узгодження матриця розсіяння набуде вигляду

$$\mathbf{S} = -j \begin{bmatrix} 0 & y_1 & y_2 & 0 \\ y_1 & 0 & 0 & y_2 \\ y_2 & 0 & 0 & -y_1 \\ 0 & y_2 & -y_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.24)$$

а коефіцієнт поділу за потужністю  $m$  можна визначити за формулою

$$m = \frac{|\dot{s}_{31}|^2}{|\dot{s}_{21}|^2} = \frac{|y_2|^2}{|y_1|^2}. \quad (6.25)$$

Таким чином, для забезпечення заданого розподілу потужності необхідно щоб

$$y_1 = \sqrt{\frac{1}{m+1}}; \quad y_2 = \sqrt{\frac{m}{m+1}}. \quad (6.26)$$

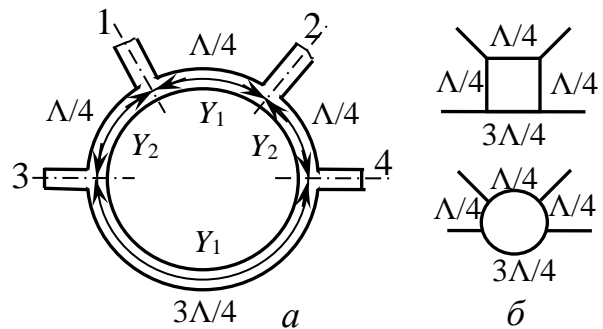


Рис.6.5. Гібридне кільце:  
а – конструкція; б – позначення на схемах

За умови рівномірного поділу потужності  $m=1$  і  $Y_1 = Y_2 = Y_0\sqrt{2}$  або  $y_1 = y_2 = \sqrt{2}/2 \approx 0,707$ .

Значного поширення, особливо в інтегральних схемах НВЧ, також набув *квадратний міст*, він являє собою «квадрат» із чотирьох чвертьхвильових відрізків ліній передачі, до якого в точках з'єднання цих відрізків підключені чотири плеча (рис.6.6,а). Його еквівалентна схема у вигляді паралельного з'єднання довгих ліній зображена на рис.6.6,б. Можна підібрати хвильові опори відрізків довжиною  $\Lambda/4$ , щоб у разі збудження плеча 1 і підключення до решти плечей узгоджених навантажень, по-перше, плече 2 виявлялось розв'язаним, по-друге, була відсутня відбита хвиля в плечі 1 і, по-третє, потужність, що надходить, ділилася навпіл між плечима 3 і 4.

Якщо плечі 1 і 2 дійсно розв'язані, то за збудження плеча 1 в точках  $gg$  існує вузол напруги і їх можна віртуально замкнути накоротко (рис.6.6,б), не порушуючи режиму роботи пристрою. Вхідний опір короткозамкнених чвертьхвильових шлейфів  $ag$  і  $vg$  дорівнює нескінченності, і їх можна поки що вилучити із схеми. Тоді еквівалентна схема набуде вигляду, зображеного на рис.6.6,в, де плечі 3 і 4 замінені їх хвильовими опорами  $W$ , підключеними до точок  $bb$  і  $vv$ .

