

# **BÀI GIẢNG MÔN HỌC KỸ THUẬT SIÊU CAO TẦN**

## **Chương 1: GIỚI THIỆU**

1. Khái niệm, quy ước các dải tần số sóng điện từ
2. Mô hình thông số tập trung và thông số phân bố.
3. Lịch sử và ứng dụng

## **Chương 2: LÝ THUYẾT ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG.**

- 2.1 Mô hình mạch các phần tử tập trung cho đường dây truyền sóng
- 2.2 Phân tích trường trên đường dây
- 2.3 Đường truyền không tổn hao có tải kết cuối
- 2.4 Giảm đồ Smith
- 2.5 Bộ biến đổi  $\frac{1}{4}$  bước sóng
- 2.6 Nguồn và tải không phối hợp trở kháng
- 2.7 Đường truyền tổn hao

Bài tập chương

## **Chương 3: MẠNG SIÊU CAO TẦN**

- 3.1 Trở kháng, điện áp và dòng tương đương
- 3.2 Ma trận trở kháng và ma trận dẫn nạp
- 3.3 Ma trận tán xạ
- 3.4 Ma trận truyền (ABCD)
- 3.5 Đồ thị dòng tín hiệu

Bài tập chương

## **Chương 4: PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG VÀ ĐIỀU CHỈNH**

- 4.1 Giới thiệu
- 4.2 Phối hợp trở kháng dùng các phần tử tập trung (mạng L)
- 4.3 Phối hợp trở kháng dùng dây chêm
- 4.4 Bộ ghép  $\frac{1}{4}$  bước sóng
- 4.5 Lý thuyết phản xạ nhỏ
- 4.6 Bộ phối hợp trở kháng đa đoạn dạng nhị thức
- 4.7 Bộ ghép dải rộng và tiêu chuẩn Bode – Fano

Bài tập chương

## **Chương 5: CHIA CÔNG SUẤT VÀ GHÉP ĐỊNH HƯỚNG**

- 5.1 Giới thiệu
- 5.2 Các đặc trưng cơ bản
- 5.3 Bộ chia công suất hình T
- 5.4 Bộ chia công suất Wilkinson
- 5.5 Ghép định hướng ống dẫn sóng
- 5.6 Các bộ lai (ghép hỗn tạp)

Bài tập chương

## **Chương 6: CÁC BỘ LỌC SIÊU CAO TẦN**

- 6.1 Giới thiệu
- 6.2 Các cấu trúc tuần hoàn
- 6.3 Thiết kế bộ lọc dùng phương pháp thông số ảnh

- 6.4 Thiết kế bộ lọc dùng phương pháp tổn hao chèn
  - 6.5 Thiết kế bộ lọc SCT
  - 6.6 Một số loại bộ lọc thường gặp
- Bài tập chương

## Chương 1: **GIỚI THIỆU**

### 1. Khái niệm:

Khái niệm siêu cao tần được hiểu tùy theo trường phái hoặc quốc gia, có thể từ 30 MHz – 300 GHz <sup>(1)</sup> hoặc 300MHz – 300 GHz <sup>(2)</sup>, hoặc 1 GHz – 300 GHz <sup>(3)</sup>

### Các dải tần số

AM phát thanh 535 – 1605 kHz	L – band	1 – 2 GHz
Vô tuyến sóng ngắn 3 – 30 MHz	S – band	2 – 4 GHz
Phát thanh FM 88 – 108 MHz	C – band	4 – 8 GHz
VHF – TV (2 – 4) 54 – 72 MHz	X – band	8 – 12 GHz
VHF – TV (5– 6) 76 – 88 MHz	Ku – band	12 – 18 GHz
UHF – TV (7 - 13) 174 - 216 MHz	K – band	18 - 26 GHz
UHF – TV (14 - 83) 470 - 894 MHz	Ka – band	26 - 40 GHz
Lò vi ba 2.45 GHz	U – band	40 – 60 GHz

\* Vì tần số cao ở dải microwaves nên lý thuyết mạch cơ sở không còn hiệu lực, do pha của áp dòng thay đổi đáng kể trong các phần tử (các phần tử phân bố).

\* Thông số tập trung: là các đại lượng đặc tính điện xuất hiện hoặc tồn tại ở một vị trí xác định nào đó của mạch điện. Thông số tập trung được biểu diễn bởi một phần tử điện tương ứng (phần tử tập trung – Lumped circuit element), có thể xác định hoặc đo đặc trực tiếp (chẳng hạn R, C, L, nguồn áp, nguồn dòng).

\* Thông số phân bố: (distributed element) của mạch điện là các đại lượng đặc tính điện không tồn tại ở duy nhất một vị trí cố định trong mạch điện mà được rải đều trên chiều dài của mạch. Thông số phân bố thường được dùng trong lĩnh vực SCT, trong các hệ thống truyền sóng (đường dây truyền sóng, ống dẫn sóng, không gian tự do...) Thông số phân bố không xác định bằng cách đo đặc trực tiếp.

\* Trong lĩnh vực SCT, khi  $\lambda$  so sánh được với kích thước của mạch thì phải xét cấu trúc của mạch như một hệ phân bố. Đồng thời khi xét hệ phân bố, nếu chỉ xét một phần mạch điện có kích thước  $\ll \lambda$  thì có thể thay tương đương phần mạch điện này bằng một mạch điện có thông số tập trung để đơn giản hóa bài toán.

### 2. Lịch sử và ứng dụng:

- Lĩnh vực SCT được coi như một chuyên ngành cơ sở, có nền móng được phát triển trên 100 năm và đặc biệt phát triển mạnh do các ứng dụng trong radar.

- Sự phát triển của kỹ thuật SCT gắn liền với những thành tựu trong lĩnh vực các linh kiện high – frequency – solid – state devices, các mạch tích hợp SCT và các vi hệ hiện đại.

- Maxwell (1873) trường điện từ → Heaviside (1885 – 1887) lý thuyết ống dẫn sóng → Heinrich Hertz (1887 – 1891) thí nghiệm ống dẫn sóng → Radiation Laboratory ở Massachusetts Institute of Tech. (MIT)

\* Ứng dụng:

- Anten có độ lợi cao

- Thông tin băng rộng (dung lượng lớn), chẳng hạn độ rộng băng 1% của tần số 600 MHz là 6 MHz ( là độ rộng của một kênh TV đơn lẻ), 1% ở 60 GHz là 600 MHz (chứa được 100 kênh TV). Đây là tiêu chuẩn quan trọng vì các dải tần có thể sử dụng ngày càng ít đi.

- Thông tin vệ tinh với dung lượng lớn do sóng SCT không bị bẻ cong bởi tầng ion

- Lĩnh vực radar vì diện tích phản xạ hiệu dụng của mục tiêu tỷ lệ với kích thước điện của mục tiêu và kết hợp với cao độ lợi của anten trong dải SCT.

- Các cộng hưởng phân tử, nguyên tử, hạt nhân xảy ra ở vùng tần số SCT do đó kỹ thuật SCT được sử dụng trong các lĩnh vực khoa học cơ bản, cảm biến từ xa, chẩn trị y học và nhiệt học.

\* Các lĩnh vực ứng dụng chính hiện nay là radar và các hệ thống thông tin:

- Tìm kiếm, định vị mục tiêu cho các hệ thống điều khiển giao thông, dò tìm hỏa tiễn, các hệ thống tránh va chạm, dự báo thời tiết...

- Các hệ thống thông tin: Long – haul telephone, data and TV transmissions; wireless telecom. Như DBS: Direct Broadcast Satellite television; PCSs: Personal communications systems; WLANS: wireless local area computer networks; CV: cellular video systems; GPS: Global positioning satellite systems, hoạt động trong dải tần từ 1.5 đến 94 GHz.

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

# Chương 2: LÝ THUYẾT ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG

## §2.1 Mô hình mạch các phần tử tập trung cho một đường dây truyền sóng

### 1) Mô hình:

- Khác biệt mấu chốt giữa lý thuyết mạch và lý thuyết đường dây là ở chỗ kích thước điện. LTM giả thiết kích thước của mạch nhỏ hơn rất nhiều so với bước sóng, trong khi lý thuyết đường dây khảo sát các mạch có kích thước so sánh được với bước sóng, tức là coi đường dây như là một mạch có thông số phân bố, trong đó áp và dòng có thể có biên độ và pha thay đổi theo chiều dài của dây.

- Vì các đường truyền cho sóng TEM luôn có ít nhất hai vật dẫn nên thông thường chúng được mô tả bởi hai dây song hành, trên đó mỗi đoạn có chiều dài  $\Delta z$  có thể được coi như là một mạch có phần tử tập trung với  $R, L, G, C$  là các đại lượng tính trên một đơn vị chiều dài.

Hình (2.1)

$R$ : Điện trở nối tiếp trên một đơn vị chiều dài cho cả hai vật dẫn,  $\Omega/m$

$L$ : Điện cảm nối tiếp trên một đơn vị chiều dài cho cả hai vật dẫn,  $H/m$

$G$ : Dẫn nạp shunt trên đơn vị chiều dài,  $S/m$ .

$C$ : Điện dung shunt trên đơn vị chiều dài,  $F/m$

\*  $L$  biểu thị độ tự cảm tổng của hai vật dẫn và  $C$  là điện dung do vị trí tương đối gần nhau của hai vật dẫn.  $R$  xuất hiện do độ dẫn điện hữu hạn của các vật dẫn và  $G$  mô tả tổn hao điện môi trong vật liệu phân cách các vật dẫn. Một đoạn dây hữu hạn có thể coi như một chuỗi các khâu như (hình 2.1)

- Áp dụng định luật Kirchhoff cho hình 2.1  $\Rightarrow$

$$\left\{ \begin{array}{l} v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \end{array} \right. \quad (2.1a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \end{array} \right. \quad (2.1b)$$

Lấy giới hạn (2.1a) và (2.1b) khi  $\Delta z \rightarrow 0 \Rightarrow$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \end{array} \right. \quad (2.2a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \end{array} \right. \quad (2.2b)$$

Đây là các phương trình dạng time – domain của đường dây (trong miền thời gian), còn có tên là các phương trình telegraph.

Nếu  $v(z, t)$  và  $i(z, t)$  là các dao động điều hòa ở dạng phức thì (1.2)  $\rightarrow$

$$\begin{cases} \frac{\partial V_{(z)}}{\partial z} = -(R + j\omega L)I_{(z)} & (2.3a) \\ \frac{\partial I_{(z)}}{\partial z} = -(G + j\omega C)V_{(z)} & (2.3b) \end{cases}$$

Chú ý: (2.3) Có dạng tương tự hai phương trình đầu của hệ phương trình Maxwell

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon \vec{E}$$

## 2) Sự truyền sóng trên đường dây

Để thấy có thể đưa (2.3 a,b) về dạng

$$\begin{cases} \frac{d^2 V_{(z)}}{dz^2} - \gamma^2 V_{(z)} = 0 & (2.4a) \\ \frac{d^2 I_{(z)}}{dz^2} - \gamma^2 I_{(z)} = 0 & (2.4b) \end{cases}$$

Trong đó  $\gamma$  là hằng số truyền sóng phức, là một hàm của tần số. Lời giải dạng sóng chạy của (2.4) có thể tìm dưới dạng :

$$\begin{cases} V_{(z)} = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} & (2.5a) \\ I_{(z)} = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} & (2.5b) \end{cases}$$

Từ 2.5b có thể viết dưới dạng :

$$I_{(z)} = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z} \quad (2.6)$$

Chuyển về miền thời gian thì sóng điện áp có thể được biểu diễn bởi :

$$v_{(z,t)} = |V_o^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_o^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.7)$$

Trong đó:  $\phi^\pm$  là góc pha của điện áp phức  $|V_o^\pm|$ ,

Khi đó bước sóng được tính bởi :  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.8)$

Vận tốc pha :  $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.9)$

### 3) Đường dây không tổn hao:

(2.7) là nghiệm tổng quát cho đường dây có tổn hao với hằng số truyền và trở kháng đặc trưng có dạng phức. Trong nhiều trường hợp thực tế tổn hao đường dây rất bé, có thể bỏ qua khi đó có thể coi  $R = G = 0$  và ta có

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.10)$$

$$\Rightarrow \alpha = 0, \beta = \omega\sqrt{LC}$$

$\Rightarrow$  Trở kháng đặc trưng:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{là một số thực} \quad (2.11)$$

Khi đó:

$$\begin{cases} V_{(z)} = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \\ I_{(z)} = I_o^+ e^{-j\beta z} + I_o^- e^{j\beta z} \end{cases} \quad (2.12a)$$

$$(2.12b)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

cuu duong than cong . com

## §2.2 TRƯỜNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY

Trong tiết này chúng ta sẽ tìm lại các thông số  $R, L, G, C$  từ các vector trường và áp dụng cho trường hợp cụ thể là đường truyền đồng trục.

### 1, Các thông số đường truyền

Xét đoạn dây đồng nhất, dài 1m với các vector  $\vec{E}$ , vector  $\vec{H}$  như hình vẽ

- $S$ : Diện tích mặt cắt của dây
- Giả thiết  $V_0 e^{\pm j\beta z}$  và  $I_0 e^{\pm j\beta z}$  là áp và dòng giữa các vật dẫn.
- Năng lượng từ trường trung bình tích tụ trên 1m dây có dạng

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_s \vec{H} \cdot \vec{H}^* ds \Rightarrow L = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_s \vec{H} \cdot \vec{H}^* ds \quad (H / m) \quad (2.15)$$

- Tương tự điện năng trung bình tích tụ trên đơn vị chiều dài là:

$$W_l = \frac{\epsilon}{4} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds \Rightarrow C = \frac{\epsilon}{|V_0|^2} \int_s \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds \quad (F / m) \quad (2.16)$$

- Công suất tổn hao trên một đơn vị chiều dài do độ dẫn điện hữu hạn của vật dẫn kim loại là:

$$P_c = \frac{R_s}{2} \int_{C_1+C_2} \vec{H} \cdot \vec{H}^* dl \quad (\text{Giả thiết } \vec{H} \text{ nằm trên } S)$$

$$\text{Với } R_s = \frac{1}{\sigma \delta_s} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad \text{là điện trở bề mặt của kim loại}$$

- Theo Lý thuyết mạch  $\Rightarrow$

$$R = \frac{R_s}{|I_0|^2} \int_{C_1+C_2} \vec{H} \cdot \vec{H}^* dl (\Omega / m) \quad (2.17)$$

- Công suất tổn hao điện môi trung bình trên đơn vị chiều dài là :

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \int_S \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds$$

Với  $\varepsilon''$  là phần ảo của hằng số điện môi phức  $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - jtg\delta)$

Theo LTM  $\Rightarrow$  Độ lợi G là:

$$G = \frac{\omega \varepsilon''}{|V_0|^2} \int_S \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds (S / m) \quad (2.18)$$

**2, Ví dụ:** Các thông số đường dây của đường truyền đồng trục trường của sóng TEM trong đường truyền đồng trục có thể biểu diễn bởi :

$$\vec{E} = \frac{V_0 \hat{\rho}}{\rho \ln \frac{b}{a}} e^{-\gamma z}, \quad \vec{H} = \frac{I_0 \hat{\phi}}{2\pi \rho} e^{-\gamma z}, \quad \varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'', \quad \mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

( $\hat{\rho}$  và  $\hat{\phi}$  là các vector đơn vị theo phương  $\rho$  và  $\phi$ )

$$\Rightarrow L = \frac{\mu}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{1}{\rho^2} \rho d\rho d\phi = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} (H / m)$$

$$C = \frac{2\pi \varepsilon'}{\ln \frac{b}{a}} (F / m)$$

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) (\Omega / m)$$

$$G = \frac{2\pi \omega \varepsilon''}{\ln \frac{b}{a}} (S / m)$$

\* Các thông số đường truyền của một số loại đường dây

L	$\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{D}{2a} \right)$	$\frac{\mu d}{W}$
C	$\frac{\pi \varepsilon'}{\cosh^{-1} (D/2a)}$	$\frac{\varepsilon' W}{d}$

R	$\frac{R_s}{\pi a}$	$\frac{2R_s}{W}$
G	$\frac{\pi\omega\epsilon'}{\text{Cosh}^{-1}(D/2a)}$	$\frac{\omega\epsilon''W}{d}$

### 3, Hằng số truyền sóng, trở kháng đặc tính và dòng công suất

- Các phương trình telegraph (2.3 a,b) có thể thu được từ hệ phương trình Maxwell

- Xét đường truyền đồng trục trên đó có sóng TEM được đặc trưng bởi:

$$E_z = H_z = 0 \text{ và } \frac{\partial}{\partial \phi} = 0 \text{ (do tính đối xứng trục)}$$

$$\text{Hệ phương trình Maxwell} \quad \nabla_{\times} \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.19a)$$

$$\nabla_{\times} \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.19b)$$

với  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  (có tổn hao điện môi, bỏ qua tổn hao điện dẫn)

(2.19) có thể được triển khai thành:

$$-\rho \frac{\partial E_{\phi}}{\partial z} + \phi \frac{\partial E_{\rho}}{\partial z} + z \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho E_{\phi}) = -j\omega\mu(\rho H_{\rho} + \phi H_{\phi}) \quad (2.20a)$$

$$-\rho \frac{\partial H_{\phi}}{\partial z} + \phi \frac{\partial H_{\rho}}{\partial z} + z \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho E_{\phi}) = j\omega\epsilon(\rho E_{\rho} + \phi E_{\phi}) \quad (2.20b)$$

