

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

ANTEN - TRUYỀN SÓNG - SIÊU CAO TẦN

Biên soạn:

ThS. Phạm Hùng Kim Khánh

ThS. Nguyễn Trọng Hải

TS. Nguyễn Văn Mùi

www.hutech.edu.vn

ANTEN - TRUYỀN SÓNG - SIÊU CAO TẦN

Ấn bản 2014

MỤC LỤC

MỤC LỤC	I
HƯỚNG DẪN	V
BÀI 1: TỔNG QUAN VỀ ANTEN	1
1.1 GIỚI THIỆU	1
1.1.1 Khái niệm	1
1.1.2 Lịch sử phát triển	1
1.1.3 Các loại anten.....	2
1.2 CÁC ĐẶC TÍNH CỦA ANTEN.....	6
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.....	12
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
TÓM TẮT	37
CÂU HỎI ÔN TẬP.....	38
BÀI 2: LÝ THUYẾT ANTEN.....	40
2.1 TRƯỜNG DO DÒNG ĐIỆN BỨC XẠ	40
2.2 CÁC PHƯƠNG TRÌNH MAXWELL VÀ CÁC QUAN HỆ NGUỒN-TRƯỜNG	41
2.3 TRƯỜNG ĐIỆN TỪ Ở VÙNG XA ĐƯỢC TẠO BỞI NGUỒN BẤT KỲ	44
2.4 DIPOLE HERTZ	45
2.4.1 Định nghĩa	45
2.4.2 Tính E_r và H_r	46
2.4.3 Các đặc tính bức xạ của dipole Hertz.....	47

2.5 LƯỠNG CỰC NGẮN (SHORT DIPOLE).....	49
2.5.1 Định nghĩa	49
2.5.2 Tính E_r và H_r	49
2.6 LƯỠNG CỰC CÓ TẢI KHÁNG	50
2.6.1 Phân bố dòng phụ thuộc vào (α, β)	51
2.6.2 Tính E_r và H_r	52
2.7 LƯỠNG CỰC CÓ CHIỀU DÀI HỮU HẠN.....	52
2.7.1 Định nghĩa	52
2.7.2 Tính E_r và H_r	52
2.7.3 Xét anten có chiều dài $L = \lambda/2$ (anten nửa sóng)	53
2.8 CÁC NGUỒN ANTEN DÂY (BỨC XẠ THẲNG).....	54
2.8.1 Định nghĩa	54
2.8.2 Tính E_r và H_r	55
2.8.3 Các đặc trưng bức xạ	55
2.9 ANTEN VÒNG TRÒN KÍCH THƯỚC BÉ	55
2.9.1 Định nghĩa	55
2.9.2 Tính E_r và H_r	56
2.9.3 Đặc trưng bức xạ	56
2.10 CÁC MẶT PHẲNG ĐẤT VÀ CÁC ĐƠN CỰC (GROUND PLANES AND MONOPOLES)	57
2.10.1 Đặt vấn đề	57
2.10.2 Bài toán	57
TÓM TẮT	61
CÂU HỎI ÔN TẬP	62
BÀI 3: HỆ THỐNG BỨC XẠ	63
3.1 GIỚI THIỆU	63
3.2 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU (LESA-LINEAR EQUALLY SPACED ARRAYS)	66
3.3 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU KÍCH THÍCH ĐỒNG NHẤT (LCPESA-LINEAR CO-PHASAL EQUALLY SPACED ARRAYS)	68
3.4 CÁC HỆ THỐNG BỨC XẠ HƯỚNG TRỰC BROADSIDE VÀ ENDFIRE	71
3.4.1 Hệ thống Broadside	71
3.4.2 Hệ thống endfire	72
3.5 ĐỘ RỘNG BỨC XẠ KHÔNG, ĐỘ RỘNG NỬA CÔNG SUẤT VÀ HỆ SỐ ĐỊNH HƯỚNG CỦA HỆ THỐNG BỨC XẠ	76
3.5.1 Độ rộng bức xạ không (BWFN)	76
3.5.2 Độ rộng nửa công suất (HPBW)	76
3.5.3 Hệ số định hướng	77

3.6 NHÂN ĐỒ THỊ.....	77
TÓM TẮT	80
CÂU HỎI ÔN TẬP.....	81
BÀI 4: TRUYỀN SÓNG VÔ TUYẾN	83
4.1 GIỚI THIỆU	83
4.2 TRUYỀN SÓNG TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO	85
4.3 TRUYỀN SÓNG TRONG TẦNG ĐỐI LƯU.....	89
4.3.1 Anten đặt trên mặt đất phẳng	89
4.3.2 Anten đặt trên mặt đất cầu.....	94
4.4 TRUYỀN SÓNG BẰNG PHẢN XẠ TRÊN TẦNG ĐIỆN LY.	98
4.4.1 Cấu tạo tầng điện ly	98
4.4.2 Đặc tính tầng điện ly.....	100
4.4.3 Khúc xạ và phản xạ trong tầng điện ly	102
4.5 CÁC MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM KHI TRUYỀN SÓNG TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG.....	106
4.5.1 Mô hình Okumura.....	109
4.5.2 Mô hình Hata	112
4.5.3 Mô hình Walfisch - Ikegami.....	113
TÓM TẮT	116
CÂU HỎI ÔN TẬP.....	117
BÀI 5: ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG.....	119
5.1 TỔNG QUAN	119
5.1.1 Tầm quan trọng trong thiết kế tần số.....	119
5.1.2 Tác động của RF lên các thành phần thụ động	121
5.2 PHƯƠNG TRÌNH TRUYỀN SÓNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY	126
5.2.1 Mô hình vật lý, các thông số sơ cấp.....	127
5.2.2 Phương trình truyền sóng	128
5.2.3 Nghiệm của phương trình truyền sóng.....	128
5.2.4 Các thông số thứ cấp	129
5.2.5 Các phương trình truyền sóng thực tế	131
5.3 HIỆN TƯỢNG PHẢN XẠ SÓNG TRÊN ĐƯỜNG TRUYỀN	133
5.4 TỶ SỐ SÓNG ĐỨNG ĐIỆN ÁP	136
5.5 TRỞ KHÁNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY- DẪN NẠP TRÊN ĐƯỜNG DÂY.....	138
5.6 ĐƯỜNG TRUYỀN MỘT PHẦN TƯ BƯỚC SÓNG	141
5.7 ĐƯỜNG TRUYỀN NỬA BƯỚC SÓNG	142
5.8 CÔNG SUẤT TRONG ĐƯỜNG TRUYỀN SÓNG	142

TÓM TẮT	144
CÂU HỎI ÔN TẬP	145
BÀI 6: ĐỒ THỊ SMITH.....	152
6.1 KHÁI NIỆM	152
6.2 HỆ SỐ PHẢN XẠ VÀ TRỞ KHÁNG TẢI	152
6.2.1 Hệ số phản xạ	153
6.2.2 Trở kháng chuẩn hóa	153
6.3 ĐỒ THỊ SMITH	153
6.3.1 Đồ thị Smith trở kháng	153
6.3.2 Đồ thị Smith dẫn nạp.....	160
6.3.3 Các kết nối song song và nối tiếp	162
6.3.4 Phối hợp trở kháng	164
6.4 ỨNG DỤNG ĐỒ THỊ SMITH	170
6.4.1 Biến đổi trở kháng trên đường truyền.....	170
6.4.2 Tỷ số sóng đứng	171
TÓM TẮT	173
CÂU HỎI ÔN TẬP	174
BÀI 7: MA TRẬN TÁN XẠ	178
7.1 KHÁI NIỆM	178
7.1.1 Ma trận trở kháng Z	178
7.1.2 Ma trận dẫn nạp Y	179
7.1.3 Ma trận H (hybrid)	180
7.1.4 Ma trận $ABCD$	181
7.1.5 Kết nối các ma trận	182
7.1.6 Biến đổi qua lại giữa các ma trận.....	184
7.1.7 Ma trận tán xạ S	184
7.1.8 Ma trận thông số chuyển đổi T	187
7.1.9 Biến đổi giữa thông số Z và S	188
7.2 ỨNG DỤNG MA TRẬN TÁN XẠ.....	189
7.2.1 Mạch khuếch đại siêu cao tần	189
7.2.2 Mạch khuếch đại nhiễu thấp LNA (Low Noise Amplifier).....	193
7.2.3 Mạch khuếch đại công suất cực đại (max gain)	194
TÓM TẮT	196
CÂU HỎI ÔN TẬP	197
TÀI LIỆU THAM KHẢO	198

HƯỚNG DẪN

MÔ TẢ MÔN HỌC

Anten – truyền sóng – siêu cao tần là một trong những môn học cho chuyên ngành Kỹ thuật Điện tử Truyền thông. Môn học bao gồm 3 phần riêng biệt tương ứng với phần Anten, Truyền sóng và Kỹ thuật siêu cao tần.

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. Phần Kỹ thuật siêu cao tần giới thiệu các phương pháp tính toán thông số trên đường truyền sóng, cách sử dụng đồ thị Smith, một số thiết kế mạch.

NỘI DUNG MÔN HỌC

- Bài 1. Tổng quan về anten.
- Bài 2. Lý thuyết anten.
- Bài 3. Hệ thống bức xạ.
- Bài 4. Truyền sóng vô tuyến.
- Bài 5. Đường dây truyền sóng.
- Bài 6. Đồ thị Smith.
- Bài 7. Ma trận tán xạ.

KIẾN THỨC TIỀN ĐỀ

Môn học Anten – truyền sóng – siêu cao tần 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 9.

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

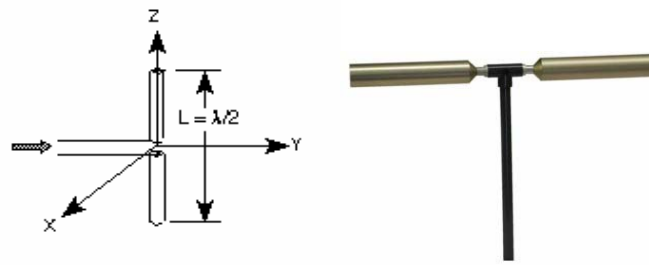
Sóng điện từ thống lĩnh sự hoạt động của anten được mô tả một cách đầy đủ bởi hệ phương trình Maxwell vào năm 1876. Ông đã thống nhất các định luật được phát minh trước đó của Ampère, Faraday, Gauss và hình thành nên một định lý chứng minh rằng sự biến thiên sóng điện từ tạo nên sự lan truyền.

- 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); anten 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.

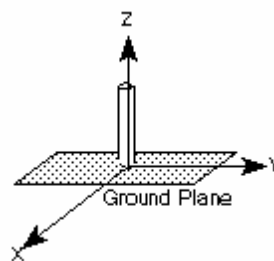
➤ **Anten dây (Wire Antenna):** là một dây dẫn điện kim loại có nhiều hình dạng khác nhau:

- **Dipole:** còn được gọi là anten dây thẳng hay lưỡng cực.



