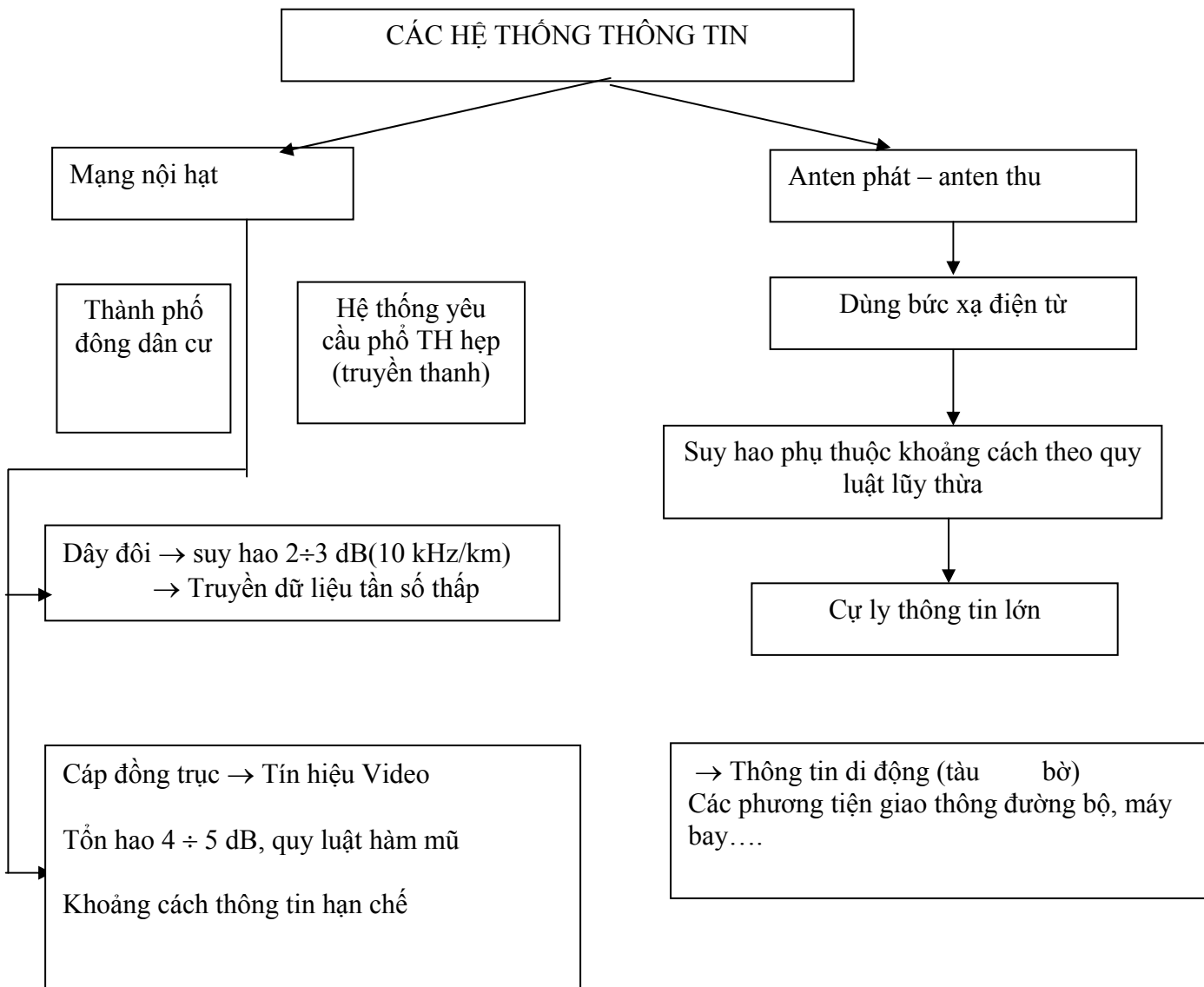


# CHƯƠNG I. GIỚI THIỆU

## §1.1 LỊCH SỬ

- \* Thông tin điện : - Telegraphy (1884)  
- Telephony (1878)

- \* Nền tảng lý thuyết : LT trường điện từ Maxwell (1854)
- \* Hệ thống Telegraphy không dây dùng bức xạ điện từ (Marconi – 1897)
- \* Đèn điện tử và phát dao động (1904 – 1915)



- Thông tin vệ tinh
- Kinh tế
- Bảo mật
- \* Nhược điểm : Hiệu suất thấp

## §1.2 CÁC HỆ THỐNG ANTEN

- + Anten thông dụng :
  - Anten râu trên ô tô
  - Anten tai thỏ trên tivi
  - Anten vòng cho UHF
  - Anten Log-chu kỳ cho TV
  - Anten Parabol thu sóng vệ tinh
- + Trạm tiếp sóng vi ba (Microwave Relay)
  - Anten mặt
  - Anten Parabol bọc nhựa
- + Hệ thống thông tin vệ tinh :
  - Hệ anten loa đặt trên vệ tinh
  - Anten chảo thu sóng vệ tinh
  - Mảng các loa hình nón chiếu xạ (20-30GHz)
- + Anten phục vụ nghiên cứu khoa học

### QUY ƯỚC VỀ CÁC DẢI TẦN SỐ

Dải tần số	Tên, ký hiệu	Ứng dụng
3 – 30 kHz	Very low freq. (VLF)	Đạo hàng, định vị
30 – 300kHz	Low freq. (LF)	Pha vô tuyến cho mục đích đạo hàng
300 – 3000kHz	Medium freq. (MF)	Phát thanh AM, hàng hải, trạm thông tin duyên hải, chỉ dẫn tìm kiếm
3 – 30 MHz	High Freq. (HF)	Điện thoại, điện báo, phát thanh sóng ngắn, hàng hải, hàng không
30 – 300MHz	Very High Freq. (VHF)	TV, phát thanh FM, điều khiển giao thông, cảnh sát, taxi, đạo hàng
0,3 – 3 GHz	Ultrahigh (UHF)	TV, thông tin vệ tinh, do thám, Radar giám sát, đạo hàng
3 – 30 GHz	Superhigh freq. (SHF)	Hàng không, Viba (microwave links), thông tin di động, thông tin vệ tinh
30 – 300GHz	Extremly high freq. (EHF)	Radar, nghiên cứu khoa học

### **§1.3 KHÁI QUÁT VỀ TRUYỀN SÓNG ĐIỆN TỪ**

+ Dải phát thanh AM chuẩn (0,55 – 1,6 MHz): Dùng tháp anten

+ Dải sóng dài :

- Anten đơn giản với độ lợi thấp, đặt trên mặt đất.
- Mode truyền: sóng mặt, suy hao  $\sim R^{-4}$ .
- Mức nhiễu cao do nhiễu công nghiệp
- Cần máy phát công suất lớn (50-500kW)
- Mức nhiễu và suy hao cao
- Cự ly thông tin cỡ vài trăm dặm
- Suy hao tăng nhanh theo tần số (không sử dụng cho TS>20MHz)
- Chiều cao của anten cần được lựa chọn thích hợp.
- Có thể có hiện tượng Fading trong thời gian hàng giây, phút, chịu ảnh hưởng của nhiệt độ và độ ẩm không khí. → khắc phục Fading → phân tập theo không gian và tần số.

+ Dải sóng 30 – 40 MHz :

- Có thể sử dụng sự phản xạ từ tầng điện ly
- Cự ly thông tin hàng ngàn km → các dịch vụ truyền thông quốc tế
- Sự phản xạ phụ thuộc mật độ điện tử tạo bởi bức xạ mặt trời
- Không được sử dụng trên 40MHz (do xuyên qua và fading)

+Trên 40MHz

- Truyền thẳng (TV, Viba)
- Kích thước anten phải lớn gấp một số lần bước sóng
- Ở dải sóng Viba ( 3 – 30cm) có thể dùng những anten gương có độ lợi cao (40-50dB), công suất máy phát giảm, nhiễu khí quyển giảm, có thể dùng tín hiệu biên độ nhỏ

+ Dải sóng mm :

- Suy giảm sóng do khí quyển hoặc do mưa tăng
- Cự ly thông tin bị giới hạn

## CHƯƠNG 2

### CƠ SỞ LÝ THUYẾT AN TEN, CÁC THÔNG SỐ CƠ BẢN CỦA ANTEN

#### §2.1 MỞ ĐẦU

**Một số qui ước về ký hiệu:** chữ nét đậm  $\rightarrow$  vector, chữ nghiêng  $\rightarrow$  thông số

+ **Định nghĩa anten:** là một cấu trúc được làm từ những vật liệu dẫn điện tốt, được thiết kế để có hình dạng kích thước sao cho có thể bức xạ sóng điện từ theo một kiểu nhất định một cách hiệu quả.

+ **Nguyên lý hoạt động:** dòng điện thay đổi theo thời gian trên bề mặt anten  $\rightarrow$  bức xạ sóng điện từ

$\rightarrow$  Anten là một cấu trúc mà dòng thay đổi theo thời gian, được cấp từ một nguồn thích hợp qua đường truyền hoặc ống dẫn sóng, có thể bị kích thích với biên độ lớn trên bề mặt anten.

+ **Yêu cầu về cấu trúc anten:** đơn giản, kinh tế (ví dụ : anten nửa sóng)

+ **Bài toán chính của lý thuyết và kỹ thuật anten:** xác định phân bố mật độ dòng điện  $\mathbf{J}$  trên bề mặt anten sao cho trường bức xạ thỏa mãn các điều kiện biên trên anten. Bài toán này thường chỉ có thể giải gần đúng.

+ Phân bố dòng trên anten có thể được xác định chính xác hơn khi xác định được đặc trưng trở kháng của anten.

+ Từ đặc tính tuyến tính của hệ phương trình Maxwell, về nguyên tắc có thể xác định được phân bố trường tổng khi biết phân bố trường của phân tử dòng.

+ Các phương trình Maxwell, thể vector và thể vô hướng là những công cụ toán học chủ yếu để giải bài toán về anten.

+ **Các đặc trưng cơ bản của một anten:**

- Kiểu bức xạ (hàm phương hướng).
- Độ rộng tia, hệ số định hướng, điện trở bức xạ.

+ **Các phần tử bức xạ cơ bản:** Phần tử dòng điện nguyên tố, vòng điện nguyên tố, dòng từ nguyên tố, vòng từ nguyên tố.

## §2.2 PHƯƠNG TRÌNH MAXWELL VÀ CÁC ĐIỀU KIỆN BIÊN

### 2.2.1 HỆ PHƯƠNG TRÌNH MAXWELL

+ Đối tượng chủ yếu của thuyết và kỹ thuật anten là khảo sát sự bức xạ và thu trường điều hòa  $\sim e^{j\omega t}$ .

+ Dòng điện và trường sẽ được biểu diễn dưới dạng các vector mà các thành phần của chúng là các số phức. Khi đó, trường thực có dạng:

$$\varepsilon(\mathbf{r}, t) = \text{Re } \vec{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) e^{j\omega t} \quad (2.1)$$

+ Các phương trình Maxwell: (2.2.a  $\rightarrow$  e)

$$\nabla \times \vec{\mathbf{E}} = -j\omega \vec{\mathbf{B}} \quad (2.2a)$$

$$\nabla \times \vec{\mathbf{H}} = j\omega \vec{\mathbf{D}} + \vec{\mathbf{J}} \quad (2.2b)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{D}} = \rho \quad (2.2c)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{B}} = 0 \quad (2.2d)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{J}} = -j\omega\rho \quad (2.2e)$$

+ Trong chân không :

$$\vec{\mathbf{D}} = \varepsilon_0 \vec{\mathbf{E}}, \quad (2.3a); \quad \vec{\mathbf{B}} = \mu_0 \vec{\mathbf{H}}, \quad (2.3a);$$

$$+ \quad \varepsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi \text{ (Fara/met)}; \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (Henry/met)}$$

+ Trong môi trường có hằng số điện môi  $\varepsilon$  và độ dẫn điện  $\sigma$ : dòng dẫn  $\vec{\mathbf{J}}_c = \sigma \vec{\mathbf{E}}$

$$(2.2b) \Rightarrow \nabla \times \vec{\mathbf{H}} = (j\omega\varepsilon + \sigma) \vec{\mathbf{E}} + \vec{\mathbf{J}} = j\omega \left( \varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega} \right) \vec{\mathbf{E}} + \vec{\mathbf{J}}$$

### 2.2.2 CÁC ĐIỀU KIỆN BIÊN

BIÊN CỦA MỘT VẬT DẪN LÝ TƯỞNG ( $\sigma = \infty$ ): (2.5)

Bên trong vật dẫn:  $\vec{\mathbf{E}}, \vec{\mathbf{H}} = 0$

Trên bề mặt:  $\vec{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{E}} = 0, \quad \vec{\mathbf{n}} \cdot \vec{\mathbf{H}} = 0$

Mật độ dòng điện mặt:  $\vec{\mathbf{J}}_s = \vec{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}}$

Mật độ điện tích mặt:  $\rho_s = \vec{\mathbf{n}} \cdot \vec{\mathbf{D}}$

BIÊN CỦA MỘT VẬT DẪN KHÔNG LÝ TƯỞNG: Trường điện từ xuyên qua bề mặt với biên độ giảm theo hàm mũ:  $e^{-z/\delta}$  ( $\delta = (2/\omega\mu_0\sigma)^{1/2}$  với đồng  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $\delta = 6.6 \times 10^{-3} \text{ cm}$  ở tần số 1MHz, và  $2.1 \times 10^{-4} \text{ cm}$  ở 1GHz) (2.7)

Ví dụ: với đồng,  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ,  $\delta = 6.6 \times 10^{-3} \text{ cm}$  ở tần số 1MHz, và  $2.1 \times 10^{-4} \text{ cm}$  ở tần số 1GHz.

Trong đa số các trường hợp thực tế có thể coi trường điện từ không xuyên qua các vật dẫn tốt như kim loại. Tuy nhiên, khi tính đến điện trở của các vật dẫn kim loại

thì cần tính tới tổn hao Joule theo định luật Ohm (tổn hao của đường truyền, ống dẫn sóng...)

### TÍNH TỔN HAO:

Từ trường  $\vec{H}$  tạo ra dòng mặt  $\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H}$  (định luật Ampere)

Thành phần tiếp tuyến của điện trường liên quan với mật độ dòng điện mặt:

$$\vec{n} \times \vec{E} = Z_s \vec{n} \times \vec{J}_s \text{ (ĐL Ohm)} \quad (2.8)$$

Trong đó  $Z_s$  là trở kháng bề mặt của vật dẫn:  $Z_s = (1+j)/\sigma\delta_s$  (Ohm/dt) (2.9)

Bao gồm thành phần thuần trở  $1/\sigma\delta_s$  (điện trở của lớp da có chiều sâu  $\delta_s$ ) và thành phần cảm ứng do sự xuyên qua của từ trường.

Tổn hao trên đơn vị diện tích được cho bởi phần thực của vector Poynting hướng vào vật dẫn tại bề mặt vật dẫn:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \frac{|\vec{J}_s|^2}{\sigma\delta_s} \quad (2.10)$$

- Nếu  $\sigma = \infty$ , thì chiều sâu lớp da, và do đó trở kháng bề mặt và tổn hao = 0

- Thường người ta so sánh trở kháng bề mặt với trở kháng của không gian tự do:

$$Z_0 = \left( \mu_0 / \epsilon_0 \right)^{1/2} = 377 \text{ Ohm} \quad (2.11)$$

- Với Cu, tại 1MHz,  $Z_s = 2.6 \times 10^{-4} (1+j)$  Ohm

- Kết quả trên có thể áp dụng cho các vật dẫn tốt khác và cho các bề mặt có bán kính cong lớn hơn nhiều so với độ sâu lớp da.

### BIÊN GIỮA HAI ĐIỆN MÔI:

$$\vec{n} \times \vec{E}_1 = \vec{n} \times \vec{E}_2, \quad \vec{n} \times \vec{H}_1 = \vec{n} \times \vec{H}_2, \quad \vec{n} \times \vec{D}_1 = \vec{n} \times \vec{D}_2$$

### 2.2.3 THỂ VECTOR VÀ THỂ VÔ HƯỚNG

$$\text{Từ (2.2a), (2.2b) và (2.3) } \Rightarrow \nabla \times \nabla \times \vec{E} = k_0^2 \vec{E} - j\omega\mu_0 \vec{J}, \quad (2.12)$$

Với  $k_0 = \omega(\mu_0\epsilon_0)^{1/2}$  là số sóng của không gian tự do

- Theo phương trình này điện trường có thể được tìm trực tiếp khi biết phân bố dòng.

Trong thực tế có thể đơn giản hóa bài toán nhờ thể vector  $\vec{A}$  và thể vô hướng  $\Phi$ :

Mặt khác bất cứ vector nào với zero curl đều có thể biểu diễn dưới dạng gradient của một hàm vô hướng. Do đó có thể đặt:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.13)$$

- Vì  $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = 0$  nên  $\vec{A}$  được gọi là thể vector.

