

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ TP.HCM**

# **ANTEN - TRUYỀN SÓNG**

Biên soạn:

ThS. Phạm Hùng Kim Khánh

TS. Nguyễn Văn Mùi

ANTEN - TRUYỀN SÓNG

Ấn bản 2014

# MỤC LỤC

<b>MỤC LỤC .....</b>	<b>I</b>
<b>HƯỚNG DẪN.....</b>	<b>IV</b>
<b>BÀI 1: TỔNG QUAN VỀ ANTEN .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1 GIỚI THIỆU .....</b>	<b>1</b>
1.1.1 Khái niệm .....	1
1.1.2 Lịch sử phát triển .....	1
1.1.3 Các loại anten.....	2
<b>1.2 CÁC ĐẶC TÍNH CỦA ANTEN .....</b>	<b>6</b>
1.2.1 Trở kháng ngõ vào .....	6
1.2.2 Hiệu suất của anten.....	8
1.2.3 Trường điện từ được tạo bởi anten .....	10
1.2.4 Công suất trường điện từ.....	13
1.2.5 Phân cực (Polarization) .....	16
1.2.6 Đồ thị bức xạ của anten .....	20
1.2.7 Độ rộng nửa công suất và độ rộng giữa các hướng bức xạ không đều tiên. ....	23
1.2.8 Góc khối của chùm tia bức xạ (ABSA - Antenna Beam Solid Angle).....	25
1.2.9 Hệ số định hướng và độ lợi hướng tính của anten .....	26
1.2.10 Độ lợi anten và công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (Antenna Gain & Equivalent Isotropically Radiated Power).....	28
1.2.11 Mức các búp phụ và tỷ lệ trước sau. ....	29
1.2.12 Anten thu (Receiving antennas).....	30
1.2.13 Các tuyến anten (antenna links) .....	35
<b>TÓM TẮT .....</b>	<b>37</b>
<b>CÂU HỎI ÔN TẬP .....</b>	<b>37</b>
<b>BÀI 2: LÝ THUYẾT ANTEN.....</b>	<b>40</b>
<b>2.1 TRƯỜNG DO DÒNG ĐIỆN BỨC XẠ .....</b>	<b>40</b>
<b>2.2 CÁC PHƯƠNG TRÌNH MAXWELL VÀ CÁC QUAN HỆ NGUỒN-TRƯỜNG .....</b>	<b>42</b>
<b>2.3 TRƯỜNG ĐIỆN TỪ Ở VÙNG XA ĐƯỢC TẠO BỞI NGUỒN BẤT KỲ.....</b>	<b>45</b>
<b>2.4 DIPOLE HERTZ .....</b>	<b>46</b>
2.4.1 Định nghĩa .....	46
2.4.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	46
2.4.3 Các đặc tính bức xạ của dipole Hertz.....	48
<b>2.5 LƯỖNG CỰC NGẮN (SHORT DIPOLE).....</b>	<b>50</b>
2.5.1 Định nghĩa .....	50
2.5.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	51
<b>2.6 LƯỖNG CỰC CÓ TÀI KHÁNG .....</b>	<b>52</b>
2.6.1 Phân bố dòng phụ thuộc vào $(\alpha, \beta)$ .....	53

2.6.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	53
<b>2.7 LƯỚI CỰC CÓ CHIỀU DÀI HỮU HẠN .....</b>	<b>53</b>
2.7.1 Định nghĩa .....	53
2.7.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	54
2.7.3 Xét anten có chiều dài $L = \lambda/2$ (anten nửa sóng) .....	55
<b>2.8 CÁC NGUỒN ANTEN DÂY (BỨC XẠ THẲNG) .....</b>	<b>56</b>
2.8.1 Định nghĩa .....	56
2.8.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	56
2.8.3 Các đặc trưng bức xạ .....	56
<b>2.9 ANTEN VÒNG TRÒN KÍCH THƯỚC BÉ .....</b>	<b>57</b>
2.9.1 Định nghĩa .....	57
2.9.2 Tính $E_r$ và $H_r$ .....	57
2.9.3 Đặc trưng bức xạ .....	58
<b>2.10 CÁC MẶT PHẲNG ĐẤT VÀ CÁC ĐƠN CỰC (GROUND PLANES AND MONOPOLES) .....</b>	<b>58</b>
2.10.1 Đặt vấn đề .....	58
2.10.2 Bài toán .....	59
<b>TÓM TẮT .....</b>	<b>62</b>
<b>CÂU HỎI ÔN TẬP .....</b>	<b>62</b>
<b>BÀI 3: CÁC ANTEN CƠ BẢN .....</b>	<b>64</b>
<b>3.1 ANTEN YAGI - UDA .....</b>	<b>64</b>
<b>3.2 ANTEN HELIX (XOẮN) .....</b>	<b>67</b>
3.2.1 Anten xoắn trụ .....	67
3.2.2 Anten xoắn phẳng .....	73
3.2.3 Anten xoắn nón .....	77
<b>3.3 ANTEN LOA .....</b>	<b>80</b>
3.3.1 Bức xạ của miệng ống dẫn sóng .....	80
3.3.2 Các loại anten loa .....	82
3.3.3 Loa E .....	83
3.3.4 Loa H .....	96
3.3.5 Loa hình tháp .....	108
3.3.6 Loa hình nón .....	113
<b>3.4 ANTEN PARABOL .....</b>	<b>114</b>
3.4.1 Front-fed .....	116
3.4.2 Cassegrain .....	138
<b>TÓM TẮT .....</b>	<b>140</b>
<b>CÂU HỎI ÔN TẬP .....</b>	<b>140</b>
<b>BÀI 4: HỆ THỐNG BỨC XẠ .....</b>	<b>142</b>
<b>4.1 GIỚI THIỆU .....</b>	<b>142</b>
<b>4.2 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU (LESA - LINEAR EQUALLY SPACED ARRAYS) .....</b>	<b>145</b>

<b>4.3 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU KÍCH THÍCH ĐỒNG NHẤT (LCPESA - LINEAR CO-PHASAL EQUALLY SPACED ARRAYS) .....</b>	<b>146</b>
<b>4.4 CÁC HỆ THỐNG BỨC XẠ HƯỚNG TRỰC BROADSIDE VÀ ENDFIRE .....</b>	<b>150</b>
4.4.1 Hệ thống Broadside .....	150
4.4.2 Hệ thống endfire .....	151
<b>4.5 ĐỘ RỘNG BỨC XẠ KHÔNG, ĐỘ RỘNG NỬA CÔNG SUẤT VÀ HỆ SỐ ĐỊNH HƯỚNG CỦA HỆ THỐNG BỨC XẠ .....</b>	<b>154</b>
4.5.1 Độ rộng bức xạ không (FNBW) .....	154
4.5.2 Độ rộng nửa công suất (HPBW) .....	155
4.5.3 Hệ số định hướng .....	155
<b>4.6 NHÂN ĐỒ THỊ .....</b>	<b>155</b>
<b>TÓM TẮT .....</b>	<b>158</b>
<b>CÂU HỎI ÔN TẬP .....</b>	<b>159</b>
<b>BÀI 5: TRUYỀN SÓNG VÔ TUYẾN .....</b>	<b>161</b>
<b>5.1 GIỚI THIỆU .....</b>	<b>161</b>
<b>5.2 TRUYỀN SÓNG TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO .....</b>	<b>163</b>
<b>5.3 TRUYỀN SÓNG TRONG TẦNG ĐỐI LƯU .....</b>	<b>166</b>
5.3.1 Anten đặt trên mặt đất phẳng .....	167
5.3.2 Anten đặt trên mặt đất cầu .....	171
<b>5.4 TRUYỀN SÓNG BẰNG PHẢN XẠ TRÊN TẦNG ĐIỆN LY .....</b>	<b>175</b>
5.4.1 Cấu tạo tầng điện ly .....	175
5.4.2 Đặc tính tầng điện ly .....	177
5.4.3 Khúc xạ và phản xạ trong tầng điện ly .....	179
<b>5.5 CÁC MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM KHI TRUYỀN SÓNG TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG .....</b>	<b>182</b>
5.5.1 Mô hình Okumura .....	185
5.5.2 Mô hình Hata .....	188
5.5.3 Mô hình Walfisch - Ikegami .....	189
<b>TÓM TẮT .....</b>	<b>191</b>
<b>CÂU HỎI ÔN TẬP .....</b>	<b>192</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO .....</b>	<b>194</b>

# **HƯỚNG DẪN**

## **MÔ TẢ MÔN HỌC**

Anten – truyền sóng là một trong những môn học cho chuyên ngành Kỹ thuật Điện tử Truyền thông. Môn học bao gồm 2 phần riêng biệt tương ứng với phần Anten, VÀ Truyền sóng.

Phần anten giới thiệu các khái niệm cơ bản về anten, một số loại anten cơ bản và hệ thống bức xạ. Phần truyền sóng giới thiệu quá trình truyền sóng trong một số môi trường cơ bản: không gian tự do, tầng đối lưu, tầng điện ly và thông tin di động.

## **NỘI DUNG MÔN HỌC**

- Bài 1. Tổng quan về anten.
- Bài 2. Lý thuyết anten.
- Bài 3. Các anten cơ bản.
- Bài 4. Hệ thống bức xạ.
- Bài 5. Truyền sóng vô tuyến.

## **KIẾN THỨC TIỀN ĐỀ**

Môn học Anten – truyền sóng đòi hỏi sinh viên có nền tảng về Trường điện từ, Giải tích mạch điện.

## **YÊU CẦU MÔN HỌC**

Người học phải dự học đầy đủ các buổi lên lớp và làm bài tập đầy đủ ở nhà.

## **CÁCH TIẾP NHẬN NỘI DUNG MÔN HỌC**

Để học tốt môn này, người học cần ôn tập các bài đã học, trả lời các câu hỏi và làm đầy đủ bài tập; đọc trước bài mới và tìm thêm các thông tin liên quan đến bài học.

Đối với mỗi bài học, người học đọc trước mục tiêu và tóm tắt bài học, sau đó đọc nội dung bài học. Kết thúc mỗi ý của bài học, người đọc trả lời câu hỏi ôn tập và kết thúc toàn bộ bài học, người đọc làm các bài tập.

## **PHƯƠNG PHÁP ĐÁNH GIÁ MÔN HỌC**

Môn học được đánh giá gồm:

- Điểm quá trình: 30%. Hình thức và nội dung do giảng viên quyết định, phù hợp với quy chế đào tạo và tình hình thực tế tại nơi tổ chức học tập.
- Điểm thi: 70%. Hình thức bài thi tự luận trong 60 phút. Nội dung gồm các bài tập thuộc bài thứ 1 đến bài thứ 5.





# BÀI 1: TỔNG QUAN VỀ ANTEN

Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- *Biết hình dạng một số anten.*
- *Hiểu các đặc tính cơ bản của anten.*

## 1.1 GIỚI THIỆU

### 1.1.1 Khái niệm

Anten là một hệ thống hay một thiết bị dùng để bức xạ hay thu nhập năng lượng điện từ. Anten được sử dụng cho việc truyền năng lượng điện từ giữa máy phát và máy thu mà không cần một sự tham gia nào của đường dây dẫn như cáp xoắn đôi, cáp đồng trục, ống dẫn sóng hay sợi quang. Với một nguồn năng lượng điện từ, anten phát sẽ bức xạ sóng điện từ. Sóng này lan truyền vào trong không gian và kích thích vào anten phía thu để chuyển đổi năng lượng sóng điện từ thành tín hiệu điện đưa xuống tải tin. Trong nhiều ứng dụng, anten đánh bại những phương tiện truyền tải năng lượng điện từ khác bởi vì sự mất mát năng lượng điện từ khi tần số tăng. Nghĩa là khi tần số sử dụng càng tăng cao, việc sử dụng các thiết bị truyền dẫn như ống dẫn sóng làm bằng vật liệu sẽ trở nên kém hấp dẫn hơn. Trong khi đó, hiệu suất của anten sẽ tăng cao khi tần số càng cao.

### 1.1.2 Lịch sử phát triển

Sóng điện từ thống lĩnh sự hoạt động của anten được mô tả một cách đầy đủ bởi hệ phương trình Maxwell vào năm 1876. Ông đã thống nhất các định luật được phát minh trước đó của Ampère, Faraday, Gauss và hình thành nên một định lý chứng minh rằng sự biến thiên sóng điện từ tạo nên sự lan truyền.

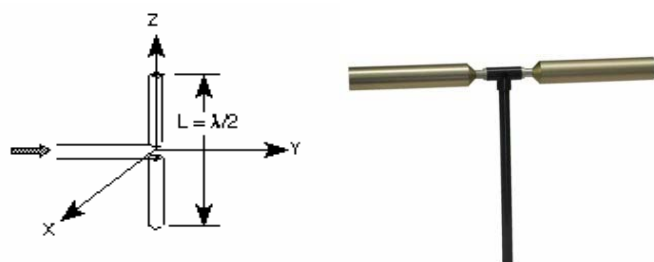
- Năm 1886: Heinrich Hertz, một nhà vật lý nước Đức đã thí nghiệm và kiểm tra sự tồn tại của sóng điện từ. Ông đã sáng tạo nên anten vòng và anten lưỡng cực đơn

giản. Sau đó ông làm những thí nghiệm với những anten có gắn thanh phản sóng đơn.

- Năm 1897: Alexander Popov, nhà vật lý Nga đã sáng tạo ra tuyến anten thực sự đầu tiên có khả năng truyền tín hiệu qua khoảng cách 3 dặm.
- Năm 1901: Guglielmo Marconi đã thực hiện thành công việc truyền thông vô tuyến vượt Đại Tây Dương lần đầu tiên tại khoảng tần số 60 KHz.
- Năm 1916: Nếu như trước 1916 tất cả những hệ thống vô tuyến truyền thông đều dựa trên telegraphy (điện báo) thì đến 1916 việc sử dụng tín hiệu AM đầu tiên đã chứng minh cho truyền được tín hiệu thoại.
- Những năm 1920: Các nguồn phát sóng có khả năng tạo ra tín hiệu 1MHz. Từ đó đã kéo theo sự phát triển của anten có tính dộ âm đầu tiên.
- Những năm 1930: Các nguồn tạo ra tín hiệu tần số cao hơn tiếp tục phát triển tới hàng GHz.
- Năm 1934: Hệ thống điện thoại vô tuyến thương mại đầu tiên ra đời hoạt động tại tần số 1,8 GHz cho sự trao đổi giữa Anh và Pháp.
- Những năm 1940-1945: Với những nỗ lực nghiên cứu từ cuộc chiến tranh thế giới thứ 2; các hệ thống radar; reflector; hệ thống bức xạ (arrays); lens; những bộ lọc cho ống dẫn sóng lần lượt ra đời.
- Từ 1945 đến nay: đây là kỷ nguyên của anten hiện đại, anten đã truyền được sóng vô tuyến radio và TV trên toàn thế giới. Bằng chứng cho sự phát triển này là kỹ thuật vệ tinh. Anten có thể sử dụng nhiều mục đích như GPS, Wireless LAN...

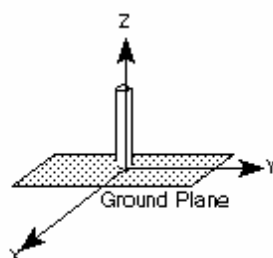
### 1.1.3 Các loại anten

- ❖ **Anten dây (Wire Antenna):** là một dây dẫn điện kim loại có nhiều hình dạng khác nhau:
  - **Dipole:** còn được gọi là anten dây thẳng hay lưỡng cực.



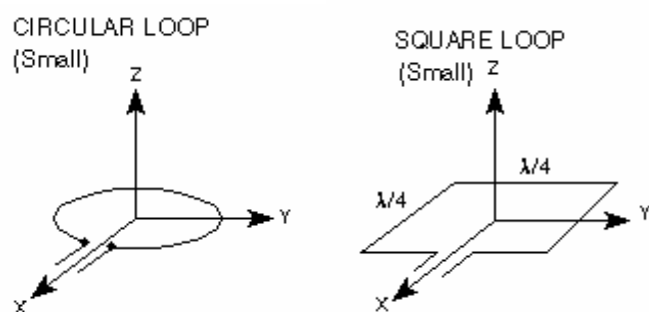
**Hình 1.1: Anten lưỡng cực**

- **Monopole:** (đơn cực)



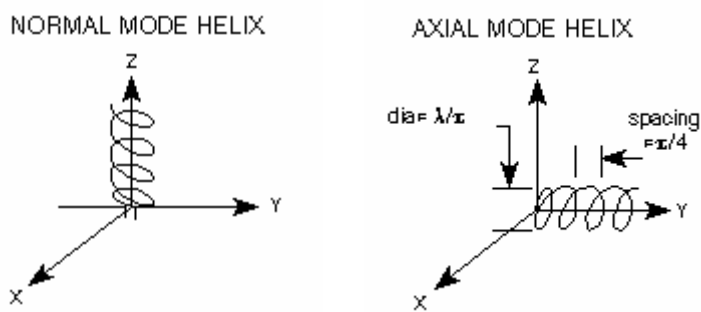
**Hình 1.2: Anten đơn cực**

- **Loop antenna:** (Anten vòng)



**Hình 1.3 : Anten vòng**

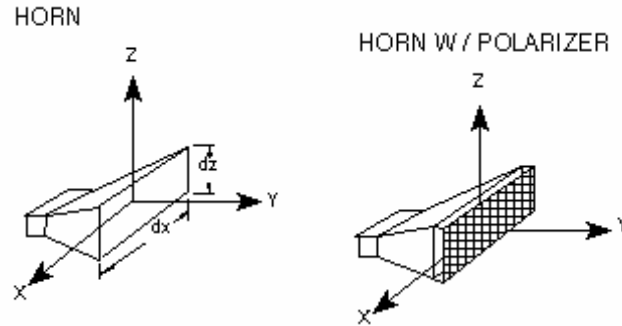
- **Helix antenna:** (Anten xoắn)



**Hình 1.4 : Anten xoắn**

### ❖ Anten mặt (Aperture Antenna hay Horn Antenna)

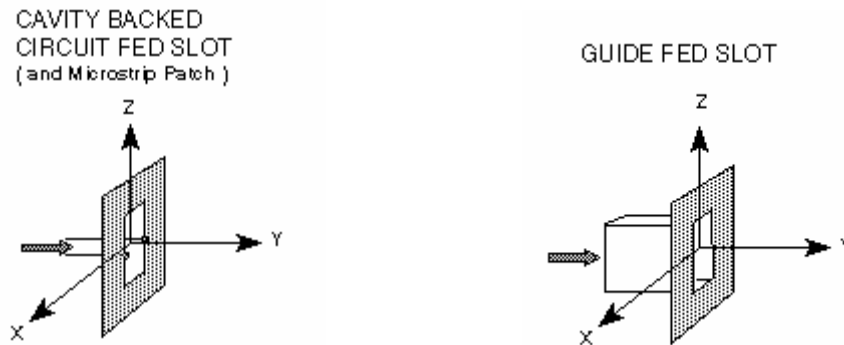
Là loại anten rất thuận lợi khi lắp đặt trên thân tàu vũ trụ, máy bay hay thân tên lửa. Chúng có thể được phủ một lớp điện môi để tránh tác hại của môi trường.



Hình 1.5: Anten mặt

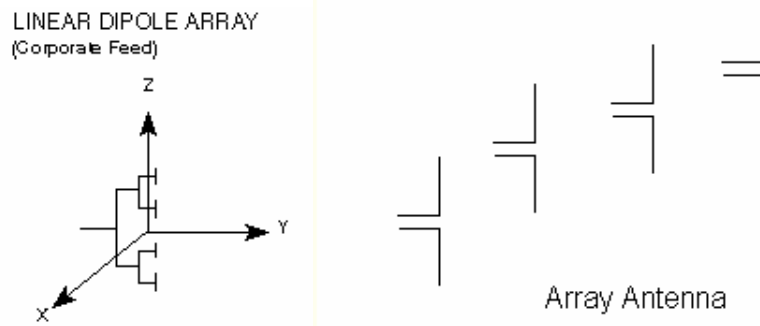
### ❖ Anten vi dải (Microstrip Antenna)

Gồm một miếng kim loại đặt trên một nền, miếng kim loại có thể có nhiều dạng khác nhau phổ biến là hình tròn.



Hình 1.6: Anten vi dải

### ❖ Hệ thống bức xạ (Array Antenna)



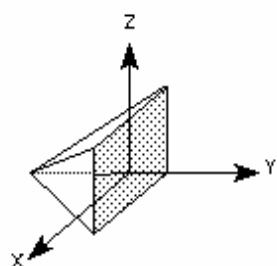
Hình 1.7: Hệ thống bức xạ

Anten này có thể đáp ứng các đặc tính bức xạ đặc biệt mà một anten đơn giản không thể đáp ứng được. Nó đạt được một sự phát xạ ở một hướng nào đó và đạt cực tiểu ở các hướng còn lại.

### ❖ Anten phản xạ hay anten gương (Reflector Antenna)

Do nhu cầu liên lạc ở khoảng cách xa để phát và thu ở khoảng cách hàng triệu km. Anten phản xạ có tính định hướng cao và ít bị nhiễu. Nên mặt phản xạ là mặt parabol bằng kim loại.

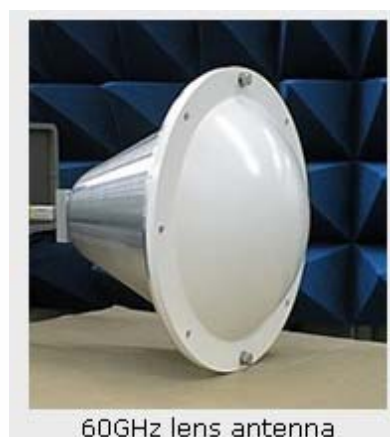
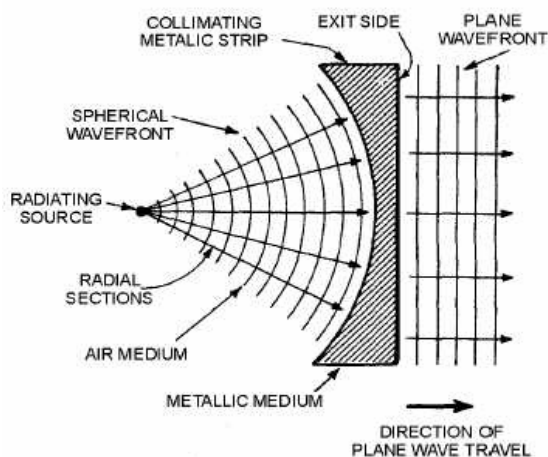
CORNER REFLECTOR



Hình 1.8: Anten phản xạ

### ❖ Anten thấu kính (Lens Antenna)

Dùng để ngăn năng lượng phát xạ tới những hướng không cần thiết.



Hình 1.9: Anten thấu kính

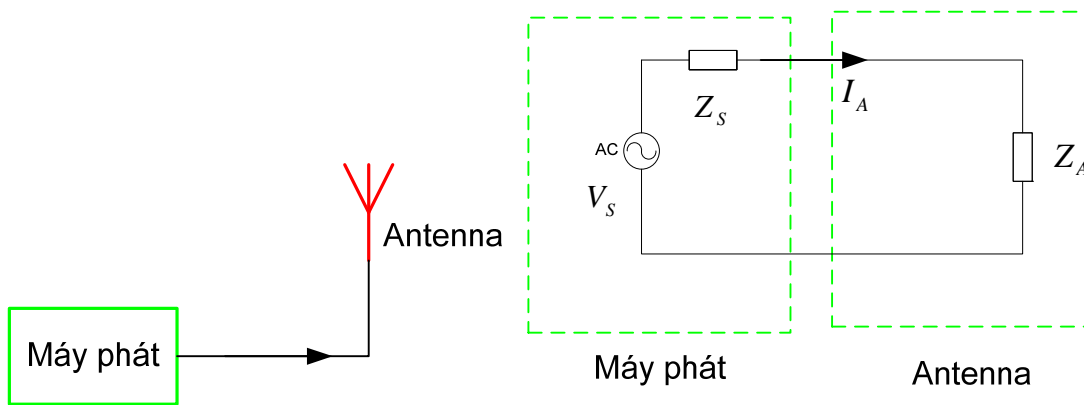
## 1.2 CÁC ĐẶC TÍNH CỦA ANTEN

### 1.2.1 Trở kháng ngõ vào

Anten là thiết bị dùng để thu hoặc phát sóng điện từ. Trong mạch điện ta xem anten như một trở kháng:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1.1)$$

**Chế độ phát:** anten lấy năng lượng tín hiệu điện từ máy phát và bức xạ điện từ ra môi trường không gian nên đóng vai trò là tải của nguồn.



**Hình 1.10: Anten ở chế độ phát**

Chúng ta khảo sát một máy phát có trở kháng vào là  $Z_S$  tạo ra một tín hiệu có điện áp là  $V_S$  nối với một anten có trở kháng vào là  $Z_A$ . Năng lượng nguồn từ máy phát cấp cho anten không bức xạ toàn bộ thành năng lượng sóng điện từ mà có một phần tiêu hao trên anten do cấu tạo anten bằng những vật liệu không lý tưởng. Ta gọi:

- $R_A$ : điện trở của anten đặc trưng cho năng lượng tiêu thụ trên anten.
- $jX_A$ : là điện kháng của anten.

Gọi  $P_A$  là công suất nhận ở đầu vào của anten.

$$P_A = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_A I_A^*\} = \frac{1}{2} \text{Re}\{Z_A I_A I_A^*\} = \frac{1}{2} \text{Re}\{Z_A |I_A|^2\} = \frac{1}{2} R_A |I_A|^2 \quad (1.2)$$

Mà:

$$I_A = \frac{V_S}{Z_A + Z_S} \quad (1.3)$$

Thay (1.3) vào (1.2), ta có:

$$P_A = \frac{1}{2} R_A \frac{|V_S|^2}{|Z_A + Z_S|^2} \quad (1.4)$$

Chú ý:

$$V_S = V_{RMS} \sqrt{2} \quad (1.5)$$

Từ lý thuyết mạch đã biết, tổng công suất nhận ở đầu vào anten sẽ đạt cực đại khi thỏa mãn điều kiện phối hợp trở kháng giữa tải và nguồn:

$$Z_A = Z_S^* \leftrightarrow \begin{cases} R_A = R_S \\ X_A = -X_S \end{cases} \quad (1.6)$$

Khi đó công suất ngõ vào anten đạt cực đại và bằng:

$$P_S = \frac{|V_S|^2}{8R_S} \quad (1.7)$$

Gọi  $q$  là hệ số ghép công suất hay hệ số phối hợp trở kháng. Khi anten không phối hợp trở kháng với nguồn thì:

$$P_A = qP_S \quad (1.8)$$

Suy ra:

$$q = \frac{4R_A R_S}{|Z_A + Z_S|^2} \quad (1.9)$$

Khi  $Z_S$  là thuần trở ( $X_S = 0$ ) thì hệ số ghép công suất biểu diễn như sau:

$$q = \frac{4R_A R_S}{|Z_A + Z_S|^2} = \frac{(R_A + R_S)^2 - (R_A - R_S)^2}{|Z_A + Z_S|^2} = \frac{[(R_A + R_S)^2 + X_A^2] - [(R_A - R_S)^2 + X_A^2]}{|Z_A + Z_S|^2} = \frac{|Z_A + Z_S|^2 - |Z_A - Z_S|^2}{|Z_A + Z_S|^2}$$

$$q = 1 - \frac{|Z_A - Z_S|^2}{|Z_A + Z_S|^2} \quad (1.10)$$

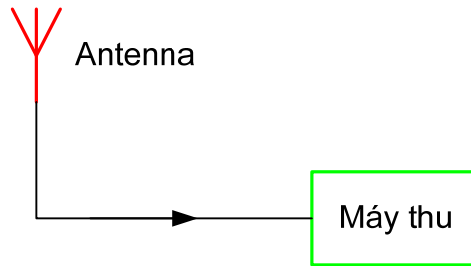
Với  $\Gamma$  là hệ số phản xạ:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_S}{Z_A + Z_S} \quad (1.11)$$

Hệ số ghép công suất biểu diễn như sau:

$$q = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.12)$$

**Chế độ thu:** anten thu sóng điện từ rồi cấp cho tải là máy thu → anten đóng vai trò là nguồn của tải tin.



Hình 1.11: Anten ở chế độ thu

### 1.2.2 Hiệu suất của anten

Khi anten sử dụng ở chế độ phát thì nó là thiết bị dùng để bức xạ năng lượng sóng điện từ. Một cách lý tưởng thì anten phát sẽ bức xạ tất cả công suất mà nó nhận được từ nguồn. Nhưng trong thực tế, các tổn hao về điện và điện môi đã làm cho anten không thể bức xạ tất cả năng lượng mà nó nhận được.

Gọi  $P_R$  là công suất bức xạ thực sự của anten. Hiệu suất anten, ký hiệu  $e$ , là tỷ số giữa công suất anten bức xạ thực sự với toàn bộ công suất anten nhận được từ nguồn:

$$e = \frac{P_R}{P_A} \quad (1.13)$$

Gọi  $P_D$  là công suất tổn hao do nhiệt trên anten. Ta có:

$$P_A = P_R + P_D \quad (1.14)$$

Từ (1.13):

$$P_D = (1 - e)P_A \quad (1.15)$$

Gọi:

- $R_R$ : Điện trở bức xạ đặc trưng cho phần công suất bức xạ ra ngoài không gian.
- $R_D$ : Điện trở tổn hao đặc trưng cho phần công suất tổn hao dưới dạng nhiệt.

$$\begin{cases} P_A = \frac{1}{2} R_A |I_A|^2 \\ P_R = \frac{1}{2} R_R |I_A|^2 \\ P_D = \frac{1}{2} R_D |I_A|^2 \end{cases} \quad (1.16)$$



Thay (1.16) vào (1.13), ta có:

$$R_A = R_R + R_D \quad (1.17)$$

Hiệu suất Anten có thể tính bằng phương trình khác:

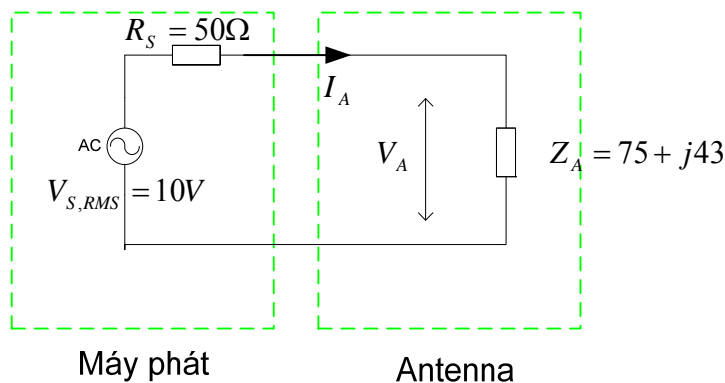
$$e = \frac{P_R}{P_A} = \frac{R_R}{R_A} = \frac{R_R}{R_R + R_D} \quad (1.18)$$

**Ví dụ 1.1:** Một Anten có trở kháng vào  $Z_A = 75 + j43 (\Omega)$  có điện trở tổn hao là  $R_D = 2 (\Omega)$  được nối với một máy phát có  $V_{SRMS} = 10 (V)$  và  $R_S = 50 (\Omega)$ .

- Vẽ sơ đồ tương đương của hệ thống.
- Tính công suất bức xạ, tổn hao, tiêu thụ và hiệu suất của Anten.

### Giải

- Sơ đồ tương đương:



Hình 1.12: Sơ đồ tương đương của Anten

- Ta có:

$$V_S = V_{SRMS} \sqrt{2} = 10\sqrt{2} (V)$$

$$|I_A| = \frac{|V_S|}{|Z_A + Z_S|} = \frac{10\sqrt{2}}{|75 + j43 + 50|} = 0,075\sqrt{2} (A)$$

$$R_R = R_A - R_D = 75 - 2 = 73 (\Omega)$$

Công suất bức xạ:

$$P_R = \frac{1}{2} R_R |I_A|^2 = \frac{1}{2} \cdot 73 \cdot (0,075\sqrt{2})^2 = 0,4 W$$

Công suất tổn hao:

$$P_D = \frac{1}{2} R_D |I_A|^2 = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot (0,075\sqrt{2})^2 = 0,01 \text{ W}$$

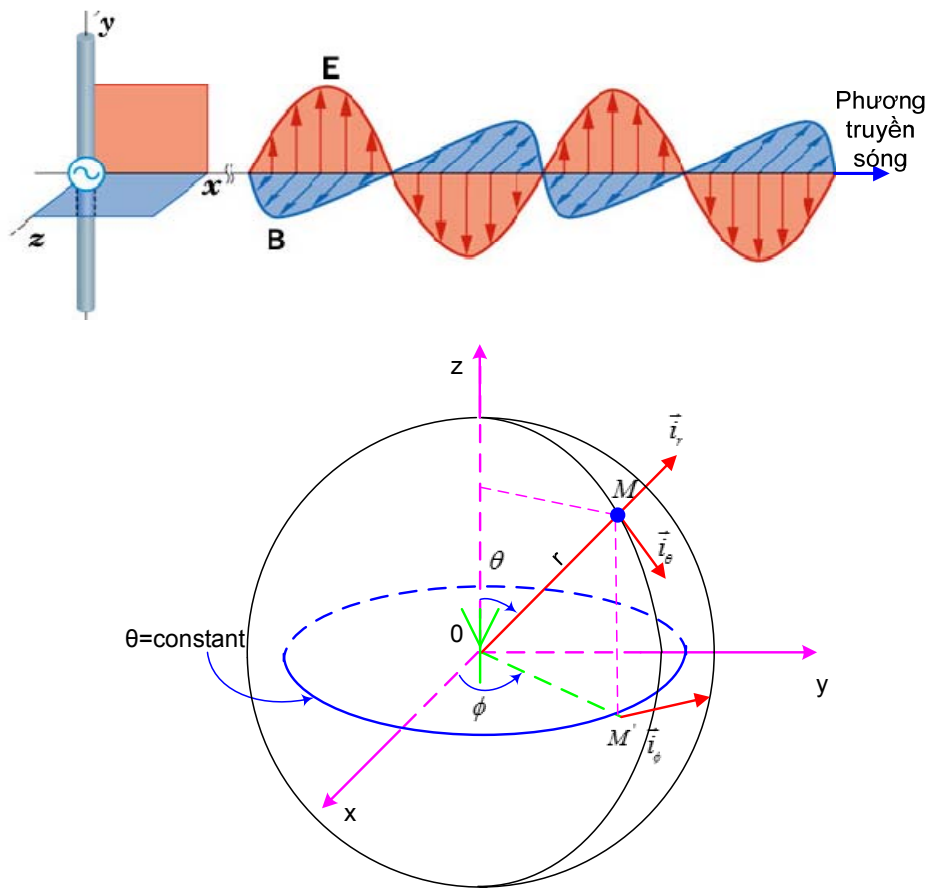
Công suất tiêu thụ:

$$P_A = \frac{1}{2} R_A |I_A|^2 = \frac{1}{2} \cdot 75 \cdot (0,075\sqrt{2})^2 = 0,41 \text{ W}$$

Hiệu suất anten:

$$e = \frac{R_R}{R_A} = \frac{73}{75} = 97\%$$

### 1.2.3 Trường điện từ được tạo bởi anten



Hình 1.13: Trường bức xạ bởi anten

Công suất  $P_R$  được bức xạ bởi anten dưới dạng trường điện từ. Trường điện từ này gồm có 2 phần:

- Trường điện  $\vec{E} (V/m)$
- Trường từ  $\vec{H} (A/m)$

vuông góc với nhau và cùng vuông góc với phương truyền sóng.

Giả sử anten đặt tại gốc tọa độ. Ta khảo sát trường điện từ do anten tạo ra tại điểm M bất kỳ trong không gian.

### Chú ý:

$\vec{r} \equiv \overrightarrow{OM}$  là vector đơn vị trùng với đoạn thẳng nối liền gốc tọa độ đến vị trí đang xét.

$\vec{r}_\theta$  là vector đơn vị vuông góc bán kính đường tròn bán kính OM nằm trong mặt phẳng zOy, zOx có chiều theo  $\theta$ .

$\vec{r}_\varphi$  là vector đơn vị vuông góc bán kính đường tròn bán kính OM' (M' là hình chiếu của M trên mặt phẳng xOy) nằm trong mặt phẳng xOy, có chiều theo  $\varphi$ .

### 1.2.3.1 Điện trường

Trường điện do anten bức xạ:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_r \vec{r} + E_\theta \vec{r}_\theta + E_\varphi \vec{r}_\varphi \quad (1.19)$$

Do  $\vec{E}(\vec{r})$  vuông góc với phương truyền sóng nên  $E_r = 0$  và phụ thuộc vào khoảng cách r:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} (F_\theta(\theta, \varphi) \vec{r}_\theta + F_\varphi(\theta, \varphi) \vec{r}_\varphi) \quad (1.20)$$

Trong đó:

$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda}$  là hệ số truyền sóng trong không gian tự do.

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} (H/m)$ : độ từ thẩm trong không gian tự do.

$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} (F/m)$ : độ điện thẩm trong không gian tự do.

$c = 3 \cdot 10^8 (m/s)$ : vận tốc ánh sáng trong không gian tự do.

$\lambda = \frac{c}{f} (m)$ : bước sóng của tín hiệu.

Khi đó, ta có:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_{\theta}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\theta} + E_{\varphi}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\varphi} \quad (1.21)$$

Với quy ước:

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \frac{e^{-jkr}}{r} F_{\theta} \\ E_{\varphi} &= \frac{e^{-jkr}}{r} F_{\varphi} \end{aligned} \quad (1.22)$$

Và hàm phương hướng:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = F_{\theta}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\theta} + F_{\varphi}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\varphi} \quad (1.23)$$

Kết luận: Điện trường lan truyền theo hướng xuyên tâm từ anten (tức là lan truyền theo hướng  $\vec{e}_r$ ).

- Điện trường suy giảm theo khoảng cách  $r$ .
- Không có thành phần hướng tâm  $\vec{e}_r$
- Cường độ điện trường dọc theo  $\vec{e}_{\theta}$ ,  $\vec{e}_{\varphi}$  phụ thuộc tùy theo hướng bức xạ, đặc trưng là các hàm  $F_{\theta}$ ,  $F_{\varphi}$ .

### 1.2.3.2 Từ trường

Đối với người quan sát trường ở xa, trường điện bức xạ bởi anten giống như sóng phẳng  $\rightarrow$  trường từ có phương trình như sau:

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} [\vec{e}_r \times \vec{E}(\vec{r})] = \frac{1}{Z} \frac{e^{-jkr}}{r} (F_{\theta}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\theta} - F_{\varphi}(\theta, \varphi) \vec{e}_{\varphi}) \quad (1.24)$$

$Z$ : trở kháng sóng của môi trường.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi: \text{trở kháng sóng của không gian tự do.}$$

**Kết luận:** Vector cường độ điện trường và cường độ từ trường nằm trong mặt phẳng vuông góc với phương truyền sóng. Vector cường độ từ trường cũng không có thành phần hướng tâm, cả 2 thành phần vuông góc nhau và cùng vuông góc với phương truyền sóng.

## 1.2.4 Công suất trường điện từ

### 1.2.4.1 Mật độ công suất

Năng lượng của trường điện từ biến thiên lan truyền thành dòng năng lượng với vector mật độ công suất là phần thực của vector Poynting:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} [\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (1.25)$$

Vector mật độ bức xạ là phần thực của vector Poynting:

$$\begin{aligned} \vec{W}(\vec{r}) &= \text{Re}\{\vec{P}\} = \frac{1}{2Zr^2} \text{Re}\{[F_\theta(\theta, \varphi)\vec{t}_\theta + F_\varphi(\theta, \varphi)\vec{t}_\varphi] \times [F_\theta(\theta, \varphi)\vec{t}_\theta - F_\varphi(\theta, \varphi)\vec{t}_\varphi]^*\} \\ \vec{W}(\vec{r}) &= \frac{1}{2Zr^2} \text{Re}\{[F_\theta(\theta, \varphi)\vec{t}_\theta + F_\varphi(\theta, \varphi)\vec{t}_\varphi] \times [F_\theta^*(\theta, \varphi)\vec{t}_\theta - F_\varphi^*(\theta, \varphi)\vec{t}_\varphi]\} \\ \vec{W}(\vec{r}) &= \frac{1}{2Zr^2} \text{Re}\{[|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2]\vec{t}_r\} \\ \vec{W}(\vec{r}) &= \frac{1}{2Zr^2} [|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2]\vec{t}_r \end{aligned} \quad (1.26)$$

Mật độ bức xạ:

$$W(\vec{r}) = |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{1}{2Zr^2} [|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2] \quad (1.27)$$

Hay:

$$W(\vec{r}) = \frac{|\vec{E}(\vec{r})|^2}{2Z} \quad (1.28)$$

Vector mật độ công suất bức xạ có phương theo phương của  $\vec{t}_r$ , có chiều đi ra khỏi anten. Do đó năng lượng được bức xạ ra bên ngoài.

Mật độ công suất bức xạ suy giảm tỷ lệ nghịch với nghịch đảo của bình phương khoảng cách từ điểm quan sát đến anten.

### 1.2.4.2 Cường độ bức xạ

Là đại lượng không phụ thuộc vào khoảng cách  $r$ , chỉ phụ thuộc vào phương hướng  $(\theta, \varphi)$ .

$$U(\theta, \varphi) = r^2 |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{1}{2Z} [|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2] \quad (1.29)$$

### 1.2.4.3 Công suất bức xạ

Để tính tổng công suất mà anten bức xạ tại vị trí M cách anten một khoảng r ta dùng S là 1 mặt kín bất kỳ bao quanh anten đi qua điểm M khảo sát. Và để đơn giản, ta chọn S là mặt cầu có bán kính r. Do đó, tổng công suất bức xạ bởi anten là  $P_R$  sẽ bằng tổng công suất gửi qua bề mặt S của quả cầu đó:

$$P_R = \oint_S \vec{W}(\vec{r}) d\vec{s} \quad (1.30)$$

trong đó:

$$d\vec{s} = r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \vec{r} \quad (1.31)$$

$$\begin{aligned} P_R &= \oint_S \frac{1}{2Zr^2} \left[ |F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \vec{r} d\vec{s} \\ P_R &= \oint_S \frac{1}{2Zr^2} \left[ |F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \vec{r} r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \\ P_R &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2Z} \left[ |F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \sin\theta d\theta d\varphi \end{aligned} \quad (1.32)$$

Hay:

$$P_R = \oint_S U(\theta, \varphi) d\Omega \quad (1.33)$$

với  $d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$

#### **Kết luận:**

Tổng công suất  $P_R$  được bức xạ bởi anten mà trong phần trước được biểu diễn như là tích số giữa hiệu suất của anten với công suất  $P_A$  nhận được từ nguồn  $P_R = eP_A$  bây giờ có thể tính được bằng cách lấy tích phân cường độ bức xạ trên bề mặt kín S bao quanh anten và đi qua điểm M khảo sát.

**Ví dụ 1.2:** Trường điện từ ở vùng xa bức xạ bởi anten được cho bởi hàm phương hướng:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \sin\theta \vec{r}_\theta$$

Giả sử rằng hiệu suất của anten là 25% và dòng điện vào anten  $I_A = 1$  (A), môi trường khảo sát là không gian tự do.

Tính:

a. Vector mật độ công suất bức xạ.

- b. Mật độ công suất bức xạ
- c. Cường độ bức xạ
- d. Tổng công suất được bức xạ bởi anten
- e. Điện trở bức xạ của anten
- f. Điện trở tổn hao của anten
- g. Điện trở ngõ vào của anten
- h. Tổng công suất  $P_A$  mà anten nhận từ nguồn

**Giải:**

a.  $\vec{W}(\vec{r}) = \frac{1}{2Zr^2} \left[ |F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \vec{r} = \frac{1}{2Zr^2} \sin^2 \theta \vec{r}$

Môi trường không gian tự do:  $Z = Z_0 = 120\pi (\Omega)$

$$\vec{W}(\vec{r}) = \frac{1}{240\pi r^2} \sin^2 \theta \vec{r}$$

b.  $W(\vec{r}) = |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{1}{240\pi r^2} \sin^2 \theta (W/m^2)$

c.  $U(\theta, \varphi) = r^2 |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{1}{240\pi} \sin^2 \theta$

d. Công suất bức xạ:

$$P_R = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{240\pi} \sin^2 \theta \sin \theta d\theta d\varphi$$

$$P_R = \frac{1}{240\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi (1 - \cos^2 \theta) \sin \theta d\theta = \frac{1}{240\pi} 2\pi \int_0^\pi -(1 - \cos^2 \theta) d(\cos \theta)$$

$$P_R = \frac{1}{120} \int_0^\pi -(1 - \cos^2 \theta) d(\cos \theta) = -\frac{1}{120} \left( \cos \theta - \frac{1}{3} \cos^3 \theta \right) \Big|_0^\pi = \frac{1}{90} = 0,011 (W)$$

e. Điện trở bức xạ:

$$R_R = \frac{2P_R}{|I_A|^2} = \frac{2}{90.1^2} = \frac{1}{45} = 0,022 (\Omega)$$

f. Điện trở tổn hao:

$$e = \frac{R_R}{R_R + R_D} = 0,25 \rightarrow R_D = 3R_R = \frac{1}{15} = 0,067 (\Omega)$$

g. Điện trở ngõ vào anten:

$$R_A = R_R + R_D = \frac{4}{45} = 0,089 (\Omega)$$

h. Tổng công suất:

$$P_A = \frac{1}{2} R_A |I_A|^2 = \frac{1}{2} \frac{4}{45} 1^2 = \frac{2}{45} = 0,044 \text{ (W)}$$

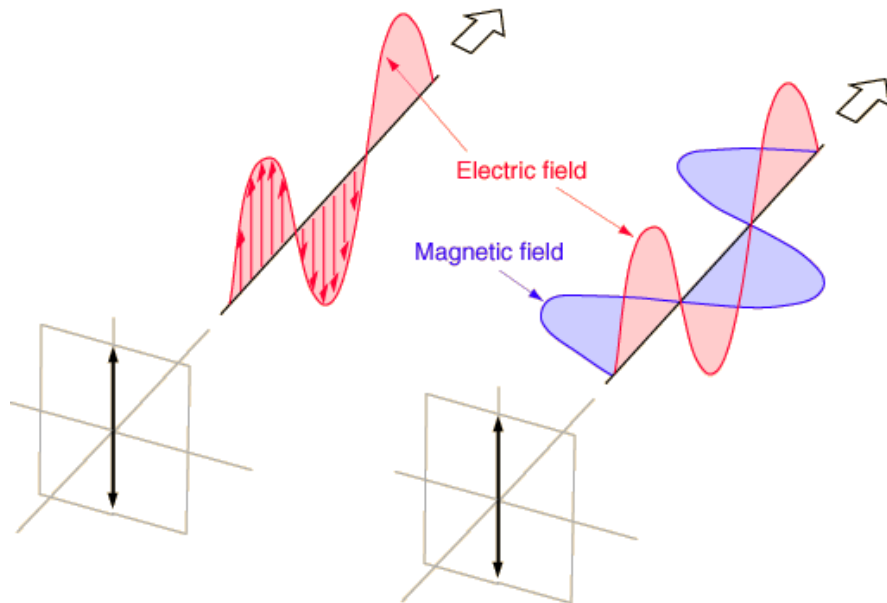
## 1.2.5 Phân cực (Polarization)

### 1.2.5.1 Định nghĩa

Phân cực của anten được xác định là phân cực của sóng điện từ ở vùng xa do anten bức xạ. Phân cực của sóng điện từ là hình ảnh để lại bởi đầu mút của vector cường độ điện trường  $\vec{E}(\vec{r})$  lan truyền theo thời gian  $t$  khi được quan sát theo phương truyền sóng. Khi xét phân cực anten, người ta chỉ quan tâm hình ảnh để lại của đầu mút vector cường độ trường điện theo thời gian nên chọn hệ trục tọa độ Descartes để khảo sát. Tại các hướng khác nhau trong không gian, sóng điện từ lan truyền sẽ phân cực khác nhau. Do đó chúng ta thường xét sự phân cực của sóng tại các hướng khác nhau trong không gian.

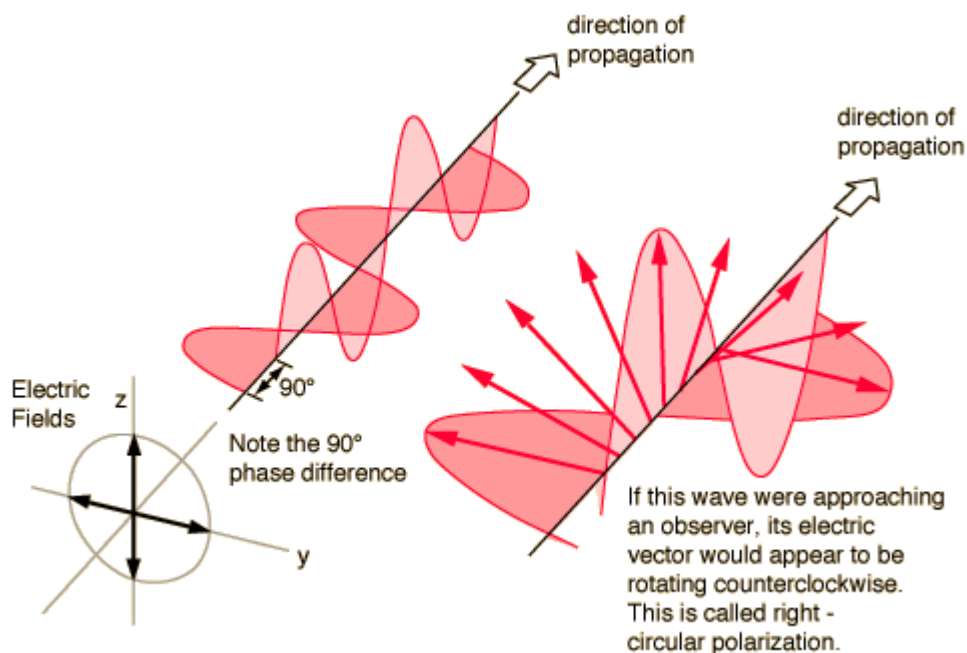
❖ **Quy tắc để xét phân cực anten:**

**Bước 1.** Lập biểu thức của cường độ trường điện  $\vec{E}(\vec{r})$  dọc theo hướng khảo sát bằng cách thay các giá trị  $r, \theta, \varphi, \vec{r}_\theta, \vec{r}_\varphi$  tại 1 điểm M bất kỳ thuộc hướng sóng lan truyền bởi các giá trị tương ứng trong hệ tọa độ Descartes.



**Hình 1.14: Sóng phân cực tuyến tính**





**Hình 1.15: Sóng phân cực tròn**

**Chú ý:**

Ở phần biên độ của sóng, nếu vị trí khảo sát ở phần âm của các trục tọa độ (-x, -y, -z) thì phải lấy trị dương. Ví dụ  $|x|$ ;  $|y|$ .

Đưa tất cả các giá trị -1; +j; -j về hàm mũ như sau:  $\begin{cases} -1 \rightarrow e^{j\pi} \\ j \rightarrow e^{j\pi/2} \\ -j \rightarrow e^{j3\pi/2} \end{cases}$

**Bước 2.** Lập biểu thức của  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  trong miền thời gian. Biểu thức theo thời gian của trường điện  $\vec{E}(\vec{r}, t)$ :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} \quad (1.34)$$

**Bước 3.** Khảo sát các trường hợp sau:

- Nếu biểu thức  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  có 1 thành phần hoặc 2 thành phần mà hiệu pha của chúng là  $k\pi$  (k là số nguyên) thì hình ảnh của đầu mút  $\vec{E}(\vec{r})$  để lại khi lan truyền theo thời gian sẽ nằm trên một đường thẳng nên sóng mà Anten bức xạ phân cực thẳng. Suy ra Anten đó *phân cực thẳng* hay còn gọi là phân cực tuyến tính. Tùy theo phương của sóng mà ta có hai loại là phân cực ngang hay phân cực đứng.

- Nếu biểu thức  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  có 2 thành phần mà hiệu pha của chúng là  $\pi/2 + k\pi$ , ( $k$  là số nguyên) và biên độ hai thành phần đó bằng nhau thì hình ảnh của đầu mút  $\vec{E}(\vec{r})$  để lại khi lan truyền theo thời gian sẽ nằm trên một đường tròn nên sóng mà anten bức xạ phân cực tròn. Suy ra anten đó *phân cực tròn*.
- Những trường hợp  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  có 2 thành phần có quan hệ biên độ và pha bất kỳ, khi ấy trường điện tổng có dạng phân cực ellip. Suy ra sóng hay anten *phân cực ellip*.

Trong trường hợp phân cực tròn hay elip, đứng tại gốc tọa độ nhìn dọc theo phương truyền sóng, vector  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  sẽ quay theo chiều từ phía có thành phần nhanh pha (pha lớn hơn) về phía có thành phần chậm pha hơn theo con đường ngắn nhất. Nếu đầu mút vector  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  vẽ nên đường tròn hay ellip cùng chiều kim đồng hồ ta gọi là CW (Clock Wise) và ngược lại ta gọi là CCW (CounterClock Wise).

**Ví dụ 1.3:** Cường độ trường điện ở vùng xa được bức xạ bởi anten cho như sau:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} (\sin\theta \cos\varphi \vec{l}_\theta + j \sin\theta \vec{l}_\varphi)$$

Cho biết đặc tính phân cực của anten ở các hướng dọc theo trục sau:

$$a/ +x \quad ; \quad b/ +y \quad c/ -x \quad ; \quad d/ -y$$

### **Giải:**

**Hướng +x:** Ta xét điểm M nằm trên trục +x có tọa độ:  $\theta = \pi/2$ ,  $\varphi = 0$ ,  $\vec{l}_\theta = -\vec{l}_z$ ,  $\vec{l}_\varphi = \vec{l}_y$ ,  $r = x$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkx}}{x} (-\vec{l}_z + j\vec{l}_y)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \text{Re}\left\{\frac{e^{-jkx}}{x} (-\vec{l}_z + j\vec{l}_y)e^{j\omega t}\right\} = -\frac{\cos(\omega t - kx)}{x} \vec{l}_z + \frac{\cos(\omega t - kx + \pi/2)}{x} \vec{l}_y$$

Vì vector  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  có 2 thành phần trường vuông pha và biên độ bằng nhau nên sóng phân cực tròn.

**Hướng +y:**  $\theta = \pi/2$ ,  $\varphi = \pi/2$ ,  $\vec{l}_\theta = -\vec{l}_z$ ,  $\vec{l}_\varphi = -\vec{l}_x$ ,  $r = y$

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j \frac{e^{-jky}}{y} \vec{l}_x$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \text{Re}\left\{-j\frac{e^{-jky}}{y}\vec{l}_x e^{j\omega t}\right\} = \frac{\cos(\omega t - ky - \pi/2)}{y}\vec{l}_x$$

Vì biểu thức  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  có 1 thành phần nên sóng phân cực tuyến tính.

**Hướng -x:**  $\theta = \pi/2$ ,  $\varphi = \pi$ ,  $\vec{l}_\theta = -\vec{l}_z$ ,  $\vec{l}_\varphi = -\vec{l}_y$ ,  $r = -x = |x|$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{jkx}}{-x}(\vec{l}_z - j\vec{l}_y)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \text{Re}\left\{-\frac{e^{jkx}}{x}(\vec{l}_z - j\vec{l}_y)e^{j\omega t}\right\} = -\frac{\cos(\omega t + kx)}{x}\vec{l}_z + \frac{\cos(\omega t + kx + \pi/2)}{x}\vec{l}_y$$

Sóng phân cực tròn.

**Hướng -y:**  $\theta = \pi/2$ ,  $\varphi = 3\pi/2$ ,  $\vec{l}_\theta = -\vec{l}_z$ ,  $\vec{l}_\varphi = \vec{l}_x$ ,  $r = -y = |y|$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{jky}}{-y}(j\vec{l}_x)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \text{Re}\left\{-j\frac{e^{jky}}{y}\vec{l}_x e^{j\omega t}\right\} = \frac{\cos(\omega t + ky - \pi/2)}{y}\vec{l}_x$$

Sóng phân cực tuyến tính.

### 1.2.5.2 Vector phân cực của anten

Để mô tả đặc tính phân cực của anten, người ta sử dụng vector phân cực  $\vec{p}(\theta, \varphi)$  và được định nghĩa như sau:

$$\vec{p}(\theta, \varphi) = \frac{F_\theta(\theta, \varphi)\vec{l}_\theta + F_\varphi(\theta, \varphi)\vec{l}_\varphi}{F(\theta, \varphi)} \quad (1.35)$$

Trong đó:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2} \quad (1.36)$$

Từ đó, ta có:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r}F(\theta, \varphi)\vec{p}(\theta, \varphi) \quad (1.37)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{Z_0 r}F(\theta, \varphi)[\vec{l}_r \times \vec{p}(\theta, \varphi)] \quad (1.38)$$

### 1.2.6 Đồ thị bức xạ của anten

Đồ thị bức xạ là sự phụ thuộc của cường độ bức xạ  $U(\theta, \varphi)$  hoặc hàm phương hướng  $F(\theta, \varphi)$  vào các hướng trong không gian khi khoảng cách từ anten đến điểm quan sát là không đổi. Đồ thị bức xạ phản ánh những thông tin về sự phân bố năng lượng, về pha và sự phân cực của trường bức xạ thông qua các hàm  $U(\theta, \varphi)$  và  $F(\theta, \varphi)$ .

Trong thực tế, người ta thường nghiên cứu các anten đối xứng trục hoặc các anten với các đặc điểm đối xứng khác. Và không gian 2 chiều là các mặt cắt của không gian 3 chiều. Do vậy, chỉ cần biểu diễn đồ thị bức xạ trong không gian 2 chiều là đã có hiệu quả cho việc mô tả các đặc tính bức xạ của anten. Khi vẽ đồ thị bức xạ, người ta cũng chỉ quan tâm đến chất lượng của anten biểu diễn ở các hướng khác nhau mà không quan tâm đến độ lớn tuyệt đối. Do đó, ta thường đưa về dạng chuẩn hóa như sau:

$$\begin{aligned} U_n(\theta, \varphi) &= \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{max}} \\ F_n(\theta, \varphi) &= \frac{F(\theta, \varphi)}{F_{max}} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Với:

$$\begin{aligned} U_{max} &= \max\{U(\theta, \varphi)\} \\ F_{max} &= \max\{F(\theta, \varphi)\} \end{aligned} \quad (1.40)$$

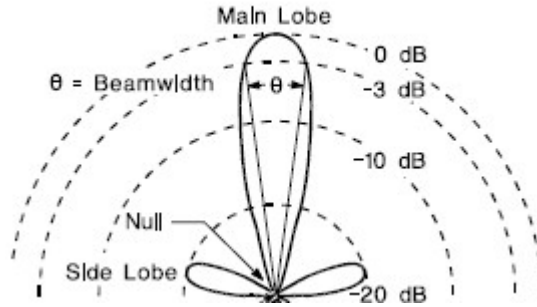
#### **Kết luận:**

- Sự phụ thuộc của cường độ bức xạ  $U(\theta, \varphi)$  vào các hướng khác nhau trong không gian gọi là đồ thị bức xạ công suất.
- Sự phụ thuộc của  $F(\theta, \varphi)$  vào các hướng khác nhau trong không gian gọi là đồ thị bức xạ trường.

Vì  $U(\theta, \varphi) = \frac{1}{2Z} F^2(\theta, \varphi)$  nên:

$$U_n(\theta, \varphi) = F_n^2(\theta, \varphi) \quad (1.41)$$

- Khi vẽ đồ thị bức xạ của anten, chúng ta thường đề cập đến vùng bức xạ mạnh nhất gọi là búp sóng chính (main lobe). Sự bức xạ ở những hướng khác yếu hơn gọi là búp sóng phụ (side lobe).



**Hình 1.16: Đồ thị bức xạ của anten**

**Ví dụ 1.4:** Trường bức xạ ở vùng xa của một anten được xác định bởi:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta \vec{t}_\theta$$

Vẽ đồ thị bức xạ trường và công suất của anten trên các mặt phẳng xOy; xOz và yOz.

**Giải:**

Mặt phẳng xOy:  $\begin{cases} \theta = \pi/2 \\ 0 \leq \varphi < 2\pi \end{cases}$

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{|F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2} = |\sin\theta| = 1$$

$$F_{max} = \max\{F(\theta, \varphi)\} = 1 \rightarrow F_n(\theta, \varphi) = |\sin\theta| = 1$$

Do đó đồ thị bức xạ trường của anten trên là một đường tròn trong mặt phẳng xOy.

Mặt phẳng xOz:  $\begin{cases} 0 \leq \theta < \pi \\ \varphi = 0, \pi \end{cases}$

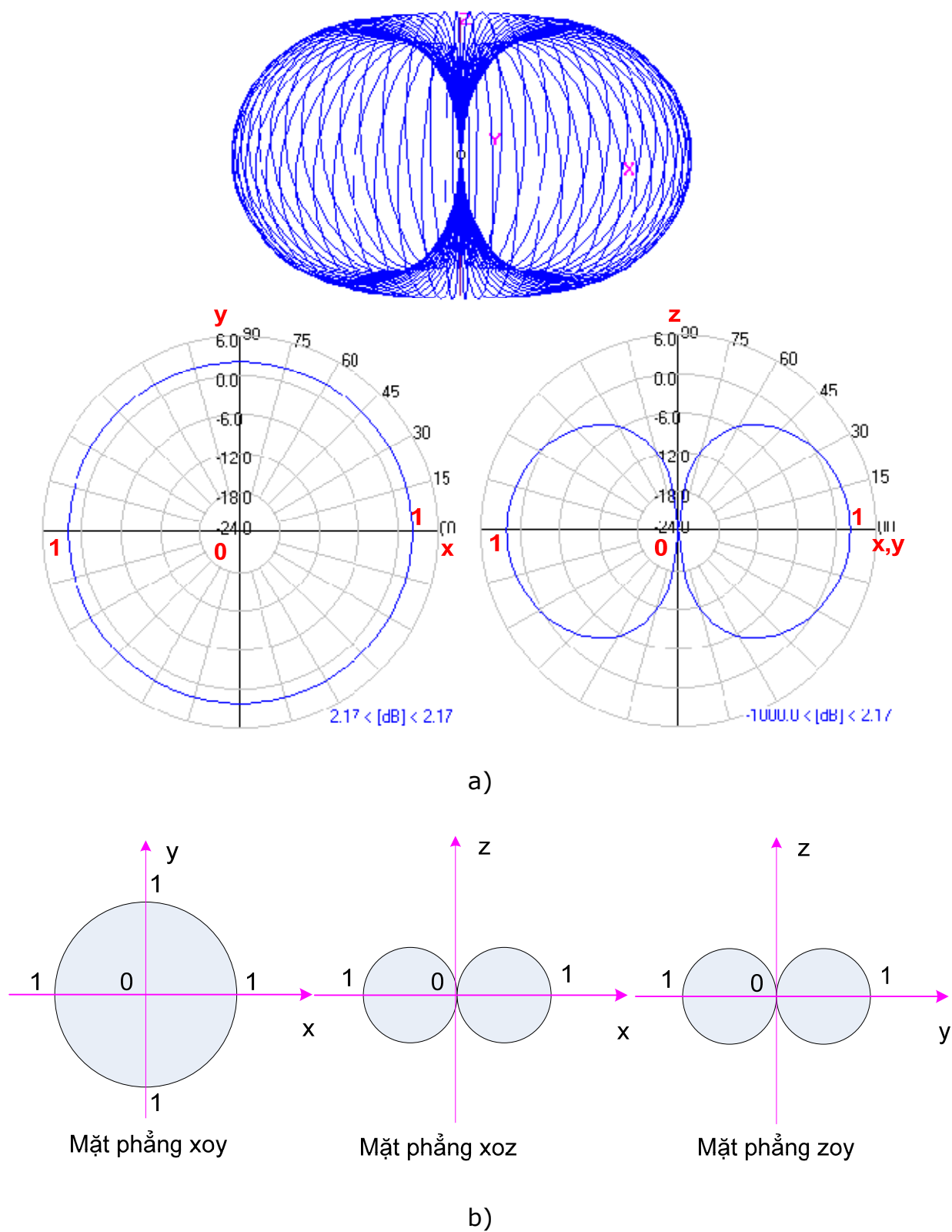
Đồ thị độ lớn của trường trong mặt phẳng xoz là  $F_n(\theta, \varphi) = |\sin\theta|$  vẽ nên hai đường tròn ở phía  $\varphi = 0$  và  $\pi$  khi  $0 \leq \theta < \pi$ .

Mặt phẳng yOz:  $\begin{cases} 0 \leq \theta < \pi \\ \varphi = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \end{cases}$

Đồ thị độ lớn của trường trong mặt phẳng xoz là  $F_n(\theta, \varphi) = |\sin\theta|$  vẽ nên hai đường tròn ở phía  $\varphi = \pi/2$  và  $3\pi/2$  khi  $0 \leq \theta < \pi$ .