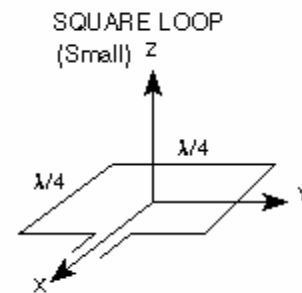
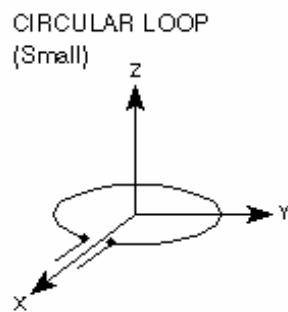
Hình 1.1 – Anten lưỡng cực

- **Monopole:** (đơn cực)



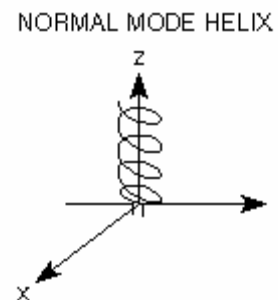
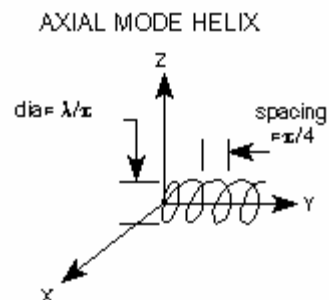
Hình 1.2 – Anten đơn cực

- **Loop antenna:** (Anten vòng)



Hình 1.3 – Anten vòng

- **Helix antenna:** (Anten xoắn)



Hình 1.4 – Anten lưỡng cực

➤ Anten mặt (Aperture Antenna hay Horn Antenna)

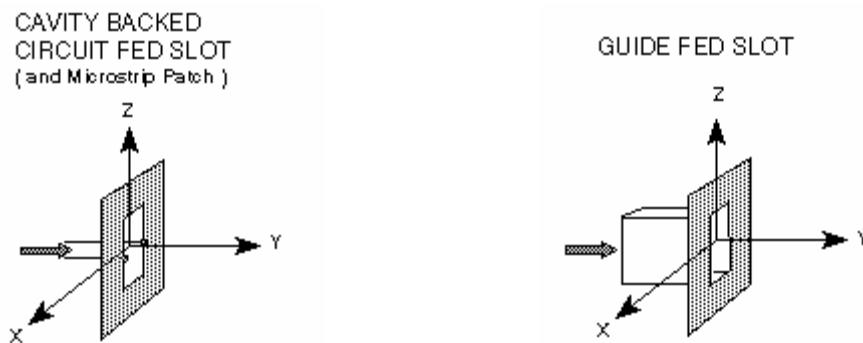
Là loại anten rất thuận lợi khi lắp đặt trên thân tàu vũ trụ, máy bay hay thân tên lửa. Chúng có thể được phủ một lớp điện môi để tránh tác hại của môi trường.



Hình 1.5 – Anten mặt

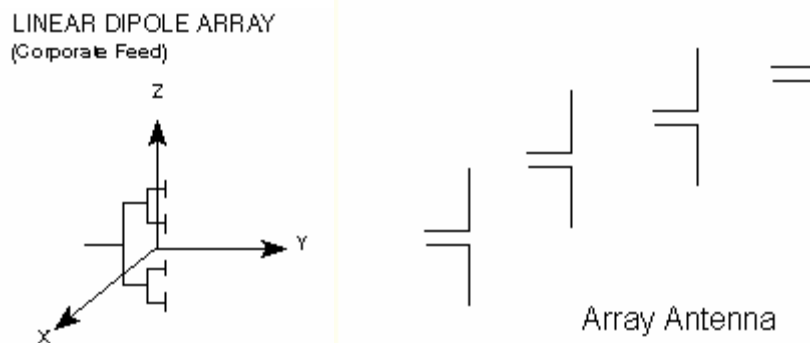
➤ Anten vi dải (MicroStrip Antenna)

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)

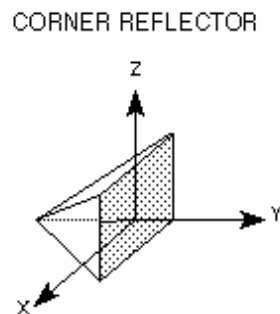


Hình 1.7 – Hệ thống bức xạ

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)

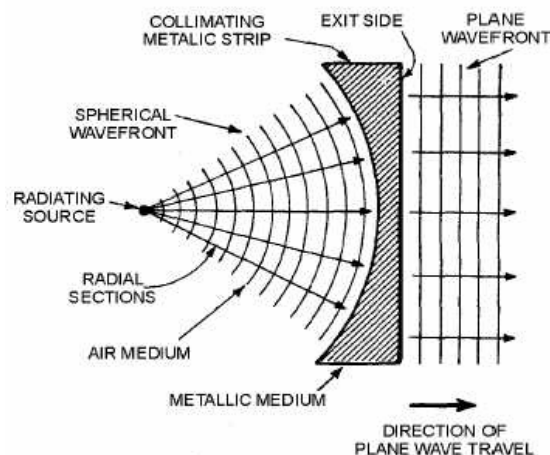
Do nhu cầu liên lạc ở khoảng cách xa để phát và thu ở khoảng cách hàng triệu km. Anten phản xạ có tính định hướng cao và ít bị nhiễu. Nền mặt phản xạ là mặt parabol bằng kim loại.



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

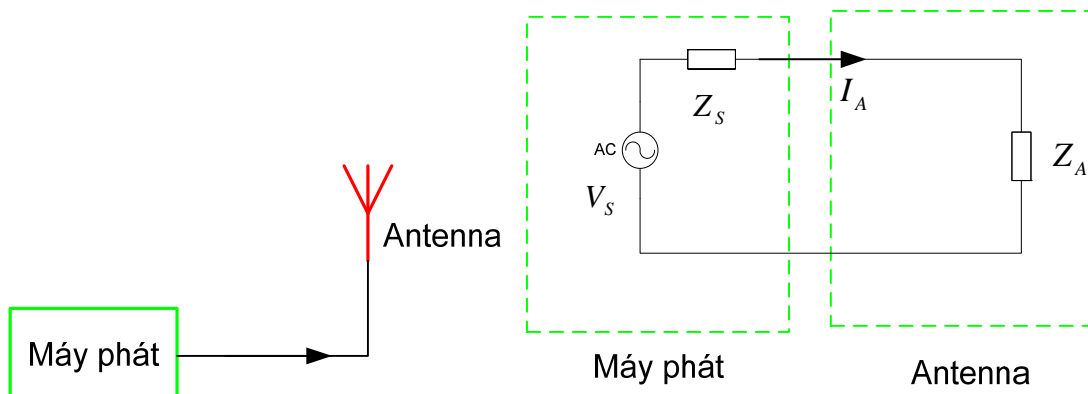
1.2 CÁC ĐẶC TÍNH CỦA ANTEN

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:

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

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

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

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:

$$P_A = q P_S \quad (1.8)$$

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:

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

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

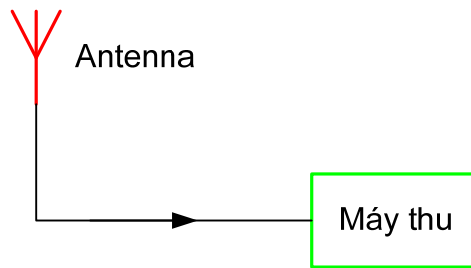
Với Γ là hệ số phản xạ:

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

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 \rightarrow 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 luôn 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:

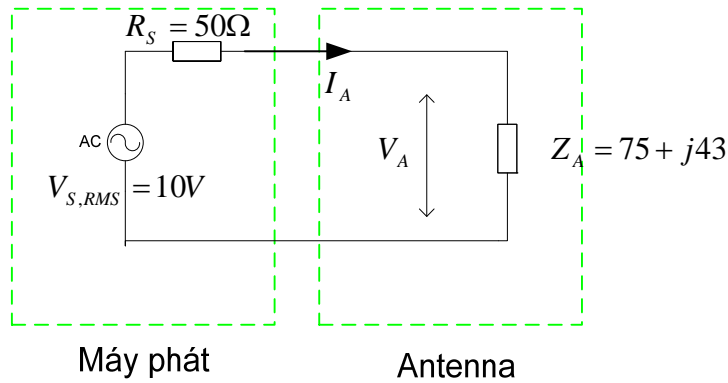
$$e = \frac{P_R}{P_A} = \frac{R_R}{R_A} = \frac{R_R}{R_R + R_D} \quad (1.18)$$

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

a) Sơ đồ tương đương:



b) 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:

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

Công suất tiêu thụ:

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

Hiệu suất anten:

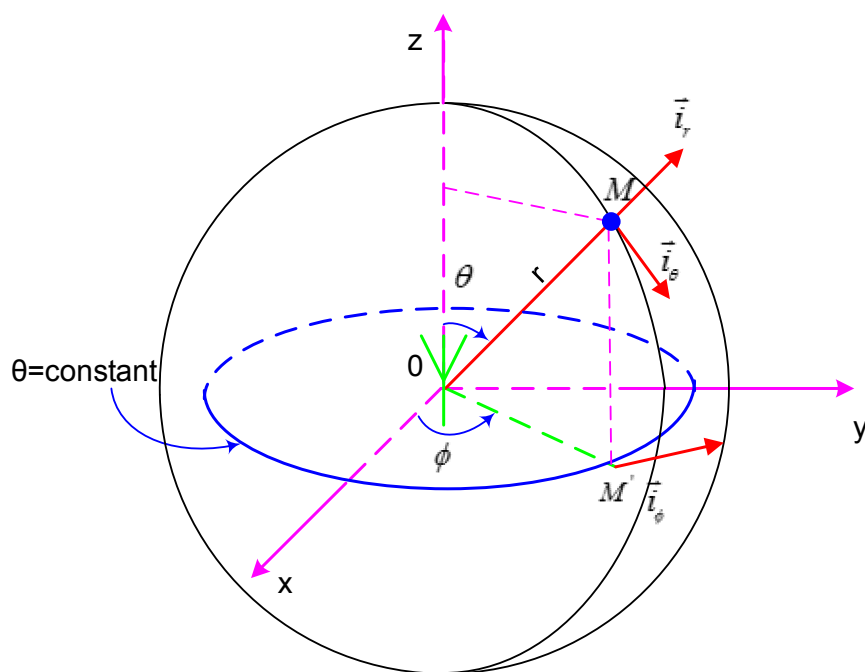
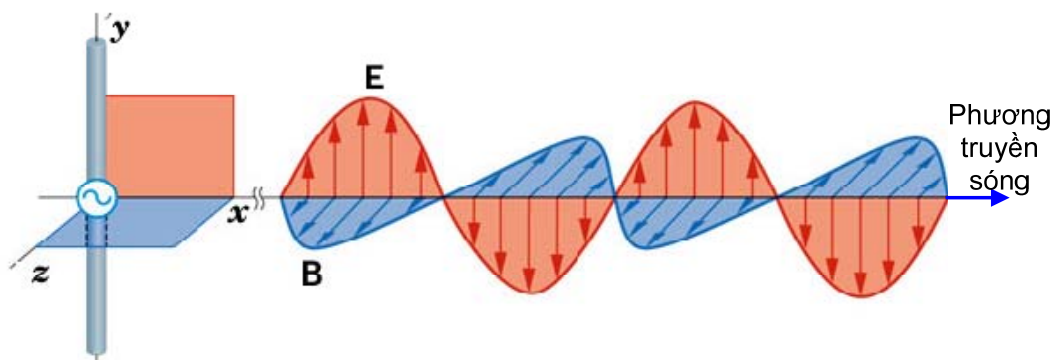
$$e = \frac{R_R}{R_A} = \frac{73}{75} = 97\%$$

1.2.3 Trường điện từ được tạo 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.



Hình 1.12 – Trường bức xạ bởi anten

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{i}_θ là vecto đơn vị vuông góc bán kính đường tròn bán kính OM nằm trong mặt phẳng zoy, zox có chiều theo θ .

\vec{i}_φ 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 φ .

1.2.3.1 Điện trường

Trường điện do anten bức xạ:

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

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

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

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:

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

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:

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

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

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

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:

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

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:

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

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{r}_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 (θ, φ) .