- Sử dụng công thức của giải tích vector  $\Rightarrow$

$$\nabla^2 \vec{A} + k_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A} + j\omega\mu_0\epsilon_0\Phi) \quad (2.14)$$

- Để đơn giản ta chọn:  $\nabla \times \vec{A} = -j\omega\mu_0\epsilon_0\Phi$  (Điều kiện Lorentz) (2.15)

- Khi đó (2.14) trở thành:  $\nabla^2 \vec{A} + k_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J}$  (2.16)

- Thay các phương trình (2.14) và (2.15) vào (2.2c)  $\Rightarrow$

$$\nabla^2 \Phi + k_0^2 \Phi = -\rho / \epsilon_0 \quad (2.17)$$

- Sử dụng điều kiện Lorentz và (2.14) =>

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} + \nabla\nabla.\vec{A}/j\omega\mu_0\epsilon_0 \quad (2.18)$$

- Trường hợp nguồn dòng :

$$\vec{J} = J_z \vec{a}_z \text{ thì } \vec{J} = J_z \vec{a}_z \text{ và } (\nabla^2 + k_0^2)A_z = -\mu_0 J_z \quad (2.19)$$

## § 2.3 BỨC XẠ CỦA PHẦN TỬ DÒNG ĐIỆN

- Định nghĩa phần tử dòng điện:  $\vec{l}dl$  thẳng, rất mỏng, rất ngắn. Giả thiết dữ liệu // (z).

- Thế vector chỉ có một thành phần theo phương (z) tuân theo PT (2.19). trong đó  $J_z = I/dS$ , với  $dS$  là tiết diện của phần tử dòng. Thể tích  $dV \ll$  nên phần tử dòng có thể coi như nguồn định xứ tại một điểm.

- Nguồn đối xứng cầu  $\rightarrow A_z$  chỉ là hàm của r

- Với  $r \neq 0$ :

$$\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} (r^2 \frac{\partial A_z}{\partial r}) + k_0^2 A_z = 0 \quad (2.20)$$

- Thay  $A_z = \frac{\Psi}{r}$  thì  $\frac{dA_z}{dr} = \frac{1}{r} \frac{d\Psi}{dr} - \frac{\Psi}{r^2}$  và (2.20) trở thành :

$$\frac{d^2\Psi}{dr^2} + k_0^2\Psi = 0 \quad (2.21)$$

- Phương trình dao động điều hoà này có 2 nghiệm :  $C_1 e^{-jk_0 r}$  và  $C_2 e^{jk_0 r}$

- Nếu chọn nghiệm thứ nhất và tính tới biến thời gian t thì có thể viết:

$$\Psi_{(r,t)} = C_1 e^{-jk_0 r + j\omega t}$$

$$\text{Lưu ý: } k = \frac{\omega}{c}, \quad C = (\mu_0 E_0)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\text{Thì thu được: } \Psi_{(r,t)} = C_1 e^{j\omega(t - r/c)} \quad (2.22)$$

- Nhận xét: Phương trình sóng bức xạ với góc pha ban đầu  $k_0 r$ , thời gian trễ  $r/c$

- Tính C1: Tích phân (2.19) trong thể tích của hình cầu có bán kính  $r_0$  rất nhỏ, viết:(công thức)

- Lưu ý:  $dV = r^2 \sin \theta d\theta d\phi dr$  và  $A_z$  là hàm của  $1/r$ . Nếu chọn  $r_0$  rất nhỏ thì tích phân khối của  $A_z$  sẽ tỷ lệ với  $r^2$  và có thể bỏ qua. Tích phân khối của  $J_z$  chính là  $I dl$ , ta có: (ý nghĩa của grad)

- Lời giải cuối cùng của  $\vec{A}$  sẽ là:

$$\vec{A} = \mu_0 I dl \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{a}_z \quad (2.24)$$

\* Nhận xét: - Thế vector có dạng sóng lan truyền ra không gian với biên độ giảm tỷ lệ nghịch với r.

- Các mặt sóng đồng pha có dạng hình cầu bán kính  $r$ , tâm = góc tọa độ.
- Vận tốc pha = (công thức)
- Bước sóng  $\lambda_o = \frac{2\pi}{k_o} = \frac{C}{\frac{w}{2\pi}} = \frac{C}{f}$  (2.25)

Tìm biểu thức của của trường:

- Sử dụng (2.13) và (2.18) và hệ tọa độ cầu.
- Biểu diễn  $\vec{A}$  theo các thành phần trong hệ tọa độ cầu và lưu ý rằng:

Ta có: 
$$\vec{A} = \frac{\mu_0 Idl}{4\pi r} e^{-jk_0 r} (\vec{a}_r \cos A - \vec{a}_\theta \sin A) \quad (2.26)$$

Dùng (2.13):

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} = \frac{Idl \sin \theta}{4\pi} \left( \frac{jk_0}{r} + \frac{1}{r^2} \right) e^{-jk_0 r} \vec{a}_\phi \quad (2.27)$$

Từ (2.18) => 
$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} + \frac{\nabla \nabla \cdot \vec{A}}{j\omega \mu_0 \epsilon_0} = E_r \vec{a}_r + E_\theta \vec{a}_\theta \quad (2.28)$$

- Nếu  $r$  rất lớn so với bước sóng thì : (vùng xa) bỏ qua các số  $\frac{1}{r^2}, \frac{1}{r^3}$

$$\vec{E} = jZ_0 Idl k_0 \sin \theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{a}_\theta \quad (2.29a)$$

$$\vec{H} = jIdl k_0 \sin \theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{a}_\phi \quad (2.29b)$$

\* Nhận xét:

- Vậy ở khu xa, trường bức xạ chỉ có thành phần ngang, điện trường và từ trường vuông góc với nhau và vuông góc với phương truyền sóng. tỷ số biên độ của chúng chính bằng trở kháng sóng của không gian tự do  $Z_0$ ;  $Z_0 = \left( \frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}}$

- Dạng vector:

$$\vec{E} = -Z_0 \vec{a}_r \times \vec{H} \quad (2.30a)$$

$$\vec{H} = Y_0 \vec{a}_r \times \vec{E} \quad (2.30b)$$

Trong đó:  $Y_0 = Z_0^{-1}$

- Trường không có tính đối xứng cầu. ( $\vec{E}$  và  $\vec{H}$  phụ thuộc  $\sin \theta$ )

\* Vector Poynting phức:

$$\frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = I I^* Z_0 (dl)^2 k_0^2 \sin^2 \theta \frac{\vec{a}_r}{32\pi^2 r^2} \quad (2.31b)$$



Có dạng thuần thực, (trường bức xạ) có hướng trùng với hướng lan truyền, và công suất bức xạ giảm tỷ lệ nghịch với  $r^2$

\* Các số hạng còn lại của (2.27) và (2.28): chiếm ưu thế khi  $r < \lambda_0$  và tạo ra trường phản ứng ở khu gần vì tính thuần ảo của vector Poynting.

- Nếu  $kr$  rất nhỏ sao cho có thể thay  $e^{-jk_0r} \cong 1$  thì: (khu gần)

$$\vec{H} = \frac{Id\ell k_0 \sin \theta}{4\pi r} \vec{a}_\phi \quad (2.32a)$$

$$\vec{E} = \frac{Z_0 Id\ell}{4\pi} \left[ \frac{2 \cos \theta}{r^2} \left( 1 + \frac{1}{jk_0 r} \right) \vec{a}_r + \frac{\sin \theta}{r^2} \left( 1 + \frac{1}{jk_0 r} \right) \vec{a}_\theta \right] \quad (2.32b)$$

Cho  $kr \ll 1$  và thay  $1 + 1/k_0 r \Rightarrow$  phương trình (2.32b) trở thành

$$\vec{E} = \frac{Qd\ell}{4\pi} \left[ \frac{2 \cos \theta}{r^3} \vec{a}_r + \frac{\sin \theta}{r^3} \vec{a}_\theta \right] \quad (2.32c)$$

Lưu ý : - Tương tự như phân bố trường tĩnh của một dipole điện.

- Mặc dù trường ở khu gần không đóng góp vào công suất bức xạ, chỉ liên quan đến sự tích tụ năng lượng ở khu vực bao quanh ngay gần anten, nhưng cần được tính đến khi tính trở kháng anten.

- Biểu thức của vector Poynting phức, được tính bởi việc sử dụng các biểu thức tổng quát của trường sẽ có phần thực (phần liên quan trực tiếp đến bức

xạ) chỉ bao gồm trường bức xạ cho bởi biểu thức (2.31)

## § 2.4 MỘT SỐ CÁC THÔNG SỐ CƠ BẢN CỦA ANTEN

Bức xạ của một phần tử dòng điện còn được gọi là bức xạ lưỡng cực. Được dùng để định nghĩa các thông số cơ bản của anten nói chung.

### Kiểu bức xạ:

Phân bố tương đối của công suất bức xạ như là hàm của hướng bức xạ trong không gian

- Công suất bức xạ của dipole nguyên tố tỷ lệ với  $\sin^2 \theta$  (2.31). Kiểu bức xạ có dạng hình số 8 như hình sau:

(hình vẽ)

-a) Mặt 3 chiều

-b) Mặt E

-c) Mặt H

\* **Tia nửa công suất:** Giữa các điểm mà công suất bức xạ =  $\frac{1}{2}$  công suất cực đại

### **Hệ số định hướng và độ lợi:**

- Các anten thường không bức xạ đồng đều theo mọi hướng.
- Sự thay đổi của cường độ bức xạ theo hướng không gian được mô tả bởi hàm hệ số định hướng  $D(\theta, \varphi)$  của anten.
- Cường độ bức xạ là công suất bức xạ góc đặt (hay góc khối). Chính bằng tích của vector Poynting với  $r^2$ .
- Đối với dipole nguyên tố: (lưu ý (31))

$$\frac{dP_r}{d\Omega} = I I^* Z_0 (d\ell)^2 k_0^2 \frac{\sin^2 \theta}{32\pi^2} \quad (2.33)$$

### **Định nghĩa hệ số định hướng:**

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{dP_r / d\Omega}{P_r} \quad (2.34)$$

Với  $P_r$  là công suất bức xạ toàn phần.

- Với dipole nguyên tố: từ (2.33) =>

$$P_r = \frac{I I^* Z_0 (d\ell k_0)^2}{12\pi} \quad (2.35)$$

Vì  $d\Omega = \sin\theta \, d\theta \, d\varphi$ .

Từ (2.33) và (2.34) =>

$$D(\theta, \varphi) = 1,5 \sin^2 \theta \quad (2.36)$$

Cực đại đạt giá trị 1.5 khi  $\theta = \pi/2$ .

• **Hệ số định hướng cực đại** (thường viết tắt là hệ số định hướng) đặc trưng cho khả năng của anten tập trung năng lượng bức xạ theo một hướng cho trước.

• **Anten vô hướng**: Bức xạ đồng đều theo mọi hướng.

• **Độ lợi**  $G(\theta, \varphi)$  của 1 anten được định nghĩa tương tự như hệ số định hướng, nhưng công suất bức xạ được thay bằng công suất toàn phần đặt vào anten  $P_{in}$ .

• **Hiệu suất của anten**:  $P_r = \eta P_{in}$  (2.37)

• **Vậy**:  $G(\theta, \varphi) = \eta G(\theta, \varphi)$  (2.38)

\* **Effective isotropic radiated power**: (EIRP) = (input power) x (maximum gain).

chẳng hạn 1 anten có độ lợi = 10, công suất nguồn = 1W chỉ đạt hiệu quả như 1 anten có độ lợi 2 và công suất 5W. Cả hai anten có cùng 1 chỉ số EIRP. vậy có thể giảm công suất máy phát nếu sử dụng anten có độ lợi cao.

\* **Điện trở bức xạ  $R_a$** :

- Định nghĩa: là điện trở tương đương tiêu thụ cùng 1 lượng công suất như anten bức xạ khi dòng cung cấp như nhau.

- **Đối với anten dipode**:

$$\Rightarrow R_a = \frac{Z_0 (d\ell k_0)^2}{6\pi} = 80\pi^2 \left( \frac{d\ell}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.39)$$

Trong đó:  $Z_0 = 120\pi$ ,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$

Ví dụ:  $dl = 1m$ ,  $\lambda_0 = 300m$  ( $f = 1MHz$ ),  $R_a = 0,0084 \Omega$ .

Nhận xét: -  $R_a$  thường rất nhỏ  
- Tỷ lệ thuận với diện tích của anten

Các anten dipole thường có điện kháng lớn và hiệu suất thấp, do đó độ lợi thấp. Một anten có hiệu suất cao phải có kích thước so sánh được với bước sóng.

Trong dải sóng phát thanh (500-1500kHz, tương ứng 600-200m) cần anten với cấu trúc đơn giản như các tháp cao.

## §2.5 Bức xạ của vòng điện nguyên tố :

+ Phân tử dòng bán kính  $r_0$ ,  $dl \cdot \pi r_0^2$  cường độ  $I$ , trục của phân tử //z.

+ Nếu  $r_0 \ll \lambda_0$ : nguồn điểm

+ Phân tử dòng  $\Leftrightarrow$  dipole từ với

$$\vec{M} = \pi r_0^2 I \vec{a}_r \quad (2.40)$$

+ Vector định hướng của phân tử dòng  $I r_0 d\varphi'$ :

$$d\vec{A} = \frac{\mu_0 I r_0 d\varphi'}{4\pi R} \left( -\vec{a}_x \sin\varphi' + \vec{a}_y \cos\varphi' \right) e^{-jk_0 R}$$

$$\text{Với } R = \left[ (x - r_0 \cos\varphi')^2 + (y - r_0 \sin\varphi')^2 + z^2 \right]^{1/2}$$

\* Thế vector  $\vec{A}$  toàn phần:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I r_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \left( -\vec{a}_x \sin\varphi' + \vec{a}_y \cos\varphi' \right) d\varphi' \quad (2.41)$$

\* Nhận xét: chỉ các số hạng chứa  $\cos\varphi'$  và  $\sin\varphi'$  mới có tích phân  $\neq 0$ .

$$\vec{A} = \frac{jk_0 \mu_0 (\pi \cdot I \cdot r_0^2)}{4\pi r} \sin\theta e^{-jk_0 r} \cdot \vec{a}_\varphi \quad (2.42)$$

$$(2.13) \Rightarrow \vec{H} = -\frac{M k_0^2 \sin\theta}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \cdot \vec{a}_\theta \quad (2.43)$$

Với  $M = \pi r_0^2 I$ : moment lưỡng cực của vòng điện nguyên tố

\* Trong vùng bức xạ (vùng xạ) (2.30a)  $\rightarrow$

$$\vec{E} = -Z_0 \vec{a}_r \times \vec{H} = \frac{M Z_0 k_0^2 \sin\theta}{4\pi r} \sin\theta \cdot e^{-jk_0 r} \cdot \vec{a}_\varphi \quad (2.44)$$

Vậy: dạng của (2.43 và 2.44) tương tự (2.30,a)  $\Rightarrow$

Vòng điện nguyên tố  $\Leftrightarrow$  dipole từ

\* Công suất bức xạ toàn phần :

$$P_r = \frac{M^2 Z_0 k_0^4}{12 \pi} \quad (2.45)$$

\* Điện trở bức xạ tương đương:

$$R_a = 320 \pi^2 \left( \frac{r_0}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.46)$$

Ví dụ :  $r_0 = 10\text{cm}$  , tại  $1\text{MHz}$  ,  $R_a = 3,8 \cdot 10^{-3} \Omega$  (rất nhỏ).

\* Nếu dùng N vòng dây  $\rightarrow R_a \uparrow N^2$  lần

$\rightarrow$  Dùng cho anten thu (radio). Anten vòng không có hiệu suất cao nhưng có phổ tín hiệu rộng. Độ lợi  $\ll$  vì Ohm resistance  $\gg R_a$ .

## §2.6 BỨC XẠ TỪ CÁC PHÂN BỐ DÒNG BẤT KỲ

Xét thể tích V với phân bố dòng  $\vec{J}(\vec{r})$ . Phần tử dòng  $\vec{J}(\vec{r})dV$  đóng góp vào thế vector 1 lượng : (2.24)

$$\frac{\mu_0 \vec{J}(\vec{r}') dV'}{4 \pi R} e^{-jk_0 R} \quad (2.47)$$

$$\text{Với } R = |\vec{r} - \vec{r}'|$$

\* Vùng xa:

$$R \approx r - \vec{a}_r \cdot \vec{r}' \quad (2.47')$$

$$\Rightarrow \vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} \int_V \vec{J}(\vec{r}') e^{jk_0 \vec{a}_r \cdot \vec{r}'} dV' \quad (2.48)$$

Từ (2.13) và (2.18) khi chỉ tính đến các số hạng chứa  $1/r \Rightarrow$

$$\vec{E} = \frac{jk_0 Z_0 e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} \int_V [\vec{a}_r \cdot \vec{J}(\vec{r}') \vec{a}_r - \vec{J}(\vec{r}')] e^{jk_0 \vec{a}_r \cdot \vec{r}'} dV' \quad (2.49)$$

Khi dòng điện I phân bố trên đường cong C, thì PT(2.49)  $\Rightarrow$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0 Z_0 e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} \int_C [(\vec{a}_r \cdot \vec{a}) \vec{a}_r - \vec{a}] I(\ell') e^{jk_0 \vec{a}_r \cdot \vec{r}'} d\ell' \quad (2.50)$$

Với  $\vec{a}$  : vector đơn vị dọc theo C theo hướng của dòng điện

\* Tổng quát :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0 Z_0 e^{-jk_0 r}}{4 \pi r} \vec{f}(\theta, \varphi) \quad (2.51)$$

$\vec{f}(\theta, \varphi)$ : hàm phương ứng của trường bức xạ.