Đồ thị bức xạ công suất có được bằng cách suy ra từ đồ thị bức xạ trường theo công thức (1.41):

$$U_n(\theta, \varphi) = F_n^2(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$$



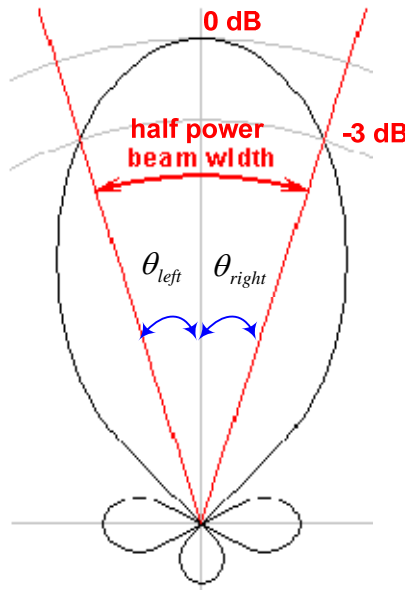
**Hình 1.17: Đồ thị bức xạ công suất (a) và bức xạ trường (b) của anten**

## 1.2.7 Độ rộng nửa công suất và độ rộng giữa các hướng bức xạ không đầu tiên.

### 1.2.7.1 Độ rộng nửa công suất (HPBW – Half Power Beam Width)

HPBW của một anten được đo bởi góc bao quanh hướng bức xạ cực đại hợp bởi 2 hướng mà có cường độ bức xạ bằng một nửa cường độ bức xạ cực đại.

$$\begin{cases} U_n(\theta_{left}^{HP}) = U_n(\theta_{right}^{HP}) = \frac{1}{2} \\ HPBW = |\theta_{left}^{HP}| + |\theta_{right}^{HP}| \end{cases} \quad (1.42)$$



Hình 1.18: Độ rộng nửa công suất

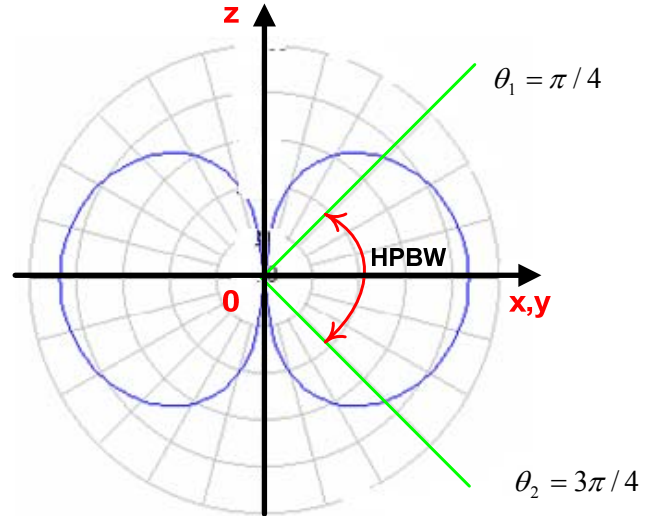
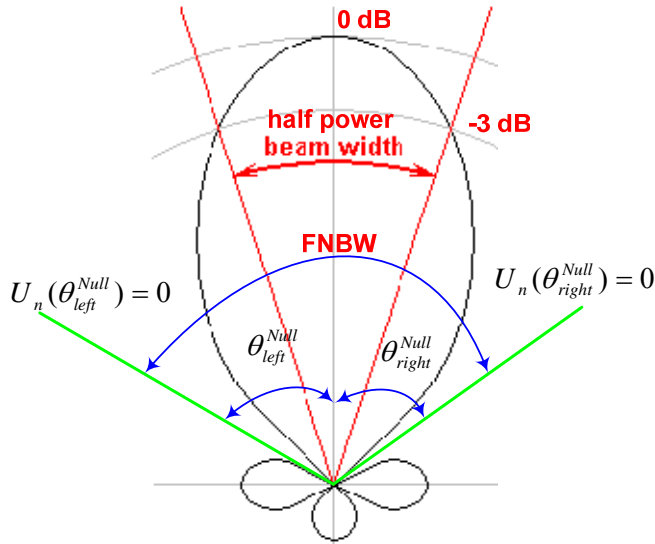
### 1.2.7.2 Độ rộng giữa các hướng bức xạ không đầu tiên (FNBW – First Null Beam Width)

FNBW là góc giữa các điểm không của búp đầu tiên kề liền búp chính trong mặt phẳng.

$$\begin{cases} U_n(\theta_{left}^{null}) = U_n(\theta_{right}^{null}) = 0 \\ FNBW = |\theta_{left}^{null}| + |\theta_{right}^{null}| \end{cases} \quad (1.43)$$

**Ví dụ 1.5:** Đồ thị bức xạ ở vùng xa của một anten được xác định bởi cường độ điện trường chuẩn hóa:  $F_n(\theta, \varphi) = \sin\theta$

Xác định HPBW và FNBW.



**Hình 1.19: Đồ thị giữa các hướng bức xạ không đều tiên**      **Hình 1.20: HPBW với  $F_n(\theta, \varphi) = \sin\theta$**

**Giải:**

Cường độ bức xạ chuẩn hóa:  $U_n(\theta, \varphi) = F_n^2(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$

Xét trong mặt phẳng zOx:  $\begin{cases} 0 \leq \theta < \pi \\ \varphi = 0, \pi \end{cases}$

Hướng bức xạ nửa công suất:  $U_n(\theta_{left}^{HP}) = U_n(\theta_{right}^{HP}) = \frac{1}{2} \rightarrow \begin{cases} \theta_1 = \pi/4 \\ \theta_2 = 3\pi/4 \end{cases}$

Vậy HPBW =  $3\pi/4 - \pi/4 = \pi/2$

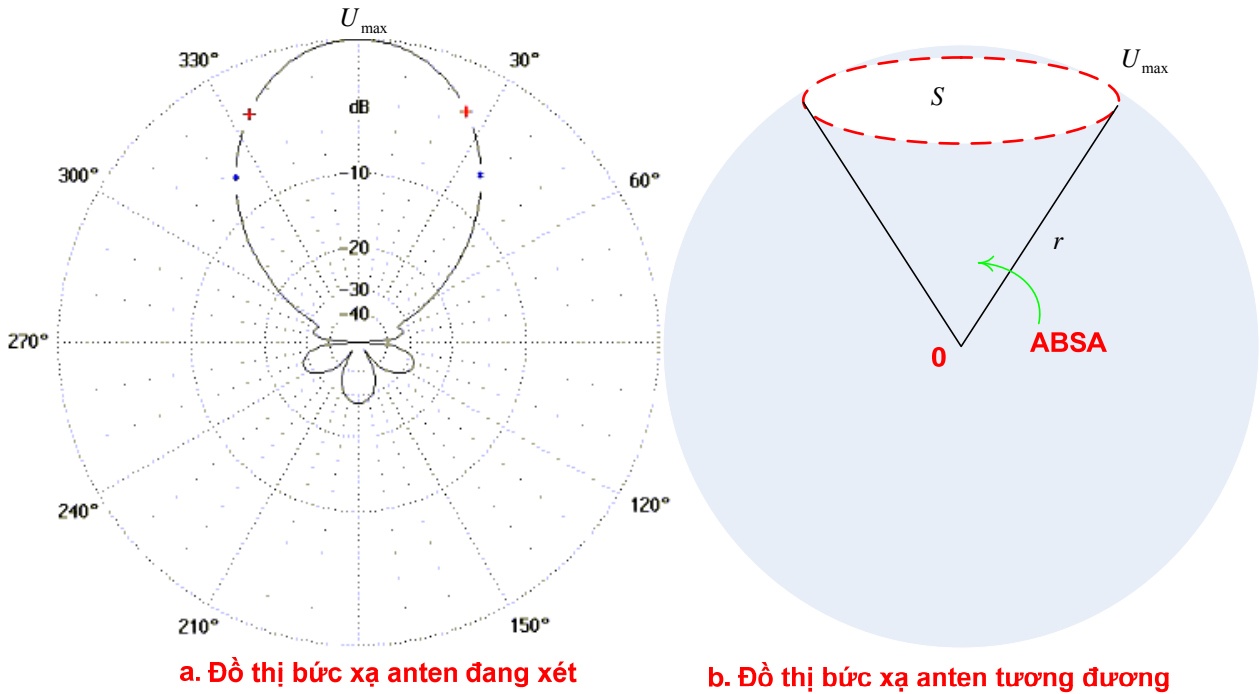
Hướng bức xạ không:  $U_n(\theta_{left}^{null}) = U_n(\theta_{right}^{null}) = 0 \rightarrow \begin{cases} \theta_1 = 0 \\ \theta_2 = \pi \end{cases}$

FNBW =  $\pi$

Người ta dùng HPBW và FNBW để đánh giá búp chính rộng hay hẹp ứng dụng cho những mục đích khác nhau trong thông tin vô tuyến và radar.



### 1.2.8 Góc khối của chùm tia bức xạ (ABSA - Antenna Beam Solid Angle)



**Hình 1.21: Góc khối của chùm tia bức xạ**

ABSA của một anten là góc khối của một anten tương đương có công suất bức xạ cũng giống như anten đang xét nhưng cường độ bức xạ là hằng số và bằng cường độ bức xạ cực đại  $U_{max}$  của anten đang xét và không có búp sóng phụ.

$$\Omega_A = \oint_S \frac{U(\theta, \varphi) d\Omega}{U_{max}} = \frac{P_R}{U_{max}} \quad (1.44)$$

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi}{U_{max}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi$$

Hiển nhiên với mọi anten đẳng hướng có cường độ bức xạ không đổi với tất cả các góc khối, nghĩa là  $U(\theta, \varphi) = U_{max}$  thì:

$$\Omega_A = \oint_S \frac{U_{max} d\Omega}{U_{max}} = 4\pi$$

Với các anten có hướng khác ta luôn có  $\Omega_A < 4\pi$ .

**Ví dụ 1.6:** Một anten có cường độ chuẩn hóa  $F_n(\theta, \varphi) = \sin\theta$ . Tìm ABSA.

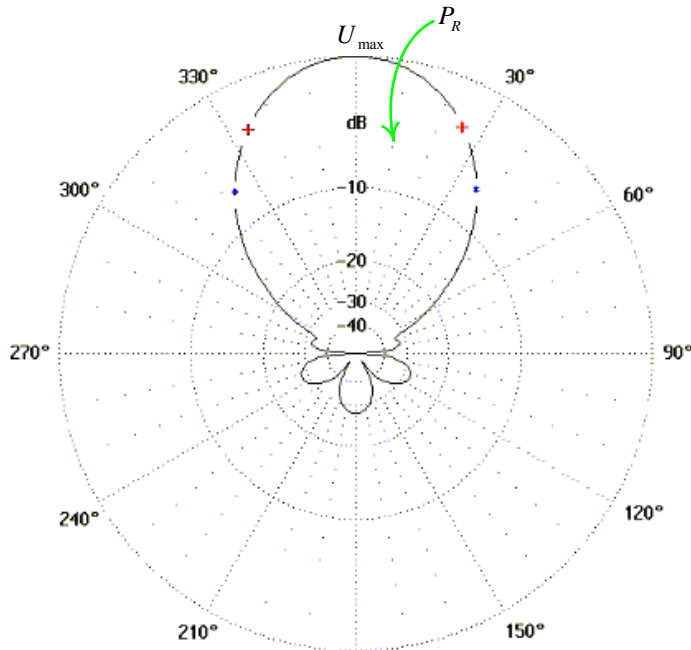
$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2\theta \sin\theta d\theta d\varphi = 8\pi/3$$

## 1.2.9 Hệ số định hướng và độ lợi hướng tính của anten

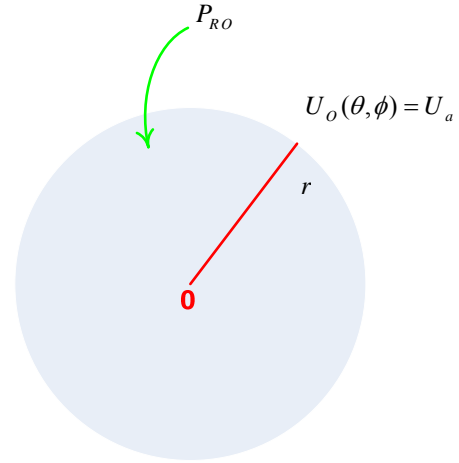
### 1.2.9.1 Hệ số định hướng

Hệ số định hướng của một anten ký hiệu  $D(\theta, \varphi)$  là tỷ số giữa cường độ bức xạ của anten và cường độ bức xạ trung bình của anten đó:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_a} \quad (1.45)$$



a. Đồ thị bức xạ anten đang xét



b. Đồ thị bức xạ anten đẳng hướng cùng công suất bức xạ

**Hình 1.22: Cường độ bức xạ của anten có hướng và anten đẳng hướng cùng công suất bức xạ**

Để tính cường độ bức xạ trung bình  $U_a$  của anten, ta xét một anten đẳng hướng có công suất bằng công suất của anten đang xét và có cường độ bức xạ bằng cường độ bức xạ trung bình của anten đang xét. Ta có:

$$P_{RO} = \oint_S U_O(\theta, \varphi) d\Omega = \oint_S U_a d\Omega \quad (O: \text{Ommidirectional})$$

Mà  $P_R = P_{RO}$  nên:

$$P_R = \oint_S U_a d\Omega$$

Vì anten đẳng hướng có cường độ bức xạ là hằng số ở mọi hướng và cường độ bức xạ trung bình  $U_a$  của anten đang xét cũng không đổi nên:

$$P_R = \oint_S U_a d\Omega = U_a \oint_S d\Omega = U_a \cdot 4\pi \rightarrow U_a = \frac{P_R}{4\pi} \quad (1.46)$$

Thế (1.46) vào (1.45):

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (1.47)$$

### 1.2.9.2 Độ lợi hướng tính

Từ biểu thức đã chứng minh cho hệ số định hướng:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi}$$

Ta thấy  $D(\theta, \varphi)$  chỉ phụ thuộc vào  $\theta, \varphi$ . Độ lợi hướng tính  $D$  của một anten định nghĩa là độ định hướng của anten đó tại vị trí bức xạ cực đại khi công suất bức xạ không đổi:

$$D = \max\{D(\theta, \varphi)\} \quad (1.48)$$

Hay:

$$D = \frac{4\pi U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{max}} \sin\theta d\theta d\varphi}$$

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (1.49)$$

là đại lượng không thứ nguyên và thường tính theo dB:

$$D [\text{dB}] = 10 \log_{10} D \quad (1.50)$$

**Ví dụ 1.7:** Cường độ bức xạ ở vùng xa của một anten được cho bởi:  $U(\theta, \varphi) = 5 \sin^2 \theta$

Tính hệ số định hướng của anten và độ lợi hướng tính.

**Giải:**

Hệ số định hướng của anten:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi \cdot 5\sin^2\theta}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi 5\sin^2\theta \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{3}{2} \sin^2\theta$$

Độ lợi hướng tính D:

$$D = \max\{D(\theta, \varphi)\} = 3/2 \text{ tại } \theta = \pi/2$$

**Kết luận:**

Hệ số định hướng được sử dụng để đánh giá khả năng định hướng của một anten có hướng (anten đang xét) hay cường độ bức xạ của nó gấp bao nhiêu lần so với cường độ bức xạ của một anten đẳng hướng có cùng công suất bức xạ tại các hướng khác nhau. Nghĩa là khi công suất bức xạ của hai anten này bằng nhau thì tại điểm quan sát, cường độ bức xạ của anten có hướng lớn hơn cường độ bức xạ của anten đẳng hướng bao nhiêu lần.

### **1.2.10 Độ lợi anten và công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (Antenna Gain & Equivalent Isotropically Radiated Power)**

#### **1.2.10.1 Độ lợi anten**

Một đại lượng rất hữu ích khác có thể diễn tả hoạt động của anten là độ lợi. Mặc dù độ lợi của anten có mối quan hệ với hệ số định hướng, nhưng nó là một đại lượng để tính toán hiệu suất của anten và khả năng định hướng của anten. Trong khi đó, hệ số định hướng chỉ mô tả được khả năng định hướng của anten.

Độ lợi của anten theo một hướng nào đó được định nghĩa là tỷ số giữa cường độ bức xạ theo hướng đó với cường độ bức xạ thu được nếu như toàn bộ công suất anten nhận được từ nguồn được bức xạ một cách đẳng hướng.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_A/4\pi} \quad (1.51)$$

$U(\theta, \varphi)$  là cường độ bức xạ theo hướng xét độ lợi.

$P_A$  là công suất anten nhận được từ nguồn.

$P_A/4\pi$  là cường độ bức xạ của một anten đẳng hướng (cường độ bức xạ thu được nếu như công suất  $P_A$  được bức xạ ra ngoài không gian một cách đẳng hướng).

$$\text{Vậy: } G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_A}$$

$$\text{Mà } P_R = e \cdot P_A \text{ và } D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R}:$$

$$G(\theta, \varphi) = eD(\theta, \varphi) \quad (1.52)$$

Độ lớn cực đại của độ lợi được xem như độ lợi công suất và ký hiệu bằng  $G$ :

$$G = G(\theta, \varphi)_{\max} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_A} \quad (1.53)$$

Ta cũng có :  $G = eD$

- Khi nói đến  $D$  là nói đến độ lợi lý tưởng không bị tổn hao và  $G$  là đã kể đến tổn hao.
- $G, D$  là các đại lượng không thứ nguyên.

### 1.2.10.2 EIRP (công suất bức xạ đẳng hướng tương đương)

Công suất bức xạ tương đương đẳng hướng là công suất bức xạ của một anten đẳng hướng có cường độ bức xạ bằng cường độ bức xạ cực đại của anten đang xét.

$$\text{EIRP} = \Omega_A U_{\max} = 4\pi U_{\max}$$

$$\text{Theo (1.53): } 4\pi U_{\max} = GP_A$$

$$\text{EIRP} = GP_A = eDP_A = DP_R \quad (1.54)$$

## 1.2.11 Mức các búp phụ và tỷ lệ trước sau.

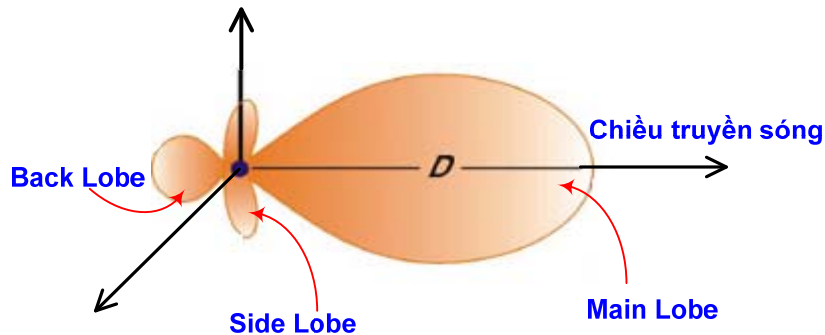
### 1.2.11.1 Mức bức xạ phụ (SLL - Side Lobe Level)

**Định nghĩa:** SLL là tỷ số giữa cường độ bức xạ ở búp sóng phụ lớn nhất với cường độ bức xạ cực đại của anten.

$$SLL = \frac{U(\theta, \varphi)|_{\text{side lobe max}}}{U(\theta, \varphi)|_{\max}} = U_n(\theta, \varphi)|_{\text{side lobe max}} = F_n^2(\theta, \varphi)|_{\text{side lobe max}} \quad (1.55)$$

- SLL không có thứ nguyên.

- SLL không phụ thuộc vào công suất bức xạ của anten.
- SLL có thể được tính theo D,G.



Hình 1.23: Mức các bức xạ của anten có hướng

#### 1.2.11.2 Tỷ lệ trước sau (FBR: Front To Back Ratio)

Là tỷ số giữa cường độ bức xạ ở hướng bức xạ cực đại và cường độ bức xạ ở hướng đối xứng với hướng bức xạ cực đại.

$$FBR = \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{U(\theta, \varphi)|_{back\ lobe\ max}} \quad (1.56)$$

Mọi anten bức xạ đẳng hướng đều có FBR=1. Thông tin thường được truyền ở dạng điểm-điểm nên ta luôn mong muốn thiết kế anten không chỉ có tính định hướng cao và hệ số khuếch đại lớn mà còn mong muốn mức các búp phụ nhỏ nhất có thể.

#### 1.2.12 Anten thu (Receiving antennas)

Trong phần này, chúng ta sẽ nghiên cứu các anten hoạt động như các anten thu. Giả sử một anten được kích bởi một sóng phẳng đến có góc tới  $(\theta, \varphi)$  và được đặc tính bởi trường điện  $\vec{E}^{inc}(\vec{r})$  tại đầu vào của anten thu.

Giả sử tải  $Z_L = R_L + jX_L$  được nối đến anten thu. Vấn đề đặt ra là công suất bao nhiêu được đưa vào tải?

Để trả lời câu hỏi này, chúng ta xét một mạch điện tương đương của anten thu. Sự kích thích bằng sóng mặt tạo nên điện áp  $V_C$  nối tiếp với trở kháng anten  $Z_A$ .  $V_C$  phụ thuộc vào biên độ, phân cực của trường đến  $\vec{E}^{inc}(\vec{r})$  và chiều truyền sóng.

Với điều kiện phối hợp trở kháng ( $Z_A = Z_L^*$ ), công suất  $P_C$  phân phối cho  $Z_L$  bằng:

$$P_C = \frac{|V_C|^2}{8R_A} = P_{Lmax} \quad (1.57)$$

Khi điều kiện phối hợp không thỏa, công suất thực tế được phân phối cho tải nhỏ hơn  $P_C$  và được tính:

$$P_L = q_r P_C \quad (1.58)$$

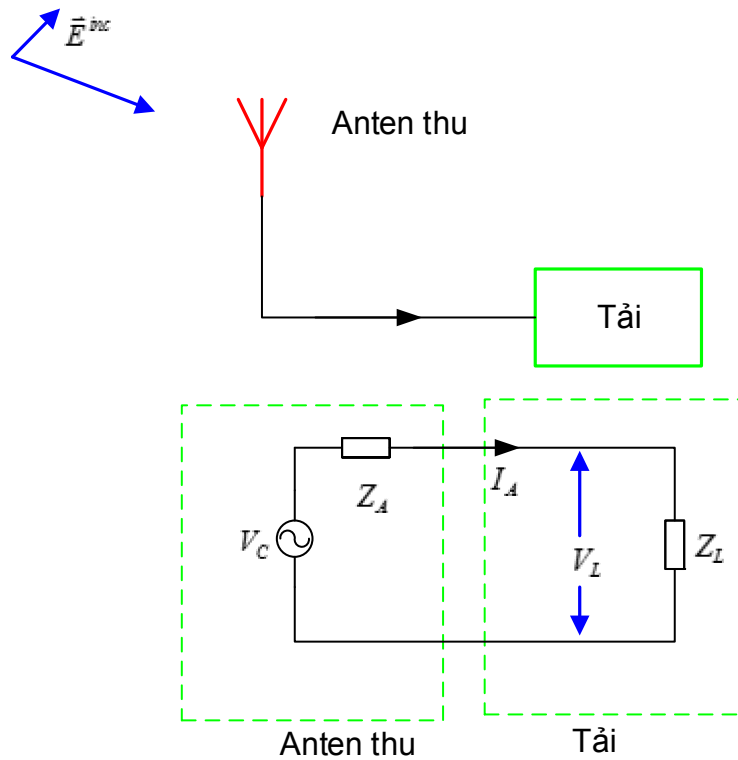
$q_r$ : hệ số ghép công suất hay hệ số phối hợp trở kháng của anten thu và tải.

$$q_r = \frac{4R_A R_L}{|Z_A + Z_L|^2} \quad (1.59)$$

Nếu tải thuần trở ( $X_L = 0$ ):

$$q_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.60)$$

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_L}{Z_A + Z_L} \text{ : hệ số phản xạ} \quad (1.61)$$



**Hình 1.24: Sóng tới và sơ đồ tương đương anten phía thu**

$P_C$  có thể được tính bằng tích số giữa mật độ công suất của sóng tới  $S^{inc}$  với diện tích hiệu dụng  $A_{eff}$ .

$$P_C = A_{eff} \frac{|\vec{E}_{inc}|^2}{2Z} = A_{eff} S_{inc} \quad (1.62)$$

Giống như trường hợp giới thiệu  $V_C$ ;  $A_{eff}$  phụ thuộc vào chiều đến  $(\theta, \varphi)$  và sự phân cực của sóng tới. Vấn đề đặt ra là tính  $A_{eff}$  như thế nào? Phương trình (1.62) có sự diễn dịch đơn giản về mặt vật lý rằng với một sóng phẳng tới có phân cực  $\vec{t}_p$  tác động lên anten thu có hướng  $(\theta, \varphi)$  thì anten sẽ được kích thích và nhận tất cả công suất được mang bởi sóng tới trên diện tích hiệu dụng  $A_{eff}$  tính bằng  $m^2$  như sau:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{t}_p|^2 \quad (1.63)$$

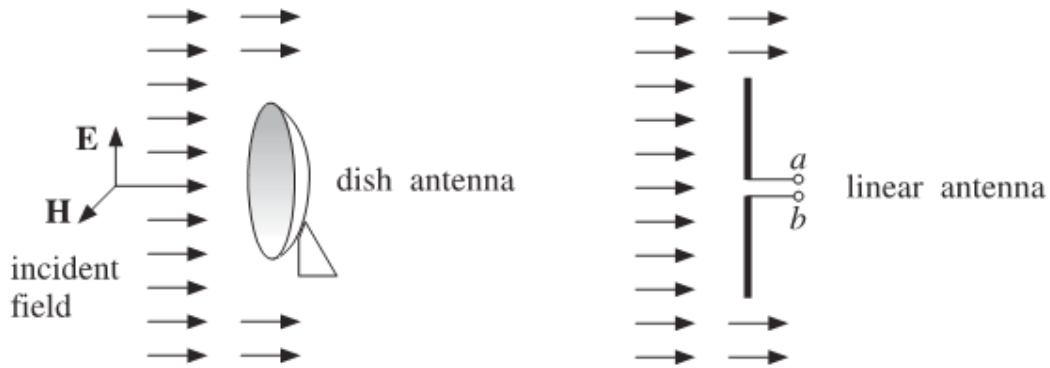
$\lambda = c/f$  [m]: bước sóng của sóng tới.

$G_r(\theta, \varphi)$ : độ lợi của anten thu.

$PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{t}_p|^2$ : hệ số tổn hao do mất phối hợp phân cực giữa sóng tới với anten thu (Pole Loss Factor).

$\vec{p}(\theta, \varphi)$ : vector phân cực của anten thu.

$\vec{t}_p$ : vector phân cực của sóng tới.



**Hình 1.25: Diện tích hiệu dụng của một anten**

Từ đó ta suy ra công suất cung cấp cho tải:

$$P_L = q_r P_C = q_r A_{eff} S^{inc} = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc} \quad (1.64)$$

Khi phối hợp trở kháng giữa tải và anten ( $q_r = 1$ ) và phối hợp phân cực giữa anten thu và sóng tới ( $PLF=1$ ), công suất tải nhận được là cực đại:

$$P_{Lmax} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \quad (1.65)$$



**Ví dụ 1.8:** Xét một anten mà khi sử dụng như anten phát ở tần số  $f=300$  MHz bức xạ trường điện ở vùng xa với biên độ trường điện chuẩn hóa:  $F_n(\theta, \varphi) = \sin\theta$  và có vector phân cực  $\vec{p} = \vec{l}_\theta$ , hiệu suất của anten là  $2/3$ . Và anten đó cũng sử dụng làm anten thu được nối đến tải có phối hợp trở kháng. Tính công suất cung cấp cho tải đối với những sóng phẳng tới sau.

- $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_z$
- $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_y$  (lan truyền theo trục x, có phương theo +y)
- $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} (\vec{l}_y + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$
- $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi(x-z)} (\vec{l}_x + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$

**Giải:**

$$P_L = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc}$$

Có phối hợp trở kháng:  $q_r = 1$

$$f = 300 \text{ MHz} \rightarrow \lambda = c/f = 1\text{m}$$

$$S^{inc} = \frac{|\vec{E}_{inc}|^2}{2Z} = \frac{1}{240\pi}$$

$$U_n(\theta, \varphi) = F_n^2(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi U_n(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi \sin^2 \theta}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{3}{2} \sin^2 \theta$$

$$G(\theta, \varphi) = eD(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$$

$$\text{a. } \vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_z$$

Tại hệ trục tọa độ đặt anten thu, sóng tới lan truyền theo phương (+x) nên:  $\theta = \pi/2, \varphi = \pi$ .

$$\text{Độ lợi của anten thu tại hướng sóng tới: } G(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta = 1$$

$$\text{Vector phân cực của anten thu tại hướng sóng tới: } \vec{p} = \vec{l}_\theta = -\vec{l}_z$$

$$\text{Vector phân cực của sóng tới: } \vec{l}_p = \frac{\vec{E}_{inc}}{|\vec{E}_{inc}|} = \vec{l}_z$$

$$\text{Suy ra : } PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{l}_p| = 1$$

$$\text{Vậy: } P_L = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc} = 1 \cdot \frac{1^2}{4\pi} \cdot 1 \cdot 1 \cdot \frac{1}{240\pi} = \frac{1}{960\pi^2} = 0,11 \text{ mW}$$

b.  $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_y$

Tương tự câu a:  $\theta = \pi/2, \varphi = \pi$

$$G(\theta, \varphi) = \sin^2\theta = 1, \vec{p} = \vec{l}_\theta = -\vec{l}_z, \vec{l}_p = \frac{\vec{E}_{inc}}{|\vec{E}_{inc}|} = \vec{l}_y$$

$$\text{Suy ra: } PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{l}_p| = 0$$

$$\text{Vậy: } P_L = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc} = 0$$

c.  $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} (\vec{l}_y + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$ : sóng phân cực tròn lan truyền theo trục +x.

Tương tự câu a:  $\theta = \pi/2, \varphi = \pi$

$$G(\theta, \varphi) = \sin^2\theta = 1, \vec{p} = \vec{l}_\theta = -\vec{l}_z, \vec{l}_p = \frac{\vec{E}_{inc}}{|\vec{E}_{inc}|} = (\vec{l}_y + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$$

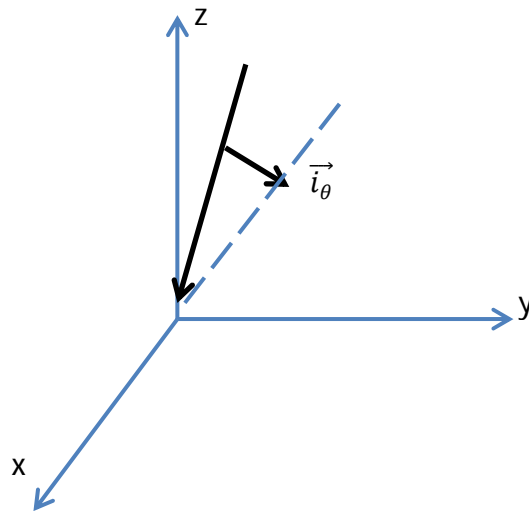
$$\text{Suy ra: } PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{l}_p| = \frac{1}{2}$$

$$P_L = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc} = 1 \cdot \frac{1^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{240\pi} = \frac{1}{1920\pi^2} = 0,05 \text{ mW}$$

d.  $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi(x-z)} (\vec{l}_x + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$

Phương truyền sóng tới :  $\theta = \pi/4, \varphi = \pi$

$$G(\theta, \varphi) = \sin^2\theta = 1/2$$



**Hình 1.26: Hướng truyền sóng +x-z**

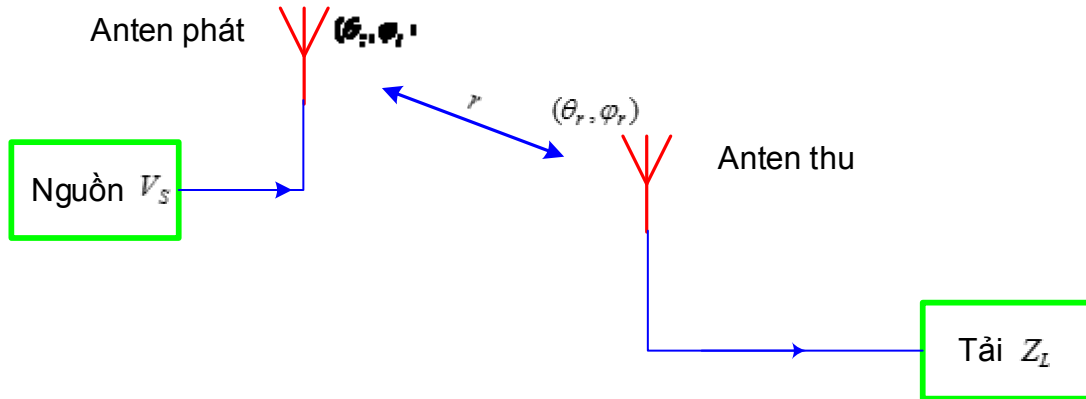
Vector phân cực của anten thu tại hướng sóng tới:  $\vec{p} = \vec{l}_\theta = -(\vec{l}_x + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$

Vector phân cực của sóng tới  $\vec{i}_p = \frac{\vec{E}_{inc}}{|\vec{E}_{inc}|} = (\vec{i}_x + \vec{i}_z)/\sqrt{2}$

Suy ra :  $PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi)\vec{i}_p| = 1$

$$P_L = q_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, \varphi) \cdot PLF \cdot S^{inc} = 1 \cdot \frac{1^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{240\pi} = \frac{1}{1920\pi^2} = 0,05 \text{ mW}$$

### 1.2.13 Các tuyến anten (antenna links)



**Hình 1.27: Tuyến anten phát và thu.**

Xét một anten phát được cấp tín hiệu bởi nguồn  $V_s$  có trở kháng nội  $Z_s$ . Trở kháng của anten phát được ký hiệu là  $Z_{A,t}$ . Một bộ thu định vị tại chiều  $(\theta_r, \varphi_r)$  so với bộ phát. Anten thu có trở kháng vào  $Z_{A,r}$  và được kết thúc bằng tải  $Z_L$ . Bộ phát và thu cách nhau một khoảng  $r$  và trường máy phát tác động lên bộ thu từ chiều  $(\theta_r, \varphi_r)$ .

Công suất mà anten thu cấp cho tải  $Z_L$ :

$$P_L = q_r P_C \quad (1.66)$$

Mặt khác:

$$P_C = A_{eff,r} S^{inc} \quad (1.67)$$

$A_{eff,r}$ : là diện tích hiệu dụng của bộ thu đối với các sóng tới phân cực  $\vec{i}_p$  tác dụng theo chiều  $(\theta_r, \varphi_r)$ .

$S^{inc}$ : là mật độ công suất của trường được bức xạ bởi bộ phát và được đo tại bộ thu cách bộ phát  $r$ .

$$S^{inc} = \frac{1}{2Zr^2} (|F_\theta|^2 + |F_\varphi|^2) = \frac{U_t(\theta_t, \varphi_t)}{r^2} \quad (1.68)$$

Mà  $U_t(\theta_t, \varphi_t) = \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi} P_A$  là cường độ bức xạ trường do anten phát.

Suy ra:

$$S^{inc} = \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi r^2} P_A \quad (1.69)$$

Điều này nói rằng mật độ công suất của trường được bức xạ bởi bộ phát được đo tại bộ thu, bằng mật độ công suất gây ra từ bộ phát công suất vô hướng nhân với độ lợi của bộ phát theo chiều bộ thu.

Từ đó ta kết hợp được:

$$P_c = A_{eff.r} S^{inc}$$

$$P_c = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} G_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 G_t(\theta_t, \varphi_t) P_A \quad (1.70)$$

là công thức dạng thông dụng để đặc trưng cho các tuyến truyền dẫn anten.

Thay:  $P_L = q_r P_c$  và  $P_A = q_t P_s$ .

Lúc đó:

$$P_L = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} q_r G_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 q_t G_t(\theta_t, \varphi_t) P_s \quad (1.71)$$

$$\text{Và: } \begin{cases} G_r(\theta_r, \varphi_r) = e_r D_r(\theta_r, \varphi_r) \\ G_t(\theta_t, \varphi_t) = e_t D_t(\theta_t, \varphi_t) \end{cases}$$

$$P_L = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} q_r e_r D_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 q_t e_t D_t(\theta_t, \varphi_t) P_s \quad (1.72)$$

Ý nghĩa các hệ số:

- $e_t q_t$ : hệ số mất mát của bộ phát.
- $e_r q_r$ : hệ số mất mát của bộ thu.
- $|\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2$ : hệ số mất mát do phối hợp phân cực của tuyến anten.
- $\frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2}$ : là hệ số mất mát không gian.

Với thuật ngữ này công suất thu được bằng công suất khả dụng tại bộ phát  $P_s$  nhân với các hệ số mất mát (không gian tự do, bộ phát, bộ thu, mất phối hợp phân cực) và được nhân với độ định hướng của cả hai anten theo chiều của tuyến. Thông thường quan hệ tuyến anten trên được tính bằng Decibel.

$$P_L[dBm] = P_S[dBm] + G_r(\theta_r, \varphi_r)[dB] + G_t(\theta_t, \varphi_t)[dB] - 20\log r[km] - 20\log f[MHz] + q_t[dB] + q_r[dB] + 20\log |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \cdot \vec{t}_p(\theta_t, \varphi_t)| - 32,44 \quad (1.73)$$

## TÓM TẮT

Trong bài này, người học tìm hiểu được các khái niệm cơ bản về anten, bao gồm hình dạng một số anten cũng như lịch sử phát triển của anten.

Phần kế tiếp giới thiệu về các đặc tính của anten: trở kháng ngõ vào, hiệu suất anten, trường điện và trường từ do anten bức xạ, công suất trường điện từ do anten tạo ra.

Ngoài ra, bài này cũng giới thiệu về sự phân cực và đồ thị bức xạ của anten. Đây là các đặc tính cho phép xác định độ lớn cường độ bức xạ tại các vị trí trong không gian.

## CÂU HỎI ÔN TẬP

**Câu 1:** Một anten có trở kháng vào là  $Z_A = 250 + j50 \, \Omega$  trong đó điện trở tổn hao là  $R_D = 8 \, \Omega$  được nối với một máy phát có  $V_S = 10V$  và  $R_S = 10 \, \Omega$

- Vẽ sơ đồ tương đương của hệ thống
- Tính công suất bức xạ, tổn hao, tiêu thụ và hiệu suất của anten

**Câu 2:** Một anten có trở kháng vào  $Z_A = 100 + j75 \, \Omega$  với điện trở tổn hao  $R_D = 10 \, \Omega$  được cung cấp bằng nguồn  $V_S$  và trở kháng nguồn  $Z_S$ .

- Xác định các thông số nguồn trong điều kiện phối hợp trở kháng và công suất anten là 30 mW.
- Vẽ sơ đồ tương đương và tính công suất bức xạ, công suất tổn hao, hiệu suất anten.

**Câu 3:** Trường điện từ vùng xa bức xạ bởi anten cho bởi hàm phương hướng sau:  $\vec{F}(\theta, \varphi) = \sin\theta \vec{t}_\theta$ . Giả sử hiệu suất của anten là 40% và dòng điện vào anten là 0,5A. Tính:

- a. Vector mật độ công suất bức xạ
- b. Mật độ công suất bức xạ
- c. Cường độ bức xạ
- d. Tổng công suất được bức xạ bởi anten
- e. Điện trở bức xạ của anten
- f. Điện trở tổn hao của anten
- g. Điện trở ngõ vào của anten
- h. Tổng công suất  $P_A$  mà anten nhận từ nguồn

**Câu 4:** Trường điện vùng xa bức xạ bởi anten cho bởi:  $F(\theta, \varphi) = 2\sin\theta\vec{t}_\theta + 3\cos\theta\vec{t}_\varphi$ , giả sử hiệu suất anten  $\epsilon = 70\%$  và dòng tại ngõ vào anten là  $0,5A$ . Tính:

- a. Vector mật độ công suất bức xạ
- b. Mật độ công suất bức xạ
- c. Cường độ bức xạ
- d. Tổng công suất được bức xạ bởi anten
- e. Điện trở bức xạ của anten
- f. Điện trở tổn hao của anten
- g. Điện trở ngõ vào của anten
- h. Tổng công suất  $P_A$  mà anten nhận từ nguồn

**Câu 5:** Cường độ điện trường vùng xa được bức xạ bởi anten cho như sau:  $\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r}(-\sin\theta\vec{t}_\theta + j\cos\varphi\vec{t}_\varphi)$ . Cho biết đặc tính phân cực của anten ở hướng  $+x$ ; hướng  $+y$

**Câu 6:** Xét một anten sử dụng như anten phát ở tần số  $f=3GHz$  bức xạ trường điện với biên độ chuẩn hóa:  $F_n(\theta, \varphi) = \sin^2\theta$  và có vector phân cực  $\vec{p} = \vec{t}_\theta$ ; hiệu suất anten là  $70\%$  và nếu anten được sử dụng làm anten thu được nối đến tải có phối hợp trở kháng. Tính công suất cung cấp cho tải đối với những sóng phẳng tới:

a.  $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_z$

b.  $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} \vec{l}_y$

**Câu 7:** HPBW là:

- A. Góc  $\theta_{1/2}$
- B. Góc giữa hướng  $\theta_{1/2}$  và  $\theta_m$
- C. Góc giữa 2 hướng  $\theta_{1/2}$
- D. Khác

**Câu 8:** FNBW là:

- A. Góc  $\theta_0$
- B. Góc giữa hướng  $\theta_0$  và  $\theta_m$
- C. Góc giữa hướng  $\theta_{1/2}$  và  $\theta_0$
- D. Khác

**Câu 9:** Diện tích hiệu dụng của anten thu phụ thuộc vào:

- A. Công suất phát
- B. Độ lớn cường độ điện trường tại anten thu
- C. Hướng của vector cường độ điện trường tại anten thu
- D. Khác

**Câu 10:** Diện tích hiệu dụng của anten thu phụ thuộc vào:

- A. Công suất phát
- B. Độ lớn cường độ điện trường tại anten thu
- C. Khoảng cách giữa anten phát và anten thu
- D. Phân cực của anten thu

## BÀI 2: LÝ THUYẾT ANTEN

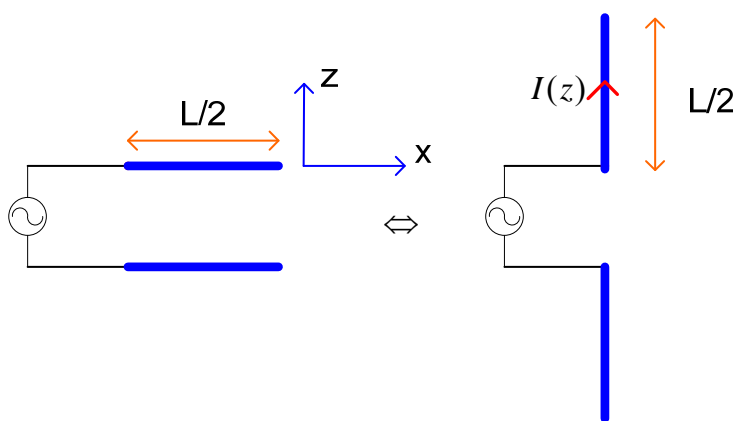
Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- Biết cách xác định trường điện từ bức xạ của một anten.
- Biết được trường điện từ bức xạ của một số anten cơ bản.

### 2.1 TRƯỜNG DO DÒNG ĐIỆN BỨC XẠ

Ở bài 1, ta mô tả anten thu và phát từ quan điểm hiện tượng. Bài này chúng ta sẽ phân tích chặt chẽ hơn các trường điện từ bức xạ bởi anten và bắt đầu bằng các phương trình Maxwell.

Bắt đầu từ việc xem xét dòng phân bố trên các anten, cụ thể là anten **dipole** vì loại này dùng khá phổ biến, có thể dùng độc lập hoặc có thể ghép để kết cấu thành hệ thống bức xạ phức tạp. Phương pháp gần đúng để xác định phân bố dòng trên dipole dựa trên sự suy luận tương tự giữa dipole với đường dây song hành ở mạch đầu cuối không tổn hao.



**Hình 2.1: Đường dây song hành và anten dây.**

Từ đường dây song hành có thể biến dạng thành anten dây đối xứng bằng cách mở rộng đầu cuối của đường dây đến khi góc mở nửa nhánh là  $180^\circ$ . Nếu giả sử rằng

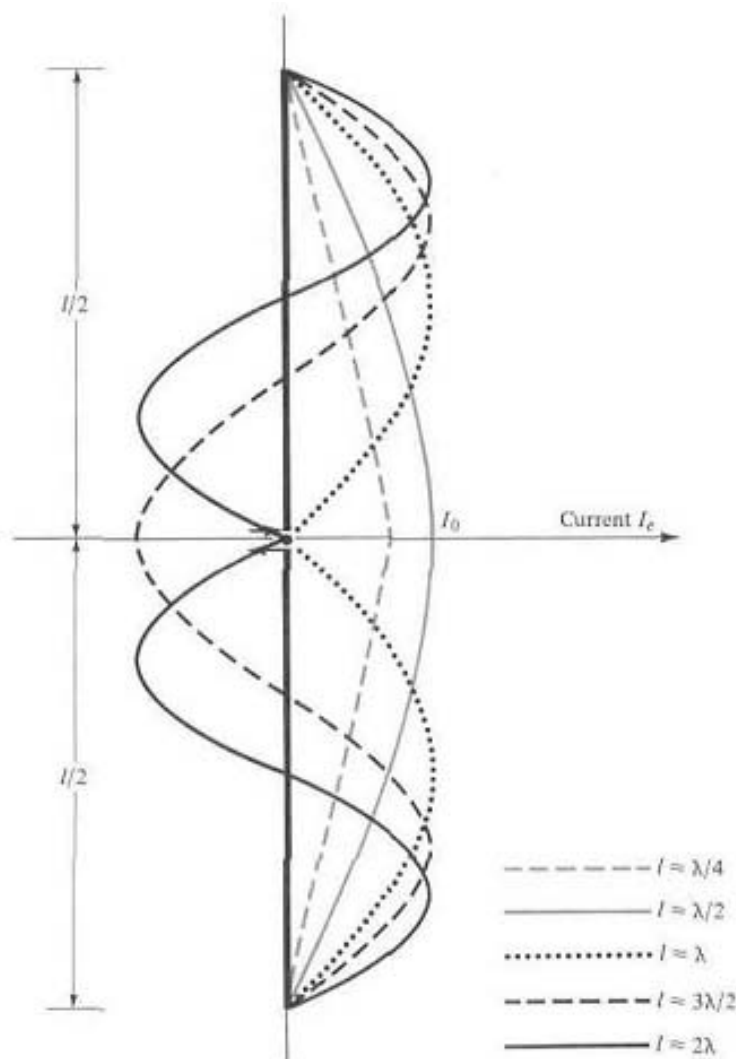


dòng  $I(z)$  chảy trong các phần dọc của dây là giống như phần thường trú trên đường dây truyền sóng nguyên thủy (lúc chưa bẻ), ta có thể viết:

$$I(z) = \begin{cases} I_0 \sin[k(|z| - L/2)] & |z| < L/2 \\ 0 & \text{khác} \end{cases} \quad (2.1)$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ : hệ số truyền sóng.

$I_0$ : biên độ dòng điện đầu vào.



**Hình 2.2: Phân bố dòng dọc theo chiều dài anten dây tuyến tính**

Dòng phân bố trên anten với các chiều dài khác nhau và dòng điện trên anten sẽ bức xạ ra trường điện từ khác nhau. Để đánh giá trường bức xạ này ta xem xét mối quan hệ nguồn-trường bắt đầu từ các phương trình Maxwell.

## 2.2 CÁC PHƯƠNG TRÌNH MAXWELL VÀ CÁC QUAN HỆ NGUỒN-TRƯỜNG

$$\begin{aligned}
 \text{rot} \vec{H}(\vec{r}) &= \vec{J}(\vec{r}) + j\omega \vec{D}(\vec{r}) \\
 \text{rot} \vec{E}(\vec{r}) &= -j\omega \vec{B}(\vec{r}) \\
 \text{div} \vec{B}(\vec{r}) &= 0 \\
 \text{div} \vec{D}(\vec{r}) &= \rho(\vec{r})
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

$\vec{D}(\vec{r})$ : vector điện cảm (C/m<sup>2</sup>) (Mật độ thông lượng điện).

$\vec{B}(\vec{r})$ : vector từ cảm (Wb = T/m<sup>2</sup>) (Mật độ thông lượng từ).

$\vec{J}(\vec{r})$  : mật độ dòng điện dẫn (A/m<sup>2</sup>)

$\rho(\vec{r})$  : mật độ điện tích khối (C/m<sup>3</sup>)

Với môi trường đẳng hướng tuyến tính:

$$\begin{aligned}
 \vec{D}(\vec{r}) &= \varepsilon \vec{E}(\vec{r}) \\
 \vec{B}(\vec{r}) &= \mu \vec{H}(\vec{r})
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

$\mu$ : Độ thấm từ (H/m)

$\varepsilon$ : Độ thấm điện (F/m)

Trong không gian tự do:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_0 &= \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \text{ (F/m)} \\
 \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

Từ (2.2) và (2.3) suy ra:

$$\begin{aligned}
 \text{rot} \vec{H}(\vec{r}) &= \vec{J}(\vec{r}) + j\omega \varepsilon \vec{E}(\vec{r}) \\
 \text{rot} \vec{E}(\vec{r}) &= -j\omega \mu \vec{H}(\vec{r}) \\
 \text{div} \vec{H}(\vec{r}) &= 0 \\
 \text{div} \vec{E}(\vec{r}) &= \rho(\vec{r})/\varepsilon
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

Gọi  $\vec{A}$  là thể vector, trong giải tích vector, các phép toán trong hệ tọa độ Descartes được biểu diễn dưới dạng toán tử như sau:

$$\begin{aligned}
 \text{rot}\vec{A} &= \begin{vmatrix} \vec{i}_x & \vec{i}_y & \vec{i}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} = \nabla \times \vec{A} \\
 \text{div}\vec{A} &= \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} = \nabla \cdot \vec{A} \\
 \nabla(\nabla \times \vec{A}) &= \text{div}(\text{rot}\vec{A}) = 0
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Trong đó:

$$\nabla = \vec{i}_x \frac{\partial}{\partial x} + \vec{i}_y \frac{\partial}{\partial y} + \vec{i}_z \frac{\partial}{\partial z} \text{ là toán tử Nabla.} \tag{2.7}$$

Thế vào (2.5):

$$\begin{aligned}
 \nabla \times \vec{H}(\vec{r}) &= \vec{J}(\vec{r}) + j\omega\epsilon\vec{E}(\vec{r}) \\
 \nabla \times \vec{E}(\vec{r}) &= -j\omega\mu\vec{H}(\vec{r}) \\
 \nabla \cdot \vec{H}(\vec{r}) &= 0 \\
 \nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}) &= \rho(\vec{r})/\epsilon
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Giải trực tiếp hệ phương trình trên tìm  $\vec{E}(\vec{r})$  và  $\vec{H}(\vec{r})$  theo đại lượng  $\vec{J}(\vec{r})$  là rất khó khăn và phức tạp. Người ta dùng đến vector trung gian  $\vec{A}$  và tìm vector đó theo đại lượng  $\vec{J}(\vec{r})$ . Sau đó biểu diễn  $\vec{E}(\vec{r})$  và  $\vec{H}(\vec{r})$  thông qua  $\vec{A}$ .

Vì  $\text{div}\vec{H}(\vec{r}) = 0$  và  $\text{div}(\text{rot}\vec{A}) = 0$  nên ta đặt  $\vec{H}(\vec{r}) = \text{rot}\vec{A}(\vec{r}) = \nabla \times \vec{A}(\vec{r})$ . Thay vào (2.8), rút gọn ta có phương trình sóng:

$$\nabla^2 \vec{A}(\vec{r}) + \omega^2 \mu \epsilon \vec{A}(\vec{r}) = -\vec{J}(\vec{r}) \tag{2.9}$$

Trong đó:

$$\nabla^2 \vec{A} = \Delta \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla \times \nabla \times \vec{A} = \text{grad}(\text{div}\vec{A}) - \text{rot}(\text{rot}\vec{A})$$

$\Delta$ : toán tử Laplace.

Nhắc lại:

$$\begin{aligned}
 \text{grad}V &= \vec{i}_x \frac{\partial V}{\partial x} + \vec{i}_y \frac{\partial V}{\partial y} + \vec{i}_z \frac{\partial V}{\partial z} = \nabla V \\
 \text{div}\vec{A} &= \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} = \nabla \cdot \vec{A} \\
 \text{rot}\vec{A} &= \begin{vmatrix} \vec{i}_x & \vec{i}_y & \vec{i}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} = \nabla \times \vec{A}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Giải phương trình sóng (2.9) ta được :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV \quad (2.11)$$

Tích phân trên được lấy trên toàn bộ không gian V có chứa mật độ dòng điện  $\vec{J}(\vec{r}')$ .

$e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}$ : biểu thị sự chậm pha của vector  $\vec{A}(\vec{r})$  ở khoảng cách R so với nguồn.

k là hệ số pha, với môi trường chân không,  $k = 2\pi/\lambda$ .

Có được  $\vec{A}(\vec{r})$ , ta suy ra  $\vec{E}(\vec{r})$  và  $\vec{H}(\vec{r})$  như sau:

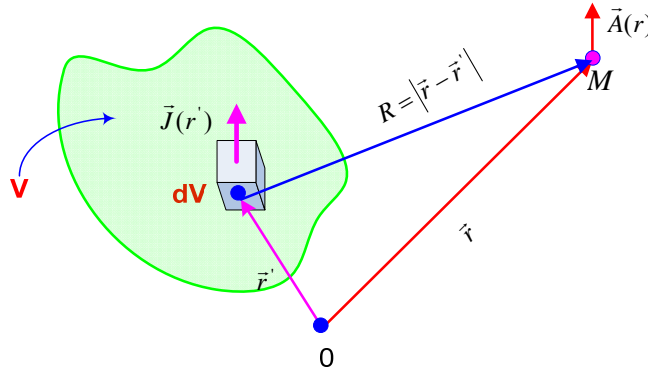
$$\vec{H}(\vec{r}) = \text{rot} \vec{A}(\vec{r}) = \nabla \times \vec{A}(\vec{r}) \quad (2.12)$$

Theo (2.8), khi xét không gian không có nguồn, tức là ở vị trí r mà  $\vec{J}(\vec{r}) = 0$ :

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}) = j\omega\epsilon\vec{E}(\vec{r}) \quad (2.13)$$

Suy ra:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{\nabla \times \vec{H}(\vec{r})}{j\omega\epsilon} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times (\nabla \times \vec{A}(\vec{r})) \quad (2.14)$$



**Hình 2.3: Thế vector được tạo bởi nguồn phân bố trong thể tích V**

Nếu dòng điện phân bố trên mặt S thì ta có:

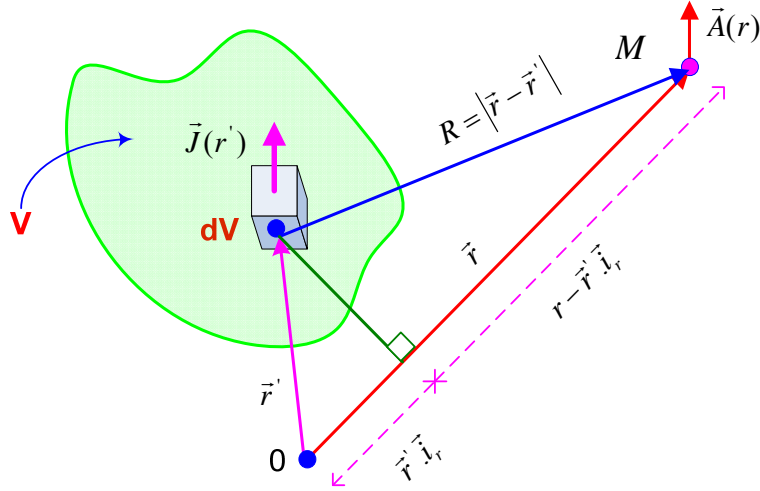
$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS \quad (2.15)$$

Nếu dòng điện được phân bố trên đường cong L:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_L \vec{I}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl \quad (2.16)$$

## 2.3 TRƯỜNG ĐIỆN TỪ Ở VÙNG XA ĐƯỢC TẠO BỞI NGUỒN BẤT KỲ

Xét một khối thể tích  $V$  bất kỳ có phân bố dòng  $\vec{J}(\vec{r})$  với  $r$  là khoảng cách từ gốc tọa độ đến nguồn. Ta khảo sát trường do  $V$  gây ra tại  $M$  ở rất xa so với nguồn. Nghĩa là với  $\vec{J}(\vec{r})$  đã biết chúng ta cần tìm  $\vec{E}(\vec{r})$  và  $\vec{H}(\vec{r})$ .



Hình 2.4: Trường điện từ ở vùng xa được tạo bởi nguồn bất kỳ

Thế vector:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV$$

Xét trường ở vùng xa;  $r$  rất lớn so với  $r'$  ( $r \gg r'$ );  $r \gg 1$ ;  $r \gg D$  ( $D$ : khoảng cách lớn nhất giữa 2 điểm bất kỳ trên  $V$ ),  $r \gg \pi D^2/\lambda$ . Ta có thể xấp xỉ các giá trị tính toán như sau:

Ở mẫu số:  $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r$

Ở số mũ:  $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - \vec{r}' \cdot \vec{r}_r$

Lúc này thế vector  $\vec{A}(\vec{r})$  được viết lại:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk(r - \vec{r}' \cdot \vec{r}_r)}}{r} dV = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') e^{jk\vec{r}' \cdot \vec{r}_r} dV$$

Từ (2.14):  $\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times (\nabla \times \vec{A}(\vec{r}))$ . Ở vùng xa theo lý thuyết sóng phẳng, ta xấp xỉ  $\nabla \rightarrow -jk\vec{i}_r$  nên:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[ -jk\vec{i}_r \times \left( -jk\vec{i}_r \times \vec{A}(\vec{r}) \right) \right] \quad (2.17)$$

Mà:  $\vec{A} \times (\vec{B} \times \vec{C}) = (\vec{A}\vec{C})\vec{B} - (\vec{A}\vec{B})\vec{C}$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[ -k^2 \left( \vec{i}_r \vec{A}(\vec{r}) \right) \vec{i}_r + k^2 \vec{A}(\vec{r}) \right] = \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \left[ \vec{A}(\vec{r}) - \left( \vec{i}_r \vec{A}(\vec{r}) \right) \vec{i}_r \right] \quad (2.18)$$

Trong hệ tọa độ cực:  $\vec{A}(\vec{r}) = A_r \vec{i}_r + A_\theta \vec{i}_\theta + A_\phi \vec{i}_\phi$ :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \left[ A_\theta \vec{i}_\theta + A_\phi \vec{i}_\phi \right] \quad (2.19)$$

Thay  $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu} = 2\pi/\lambda$ :

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \left[ A_\theta \vec{i}_\theta + A_\phi \vec{i}_\phi \right] \quad (2.20)$$

$\vec{H}(\vec{r})$  được tìm từ cường độ điện trường theo biểu thức:

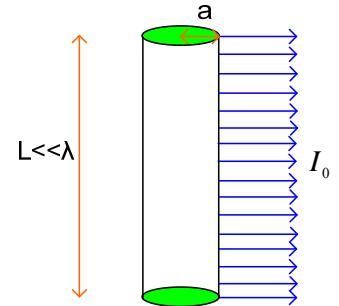
$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} \left[ \vec{i}_r \times \vec{E}(\vec{r}) \right] \quad (2.21)$$

## 2.4 DIPOLE HERTZ

### 2.4.1 Định nghĩa

Dipole Hertz là phần tử dẫn điện rất mảnh có bán kính  $a \ll \lambda$  và  $L \ll \lambda$ , trên đó có dòng điện mà biên độ và pha ở mọi điểm là như nhau  $I=I_0$ .

Giả sử dipole Hertz được đặt tại gốc tọa độ và dòng chảy theo phương trục  $z$  trong không gian đồng nhất rộng vô hạn. Bây giờ chúng ta xét trường ở vùng xa do anten gây ra tại điểm  $M$ .

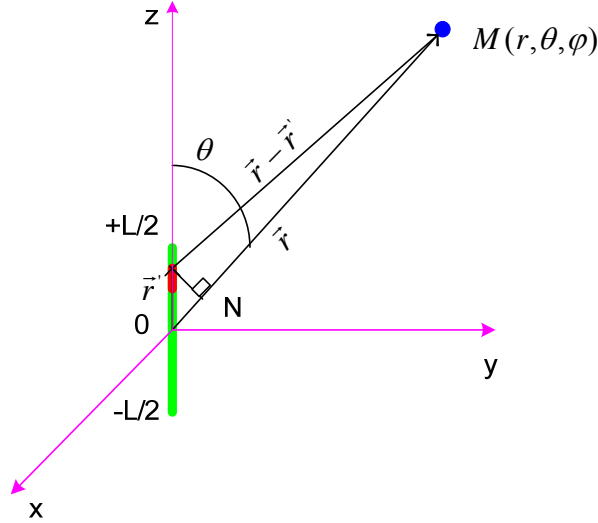


**Hình 2.5: Phân bố dòng trên dipole Hertz**

### 2.4.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

Dòng kích thích có phương trình  $\vec{I}(z) = I_0 \vec{i}_z$ . Vì dòng phân bố trên đường cong  $L$  nên thể vectơ  $\vec{A}(\vec{r})$  được tính là:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_L \vec{I}(z) \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl = \frac{1}{4\pi} I_0 \oint_L \vec{i}_z \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl \quad (2.22)$$



**Hình 2.6: Trường bức xạ bởi dipole Hertz**

Ở mẫu số:  $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r$

Ở số tử:  $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - \vec{r}' \cdot \vec{l}_r = r - z \cos \theta$

Thay  $dl=dz$ :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} I_0 \vec{l}_z \oint_L \frac{e^{-jkr} e^{jkz \cos \theta}}{r} dz \quad (2.23)$$

Do  $k \cdot z = 2\pi/\lambda \cdot z$  và  $z \ll \lambda$  nên  $kz \rightarrow 0$ .

Suy ra :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} I_0 \vec{l}_z \int_{-L/2}^{L/2} \frac{e^{-jkr}}{r} dz = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \vec{l}_z \quad (2.24)$$

Chuyển  $\vec{A}(\vec{r})$  về hệ tọa độ cầu:

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \theta \\ \sin \varphi & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Từ đó ta tìm được:

$$\begin{cases} A_\theta = -\sin \theta A_z = -\frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin \theta \\ A_\phi = 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

Theo (2.20), (2.21):

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \left[ A_\theta \vec{i}_\theta + A_\varphi \vec{i}_\varphi \right] = j\omega\mu \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{i}_\theta = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{i}_\theta \quad (2.27)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} \left[ \vec{i}_r \times \vec{E}(\vec{r}) \right] = \frac{1}{Z} \left[ \vec{i}_r \times jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{i}_\theta \right] = jk \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{i}_\varphi \quad (2.28)$$

Trường bức xạ của dipole Hertz là trường phân cực thẳng. Với anten được xét dọc theo trục z, điện trường chỉ có 1 thành phần  $E_\theta$  và từ trường chỉ có 1 thành phần  $H_\varphi$ .

### 2.4.3 Các đặc tính bức xạ của dipole Hertz

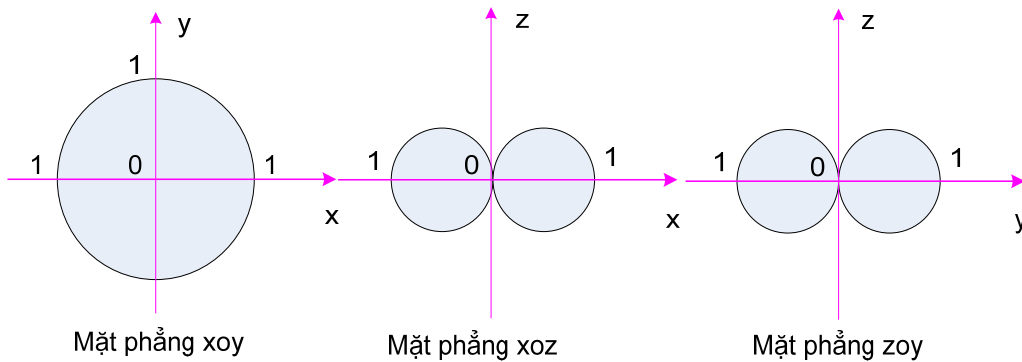
Cường độ trường điện:  $\vec{E}(\vec{r}) = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{i}_\theta$

Suy ra:

$$\begin{cases} F_\theta(\theta, \varphi) = \frac{jkZ}{4\pi} I_0 L \sin\theta \\ F_\varphi(\theta, \varphi) = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

$$\begin{cases} F_n(\theta, \varphi) = \sin\theta \\ U_n(\theta, \varphi) = F_n^2(\theta, \varphi) = \sin^2\theta \end{cases} \quad (2.30)$$

#### a. Đồ thị bức xạ



Hình 2.7: Đồ thị bức xạ của dipole Hertz

#### b. Vector mật độ công suất bức xạ.

$$\vec{W}(\vec{r}) = \frac{1}{2Zr^2} \left[ |F_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |F_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right] \vec{i}_r = \frac{k^2 Z}{32\pi^2 r^2} (I_0 L)^2 \sin^2\theta \vec{i}_r \quad (2.31)$$



**c. Cường độ bức xạ**

$$U(\theta, \varphi) = r^2 |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{k^2 Z}{32\pi^2} (I_0 L)^2 \sin^2 \theta \quad (2.32)$$

$$U(\theta, \varphi) = r^2 |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{(\omega \mu I_0 L)^2}{(4\pi)^2 2Z} \sin^2 \theta \quad (2.33)$$

**d. Công suất bức xạ:**

$$P_R = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{k^2 Z}{32\pi^2} (I_0 L)^2 \sin^2 \theta \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{k^2 Z (I_0 L)^2}{12\pi} \quad (2.34)$$

Suy ra hệ số định hướng:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} = \frac{3}{2} \sin^2 \theta \quad (2.35)$$

**e. Điện trở bức xạ**

$$R_R = \frac{2P_R}{I_0^2} = \frac{k^2 Z L^2}{6\pi} = 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad (2.36)$$

Trong đó:  $k = 2\pi/\lambda$  và  $Z = 120\pi (\Omega)$  trong không gian tự do.

**f. Điện trở tổn hao.**

Gọi bán kính dây anten dipole là  $a$ ; độ dẫn điện riêng là  $\sigma$  thì điện trở bề mặt dây:

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (2.37)$$

Trở kháng dây trên đơn vị dài:

$$R_l = \frac{R_S}{2\pi a} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (2.38)$$

Công suất tiêu hao:

$$P_D = \frac{1}{2} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{R_S}{2\pi a} I_0^2 dz = \frac{R_S}{4\pi a} I_0^2 L \quad (2.39)$$

Từ đó suy ra điện trở tổn hao:

$$R_D = \frac{2P_D}{I_0^2} = \frac{R_S}{2\pi a} L \quad (2.40)$$

**g. Hiệu suất**

$$e = \frac{R_R}{R_R + R_D} \quad (2.41)$$

**Ví dụ 2.1:** Một dipole Hertz có chiều dài  $L = 0,1\text{m}$  làm bằng đồng có độ dẫn điện  $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ , bán kính  $a = 1\text{cm}$  được kích thích bằng dòng  $I_0 = 1\text{A}$  tại tần số 3 MHz. Tính điện trở bức xạ, điện trở tiêu tán và hiệu suất anten.

**Giải:**

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 5,8 \cdot 10^7}} = 4,52 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$R_D = \frac{R_S}{2\pi a} L = \frac{4,52 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 0,01} 0,1 = 7,192 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$R_R = 80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 80\pi^2 \left(\frac{0,1}{3 \cdot 10^8 / 3 \cdot 10^6}\right)^2 = 7,896 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$e = \frac{R_R}{R_R + R_D} = 52,33\%$$

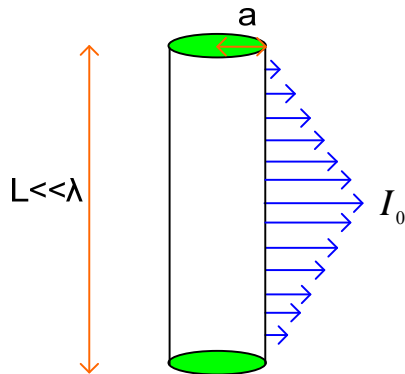
## 2.5 LƯỖNG CỰC NGẮN (SHORT DIPOLE)

### 2.5.1 Định nghĩa

Anten lưỡng cực ngắn là anten có chiều dài  $L \ll \lambda$  với dòng phân bố có dạng:

$$\vec{I}(z) = I_0 \left(1 - \frac{2|z|}{L}\right) \vec{i}_z, |z| \leq L/2 \quad (2.42)$$

Xét anten đặt tại gốc tọa độ dọc trục  $z$ . Tương tự như dipole Hertz, chúng ta khảo sát trường ở vùng xa do anten gây ra tại M.