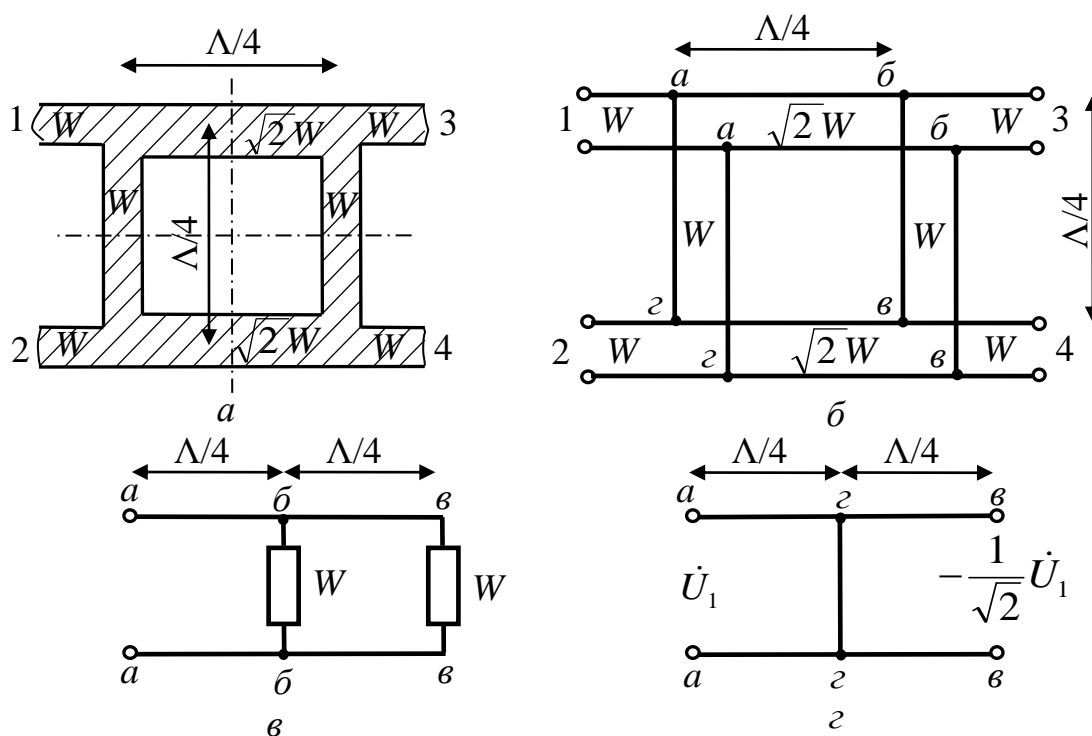
Щоб відрізок  $bv$  мав у точках  $bb$  вхідний опір  $Z_{вх} = W$  і, отже, потужність порівну ділилася між плечима 2 і 4, хвильовий опір відрізка  $bv$  має дорівнювати  $W$ . Тоді загальний опір в точках  $bb$  дорівнюватиме  $W/2$ . Знайдемо тепер хвильовий опір  $W_2$  відрізка  $ab$ . Для узгодження плеча 1 вхідний опір у точках  $aa$  має дорівнювати  $W$ . З урахуванням трансформувальної дії чвертьхвильового відрізка  $ab$  із рівняння  $2W_2/W = W/W_2$  випливає  $W_2 = W/\sqrt{2}$ .

Розглянемо фази хвиль у плечах 2 і 3 з урахуванням набігу фаз у відрізках ліній і умови ділення вхідної потужності навпіл:

$$b_3 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \exp(-j\pi/2) = -j \frac{1}{\sqrt{2}} a_1; \quad b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \exp(-j\pi) = -\frac{1}{\sqrt{2}} a_1. \quad (6.27)$$

Причому повні напруги за умови узгодження дорівнюють напругам падаючих і відбитих хвиль:  $\dot{U}_1 = a_1$ ;  $\dot{U}_3 = b_3$ ;  $\dot{U}_4 = b_4$ .

Тепер розглянемо дільницю схеми, яка за припущення короткого замикання точок  $gg$  була раніше вилучена з розгляду (рис.6.6,з). Установимо хвильові опори відрізків  $ag$  і  $vg$ . Вони мають бути такими, щоб сумарний струм у короткозамикачі  $gg$  дорівнював нулю. Як відомо, струм у короткозамикачі чвертьхвильового короткозамкненого відрізка довгої лінії виражається через відношення напруги на його вході до хвильового опору. Компенсація струмів можлива за умови, що хвильові опори відрізків  $ag$  і  $vg$  будуть відповідно дорівнювати  $W_1 = W$  і  $W_2 = W/\sqrt{2}$ . (Цей результат можна було б отримати виходячи із вертикальної і горизонтальної симетрій пристрою.)



**Рис.6.6. Квадратний міст:** *a* – топологічна схема; *б* – еквівалентна схема; *в* – еквівалентна схема узгодженого моста; *г* – ділянка схеми, яка вилучається у разі КЗ

Таким чином, ідеальна матриця розсіювання квадратного моста має вигляд

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.28)$$

Умови ідеального узгодження двошлейфового відгалужувача у загальному випадку з нерівним поділом потужності мають вигляд

$$y_1^2 = y_2^2 - 1, \quad (6.29)$$

де нормовані провідності відрізків  $y_1 = Y_1/Y$  і  $y_2 = Y_2/Y$ ,  $Y = 1/W$  – хвильова провідність входів відгалужувача. За умови ідеального узгодження матриця розсіювання такого СВ набуде вигляду

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{y_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & y_1 \\ 0 & 0 & y_1 & j \\ j & y_1 & 0 & 0 \\ y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.30)$$

а коефіцієнт поділу за потужністю –

$$m = \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2} = \frac{1}{|y_1|^2} = \frac{1}{|y_2 - 1|^2}. \quad (6.31)$$

Таким чином, для забезпечення відповідного коефіцієнта розподілу потужностей необхідно, щоб чвертьхвильові відрізки шлейфного СВ мали провідності

$$y_1 = \sqrt{\frac{1}{m}}; y_2 = \sqrt{\frac{m+1}{m}}; Y_1 = Y_0 \sqrt{\frac{1}{m}}; Y_2 = Y_0 \sqrt{\frac{m+1}{m}}. \quad (6.32)$$

За умови рівномірного поділу потужності  $m=1$  і  $Y_1=Y$ ,  $Y_2=Y\sqrt{2}$ . Квадратний міст є квадратурний, тобто зсув фаз коливань у вихідних плечах  $\theta_0 = \pi/2$ . Він повністю симетричний, а отже, його властивості однакові від будь-якого плеча.