---

## §2.7 NGHIÊN CỨU THỰC NGHIỆM TRỞ KHÁNG ANTEN

- \* Mục đích : - Phối hợp trở kháng với đường truyền tín hiệu .  
→ hiệu suất cao
- \* Trường hợp lý tưởng : trở kháng vào  $\equiv R_a \rightarrow$  nối trực tiếp anten với đường truyền có trở kháng đặc trưng  $Z_c$   
 $Z_c = R_a$
- \* Xét : Anten có trở kháng  $Z_a$  nối nguồn qua đường truyền có  $Z_c$
- + Hệ số phản xạ sóng tại đầu vào :

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \quad (2.59)$$

VSWR ( Voltage – Standing – Wave – Ratio )

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.60)$$

- \* Điều kiện phối hợp trở kháng :  $VSWR \leq 1,5$   
giá trị  $VSWR = 1,5$  tương ứng với  $|\Gamma| = 0.2$  hoặc hệ số phản xạ công suất  $= 0.04 (\equiv 4\%)$
- \* Trở kháng anten :

$$Z_a = \frac{P_r + P_d + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}I_0 I_0^*} \quad (2.61)$$

Với :  $P_r$  : Công suất bức xạ

$P_d$  : Tổn hao Ohmic

$W_m$  : Từ năng trung bình

$W_e$  : Điện năng trung bình được tích trữ ở vùng cảm ứng (vùng gần)

$I_0$  : Dòng cấp vào đầu vào anten

$\Rightarrow$  Khi  $W_m = W_e \rightarrow$  Phần cảm ứng của  $Z_a = 0$  (đk cộng hưởng)

- + Với anten dipole : điều kiện cộng hưởng xảy ra khi chiều dài anten  $= n$  (  $\frac{1}{2}$  bước sóng)

- + Tính điện trở thuần của dipole nửa sóng :

- Vật liệu : Cu

- Bán kính ống đồng :  $r_0$

- Dòng trên anten :  $I_0 \cos k_0 z \Rightarrow$  mật độ dòng điện mặt :  $\frac{I_0 \cos k_0 z}{2\pi r_0}$

- Tổn hao Ohmic:

$$P_d = 2\pi r_0 \frac{\lambda_0}{8} \left( \frac{I_0}{2\pi r_0} \right)^2 \frac{1}{\sigma \delta_s} = \frac{1}{2} I_0^2 R = \frac{\lambda_0}{8\pi r_0 \sigma \delta_s} \quad (2.62)$$

Với  $r_0 = 0,5\text{cm}$ ,  $\lambda_0 = 3\text{m}(100\text{MHz})$ ,  $\delta_s = 6,6.10^{-6}\text{m} \Rightarrow R = 0,062\Omega \rightarrow R \gg R_a = 73,13\Omega$

## § 2.8. TRỞ KHÁNG TƯỜNG HỒ

+ Khi 2 anten dipole đặt gần nhau  $\rightarrow$  phân bố dòng trên mỗi anten chịu ảnh hưởng bởi trường bức xạ của anten còn lại.

$z_1, z_2$  : toạ độ dọc theo bề mặt

$z'_1, z'_2$  : toạ độ dọc theo trục

Gọi : -  $A_{11}(z_1)$  : thế vector tại  $z_1$  gây bởi dòng  $I_2(z'_2)$

-  $A_{12}(z_1)$

(công thức)

- Thế vector tổng cộng tại  $z_1$ :

$$A_{z_1} = A_{11}(z_1) + A_{12}(z_1) \quad (2.63)$$

- Cường độ trường :

$$E_{1(z_1)} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0\mu_0} (k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2}) A_{z_1}$$

Điều kiện biên :

$$\left. \begin{array}{l} E_z = -E_g \text{ khi } -b/2 > z > b/2, r = a \\ E_z = 0 \text{ khi } b/2 > |z| > \ell, r = a \end{array} \right\} \quad (2.64)$$

Với  $b$  : độ rộng khe giữa hai chân tử

$E_g$  : Điện trường giữa hai mép khe giữa hai chân tử.

$$\frac{V_g}{I_{(0)}} = \frac{V_g b}{I_{(0)}} = Z_a : \text{trở kháng vào của dipole ( khi } b \gg \text{ có thể biểu diễn } \lim_{b \rightarrow 0} b E_g = V_g )$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Và } E_g = E_g \delta(z) \text{ với } \delta(z) : \text{hàm delta Dirac} \\ \delta(z) = 0 \text{ khi } z \neq 0 \\ \int_{-z}^z \delta(z) dz = 1 \end{array} \right\} \quad (2.65)$$

$\Rightarrow$  Có thể viết lại (2.63) cho cả 2 bề mặt dipole 1 và 2 :

$$(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2}) [A_{11}(z_1) + A_{12}(z_1)] = -j\omega\epsilon_0\mu_0 V_1 \delta(z_1) \quad (2.66a)$$

$$(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_2^2}) [A_{21}(z_2) + A_{22}(z_2)] = -j\omega\epsilon_0\mu_0 V_2 \delta(z_2) \quad (2.66b)$$

Hệ (2.66) có nghiệm dạng :

$$A_{11}(z_1) + A_{12}(z_1) = -\frac{jk_0 Y_0 \mu_0}{2} V_1 \sin k_0 |z_1| + C_1 \cos k_0 z_1 \quad (2.67a)$$

$$A_{21}(z_2) + A_{22}(z_2) = -\frac{jk_0 Y_0 \mu_0}{2} V_2 \sin k_0 |z_2| + C_2 \cos k_0 z_2 \quad (2.67b)$$

Các hằng số  $C_1, C_2$  phải thoả mãn điều kiện biên :

$$I_{1(\pm \ell_1)} = I_{2(\pm \ell_2)} = 0$$

Khi đó (2.67) trở thành :

$$A_{ij}(z_i) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-\ell_j}^{\ell_j} \frac{e^{-jk_0 R_{ij}}}{R_{ij}} I_j(z'_j) dz'_j \quad |_{i,j=1,2} \quad (2.68)$$

Với :

$$\begin{aligned} R_{11} &= [(z_1 - z'_1)^2 + a^2]^{\frac{1}{2}} \\ R_{12} &= [(z_1 - z'_2)^2 + d^2]^{\frac{1}{2}} \\ R_{21} &= [(z_2 - z'_1)^2 + d^2]^{\frac{1}{2}} \\ R_{22} &= [(z_2 - z'_2)^2 + a^2]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.69)$$

Từ (2.69) và (2.67) có thể viết

$$\begin{aligned} V_1 &= I_{1(0)} Z_{11} + I_{2(0)} Z_{12} \\ V_2 &= I_{1(0)} Z_{21} + I_{2(0)} Z_{22} \end{aligned} \quad (2.70)$$

Từ nguyên lý thuận nghịch =>

$Z_{21} = Z_{12} \equiv$  Trở kháng tương hỗ

$Z_{11}$  và  $Z_{22} \equiv$  Trở kháng riêng, khác ở một mức độ nào đó với trở kháng vào của mỗi anten độc lập.

- Nếu chiều dài các dipole  $\approx \frac{\lambda_0}{2}$ , và cách nhau  $\cong \frac{\lambda_0}{5}$  thì trở kháng riêng  $\approx$  trở kháng vào của mỗi anten độc lập.

+ Đánh giá trở kháng tương hỗ : Từ nguyên lý thuận nghịch => Tương tác của trường gây bởi dòng  $I_1(z_1)$  với dòng  $I_2(z_2)$  và ngược lại =>

$$\int_{-\ell_2}^{\ell_2} E_{z21}(z_2) I_2(z_2) dz_2 = \int_{-\ell_1}^{\ell_1} E_{z12}(z_1) I_1(z_1) dz_1 \quad (2.71)$$

Hoặc dưới dạng vector :

$$\int_{-\ell_2}^{\ell_2} I_{2(z_2)} \left( k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_2^2} \right) A_{21}(z_2) dz_2 = \int_{-\ell_1}^{\ell_1} I_{1(z_1)} \left( k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2} \right) A_{12}(z_1) dz_1 \quad (2.72)$$

Nhân (2.66a) với  $I_1(z_1)$  rồi lấy tích phân theo  $z_1$

(2.66b) với  $I_2(z_2)$  rồi lấy tích phân theo  $z_2$

$$\begin{aligned}
& -jk_0 Y_0 V_1 \int_{-\ell_1}^{\ell_1} \frac{I_1(z_1)}{I_1(0)} \delta_{(z_1)} dz_1 = I_{1(0)} \int_{-\ell_1}^{-\ell_1} \int_{-\ell_1}^{\ell_1} \frac{I_1(z_1) I_{1(z_1')}}{I_1(0) I_1(0)} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2}\right) \frac{e^{-jk_0 R_{11}}}{4\pi R_{11}} dz_1' dz_1 \\
\Rightarrow & + I_{2(0)} \int_{-\ell_2}^{\ell_2} \int_{-\ell_2}^{\ell_2} \frac{I_1(z_1) I_{2(z_2')}}{I_1(0) I_{2(0)}} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2}\right) \frac{e^{-jk_0 R_{12}}}{4\pi R_{12}} dz_2' dz_1
\end{aligned} \tag{2.73}$$

-Giả thiết phân bố dòng chuẩn hoá  $I_1(z_1)/I_1(0)$  và  $I_2(z_2)/I_2(0)$  không thay đổi do tương tác giữa các dipole  $\Rightarrow$  các tích phân. Trong (2.73) không phụ thuộc vào dòng vào anten (vì đã được chuẩn hoá).  $I_1(0)$  và  $I_2(0)$  có thể xem như các biến độc lập.

So sánh (2.73) với (2.70)  $\Rightarrow$

$$Z_{12} = \frac{j}{4\pi k_0 Y_0} \int_{-\ell_1}^{\ell_1} \int_{-\ell_2}^{\ell_2} \frac{I_1(z_1) I_{2(z_2)}}{I_1(0) I_{2(0)}} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z_1^2}\right) \frac{e^{-jk_0 R_{12}}}{R_{12}} dz_2 dz_1 \tag{2.74}$$

\* Nếu  $2\ell_1 \approx 2\ell_2 \approx \lambda_0/2$  : thực nghiệm và lý thuyết đã chứng minh

$$\frac{I_1(z_1)}{I_1(0)} = \frac{\sin k_0(\ell_1 - |z_1|)}{\sin k_0 \ell_1}, \quad \frac{I_2(z_2)}{I_2(0)} = \frac{\sin k_0(\ell_2 - |z_2|)}{\sin k_0 \ell_2} \tag{2.75}$$

$\Rightarrow$  (2.74) trở thành :

$$Z_{12} = \frac{jZ_0}{4\pi \sin(k_0 \ell_1) \sin(k_0 \ell_2)} \int_{-\ell_2}^{\ell_2} \left( \frac{e^{-jk_0 R_1}}{R_1} + \frac{e^{-jk_0 R_2}}{R_2} - 2 \cos(k_0 \ell_1) \frac{e^{-jk_0 R_0}}{R_0} \right) \sin k_0(\ell_2 - |z_2|) dz_2 \tag{2.76}$$

Với

$$\begin{aligned}
R_1 &= [(\ell_1 - z_1)^2 + d^2]^{\frac{1}{2}} \\
R_2 &= [(\ell_1 - z_2)^2 + d^2]^{\frac{1}{2}} \\
R_0 &= [z_2^2 + d^2]^{\frac{1}{2}}
\end{aligned}$$


---



## CHƯƠNG III : CÁC LOẠI ANTEN DIPOLE

### §3.1 ANTEN DIPOLE NỬA SÓNG

\* Nuôi= dây song hành

\* Gồm 2 nhánh  $\lambda_0/4$

\* Thí nghiệm +LT→ phân bố dòng có dạng sóng đứng hình sin :

$$I = I_0 \cos k_0 z \quad \left( -\lambda_0/4 \leq z \leq \lambda_0/4 \right) \quad (2.52)$$

Sử dụng (2.50) với  $\vec{a} = \vec{a}_z, \vec{r} = z' \vec{a}_z$  và  $\vec{a}_r \vec{a}_z = \cos \theta \Rightarrow$

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \frac{jk_0 I_0 Z_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-\lambda_0/4}^{\lambda_0/4} (\vec{a}_r \cos \theta - \vec{a}_z) \cos(k_0 z') e^{jk_0 z' \cos \theta} dz' \\ &= \frac{jI_0 Z_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \vec{a}_\theta \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\Rightarrow \vec{H} = H_\varphi \vec{a}_\varphi = \frac{jI_0 Z_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \vec{a}_\theta \quad (2.54)$$

\* Mật độ dòng công suất :

$$\frac{1}{2} R_e \vec{E} \times \vec{H} = \frac{|I_0|^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2.55)$$

\* Công suất bức xạ toàn phần : tích phân (2.55) trên mặt cầu r

$$P_r = \frac{|I_0|^2 Z_0}{8\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi \quad (2.56)$$

Tích phân (2.56) được tính theo tích phân cosine  $\Rightarrow$

$$P_r = 36,565 |I_0|^2 \quad (2.57)$$

\* Điện trở bức xạ của anten dipole nửa sóng  $\approx 73,13\Omega$

$\Rightarrow$  Dây song hành nuôi anten cần có trở kháng  $\approx 73,14\Omega$

\* Hệ số định hướng : từ (2.55) và (2.57)  $\Rightarrow$

$$D(\theta, \varphi) = 1,64 \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2.58)$$

$$\left. \begin{array}{l} D_{\max} = 1,64 \\ \text{Góc nửa công suất} = 78^\circ \end{array} \right\} \approx \text{Phân tử dòng}$$

\*  $R_a = 73,13\Omega$  là rất lớn  $\rightarrow \approx$  trở kháng vào (bỏ qua cảm kháng vào)

## § 3.2. ANTEN HÌNH NÓN

+ Gồm 2 hình nón đối đỉnh, góc mở  $\theta_0$ , được kích thích tại tâm giữa 2 mũ tiếp xúc hình cầu, bởi nguồn điện áp hình sin. (hình vẽ)

+ Nghiên cứu lý thuyết bởi tác giả Schelkunoff đã chứng minh : cấu trúc hình nón sẽ cho sóng điện từ ngang hình cầu TEM với các thành phần  $E_\theta$ ,  $H_\varphi$ , chỉ phụ thuộc vào  $r$  và  $\theta$ . Khi đó các phương trình Maxwell sẽ trở thành :

$$\frac{\vec{a}_r}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) = -j\omega\mu_0 H_\varphi \vec{a}_\varphi \quad (3.1a)$$

$$\frac{\vec{a}_r}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial r} (\sin \theta H_\varphi) - \frac{\vec{a}_\theta}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r H_\varphi) = j\omega\epsilon_0 E_\theta \vec{a}_\theta \quad (3.1b)$$

Vì đã giả thiết  $E_r = 0$  nên số hạng đầu tiên trong (3.1b) phải  $=0 \Rightarrow$  có thể đặt :

$$H_\varphi = \frac{C \cdot f(r)}{\sin \theta} \Big|_{C=\text{const}} \quad (3.2)$$

$\Rightarrow$  (3.1a,b) trở thành :

$$\frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) = -j\omega\mu_0 \frac{C \cdot f(r)}{\sin \theta} \quad (3.3a)$$

$$C \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{r \cdot f(r)}{\sin \theta} \right) = -j\omega\epsilon_0 r E_\theta \quad (3.3b)$$

\* Vì phân (3.3a) theo  $r$  và thay vào (3.3b)  $\Rightarrow$

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} (r E_\theta) = -k_0^2 r E_\theta \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow r E_\theta = C_{1(\phi)} \frac{e^{-jk_0 r}}{r \sin \theta} + C_{2(\phi)} \frac{e^{jk_0 r}}{r \sin \theta}$$

Chú ý về phải của (3.3a) tỷ lệ với  $1/\sin \theta \Rightarrow$

$$E_{\theta} = C^+ \frac{e^{-jk_0 r}}{r \sin \theta} + C^- \frac{e^{jk_0 r}}{r \sin \theta} \quad (3.5)$$

⇒ Các sóng cầu lan truyền ra xa và vào trong nguồn với biên độ  $C^+$  và  $C^-$ , tương ứng.

$$\text{Sử dụng (3.1a)} \Rightarrow H_{\varphi} = C^+ Y_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r \sin \theta} + C^- Y_0 \frac{e^{jk_0 r}}{r \sin \theta} \quad (3.6)$$

$$Y_0 = \left( \frac{\epsilon_0}{\mu_0} \right)^{1/2} : \text{dẫn nạp sóng của không gian tự do}$$

\* Điện áp giữa hai hình nón = tích phân đường của  $E_{\theta}$  từ  $\theta_0$  đến  $\pi - \theta_0$  :

$$V = V^+ e^{-jk_0 r} + V^- e^{jk_0 r} \quad (3.7)$$

Với  $V^{\pm} = 2V^{\pm} \ln \cot g\left(\frac{\theta_0}{2}\right)$ ,  $V$  có dạng sóng điện áp.