**Hình 2.8: Phân bố dòng trên short dipole**

### 2.5.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

Giống như dipole Hertz, thế vector được tính như sau:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \vec{I}(z) e^{jkr' \cdot \vec{r}} dz \quad (2.43)$$

$$\text{Mà: } jkr' \cdot \vec{r} = jkz \vec{r}_z \cdot \vec{r} = jkz \cos\theta$$

Do  $|z| \leq L/2$  và  $L \ll \lambda$ :  $|z| \ll \lambda \rightarrow e^{jkr' \cdot \vec{r}} \rightarrow 1$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \left(1 - \frac{2|z|}{L}\right) \vec{r}_z dz \quad (2.44)$$

Hay:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \vec{r}_z = \frac{1}{2} \vec{A}(\vec{r})_{\text{Hertz}} \quad (2.45)$$

Suy ra :

$$\begin{cases} A_\theta = -\sin\theta A_z = -\frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{I_0 L}{2} \sin\theta \\ A_\phi = 0 \end{cases} \quad (2.46)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{2} \vec{E}(\vec{r})_{\text{Hertz}} = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{I_0 L}{2} \sin\theta \vec{r}_\theta \quad (2.47)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} [\vec{r} \times \vec{E}(\vec{r})] = \frac{1}{2} \vec{H}(\vec{r})_{\text{Hertz}} = jk \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{I_0 L}{2} \sin\theta \vec{r}_\phi \quad (2.48)$$

#### a. Mật độ công suất và cường độ bức xạ.

$$\vec{W}(\vec{r}) = \frac{1}{4} \vec{W}(\vec{r})_{\text{Hertz}} \quad (2.49)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{4} U(\theta, \phi)_{\text{Hertz}} \quad (2.50)$$

#### b. Công suất bức xạ.

$$P_R = \frac{1}{4} P_{R\text{Hertz}} \quad (2.51)$$

#### c. Điện trở bức xạ

$$R_R = \frac{1}{4} R_{R\text{Hertz}} \quad (2.52)$$

#### d. Điện trở tổn hao

$$P_D = \frac{1}{2} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{R_S}{2\pi a} I^2(z) dz = \frac{R_S}{12\pi a} I_0^2 L = \frac{1}{3} P_{D\text{Hertz}} \quad (2.53)$$

$$R_D = \frac{R_S L}{6\pi a} = \frac{1}{3} R_{D\text{Hertz}} \quad (2.54)$$

a: bán kính dây anten

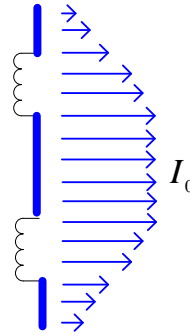
### e. Đồ thị bức xạ

Giống dipole Hertz.

## 2.6 LƯỜNG CỰC CÓ TÀI KHÁNG

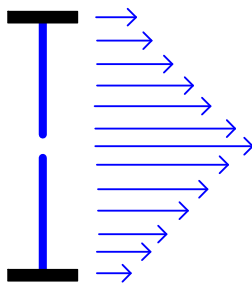
Với sự phân bố dòng trên dipole ngắn (lường cực ngắn) thì  $R_{Rshort} = \frac{1}{4}R_{RHertz}$  trong khi đó dòng trên lưỡng cực ngắn lại nhỏ hơn. Do vậy, để tăng điện trở bức xạ, trong thực tế cấu trúc của nó cần phải được cải tiến để mang phân bố dòng điện càng giống như phân bố dipole Hertz càng tốt. Điều này có thể đạt được bằng các tải cảm hoặc dung hoặc kết hợp cả hai kỹ thuật.

Tải cảm sẽ được tạo ra dòng hằng số cho đến vị trí tải cảm và giảm dần tuyến tính từ tải cảm đến đầu cuối của dipole.

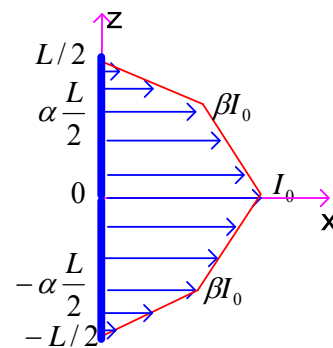


**Hình 2.9: Phân bố dòng trên trên anten có tải cảm**

Tải dung sẽ tạo ra dòng có dạng tam giác và không bằng không tại các đầu cuối của dipole.



**Hình 2.10: Phân bố dòng trên trên anten có tải dung**



**Hình 2.11: Anten có phân bố dòng tải kháng**

Xét anten có phân bố dòng như **Hình 2.11**.

### 2.6.1 Phân bố dòng phụ thuộc vào $(\alpha, \beta)$

$$I(z) = \begin{cases} I_0 \left(1 - \frac{2(1-\beta)|z|}{\alpha L}\right) & |z| \leq \alpha L/2 \\ I_0 \left(\frac{\beta}{1-\alpha} - \frac{2\beta|z|}{L(1-\alpha)}\right) & \alpha L/2 \leq |z| \leq L/2 \\ 0 & \text{khác} \end{cases} \quad (2.55)$$

### 2.6.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \vec{I}(z) dz \quad (2.56)$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{(\alpha+\beta)}{2} I_0 L \vec{t}_z = \frac{\alpha+\beta}{2} \vec{A}(\vec{r})_{\text{Hertz}} \quad (2.57)$$

$$\begin{cases} A_\theta = -\sin\theta A_z = -\frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{1}{2} (\alpha+\beta) I_0 L \sin\theta \\ A_\varphi = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{\alpha+\beta}{2} \vec{E}(\vec{r})_{\text{Hertz}} = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{(\alpha+\beta)}{2} I_0 L \sin\theta \vec{t}_\theta \quad (2.59)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} [\vec{t}_r \times \vec{E}(\vec{r})] = \frac{\alpha+\beta}{2} \vec{H}(\vec{r})_{\text{Hertz}} = jk \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \frac{(\alpha+\beta)}{2} I_0 L \sin\theta \vec{t}_\varphi \quad (2.60)$$

Suy ra:

$$\vec{W}(\vec{r}) = \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)^2 \vec{W}(\vec{r})_{\text{Hertz}} \quad (2.61)$$

$$U(\theta, \varphi) = \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)^2 U(\theta, \varphi)_{\text{Hertz}} \quad (2.62)$$

$$P_R = \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)^2 P_{R\text{Hertz}} \quad (2.63)$$

$$R_R = \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)^2 R_{R\text{Hertz}} \quad (2.64)$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{3}{2} \sin^2\theta \text{ không đổi} \quad (2.65)$$

## 2.7 LƯỠNG CỰC CÓ CHIỀU DÀI HỮU HẠN

### 2.7.1 Định nghĩa

Là lưỡng cực có chiều dài  $L$  có thể so sánh với bước sóng  $\lambda$  và có phân bố dòng trên anten như sau:

$$\vec{I}(z) = I_0 \sin \left[ k \left( \frac{L}{2} - |z| \right) \right] \vec{t}_z, |z| \leq L/2 \quad (2.66)$$

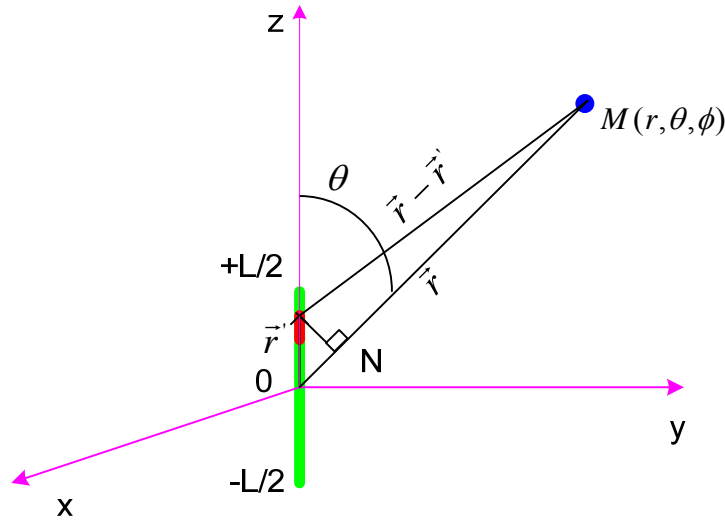
### 2.7.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \sin \left[ k \left( \frac{L}{2} - |z| \right) \right] e^{jkz \cos \theta} \vec{t}_z dz \quad (2.67)$$

Chú ý:  $kz \cos \theta$  không thể  $\approx 0$  do  $L$  có thể so sánh với  $\lambda$ .

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \frac{2}{k} \frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \vec{t}_z \quad (2.68)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \frac{2}{k} \frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \sin \theta \vec{i}_\theta \quad (2.69)$$



Hình 2.12: Lưỡng cực có chiều dài hữu hạn

**Nhận xét:**

Chúng ta thấy rằng  $\vec{E}(\vec{r})$  gồm có hai thành phần:

Thành phần thứ nhất:  $jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \sin \theta \vec{t}_\theta = \vec{E}(\vec{r})_{Hertz}$

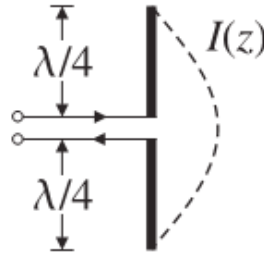
Thành phần thứ hai:  $\frac{2}{k} \frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin^2 \theta} = \text{Array Factor}$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}(\vec{r})_{Hertz} \cdot \text{Array Factor} \quad (2.70)$$

Cường độ bức xạ:

$$U(\theta, \varphi) = \frac{1}{2Z} \left( \frac{kZ}{4\pi} \right)^2 \sin^2 \theta I_0^2 \left( \frac{2}{k} \right)^2 \left[ \frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \right]^2 \quad (2.71)$$

### 2.7.3 Xét Anten có chiều dài $L = \lambda/2$ (anten nửa sóng)



**Hình 2.13: Anten nửa sóng**

Dòng cấp cho anten có phân bố:

$$\vec{I}(z) = I_0 \cos(kz) \vec{i}_z \quad (2.72)$$

Và cường độ trường điện:

$$\vec{E}(\vec{r}) = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{2\pi} I_0 \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \vec{i}_\theta \quad (2.73)$$

$$U(\theta, \varphi) = I_0^2 \frac{Z}{8\pi^2} \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2.74)$$

$$P_R = \iint_{\Omega} U(\theta, \varphi) d\Omega = 7,6581 I_0^2 \frac{Z}{8\pi^2} \quad (2.75)$$

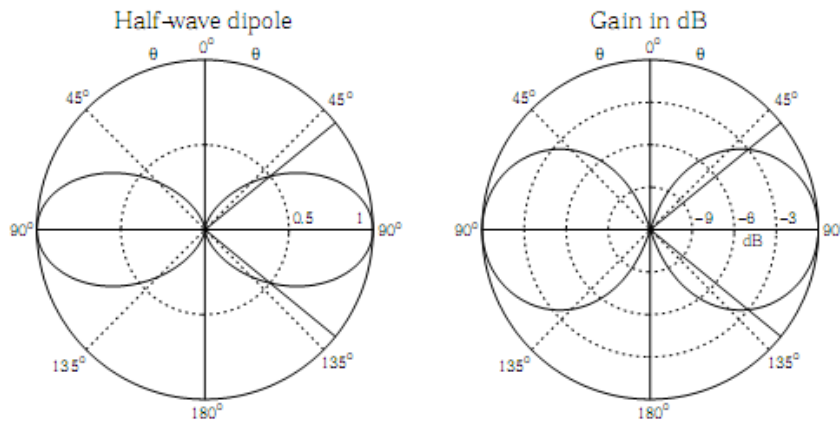
$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} = \frac{4}{2,435} \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2.76)$$

$$D = D(\theta, \varphi)_{\max} = 1,643 \text{ khi } \theta = \pi/2 \quad (2.77)$$

$$U(\theta, \varphi)_{\max} = I_0^2 \frac{Z}{8\pi^2} \quad (2.78)$$

$$R_R = \frac{2P_R}{I_0^2} = 7,6581 \frac{2Z}{8\pi^2} \approx 73 (\Omega) \quad (2.79)$$

$$Z_A = 73 + j42,5 (\Omega) \quad (2.80)$$



**Hình 2.14: Góc khối của chùm tia bức xạ anten nửa sóng**

## 2.8 CÁC NGUỒN ANTEN DÂY (BỨC XẠ THẲNG)

### 2.8.1 Định nghĩa

Là nguồn có chiều dài  $L$  và phân bố dòng như sau:

$$\vec{I}(z) = I_0 e^{jk_0 z} \vec{l}_z \quad (2.81)$$

$k_0$ : hằng số bất kỳ.

$e^{jk_0 z}$  là pha của dòng cấp cho anten.

Biên độ của dòng là  $I_0 = \text{const.}$

Pha thay đổi theo chiều dài anten.

### 2.8.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \vec{I}(z) e^{jkz \cos \theta} dz \quad (2.82)$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 e^{jk_0 z} \vec{l}_z e^{jkz \cos \theta} dz = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \int_{-L/2}^{L/2} e^{j(k_0 + k \cos \theta)z} dz \vec{l}_z \quad (2.83)$$

Tính tích phân ta được:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \frac{\sin \Psi}{\Psi} \vec{l}_z \quad (2.84)$$

Trong đó:

$$\Psi = (k \cos \theta + k_0) \frac{L}{2} \quad (2.85)$$

Suy ra:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \underbrace{jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin \theta \vec{l}_\theta}_{\vec{E}(\vec{r})_{\text{Hertz}}} \underbrace{\frac{\sin \Psi}{\Psi}}_{\text{ArrayFactor}} \quad (2.86)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} [\vec{l}_r \times \vec{E}(\vec{r})] \quad (2.87)$$

### 2.8.3 Các đặc trưng bức xạ

$$U(\theta, \varphi) = r^2 |\vec{W}(\vec{r})| = \frac{1}{2Z} \left( \frac{kZ}{4\pi} I_0 L \right)^2 \left( \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right)^2 \sin^2 \theta \quad (2.88)$$



$$U_n(\theta, \varphi) = \left( \frac{\sin \Psi}{\Psi} \sin \theta \right)^2 \quad (2.89)$$

Nhận xét:

- Khi  $L$  tăng  $\rightarrow$  HPBW giảm (do số búp phụ tăng).
- Khi  $k_0$  thay đổi thì hướng bức xạ cực đại cũng thay đổi theo.
- Khi  $k_0 = 0$ :  $HPBW = \frac{0,886\lambda}{L}$ .

## 2.9 ANTEN VÒNG TRÒN KÍCH THƯỚC BÉ

### 2.9.1 Định nghĩa

Là một vòng dây dẫn có bán kính  $a \ll \lambda$ ; trên đó có phân bố dòng  $\vec{I} = I_0 \vec{t}_\varphi$ . Giả sử dòng chạy ngược kim đồng hồ.

### 2.9.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

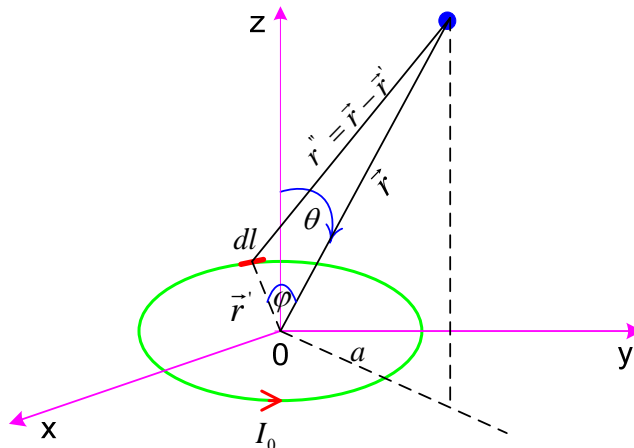
$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_L \vec{I}(z) \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl \quad (2.90)$$

Ta có:

$$r'' = |\vec{r} - \vec{r}'| \approx \sqrt{|\vec{r}|^2 + |\vec{r}'|^2 - 2|\vec{r}||\vec{r}'|\cos\varphi} \quad (2.91)$$

Tính tích phân trên toàn vòng dây ta được:

$$\vec{A}(\vec{r}) = jk\pi a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) \sin\theta \vec{t}_\varphi \quad (2.92)$$



Hình 2.15: Anten vòng dây tròn

Khi  $r$  đủ lớn:  $1/jkr \rightarrow 0$  nên:

$$\vec{A}(\vec{r}) = jk\pi a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sin\theta \vec{t}_\varphi \quad (2.93)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu[A_\theta \vec{t}_\theta + A_\varphi \vec{t}_\varphi] = \omega\mu k\pi a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \sin\theta \vec{t}_\varphi \quad (2.94)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = k^2 Z\pi a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \sin\theta \vec{t}_\varphi \quad (2.95)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = k^2 \pi a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \sin\theta \vec{t}_\theta \quad (2.96)$$

### 2.9.3 Đặc trưng bức xạ

$$U_n(\theta, \varphi) = \sin^2\theta \quad (2.97)$$

$$U(\theta, \varphi) = \frac{k^4 Z^2}{32Z\pi^2} (\pi a^2 I_0)^2 \sin^2\theta \quad (2.98)$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{3}{2} \sin^2\theta \quad (2.99)$$

$$P_R = 10(k^2 \pi a^2 I_0)^2 \quad (2.100)$$

$$R_R = 31200 \left( \frac{\pi a^2}{\lambda^2} \right)^2 \quad (2.101)$$

## 2.10 CÁC MẶT PHẪNG ĐẤT VÀ CÁC ĐƠN CỰC (GROUND PLANES AND MONOPOLES)

### 2.10.1 Đặt vấn đề

Ở các phần trước chúng ta chỉ xem xét trường bức xạ của anten trong không gian tự do mà không quan tâm đến vị trí anten. Trong thực tế, anten được đặt trên mặt phẳng dẫn điện như trên mặt đất. Trường bức xạ được tạo bởi anten đến mặt phẳng đất và phản xạ lại trong nửa mặt phẳng  $Z > 0$ . Do vậy sẽ không có trường thẩm thấu vào nửa mặt phẳng  $Z < 0$ . Theo lý thuyết ảnh thì các nguồn được bức xạ của một tập nguồn sơ cấp đặt trên mặt phẳng dẫn điện lý tưởng giống như trường được phát bởi các nguồn sơ cấp cộng với ảnh của nó. Ảnh hưởng của dòng thứ cấp làm cho mật độ công suất, điện trở bức xạ và trở kháng vào của anten bị thay đổi do tổn hao trong đất làm giảm hiệu suất của anten. Ảnh hưởng này rất phức tạp, để đơn giản ta coi mặt đất là mặt phẳng dẫn điện lý tưởng.

## 2.10.2 Bài toán

Tìm trường bức xạ do một anten đơn cực đặt trên mặt đất dẫn được lý tưởng tại một điểm cách anten là  $r$ .

Để xác định trường, ta dùng phương pháp ảnh gương, thay thế ảnh hưởng của mặt đất bằng một anten ảnh của anten thật qua mặt phẳng dẫn điện, dòng điện của anten ảnh này có biên độ và pha như thế nào đó để trường tổng tạo bởi anten thật và anten ảnh cũng giống như trường tạo bởi anten thật và dòng thứ cấp. Đồng thời các vector trường tổng phải thỏa mãn điều kiện bờ trên bề mặt dẫn lý tưởng (có thành phần tiếp tuyến bằng 0). Muốn vậy, dòng điện ảnh phải có biên độ bằng biên độ của dòng điện anten thật, còn pha của nó so với pha của dòng trên anten thật sẽ tùy thuộc hướng anten thật so với mặt phản xạ.

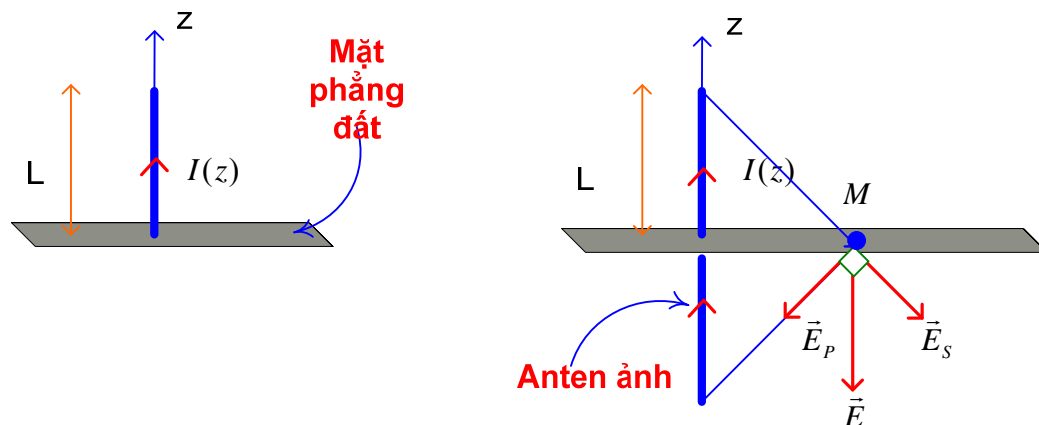
Ta lần lượt xét các anten đơn cực trên mặt đất như sau:

### **Anten đặt thẳng đứng trên mặt đất:**

Gọi  $M$  là của đường sức điện của anten thật và mặt phẳng dẫn điện. Tại  $M$  để thỏa mãn điều kiện trên mặt dẫn lý tưởng thì thành phần tiếp tuyến của điện trường do anten ảnh tạo ra phải có phân bố như thế nào đó để chúng triệt tiêu với thành phần tiếp tuyến của điện trường do anten thật tạo ra.

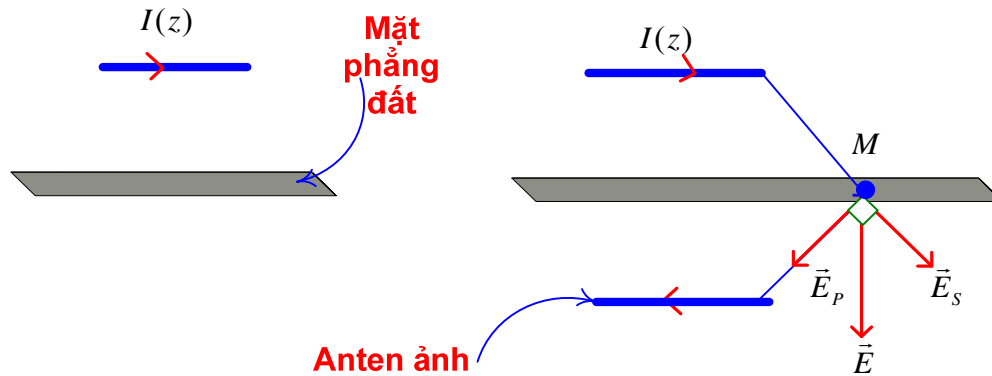
Như vậy; dòng anten ảnh có:  $\begin{cases} \text{biên độ} = \text{biên độ dòng điện anten thật} \\ \text{pha: ngược pha với anten thật} \end{cases}$

Nghĩa là anten ảnh phải có kích thước bằng anten thật đặt đối xứng qua mặt đất và dòng điện trên đó cùng chiều với dòng điện anten thật.

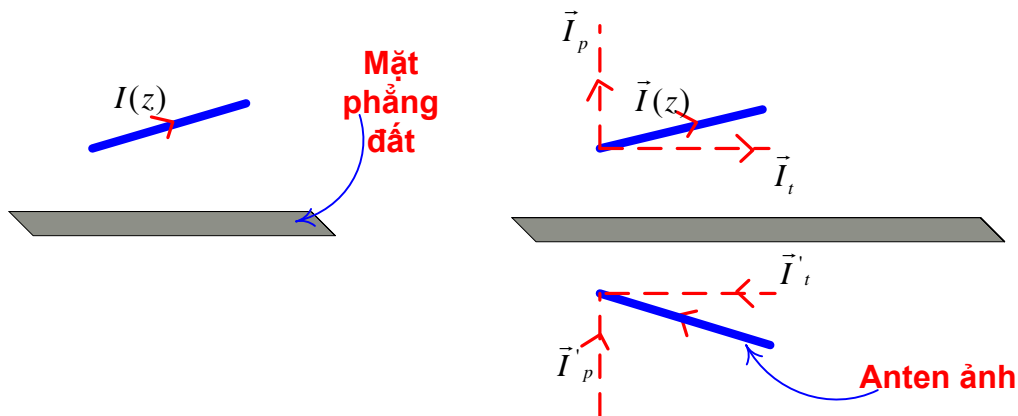


**Hình 2.16: Monopole đặt thẳng đứng trên mặt đất.**

### Anten nằm ngang trên mặt đất:



**Hình 2.17: Monopole đặt nằm ngang trên mặt đất.**



**Hình 2.18: Monopole đặt nằm xiên trên mặt đất.**

Để tại điểm M cường độ điện trường chỉ có thành phần pháp tuyến thì Anten ảnh phải có kích thước giống Anten thật đặt đối xứng qua mặt đất. Dòng qua Anten ảnh phải ngược chiều với dòng qua Anten thật.

### Anten đặt xiên trên mặt đất:

Ta phân tích dòng trên Anten thật thành 2 thành phần thẳng đứng và nằm ngang; từ đó áp dụng ảnh gương cho từng thành phần.

### Trường bức xạ:

Xét một Anten Monopole dài  $L$  đặt thẳng đứng trên mặt phẳng dẫn điện lý tưởng. Dùng phương pháp ảnh gương tìm trường do Anten monopole gây ra và đúng bằng trường do Anten dipole dài  $2L$  gây ra trong không gian (**Hình 2.16**).

- Cường độ điện trường:

$$\vec{E}(\vec{r})_{MonopoleL} = \vec{E}(\vec{r})_{Dipole2L} \quad (2.102)$$

- Cường độ bức xạ:

$$U(\theta, \varphi)_{MonopoleL} = \frac{|\vec{E}(\vec{r})_{MonopoleL}|^2}{2Z} = U(\theta, \varphi)_{Dipole2L} \quad (2.103)$$

- Công suất bức xạ:

$$P_{R\_MonopoleL} = \oint_{S/2} U(\theta, \varphi)_{MonopoleL} d\Omega = \frac{1}{2} P_{R\_Dipole2L} \quad (2.104)$$

- Hệ số định hướng:

$$D(\theta, \varphi)_{MonopoleL} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)_{MonopoleL}}{P_{R\_MonopoleL}} = 2D(\theta, \varphi)_{Dipole2L} \quad (2.105)$$

- Điện trở bức xạ

$$R_{R\_MonopoleL} = \frac{2P_{R\_MonopoleL}}{I_0^2} = \frac{1}{2} R_{R\_Dipole2L} \quad (2.106)$$

**Ví dụ 2.2:** Cho 1 anten đơn cực dài  $L = \lambda/4$  được đặt trên mặt đất dẫn điện lý tưởng không tổn hao có biên độ dòng ngõ vào là  $I_0 = 1A$  có phân bố theo phương trình  $I(z) = I_0 \sin[k(L - z)]$ . Cho điện dẫn của anten là  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ , bán kính anten  $a = 0,5 \text{ cm}$  và tần số công tác  $300\text{MHz}$ . Tính trở kháng ngõ vào, cường độ bức xạ và công suất tổn hao.

### **Giải:**

Trường bức xạ anten Monopole

$$\vec{E}(\vec{r})_{Monopole\lambda/4} = \vec{E}(\vec{r})_{Dipole\lambda/2} = \frac{jZ}{2\pi} I_0 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos\theta)}{\sin\theta} \vec{t}_\theta$$

Suy ra cường độ bức xạ anten Monopole:

$$U(\theta, \varphi)_{Monopole\lambda/4} = U(\theta, \varphi)_{Dipole\lambda/2} = I_0^2 \frac{Z}{\pi^2} \left[ \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos\theta)}{\sin\theta} \right]^2$$

$$Z_{A\_Monopole\lambda/4} = \frac{1}{2} Z_{A\_Dipole\lambda/2} = 0,5(73 + j42,5)(\Omega)$$

Điện trở bề mặt dây:

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{2,5 \cdot 8 \cdot 10^7}} = 4,52 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Trở kháng dây trên đơn vị dài:

$$R_l = \frac{R_S}{2\pi a} = \frac{4,52 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 0,5 \cdot 10^{-2}} = 0,144 \Omega/m$$

Công suất tiêu hao:

$$P_D = \frac{1}{2} \int_{-L/2}^{L/2} R_l I^2(z) dz$$

Thay dòng điện  $I(z) = I_0 \sin[k(L - z)] = \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{\lambda}{4} - z\right)\right] = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi z}{\lambda}\right)$

$$P_D = \frac{1}{2} R_l \int_{-L/2}^{L/2} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi z}{\lambda}\right) dz = \frac{1}{2} R_l \int_{-L/2}^{L/2} \cos^2\left(\frac{2\pi z}{\lambda}\right) dz = 1,47 \cdot 10^{-2} (W)$$

## TÓM TẮT

Trong bài này, người học tìm hiểu được cách tính trường bức xạ do anten bằng cách giải hệ phương trình Maxwell.

Các anten cơ bản được giới thiệu trong bài này bao gồm các lưỡng cực (dipole Hertz, dipole ngắn, dipole tải kháng, dipole có chiều dài so sánh được với bước sóng), các nguồn anten dây, anten vòng dây tròn.

Các thông số tính toán của các anten trên bao gồm thế vector  $\vec{A}$ , cường độ điện trường  $\vec{E}$ , cường độ từ trường  $\vec{H}$  và các đặc trưng bức xạ của anten (công suất bức xạ, điện trở bức xạ, hệ số hướng tính, hiệu suất).

## CÂU HỎI ÔN TẬP

**Câu 1:** Một monopole dài  $L = \lambda/4$  hoạt động tại tần số 300 MHz, dòng vào anten là 1A và hiệu suất 75%. Tính:

- Trở kháng vào của anten.
- Công suất bức xạ.
- Độ lợi anten.

**Câu 2:** Một anten dipole dài  $0,5\lambda$  làm việc tại tần số 30 MHz, dòng vào 0,5 A. Đặt hai cuộn cảm đủ lớn vào giữa mỗi nhánh của anten. Xác định điện trở bức xạ và hệ số định hướng của anten.

Một dipole Hertz có chiều dài  $L = 0,05\lambda$  làm bằng đồng có độ dẫn điện  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$  S/m, bán kính  $a = 2\text{cm}$  được kích thích bằng dòng  $I_0 = 1\text{A}$  tại tần số 30 MHz. Hằng số từ thẩm  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

**Câu 3:** Điện trở bức xạ của anten là:

- A.  $0,157 \Omega$       B.  $0,0157 \Omega$       C.  $0,0197 \Omega$       D.  $0,078 \Omega$

**Câu 4:** Điện trở tổn hao của anten là:

- A.  $1,57 \cdot 10^{-4} \Omega$     B.  $0,57 \cdot 10^{-4} \Omega$     C.  $0,057 \Omega$       D.  $0,57 \cdot 10^{-3} \Omega$

**Câu 5:** Hiệu suất của anten là:

- A. 97,2%      B. 52,2%      C. 69,5%      D. 71,3%

**Câu 6:** Công suất bức xạ của anten là:

- A. 0,01W      B. 0,1W      C. 0,05W      D. 0,2W

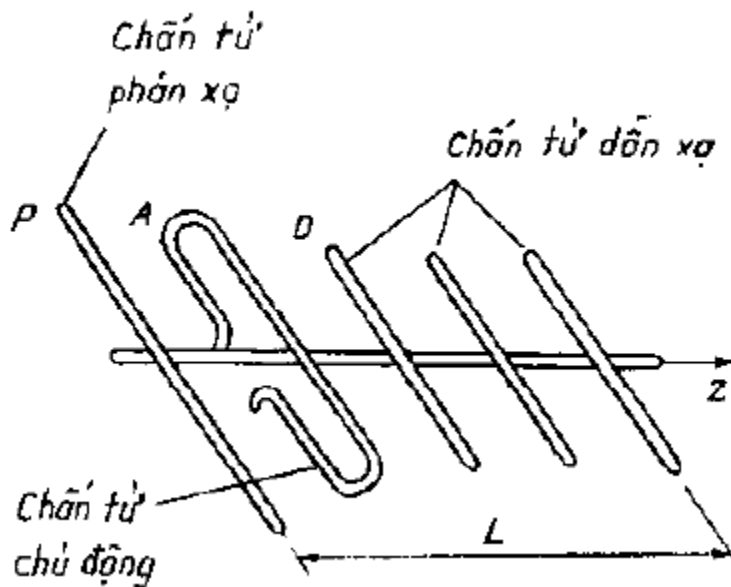
## BÀI 3: CÁC ANTEN CƠ BẢN

Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- Biết cấu trúc một số anten cơ bản.
- Tính toán trường bức xạ của các anten cơ bản.

### 3.1 ANTEN YAGI - UDA

Anten Yagi – Uda gồm một chấn tử chủ động (feed), thường là chấn tử nửa sóng, một chấn tử phản xạ (reflector) và một số chấn tử dẫn xạ (director).



Hình 3.1: Hình dạng của anten Yagi - Uda

Xét một anten đơn giản gồm một chấn tử chủ động A, một chấn tử phản xạ F và một chấn tử dẫn xạ D. Chấn tử chủ động được nối với một máy phát cao tần. Do trường bức xạ từ A, trong P và D sẽ có dòng điện cảm ứng và các chấn tử này sẽ bức xạ thứ cấp. Nếu chọn độ dài của P và khoảng cách từ A đến P thích hợp thì P trở



thành chấn tử phản xạ của A. Khi đó, năng lượng bức xạ của cặp A-P sẽ giảm theo hướng về phía P và tăng cường theo hướng ngược lại. Tương tự, nếu chọn độ dài của D và khoảng cách từ A đến D thích hợp thì D trở thành chấn tử dẫn xạ của A, năng lượng bức xạ của cặp A-D sẽ tập trung theo hướng về phía D và giảm theo hướng ngược lại. Kết quả là năng lượng bức xạ của hệ thống sẽ tập trung về một phía, hình thành kênh dẫn sóng dọc theo trục anten, hướng từ chấn tử phản xạ về chấn tử dẫn xạ.

Quan hệ giữa dòng điện trong chấn tử chủ động ( $I_1$ ) và dòng điện trong chấn tử thụ động ( $I_2$ ):

$$\frac{I_2}{I_1} = ae^{j\psi} \quad (3.1)$$

Bằng cách thay đổi độ dài chấn tử thụ động, có thể biến đổi độ  $a$  và  $\psi$ , càng tăng khoảng cách  $d$  thì biên độ dòng chấn tử thụ động càng giảm. Tính toán cho thấy với  $d = (0,1 \div 0,25)\lambda$ , điện kháng của chấn tử thụ động mang tính cảm kháng,  $I_2$  sớm pha so với  $I_1$ . Trong trường hợp này, chấn tử thụ động trở thành chấn tử phản xạ. Ngược lại khi điện kháng của chấn tử thụ động mang tính dung kháng,  $I_2$  trễ pha so với  $I_1$ , chấn tử thụ động trở thành chấn tử dẫn xạ. Trong thực tế, việc thay đổi điện kháng thực hiện bằng cách thay đổi độ dài chấn tử: chấn tử phản xạ thường có độ dài  $> 0,5\lambda$  còn chấn tử dẫn xạ  $< 0,5\lambda$ .

Thông thường trong anten Yagi chỉ có một chấn tử phản xạ do trường bức xạ về hướng ngược lại đã bị chấn tử này làm yếu đáng kể nên nếu đặt thêm một chấn tử phía sau thì dòng kích thích của chấn tử phản xạ thứ hai sẽ rất yếu.

Trong khi đó, số lượng anten dẫn xạ có thể lớn do bức xạ của anten được hướng về phía các chấn tử dẫn xạ nên chúng được kích thích với cường độ mạnh. Số chấn tử dẫn xạ có thể từ 2 – 10, đôi khi có thể lớn hơn. Khoảng cách giữa chấn tử dẫn xạ đầu tiên với chấn tử chủ động cũng như giữa các chấn tử dẫn xạ trong khoảng từ  $(0,1 \div 0,35)\lambda$ .

Để có hệ số định hướng cực đại theo hướng bức xạ chính, kích thước của các chấn tử dẫn xạ và khoảng cách giữa chúng cần được lựa chọn thích hợp sao cho đạt được quan hệ tốt nhất của các dòng điện trong các chấn tử: tương đối đồng đều về biên độ

và chậm dần về pha khi di chuyển dọc theo trục anten. Khi đó, trường bức xạ tổng của các chấn tử sẽ tăng cường theo hướng của các chấn tử dẫn xạ và giảm theo các hướng khác.

Tổng trường của toàn bộ anten mảng Yagi-Uda thu được bằng cách tổng hợp các đóng góp của mỗi chấn tử. Vùng điện trường xa được tạo bởi M mode của n chấn tử, định hướng song song với trục z được cho bởi công thức.

$$E_{\theta n} \cong -j\omega A_{\theta n} \quad (3.2)$$

$$A_{\theta n} \cong -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jk(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z'_n \cos \theta)} dz'_n \cong$$

$$-\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \left[ e^{jk(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)} \int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos \theta} dz'_n \right] \quad (3.3)$$

Trong đó  $x_n$  và  $y_n$  là vị trí của chấn tử n. Kể đó tổng trường thu được bằng cách tổng hợp đóng góp của mỗi chấn tử trong tổng N chấn tử, và có thể được viết như sau:

$$E_{\theta} = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\omega A_{\theta} \quad (3.4)$$

$$A_{\theta} = \sum_{n=1}^N A_{\theta n} = \frac{-\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)} \times \right.$$

$$\left. \left[ \int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos \theta} dz'_n \right] \right\} \quad (3.5)$$

Tích phân cuối của (3.5) có thể được viết như sau:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos \theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_{-l_n/2}^{+l_n/2} \cos \left[ \frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] e^{jkz'_n \cos \theta} dz'_n \quad (3.6)$$

Cosin là một hàm chẵn, nên:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos \theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_0^{+l_n/2} 2 \cos \left[ \frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] \times$$

$$\left[ \frac{e^{jkz'_n \cos \theta} + e^{-jkz'_n \cos \theta}}{2} \right] dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_0^{+l_n/2} 2 \cos \left[ \frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] \times \cos(kz'_n \cos \theta) dz'_n \quad (3.7)$$

Sử dụng công thức lượng giác:  $2 \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)$ , (3.7) có thể viết lại như sau:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ \int_0^{+l_n/2} \cos \left[ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos\theta \right] z'_n dz'_n + \int_0^{+l_n/2} \cos \left[ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos\theta \right] z'_n dz'_n \right\} \quad (3.8)$$

Ta có:

$$\int_0^{\alpha/2} \cos[(b \mp c)z] dz = \frac{\alpha \sin\left[(b \mp c)\frac{\alpha}{2}\right]}{2(b \mp c)\frac{\alpha}{2}} \quad (3.9)$$

Thay (3.9) vào (3.8):

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[ \frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{l_n}{2} \quad (3.10)$$

$$Z^+ = \left[ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos\theta \right] \frac{l_n}{2} \quad (3.11)$$

$$Z^- = \left[ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos\theta \right] \frac{l_n}{2} \quad (3.12)$$

Do đó, tổng trường theo (3.4) và (3.5) được viết lại như sau:

$$E_\theta = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\omega A \quad (3.13)$$

$$A_\theta = \sum_{n=1}^N A_{\theta n} = -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\varphi + y_n \sin\theta \sin\varphi)} \times \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[ \frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \right\} \frac{l_n}{2} \quad (3.14)$$

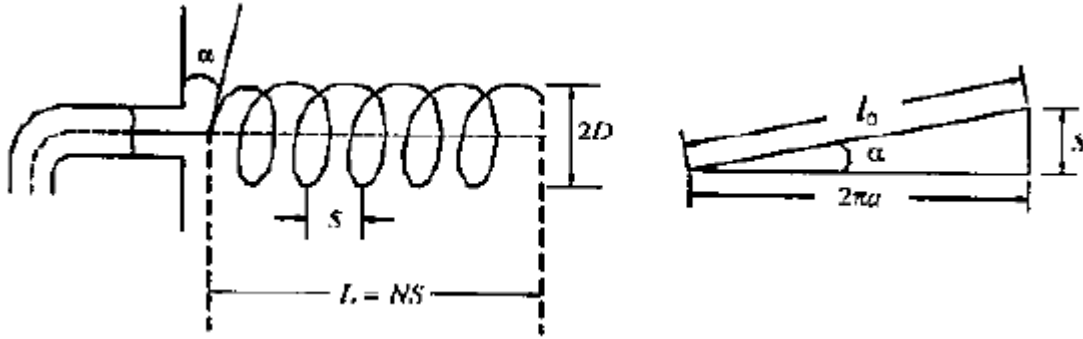
## 3.2 ANTEN HELIX (XOẮN)

Anten xoắn là anten có phần tử bức xạ cơ bản là các vòng dây dẫn có dòng điện sóng chạy. Anten xoắn thường được sử dụng trong dải sóng cực ngắn.

### 3.2.1 Anten xoắn trụ

Kết cấu anten gồm một đường dây xoắn dẫn điện và một màn chắn kim loại. Thông thường anten kết nối với feeder đồng trục, lõi của feeder nối với đường dây xoắn, vỏ nối với màn kim loại. Màn kim loại vừa có tác dụng ngăn dòng điện chạy ra mặt ngoài feeder, vừa có tác dụng phản xạ, làm giảm bức xạ ngược của anten. Các

thông số hình học của anten là bán kính  $a$ , bước xoắn  $s$  (hay độ dài  $l_0$  của mỗi vòng xoắn và góc xoắn  $\alpha$ ), số vòng  $N$ .



Hình 3.2: Cấu trúc hình học của anten xoắn trụ

Trong trường hợp tổng quát, trên đường dây xoắn trụ có thể tồn tại đồng thời một số dạng sóng dòng điện với biên độ khác nhau và số chu kỳ trên một vòng xoắn khác nhau. Mỗi sóng lan truyền trên dây dẫn với vận tốc pha và hệ số suy giảm nhất định. Tuy nhiên, với mỗi anten có kích thước nhất định thì chỉ có một dạng sóng đóng vai trò chủ yếu đối với hàm phương hướng của anten. Dạng sóng này phụ thuộc vào kích thước tương đối của vòng xoắn so với bước sóng. Ta ký hiệu  $T_q$  là các dạng sóng và  $v_q$  là vận tốc pha tương ứng.

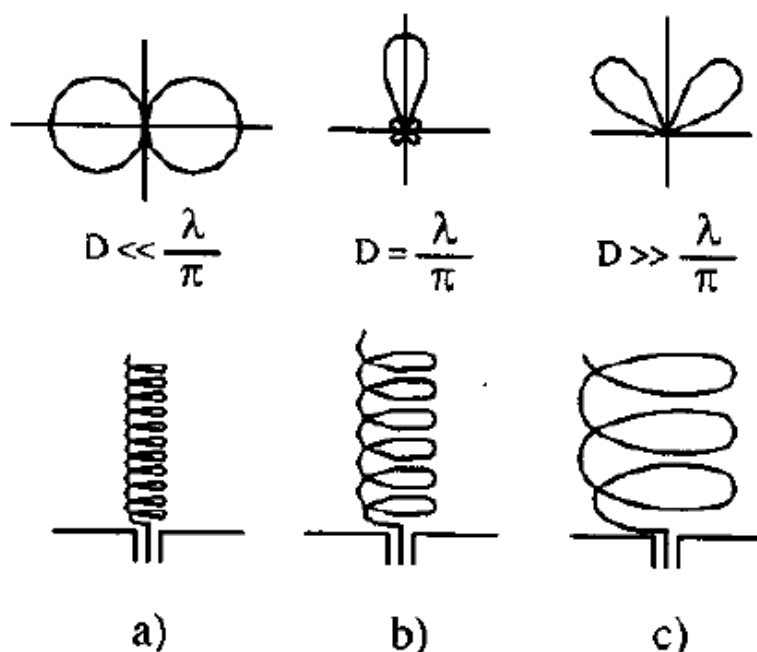
### 3.2.1.1 Bức xạ ngang

Trường hợp này xảy ra khi vòng xoắn có độ dài rất nhỏ so với bước sóng ( $l_0 \ll \lambda$ ). Dạng sóng chủ yếu trong đường dây xoắn là  $T_0$ . Sóng  $T_1$  và các sóng bậc cao khác có biên độ rất nhỏ và suy hao nhanh nên không ảnh hưởng đến bức xạ của anten. Sóng  $T_0$  truyền trên đường dây với vận tốc pha gần bằng vận tốc ánh sáng. Khi tăng kích thước vòng xoắn tới một giá trị nhất định thì sóng  $T_0$  sẽ biến mất và xuất hiện sóng bậc cao. Giá trị giới hạn này xác định bằng:

$$(ka)_{min} = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha} \quad (3.15)$$

Do  $l_0 \ll \lambda$  nên sóng  $T_0$  có biên độ và pha gần như không đổi trên mỗi vòng dây. Khi đó, mỗi vòng xoắn có thể xem như một anten khung nhỏ. Bức xạ của anten khung nhỏ có hướng cực đại nằm trong mặt phẳng khung và bằng không ở hướng vuông góc mặt phẳng khung. Do đó, anten xoắn sẽ làm việc ở chế độ bức xạ ngang

với giản đồ hướng như Hình 3.3a. Trong thực tế, anten xoắn trụ làm việc ở chế độ bức xạ ngang khi chiều dài vòng dây nhỏ hơn  $0,65\lambda$  hay  $\lambda > 10a$ .



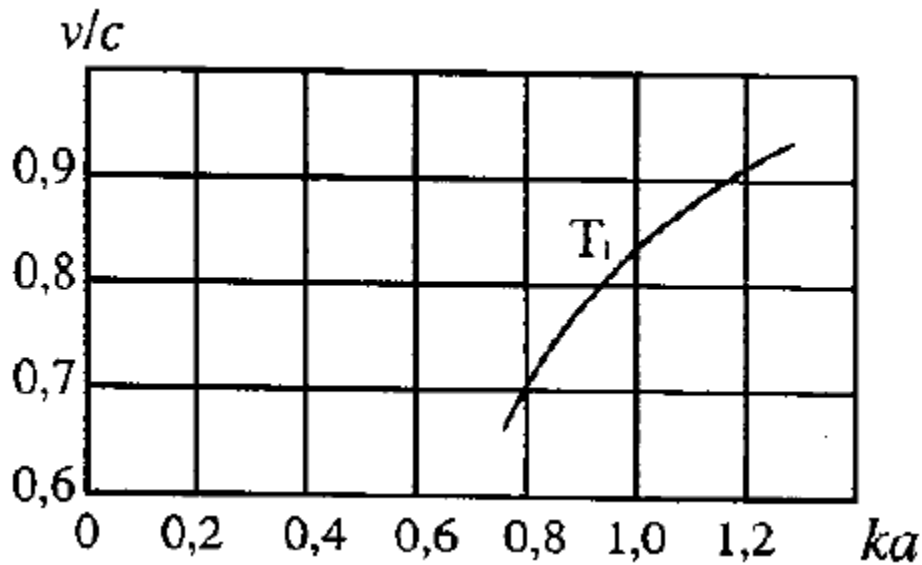
Hình 3.3: Giản đồ hướng của anten xoắn trụ

### 3.2.1.2 Bức xạ trực

Trường hợp này xảy ra khi vòng xoắn có độ dài gần bằng bước sóng ( $l_0 \approx \lambda$ ). Khi tăng kích thước vòng xoắn tới giá trị  $ka > (ka)_{\min}$ , sóng  $T_0$  sẽ biến mất và bắt đầu xuất hiện sóng  $T_1$ . Vận tốc pha của sóng  $T_1$  dọc theo dây xoắn sẽ tăng khi tăng  $ka$  và tiến tới giá trị bằng vận tốc ánh sáng. Hình 3.4 biểu diễn sự phụ thuộc của tỷ số  $v/c$  theo  $ka$  đối với sóng  $T_0$  và  $T_1$ . Khi  $ka = 1$  (độ dài vòng xoắn vào khoảng bước sóng),  $v = 0,8c$ .

Vì kích thước vòng xoắn so sánh được với bước sóng nên điện trở bức xạ của các vòng dây có giá trị đáng kể, hiệu ứng bức xạ của các vòng dây biểu hiện khá rõ rệt. Sóng điện truyền từ đầu vào sẽ được bức xạ mạnh bởi các vòng dây trong quá trình lan truyền dọc theo anten. Sóng phản xạ từ đầu cuối có biên độ nhỏ nên có thể coi gần đúng dòng điện trên anten là dòng điện sóng chạy. Trong trường hợp này, trường bức xạ của mỗi vòng xoắn có hướng cực đại vuông góc với mặt phẳng vòng dây. Mặt khác, hàm phương hướng tổng hợp của anten cũng có cực đại phù hợp với hướng trực. Do đó, chế độ bức xạ của anten xoắn với sóng  $T_1$  là chế độ bức xạ trực. Đồ thị phương

hướng như Hình 3.3b. Thực tế chế độ bức xạ trực sẽ thực hiện khi  $l_0 = 0,75\lambda \div 1,3\lambda$  hay  $\lambda = 5a \div 8a$ .



**Hình 3.4: Đồ thị biểu diễn  $v/c$  theo  $ka$  của sóng  $T_0$  và  $T_1$**

### 3.2.1.3 Bức xạ xiên

Trường hợp này xảy ra khi vòng xoắn có độ dài lớn hơn nhiều so với bước sóng ( $l_0 \gg \lambda$ ). Bước sóng  $T_0$  và  $T_1$  giảm khá nhanh, dạng sóng chủ yếu là các sóng bậc cao hơn. Trên mỗi vòng xoắn sẽ có phân bố nhiều chu kỳ sóng. Do đó, tại các điểm đối diện nhau của mỗi vòng dây, dòng điện có thể khác pha, pha của dòng điện ở hai điểm kế cận nhau trên hai vòng xoắn cũng có thể khác nhau. Tác dụng tương hỗ của các vòng xoắn làm giảm điện trở bức xạ của mỗi vòng dây nên ảnh hưởng đến chế độ sóng chạy trên vòng dây. Kết quả là hướng bức xạ cực đại lệch khỏi hướng trực (Hình 3.3c). Thực tế, chế độ bức xạ xiên xảy ra khi  $l_0 > 1,5\lambda$  hay  $\lambda < 4a$ .

Ta khảo sát đặc tính bức xạ của anten ở chế độ bức xạ trực.

Ta biểu thị anten ở dạng một hệ bức xạ thẳng trong đó các phần tử bức xạ là các vòng xoắn đặt cách đều nhau với khoảng cách  $s$ . Hàm phương hướng tổ hợp của anten:

$$f_k(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kscos\theta + \psi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kscos\theta + \psi)\right]} \quad (3.16)$$

Trong đó:

$N$ : số phần tử của hệ (số vòng xoắn)

$s$ : khoảng cách giữa hai bước xoắn

$\psi$ : góc lệch pha của dòng điện giữa hai vòng kề nhau

$\theta$ : góc tạo bởi hướng khảo sát và trục xoắn

Bức xạ cực đại của mỗi vòng dây theo hướng trục nên để đảm bảo chế độ bức xạ trục cho toàn bộ anten thì trường bức xạ của mỗi vòng dây theo hướng trục phải có pha giống nhau. Như vậy, sai pha của hai dòng điện trên hai vòng kề nhau là:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda}s + 2\pi \quad (3.17)$$

Mà:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda'}l_0 \quad (3.18)$$

$\lambda'$ : bước sóng trong dây dẫn của đường dây xoắn

$l_0$ : độ dài một vòng xoắn

Từ (3.17) và (3.18):

$$l_0 = \frac{1}{\xi}(s + \lambda) \quad (3.19)$$

Trong đó:

$$\xi = \lambda/\lambda': \text{ hệ số sóng chậm của sóng truyền lan dọc theo dây dẫn} \quad (3.20)$$

Theo Hình 3.2:

$$l_0 = \sqrt{s^2 + (2\pi a)^2} \quad (3.21)$$

Đối với đường dây xoắn trụ, giá trị  $\xi$  thường trong khoảng  $1 \div 1,4$ . Để đảm bảo điều kiện bức xạ trục đối với anten xoắn có bước xoắn khoảng từ  $0,15\lambda$  đến  $0,3\lambda$ , độ dài của vòng xoắn:

$$l_0 \approx \lambda \quad (3.22)$$

Khi số vòng xoắn  $N > 3$ , giá trị  $l_0/\lambda$  thay đổi từ  $0,75 \div 1,3$ , góc  $\alpha$  từ  $12^\circ \div 16^\circ$ , các thông số của anten có thể xác định theo các công thức kinh nghiệm sau:

Độ rộng nửa công suất:

$$HPBW \approx \frac{52^\circ}{\frac{l_0}{\lambda} \sqrt{\frac{Ns}{\lambda}}} \quad (3.23)$$

Độ rộng giữa hai hướng không:

$$FNBW \approx \frac{115^\circ}{\frac{l_0}{\lambda} \sqrt{\frac{Ns}{\lambda}}} \quad (3.24)$$

Hệ số định hướng:

$$D \approx 15 \left( \frac{l_0}{\lambda} \right)^2 \frac{Ns}{\lambda} \quad (3.25)$$

Điện trở vào:

$$R \approx 140 \frac{l_0}{\lambda} \quad (3.26)$$

Quan hệ giữa  $\alpha$  với bước xoắn  $s$  và chiều dài vòng xoắn  $l_0$ :

$$\sin \alpha = \frac{s}{l_0} \quad (3.27)$$

Khi tính toán gần đúng anten xoắn, có thể chọn:

$$\begin{aligned} l_0 &\approx \lambda \\ s &\approx (0,15 \div 0,3)\lambda \\ \xi &= 1,25 \end{aligned} \quad (3.28)$$

Dải tần công tác của anten xác định từ:

$$0,7l_0 \leq \lambda \leq 1,3l_0 \quad (3.29)$$

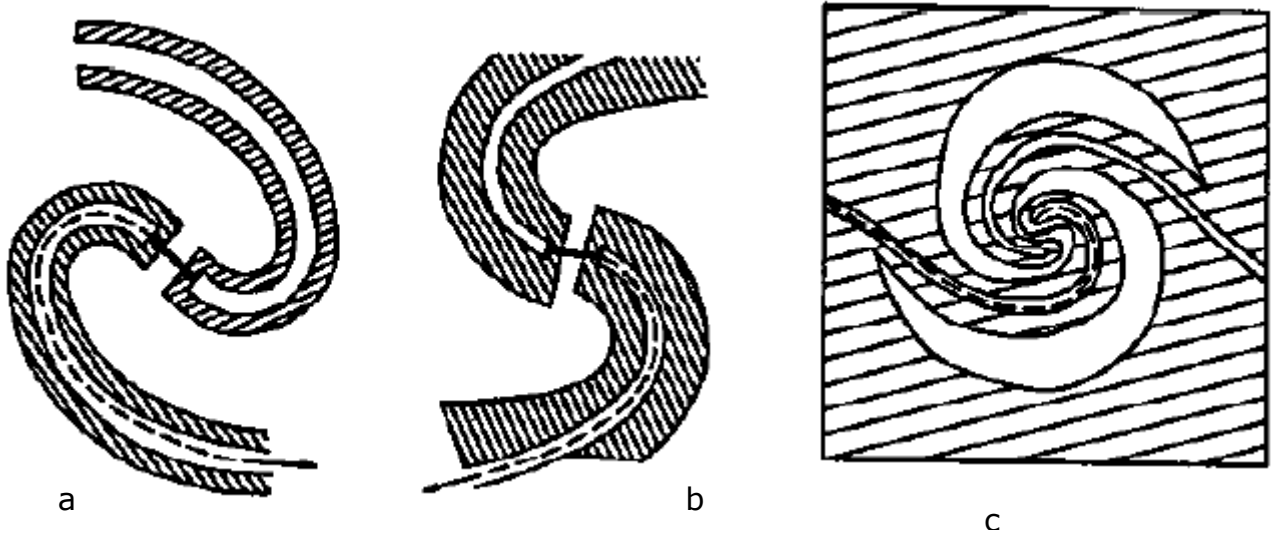
Đường kính của tấm chắn kim loại có thể chọn trong khoảng  $(1 \div 1,6)L$  trong đó  $L$  là độ dài anten.

Ưu điểm của anten xoắn trụ là kết cấu đơn giản, dải tần rộng, nhược điểm là hướng tính thấp. Với anten đơn, độ rộng đồ thị phương hướng thường  $> 25^\circ$ . Để nâng cao độ hướng tính, có thể dùng hệ thống anten xoắn đồng pha.



### 3.2.2 Anten xoắn phẳng

Anten xoắn phẳng được cấu tạo từ các băng kim loại dẹt tạo thành các đường xoắn. Tiếp điện cho anten bằng feeder song hành vì các kết cấu của anten này là đối xứng. Thực tế có thể thực hiện bằng feeder đồng trục, vỏ ngoài của feeder gắn vào một nhánh của anten, lõi gắn với nhánh thứ hai. Để kết cấu đối xứng, trên nhánh thứ hai của anten được gắn thêm một đoạn feeder đồng trục nhưng không sử dụng lõi, vỏ của đoạn feeder này được gắn với băng kim loại của nhánh anten, tương tự như nhánh 1. Hình 3.5 mô tả phương pháp tiếp điện cho anten (a: anten xoắn phẳng Archimede; b: anten xoắn phẳng logarit).



**Hình 3.5: Cấu trúc anten xoắn phẳng**

Các nhánh anten được cấu tạo từ các lá kim loại mỏng dán lên các tấm điện môi. Một dạng khác của anten xoắn phẳng logarit là anten có cấu trúc khe xoắn (Hình 3.5c).

#### 3.2.2.1 Anten xoắn phẳng logarit

Phương trình các đường giới hạn trong và ngoài của các băng xoắn:

$$\begin{aligned} \rho'_1 &= \rho'_0 e^{a\varphi} & \rho''_1 &= \rho'_0 e^{a(\varphi-\varphi_0)} \\ \rho'_2 &= \rho'_0 e^{a(\varphi-\pi)} & \rho''_1 &= \rho'_0 e^{a(\varphi-\pi-\varphi_0)} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Trong đó:

$$e^{a\varphi_0} = \frac{\rho'_0}{\rho''_0} = K \quad (3.31)$$

Nếu anten có kích thước vô hạn thì đặc tính bức xạ của nó không phụ thuộc tần số. Tuy nhiên, kích thước anten trong thực tế là hữu hạn nên các thông số điện của anten chỉ không đổi trong một giới hạn tần số nào đó. Các kết quả nghiên cứu cho biết bước sóng cực đại của dải tần số có quan hệ với độ dài nhánh anten:

$$l = (1 \div 1,5)\lambda_{max} \quad (3.32)$$

Bước sóng cực tiểu của dải tần số xác định từ:

$$\rho'_0 \leq \frac{\lambda_{min}}{8} \quad (3.33)$$

Khi cho trước đường kính anten, để độ rộng dải tần cực đại, các vòng xoắn cần quấn sát nhau, nghĩa là  $a$  có giá trị nhỏ. Giá trị  $a$  có thể chọn trong khoảng:

$$0,2 \leq a \leq 0,45 \quad (3.34)$$

Giá trị  $a$  tốt nhất nhận được khi tính toán và qua thực nghiệm là 0,3.

Hệ số  $K$  (3.31) chọn trong khoảng:

$$e^{-a\pi} < K < 1 \quad (3.35)$$

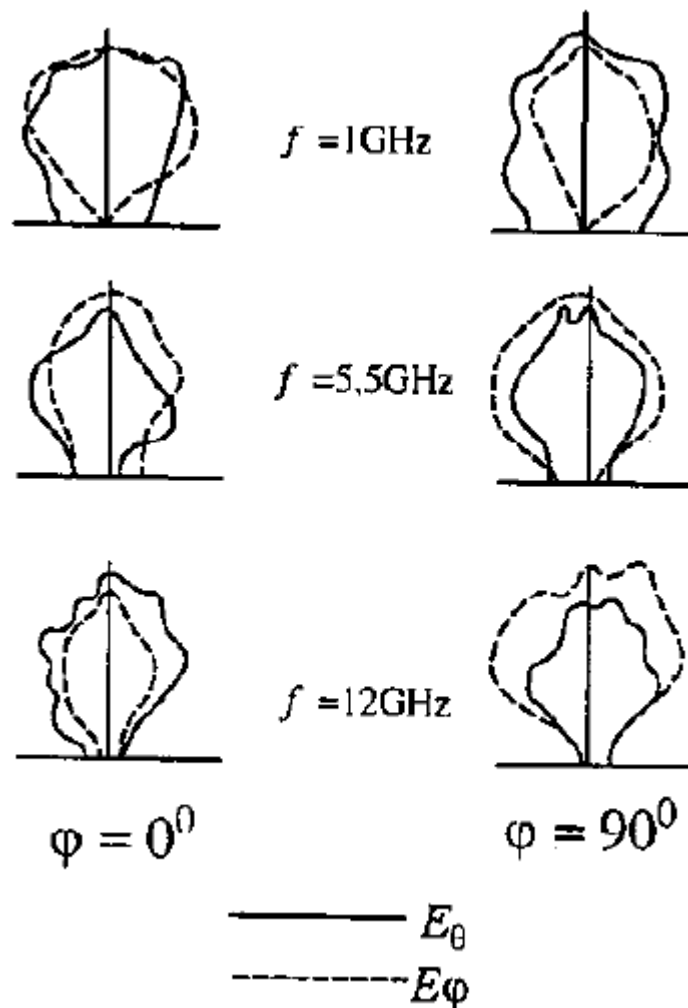
Thường chọn:

$$K = 0,6 \div 0,75 \quad (3.36)$$

Đồ thị phương hướng của anten không có tính đối xứng trục, nghĩa là nó có dạng thay đổi trong các mặt phẳng  $\varphi$  khác nhau. Đồ thị có hướng cực đại về cả hai phía vuông góc với mặt phẳng anten. Độ rộng của đồ thị phương hướng có giá trị khác nhau trong mỗi mặt phẳng  $\varphi$ . HPBW của đồ thị trong mặt phẳng này có giá trị trong khoảng  $60^\circ \div 110^\circ$ . Khi biến đổi tần số trong giới hạn của dải tần công tác, dạng của đồ thị không gian không thay đổi mà chỉ quay đồ thị một góc quanh trục anten và hướng bức xạ cực đại không thay đổi.

Một trong các dạng điển hình của đồ thị phương hướng anten xoắn phẳng như Hình 3.6. Trường bức xạ của anten là trường phân cực quay. Đối với các tần số mà độ dài của nhánh nhỏ hơn nhiều so với bước sóng ( $l \ll \lambda$ ), phân cực của trường là phân cực

thẳng. Khi tăng tần số, trường bức xạ bắt đầu chuyển sang phân cực ellip, sau đó là phân cực tròn. Do biến đổi tần số ít làm thay đổi dạng của đồ thị phương hướng nên có thể lấy đặc tính biến đổi phân cực làm tiêu chuẩn xác định giới hạn của dải tần. Dải tần công tác có thể coi là dải tần mà hệ số ellip của ellip phân cực theo hướng trục lớn hơn 0,5.



**Hình 3.6: Đồ thị phương hướng của anten xoắn phẳng**

Ở các tần số làm độ dài nhánh anten lớn hơn bước sóng, trở kháng vào anten là thuần trở và có giá trị không đổi. Trị số của trở kháng phụ thuộc vào hệ số K.

Anten xoắn phẳng có hiệu suất khá cao. Thực nghiệm cho thấy với các anten có độ dài nhánh lớn hơn bước sóng, hiệu suất có thể đạt đến 98%.

### 3.2.2.2 Anten xoắn phẳng Archimede

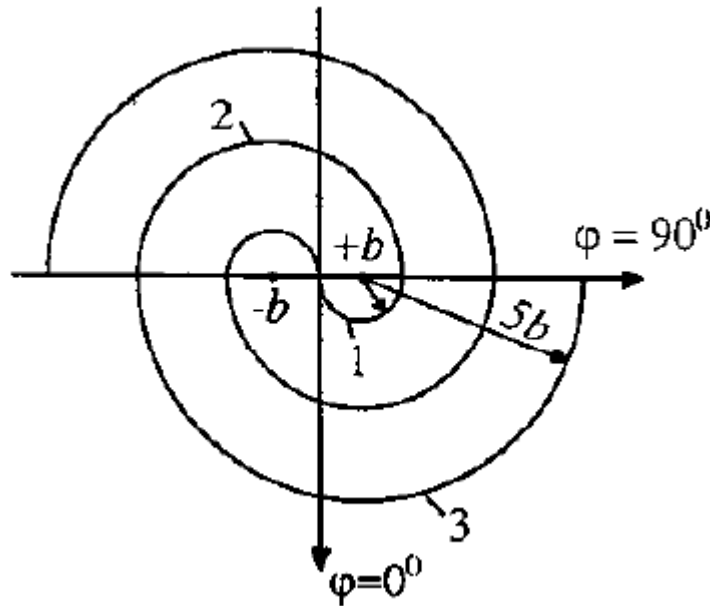
Phương trình đường cong của nhánh anten:

$$\rho = a\varphi + b \quad (3.37)$$

Anten được thiết lập theo nguyên lý tương tự của điện động học. Mỗi khu vực vòng xoắn có kích thước nhất định sẽ bức xạ có hiệu quả với một tần số nhất định. Ứng với bước sóng  $\lambda$ , miền bức xạ tác dụng của anten sẽ là các vòng xoắn nằm trong một hình vành khăn có bán kính trung bình  $r = \lambda/2\pi$ , nghĩa là miền lân cận của vòng xoắn có chu vi bằng bước sóng. Từ đó, giới hạn của dải tần công tác được xác định bằng kích thước của vòng xoắn lớn nhất và nhỏ nhất. Bước sóng cực đại của dải tần tương ứng với chu vi trung bình của vòng xoắn ngoài cùng, bước sóng cực tiểu tương ứng với chu vi trung bình của vòng xoắn trong cùng.

$$\lambda_{max} \approx 2\pi r_{max} \quad (3.38)$$

$$\lambda_{min} \approx 2\pi r_{min} \quad (3.39)$$



**Hình 3.7: Đường xoắn Archimede gần đúng từ các nửa đường tròn**

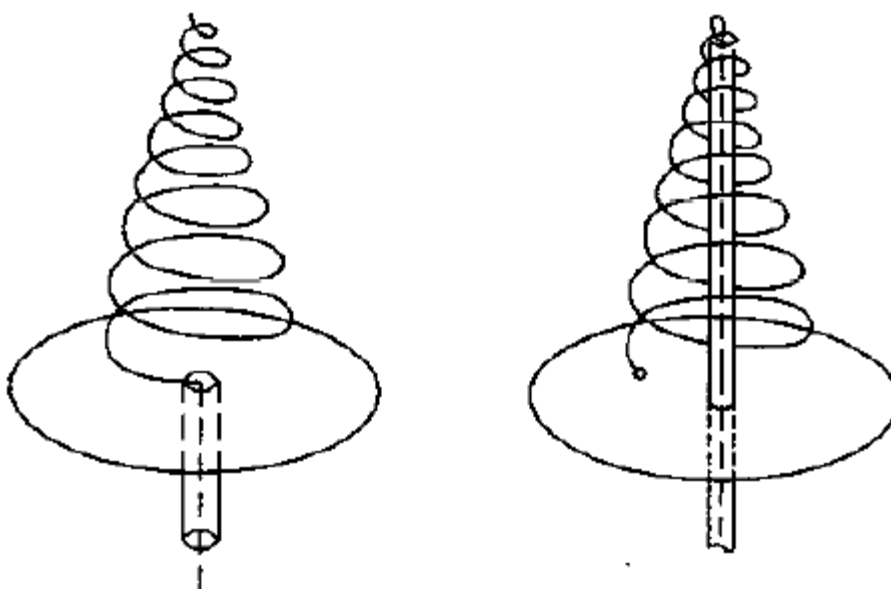
Đồ thị phương hướng có cực đại về hai phía vuông góc với mặt phẳng anten. Khảo sát các thành phần  $E_\theta$ ,  $E_\phi$  trong các mặt phẳng  $\varphi$  khác nhau, ta thấy chúng không chỉ khác nhau về biên độ mà cả về dạng. Sự khác nhau này phụ thuộc vào thông số hình

học của đường xoắn. Điều này chứng tỏ thông số hình học của đường xoắn có liên quan mật thiết đến đặc tính phân cực của trường bức xạ.