Vì thành phần  $\hat{z}$  phải triệt tiêu nên :

$$E_{\phi} = \frac{f(z)}{\rho} \quad (2.21a)$$

$$H_{\phi} = \frac{g(z)}{\rho} \quad (2.21b)$$

- Điều kiện biên  $E_{\phi} = 0$  tại  $\rho = a, b \Rightarrow E_{\phi} = 0$  tại mọi nơi  
từ (2.20a)  $\Rightarrow H_{\rho} = 0$ ; khi đó có thể viết lại :

$$\frac{\partial E_{\rho}}{\partial z} = -j\omega\mu H_{\phi} \quad (2.22a)$$

$$\frac{\partial H_{\phi}}{\partial z} = -j\omega\epsilon E_{\rho} \quad (2.22b)$$

Từ dạng  $H_{\phi}$  (2.21b) và (2.22a)  $\Rightarrow$

$$E_{\rho} = \frac{h_z}{\rho} \quad (2.23)$$

- Sử dụng (2.21b) và (2.23)  $\Rightarrow$

$$\frac{\partial h(z)}{\partial z} = -j\omega\mu g(z) \quad (2.24a)$$

$$\frac{\partial g(z)}{\partial z} = -j\omega\epsilon h(z) \quad (2.24b)$$

$\Rightarrow$  - Điện áp giữa hai vật dẫn có dạng:

$$V_{(z)} = \int_{\rho=a}^b E_{\rho}(\rho, z) d\rho = h(z) \ln \frac{b}{a} \quad (2.25a)$$

- Dòng điện toàn phần trên vật dẫn trong tại  $\rho = a$  có dạng:



$$I_{(z)} = \int_{\phi=0}^{2\pi} H_{\rho}(a, z) a. d\phi = 2\pi. g(z) \quad (2.25b)$$

- Kết hợp giữa (2.24) và (2.25) =>

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -j\omega LI(z) \quad (2.26a)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.26b)$$

\* Hằng số truyền sóng :

$$\frac{\partial^2 E_{\rho}}{\partial Z^2} + \omega^2 \mu \epsilon E_{\rho} = 0 \quad (2.27)$$

$$\gamma^2 = -\omega^2 \mu \epsilon \Rightarrow \gamma = \alpha + j\beta$$

Với môi trường không tổn hao =>

$$\gamma = j\beta \text{ với } \beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \omega\sqrt{LC} \quad (2.28)$$

\* Trở kháng sóng :

$$Z_{\omega} = \frac{E_{\rho}}{H_{\phi}} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (2.29)$$

Với  $\eta$  là trở kháng nội của môi trường

\* Trở kháng đặc tính của đường truyền đồng trục

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{E_{\rho} \ln \frac{b}{a}}{2\pi H_{\phi}} = \frac{\eta \ln \frac{b}{a}}{2\pi} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\ln \frac{b}{a}}{2\pi} \quad (2.30)$$

\* Dòng công suất (theo hướng lan truyền Z) có thể được tính qua vector Poynting:

$$P = \frac{1}{2} \int_S \vec{E} \times \vec{H} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\rho=a}^b \frac{V_0 I_0^*}{2\pi \rho^2 \ln \frac{b}{a}} \rho. d\rho. d\phi = \frac{1}{2} V_0 I_0^* \quad (2.31)$$

(2.29) trùng với kết quả của lý thuyết mạch. Điều này chứng tỏ công suất được truyền đi bởi sự lan truyền của trường điện từ giữa hai vật dẫn.

## §2.3 ĐƯỜNG TRUYỀN KHÔNG TỔN HAO CÓ TẢI KẾT CUỐI

### 1, Hệ số phản xạ điện áp:

- Xét đường truyền không tổn hao có tải đầu cuối với trở kháng  $Z_L$ . Khi đó sẽ xuất hiện sóng phản xạ trên đường truyền. Đây là đặc trưng cơ sở của các hệ phân bố

Giả thiết có một sóng tới có dạng:  $V_0^+ e^{-j\beta z}$  được phát bởi một nguồn định xứ ở miền  $Z < 0$ . Tỷ số của áp trên dòng của sóng chạy này là  $Z_0$ . Vì có tải đầu cuối với trở kháng  $Z_L$  nên xuất hiện sóng phản xạ có biên độ xác định thỏa mãn  $Z_L = \frac{V_L}{I_L}$ . Khi đó:

- Điện áp tổng cộng có dạng :

$$V_{(z)} = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.32a)$$

- Dòng tổng :

$$I_{(z)} = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.32b)$$

- Tại đầu cuối ta có điều kiện biên ( $z = 0$ )

$$Z_L = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \Rightarrow V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+$$

\* Định nghĩa hệ số phản xạ biên độ điện áp  $\Gamma$ :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.33)$$

Khi đó  $\Rightarrow$

$$V_{(z)} = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.34a)$$

$$I_{(z)} = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.34b)$$

- Sóng áp và dòng dạng (2.32) là chồng chất của sóng tới và sóng phản xạ, gọi là sóng đứng. Chỉ khi  $\Gamma = 0$  mới không có sóng phản xạ. Để nhận được  $\Gamma = 0$  thì  $Z_L = Z_0$ , khi đó ta nói tải cân bằng trở kháng (phù hợp trở kháng) với đường dây (hay tải phối hợp)

## 2, Tỷ số sóng đứng: (SWR: Standing wave ratio)

- Dòng công suất trung bình dọc theo đường truyền tại điểm Z:

$$P_{av} = \frac{1}{2} R_e [V_{(z)} \cdot I_{(z)}^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} R_e \{1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\}$$

$$\Rightarrow P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.35)$$

- Nhận xét: Dòng công suất trung bình bằng const tại mọi điểm trên đường truyền. Công suất toàn phần đặt trên tải  $P_{av}$  bằng công suất sóng đến  $\frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}$  trừ đi

công suất phản xạ  $\frac{|V_0^+|^2 |\Gamma|^2}{2Z_0}$  nếu  $\Gamma = 0$  công suất tiêu thụ trên tải cực đại (giả thiết máy phát được phối hợp trở kháng với đường dây sao cho không có sóng phản xạ từ miền  $Z < 0$ .)

- Khi tải không phối hợp với trở kháng (mismatched) sẽ có tổn hao quay ngược (return loss – RL):

$$RL = -20 \lg |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.36)$$

+ Nhận xét:

- Với tải phối hợp ( $\Gamma = 0$ )  $\Rightarrow RL = \infty$  dB
- Với tải phản xạ toàn phần ( $|\Gamma| = 1$ )  $\rightarrow RL = 0$  dB

- Khi tải phối hợp ( $\Gamma = 0$ ) thì biên độ điện áp  $|V_{(z)}| = |V_0^+| = \text{const}$ , đường dây được gọi là “phẳng” (flat).

- Khi tải không phối hợp  $\rightarrow$  tồn tại sóng phản xạ  $\rightarrow$  xuất hiện sóng đứng (biên độ áp trên đường dây không bằng hằng).

$$\text{Từ (2.34a)} \rightarrow |V_{(z)}| = |V_0^+| |1 + \Gamma| e^{j(\phi - 2\beta\ell)} \quad (2.37)$$

Trong đó: -  $\ell$ : khoảng cách tính từ tải  $z = 0$

-  $\phi$ : pha của hệ số phản xạ  $\Gamma = |\Gamma| e^{j\phi}$

=> Nhận xét: + Biên độ điện áp dao động theo tọa độ

$$+ |V_{(z)}| = V_{\max} |e^{j(\phi - 2\beta\ell)}| = |V_0^+| |1 + \Gamma| \quad (2.38)$$

+ Nếu  $|\Gamma|$  tăng thì tỷ số  $V_{\max}/V_{\min}$  tăng theo, do đó  $V_{\max}/V_{\min}$  có thể dùng để đo sự mất phối hợp trở kháng (mismatch) của đường dây, gọi là tỷ số sóng đứng (Standing wave ratio, SWR):

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.39)$$

hay Voltage\_SWR, hay VSWR

Nhận xét:

+  $1 \leq SWR \leq \infty$ ,  $SWR = 1 \Leftrightarrow$  matched Load

+ Khoảng cách giữa hai cực đại liên tiếp là:

$$\ell = 2\pi / 2\beta = \lambda / 2$$

+ Khoảng cách giữa 2 cực trị liên tiếp là

$$\ell = \pi / 2\beta = \lambda / 4 \quad \text{với } \lambda : \text{ bước sóng} = \frac{2\pi}{\beta}$$

+ Định nghĩa (2.31) về  $\Gamma$  có thể tổng quát hóa cho mọi điểm  $l$  trên đường dây như sau: với  $Z = -\ell$

Tỷ số thành phần phản xạ trên thành phần tới là:

$$\Gamma_{(\ell)} = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma_{(0)} e^{-j2\beta\ell} \quad (2.40)$$

Với  $\Gamma_{(0)}$  là hệ số phản xạ tại  $Z = 0$  cho bởi (2.31)

- Vì dòng công suất bằng const, mà biên độ điện áp thay đổi theo  $l \rightarrow$  trở kháng vào của đoạn dây  $\ell$  + tải phải thay đổi.

=> Định nghĩa trở kháng vào của đoạn dây  $\ell$  + tải nhìn theo hướng thuận

$$Z_{in} = \frac{V_{(-\ell)}}{I_{(-\ell)}} = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} Z_0 \quad (2.41)$$

Dùng (2.31)  $\Rightarrow$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \quad (2.42)$$

### 3, Các trường hợp đặc biệt:

a) Ngắn mạch đầu cuối:  $Z_L = 0$

- từ (2.31)  $\Rightarrow \Gamma = -1$
- từ (2.37)  $\Rightarrow SWR = \infty$
- từ (2.32)  $\Rightarrow V_{(z)} = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (2.43a)$

$$I_{(z)} = \frac{2V_0^+}{Z_0} \cos \beta z \quad (2.43b)$$

$\Rightarrow V = 0$  tại đầu cuối và  $I = \max$

- từ (2.40)  $\Rightarrow$  trở kháng vào của đoạn dây  $\ell$  là:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta\ell \quad (2.43c)$$

$\Rightarrow Z_{in}$  thuần phức,  $Z_{in} = 0$  khi  $\ell = 0, Z_{in} = \infty$  (hở mạch) khi  $\ell = \lambda/4$

$Z_{in}$  biến thiên tuần hoàn theo  $\ell$  với chu kỳ  $\lambda/2$

b) Hở mạch đầu cuối:  $Z_L = \infty$ , từ (2.31)  $\Rightarrow \Gamma = 1, SWR = \infty$

$$V_{(z)} = 2V_0^+ \cos \beta z \quad (2.44a)$$

$$I_{(z)} = \frac{-2jV_0^+}{Z_0} \sin \beta z \quad (2.44b)$$

$$\Rightarrow I = 0 \text{ tại } Z = 0, V = V_{\max}, \quad Z_{in(\ell)} = -jZ_0 \cot \beta\ell \quad (2.44c)$$

c) Sự thay đổi của  $Z_{in}(\ell)$

$$Z_{in}(\ell = \lambda/2) = Z_L \quad (2.45)$$

(từ 2.40)  $\Rightarrow$  Đoạn dây dài nguyên lần nửa bước sóng không làm thay đổi trở kháng tải bất kể giá trị của trở kháng đặc trưng.

$$Z_{in(l=\lambda/4)} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.46)$$

→ “Đoạn biến đổi một phần tư bước sóng” vì nó biến đổi nghịch đảo  $Z_L$

d) Ghép hai đường dây : Dùng đường dây có trở kháng đặc trưng  $Z_0$  nối đường dây có trở kháng đặc trưng khác  $Z_1$

Giả thiết bỏ qua sóng phản xạ từ đường dây  $Z_1$  ( tức nó dài  $\infty$  hoặc được kết cuối bởi tải có trở kháng bằng  $Z_1$ )

$$\text{Khi đó: } \Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.47)$$

Nhận xét:

- Không phải tất cả các sóng tới đều bị phản xạ, một số sẽ truyền tiếp lên đường dây thứ hai với biên độ xác định bởi hệ số truyền T

- Từ (1.32a)  $\Rightarrow$  với  $z < 0$

$$V_{(z)}|_{z<0} = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.48a)$$

với  $z > 0$

$$V_{(z)}|_{z>0} = V_0^+ \Gamma e^{-j\beta z} \quad (2.48b)$$

(Bỏ qua sóng phản xạ trên đường dây 2)

- Cân bằng (2.46 a) và (2.46b) tại  $z = 0 \Rightarrow$

$$T = 1 + \Gamma = 1 + \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0} \quad (2.49)$$

- Hệ số truyền giữa hai điểm của một mạch thường được biểu diễn theo dB, gọi là tổn hao chèn (IL: Insertion loss)

$$IL = -20 \lg |T| \text{ (dB)} \quad (2.50)$$

Phụ chú: - Tỷ số biên độ theo đơn vị Nepers (Np)

$$\ln \frac{V_1}{V_2} \text{ (Np)}$$

- Tỷ số công suất theo Np:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \text{ (Np)}$$

1Np tương đương với tỉ số công suất  $= e^2 \Rightarrow$

$$1\text{Np} = 10 \lg e^2 = 8,686 \text{ dB}$$

## §2.4 GIẢN ĐỒ SMITH

- Giản đồ Smith, do P. Smith đưa ra năm 1939 tại Bell Telephone Laboratories, là phương pháp đồ thị được dùng rộng rãi nhất cho các bài toán về trở kháng và các hiện tượng trên đường dây truyền sóng.

**1. Đồ thị Smith:** Thực chất là đồ thị cực của hệ số phản xạ điện áp  $\Gamma$ .

- Giả sử  $\Gamma$  có thể được biểu diễn dưới dạng cực (theo biên độ và pha)  $\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi}$ .

Khi đó mỗi giá trị  $\Gamma$  được biểu diễn bởi 1 điểm trong hệ tọa độ cực.

- Trong tọa độ Smith người ta dùng trở kháng chuẩn hóa  $Z = \frac{Z}{Z_0}$  thay  $Z$ .

- Với đường dây không tổn hao được kết nối với tải  $Z_L$  thì hệ số phản xạ có thể được viết qua trở kháng chuẩn hóa như sau:

$$\Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = |\Gamma|e^{j\phi} \quad (2.51)$$

Với  $Z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$  là trở kháng tải chuẩn hóa. từ quan hệ này  $\Rightarrow$

$$Z_L = \frac{1 + |\Gamma|e^{j\phi}}{1 - |\Gamma|e^{j\phi}} \quad (2.52)$$

- Nếu đặt  $\Gamma = \Gamma_r + j \Gamma_i$  và  $Z_L = r_L + j x_L$  thì từ (2.50)  $\Rightarrow$

$$r_L = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.53a)$$

$$x_L = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.53b)$$

- Viết lại (2.51) dưới dạng phương trình đường tròn :

$$\left( \Gamma_r - \frac{r_L}{1 + r_L} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left( \frac{1}{1 + r_L} \right)^2 \quad (2.54a)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left( \Gamma_i - \frac{1}{x_L} \right)^2 = \left( \frac{1}{x_L} \right)^2 \quad (2.54b)$$

Đây là các phương trình của 2 họ đường tròn trong mặt phẳng  $\Gamma_r, \Gamma_i$

- (2.54a) biểu diễn họ các đường tròn điện trở và (2.54b) biểu diễn họ các đường tròn điện kháng.

\* Ví dụ: Với  $r_L = 1$  đường tròn (2.54a) có tâm tại  $\Gamma_r = 0,5, \Gamma_i = 0$ , bán kính bằng 0,5.

\* Chú ý:

- Tất cả các đường tròn điện trở (2.54a) đều có tâm nằm trên trục hoành ( $\Gamma_i = 0$ ) và đi qua điểm (1, 0) hay điểm  $\Gamma = 1$  bên mép phải của giản đồ.

- Tâm của các đường tròn điện kháng (2.54b) nằm trên trục đứng đi qua điểm (1, 0) hay đường  $\Gamma_r = 1$  và cũng đi qua điểm (1, 0) hay điểm  $\Gamma = 1$ .

- Các đường tròn (2.54a) và (2.54b) luôn vuông góc nhau.

\* Ứng dụng: Giản đồ Smith có thể dùng để giải bằng đồ thị phương trình (2.42) cho trở kháng đường dây.

$$Z_{in} = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} Z_0 \quad (2.55)$$

Với  $\Gamma$  là hệ số phản xạ tại tải đầu cuối  $\ell$  là chiều dài đoạn dây.

- Để thấy (2.55) có dạng tương tự (2.52) chỉ khác ở số hạng góc pha trong  $\Gamma$ . Do đó nếu đã có đồ thị  $|\Gamma|e^{j\phi}$  tại tải thì trở kháng vào chuẩn hóa  $\frac{Z_{in}}{Z_0}$  nhìn vào đoạn dây 1 có thể tìm được bằng cách quay điểm thỏa mãn hệ (2.54) đi theo chiều kim đồng hồ 1 góc  $2\beta\ell$  quanh tâm của giản đồ. (Bán kính giữ nguyên vì độ lớn  $|\Gamma|$  không đổi dọc theo chiều đường dây.)

- Để dễ thực hiện các phép quay nói trên, trên giản đồ Smith đã có thang chia độ theo đơn vị bước sóng theo 2 hướng. Vì là thang tương đối nên chỉ có sự khác nhau theo bước sóng giữa 2 điểm trên giản đồ mới có ý nghĩa.

Ví dụ 1: Cho tải có trở kháng  $Z_L = 130 + j90 (\Omega)$  kết cuối đường dây  $50 \Omega$  có chiều dài  $0,3 \lambda$ . Hãy tìm hệ số phản xạ tại tải và hệ số phản xạ tại đầu vào đoạn đường dây, trở kháng vào, hệ số SWR và RL.

**Giải:** Trở tải chuẩn hóa  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 2,60 + j1,8$

→ Tìm giao điểm đường tròn  $r_L = 2,60$  và  $x_L = 1,8$  trên giản đồ M

→ dùng compa đo đoạn OM rồi đối chiếu với thang  $|\Gamma|$  để có  $|\Gamma| = 0,6$

⇒  $SWR = 3,98$ ,  $RL = 4,4 \text{ dB}$

→ kéo dài đoạn OM để có được góc pha của hệ số phản xạ tại tải theo vòng chia độ ở ngoài giản đồ:  $21,8^\circ$

→ vẽ vòng tròn bán kính OM

→ Tìm vị trí của tia OM và vòng chia độ theo bước sóng hướng về nguồn phát (WTG: Wavelengths – toward – generator) cho giá trị  $0,22 \lambda$ .