\* Mật độ dòng mặt trên hai hình nón trên và dưới là:

$$J_s = C^+ Y_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r \sin \theta} - C^- Y_0 \frac{e^{jk_0 r}}{r \sin \theta} \quad \text{Hướng theo trục } z$$

⇒ dòng toàn phần trên mỗi hình nón là  $I = 2\pi r \sin \theta_0 J_s$

$$I = I^+ e^{-jk_0 r} - I^- e^{jk_0 r} = Y_c (V^+ e^{-jk_0 r} - V^- e^{jk_0 r}) \quad (3.8)$$

→  $I$  có dạng sóng dòng:

$$(3.9) \quad Y_c = \frac{\pi Y_0}{\ln \cot g\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} : \text{Dẫn nạp đặc trưng của đường truyền hình nón}$$

→ Trở kháng đặc trưng:

$$Z_c = Y_c^{-1} = \frac{Z_0}{\pi} \ln \cot g\left(\frac{\theta_0}{2}\right) = 120 \ln \cot g\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \quad (3.10)$$

\* Nếu tại  $r = \ell_0$ , các mặt nón hở mạch lý tưởng thì  $I = 0$  và

$$V^+ e^{-jk_0 \ell_0} = V^- e^{jk_0 \ell_0} \quad (3.11)$$

$$Z_a = Z_c \frac{Z_t + jZ_c \operatorname{tg} k_0 \ell_0}{Z_c + jZ_t \operatorname{tg} k_0 \ell_0} \quad (3.12)$$

$Z_t$  : Trở kháng đầu cuối hiệu dụng, do dòng cảm ứng (công thức)

\* Khi  $\theta_0 \ll \rightarrow$  anten nón tương đương anten trụ (xi lanh), bán kính  $a$ , chiều cao  $z$ ,

$$\operatorname{tg} \theta_0 \approx \frac{a}{z} \approx \theta_0$$

$$Z_{c(z)} = 120 \ln \frac{2z}{a} \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow Z_{c(z)} = 120 \ln \left( \frac{\ell}{a} - 1 \right) \quad (3.14)$$

Điện trở bức xạ của anten trụ (xilanh) :

$$R_a = 20\pi^2 \left( \frac{\ell}{\lambda_0} \right)^2 \quad (3.15)$$

\* Thực tế ít sử dụng anten hình nón có góc mở nhỏ thay cho anten xilanh vì khó chế tạo và phổ hẹp

\* Anten nón với góc mở rộng thường được ứng dụng nhiều hơn vì phổ rộng

\* Ví dụ :  $\theta_0 = 30^\circ$  ,  $\frac{\lambda_0}{2} > \ell > 3\frac{\lambda_0}{2} \Rightarrow$  điện kháng  $\cong$  hoặc  $\approx 50 \Omega$

Trở kháng vào  $\approx 130 - 20 \Omega$

Nếu nối với đường truyền có trở kháng đặc trưng  $\approx 158 \Omega$  thì sẽ phối hợp trở kháng rất tốt trong dải tần 3 - 1 :  $\left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)$

\* 1 dạng gần giống trong thực tế là anten tam giác, sử dụng trong dải UHF từ kênh 14 đến 83 (450  $\rightarrow$  900 MHz) (anten cỏ áo)

\* Mặt kim loại, Cu, Al hoặc cấu trúc dây

### § 3.3 ANTEN GẤP

\* Cấu tạo:

- Gồm 2 vật với nhau ở đầu cuối
- Một trong hai được hở tại tâm và nối với đường truyền.
- $R_a = 292 \Omega \rightarrow$  nối với  $Z_c \approx 300 \Omega$  (phổ biến cho anten thu)
- Do đặc điểm cấu trúc có thể bù được một số thay đổi trở kháng vào anten theo tần số  $\rightarrow$  phổ rộng .
- Khi  $\ell \approx \lambda_0/2$ : dòng trên mỗi vật dẫn là như nhau nếu có cùng đường kính (do trở kháng tương hỗ);  $\rightarrow I_1 = I_0 \cos k_0 z$ .
- Nếu hai vật dẫn đặt rất gần nhau  $\rightarrow$  có thể bỏ qua sự khác pha của trường bức xạ  $\rightarrow$  trường tổng = 2 lần trường riêng ,  $P_r(t) = 4P_r(r)$  (riêng)  $\Rightarrow$

$$P_r = 4 \times 36,56 |I_0|^2$$

Trong đó  $I_0$  : là dòng cung cấp bởi đường truyền

$$\Rightarrow R_a = 4 \times 73,13 = 292,5 \Omega \quad (3.19)$$

---

### §3.4 ANTEN DIPOLE NGẮN

+ Tần số thấp  $\rightarrow$  bước sóng dài  $\rightarrow$  hạn chế khả năng sử dụng dipole nửa sóng  $\rightarrow$  giảm chiều dài anten  $\rightarrow$  giảm  $R_a$   $\rightarrow$  phải áp dụng 1 số biện pháp bù dung kháng  $\rightarrow$  mắc nối tiếp anten với cuộn cảm  $\rightarrow$  giảm hiệu suất và độ lợi.

(hình vẽ)

Tăng sự phân bố đồng đều của dòng trên anten  $\rightarrow$  tăng  $R_a$ .

+ Có thể các tụ ghép vào đầu cuối của mỗi nhánh anten .

+ Có thể ghép thêm 4 hay nhiều hơn các thanh vật dẫn kiểu hình quạt ở đầu cuối mỗi nhánh  $\rightarrow$  dòng sẽ không  $=0$  ở đầu cuối mỗi nhánh, mà  $=0$  ở cuối các nhánh của

hình quạt  $\rightarrow$  điện trở bức xạ sẽ tăng  $\left( \frac{4\ell_1 + \ell}{2\ell_1 + \ell} \right)^2$  lần ( $\ell_1 = 1/2$  mỗi thanh hình quạt)

---

### §3.5 ANTEN ĐƠN CỰC

+ Cấu trúc từ một nửa của anten dipole được đặt trên mặt đất thường có chiều dài  $= \frac{1}{4}\lambda_0$  được sử dụng chủ yếu cho phát thanh AM (500-1500kHz). Lý do : là loại anten ngắn hiệu quả nhất cho các bước sóng từ 200÷ 600m

- Sự phân cực theo phương thẳng đứng có tổn hao ít hơn so với phân cực theo phương ngang (so với đất), ở vùng tần số AM.

- Nối cáp đồng trục có vỏ ngoài nối đất.

+ Cấu trúc khác :

- Một anten đơn cực đặt trên đỉnh 1 cột đỡ .

- 4 ống nằm ngang có chiều dài  $\approx 0,3\lambda$ , tạo ra một mặt đất ảo, sao cho kiểu bức xạ và độ lợi của anten  $\approx$  anten nửa sóng (nhờ hiệu ứng thể ảnh),  $R_a \approx 36,56\Omega$ .

+ Sử dụng chủ yếu làm các trạm cơ sở thông tin di động .

+ Màn chắn ảo (mặt đất ảo) phải có độ dẫn tốt. Thường sử dụng 120 dây đồng tâm và có chiều dài tương  $\lambda/3$  đặt dưới đế anten 1 khoảng vài inch  $\rightarrow$  đóng góp 1 lượng gia tăng tương đương  $2\Omega$  vào trở kháng vào của anten  $\rightarrow$  hiệu suất anten  $\approx 95\%$  .

+ Với các tần số thấp hơn thường dùng các phần ghép tạo cộng hưởng

---

### §3.6 BALUN BỘ PHỐI HỢP TRỞ KHÁNG

- + Kết nối 1 hệ cân bằng với 1 hệ không cân bằng .
  - + Anten dipole nuôi bởi đường dây song hành được cân bằng so với đất khi 2 nửa của dipole có cùng định hướng và vị trí so với đất .
    - Khi đó 2 nửa của dipole có điện thế  $V$  và  $-V$  so với đất .
    - Khi anten dipole được nuôi bởi cáp đồng trục thì hệ không cân bằng → dòng được kích thích trên mặt ngoài của vỏ cáp đồng trục  $\neq$  dòng 2 trên nửa của dipole → hiện tượng giao thoa các trường bức xạ → thay đổi kiểu bức xạ của dipole cần BALUN.
    - BALUN được cấu trúc theo rất nhiều kiểu phụ thuộc vào dải tần công tác .
    - làm nghẹt  $1/4$  bước sóng : sử dụng tần số cao .
  - + BALUN dùng cho anten thu TV.
-

## CHƯƠNG 4 ANTEN MẢNG

- Sử dụng trong các hệ thống thông tin point\_to\_point đòi hỏi tính định hướng rất cao của anten  $\rightarrow$  chùm bức xạ  $\rightarrow$  tổ hợp các anten đơn giản theo 1 trật tự nhất định : anten mảng có độ lợi cao  $\rightarrow$  công suất phát giảm.

- Xét mảng gồm N anten giống nhau, có cùng tính định hướng, được kích thích với biên độ

- Xét 1 anten chuẩn đặt tại gốc tọa độ có cùng độ điện trường bức xạ dạng :

$$\vec{E}_r = \vec{f}_{(\theta,\varphi)} \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \quad (4.1)$$

$\vec{f}_{(\theta,\varphi)}$  : hàm phương hướng của các anten phần tử của mảng.

- Ở vùng xa :  $\left| \vec{r} \right| \geq \left| \vec{r}_i \right| \rightarrow$  coi các tia từ các anten phần tử đến điểm khảo sát //  $\rightarrow$

$$\vec{R}_i = \vec{r} - \vec{a}_i$$

- Trường tạo bởi phần tử thứ i sẽ chậm pha 1 lượng  $k_0 \vec{a}_i \cdot \vec{r}_i$  so với anten chuẩn ở gốc tọa độ.

- Trường tổng có dạng:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{f}_{(\theta,\varphi)} \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sum_{i=1}^n C_i e^{j\varphi_i + jk_0 \vec{a}_i \cdot \vec{r}_i} \quad (4.2)$$

+ Nguyên tắc nhân giảng độ phương hướng :

(4.2) có thể được viết dưới dạng :

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) &= F_{(\theta,\varphi)} \vec{f}_{(\theta,\varphi)} \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \\ F_{(\theta,\varphi)} &= \sum_{i=1}^n C_i e^{j\varphi_i + jk_0 \vec{a}_i \cdot \vec{r}_i} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Hệ số định hướng  $\approx |\vec{E}|^2$

$$D_{(\theta,\varphi)} = \left| \vec{f}_{(\theta,\varphi)} \right|^2 \left| F_{(\theta,\varphi)} \right|^2 \quad (4.4)$$

$\rightarrow$  **Nguyên lý:** hàm phương hướng của 1 mảng = hàm phương hướng của 1 anten phần tử x hàm phương hướng đặc trưng cho mảng .

+ **Ngầm định :** Bỏ qua tác động tương hỗ.

## §4.1 MẢNG ĐỒNG NHẤT 1 CHIỀU

Xét mảng  $N + 1$  phần tử các dipole nửa sóng cách nhau cách khoảng  $=d$ , được kích thích bởi các dòng coa cùng biên độ  $C = I_0$  lệch pha liên tiếp  $\alpha.d \rightarrow \alpha_n = n.\alpha.d$ .

=> Kiểu của trường bức xạ  $|F|$  có dạng (còn gọi là hệ số mảng hay nhân tử mảng)

$$|F| = I_0 \left| \frac{\sin \left[ \left[ \frac{(N+1)}{2} \right] (\alpha + k_0 \cos \psi) d \right]}{\sin \left[ (\alpha + k_0 \cos \psi) d / 2 \right]} \right|$$

- Khoảng cách giữa các tia chính và tia phụ đầu tiên :

$$\Delta U = \frac{\pm 3\pi}{N+1}$$

- Khi  $N \gg 1$ : biên độ tia phụ đầu tiên  $= \frac{2}{3\pi}$  (hay 0,21) biên độ tia chính.

- Có  $N-1$  tia phụ giữa 2 tia chính

- Kiểu mảng  $|F|$  tuần hoàn với chu kỳ  $2\pi$  theo biến  $u$

- Vì :  $-k_0 d \leq u = k_0 d \cos \psi \leq k_0 d$  nên chỉ có một khoảng của  $u$  có ý

nghĩa vật lý gọi là “không gian khả biến” :  $-\frac{2\pi d}{\lambda_0} \leq u \leq \frac{2\pi d}{\lambda_0}$

- Thực tế thường yêu cầu chỉ có 1 tia chính trong vùng “khả kiến”  $\rightarrow$  chọn dipole đủ nhỏ  $\rightarrow$  2 trường hợp :

### 1) Mảng đồng pha:

- Khi  $\alpha = 0 \rightarrow u_0 = 0 \Rightarrow$  tia chính xảy ra khi  $u = 0$  hay  $\cos \psi = 0 \Leftrightarrow \psi = \frac{\pi}{2}$

- Góc giữa hai điểm không của tia chính xác định từ điều kiện:

$$\frac{N+1}{2} k_0 d \cos \psi = \pm \pi \quad (\text{khi góc của hàm sin ở tử số của } |F| = \pm \pi)$$

- Với  $N \gg 1 \rightarrow \psi \rightarrow \frac{\pi}{2}$ , đặt  $\psi = \frac{\pi}{2} \pm \Delta \psi \Rightarrow \Delta \psi \approx 0$

$\rightarrow \cos \left( \frac{\pi}{2} \pm \Delta \psi \right) = \pm \sin \Delta \psi = \pm \Delta \psi \Rightarrow$  Độ rộng tia chính BW :

$$BW = 2\Delta \psi = \frac{2\lambda_0}{(N+1)d} = 2\frac{\lambda_0}{L}, \text{ với } L = (N+1)d : \text{ chiều dài mảng}$$

Nhận xét \* Đặc trưng của mảng đồng pha là độ rộng tia tỷ lệ nghịch với chiều dài của mảng

\*  $BW = 6^\circ$  hay 0.1 rad khi  $L = 20 \lambda_0$ , khả thi ở tầng số cao.



+ việc tính chính xác hệ số định hướng của mảng là rất khó .

Trong trường hợp đơn giản của mảng đồng pha thì cần phải tính tích phân sau:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \sin\left\{\left[\frac{(N+1)}{2}\right] k_0 d \sin \theta \cos \varphi\right\}}{\sin \theta \sin\left[\left(\frac{k_0 d}{2}\right) \sin \theta \cos \varphi\right]} \sin \theta . d \theta . d \varphi$$

- Cũng có thể đánh giá gần đúng hệ số định hướng  $= (4\pi / \text{góc đặc chiếm bởi chùm tia chính}) \rightarrow \approx$  tích của góc giới hạn bởi các tia nửa công suất trong mặt phẳng E và mặt phẳng (Hình vẽ) .

- Góc nửa công suất trong mặt phẳng E =  $78^\circ (1,36 \text{ rad})$ .