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

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:

- Vector mật độ công suất bức xạ.
- Mật độ công suất bức xạ
- Cường độ bức xạ
- Tổng công suất được bức xạ bởi anten
- 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: $Z = Z_0 = 120\pi (\Omega)$

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

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

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

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:

$$R_R = \frac{2P_R}{|I_A|^2} = \frac{2}{90 \cdot 1^2} = \frac{1}{45} = 0,022 (\Omega)$$

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:

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

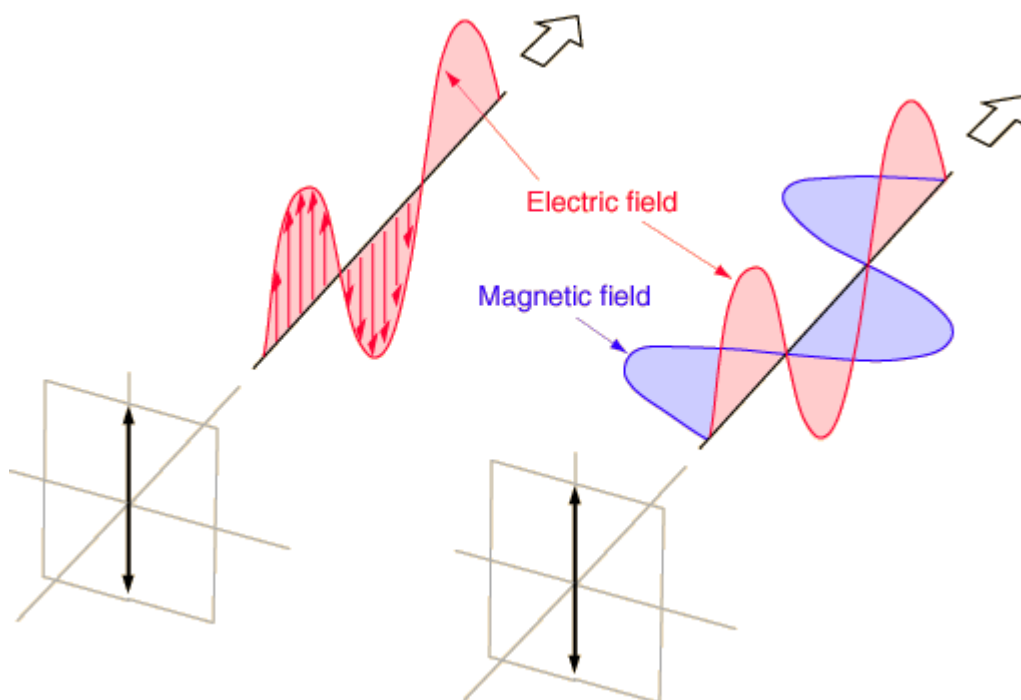
1.2.5 Phân cực (Polarization)

1.2.5.1 Định nghĩa

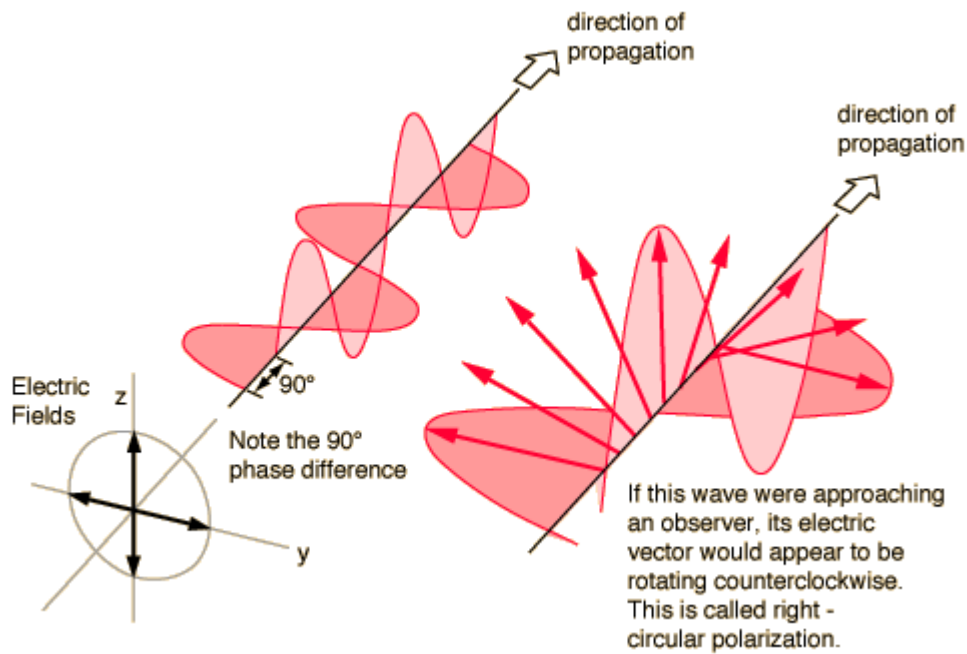
Sự phân cực của anten được xác định là phân cực của sóng điện từ ở vùng xa do anten bức xạ. Phân cực của sóng điện từ là hình ảnh để lại bởi đầu mút của vector cường độ điện trường $\vec{E}(\vec{r})$ lan truyền theo thời gian t khi được quan sát theo phương truyền sóng. Khi xét phân cực anten, người 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 1.13 – Sóng phân cực tuyến tính



Hình 1.14 – 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 ; b/ +y ; c/ -x ; 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 ngược 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:

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

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

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:

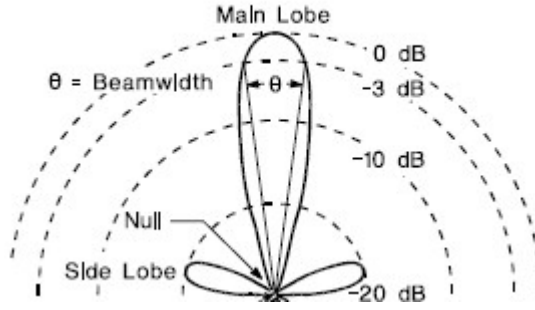
✓ Sự phụ thuộc của cường độ bức xạ $U(\theta, \varphi)$ vào các hướng khác nhau trong không gian gọi là đồ thị bức xạ công suất.

✓ 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 1.15 – Đồ thị bức xạ của anten

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

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

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

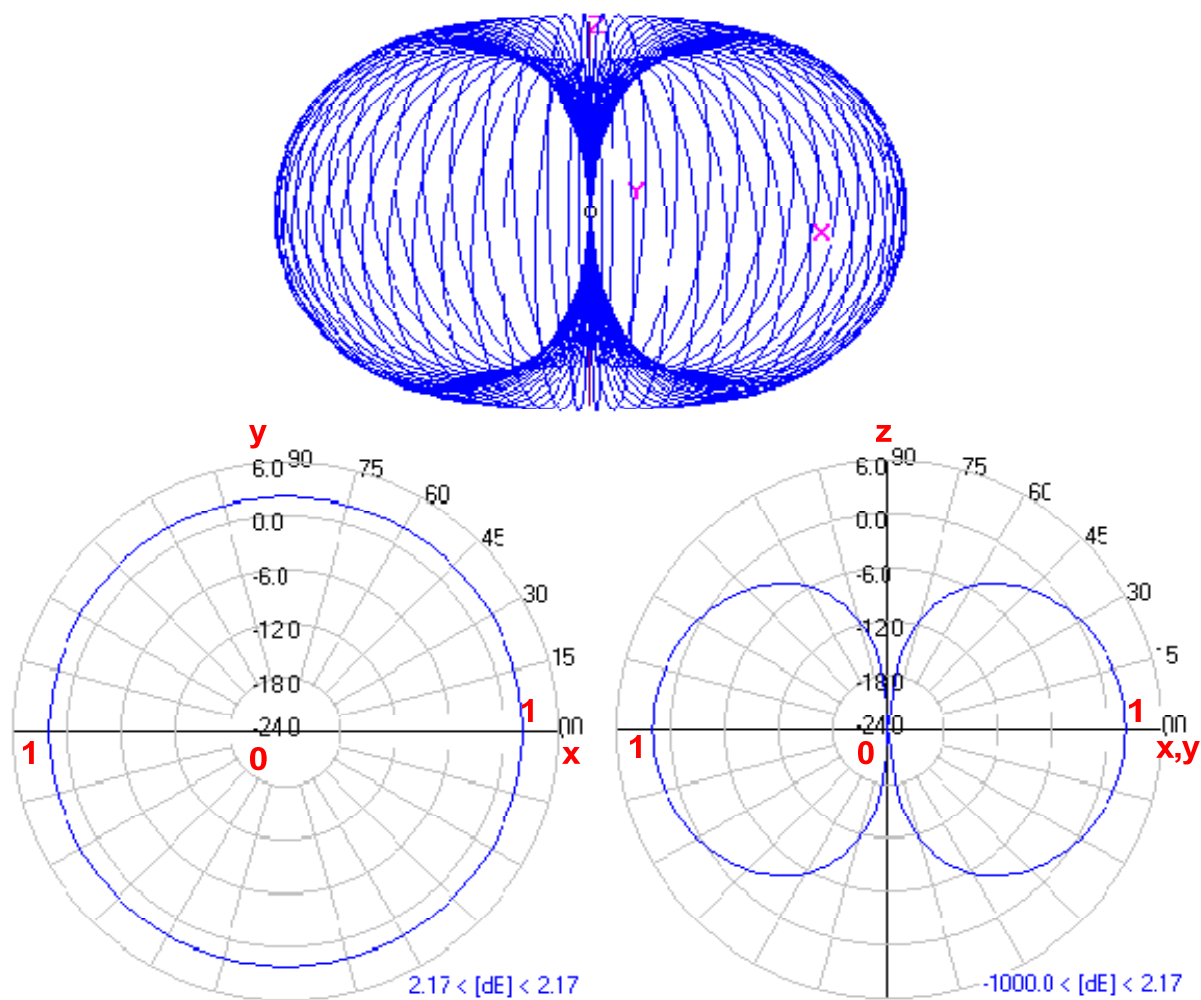
Đồ thị độ lớn của trường trong mặt phẳng xoz là $F_n(\theta, \varphi) = |\sin\theta|$ vẽ nên hai đường tròn ở phía $\varphi = 0$ và π khi $0 \leq \theta < \pi$.

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

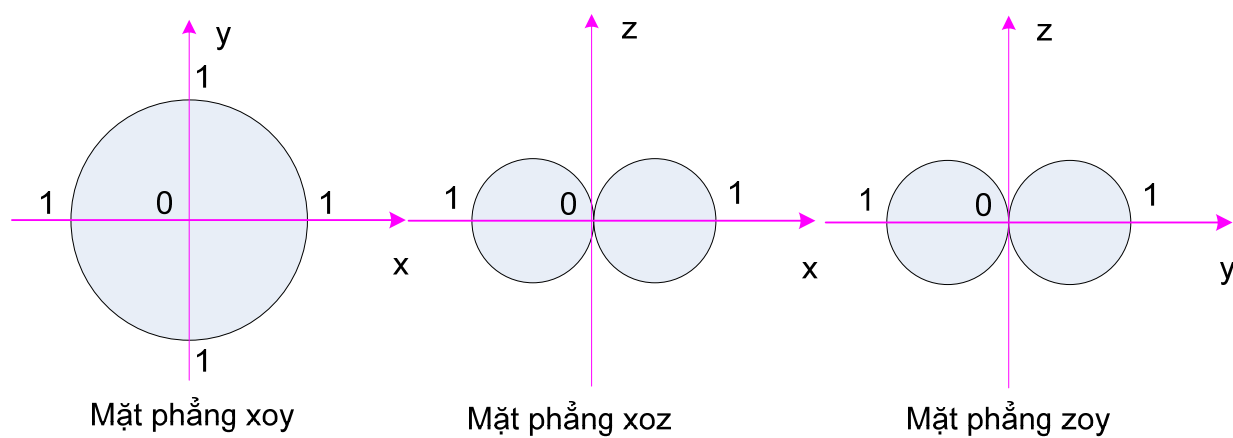
Đồ thị độ lớn của trường trong mặt phẳng xoz là $F_n(\theta, \varphi) = |\sin\theta|$ vẽ nên hai đường tròn ở phía $\varphi = \pi/2$ và $3\pi/2$ khi $0 \leq \theta < \pi$.