Trong thực tế, có thể thực hiện gần đúng đường xoắn Archimede dưới dạng các nửa đường tròn liên tiếp (Hình 3.7).

### 3.2.3 Anten xoắn nón

Anten xoắn nón có hai loại: thường và logarit. Anten xoắn nón thường giống như anten xoắn trụ nhưng các đường kính vòng xoắn thay đổi dần.

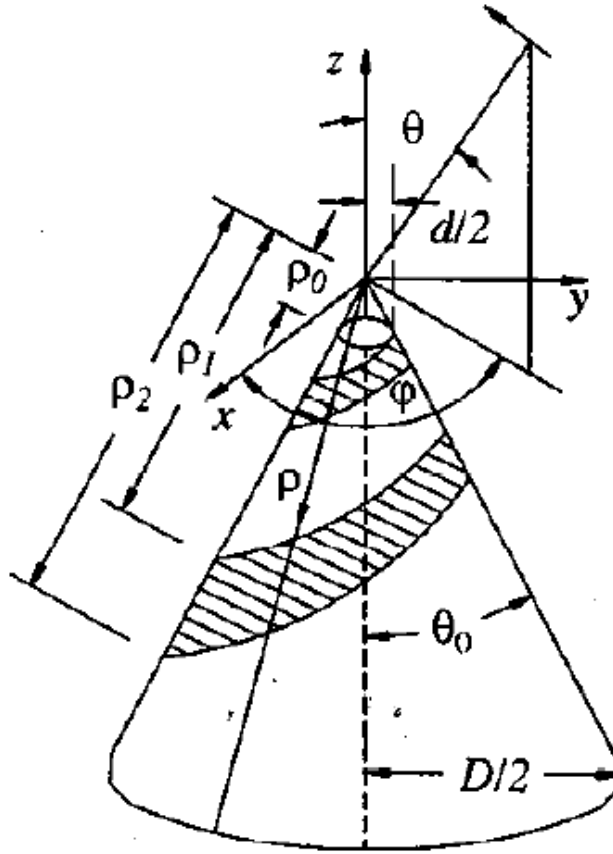


**Hình 3.8: Anten xoắn nón thường**

Dải tần số của anten xoắn nón rộng hơn nhiều so với anten xoắn trụ. Thông thường giới hạn trên của anten xoắn nón ứng với tần số có bước sóng  $\lambda_{\min}$  bằng độ dài vòng xoắn nhỏ nhất, còn giới hạn dưới ứng với  $\lambda_{\max}$  bằng độ dài vòng xoắn lớn nhất. Nguồn cung cấp cho anten có thể kết nối ở đỉnh hay ở đáy nón (Hình 3.8). Thực nghiệm cho thấy cấp nguồn ở đỉnh có đặc tính dải tần tốt hơn so với ở đáy. Anten xoắn nón cũng có thể thực hiện khi không có tấm chắn làm mặt phản xạ làm kết cấu anten đơn giản hơn.

Anten xoắn nón logarit tương tự như anten xoắn phẳng logarit nhưng các băng xoắn không nằm trên mặt phẳng mà nằm trên mặt nón. Anten nón có đồ thị bức xạ

đơn hướng còn ante phẳng có hướng bức xạ cực đại theo hướng vuông góc mặt phẳng anten.



**Hình 3.9: Anten xoắn nón logarit**

Phương trình các đường giới hạn của anten xoắn nón logarit có dạng **Hình 3.30**:

$$\rho'_1 = \rho'_{01} e^{a\varphi} \quad \rho''_1 = \rho'_{01} e^{a(\varphi - \varphi_0)} \quad (3.40)$$

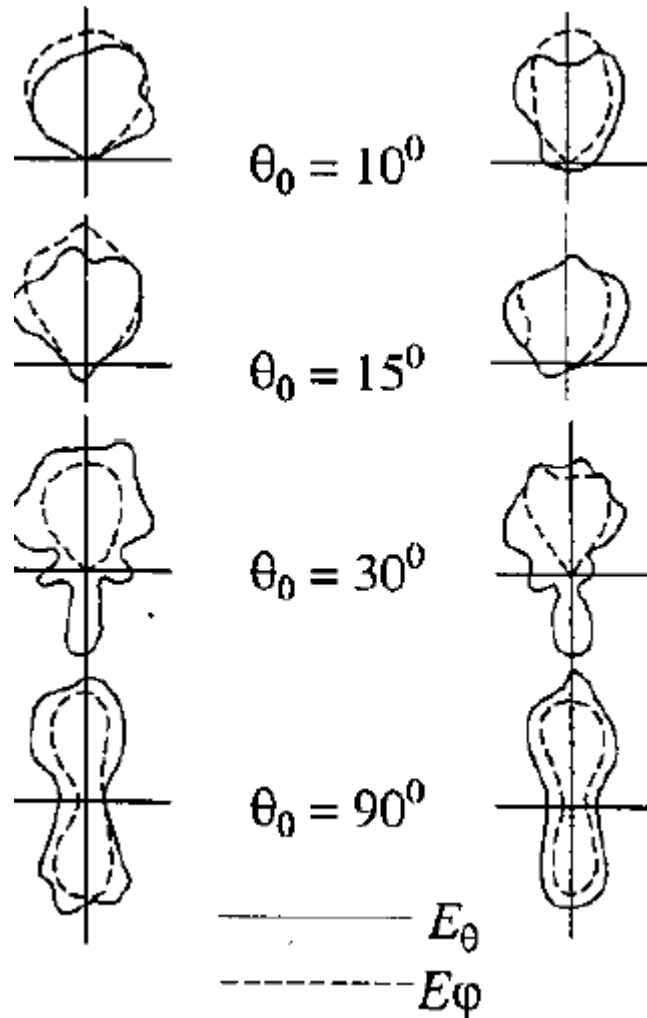
Phương trình của đường xoắn nón nhận được bằng cách chiếu vuông góc phương trình đường xoắn phẳng lên mặt nón. Gọi  $2\theta_0$  là góc ở đỉnh nón,  $\rho_0$  là bán kính tại đỉnh nón,  $\alpha$  là góc nghiêng của đường xoắn,  $\varphi_0$  là góc quay của đường giới hạn trong  $\rho'_1$  để đạt được đường giới hạn ngoài  $\rho''_1$ ,  $D, d$  là đường kính của đáy và đỉnh nón.

$$\rho'_1 = \rho'_{01} e^{\varphi / \tan \alpha} \quad (3.41)$$

Hình chiếu vuông góc của  $\rho'_1$  và  $\rho'_2$  lên mặt nón được viết dưới dạng:

$$\begin{aligned}\rho_1 &= \rho_0 e^{\left(\frac{\sin\theta_0}{\operatorname{tg}\alpha}\varphi\right)} \\ \rho_2 &= \rho_0 e^{\left(\frac{\sin\theta_0}{\operatorname{tg}\alpha}(\varphi-\varphi_0)\right)} = k\rho_1\end{aligned}\quad (3.42)$$

Với  $k = e^{-\left(\frac{\sin\theta_0}{\operatorname{tg}\alpha}\varphi_0\right)}$



**Hình 3.10: Đồ thị phương hướng của anten xoắn nón logarit với  $\alpha = 73^\circ$ ,  $k = 0,925$**

Phương trình các đường giới hạn của nhánh xoắn thứ hai được xác định theo (3.42) khi thay  $\varphi$  bằng  $\varphi + 180^\circ$ , tương đương với quay nhánh xoắn thứ nhất một góc  $180^\circ$  theo chiều tăng của  $\varphi$ .

Trong thực tế, anten được kết cấu từ các băng kim loại gắn trên mặt nón điện môi. Giống như anten phẳng, mật độ dòng điện trên các nhánh anten nón giảm rất nhanh. Do đó, cung cấp nguồn cho anten có thể thực hiện bằng cáp đồng trục gắn dọc theo băng kim loại. Đồ thị phương hướng của anten xoắn nón logarit phụ thuộc chủ yếu vào  $\theta_0$ , ít phụ thuộc vào  $\alpha$ . Hình 3.10 cho thấy khi  $\theta_0 \leq 15^\circ$ , bức xạ ngược rất nhỏ. Anten bức xạ cực đại về hướng đỉnh nón. Giới hạn trên của dải tần xác định theo  $d$ , còn giới hạn dưới xác định theo  $D$ .

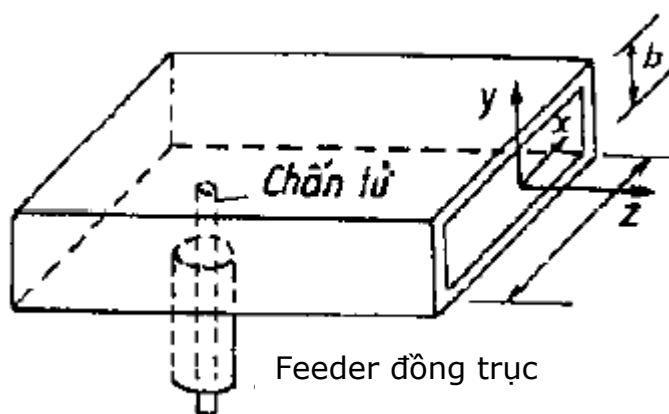
Trở kháng vào của anten xoắn nón thực tế không biến đổi trong dải tần công tác. Trị số của nó chủ yếu phụ thuộc vào góc  $\theta_0$ , điện trở này tăng khi  $\theta_0$  tăng.

Trong thực tế, anten xoắn cũng có thể thiết lập trên các bề mặt khác nhau, như mặt cầu.

### 3.3 ANTEN LOA

Anten loa là dạng anten bức xạ mặt, mặt bức xạ là miệng loa. Phần tử bức xạ cơ bản của anten là nguyên tố Huygens. Ta xét trường hợp đơn giản của bức xạ mặt là bức xạ từ miệng của ống dẫn sóng.

#### 3.3.1 Bức xạ của miệng ống dẫn sóng



**Hình 3.11: Ống dẫn sóng chữ nhật**

Giả sử ống dẫn sóng chữ nhật được kích thích bởi trường của sóng  $H_{10}$ . Sóng  $H_{10}$  được tạo bởi chấn tử không đối xứng. Khi truyền tới miệng ống, một phần năng lượng của sóng sẽ phản xạ trở lại, một phần bức xạ ra không gian bên ngoài. Trường tại



miệng ống là tổng hợp của trường sóng tới và sóng phản xạ (chỗ tiếp xúc giữa ống dẫn sóng và không gian bên ngoài còn có các sóng bậc cao và dòng điện mặt chạy ra vỏ ngoài của ống nhưng việc giải bài toán bức xạ tổng quát là vấn đề rất phức tạp nên trong tính toán kỹ thuật thường bỏ qua).

$$E_{y10} = (1 + \Gamma) \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (3.43)$$

$$H_{x10} = -\frac{(1-\Gamma)}{Z_S} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (3.44)$$

Trong đó:

$$Z_S = Z_{H10} = \frac{Z}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (3.45)$$

$Z$ : trở kháng sóng của không gian tự do,  $\Gamma$ : hệ số phản xạ từ miệng ống. Nếu coi miệng ống là chỗ ghép của hai đường dây truyền sóng có trở kháng  $Z$  và  $Z_S$ :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_S}{Z + Z_S} \quad (3.46)$$

Hàm phương hướng chuẩn hóa của anten trong hai mặt phẳng E và H:

$$F_E(\theta) = \left| \frac{1 + K_C \frac{Z}{Z_S} \cos\theta^E}{1 + K_C \frac{Z}{Z_S}} \right| \left| \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin\theta^E\right)}{\frac{kb}{2} \sin\theta^E} \right| \quad (3.47)$$

$$F_H(\theta) = \left| \frac{K_C \frac{Z}{Z_S} + \cos\theta^H}{1 + K_C \frac{Z}{Z_S}} \right| \left| \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{ka}{2} \sin\theta^H\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{ka}{2} \sin\theta^H\right)} \right| \quad (3.48)$$

Trong đó:

$$K_C = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} : \text{hệ số sóng chạy trong ống dẫn sóng} \quad (3.49)$$

Độ rộng của đồ thị phương hướng trong mặt phẳng E và H:

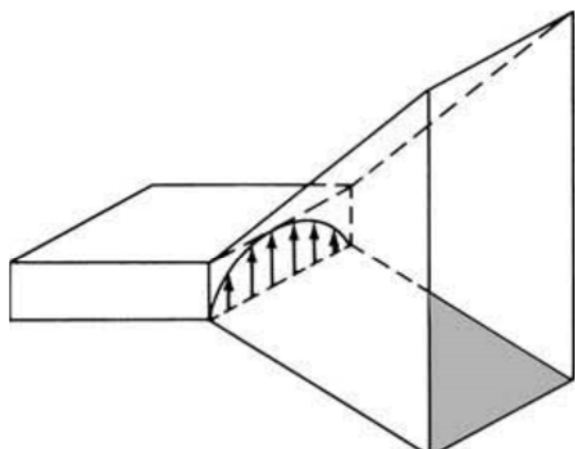
$$2\theta_{1/2}^E = 51^\circ \lambda / b \quad (3.50)$$

$$2\theta_{1/2}^H = 67^\circ \lambda / a \quad (3.51)$$

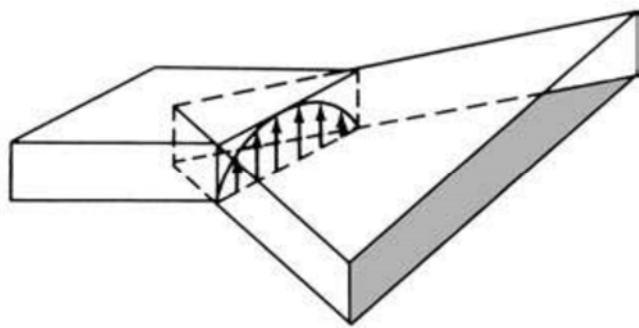
Ta thấy độ rộng của đồ thị phương hướng tỷ lệ nghịch với các kích thước  $a$ ,  $b$  và đồ thị trong mặt phẳng E có độ rộng nhỏ hơn trong mặt phẳng H nếu  $a = b$ .

Anten kiểu miệng ống dẫn sóng có hướng tính kém và hệ số phản xạ trong ống dẫn sóng khá lớn ( $0,2 \div 0,3$ ). Để giảm hệ số phản xạ cần các thiết bị phối hợp đặc biệt. Để tăng hướng tính, cần mở rộng kích thước của miệng ống. Từ đó, ta có các loại anten loa khác nhau.

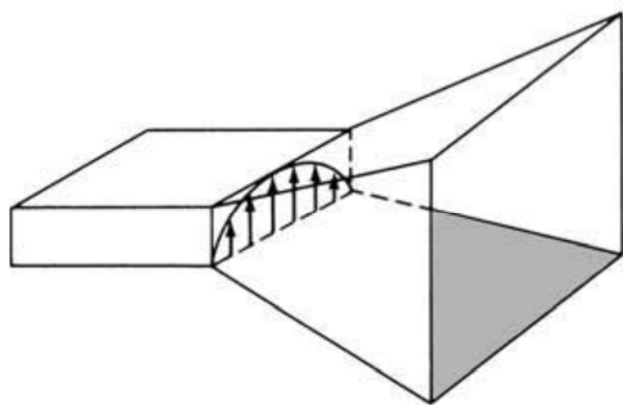
### 3.3.2 Các loại anten loa



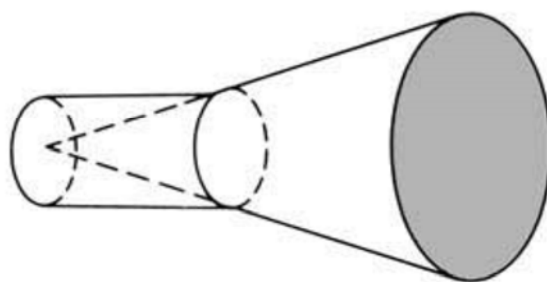
a. Loa E



b. Loa H



c. Loa hình tháp



d. Loa hình nón

**Hình 3.12: Các loại anten loa**

Khi mở rộng kích thước miệng ống theo các hướng khác nhau, ta sẽ nhận được các loại anten loa khác nhau (Hình 3.12). Nếu ống dẫn sóng chữ nhật có kích thước miệng ống được mở rộng trong mặt phẳng của vector cường độ điện trường thì loa

được gọi là loa mở theo mặt E (gọi tắt là loa E) (Hình 3.12a). Nếu kích thước miệng ống được mở rộng trong mặt phẳng của vector cường độ từ trường thì loa được gọi là loa mở theo mặt H (gọi tắt là loa H) (Hình 3.12b). Nếu kích thước miệng ống được mở trong cả hai mặt phẳng, ta có loa hình tháp (Hình 3.12c). Đối với ống dẫn sóng tròn, chỉ có một loại là loa hình nón (Hình 3.12d).

Năng lượng cao tần được truyền tới cổ của loa dưới dạng sóng phẳng (mặt đẳng pha là mặt phẳng). Một phần nhỏ năng lượng sẽ phản xạ trở lại còn phần lớn sẽ truyền theo thân loa đến miệng loa. Tại miệng loa, phần lớn năng lượng sẽ bức xạ ra không gian, một phần nhỏ sẽ phản xạ trở lại. Phản xạ sóng từ cổ loa càng lớn nếu góc mở của loa càng lớn. Giống như ống dẫn sóng, tại các miền không đồng nhất (cổ loa) và miệng loa) sẽ sinh ra các sóng bậc cao. Khi tính toán anten loa, chọn góc mở và chiều dài anten sao cho các sóng bậc cao này suy giảm nhanh và không làm méo dạng phân bố trường của loa. Khi đã biết quy luật phân bố trường kích thích ở miệng loa, ta sẽ tính được trường bức xạ của anten theo lý thuyết bức xạ mặt.

### 3.3.3 Loa E

Sóng trong loa là sóng trụ nhưng do kích thước của loa trong mặt phẳng H không đổi nên vận tốc pha của sóng sẽ không đổi và có giá trị bằng vận tốc pha của sóng trong ống dẫn sóng. Biểu thức gần đúng đối với phân bố trường ở miệng loa:

$$E_y(x', y') \approx E_1 \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-j\left[\frac{ky'^2}{2\rho_l}\right]} \quad (3.52)$$

$$H_z(x', y') \approx jE_1 \left(\frac{\pi}{kaZ}\right) \sin\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-j\left[\frac{ky'^2}{2\rho_l}\right]} \quad (3.53)$$

$$H_x(x', y') \approx -\frac{E_1}{Z} \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-j\left[\frac{ky'^2}{2\rho_l}\right]} \quad (3.54)$$

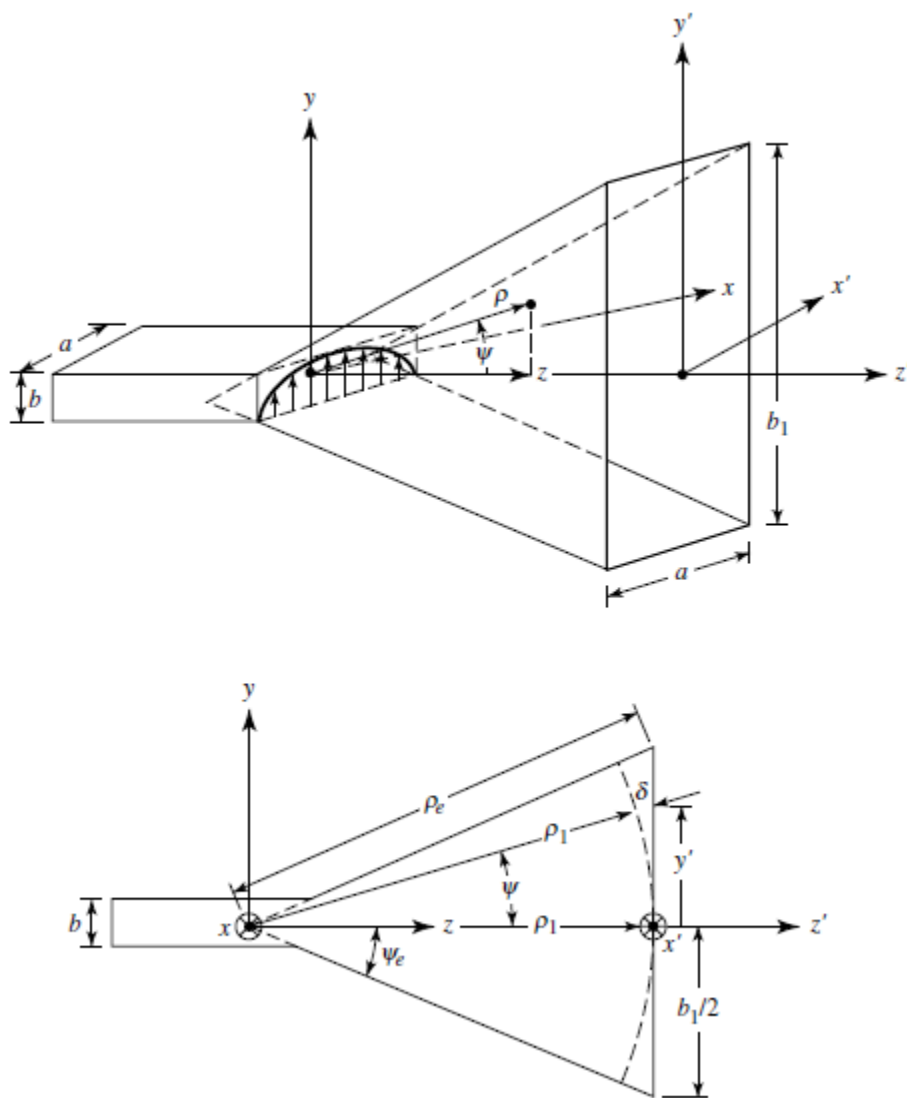
$$\rho_l = \rho_e \cos\psi_e \quad (3.55)$$

Trong đó  $E_1$  là hằng số. Tại điểm  $y'$  bất kỳ trên miệng loa, pha của trường sẽ không giống như tại  $y' = 0$  do khoảng cách di chuyển của sóng là khác nhau. Khoảng cách này ( $\delta(y')$ ) tính toán dựa vào Hình 3.13:

$$[\rho_l + \delta(y')]^2 = \rho_l^2 + (y')^2 \quad (3.56)$$

$$\delta(y') = \sqrt{\rho_l^2 + (y')^2} - \rho_l = \rho_l \sqrt{1 + \left(\frac{y'}{\rho_l}\right)^2} - \rho_l \quad (3.57)$$

$$\delta(y') \approx \rho_l \left[ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{y'}{\rho_l}\right)^2 \right] - \rho_l = \frac{1}{2} \frac{(y')^2}{\rho_l} \quad (3.58)$$



**Hình 3.13: Các thông số của loa E**

**Ví dụ 3.1:** Thiết kế loa E có độ di pha cực đại là  $56,72^\circ$ . Kích thước của loa  $a = 0,5\lambda$ ;  $b = 0,25\lambda$ ;  $b_1 = 2,75\lambda$ .

**Giải**

Theo (3.58):

$$\Delta\phi|_{max} = k\delta(y')|_{y'=b_1/2} = k \frac{(b_1/2)^2}{2\rho_l} = 56,72 \left( \frac{\pi}{180} \right)$$

$$\rightarrow \rho_l = \left( \frac{2,75}{2} \right)^2 \frac{180}{56,72} \lambda = 6\lambda$$

Góc mở tổng cộng của anten:

$$2\psi_e = 2 \tan^{-1} \left( \frac{b_1/2}{\rho_l} \right) = 2 \tan^{-1} \left( \frac{2,75/2}{6} \right) = 25,81^\circ$$

Để xác định trường bức xạ, ta chỉ cần tính thành phần tiếp tuyến của E và H trên một mặt kín. Mặt kín được chọn là mặt phẳng vô hạn đi qua miệng loa. Theo lý thuyết bức xạ mặt, trường điện và trường từ tính như sau:

$$\begin{aligned} E_r &= 0 \\ E_\theta &= -j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\phi + ZN_\theta) \\ E_\phi &= j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\theta - ZN_\phi) \\ H_r &= 0 \\ H_\theta &= j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \left( N_\phi - \frac{L_\theta}{Z} \right) \\ H_\phi &= -j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \left( N_\theta + \frac{L_\phi}{Z} \right) \end{aligned} \quad (3.59)$$

Các giá trị  $N_\theta$ ,  $N_\phi$ ,  $L_\theta$ ,  $L_\phi$  được tính thông qua mật độ dòng mặt:

$$N = \iint_S J_s e^{jkr' \cos\psi} ds' = \iint_S (J_x \vec{l}_x + J_y \vec{l}_y + J_z \vec{l}_z) e^{jkr' \cos\psi} ds' \quad (3.60)$$

$$L = \iint_S M_s e^{jkr' \cos\psi} ds' = \iint_S (M_x \vec{l}_x + M_y \vec{l}_y + M_z \vec{l}_z) e^{jkr' \cos\psi} ds' \quad (3.61)$$

Chuyển sang tọa độ cầu:

$$\begin{aligned} N_\theta &= \iint_S (J_x \cos\theta \cos\phi + J_y \cos\theta \sin\phi - J_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\psi} ds' \\ N_\phi &= \iint_S (-J_x \sin\phi + J_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\psi} ds' \\ L_\theta &= \iint_S (M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\psi} ds' \\ L_\phi &= \iint_S (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\psi} ds' \end{aligned} \quad (3.62)$$

Mật độ dòng xấp xỉ như sau:

$$\begin{aligned} J_y &= -\frac{E_1}{Z} \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-jk\delta(y')} & -\frac{a}{2} \leq x' \leq a/2 \\ M_x &= E_1 \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{-jk\delta(y')} & -\frac{b_1}{2} \leq y' \leq b_1/2 \\ J_s &= M_s = 0 & \text{khác} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Theo (3.62):

$$N_\theta = -\frac{E_1}{Z} \cos\theta \sin\phi I_1 I_2 \quad (3.64)$$

Trong đó:

$$I_1 = \int_{-a/2}^{a/2} \cos\left(\frac{\pi}{a}x'\right) e^{jkx' \sin\theta \cos\phi} dx' = -\left(\frac{\pi a}{2}\right) \left[ \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\left(\frac{ka}{2} \sin\theta \cos\phi\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] \quad (3.65)$$

$$I_2 = \int_{-b_1/2}^{b_1/2} e^{-jk[\delta(y') - y' \sin\theta \sin\phi]} dy' \quad (3.66)$$

Tích phân (3.66) có thể tính theo tích phân sin và cosin Fresnel:

$$I_2 = e^{j(k_y^2 \rho_1)/2k} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} e^{-j[(ky' - k_y \rho_1)^2 / 2k \rho_1]} dy' \quad (3.67)$$

Trong đó:

$$k_y = k \sin\theta \sin\phi \quad (3.68)$$

Thực hiện đổi biến:

$$\sqrt{\frac{\pi}{2}} t = \sqrt{\frac{1}{2k\rho_1}} (ky' - k_y \rho_1) \quad (3.69)$$

$$t = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} (ky' - k_y \rho_1) \quad (3.70)$$

$$dt = \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} dy' \quad (3.71)$$

Thay vào (3.67):

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi \rho_1}{k}} e^{\frac{j(k_y^2 \rho_1)}{2k}} \int_{t_1}^{t_2} e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\right)t^2} dt$$

$$= \sqrt{\frac{\pi\rho_1}{k}} e^{j(k_y^2\rho_1)/2k} \int_{t_1}^{t_2} \left[ \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) - j\sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) \right] dt \quad (3.72)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi\rho_1}{k}} e^{j(k_y^2\rho_1)/2k} \{ [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \} \quad (3.73)$$

Trong đó:

$$t_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} (-kb_1/2 - k_y\rho_1) \quad (3.74)$$

$$t_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} (kb_1/2 - k_y\rho_1) \quad (3.75)$$

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (3.76)$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (3.77)$$

Thay vào (3.64):

$$N_\theta = E_1 \frac{\pi a}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_1}{k}} e^{j(k_y^2\rho_1)/2k} \left\{ \frac{\cos\theta \sin\phi}{Z} \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \quad (3.78)$$

Với:

$$k_x = k \sin\theta \cos\phi \quad (3.79)$$

$$k_y = k \sin\theta \sin\phi \quad (3.80)$$

$$F(t_1, t_2) = [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \quad (3.81)$$

Thực hiện tương tự:

$$N_\phi = E_1 \frac{\pi a}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_1}{k}} e^{j(k_y^2\rho_1)/2k} \left\{ \frac{\cos\phi}{Z} \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \quad (3.82)$$

$$L_\theta = E_1 \frac{\pi a}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_1}{k}} e^{j(k_y^2\rho_1)/2k} \left\{ -\cos\theta \cos\phi \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \quad (3.83)$$

$$L_\phi = E_1 \frac{\pi a}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_1}{k}} e^{j(k_y^2 \rho_1)/2k} \left\{ \sin \phi \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \quad (3.84)$$

Từ đó, thành phần trường điện bức xạ do loa tính theo (3.59) và (3.82), (3.83), (3.84) như sau:

$$\begin{aligned} E_r &= 0 \\ E_\theta &= -jE_1 \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} e^{-jkr}}{8r} \left\{ e^{\frac{j(k_y^2 \rho_1)}{2k}} \sin \phi (1 + \cos \theta) \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \\ E_\phi &= -jE_1 \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} e^{-jkr}}{8r} \left\{ e^{\frac{j(k_y^2 \rho_1)}{2k}} \cos \phi (1 + \cos \theta) \left[ \frac{\cos\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\left(\frac{k_x a}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1, t_2) \right\} \end{aligned} \quad (3.85)$$

Trong mặt phẳng E ( $\phi = \pi/2$ ):

$$\begin{aligned} E_r &= E_\phi = 0 \\ E_\theta &= -jE_1 \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} e^{-jkr}}{8r} \left\{ -e^{j(k \rho_1 \sin^2 \theta)/2} \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (1 + \cos \theta) F(t'_1, t'_2) \right\} \\ t'_1 &= \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} (-b_1/2 - \rho_1 \sin \theta) \\ t'_2 &= \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} (b_1/2 - \rho_1 \sin \theta) \end{aligned} \quad (3.86)$$

Trong mặt phẳng H ( $\phi = 0$ ):

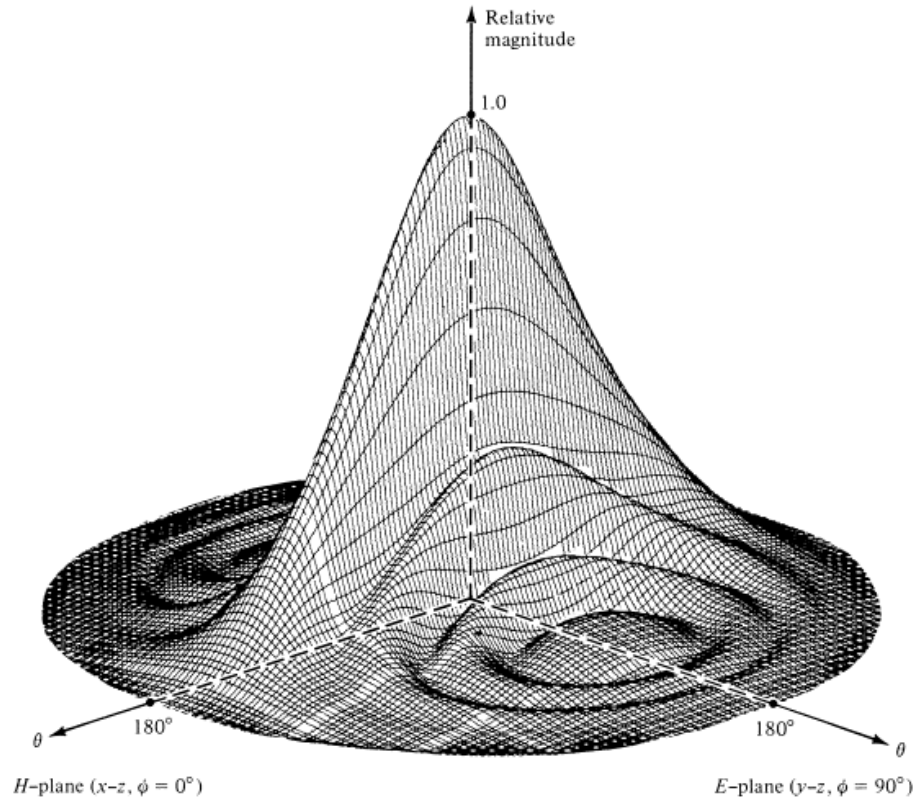
$$\begin{aligned} E_r &= E_\theta = 0 \\ E_\phi &= -jE_1 \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} e^{-jkr}}{8r} \left\{ (1 + \cos \theta) \left[ \frac{\cos\left(\frac{k a}{2} \sin \theta\right)}{\left(\frac{k a}{2} \sin \theta\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t''_1, t''_2) \right\} \\ t''_1 &= -\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} \\ t''_2 &= \frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} \end{aligned} \quad (3.87)$$

Biên độ trường chuẩn hóa trên mặt phẳng E khi bỏ qua hệ số  $1 + \cos \theta$ :

$$E_{\theta n} = F(t'_1, t'_2) = [C(t'_2) - C(t'_1)] - j[S(t'_2) - S(t'_1)] \quad (3.88)$$

$$t'_1 = 2\sqrt{\frac{b_1^2}{8\lambda \rho_1}} \left[ -1 - \frac{1}{4} \left( \frac{8\lambda \rho_1}{b_1^2} \right) \left( \frac{b_1}{\lambda} \sin \theta \right) \right] = 2\sqrt{s} \left[ -1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{s} \right) \left( \frac{b_1}{\lambda} \sin \theta \right) \right] \quad (3.89)$$





**Hình 3.14: Đồ thị 3D trường của loa E với  $\rho_1 = 6\lambda$ ,  $b_1 = 2,75\lambda$ ,  $a = 0,5\lambda$**

$$t'_2 = 2\sqrt{s} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{s} \right) \left( \frac{b_1}{\lambda} \sin\theta \right) \right] \quad (3.90)$$

$$s = \frac{b_1^2}{8\lambda\rho_1} \quad (3.91)$$

Với  $s$  cho trước, trường chuẩn hóa có thể xác định như hàm của  $b_1/\lambda \sin\theta$  theo (3.88) như Hình 3.17. Các đường cong này được gọi là đường cong tổng quát bởi vì có thể tính được mô hình bức xạ trên mặt phẳng E của bất kỳ loa E nào dựa vào chúng. Quá trình tính toán thực hiện bằng cách xác định  $s$  theo (3.91). Với giá trị  $s$  này, cường độ trường (dB) tính theo Hình 3.17. Cuối cùng, cộng thêm vào hệ số  $1 + \cos\theta$  được chuẩn hóa là  $20\log_{10}[(1 + \cos\theta)/2]$ .

**Ví dụ 3.2:** Một loa E có các thông số  $a = 0,5\lambda$ ,  $b_1 = 2,75\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$ ,  $\rho_1 = 6\lambda$ . Xác định cường độ trường chuẩn hóa tại  $\theta = 90^\circ$ .

**Giải**

$$s = \frac{b_1^2}{8\lambda\rho_1} = 0,1575 \approx \frac{1}{6,3}$$

Trong Hình 3.17 không có  $s = 1/6,3$  nên ta thực hiện nội suy từ  $s = 1/4$  và  $s = 1/8$ .

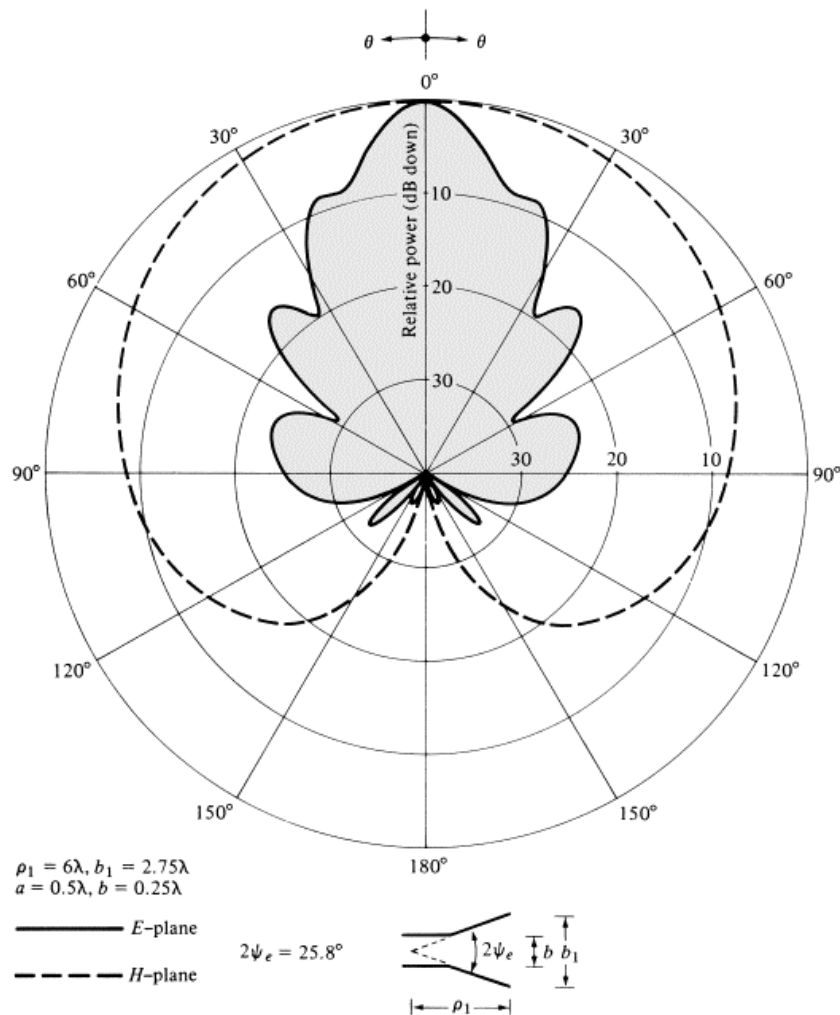
Tại  $\theta = 90^\circ$ :

$$\frac{b_1}{\lambda} \sin\theta = 2,75$$

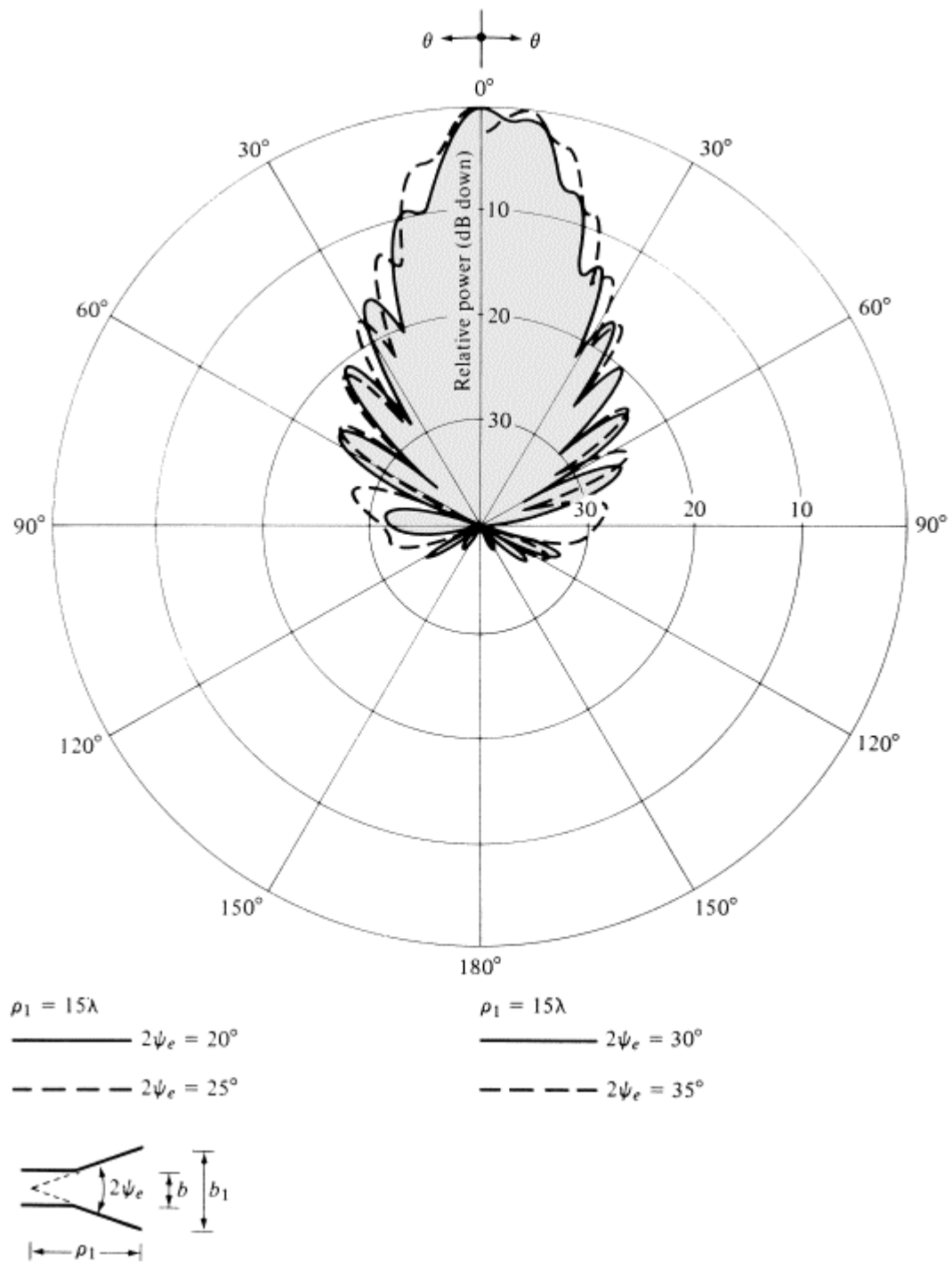
→ Cường độ trường vào khoảng -20 dB. Cường độ trường tổng cộng:

$$E_\theta = -20 + 20 \log_{10} \left[ \frac{1 + \cos 90^\circ}{2} \right] = -26 \text{ dB}$$

Kết quả này gần đúng với Hình 3.15.



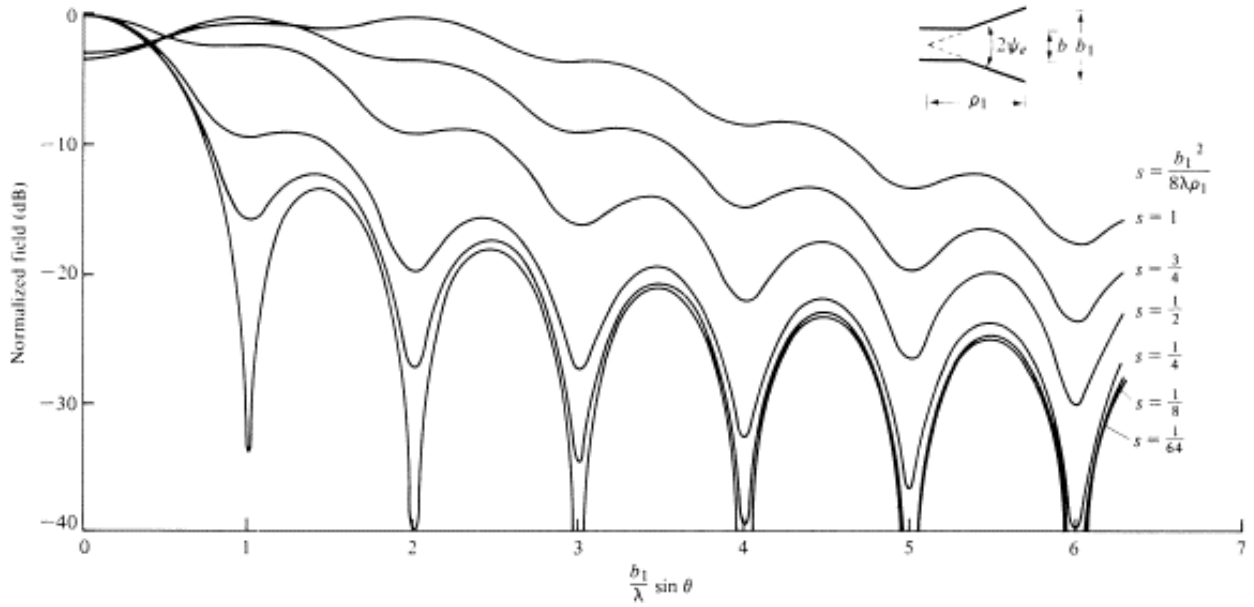
**Hình 3.15: Đồ thị trường của loa E trên mặt phẳng E và H**



**Hình 3.16: Trường của loa E trên mặt phẳng E với các góc mở khác nhau**

Cường độ bức xạ cực đại:

$$U_{max} = \frac{r^2}{Z} |E_{max}|^2 \quad (3.92)$$



**Hình 3.17: Trường chuẩn hóa của loa E trên mặt phẳng E theo s**

Đối với anten loa, hướng bức xạ cực đại dọc theo trục z ( $\theta = 0$ ). Do:

$$\begin{aligned}
 k_x &= k_y = 0 \\
 t_1 = -t &= -\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} = -\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \\
 t_2 = t &= \frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} = \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}}
 \end{aligned} \tag{3.93}$$

Nên:

$$\begin{aligned}
 |E_\theta|_{\max} &= \frac{2a\sqrt{\pi k \rho_1}}{\pi^2 r} |E_1 \sin \phi F(t)| \\
 |E_\phi|_{\max} &= \frac{2a\sqrt{\pi k \rho_1}}{\pi^2 r} |E_1 \cos \phi F(t)|
 \end{aligned} \tag{3.94}$$

$$|E_{\max}| = \sqrt{|E_\theta|_{\max}^2 + |E_\phi|_{\max}^2} = \frac{2a\sqrt{\pi k \rho_1}}{\pi^2 r} |E_1 F(t)| \tag{3.95}$$

Thay vào (3.92):

$$U_{\max} = \frac{2a^2 k \rho_1}{Z \pi^3} |E_1|^2 |F(t)|^2 = \frac{4a^2 \rho_1}{Z \lambda \pi^2} |E_1|^2 |F(t)|^2 \tag{3.96}$$

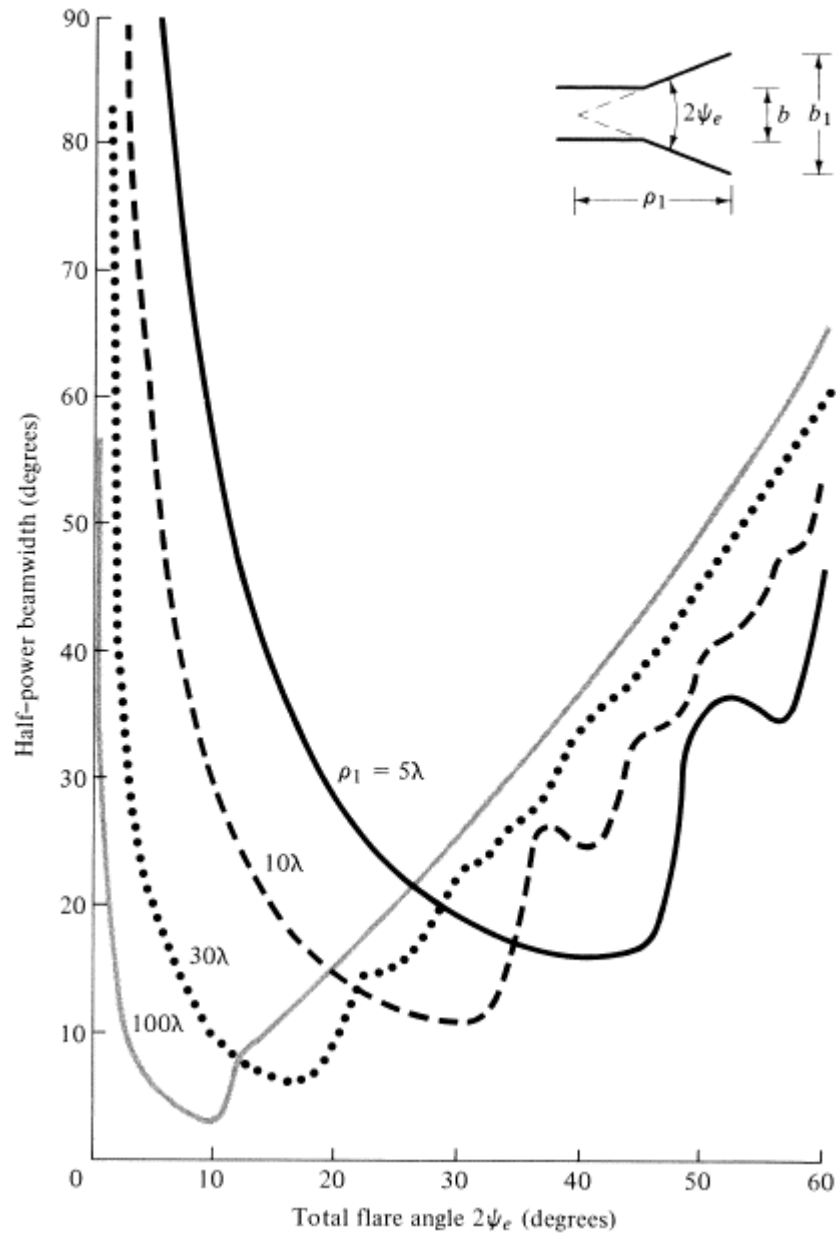
Trong đó:

$$|F(t)|^2 = C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) \quad (3.97)$$

Tổng công suất bức xạ:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \iint_{S_0} \text{Re}(E' x H'^*) ds = \frac{1}{2Z} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} \int_{-a/2}^{a/2} |E_1|^2 \cos^2 \left( \frac{\pi}{a} x' \right) dx' dy' \quad (3.98)$$

$$P_{rad} = |E_1|^2 \frac{b_1 a}{4Z} \quad (3.99)$$



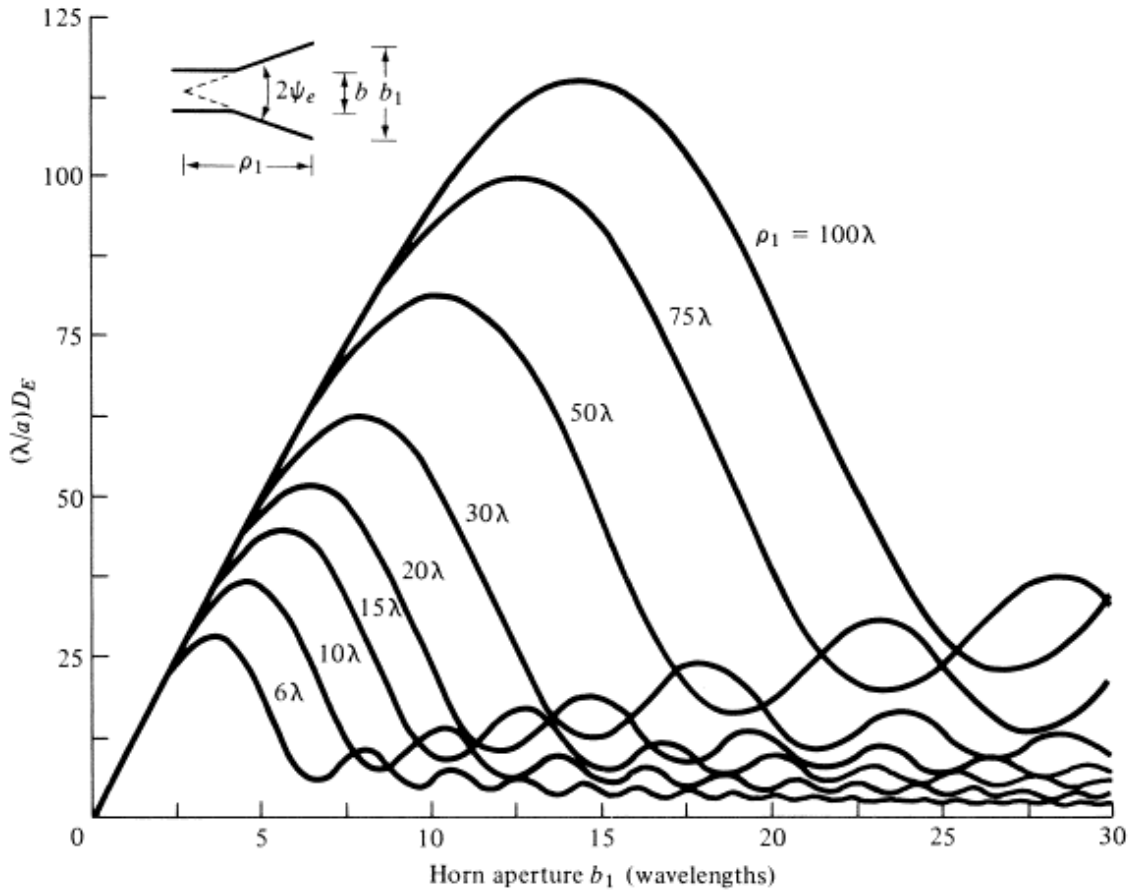
Hình 3.18: HPBW của loa E theo  $\psi_e$

Độ lợi định hướng:

$$D_E = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{64a\rho_1}{\pi\lambda b_1} |F(t)|^2 = \frac{64a\rho_1}{\pi\lambda b_1} \left[ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) \right] \quad (3.100)$$

Hiệu suất của anten có thể xác định theo độ rộng búp sóng hay hướng tính của nó. Hình 3.18 mô tả độ rộng nửa công suất của loa E theo góc mở với các chiều dài khác nhau. Hướng tính của anten cũng có thể tính theo các bước sau [5]:

- Tính B:



**Hình 3.19: Hướng tính của loa E theo kích thước miệng loa**

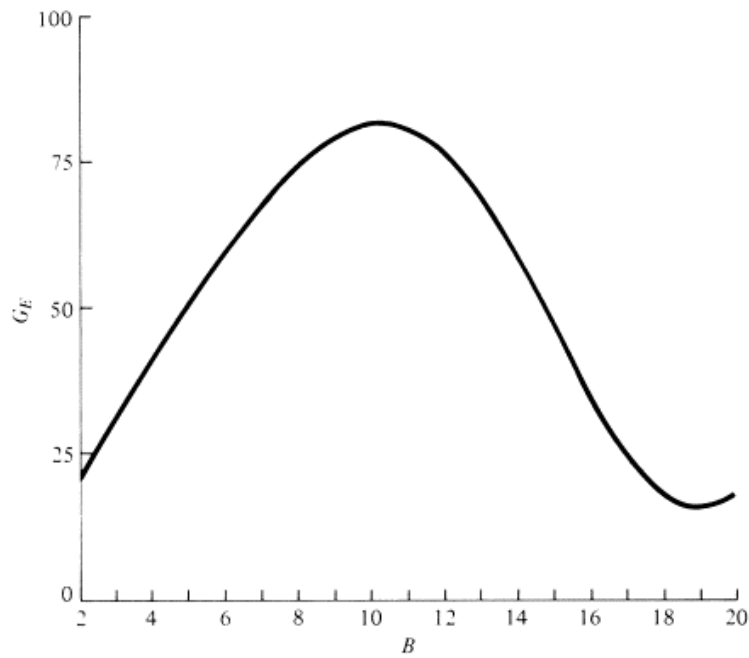
$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}} \quad (3.101)$$

- Xác định  $G_E$  dùng Hình 3.20. Nếu  $B < 2$  thì dùng công thức:

$$G_E = \frac{32}{\pi} B \quad (3.102)$$

- Xác định  $D_E$ :

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}}} \quad (3.103)$$



**Hình 3.20: Biểu diễn  $G_E$  theo  $B$**

**Ví dụ 3.3:** Tính  $D_E$  của loa E có các thông số  $a = 0,5\lambda$ ,  $b_1 = 2,75\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$ ,  $\rho_1 = 6\lambda$  theo (3.100) và (3.103).

**Giải**

$$\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} = \frac{2,75}{\sqrt{2 \cdot 6}} = 0,794$$

Từ đó:

$$C\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}}\right) = C(0,794) = 0,72$$

$$S\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}}\right) = S(0,794) = 0,24$$

Thay vào (3.100):

$$D_E = \frac{64 \cdot 0,5 \cdot 6}{\pi \cdot 2,75} [0,72^2 + 0,24^2] = 12,79 \rightarrow 11,07 \text{ dB}$$

Tính theo (3.103):

$$\rho_e = \lambda \sqrt{6^2 + \left(\frac{2,75}{2}\right)^2} = 6,1555\lambda$$

$$\sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}} = \sqrt{\frac{50}{6,1555}} = 2,85$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}} = 2,75 \cdot 2,85 = 7,84$$

Từ Hình 3.20:  $G_E = 73,5$ . Thế vào (3.103):

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}}} = 0,5 \cdot \frac{73,5}{2,85} = 12,89 \rightarrow 11,1 \text{ dB} \quad (3.104)$$

### 3.3.4 Loa H

Mô hình hình học của loa H như Hình 3.21, cách phân tích tương tự loa E.