→ di chuyển điểm  $0,22 \lambda$  đi một đoạn  $0,3 \lambda$  về phía nguồn sẽ cho giá trị  $0,52 \lambda$ , giá trị này ứng với  $0,02 \lambda$ . Vẽ tia từ tâm O qua điểm  $0,02 \lambda$ , tia này cắt vòng tròn bán kính OM tại điểm ứng với  $Z_{in} = 0,255 + j0,117$  sau đó ⇒

$$Z_{in} = Z_0 Z_{in} = 12,7 + j5,8 (\Omega)$$

Góc pha của  $\Gamma$  tại đầu đoạn đường dây là  $165,8^\circ$ .

## 2. Giản đồ Smith với trở kháng và dẫn nạp kết hợp:

- Giản đồ Smith có thể sử dụng cho dẫn nạp chuẩn hóa theo cách tương tự như với trở kháng chuẩn hóa và có thể dùng để chuyển đổi giữa trở kháng và dẫn nạp.

- Trở kháng vào của đoạn đường dây  $\frac{1}{4}$  bước sóng kết cuối tải  $Z_L$  là  $Z_{in} = 1/Z_L$ , đây là cơ sở chuyển đổi một trở kháng chuẩn hóa với một dẫn nạp chuẩn hóa.

- Để ý rằng một đoạn “biến đổi  $\frac{1}{4}$ ” tương đương với phép quay  $180^\circ$  quanh tâm của giản đồ, do đó điểm đối xứng tâm của 1 điểm trở kháng (hoặc điểm dẫn nạp) sẽ là một điểm dẫn nạp (hay điểm trở kháng) tương ứng của cùng một đoạn dây có tải kết cuối. Vậy cùng một giản đồ Smith có thể dùng để tính trở kháng và dẫn nạp cho cùng một bài toán.

- Để tránh nhầm lẫn, có thể dùng giản đồ Smith kép bao gồm cả giản đồ trở kháng và giản đồ dẫn nạp, có dạng tương tự nhau chỉ là hình ảnh đối xứng tâm của nhau.

Ví dụ 2:

Cho tải  $Z_L = 100 + j 50 \Omega$  kết cuối đường dây có trở kháng đặc trưng  $50 \Omega$ .  
 Tìm dẫn nạp của tải và dẫn nạp vào của đoạn đường dây  $0,15 \lambda$ .

**Giải:** +  $Z_L = 2 + j 1$ . có thể tiến hành như các bước ở ví dụ 1 rồi quay góc  $\lambda/4$  trong giản đồ trở kháng, sau đó quay góc  $0,15 \lambda$ .

+ Cũng có thể vẽ điểm  $z_L$  rồi đọc  $y_L$  tương ứng theo thang của giản đồ dẫn nạp:  $y_L = 0,40 - j 0,20 \Rightarrow$

$$Y_L = y_L \cdot Y_0 = \frac{Y_L}{Z_0} = 0,008 - j 0,004 \text{ (S)}$$

Sau đó trên thang WTG tìm điểm tham chiếu tương ứng  $0,214 \lambda$ , di chuyển đoạn  $0,15 \lambda$  cho đến  $0,364 \lambda$ , vẽ tia qua điểm này rồi đọc điểm cắt với vòng tròn SWR cho giá trị  $y = 0,61 + j 0,66 \Rightarrow Y = 0,0122 + j 0,0132 \text{ (S)}$

## §2. 5 ĐỘ BIẾN ĐỔI $\frac{1}{4}$ BƯỚC SÓNG

### 1) Trở kháng:

Giả thiết tải thuần trở  $R_L$  kết cuối đoạn  $\lambda/4$  có trở kháng đặc trưng cần tìm  $Z_1$  sao cho  $\Gamma = 0$  tại đầu vào của nó (đoạn  $\frac{1}{4} \lambda$ )

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta \ell}{Z_1 + jR_L \tan \beta \ell} \quad (2.61)$$

$$\text{Vì } \ell = \frac{\pi}{4}, \beta = \frac{2\pi}{4} \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (2.62)$$

$$\text{Để } \Gamma = 0 \text{ cần có } Z_{in} = Z_0 \Rightarrow Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (2.63)$$

$\Rightarrow$  Không có sóng đứng trên feedline (SWR = 1).

### 2) Đáp ứng tần số:

Ví dụ: Xét tải  $R_L = 100 \Omega$  ghép với đường truyền  $50 \Omega$  qua bộ ghép  $\frac{1}{4} \lambda$  hãy vẽ đồ thị biên độ của hệ số phản xạ theo tần số chuẩn hóa  $f/f_0$  với  $f_0$  là tần số mà tại đó chiều dài đoạn ghép bằng  $\lambda/4$

**Giải:**  $Z_1 = 50 \cdot 100 = 70,71 \Omega$

$$\left| \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right| \quad \text{với } Z_{in} \text{ là hàm của tần số cho bởi (2.46).}$$

$$\text{Để ý } \beta \ell = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \left( \frac{\lambda_0}{4} \right) = \left( \frac{2\pi f}{v_p} \right) \left( \frac{v_p}{4f_0} \right) = \frac{\pi f}{2f_0}$$



## §2.6 MÁY PHÁT VÀ TẢI KHÔNG PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG

- Xét trường hợp tổng hợp khi máy phát và tải không cân bằng trở kháng với đường truyền  $Z_0$ . Tìm điều kiện để công suất máy phát truyền đến tải đạt cực đại.

$$Z_{in} = \frac{V_{(-\ell)}}{I_{(-\ell)}} = \frac{1 + \Gamma_\ell e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma_\ell e^{-2j\beta\ell}} Z_0 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \quad (2.67)$$

$$\text{Với } \Gamma_\ell = \frac{Z_\ell - Z_0}{Z_\ell + Z_0} \quad (2.68)$$

Điện áp trên đường dây có thể viết dưới dạng

$$V_{(z)} = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma_\ell e^{j\beta z}] \quad (2.69)$$

-  $V_0^+$  có thể tìm được nhờ điều kiện biên tại  $z = -\ell$

$$V_{(-\ell)} = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} = V_0^+ [e^{j\beta\ell} + \Gamma_\ell e^{-j\beta\ell}]$$

$$\Rightarrow V_0^+ = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \frac{1}{e^{j\beta\ell} + \Gamma_\ell e^{-j\beta\ell}} \quad (2.70)$$

- Dùng (2.67)  $\Rightarrow$

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-j\beta\ell}}{1 - \Gamma_g \Gamma_\ell e^{-2j\beta\ell}} \quad (2.71)$$

$$\text{Với } \Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (2.72)$$

$\Rightarrow$  Hệ số sóng đứng trên đường dây.

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma_\ell|}{1 - |\Gamma_\ell|} \quad (2.73)$$

- Công suất đặt vào tải và đường truyền

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \right|^2 R_e \left\{ \frac{1}{Z_{in}} \right\} \quad (2.74)$$

Đặt  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  và  $Z_g = R_g + jX_g$

$$\Rightarrow P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{R_{in}}{(R_{in} + R_g)^2 + (X_{in} + X_g)^2} \quad (2.75)$$

a) Tải phối hợp với đường truyền:  $Z_\ell = Z_0, \Gamma_\ell = 0, SWR = 1$

$$\Rightarrow Z_{in} = Z_0 \quad \text{và} \quad P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{Z_0}{(Z_0 + R_g)^2 + X_g^2} \quad (2.76)$$

b) Máy phát phối hợp với đường truyền có tải kết cuối:

$Z_\ell, \beta\ell, Z_0$  được chọn sao cho  $Z_{in} = Z_g$

$$\Rightarrow \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g} = 0 \quad (2.77)$$

(Lưu ý: có thể tồn tại sóng đứng trên đường truyền nếu  $\Gamma_1 \neq 0$ )

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{R_g}{4(R_g^2 + X_g^2)^2} \quad (2.78)$$

$\Rightarrow$  Nhận xét: Công suất (2.78) có thể nhỏ hơn công suất (2.76).

$\rightarrow$  Câu hỏi: + Trở kháng tải thế nào là tối ưu?

+ Trở kháng vào đường truyền thế nào là tối ưu?

\* Phối hợp liên kết: Giả thiết  $Z_g$  cố định, tìm  $Z_{in}$  để  $P$  đạt cực đại sau đó sẽ suy ra  $Z_l$  khi biết  $l$ . Cho đạo hàm của  $P$  theo phần thực và phần ảo của  $Z_{in} = 0 \Rightarrow$  điều kiện phải tìm.

Từ (2.75)  $\Rightarrow$

$$\frac{\partial P}{\partial R_{in}} = 0 \Rightarrow R_g^2 - R_{in}^2 + (X_{in} + X_g)^2 = 0 \quad (2.79a)$$

$$\frac{\partial P}{\partial X_{in}} = 0 \Rightarrow -2X_{in}(X_{in} + X_g) = 0 \quad (2.79b)$$

$$\text{Từ (2.79a,b)} \Rightarrow R_{in} = R_g, X_{in} = -X_g$$

$$\text{Hay } Z_{in} = Z_g^* \quad (2.80)$$

(2.80) được gọi là điều kiện phối hợp trở kháng liên kết

- Khi đó công suất rơi trên tải là cực đại. (từ 2.75)

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{1}{4R_g} \quad (2.81)$$

### Nhận xét:

- Công suất (2.81) lớn hơn ở (2.76) và (2.78)

-  $\Gamma_l, \Gamma_g, \Gamma$  có thể khác không. Về mặt vật lý điều đó có nghĩa là trong hiện tượng đa phản xạ có thể xảy ra hiện tượng đồng pha dẫn tới công suất lớn hơn khi chỉ có sóng tới.

- Về phương diện hiệu quả thì để đạt hiệu quả bcao cả điều kiện phối hợp trở kháng ( $Z_l = Z_0$ ) hay điều kiện phối hợp liên kết ( $Z_{in} = Z_g^*$ ) vẫn chưa đủ. chẳng hạn khi  $Z_g = Z_l = Z_0$  chỉ có  $\frac{1}{2}$  công suất của phát rơi trên tải tức hiệu suất là 50%. Hiệu suất này chỉ có thể được cải thiện nhờ giảm  $Z_g$  nhỏ có thể được.

### Bài tập chương

1. Cho đường truyền có  $L = 0,2 \mu \text{ H/m}$ ,  $C = 300 \text{ p F/m}$ ,  $R = 5 \Omega/\text{m}$  và  $G = 0,01 \text{ S/m}$ . Hãy tính hằng số truyền sóng và trở kháng đặc trưng tại tần số 500M Hz. Hãy xét trường hợp không hao tổn.

2. Cho mắt hình T

CMR mô hình này dẫn tới cùng phương trình Telegraph.

3. Một đường truyền đồng trục bằng  $C_u$  với bán kính vật dẫn trong là 1mm và ngoài là 3mm. Lớp điện môi có  $\epsilon_r = 2,8$  với góc tổn hao 0,005. Tính  $R, L, G, C$  tại tần số 3 GHz, tính  $Z_0$  và  $v_p$ .

4. Tính và vẽ đồ thị hệ số suy giảm của cáp đồng trục ở bài 3 theo dB trong khoảng tần số từ 1 MHz tới 10 GHz.

5. Cho đường truyền không tổn hao có chiều dài điện  $l = 0,3 \lambda$  kết cuối tải  $Z_L = 40 + j 20 (\Omega)$ . Tìm  $\Gamma_L$ , SWR trên đoạn  $l$  và  $Z_{in}(l + \text{tải})$

6. Cho đường truyền không tổn hao kết cuối tải  $100 \Omega$ .

Tìm  $Z_0$  nếu biết  $SWR = 1,5$

7. Một máy phát vô tuyến được nối với anten có trở kháng  $80 + j40\Omega$  qua cáp đồng trục  $50 \Omega$  có thể cung cấp 30W khi nối với tải  $50 \Omega$  thì công suất đặt vào anten là bao nhiêu

8. Giải đồ Smith có thể tính

a, SWR trên đường truyền

b,  $T_L$ ,

c,  $Y_L$

d,  $Z_{in}(l + \text{tải})$

e, Khoảng cách từ tải đến điểm có  $V_{max}$  đầu tiên .

f,  $V_{min}$  đầu tiên

vẽ hình

9. Dùng giản đồ Smith để tìm đoạn đường truyền  $75 \Omega$  ngắn mạch đầu cuối ngắn nhất để có:

a,  $Z_{in} = 0$

b,  $Z_{in} = \infty$

c,  $Z_{in} = j 75 \Omega$

d,  $Z_{in} = -j 50 \Omega$

e,  $Z_{in} = j 10 \Omega$

cuu duong than cong . com

## Chương III: LÝ THUYẾT MẠNG SIÊU CAO TẦN

### § 3.1 TRỞ KHÁNG, ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN TƯƠNG ĐƯƠNG

#### 1) Điện áp và dòng điện tương đương

Ở tần số siêu cao các phép đo áp và dòng rất khó thực hiện, trừ khi một cặp đầu cuối được xác định rõ ràng. Điều này chỉ thực hiện được với đường truyền sóng TEM (cáp đồng trục, mạch vi dải)

##### Vẽ hình

\* Trên hình vẽ là dạng đường sức điện trường và từ trường của 1 đường truyền sóng TEM gồm 2 vật dẫn

Theo định nghĩa

$$V = \int_{-}^{+} \vec{E} d\vec{\ell}$$
$$I = \oint_{C+} \vec{H} \cdot d\vec{\ell}$$

\* Vấn đề sẽ trở nên khó khăn hơn khi khảo sát ống dẫn sóng.

- Xét ống dẫn sóng chữ nhật như hình vẽ. Mode truyền sóng chủ yếu là TE<sub>10</sub>:

##### Công thức (vẽ hình)

$$E_{y(x,y,z)} = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$
$$= A e_{y(x,y,z)} e^{-j\beta z} \quad (3.4.a)$$

$$H_{x(x,y,z)} = \frac{j\beta a}{a} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} = A h_{x(x,y)} e^{-j\beta z} \quad (3.4.b)$$

Sử dụng (3.1) cho (3.4.a)  $\Rightarrow$

$$V = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \int_y dy \quad (3.5)$$

Nhận xét: Dạng điện áp (3.5) phụ thuộc vào vị trí x cũng như độ dài của đường lấy tích phân theo hướng trục y. Vậy giá trị điện áp chính xác là bao nhiêu? Câu trả lời là không có giá trị điện áp chính xác hiểu theo nghĩa duy nhất hoặc thích hợp cho mọi ứng dụng. Vấn đề trên phát sinh tương tự cho dòng điện và trở kháng khi sóng không phải là sóng TEM.

\* Có rất nhiều cách định nghĩa điện áp, dòng điện tương đương và trở kháng cho sóng không phải TEM vì tính không duy nhất. Tuy nhiên có một số nhận xét sau:

+ Điện áp và dòng chỉ được định nghĩa cho một mode dẫn sóng cụ thể và được định nghĩa sao cho điện áp tỷ lệ với điện trường ngang, còn dòng điện tỷ lệ với từ trường ngang.

+ Để có được sử dụng tương tự như áp và dòng trong lý thuyết mạch, điện áp và dòng cần được định nghĩa sao cho tích của chúng cho ra dòng công suất của mode truyền sóng.

+ Tỷ số áp trên dòng cho mạch sóng chạy đơn lẻ cân bằng trở kháng đặc trưng của đường truyền. Trở kháng này có thể chọn bất kỳ, thường chọn bằng trở kháng sóng của đường truyền.

\* Với một mode ống dẫn sóng bất kỳ các thành phần trường ngang có thể được biểu diễn:

$$\vec{E}_{t(x,y,z)} = \vec{e}_{(x,y)} (A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) = \frac{\vec{e}_{x,y}}{c_1} (V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}) \quad (3.6a)$$

$$\vec{H}_{t(x,y,z)} = \vec{h}_{x,y} (A^+ e^{-j\beta z} - A^- e^{j\beta z}) = \frac{\vec{h}_{(x,y)}}{c_2} (I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z}) \quad (3.6b)$$

Trong đó  $A^+$ ,  $A^-$  là biên độ của sóng tới và sóng ngược;  $\vec{e}$ ,  $\vec{h}$  là các thành phần trường ngang của mode có quan hệ

$$\vec{h}_{(x,y)} = \frac{\vec{a}_z \times \vec{e}(x,y)}{Z_\omega} \quad (3.7)$$

với  $Z_\omega$ : trở kháng sóng.

Từ (3.6,a,b) có thể định nghĩa áp và dòng tương đương:

$$V_{(z)} = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z} \quad (4.8a)$$

$$I_{(z)} = I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z} \quad (3.8b)$$

$$\text{Với } \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = Z_0$$

### **Nhận xét:**

- Định nghĩa (3.8) bao hàm quan hệ tỷ lệ giữa áp và dòng tương đương với điện và từ trường ngang.