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

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



a)



b)

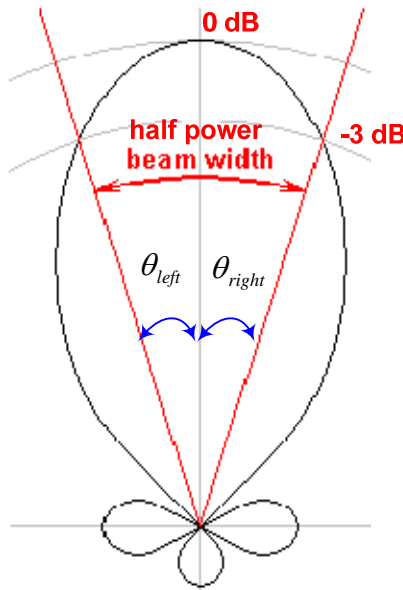
Hình 1.16 – Đồ thị bức xạ công suất (a) và bức xạ trường (b) của anten

1.2.7 Độ rộng nửa công suất và độ rộng giữa các hướng bức xạ không đều 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 1.17 –Độ rộng nửa công suất

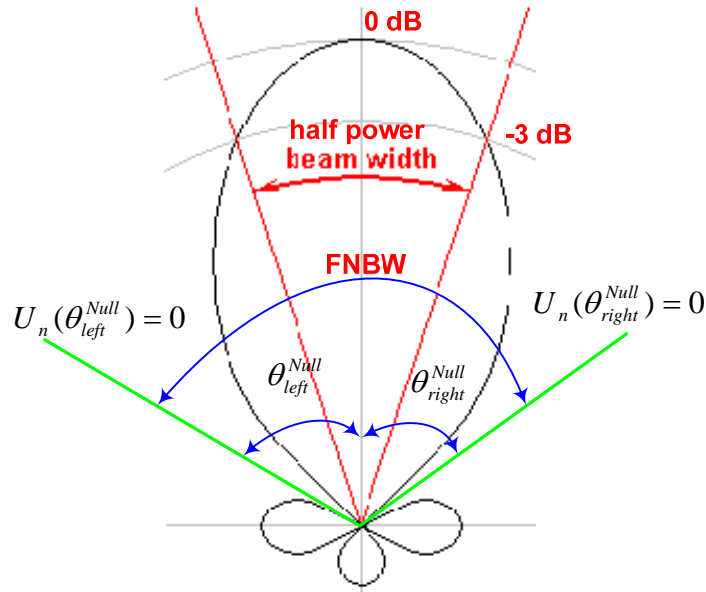
1.2.7.2 Độ rộng giữa các hướng bức xạ không đều tiên (FNBW – First Null Beam Width)

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

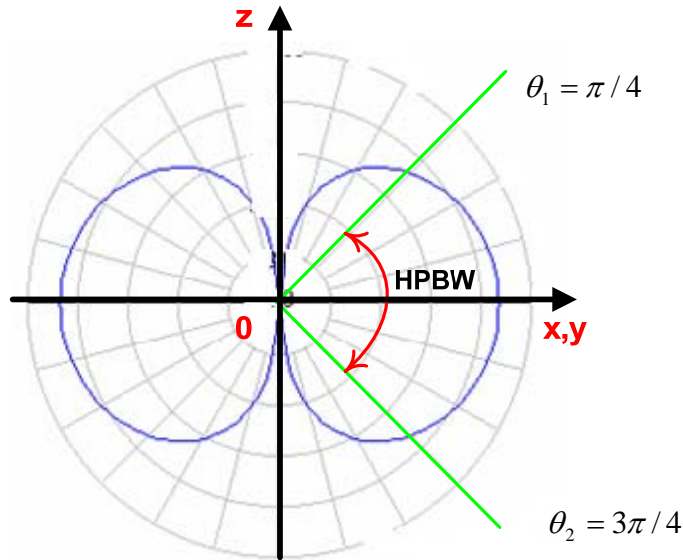
$$\begin{cases} U_n(\theta_{left}^{null}) = U_n(\theta_{right}^{null}) = 0 \\ HPBW = |\theta_{left}^{null}| + |\theta_{right}^{null}| \end{cases} \quad (1.43)$$

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 1.18 –Độ rộng giữa các hướng bức xạ không đều tiên



Hình 1.19 –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: $U_n(\theta_{left}^{HP}) = U_n(\theta_{right}^{HP}) = \frac{1}{2} \rightarrow \begin{cases} \theta_1 = \pi/4 \\ \theta_2 = 3\pi/4 \end{cases}$

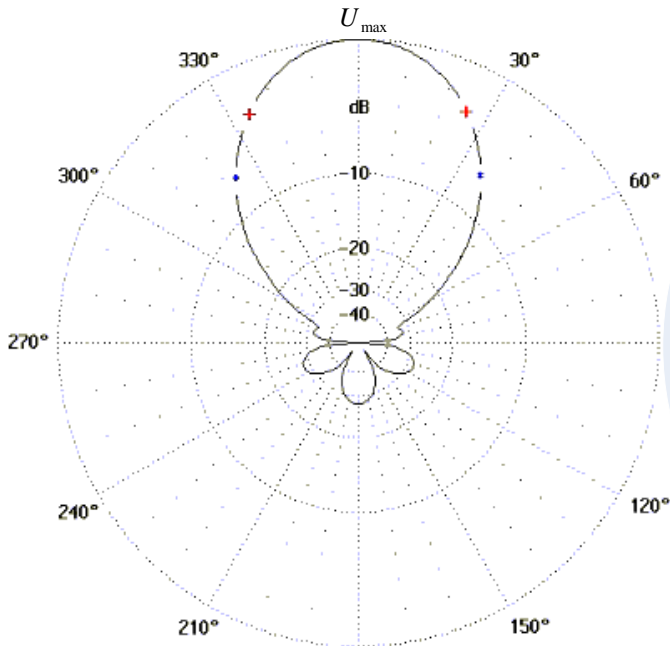
$$\text{Vậy HPBW} = 3\pi/4 - \pi/4 = \pi/2$$

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

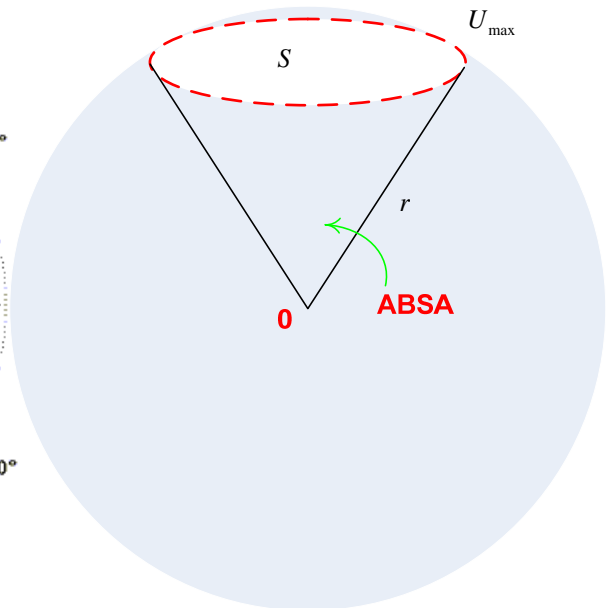
$$\text{FNBW} = \pi$$

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)



a. Đồ thị bức xạ Anten đang xét



b. Đồ thị bức xạ Anten tương đương

Hình 1.20 – 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:

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

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.

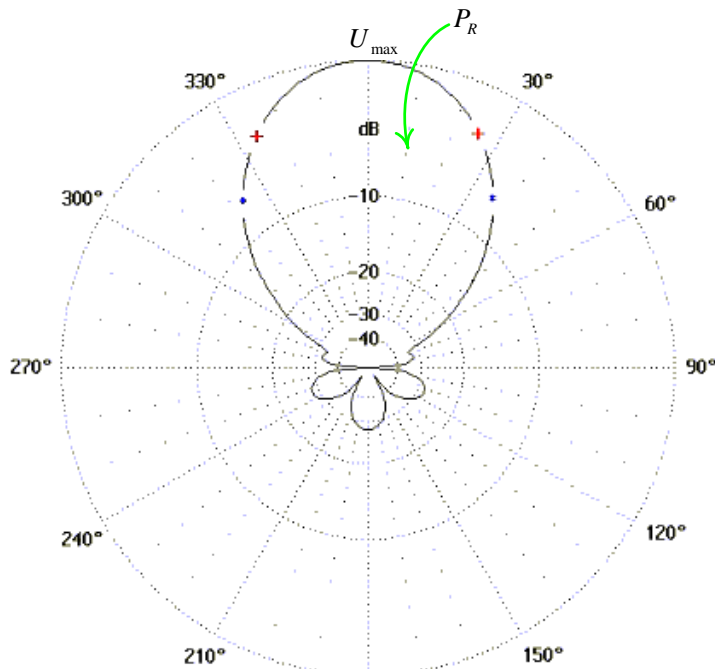
$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2\theta \sin\theta d\theta d\varphi = 8\pi/3$$

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

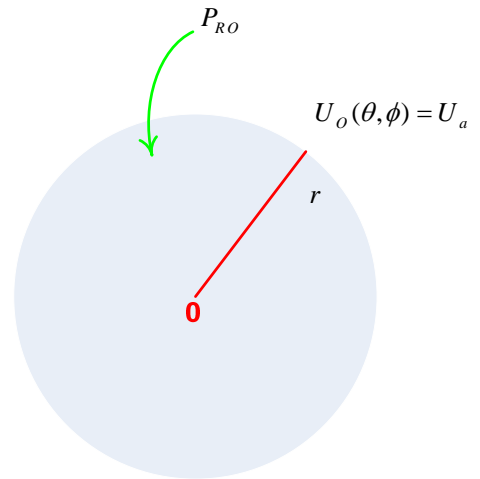
1.2.9.1 Hệ số định hướng

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 1.21 –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 θ, φ . 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:

$$\begin{aligned} D &= \frac{4\pi U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{max}} \sin\theta d\theta d\varphi} \\ D &= \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \end{aligned} \quad (1.49)$$

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 (nghĩa là 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).

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

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

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

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.

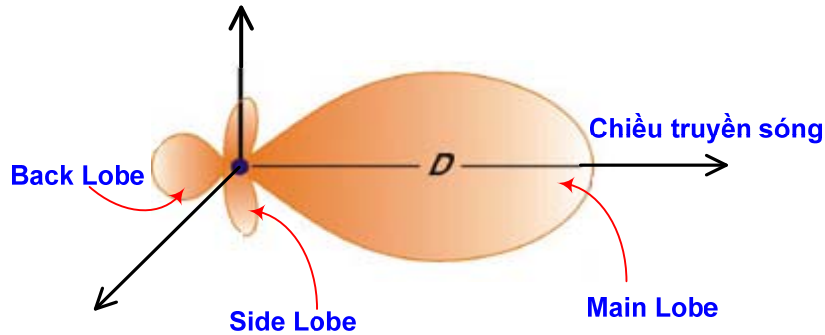
1.2.11.1 Mức bức xạ phụ (SLL - Side Lobe Level)

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 1.22 –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 (θ, φ) 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:

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

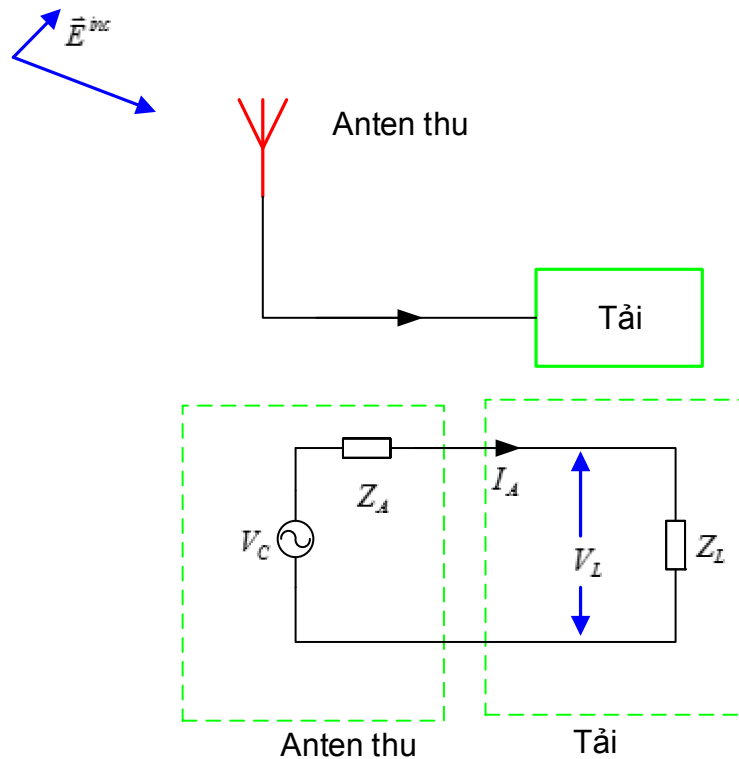
q_r : hệ số ghép công suất hay hệ số phối hợp trở kháng của anten thu và tải.

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

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 1.23 – 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} .