Tại miệng loa:

$$E'_x = E'_y = 0 \quad (3.105a)$$

$$E'_y(x') = E_2 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (3.105b)$$

$$H'_x(x') = -\frac{E_2}{Z} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (3.105c)$$

$$\delta(x') = \frac{1}{2} \left(\frac{x'^2}{\rho_2}\right) \quad (3.105d)$$

$$\rho_2 = \rho_h \cos\psi_h \quad (3.105e)$$

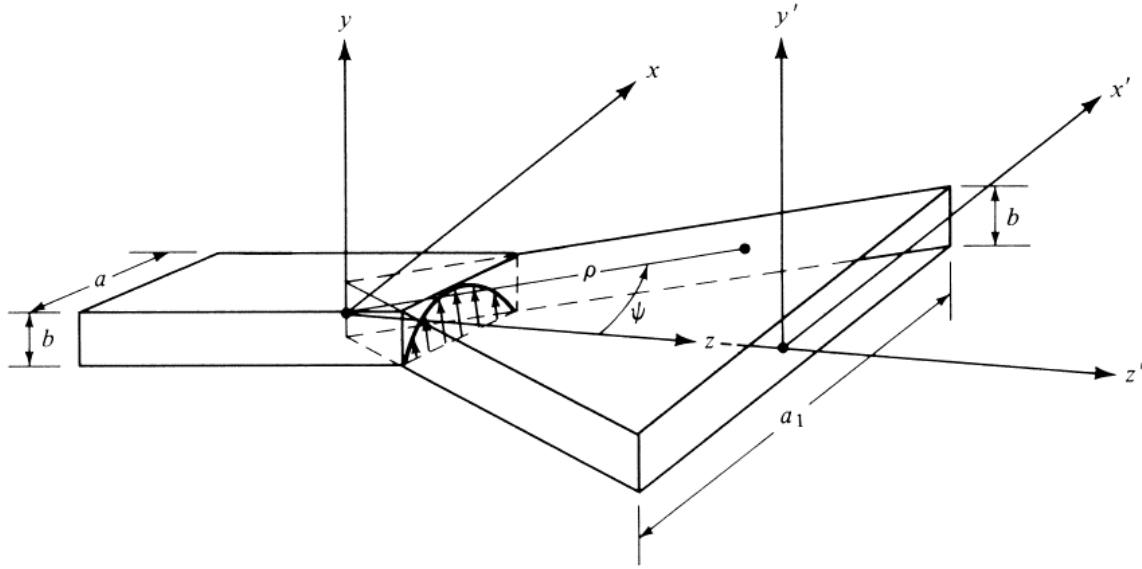
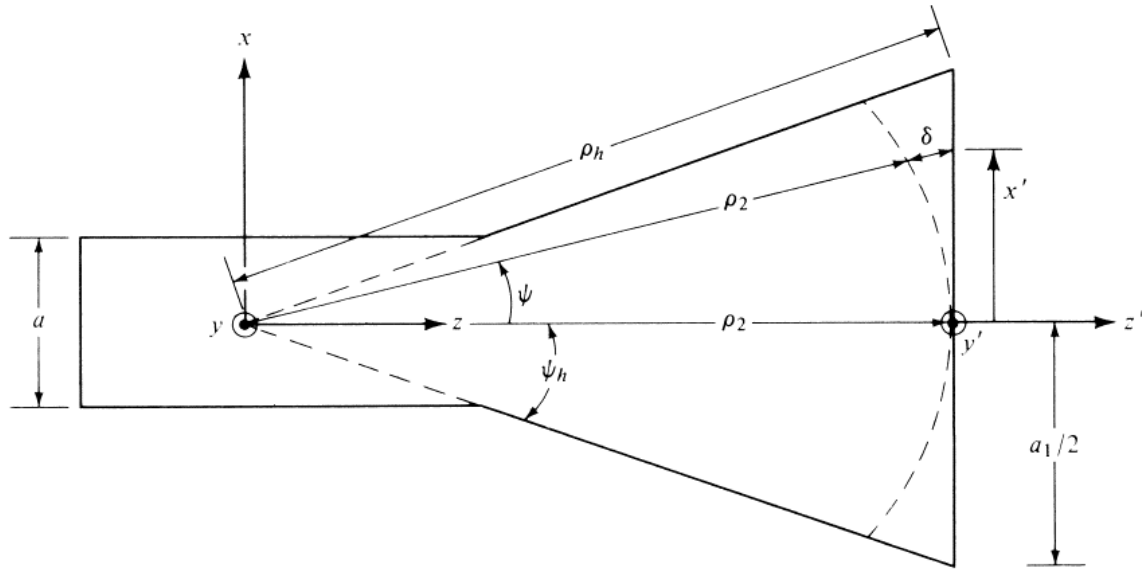
Mật độ dòng:

$$J_x = J_z = M_y = M_z = 0 \quad (3.106a)$$

$$J_y = -\frac{E_2}{Z} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (3.106b)$$

$$M_x = E_2 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (3.106c)$$



(a) *H*-plane sectoral horn(b) *H*-plane view

### Hình 3.21: Các thông số của loa H

Giả sử mật độ dòng bằng 0 tại các vị trí khác, từ đó:

$$N_{\theta} = -\frac{E_2}{Z} \cos\theta \sin\phi I_1 I_2 \quad (3.107)$$

Trong đó:

$$I_1 = \int_{-b/2}^{b/2} e^{jky' \sin\theta \sin\phi} dy' = b \left[ \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\frac{kb}{2} \sin\theta \cos\phi} \right] \quad (3.108)$$

$$I_2 = \int_{-a_1/2}^{a_1/2} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk[\delta(x') - x' \sin\theta \cos\phi]} dy' \quad (3.109)$$

Mà:

$$\cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) = \frac{1}{2} \left[ e^{j\frac{\pi}{a_1} x'} + e^{-j\frac{\pi}{a_1} x'} \right] \quad (3.110)$$

(3.109) có thể biểu diễn như sau:

$$I_2 = I'_2 + I''_2 \quad (3.111)$$

$$I'_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} e^{j(k'_x{}^2 \rho_2)/2k} \{ [C(t'_2) - C(t'_1)] - j[S(t'_2) - S(t'_1)] \} \quad (3.112)$$

$$t'_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} (-ka_1/2 - k'_x \rho_2) \quad (3.113)$$

$$t'_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} (ka_1/2 - k'_x \rho_2) \quad (3.114)$$

$$I''_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} e^{j(k''_x{}^2 \rho_2)/2k} \{ [C(t''_2) - C(t''_1)] - j[S(t''_2) - S(t''_1)] \} \quad (3.115)$$

$$t''_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} (-ka_1/2 - k''_x \rho_2) \quad (3.116)$$

$$t''_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} (ka_1/2 - k''_x \rho_2) \quad (3.117)$$

$$k''_x = k \sin\theta \cos\phi - \frac{\pi}{a_1} \quad (3.118)$$

(3.107) trở thành:

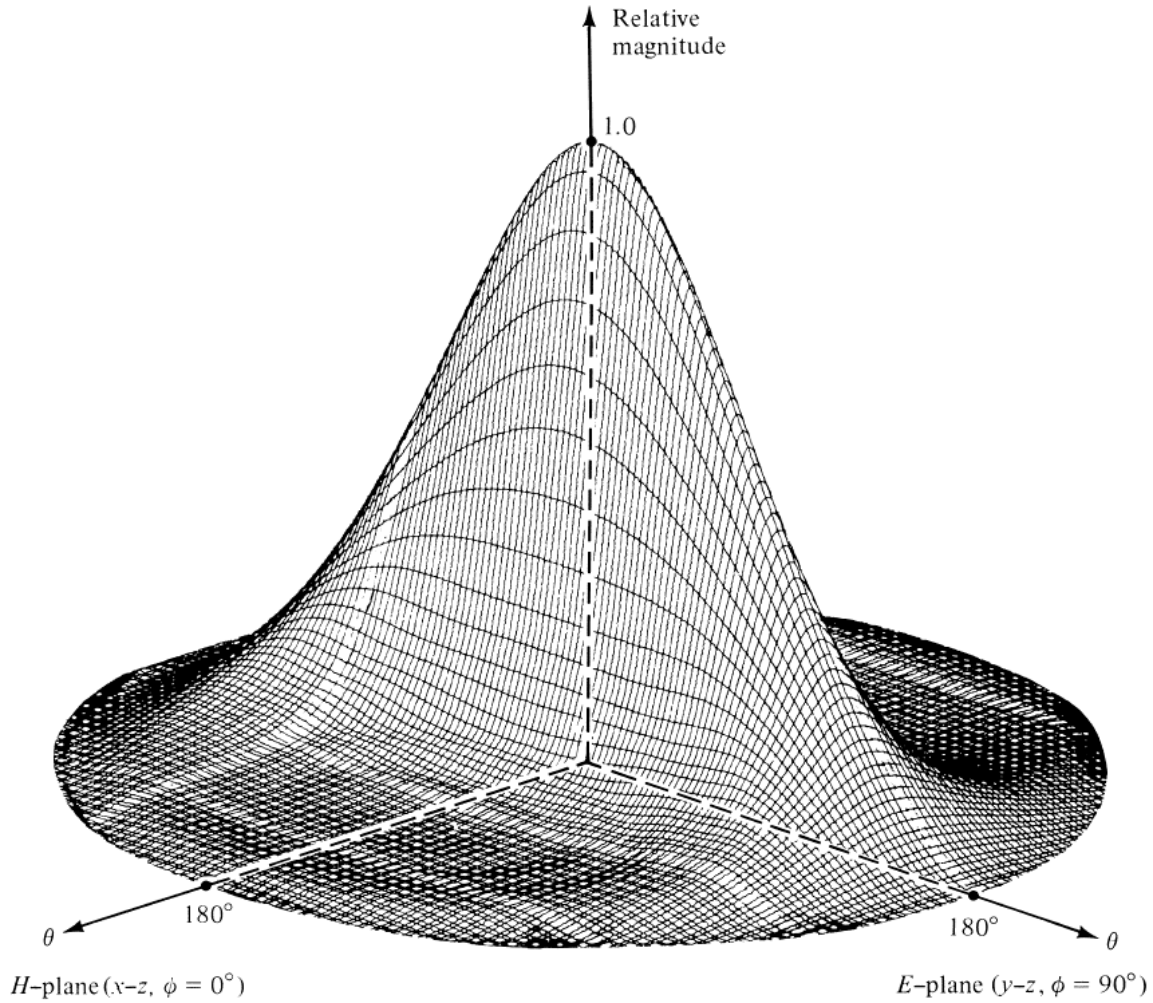
$$N_\theta = -E_2 \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \left\{ \frac{\cos\theta \sin\phi}{Z} \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2)] \right\} \quad (3.119)$$

$$F(t_1, t_2) = [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \quad (3.120)$$

$$f_1 = \frac{k'_x{}^2 \rho_2}{2k} \quad (3.121)$$

$$f_2 = \frac{k_x'^2 \rho_2}{2k} \quad (3.122)$$

$$Y = \frac{kb}{2} \sin\theta \sin\phi \quad (3.123)$$



**Hình 3.22: Đồ thị 3D trường của loa H với  $\rho_2 = 6\lambda$ ,  $a_1 = 5,5\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$**

Tương tự:

$$N_\phi = -E_2 \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} \left\{ \frac{\cos\phi \sin Y}{Y} [e^{jf_1 F(t'_1, t'_2)} + e^{jf_2 F(t''_1, t''_2)}] \right\} \quad (3.124)$$

$$L_\theta = E_2 \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} \left\{ \cos\theta \cos\phi \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1 F(t'_1, t'_2)} + e^{jf_2 F(t''_1, t''_2)}] \right\} \quad (3.125)$$

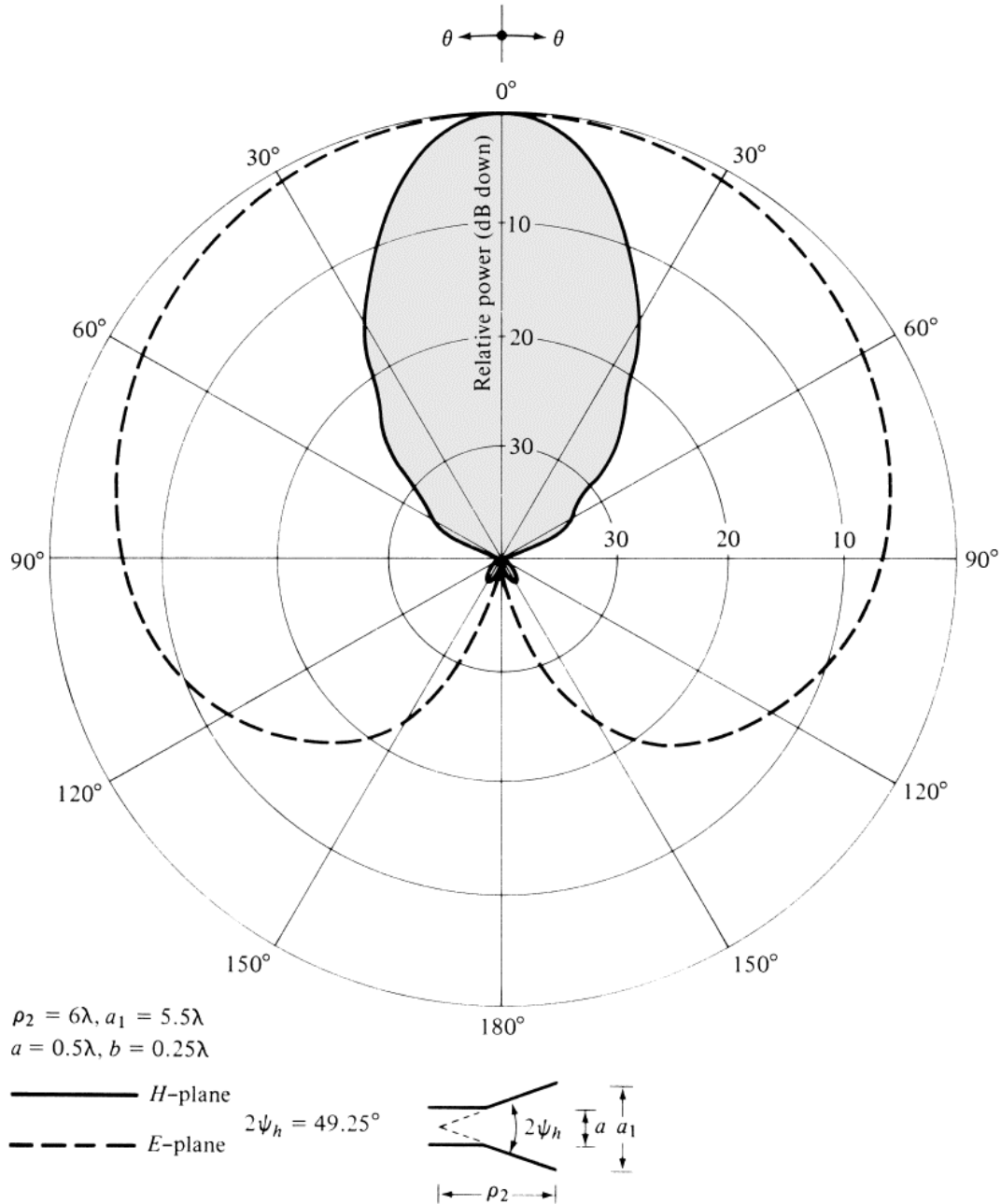
$$L_\phi = -E_2 \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} \left\{ \sin\phi \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1 F(t'_1, t'_2)} + e^{jf_2 F(t''_1, t''_2)}] \right\} \quad (3.126)$$

Trường điện ở vùng xa:

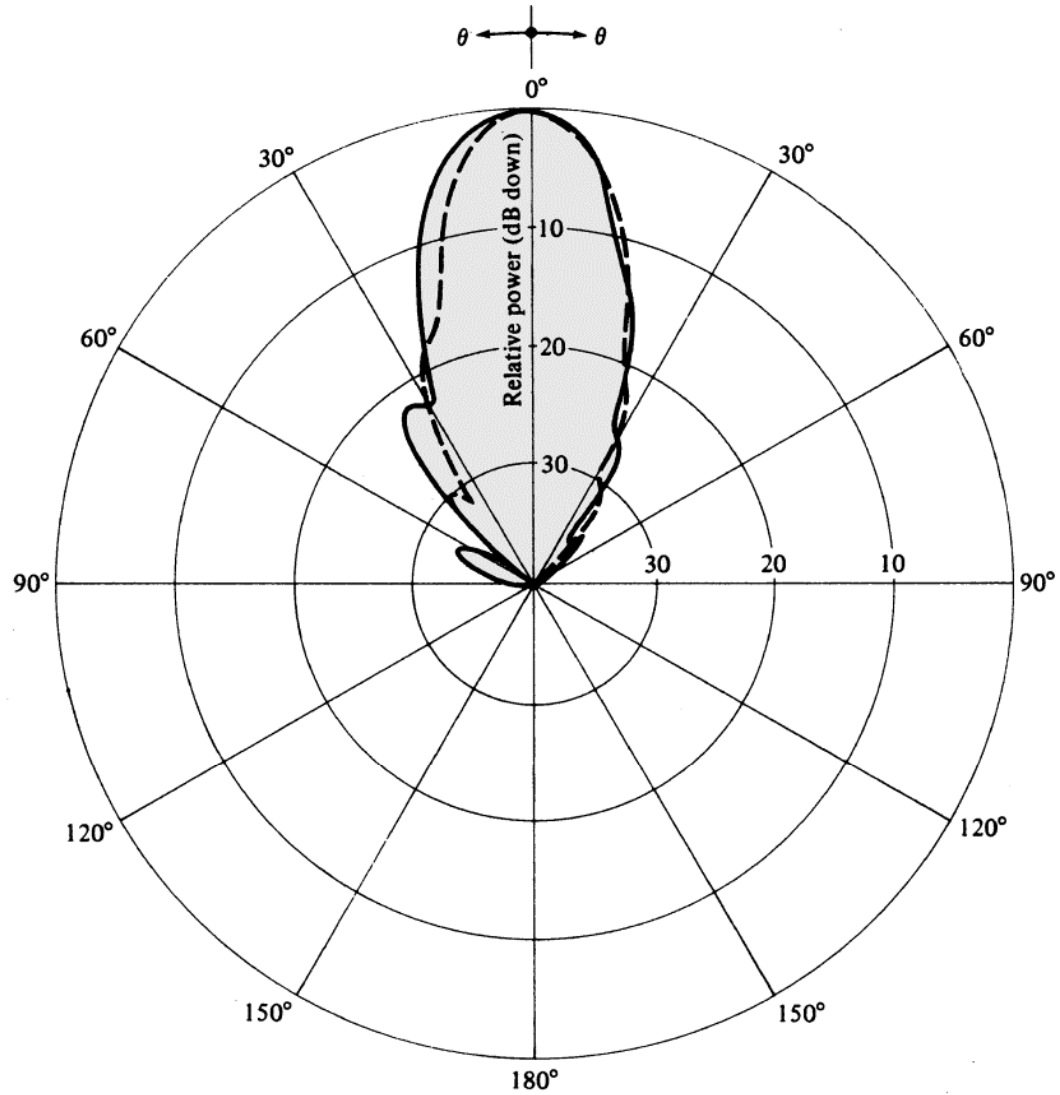
$$E_r = 0$$

$$E_\theta = jE_2 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \sin\phi(1 + \cos\theta) \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1 F(t'_1, t'_2)} + e^{jf_2 F(t''_1, t''_2)}] \right\} \quad (3.127)$$

$$E_\phi = jE_2 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \cos\phi(1 + \cos\theta) \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1 F(t'_1, t'_2)} + e^{jf_2 F(t''_1, t''_2)}] \right\}$$



**Hình 3.23: Đồ thị trường của loa H trên mặt phẳng E và H**

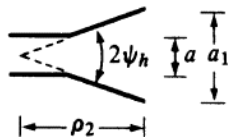


$$\rho_2 = 12\lambda$$

—————  $2\psi_h = 15^\circ$   
 - - - - -  $2\psi_h = 20^\circ$

$$\rho_2 = 12\lambda$$

—————  $2\psi_h = 25^\circ$   
 - - - - -  $2\psi_h = 30^\circ$



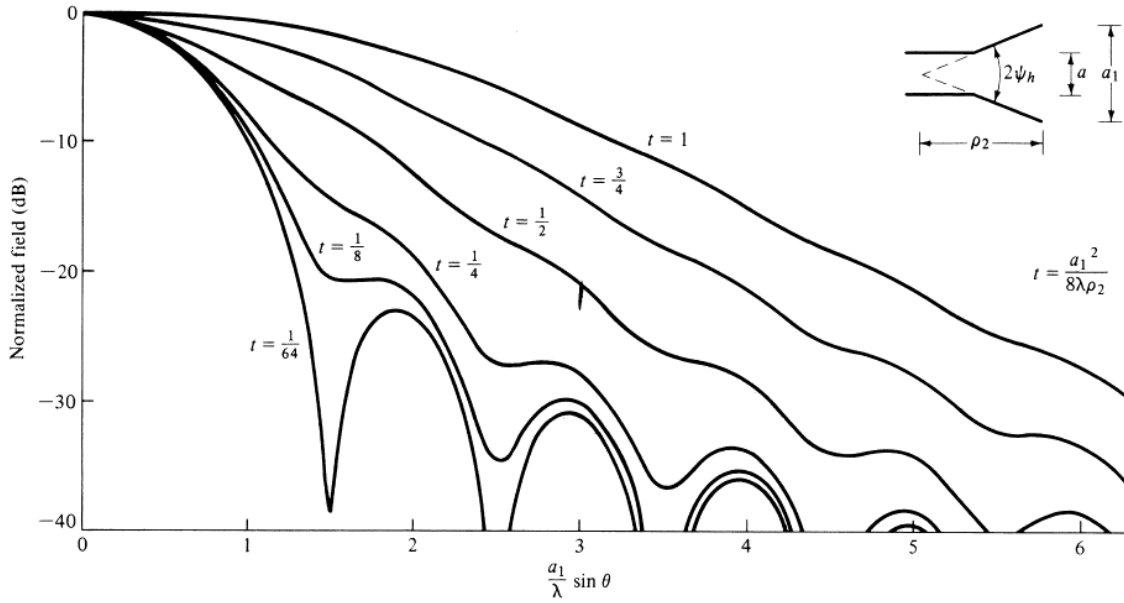
**Hình 3.24:** Trường của loa H trên mặt phẳng H với các góc mở khác nhau

Trường điện trong mặt phẳng E ( $\phi = \pi/2$ ):

$$\begin{aligned}
 E_r &= E_\phi = 0 \\
 E_\theta &= jE_2 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ (1 + \cos\theta) \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2)] \right\} \\
 Y &= \frac{kb}{2} \sin\theta \sin\phi \\
 k'_x &= \frac{\pi}{a_1} \\
 k''_x &= -\frac{\pi}{a_1}
 \end{aligned} \tag{3.128}$$

Trong mặt phẳng H ( $\phi = 0$ ):

$$\begin{aligned}
 E_r &= E_\theta = 0 \\
 E_\phi &= jE_2 \frac{b}{8} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ (1 + \cos\theta) \frac{\sin Y}{Y} [e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2)] \right\} \\
 k'_x &= k \sin\theta + \frac{\pi}{a_1} \\
 k''_x &= k \sin\theta - \frac{\pi}{a_1}
 \end{aligned} \tag{3.129}$$



**Hình 3.25: Mô hình tổng quát của loa H trên mặt phẳng H**

Bỏ qua hệ số  $1 + \cos\theta$ , trường điện chuẩn hóa trên mặt phẳng H của loa E:

$$E_{\phi n} = e^{jf_1} F(t'_1, t'_2) + e^{jf_2} F(t''_1, t''_2) \tag{3.130a}$$

$$f_1 = \frac{k'^2_x \rho_2}{2k} = \frac{\rho_2}{2k} \left( k \sin\theta + \frac{\pi}{a_1} \right)^2 = \frac{\pi}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin\theta \right)^2 \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{\lambda}{a_1 \sin\theta} \right) \right]^2 \tag{3.130b}$$

$$f_2 = \frac{k_x'^2 \rho_2}{2k} = \frac{\rho_2}{2k} \left( k \sin \theta - \frac{\pi}{a_1} \right)^2 = \frac{\pi}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin \theta \right)^2 \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\lambda}{a_1 \sin \theta} \right) \right]^2 \quad (3.130c)$$

$$t_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{k a_1}{2} - k_x' \rho_2 \right) = 2\sqrt{t} \left[ -1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin \theta \right) - \frac{1}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \right] \quad (3.130d)$$

$$t_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( \frac{k a_1}{2} - k_x' \rho_2 \right) = 2\sqrt{t} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin \theta \right) - \frac{1}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \right] \quad (3.130e)$$

$$t_1'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{k a_1}{2} - k_x'' \rho_2 \right) = 2\sqrt{t} \left[ -1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin \theta \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \right] \quad (3.130f)$$

$$t_2'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( \frac{k a_1}{2} - k_x'' \rho_2 \right) = 2\sqrt{t} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( \frac{1}{t} \right) \left( \frac{a_1}{\lambda} \sin \theta \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{1}{t} \right) \right] \quad (3.130g)$$

$$t = \frac{a_1^2}{8\lambda\rho_2} \quad (3.130h)$$

Trường chuẩn hóa của (3.130) như Hình 3.25. Thủ tục tính toán trường cũng tương tự như loa E. Hệ số định hướng cũng được tính toán tương tự.

$$|E_\theta|_{max} = |E_2| \frac{b}{4r} \sqrt{\frac{2\rho_2}{\lambda}} \left| \sin \phi \left\{ [C(t_2') + C(t_2'') - C(t_1') - C(t_1'')] \right\} \right| \quad (3.131a)$$

$$t_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{k a_1}{2} - \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) \quad (3.131b)$$

$$t_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( \frac{k a_1}{2} - \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) \quad (3.131c)$$

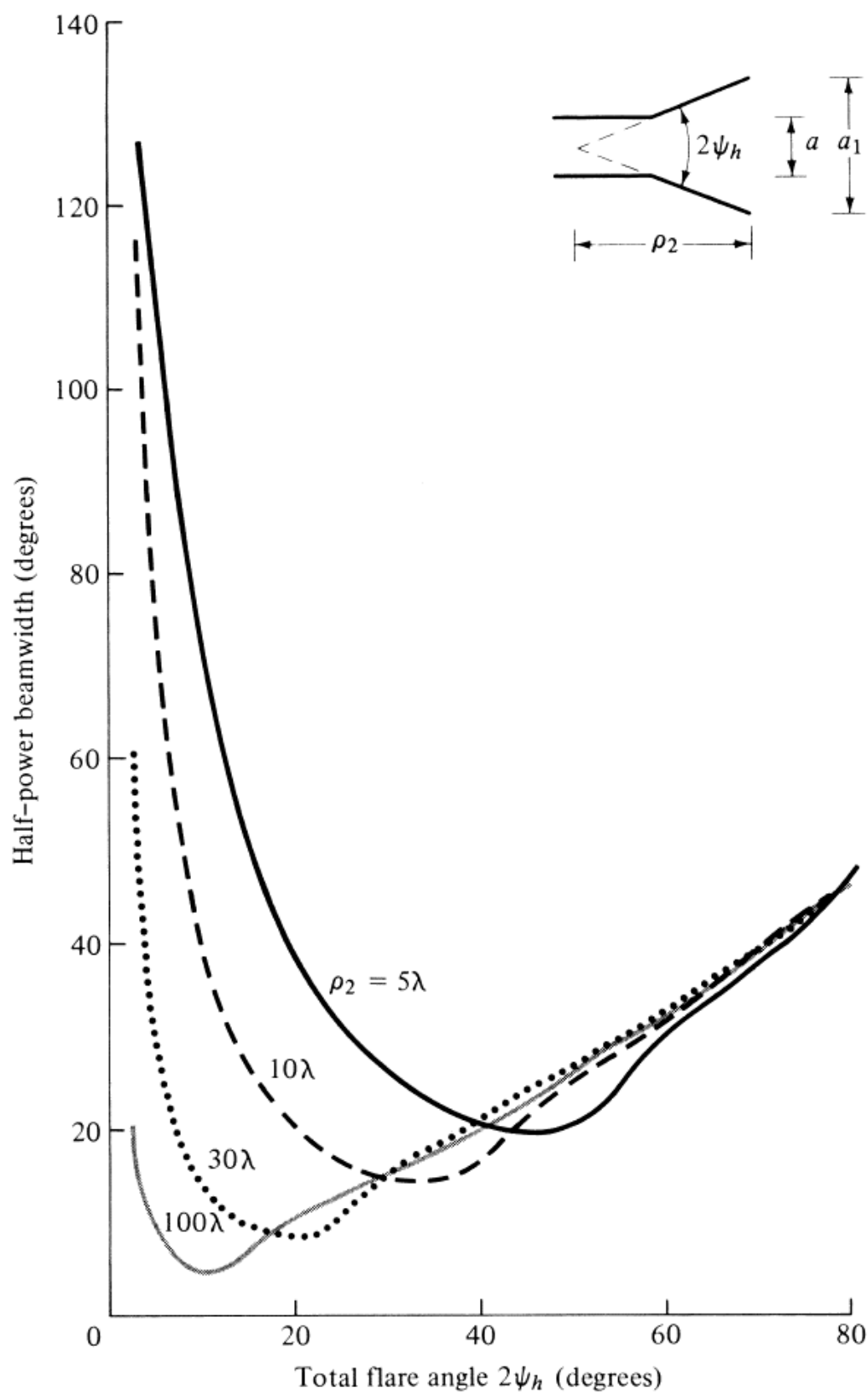
$$t_1'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{k a_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = -t_2' = v \quad (3.131d)$$

$$t_2'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( \frac{k a_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = -t_1' = u \quad (3.131e)$$

Mà:

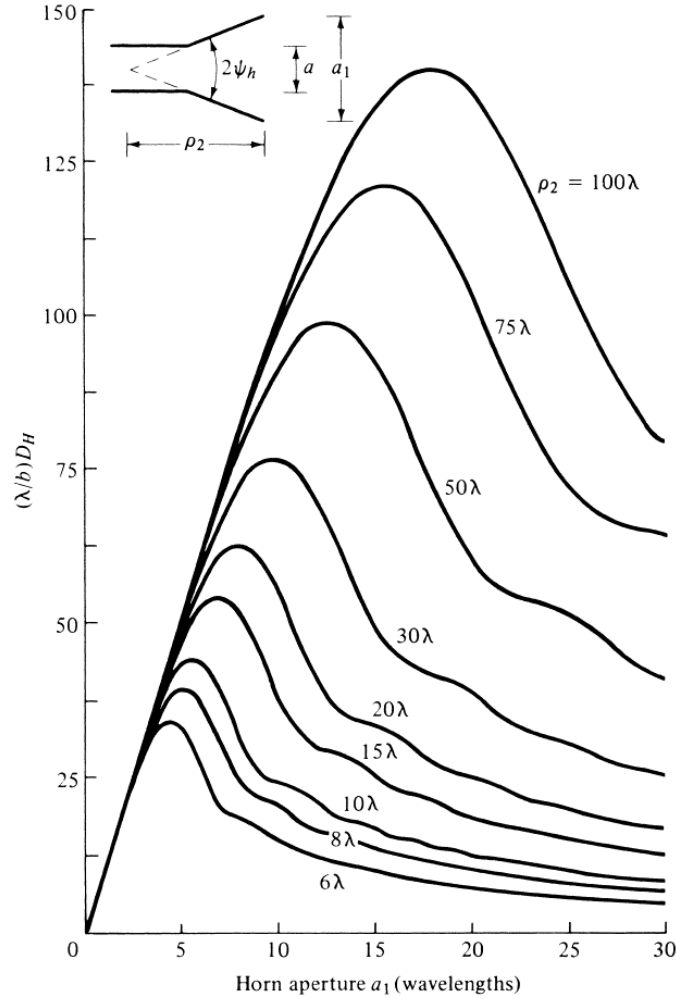
$$C(-x) = -C(x) \quad (3.132a)$$

$$S(-x) = -S(x) \quad (3.132b)$$



Hình 3.26: HPBW của loa H theo  $\psi_h$





**Hình 3.27: Hướng tính của loa H theo kích thước miệng loa**

$$|E_{\theta}|_{max} = |E_2| \frac{b}{r} \sqrt{\frac{\rho_2}{2\lambda}} |\sin\phi \{ [C(u) - C(v)] - j[S(u) - S(v)] \}| \quad (3.133a)$$

$$u = -t'_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( \frac{k a_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) \quad (3.133b)$$

$$v = -t'_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{k a_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) \quad (3.133c)$$

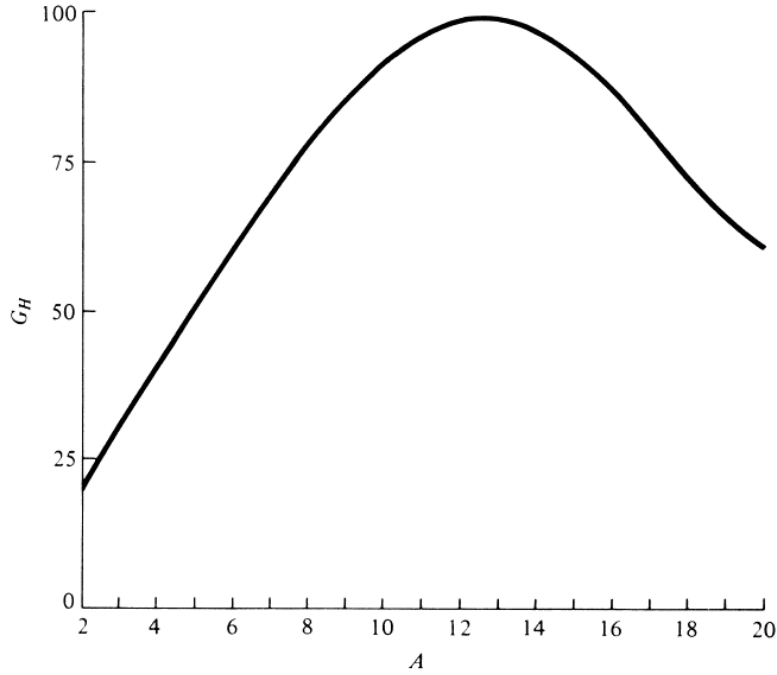
Tương tự:

$$|E_{\phi}|_{max} = |E_2| \frac{b}{r} \sqrt{\frac{\rho_2}{2\lambda}} |\cos\phi \{ [C(u) - C(v)] - j[S(u) - S(v)] \}| \quad (3.134)$$

Từ đó:

$$|E|_{max} = |E_2| \frac{b}{r} \sqrt{\frac{\rho_2}{2\lambda}} \sqrt{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2} \quad (3.135)$$

$$U_{max} = |E_2|^2 \frac{b^2 \rho_2}{4Z\lambda} \{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2\} \quad (3.136)$$



**Hình 3.28: Biểu diễn G<sub>H</sub> theo A**

Tổng công suất bức xạ:

$$P_{rad} = |E_2|^2 \frac{ba_1}{4Z} \quad (3.137)$$

Độ lợi định hướng:

$$D_H = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi b \rho_2}{a_1 \lambda} \{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2\} \quad (3.138)$$

Độ lợi định hướng của loa H có thể tính theo các bước sau [5]:

- Tính A:

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}} \quad (3.139a)$$

- Tính G<sub>H</sub> theo Hình 3.28, nếu A < 2:

$$G_H = \frac{32}{\pi} A \quad (3.139b)$$

- Tính  $D_H$ :

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{G_H}{\sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}}} \quad (3.139c)$$

**Ví dụ 3.4:** Tính  $D_H$  của loa H có các thông số  $a = 0,5\lambda$ ,  $a_1 = 5,5\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$ ,  $\rho_2 = 6\lambda$ .

### Giải

Tính theo (3.138):

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{6}}{5,5} + \frac{5,5}{\sqrt{6}} \right) = 1,9$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{6}}{5,5} - \frac{5,5}{\sqrt{6}} \right) = -1,273$$

$$C(u) = C(1,9) = 0,394$$

$$C(v) = C(-1,273) = -C(1,273) = -0,659$$

$$S(u) = S(1,9) = 0,373$$

$$S(v) = S(-1,273) = -S(1,273) = -0,669$$

$$D_H = \frac{4\pi 0,25 \cdot 6}{5,5} \{ [0,394 + 0,659]^2 + [0,373 + 0,669]^2 \} = 7,52 \rightarrow 8,763dB$$

Tính theo (3.139):

$$\rho_h = \lambda \sqrt{6^2 + \left(\frac{5,5}{2}\right)^2} = 6,6\lambda$$

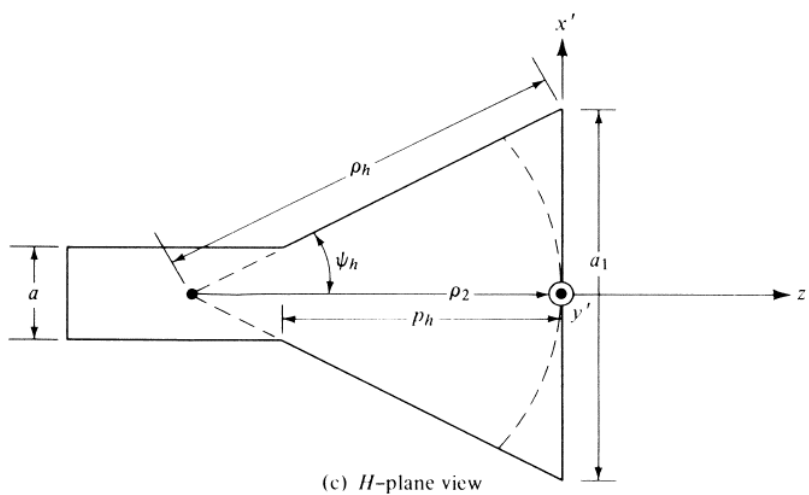
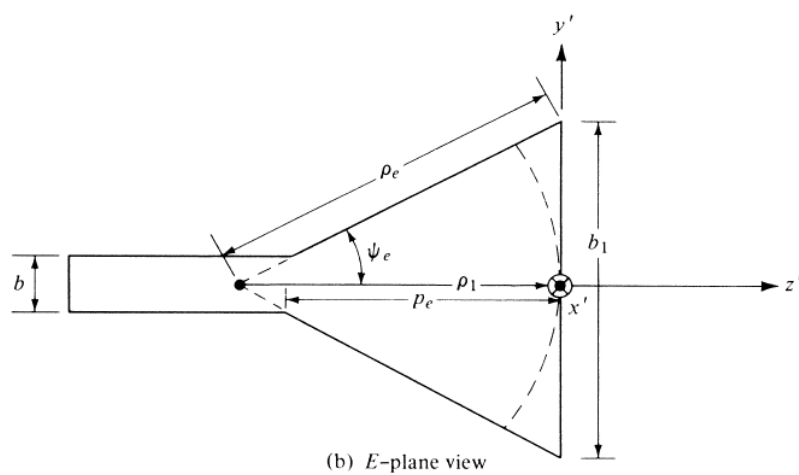
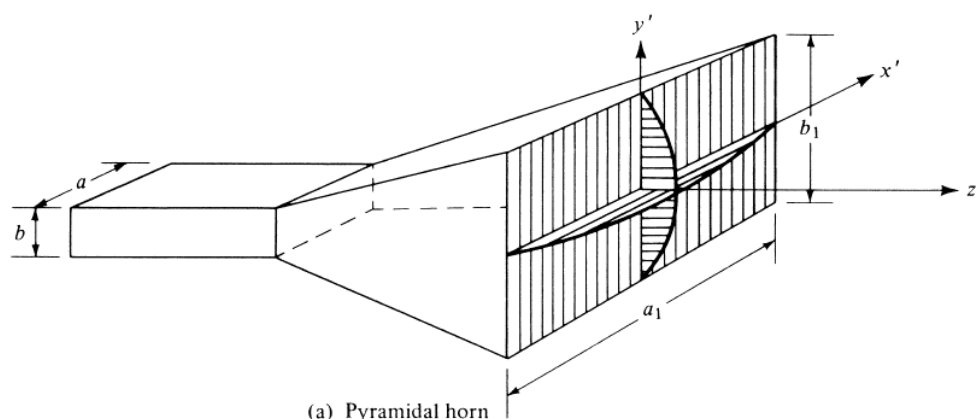
$$\sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}} = \sqrt{\frac{50}{6,6}} = 2,7524$$

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}} = 5,5 \cdot 2,7524 = 15,14$$

Từ Hình 3.28:  $G_H = 91,8$

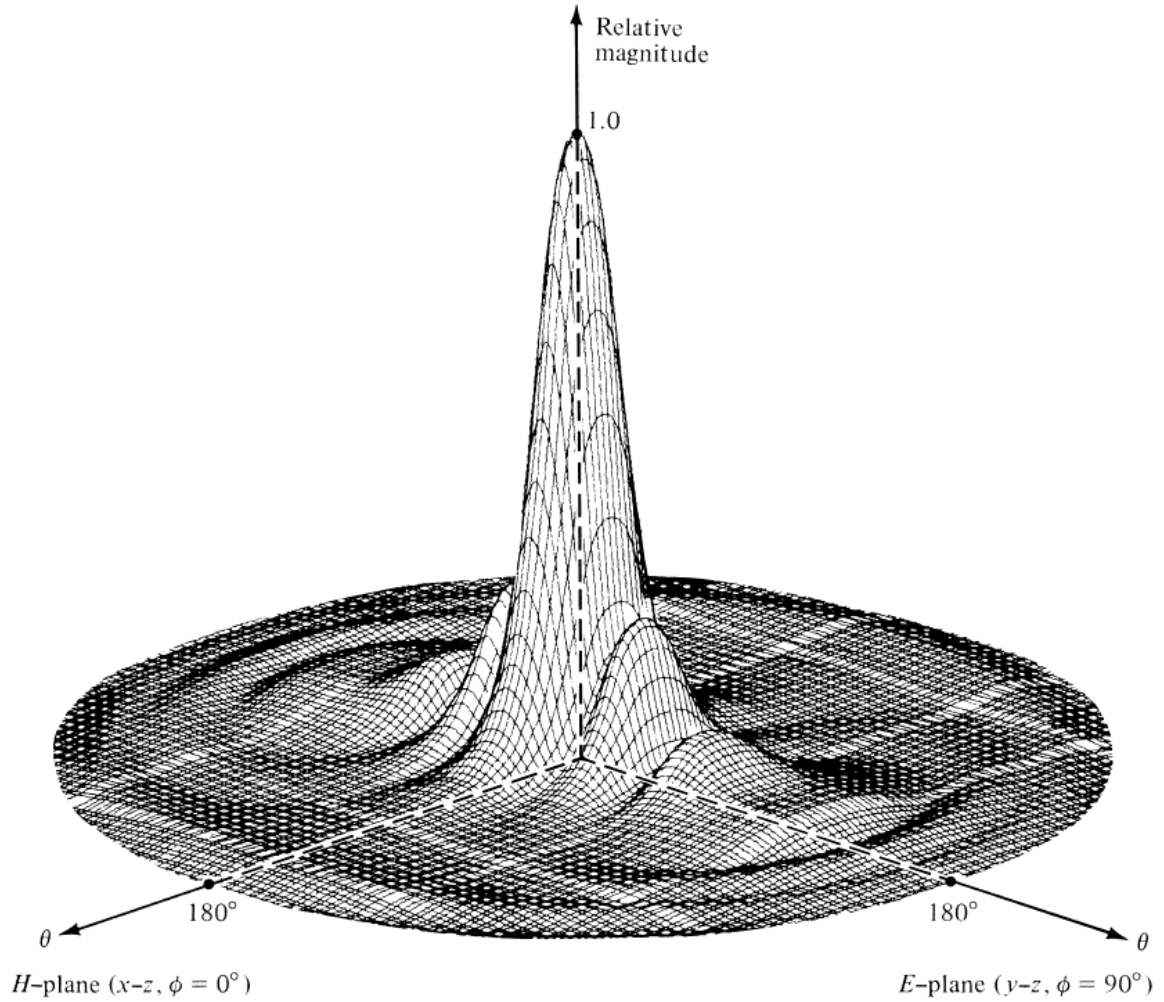
$$D_H = 0,25 \frac{91,8}{2,7524} = 8,338 \rightarrow 9,21 \text{ dB}$$

### 3.3.5 Loa hình tháp



**Hình 3.29: Các thông số của loa tháp**

Đối với loa tháp, miệng loa được mở rộng theo cả hai hướng. Thực hiện tính toán như phần loa E và loa H.



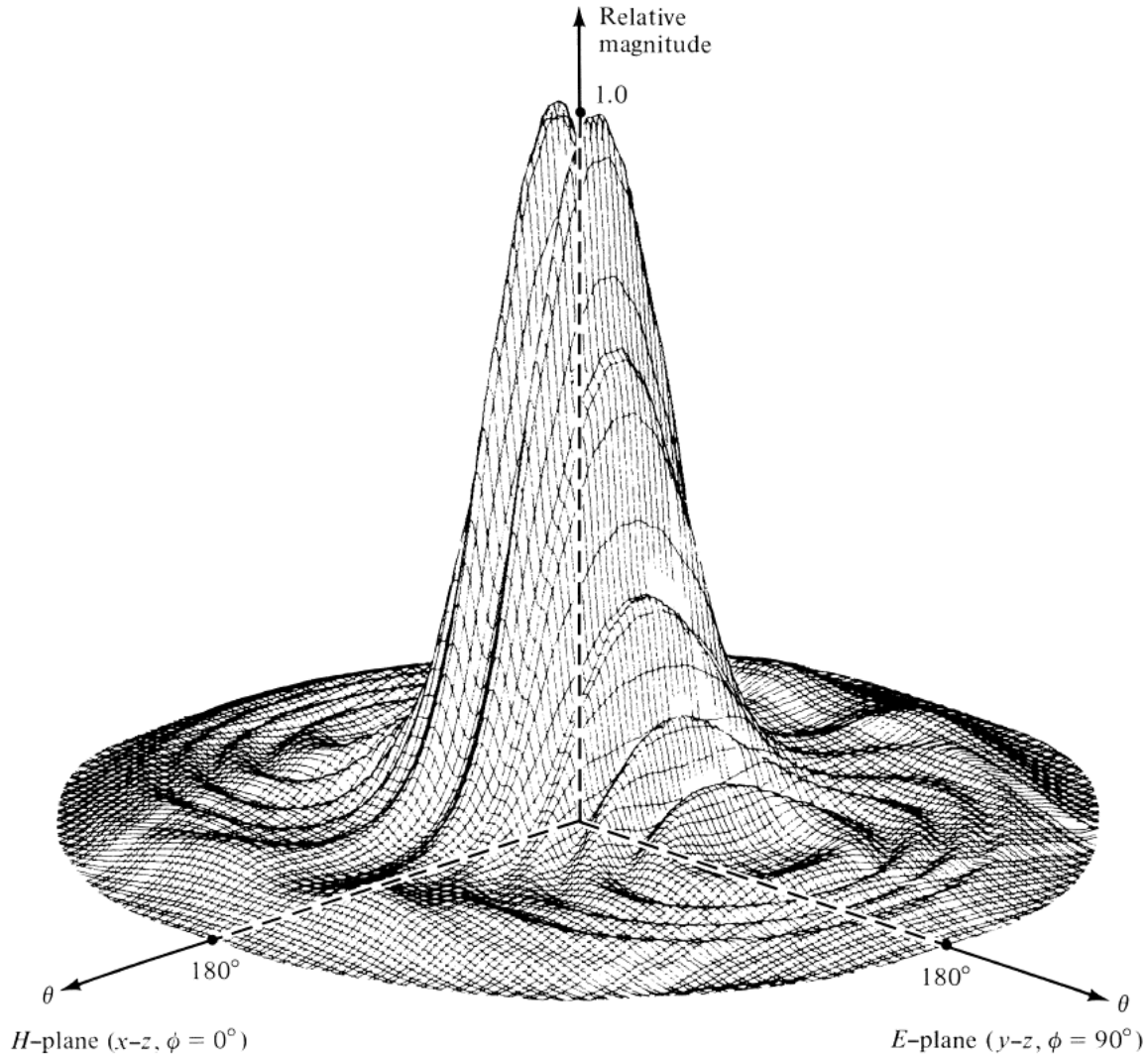
**Hình 3.30: Đồ thị 3D trường của loa tháp với  $\rho_1 = \rho_2 = 6\lambda$ ,  $a_1 = 5,5\lambda$ ,  $b_1 = 2,75\lambda$ ,  $a = 0,5\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$**

Trường điện ở vùng xa:

$$\begin{aligned}
 E_r &= 0 \\
 E_\theta &= j \frac{kE_0 e^{-jkr}}{4\pi r} [\sin\phi(1 + \cos\theta)I_1 I_2] \\
 E_\phi &= j \frac{kE_0 e^{-jkr}}{4\pi r} [\cos\phi(1 + \cos\theta)I_1 I_2]
 \end{aligned} \tag{3.140}$$

$$I_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_2}{k}} \left( e^{\frac{j(k'_x{}^2 \rho_2)}{2k}} \{ [C(t'_2) - C(t'_1)] - j[S(t'_2) - S(t'_1)] \} + e^{\frac{j(k''_x{}^2 \rho_2)}{2k}} \{ [C(t''_2) - C(t''_1)] - j[S(t''_2) - S(t''_1)] \} \right) \quad (3.141)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi \rho_1}{k}} e^{j(k_y^2 \rho_1)/2k} \{ [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \} \quad (3.142)$$



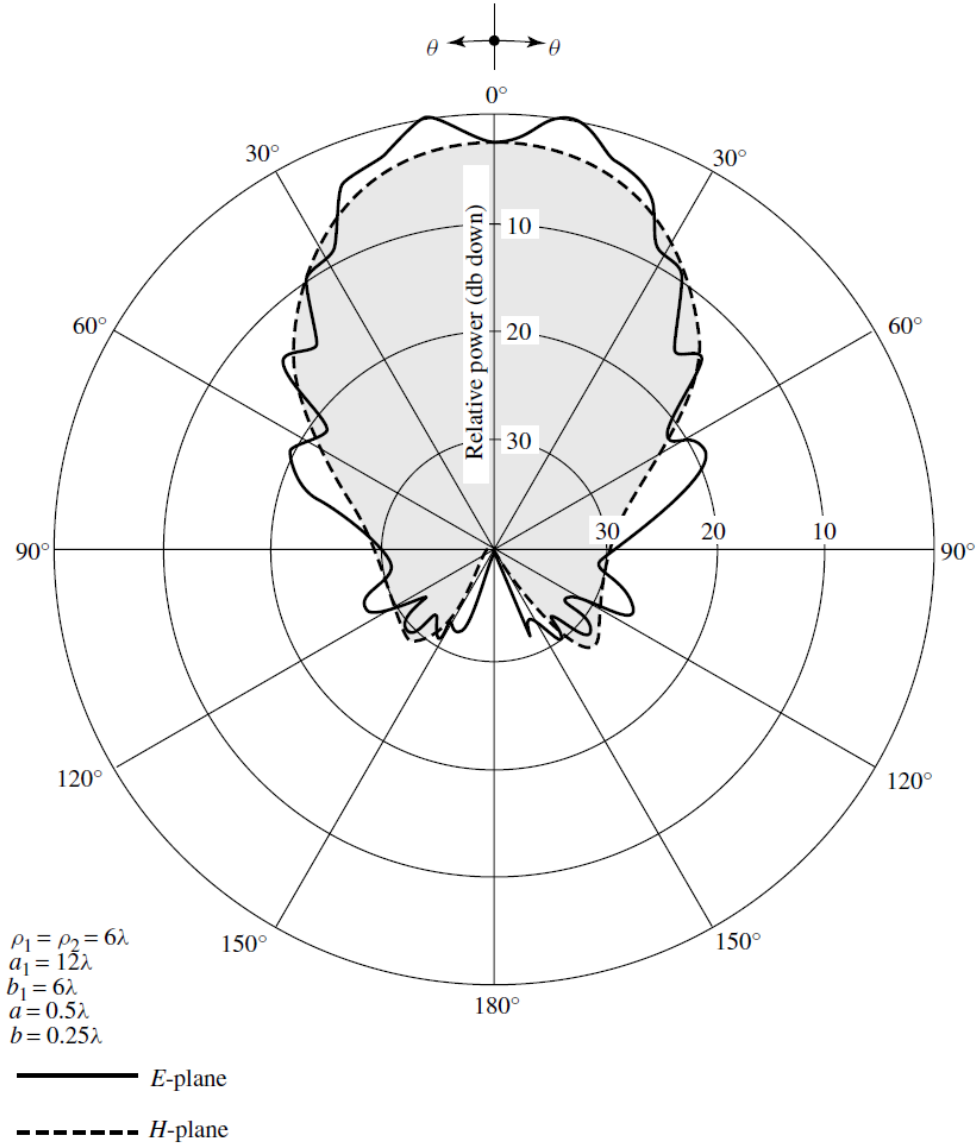
**Hình 3.31: Đồ thị 3D trường của loa tháp có hướng bức xạ cực đại không nằm trên trục với  $\rho_1 = \rho_2 = 6\lambda$ ,  $a_1 = 12\lambda$ ,  $b_1 = 6\lambda$ ,  $a = 0,5\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$**

Theo Hình 3.29b,  $p_e$ :

$$p_e = (b_1 - b) \sqrt{\left(\frac{\rho_e}{b_1}\right)^2 - \frac{1}{4}} \quad (3.143a)$$

Nên bằng với  $p_h$  như Hình 3.29c:

$$p_h = (a_1 - a) \sqrt{\left(\frac{\rho_h}{a_1}\right)^2 - \frac{1}{4}} \quad (3.143b)$$



**Hình 3.32: Đồ thị trường của loa tháp trên mặt phẳng E và H có hướng bức xạ cực đại không nằm trên trục**

Từ (3.140):

$$|E_\theta| = |E_0 \sin \phi| \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{r} \sqrt{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2} \times \sqrt{C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right)} \quad (3.144a)$$

$$|E_\phi| = |E_0 \cos \phi| \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{r} \sqrt{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2} \times \sqrt{C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right)} \quad (3.144b)$$

$$U_{max} = \frac{r^2}{2Z} |E|_{max}^2 = |E_0|^2 \frac{\rho_1 \rho_2}{2Z} \{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2\} \times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\} \quad (3.144c)$$

Trong đó u, v tính theo (3.133). Từ:

$$P_{rad} = |E_0|^2 \frac{a_1 b_1}{4Z} \quad (3.145)$$

Độ lợi định hướng của loa tháp:

$$D_P = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{8\pi \rho_1 \rho_2}{a_1 b_1} \{[C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2\} \times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\} \quad (3.146)$$

Hay:

$$D_P = \frac{\pi \lambda^2}{32ab} D_E D_H \quad (3.147)$$

Độ lợi định hướng của loa tháp có thể tính theo các bước sau [5]:

- Tính A, B:

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}} \quad (3.148a)$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}} \quad (3.148b)$$

- Tính  $G_E$  theo Hình 3.20,  $G_H$  theo Hình 3.28, nếu A hay B < 2:



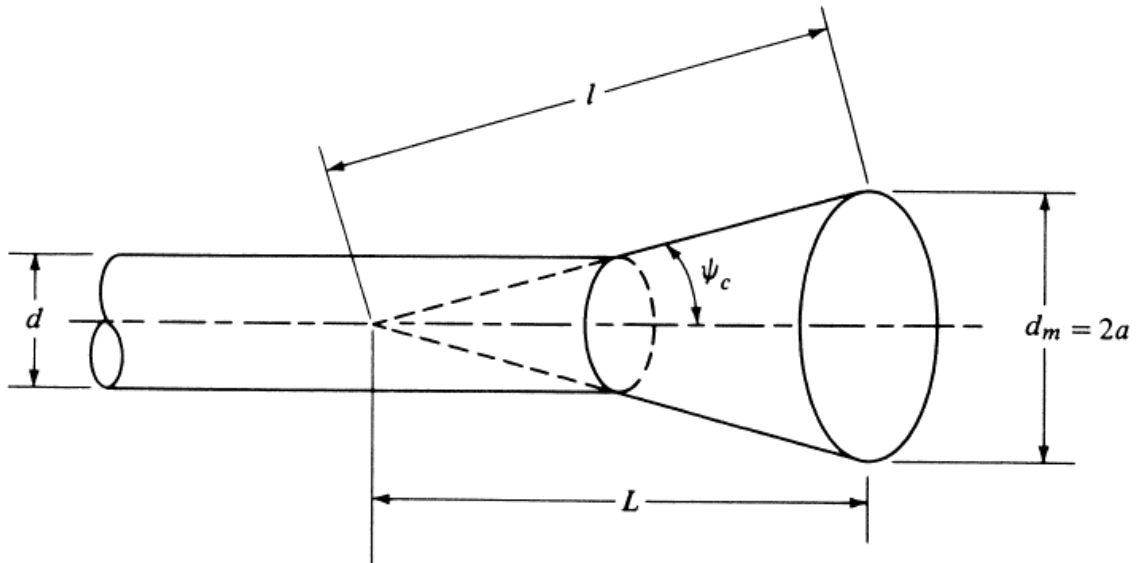
$$G_E = \frac{32}{\pi} B \quad (3.148c)$$

$$G_H = \frac{32}{\pi} A \quad (3.148d)$$

- Tính  $D_P$ :

$$D_P = \frac{G_E G_H}{\frac{32}{\pi} \sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}} \sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}}} \quad (3.148e)$$

### 3.3.6 Loa hình nón



**Hình 3.33: Cấu trúc hình học của loa hình nón**

Loa hình nón là dạng anten thường sử dụng trong lĩnh vực siêu cao tần. Loa hình nón sử dụng nguồn là ống dẫn sóng tròn trong khi các loại loa E, H, tháp sử dụng ống dẫn sóng chữ nhật. Độ lợi định hướng của loa:

$$D_c[dB] = 10 \log_{10} \left[ \epsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right] = 10 \log_{10} \left( \frac{c}{\lambda} \right)^2 - L(s) \quad (3.149)$$

C: chu vi đường tròn khẩu độ.

$$L(s) = 10 \log_{10} \epsilon_{ap} \approx 0,8 - 1,71s + 26,25s^2 - 17,19s^3 \quad (3.150)$$

Trong đó  $s$  là độ lệch pha cực đại:

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda l} \quad (3.151)$$

Độ lợi định hướng của loa nón tối ưu khi:

$$d_m \approx \sqrt{3l\lambda} \quad (3.152)$$

### 3.4 ANTEN PARABOL

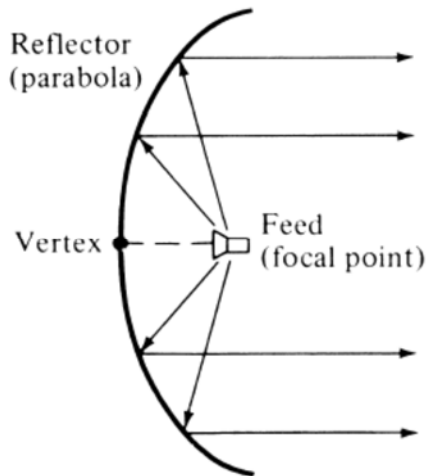
Nguyên lý làm việc của anten gương tương tự như nguyên lý làm việc của gương quang học. Sóng sơ cấp có dạng và phương lan truyền nhất định sau khi phản xạ từ mặt gương sẽ trở thành sóng thứ cấp với dạng và phương lan truyền thay đổi theo yêu cầu. Quá trình biến đổi dạng và phương lan truyền của sóng nhờ hình dạng và kết cấu của mặt gương.

Mặt gương biến đổi sóng bức xạ từ nguồn sơ cấp (bộ chiếu xạ) với hướng tính kém thành sóng phẳng hay gần phẳng, với năng lượng tập trung trong một góc không gian hẹp hay biến đổi bức xạ sơ cấp có giản đồ hướng đơn giản thành bức xạ thứ cấp có giản đồ hướng đặc biệt.

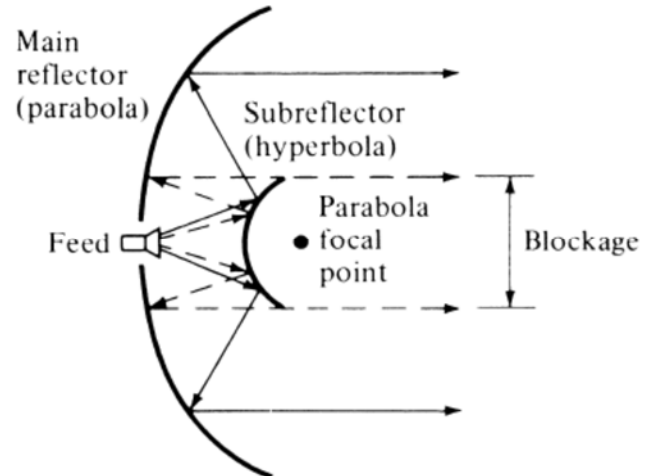
Để anten có hệ số sử dụng bề mặt cao, sóng bức xạ thứ cấp phải trở thành sóng phẳng, trong đó mặt phẳng pha trùng với mặt phẳng miệng gương.

Điều kiện: chọn phương trình mặt cong của gương để để các tia bức xạ từ nguồn đặt tại tiêu điểm của gương sau khi phản xạ và truyền tới miệng gương có độ dài đường đi bằng nhau. Điều kiện này phù hợp với điều kiện hội tụ của gương (sóng phẳng truyền tới gương theo hướng trục sau khi phản xạ từ mặt gương sẽ hội tụ tại tiêu điểm).

Giống như nguyên lý quang học, khi mặt cong có dạng parabol, chùm tia xuất phát từ tiêu điểm sẽ tạo ra các tia phản xạ song song với nhau (Hình 3.34a). Cấu trúc hình học của parabol ở dạng này gọi là front-fed. Đối với cấu trúc này, đường dây truyền sóng từ nguồn cung cấp phải dài do các thiết bị thu / phát thường đặt phía sau hay phía dưới gương parabol. Điều này làm tăng suy hao. Trong trường hợp nguồn đặt tại tiêu điểm để giảm chiều dài đường dây truyền sóng thì kích thước của thiết bị sẽ chắn tia sóng phản xạ từ mặt gương.



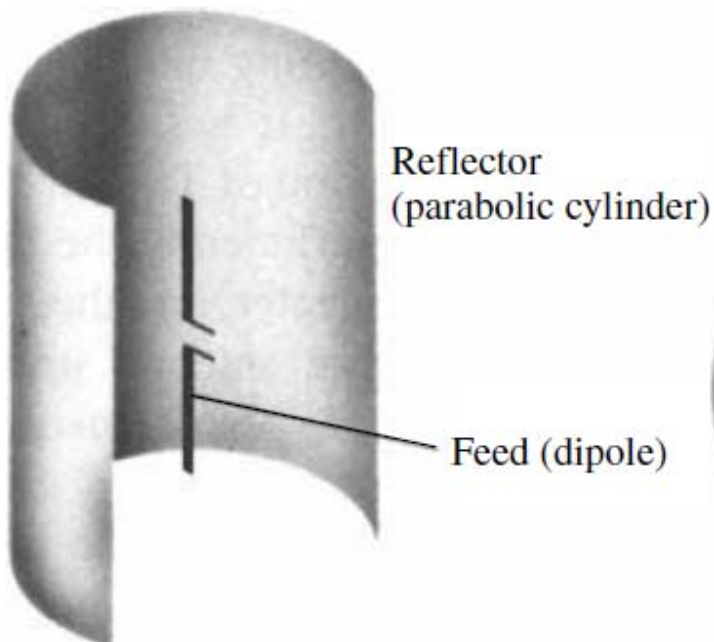
a. Front-fed



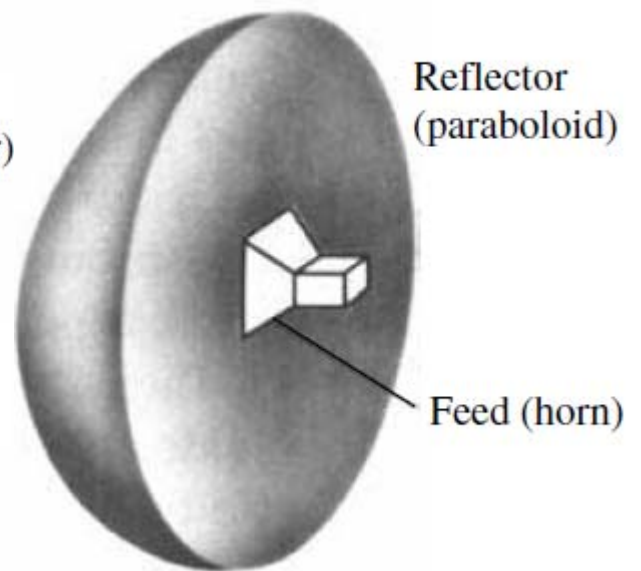
b. Cassegrain feed

**Hình 3.34: Cấu trúc hình học của anten parabol**

Một cấu trúc khác để tránh phải đặt nguồn phát tại tiêu điểm là cấu trúc Cassegrain (Hình 3.34b). Cấu trúc này dùng hai gương. Gương chính có dạng parabol và gương phụ có dạng hyperbol.



a



b

**Hình 3.35: Anten parabol dạng hình trụ và tròn xoay**

Anten parabol có hai dạng: dạng hình trụ (hình 3a) và tròn xoay (hình 3b).

Các đặc tính cơ bản của anten front-fed:

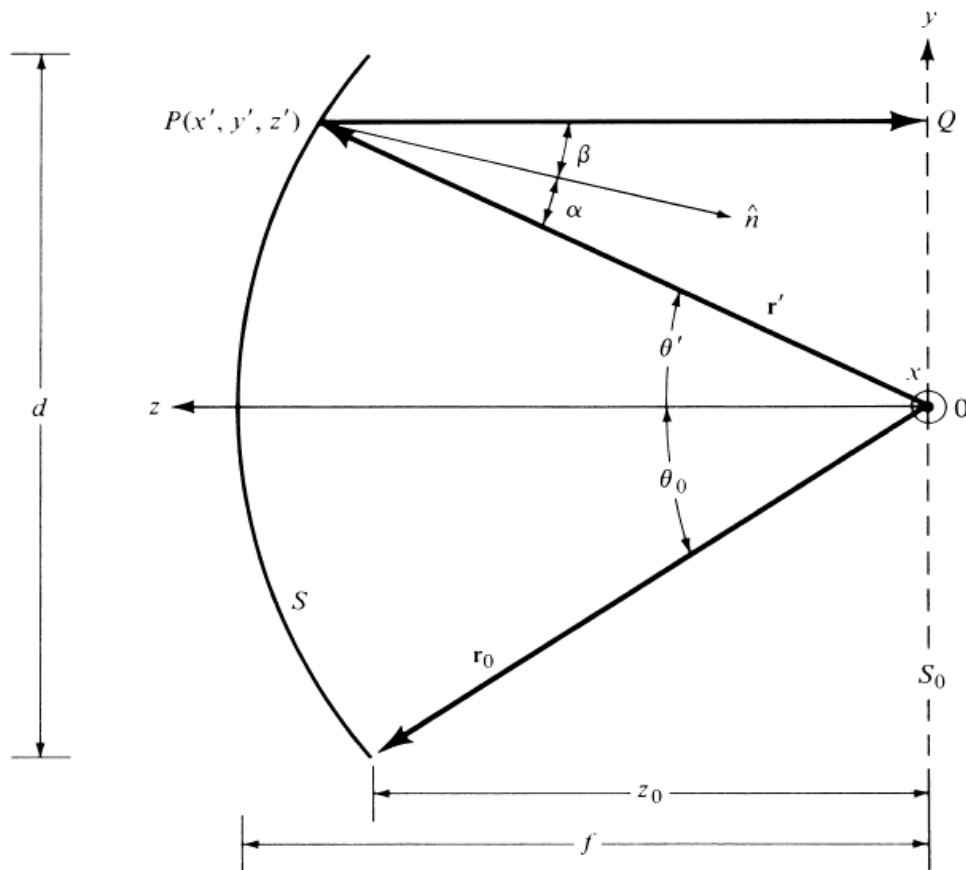
- Biên độ các búp sóng thay đổi theo khoảng cách từ bộ chiếu xạ tới bề mặt gương (tỷ lệ với  $1/\rho$  trong parabol trụ và  $1/r^2$  trong parabol tròn xoay).
- Vùng hội tụ là một đường thẳng đối với parabol trụ và là một điểm (tiêu điểm) đối với parabol tròn xoay.

Ở đây ta chỉ xét parabol tròn xoay.

### 3.4.1 Front-fed

#### 3.4.1.1 Dạng hình học

Bề mặt của parabol tròn xoay tạo thành bằng cách xoay một parabol quanh một trục. Điều này làm các tia sóng xuất phát từ tiêu điểm sẽ tạo thành sóng phẳng. Mô hình 2 chiều của bề mặt:



Hình 3.36: Mô hình 2 chiều của parabol tròn xoay

$$OP + PQ = \text{const} = 2f \quad (3.153)$$

Mà  $OP = r'$ ,  $PQ = r' \cos \theta'$ :

$$r'(1 + \cos \theta') = 2f \quad (3.154)$$

$$r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta'} = f \sec^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) \quad (3.155)$$

Nếu xét trong hệ tọa độ Cartesian  $x', y', z'$ :

$$r' + r' \cos \theta' = \sqrt{x'^2 + y'^2 + z'^2} + z' = 2f \quad (3.156)$$

$$x'^2 + y'^2 = 4f(f - z') \leq \left( \frac{d}{2} \right)^2 \quad (3.157)$$

Ta xác định vector pháp tuyến của mặt gương. Vector đơn vị có phương trùng với phương của gradient. Theo (3.155):

$$f = r' \cos^2(\theta'/2) \text{ hay } S = f - r' \cos^2(\theta'/2) = 0 \quad (3.158)$$

$$\begin{aligned} \vec{N} = \text{grad} \left( f - r' \cos^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) \right) &= \frac{\partial S}{\partial r'} \vec{i}_{r'} + \frac{1}{r'} \frac{\partial S}{\partial \theta'} \vec{i}_{\theta'} = \cos^2 \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{r'} + \\ \cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \sin \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{\theta'} \end{aligned} \quad (3.159)$$

Vector pháp tuyến của mặt S:

$$\vec{n} = \frac{\vec{N}}{|\vec{N}|} = -\cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{r'} + \sin \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{\theta'} \quad (3.160)$$

Góc lệch giữa vector pháp tuyến và vector hướng từ điểm phản xạ (trên gương) tới tiêu điểm:

$$\cos \alpha = -\vec{i}_{r'} \vec{n} = \cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \quad (3.161)$$

Góc lệch giữa vector pháp tuyến và trục z:

$$\begin{aligned} \cos \beta = -\vec{i}_z \vec{n} &= -(\cos \theta' \vec{i}_{r'} - \sin \theta' \vec{i}_{\theta'}) \left( -\cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{r'} + \sin \left( \frac{\theta'}{2} \right) \vec{i}_{\theta'} \right) = \\ \cos \left( \frac{\theta'}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.162)$$

Góc của cung tròn tạo bởi bề mặt parabol và trục parabol:

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{d/2}{z_0} \right) \quad (3.163)$$

$z_0$  là khoảng cách từ tiêu điểm đến mép của bề mặt.

$$z_0 = f - \frac{x_0^2 + y_0^2}{4f} = f - \frac{\left(\frac{d}{2}\right)^2}{4f} = f - \frac{d^2}{16f} \quad (3.164)$$

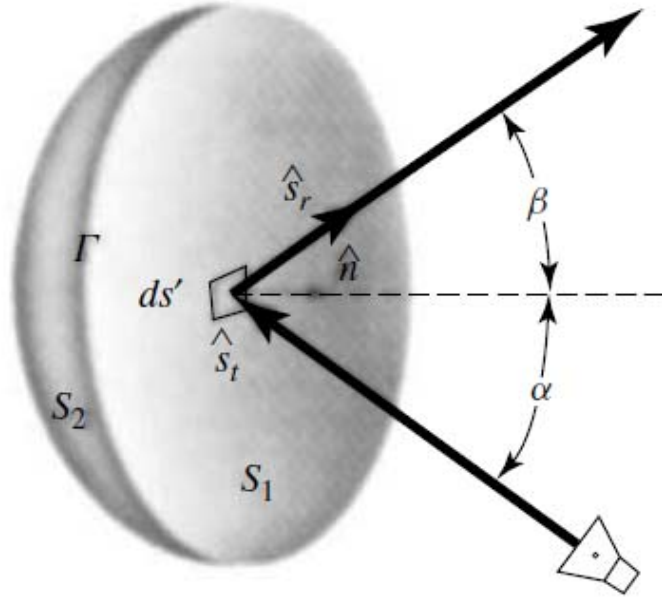
Thế (3.164) vào (3.163):

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{d/2}{f - \frac{d^2}{16f}} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{\frac{1f}{2d}}{\left(\frac{f}{d}\right)^2 - \frac{1}{16}} \right) \quad (3.165)$$

(3.165) viết lại như sau:

$$f = \frac{d}{4} \cot \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (3.166)$$

### 3.4.1.2 Mật độ dòng cảm ứng



**Hình 3.37: Bề mặt phản xạ với vành  $\Gamma$**

Để xác định các đặc tính bức xạ, ta cần xác định mật độ dòng cảm ứng trên bề mặt. Mật độ dòng  $\vec{j}_s$  xác định như sau:

$$\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H} = \vec{n} \times (\vec{H}^i + \vec{H}^r) \quad (3.167)$$

$\vec{H}^i, \vec{H}^r$  là trường từ tới và phản xạ trên bề mặt,  $\vec{n}$  là vector pháp tuyến của bề mặt. Nếu bề mặt gương xem như là mặt phẳng vô hạn:

$$\vec{n} \times \vec{H}^i = \vec{n} \times \vec{H}^r \quad (3.168)$$

Thế vào (3.167):

$$\vec{J}_s = 2\vec{n} \times \vec{H}^i = 2\vec{n} \times \vec{H}^r \quad (3.169)$$

Nếu xét trường xa:

$$\vec{J}_s = 2\vec{n} \times \vec{H}^i \approx \frac{2}{Z} [\vec{n} \times (\vec{s}_i \times \vec{E}^i)] \quad (3.170)$$

$$\vec{J}_s = 2\vec{n} \times \vec{H}^r \approx \frac{2}{Z} [\vec{n} \times (\vec{s}_r \times \vec{E}^r)] \quad (3.171)$$

Trong đó  $Z$  là trở kháng sóng của môi trường,  $\vec{s}_i$  và  $\vec{s}_r$  là vector đơn vị theo hướng của tia sóng tới và tia phản xạ (như Hình 3.37),  $\vec{E}^i$  và  $\vec{E}^r$  là vector cường độ điện trường tới và phản xạ.

### 3.4.1.3 Phương pháp phân bố khẩu độ

Đầu tiên, trường phản xạ của parabol tròn xoay được xác định trên mặt phẳng được chuẩn hóa theo trục của gương. Mặt phẳng này thường là mặt phẳng đi qua tiêu điểm, được gọi là mặt phẳng khẩu độ. Nguồn tương đương xem như đặt trên mặt phẳng này và bằng không ngoài vùng hình chiếu của bề mặt phản xạ trên mặt phẳng khẩu độ ( $S_0$ ).

Trường xa được xác định dựa vào tích phân của mật độ dòng cảm ứng như công thức (3.169) trên bề mặt. Đối với mặt gương như Hình 3.37, các xấp xỉ được sử dụng là:

- Mật độ dòng bằng 0 trên mặt  $S_2$ .
- Bỏ qua tính không liên tục của mật độ dòng trên vành  $\Gamma$ .
- Bỏ qua bức xạ trực tiếp từ bộ chiếu xạ.

Các xấp xỉ này có thể làm giảm tính chính xác của mô hình bức xạ. Để tăng tính chính xác, có thể áp dụng kỹ thuật nhiễu xạ về hình học.

Ưu điểm của phương pháp phân bố khẩu độ là có thể dễ dàng lấy tích phân đối với bất kỳ mô hình nào và vị trí của bộ chiếu xạ. Tích phân này sẽ trở nên phức tạp khi bộ chiếu xạ là bất đối xứng và đặt ngoài trục tọa độ.