- Các hằng số tỷ lệ có cho các mối quan hệ này là:

$$C_1 = \frac{V^+}{A^+} = \frac{V^-}{A^-}, C_2 = \frac{I^+}{A^+} = \frac{I^-}{A^-}$$

- Dòng công suất của sóng tới:

$$P^+ = \frac{1}{2} |A^+|^2 \iint_s \vec{e} \times \vec{h}^* \cdot \vec{a}_z ds = \frac{V^+ I^{+*}}{2 C_1 C_2^*} \iint_s \vec{e} \times \vec{h}^* \cdot \vec{a}_z ds \quad (3.9)$$

Để công suất

$$P^+ = \frac{1}{2} V^+ I^{+*} \quad \text{thì phải có}$$

$$C_1 C_2^* = \iint_s \vec{e} \times \vec{h}^* \cdot \vec{a}_z ds \quad (3.10)$$

- Trở kháng đặc trưng

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.11)$$

Nếu muốn có  $Z_0 = Z_\omega$ : trở kháng sóng ( $Z_{TE}$  hoặc  $Z_{TM}$ ) của mode truyền thì :

$$\frac{C_1}{C_2} = Z_\omega \quad (Z_{TE} \text{ hoặc } Z_{TM}) \quad (3.12)a$$

giải (3.10) và (3.12)  $\Rightarrow C_1, C_2 \Rightarrow$  điện áp tương đương và dòng tương đương

Ví dụ:

Cho mode TE<sub>10</sub> trong ống dẫn sóng chữ nhật

$$E_y = (A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

$$H_x = \frac{-1}{Z_{TE}} (A^+ e^{-j\beta z} - A^- e^{j\beta z}) \sin\frac{\pi x}{a}$$

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}$$

$$I(z) = I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z} \\ = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{j\beta z})$$

$$P = \frac{1}{2} V^+ I^{+*}$$

$$P^+ = -\left(\frac{1}{2}\right) \iint_s E_y H_x dxdy \\ = \frac{ab}{4Z_{TE}} |A^+|^2 = \frac{1}{2} V^+ I^{+*} = \frac{1}{2} |A^+|^2 C_1 C_2^*$$

Nếu chọn  $Z_0 = Z_{TE}$  thì  $\frac{V^+}{I^+} = \frac{C_1}{C_2} = Z_{TE}$

$$\Rightarrow C_1 = \sqrt{\frac{ab}{2}} \\ C_2 = \frac{1}{Z_{TE}} \sqrt{\frac{ab}{2}}$$

**2) Khái niệm trở kháng:** Có các dạng trở kháng sau:

- Trở kháng nội của môi trường  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  chỉ phụ thuộc vào môi trường và bằng trở kháng sóng của sóng phẳng.

- Trở kháng sóng  $Z_{VW} = \frac{Et}{Ht} = \frac{1}{Y_{VW}}$  đặc trưng cho các dạng sóng (TEM, TE, TM) và có thể phụ thuộc vào loại đường truyền hoặc ống dẫn sóng, phụ thuộc vật liệu và tần số hoạt động.

- Trở kháng đặc trưng  $Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \sqrt{\frac{L}{C}}$  là tỷ số áp trên dòng cho các sóng chạy.

Vì áp và dòng là xác định duy nhất cho sóng TEM  $\rightarrow Z_0$  cũng xác định với sóng TEM.

\* Quan hệ giữa các đặc trưng trở kháng và năng lượng trường EM tích tụ và công suất tiêu tán trong mạng 1 cửa.

$$P = \frac{1}{2} \oint_s \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s} \\ = P_\ell + 2j\omega(W_m - W_e)$$

Với  $P_1$ : phần thực của  $P$

Biểu thị phần công suất trung bình tiêu tán trên mạng,  $W_m$ ,  $W_e$ .

Biểu thị năng lượng từ trường và điện trường tích tụ trong mạng.

- Nếu định nghĩa  $\vec{e}$  và  $\vec{h}$  là các vectơ trường ngang chuẩn hóa trên mặt kết cuối của mạng, sao cho

$$\vec{E}_t(x, y, z) = V_{(z)} \vec{e}_{(x, y)} e^{-j\beta z}$$

$$\vec{H}_t(x, y, z) = I_{(z)} \vec{h}_{(x, y)} e^{-j\beta z}$$

$$\text{Với } \int_s \vec{e} \times \vec{h}^* \cdot \vec{ds} = 1 \text{ thì } P = \frac{1}{2} \int_s VI^* \vec{e} \times \vec{h}^* \cdot \vec{ds} = \frac{1}{2} VI^*$$

$$\begin{aligned} \text{Khi đó } Z_{in} = R + jX &= \frac{V}{I} = \frac{VI}{|I|^2} = \frac{P_\ell + 2J\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \\ &= \frac{P}{\frac{1}{2}|I|^2} \end{aligned}$$

- Vậy :
- Phần thực của  $Z_{in}$ ,  $R$  liên quan đến công suất tổn hao  $P_\ell$
  - Phần ảo  $X$  liên quan đến năng lượng tổng cộng tích tụ trong mạng
  - Nếu mạng không tổn hao thì  $Z_{in}$  thuần ảo và

$$X = \frac{4\omega(W_m - W_e)}{|I|^2} = \begin{cases} \text{Dương cho tải cảm kháng } (W_m > W_e) \\ \text{Âm cho tải dung kháng } (W_m < W_e) \end{cases}$$

## § 3.2 MA TRẬN TRỞ KHÁNG VÀ MA TRẬN DẪN NẠP

**1) Ma trận trở kháng và ma trận dẫn nạp:** Vì điện áp và dòng được định nghĩa tại các điểm khác nhau của mạng SCT, nên có thể dùng ma trận trở kháng và ma trận dẫn nạp theo kiểu LT mạch để ràng buộc những đại lượng này với nhau. Điều này sẽ giúp xây dựng mạch tương đương cho mạng SCT bất kỳ, phục vụ cho việc thiết kế các phần thụ động như các bộ ghép, các bộ lọc.

### vẽ hình

- Xét mạng SCT  $N$  cổng tùy ý, các cổng có thể là dạng đường dây truyền sóng hoặc đường truyền tương đương với một mode truyền dẫn sóng đơn. Nếu một cổng nào đó về mặt vật lý có nhiều mode truyền thì có thể thay tương đương bằng một số cổng đơn mode tương ứng.

- Tại cổng thứ  $n$  tùy ý điện áp và dòng tổng có dạng

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (3.24a)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- \quad (3.24b)$$

(dùng 3.8 với tọa độ  $Z=0$ )

Ma trận trở kháng được định nghĩa:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

Hay viết gọn hơn  $[V] = [Z][I]$  (3.25)

Tương tự cho ma trận dẫn nạp

$$[I] = [Y][V] \quad (3.26)$$

Rõ ràng  $[Y] = [Z]^{-1}$  (3.27)

Từ (3.25)  $\Rightarrow Z = \frac{V_i}{I} \quad I_k = 0, \forall k \neq j$  (3.28)

- (3.28) có nghĩa là  $Z_{ij}$  có thể tìm được khi cấp dòng  $I_j$  cho cổng thứ  $j$ , các cổng còn lại hở mạch và đo thế mở mạch tại cổng thứ  $i$ , còn lại  $Z_{ij}$  là trở kháng truyền giữa cổng  $i$  và  $j$ .

-  $Z_{ii}$  là trở kháng vào tại cổng  $i$  khi tất cả các cổng khác hở mạch.

- Tương tự:

$$Y = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0, \forall k \neq j} \quad (3.29)$$

cuuduongthancong.com

## 2) Các trường hợp đặc biệt:

- Vậy một mạng  $n$  cổng tùy ý sẽ có thể  $2N^2$  đại lượng độc lập, hay bậc tự do. (ứng với phần thực và ảo của các  $Z_{ij}$ ).

- Nếu mạng là thuận nghịch, tức không chứa các môi trường không thuận nghịch (như ferrite hay plasma) hoặc các linh kiện tích cực, thì  $Z_{ij} = Z_{ji}$  và  $Y_{ij} = Y_{ji}$ .

- Nếu mạng là không tổn hao thì  $Z_{ij}$  và  $Y_{ij}$  là các đại lượng thuần ảo.

## § 3.3 MA TRẬN TÁN XẠ

### 1) Ma trận tán xạ:

Xét mạng  $N$  cổng như trong mục trước. Định nghĩa ma trận tán xạ thỏa mãn quan hệ sau:

**Vẽ hình:**

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

Hay gọn hơn  $[V^-] = [S][V^+]$  (3.40)

$$\Rightarrow S = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+=0, \forall k \neq j}$$



- Tức là  $S_{ij}$  có thể được tìm khi đặt vào cổng  $j$  một sóng tới có điện áp  $V_j^+$  và đo biên độ điện áp sóng phản xạ  $V_i^-$  từ cổng  $i$ , khi tất cả sóng tới ở các cổng khác cho bằng zero (hay kết cuối với tải phối hợp để tránh phản xạ).

-  $S_{ii}$  chính là hệ số phản xạ nhìn vào cổng  $i$  khi tất cả các cổng khác kết cuối với tải phối hợp.

-  $S_{ij}$  còn gọi là hệ số truyền từ cổng  $j$  tới cổng  $i$  khi tất cả các cổng khác kết cuối với tải phối hợp.

- Có thể chứng minh rằng ma trận  $[S]$  có thể được xác định từ  $[Z]$  hoặc  $[Y]$  và ngược lại.

- Trước tiên giả thiết rằng trở kháng đặc trưng của tất cả các cổng,  $Z_{0n}$ , là giống nhau. (Trường hợp tổng quát sẽ được đề cập sau). Để tiện lợi cho  $Z_{0n} = 1$ . Từ (3.24)

$$\Rightarrow V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (3.42a)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = V_n^+ - V_n^- \quad (3.42b)$$

Từ (3.25) và (3.42)  $\Rightarrow$

$$[Z][I] = [Z][V^+] - [Z][V^-] = [V] = [V^+] + [V^-]$$

tức là có thể viết

$$([Z] + [U])[V^-] = ([Z] - [U])[V^+] \quad (3.43)$$

Với  $[U]$  là ma trận đơn vị

So sánh (3.43) với (3.40)  $\Rightarrow$

$$[S] = ([Z] + [U])^{-1} ([Z] - [U]) \quad (3.44)$$

- Với mạng một cổng:  $S_{11} = \frac{Z_{11} - 1}{Z_{11} + 1}$ , đây chính là hệ số phản xạ nhìn vào tải với trở kháng vào chuẩn hóa  $Z_{11}$ .

- Để biểu diễn  $[Z]$  theo  $[S]$  có thể viết lại (3.44):

$$[Z][S] + [U][S] = [Z] - [U]$$

$$[Z] = ([U] - [S])^{-1} ([U] + [S]) \quad (3.45)$$

## 2) Mạng thuận nghịch và mạng không tổn hao.

a, Mạng thuận nghịch:

$$\text{- Từ (3.42, a, b) } \Rightarrow V_n^+ = \frac{1}{2}(V_n + I_n)$$

$$\text{Hay } [V^+] = \frac{1}{2}([Z] + [U])[I] \quad (3.46a)$$

$$V_n^- = \frac{1}{2}(V_n - I_n)$$

$$\text{Hay } [V^-] = \frac{1}{2}([Z] - [U])[I] \quad (3.46b)$$

$$\text{- Từ (3.46) } \Rightarrow [V^-] = ([Z] - [U])([Z] + [U])^{-1}[V^+]$$

$$\Rightarrow [S] = ([Z] - [U])([Z] + [U])^{-1} \quad (3.47)$$

$$\text{chuyển vị (3.47) } \Rightarrow [S]^t = \{([Z] + [U])^{-1}\}^t ([Z] - [U])^t$$

$$\text{Vì } [U]^t = [U] \text{ và } [Z] \text{ đối xứng } [Z]^t = [Z] \text{ nên } [S]^t = ([Z] + [U])^{-1} ([Z] - [U])$$

$$\text{từ 3.44 } \Rightarrow [S] = [S]^t$$

Vậy  $[S]$  là ma trận đối xứng

b, Mạng không tổn hao:

Công suất trung bình tiêu thụ trên mạng phải bằng không. Giả thiết trở kháng đặc trưng bằng đơn vị cho tất cả các cổng

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{2} R_e \{ [V]^t [I^*] \} = \frac{1}{2} R_e \{ [V^+]^t + [V^-]^t ([V^+]^* - [V^-]^*) \} \\ &= \frac{1}{2} R_e \{ [V^+]^t [V^+]^* - [V^+]^t [V^-]^t [V^+]^* - [V^-]^t [V^-]^* \} \\ &= \frac{1}{2} [V^+]^t [V^+]^* - \frac{1}{2} [V^-]^t [V^-]^* = 0 \end{aligned} \quad (3.49)$$

vì  $\{ [V^+]^t [V^-]^* + [V^-]^t [V^+]^* \}$  có dạng  $A-A^*$  nên là thuần ảo do đó  $R_e \{ \} = 0$

Trong (3.49) số hạng  $= \frac{1}{2} [V^+]^t [V^+]^*$  biểu thị công suất đến tổng cộng, số hạng  $-\frac{1}{2} [V^-]^t [V^-]^*$  là công thức phản xạ tổng. Vì mạng không tổn hao nên 2 công suất trên phải bằng nhau, Tức là

$$[V^+]^t [V^+]^* = [V^-]^t [V^-]^* \quad (3.50)$$

Đề ý  $[V^-] = [S][V^+] \Rightarrow$

$$[V^+]^t [V^+]^* = [V^+]^t [S]^t [S]^* [V^+]^*$$

$\Rightarrow$  nếu  $[V^+] \neq 0$  thì  $[S]^t [S]^* = [U]$

$$\text{Hay } [S]^* = \{ [S]^t \}^{-1} \quad (3.51)$$

vậy  $[S]$  là ma trận unita

- khai triển (3.51)  $\Rightarrow$

$$\sum_{k=1}^N S_{ki} S_{ki}^* = S, \quad \forall i, j \quad (3.52)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \sum_{k=1}^N S_{ki} S_{ki}^* = 1 \end{cases} \quad (3.53a)$$

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^N S_{ki} S_{ki}^* = 0 \quad \text{với } i \neq j \end{cases} \quad (3.53b)$$

- Tính điểm của một cột bất kỳ với liên hiệp phức của nó bằng đơn vị.

- Tính điểm của một cột bất kỳ với liên hiệp phức của các cột khác bằng zero (trục giao)

- Kết luận tương tự cho các hàng của ma trận tán xạ

### 3) Phép dịch mặt tham chiếu

Vì các thông số của  $[S]$  liên quan đến biên độ và pha của sóng đến và sóng phản xạ từ mạng, do đó mặt phẳng tham chiếu, tức là mặt phẳng xác định  $(V_n^+, I_n^+)$  hoặc  $(V_n^-, I_n^-)$  phải được xác định trước. Khi dịch chuyển các mặt tham chiếu này thì các thông số  $S$  bị biến đổi.

Xét mạng SCT N công các mặt tham chiếu ban đầu định xứ tại  $Z_0 = 0$ . Với  $Z_n$  là tọa độ dọc theo đường truyền thứ n cấp điện cho cổng n. Gọi  $[S]$  là ma trận tán xạ với tập hợp các mặt tham chiếu nói trên.

$[S']$  là ma trận tán xạ tương ứng với vị trí mới của các mặt tham chiếu.

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (3.54a)$$

$$[V'^-] = [S'][V'^+] \quad (3.54b)$$

trong đó:  $V_n^+ = V_n^+ e^{j\theta_n} \quad (3.55a)$

$$V_n'^- = V_n^- e^{-j\theta_n} \quad (3.55b)$$

Với  $\theta_n = \beta_n l_n$  được gọi là độ dài điện của phép dịch của cổng n

- Viết (3.55a,b) dưới dạng ma trận rồi thay vào (3.54a)  $\Rightarrow$

$$\begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & & 0 \\ & e^{j\phi_2} & \\ & & e^{j\phi_N} \end{bmatrix} [V'^-] = [S] \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & & 0 \\ & e^{-j\phi_2} & \\ & & e^{-j\phi_N} \end{bmatrix} [V'^+] \quad [V^-] = [S][V^+]$$

- Nhận cả hai vế với ma trận nghịch đảo của ma trận đầu tiên bên vế trái  $\Rightarrow$

$$[V'^-] = \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & & 0 \\ & e^{-j\phi_2} & \\ & & e^{-j\phi_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & & 0 \\ & e^{-j\phi_2} & \\ & & e^{-j\phi_N} \end{bmatrix} [V'^+]$$

So với (3.54b)  $\Rightarrow$

$$[S'^-] = \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & & 0 \\ & e^{-j\phi_2} & \\ & & e^{-j\phi_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & & 0 \\ & e^{-j\phi_2} & \\ & & e^{-j\phi_N} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

- Dễ thấy  $S'_{nn} = e^{-2\theta_n} S_{nn}$  có nghĩa là pha của  $S_{nn}$  dời 2 lần độ dài điện trong phép dịch mặt tham chiếu n, bởi vì sóng truyền 2 lần qua độ dài này theo hướng tới và hướng phản xạ.

#### 4) Các thông số tán xạ tổng quát

Xét mạng SCT N công với  $Z_0$  là trở kháng đặc trưng (thực) của cổng n,  $V_n^+$ ,  $V_n^-$  là biên độ sóng tới và sóng phản xạ.

Định nghĩa :  $a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (3.57a)$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (3.57b)$$

Là các biên độ sóng mới cho cổng n.

-Từ (9.42 a,b) =>

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z}(a_n + b_n) \quad (3.58a)$$

$$I_n = \frac{1}{Z_{0n}}(V_n^+ - V_n^-) = \frac{1}{Z_{0n}}(a_n - b_n) \quad (3.58b)$$

Công suất trung bình rơi trên cổng n:

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{1}{2} R_e \{V_n I_n\} = \frac{1}{2} R_e \{|a_n|^2 - |b_n|^2 + (b_n a_n^* - b_n^* a_n)\} \\ &= \frac{1}{2} |a_n|^2 - \frac{1}{2} |b_n|^2 \end{aligned} \quad (3.59)$$

(vì  $b_n a_n^* - b_n^* a_n$  thuần ảo)

Có thể nói công suất trung bình rơi trên cổng bằng công suất sóng đến trừ công suất sóng phản xạ.

- Ma trận tán xạ tổng quát được định nghĩa

$$[b] = [S][a] \quad (3.60)$$

Trong đó 
$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a} \right|_{a_k=0, \forall k \neq j} \quad (3.61)$$

- (3.61) có dạng tương tự (3.41) cho mạng với trở kháng đặc trưng đồng nhất tại tất cả các cổng.