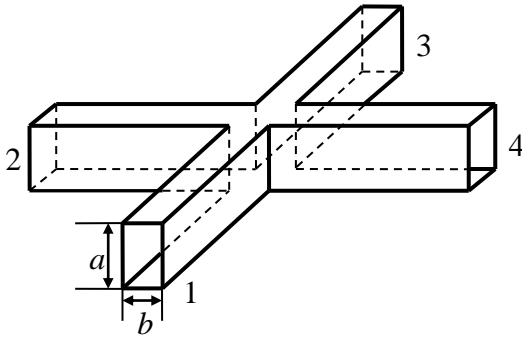
### Контрольні питання

1. Як пов'язана кількість плечей, входів і полюсів багатополіусника НВЧ?
2. Що називають реактивним багатополіусником НВЧ?
3. Що називають спрямованим відгалужувачем?
4. За яких умов спрямований відгалужувач називають гібридом?
5. За яких умов спрямований відгалужувач називають мостом?
6. Який фізичний зміст мають елементи матриці розсіювання?
7. Які основні характеристики моста?
8. Які основні параметри моста?
9. Які типові значення основних параметрів щілинного моста?
10. Яке призначення мостів НВЧ та основні схеми їх застосування?
11. Який принцип дії щілинного моста?
12. За яких умов вибирається довжина щілини в щілинному мості?
13. Як вигляд має канонічна форма матриці розсіювання щілинного моста і її фізичний зміст?
14. Яка конструкція Т-моста?
15. Яким чином досягається узгодження в Е- і Н-плечах?
16. Які фізичні процеси покладено в основу властивостей Т-моста?
17. Який вигляд має канонічна форма матриці розсіювання Т-моста і її фізичний зміст?
18. Які основні характеристики Т-моста?
19. Які основні параметри Т-моста?
20. Які типові значення основних параметрів Т-моста?
21. Яке призначення Т-мостів та основні схеми їх застосування?
22. Яка конструкція та властивості гібридного кільця?

### 6.3. Хрестоподібне з'єднання

На практиці іноді використовують неспрямовані восьмиполіусники, наприклад Е-площинний хрестоподібний подільник потужності. Даний пристрій є хрестоподібне з'єднання стандартних прямокутних хвилеводів у площині електричного поля хвилі  $H_{10}$ .

Е-площинний хрестоподібний подільник потужності (рис.6.7), у межах теорії електричних кіл, можна розглядати як стрибок хвильового опору з модулем коефіцієнта відбиття, близьким до 0,5.



**Рис.6.7. Хвильвідний E-площинний хрестоподібний подільник потужності**

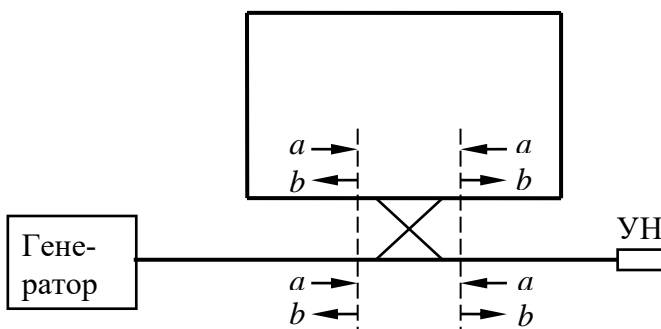
Хрестоподібний подільник використовують у випадку побудови вимірювачів комплексного коефіцієнта відбиття. Пронумеруємо плечі чотириплечового хрестоподібного з'єднання, наприклад, за годинниковою стрілкою, тоді, якщо вхідний сигнал надходить у плече 1, підключення досліджуваного навантаження необхідно проводити до плеча 4 (або 2). Із симетрії пристрою випливає:  $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{41} = \dot{s}_{14} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{34} = \dot{s}_{32}$ .

Характеристики пристрою достатньо повільно змінюються в робочій смузі частот прямокутного хвильоводу, зокрема для хвильоводу перерізом  $28,5 \times 12,6$  мм за збільшення частоти від 8 до 10,5 ГГц зміна модуля елементів матриці розсіяння не перевищувала 15%, а фази – 0,43 рад.

Значний внесок в розвиток теорії E-площинного хреста та виявлення можливостей впровадження його у вимірювальні схеми вніс український вчений, доцент Дніпропетровського національного університету В. А. Карлов.