Giả sử nguồn phân cực theo trục  $y$  có độ lợi  $G_f(\theta', \phi')$  đặt tại tiêu điểm. Mật độ bức xạ của nguồn:

$$U(\theta', \phi') = \frac{P_t}{4\pi} G_f(\theta', \phi') \quad (3.172)$$

Trong đó  $P_t$  là tổng công suất bức xạ. Xét tại điểm  $r'$  ở vùng xa (như Hình 3.37):

$$U(\theta', \phi') = \frac{1}{2} \text{Re}\{\vec{E}^o(\theta', \phi') \times \vec{H}^{o*}(\theta', \phi')\} = \frac{1}{2Z} |\vec{E}^o(\theta', \phi')|^2 \quad (3.173)$$

$$|\vec{E}^o(\theta', \phi')| = \sqrt{2ZU(\theta', \phi')} = \sqrt{Z \frac{P_t}{2\pi} G_f(\theta', \phi')} \quad (3.174)$$

Trường sóng tới theo phương vuông góc với bán kính:

$$\vec{E}^i(r', \theta', \phi') = \left[ \frac{e^{-jkr'}}{r'} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{P_t}{2\pi} G_f(\theta', \phi')} \right] \vec{l}_i = \left[ \frac{e^{-jkr'}}{r'} C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} \right] \vec{l}_i \quad (3.175)$$

$$C_1 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{P_t}{2\pi}} \quad (3.176)$$

Trong đó  $\vec{l}_i$  là vector đơn vị vuông góc với  $\vec{l}_{r'}$  và song song với mặt phẳng tạo bởi  $\vec{l}_{r'}$  và  $\vec{l}_y$  (Hình 3.39).

Trên bề mặt gương:

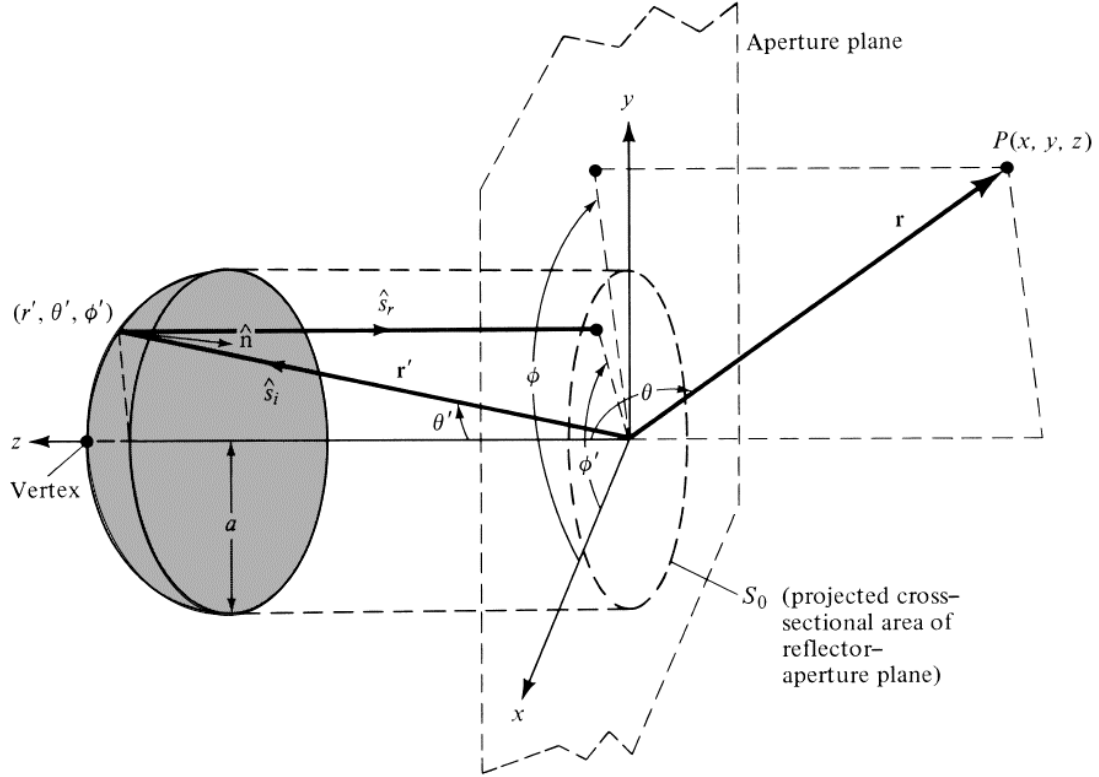
$$\vec{J}_s = 2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} [\vec{n} \times (\vec{s}_i \times \vec{E}^i)] = \frac{e^{-jkr'}}{r'} 2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} \vec{u} \quad (3.177)$$

Trong đó:

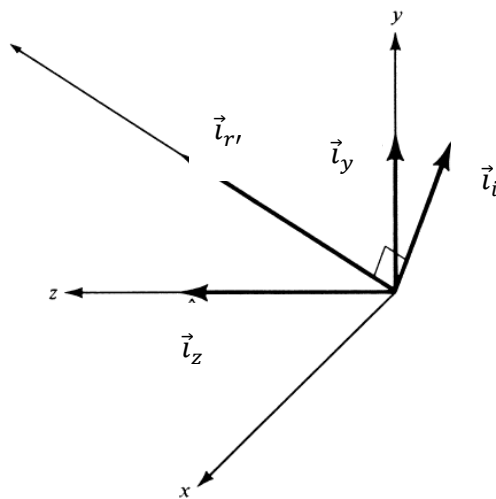
$$\vec{u} = \vec{n} \times (\vec{l}_{r'} \times \vec{l}_i) = (\vec{n} \cdot \vec{l}_i) \vec{l}_{r'} - (\vec{n} \cdot \vec{l}_{r'}) \vec{l}_i \quad (3.178)$$



$$\vec{u} = \left[ -\sin\theta' \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \sin\phi' \cos\phi' \vec{i}_x + \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) (\sin^2\phi' \cos\theta' + \cos^2\phi') \vec{i}_y + \cos\theta' \sin\phi' \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \vec{i}_z \right] / \sqrt{1 - \sin^2\theta' \sin^2\phi'} \quad (3.179)$$



**Hình 3.38: Mô hình hình học 3 chiều của parabol tròn xoay**



**Hình 3.39: Các vector đơn vị trong hệ parabol tròn xoay**

Theo (3.177), để xác định trường khẩu độ  $\vec{E}_{ap}$  trên mặt phẳng đi qua tiêu điểm, cần tìm trường phản xạ  $\vec{E}^r$  tại  $r'$ .

$$\vec{E}^r = \frac{e^{-jkr'}}{r'} C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} \vec{l}_r \quad (3.180)$$

Trong đó  $\vec{l}_r$  là vector phân cực của trường phản xạ. Từ (3.171):

$$\vec{J}_s = 2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [\vec{n} \times (\vec{s}_r \times \vec{E}^r)] \quad (3.181)$$

Do  $\vec{s}_r = -\vec{l}_z$ :

$$\vec{J}_s = \frac{e^{-jkr'}}{r'} 2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} \vec{u} \quad (3.182)$$

Trong đó:

$$\vec{u} = \vec{n} \times (-\vec{l}_z \times \vec{l}_r) = -(\vec{n} \cdot \vec{l}_r) \vec{l}_z - \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) \vec{l}_r \quad (3.183)$$

$$\vec{l}_r = \frac{\sin\phi' \cos\phi' (1 - \cos\theta') \vec{l}_x - (\sin^2\phi' \cos\theta' + \cos^2\phi') \vec{l}_y}{\sqrt{1 - \sin^2\theta' \sin^2\phi'}} \quad (3.184)$$

Trên mặt phẳng đi qua tiêu điểm:

$$\vec{E}^r = \frac{e^{-jkr'(1+\cos\theta')}}{r'} C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} \vec{l}_r = E_{xa} \vec{l}_x + E_{ya} \vec{l}_y \quad (3.185)$$

Công thức tương đương trên mặt khẩu độ dùng  $E_{xa}$  và  $E_{ya}$ :

$$\vec{J}'_s = \vec{n} \times \vec{H}_a = -\vec{l}_z \times \left( \frac{E_{ay}}{Z} \vec{l}_x - \frac{E_{ax}}{Z} \vec{l}_y \right) = -\frac{E_{ax}}{Z} \vec{l}_x - \frac{E_{ay}}{Z} \vec{l}_y \quad (3.186)$$

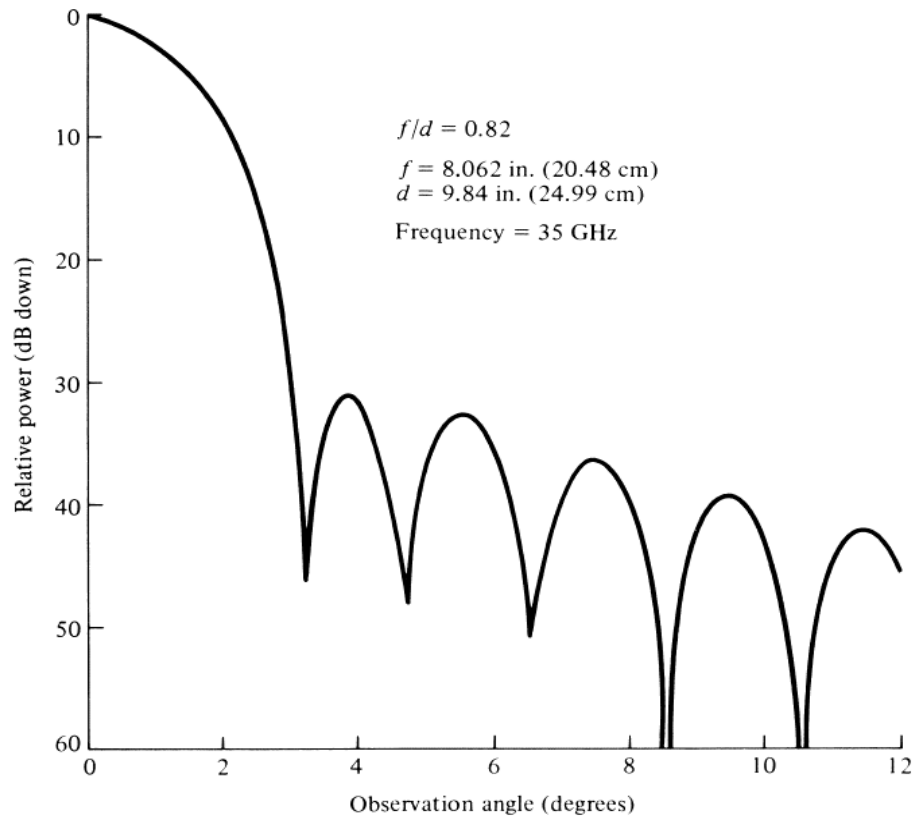
$$\vec{M}'_s = -\vec{n} \times \vec{E}_a = \vec{l}_z \times (E_{ax} \vec{l}_x + E_{ay} \vec{l}_y) = -E_{ay} \vec{l}_x + E_{ax} \vec{l}_y \quad (3.187)$$

Trường bức xạ có thể tính theo (3.186), (3.187). Tích phân được giới hạn trong vùng  $S_0$  (Hình 3.37).

$$\vec{E}_{\theta s} = \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (1 - \cos\theta) \iint_{S_0} (-E_{ax} \cos\phi - E_{ay} \sin\phi) e^{jk(x' \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi)} dx' dy' \quad (3.188)$$

$$\vec{E}_{\phi s} = \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (1 - \cos\theta) \iint_{S_0} (-E_{ax}\sin\phi + E_{ay}\cos\phi) e^{jk(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)} dx' dy' \quad (3.189)$$

Trường cho bởi công thức (3.188), (3.189) là trường thứ cấp do tán xạ từ gương. Trường tổng cộng của hệ thống là tổng của trường thứ cấp và trường sơ cấp của phần tử chiếu xạ. Trong hầu hết các phần tử chiếu xạ (như loa), thành phần sơ cấp ở hướng phía trước là thấp và thường bỏ qua. Hình 3.40 mô tả mô hình bức xạ trên mặt phẳng E và H ở 35 GHz với  $f/d \approx 0,82$  ( $f = 20,48$  cm,  $d = 24,99$  cm), phần tử chiếu xạ là loa hình nón.

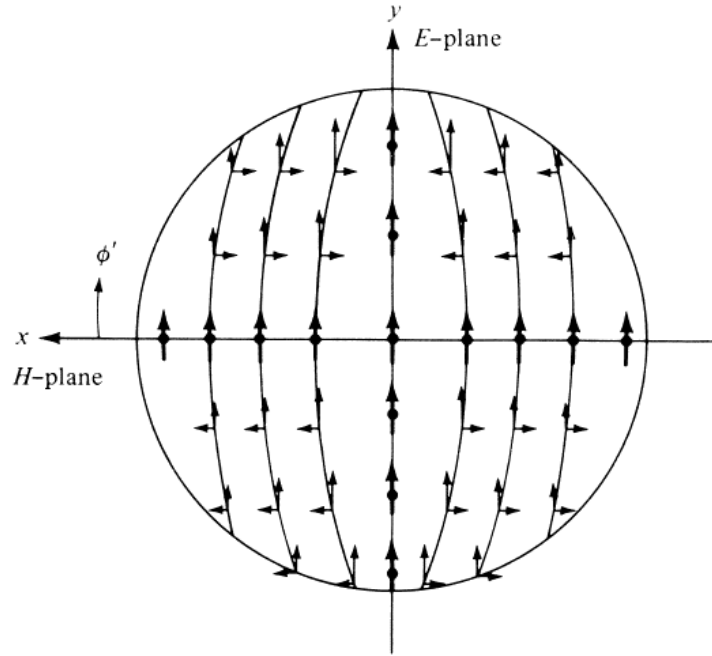


**Hình 3.40: Mô hình bức xạ của parabol tròn xoay đối xứng (Courtesy M. C. Bailey, NASA Langley Research Center)**

#### 3.4.1.4 Phân cực phụ

Trường phản xạ của parabol tròn xoay mô tả như (3.180), (3.184) chứa các thành phần x và y trong khi sóng tới chỉ có thành phần y. Thành phần y gọi là phân cực cơ

bản và thành phần x gọi là phân cực phụ (Hình 3.41). Với các bộ phản xạ có búp sóng rất hẹp, thành phần phân cực phụ bị suy giảm và triệt tiêu trên trục tọa độ.



**Hình 3.41: Thành phần phân cực cơ bản (hướng y) và phân cực phụ (hướng x) của parabol tròn xoay (S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, MIT Radiation Lab. Series, Vol. 12, McGraw-Hill, New York, 1949)**

Giả sử phần tử chiếu xạ là dipole điện nguyên tố ( $l \ll \lambda$ ) đặt dọc theo trục y. Trường bức xạ xác định theo (3.180) trong đó:

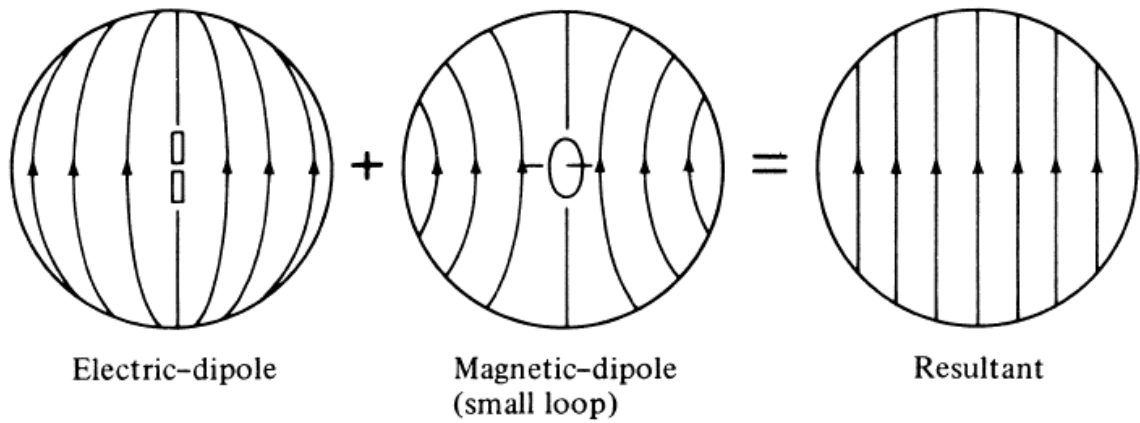
$$C_1 \sqrt{G_f(\theta', \phi')} = jZ \frac{kI_0 l}{4\pi} \sin \psi = jZ \frac{kI_0 l}{4\pi} \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = jZ \frac{kI_0 l}{4\pi} \sqrt{1 - \sin^2 \theta' \sin^2 \phi'} \quad (3.190)$$

Góc  $\psi$  là góc giữa trục y với điểm khảo sát. Thế (3.190), (3.184) vào (3.180):

$$\vec{E}^r = \frac{e^{-jkr'}}{r'} jZ \frac{kI_0 l}{4\pi} [\sin \phi' \cos \phi' (1 - \cos \theta') \vec{i}_x - (\sin^2 \phi' \cos \theta' + \cos^2 \phi') \vec{i}_y] \quad (3.191)$$

Giả sử đặt một dipole từ rất nhỏ (vòng dây nhỏ) dọc theo trục x và một moment từ  $-\vec{M} \vec{i}_x$  tại tiêu điểm dùng như bộ chiếu xạ, trường phản xạ sẽ có thành phần x và y nhưng thành phần x ngược dấu với thành phần x trong trường hợp dùng dipole điện.

Khi hiệu chỉnh tỷ số giữa thành phần điện và từ bằng  $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ , tổng của hai thành phần này triệt tiêu. Như vậy, dipole điện từ đặt tại tiêu điểm tạo ra dòng điện song song trên bề mặt gương (Hình 3.42). Chiều của dòng điện cảm ứng xác định phân cực ở trường xa của anten nên với bộ chiếu xạ dùng dipole điện từ, bức xạ ở trường xa không có thành phần phân cực phụ. Khi đó, thành phần chiếu xạ này gọi là lý tưởng do nó không yêu cầu bề mặt gương đặc mà có thể dùng các dây dẫn đặt song song và gần nhau trong không gian. Do tính chất lý tưởng này, nó còn được gọi là nguồn Huygens.



**Hình 3.42: Trường do dipole điện và từ kết hợp tạo thành nguồn Huygens với bộ chiếu xạ lý tưởng (A. W. Love, *Some Highlights in Reflector Antenna Development*, Radio Science, Vol. 11, Nos. 8, 9, August – September 1976)**

### 3.4.1.5 Phương pháp phân bố dòng

Tham khảo trục tọa độ như Hình 3.43a, trường E và H bức xạ bởi nguồn J và M có thể mô tả như sau:

$$\vec{E} = \vec{E}_A + \vec{E}_F = -j \frac{1}{4\pi\omega\epsilon} \int_V [(\vec{J} \cdot \nabla) \nabla + k^2 \vec{J} + j\omega\epsilon \vec{M} \times \nabla] \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad (3.192)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_A + \vec{H}_F = -j \frac{1}{4\pi\omega\mu} \int_V [(\vec{M} \cdot \nabla) \nabla + k^2 \vec{M} - j\omega\mu \vec{J} \times \nabla] \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad (3.193)$$

Khi khảo sát trường xa, tham khảo Hình 3.43b:

$$\vec{E} \approx -j \frac{\omega\mu}{4\pi r} e^{-jkr} \int_V \left[ \vec{J} - (\vec{J} \cdot \vec{l}_r) \vec{l}_r + \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \vec{M} \times \vec{l}_r \right] e^{jkr' \cdot \vec{l}_r} dv' \quad (3.194)$$

$$\vec{H} \approx -j \frac{\omega\epsilon}{4\pi r} e^{-jkr} \int_V \left[ \vec{M} - (\vec{M} \cdot \vec{l}_r) \vec{l}_r - \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \vec{J} \times \vec{l}_r \right] e^{jkr' \cdot \vec{l}_r} dv' \quad (3.195)$$

Nếu dòng phân bố được tạo ra bởi trường điện từ tới trên mặt dẫn lý tưởng ( $\sigma = \infty$ ) như Hình 3.44, trường tạo ra bởi các dòng này gọi là trường tán xạ. Nếu mặt dẫn là kín, ta tính trường xa bằng cách cho  $\vec{M} = 0$  và thay tích phân thể tích thành tích phân mặt, dòng điện mặt  $\vec{J}$  thành dòng tuyến tính  $\vec{J}_s$ .

$$\vec{E}_s = -j \frac{\omega\mu}{4\pi r} e^{-jkr} \oint_S [\vec{J}_s - (\vec{J}_s \cdot \vec{l}_r) \vec{l}_r] e^{jkr' \cdot \vec{l}_r} ds' \quad (3.196)$$

$$\vec{H}_s = j \frac{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}{4\pi r} e^{-jkr} \oint_S [\vec{J}_s \times \vec{l}_r] e^{-jkr' \cdot \vec{l}_r} ds' \quad (3.197)$$

Đối với gương như Hình 3.37, dòng phân bố không liên tục khi đi qua vành  $\Gamma$  (bằng 0 trên mặt  $S_2$ ) nên để thỏa mãn phương trình liên tục, cần một phân bố điện tích thích hợp trên  $\Gamma$ . Do đó, trường tán xạ là tổng của dòng mặt trên  $S_1$ , điện tích mặt trên  $S_1$  và các điện tích phân bố trên  $\Gamma$ . Ở trường xa, có thể bỏ qua các điện tích phân bố nên (3.196), (3.197) được dùng để tính trường tán xạ từ bề mặt của parabol tròn xoay. Nhìn chung, trường bức xạ tạo bởi dòng trên mặt  $S_2$  rất nhỏ so với trường tổng cộng nên điện tích lấy tích phân là  $S_1$ . Trường tổng cộng của hệ thống bao gồm bức xạ từ nguồn sơ cấp trong hướng  $\theta > \theta_0$  và trường tán xạ do bề mặt.

$$E_\theta = -j \frac{\omega\mu}{4\pi r} e^{-jkr} \iint_{S_1} \vec{J}_s \vec{l}_\theta e^{jkr' \cdot \vec{l}_r} ds' \quad (3.198)$$

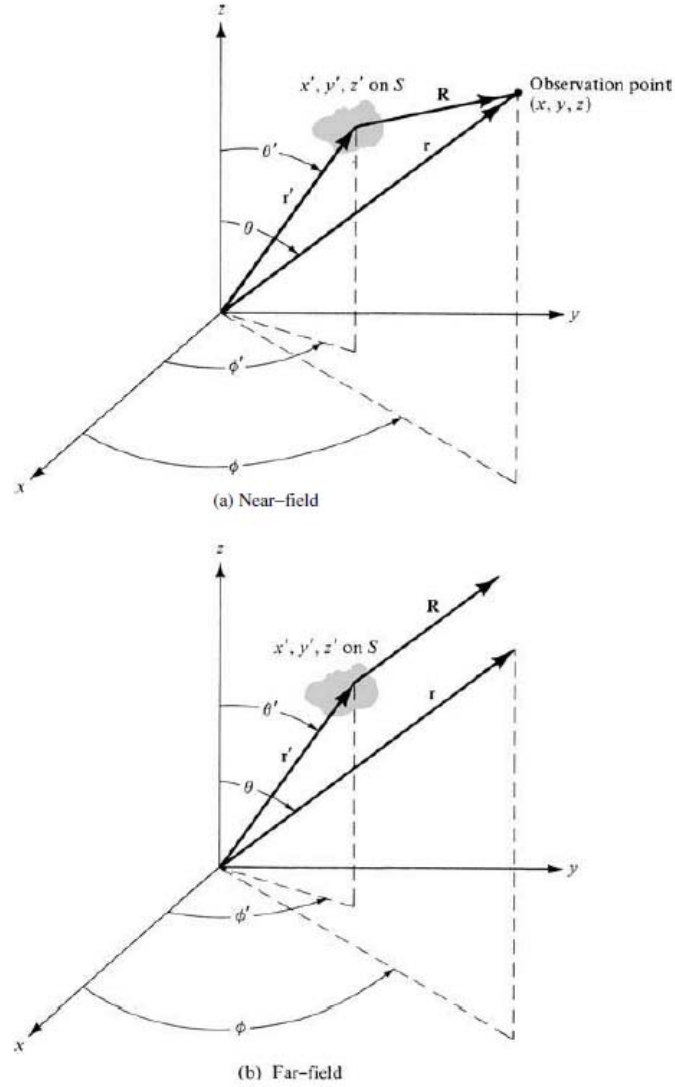
$$E_\phi = -j \frac{\omega\mu}{4\pi r} e^{-jkr} \iint_{S_1} \vec{J}_s \vec{l}_\phi e^{jkr' \cdot \vec{l}_r} ds' \quad (3.199)$$

Theo Hình 3.43:

$$dW = r' \sin \theta' d\phi' \quad (3.200)$$

$$dH = -\vec{l}_{r'} \cdot d\vec{N} = -\vec{l}_{r'} \cdot \vec{n} dN = -\vec{l}_{r'} \cdot \left( -\cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) \vec{l}_{r'} + \sin\left(\frac{\theta'}{2}\right) \vec{l}_{\theta'} \right) dN = \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) dN \quad (3.201)$$

$$dN = \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) dH = \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) r' d\theta' = r' \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \quad (3.202)$$

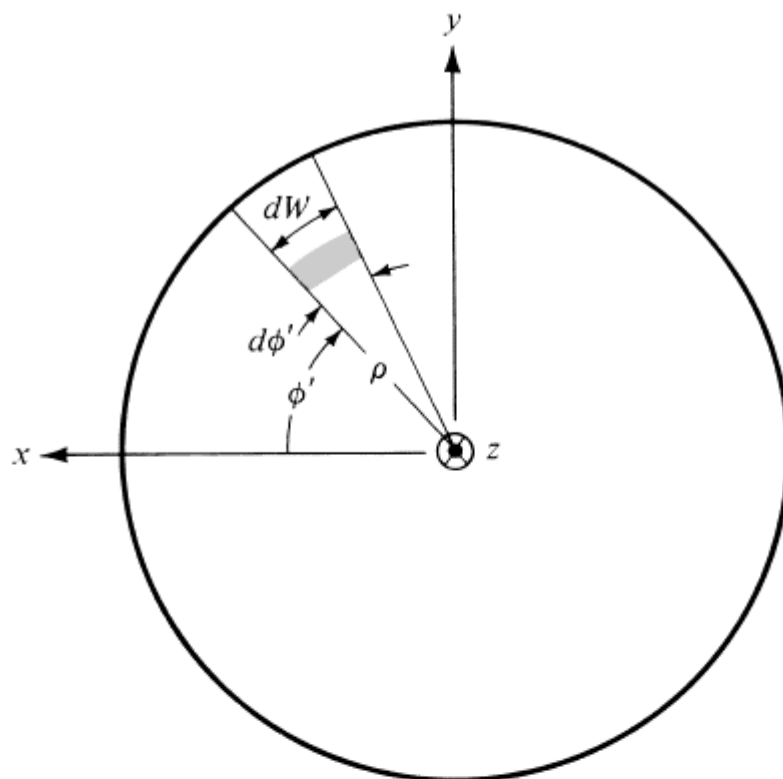


**Hình 3.43: Hệ trục tọa độ khi phân tích anten**

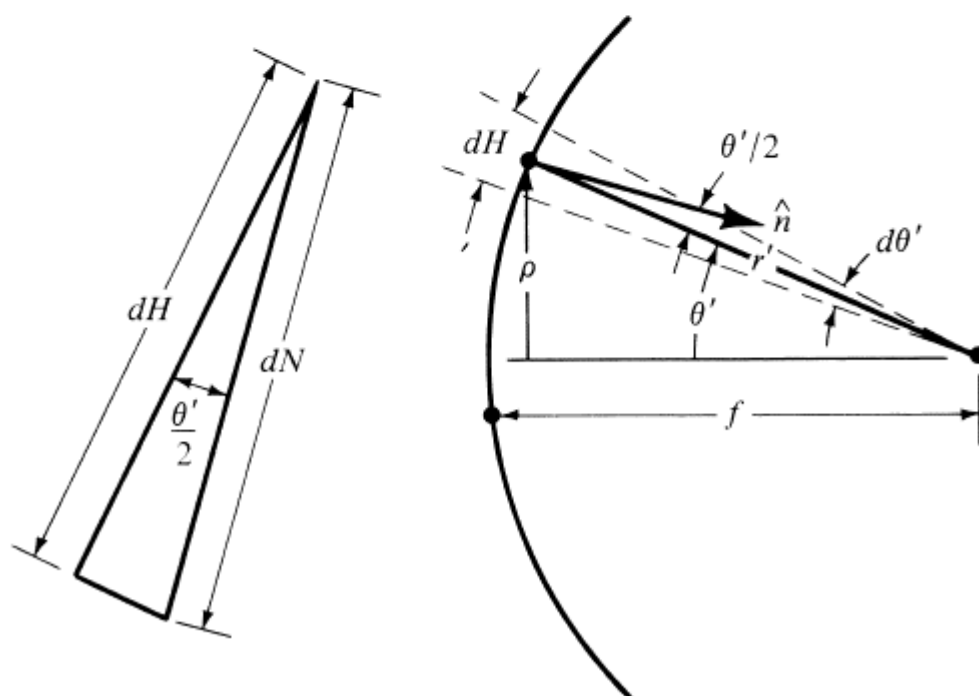
Từ đó:

$$ds' = dWdN = (r' \sin \theta' d\phi') \left( r' \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right) = (r')^2 \sin \theta' \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' d\phi' \quad (3.203)$$

(3.198) và (3.199) có thể biểu diễn như sau:



(a) Projected cross section



(b) Side-view

**Hình 3.44: Vùng hình chiếu và mặt bên của bộ phản xạ**



$$\begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{bmatrix} = -j \frac{\omega\mu}{2\pi r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} C_1 e^{-jkr} \begin{bmatrix} \vec{I} \cdot \vec{i}_\theta \\ \vec{I} \cdot \vec{i}_\phi \end{bmatrix} = -j \frac{\omega\mu}{2\pi r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu} \frac{P_t}{2\pi}} e^{-jkr} \begin{bmatrix} \vec{I} \cdot \vec{i}_\theta \\ \vec{I} \cdot \vec{i}_\phi \end{bmatrix} \quad (3.204)$$

Trong đó:

$$\vec{I} = \vec{I}_t + \vec{I}_z \quad (3.205)$$

$$\begin{aligned} \vec{I}_t = & - \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \cos\left(\frac{\theta'}{2}\right) \frac{\sqrt{G_f(\theta', \phi')}}{r'} e^{-jkr'[1 - \sin\theta' \sin\theta \cos(\phi' - \phi) - \cos\theta' \cos\theta]} \times \\ & (r')^2 \sin\theta' \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' d\phi' \vec{i}_r \end{aligned} \quad (3.206)$$

$$\begin{aligned} \vec{I}_z = & - \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} (\vec{n} \cdot \vec{i}_r) \frac{\sqrt{G_f(\theta', \phi')}}{r'} e^{-jkr'[1 - \sin\theta' \sin\theta \cos(\phi' - \phi) - \cos\theta' \cos\theta]} \times \\ & (r')^2 \sin\theta' \sec\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' d\phi' \vec{i}_z \end{aligned} \quad (3.207)$$

### 3.4.1.6 Hệ số hướng tính và hiệu suất

Hệ số hướng tính và hiệu suất anten được tính theo đồ thị phương hướng  $G_f(\theta', \phi')$  của bộ chiếu xạ và tỷ số f/d của hệ thống phản xạ (có thể bao gồm góc  $2\theta_0$ ). Để đơn giản, giả sử đồ thị phương hướng của bộ chiếu xạ đối xứng tròn (không phụ thuộc  $\phi'$ ) và  $G_f(\theta') = 0$  với  $\theta' > \pi/2$ . Mô hình bức xạ thứ cấp xác định theo (3.204) – (3.207). Xấp xỉ  $\vec{I}$  bằng  $\vec{I}_t$ , trường E tổng cộng tại hướng  $\theta = \pi$  bao gồm  $E_\theta$  và  $E_\phi$  như (3.204). Giả sử bộ chiếu xạ có phân cực đối xứng tròn, tuyến tính theo hướng y và bỏ qua phân cực phụ, (3.204) trở thành:

$$E(r, \theta = \pi) = -j \frac{2\omega\mu f}{r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu} \frac{P_t}{2\pi}} e^{-jk(r+2f)} \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \quad (3.208)$$

Mật độ công suất ở hướng phía trước:

$$U(\theta = \pi) = \frac{1}{2} r^2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} |E(r, \theta = \pi)|^2 \quad (3.209)$$

Thế (3.208) vào (3.209):

$$U(\theta = \pi) = \frac{16\pi^2}{\lambda^2} f^2 \frac{P_t}{4\pi} \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \quad (3.210)$$

Hệ số định hướng:

$$D_0 = \frac{4\pi U(\theta=\pi)}{P_t} = \frac{16\pi^2}{\lambda^2} f^2 \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \quad (3.211)$$

Thế (3.166) vào (3.211):

$$D_0 = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \left\{ \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \right\} \quad (3.212)$$

Hiệu suất khẩu độ:

$$\epsilon_{ap} = \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 \quad (3.213)$$

Từ (3.213), ta thấy nếu bộ chiếu xạ cho trước thì hiệu suất khẩu độ của parabol tròn xoay sẽ giống nhau với cùng tỷ số  $f/d$ .

Ta xét một lớp các bộ chiếu xạ có phương trình đồ thị phương hướng như sau:

$$G_f(\theta') = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n \theta' & 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \frac{\pi}{2} < \theta' < \pi \end{cases} \quad (3.214)$$

Trong đó  $G_0^{(n)}$  là hằng số theo  $n$  (công thức này được dùng xác định búp sóng chính của nhiều anten thực tế, mật độ của vùng phía sau với  $\frac{\pi}{2} < \theta' < \pi$  giả sử bằng 0 để tránh giao thoa giữa bức xạ trực tiếp từ bộ chiếu xạ và tán xạ từ gương).  $G_0^{(n)}$  xác định dựa vào quan hệ:

$$\oint_S G_f(\theta') d\Omega = \oint_S G_f(\theta') \sin\theta' d\theta' d\phi' = 4\pi \quad (3.215)$$

Từ (3.214):

$$G_0^{(n)} \int_0^{\pi/2} \cos^n \theta' \sin\theta' d\theta' d\phi' = 2 \rightarrow G_0^{(n)} = 2(n+1) \quad (3.216)$$

Thế (3.216), (3.214) vào (3.213) với các giá trị  $n = 2, 4, 6, 8$ :

$$\epsilon_{ap}(n=2) = 24 \left\{ \sin^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) + \ln \left[ \cos \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right] \right\}^2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (3.217)$$

$$\epsilon_{ap}(n=4) = 40 \left\{ \sin^4 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) + \ln \left[ \cos \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right] \right\}^2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (3.218)$$

$$\epsilon_{ap}(n=6) = 14 \left\{ 2 \ln \left[ \cos \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right] + \frac{[1-\cos\theta_0]^3}{3} + \frac{1}{2} \sin^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right\}^2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (3.219)$$

$$\epsilon_{ap}(n=8) = 18 \left\{ \frac{1-\cos^4 \theta_0}{4} - 2 \ln \left[ \cos \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right] - \frac{[1-\cos\theta_0]^3}{3} - \frac{1}{2} \sin^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \right\}^2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (3.220)$$

Đồ thị biểu diễn cho các hiệu suất mô tả như Hình 3.45. Tổng quát, hiệu suất khẩu độ là tích của:

- Hiệu suất lan truyền  $\epsilon_s$ : tỷ số giữa tổng công suất bức xạ bởi bộ chiếu xạ và phần bị chặn bởi gương.
- Hiệu suất đỉnh  $\epsilon_t$ : tính chất phân phối biên độ của đồ thị phương hướng của bộ chiếu xạ trên bề mặt gương.
- Hiệu suất pha  $\epsilon_p$ : tính chất đồng nhất pha của trường trên mặt phẳng khẩu độ.
- Hiệu suất phân cực  $\epsilon_x$ : tính chất đồng nhất phân cực của trường trên mặt phẳng khẩu độ.
- Hiệu suất nghẽn  $\epsilon_b$ .
- Hiệu suất lỗi ngẫu nhiên  $\epsilon_r$ .

$$\epsilon_{ap} = \epsilon_s \epsilon_t \epsilon_p \epsilon_x \epsilon_b \epsilon_r \quad (3.221)$$

Đối với bộ chiếu xạ có đồ thị phương hướng đối xứng:

$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'}{\int_0^\pi G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'} \quad (3.222)$$

$$\epsilon_t = 2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \frac{\left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left( \frac{\theta'}{2} \right) d\theta' \right|^2}{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'} \quad (3.223)$$

Thế (3.166) vào (3.223):

$$\epsilon_t = 32 \left(\frac{f}{d}\right)^2 \frac{\left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2}{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin\theta' d\theta'} \quad (3.224)$$

Như vậy:

- 1 -  $\epsilon_s$ : % suy hao công suất do quá trình truyền từ bộ chiếu xạ tới bề mặt gương.
- 1 -  $\epsilon_t$ : % suy hao công suất do phân bố biên độ không đồng nhất trên bề mặt gương.
- 1 -  $\epsilon_p$ : % suy hao công suất do trường trên bề mặt gương không đồng pha tại mọi điểm.
- 1 -  $\epsilon_x$ : % suy hao công suất do tồn tại trường phân cực phụ trên mặt phẳng khẩu độ.
- 1 -  $\epsilon_b$ : % suy hao công suất do bị chặn bởi bộ chiếu xạ, các thanh chống bề mặt.
- 1 -  $\epsilon_r$ : % suy hao công suất do các lỗi ngẫu nhiên trên bề mặt phản xạ.

Ngoài ra suy hao trên bộ chiếu xạ và đường dây truyền sóng cũng làm giảm độ lợi anten.

**Ví dụ 3.5:** Đồ thị phương hướng của bộ chiếu xạ là:

$$G_f(\theta') = \begin{cases} G_0 \sec^4\left(\frac{\theta'}{2}\right) & 0 \leq \theta' \leq \theta_0 \\ 0 & \theta_0 < \theta' \end{cases} \quad (3.225)$$

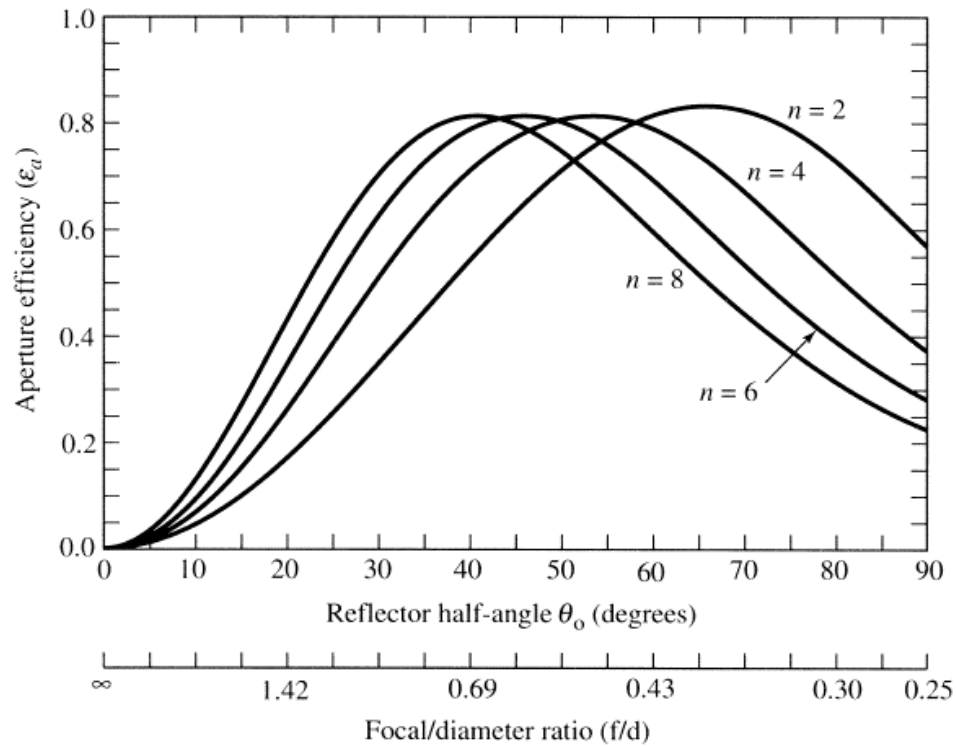
Ta xác định  $G_0$  để  $\epsilon_{ap} = 1$ . Từ (3.224):

$$\begin{aligned} \epsilon_{ap} &= \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 = \\ &= \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) G_0 \left| \int_0^{\theta_0} \sec^2\left(\frac{\theta'}{2}\right) \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' \right|^2 = \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) G_0 |I|^2 \end{aligned}$$

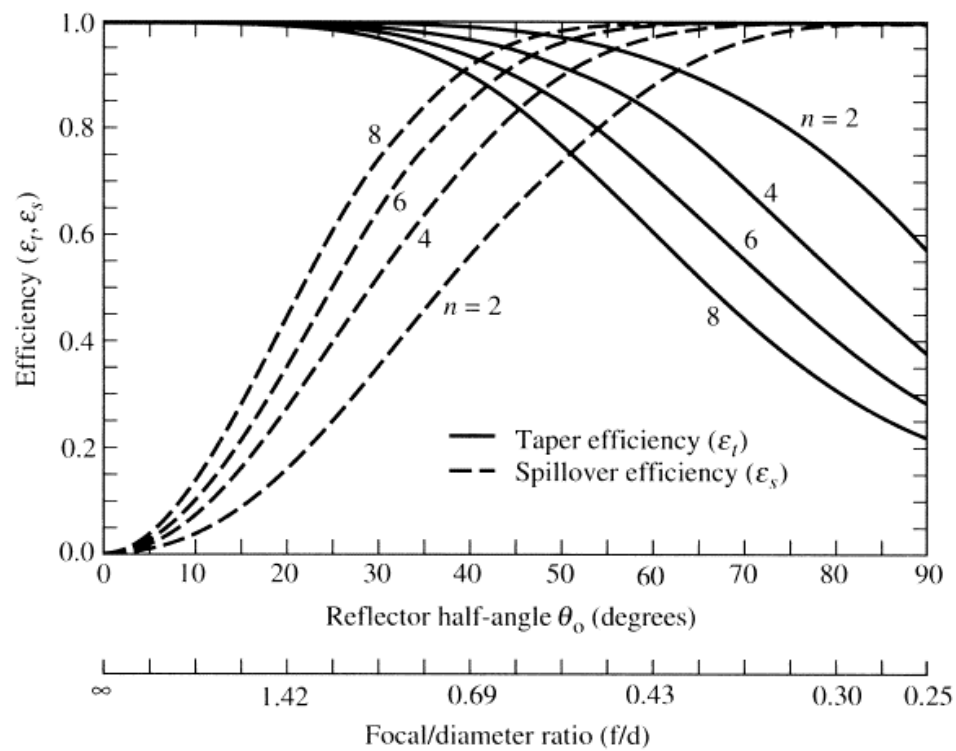
Trong đó:

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{\theta_0} \sec^2\left(\frac{\theta'}{2}\right) \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' = \int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta'}{2}\right)} \tan\left(\frac{\theta'}{2}\right) d\theta' = \\ &= \int_0^{\theta_0} \frac{\sin\left(\frac{\theta'}{2}\right)}{\cos^3\left(\frac{\theta'}{2}\right)} d\theta' = \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} - 1 = \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \end{aligned}$$

$$\epsilon_{ap} = \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) G_0 \tan^4\left(\frac{\theta_0}{2}\right) = G_0 \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \rightarrow G_0 = \cot^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)$$

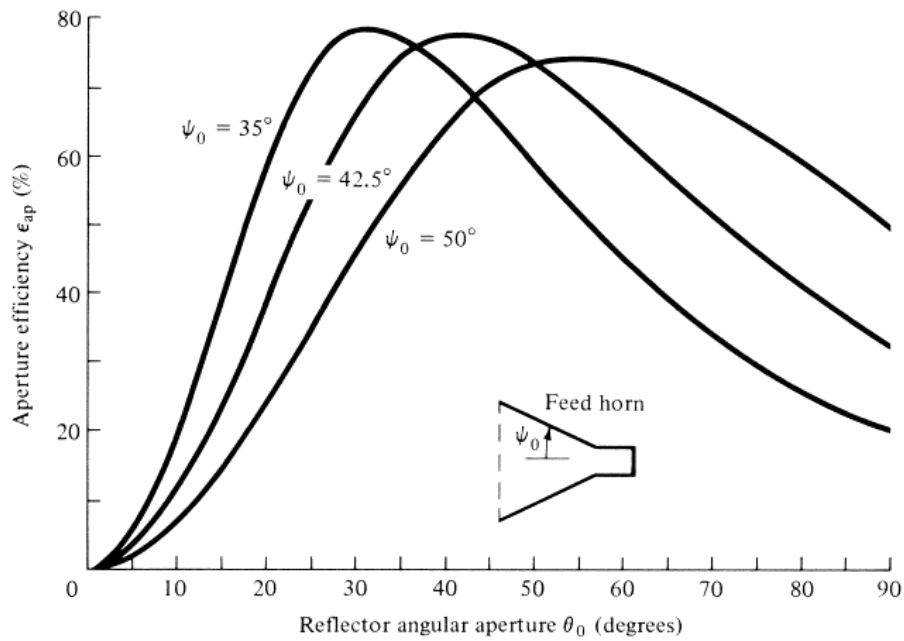


(a) Aperture efficiency

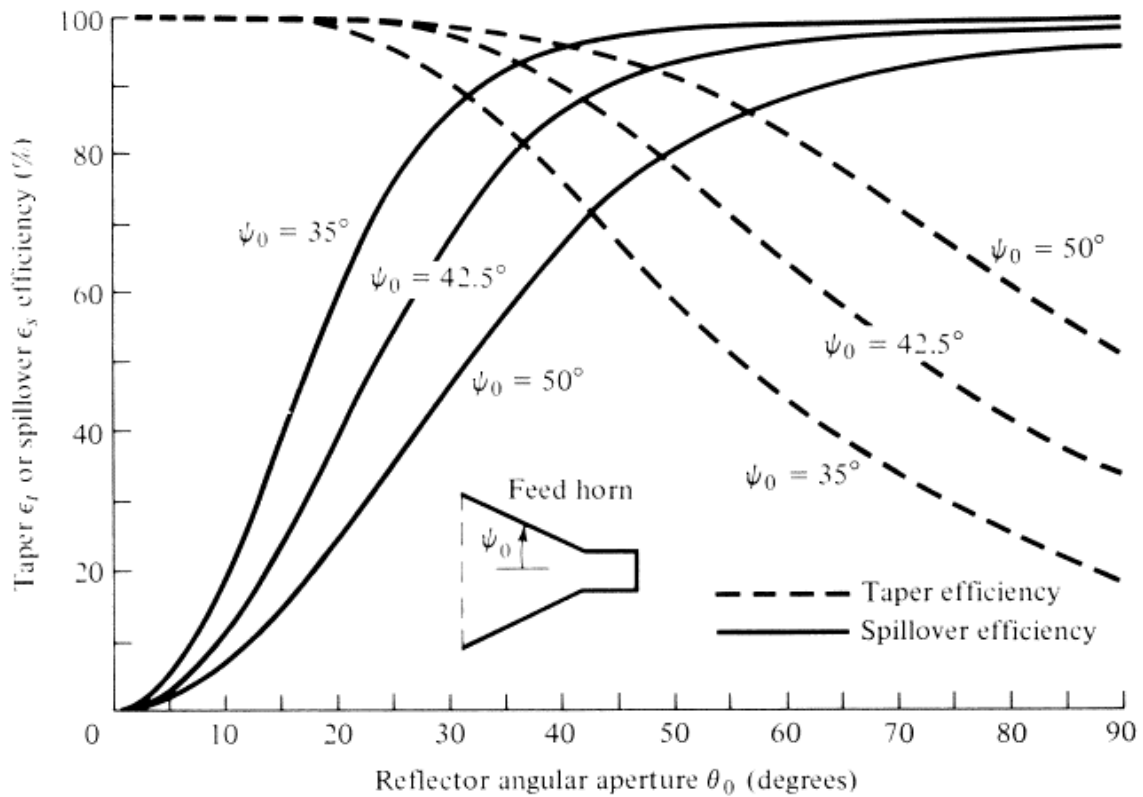


(b) Taper and spillover efficiencies

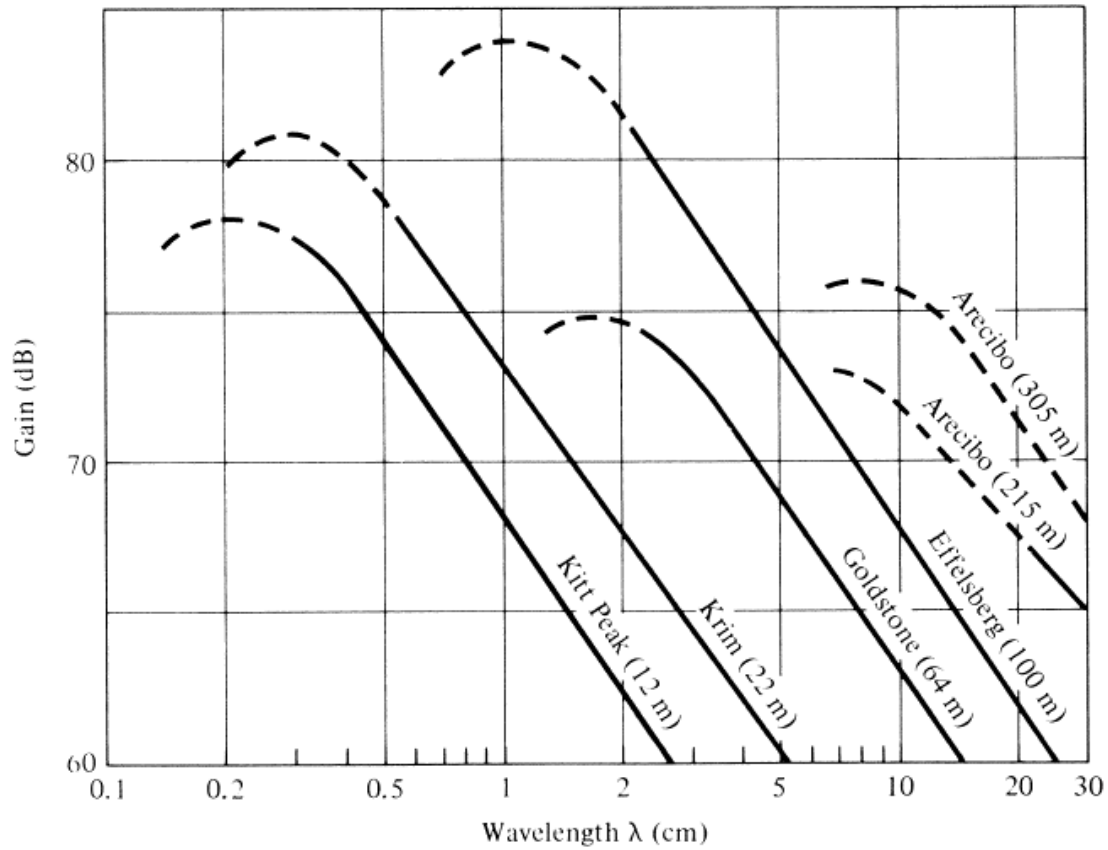
**Hình 3.45: Hiệu suất tính theo  $\theta_0$  (hay  $f/d$ )**



**Hình 3.46: Hiệu suất anten parabol tính theo góc  $\theta_0$**



**Hình 3.47: Hiệu suất định và hiệu suất truyền**



**Hình 3.48: Độ lợi của một số Anten phản xạ lớn (A. W. Love, *Some Highlights in Reflector Antenna Development*, Radio Science, Vol. 11, Nos. 8, 9, August – September, 1976)**

Trong thực tế, hiệu suất cực đại của gương vào khoảng 65 – 80%. Hình 3.46 mô tả hiệu suất của parabol tròn xoay với bộ chiếu xạ dạng loa. Hình 3.47 biểu diễn hiệu suất đỉnh và hiệu suất truyền. Hình 3.48 mô tả độ lợi của một số anten: anten gương hình cầu đường kính 305 m ở Arecibo, Puerto Rico, kính thiên văn vô tuyến 100 m ở Effelsberg, West Germany, gương 64 m ở Goldstone, California, gương 22 m ở Krim, USSR, kính thiên văn 12 m ở Kitt Peak, Arizona. Các đường đứt nét mô tả các giá trị ngoại suy.

### 3.4.1.7 Lỗi pha

Bất kỳ sự sai pha nào trên khẩu độ của anten có thể làm suy giảm hệ số định hướng của anten. Đối với hệ parabol tròn xoay, lỗi pha gây ra:

- Thay đổi trung tâm pha của bộ chiếu xạ ở tiêu điểm.

- Làm lệch bề mặt phản xạ.
- Làm sai các bề mặt sóng đối với anten dạng cầu.

Nếu lỗi pha là nhỏ, không cần thiết xác định chính xác hàm phân bố biên độ hay pha trên khẩu độ. Giả sử hướng bức xạ cực đại nằm dọc theo trục của mặt phản xạ và sai pha cực đại trên khẩu độ mô tả như sau:

$$|\Delta\phi(\rho)| = \left| \phi(\rho) - \overline{\phi(\rho)} \right| \leq m, \rho \leq a \quad (3.226)$$

Trong đó  $\phi(\rho)$  là pha trên khẩu độ và  $\overline{\phi(\rho)}$  là giá trị trung bình. Tỷ số giữa hệ số hướng tính khi có lỗi pha (D) và không có lỗi pha ( $D_0$ ) là:

$$\frac{D}{D_0} \geq \left(1 - \frac{m^2}{2}\right)^2 \quad (3.227)$$

$$\frac{\Delta D}{D_0} = \frac{D_0 - D}{D_0} \leq m^2 \left(1 - \frac{m^2}{4}\right) \quad (3.228)$$

**Ví dụ 3.6:** Một gương đường kính 10 m, tỷ số  $f/d = 0,5$ , tần số hoạt động  $f = 3\text{GHz}$ . Đồ thị phương hướng của bộ chiếu xạ sơ cấp xấp xỉ bằng  $G_f(\theta') = 6\cos^2(\theta')$ .

Theo (3.165):

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{0,5/2}{0,5^2 - \frac{1}{16}} \right) = 53,13^\circ$$

Hiệu suất khẩu độ tính theo (3.217):

$$\epsilon_{ap} = 24\{\sin^2(26,57^\circ) + \ln[\cos(26,57^\circ)]\}^2 \cot^2(26,57^\circ) = 75\%$$

Hệ số hướng tính tính theo (3.212):

$$D_0 = (100\pi)^2 0,75 = 74.022,03 \rightarrow 48,69\text{dB}$$

Hiệu suất lan truyền theo (3.222):

$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\theta_0} 6 \cos^2 \theta' \sin \theta' d\theta'}{\int_0^\pi 6 \cos^2 \theta' \sin \theta' d\theta'} = 78,4\%$$

Hiệu suất đỉnh theo (3.223):



$$\epsilon_t = 2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \frac{\left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left( \frac{\theta'}{2} \right) d\theta' \right|^2}{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin \theta' d\theta'}$$

Theo (3.213):

$$\epsilon_{ap} = \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left( \frac{\theta'}{2} \right) d\theta' \right|^2 = 0,75$$

$$\epsilon_t = 2 \frac{0,75}{1,568} = 95,66\%$$

$$\epsilon_s \epsilon_t = 0,784 \cdot 0,9566 = 75\% \text{ tương đương với } \epsilon_{ap}.$$

Hệ số hướng tính với lỗi pha cực đại  $m = \pi/8 = 0,3927$  rad tính theo (3.227):

$$\frac{D}{D_0} \geq \left( 1 - \frac{m^2}{2} \right)^2 = \left( 1 - \frac{0,3927^2}{2} \right)^2 = 0,8517$$

$$D \geq 0,8517 D_0 = 63.046,94 \rightarrow D \geq 48 \text{ dB}$$

Nếu bề mặt gương không bằng phẳng sẽ ảnh hưởng đến hệ số hướng tính. Giả sử tính chất không bằng phẳng của bề mặt có phân bố ngẫu nhiên Gaussian, bước sóng tín hiệu tại đó hệ số hướng tính đạt giá trị cực đại phụ thuộc vào độ lệch  $\sigma$  của mặt gương so với bề mặt lý tưởng:

$$\lambda_{max} = 4\pi\sigma \quad (3.229)$$

Hệ số hướng tính theo (3.212) hiệu chỉnh thành:

$$D = \left( \frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \epsilon_{ap} e^{-\left( \frac{4\pi\sigma}{\lambda} \right)^2} \quad (3.230)$$

Hệ số hướng tính cực đại:

$$D_{max} = 10^{2q} \epsilon_{ap} \left( \frac{e^{-1}}{16} \right) \quad (3.231)$$

Trong đó  $q$  là chỉ số độ trơn:

$$10^q = \frac{d}{\sigma} \quad (3.232)$$

$$D_{max}[\text{dB}] = 20q - 16,38 + 10 \log_{10} \epsilon_{ap} \quad (3.233)$$

### 3.4.2 Cassegrain

Để cải thiện hiệu suất của anten gương kích thước lớn (thường đặt trên mặt đất) cho thông tin vệ tinh, ta sử dụng hệ thống hai gương. Cấu trúc hình học của hệ thống như Hình 3.34b, thường được sử dụng trong các thiết kế của kính thiên văn quang học. Để có đặc tính mong muốn, gương chính là một parabol và gương phụ là một hyperbol. Nói chung, cấu trúc Cassegrain có nhiều lợi ích như:

- Vị trí đặt bộ chiếu xạ thuận lợi.
- Giảm bức xạ ở các búp sóng phụ.
- Có thể dễ dàng thay đổi tiêu cự hơn so với thay đổi tiêu cự vật lý.
- Có thể thay đổi búp sóng khi di chuyển mặt gương.

Để có các đặc tính bức xạ tốt, bán kính gương con phải có kích thước vài lần bước sóng. Tuy nhiên, do hiệu ứng bóng râm làm giảm độ lợi của hệ thống trừ khi kích thước gương chính vào khoảng vài lần bước sóng. Do đó, cấu trúc Cassegrain dùng cho các ứng dụng có độ lợi lớn hơn 40 dB.

Như Hình 3.49, tiêu điểm của gương phụ được bố trí trùng với tiêu điểm của gương chính. Bộ chiếu xạ được bố trí sao cho tâm pha trùng với  $F_2$ . Sóng điện từ tạo ra bởi bộ chiếu xạ truyền tới mặt gương phụ, sau khi phản xạ sẽ đi tới gương chính rồi phản xạ lần nữa.

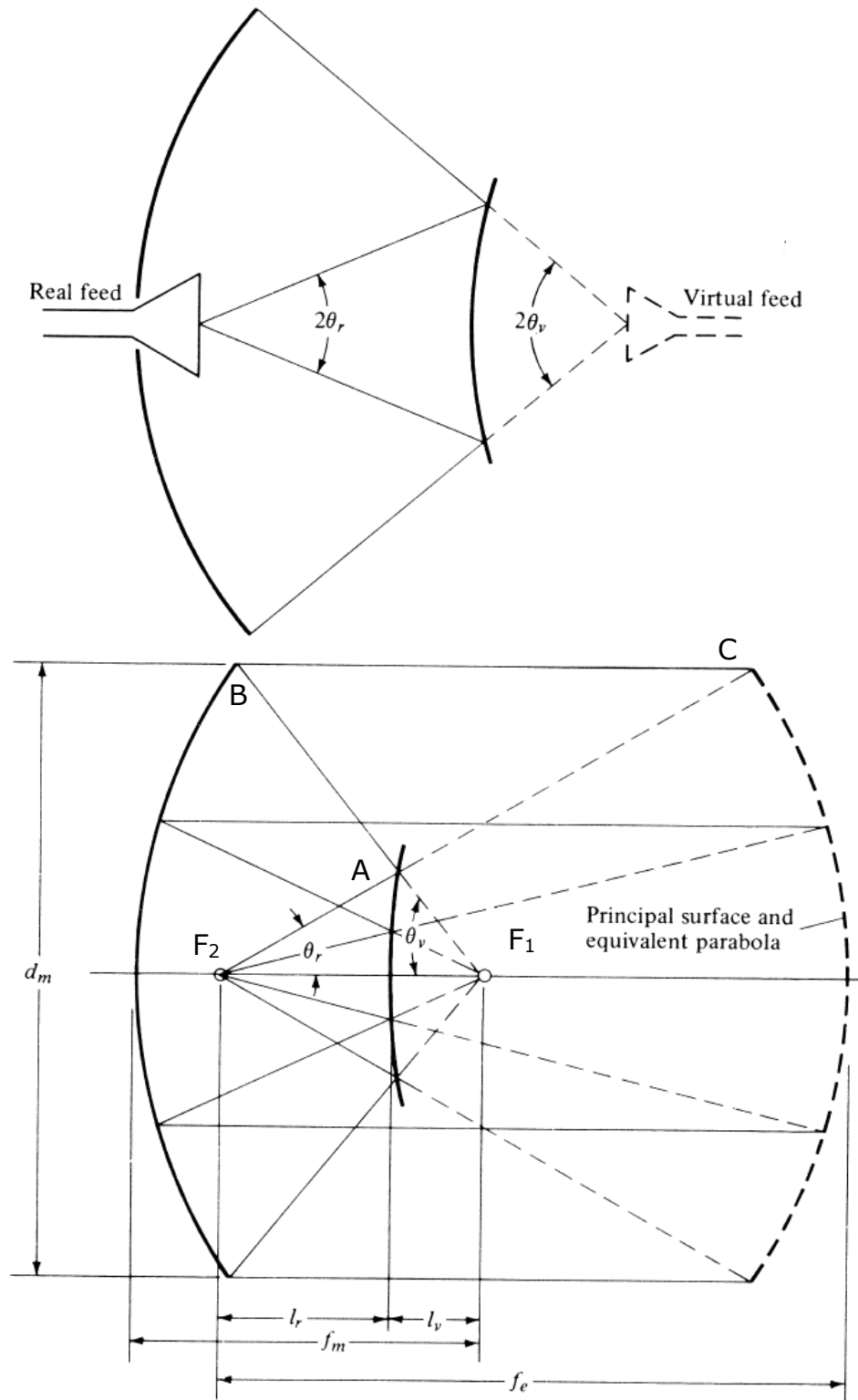
Giả sử bộ chiếu xạ là nguồn sóng cầu, sóng tới và sóng phản xạ tuân theo luật quang hình. Theo tính chất hyperbol (hiệu khoảng cách đến hai tiêu điểm là hằng số).

$$F_2A - F_1A = 2a \quad (3.234)$$

Theo tính chất parabol:

$$F_1A + AB + BC = 2f + z_0 \quad (3.235)$$

$$F_2A + AB + BC = F_1A + 2a + AB + BC = 2a + 2f + z_0 = \text{const} \quad (3.236)$$



**Hình 3.49: Bộ chiếu xạ ảo và parabol tròn xoay tương đương (P. W. Hannan, *Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope*, IRE Trans, Antennas Propagat., Vol. AP-9, No. 2, March 1961)**

Từ đó, ta thấy tổng độ dài đường đi của tia sóng từ bộ chiếu xạ, phản xạ trên gương hyperbol, phản xạ trên gương parabol và truyền tới một mặt phẳng song song với mặt phẳng miệng gương là hằng số. Nói cách khác, mặt phẳng song song miệng gương là mặt đồng pha. Như vậy anten Cassegrain cũng biến đổi sóng cầu thành sóng phẳng như anten parabol đơn giản. Nó được xem như gương đơn có bộ chiếu xạ ảo đặt tại tiêu điểm. Khuyết điểm của anten Cassegrain là gương phụ chắn một phần không gian trước gương chính làm giảm hệ số định hướng của anten.

## TÓM TẮT

*Trong bài này, người học tìm hiểu hình dạng và cấu trúc của một số anten cơ bản.*

*Các anten được giới thiệu trong bài này bao gồm anten Yagi – Uda, anten xoắn, anten loa và anten parabol.*

*Các công thức trong bài nhằm tính toán trường bức xạ của các anten.*

## CÂU HỎI ÔN TẬP

**Câu 1:** Cho loa E có  $\rho_1 = 20\lambda$ ,  $a = 0,5\lambda$ .

- Xác định kích thước miệng loa với hệ số hướng tính cực đại.
- Xác định góc mở của anten.
- Tính hệ số hướng tính theo công thức và so sánh kết quả với đồ thị.
- Xác định HPBW (theo độ).
- Xác định hệ số hướng tính theo (3.103).

**Câu 2:** Loa H có  $\rho_2 = 6\lambda$ ,  $a_1 = 6\lambda$ ,  $b = 0,25\lambda$ . Xác định

- Hệ số hướng tính theo (3.138) và (3.139). So sánh kết quả.
- Trường chuẩn hóa tại  $\theta = 30^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ .

**Câu 3:** Thiết kế loa H với  $a = 2,286\text{cm}$ ,  $b = 1,016\text{ cm}$ , độ lợi cực đại 16,3 (12,12 dB) tại  $f = 11\text{ GHz}$ .

**Câu 4:** Hệ số định hướng của bộ chiếu xạ của anten parabol như sau:

$$G_f = \begin{cases} G_0 \cos^4 \left( \frac{\theta'}{2} \right) & 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{khác} \end{cases}$$

$G_0$  là hằng số.

- Xác định  $G_0$ .
- Xác định hiệu suất khẩu độ theo  $\theta_0$ .

**Câu 5:** Anten parabol tròn xoay có đường kính 8m, tỷ số  $f/d = 0,25$  hoạt động tại tần số  $f = 5$  GHz. Bộ chiếu xạ của anten là đối xứng với hệ số định hướng xấp xỉ như sau:

$$G_f = \begin{cases} 10 \cos^4 \theta' & 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{khác} \end{cases}$$

Xác định:

- Hiệu suất khẩu độ.
- Hệ số định hướng.
- Hiệu suất lan truyền.
- Hiệu suất đỉnh.

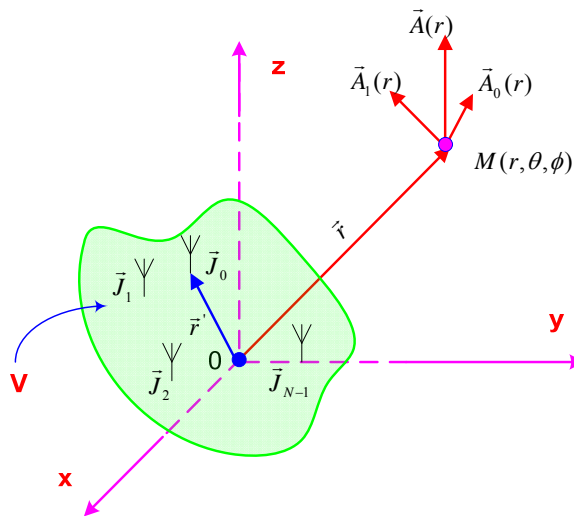
# BÀI 4: HỆ THỐNG BỨC XẠ

Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- Biết cách sắp xếp của hệ thống bức xạ.
- Tính toán trường do hệ thống anten bức xạ.