- Góc nửa công suất trong mp (Hình vẽ) được xác định từ điều kiện

$$|F| = \frac{(N+1)I_0}{\sqrt{2}} \Rightarrow \sin^2\left(\frac{N+1}{2}u\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{u}{2}\right)^2 (N+1)^2$$

(vì mẫu số của  $|F|$  thay đổi chậm hơn nhiều so với tử số)

Dùng phép khai triển chuỗi

$$u_{1/2} = \frac{2,65}{N+1}$$

$\Rightarrow$  Độ rộng tia nửa công suất :

$$BW_{1/2} = 2\Delta\psi_{1/2} = \frac{2,65 \times 2}{(N+1)k_0 d} = \frac{2,65\lambda_0}{(N+1)\pi d}$$

$\Rightarrow$  Hệ số định hướng :

$$D \approx \frac{4\pi}{2 \times 1,36 \times BW_{1/2}} = 5,48 \frac{(N+1)d}{\lambda_0}$$

(Thừa số 2 ở mẫu số tính cho 2 tia )

- Nếu các phần tử của mảng là các anten vô hướng thì kiểu bức xạ sẽ có tính đối xứng trục quanh trục của mảng. Khi đó góc nửa công suất  $= \pi$ .

$$D \approx \frac{4\pi}{2\pi BW_{1/2}} = \frac{2\pi}{2,65} \frac{(N+1)d}{\lambda_0} = 2,37 \frac{(N+1)d}{\lambda_0}$$

2/ Mảng có pha dòng điện biến đổi theo quy luật sóng chạy:

• Để đơn giản xét trường hợp  $u_0 = -k_0 d \rightarrow$  bức chính cực đại khi :

$u = -u = k_0 d = k_0 d \cos \psi \Rightarrow \psi = 0 \rightarrow$  hướng bức xạ cực đại  $\equiv$  trục của mảng

(trục x)

Hệ số mảng  $|F|$  có dạng:

$$|F| = I_0 \left| \frac{\sin \left\{ \left[ \frac{(N+1)}{2} \right] k_0 d (\cos \psi - 1) \right\}}{\sin \left[ \left( \frac{k_0 d}{2} \right) (\cos \psi - 1) \right]} \right|$$

\* Trường bức xạ, kiểu mảng có tính đối xứng trục quanh trục của mảng

- Tia chính hay búp sóng chính = 0 khi:

$$\left[ \frac{(N+1)}{2} \right] k_0 d (\cos \psi - 1) = \pm \pi$$

- Khi  $N \gg$  ở lân cận điểm không có thể viết  $\cos \Delta \psi = 1 - \frac{(\Delta \psi)^2}{2}$

$$\frac{(\Delta \psi)^2}{2} = \frac{2\pi}{(N+1)\pi d} \Rightarrow BW = 2 \left( \frac{2\lambda_0}{L} \right)^{1/2}$$

$L = (N+1)d$  : Chiều dài mảng

$\Rightarrow BW$  tỉ lệ nghịch với  $\sqrt{}$  chiều dài mảng (đo theo bước sóng)

\* Đánh giá hệ số định hướng: theo góc nửa công suất:

$$|F| = I_0 \frac{(N+1)}{\sqrt{2}}, \cos \psi_{1/2} - 1 = \frac{(\Delta \psi_{1/2})^2}{2}$$

$$\Rightarrow \Delta \psi_{1/2} = 1,63 \left[ \frac{\lambda_0}{\pi d (N+1)} \right]^{1/2}$$

- Góc đặc giới hạn bởi chùm tia nửa công suất:

$$\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\Delta \psi_{1/2}} \sin \theta . d\theta . d\varphi = 2\pi \left( 1 - \cos \Delta \psi_{1/2} \right) \approx \pi \left( \Delta \psi_{1/2} \right)^2$$

$$\Rightarrow D \approx \frac{4\pi}{\Omega} = 4,73 \frac{(N+1)d}{\lambda_0}$$

+ Điều kiện Hansen – Woodyard:

$$N.\alpha.d = -N.k_0.d - \pi \Rightarrow \alpha.d = u_0 = -k_0.d - \frac{\pi}{N}$$

$\Rightarrow$  Cực đại chùm tia chính (hay búp sóng chính) xảy ra khi

$$u = -u_0 = k_0.d + \frac{\pi}{N}$$

- Đồ thị  $|F(u)|$  có dạng tương tự mảng End – fire nhưng bị dịch trĩa một đoạn  $\frac{\pi}{N} \Rightarrow$  phần “khả kiến” của búp sóng chính bị thu hẹp  $\rightarrow$  hệ số định hướng tăng vì công suất bức xạ toàn phần  $\downarrow$  (tỷ lệ với diện tích giới hạn bởi đường  $|F|$  trong vùng “khả kiến”.)

## § 4.2 MẢNG ĐỒNG NHẤT 2 CHIỀU

- Phân bố trong mặt phẳng xoz
- Có (N+1) (M+1) phần tử
- Khảo sát mảng gồm các anten phần tử là các dipole // oz được kích thích bởi các dòng điện có cùng biên độ, phân bố pha có dạng  $e^{jn\alpha d} = j^{m\beta d}$  tương ứng với vị trí (n,m)
- Có thể xem hệ là 1 mảng của M+1 mảng một chiều N+1 phần tử
- => Hệ số mảng của 2 chiều = tích của hệ số mảng của M+1 anten phân bố theo trục oz với hệ số mảng của mảng N+1 phần tử phân bố theo trục ox

$$|F_{(\theta, \varphi)}| = I_0 \left| \frac{\sin \left\{ \left[ \frac{(N+1)}{2} \right] (k_0 d \sin \theta \cos \varphi + \alpha d) \right\}}{\sin \left[ \left( \frac{d}{2} \right) (k_0 d \sin \theta \cos \varphi + \alpha) \right]} \right| \times \left| \frac{\sin \left\{ \left[ \frac{(M+1)}{2} \right] (k_0 d \cos \theta + \beta d) \right\}}{\sin \left[ \left( \frac{d}{2} \right) (k_0 d \cos \theta + \beta) \right]} \right|$$

- Để đơn giản đặt:

$$u = k_0 d \sin \theta \cos \varphi, \quad u_0 = \alpha d$$

$$v = k_0 d \cos \theta, \quad v_0 = \beta d$$

$$\Rightarrow |F_{(u)}| = I_0 \left| \frac{\sin \left\{ \left[ \frac{(N+1)}{2} \right] (u + u_0) \right\} \cdot \sin \left\{ \left[ \frac{(M+1)}{2} \right] (v + v_0) \right\}}{\sin \left[ (u + u_0) / 2 \right] \sin \left[ (v + v_0) / 2 \right]} \right|$$

- + Hướng bức xạ cực đại chính được xác định từ điều kiện:

$$u = u_0 \text{ và } v = v_0.$$

- + Nếu  $\alpha = \beta = 0$  (mảng đồng pha) thì hướng chính  $\perp$  mặt phẳng mảng  $\rightarrow$  định hướng  $\pm y$ . Với  $\alpha$  và  $\beta$  thích hợp có thể điều khiển hướng chính theo một hướng tùy ý  $\rightarrow$  mảng pha

- + Độ rộng góc của bức sóng chính, trong các mặt phẳng xy và yz được xác định bởi các điều kiện:

$$\frac{N+1}{2} u = \pm \pi; \quad \frac{M+1}{2} v = \pm \pi$$

Tương tự với mảng một chiều :

$$(BW)_{xy} = \frac{2\lambda_0}{(N+1)d}; \quad (BW)_{yz} = \frac{2\lambda_0}{(M+1)d}$$

Tương tự như mảng 1 chiều, góc nửa công suất được xác định :

$$\left( BW \right)_{xy}^{1/2} = \frac{2,65 \lambda_0}{(N+1)\pi d}; \quad \left( BW \right)_{yz}^{1/2} = \frac{2,65 \lambda_0}{(M+1)\pi d}$$

- + Hệ số định hướng được tính gần đúng:

$$D_{(\max)} \approx \frac{4\pi}{2\left(\text{BW}_{1/2}\right)_{xy}\left(\text{BW}_{1/2}\right)_{yz}} = 8,83 \frac{A}{\lambda_0}$$

Với  $A = (N+1)(M+1)d^2$  : diện tích của mảng 2 chiều.

=> Hệ số định hướng cực đại tỷ lệ thuận với diện tích đo theo đơn vị bình phương bước sóng. Đây là đặc trưng chung cho tất cả các anten.

+ Sự thay đổi của độ rộng tia chính khi tia chính lệch khỏi hướng vuông góc với trục của mảng: giả thiết  $\beta = 0, \alpha d = k_0 d \cos \psi_0 \rightarrow$  tia chính tại góc  $\psi_0$  so với trục x và nằm trong mặt phẳng xy. Sử dụng khai triển Taylor có thể viết :

$$u = -u_0 = k_0 d (\cos \psi - \cos \psi_0) \approx (-k_0 d \sin \psi_0)(\psi - \psi_0)$$

Biểu thức xác định độ rộng tia chính :

$$\frac{(N+1)}{2} (-k_0 d \sin \psi_0)(\psi - \psi_0) = \pm \pi \Rightarrow 2\Delta\psi = \frac{2\lambda_0}{(N+1)d \sin \psi_0}$$

Nhận xét :  $\Delta\psi \uparrow \frac{1}{\sin \psi_0}$  lần,  $(N+1)d \sin \psi_0 \downarrow$  (độ dài mảng chiếu lên phương vuông góc với  $\psi_0$ )

### § 4.3. TỔNG HỢP KIỂU MẢNG

Nhận xét : - Khi các phần tử của mảng được kích thích bởi các dòng có cùng biên độ, có thể tạo ra các kiểu bức xạ với các búp sóng hẹp nhờ phân bố pha thích hợp của các dòng kích thích.

- Có thể dùng phân bố biên độ của các dòng kích thích để điều khiển hình dạng và độ rộng của các búp sóng chính cũng như vị trí và độ lớn của các búp sóng phụ  $\rightarrow$  có thể tạo ra một kiểu bức xạ gần giống với một kiểu bức xạ cho trước  $\rightarrow$  bài toán tổng hợp kiểu mảng, hay tổng hợp mảng.

1) \* Phương pháp chuỗi Fourier :

Xét chuỗi  $2N+1$  phần tử được kích thích bởi các đồng pha, có biên độ  $C_n$ ,

$$n = -N \div N \Rightarrow F = \sum_{n=-N}^N C_n e^{jk_0 n d \cos \theta}$$

$$+ \text{ Nếu chọn } C_n = C_{-n} \Rightarrow F = C_0 + \sum_{n=1}^N 2C_n \cos nu$$

- Bằng cách chọn các hệ số cn thích hợp có thể làm gần đúng một kiểu bức xạ  $F_d(u)$  tùy ý.

+ Chú ý :  $0 \leq \theta \leq \pi \rightarrow -k_0 d \leq u \leq k_0 d$  là khoảng ứng với vùng khả kiến ; Tuy nhiên  $F_d(u)$  sẽ được tổng hợp trong một chu kỳ -  $\pi \leq u \leq \pi$  .

\* Mảng Chebyshev : áp dụng được thiết kế mảng với độ rộng nhỏ nhất cho một mức phụ cho trước hoặc ngược lại một mức phụ nhỏ nhất với độ rộng cho trước . Có thể sử dụng các đa thức Chebyshev để tìm ra phân bố dòng phù hợp với mục tiêu thiết kế. Phương pháp được đề nghị đầu tiên bởi C. L. Dolph  $\rightarrow$  mảng Dolph – Chebyshev

\* Các tính chất cơ bản của các đa thức Chebyshev

- Định nghĩa :

$$T_1(x) = x, T_2(x) = 2x^2 - 1, T_3(x) = 4x^3 - 3x, \\ T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1, T_n(x) = 2x T_{n-1} - T_{n-2}$$

-  $T_n(x)$  dao động trong khoảng  $\pm 1$  khi  $x$  dao động trong khoảng  $-1 \rightarrow 1$  và có  $n$  nghiệm trong khoảng  $\pm 1$ . Khi  $|x| > 1$ ,  $T_n(x)$  tăng đơn điệu

- Nghiệm của  $T_n(x)$  được cho bởi ;

$$x_m = \cos \gamma_m = \cos \frac{1+2m}{2n} \pi, m = 0 \div (n-1) \quad (1)$$

- Xét hàm:

$$T_2(a + b \cos u) = (2(a + b \cos u)^2 - 1) + 4ab \cos u + b^2 \cos 2u,$$

Có dạng chuỗi Fourier cosine hữu hạn đến  $\cos 2u$

**Tổng quát:**  $T_n(a + b \cos u)$  có dạng chuỗi Fourier cosine hữu hạn đến  $\cos Nu$  và có thể tương ứng với một hệ số mảng của một mảng  $2N+1$  phần tử.

- Hệ số mảng của một mảng đồng pha đối xứng gồm  $2N+1$  phần tử có dạng:

$$F_{(u)} = C_0 + 2 \sum_{n=1}^N C_n \cos nu$$

- Tương ứng với  $T_N(a + b \cos u) = T_N(x)$ . Các hệ số  $a, b$  được chọn sao cho khoảng khả kiến của  $u$  tương đương với giá trị của  $x \in [-1, x_1]$  với  $x_1 > 1$ . Khi giá trị  $T_N(x_1)$  tương ứng với giá trị lớn nhất của  $F(u)$  ký hiệu  $F(u)_{\max} > 1$ . Các cực đại phụ tương ứng với  $-1 \leq x \leq 1$  có độ lớn = 1

Xét trường hợp  $d \leq \frac{\lambda_0}{2}$  : khi  $\theta \uparrow 0 \rightarrow \frac{\pi}{2} \Rightarrow u = k_0 d \cos \theta$  thay đổi từ  $k_0 d \rightarrow 0 \rightarrow -k_0 d$ , biến  $x = a + b \cos u$  thay đổi từ  $a + b \cos k_0 d \rightarrow a + b \rightarrow a + b \cos(-k_0 d) = a + b \cos k_0 d$ . Để tương ứng khoảng khả kiến của  $u$  với  $0 \leq \theta \leq \pi$  thì giá trị  $x_{\max} = a + b = x_1$

$$x_{\min} = a + b \cos k_0 d = -1$$

$$\text{hay } a = -\frac{1 + x_1 \cos k_0 d}{1 - \cos k_0 d}, \quad b = -\frac{1 + x_1}{1 - \cos k_0 d} \quad (2)$$

\* Thiết kế mảng có độ rộng tia chính cho trước: Gọi điểm “không” cuối cùng của  $T_n(x)$  trước khi  $x$  rơi vào đoạn  $[1, x_1]$  là  $x_z$  tương ứng với góc  $\theta_z$  và

$$u_z = k_0 \cos \theta_z, x_z = a + b \cos u_z = a + b \cos(k_0 d \cos \theta_z) \quad (3)$$

$$\text{Theo (1)} \Rightarrow x_z = a + b \cos u_z \quad (4)$$

từ hệ :

$$\begin{cases} a + b \cos k_0 d = -1 \\ a + b \cos u_z = x_z \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a = -\frac{\cos u_z + x_z \cos k_0 d}{\cos u_z - \cos k_0 d} \\ b = -\frac{1 + x_z}{\cos u_z - \cos k_0 d} \end{cases} \quad (5)$$

\* Tỷ số mức chính/ mức phụ R:

$$T_N(x_1) = T_N(a + b) = R = \cosh[N \cosh^{-1}(a + b)] \quad (6)$$

\* Thiết kế: từ (2)  $\Rightarrow$  a và b. Độ rộng tia chính x, định tư x1 và xz cho bởi (4),  $\theta_z$  cho bởi (3). Hoặc tần a,b từ (5) và R từ (6). Phân bố dòng được tìm từ khai triển chuỗi Fourier của  $T_n(a, b \cos u)$

Bài tập :

Đọc thêm mảng Chebyshev và các ví dụ thiết kế.

2) Mảng siêu hướng : có hệ số định hướng rất lớn hơn hệ số định hướng của anten mảng đồng nhất một chiều.

+ Xét mảng có chiều dài L cố định, gồm  $2N + 1$  phần tử,  $d = \frac{L}{2N} \rightarrow$  có 2N điểm “không”. Nếu chúng đều nằm trong vùng khả kiến và các cực đại phụ rất nhỏ so với cực đại chính (có độ rộng rất nhỏ) thì mảng sẽ có hệ số định hướng rất cao.

+Thiết kế mảng siêu hướng có tia chính  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ứng  $u = u_0 = 0$

$$\text{Vùng “khả kiến” : } -\frac{k_0 L}{2N} \leq u \leq \frac{k_0 L}{2N}$$

Dùng mảng Chebyshev với  $L = \frac{\lambda_0}{4}$  có 7 phần tử, mức phụ = 0,1 mức chính (hay 20dB thấp hơn)

$$\Rightarrow d = \frac{\lambda_0}{4}, a = -73,015, b = 74,556, x_1 = 1,54$$

$\Rightarrow$  Phân bố dòng :

$$I_0 = -3,99.10^6, I_{\pm 1} = 3,006.10^6, I_{\pm 2} = -1,217.10^6, I_{\pm 3} = 2,072.10^5$$

\* Mảng siêu hướng chỉ có ý nghĩa toán học vì yêu cầu dòng cung cấp cho mỗi phần tử rất lớn, hiệu suất bức xạ rất thấp  $\rightarrow$  độ lợi rất thấp.

## § 4.4 MẠNG CẤP ĐIỆN CHO MẢNG

(feed network)

+ Vấn đề thiết kế mạng đường truyền cung cấp các dòng điện có biên độ và pha cho trước tại mỗi phần tử có thể rất phức tạp vì :

- Trở kháng vào của mỗi phần tử chịu ảnh hưởng của trở kháng tương hỗ với tất cả các phần tử khác .

- Trường hợp yêu cầu sự kích thích không đồng nhất cần sử dụng một số dạng mạch chia công suất với tổn hao thấp

- Sự ảnh hưởng của dải tần công tác lên sự phối hợp trở kháng

+ Phương pháp tổng quát : Chia mảng thành nhóm hoặc vùng tùy theo sự đối kháng chung của mảng. Các vùng tương tự nhau sẽ được nuôi bởi các mạng nuôi đối xứng

+ Ví dụ : Mảng 9 phần tử được chia thành 3 nhóm, mỗi nhóm được nuôi bởi 1 đường truyền đơn. Nhờ vậy sự kích thích của mảng sẽ có tính đối xứng cao, không phụ thuộc vào ảnh hưởng của sự phối hợp trở kháng và trở kháng tương hỗ. (hình vẽ)

Theo hình vẽ, có các nhóm có cùng kích thích sau : (1,3,7,9) ; (2,8) ; (4,6)

+ Phương pháp chi tiết : Mỗi phần tử được nối với đường truyền chính nhờ một đoạn đường truyền có độ dài  $\frac{1}{4}$  bước sóng . Dòng điện trên mỗi phần tử liên quan trực tiếp với biên độ và pha của điện thế trên đường truyền chính.