Dùng (3.57) và (3.61) =>

$$S_{ij} = \left. \frac{v_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0j}}} \right|_{V_k^+=0, \forall k \neq j} \quad (3.62)$$

Công thức này cho biết cách chuyển từ các thông số S cho mạng với trở kháng đặc trưng đồng nhất ( $V_i^-/V_j^+$ ) thành các thông số S cho mạng nối với các đường truyền có trở kháng đặc trưng không đồng nhất.

### § 3.4 MA TRẬN TRUYỀN (ABCD)

Các mạng SCT thường gặp trong thực tế bao gồm một mạng 2 cổng hoặc dãy cascade của các mạng 2 cổng. Các ma trận đặc trưng (S, Z, Y) của dãy các mạng 2 cổng bằng tích các ma trận 2 x 2 (ABCD) của mạng 2 cổng.

**1) Ma trận ABCD:** được định nghĩa cho mạng 2 cổng như sau:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned}$$

Hay

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

\* Chú ý: Quy ước dấu  $I_2$  ra khỏi cổng 2 là tiện lợi cho việc khảo sát mạng cascade.

- Khi có 2 mạng kết nối cascade

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.64a)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.64b)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Hay

\* Chú ý:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

- Thứ tự nhân ma trận phải giống thứ tự cascade.

- Có thể xây dựng một thư viện các ma trận ABCD cho các mạng 2 cổng cơ sở và dùng phép phân tích các mạng phức tạp thành cascade của các mạng cơ sở.

Bảng 3.1 Các thông số ABCD của một số mạng cơ sở quan trọng.

### 2) Quan hệ giữa (ABCD) và [ Z ]

Từ (3. 25), (3. 63) với quy ước dấu của  $I_2$  như trên=>

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} - I_2 Z_{12} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} - I_2 Z_{22} \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1 Z_{11}}{I_1 Z_{21}} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (3.67a)$$

$$\begin{aligned} B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{I_1 Z_{11} - I_2 Z_{12}}{I_2} \Big|_{V_2=0} = Z_{11} \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} - Z_{12} \\ &= Z_{11} \frac{I_1 Z_{22}}{I_1 Z_{21}} - Z_{12} = \frac{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}{Z_{21}} \end{aligned} \quad (3.67b)$$

$$C = \frac{v_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} = \frac{I_1}{I_1 Z_{21}} = \frac{1}{Z_{21}} \quad (3.67c)$$

$$D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{v_2=0} = \frac{I_2 Z_{22}/Z_{21}}{I_2} = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (3.67d)$$

\* Nếu mạng là thuận nghịch thì  $Z_{12} = Z_{21}$  và  $AD - BC = 1$

### 3) Các sơ đồ tương đương cho mạng 2 cổng

Xét chuyển tiếp giữa một đường truyền đồng trục và một đường vi dải với các mặt tham chiếu như hình vẽ  $t_1, t_2$ .

- Do sự gián đoạn về mặt vật lý của chuyển tiếp, năng lượng điện, từ trường có thể bị tích tụ tại chuyển tiếp và gây ra các hiệu ứng phản kháng. Các hiệu ứng này có thể đo được hoặc được phân tích lý thuyết nhờ sơ đồ “hộp đen” của mạng 2 cổng như hình vẽ. Mô hình phân tích này có thể sử dụng cho các trường hợp ghép giữa các loại đường truyền khác nhau hoặc các chỗ gián đoạn của đường truyền như sự thay đổi nhảy bậc của độ rộng hoặc độ cong...

- Thường người ta thay “hộp đen” bằng sơ đồ tương đương chứa một số các phần tử lý tưởng. Có rất nhiều cách, ở đây sẽ khảo sát một cách phổ biến và hữu dụng nhất.

- Sử dụng quan hệ:  $[V] = [Z][I]$  và  $[I] = [Y][V]$  và nếu mạng là thuận nghịch thì  $Z_{12} = Z_{21}$  và  $Y_{12} = Y_{21}$  và mạng có thể được biểu diễn theo sơ đồ hình T hoặc TT như hình vẽ.

#### Vẽ hình

- Nếu mạng là thuận nghịch thì sẽ có 6 bậc tự do (phần thực và ảo của 3 thông số).

- Một mạng không thuận nghịch sẽ không thể được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương dùng các phần tử thuận nghịch.

## § 3.5 CÁC ĐỒ THỊ TRUYỀN TÍN HIỆU

**1) Định nghĩa:** Các phần tử cơ bản của giản đồ là node và nhánh:

- Node: Mỗi cổng  $i$  của mạng SCT có 2 node  $a_i$  và  $b_i$ . Node  $a_i$  là sóng tới và  $b_i$  là sóng phản xạ từ cổng.

- Nhánh: Một nhánh là một đường trực tiếp giữa một node  $a$  và một node  $b$ , biểu thị dòng tín hiệu từ node  $a$  đến node  $b$ . Mỗi nhánh có một thông số  $S$  kết hợp hoặc một hệ số phản xạ.

Sóng tới với biên độ  $a_1$  được tách thành 2, phần qua  $S_{11}$  (và ra khỏi cổng 1 như một sóng phản xạ  $b_1$ ) và phần truyền qua  $S_{21}$  tới node  $b_2$ . Tại node  $b_2$  sóng ra khỏi cổng 2. Nếu có một tải với hệ số phản xạ zero được nối vào cổng 2 thì sóng này sẽ tái phản xạ một phần và đi vào mạng tại node  $a_2$ . Một phần sẽ tái phản xạ ra khỏi cổng 2 qua  $S_{22}$  và 1 phần có thể được truyền ra khỏi cổng 1 qua  $S_{12}$ .

- Các trường hợp đặc biệt:

+ Mạng một cổng:

+ Nguồn áp:

## 2) Phương pháp phân tích đồ thị dòng tín hiệu:

+ Luật 1: (Luật nối tiếp) Hai nhánh mà node chung của chúng chỉ có 1 sóng vào và một sóng ra (các nhánh nối tiếp) có thể kết hợp thành một nhánh đơn với hệ số bằng tích các hệ số của các nhánh ban đầu.

$$V_3 = S_{32}V_2 = S_{32}S_{21}V_1 \quad (3.69)$$

+ Luật 2: (Luật song song) Hai nhánh giữa hai node chung (2 nhánh song song) có thể kết hợp thành 1 nhánh đơn có hệ số bằng tổng các hệ số của hai nhánh ban đầu.

$$V_2 = S_aV_1 + S_bV_1 = (S_a + S_b).V_1 \quad (3.70)$$

+ Luật 3: (Luật vòng đơn) Khi một nhánh bắt đầu và kết thúc tại một node có hệ số  $S$ , thì có thể triệt tiêu nhánh bởi việc nhân các hệ số của các nhánh nuôi node với  $1/(1 - S)$

$$\left. \begin{array}{l} V_2 = S_{21}V_1 + S_{22}V_2 \\ V_3 = S_{32}V_2 \end{array} \right\} (3.71) \rightarrow \begin{cases} V_2 = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}}V_1 \\ V_3 = S_{32}V_2 \end{cases}$$

$$\rightarrow V_3 = \frac{S_{32}S_{21}}{1 - S_{22}}V_1 \quad (3.72)$$

+ Luật 4: (Luật tách) Một nút có thể tách thành 2 nút độc lập khi và chỉ khi bất kỳ một sự kết hợp nào của các nhánh vào và ra (không phải là các nhánh vòng đơn) đều dẫn tới nút ban đầu.

## Chương IV: PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG VÀ TUNING

### §4.1 MỞ ĐẦU:

Chương này áp dụng các lý thuyết và kỹ thuật ở các chương trước cho các bài toán thực tế trong KT SCT. Bài toán phối hợp trở kháng thường là một phần quan trọng của quá trình thiết kế hệ thống SCT.

- Matching network thường là không tổn hao lý tưởng và thường được thiết kế sao cho trở kháng nhìn vào matching network bằng  $Z_0 \rightarrow$  triệt tiêu phản xạ trên đường truyền, mặc dù có thể có đa phản xạ trên đoạn Matching network và Load.

\* Mục tiêu phối hợp trở kháng:

- Lấy được công suất cực đại trên tải, giảm thiểu công suất tổn hao trên đường truyền.

- Đối với các phần tử nhạy thu, phối hợp trở kháng để tăng tỷ số tín hiệu / nhiễu của hệ thống (anten, LNA, ...)

- Phối hợp trở kháng trong một mạng phân phối công suất (mạng nuôi anten mảng) sẽ cho phép giảm biên độ và lỗi pha.

\* Nếu  $Z_L$  chứa phần thực khác 0 thì mạng phối hợp  $T_n$  kháng luôn có thể tìm được. Có nhiều phương án phối hợp, tuy nhiên cần theo các tiêu chí sau:

+ Độ phức tạp: đơn giản, rẻ, dễ thực hiện, ít hao tổn.

+ Độ rộng băng: cần phối hợp trở kháng tốt trong một dải tần rộng, tuy nhiên sẽ phức tạp hơn.

+ Lắp đặt: Tùy vào dạng đường truyền hoặc ống dẫn sóng quyết định phương án phối hợp TK.

+ Khả năng điều chỉnh: trong 1 số trường hợp có thể yêu cầu MN hoạt động tốt khi  $Z_L$  thay đổi.

### §4.2 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG VỚI CÁC PHẦN TỬ TẬP TRUNG (L – NETWORKS)

#### 1) Giới thiệu:

- Dạng đơn giản nhất của PHTK là dùng khâu L, sử dụng 2 phần tử điện kháng để phối hợp 1 tải tùy ý với đường truyền có 2 cấu hình khả dĩ.

- Nếu trở kháng tải chuẩn hóa  $z_L = Z_L/Z_0$  nằm trong vòng tròn  $1 + j \infty$  trên giản đồ Smith thì hình vẽ (4.2a) được dùng, nếu không thì dùng (h4.2b).

- Các phần tử điện kháng trong hình 4.2 có thể là C hoặc L tùy thuộc vào  $Z_L$ . Do đó có 8 khả năng xảy ra.

- Nếu tần số đủ nhỏ và / hoặc kích thước mạch đủ nhỏ thì có thể dùng các tụ và điện cảm thực (có thể đến 1 GHz). Đây là hạn chế của mạch L.



**2) Lời giải giải tích:** (dùng cho computer – aided – design program, hoặc khi cần có độ chính xác cao hơn so với phương pháp dùng Smith chart)

- Xét mạch ở (h 4.2a), đặt  $Z_L = R_L + j X_L$ , vì  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$  nằm bên trong đường tròn  $1 + j x$  ( $r = 1$ ), nên  $R_L > Z_0$ .

- Trở kháng nhìn vào matching network có tải phía sau phải bằng  $Z_0$ , tức là:

$$Z_0 = j X + \frac{1}{j B + 1/(R_L + j X_L)} \quad (4.1)$$

- Tách phần thực và phần ảo của (4.1)  $\Rightarrow$

$$B (X R_L - X_L Z_0) = R_L - Z_0 \quad (4.2a)$$

$$X (1 - B X_L) = B Z_0 R_L - X_L \quad (4.2b)$$

$$\Rightarrow B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L}{Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (4.3a)$$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L} \quad (4.3b)$$

**Nhận xét:** Từ (4.3)  $\Rightarrow$  có 2 lời giải khả dĩ cho B và X, cả 2 lời giải đều khả dĩ về mặt vật lý ( $B < 0 \rightarrow$  cuộn cảm  $B > 0 \rightarrow$  tụ,  $X > 0 \rightarrow$  cuộn,  $X < 0$  tụ). Tuy nhiên có một lời giải có thể gây ra giá trị nhỏ hơn đáng kể của các phần tử điện kháng và có thể là lời giải thích hợp hơn cho độ rộng dải tốt hơn hoặc hệ số SWR trên đoạn giữa bộ phối hợp TK và tải nhỏ hơn.

\* Với (h 4.2b) ( $R_L < Z_0$ ): Dẫn nạp nhìn vào matching network phải bằng  $1/Z_0$  hay

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_L + j (X + X_L)} \quad (4.4)$$

$$\Rightarrow B Z_0 (X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (4.5a)$$

$$X + X_L = B Z_0 R_L \quad (4.5b)$$

\* Để phối hợp  $Z_L$  với đường truyền  $Z_0$  thì phần thực của trở kháng vào MN phải bằng  $Z_0$ , phần ảo = 0  $\rightarrow$  MN có số bậc tự do ít nhất bằng 2, đó là 2 giá trị của các phần tử điện kháng.

## §4.3 PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG DÙNG ĐOẠN DÂY CHÊM (Single – Stub tuning)

### 1) Khái niệm:

- Ưu điểm: không dùng các phần tử tập trung  $\rightarrow$  dễ chế tạo; dạng shunt stub đặc biệt dễ chế tạo cho mạch ghi giải (microstrip) hoặc mạch dải (stripline)
- Hai thông số điều chỉnh là khoảng cách d và Y hoặc Z.
- Chẳng hạn với h4.3a nếu dẫn nạp nhìn vào đoạn dây cách tải 1 khoảng d có dạng  $Y_0 + j B$  thì dẫn nạp của dây chêm sẽ được chọn là  $-j B$ .

- Với h4.3b nếu trở kháng của đoạn dây nối tải, cách tải đoạn bằng  $d$ , là  $Z_0 + jX$  thì trở kháng dây chêm nối tiếp (series stub) được chọn là  $-jX$ .

## 2) Shunt Stub:

Ví dụ: Cho  $Z_L = 15 + j10 \ (\Omega)$ , thiết kế hai mạng phối hợp dùng 1 dây chêm mắc song song để ghép với đường truyền  $50 \ \Omega$ . Giả thiết tần số phối hợp là  $2 \text{ GHz}$  và tải gồm có 1 điện trở và 1 cuộn nối tiếp.

**giải: (phương pháp dùng Smith chart)**

- Tìm điểm  $z_L = 0,3 + j0,2$ .
- Vẽ đường tròn SWR tương ứng và chuyển đổi thành dẫn nạp  $y_L$  (lấy đối xứng tâm của điểm  $z_L$ )
- Khi dịch trên đường dây thì  $|\Gamma|$  không đổi nên tương đương với phép dịch chuyển trên đường SWR.

- Đường SWR cắt vòng  $1 + j b$  tại 2 điểm  $y_1, y_2 \left( y_0 = \frac{Y_0 + jB}{Y_0} \right)$
  - Khoảng cách  $d$  được cho bởi 1 trong 2 giá trị tương ứng trên thang WTG  $\rightarrow$   
 $d_1 = 0,328 - 0,284 = 0,044 \lambda$   
 $d_2 = (0,5 - 0,284) + 0,171 = 0,387 \lambda \quad (0,284 \text{ tương ứng với } y_L)$
- $\rightarrow y_1 = 1 - j1,33$   
 $y_2 = 1 + j1,33$

$\rightarrow$  dẫn nạp dây chêm cho lời giải  $y_1$  là  $j1,33$  và lời giải  $y_2$  là  $-j1,33$ .

- Nếu dây chêm hở mạch thì chiều dài của nó được tìm bởi việc dịch chuyển từ  $y = 0$  theo mép ngoài của giản đồ ( $g = 0$ ) về phía nguồn phát đến điểm  $j1,33 \rightarrow$

$$l_1 = 0,147 \lambda$$

$$l_2 = 0,353 \lambda$$

- Để nghiên cứu sự phụ thuộc tần số của 2 lời giải trên, cần tìm giá trị của  $R$  và  $L$  ở tần số cho trước ( $2 \text{ GHz}$ ):  $R = 15 \ \Omega$ ,  $L = 0,796 \text{ nH}$ . Sau đó vẽ đồ thị  $|\Gamma|$  theo  $f$  (GHz).

\* **Phương pháp giải tích:** đặt  $Z_L = \frac{1}{Y_L} = R_L + jX_L$

- Trở kháng đoạn đường truyền  $d$  có tải  $Z_L$  kết cuối

$$Z = Z_0 \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0 t}{Z_0 + j(R_L + jX_L)t}, t = tg\beta d \quad (4.7)$$

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB = Z_0 \frac{R_L(1+t^2)}{R_L^2 + (X_L + X_0 t)^2} + j \frac{R_L^2 t - (Z_0 - X_L t)(X_L + Z_0 t)}{[R_L^2 + (X_L + X_0 t)^2] Z_0} \quad (4.8)$$

- Chọn  $d$  (tức  $t$ ) sao cho:  $G = Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ , từ (4.8)  $\rightarrow$

$$t = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2] / Z_0}}{R_L - Z_0}, \text{ với } R_L \neq Z_0 \quad (4.9)$$

- Nếu  $R_L = Z_0$  thì  $t = X_L / 2Z_0 \rightarrow$

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} t, & t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \operatorname{tg}^{-1} t), & t < 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

- Để tìm chiều dài đoạn dây chêm  $l$ , dùng  $t$  trong (4.8b)  $\rightarrow B$  và  $l$  suy ra từ  $B_S = -B$ .  
Với dây chêm hở mạch  $\Rightarrow$

$$\frac{\ell_0}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{B_S}{Y_0} \right) = -\frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{B}{Y_0} \right) \quad (4.11a)$$

Với dây chêm. hở mạch  $\Rightarrow$

$$\frac{\ell_S}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{Y_0}{B_S} \right) = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{Y_0}{B} \right) \quad (4.11b)$$

Nếu các chiều dài trong (4.11a,b) có giá trị âm thì chiều dài cần tìm sẽ có được nhờ cộng thêm đoạn  $\lambda/2$ .

### 3) Dây chêm nối tiếp:

Ví dụ: Ghép  $Z_L = 100 + j80(\Omega)$  vào đường truyền  $50\Omega$  dùng một dây chêm hở mạch mắc nối tiếp. Tần số hoạt động 2GHz, tải gồm 1 điện trở và 1 cuộn mắc nối tiếp.