## 4.1 GIỚI THIỆU

Xét một hệ thống anten có  $N$  phần tử đặt trong không gian và phân bố dòng trên mỗi phần tử là  $\vec{J}_0, \vec{J}_1, \dots, \vec{J}_{N-1}$ . Chúng ta cần xét trường do hệ thống gây ra tại  $M$  và được xác định thông qua thể vectơ  $\vec{A}$ .



Hình 4.1: Hệ thống bức xạ gồm  $N$  phần tử phân bố rời rạc

$V$ : là thể tích chứa các anten phần tử.

$\vec{J}(\vec{r})$ : là phân bố dòng tổng tất cả các anten phần tử trong  $V$ .

$r'$ : là khoảng cách từ gốc tọa độ đến  $dV$  đang xét trên một phần tử anten.

$r$ : là khoảng cách từ gốc tọa độ đến  $M$  cần xác định trường.

Ta có thể vector  $\vec{A}_i(\vec{r})$  do phân bố dòng  $\vec{J}_i(\vec{r})$  của phần tử bức xạ thứ  $i$  gây ra tại  $M$  ở vùng xa là:

$$\vec{A}_i(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_i} \vec{J}_i(\vec{r}') e^{jk\vec{r}'\vec{r}} dV_i \quad (4.1)$$

$V_i$ : là thể tích chứa phần tử anten thứ  $i$ .

Bây giờ ta tìm thể vector  $\vec{A}(\vec{r})$  do  $\vec{J}(\vec{r})$  là phân bố dòng tổng rời rạc gồm  $\vec{J}_0, \vec{J}_1, \dots, \vec{J}_{N-1}$  gây ra tại  $M$  ở vùng xa. Ta có:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{i=0}^{N-1} \vec{J}_i(\vec{r}') \quad (4.2)$$

Do đó:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \iiint_{V_i} \vec{J}_i(\vec{r}') e^{jk\vec{r}'\vec{r}} dV_i \quad (4.3)$$

Trong đó:

$$\vec{r}' = \vec{r}_i + \vec{r}'_i \quad (4.4)$$

$\vec{r}_i$ : khoảng cách từ gốc tọa độ đến phần tử thứ  $i$ .

$\vec{r}'_i$ : khoảng cách từ điểm gốc trên phần tử thứ  $i \rightarrow dV_i$ .

Gọi  $\vec{J}_{ref}$  là phân bố dòng trên phần tử tham khảo nào đó.

$$\vec{J}_i(\vec{r}') = I_i \vec{J}_{ref} \quad (4.5)$$

Thay (4.4) và (4.5) vào (4.3):

$$\begin{aligned} \vec{A}(\vec{r}) &= \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \iiint_{V_i} I_i \vec{J}_{ref} e^{jk(\vec{r}_i + \vec{r}'_i)\vec{r}} dV_i \\ &= \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i\vec{r}} \iiint_{V_{ref}} \vec{J}_{ref} e^{-jk\vec{r}'_i\vec{r}} dV_i \end{aligned} \quad (4.6)$$

Gọi ARFAC (Array Factor) là hệ số sắp xếp:

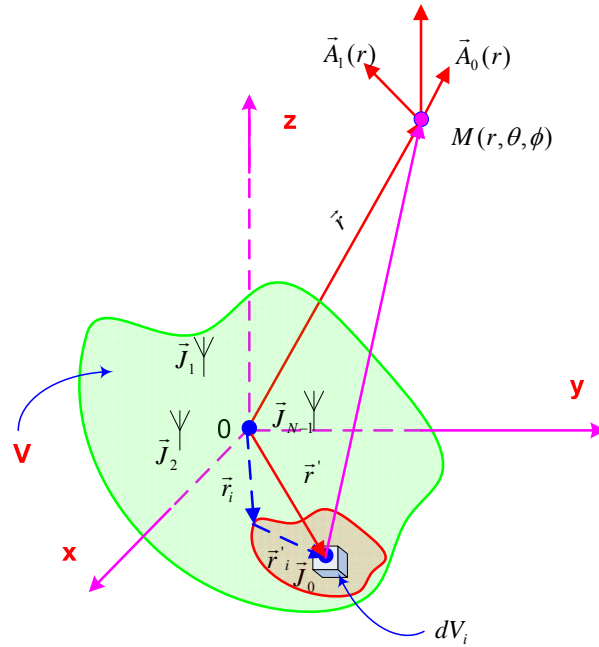
$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i\vec{r}} \quad (4.7)$$

Thể vector liên quan đến phần tử tham khảo:

$$\vec{A}_{ref}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_{ref}} \vec{J}_{ref} e^{jk\vec{r}'_i\vec{r}} dV_i \quad (4.8)$$

Vậy:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \vec{A}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (4.9)$$



**Hình 4.2: Thế vector tổng của N phần tử bức xạ**

Ta thấy ARFAC là đại lượng vô hướng phụ thuộc vào:

- Cách sắp xếp các phần tử bức xạ trong không gian.
- Tỷ lệ dòng giữa các phần tử bức xạ.

Ta có:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu[A_\theta\vec{t}_\theta + A_\varphi\vec{t}_\varphi] \text{ với } \begin{cases} A_\theta = A_{\theta ref} ARFAC \\ A_\varphi = A_{\varphi ref} ARFAC \end{cases}$$

Do đó:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (4.10)$$

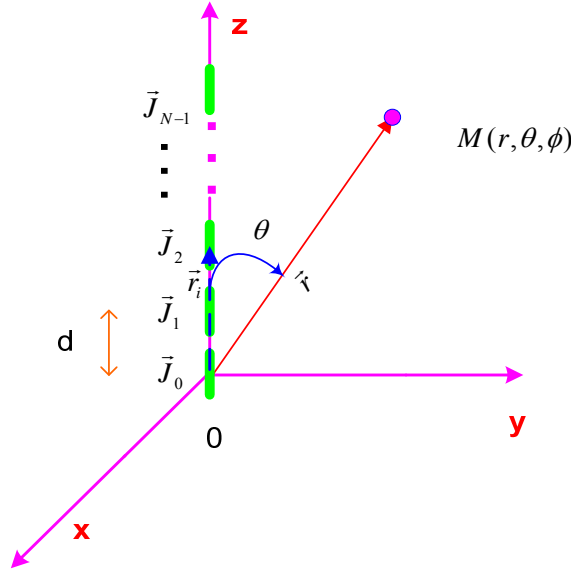
Tương tự:

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (4.11)$$



## 4.2 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU (LESA - LINEAR EQUALLY SPACED ARRAYS)

Xét một hệ thống bức xạ gồm  $N$  phần tử được xếp thẳng hàng và khoảng cách giữa 2 phần tử liên tiếp bằng nhau và bằng  $d$ .



**Hình 4.3: Hệ thống bức xạ LESA**

Chọn hệ trục tọa độ như hình vẽ. Hệ số sắp xếp ARFAC của hệ thống được tìm từ biểu thức (4.7):  $ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i \vec{r}}$

Chọn phần tử thứ 0 làm phần tử tham khảo. Lúc đó:

$$\begin{cases} I_0 = 1 \\ \vec{J}_i = I_i \vec{J}_0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Và:

$$\vec{r}_i = id\vec{r}_z \quad (4.13)$$

Thay vào hệ số sắp xếp ta được:

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jkid\vec{r}_z \vec{r}} = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jkid\cos\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} I_i (e^{jkd\cos\theta})^i \quad (4.14)$$

Đặt  $C = e^{jkd\cos\theta}$ :

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i C^i \quad (4.15)$$

**Kết luận:** ARFAC của LESA có  $N$  phần tử được biểu diễn như đa thức bậc  $N-1$  theo biến phức  $C$ .

### Các điểm không (null) của đồ thị ARFAC của hệ thống LESA:

Vì  $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r})_{ARFAC}$  nên để  $\vec{E}(\vec{r}) = 0$  ở một hướng nào đó thì:

$$\begin{cases} \vec{E}_{ref}(\vec{r}) = 0 \\ ARFAC = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

Do ARFAC phụ thuộc vào  $I_i$ ,  $d$ ,  $\theta$  nên ta có thể chọn  $I_i$  và  $d$  sao cho  $ARFAC = 0$  ở một hướng  $\theta$  nào đó.

**Ví dụ 4.1:** Xây dựng hệ số bức xạ của một hệ thống bức xạ có 3 phần tử sao cho  $ARFAC = 0$  ở hướng  $\theta = \pi/4$  và  $\theta = \pi/2$ . Giả sử khoảng cách giữa 2 phần tử liên tiếp là  $d = \lambda/4$ . Vẽ đồ thị ARFAC.

#### Giải:

$$ARFAC = \sum_{i=0}^2 I_i (e^{jkd \cos \theta})^i = I_0 + I_1 e^{jkd \cos \theta} + I_2 e^{j2kd \cos \theta}$$

Theo đề bài:

$$\begin{cases} ARFAC_{\theta=\pi/4} = 1 + I_1 e^{jkd/\sqrt{2}} + I_2 e^{jkd\sqrt{2}} = 0 \quad (1) \\ ARFAC_{\theta=\pi/2} = 1 + I_1 + I_2 = 0 \quad (2) \end{cases}$$

Từ (2):  $I_2 = -1 - I_1$ , thế vào (1):

$$1 + I_1 e^{jkd/\sqrt{2}} - (1 + I_1) e^{jkd\sqrt{2}} = 0$$

$$\begin{cases} I_1 = 1 + e^{-jkd/\sqrt{2}} \\ I_2 = -2 - e^{-jkd/\sqrt{2}} \end{cases}$$

**Nhân xét:** Bằng cách chọn lựa dòng  $\vec{J}_0$  bất kỳ (bằng 1A), sau đó chọn các giá trị  $\vec{J}_1, \vec{J}_2$  thích hợp, ta có thể chọn lựa các hướng bức xạ thỏa mãn yêu cầu của bài toán.

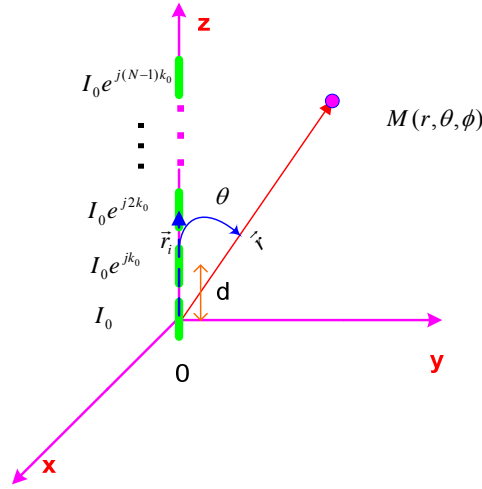
## 4.3 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU KÍCH THÍCH ĐỒNG NHẤT (LCPESA - LINEAR CO-PHASAL EQUALLY SPACED ARRAYS)

LCPESA là một hệ thống bức xạ thẳng khoảng cách đều gồm  $N$  phần tử và kích thích bởi dòng có biên độ giống nhau và pha của 2 phần tử liên tiếp lệch nhau một góc là  $k_0$ .

$$I_i = I_0 e^{jk_0 i} \quad (4.17)$$

Vì hệ thống là LESA nên:  $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r}) ARFAC$

$$\begin{aligned} ARFAC &= \sum_{i=0}^{N-1} I_i (e^{jkdcos\theta})^i = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{jk_0 i} (e^{jkdcos\theta})^i = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{jk_0 i} e^{jkdcos\theta i} \\ ARFAC &= \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{j(kdcos\theta + k_0)i} = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 C^i \end{aligned} \quad (4.18)$$



**Hình 4.4: Hệ thống bức xạ LCPEA**

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 C^i = I_0 \frac{1 - C^N}{1 - C} = I_0 \frac{1 - e^{j(kdcos\theta + k_0)N}}{1 - e^{j(kdcos\theta + k_0)}}$$

Đặt  $\psi = kdcos\theta + k_0$ :

$$ARFAC = I_0 \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (4.19)$$

$$ARFAC = I_0 \frac{e^{\frac{jN\psi}{2}} \left( e^{-\frac{jN\psi}{2}} - e^{\frac{jN\psi}{2}} \right)}{e^{\frac{j\psi}{2}} \left( e^{-\frac{j\psi}{2}} - e^{\frac{j\psi}{2}} \right)} = I_0 e^{j\frac{(N-1)\psi}{2}} \frac{-2j \sin \frac{N\psi}{2}}{-2j \sin \frac{\psi}{2}}$$

$$ARFAC = I_0 e^{j\frac{(N-1)\psi}{2}} \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \quad (4.20)$$

Biên độ của ARFAC là:

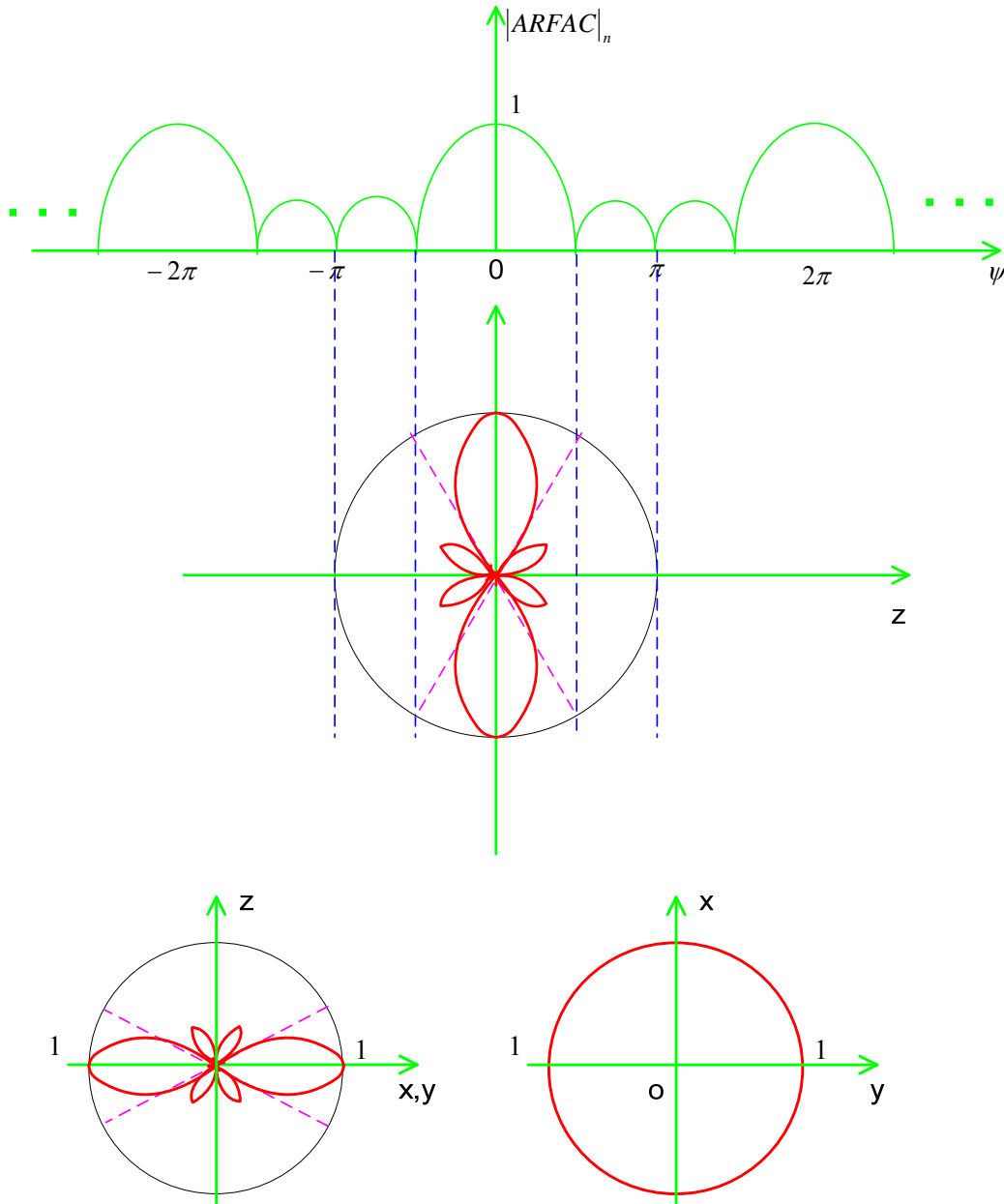
$$|ARFAC| = \left| I_0 \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right| = \left| I_0 \frac{\frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\frac{N\psi}{2}}}{\frac{\sin \frac{\psi}{2}}{\frac{\psi}{2}}} N \right| \quad (4.21)$$

$$|ARFAC|_{\max} = I_0 N \text{ khi } \frac{N\psi}{2} = m\pi \text{ (m là số nguyên) hay } \psi = m \frac{2\pi}{N} \quad (4.22)$$

Khi vẽ ARFAC ta thường sử dụng hàm chuẩn hóa:

$$|ARFAC|_n = \left| \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{N \sin \frac{\psi}{2}} \right| \quad (4.23)$$

Ta thấy ARFAC phụ thuộc vào  $N$ ,  $d$ ,  $k_0$  và  $\theta$ .



**Hình 4.5: Đồ thị bức xạ của LCPESA**

**Khảo sát  $|ARFAC|$  theo  $\psi$ :**

Trước hết ta xét ARFAC là hàm theo  $\psi = k d \cos \theta + k_0$ . Hàm này có đặc tính:

- Cực đại khi  $\psi = 0$ .
- Có chu kỳ tuần hoàn là  $2\pi$  và đối xứng xung quanh  $\psi = \pi$ .
- Có  $N-1$  điểm không cách đều nhau một khoảng  $2\pi/N$  trong một chu kỳ. Do đó trong khoảng  $[0, 2\pi]$  có  $N-2$  búp phụ (do có  $N-1$  điểm không). Búp phụ có độ rộng  $2\pi/N$ . Tại gốc tọa độ ta có một búp chính với độ rộng  $4\pi/N$ .

Khi  $N$  tăng:

- Biên độ búp chính sẽ tăng (do tỷ lệ thuận với  $N$ ).
- Số búp phụ tăng lên.
- Độ rộng búp chính hẹp lại.

### **Quy tắc vẽ đồ thị |ARFAC| phụ thuộc vào $\theta$ :**

**Bước 1:** Vẽ đồ thị |ARFAC| phụ thuộc vào  $\psi$ .

**Bước 2:** Vẽ một đường thẳng song song với trục  $\psi$ ; tên của trục đó là trục của anten xếp dọc trên nó; chiều tăng của trục trùng với chiều tăng của  $\psi$ .

**Bước 3:** Tại điểm  $\psi = k_0$  vẽ một đường thẳng vuông góc cắt trục mới vẽ tại một điểm. Lấy điểm đó làm tâm và vẽ đường tròn bán kính  $kd$ .

**Bước 4:** Đồ thị ARFAC phụ thuộc vào  $\theta$  thu được bằng cách chiếu từ đồ thị trong bước 1 xuống đường tròn trên như sau:

- Các điểm không tương ứng với các hướng bức xạ không.
- Các điểm cực đại tương ứng với các hướng cực đại.
- Các búp phụ tương xứng với nhau.

Vì đồ thị |ARFAC| theo  $\theta$  đối xứng quanh trục đối với một hệ thống tuyến tính nên ta vẽ trong vòng  $0 \leq \theta' < \pi$  ( $\theta'$  là góc so với trục mới vẽ). Nếu trục là trục  $z$  thì  $\theta' = \theta$ , nếu  $x$  hoặc  $y$  thì  $\theta' = \pi/2 - \theta$ .

**Bước 5:** Chuyển từ đồ thị |ARFAC| theo  $\theta$  qua 3 mặt phẳng  $xOy$ ,  $xOz$ ,  $yOz$ .

**Ví dụ 4.2:** Vẽ đồ thị ARFAC theo  $\theta$  cho hệ thống bức xạ gồm 4 phần tử đặt dọc trục  $z$  với  $k_0 = 0$  và khoảng cách giữa hai phần tử bức xạ liên tiếp là  $\lambda/2$ .

**Giải:**

$|ARFAC| = 0$  tại  $\psi = m \frac{2\pi}{N} = \frac{m\pi}{2}$  và đối xứng quanh  $\psi = \pi$ . Đồ thị  $|ARFAC|$  có 3 điểm 0 trong 1 chu kỳ  $2\pi$ . Các điểm không chia  $[0, 2\pi]$  thành 4 đoạn bằng nhau. Kết quả mô tả như **Hình 4.5**.

## 4.4 CÁC HỆ THỐNG BỨC XẠ HƯỚNG TRỰC BROADSIDE VÀ ENDFIRE

### 4.4.1 Hệ thống Broadside

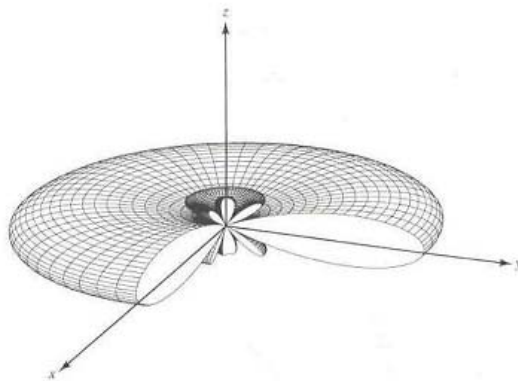
Là hệ thống bức xạ thẳng khoảng cách đều kích thích đồng nhất có hướng bức xạ cực đại vuông góc trục anten.

Điều kiện để hệ thống LCPESA trở thành hệ thống broadside xuất phát từ (4.21):

$$|ARFAC| = \left| I_0 \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right| \text{ đạt cực đại } I_0 N \text{ khi } \psi = m \frac{2\pi}{N}$$

Xét giá trị cực đại tại gốc tọa độ ta có  $m = 0 \rightarrow \psi = k d \cos \theta + k_0 = 0 \rightarrow k_0 = -k d \cos \theta$ .

Để hệ thống LCPESA trở thành broadside thì đòi hỏi  $|ARFAC|$  đạt cực đại tại giá trị  $\theta = \pi/2$  (giả sử hệ thống có các phần tử đặt dọc trục  $z$ ). Từ đó  $k_0 = 0$ .



**Hình 4.6: Đồ thị bức xạ của hệ thống broadside**

**Khảo sát hệ thống bức xạ Broadside, sự phụ thuộc của ARFAC vào N và d:**

Hình 4.6 cho thấy:

- Khi  $d = \text{const}$ ; nếu  $N$  tăng thì độ rộng của búp chính giảm và số búp phụ tăng.
- Khi  $N = \text{const}$ ; nếu  $d$  tăng thì độ rộng búp chính giảm và số búp phụ tăng.
- Khi  $d$  tăng đến mức  $d > \lambda$ , sẽ xuất hiện các búp phụ có biên độ bằng biên độ búp chính. Điều này xảy ra khi  $kd > 2\pi - 2\pi/N \rightarrow d > \lambda(1 - 1/N)$ . Lúc đó các búp phụ được gọi là các búp lưới. Sự xuất hiện của nó là điều không mong muốn vì gây nhiễu thông tin cho hệ thống khác nên ta thiết kế sao cho:

$$d \leq \lambda \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (4.24)$$

#### 4.4.2 Hệ thống endfire

**Hệ thống Endfire thường:** là hệ thống LCPESA có hướng bức xạ cực đại trùng với trục đặt anten. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục  $z$ . Khi đó điều kiện để trở thành endfire thường:

$$\begin{cases} \psi = 0 \\ \theta = 0^\circ \end{cases} \rightarrow \begin{cases} kd \cos \theta + k_0 = 0 \\ \theta = 0^\circ \end{cases} \rightarrow k_0 = -kd \quad (4.25)$$

**Ví dụ 4.3:** Vẽ đồ thị ARFAC theo  $\theta$  cho hệ thống bức xạ endfire thường gồm 4 phần tử đặt dọc trục  $z$  với khoảng cách giữa hai phần tử bức xạ liên tiếp là  $\lambda/2$ .

##### Giải

$$N = 4; kd = \pi \rightarrow k_0 = -\pi.$$

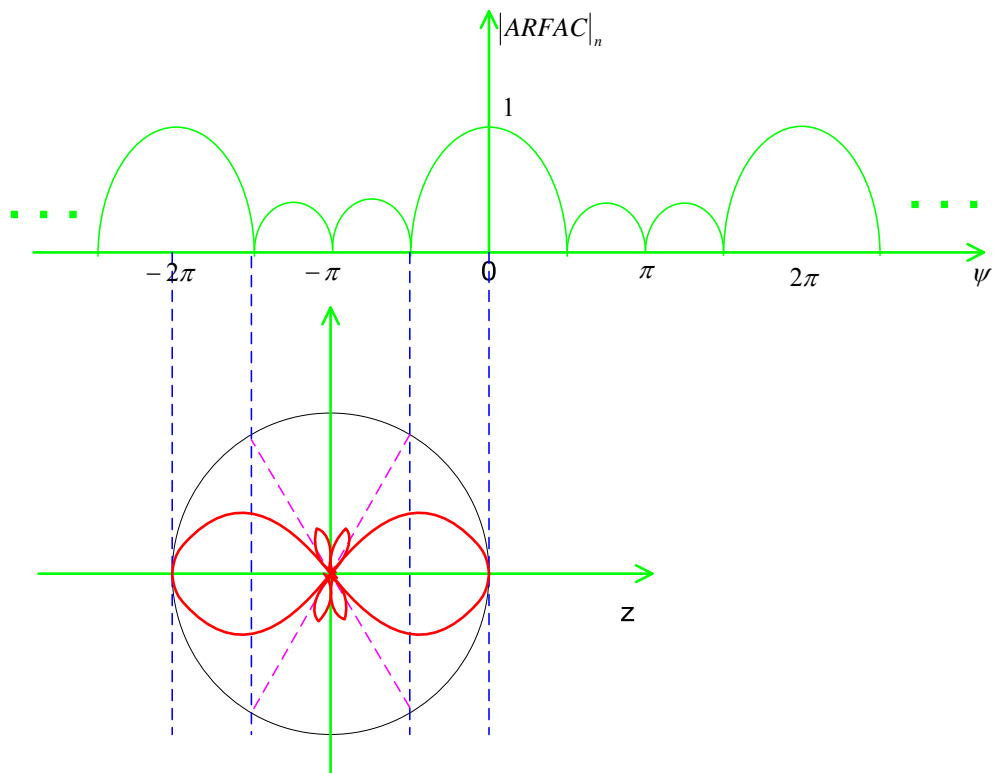
**Hệ thống endfire loại 1:** là hệ thống endfire thường và không có búp phụ phía sau búp chính. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục  $z$ . Khi đó điều kiện để trở thành endfire loại 1:

$$\begin{cases} k_0 = -kd \\ 2kd = 2\pi - \frac{2\pi}{N} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_0 = -kd \\ d = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \end{cases} \rightarrow k_0 = -\pi \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (4.26)$$

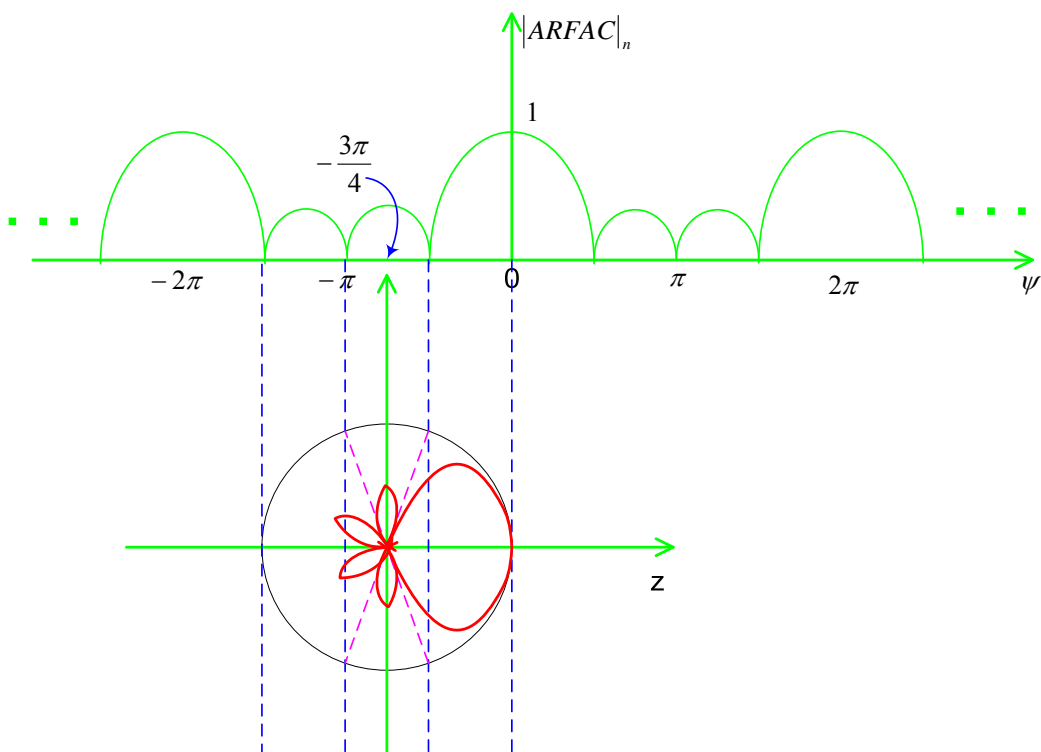
**Ví dụ 4.4:** Vẽ đồ thị ARFAC theo  $\theta$  cho hệ thống bức xạ endfire loại 1 gồm 4 phần tử đặt dọc trục  $z$ .

##### Giải

$$d = 3\lambda/8, k_0 = -3\pi/4.$$

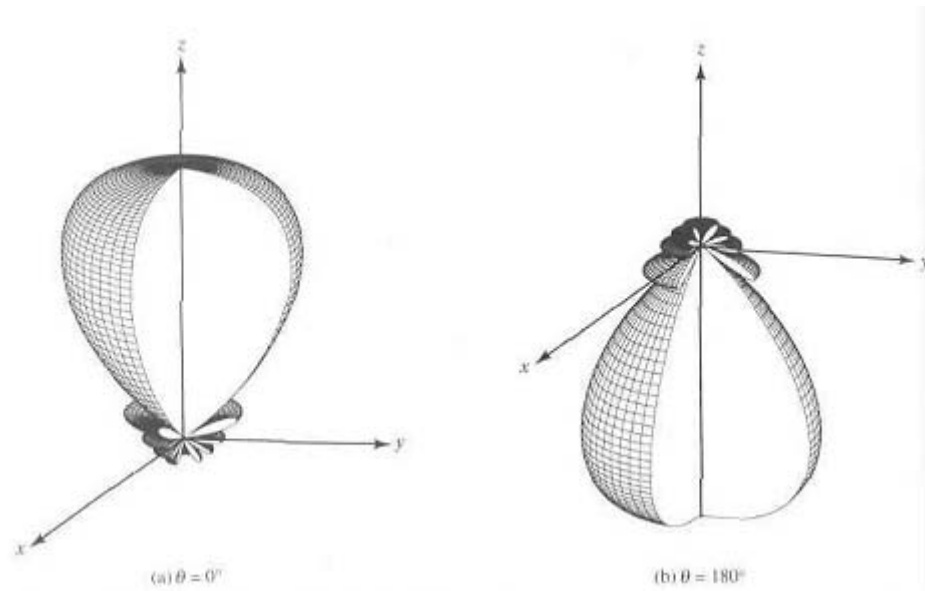


Hình 4.7: Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire thường

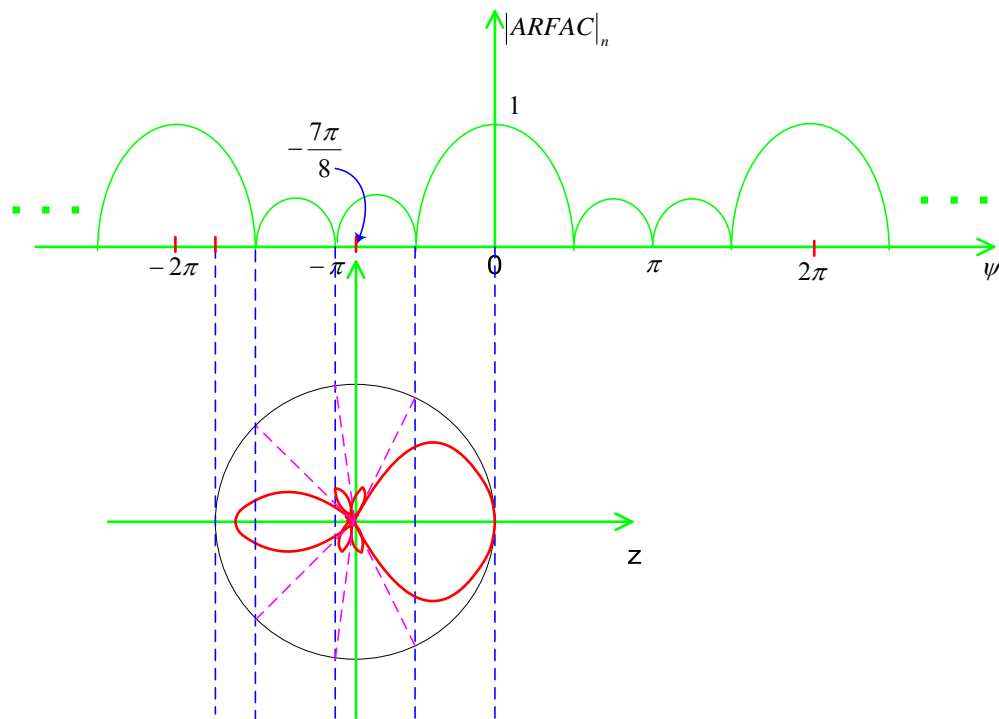


Hình 4.8: Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire loại 1





**Hình 4.9: Đồ thị bức xạ trong không gian của hệ thống endfire loại 1**



**Hình 4.10: Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire loại 1**

**Hệ thống endfire loại 2:** là hệ thống endfire thường và có một búp phụ phía sau búp chính. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục  $z$ . Khi đó điều kiện để trở thành endfire loại 2:

$$\begin{cases} k_0 = -kd \\ 2kd = 2\pi - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{N} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_0 = -kd \\ d = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{2N}\right) \end{cases} \rightarrow k_0 = -\pi \left(1 - \frac{1}{2N}\right) \quad (4.27)$$

**Ví dụ 4.5:** Vẽ đồ thị ARFAC theo  $\theta$  cho hệ thống bức xạ endfire loại 2 gồm 4 phần tử đặt dọc trục z.

### Giải

$$d = 7\lambda/16, k_0 = -7\pi/8.$$

**Hệ thống Hansen-woodyard:** là hệ thống endfire thường nhưng đường tròn được dời về phía sau một đoạn  $\frac{1}{2} \frac{2\pi}{N}$  và  $k_0 < \pi$  để đảm bảo rằng búp phụ nhỏ hơn búp chính. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục z. Khi đó điều kiện để trở thành Hansen-woodyard:

$$\begin{cases} k_0 = -kd - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{N} = -\left(kd + \frac{\pi}{N}\right) \\ d < \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \end{cases} \quad (4.28)$$

## 4.5 ĐỘ RỘNG BỨC XẠ KHÔNG, ĐỘ RỘNG NỬA CÔNG SUẤT VÀ HỆ SỐ ĐỊNH HƯỚNG CỦA HỆ THỐNG BỨC XẠ

### 4.5.1 Độ rộng bức xạ không (FNBW)

Các hướng bức xạ không của hệ thống được xác định từ điều kiện  $|ARFAC| = 0 \rightarrow \psi = kd\cos\theta + k_0 = m2\pi/N$ . Chọn  $m = \pm 1$ :

$$\theta = \cos^{-1} \left[ \frac{1}{kd} \left( -k_0 \pm \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (4.29)$$

Đối với hệ thống broadside ( $k_0 = 0$ ) và gần broadside:

$$FNBW = \theta_{\text{left}} - \theta_{\text{right}} \quad (4.30)$$

$$FNBW = \cos^{-1} \left[ \frac{1}{kd} \left( -k_0 - \frac{2\pi}{N} \right) \right] - \cos^{-1} \left[ \frac{1}{kd} \left( -k_0 + \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (4.31)$$

Đối với hệ thống endfire:

$$FNBW = 2 \cos^{-1} \left[ \frac{1}{kd} \left( -k_0 - \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (4.32)$$

### 4.5.2 Độ rộng nửa công suất (HPBW)

Hệ thống broadside và gần broadside:

$$HPBW = 0,866 \frac{\lambda}{Nd} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_m\right) \quad (4.33)$$

$\theta_m$ : hướng bức xạ cực đại ( $\theta_m \approx \pi/2$ )

Hệ thống endfire:

$$HPBW = 2 \sqrt{0,866 \frac{\lambda}{Nd}} \quad (4.34)$$

### 4.5.3 Hệ số định hướng

$$D = \begin{cases} \frac{2L}{\lambda} & \text{gần broadside} \\ \frac{4L}{\lambda} & \text{endfire} \\ 7,28 \frac{L}{\lambda} & \text{Hansen - woodyard} \end{cases} \quad (4.35)$$

Với  $L = Nd$  là chiều dài của hệ thống.

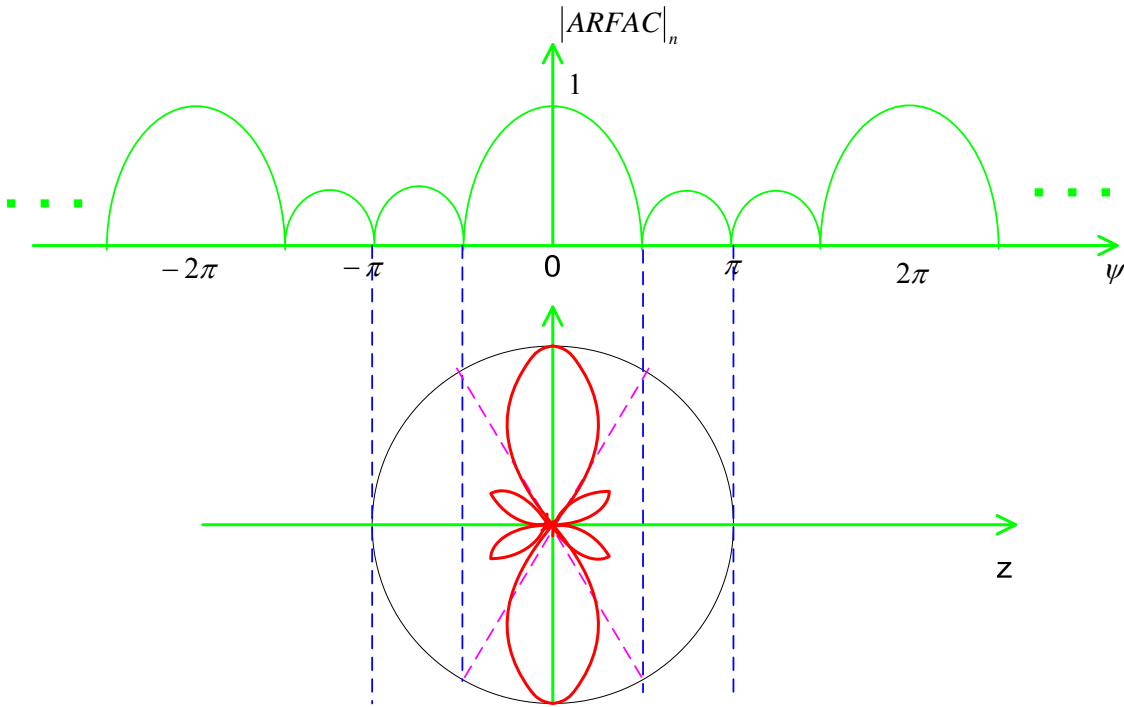
## 4.6 NHÂN ĐỒ THỊ

Từ (4.10):  $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r}) ARFAC$ , đồ thị bức xạ của hệ thống bức xạ gồm đồ thị bức xạ của phần tử chuẩn nhân với hệ số sắp xếp ARFAC.

**Ví dụ 4.6:** Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống anten có 4 phần tử bức xạ đẳng hướng, được đặt thẳng hàng cách nhau  $d = \lambda/2$  và  $k_0 = 0$  dọc trục  $z$ .

**Giải:**

Đồ thị của  $|ARFAC|$ :



**Hình 4.11:  $|ARFAC|$  của hệ thống anten có 4 phần tử**

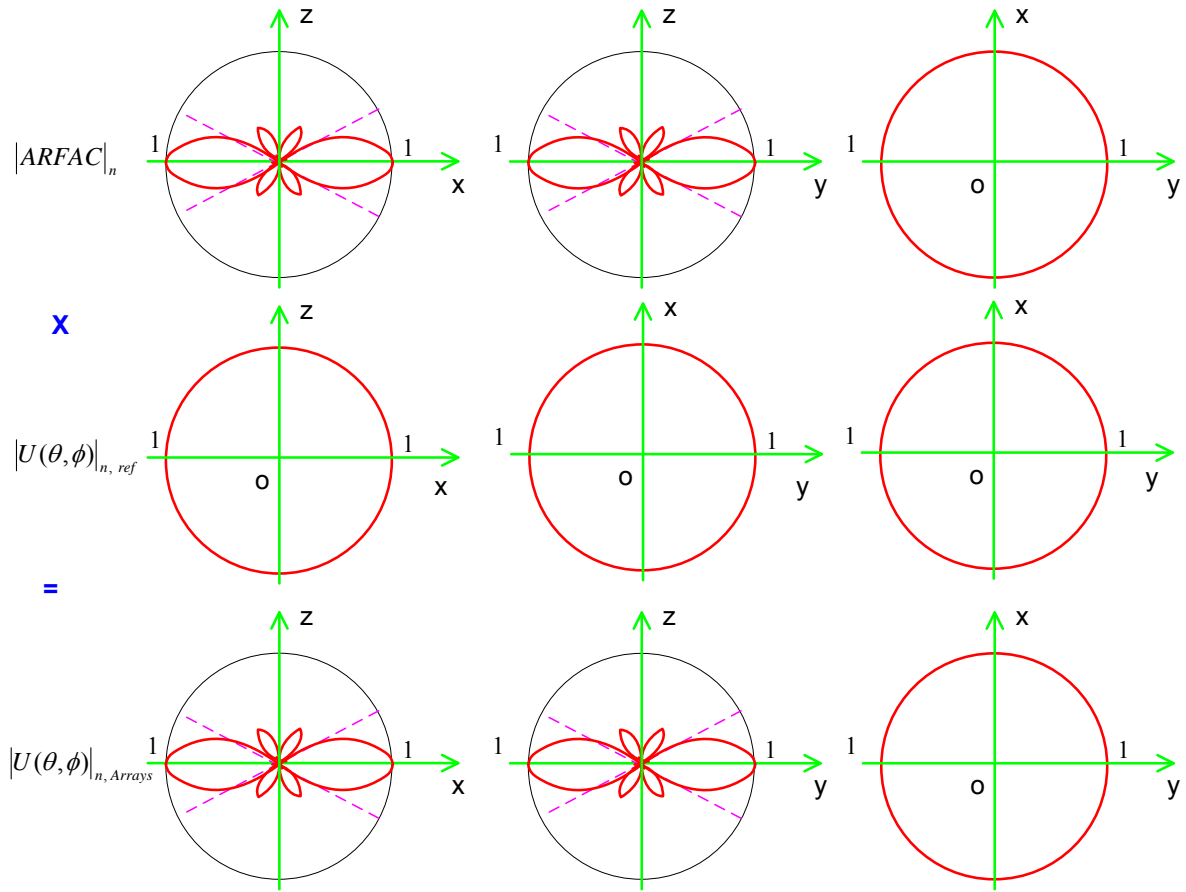
Chú ý: nếu phần tử chuẩn đẳng hướng thì đồ thị bức xạ của hệ thống là đồ thị bức xạ của  $|ARFAC|$ .

**Ví dụ 4.7:** Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống bức xạ có 4 phần tử dipole Hertz được đặt dọc trên trục  $z$  thẳng hàng cách nhau  $d = \lambda/2$  và  $k_0 = -\pi$ .

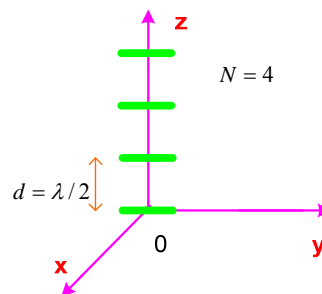
### **Giải**

Đây là hệ thống endfire thường nên đồ thị của  $|ARFAC|$ , phần tử chuẩn và hệ thống bức xạ trên các mặt phẳng như Hình 4.14.

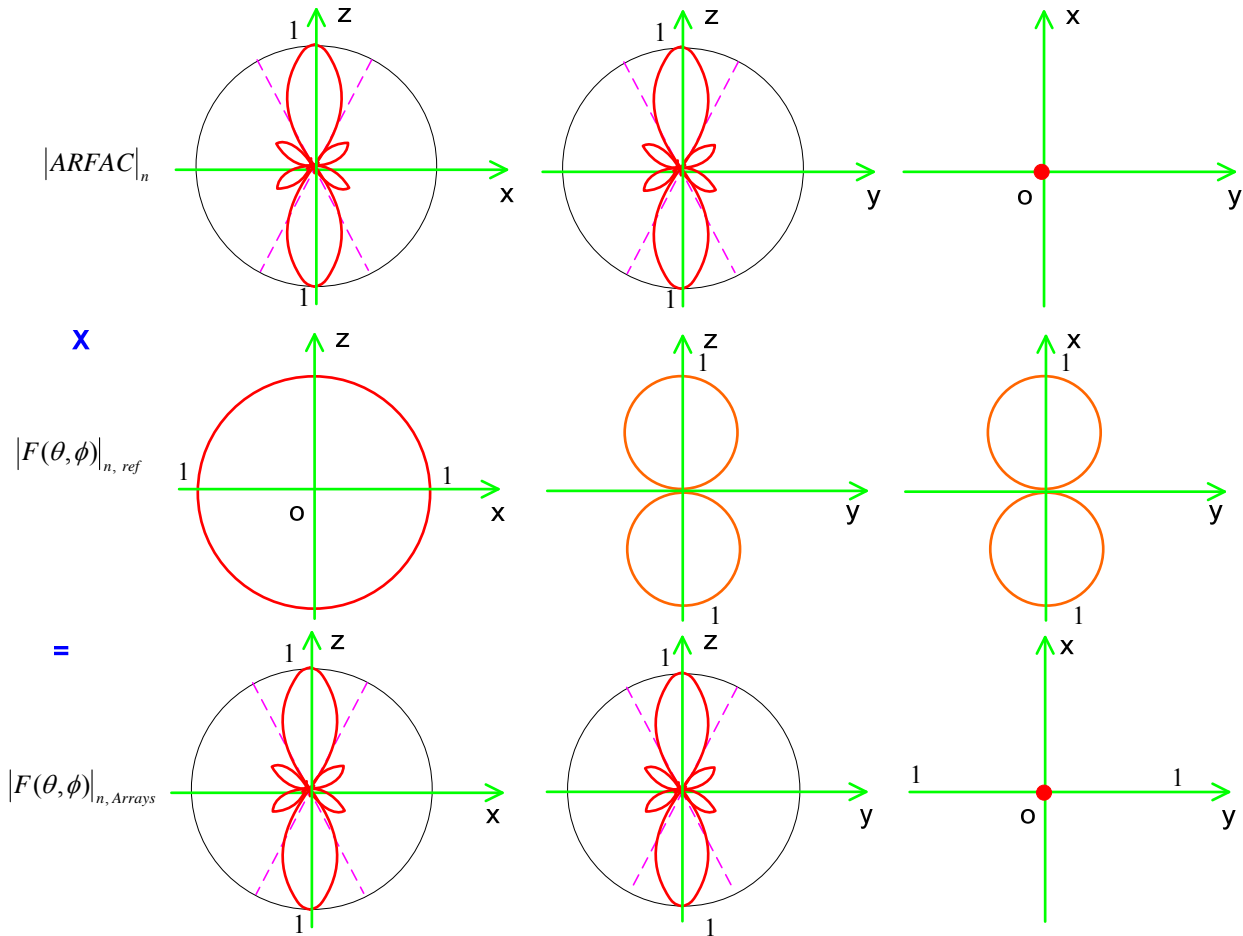
Chú ý: anten chuẩn dipole Hertz đặt dọc trục  $y$ ; nên đồ thị bức xạ thay trục  $z$  bởi trục  $y$ .



**Hình 4.12: Đồ thị  $|ARFAC|$ , phần tử chuẩn và hệ thống bức xạ của hệ thống anten có 4 phần tử**



**Hình 4.13: Sắp xếp của các phần tử**



**Hình 4.14: Đồ thị  $|ARFAC|$ , phần tử chuẩn và hệ thống bức xạ của hệ thống Anten có 4 phần tử dipole Hertz**

## TÓM TẮT

Trong bài này, người học tìm hiểu được cách sắp xếp của các Anten cơ bản để tạo thành một hệ thống bức xạ. Các hệ thống bức xạ tính toán dựa trên các Anten cơ bản và thực hiện nhân đồ thị phương hướng của các Anten này với hệ số sắp xếp ARFAC.

Các hệ thống bức xạ được giới thiệu trong bài là hệ thống bức xạ thẳng khoảng cách đều LESA, hệ thống bức xạ thẳng khoảng cách đều kích thích đồng nhất LCPESA và các hệ thống broadside, endfire.

Ngoài ra, độ rộng bức xạ không, bức xạ nửa công suất và hệ số định hướng của hệ thống bức xạ cũng được khảo sát.

# CÂU HỎI ÔN TẬP

**Câu 1:** Vẽ đồ thị  $|ARFAC|$  cho các hệ thống bức xạ sau:

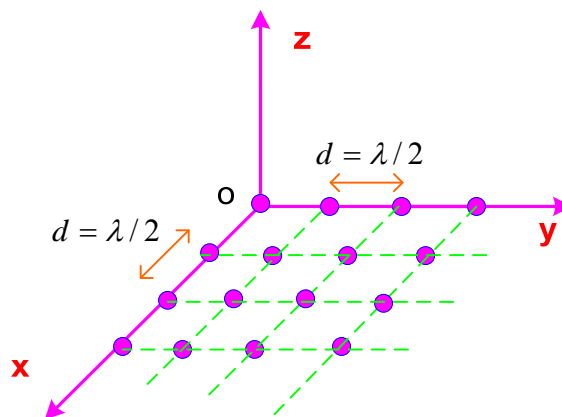
- $N = 4$ ,  $d = \lambda$ ,  $k_0 = \pi/2$ , các phần tử xếp dọc trục  $y$  và đặt trên trục  $z$ .
- $N = 3$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $k_0 = \pi/2$ , các phần tử xếp dọc trục  $y$  và đặt trên trục  $z$ .
- $N = 4$ ,  $d = \lambda$ ,  $k_0 = 0$ , các phần tử xếp dọc trục  $z$  và đặt trên trục  $y$ .
- $N = 4$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $k_0 = \pi/2$ , các phần tử xếp dọc trục  $y$  và đặt trên trục  $z$ .

**Câu 2:** Vẽ đồ thị bức xạ của một hệ thống gồm 4 phần tử Dipole Hertz có  $d = 3\lambda/8$ ,  $k_0 = -3\pi/4$ , các phần tử xếp dọc trục  $y$  và đặt trên trục  $z$ . Cho biết đây là hệ thống bức xạ gì và tính FNBW của hệ thống.

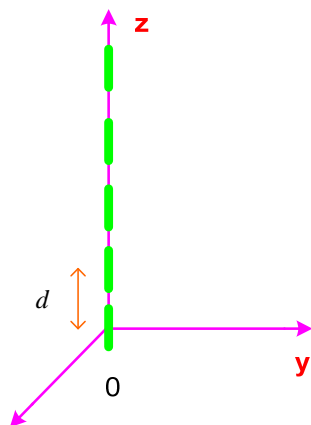
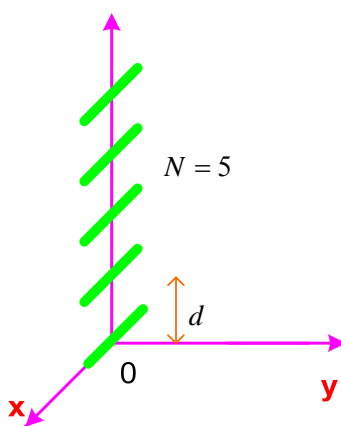
**Câu 3:** Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống với các phần tử là anten đẳng hướng đặt cách nhau  $d = \lambda/2$  và kích thích đồng pha ( $k_0 = 0$ ) như **Hình 4.15**.

**Câu 4:** Cho hệ thống endfire loại 1 gồm 5 anten phần tử là các anten dipole được đặt cách nhau khoảng cách  $d$  như **Hình 4.16**. Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống.

**Câu 5:** Cho một hệ thống anten endfire loại 1 gồm 5 phần tử anten dipole ngắn (short dipole) đặt cách nhau một khoảng cách  $d$  như **Hình 4.17**. Hãy vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống.



**Hình 4.15**

**Hình 4.16****Hình 4.17**



# BÀI 5: TRUYỀN SÓNG VÔ TUYẾN

Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- Tính toán quá trình truyền sóng vô tuyến trong không gian tự do, tầng đối lưu, tầng điện ly.
- Tính toán truyền sóng trong thông tin di động dùng các mô hình truyền sóng.

## 5.1 GIỚI THIỆU

Truyền thông bằng sóng vô tuyến được thực hiện bằng sóng điện từ truyền qua bầu khí quyển của trái đất hay vào không gian trên một khoảng cách xa mà không cần dùng bất kỳ dây dẫn nào. Sóng điện từ có tần số từ 100Hz trong dải tần ELF (Extremely Low Frequency) cho đến 300GHz trong dải tần EHF (Extremely High Frequency) được dùng cho mục đích truyền thông này. Gần đây người ta dùng đến các dải tần nằm gần các bước sóng ánh sáng thấy được có tần số xấp xỉ 10<sup>15</sup> GHz.

- Tác động của môi trường truyền sóng:
  - Làm suy giảm biên độ sóng
  - Làm méo dạng tín hiệu tương tự
  - Gây lỗi đối với tín hiệu số do nhiễu
- Mục tiêu nghiên cứu quá trình truyền sóng:
  - Xác định trường độ tại điểm thu khi biết các thông số của máy phát và điều kiện để thu được cường độ trường tối ưu.
  - Nghiên cứu sự phát sinh méo dạng hoặc gây lỗi tín hiệu và tìm biện pháp khắc phục.
- Sự suy giảm cường độ trường do các nguyên nhân:
  - Sự phân tán năng lượng bức xạ khi lan truyền (suy hao khoảng cách)
  - Sự hấp thụ của môi trường (tổn hao nhiệt)
  - Sự nhiễu xạ sóng (tán xạ)
  - Sự tán sắc

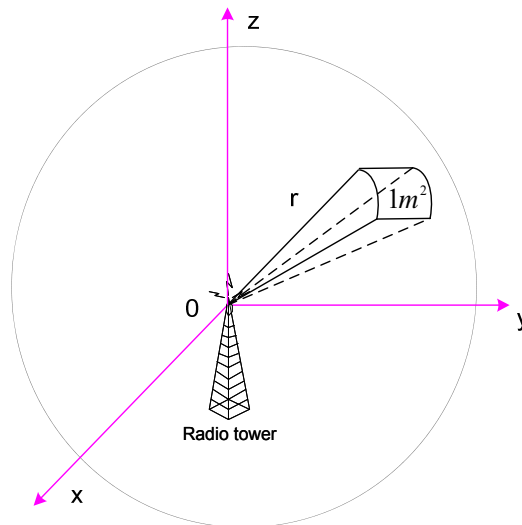
Quy ước về các dải tần số và phạm vi ứng dụng:

Tên băng tần	Viết tắt	ITU band	Tần số/ Bước sóng	Ghi chú
Extremely low frequency	ELF	1	3–30 Hz 100.000 km – 10.000 km	Communication with submarines
Super low frequency	SLF	2	30–300 Hz 10.000 km – 1000 km	Communication with submarines
Ultra low frequency	ULF	3	300–3000 Hz 1000 km – 100 km	Communication within mines
Very low frequency	VLF	4	3–30 kHz 100 km – 10 km	Submarine communication, avalanche beacons, wireless heart rate monitors
Low frequency	LF	5	30–300 kHz 10 km – 1 km	Navigation, time signals, AM longwave broadcasting
Medium frequency	MF	6	300–3000 kHz 1 km – 100 m	AM (Medium-wave) broadcasts
High frequency	HF	7	3–30 MHz 100 m – 10 m	Shortwave broadcasts and amateur radio
Very high frequency	VHF	8	30–300 MHz 10 m – 1 m	FM and television broadcasts
Ultra high frequency	UHF	9	300–3000 MHz 1 m – 100 mm	television broadcasts, mobile phones, wireless LAN, ground-to-air and air-to-air communications, and Two-Way Radios such as FRS and GMRS Radios
Super high frequency	SHF	10	3–30 GHz 100 mm – 10 mm	microwave devices, wireless LAN, most modern Radars
Extremely high frequency	EHF	11	30–300 GHz 10 mm – 1 mm	Radio astronomy, high-speed microwave radio relay
P band			0,23-1 GHz 130-30cm	
L band			1-2 GHz 30-15cm	
S band			2-4 GHz 15-7,5cm	
C band			4-8GHz 7,5-3,75cm	
X band			8-12,5 GHz 3,75-2,4cm	
Ku Band			12,5-18 GHz 2,4-1,67cm	
K band			18-26,5 GHz 1,67-1,13cm	
Ka band			26,5-40 GHz 1,13-0,75cm	

Tên băng tần	Viết tắt	ITU band	Tần số/ Bước sóng	Ghi chú
Millimeter wave			40-300 GHz 7,5-1mm	
Submillimeter wave			300-3000 GHz 1-0,1mm	

## 5.2 TRUYỀN SÓNG TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO

Giả thiết nguồn bức xạ là đẳng hướng với công suất phát  $P_R$  và đặt trong không gian tự do (nghĩa là môi trường đồng nhất, đẳng hướng, không hấp thụ và có hệ số điện môi tương đối  $\epsilon' = 1$ ). Mật độ công suất sóng của trường bức xạ ở cự ly  $d$  kể từ nguồn hay công suất sóng điện từ qua một đơn vị diện tích của một mặt cầu bán kính  $d$  là:



Hình 5.1: Mật độ công suất bức xạ đẳng hướng

$$S = \frac{P_R}{4\pi d^2} [W/m^2] \quad (5.1)$$

Giá trị  $S$  trong biểu thức trên cũng chính là giá trị trung bình của vector Poynting  $\Pi_{tb}$  ở trên mặt cầu.

$$S = \Pi_{tb} = E_h H_h [W/m^2] \quad (5.2)$$

Trong đó:

$E_h$  (V/m): giá trị hiệu dụng cường độ điện trường.

$H_h$  (A/m): giá trị hiệu dụng cường độ từ trường.

Hai đại lượng này có quan hệ như sau:

$$H_h = \frac{E_h}{Z} \quad (5.3)$$

$Z$  là trở kháng sóng của môi trường. Đối với không gian tự do:

$$\begin{aligned} Z = Z_0 &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \\ \varepsilon_0 &= \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} [F/m] \\ \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m] \end{aligned} \quad (5.4)$$

Thế (5.3) và (5.4) vào (5.2):

$$S = \frac{E_h^2}{120\pi} \quad (5.5)$$

Thế (5.5) vào (5.1):

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_R}{d^2}} \quad (5.6)$$

Nếu anten nhận được công suất từ nguồn là  $P_A$  và phát xạ công suất  $P_R$  thì hiệu suất anten được tính bởi:

$$e = \frac{P_R}{P_A} \quad (5.7)$$

Từ đó:

$$E_h = \sqrt{\frac{30eP_A}{d^2}} \quad (5.8)$$

Trong thực tế, người ta thường dùng hệ thống bức xạ có hướng tính. Mức độ định hướng được đánh giá bởi hệ số định hướng  $D$ . Hệ số  $D$  đặc trưng cho mức độ tập trung năng lượng bức xạ của anten theo một hướng nào đó. Ta hiểu một cách đơn giản rằng: mọi anten có hướng đều có công suất bức xạ  $P_R$  và hệ số định hướng ở một hướng nào, đó là  $D$ , sẽ tạo ra tại điểm thu ở hướng đó một cường độ trường có trị số giống như một anten vô hướng có công suất  $P_R \cdot D$  tạo ra. Như vậy việc sử dụng một anten có hướng sẽ tương đương với việc tăng công suất bức xạ ở hướng đó lên  $D$  lần so với dùng anten vô hướng.

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_R D}{d^2}} \quad (5.9)$$

Mà độ lợi Anten phát  $G_t = e.D$ :

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} \quad (5.10)$$

Giá trị biên độ của cường độ trường của Anten có hướng:

$$E_m = E_h \sqrt{2} = \sqrt{\frac{60P_A G_t}{d^2}} \quad (5.11)$$

Anten thu có thể điều chỉnh vị trí để có thể nhận được công suất cực đại từ sóng điện từ. Khi ở vị trí đó, giả sử công suất  $P_R$  tiêu tán trên tải của Anten thu dưới điều kiện tương thích thì Anten thu nhận được năng lượng sóng điện từ này có thể xem như có một diện tích hiệu dụng là  $A_{eff}$  nhận mật độ công suất từ Anten phát gửi đến:

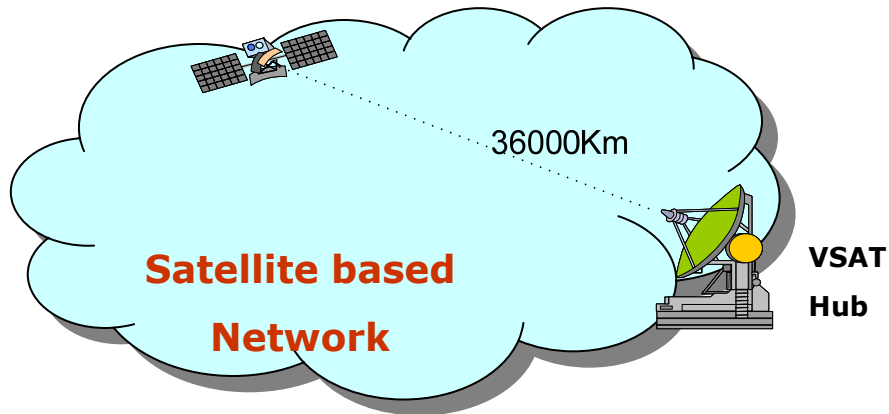
$$P_C = S.A_{eff} = \frac{P_A G_t}{4\pi d^2} A_{eff} \quad (5.12)$$

Diện tích hiệu dụng  $A_{eff}$  của Anten được tính như sau:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r PLF \quad (5.13)$$

Giả sử Anten thu phối hợp phân cực với Anten phát nên  $PLF=1$ :

$$P_C = \frac{P_A G_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \rightarrow \frac{P_C}{P_A} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.14)$$



**Hình 5.2: Quá trình truyền sóng trong không gian tự do**

Giả sử Anten phát nối với nguồn và Anten thu nối với tải có phối hợp trở kháng. Lúc đó tỉ số công suất tải tại Anten thu nhận được  $P_r$  với công suất nguồn máy phát  $P_t$  được biểu diễn như sau:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_t G_r \frac{0,57 \cdot 10^{-3}}{(df)^2} \quad (5.15)$$

Trong đó khoảng cách tính bằng km và tần số tính bằng MHz. Biểu diễn dưới dạng Decibel:

$$\left( \frac{P_r}{P_t} \right)_{dB} = (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - \underbrace{(32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f)}_{(L_0)_{dB}} \quad (5.16)$$

Thành phần thứ hai trong biểu thức trên là kết quả của quá trình phân tán sóng trong khi truyền ra xa nguồn và được gọi là hệ số suy hao trong không gian tự do.

$$(L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f \quad (5.17)$$

**Ví dụ 5.1:** Trong hệ thống thông tin vệ tinh có thể giả thiết là sóng truyền trong không gian tự do. Vệ tinh ở độ cao 36.000km, tần số hoạt động là 4GHz. Độ lợi anten phát 15dB và độ lợi anten thu là 45dB. Tính hệ số suy hao đường truyền và công suất thu được trên vệ tinh khi công suất phát tại trạm mặt đất là 200W.

### Giải

Hệ số suy hao đường truyền:

$$(L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f = 32,5 + 20\log_{10}36000 + 20\log_{10}4000 = 196 \text{ dB}$$

$$\left( \frac{P_r}{P_t} \right)_{dB} = (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - (L_0)_{dB} = 15 + 45 - 196 = -136 \text{ dB}$$

$$\frac{P_r}{P_t} = 10^{-136/10} = 0,25 \cdot 10^{-13}$$

$$P_r = 0,25 \cdot 10^{-13} \cdot 200 = 5 \cdot 10^{-12} \text{ W} = 5 \text{ pW.}$$

## 5.3 TRUYỀN SÓNG TRONG TẦNG ĐỐI LƯU

Tầng đối lưu là tầng dưới cùng của khí quyển trái đất trải từ mặt đất lên đến độ cao khoảng 8-10km ở các vĩ tuyến cực, khoảng 10-12km ở các vĩ tuyến trung bình và 16-18 km ở miền nhiệt đới. Suốt bề dày của tầng đối lưu, chất khí có thành phần không đổi giống như trên mặt đất ( $N_2$  là 78%,  $O_2$  là 21% và một số các chất khí khác như  $H_2$ ,  $CO_2$ , ... và hơi nước). Riêng mật độ hơi nước có thể biến đổi tùy theo điều kiện khí tượng và giảm mạnh theo chiều cao. Trong tầng này các điều kiện truyền sóng trong không gian tự do bị thay đổi do bề mặt cong trái đất và bầu khí quyển trái đất.

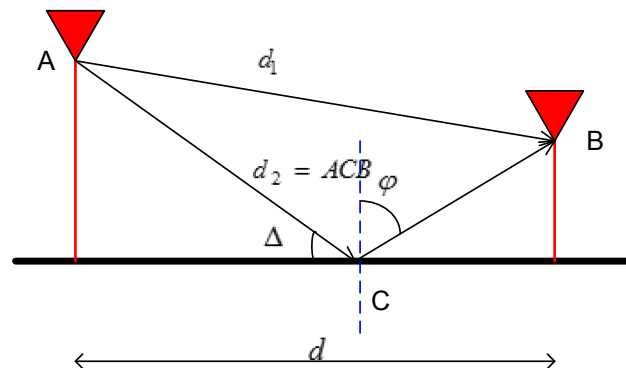
### 5.3.1 Anten đặt trên mặt đất phẳng

Trong mô hình này bề mặt trái đất được giả sử là phẳng trong khoảng giữa anten thu và anten phát. Lúc đó sóng tới anten thu gồm có hai thành phần:

- Sóng tới trực tiếp.
- Sóng phản xạ từ mặt đất.

#### 5.3.1.1 Hiện tượng phản xạ

Giả sử anten đặt tại A ở độ cao  $h_1$  trên mặt đất phẳng. Ta khảo sát trường ở điểm B đặt anten thu có độ cao  $h_2$ . Khoảng cách  $AB = d$ .



**Hình 5.3: Mô hình truyền sóng tầng đối lưu với mặt đất phẳng**

Khác với không gian tự do; trường tại điểm thu là tổng hợp của sóng tới và sóng phản xạ. Tính chất của sóng phản xạ phụ thuộc vào hệ số phản xạ ở mặt đất. Hệ số phản xạ này phụ thuộc vào các yếu tố sau:

- Tính dẫn điện của mặt đất.
- Góc tới của sóng tới.
- Sự phân cực.