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

Dĩ nhiên cũng giống như trường hợp ta giới thiệu V_C ; A_{eff} phụ thuộc vào chiều đến (θ, φ) và sự phân cực của sóng tới. Vấn đề đặt ra là chúng ta A_{eff} tính 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{l}_p tác động lên Anten thu có hướng (θ, φ) 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:

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

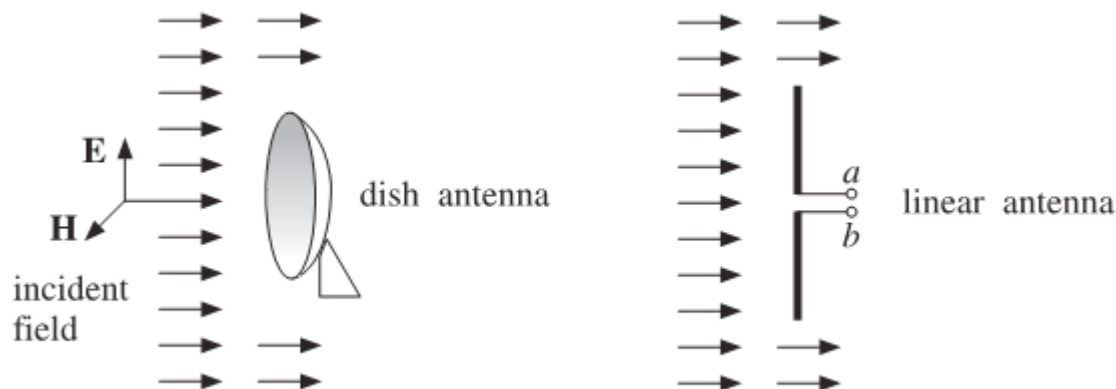
$\lambda = c/f$ [m]: bước sóng của sóng tới.

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

$PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{l}_p|^2$: 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{l}_p : vector phân cực của sóng tới.



Hình 1.24 – 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.

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

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

c) $\vec{E}_{inc} = e^{-j2\pi x} (\vec{l}_y + \vec{l}_z) / \sqrt{2}$

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

Giải:

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

Có phối hợp trở kháng: $q_r = 1$

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

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

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

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

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

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: $\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi$.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

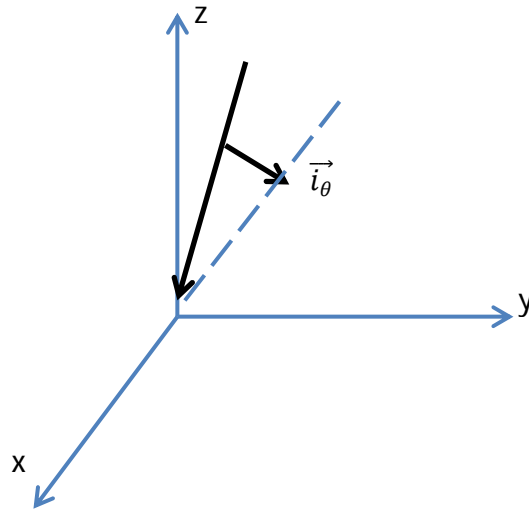
$$\text{Suy ra: } PLF = |\vec{p}(\theta, \varphi) \vec{i}_p| = \frac{1}{2}$$

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

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

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

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



Hình 1.25 – Hướng truyền sóng +x-z

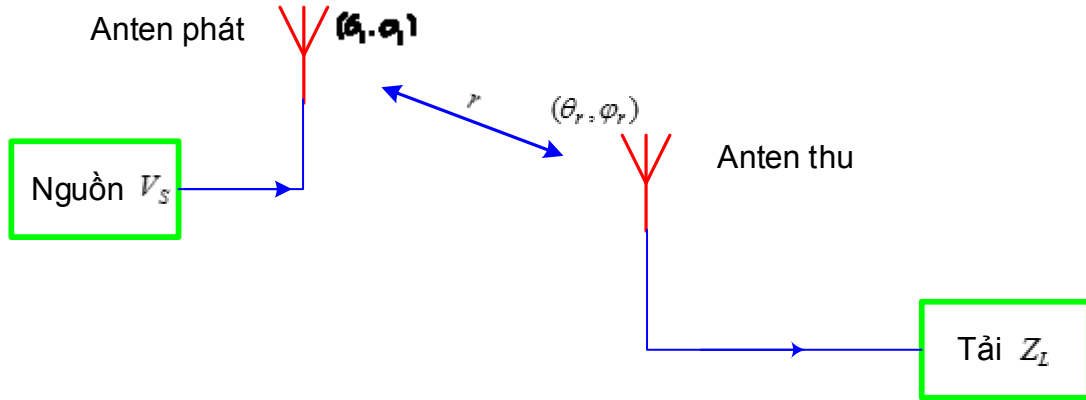
Vector phân cực của anten thu tại hướng sóng tới: $\vec{p} = \vec{i}_\theta = -(\vec{i}_x + \vec{i}_z)/\sqrt{2}$

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

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

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

1.2.13 Các tuyến anten (antenna links)



Hình 1.26 –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 (θ_r, φ_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 (θ_r, φ_r) .

Công suất mà anten thu cấp cho tải Z_L : $P_L = q_r P_C$

Mặt khác: $P_C = A_{\text{eff},r} S^{inc}$

$A_{\text{eff},r}$: là diện tích hiệu dụng của bộ thu đối với các sóng tới phân cực \vec{t}_p tác dụng theo chiều (θ_r, φ_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 .

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

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:

$$S^{inc} = \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi r^2} P_A \quad (1.66)$$

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:

$$P_c = A_{eff,r} S_{inc}$$

$$P_c = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} G_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 G_t(\theta_t, \varphi_t) P_A \quad (1.67)$$

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

Một công dụng khác khi ta thay: $P_L = q_r P_c$ và $P_A = q_t P_s$.

Lúc đó:

$$P_L = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} q_r G_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 q_t G_t(\theta_t, \varphi_t) P_s \quad (1.68)$$

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

$$P_L = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} q_r e_r D_r(\theta_r, \varphi_r) |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)|^2 q_t e_t D_t(\theta_t, \varphi_t) P_s \quad (1.69)$$

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.

$$P_L[dBm] = P_s[dBm] + G_r(\theta_r, \varphi_r)[dB] + G_t(\theta_t, \varphi_t)[dB] - 20 \log r[km] - 20 \log f[MHz] + q_t[dB] + q_r[dB] + 20 \log |\vec{p}_r(\theta_r, \varphi_r) \vec{l}_p(\theta_t, \varphi_t)| - 32,44 \quad (1.70)$$

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:

- Vektor mật độ công suất bức xạ
- Mật độ công suất bức xạ
- Cường độ bức xạ
- Tổng công suất được bức xạ bởi anten
- Điện trở bức xạ của anten
- Điện trở tổn hao của anten
- Điện trở ngõ vào của anten
- 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 $e = 70\%$ và dòng tại ngõ vào anten là 0,5A. Tính:

- Vector mật độ công suất bức xạ
- 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: $\vec{E}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} (-\sin\theta \vec{l}_\theta + j\cos\varphi \vec{l}_\varphi)$. 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 $f=3\text{GHz}$ bức xạ trường điện với biên độ chuẩn hóa: $F_n(\theta, \varphi) = \sin^2\theta$ và có vector phân cực $\vec{p} = \vec{l}_\theta$; 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 θ_m
- C. Góc giữa 2 hướng $\theta_{1/2}$
- D. Khác

Câu 8: FNBW là:

- A. Góc θ_0
- B. Góc giữa hướng θ_0 và θ_m
- C. Góc giữa hướng $\theta_{1/2}$ và θ_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

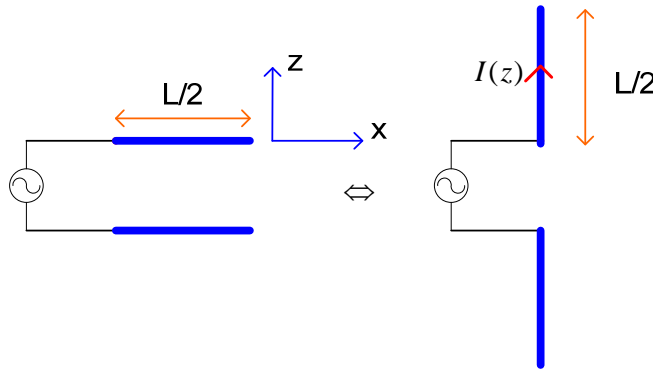
Sau khi học xong bài này, người học có thể:

- 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.



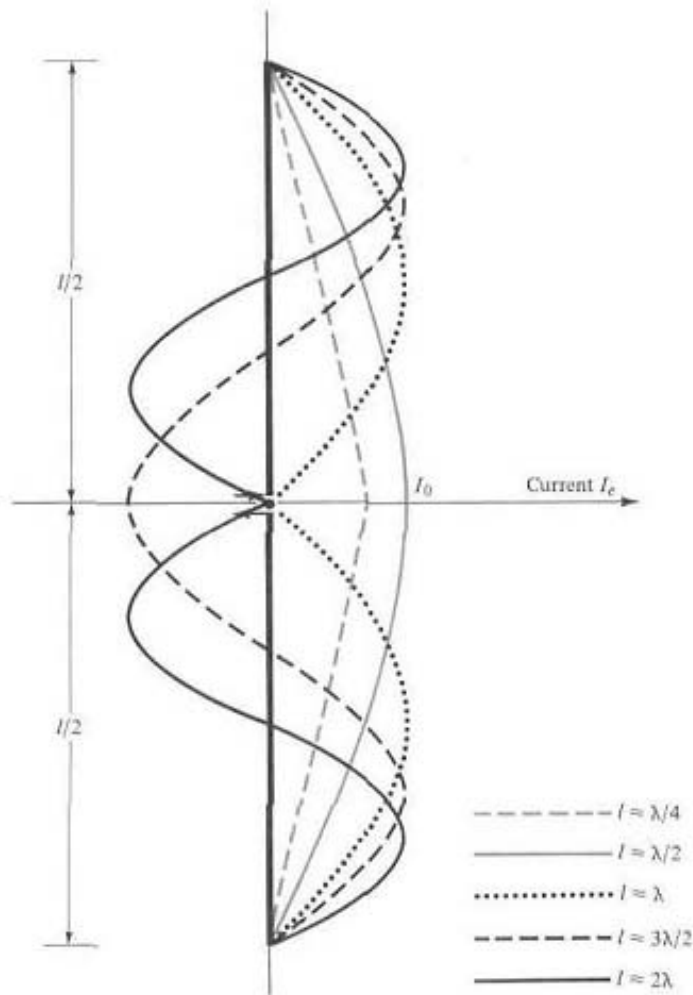
Hình 2.1 - Đường dây song hành và anten dây.

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° . 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^2) (Mật độ thông lượng điện).

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

$\vec{J}(\vec{r})$: mật độ dòng điện dẫn (A/m²)

$\rho(\vec{r})$: mật độ điện tích khối (C/m³)

Với môi trường đẳng hướng tuyến tính:

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

μ : Độ thấm từ (H/m)

ε : Độ thấm điện (F/m)

Trong không gian tự do:

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

Từ (2.2) và (2.3) suy ra:

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

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

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

Trong đó:

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

Thế vào (2.5):

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

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:

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

Trong đó:

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

Δ : toán tử Laplace.