**Giải:** Theo phương pháp dùng giản đồ Smith

- Tìm điểm trở kháng chuẩn hóa  $Z_L = 2 + j1,6$ , vẽ vòng SWR.
- Với trường hợp dây chêm nối tiếp dùng giản đồ trở kháng
- Đường tròn SWR cắt vòng  $1+jx$  tại 2 điểm  $Z_1, Z_2$ .
- Đối chiếu trên thang WTG  $\Rightarrow$

$$d_1 = 0,328 - 0,208 = 0,120 \lambda$$

$$d_2 = (0,5 - 0,208) + 0,172 = 0,463 \lambda$$

- Trở kháng chuẩn hóa

$$z_1 = 1 - j1,33 \quad (1)$$

$$z_2 = 1 + j1,33 \quad (1)$$

- (1) yêu cầu đoạn chêm có trở kháng  $j1,33$ . Độ dài của 1 dây chêm hở mạch có thể tìm được khi xuất phát từ  $z = \infty$ . Dịch chuyển dọc theo mép ngoài của giản đồ ( $T=0$ ) về phía nguồn tới điểm  $j1,33 \Rightarrow$

$$l_1 = 0,397 \lambda$$

$$l_2 = 0,103 \lambda = 0,25 - 0,147 = 0,5 - 0,103.$$

\* Để khảo sát sự phụ thuộc vào tần số của SWR cần tính ra

$R = 100 \Omega$  và  $L = 6,37 \text{ nH}$  rồi vẽ lại sơ đồ mạch dùng kết quả ở trên.

Vẽ hình

\* Phương pháp giải tích: đặt  $Y_L = \frac{1}{Z_L} = G_L + B_L$

- Dẫn nạp vào đoạn  $d$  có tải kết cuối :

$$Y = Y_0 \frac{(G_L + jB_L) + jY_0 t}{Y_0 + j(G_L + jB_L)t}, t = tg\beta d \quad (4.12)$$

$$\Rightarrow \text{trở kháng vào : } Z = R + jX = 1/Y$$

$$\text{Với } R = \frac{G_L(1+t^2)}{G_L^2 + (B_L + Y_0 t)^2} \quad (4.13a)$$

$$X = \frac{G_L^2 t - (Y_0 - tB_L)(B_L + Y_0 t)}{Y_0 [G_L^2 + (B_L + Y_0 t)^2]} \quad (4.13b)$$

$$\text{- Cần tìm d sao cho } R = Z_0 = 1/Y_0 \Rightarrow \text{từ (4.13a)} \rightarrow Y_0 (G_L - Y_0)t^2 - 2B_L Y_0 t + (G_L Y_0 - G_L^2 B_L^2) = 0$$

$$\Rightarrow t = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L [(Y_0 - G_L)^2 + B_L^2]}/Y_0}{G_L - Y_0}, \text{ với } G_L \neq Y_0 \quad (4.14)$$

$$t = -\frac{B_L}{2Y_0}, \text{ với } G_L = Y_0$$

- Từ t  $\Rightarrow$  d :

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} tg^{-1} t, t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + tg^{-1} t), t < 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

- Dùng t và (4.13b)  $\Rightarrow$  cảm kháng X, yêu cầu  $X_s = -X \Rightarrow$   
+ Dây chêm ngắn mạch :

$$\frac{\ell_s}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} tg^{-1} \left( \frac{X_s}{Z_0} \right) = -\frac{1}{2\pi} tg^{-1} \left( \frac{X}{Z_0} \right) \quad (4.16a)$$

+ Dây chêm hở mạch :

$$\frac{\ell_0}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} tg^{-1} \left( \frac{Z_0}{X_s} \right) = \frac{1}{2\pi} tg^{-1} \left( \frac{Z_0}{X} \right) \quad (4.16b)$$

## §4.4 BỘ GHÉP MỘT PHẦN TƯ BƯỚC SÓNG

- Các bộ ghép nhiều đoạn  $\frac{1}{4} \lambda$  có thể dùng để tổng hợp các bộ phối hợp trở kháng hoạt động ở nhiều dải tần mong muốn.

- Bộ ghép  $\frac{1}{4} \lambda$  chỉ dùng cho tải thuần trở .

- Một tải phức có thể được chuyển thành tải thuần trở bởi việc sử dụng một đoạn đường truyền có chiều dài thích hợp giữa tải và bộ phối hợp, hoặc dùng đoạn dây chêm nối tiếp hoặc song song phù hợp. Kỹ thuật này thường dẫn tới thay đổi sự phụ thuộc tần số của tải tương đương và gây ra giảm độ rộng băng của sự phối hợp trở kháng.

Trong tiết này chúng ta sẽ khảo sát độ rộng băng thông như là một hàm của sự mất phối hợp trở kháng làm tiền đề cho các bộ ghép nhiều khâu ở phần sau.

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_l} \quad (4.25)$$

Khi tần số  $f \neq f_0$ , thì độ dài điện  $\beta l \neq \lambda_0/4$ , khi đó trở kháng vào của đoạn ghép là :

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 t}{Z_1 + jZ_L t} \quad (4.26)$$

- Hệ số phản xạ  $\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_1(Z_L - Z_0) + jt(Z_1^2 - Z_0 Z_L)}{Z_1(Z_L + Z_0) + jt(Z_1^2 - Z_0 Z_L)} \quad (4.27)$

$$= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0 + 2jt\sqrt{Z_0 Z_L}} \quad (4.28)$$

$$\Rightarrow |\Gamma| = \frac{1}{\{1 + [4Z_0 Z_L / (Z_L - Z_0)^2] \sec^2 \theta\}^{1/2}} \quad (4.29)$$

$$\Rightarrow |\Gamma| = \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \Phi| \quad (4.30)$$

- Gọi  $\Gamma_m$  là giá trị biên độ cực đại có thể chấp nhận được thì độ rộng băng của bộ ghép được định nghĩa là :

$$\Delta \theta = 2 \left( \frac{\pi}{2} - \theta_m \right) \quad (4.31)$$

$$\cos \theta_m = \frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \times \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \quad (4.32)$$

Độ rộng băng tỷ đối  $\frac{\nabla f}{f_0}$  thường được biểu diễn theo %:  $100 \frac{\nabla f}{f_0} (\%)$

Độ rộng băng của bộ ghép tăng nếu  $Z_L \rightarrow Z_0$

Nổi sóng non – TEM (ống dẫn sóng) hệ số truyền không còn là hàm tuyến tính của tần số do đó trở kháng sóng sẽ phụ thuộc tần số. Điều này làm phức tạp hơn các đặc trưng của bộ ghép  $\frac{1}{4} \lambda$ . Tuy nhiên trong thực tế độ rộng băng của bộ ghép thường đủ nhỏ sao cho không ảnh hưởng đến kết quả.

Ảnh hưởng của các điện kháng xuất hiện do sự không liên tục (sự thay đổi kích thước đường truyền) có thể được khắc phục bởi sự điều chỉnh độ dài của đoạn ghép.

## §4.5 BỘ GHÉP DÀI RỘNG (Multisection matching Transformer)

### 1) Lý thuyết phản xạ nhỏ:

Xét hệ số phản xạ toàn phần gây bởi sự phản xạ riêng phần từ một số gián đoạn nhỏ.

a. Bộ ghép 1 khâu:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (4.34)$$

$$\Gamma_2 = -\Gamma_1 \quad (4.35)$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} \quad (4.36)$$

Có thể tính hệ số phản xạ tổng  $\Gamma$

$$\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2 \Gamma_3 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 \Gamma_3 e^{2j\theta}$$

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2j\theta}}{1 + \Gamma_1 \Gamma_3 e^{-2j\theta}} \quad (4.40)$$

\* Nếu sự gián đoạn giữa các trở kháng  $Z_1, Z_2$  và  $Z_2, Z_L$  là nhỏ, thì :

$$|\Gamma_1 \cdot \Gamma_3| \ll 1 \Rightarrow \quad (4.41)$$

$$\rightarrow \Gamma \approx \Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2j\theta} \quad (4.42)$$

Có nghĩa là hệ số phản xạ tổng phụ thuộc chủ yếu sự phản xạ gây bởi tính không liên tục giữa  $Z_1$  và  $Z_2$  ( $\Gamma_1$ ) và sự phản xạ đầu tiên do tính không liên tục giữa  $Z_2$  và  $Z_L$  ( $\Gamma_3 e^{-2j\theta}$ ). Số hạng  $e^{-2j\theta}$  biểu thị sự trễ pha khi sóng đến vào và ra khỏi đường truyền.

*b. Bộ ghép nhiều khâu:*

Xét bộ ghép nhiều khâu gồm N phần đường truyền có độ dài như nhau.

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (4.43a)$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (4.43b)$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad (4.43c)$$

- Giả thiết  $Z_n$  tăng hoặc giảm đơn điệu dọc theo bộ ghép,  $Z_1$  thuần thực. Điều này có nghĩa là tất cả các  $\Gamma_n$  đều là số thực và cùng dấu ( $\Gamma_n > 0$  nếu  $Z_L > Z_0$ ;  $\Gamma_n < 0$  nếu  $Z_L < Z_0$ ).

Tương tự phần trước hệ số phản xạ tổng có thể được tính sấp xỉ.

$$\Gamma_{(\theta)} = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2jN\theta} \quad (4.44)$$

Giả thiết bộ ghép là đối xứng sao cho

$$\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}, \Gamma_2 = \Gamma_{N-2}$$

$$\text{Vậy (4.44)} \rightarrow \Gamma_{(\theta)} = e^{-jN\theta} \left\{ \Gamma_0 [e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}] + \Gamma_1 [e^{j(N-2)\theta} + e^{-j(N-2)\theta}] + \dots \right\} \quad (4.45)$$

Nếu N là lẻ thì số hạng cuối cùng là :  $\Gamma_{(N-1)/2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ , nếu N chẵn thì số hạng cuối cùng là  $\Gamma_{N/2}$ .

Phương trình (4.45) có thể viết dưới dạng một chuỗi Fourier hữu hạn cosine theo  $\theta$ .

$$\Gamma_{(\theta)} = 2e^{-jN\theta} \left[ \Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{N/2} \right] \text{ với } N \text{ chẵn} \quad (4.4.6a)$$

$$\Gamma_{(\theta)} = 2e^{-jN\theta} \left[ \Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{N-1/2} \right] \text{ với } N \text{ lẻ} \quad (4.46b)$$

**Nhận xét:** Có thể tổng hợp bất kỳ hệ số phản xạ mong muốn có dạng hàm theo tần số ( $\theta$ ) bởi việc chọn các hệ số  $\Gamma_n$  thích hợp và dùng đủ số khâu ( $N$ ).

## 2) Bộ ghép nhiều đoạn dạng nhị thức:

Đáp ứng thông dải của bộ ghép nhị thức nhiều đoạn có ưu điểm là có độ bằng phẳng ở gần tần số thiết kế tối ưu với cùng một số lượng đoạn ghép.

- Bộ ghép được thiết kế sao cho hệ số phản xạ có dạng nhị thức:

$$\Gamma_{(\theta)} = A(1 + e^{-2j\theta})^N \quad (4.47)$$

$$\Rightarrow |\Gamma_{(\theta)}| = 2^N |A| |\cos \theta|^N \quad (4.48)$$

Lưu ý rằng  $|\Gamma_{(\theta)}| = 0$  với  $\theta = \frac{\pi}{2}$  và  $\frac{d^n |\Gamma_{(\theta)}|}{d\theta^n} = 0$  tại  $\theta = \frac{\pi}{2}$

với  $n=2, \dots, N-1$ ; ( $\theta = \frac{\pi}{2}$  tương ứng với tần số trung tâm  $f_0$  mà với  $l = \frac{\pi}{4}$  và

$$\theta = \beta l = \frac{\pi}{2})$$

Xác định từ điều kiện khi  $f_0 \rightarrow 0 \rightarrow \theta = 0$

$$\text{Từ 4.47 suy ra} \quad \Gamma_{(0)} = 2^N A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.49a)$$

$$\text{Suy ra} \quad A = 2^{-N} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.49b)$$

- Khai triển nhị thức (4.47)

$$\text{Suy ra} \quad \Gamma_{(0)} = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jn\theta} \quad (4.50)$$

$$\text{với} \quad C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \quad (4.51)$$

- Bước tiếp theo là tìm điều kiện để (4.44) giống với (4.50)

Tức là  $\Gamma_n = A C_n^N$  với  $A$  cho bởi (4.49)

Suy ra, Các trở kháng  $Z_n$  có thể giải được từ hệ (4.43)

Tuy Nhiên lời giải đơn giản hơn có thể tìm được nhờ phép gần đúng sau đây:

+ Vì đã giả thiết  $\Gamma_{(n)}$  rất nhỏ nên có thể viết

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad \text{dùng } \ln \approx \frac{2(x-1)}{x+1}$$

Từ (4.52) và (4.49)

$$\Rightarrow \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \approx 2\Gamma_n = 2A C_n^N = 2(2^{-N}) \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} C_n^N \approx 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \quad (4.53)$$

Đây là công thức truy hồi để tìm tất cả  $Z_n$

+ Độ rộng băng

- Giả sử  $\Gamma_m$  là giá trị lớn nhất cho phép, khi đó từ (4.48)

$$\Rightarrow \Gamma_m = 2^N |A| \cos^N \theta_m$$

- Với  $\theta_m$  là mép dưới của băng thông ( $\theta_m < \frac{\pi}{2}$ )

$$\theta_m = \cos^{-1} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right] \quad (4.54)$$

$\Rightarrow$  Độ rộng băng tính từ (4.53) là

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f}{f_0} &= \frac{2(f_0 - f_m)}{f_0} = 2 - \frac{4 - \theta_m}{\pi} \\ &= 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right] \end{aligned} \quad (4.55)$$

## §4.6 TIÊU CHUẨN BODE – FANO

- Các tiêu chuẩn Bode – Fano cho các dạng trở kháng tải khác nhau cho biết giới hạn lý thuyết của giá trị hệ số phản xạ cực tiểu có thể có:

- Giả sử muốn tổng hợp 1 mạng phối hợp với đáp ứng của hệ số phản xạ như hình vẽ (a). Khi đó nếu dùng mạch tải RC (a) thì

$$\begin{aligned} \int_0^\infty \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega &= \int_{\Delta_m} \ln \frac{1}{|\Gamma_m|} d\omega \\ &= \Delta_w \ln \frac{1}{\Gamma_m} < \frac{\pi}{RC} \end{aligned} \quad (4.79)$$

- Với tải RC cố định,  $\Delta_w$  tăng khi  $\Gamma_m$  tăng
- $\Gamma_m$  chỉ = 0 khi  $\Delta_w = 0$
- nếu R tăng và hoặc C tăng chất lượng phối hợp giảm tức là mạch High-Q khó phối hợp hơn Lowen\_Q

Vì  $\ln \frac{1}{|\Gamma|}$  tỷ lệ với tổn hao ngược (return loss, dB) tại đầu vào của mạng phối hợp (MN), (4.79) có thể xem như là yêu cầu rằng diện tích giữa đường cong tổn hao ngược (RL) và đường  $|\Gamma| = 1$  (RL = 0 dB) phải nhỏ hơn hoặc bằng 1 hằng số.

Dấu = xảy ra (trường hợp tối ưu) khi đường RL được điều chỉnh sao cho  $|\Gamma| = \Gamma_m$  trên toàn băng thông  $\Delta\omega$  và  $|\Gamma| = 1$  trong miền còn lại. Điều này chỉ có thể có với số phần tử trong MN là vô cùng.



# Chương V: CHIA CÔNG SUẤT VÀ GHÉP ĐỊNH HƯỚNG

## §5.1 GIỚI THIỆU

- Các bộ phận chia công suất và ghép định hướng là các cấu phần SCT thụ động dùng để chia hoặc ghép công suất.
- Với bộ chia công suất, một tín hiệu vào được chia thành 2 hay nhiều tín hiệu có công suất nhỏ hơn. Các bộ chia có thể là các cấu phần 3 hoặc 4 cổng, có hoặc không có tổn hao.
- Các mạng 3 cổng thường có dạng T và dùng cho chia công suất
- Các mạng 4 cổng thường dùng cho ghép định hướng hoặc hỗn tạp.
- Bộ chia công suất thường có dạng chia cân bằng (3dB)
- Các bộ ghép định hướng có thể được thiết kế cho việc chia công suất tùy ý, còn các bộ ghép hỗn tạp thường dùng cho chia công suất cân bằng.
- Các bộ ghép hỗn tạp thường có góc lệch pha giữa các cổng ra là  $90^\circ$  (quadrature) hoặc  $80^\circ$  (magic – T).
- Có rất nhiều loại ghép ống dẫn sóng và chia công suất đã được khám phá và nghiên cứu tại MIT Radiation Laboratory trong những năm 40<sup>th</sup>.
- Đến những năm 50<sup>th</sup>, 60<sup>th</sup> chúng được phát triển để dùng cho công nghệ đường truyền dài và vi dải.

## §5.2 CÁC ĐẶC TRƯNG CƠ BẢN

Trong phần này sẽ sử dụng lý thuyết ma trận tán xạ để rút ra những đặc trưng cơ bản của các mạng 3 và 4 cổng, và định nghĩa các khái niệm: độ cách ly, độ ghép và tính định hướng là những đại lượng cơ bản đặc trưng cho các bộ ghép và chia hỗn tạp.

### 1) Mạng 3 cổng (T – Junctions)

- Là dạng đơn giản nhất của các bộ chia công suất, gồm 2 cổng ra và 1 cổng vào.

- Ma trận tán xạ có 9 phần tử độc lập

Vẽ hình

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

- Nếu cấu phần là thụ động và không chứa các vật liệu bất đẳng hướng thì phải là thuận nghịch và  $[S]$  phải đối xứng.