Trường hợp lý tưởng:  $|\Gamma| = 1, \varphi = \pi$

Các giá trị  $|\Gamma|, \varphi$  của hệ số phản xạ thường xác định theo thực nghiệm.

#### 5.3.1.2 Giao thoa

Do có sự phản xạ từ mặt đất nên trường tại điểm thu là tổng hợp sóng tới và sóng phản xạ. Hiện tượng này được gọi là giao thoa và phụ thuộc vào  $|\Gamma|, \varphi$ . Độ lệch pha

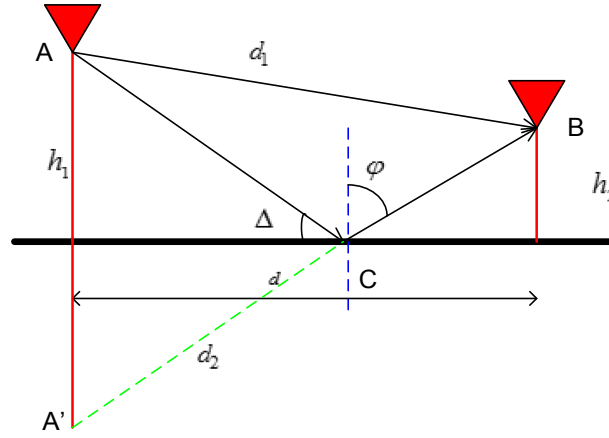
của sóng tới và sóng phản xạ phụ thuộc vào  $\varphi$  và sự chênh lệch độ dài đường đi của 2 tia:

$$\Delta d = d_2 - d_1 \quad (5.18)$$

Thực tế do  $h_1$  và  $h_2 \ll d$ , cho nên góc lệch sẽ rất nhỏ.

### **Vấn đề đặt ra là xác định cường độ trường thu được ở B**

Dùng phương pháp ảnh gương, thay ảnh hưởng của mặt đất lên A bởi A'. Vậy tại B là tổng hợp của 2 sóng do nguồn sơ cấp tại A gây ra và nguồn thứ cấp tại A' gây ra.



**Hình 5.4: Ảnh hưởng của tia phản xạ**

Cường độ trường tại điểm thu của tia tới trực tiếp có thể được xác định bởi công thức truyền sóng trong miền thời gian:

$$\dot{E}_1 = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d_1^2}} e^{-j(\omega t - k d_1)} \quad (5.19)$$

$$E_1(t) = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d_1^2}} \cos(\omega t - k d_1) \quad (5.20)$$

Cường độ trường tại điểm thu của tia phản xạ từ mặt đất có thể được xác định bởi công thức truyền sóng trong miền thời gian:

$$\dot{E}_2 = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d_2^2}} e^{-j(\omega t - k d_2)} |\Gamma| e^{j\varphi} \quad (5.21)$$

$$E_2(t) = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d_2^2}} |\Gamma| \cos(\omega t - k d_2 - \varphi) \quad (5.22)$$

(Chú ý: Ta chỉ lấy phần thực của các biểu thức trên.)



Trong thực tế  $h_1, h_2 \ll d, \Delta d \ll d$  nên:

✓ Khi tính biên độ:

$$d_2 = d_1 + \Delta d \approx d_1 \approx d \quad (5.23)$$

✓ Khi tính pha:

$$d_1 = AB = \sqrt{d^2 + (h_1 - h_2)^2} \quad (5.24)$$

$$d_2 = ACB = A'B = \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2} \quad (5.25)$$

$$d_2^2 - d_1^2 = 4h_1h_2 = (d_2 - d_1)(d_2 + d_1) \approx \Delta d \cdot 2d \quad (5.26)$$

$$\Delta d = \frac{2h_1h_2}{d} \quad (5.27)$$

Từ đó:

$$\dot{E}_2 = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} |\Gamma| e^{-j(\omega t - k(d_1 + \Delta d) - \varphi)} \quad (5.28)$$

$$\dot{E}_2 = \underbrace{\sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} e^{-j(\omega t - kd_1)}}_{\dot{E}_1} |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)} \quad (5.29)$$

Do đó ta có:

$$\dot{E} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 = \dot{E}_1 (1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)}) = \dot{E}_1 F \quad (5.30)$$

Với  $F = 1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)}$  là hàm giao thoa.

$$F = 1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)} = 1 + |\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + j|\Gamma| \sin(\varphi + k\Delta d) \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} |F| &= \sqrt{(1 + |\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d))^2 + (|\Gamma| \sin(\varphi + k\Delta d))^2} = \\ &= \sqrt{1 + |\Gamma|^2 \cos^2(\varphi + k\Delta d) + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2 \sin^2(\varphi + k\Delta d)} \\ &= \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Thế (5.19) và (5.32) vào (5.30):

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2} \quad (5.33)$$

Biểu thức (5.33) là công thức giao thoa. Nó chỉ ra rằng do ảnh hưởng của mặt đất nên trường tại điểm thu khác với trường trong không gian tự do một đại lượng hàm giao thoa  $F$ .

Giả sử mặt đất dẫn điện lý tưởng:  $|\Gamma| = 1, \varphi = \pi$

$$|F| = \sqrt{2 - 2|\Gamma|\cos(k\Delta d)} = 2 \left| \sin\left(\frac{k\Delta d}{2}\right) \right| \quad (5.34)$$

Thay (5.27) vào (5.34):

$$|F| = 2 \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \right| \quad (5.35)$$

Lúc đó:

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} 2 \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \right| \quad (5.36)$$

Nhận xét:

- Khi  $\sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) = 1$  thì  $F=2 \rightarrow$  cường độ trường lớn gấp đôi lần cường độ trường trong không gian tự do.
- Khi  $\sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) = 0$  thì  $F=0 \rightarrow$  cường độ trường bằng 0.

$\rightarrow$  Khi mặt đất dẫn điện lý tưởng, năng lượng tia tới và tia phản xạ bằng nhau. Với một góc tới nào đó thì trường của hai tia đồng pha và độ lớn của trường tổng tăng gấp đôi. Với một góc tới khác thì trường của hai tia ngược pha nên độ lớn trường tổng hợp bằng 0; Hiện tượng này gọi là cắt khe.

### **Khảo sát sự phụ thuộc của F vào $h_2$**

Ta phải thay đổi độ cao  $h_2$  để hàm F đạt max và tránh rơi vào vùng có  $F = 0$ .

Nếu:  $\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda} \leq \frac{\pi}{9}$ , ta có thể thay thế gần đúng:  $\sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \approx \frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}$

Công thức (5.36) trở thành:

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} \frac{4\pi h_1 h_2}{d\lambda} \quad (5.37)$$

Nếu thay đơn vị của  $P_A$  thành kW, d thành km, ta được công thức Vedenski:

$$|E|_{hd}[mV/m] = \frac{2,18\sqrt{P_{A,kW} G_t}}{d_{km}^2 \lambda_m} h_{1,m} h_{2,m} \quad (5.38)$$

**Ví dụ 5.2:** Xét hệ thống phát sóng VHF có công suất 100W tại tần số 600 MHz, độ cao anten phát 120m và có độ lợi 2,15 dB. Anten thu đặt cách anten phát 10km.

- Xác định cường độ trường tại anten thu cao 2m.
- Xác định độ cao anten thu để cường độ trường lớn nhất.

### **Giải**

a.

$$(G_t)_{dB} = 2,15 \rightarrow G_t = 1,64$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{600 \times 10^6} = 0,5m$$

$$\frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = 0,024\pi < \frac{\pi}{9}$$

$$\rightarrow E_r = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \frac{4\pi h_t h_r}{d\lambda} = \frac{\sqrt{30 \times 100 \times 1,64}}{10 \times 10^3} \frac{4\pi \times 120 \times 2}{10 \times 10^3 \times 0,5} = 4,22 \times 10^{-3} V/m$$

b.

$$E_r = E \times F$$

$$E = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \text{ không đổi} \rightarrow E_{r\max} \text{ khi } F_{\max}.$$

$$F = 2\sin\frac{\Delta\Phi}{2} = 2\sin\frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} \rightarrow F_{\max} \text{ khi } \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \right| = 1 \rightarrow \frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda} = \frac{\pi}{2} + n\pi$$

$$n = 0: \frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = \frac{\pi}{2} \rightarrow h_r = \frac{d\lambda}{4h_t} = \frac{10 \times 10^3 \times 0,5}{4 \times 120} = 10,41m$$

$$n = 1: \frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = \frac{3\pi}{2} \rightarrow h_r = \frac{3d\lambda}{4h_t} = \frac{3 \times 10 \times 10^3 \times 0,5}{4 \times 120} = 31,25m$$

## **5.3.2 Anten đặt trên mặt đất cầu**

### **5.3.2.1 Tầm nhìn thẳng**

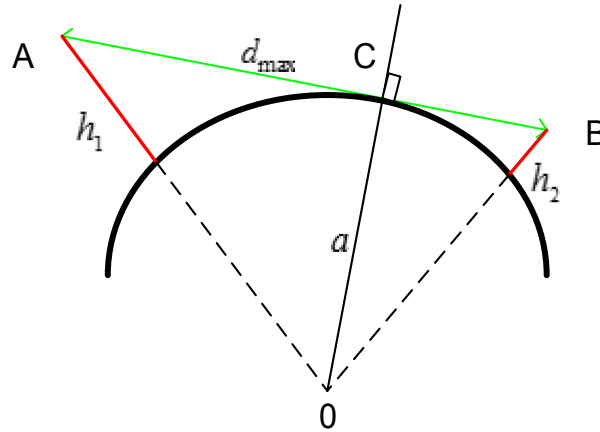
- Khi khoảng cách giữa anten thu và anten phát khá lớn, ta không thể xem mặt đất là mặt phẳng mà phải coi đó là mặt cầu; do đó trong quá trình tính toán cần tính đến độ cong của mặt đất.
- Một thông số quan trọng của đường thông tin trong trường hợp này là tầm nhìn thẳng. Tầm nhìn thẳng được xác định bởi độ dài của đoạn thẳng tiếp tuyến với mặt đất nối giữa anten thu, anten phát.

Ta có thể xác định được khoảng cách tầm nhìn thẳng  $d_{\max}$  như sau:

$$d_{\max} = AC + CB = \sqrt{(a + h_1)^2 - a^2} + \sqrt{(a + h_2)^2 - a^2} \approx \sqrt{2ah_1} + \sqrt{2ah_2}$$

$$d_{\max} = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (5.39)$$

Trong đó  $a$ : là bán kính trái đất ( $a=6378$  km),  $h_1, h_2$  là độ cao của anten phát và anten thu so với mặt đất.



**Hình 5.5: Tầm nhìn thẳng của tuyến liên lạc**

Do hiện tượng khúc xạ nên bán kính Trái Đất xem như  $= 4/3$  bán kính thật:

$$d_{\max}[km] = 4,124(\sqrt{h_{1,m}} + \sqrt{h_{2,m}}) \quad (5.40)$$

- Nếu  $d \leq 0,2d_{\max}$ : ta xem mặt đất là phẳng.
- Nếu  $d > 0,2d_{\max}$ : ta xem mặt đất là cong. Khi đó ta phải hiệu chỉnh các công thức tính cường độ trường và hàm giao thoa có tính đến độ cong của mặt đất.

### 5.3.2.2 Thông tin cự ly lớn

Ta khảo sát bài toán truyền sóng trên mặt đất hình cầu, nghĩa là  $d > 0,2d_{\max}$ .

Nếu qua điểm phản xạ của sóng trên mặt đất ta vẽ một mặt phẳng tiếp tuyến với mặt đất và chiều cao anten tính từ mặt phẳng ấy thì bài toán bây giờ có dạng giống bài toán truyền sóng trên mặt đất phẳng. Suy ra bài toán trên tương đương:

- Anten cao  $h_1$  và  $h_2$ ; mặt đất là phẳng, cự ly liên lạc  $d = d_1 + d_2$ .

$$d = \widehat{H_1 H_2}$$

$$d_1 = \widehat{H_1 C}$$

$$d_2 = \widehat{C H_2}$$



$$\begin{aligned} A_1C = d_1 &= d \frac{h_1}{h_1+h_2} \\ B_1C = d_2 &= d \frac{h_2}{h_1+h_2} \end{aligned} \quad (5.45)$$

**Với cự ly lớn:** đường thẳng  $A_1B_1$  và đường gấp khúc  $ACB$  gần như trùng nhau, ta có thể coi  $d \approx d_{\max}$ :

$$\begin{aligned} A_1C = d_1 &\approx \sqrt{2ah_1} \\ B_1C = d_2 &\approx \sqrt{2ah_2} \end{aligned} \quad (5.46)$$

$$\text{Mà: } d \approx d_{\max} = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \rightarrow \sqrt{2a} = \frac{d}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}}$$

Ta tìm được:

$$\begin{aligned} A_1C &\approx d \frac{\sqrt{h_1}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}} \\ B_1C &\approx d \frac{\sqrt{h_2}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}} \end{aligned} \quad (5.47)$$

Ta có thể áp dụng công thức giao thoa bằng cách thay các độ cao  $h_1$  và  $h_2$  trong biểu thức hàm giao thoa bằng  $h_1'$  và  $h_2'$  để tính trường tại điểm thu.

**Ví dụ 5.3:** Cho một tuyến liên lạc vô tuyến có anten phát cao 100m, anten thu cao 10m, độ lợi anten phát là 20 dB, công suất phát 50W, cự ly thông tin 12km, tần số sóng truyền 150MHz.

- Xác định tầm nhìn thẳng của tuyến liên lạc. Từ đó xác định mặt đất được xem là phẳng hay cầu.
- Tìm cường độ trường tại anten thu.

### **Giải**

a.

$$d_{\max}[km] = 4,124(\sqrt{h_{1,m}} + \sqrt{h_{2,m}}) = 4,124(\sqrt{100} + \sqrt{10}) = 54,28km$$

$$d = 12 \text{ km} > 0,2d_{\max} = 10,86 \text{ km} \rightarrow \text{mặt đất được xem như mặt cầu.}$$

b.

$$d_1 = d \frac{h_1}{h_1+h_2} = 12 \frac{100}{100+10} = 10,91 \text{ km}$$

$$d_2 = d \frac{h_2}{h_1+h_2} = 12 \frac{10}{100+10} = 1,091 \text{ km}$$

$$h'_t = h_1 - \frac{d_1^2}{2a} = 100 - \frac{(10,91 \cdot 10^3)^2}{2 \cdot \frac{4}{3} \cdot 6378 \cdot 10^3} = 93m$$

$$h'_t = h_2 - \frac{d_2^2}{2a} = 10 - \frac{(1,091 \cdot 10^3)^2}{2 \cdot \frac{4}{3} \cdot 6378 \cdot 10^3} = 9,93m$$

$$(G_t)_{dB} = 20 \rightarrow G_t = 100$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2m$$

$$\frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = 0,077\pi < \frac{\pi}{9}$$

$$\rightarrow E_r = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \frac{4\pi h'_t h'_r}{d\lambda} = \frac{\sqrt{30 \cdot 50 \cdot 100}}{12 \cdot 10^3} \frac{4\pi \cdot 93 \cdot 9,93}{12 \cdot 10^3 \cdot 2} = 15,6 \cdot 10^{-3} V/m$$

## 5.4 TRUYỀN SÓNG BẰNG PHẢN XẠ TRÊN TẦNG ĐIỆN LY

### 5.4.1 Cấu tạo tầng điện ly

Tầng điện ly là miền ion hóa khí quyển, độ cao 60km → 1000km.

#### 5.4.1.1 Quá trình ion hóa (Ionization)

Quá trình ion hóa xảy ra khi các tia cực tím mang năng lượng đi vào tầng điện ly của bầu khí quyển, tác động vào các nguyên tử khí làm các electron ở lớp ngoài cùng bức phá ra khỏi nguyên tử tạo thành các electron tự do mang điện tích âm. Trong khi đó nguyên tử trở nên dương hơn (gọi là ion dương). Quá trình này gọi là quá trình ion hóa. Các electron âm tự do này sẽ hấp thụ năng lượng của các tia cực tím và càng làm cho nó đi ra xa hơn các nguyên tử của nó. Và khi các tia cực tím tiếp tục làm sản sinh ra các ion dương và electron âm thì cường độ của các tia này lại giảm đi bởi vì sự hấp thụ năng lượng của các electron tự do, do đó các lớp ion hóa hình thành.

Tốc độ ion hóa xảy ra còn phụ thuộc vào mật độ của các nguyên tử trong bầu khí quyển và cường độ của các tia sóng cực tím. Vì bầu khí quyển được làm đầy bằng những tia sóng cực tím có tần số khác nhau do đó các lớp ion hóa cũng được hình thành ở độ cao khác nhau. Những tia sóng cực tím có tần số thấp xuyên qua bầu khí quyển ít hơn nên chúng tạo ra các lớp ion hóa ở độ cao hơn và ngược lại. Một yếu tố quan trọng trong việc quyết định mật độ của các lớp ion hóa nữa là do góc ngẩng của

mặt trời so với mặt đất. Góc này luôn luôn thay đổi nên độ cao và độ dày của lớp ion hóa cũng thay đổi và phụ thuộc vào thời gian trong ngày và mùa trong năm.

#### 5.4.1.2 Quá trình tái hợp (recombination)

Là quá trình mà các electron tự do và ion dương kết hợp lại với nhau. Quá trình này phụ thuộc vào thời gian của ngày. Từ lúc sáng đến chiều tối, tốc độ ion hóa vượt quá tốc độ tái hợp, lúc đó các lớp ion hóa đạt được tốc độ cực đại nên có tác dụng rất lớn đến việc truyền sóng vô tuyến. Vào ban đêm, tốc độ tái hợp lại vượt quá tốc độ ion hóa nên mật độ của lớp ion hóa giảm.

#### 5.4.1.3 Các lớp ion hóa

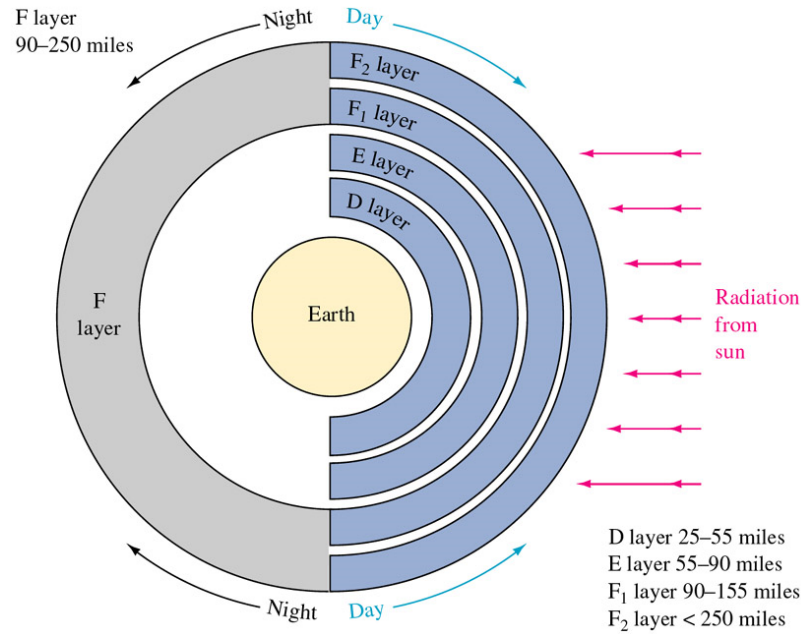
Bầu khí quyển phân chia thành 3 lớp D, E, F từ độ cao thấp nhất đến độ cao lớn nhất. Lớp F cũng được chia thành hai lớp nữa là F1, F2. Sự vắng mặt hay hiện diện của các lớp trong tầng điện ly phụ thuộc vào vị trí của mặt trời:

- Lớp D nằm ở độ cao 60km → 90km hấp thụ sóng trung và sóng ngắn; phản xạ sóng dài. Vào ban đêm, lớp D bị biến mất bởi vì sự tái hợp của ion xảy ra nhanh.
- Lớp E từ trên lớp D → 160km ít thay đổi theo thời gian ban ngày. Nó có khả năng phản xạ sóng trung và sóng ngắn. Sóng cực ngắn bị hấp thụ mạnh.
- Lớp F từ 160km → 500km biến thiên mạnh giữa ngày và đêm. Nó phản xạ sóng ngắn do đó được ứng dụng trong truyền tin sóng ngắn.

Đường truyền sóng trong tầng điện ly không ổn định, do đó thường xảy ra hiện tượng fading. Khi thu sóng ngắn có hiện tượng cường độ trường tổng hợp dao động khi lớn khi nhỏ nguyên nhân là do có sự giao thoa giữa những sóng tới điểm thu bằng những con đường khác nhau nên pha của các sóng tới sẽ khác nhau.

Sự biến thiên liên tục của mật độ điện tử trong tầng điện ly cũng làm cho điểm phản xạ thay đổi liên tục → thay đổi độ dài đường đi của các tia sóng → thay đổi hiệu pha giữa chúng → cường độ trường tổng dao động. Bởi lý do này mà các tuyến thông tin cần chất lượng cao phải sử dụng dạng thu phân tập (diversity): có các anten thu đặt cách nhau hoặc sử dụng vài tần số khác nhau.





**Hình 5.7: Các lớp ion hóa trong tầng điện ly**

### 5.4.2 Đặc tính tầng điện ly

Do sự có mặt của các điện tử và ion nên thông số điện môi của môi trường khí ion hóa gồm cả hệ số điện môi và điện dẫn suất. Những tham số này quyết định các tính chất khúc xạ và hấp thụ đối với sóng vô tuyến.

Giả sử sóng phân cực thẳng truyền trong chất khí ion hóa đồng nhất có mật độ điện tử là  $N$ ;  $\vec{E}$  trùng với hướng trục  $z$  và trường điều hòa.

Khi không tính đến va chạm: điện thẩm  $\epsilon'$  được tính:

$$\epsilon' = 1 - \frac{Nq^2}{\epsilon_0 m \omega^2} \quad (5.48)$$

Trong đó:

$N$ : mật độ electron [ $\text{m}^{-3}$ ]

$q$ : điện tích electron =  $1,6 \times 10^{-19}$  [C]

$\epsilon_0$ : hằng số điện môi trong không gian tự do =  $8,854 \times 10^{-12}$  [F/m]

$m$ : khối lượng electron =  $9,11 \times 10^{-31}$  [kg]

$\omega$ : tần số góc của sóng [rad/s]

$\sigma = 0$ : không xét đến ảnh hưởng của sự va chạm, tổn hao = 0.

Thay các giá trị trên ta có:

$$\varepsilon' = 1 - 81 \frac{N}{f} \quad (5.49)$$

Để dàng thấy rằng, ứng với mật độ điện tử  $N$  nhất định, ta có thể tìm được tần số  $\omega_N$  sao cho hệ số điện môi tương đối = 0.

$$\omega_N^2 = \frac{Nq^2}{\varepsilon_0 m} \rightarrow f_N = 9\sqrt{N} \quad (5.50)$$

Tần số này được gọi là tần số plasma.

$$\varepsilon' = 1 - \left(\frac{\omega_N}{\omega}\right)^2 = 1 - \left(\frac{f_N}{f}\right)^2 \quad (5.51)$$

Khi  $\omega < \omega_N$  thì  $\varepsilon' \leq 0$ . Khi đó chiết suất môi trường:  $n = \sqrt{\varepsilon}$  sẽ là một số ảo và hệ số truyền sóng (hệ số pha)  $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$  cũng là một số ảo. Khi ấy biểu thức trường sẽ không có dạng truyền lan mà có dạng suy giảm theo hàm mũ âm; nghĩa là sóng với tần số  $\omega < \omega_N$  không thể lan truyền trong môi trường này được mà bị phản xạ về mặt đất. Khi  $\omega > \omega_N$  sóng truyền xuyên qua tầng điện ly.

Khi không có sự va chạm của điện tử với các hạt khác thì năng lượng mà các điện tử nhận được sẽ được bảo toàn và bức xạ hoàn toàn lại. Khi ấy môi trường có tính chất như một điện môi lý tưởng. Thực tế, trong tầng điện ly luôn xảy ra sự va chạm của điện tử với các phân tử và ion do sự chuyển động nhiệt hỗn loạn của các phân tử và ion gây ra. Khi va chạm, các điện tử sẽ trao cho các phân tử và ion phần năng lượng mà chúng nhận được từ sóng điện từ. Phần năng lượng này sẽ chuyển hóa thành năng lượng chuyển động nhiệt của các hạt. Điều đó sẽ dẫn đến sự hấp thụ sóng trong chất khí ion hóa. Mức độ hấp thụ được đánh giá bởi trị số điện dẫn suất  $\sigma$  của môi trường.

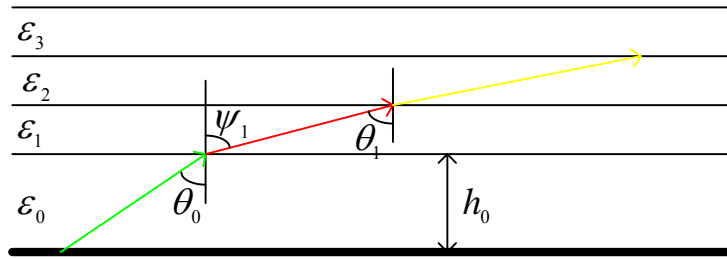
Để đơn giản, ta giả sử sau mỗi lần va chạm, điện tử sẽ trao lại cho phân tử toàn bộ năng lượng của nó. Gọi  $\nu$  là tần số va chạm thì hệ số điện môi và điện dẫn suất của môi trường là:

$$\begin{aligned} \sigma &= 2,82 \cdot 10^{-2} \frac{N\nu}{\nu^2 + \omega^2} \\ \varepsilon' &= 1 - 3,19 \cdot 10^9 \frac{N}{\nu^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (5.52)$$

Vì  $\varepsilon'$  và  $\sigma$  là một hàm của  $v^2 + \omega^2$  nên đặc tính của tầng điện ly thay đổi theo tần số của sóng. Giả sử một sóng phẳng truyền vào lớp ion có mật độ điện tử  $N$  tăng theo chiều cao. Khi sóng có tần số  $\omega$  đạt tới độ cao mà ở đó  $N$  đủ lớn để làm cho  $\varepsilon' = 0$  thì sóng không truyền được nữa mà phản xạ ngược về mặt đất.

### 5.4.3 Khúc xạ và phản xạ trong tầng điện ly

Mật độ điện tử trong tầng điện ly biến đổi theo độ cao, do đó các thông số về điện của nó theo độ cao cũng bị biến đổi. Tầng điện ly trở thành môi trường không đồng nhất và khi truyền sóng trong môi trường ấy, quỹ đạo sóng sẽ bị uốn cong đi và có thể phản xạ về mặt đất.



**Hình 5.8: Các lớp có hệ số điện môi là hằng số**

Giả sử tầng điện ly có các tính chất biến đổi theo độ cao, còn trong mặt phẳng song song với mặt đất các tính chất của nó không biến đổi. Ta chia tầng điện ly thành các lớp mỏng, trong mỗi lớp ấy hệ số điện môi được coi là hằng số. Ở mặt phân giới giữa hai lớp sẽ có sự khúc xạ sóng.

$n_i = \sqrt{\varepsilon'_i}$  : chiết suất của môi trường.

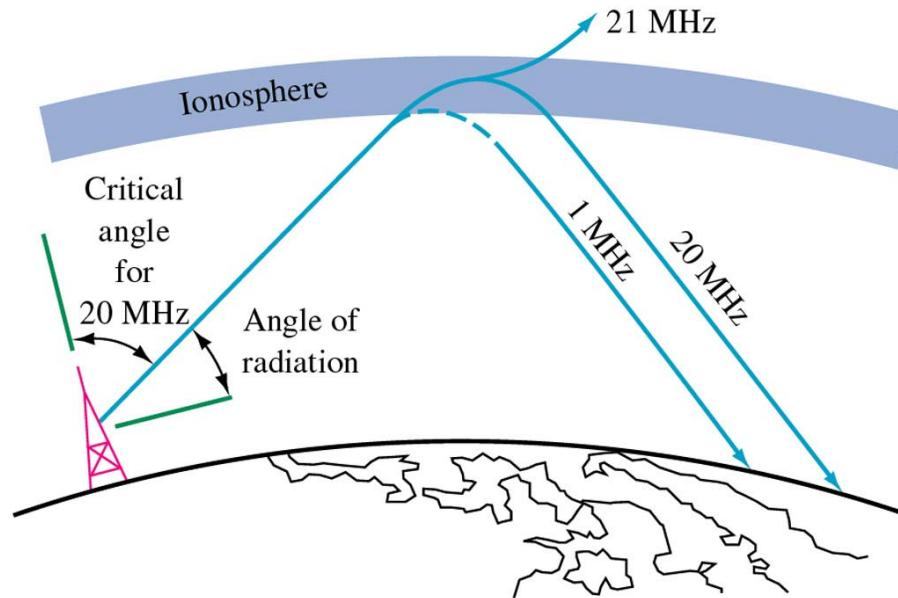
Áp dụng định luật khúc xạ đối với bờ 1 ta có:

$$\frac{\sin \psi_1}{\sin \theta_0} = \frac{n_0}{n_1} = \sqrt{\frac{\varepsilon'_0}{\varepsilon'_1}} = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_0}$$

$$\rightarrow n_0 \sin \theta_0 = n_1 \sin \theta_1 \quad (5.53)$$

Áp dụng định luật khúc xạ cho các bờ tiếp theo:

$$n_0 \sin \theta_0 = n_1 \sin \theta_1 = \dots = n_n \sin \theta_n \quad (5.54)$$



**Hình 5.9: Mô tả quá trình phản xạ trong tầng điện ly**

Biết rằng trong tầng điện ly;  $\varepsilon$  giảm dần theo độ cao nên từ (5.54) ta thấy  $\theta$  sẽ tăng dần, nghĩa là góc tới của sóng ở mỗi lớp sẽ lớn dần. Sóng liên tục bị khúc xạ qua các lớp và ở một độ cao nào đó có thể sẽ phản xạ trở về mặt đất.

Ta tìm quan hệ giữa mật độ điện tử, góc tới của sóng ở bờ dưới cùng của tầng điện ly và tần số công tác trong trường hợp xảy ra nội phản xạ trong tầng điện ly:

#### **Góc tới:**

Khi xảy ra phản xạ trong tầng điện ly tại lớp  $n$ :  $\theta_n = \pi/2$

Từ (5.54):

$$n_0 \sin \theta_0 = n_n \quad (5.55)$$

Hay:

$$\sqrt{\varepsilon'_0} \sin \theta_0 = \sqrt{\varepsilon'_n} \quad (5.56)$$

Giả sử hệ số điện môi của môi trường bên dưới tầng điện ly  $\varepsilon'_0 = 1$ :

$$\sin \theta_0 = \sqrt{\varepsilon'_n} = \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}} \quad (5.57)$$

Như vậy với mật độ điện tử  $N$  nhất định của tầng điện ly ứng với một tần số  $f$  cho trước, sóng chỉ có thể phản xạ trở về được khi góc tới  $\theta$  có trị số bằng hoặc lớn hơn trị số  $\theta_0$  xác định từ (5.57).

**Tần số:**

Với một góc  $\theta_0$  cho trước (góc này được định bởi cự ly thông tin và chiều cao tầng điện ly) và mật độ điện tử  $N$  của tầng điện ly đã biết thì ta có thể xác định được tần số lớn nhất mà với tần số ấy sóng có thể phản xạ trở về (tại độ cao ứng với  $N$  nói trên).

$$\begin{aligned} \sin\theta_0 &= \sqrt{1 - \cos^2\theta_0} = \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}} \\ \cos\theta_0 &= 81 \frac{N}{f^2} \\ f &= \frac{9\sqrt{N}}{\cos\theta_0} \end{aligned} \quad (5.58)$$

Khi sóng tới thẳng góc với tầng điện ly ( $\theta_0 = 0$ ) thì (5.58) trở thành:

$$f = 9\sqrt{N} = f_N \quad (5.59)$$

Liên hệ giữa (5.58) và (5.59):

$$f = \frac{f_N}{\cos\theta_0} = f_N \sec\theta_0 \quad (5.60)$$

Với hàm  $\sec = 1/\cos$ . Phương trình **Hình 5.18** là phương trình của định luật Secant.

Biết rằng mỗi lớp ion hóa của tầng điện ly có một độ cao. Tần số cực đại của sóng có thể phản xạ được tại độ cao ứng với mật độ điện tử  $N_{\max}$  khi sóng tới theo phương thẳng đứng được gọi là tần số tới hạn của lớp.

$$f_0 = 9\sqrt{N_{\max}} \quad (5.61)$$

Tần số lớn nhất của sóng có thể phản xạ được ứng với mật độ điện tử cực đại  $N_{\max}$  khi sóng đến với góc tới xiên được gọi là tần số khả dụng cực đại (MUF - Maximum usable frequency).

$$MUF = f_0 \sec\theta_0 \quad (5.62)$$

**Độ cao biểu kiến (virtual height):**

Nếu kéo dài tia tới và tia phản xạ gặp tại một điểm có độ cao  $h$ ; thì độ cao này được gọi là độ cao biểu kiến của tầng điện ly.

Độ cao biểu kiến dùng xác định giá trị cực đại của góc tới  $\theta_i$  và cự ly thông tin.

Khi mặt đất xem là phẳng (cự ly thông tin  $\leq 0,2d_{\max}$ ):

$$d = \frac{2h}{\tan\beta} \quad (5.63)$$

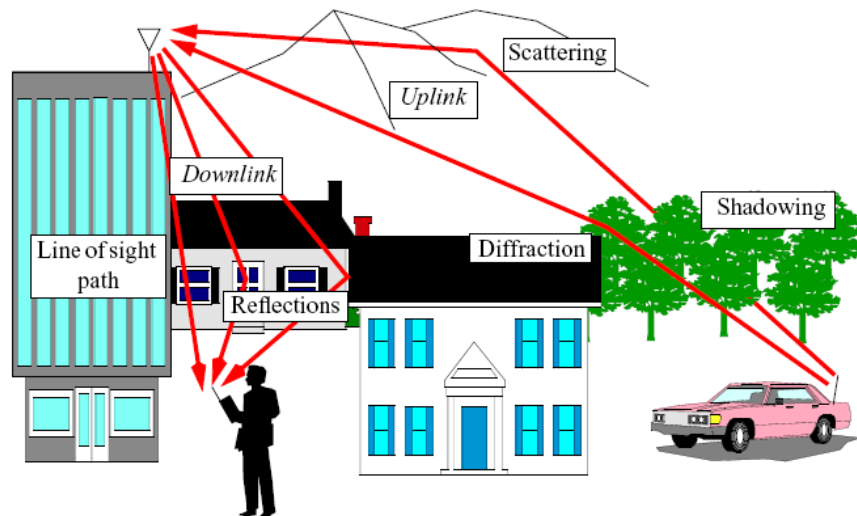
$\beta$ : góc ngẩng

$h$ : độ cao biểu kiến (là độ cao của giao điểm giữa tia tới và tia phản xạ cuối cùng)

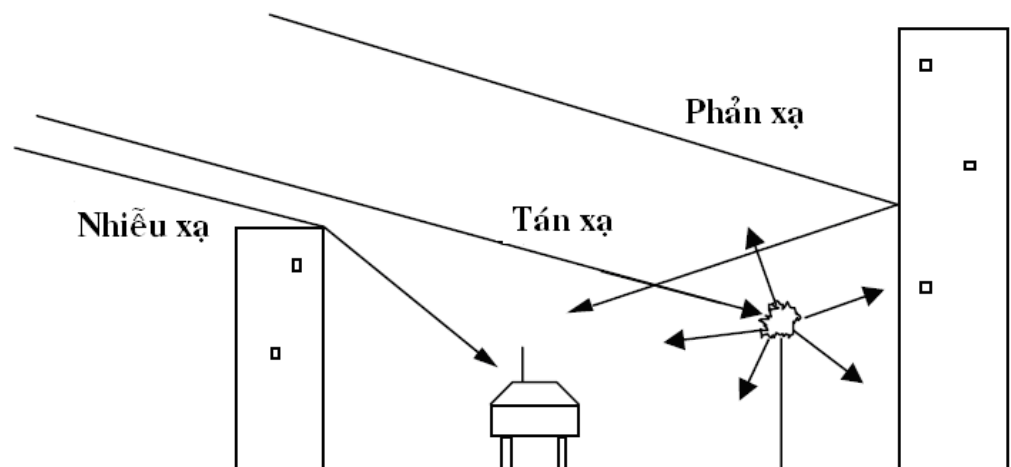
Khi kể đến độ cong của mặt đất:

$$d = 2a \left[ \frac{\pi}{2} - \beta - \arcsin \left( \frac{a}{a+h} \cos\beta \right) \right] \quad (5.64)$$

## 5.5 CÁC MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM KHI TRUYỀN SÓNG TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG



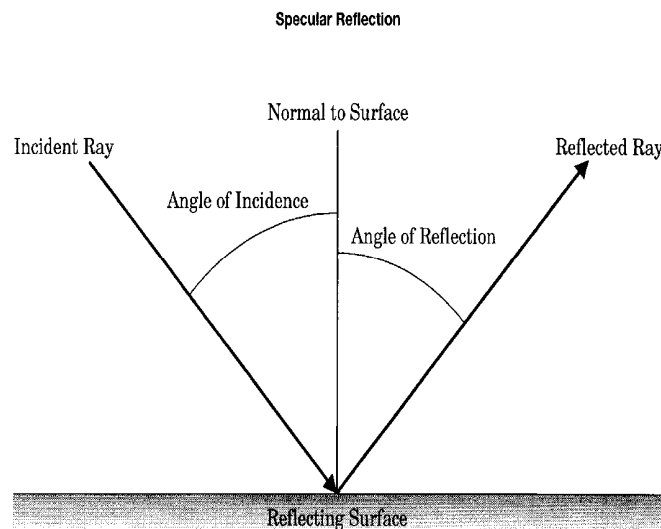
Hình 5.10: Truyền sóng trong thông tin di động



### Hình 5.11: Các hiện tượng trên kênh truyền

Trong thông tin di động, sóng vô tuyến được truyền qua môi trường vật lý có nhiều cấu trúc khác nhau như tòa nhà, xe cộ, rừng cây, núi, biển, ... Quá trình truyền sóng này rất phức tạp và sẽ xảy ra hiện tượng đa đường, trên mỗi đường truyền sẽ có hiện tượng tán xạ, nhiễu xạ, phản xạ, khúc xạ.

**Phản xạ (Reflection):** xuất hiện khi tia sóng gặp mặt chắn dẫn có kích thước so sánh được với bước sóng như các bề mặt kim loại hay mặt đất, hệ số phản xạ là tỷ số giữa tia phản xạ và tia tới luôn nhỏ hơn 1. Nếu mặt phản xạ dẫn hoàn toàn thì hệ số phản xạ bằng 1.



Hình 5.12: Phản xạ

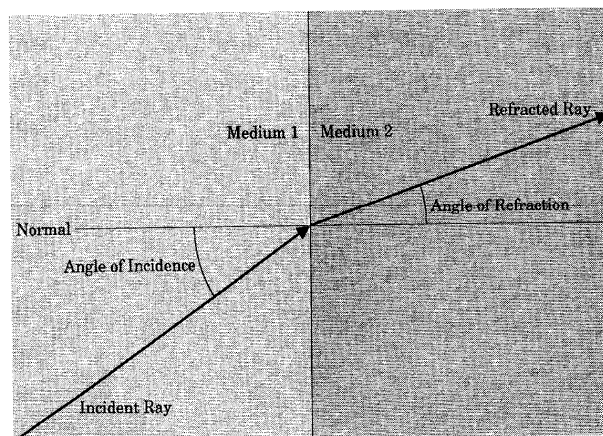
**Khúc xạ (Refraction):** hiện tượng khúc xạ xuất hiện khi tia sóng truyền từ một môi trường này sang một môi trường khác.

**Nhiễu xạ (Diffraction):** xuất hiện tại cạnh chắn của vật thể có kích thước có thể so sánh được với bước sóng, tia sóng bị uốn cong theo độ cong của bề mặt vật chắn.

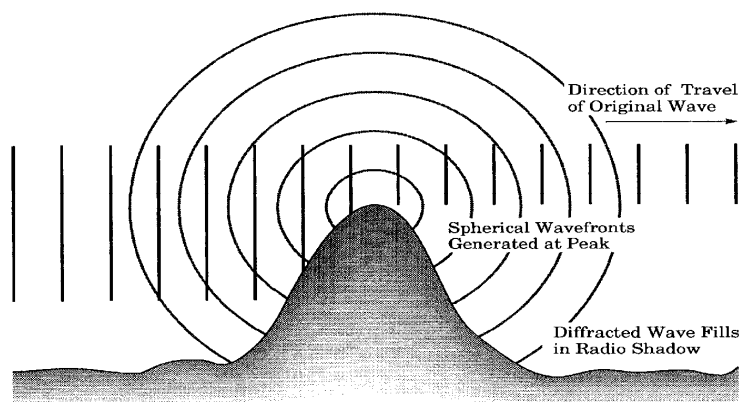
**Tán xạ (scattering):** xuất hiện khi tia sóng gặp vùng bất đồng nhất hay các vật thể có kích thước bé hơn nhiều so với bước sóng.

Ngoài ra, khi giữa máy phát và máy thu có sự dịch chuyển tương đối thì tần số thu được có sự khác biệt so với tần số phát của sóng mang. Hiện tượng này được gọi là hiệu ứng Doppler.

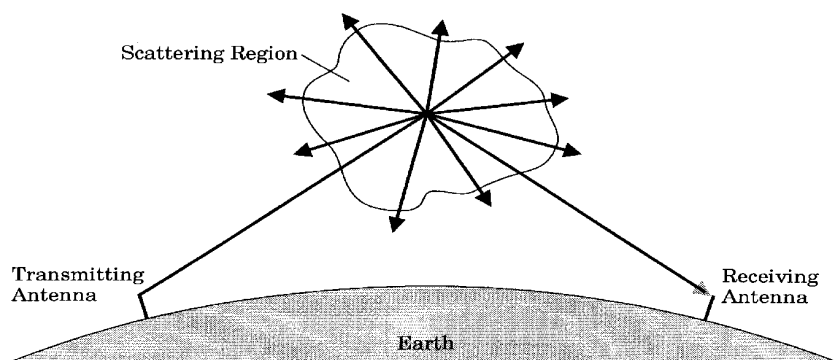
Refraction

**Hình 5.13: Khúc xạ**

Diffraction

**Hình 5.14: Nhiễu xạ**

Tropospheric Scatter

**Hình 5.15: Tán xạ**

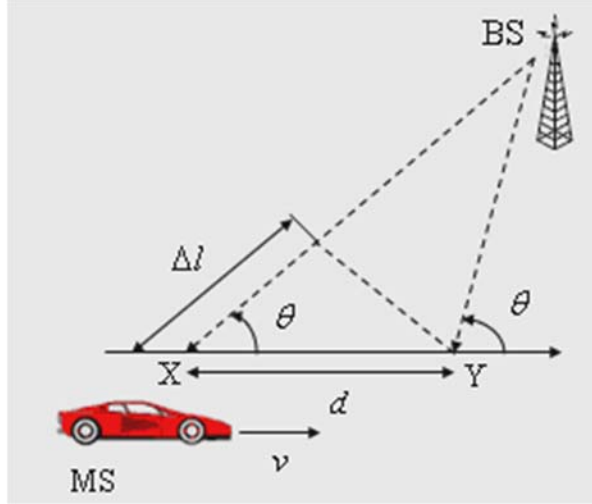
Ta định nghĩa góc tới  $\theta$  là góc hợp bởi phương chuyển động và phương của sóng tới,  $v$  là vận tốc tương đối giữa thiết bị di động và trạm gốc,  $d$  là quãng đường di chuyển,  $\Delta l$  là chênh lệch về khoảng cách.



$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (5.65)$$

Độ lệch pha:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (5.66)$$



**Hình 5.16: Hiệu ứng Doppler**

Độ dịch tần:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = f_m \cos \theta \quad (5.67)$$

Để mô hình hóa một đường truyền trong thông tin di động, ta dùng một số mô hình thực nghiệm sau:

### 5.5.1 Mô hình Okumura

Mô hình Okumura thường sử dụng cho thông tin trong vùng thành phố và tần số sử dụng trong khoảng từ 150 MHz đến 1920 MHz, khoảng cách truyền từ 1 đến 100 km và độ cao anten từ 30m đến 1000m. Suy hao đường truyền của mô hình Okumura cho bởi phương trình:

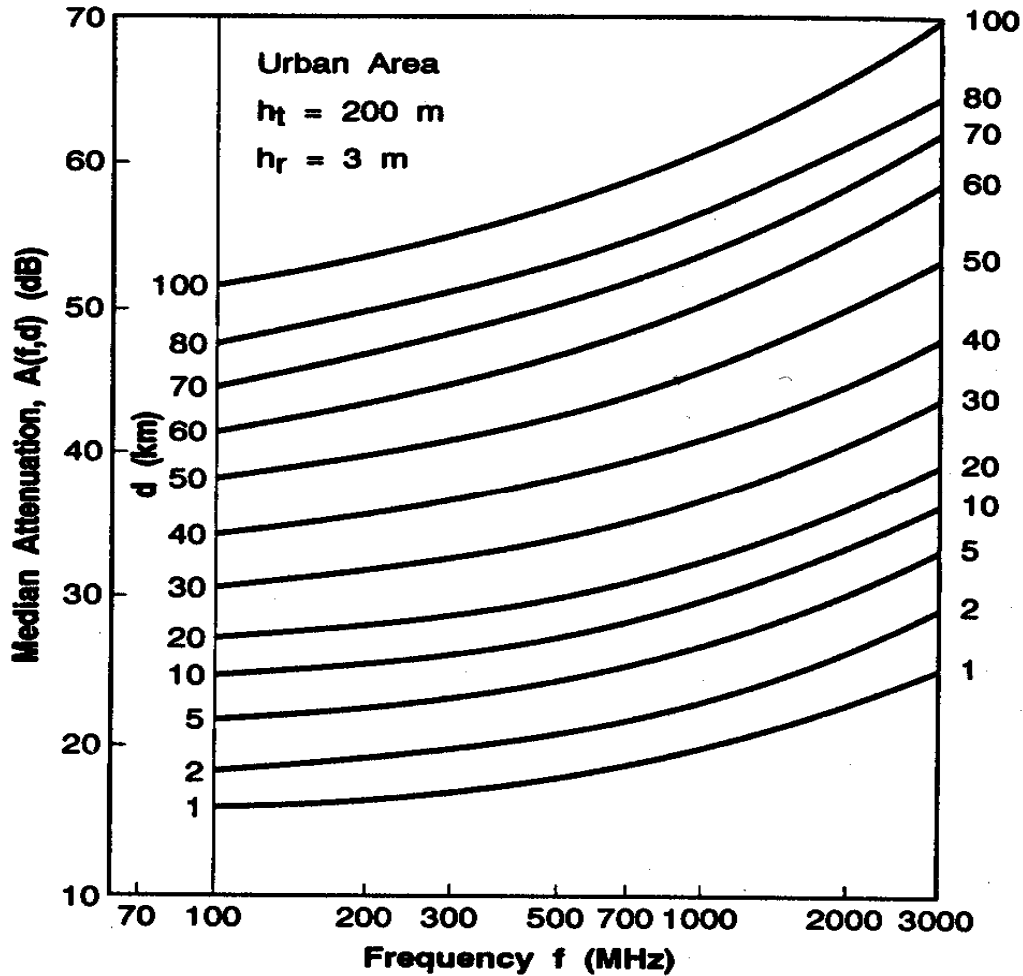
$$L_m(\text{dB}) = L_0 + A_{mu}(f, d) - G(h_{\text{BTS}}) - G(h_{\text{MS}}) - G_{\text{area}} \quad (5.68)$$

$L_0$  : tổn hao trong không gian tự do (tính theo (5.17)).

$A_{mu}(f, d)$  : tổn hao môi trường tương đối (so sánh với môi trường chân không).

$G(h_{\text{BTS}})$  : Độ lợi của chiều cao anten trạm gốc:

$$G(h_{BTS}) = 20 \log_{10}(h_{BTS}/200) \quad (5.69)$$



Hình 5.17: Đường cong biểu diễn  $A_{mu}$  theo  $f, d$

$G(h_{MS})$ : Độ lợi chiều cao của thiết bị di động.

$$\begin{cases} G(h_{MS}) = 10 \log_{10}(h_{MS}/3) & h_{MS} \leq 3 \\ G(h_{MS}) = 20 \log_{10}(h_{MS}/3) & 3 < h_{MS} \leq 10 \end{cases} \quad (5.70)$$

$G_{area}$ : hệ số làm đúng do đặc điểm của môi trường truyền dẫn.

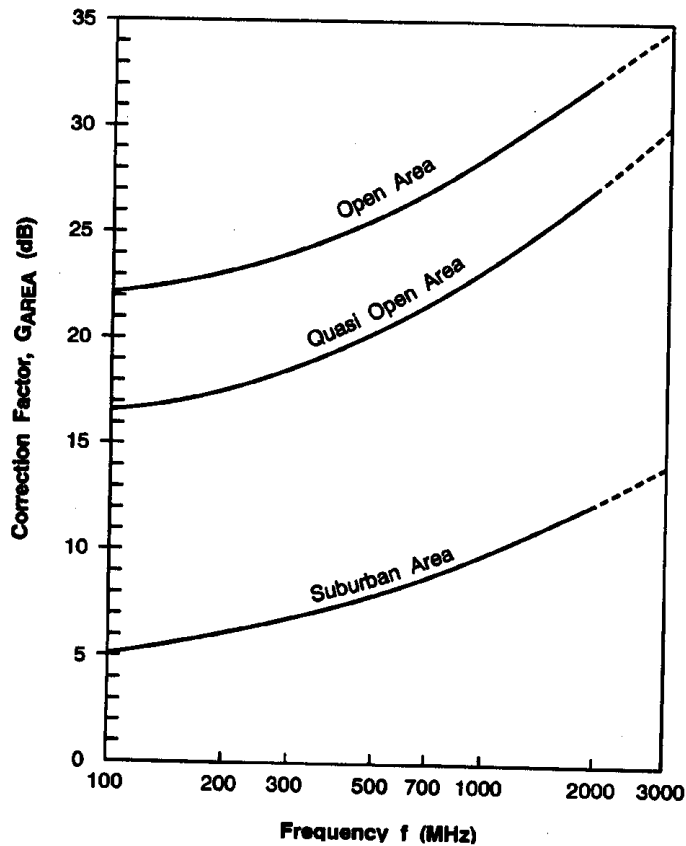
Các đường cong  $A_{mu}(f,d)$  và  $G_{area}$  được gọi là đường Okumura như mô tả trong Hình 5.17 và Hình 5.18.

**Ví dụ 5.4:** Xét hệ thống thông tin di động dùng mô hình Okumura có:

- Trạm gốc cao  $h_{BTS} = 80$ m.
- Công suất phát 1kW và độ lợi anten phát là 2 dB.

- Thiết bị di động ở độ cao  $h_{MS} = 5\text{m}$  với độ lợi 1 dB và cách trạm gốc 50km.
- Hệ thống sử dụng tần số 900 MHz, phủ sóng trong vùng ngoại ô.

Xác định công suất tại anten thu.



Hình 5.18: Đường cong biểu diễn  $G_{area}$  theo  $f$

### Giải

Theo **Hình 5.17**,  $A_{mu}(900\text{MHz}, 50\text{km}) = 43 \text{ dB}$ .

Theo **Hình 5.18**,  $G_{area} = 9 \text{ dB}$ .

$$h_{BTS} = 80\text{m} \rightarrow G(h_{BTS}) = 20 \log_{10}(h_{BTS}/200) = -7,96\text{dB}$$

$$h_{MS} = 5\text{m} \rightarrow G(h_{MS}) = 20 \log_{10}(h_{MS}/3) = 4,44\text{dB}$$

$$f = 900 \text{ MHz}, d = 50 \text{ km} \rightarrow (L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f = 125,56 \text{ dB}$$

Suy hao của tuyến liên lạc:

$$L_m(\text{dB}) = L_0 + A_{mu}(f,d) - G(h_{BTS}) - G(h_{MS}) - G_{area} = 163,09 \text{ dB}$$

Công suất tại anten thu:

$$(P_r)_{dB} = (P_t)_{dB} + (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - (L_m)_{dB} = -133,09 \text{ dB hay } P_r = 0,05 \text{ pW.}$$

### 5.5.2 Mô hình Hata

Mô hình Hata có tần số sử dụng trong khoảng từ 150 MHz đến 1500 MHz, khoảng cách truyền từ 1 đến 20 km. Suy hao đường truyền trong vùng thành phố của mô hình Hata cho bởi phương trình:

$$L_m(\text{Urban})(\text{dB}) = 69,55 + 26,16\log_{10}(f) - 13,82\log_{10}(h_{\text{BTS}}) - a(h_{\text{MS}}) + (44,9 - 6,55\log(h_{\text{BTS}}))\log_{10}(d) \quad (5.71)$$

Với thành phố lớn:

$$a(h_{\text{MS}}) = 8,29(\log_{10}(1,54h_{\text{MS}}))^2 - 1,1 \text{ dB với } f < 300 \text{ MHz} \quad (5.72)$$

$$a(h_{\text{MS}}) = 3,2(\log_{10}(11,75h_{\text{MS}}))^2 - 4,97 \text{ dB với } f > 300 \text{ MHz} \quad (5.73)$$

Với thành phố nhỏ và vừa:

$$a(h_{\text{MS}}) = (1,1\log_{10}(f) - 0,7)h_{\text{MS}} - (1,56\log_{10}(f) - 0,8) \text{ dB} \quad (5.74)$$

Vùng ngoại ô và nông thôn:

$$L_m(\text{Suburban})(\text{dB}) = L_m(\text{Urban})(\text{dB}) - 2[\log(f/28)]^2 - 5,4 \quad (5.75)$$

$$L_m(\text{open})(\text{dB}) = L_m(\text{Urban})(\text{dB}) - 4,78[\log(f)]^2 + 18,33\log(f) - 40,98 \quad (5.76)$$

**Ví dụ 5.5:** Xét quá trình truyền sóng trong thông tin di động dùng mô hình Hata:

- Anten trạm gốc có độ cao  $h_{\text{BTS}} = 80\text{m}$
  - Thiết bị di động có độ cao  $h_{\text{MS}} = 1,5\text{m}$  và độ lợi anten 1 dB
  - Anten phát với công suất 1 kW và độ lợi anten phát 10 dB.
  - Khoảng cách giữa BTS và MS là  $d = 15\text{km}$ .
  - Tần số hoạt động 900 MHz.
- a. Xác định công suất tại anten thu khi vùng phủ sóng là thành phố (vừa).
  - b. Cho máy di động có chất lượng nghe được với công suất thu là -80 dBm. Xác định khoảng cách cực đại giữa BTS và MS cho vùng phủ sóng là thành phố (vừa).

**Giải**

$$a. a(h_{MS}) = (1,1\log_{10}(f) - 0,7)h_{MS} - (1,56\log_{10}(c) - 0,8) = 0,016 \text{ dB}$$

Thế vào (5.71):

$$L_m(\text{Urban}) = 158,66 \text{ dB}$$

Công suất tại anten thu:

$$(P_r)_{dB} = (P_t)_{dB} + (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - (L_m)_{dB} = -117,66 \text{ dB} \text{ hay } P_r = 1,71 \text{ pW.}$$

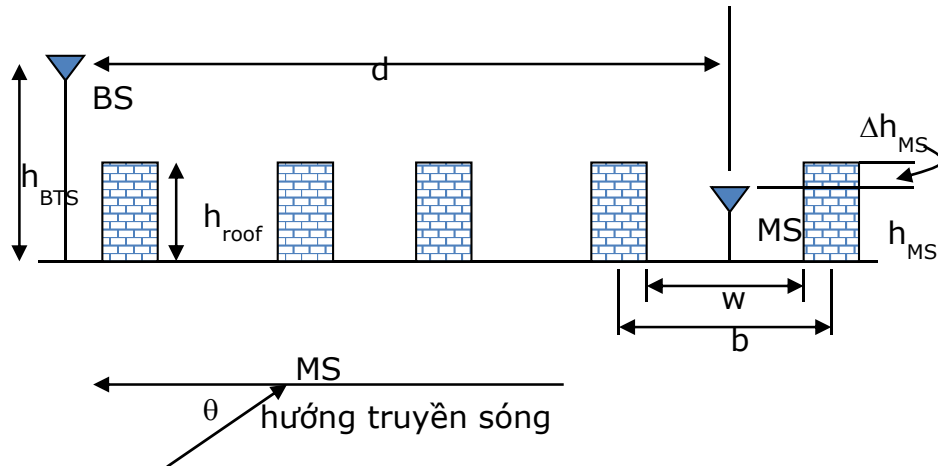
$$b. P_r = -80 \text{ dBm} \rightarrow P_r = -110 \text{ dB} \rightarrow L_m = 151 \text{ dB}$$

$$L_m(\text{dB}) = 69,55 + 26,16\log_{10}(f) - 13,82\log_{10}(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (44,9 - 6,55\log_{10}(h_{BTS}))\log_{10}(d) = 120,52 + 32,43\log_{10}d = 151$$

$$d = 8,7 \text{ km}$$

**5.5.3 Mô hình Walfisch - Ikegami**

Mô hình này thể hiện sự phụ thuộc vào 4 thông số: độ cao toà nhà, bề rộng con đường, khoảng cách giữa các toà nhà, hướng của con đường so với hướng của tia truyền sóng.

**Ví dụ 5.6: Các thông số trong mô hình Walfisch - Ikegami**

Suy hao đường truyền:

$$L_m = L_0 + L_{rts} + L_{msd} \quad \text{nếu } L_{rts} + L_{msd} > 0$$

$$L_m = L_0 \quad \text{nếu } L_{rts} + L_{msd} < 0 \quad (5.77)$$

$L_{rts}$ : tổn hao do nhiễu xạ và tán xạ bởi các nóc tòa nhà (root-to-street diffraction and scattering loss)

$$L_{rts} = -16,9 - 10\log_{10}(w) + 10\log_{10}(f) + 20\log_{10}\Delta h_{MS} + L_{ori} \quad (5.78)$$

$L_{ori}$ : hệ số hiệu chỉnh do hướng đường truyền (correction factor for street orientation)

$$\begin{aligned} L_{ori} &= -10 + 0,354(\theta) && \text{với } 0^\circ \leq \theta \leq 35^\circ \\ &2,5 + 0,075(\theta - 35^\circ) && \text{với } 35^\circ \leq \theta \leq 55^\circ \\ &4,0 - 0,114(\theta - 55^\circ) && \text{với } 55^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \end{aligned} \quad (5.79)$$

$L_{msd}$ : tổn hao nhiễu xạ nhiều tầng (multiscreen diffraction loss due to rows of buildings)

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10}(d) + k_f \log_{10}(f) - 9 \log_{10}(b) \quad (5.80)$$

$$\begin{aligned} L_{bsh} &= -18 \log_{10}[1 + (h_{BTS} - h_{roof})] && \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 0 && \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \end{aligned} \quad (5.81)$$

$$\begin{aligned} k_a &= 54 && \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 54 - 0,8(h_{BTS} - h_{roof}) && \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \text{ và } d \geq 0,5 \text{ km} \\ &= 54 - 0,8(h_{BTS} - h_{roof})d/2 && \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \text{ và } d < 0,5 \text{ km} \end{aligned} \quad (5.82)$$

$$\begin{aligned} k_d &= 18 && \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 18 - 15(h_{BTS} - h_{roof})/h_{roof} && \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \end{aligned} \quad (5.83)$$

$$\begin{aligned} k_f &= -4 + 0,7(f/925 - 1) && \text{cho thành phố nhỏ và vừa} \\ &= -4 + 1,5(f/925 - 1) && \text{cho thành phố lớn} \end{aligned} \quad (5.84)$$

**Ví dụ 5.7:** Xét quá trình truyền sóng trong môi trường thông tin di động dùng mô hình Walfisch – Ikegami (mô hình thành phố nhỏ):

- Khoảng cách truyền 3km.
- Tần số hoạt động 1 GHz.
- Chiều rộng đường  $w = 15\text{m}$
- Khoảng cách giữa 2 tòa nhà  $b = 25\text{m}$ .
- $h_{BTS} = 30\text{m}$ ,  $h_{roof} = 25\text{m}$ ,  $h_{MS} = 1,5\text{m}$

- Góc lệch  $\theta = 20^\circ$ .
- Công suất phát là 100 W, độ lợi Anten phát 10 dB, độ lợi Anten thu 10 dB.

Xác định công suất tại Anten thu.

### **Giải**

$$\theta = 20^\circ \rightarrow L_{\text{ori}} = -10 + 0,354(\theta) = -2,92 \text{ dB}$$

$$L_{\text{rts}} = -16,9 - 10\log_{10}(w) + 10\log_{10}(f) + 20\log_{10}\Delta h_{\text{MS}} + L_{\text{ori}} = 25,84 \text{ dB}$$

$$h_{\text{BTS}} = 30\text{m}, h_{\text{roof}} = 25\text{m} \rightarrow L_{\text{bsh}} = -18\log_{10}[1+(h_{\text{BTS}} - h_{\text{roof}})] = -14, k_a = 54, k_d = 18, \\ k_f = -4 + 0,7(f/925 - 1) = -3,94$$

$$L_{\text{msd}} = L_{\text{bsh}} + k_a + k_d\log_{10}(d) + k_f\log_{10}(f) - 9\log_{10}(b) = 24,17 \text{ dB}$$

$$f = 1000 \text{ MHz}, d = 3 \text{ km} \rightarrow (L_0)_{\text{dB}} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f = 102,04 \text{ dB}$$

$$L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} > 0 \rightarrow L_m = L_0 + L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} = 152,05 \text{ dB}$$

Công suất tại Anten thu:

$$(P_r)_{\text{dB}} = (P_t)_{\text{dB}} + (G_t)_{\text{dB}} + (G_r)_{\text{dB}} - (L_m)_{\text{dB}} = -112,05 \text{ dB} \text{ hay } P_r = 6,23 \text{ pW}.$$

## **TÓM TẮT**

*Bài này giới thiệu các quá trình truyền sóng vô tuyến: trong không gian tự do, tầng đối lưu, tầng điện ly và môi trường thông tin di động.*

*Quá trình truyền sóng trong không gian tự do được tính toán theo công thức (5.16) và (5.17).*

*Khi truyền sóng trong tầng đối lưu, do có ảnh hưởng của mặt đất, nên sóng thu được bao gồm sóng phản xạ từ mặt đất và sóng tới trực tiếp (mặt đất xem như phẳng). Trong trường hợp khoảng cách đủ lớn, quá trình tính toán phải xem mặt đất như mặt cầu. Khi đó phải hiệu chỉnh độ cao Anten để thực hiện tính toán tương tự như mặt đất phẳng.*

*Quá trình truyền sóng trong tầng điện ly dựa vào đặc tính phản xạ của sóng. Tần số hoạt động và góc tới của sóng quan hệ theo định luật Secant.*

*Khi truyền sóng trong môi trường thông tin di động, các mô hình thực nghiệm được giới thiệu là mô hình Okumura, mô hình Hata và mô hình Walfisch – Ikegami.*

## CÂU HỎI ÔN TẬP

**Câu 1:** Một tuyến chuyển tiếp sóng viba hoạt động ở tần số 10GHz. Công suất phát 5W. Độ lợi anten phát và thu 30dB. Giả sử anten có độ lợi là 1. Khoảng cách giữa hai trạm là 30km.

- Tính cường độ trường tại điểm thu. So sánh với trường hợp truyền trong không gian tự do và giải thích sự khác biệt này.
- Tìm độ cao anten thu và phát để thu được tín hiệu cực đại.

**Câu 2:** Một máy phát sóng tần số 300MHz có công suất phát là 1 kW. Anten phát có hệ số định hướng 10dB. Máy thu đặt cách máy phát 50km. Anten thu có hệ số định hướng giống anten phát. Giả sử môi trường đồng nhất có suy hao 80dB và không kể đến ảnh hưởng của mặt đất.

- Xác định độ nhạy cần thiết của máy thu.
- Giữ nguyên công suất phát và độ nhạy máy thu ở câu a. Nếu muốn tăng cự ly thông tin thì ta phải tăng hay giảm tần số phát? Giải thích tại sao?

**Câu 3:** Một tuyến liên lạc viba hoạt động ở tần số 12GHz công suất phát 5W. Độ cao anten phát 50m. Độ lợi anten phát 30dB. Cự ly thông tin liên lạc 10km. Biết hiệu suất anten là 90%.

- Tìm độ cao của anten thu để thu được tín hiệu cực đại.
- Tính cường độ trường tại anten thu với độ cao anten thu tính ở câu a.
- Xác định vùng đất ảnh hưởng chính lên tuyến liên lạc.

**Câu 4:** Một tuyến liên lạc có cự ly 2000Km.

- Phương thức truyền sóng nào có thể sử dụng được cho tuyến liên lạc trên?



- b. Nếu sử dụng phương thức sóng phản xạ ở tầng điện ly thì tần số phát phải là bao nhiêu? Cho biết sóng phản xạ ở độ cao 250km và mật độ electron ở độ cao này là  $10^{11} [\text{m}^{-3}]$

**Câu 5:** Một tuyến liên lạc theo phương thức sóng tầng đối lưu có công suất 1KW. Tần số làm việc 100MHz. Hệ số định hướng anten thu và phát 10dB. Cự ly thông tin 50Km. Độ cao anten phát và thu 50m. Biết tầng đối lưu có  $dN/dh = -4.10^{-2}$ .

- a. Tính cường độ trường tại điểm thu.
- b. Nếu không kể đến ảnh hưởng của khúc xạ trong tầng đối lưu thì cường độ trường như thế nào?
- c. So sánh cự ly thông tin cực đại có thể có khi có ảnh hưởng của khúc xạ tầng đối lưu và khi không có ảnh hưởng của khúc xạ tầng đối lưu với độ cao anten phát và thu 50m.

**Câu 6:** Một đài phát sóng ngắn theo phương thức phản xạ tầng điện ly hoạt động tần số 8MHz. Mật độ electron ở độ cao 250km là  $10^{11} [\text{m}^{-3}]$

- a. Xác định góc ngẩng cực đại của anten.
- b. Xác định vùng có thể phủ sóng của đài phát.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Lê Tiến Thường, Trần Văn Sư, *Truyền sóng và Anten*, NXB Đại học Quốc gia TP HCM.
2. Nguyễn Đức Chánh, *Bài giảng Kỹ thuật Siêu cao tần, Truyền sóng và anten*, Học viện Hàng Không Việt Nam.
3. Robert E. Collin, *Antenna and Radiowave Propagation*, ISBN 0-07-011808-6, McGraw Hill.
4. Thái Hồng Nhị, *Trường điện từ, Truyền sóng và anten*, NXB Khoa Học Kỹ thuật, 2006.
5. E. H. Braun, *Some Data for the Design of Electromagnetic Horns*, IRE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-4, No. 1, pp. 29–31, January 1956.