Nhắc lại:

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

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:

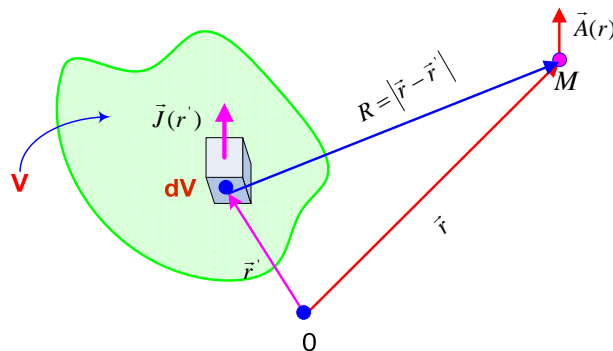
$$\vec{H}(\vec{r}) = \text{rot}\vec{A}(\vec{r}) = \nabla \times \vec{A}(\vec{r}) \quad (2.12)$$

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:

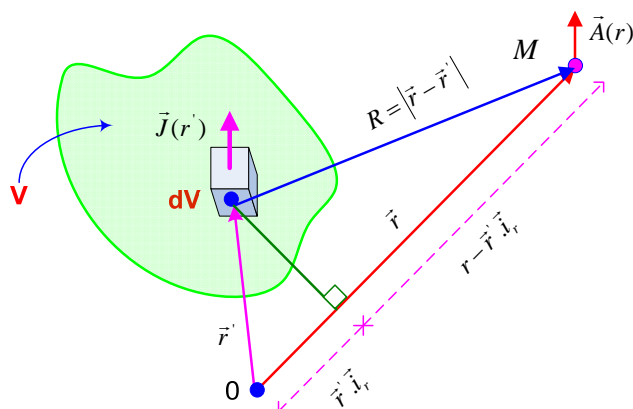
$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS \quad (2.15)$$

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:

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

$$\text{Ở tử số: } |\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - \vec{r}' \cdot \vec{l}_r$$

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

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

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 $\nabla \rightarrow -jk\vec{l}_r$ nên:

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

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

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

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

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

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

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

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

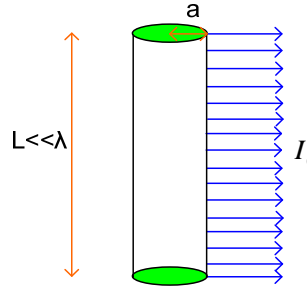
$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{Z} [\vec{l}_r \times \vec{E}(\vec{r})] \quad (2.21)$$

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 .

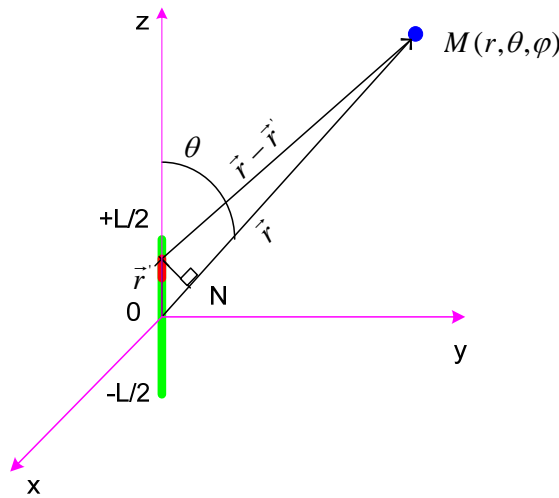


Hình 2.5 - Phân bố dòng trên dipole Hertz

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

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

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_L \vec{I}(z) \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl = \frac{1}{4\pi} I_0 \oint_L \vec{t}_z \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl \quad (2.22)$$



Hình 2.6 - Trường bức xạ bởi dipole Hertz

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

Ở mẫu số: $|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - \vec{r}' \cdot \vec{t}_r = r - z \cos \theta$

Thay $dl=dz$:

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

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:

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

Từ đó ta tìm được:

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

Theo (2.20), (2.21):

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

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

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_θ và từ trường chỉ có 1 thành phần H_φ .

2.4.3 Các đặc tính bức xạ của dipole Hertz

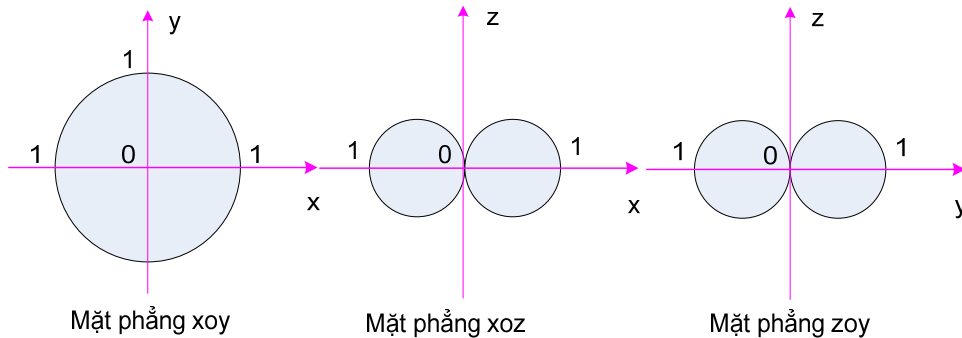
Cường độ trường điện: $\vec{E}(\vec{r}) = jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 L \sin\theta \vec{l}_\theta$

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.

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

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 $Z = 120\pi$ (Ω) trong không gian tự do.

f. Điện trở tổn hao.

Gọi bán kính dây anten dipole là a ; độ dẫn điện riêng là σ 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:

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

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

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

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

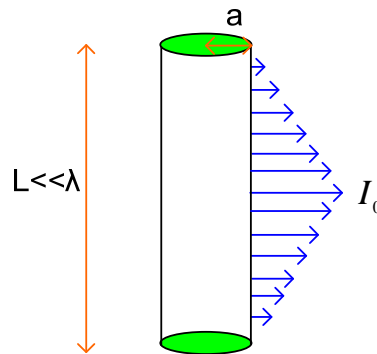
2.5 LƯỠNG CỰC NGẮN (SHORT DIPOLE)

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:

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

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

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

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

Hay:

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

Suy ra :

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

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

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

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

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

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

b. Công suất bức xạ.

$$P_R = \frac{1}{4} P_{RHertz} \quad (2.51)$$

c. Điện trở bức xạ

$$R_R = \frac{1}{4} R_{RHertz} \quad (2.52)$$

d. Điện trở tổn hao

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

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

a: bán kính dây anten

e. Đồ thị bức xạ

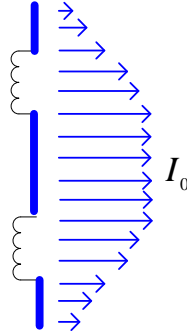
Giống dipole Hertz.

2.6 LƯỜNG CỰC CÓ TẢI 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

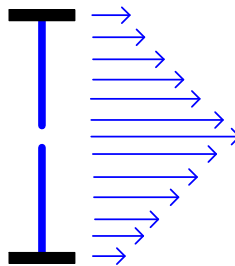
bộ dipole Hertz càng tốt. Điều này có thể đạt được bằng các tải cảm hoặc dung hoặc kết hợp cả hai kỹ thuật.

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.

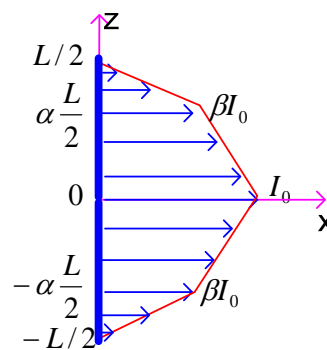


Hình 2.9 – Phân bố dòng trên trên Anten có tải cảm

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 (α, β)

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

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

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

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

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

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

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

Suy ra:

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

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

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

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

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

2.7 LƯỖNG 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 λ và có phân bố dòng trên anten như sau:

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

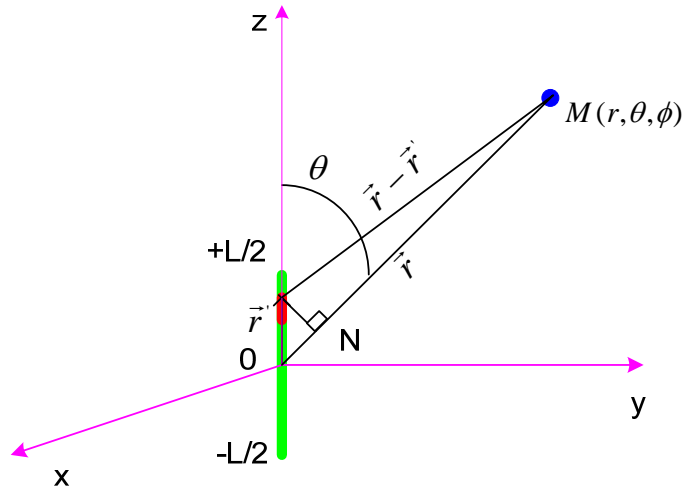
2.7.2 Tính $\vec{E}(\vec{r})$ và $\vec{H}(\vec{r})$

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

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

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

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



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:

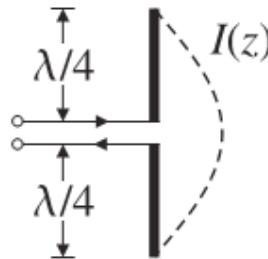
Thành phần thứ nhất: $jkZ \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} I_0 \sin\theta \vec{i}_\theta = \vec{E}(\vec{r})_{Hertz}$

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

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

Cường độ bức xạ:

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

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:

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

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

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

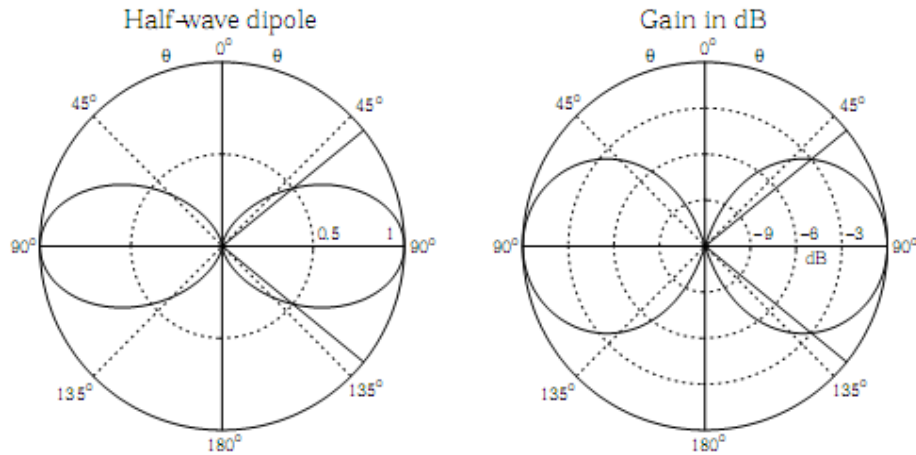
$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_R} = \frac{4}{2,435} \left[\frac{\cos(\frac{\pi}{2}\cos\theta)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2.76)$$

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

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

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

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



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:

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

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 $\vec{H}(\vec{r})$

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

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

Tích 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:

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

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

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 → 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 $\vec{I} = I_0 \vec{l}_\varphi$. Giả sử dòng chạy ngược kim đồng hồ.

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

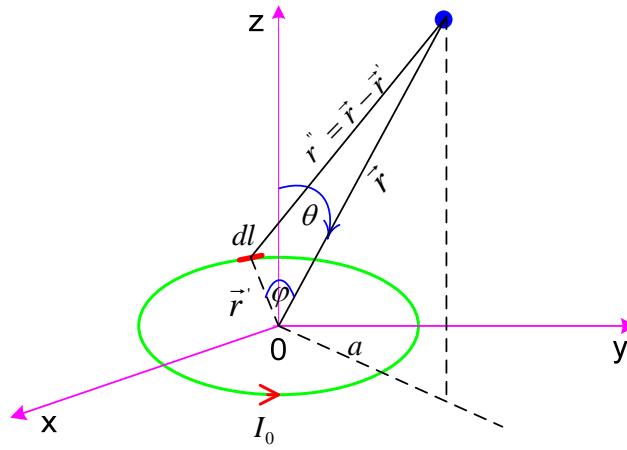
$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_L \vec{I}(z) \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dl \quad (2.90)$$

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.

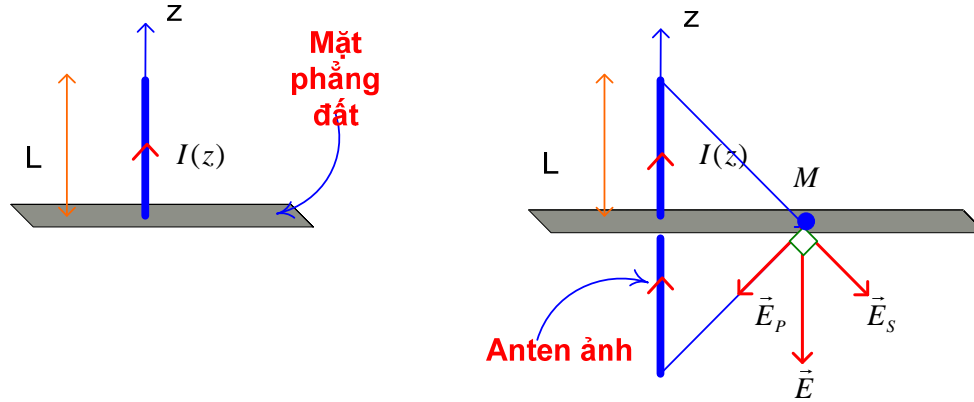
Ta lần lượt xét các anten đơn cực trên mặt đất như sau:

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.