- Thường để tránh tổn hao công suất, cần phải có kết cấu không tổn hao và được phối hợp trở kháng ở tất cả các cổng, tuy nhiên điều này là không thể thực hiện được.

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

\* Thật vậy nếu tất cả các cổng đều phối hợp thì  $S_{ii} = 0, i = 1, 3$ .

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

- Nếu mạng là không tổn hao thì từ điều kiện (3.53)  $\rightarrow$  ma trận tán xạ phải là unita  $\rightarrow$

$$\begin{cases} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \end{cases} \quad (5.3a,b,c)$$

$$S_{13}^* \cdot S_{23} = 0$$

$$S_{23}^* \cdot S_{12} = 0 \quad (5.3d,e,f)$$

$$S_{12}^* \cdot S_{13} = 0$$

Các điều kiện (5.3d-f)  $\rightarrow S_{12}, S_{23}, S_{13} = 0 \rightarrow$  mâu thuẫn

- Vậy mạng 3 cổng không thể đồng thời thuận nghịch, không tổn hao và phối hợp trở kháng tại tất cả các cổng (gọi tắt là phối hợp).

- Nếu mạng không thuận nghịch thì  $S_{ij} \neq S_{ji}$  và điều kiện phối hợp trở kháng tại các cổng và không tổn hao có thể được thỏa mãn, mạng được gọi là mạch vòng, cấu tạo từ các vật liệu bất đẳng hướng (như ferrite).

- Có thể chứng minh rằng bất kỳ một mạng 3 cổng không tổn hao, phối hợp, phải không thuận nghịch (tức là 1 mạch vòng – Circulator):

+ ma trận :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{11} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

+ Điều kiện không tổn hao  $\Rightarrow$

$$\begin{cases} S_{31}^* \cdot S_{32} = 0 \\ S_{21}^* \cdot S_{23} = 0 \\ S_{12}^* \cdot S_{13} = 0 \end{cases} \quad (5.5a,b,c) \quad \text{và} \quad \begin{cases} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \end{cases} \quad (5.5d,e,f)$$

$$\Rightarrow \text{Hoặc } S_{12}, S_{23}, S_{13} = 0, |S_{21}| = |S_{32}| = |S_{11}| = 1 \quad (5.6a)$$

$$\text{hoặc } S_{21}, S_{32}, S_{11} = 0, |S_{12}| = |S_{23}| = |S_{31}| = 1 \quad (5.6b)$$

$\Rightarrow S_{ij} \neq S_{ji}, i, j = 1 \div 3$ , tức mạng là không thuận nghịch

\* Một trường hợp khác có thể xảy ra là một mạng không tổn hao, thuận nghịch thì chỉ có 2 trong 3 cổng là phối hợp.

- Giả sử cổng 1 và 2 là phối hợp, khi đó:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Để không tổn hao cần có :

$$\begin{cases} S_{13}^* \cdot S_{23} = 0 \\ S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{23}^* \cdot S_{33} = 0 \\ S_{23}^* \cdot S_{12} + S_{33}^* \cdot S_{13} = 0 \end{cases} \quad (5.8a,b,c)$$

$$\begin{cases} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 = 1 \end{cases} \quad (5.8d,e,f)$$

Các phương trình d-e  $\Rightarrow |S_{13}| = |S_{23}|$  nên từ (5.8a)  $\Rightarrow S_{13} = S_{23} = 0$ . Do đó  $|S_{12}| = |S_{33}| = 1$

**\* Nhân xét:** Mạng bao gồm 2 cấu phần tách biệt, một phần được phối hợp 2 cổng, 1 phần không phối hợp, 1 cổng

\* Trường hợp mạng 3 cổng có tổn hao thì có thể thuận nghịch và phối hợp; đây là trường hợp của bộ chia trở tính.

## 2) Mạng 4 cổng (Các bộ ghép định hướng)

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Với mạng thuận nghịch, các cổng đều phối hợp

- Nếu mạng không tổn hao, sẽ có 10 phương trình từ điều kiện của ma trận unita.

Chẳng hạn xét tích của hàng 1 và hàng 2, hàng 3 và hàng 4:

$$\begin{aligned} S_{13}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{24} &= 0 \\ S_{14}^* \cdot S_{13} + S_{24}^* \cdot S_{23} &= 0 \end{aligned} \quad (5.10a,b)$$

Nhân (5.10a) với  $S_{24}^*$ , (5.10b) với  $S_{13}^*$ , trừ lẫn nhau  $\Rightarrow$

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \quad (5.11)$$

Tương tự cho hàng (1,3); (2,4)  $\Rightarrow$

$$\begin{aligned} S_{13}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{34} &= 0 \\ S_{14}^* \cdot S_{12} + S_{34}^* \cdot S_{23} &= 0 \end{aligned} \quad (5.12a,b)$$

Nhân (5.12a) với  $S_{12}$ , (5.12b) với  $S_{34}$  và trừ lẫn nhau  $\Rightarrow$

$$S_{23} (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \quad (5.13)$$

a) Nếu  $S_{14} = S_{23} = 0$ , ta có bộ ghép định hướng

\* Từ tích của các hàng với chính nó  $\Rightarrow$

$$\begin{aligned} |S_{12}|^2 - |S_{13}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 - |S_{24}|^2 &= 1 \\ |S_{13}|^2 - |S_{34}|^2 &= 1 \\ |S_{24}|^2 - |S_{34}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (5.14a,b,c,d)$$

$$\Rightarrow |S_{13}| = |S_{24}| \text{ và } |S_{12}| = |S_{34}|$$

\* Việc giản ước tiếp theo được thực hiện bởi việc chọn góc pha tham chiếu trên 3 trong 4 cổng. giả sử chọn  $S_{12} = S_{34} = \alpha$ ;  $S_{13} = \beta e^{j\theta}$  và  $S_{24} = \beta e^{j\varphi}$  với  $\alpha$  và  $\beta$  là các số thực,  $\theta$  và  $\varphi$  là các hằng số pha cần tìm (1 trong 2 được chọn trước tùy ý).

- Tích chập hàng 2 và 3  $\Rightarrow$

$$S_{12}^* S_{13} + S_{24}^* S_{34} = 0 \quad (5.15)$$

$\Rightarrow$  Quan hệ giữa hằng số pha :

$$\theta + \varphi = \pi + 2n\pi \quad (5.16)$$

Trong thực tế thường xảy ra hai trường hợp :

1, Ghép đối xứng:  $\theta = \varphi = \frac{\pi}{2}$  ( pha của các số hạng có biên độ  $\beta$  được chọn bằng nhau ), Khi đó :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha j\beta & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

2, Ghép phản đối xứng:  $\theta = 0, \varphi = \pi$  ( pha của các số hạng có biên độ  $\beta$  được chọn ngược pha), khi đó:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Chú ý : - 2 dạng bộ ghép chỉ khác nhau việc chọn các mặt tham chiếu.

- Các biên độ  $\alpha, \beta$  tuân theo chương trình :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (5.19)$$

$\Rightarrow$  Ngoài góc pha tham chiếu, một bộ ghép định hướng lý tưởng chỉ có 1 bậc tự do

b) Nếu  $|S_{13}| = |S_{24}|$  và  $|S_{12}| = |S_{34}|$

- Nếu chọn pha tham chiếu sao cho  $S_{13} = S_{24} = \alpha$  và  $S_{12} = S_{34} = j\beta$  (thỏa 5.16) thì từ (5.10a)  $\Rightarrow \alpha(S_{23} + S_{14}^*) = 0$  và từ (5.12a)  $\Rightarrow \beta(S_{14}^* - S_{23}) = 0$

+ Nếu  $|S_{14}| = |S_{23}| = 0 \rightarrow$  lời giải tương tự cho phép định hướng.

+ Nếu  $\alpha = \beta = 0$ , tức là  $S_{12} = S_{13} = S_{24} = S_{34} = 0$ , đây là trường hợp của mạng 2 cổng riêng biệt.

**\* Kết luận:** Bất kỳ mạng 4 cổng thuận nghịch không tổn hao và phối hợp đều là 1 bộ ghép định hướng.

**\* Hoạt động của bộ ghép định hướng:**

- Công suất cung cấp vào cổng 1 được ghép tới cổng 3 với hệ số ghép  $|S_{13}|^2 = \beta^2$ , phần còn lại của công suất cung cấp được lấy đến cổng 2 với hệ số  $|S_{12}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$ . Trong bộ ghép định hướng lý tưởng, không có công suất nào được lấy ra ở cổng 4 (Isolated port)

+ Các đại lượng đặc trưng cho bộ ghép định hướng:

- Độ ghép (Coupling)  $= C = 10\lg(P_1/P_3) = -20\lg\beta$  (dB) (5.20a)

- Độ định hướng (Directivity) :

$$D = 10\lg(P_3/P_4) = 20\lg(\beta/|S_{14}|) \text{ (dB)} \quad (5.20b)$$

- Độ cách ly (Isolation) :

$$I = 10\lg(P_1/P_4) = -20\lg|S_{14}| \text{ (dB)} \quad (5.20c)$$

$$\Rightarrow I = C + D \text{ (dB)} \quad (5.21)$$

\* Bộ ghép hỗn tạp : là trường hợp riêng của bộ ghép định hướng với hệ số ghép là 3dB hay  $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ . Có 2 dạng ghép hỗn tạp tương ứng góc lệch cổng 2 và 3 là  $\pi/2$  với :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Và góc lệch pha  $180^\circ$  giữa ổng 2 và 3 và ghép bất đối xứng .

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

## §5.3 BỘ CHIA CÔNG SUẤT T - JUNCTION

**1) Giới thiệu:** T – Junction powerdivider là trường hợp đơn giản của mạng 3 cổng, có thể sử dụng cho chia công suất hoặc cộng công suất và có thể được thực hiện cho hầu hết các dạng môi trường đường truyền.

### 2) Bộ chia không tổn hao:

- Có sự tích tụ năng lượng do sự gián đoạn tại junction, dẫn tới năng lượng tích tụ có thể quy cho dẫn nạp tập trung B.

- Điều kiện phối hợp trở kháng ở đầu vào ( $Z_0$ )

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (5.24)$$

- Nếu các đường truyền là không tổn hao thì các trở kháng đặc trưng là thực, tức  $B = 0$  và

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (5.25)$$

- Trong thực tế B thường bù nhờ các phần tử điện kháng (trong dải tần số hẹp).

- Các giá trị  $Z_1, Z_2$  có thể được chọn để thay đổi tỷ số chia công suất. Có thể dùng các đoạn  $1/4\lambda$  để thay đổi các trở kháng đường ra ( $Z_1, Z_2$ )

- Nếu các đường ra được phối hợp thì đường vào sẽ được phối hợp, nhưng sẽ không có sự cách ly giữa 2 cổng ra và sẽ có sự mất phối hợp khi nhìn vào các cổng ra.

**Ví dụ:** Tìm  $Z_1, Z_2$  để một bộ chia T không tổn hao có  $Z_0 = 50\Omega$  và công suất được chia theo tỷ lệ 2/1. Tính hệ số phản xạ nhìn vào các cổng ra.

### 3) Bộ chia tổn hao: (bộ chia trở tính)

Một bộ chia T có tổn hao có thể phối hợp tại tất cả các cổng mặc dù các cổng ra có thể không được cách ly.

Hình bên minh họa một bộ chia dùng các điện trở tập trung, có độ chia đều cho 2 cổng ra (- 3 dB).

Quan niệm rằng tất cả các cổng đều được kết nối với  $Z_0$  thì trở kháng  $Z$  nhìn vào các điện trở  $Z_0/3$  theo sau bởi các đường ra là:

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = \frac{4Z_0}{3} \quad (5.26)$$

Vậy trở kháng vào của bộ chia là :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (5.27)$$

Tức là lối vào phối hợp với feed line. Vì mạng là đối xứng cho tất cả các cổng nên phối hợp tại tất cả các cổng, tức là  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$

Tại tâm của mạng :

$$V = V_1 \frac{2Z_0/3}{Z_0/3 + 2Z_0/3} = \frac{2}{3} V_1 \quad (5.28)$$

$$V_2 = V_3 = \frac{1}{2} V_1 \quad (5.29)$$

$$\Rightarrow S_{21} = S_{31} = S_{23} = \frac{1}{2}$$

- Công suất phát ra ở mỗi cổng thấp hơn công suất vào 6 dB.
- Ma trận tán xạ:

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Có thể chứng minh  $[S]$  không unita

- Công suất đầu vào :

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{Z_0} \quad (5.31)$$

- Công suất ở các đầu ra :

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{1}{2} V_1^2\right)}{Z_0} = \frac{1}{2} P_{in} \quad (5.32)$$

$\Rightarrow$  Một nửa công suất cung cấp bị tổn hao trên các điện trở.

cuu duong than cong . com

## §5.4 BỘ CHIA CÔNG SUẤT WILKINSON

### 1) Giới thiệu: Dùng cho mạch dải hoặc vi dải.

Vẽ hình

Có thể phân tích mạch wilkinson bằng cách tách thành 2 mạch đơn giản hơn bằng kỹ thuật phân tích mode chẵn lẻ.

### 2) Phép phân tích mode chẵn lẻ:

Để đơn giản, có thể chuẩn hóa tất cả các trở kháng theo  $Z_0$  và vẽ lại (h.b) với các nguồn thế tại các cổng ra.

Hai điện trở nguồn có giá trị chuẩn hóa bằng hai mắc song song để cho 1 điện trở giá trị 1, biểu thị trở kháng của nguồn phối hợp.

Đoạn  $\lambda/4$  có trở kháng đặc trưng, chuẩn hóa  $Z$  và trở shunt có giá trị chuẩn hóa  $r$  (với chia cân bằng  $z = \sqrt{2}$  và  $r = 2$ ).

Định nghĩa: Hai mode riêng rẽ của sự kích thích mạch ở (h5.4.2): mode chẵn với  $V_{g2} = V_{g3} = 2V$  và mode lẻ với  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ . Khi chồng chập 2 mode sẽ có kích thích với  $V_{g2} = 4$ ,  $V_{g3} = 0$ , từ đó tìm ra các thông số  $S$  của mạng.

a. *Mode chẵn*:  $V_{g2} = V_{g3} = 2 \rightarrow V_2^e = V_3^e$  và không có dòng qua các điện trở  $r/2$  và qua ngắn mạch giữa các input của 2 đường truyền tại cổng 1  $\rightarrow$  có thể tách đôi mạng (h5.4.2) với việc hở mạch tại những điểm nói trên để có sơ đồ sau:



Khi đó nhìn vào cổng 2 thấy trở kháng

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2} \quad (5.33)$$

Vì đường truyền giống như đoạn  $\lambda/4$ . Vậy, nếu  $Z = \sqrt{2}$  thì cổng 2 sẽ phối hợp với mode chặn,  $V_2^e = 1V$  vì  $Z_{in}^e = 1$ . Tiếp theo sẽ tìm  $V_1^e$  từ phương trình đường truyền.

Nếu đặt  $x = 0$  tại cổng 1 và  $x = -\lambda/4$  tại cổng 2 thì điện áp trên đoạn đường truyền có thể được viết:

$$V_{(x)} = V^+ (e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

Với  $V_2^e = V\left(-\frac{\lambda}{4}\right) = jV^+(1 - \Gamma) = 1V$  (5.34)

$$V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

Hệ số phản xạ  $\Gamma$  được nhìn tại cổng 1 về phía điện trở chuẩn hóa 2 nên

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} \Rightarrow V_1^e = -jV\sqrt{2} \quad (5.35)$$

*b. Mode lẻ:*  $V_g = -V_{g3} = 2V \Rightarrow V_2^0 = -V_3^0$  và có một điện áp không dọc theo đoạn giữa của mạch (h54.2) do đó có thể tách bằng cách nối đất tại 2 điểm trên mạch cắt giữa của nó để có sơ đồ sau:

- Nhìn vào cổng 2 thấy trở kháng  $r/2$  vì đoạn đường truyền song song là  $\lambda/4$  và ngắn mạch tại cổng 1 (nên có thể xem như hở mạch tại cổng 2). Vậy cổng 2 sẽ được phối hợp nếu chọn  $r = 2$ . Khi đó  $V_2^0 = 1V$  và  $V_1^0 = 0$ . Với mode kích thích này toàn bộ công suất rơi trên  $r/2$ , không có công suất tới cổng 1

### 3) Trường hợp các cổng 2 và 3 kết cuối với tải phối hợp:

Tương tự như mode chặn vì  $V_2 = V_3 \rightarrow$  sơ đồ tương đương

Vẽ sơ đồ

(Không có dòng chạy qua trở chuẩn hoá 2 nên có thể bỏ như h.b)

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{1}{2}(\sqrt{2})^2 = 1 \quad (5.36)$$

### 4) Các bộ chi Wilkinson không cân bằng và N – way

- Vẽ sơ đồ + công thức

- Giả sử  $\frac{P_3}{P_2} = K^2$  cuuduongthancong.com

Các phương trình thiết kế sau có thể sử dụng:

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K^2}{K^3}} \quad (5.37a)$$

$$Z_{02} = K^2 Z_{03} = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)} \quad (5.37b)$$

$$R = Z_0 \left( K + \frac{1}{K} \right) \quad (5.37c)$$

Nếu  $K = 1 \rightarrow$  bộ chia cân bằng. Các đường ra phối hợp với các trở kháng ra này.

\* Các bộ chia Wilkinson cũng có thể được thiết kế để có N –way divider hoặc combiner như hình vẽ.

Mạch này có thể phối hợp tại tất cả các cổng với sự cách ly giữa tất cả các cổng.

Hạn chế của mạch là yêu cầu có điện trở ngang khi  $N \geq 3$ , đó là hạn chế khi chế tạo ở dạng planar.

Wilkinson divider có thể thực hiện với các đoạn bậc thang để tăng độ rộng băng

## §5. 5 GHÉP ĐỊNH HƯỚNG ỐNG DẪN SÓNG.

**1) Giới thiệu:** Các bộ ghép định hướng là các mạng 4 cổng có các đặc trưng cơ bản

- Công suất tới tại cổng 1 sẽ ghép tới cổng 2 (through port) và tới cổng 3 (coupled port) nhưng không tới cổng 4 (isolated port).