Ký hiệu :

+  $Z_f$  : Trở kháng đặc trưng của đường truyền chính (hình vẽ)

+  $Z_a$  : Trở kháng đặc trưng của đoạn  $\frac{1}{4}$  bước sóng

+  $Z_{a,in}$  : Trở kháng của phần tử anten

+  $V_f$  : Thế tại đầu vào đoạn  $\frac{1}{4}$  bước sóng

→ Dòng tại đầu vào của đoạn  $\frac{1}{4}$  bước sóng  $I_a = I_a^+ + I_a^-$

$$V_f = Z_a I_a = Z_a (I_a^+ + I_a^-)$$

+ Tại đầu vào anten phần tử :

$$I_{in} = I_a^+ e^{-j\pi/2} + I_a^- e^{j\pi/2} = -jY_a V_f$$

\* Ví dụ : Áp dụng nguyên tắc trên cho 3 anten phần tử

+ Các dòng trên các phần tử là đồng pha và có biên độ tỷ lệ với  $Y_a$  ,  $Y_b$  ,  $Y_c$  vì :

- Thế tại các đầu vào các điểm a – a , b – b , c – c đều bằng nhau do khoảng cách  $\lambda_0$  như nhau trên đường truyền chính.

+ Trở kháng vào của cả mạng :

$$Z_{in} = \left[ \left( \frac{Z_a^2}{Z_{a,in}} \right) \parallel \left( \frac{Z_b^2}{Z_{b,in}} \right) \parallel \left( \frac{Z_c^2}{Z_{c,in}} \right) \right]$$

## §4.5. MẢNG KÝ SINH

+ Không phải tất cả các phần tử của mảng đều là phần tử tích cực (được kích thích bởi dòng nuôi): driven element

+ Các phần tử thụ động (nondriven element) được kích thích bởi sự cảm ứng với phần tử tích cực và với các phần tử thụ động khác thông qua trở kháng tương hỗ giữa chúng.

+ Mảng thường được thiết kế bằng con đường thực nghiệm. Được biết đến nhiều nhất là mảng Yagi – Uda.

1) Mảng 2 phần tử:

+ Xem mảng một mạng của cặp phần tử 2 đầu.

$$\begin{aligned} V_1 = 0 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_1 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \Rightarrow I_1 = \frac{-Z_{12}V_2}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2}, I_2 = \frac{Z_{11}V_2}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2}, \frac{I_1}{I_2} = -\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$$

Hệ số mảng:

$$F_{(u)} = 1 - \left| \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \right| e^{j\alpha d - jk_0 d \cos \psi}$$

=> Để nhận được hướng bức xạ cực đại khi  $\psi = 0$  thì:

$$\alpha d - k_0 d = \pm \pi \text{ hay } d = \pm \pi / (k_0 - \alpha)$$

+ Điều kiện để bức xạ theo hướng ngược ( $\psi = \pi$ ) bằng không (phản xạ toàn phần):

$$\alpha d + k_0 d = 0, \pm \pi, \left| \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \right| = 1$$

+ Nếu  $l_1 < \frac{\lambda_0}{2} \rightarrow Z_{11}$  : dung kháng ( dẫn xạ )

$l_1 > \frac{\lambda_0}{2} \rightarrow Z_{11}$  : cảm kháng ( phản xạ )

+ Góc pha của  $Z_{11}$  thay đổi theo chiều dài của phần tử 1

+ Trở kháng tương hỗ  $Z_{12}$  phụ thuộc vào khoảng cách  $d$

+ Thực tế, để phản xạ tốt thì: (công thức)

+ Nếu  $l_1 < l_2$  thì phần tử ký sinh 1 trở thành phần tử dẫn xạ và hướng bức xạ cực đại sẽ hướng về phía phần tử ký sinh

2) Mảng Yagi – Uda:

+ Nhược điểm lớn của mảng ký sinh là  $R_a$  của phần tử driven nhỏ

- Với phần tử driven là dipole nửa sóng  $R_a \approx 20 \Omega$  khi có mặt phần tử ký sinh

- Nếu dùng dipole gấp thì  $R_a \approx 80 \Omega$  khi có mặt phần tử ký sinh



- Dải tần công tác rất hẹp ( $\sim 3\div 2\%$ ) vì phải điều chỉnh thật chính xác phân tử ký sinh để có kết quả tối ưu :

$$0 = Z_{-1-1}I_{-1} + Z_{-10}I_0 + Z_{-11}I_1 \dots Z_{-1N}I_N$$

$$V_0 = Z_{0-1}I_{-1} + Z_{00}I_0 + \dots + Z_{0N}I_N$$

.....

$$0 = Z_{N-1}I_{-1} + Z_{N0}I_0 + \dots + Z_{NN}I_N$$

+ Yêu cầu thiết kế:

Chọn  $d_i$  và  $l_i$  (do đó  $Z_i$ ) sao cho dòng  $I_i$  có pha riên thỏa mãn điều kiện cộng đồng pha vào trường bức xạ theo hướng thuận (hướng từ reflector  $\rightarrow$  driver  $\rightarrow$  directors). Đây là bài toán rất khó giải chính xác .

+Thường gặp: mảng  $8\div 10$  phần tử,  $G \approx 14\text{dB}$ , phổ hẹp  $\approx$  vài %

+Cấu trúc đơn giản (ưu điểm)

## §4.6 MẢNG LOG - CHU KỲ

- Là anten giải rộng.

- Có thể được thiết kế để hoạt động ở dải tần bất kỳ.

- Yêu cầu chung cho anten log\_chu kỳ dùng làm anten thu là có độ rộng dải tần 3-1 hoặc lớn hơn .

- Nguyên tắc thiết kế cốt yếu là xây dựng 1 cấu hình mà kích thước của nó tự điều chỉnh 1 cách có chu kỳ tùy theo tần số hoạt động.

- Một anten hoạt động tốt ở bước sóng  $\lambda_1$  sẽ hoạt động tốt ở bước sóng  $\lambda_2$  nếu kích thước của nó thay đổi 1 lượng bằng  $\lambda_1/\lambda_2$

$\rightarrow$  Xét mảng theo hình vẽ thỏa mãn điều kiện :

$$\frac{x_{n+1}}{x_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{a_{n+1}}{a_n} = \tau > 1$$

Mảng sẽ được xác định hoàn toàn bởi 2 trong số 3 thông số :

$$\tau, \sigma = d_n/2l_n \text{ và } \alpha$$

- Nếu tất cả các kích thước của mảng với  $\tau$  thì phần tử  $n$  trở thành phần tử  $n+1$ , phần tử  $n+1 \rightarrow n+2$

$\rightarrow$  Mảng có các đặc trưng bức xạ như nhau ở các tần số  $f_1, f_2 = \tau.f_1, f_3 = \tau^2.f_1 \dots$

Vì  $\ln \frac{f_2}{f_1} = \ln \tau, \ln \frac{f_3}{f_1} = \ln \tau^2 = 2 \ln \tau$  : nên mảng có tên là log – chu kỳ.

- Thực nghiệm cho thấy rằng cần phải nuôi anten bằng dây song hành và tạo ra góc lệch pha  $180^\circ$  của dòng giữa các phần tử liên tiếp.
- Tại một tầng số nhất định dòng trong tất cả các phần tử sẽ rất nhỏ, ngoại trừ phần tử sẽ có chiều dài tương đương bước sóng  $\lambda/2$  (ph/ tử cộng hưởng )
- Dòng điện dọc theo đường truyền sẽ suy giảm rất nhanh ở phía sau phần tử cộng hưởng .
- Có thể bỏ sau các phần tử cộng hưởng ở tầng số thấp nhất một vài phần tử cũng như có thể bỏ đi các phần tử đứng trước phần tử cộng hưởng ở tầng số cao nhất 1 số phần tử.
- Đặc trưng bức xạ của mảng sẽ tương tự ở tầng số  $\tau^n \cdot f$  và  $\tau^{n+1} \cdot f$  khi  $\tau \rightarrow 1$ .
- Các tính toán gần đúng sử dụng các chương trình tính số đã chỉ ra khoảng tối ưu cho  $\tau = 0,96 \div 0,8$  và  $\sigma = 0,18 \div 0,14$
- Chỉ  $\tau = 0,96$  độ lợi = 12dB ,  $\tau = 0,8$  , độ lợi = 8 dB

---

---

## §4.7. ANTEN DÂY DÀI

- Chiều dài bằng 1 số lần bước sóng, được treo bởi 1 số tháp thích hợp, hoạt động ở dải tần số từ 2 ÷ 30MHz;
- Các dạng thường gặp: Anten hình chữ V, hình trám, (nằm ngang hoặc đứng) và anten dây đơn nằm ngang.
- Đa số anten dây dài có thể hoạt động như anten cộng hưởng, khi dòng trên nó có dạng sóng đứng hình sin. những anten này thường hoạt động tốt ở 1 tần số nhất định nào đó và các hài bậc cao hơn của nó.
- Trở kháng vào của loại anten này rất nhạy với tần số, do đó dải tần công tác rất hẹp.
- Đa số anten dây dài cũng có thể hoạt động ở chế độ không cộng hưởng (dòng điện có dạng sóng chạy) nếu nối vào đầu cuối của nó với 1 điện trở có giá trị bằng trở kháng đặc trưng của anten, khi coi nó như 1 đường truyền sóng. Khi đó dải tần công tác được mở rộng đáng kể.
- Thường dùng cho dải sóng ngắn (2 ÷ 30MHz) khi sử dụng sóng phản xạ từ tầng điện li. Khi đó góc bức xạ tối ưu từ  $10 \div 300$  so với phương nằm ngang
- Ảnh hưởng của mặt đất là rất lớn..
- Bài toán thiết kế chủ yếu là để nhận được hướng bức xạ như mong muốn so với mặt đất sao cho việc truyền thông tin ở khoảng cách xa sử dụng sự phản xạ từ tầng điện li là tối ưu và thoả mãn yêu cầu cho trước về mặt phối hợp trở kháng với đường truyền.

### 1) anten cộng hưởng.

$$l = n\lambda_0/2$$

$$I_{(x)} = I_0 \sin k_0 x$$

- Tương tự tính toán như anten dipole nửa sóng, sử dụng hệ tọa độ cực với góc cực  $\psi$ , điện trường  $E_\psi$  có dạng :

$$E_\psi = -\frac{I_0 Z_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r + j\left(\frac{n\pi}{2}\right)(1+\cos\psi)} \cdot (-1)^n \cdot \frac{\sin\left[n\pi \sin^2\left(\frac{\psi}{2}\right)\right]}{\sin\psi}$$

- Kiểu bức xạ trong không gian 3 chiều bao gồm 1 số hình nón( búp sóng)

- Số hình nón = n

- Kiểu bức xạ đối xứng qua mặt phẳng  $\perp$  và đi qua điểm giữa của dây.

hướng " không" ( $\equiv \psi = \frac{\pi}{2}$ )  $\perp$  dây.

-  $n \uparrow$  các búp sóng nhọn hơn,  $\psi_0 \downarrow$

- Khi  $l \uparrow \rightarrow D_{\max} \uparrow$  cùng với điện trở bức xạ.

- Có thể cấp điện 1 đầu hoặc ở giữa (h---

- Tuy nhiên do phân bố không đối xứng của dòng trong đường truyền, một số bức xạ sẽ xảy ra do bản thân đường truyền. để khắc phục, có thể nối đường truyền tại tâm của một vòng điện((hình vẽ)

- Khi dùng đoạn chuyển tiếp  $1/4 \lambda_0$  thì có thể nối điện trở bức xạ của anten với các đường truyền song hành có trở kháng  $600\Omega$ . trở kháng đặc trưng của đoạn  $\lambda_0/4$  lúc này sẽ là  $\sqrt{Z_c} = 600R_a$  với  $R_a$ : điện trở bức xạ của anten.

### 2) Anten hình chữ V

(hình vẽ)

- Trường bức xạ là chồng chập 2 trường của 2 nhánh.

- Thường chọn  $\psi_0$  để trường bức xạ tổng thỏa mãn điều kiện cho trước.

- Chẳng hạn, nếu yêu cầu hướng bức xạ cực đại hướng theo đường phân giác của góc tạo bởi 2 nhánh của hình V thì phải chọn  $\psi_0 = 2\psi_1$ , với  $\psi_1$ : góc tương ứng với bức xạ cực đại của mỗi nhánh; ví dụ :

$$l = 3\lambda_0/2 \rightarrow \psi_0 = 2 \times 42^\circ = 84^\circ$$

$$l = 2\lambda_0 \rightarrow \psi_0 = 2 \times 36^\circ = 72^\circ . \text{ ( Tham khảo phần 1)}$$

- Dòng điện trên mỗi nhánh ngược pha nhau  $\rightarrow E_\psi$  đồng pha ở hướng của đường phân giác.

- Để tạo ra hướng bức xạ cực đại làm với phương nằm ngang một góc  $\lambda$ , có thể dùng anten V có 1 nhánh nằm ngang, nhánh thứ 2 làm với nhánh thứ 1 một góc  $\psi_0 < 2\psi_1$ , và mặt của hình V thẳng đứng

(hình vẽ)

- Đọc thêm về anten trám (Phan Anh)

### **3) anten dây dài với sóng dòng có dạng sóng chạy;**

- Do có nối trở R ở đầu cuối mà dòng điện trên dây có dạng sóng chạy  $I = I_0 e^{-jk_0 x}$  (hình vẽ)

- Trường bức xạ theo hướng  $\psi$ :

$$E_\psi = \frac{jk_0 I_0 Z_0}{4\pi r} e^{-jk_0(r + \frac{l}{2}(1 - \cos\psi))} \sin\psi \cdot \frac{\sin[k_0 l \sin^2(\psi/2)]}{\sin^2(\psi/2)}$$

- Hướng bức xạ cực đại được xác định bởi:

$$\frac{tg\beta}{\beta} = 2 - \frac{2\beta}{k_0 l} \quad \text{với } \beta = k_0 l \sin^2(\psi/2)$$

- Với  $k_0 l \gg 1$  (hay  $k_0 l \gg \lambda_0$ ) thì  $\beta = 1,165$

- Nếu tính tới sự suy giảm biên độ sóng dòng do mất mát năng lượng trên đường truyền thì biên độ dòng tại điểm có tọa độ x có dạng  $I_x = I_0 e^{-jk_0 x - \alpha x}$ ; hệ số suy giảm  $\alpha$  chỉ gây ra 1 thay đổi rất nhỏ trong kiểu bức xạ, thường được bỏ qua.

\* Đặc điểm chính của kiểu bức xạ là chỉ có 1 hình nón bức xạ chính theo hướng trục x.

- Nếu  $l \uparrow \rightarrow \psi_0 \downarrow$

- Nếu  $l = n\lambda_0 \rightarrow$  có 2n búp sóng

\* Ưu điểm của anten dây sóng chạy là trở kháng vào của nó có thể xem như thuần trở, ít phụ thuộc vào tần số  $\rightarrow$  dải tần công tác rộng. Hạn chế chủ yếu là sự mất đối xứng của các búp sóng khi tần số thay đổi.

### **4/ Các ảnh hưởng giao thoa của mặt đất:**

- Trường bức xạ theo hướng  $\psi$  là tổng của trường bức xạ từ anten và trường phản xạ từ mặt đất. Trường phản xạ có góc chậm pha tương đương trường bức xạ từ anten ảnh dưới mặt đất.

- Nếu trường bức xạ của anten trong không gian tự do có dạng:

$$\vec{E} = \vec{f}(\psi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \quad (1)$$

Thì trường tổng sẽ có dạng:

$$\vec{E} = \vec{f}(\psi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} (1 + \rho e^{j\alpha - 2jk_0 h \sin\psi}) \quad (2)$$

\* Biểu thức trường (2) có dạng tương đương như của 1 mảng với hệ số mảng:

$$E_{(\psi)} = 1 + \rho e^{j\alpha - 2jk_0 h \sin \psi} \quad (3)$$

\* Hệ số phản xạ phụ thuộc vào độ dẫn điện của mặt đất vào góc  $\psi$ , và đặc tính phân cực của trường theo phương ngang hay phương thẳng đứng. Thường có thể coi mặt đất là mặt dẫn lý tưởng, khi đó :  $\rho = 1$  và  $\alpha = \pi$  đối với trường phân cực ngang

$$\Rightarrow |E_{(\psi)}| = 2|\sin(k_0 h \sin \psi)|$$

$$\alpha = 0 \text{ với phân cực đứng} \Rightarrow |E_{(\psi)}| = 2|\cos(k_0 h \sin \psi)|$$


---

## CHƯƠNG 5 ANTEN MẶT

### §5.1 BỨC XẠ TỪ MỘT MẶT PHẪNG, PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI FOURIER

+ Có 1 lớp rất rộng các anten tiện dụng hơn gọi là các anten mặt trong đó bức xạ được coi như từ 1 mặt mở: anten parabol và anten loa.