## 6.4. Резонатор біжучої хвилі

*Резонатор біжучої хвилі* (РБХ, англійською мовою – *travelling wave resonator*) будують на основі спрямованого відгалужувача. На відміну від звичайного об'ємного резонатора на основі замкнутого відрізка хвильоводу, у якому на



**Рис. 6.8. Резонатор біжучої хвилі**

резонансних частотах існують стоячі хвилі, у резонаторі біжучої хвилі (рис.6.8) електромагнітні коливання резонансної частоти існують у режимі хвилі, що біжить. Інша назва резонатора біжучої хвилі – *кільцевий резонатор*. Цей пристрій виконано на основі спрямованого відгалужувача, два плеча якого з'єднані відрізком хвильоводу. Будемо вважати спрямований відгалужувач ідеальним. Плече 1 збуджується генератором, плече 3 під'єднане до узгодженого навантаження (УН). Плечі 2 і 4 з'єднані відрізком хвильоводу довжиною  $l$ , що спричиняє фазовий зсув  $\beta l$  і загасання  $\alpha$ .

Коефіцієнти матриці розсіяння E-площинного хреста мають повільну частотну залежність у всій смузі частот одномодового режиму прямокутного хвильоводу, а середнє значення коефіцієнта відбиття наближено дорівнює 0,42, коефіцієнт проходження в протилежне від вхідного плече – 0,58, у бокові плечі – 0,49.

Хрестоподібний подільник використовують у випадку побудови вимі-



Матриця розсіювання ідеального спрямованого відгалужувача в канонічній формі має вигляд

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.33)$$

де  $q < 1$ . Усе коло описують таким рівнянням:

$$\mathbf{B} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{A}, \quad (6.34)$$

де  $\mathbf{A}$  – матриця впливів;  $\mathbf{B}$  – матриця реакцій системи;  $\mathbf{S}$  – матриця розсіювання, що має у нашому випадку вигляд (6.33).

Якщо розписати матриці, одержимо рівняння

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}, \quad (6.35)$$

де  $a_i$  – комплексні амплітуди електричного поля хвилі, що надходить у плече  $i$ ;  $b_i$  – комплексна амплітуда електричного поля хвилі, що виходить із плеча  $i$ .

Із рис. 6.7. видно, що

$$\begin{aligned} a_2 &= b_4 e^{-\alpha} e^{-j\beta l}; \\ a_3 &= 0; \\ a_4 &= b_2 e^{-\alpha} e^{-j\beta l}. \end{aligned} \quad (6.36)$$

Розв'язавши рівняння (6.27) і (6.28), одержимо

$$\begin{aligned} b_1 &= b_2 = a_4 = 0; \\ b_3 &= \frac{q - e^{-\alpha} e^{-j\beta l}}{1 - q e^{-\alpha} e^{-j\beta l}} a_1; \\ b_4 &= \frac{j\sqrt{1-q^2}}{1 - q e^{-\alpha} e^{-j\beta l}} a_1. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Співвідношення (6.29) показують, що у хвилеводі, який зв'язує плечі 2 і 4, існує біжуча хвиля, що прямує від плеча 4 до плеча 2 (рис.6.8). Із (6.37) також випливає, що генератор навантажений на узгоджене навантаження ( $b_1 = 0$ ).

Обчислимо максимальну амплітуду  $b_4$ . Для фіксованих  $\alpha$  і  $q$  модуль  $|b_4|$  максимальний, коли добуток  $q e^{-\alpha} e^{-j\beta l}$  дійсний і більший нуля, що має місце за

$$l = m\Lambda, \quad (6.38)$$

де  $\Lambda$  – довжина хвилі у хвилеводі кільця,  $m=1, 2, 3, \dots$ . Звідси випливає, що хвильові процеси в пристрої повинні мати виражений резонансний характер.

Рівняння (6.38) є умовою резонансу в резонаторі біжучої хвилі. За цих умов рівняння (6.37) можна перетворити на такий вигляд:

$$\begin{aligned} b_3 &= \frac{q - e^{-\alpha}}{1 - qe^{-\alpha}} a_1, \\ b_4 &= \frac{j\sqrt{1 - q^2}}{1 - qe^{-\alpha}} a_1. \end{aligned} \quad (6.39)$$

Якщо умова (6.38) виконується, то максимальне значення  $b_4$  має місце для заданого  $\alpha$  у разі виконання співвідношення

$$q = e^{-\alpha}. \quad (6.40)$$

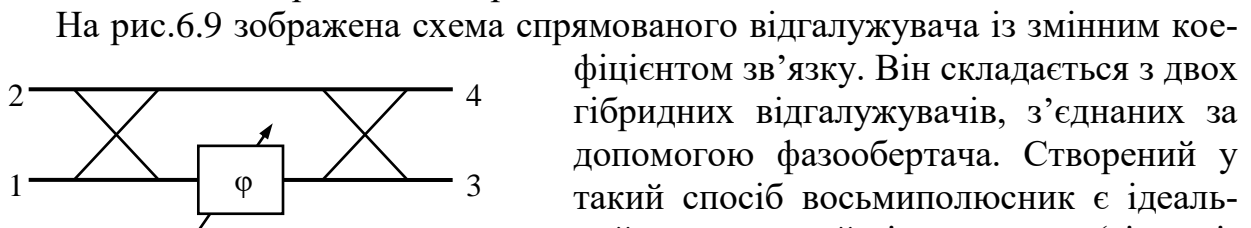
Тоді одержимо:

$$b_3 = 0, \quad b_4 = \frac{ja_1}{\sqrt{1 - e^{-2\alpha}}}. \quad (6.41)$$

З останнього виразу випливає, що можна отримати  $|b_4| \gg |a_1|$ , якщо використовувати хвилевід із досить малим загасанням  $\alpha$ . Умова  $b_3 = 0$  означає, що вся потужність, яка віддається генератором, витрачається тільки на компенсацію втрат у хвилевідному кільці. Крім того, має місце рівність

$$|a_1|^2 = |b_4|^2 - |a_2|^2. \quad (6.42)$$

Наприклад, для кільця з повним загасанням 0,05 дБ, вибравши щонайкращим чином коефіцієнт зв'язку спрямованого відгалужувача  $q = e^{-\alpha}$ , можна одержати  $|b_4| \approx 9,3|a_1|$ . Іншими словами, потужність, що циркулює в кільці, майже в 100 разів більша потужності генератора. Очевидно, що такий пристрій доцільно застосовувати у разі вимірювань, які потребують сильних полів під час вивчення властивостей матеріалів, спектроскопії газів і т. ін.



**Рис. 6.9.** Спрямований відгалужувач із змінним коефіцієнтом зв'язку

Тоді коефіцієнт зв'язку буде дорівнювати

$$C = 20 \lg \left| \frac{b_4}{a_1} \right| = 10 \lg \frac{1 - \sin \varphi}{2}. \quad (6.43)$$

За  $\varphi = 0$   $C = -3$  дБ пристрій працює як один спрямований відгалужувач із розподілом потужності навпіл. За  $\varphi = -\pi/2$   $C = 0$  вся потужність переходить з основного хвилеводу у вторинний, що відповідає відгалужувачу з повним

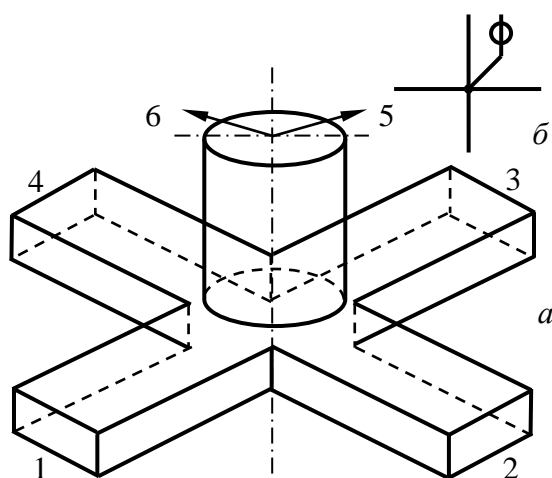
зв'язком. У разі  $\varphi = \pi/2$   $C = \infty$  уся потужність залишається в основному хвилеводі (повна розв'язка). Надаючи  $\varphi$  проміжні значення, можна реалізувати практично будь-яку величину коефіцієнта зв'язку.

### Контрольні питання

1. У чому полягають умови резонансу резонаторів біжучої хвилі?
2. У чому полягає схожість та відміна умов резонансу в резонаторі біжучої хвилі й у звичайному об'ємному резонаторі?
3. Чому амплітуда біжучої хвилі у кільці при резонансі не сягає нескінченності й чим визначається її скінченне значення?
4. При яких умовах реалізується критичний зв'язок для резонатора біжучої хвилі?
5. Який принцип роботи спрямованого відгалужувача зі змінним коефіцієнтом зв'язку?
6. Які типові галузі застосування резонаторів біжучої хвилі?

## 7. Дванадцятиполюсники

Для розв'язання деяких технічних проблем на практиці іноді використовують більш складні пристрої: десяти- та дванадцятиполюсники.



**Рис.7.1. Турнікетне з'єднання:**  
а – конструкція; б – позначення на схемах

Велика кількість первісних параметрів значно ускладнює розрахунок і аналіз роботи цих пристроїв. Розглянемо конструкцію і принцип дії одного з найбільш поширених на практиці дванадцятиполюсників турнікета.

Турнікетне з'єднання, або турнікет (англійською мовою – *turnstile junction*), є з'єднання чотирьох прямокутних хвилеводів, у яких поширюється хвиля типу  $H_{10}$ , і одного круглого хвилеводу, в якому поширюється хвиля  $H_{11}$ . Прямокутні хвилеводи утворюють хрест у площині  $H$ , а круглий хвилевід розташований у центрі перетину

прямокутних хвилеводів перпендикулярно площині хреста (рис.7.1,а). Даний пристрій є дванадцятиполюсником, тому що круглий хвилевід можна розглядати як два плеча, що відповідають двом виродженим ортогональним хвилям у просторі. Орієнтація цих хвиль відтворена на рис.7.1,а стрілками 5 і 6. Даний пристрій має чотири площини симетрії й одну вісь симетрії.