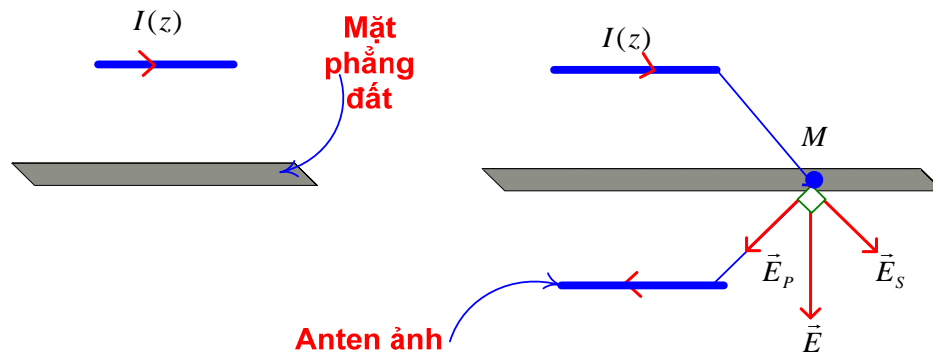
Như vậy; dòng Anten ảnh có: $\begin{cases} \text{biên độ} = \text{biên độ dòng điện Anten thật} \\ \text{pha: ngược pha với Anten thật} \end{cases}$

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.

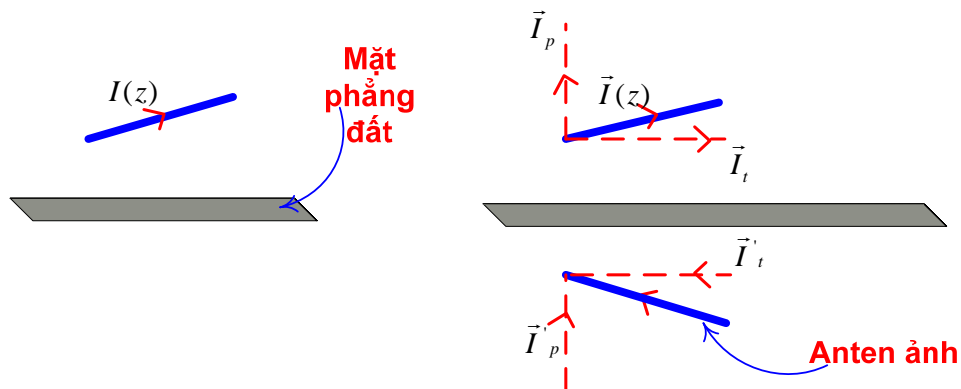


Hình 2.16 – Monopole đặt thẳng đứng trên mặt đất.

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 300MHz. 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:

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

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

Điện trở bề mặt dây:

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

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:

- a. Trờ kháng vào của anten.
- b. Công suất bức xạ.
- c. 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 Ω B. 0,0157 Ω C. 0,0197 Ω D. 0,078 Ω

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 Ω 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

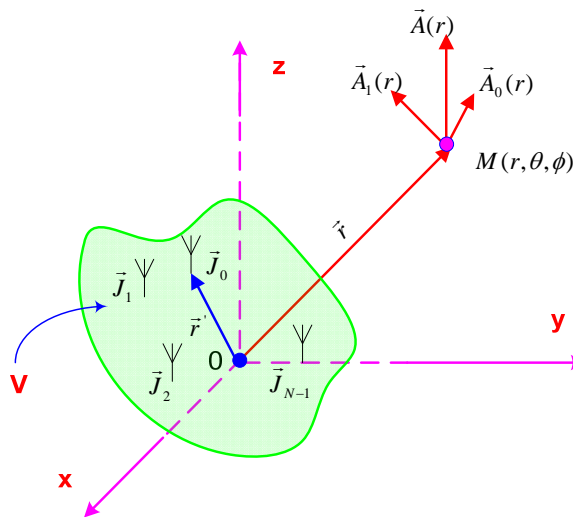
BÀI 3: HỆ THỐNG BỨC XẠ

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.

3.1 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 3.1 - 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:

$$\vec{A}_i(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_i} \vec{J}_i(\vec{r}') e^{jk\vec{r}'\vec{l}_r} dV_i \quad (3.1)$$

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:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{i=0}^{N-1} \vec{J}_i(\vec{r}') \quad (3.2)$$

Do đó:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \iiint_{V_i} \vec{J}_i(\vec{r}') e^{jk\vec{r}'\vec{l}_r} dV_i \quad (3.3)$$

Trong đó:

$$\vec{r}' = \vec{r}_i + \vec{r}'_i \quad (3.4)$$

\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.

$$\vec{J}_i(\vec{r}') = I_i \vec{J}_{ref} \quad (3.5)$$

Thay (3.4) và (3.5) vào (3.3):

$$\begin{aligned} \vec{A}(\vec{r}) &= \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \iiint_{V_i} I_i \vec{J}_{ref} e^{jk(\vec{r}_i + \vec{r}'_i)\vec{l}_r} dV_i \\ &= \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i\vec{l}_r} \iiint_{V_{ref}} \vec{J}_{ref} e^{-jk\vec{r}'_i\vec{l}_r} dV_i \end{aligned} \quad (3.6)$$

Gọi ARFAC (Array Factor) là hệ số sắp xếp:

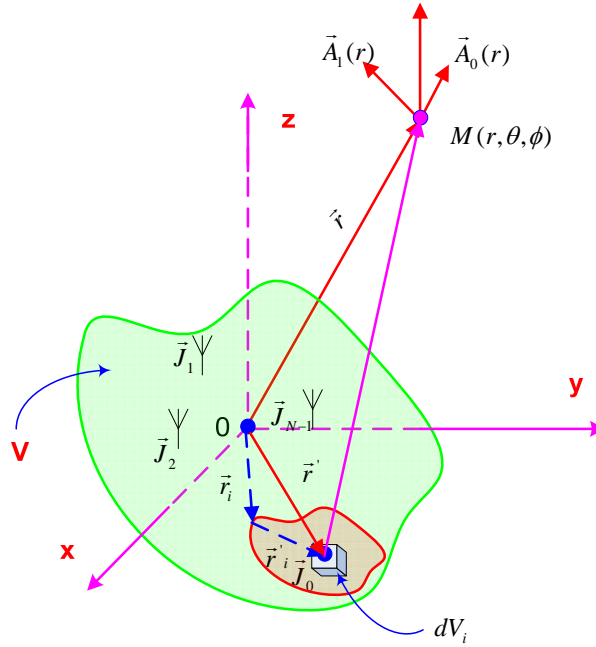
$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i\vec{l}_r} \quad (3.7)$$

Thế vector liên quan đến phần tử tham khảo:

$$\vec{A}_{ref}(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{4\pi} \iiint_{V_{ref}} \vec{J}_{ref} e^{jkr' \cdot \vec{r}} dV_i \quad (3.8)$$

Vậy:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \vec{A}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (3.9)$$



Hình 3.2 - 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:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu[A_\theta\vec{t}_\theta + A_\phi\vec{t}_\phi] \text{ với } \begin{cases} A_\theta = A_{\theta ref} ARFAC \\ A_\phi = A_{\phi ref} ARFAC \end{cases}$$

Do đó:

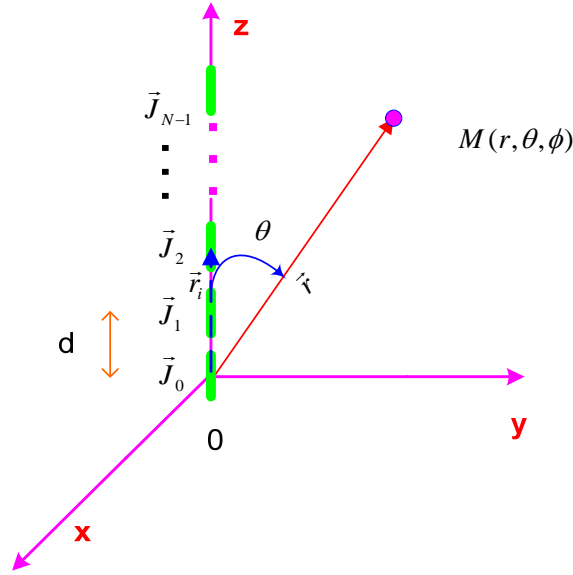
$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (3.10)$$

Tương tự:

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{ref}(\vec{r}) ARFAC \quad (3.11)$$

3.2 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 3.3 - 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 (3.7): $ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jk\vec{r}_i \vec{r}}$

Chọn phần tử thứ 0 làm phần tử tham khảo. Lúc đó:

$$\begin{cases} I_0 = 1 \\ \vec{J}_i = I_i \vec{J}_0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Và:

$$\vec{r}_i = id\vec{l}_z \quad (3.13)$$

Thay vào hệ số sắp xếp ta được:

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jkid\vec{l}_z \vec{r}} = \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{jkid\cos\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} I_i (e^{jkd\cos\theta})^i \quad (3.14)$$

Đặt $C = e^{jkd\cos\theta}$.

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i C^i \quad (3.15)$$

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:

$$\begin{cases} \vec{E}_{ref}(\vec{r}) = 0 \\ ARFAC = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Do ARFAC phụ thuộc vào I_i , d , θ nên ta có thể chọn I_i và d sao cho $ARFAC = 0$ ở một hướng θ nào đó.

Ví dụ 3.1: 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):

$$1 + I_1 e^{jkd/\sqrt{2}} - (1 + I_1) e^{jkd\sqrt{2}} = 0$$

$$\begin{cases} I_1 = 1 + e^{-jkd/\sqrt{2}} \\ I_2 = -2 - e^{-jkd/\sqrt{2}} \end{cases}$$

Nhận 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.

3.3 HỆ THỐNG BỨC XẠ THẲNG KHOẢNG CÁCH ĐỀU KÍCH THÍCH ĐỒNG NHẤT (LCPESA-LINEAR CO-PHASAL EQUALLY SPACED ARRAYS)

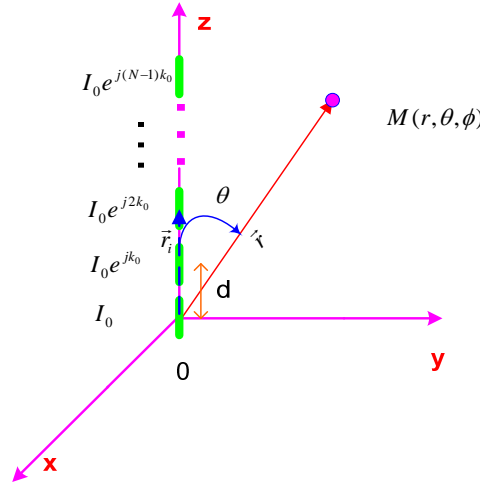
LCPESA là một hệ thống bức xạ thẳng khoảng cách đều gồm N phần tử và kích thích bởi dòng có biên độ giống nhau và pha của 2 phần tử liên tiếp lệch nhau một góc là k_0 .

$$I_i = I_0 e^{jk_0 i} \quad (3.17)$$

Vì hệ thống là LESA nên: $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r}) ARFAC$

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_i (e^{jkdcos\theta})^i = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{jk_0 i} (e^{jkdcos\theta})^i = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{jk_0 i} e^{jkdcos\theta i}$$

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 e^{j(kdcos\theta + k_0)i} = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 C^i \quad (3.18)$$



Hình 3.4 - Hệ thống bức xạ LCPESA

$$ARFAC = \sum_{i=0}^{N-1} I_0 C^i = I_0 \frac{1 - C^N}{1 - C} = I_0 \frac{1 - e^{j(kdcos\theta + k_0)N}}{1 - e^{j(kdcos\theta + k_0)}}$$

Đặt $\psi = kdcos\theta + k_0$:

$$ARFAC = I_0 \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (3.19)$$

$$ARFAC = I_0 \frac{e^{\frac{jN\psi}{2}} \left(e^{-\frac{jN\psi}{2}} - e^{\frac{jN\psi}{2}} \right)}{e^{\frac{j\psi}{2}} \left(e^{-\frac{j\psi}{2}} - e^{\frac{j\psi}{2}} \right)} = I_0 e^{j\frac{(N-1)}{2}\psi} \frac{-2j\sin\frac{N\psi}{2}}{-2j\sin\frac{\psi}{2}}$$

$$ARFAC = I_0 e^{j\frac{(N-1)}{2}\psi} \frac{\sin\frac{N\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}} \quad (3.20)$$

Biên độ của ARFAC là:

$$|ARFAC| = \left| I_0 \frac{\sin\frac{N\psi}{2}}{\sin\frac{\psi}{2}} \right| = \left| I_0 \frac{\frac{\sin\frac{N\psi}{2}}{\frac{N\psi}{2}}}{\frac{\sin\frac{\psi}{2}}{\frac{\psi}{2}}} N \right| \quad (3.21)$$

$$|ARFAC|_{\max} = I_0 N \text{ khi } \frac{N\psi}{2} = m\pi \text{ (} m \text{ là số nguyên) hay } \psi = m \frac{2\pi}{N} \quad (3.22)$$

Khi vẽ ARFAC ta thường sử dụng hàm chuẩn hóa:

$$|ARFAC|_n = \left| \frac{\sin\frac{N\psi}{2}}{N\sin\frac{\psi}{2}} \right| \quad (3.23)$$

Ta thấy ARFAC phụ thuộc vào N, d, k₀ và θ.