+ Thường có kích thước mặt mở (khẩu độ) lớn hơn vài lần bước sóng để có độ lợi cao, và do đó được ứng dụng chủ yếu ở dải tần số viba.

+ Một phương pháp quan trọng để nghiên cứu anten mặt là dùng biến đổi Fourier. Mấu chốt của phương pháp là: kiểu bức xạ của mặt chính là ảnh Fourier của trường của mặt bức xạ và sử dụng các đặc trưng của cặp biến đổi Fourier để mô tả đặc điểm của anten mặt.

- Trên hình 5.1 là 1 anten mặt có diện tích  $S_a$  định xứ ở gốc tọa độ, mặt phẳng  $z=0$

- Giả thiết đã biến thành phần tiếp tuyến của điện trường trên mặt của anten  $\vec{E}_a$

- Chúng ta sẽ đi xác định trường bức xạ trong miền  $z>0$ .

- Tưởng tượng trường ở bề mặt  $S_a$  được hình thành bởi 1 phân bố nguồn thích hợp nào đó ở phía sau anten  $z<0$ . Chúng ta sẽ không cần biết phân bố nguồn này mà chỉ quan tâm đến trường trên bề mặt anten, bởi vì nó sẽ xác định duy nhất trường trong nửa không gian  $z>0$ .

\* Phép biến đổi Fourier :

- Ảnh Fourier của hàm  $w(x)$  có dạng :

$$W(k_x) = \int_{-\infty}^{\infty} w(x) e^{jk_x x} dx \quad (5.1a)$$

Và khi đó quan hệ ngược có dạng :

$$w(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(k_x) e^{-jk_x x} dk_x \quad (5.1b)$$

- Các biến  $k_x$  và  $x$  đóng vai trò tương tự như biến thời gian  $t$  và tần số góc  $\omega$  trong các phổ tín hiệu phụ thuộc thời gian.

- Tương tự với hàm 2 biến  $u(x,y)$  :

$$U(k_x, k_y) = \int \int_{-\infty}^{\infty} u(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (5.2a)$$

$$u(x, y) = \int \int_{-\infty}^{\infty} U(k_x, k_y) e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \quad (5.2b)$$

\* Trong chương 1 chúng ta đã có quan hệ:

$$\Rightarrow \begin{cases} \nabla^2 \vec{E} + k_0^2 \vec{E} = 0 \\ \nabla \cdot \vec{E} = 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

\* Đặc trưng của toán tử Fourier :

$$\left. \begin{aligned} \tau_t \frac{ds(t)}{dt} &= j\omega \tau_{s(t)} \\ \tau_x \frac{\partial u(x,y)}{\partial x} &= -jk_x \tau_x u(x,y) \\ \tau_x \frac{\partial^2 u(x,y)}{\partial x^2} &= (-jk_x)^2 \tau_x u(x,y) \\ \tau_{yx} \frac{\partial^2 u(x,y)}{\partial x \partial y} &= -k_x k_y \tau_{yx} u(x,y) \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

(5.3) có thể viết lại dưới dạng :

$$\left\{ \begin{aligned} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) \vec{E}_{(x,y,z)} &= 0 \\ \frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} &= 0 \end{aligned} \right. \quad (5.5)$$

\* Biến đổi Fourier hệ (5.5) =>

$$\left\{ \begin{aligned} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + (k_0^2 - k_x^2 - k_y^2) \right) \vec{E}_{(k_x, k_y, z)} &= 0 \\ k_x E_x(k_x, k_y, z) + k_y E_y(k_x, k_y, z) + j \frac{\partial}{\partial z} E_z(k_x, k_y, z) &= 0 \end{aligned} \right. \quad (5.6)$$

\* Đặt  $k_z^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$  thì (5.6) =>

$$\frac{\partial^2 \vec{E}(k_x, k_y, z)}{\partial z^2} + k_z^2 \vec{E}(k_x, k_y, z) = 0 \quad (5.7)$$

=> Nghiệm tổng quát của (5.7) có dạng :

$$\vec{E}(k_x, k_y, z) = \vec{f}(k_x, k_y) \cdot e^{-jk_z \cdot z} \quad (5.8)$$

\* Tìm  $\vec{f}(k_x, k_y)$  : Thay (5.8) vào (5.6) =>

$$\vec{k} \cdot \vec{f} = 0 \quad (5.9)$$

\* Sử dụng phép biến đổi Fourier ngược sẽ thu được biểu thức của cường độ điện trường  $\vec{E}(x, y, z)$  : ( sử dụng (5.2) và (5.8))

$$\vec{E}_{(x,y,z)} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{f}(\vec{k}_x, \vec{k}_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} d\vec{k}_x d\vec{k}_y \quad (5.10)$$

**\* Ý nghĩa của (5.10)** trong miền không gian  $z>0$  điện trường có dạng phổ của các sóng mặt phẳng vì hàm  $\vec{f}(\vec{k}_x, \vec{k}_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}}$  là sóng phẳng với biên độ  $\vec{f}$ , lan truyền theo hướng của vector lan truyền  $\vec{k}$ .

\* Để ý :  $k_z^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2 \Rightarrow |\vec{k}| = k_0$

\* Nếu  $k_z^2 + k_x^2 > k_0^2 \Rightarrow$  hằng số sóng  $k_z$  là ảo  $\rightarrow$  các sóng phẳng trong vùng phổ này suy yếu dần theo hướng Z. Nói cách khác, chỉ có các sóng phẳng trong vùng phổ tương ứng với  $k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2$  mới đóng góp vào trường ở khu xa.

\* Khi  $z=0$  ta phải có điều kiện biên :

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{f}_t(\vec{k}_x, \vec{k}_y) e^{-jk_x x - jk_y y} d\vec{k}_x d\vec{k}_y \quad (5.11)$$

Từ ( 5.2 ) ta có :

$$\vec{f}_t(\vec{k}_x, \vec{k}_y) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{S_a} \vec{E}_a(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (5.12)$$

\* Từ (5.9)  $\Rightarrow f_z = \frac{-\vec{f}_t \cdot \vec{k}_t}{k_z} = \frac{-k_x \cdot f_x - k_y \cdot f_y}{\sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}} \quad (5.13)$

\* Nếu tính được tích phân (5.10) thì xác định được  $\vec{E}$ , nhưng điều này chỉ dễ dàng thực hiện khi  $r \gg \lambda_0$  hay  $k_0 r \gg 1$

Khi đó :  $\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0 \cos \theta}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \vec{f}(k_0 \sin \theta \cdot \cos \varphi, k_0 \sin \theta \cdot \sin \varphi) \quad (5.14)$

**\* Nhận xét :** - Trường bức xạ ở khu xa tỷ lệ với ảnh Fourier của trường ở bề mặt với (công thức) là các thành phần của vector ánh sáng của sóng cầu lan truyền theo hướng  $(\theta, \varphi)$ .

- Theo hướng Z,  $f_z \approx 0$  và  $\cos \theta \approx 1$  thường bức xạ được tính theo (5.14)+(5.12) và đạt cực đại;  $\vec{E}$  chỉ có thành phần  $E_x, E_y$  tỷ lệ với  $f_x, f_y$ .

- Vì  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  và  $\vec{k} \cdot \vec{f} = 0$  nên thường là đường phân cực ngang TEM trong vùng bức xạ (khu xạ)



---

## §5.2 BỨC XẠ TỪ MỘT MIỆNG CHỮ NHẬT

- Giả thiết trường trên miệng là đồng nhất và cho bởi :

$$\vec{E} = E_0 \vec{a}_x \quad \text{với } \begin{matrix} |x| \leq a \\ |y| \leq b \end{matrix}$$

$$= 0 \quad \text{với các giá trị khác của } x, y$$

(5.12) trở thành

$$\vec{f}_t = 4abE_0 \vec{a}_x \frac{\sin u}{u} \frac{\sin v}{v} \quad (5.16)$$

=> Cường độ trường bức xạ được cho bởi (5.15) :

$$\vec{E}_{(\vec{r})} = \frac{jk_0 4ab}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\sin u}{u} \frac{\sin v}{v} (\vec{a}_\theta \cos \varphi - \vec{a}_\varphi \cos \theta) \quad (5.17)$$

\* Nhận xét :

- (5.17) có dạng tương tự như mảng đồng pha 1 chiều
- Có dạng tương tự như của kiểu bức xạ trong vùng khả kiến của không gian  $u, v$  với  $|u| \leq k_0 a, |v| \leq k_0 b$

- Các cực đại phụ có độ lớn giảm dần

\* Trong mặt phẳng  $\varphi = 0$  :

$$\vec{E}_{(\vec{r})} = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \vec{a}_\theta 4abE_0 \frac{\sin(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} \quad (5.18)$$

Độ rộng tia chính :

$$BW = \Delta \theta \approx \frac{\lambda_0}{a} \quad \text{với } a \gg \lambda_0$$

## §5.3 BỨC XẠ TỪ MIỆNG TRÒN

- Giả thiết trường đồng nhất

$$\vec{E} = E_0 \vec{a}_x \quad \text{với } x^2 + y^2 \leq a^2$$

$$= 0 \quad \text{với } x^2 + y^2 > a^2$$

Khi đó :

$$\vec{f}_t = 2\pi a^2 E_0 \vec{a}_x \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta}$$

Trong đó  $J_0(x)$ ,  $J_1(x)$  là các hàm Bessel bậc 0,1 loại 1.

\*  $J_1(x)$  tương tự như hàm sin tắt dần (hàm lượng giác có biên độ giảm dần)

\* Với  $x \gg \lambda$   $J_1(x) \rightarrow \left(\frac{2}{\pi x}\right)^{1/2} \sin(x - \frac{\pi}{4})$

\* Đồ thị của hàm phương hướng có dạng tương tự như của bức xạ từ miện chữ nhật, với sự suy giảm nhanh hơn của các cực đại phụ

$$BW = \Delta\theta \approx \frac{3,832}{\pi} \frac{\lambda_0}{a}$$

$$R = -17,6\text{dB}$$

## §5.4 MIỆN VỚI TRƯỜNG ĐỒNG NHẤT CÓ PHA BIẾN ĐỔI TUYẾN TÍNH

Xét miện hình chữ nhật với cường độ trường có dạng :

$$\vec{E} = E_0 \vec{a}_x e^{-j\alpha x - j\beta y} \quad \text{với} \quad \begin{cases} |x| \leq a \\ |y| \leq b \end{cases}$$

$$\Rightarrow \vec{f}_t = E_0 \vec{a}_x \int_{-a}^a \int_{-b}^b e^{j(k_x - \alpha)x + j(k_y - \beta)y} dx dy \quad (5.21)$$

$$\Rightarrow \vec{E}_{(r)} = \frac{jk_0 4ab E_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\sin(u - u_0) \sin(v - v_0)}{(u - u_0)(v - v_0)} (\vec{a}_\theta \cos\varphi - \vec{a}_\varphi \sin\varphi \cos\theta) \quad (5.22)$$

- Kiểu bức xạ trong hệ tọa độ  $u, v$  tương tự như miện chữ nhật đồng nhất với cực đại tại  $u = u_0$  và  $v = v_0$ , tức là:

$$k_0 a \sin\theta \cos\varphi = u_0 = \alpha a$$

$$k_0 b \sin\theta \cos\varphi = v_0 = \beta b$$

$$\Rightarrow \quad \begin{aligned} \tan\varphi &= \frac{\beta}{\alpha} \\ \sin\theta &= \frac{(\alpha^2 + \beta^2)^{1/2}}{k_0} \end{aligned}$$

$\Rightarrow$  có thể điều khiển hướng bức xạ cực đại tương tự mặt 2 chiều.

\* Nếu  $\beta = 0$  thì hướng bức xạ cực đại nằm trong mặt phẳng  $\varphi = 0$  (hay mặt phẳng  $xoz$ ) với góc  $\theta = \theta_0$  cho bởi :

$$\arcsin\left(\frac{\alpha}{k_0}\right) = \arcsin\left(\frac{\alpha \lambda_0}{2\pi}\right)$$

- Hướng “không” thỏa mãn điều kiện  $u - u_o = \pm \pi$

$$\Rightarrow BW = 2(\theta - \theta_0) = \frac{\lambda_0}{a \cos \theta_0}$$

### §.5.5 MIỆNG VỚI TRƯỜNG CÓ BIÊN ĐỘ GIẢM TỪ TÂM RA BIÊN:

xét miệng chữ nhật với phân bố trường có dạng

$$\vec{E} = E_0 \vec{a}_x \left(1 - \frac{|x|}{a}\right) \quad \text{với } \begin{matrix} |x| \leq a \\ |y| \leq b \end{matrix}$$

$$\Rightarrow \vec{f}_t = 2abE_0 \vec{a}_x \frac{\sin k_y b}{k_y b} \left[ \frac{\sin k_x (a/2)}{k_x (a/2)} \right]^2 \quad (5.23)$$

$$\Rightarrow \vec{E}_{(\vec{r})} = \frac{jk_0 ab E_0}{\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\sin v}{v} \left( \frac{\sin(u/2)}{(u/2)} \right)^2 (\vec{a}_\theta \cos \varphi - \vec{a}_\varphi \sin \varphi \cos \theta) \quad (5.24)$$

- Tỷ số mức chính trên mức phụ  $R = 26\text{dB}$
- Cực đại chính xảy ra khi  $u = v = 0$

$$\left| \vec{E} \right|_{\max} = \frac{k_0 ab E_0}{\pi r}$$


---

## CHƯƠNG 6: MIỆNG ỐNG DẪN SÓNG – ANTEN LOA.

-Miệng ống dẫn sóng( hình chữ nhật hoặc tròn) thường không được sử dụng làm anten phát vì tính định hướng kém, nhưng thường được sử dụng làm bộ chiếu xạ cho anten parabol phản xạ

### § 6.1 ỐNG DẪN SÓNG CHỮ NHẬT

- Xét ống dẫn sóng chữ nhật có kích thước tiết diện ngang là  $a \times b$  , miệng ống định xứ trong mặt  $z = 0$

- Mode truyền sóng chủ yếu là sóng  $TE_{10}$  (transverse electric), có  $E_y$ ,  $H_x$ , và  $H_z$

$$\begin{aligned} E_y &= E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \\ H_x &= -E_0 Y_w \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (6.1)$$

- Với  $z = 0 \Rightarrow$

$$\begin{aligned} E_y &= E_0 \cos \frac{\pi x}{a} \\ H_x &= -E_0 Y_w \cos \frac{\pi x}{a} \end{aligned}$$

\* Tại gần miệng ống xuất hiện sóng phản xạ của mode  $TE_{10}$  và các mode bậc cao hơn với biên độ nhỏ

\* Nếu chỉ sử dụng miệng ống dẫn sóng cho bộ chiếu xạ, có thể bỏ qua các mode bậc cao và coi trường trong mặt  $z = 0$  , chỉ  $\neq 0$  trên miệng ống

- Theo nguyên lý đối lẫn của trường điện từ, có thể coi tồn tại dòng từ mặt

$$\vec{J}_{ms} = E_0 \vec{a}_x \cos \frac{\pi x}{a}$$

- Trường bức xạ ở khu xạ được tính bởi công thức (5.15) với  $f_x = 0$  (theo 5.12, lưu ý  $E_x = 0$ )

$$f_y = 2\pi ab E_0 \frac{\sin \left[ k_y \left( \frac{b}{2} \right) \right] \cos \left[ k_x \left( \frac{a}{2} \right) \right]}{k_y \left( \frac{b}{2} \right) \pi^2 - (k_x a)^2} \quad (6.3)$$

- Trong mặt phẳng  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  (yoz) ,  $k_x = 0$ ,  $E_\theta$  tỷ lệ với

$$f_y = \frac{2}{\pi} ab E_0 \frac{\sin \left[ k_0 \left( \frac{b}{2} \right) \right] \sin \theta}{\left[ k_0 \left( \frac{b}{2} \right) \right] \sin \theta}$$

- Trong mặt phẳng  $\varphi = 0$ ,  $k_y = 0$ ,  $E_\varphi$  tỷ lệ với

$$f_y = \frac{\cos \left[ k_0 \left( \frac{a}{2} \right) \sin \theta \right]}{\pi^2 - \left( k_0 \left( \frac{a}{2} \right) \sin \theta \right)^2} \cos \theta$$

- Công suất bức xạ toàn phần theo (6.2)

$$P_r = \frac{ab}{4} Y_w E_0^2$$

=> Hệ số định hướng :

$$D = 4\pi \frac{r^2 Y_0 |E_\theta|^2}{2P_r} = \frac{64}{\beta \lambda_0} \frac{ab}{\lambda_0^2}$$

\* Đánh giá hệ số định hướng: chẳng hạn cho dải X (8 ÷ 12 GHz),

## 6.2 ANTEN LOA H

- Để nhận được trường bức xạ có tính định hướng cao khi so với miệng ống dẫn sóng, có thể mở rộng các miệng ống dẫn sóng thành các anten loa.