Будь-яке плече такого з'єднання завжди можна узгодити. Звичайне узгодження плечей досягається за допомогою штиря, розташованого в центрі з'єднання (рис.7.2). Висота і діаметр нижньої частини штиря мають суттєве значення у разі узгодження прямокутних хвилеводів, тонка ж частина штиря більше впливає на узгодження плечей круглого хвилеводу.

Якщо площини відліку обрані таким чином, що коефіцієнти розсіювання дійсні, то матриця розсіювання узгодженого турнікетного з'єднання набуде вигляду

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -\sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7.1)$$

Узгоджене турнікетне з'єднання буде мати такі властивості.

1. Якщо в плечі 5 і 6 (рис.7.1) надходять однакові сигнали, тобто в круглий хвилевід надходить хвиля, поляризована за бісектрисою кута між осями 5 і 6, а плечі хреста мають узгоджені навантаження, то потужність, що надходить у круглий хвилевід, буде розподілятися порівну між плечима 1, 2, 3 і 4 без відбиття в круглий хвилевід. Причому в парах плечей 1–2 і 3–4 вихідні сигнали знаходяться у фазі, але сигнали однієї пари плечей знаходяться в протифазі відносно сигналів іншої пари плечей.

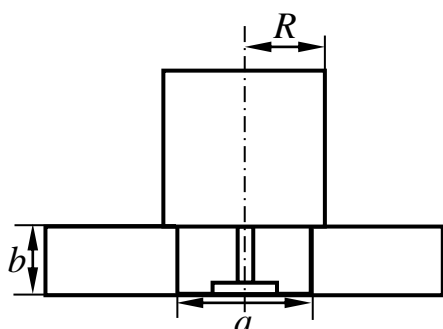


Рис.7.2. Узгодження турнікета

2. Якщо ж сигнал надходить в один із прямокутних хвилеводів, наприклад у плече 1, а інші плечі мають узгоджені навантаження, то половина потужності вхідного сигналу надходить в круглий хвилевід, а друга половина ділиться порівну між плечима 2 і 4. У плече 3 потужність не надходить.

3. Якщо в плече 1 надходить сигнал, а в круглому хвилеводі (плечі 5 і 6) на відстані, що забезпечує зсув фази  $\theta = \pi$  від площин відліку, поміщений короткозамкнений поршень, то вихідний сигнал ділиться порівну між плечима 2, 3, 4, однак частина енергії відгалужується назад у плече 1. Тому, якщо в плечі 1 передбачити додатковий узгоджувальний пристрій, можна, принаймні у вузькому діапазоні частот, забезпечити рівномірний розподіл потужності між трьома іншими прямокутними хвилеводами.

4. Якщо плечі 2 і 4 короткозамкнені й однакові за довжиною, то дві відбиті від них хвилі виявляться в центрі з'єднання у фазі й відбита потужність розділиться порівну між плечима 1 і 3. Відбита потужність не проникає в круглий хвилевід, тому що відбиті від плечей 2 і 4 хвилі в ньому будуть мати поляризації, розгорнуті на  $180^\circ$  відносно одна одної, і взаємно знищуватися.

5. Якщо одне з короткозамкнених плечей довше іншого на величину, що дорівнює  $\Lambda/4$ , то під час надходження сигналу в плече 1 хвилі, відбиті від короткозамкнених плечей, будуть у протифазі, а поляризація хвилі, створеної ними в круглому хвилеводі, буде збігатися з віссю короткозамкнених плечей. У такий спосіб у круглому хвилеводі будуть поширюватися дві хвилі, однакові за

амплітудою і такі, що відрізняються по фазі на  $90^\circ$ . Якщо довжина плечей регулюється, а різниця довжин плечей підтримується такою, що дорівнює  $\Lambda/4$ , то поляризація хвилі, створеної відбитими хвилями, буде змінюватися.

Будемо вважати, що короткозамкнені поршні розташовані в плечах 2 і 4 на відстанях  $\theta_2$  і  $\theta_4$  від площин відліку і при цьому буде виконуватися умова  $\theta_4 = \theta_2 + \pi/2$  (рис.7.3). У цьому випадку з'єднання являє собою восьмиполюсник, для плечей якого візьмемо нумерацію, зазначену на рис.7.3.