- Tương tự, công suất tới cổng 2 sẽ qua cổng 1 và 4, không qua 3 .

- Tỷ số công suất ghép từ 1 đến 3 là C: độ ghép (5.20a).

- Công suất rò từ 1 đến 4 là I: độ cách ly (5.20c)

- Độ định hướng  $D = I - C$  (dB) là tỷ số công suất tới cổng ghép và cổng cách ly.

- Bộ ghép lý tưởng được định nghĩa có I và  $D = \infty$ , đó là bộ ghép không tổn hao và phối hợp ở tất cả các cổng.

- Bộ ghép định hướng có thể có nhiều dạng: ghép ống dẫn sóng, ghép hỗn tạp (3 dB, quadrature hoặc magic – T) .

**2) Bộ ghép lỗ Bethe:**

Đặc tính định hướng của tất cả các bộ ghép định hướng có được là nhờ sử dụng các sóng hoặc các thành phần sóng riêng rẽ, đồng pha ở cổng ghép và triệt tiêu nhau ở cổng cách ly. Phương pháp đơn giản nhất là dùng 2 ống dẫn sóng có chung 1 lỗ nhỏ trong vách ngăn chung giữa 2 ống, bộ ghép như vậy gọi là Bethe hole coupler.

\* Nguyên lý hoạt động: Lỗ ghép có thể thay bằng các nguồn bức xạ tương đương, gồm các moment điện và từ. Moment điện và moment từ dọc bức xạ sóng có tính chất đối xứng chẵn và moment từ ngang bức xạ sóng đối xứng lẻ. Bằng cách điều chỉnh biên độ tương đối của các nguồn này có thể làm triệt tiêu bức xạ theo hướng của cổng cách ly và tăng cường bức xạ theo hướng cổng ghép. Điều này có thể được thực hiện nhờ điều chỉnh thông số ở (h5.51a) và  $\theta$  ở (h5.51b).

\* Cấu hình song song (h5.51a). Giả thiết có sóng TE<sub>10</sub> đến cổng 1,

$$E_y = A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (5.38a)$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (5.38a)$$

$$H_z = \frac{j\pi A}{\beta a Z_{10}} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (5.38a)$$

Với  $Z_{10} = k_0 n_0 / \beta$  : trở kháng sóng của mode TE<sub>10</sub>

- Biên độ của sóng tới và sóng về của ống dẫn sóng bên dưới là :

$$A_{10}^+ = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[ \epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left( \sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (5.40a)$$

$$A_{10}^- = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[ \epsilon_0 \alpha_e \sin^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \left( \sin^2 \frac{\pi s}{a} - \frac{\pi^2}{\beta^2 a^2} \cos^2 \frac{\pi s}{a} \right) \right] \quad (5.40b)$$

Nhận xét: Biên độ sóng tới cổng 4 ( $A_{10}^+$ ) nói chung khác với biên độ sóng tới cổng 3 ( $A_{10}^-$ ). Để triệt tiêu công suất tới cổng 3 ( $A_{10}^-$ ) cần điều kiện:

$$A_{10}^- = 0 \Leftrightarrow \sin \frac{\pi s}{a} = \pi \sqrt{\frac{2}{4\pi^2 - k_0^2 a^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\lambda_0^2 - a^2)}} \quad (5.41)$$

Khi đó hệ số ghép là :  $C = 20 \lg \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| (dB) \quad (5.42a)$

Hệ số định hướng là :  $D = 20 \lg \left| \frac{A_{10}^-}{A_{10}^+} \right| (dB) \quad (5.42a)$

\* Các bước thiết kế

- Dùng (5.41) để tìm S (vị trí của lỗ)
- Dùng (5.42) để xác định r<sub>0</sub> (bán kính lỗ) thỏa mãn D, C cho trước.

\* Cấu hình xiên: Lỗ đặt tại vị trí  $S = a/2$ , điều chỉnh  $\theta$ , để triệt tiêu sóng đến cổng 4. Trong trường hợp này điện trường không thay đổi theo  $\theta$  nhưng thành phần từ trường ngang thay đổi theo hệ số  $\cos \theta$ , do đó có thể dùng (5.40) với việc thay  $\alpha_m = \alpha_m \cos \theta$ .

Khi đó với  $s = \frac{a}{2}$

$$A_{10}^+ = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[ \epsilon_0 \alpha_e - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \cos \theta \right] \quad (5.43a)$$

$$A_{10}^- = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left[ \epsilon_0 \alpha_e + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \cos \theta \right] \quad (5.43b)$$

Điều kiện  $A_{10}^- = 0 \rightarrow \cos \theta = \frac{k_0^2}{2\beta^2} \quad (5.44)$

Hệ số ghép :  $C = 20 \lg \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| = -20 \lg \frac{4k_0^2 r_0^3}{3ab\beta} (dB) \quad (5.45)$

Ví dụ: Thiết kế bộ ghép bethe song song cho dải băng tần x - ống dẫn sóng hoạt động ở 9 GHz, hệ số ghép 20dB

**Giải:** Các hằng số cho X – band waveguide tại 9GHz,  $a = 0,02286\text{m}$ ,  $b = 0,01016$ ,  $\lambda_0 = 0,0333\text{m}$ ,  $k_0 = 188,5\text{m}^{-1}$ ,  $\beta = 129\text{m}^{-1}$ ,  $Z_{10} = 550$ ,  $P_{10} = 4,22 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2/\Omega$ .

$$\text{Từ (5.41)} \Rightarrow s = \frac{a}{\pi} \sin^{-1} 0,972 = 9,69\text{mm}$$

$$(5.42) \Rightarrow \left| \frac{A}{A_{10}^-} \right| = 10^{20/20} = 10 \Rightarrow \text{từ (5.40)} \Rightarrow r_0 \text{ theo điều kiện : } 0,1 = 1,44 \cdot 10^6 r_0^3 \Rightarrow r_0 = 4,15\text{mm}.$$

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

## Chương VI: BỘ LỌC SIÊU CAO TẦN

### §6.1 GIỚI THIỆU

**Định nghĩa:** Bộ lọc siêu cao tần là 1 mạng 2 cổng dùng để điều khiển đáp ứng tần số ở 1 vị trí xác định trong hệ thống SCT, bao gồm các loại tương tự như bộ lọc tần số thấp

Ứng dụng: bao gồm tất cả các dạng thông tin SCT, radar, các hệ thống đo đạc và thủy điện.

Lịch sử: Từ đầu thế chiến II, bởi Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson và Richards.

- đầu những năm 503, các nhà nghiên cứu ở Stanford Research Institute ứng dụng phương pháp thông số ảnh nghiên cứu các bộ lọc SCT.

- Hiện nay hầu hết các bộ lọc SCT được thiết kế sử dụng các phần mềm CAD trên cơ sở phương pháp tổn hao chèn.

- Đây vẫn là lĩnh vực đang được nghiên cứu mạnh với việc nghiên cứu tổng hợp bộ lọc với các phần tử phân bố, ứng dụng siêu dẫn nhiệt độ thấp và các linh kiện tích cực.

- Các cấu trúc tuần hoàn được đề cập trước tiên do các ứng dụng trong các hệ thống sóng chậm, khuếch đại sóng chạy và do chúng có đáp ứng lọc chắn dải, là cơ sở cho phương pháp thông số ảnh.

- Các phương pháp thông số ảnh và tổn hao chèn đều sử dụng mô hình các phần tử tập trung do đó với các bộ lọc SCT, các phương pháp này cần phải có sự điều chỉnh cho các phần tử phân bố, chẳng hạn dùng các trở kháng bậc thang và các đường ghép hoặc các bộ cộng hưởng ghép.

### §6.2 CÁC CẤU TRÚC TUẦN HOÀN

#### 1) Giới thiệu:

- Một đường truyền hoặc một ống dẫn sóng vô hạn mắc tải có chu kỳ với các phần tử điện kháng được gọi là một cấu trúc tuần hoàn.

- Có thể có nhiều dạng, tùy thuộc vào môi trường đường truyền.

- Thường các phần tử tải được tạo thành từ các chỗ gián đoạn trong đường truyền. chúng có thể được mô hình hóa như là các điện kháng tập trung mắc ngang đường truyền như hình vẽ:

## 2) Phân tích cấu trúc tuần hoàn vô hạn:

Xét cấu trúc mô hình như (h6.2.2), mỗi cell đơn vị chiều dài  $d$  có dẫn nạp shunt qua điểm giữa của cell,  $b$  là dẫn nạp chuẩn hóa so với  $Z_0$ . Coi đường truyền là một Cascade của các mạng 2 cổng giống nhau. Điện áp và dòng điện tại 2 phía của cell thứ  $n$  có quan hệ:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Chú ý:  $A, B, C, D$  là các thông số ma trận cho dãy Cascade của một đoạn đường truyền  $d/2$ , một dẫn nạp shunt  $b$  và một đoạn đường truyền  $d/2$ , do đó từ bảng (3.1)  $\Rightarrow$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta) & j(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2}) \\ j(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2}) & \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Với  $\theta = kd$

\* Với sóng truyền theo hướng  $+Z$  phải có :

$$V_{(z)} = V_{(0)} e^{-\gamma z} \quad (6.3a)$$

$$I_{(z)} = I_{(0)} e^{-\gamma z} \quad (6.3b)$$

Với mặt phẳng pha tham chiếu tại  $z=0$

- Tại các nút :

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (6.4a)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (6.4b)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} A - e^{-\gamma d} & B \\ C & D - e^{-\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Cho lời giải không tầm thường thì phải có :

$$AD + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} - BC = 0 \quad (6.6)$$

Đề ý  $AD - BC = 1 \Rightarrow$

$$\cosh \gamma d = \frac{A + D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (6.7)$$

\* Nếu  $\gamma = \alpha + j\beta \Rightarrow$

$$\cosh \gamma d = \cosh \alpha d \cosh \beta d + j \sinh \alpha d \sin \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (6.8)$$

$\Rightarrow \alpha = 0$  hoặc  $\beta = 0$  (Vì vế phải thuần thực)

+ Trường hợp 1:  $\alpha = 0, \beta \neq 0$  : trường hợp không suy giảm (sóng) và được định nghĩa là giải thông của cấu trúc. Khi đó (6.8)  $\rightarrow$

$$\cosh \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (6.9a)$$

$\rightarrow$  có thể giải tìm  $\beta$  nếu độ lớn của vế phải  $\leq 1$ , và khi đó sẽ có vô số giá trị  $\beta$  thỏa mãn (6.9a).

+ Trường hợp 2:  $\alpha \neq 0, \beta = 0, \pi$ : sóng bị suy giảm theo chiều dài đường truyền, đây là giải chặn (stop band) của cấu trúc. Vì đường truyền là không tổn hao nên công suất bị phản xạ ngược trở lại đầu vào của đường truyền từ (6.8)  $\Rightarrow$

$$\cosh \alpha d = \left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \geq 1 \quad (6.9b)$$

- (6.9b) chỉ có một lời giải  $\alpha > 0$  cho sóng chạy dương. Nếu  $\left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \leq 1$  thì (6.9.b) thu được từ (6.8) bằng cách cho  $\beta = \pi$ . Khi đó tất cả các tải tập trung trên đường truyền đều là các đoạn  $\lambda/2$  do đó trở kháng vào giống như trường hợp  $\beta = 0$ .

\* Vậy tùy thuộc vào tần số và giá trị dẫn nạp chuẩn hóa mà đường truyền tải tuần hoàn có thể là Pass band hoặc Stopband và do đó có thể xem như là một bộ lọc. Điện áp và dòng chỉ có nghĩa tại các đầu cuối của Unit cell. Sóng áp và dòng lúc này có tên là các sóng Bloch, tương đương như các sóng đàn hồi lan truyền qua mạng tinh thể tuần hoàn.

+ Định nghĩa: Trở kháng đặc trưng tại các đầu cuối của cell đơn vị

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (6.10)$$

(Vì các  $V_{n+1}$  là các đại lượng chuẩn hóa)

Các  $Z_B$  có tên là các trở kháng Bloch.

$$\text{- Từ (6.5) } \Rightarrow (A - e^{rd}) V_{n+1} + B I_{n+1} = 0$$

$$\text{Và từ (6.10) } \Rightarrow Z_B = \frac{-BZ_0}{(A - e^{rd})}$$

$$\text{từ (6.6) } \Rightarrow Z_B^{\pm} = \frac{-BZ_0}{2A - A - D \mp \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (6.11)$$

Với các cell đơn vị đối xứng,  $A = D \Rightarrow$

$$Z_B = \frac{-BZ_0}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (6.12)$$

Các lời giải  $\pm$  tương ứng trở kháng đặc trưng cho các sóng chạy dương và âm. Với mạng đối xứng, các trở kháng này đồng thời được chấp nhận vì khi đó chiều của  $I_{n+1}$  được định nghĩa ngược lại  $\rightarrow$  trở kháng dương.

Từ (6.2)  $\Rightarrow B$  luôn thuần ảo

- nếu  $\alpha = 0, \beta \neq 0 \Rightarrow Z_B$  thực

- nếu  $\alpha = 0, \beta = 0 \Rightarrow Z_B$  ảo

### 3) Cấu trúc tuần hoàn có kết cuối: $Z_L$

Giả sử cấu trúc hoạt động ở Passband

$$V_n = V_0^+ e^{-j\beta nd} + V_0^- e^{j\beta nd} \quad (6.13a)$$

$$I_n = I_0^+ e^{-j\beta nd} + I_0^- e^{j\beta nd} = \frac{V_0^+}{Z_B^+} e^{-j\beta nd} + \frac{V_0^-}{Z_B^-} e^{j\beta nd} \quad (6.13b)$$

Với  $V_n^+ = V_0^+ e^{-j\beta nd}$  : sóng tới (6.14a)

$V_n^- = V_0^- e^{j\beta nd}$  : sóng phản xạ (6.14b)

$$\Rightarrow V_n = V_n^+ + V_n^-, \quad I_n = \frac{V_n^+}{Z_B^+} + \frac{V_n^-}{Z_B^-} \quad (6.15)$$

- Tại tải ( $n = N$ ) :

$$V_N = V_N^+ + V_N^- = Z_L I_N = Z_L \left( \frac{V_N^+}{Z_B^+} + \frac{V_N^-}{Z_B^-} \right) \quad (6.16)$$

$$\Gamma = \frac{V_n^-}{V_n^+} = \frac{\frac{Z_L}{Z_B^+} - 1}{\frac{Z_L}{Z_B^-} - 1} \quad (6.17)$$

Nếu cell đơn vị là đối xứng ( $A = D$ )  $\Rightarrow Z_B^+ = -Z_B^- = Z_B \Rightarrow$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_B}{Z_L + Z_B} \quad (6.18)$$

## §6.3 THIẾT KẾ BỘ LỌC BẰNG PHƯƠNG PHÁP THÔNG SỐ ẢNH

### 1) Trở kháng ảnh và hàm truyền cho các mạng 2 cổng:

Xét mạng 2 cổng tùy ý như hình vẽ:

**Định nghĩa:**

+  $Z_{i1}$ : Trở kháng vào tại cổng 1 khi cổng 2 kết cuối với  $Z_{i2}$ .

+  $Z_{i2}$ : Trở kháng vào tại cổng 2 khi cổng 1 kết cuối với  $Z_{i1}$ .

Vậy cả 2 cổng đều phối hợp khi cùng kết cuối với các trở kháng ảnh của chúng. Chúng ta sẽ tìm biểu thức cho  $Z_{i1}$ ,  $Z_{i2}$  theo ABCD:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned} \quad (6.22)$$

Trở kháng vào tại cổng 1 khi cổng 2 kết cuối với  $Z_{i2}$  :

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_{i2} + B}{CZ_{i2} + D} \quad (6.23)$$

(Vì  $V_2 = Z_{i2} I_2$ ). Để ý  $AD - BC = 1 \Rightarrow$



$$\begin{aligned} V_2 &= DV_1 - BI_1 \\ I_2 &= -CV_1 + AI_1 \end{aligned} \quad (6.24)$$

$$\Rightarrow Z_{in2} = \frac{-V_2}{I_2} = -\frac{DV_1 - BI_1}{-CV_1 + AI_1} = \frac{DV_1 + BI_1}{CZ_{i1} + D} \quad (6.25)$$

- Để  $Z_{in1} = Z_1$ ,  $Z_{in2} = Z_2 \Rightarrow$

$$Z_{i1}D - B = Z_{i2}(A - CZ_{i1}) \quad (6.26)$$

$$\Rightarrow Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} \quad (6.27)$$

Và  $Z_{in2} = \frac{DZ_{in1}}{A}$

Nếu mạng đối xứng ( $A=D$ ) thì  $Z_{i1} = Z_{i2}$

\* Hàm truyền điện áp : xét mạng như (h.6.3.2)

$$V_2 = DV_1 - BI_1 = \left(D - \frac{B}{Z_{i1}}\right)V_1 \quad (6.28)$$

(Vì  $V_1 = I_1 Z_{i1}$ )  $\Rightarrow$

$$\frac{V_2}{V_1} = D - \frac{B}{Z_{i1}} = \sqrt{\frac{D}{A}}(\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \quad (6.29a)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = -C \frac{V_1}{I_1} + A = \sqrt{\frac{A}{D}}(\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \quad (6.29b)$$

+ Hệ số  $\sqrt{\frac{D}{A}}$  nghịch đảo nhau ở (6.29a) và (6.29b) và được gọi là tỉ số chuyển đổi ngược.

+ Phần còn lại được định nghĩa là hệ số lan truyền của mạng

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \quad (6.30)$$

$$\Rightarrow \cosh \gamma = \sqrt{AD} \quad (6.31)$$