- Nếu miệng ống dẫn sóng chữ nhật được mở rộng trong mp → anten loa H (hình vẽ)

- Trường bức xạ từ phía miệng ODS về phía miệng loa có dạng mặt sóng trụ tròn (hình vẽ)

- Để trường ở miệng loa gần đồng pha thì góc mở  $\varphi$  phải nhỏ.

- Độ lợi và kiểu bức xạ sẽ giống với miệng bức xạ đồng pha, nếu lượng sai khác về pha ở rìa miệng loa và tâm loa  $\leq \frac{\pi}{4}$  hay  $k_0(R_2 - R_1) \leq \frac{\pi}{4} \Leftrightarrow \tan \frac{\pi}{4} \leq \frac{\lambda_0}{4a'}$

Vậy để có miệng loa rộng thì góc mở  $\varphi$  nhỏ → hạn chế phạm vi sử dụng (vì loa dài).

- Nếu bỏ qua sai khác về pha và coi phân bố trường ở miệng loa tương tự như trường ở miệng ống dẫn sóng TE<sub>10</sub> thì :

$$\vec{E}_a = E_0 \vec{a}_y \cos \frac{\pi x}{a'} \quad \text{với} \quad \begin{cases} |x| \leq a'/2 \\ |y| \leq b'/2 \end{cases}$$

- Trường bức xạ được tính tương tự trường hợp ống dẫn sóng chữ nhật với  $a \rightarrow a'$  và hằng số truyền sóng :

$$\beta = \left[ k_0^2 - \left( \frac{\pi}{a'} \right)^2 \right]^{1/2} \approx k_0$$

- Hệ số định hướng :  $D = 10,2 \frac{a'b}{\lambda_0^2}$
- Độ lợi  $G \approx D$
- Với cùng 1 chiều dài của loa thì độ lợi sẽ tăng nếu tăng góc mở  $\varphi$ . Tuy nhiên khi đó sai pha trên miệng loa tăng theo  $\rightarrow$  giảm độ lợi
- Các tính toán lý thuyết  $\rightarrow$  với cùng chiều dài loa thì độ lợi cực đại nhận được do tăng độ rộng miệng loa  $a'$  cho đến khi sai pha  $\approx 0,75 \pi$ .

## § 6.3 MIỆNG ỒNG DẪN SÓNG HÌNH TRÒN

- Mode  $TE_{11}$  phân bố điện trường trên tiết diện thẳng (sử dụng hệ tọa độ cực  $(\rho, \varphi)$ )

$$E_\rho = \frac{2 \sin \varphi}{\rho} J_1(1,84 \frac{\rho}{a}) \quad (5.3.1)$$

$$E_\varphi = \frac{2a \cos \varphi}{1,84} \frac{dJ_1(1,84 \frac{\rho}{a})}{d\rho} \quad (5.3.2)$$

(hình vẽ)

- Trong hệ tọa độ Decarte :

$$\begin{aligned} E_x &= E_\rho \cos \varphi - E_\varphi \sin \varphi \\ E_y &= E_\rho \sin \varphi + E_\varphi \cos \varphi \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

(hình vẽ)

- Sử dụng tính chất của hàm Bessel

$$E_x = J_2(1,84 \frac{\rho}{a}) \sin 2\varphi \quad (5.3.4)$$

$$E_y = J_0(1,84 \frac{\rho}{a}) - J_2(1,84 \frac{\rho}{a}) \cos 2\varphi \quad (5.3.5)$$

- Sử dụng công thức tích phân Lommel :

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \sin \varphi 2a^2 \frac{J_1(1,84)}{1,84} \frac{J_1(u)}{u} \quad (5.3.7)$$

$$E_\varphi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos \theta \left[ \frac{1,84 J_1(1,84)}{(1,84)^2 - u^2} \frac{dJ_1(u)}{du} \right] \quad (5.3.8)$$

\* Nhận xét

- trong mp  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  (mặt E), kiểu bức xạ tương tự như kiểu bức xạ của miệng bức xạ đồng nhất hình tròn (chương 4\_)

- trong mp  $\varphi = 0$  (mặt H) kiểu bức xạ hoàn toàn tương tự kiểu bức xạ của miệng ống chữ nhật. -hệ số định hướng được tìm theo cách tương tự như với ống chữ nhật

$$D = \frac{66}{\beta \lambda_0} \frac{\pi a^2}{\lambda_0^2} \quad (5.3.9)$$

## § 6.4 LOA H.

- Để nhận được trường bức xạ có tính định hướng cao hơn so với miệng ống dẫn sóng, có thể mở rộng(hay làm loe ra) các miệng ống dẫn sóng thành các anten loa.

- Nếu miệng ống dẫn sóng chữ nhật được mở rộng trong mp H, ta có anten loa H,

- Trường bức xạ vào loa từ phía miệng ống sẽ có dạng sóng trụ với các mặt đồng pha dạng mặt trụ tròn (hình vẽ)

- Để trường ở miệng loa gần đồng pha thì góc mở  $\varphi$  phải nhỏ.

- Độ lợi và kiểu bức xạ sẽ rất giống với miệng bức xạ đồng pha, nếu lượng sai khác về pha ở rìa của loa và tâm loa  $\leq \frac{\pi}{4}$  hay  $k_0(R_2 - R_1) \leq \frac{\pi}{4} \Leftrightarrow \operatorname{tg} \frac{\pi}{4} \leq \frac{\lambda_0}{4a'}$

\* Nhận xét : để có miệng loa rộng thì góc mở  $\varphi$  phải nhỏ  $\rightarrow$  loa dài  $\rightarrow$  giới hạn phạm vi ứng dụng.

- Nếu bỏ qua sự sai khác về pha của trường ở miệng loa thì có thể coi phân bố trường ở miệng loa tương tự như trường ở miệng ống dẫn sóng ứng với mode  $TE_{10}$

$$\vec{E}_a = E_0 \vec{a}_y \cos \frac{\pi x}{a'}, \text{ với } \begin{cases} |x| \leq a'/2 \\ |y| \leq b/2 \end{cases}$$

- Trường bức xạ được tính tương tự như trường hợp miệng ống chữ nhật ở § 5.2 với  $a \rightarrow a'$ , với hằng số truyền  $\beta \approx k_0$

- Hệ số định hướng :  $D = 10,2 \frac{a'b}{\lambda_0^2}$

- Độ lợi (công thức)

- Với cùng 1 chiều dài của loa, độ lợi sẽ tăng nếu tăng góc mở. tuy nhiên khi đó sai pha trên miệng loa tăng và làm giảm độ lợi. các tính toán lý thuyết đã chỉ ra rằng: với cùng 1 chiều dài loa thì độ lợi cực đại nhận được do tăng độ rộng miệng loa  $a'$  sẽ đạt được cho đến khi sai pha  $\approx 0,75\pi$ .





## CHƯƠNG 7 : ANTEN PARABOL

### § 7.1 CẤU TẠO VÀ NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG

- Là anten có tính định hướng tương đối cao, sử dụng chủ yếu ở dải sóng cực ngắn (thông tin di động và vệ tinh)

- Phương trình mặt parabol trong hệ tọa độ cực:

$$r = \frac{2f}{1 + \cos\theta} \quad (7.1.1)$$

- Đặc trưng bề mặt parabol là tất cả các tia bức xạ xuất phát từ tiêu điểm (nơi đặt loa chiếu xạ) sau khi phản xạ đều song song với trục parabol → có thể áp dụng các nguyên lý quang hình để tìm trường trên miệng parabol.

- Trong các ứng dụng cho nghiên cứu bức xạ vũ trụ, để tránh ảnh hưởng của nhiễu từ mặt đất (có thể làm giảm độ nhạy), người ta thường dùng hệ thống chiếu xạ thứ cấp. Hệ parabol lúc này được gọi là anten Cassegrain

---

### § 7.2 Hiệu suất miệng bức xạ

1) Mật độ công suất bức xạ trên miệng parabol:

- Ký hiệu  $g(\theta, \varphi)$ : công suất bức xạ/ đơn vị góc đặt theo hướng  $(\theta, \varphi)$  của nguồn chiếu xạ.

=> công suất đến mặt phản xạ trong góc  $\sin\theta d\theta d\varphi$  là :

$$P_i(\theta, \varphi) = g(\theta, \varphi) \cdot \sin\theta d\theta d\varphi \quad (7.2.1)$$

- Một công suất tương tự phải xuất hiện trong mặt trên miệng  $r \sin\theta d\varphi ds$  (công thức)

2) Tôn hao tràn: đặc trưng bởi hiệu suất tràn: tỷ số công suất được gương phản xạ trở lại/tổng công suất bức xạ của bộ chiếu xạ

$$P(\rho, \varphi) r \sin\theta d\varphi d\rho = g(\theta, \varphi) \cdot \sin\theta d\theta d\varphi \quad (7.2.2)$$

$$\text{Hay} \quad P(\rho, \varphi) = g(\theta, \varphi) \frac{1}{r} \frac{d\theta}{d\rho} \quad (7.2.3)$$

- Sử dụng (7.1.1) =>

$$\cos\theta = \frac{4f^2 - f^2}{4f^2 + f^2} \quad (7.2.4)$$

$$P(\rho, \varphi) = g(\theta, \varphi) \frac{(1 + \cos\theta)^2}{4f^2} = g(\theta, \varphi) \frac{16f^2}{(4f^2 + f^2)^2} \quad (7.2.5)$$

Nếu  $g(\theta, \varphi) = \text{const}$  thì  $P(\rho, \varphi) = 4\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)$

\* Hệ số định hướng của bộ chiều xạ :

$$D_f = \frac{4\pi g(0,0)}{P_{ch \times \Sigma}} \quad (7.2.7)$$

3) Hiệu suất miệng: mô tả tất cả các dạng tổn hao (phân bố biên độ, pha và đặc tính phân cực)

- Trường trên miệng:

$$\vec{E}_a(\rho, \varphi) = E_x(\rho, \varphi) \vec{a}_x + E_y(\rho, \varphi) \vec{a}_y$$

- Công suất bức xạ toàn phần từ miệng: giả thiết sóng là sóng phẳng

$$P_a = \int_0^{2\pi} \int_0^a P(\rho, \varphi) \rho.d\rho.d\varphi$$

- Mật độ công suất bức xạ trên đơn vị góc đặc :

$$\frac{1}{2} Y_0 r^2 |E|^2 = \frac{k_0^2 Y_0}{8\pi^2} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{E}_a(\rho, \varphi) \rho.d\rho.d\varphi \right|^2 \quad (*)$$

Nếu công suất bức xạ toàn phần  $P_a$  từ miệng parabol được phân bố đồng nhất với mật độ  $P_a / \pi a^2$  thì :

$$E_a = \left( \frac{2P_a}{\pi a^2 Y_0} \right) 1/2 \quad (**)$$

Khi đó trường trên miệng là phân cực thẳng và đồng pha. Trường này tạo ra một mật độ công suất trên đơn vị góc dài dọc theo trục z là :  $\frac{k_0^2 \pi a^2 P_a}{4\pi^2}$

- Thường chiếu thành phần phân cực được sử dụng, chọn thành phần  $E_y$ , khi đó: tỷ số công suất bức xạ do thành phần  $E_y$

Gọi  $\eta_\lambda$  là hiệu suất miệng  $\equiv \frac{\text{mật độ công suất bức xạ trên đơn vị góc đặc}}{\text{mật độ công suất bức xạ trên đơn vị góc đặc}}$

$$\eta_\lambda = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{E}_a(\rho, \varphi) \rho.d\rho.d\varphi \right|^2}{\pi a^2 \int_0^{2\pi} \int_0^a (|E_x|^2 + |E_y|^2) \rho.d\rho.d\varphi} \quad (7.2.9)$$

+ Hiệu suất miệng có thể được biểu diễn bằng tích của 3 số hạng, bao gồm tổn hao do chiếu xạ không đồng nhất ( $1-\eta_i$ ), tổn hao do sự không đồng pha của trường miệng ( $1-\eta_p$ ) và tổn hao phân cực ngang ( $1-\eta_x$ ), tức là:

$$\eta_A = \eta_i \eta_p \eta_x$$

+ Độ lợi trực :

$$g = \frac{I}{\frac{P_{in}}{4\pi}} = \frac{4\pi I}{P_{in}}$$

Với I: Cường độ bức xạ của anten theo hướng trực (watts/ đơn vị góc đặc) ứng với dạng phân cực thẳng cho trước,  $P_{in}$ : công suất đặt vào bộ chiếu xạ.

+ Công suất bức xạ bởi bộ chiếu xạ :  $P_T = \eta_f \cdot P_{in}$  với  $\eta_f$  : là hiệu suất của bộ chiếu xạ

+ Công suất đến miệng parabol là:

$$\eta_s P_T = P_a$$

$$\Rightarrow G = \eta_s \cdot \eta_f \cdot 4\pi \frac{I}{P_a}$$

+ Tổng quát :  $G = \eta_s \cdot \eta_f \cdot \eta_x \cdot \eta_p \cdot \eta_i \left( 4\pi \frac{I}{\lambda_0} \pi a^2 \right)$

\* Hệ số định hướng: Cường độ bức xạ từ miệng đồng nhất phân cực thẳng:

$$\vec{E} = \vec{E}_\theta = \frac{jk_0 E_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \pi a^2 \vec{a}_\theta$$

$\Rightarrow$  Mật độ công suất góc đặc :

$$\frac{1}{2} Y_0 r^2 |E_\theta|^2 = \frac{k_0^2 E_0^2}{8} Y_0 a^4$$

+ Công suất bức xạ toàn phần

$$P_a = \frac{1}{2} \pi a^2 Y_0 E_0^2$$

$$\Rightarrow D = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} (\pi a^2) \quad (7.2.10)$$

+ Tổng quát :  $D = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} (\pi a^2) \eta_s \cdot \eta_A \quad (7.2.11)$

## CHƯƠNG 8 : ANTEN THU

### § 8.1 DIỆN TÍCH HIỆU DỤNG

+ Trong đa số trường hợp, có thể dùng nguyên lý thuận nghịch để khảo sát các đặc trưng của anten thu: Các đặc trưng của 1 anten sử dụng để thu sóng điện từ rất gần với các đặc trưng tương ứng của anten khi nó được sử dụng để bức xạ sóng điện từ.

→ Nếu 1 anten có độ lợi  $G$  theo 1 hướng cho trước khi bức xạ sẽ có cùng độ lợi như vậy khi nhận bức xạ từ cùng một hướng khi sóng tới có cùng dạng phân cực

+ Để tiện khảo sát đặc trưng nhận của anten thang ta sử dụng khái niệm diện tích hiệu dụng  $A_e$  sao cho năng lượng nhận được bởi anten bằng mật độ năng lượng đến trên đơn vị diện tích nhân với  $A_e$ .

+ Khi đó nếu điều kiện về dạng phân cực của sóng đến và điều kiện trở kháng được thỏa mãn thì:

$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G$$

Với anten miệng  $A_e \leq$  diện tích thực của miệng

Và  $A_e \sim$  diện tích thực của miệng

+ Đặc trưng phân cực của 1 anten có thể được mô tả bởi việc sử dụng thông số chiều dài hiệu dụng phức  $\vec{h}$ .

$V_{oc} = \vec{h} \cdot \vec{E}_i$  trong đó  $\vec{E}_i$  cường độ điện trường sóng tới

$V_{oc}$ : Thế hở mạch thu được. Với anten dipole

$\vec{h} \sim$  chiều dài của anten

nhưng  $\leq$  chiều dài của anten do phân bố dòng bất đồng nhất.

---

### § 8.2 CÔNG THỨC FRIIS

- Xét hệ R – T antennas Anten phát có độ lợi  $G_t(\theta_t, \varphi_t)$

gọi  $P_{in}$ : công suất đặt vào T – anten

$\Gamma_t$ : Hệ số phản xạ của đường truyền nuôi T – anten

=> công suất bức xạ toàn phần là:

$$(1 - |\Gamma_t|^2) P_{in} \quad (8.1)$$

+ Mật độ công suất trên đơn vị diện tích theo hướng R-anten, ở khoảng cách  $r$  sẽ là:

$$P_{inc} = (1 - |\Gamma_t|^2) P_{in} \cdot \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi r^2} \quad (8.2)$$

=> công suất tín hiệu thu được sẽ là:

$$P_{rec} = (1 - |\Gamma_r|^2) G_r(\theta_r, \varphi_r) (1 - |\Gamma_t|^2) \frac{P_{in}}{4\pi r^2} G_t(\theta_t, \varphi_t) \quad (8.3)$$

Công thức (8.3) là công thức Friss

+ Nếu điều kiện về tính phân cực không thoả mãn thì

$$P_{rec} = p(1 - |\Gamma_r|^2)(1 - |\Gamma_t|^2) \frac{P_{in} \lambda_0^2}{4\pi r^2} G_r(\theta_r, \varphi_r) G_t(\theta_t, \varphi_t) \quad (8.4)$$

Với :

$$p = \frac{\left| \vec{h} \cdot \vec{E}_i \right|^2}{\left| \vec{h} \right|^2 \left| \vec{E}_i \right|^2} \quad (8.5)$$