Матриця розсіювання такого пристрою буде мати вигляд

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -e^{i2\theta_2} \\ 0 & 0 & -1 & -e^{i2\theta_2} \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -e^{i2\theta_2} & -e^{i2\theta_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7.2)$$

де  $\theta_2$  – відстань, на якій знаходиться короткозамкнений поршень від площини відліку в плечі 2. Властивості такого пристрою суттєво залежать від величини  $\theta_2$ :

а) при  $\theta_2 = n\pi$ , ( $n = 1, 2, \dots$ ) матриця розсіювання має вигляд

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7.3)$$

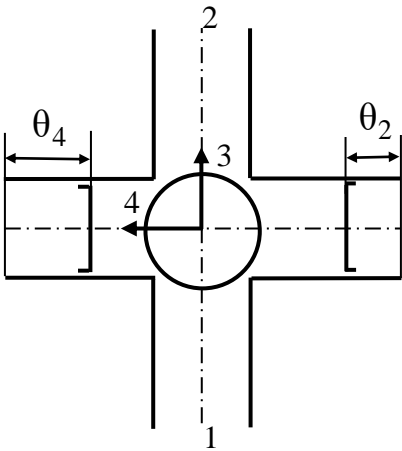


Рис.7.3. Міст на базі турнікетного з'єднання

Розглянутий пристрій діє як звичайне мостове з'єднання, відрізняючись від нього тільки об'єднанням двох плечей 3 і 4 в одному круглому хвилеводі. Плечі 1 – 2, як і плечі 3 – 4, розв'язані. Тобто якщо в плече 1 надходить сигнал, то є однако-ві вихідні сигнали на виходах плечей 3 і 4 за відсутності сигналу в плечі 2. Але ці два сигнали в плечах 3 і 4 можна розглядати, у свою чергу, як одну лінійно поляризовану хвилю, площина поляризації якої нахилена під кутом  $45^\circ$  і спрямована праворуч наго-ру стосовно площини (рис.7.3).

Якщо сигнал надходить у плече 2, то вихідний сигнал буде мати лінійну поляризацію, спрямовану праворуч униз під кутом  $45^\circ$ .

Можливий і зворотний процес. Лінійно поляризована хвиля, що надходить у круглий хвилевід і має довільно спрямовану площину поляризації, буде розкладена на дві перпендикулярні складові, одна з яких спрямована вліво вниз стосовно площини (рис.7.3), а інша – вправо вниз. Перша надходить у плече 1, а друга – у плече 2. Таким чином, пристрій дозволяє провести аналіз поляризації хвилі, що лінійно поляризована так, що площина поляризації орієнтована під довільним кутом.

За  $\theta_2 = n\pi + \pi/2$  прилад працює аналогічно з тією лише різницею, що необхідно поміняти місцями номери виходів.

Через взаємність, якщо в плечі 1 і 2 вводяться хвилі у фазі, у круглому хвилеводі з'являється хвиля з лінійною поляризацією, напрямок якої залежить від амплітуд падаючих хвиль;

б) якщо  $\theta_2 = n\pi + \pi/4$ , то властивості з'єднання змінюються. Матриця розсіювання набуде вигляду

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \mp j \\ 0 & 0 & -1 & \mp j \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ \mp j & \mp j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7.4)$$

Якщо в плече 1 надходить сигнал, то в круглому хвилеводі з'явиться хвиля з круговою поляризацією. Тепер пристрій діє подібно чвертьхвильовій пластині, водночас замінюючи собою перехід від прямокутного до круглого хвилеводу. Площина поляризації вихідного сигналу обертається за годинниковою стрілкою за  $\theta_2 = n\pi + \pi/4$  і проти годинникової стрілки за  $\theta_2 = n\pi - \pi/4$ .

У разі заданого значення  $\theta_2$  сигнал, що надходить у плече 2, збудить у круглому хвилеводі хвилю, кругова поляризація якої буде спрямована в протилежний бік.

Можливий і зворотний ефект. Якщо в круглий хвилевід надходить сигнал, що має еліптичну поляризацію, то він буде розкладений на складові, поляризовані до кола, одна з яких виявиться в плечі 1, а інші – у плечі 2.

У такий спосіб за допомогою турнікетного з'єднання можна синтезувати будь-яку еліптичну поляризацію, змінюючи амплітуду і фазу хвиль, що надходять у плечі 1 і 2, і навпаки, вимірюючи амплітуди вихідних із плечей 1-ї і 2-ї хвиль, можна визначити параметри поляризації падаючої хвилі в круглому хвилеводі.

Якщо сигнал із плеча 1 збуджує в круглому хвилеводі сигнал із круговою поляризацією певного напрямку обертання, то за того ж напрямку кругової поляризації хвиля, що надходить у з'єднання через круглий хвилевід, має надійти в плече 2. Це явище використовують на практиці для комутації безперервних сигналів. Тобто якщо турнікетне з'єднання налаштоване на кругову поляризацію  $\theta_2 = \pi/4$ , то сигнал, що надходить у плече 1, збудить на виході круглого хвилеводу хвилю з правою круговою поляризацією. Після відбиття від будь-якої ізотропної поверхні (метал, діелектрик тощо), що знаходиться або в самому круглому хвилеводі, або в зовнішньому просторі, що опромінюється, ця хвиля повернеться зі зворотним (лівим) напрямком кругової поляризації. Коли ця відбита хвиля надійде назад у турнікет, вихідний сигнал буде спостерігатися тільки в плечі 2. У такий спосіб турнікетне з'єднання виконує функції антенного перемикача, що забезпечує розв'язку між виходом передавача і входом приймача.

На базі турнікетного з'єднання можливе створення *циркулятора*. Якщо закортити круглий хвилевід і ввести в нього *ротатор*, що повертає площину поляризації хвилі на  $45^\circ$ , то за визначеної відстані між короткозамикачем і площиною відліку  $\theta = \pi$  можна одержати чотириплечовий циркулятор 1-2-3-4-1.

На електричних схемах турнікетне з'єднання позначається як перехрещення двох прямокутних й одного круглого хвилеводів (рис.7.1,б).

### Контрольні питання

1. Яка конструкція турнікетного з'єднання?
2. У який спосіб нумерують плечі турнікетного з'єднання?
3. Яким чином досягти узгодження в плечах турнікетного з'єднання?
4. Який вигляд має канонічна форма матриці розсіювання турнікетного з'єднання і її фізичний зміст?
5. У який спосіб нумерують плечі турнікетного з'єднання у випадку короткозамкнених плечей 2, 4?
6. Який вигляд має канонічна форма матриці розсіювання турнікетного з'єднання у разі короткозамкнених плечей 2, 4 і її фізичний зміст?
7. Яке призначення турнікетного з'єднання та основні схеми його застосування?

### Список рекомендованої літератури

- Головко, В.И. Радиолокационный контроль металлургических процессов [Текст] / В.И. Головко і др. – Д.: Журфонд, 2010. – 428 с.
- Альтман, Дж. Устройства СВЧ [Текст] / Дж. Альтман; пер. с англ.; под ред. И. В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 488 с.
- Бова, Н. Т. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Н. Т. Бова, Г. Б. Резников. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Вища шк., 1982. – 278 с.
- Будурис, Ж. Цепи сверхвысоких частот [Текст] / Ж. Будурис, П.Шеневье; пер. с фр.; под ред. А. Л. Зиновьева. – М.: Сов. радио, 1979. – 288 с.
- Григорьев, А. Д. Электродинамика и микроволновая техника [Текст]: учеб. пособие для вузов / А. Д. Григорьев. – СПб.: Лань, 2007. – 704 с.
- Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ [Текст]: в 2 т. / И. В. Лебедев. – М.: Высш. шк., 1970. Т.1. – 440 с.
- Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ [Текст]: учеб. пособие / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М.: Высш. шк., 1981. – 295 с.
- Pozar, D. M., Microwave Engineering [Text] / D. M. Pozar. – 3-rd edition. – N.Y.: Wiley, 2005. – 700 p.
- Colin, R. E. Foundations for Microwave Engineering [Text] / R. E. Colin. – 2-nd edition. – N.Y.: Wiley-Interscience, 2001. – 924 p.

## Зміст

Вступ .....	3
1. Пристрої НВЧ .....	4
1.1. Класифікація елементів НВЧ тракту .....	4
1.2. Багатополюсники НВЧ .....	5
2. Двополюсники .....	7
2.1. Узгоджені навантаження .....	7
2.2. Реактивні навантаження .....	8
2.3. Перетворювачі НВЧ потужності .....	10
3. Чотиріполюсники .....	14
3.1. Розніми та з'єднання .....	15
3.2. Переходи між лініями різних типів .....	17
3.3. Нерегулярності у хвилеводі .....	20
3.4. Згини і скручення хвилеводів .....	22
3.5. Атенюатори .....	24
3.6. Фазообертачі .....	27
3.7. Узгоджувальні трансформатори .....	32
4. Резонатори і фільтри НВЧ .....	35
4.1. Об'ємні резонатори .....	35
4.2. Основні типи резонаторів .....	40
4.3. Відкриті резонатори .....	44
4.4. Діелектричні резонатори .....	46
4.5. Резонатор, увімкнений на прохід .....	47
4.6. Частотні фільтри .....	48
5. Шестиполюсники .....	54
5.1. Y-трійники .....	54
5.2. E- і H-трійники .....	55
5.3. Шестиполюсні подільники потужності .....	56
6. Восьмиполюсники .....	58
6.1. Спрямовані відгалужувачі .....	58
6.2. Мостові пристрої .....	64
6.3. Хрестоподібне з'єднання .....	71
6.4. Резонатор біжучої хвилі .....	72
7. Дванадцятиполюсники .....	75
Список рекомендованої літератури .....	79