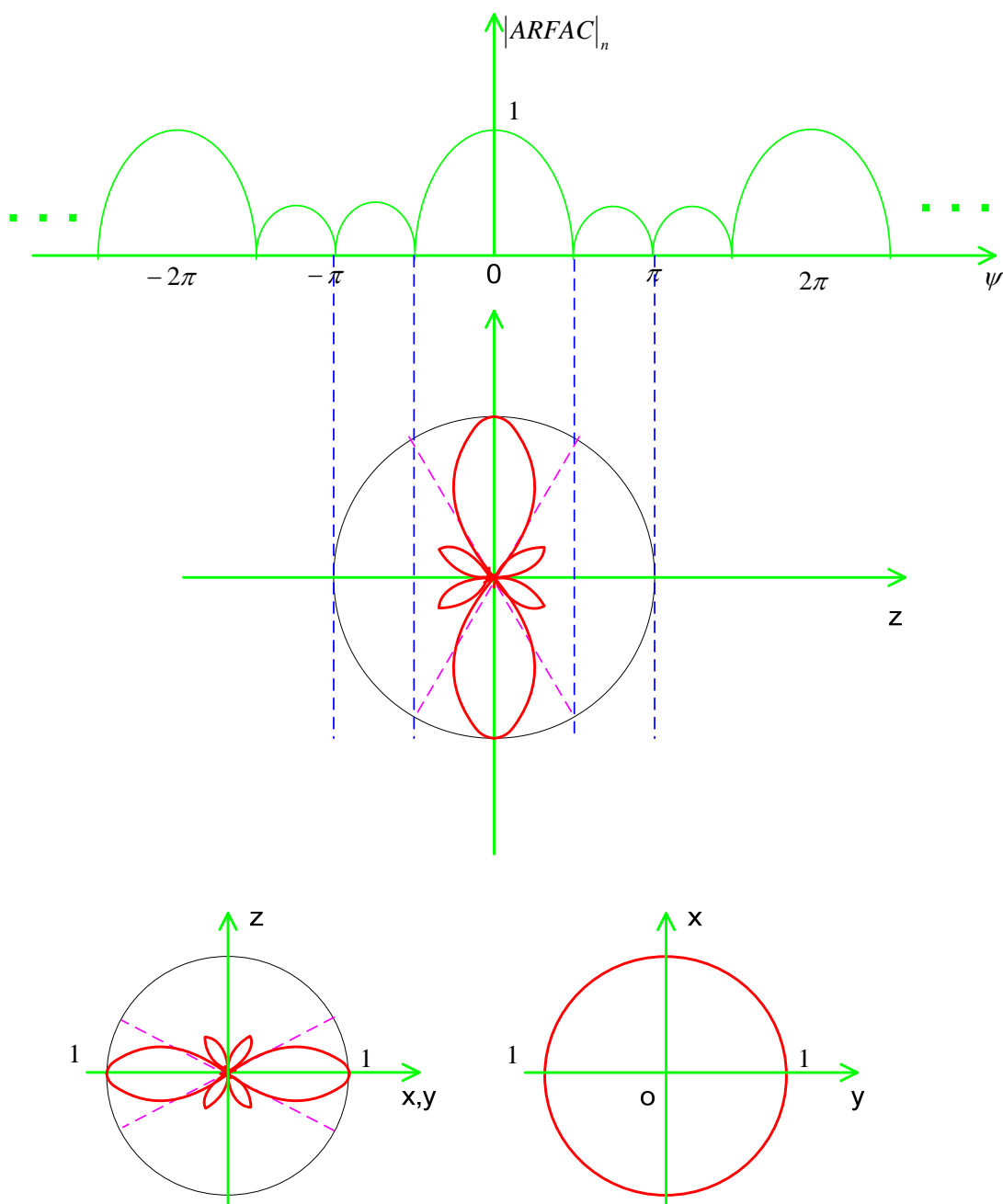
Khảo sát |ARFAC| theo ψ:

Trước hết ta xét ARFAC là hàm theo ψ = kdcosθ + k₀. Hàm này có đặc tính:

- Cực đại khi ψ = 0.
- Có chu kỳ tuần hoàn là 2π và đối xứng xung quanh ψ = π.
- Có N-1 điểm không cách đều nhau một khoảng 2π/N trong một chu kỳ. Do đó trong khoảng [0, 2π] có N-2 búp phụ (do có N-1 điểm không). Búp phụ có độ rộng 2π/N. Tại gốc tọa độ ta có một búp chính với độ rộng 4π/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.



Hình 3.5 – Đồ thị bức xạ của LCPESA

Quy tắc vẽ đồ thị $|ARFAC|$ phụ thuộc vào θ :

Bước 1: Vẽ đồ thị $|ARFAC|$ phụ thuộc vào ψ .

Bước 2: Vẽ một đường thẳng song song với trục ψ ; tên của trục đó là trục của anten xếp dọc trên nó; chiều tăng của trục trùng với chiều tăng của ψ .

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 θ 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 θ đối xứng quanh trục đối với một hệ thống tuyến tính nên ta vẽ trong vòng $0 \leq \theta' < \pi$ (θ' 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 θ qua 3 mặt phẳng xOy , xOz , yOz .

Ví dụ 3.2: Vẽ đồ thị ARFAC theo θ 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 2π . Các điểm không chia $[0, 2\pi]$ thành 4 đoạn bằng nhau. Kết quả mô tả như Hình 3.5.

3.4 CÁC HỆ THỐNG BỨC XẠ HƯỚNG TRỰC BROADSIDE VÀ ENDFIRE

3.4.1 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 (3.21):

$$|ARFAC| = \left| I_0 \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right| \text{ đạt cực đại } I_0 N \text{ khi } \psi = m \frac{2\pi}{N}$$

Xét giá trị cực đại tại gốc tọa độ ta có $m = 0 \rightarrow \psi = k d \cos \theta + k_0 = 0 \rightarrow k_0 = -k d \cos \theta$.

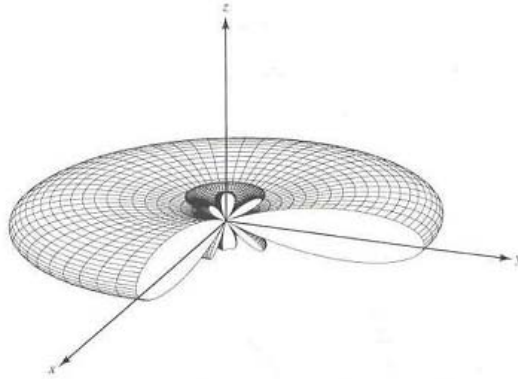
Để hệ thống LCPESA trở thành broadside thì đòi hỏi $|ARFAC|$ đạt cực đại tại giá trị $\theta = \pi/2$ (giả sử hệ thống có các phần tử đặt dọc trục z). Từ đó $k_0 = 0$.

Khảo sát hệ thống bức xạ Broadside, sự phụ thuộc của ARFAC vào N và d :

Hình 3.6 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:

$$d \leq \lambda \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (3.24)$$



Hình 3.6 – Đồ thị bức xạ của hệ thống broadside

3.4.2 Hệ thống endfire

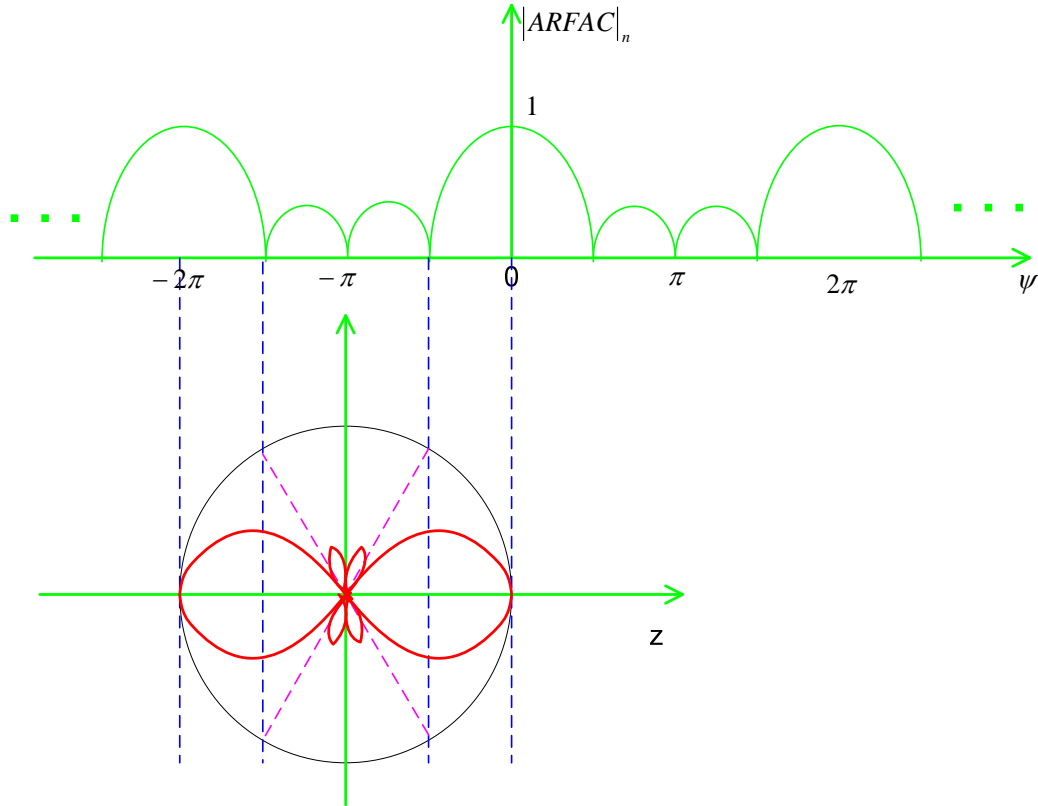
Hệ thống Endfire thường: là hệ thống LCPESA có hướng bức xạ cực đại trùng với trục đặt anten. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục z . Khi đó điều kiện để trở thành endfire thường:

$$\begin{cases} \psi = 0 \\ \theta = 0^\circ \end{cases} \rightarrow \begin{cases} kdcos\theta + k_0 = 0 \\ \theta = 0^\circ \end{cases} \rightarrow k_0 = -kd \quad (3.25)$$

Ví dụ 3.3: Vẽ đồ thị ARFAC theo θ 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

$$N = 4; kd = \pi \rightarrow k_0 = -\pi.$$



Hình 3.7 – Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire thường

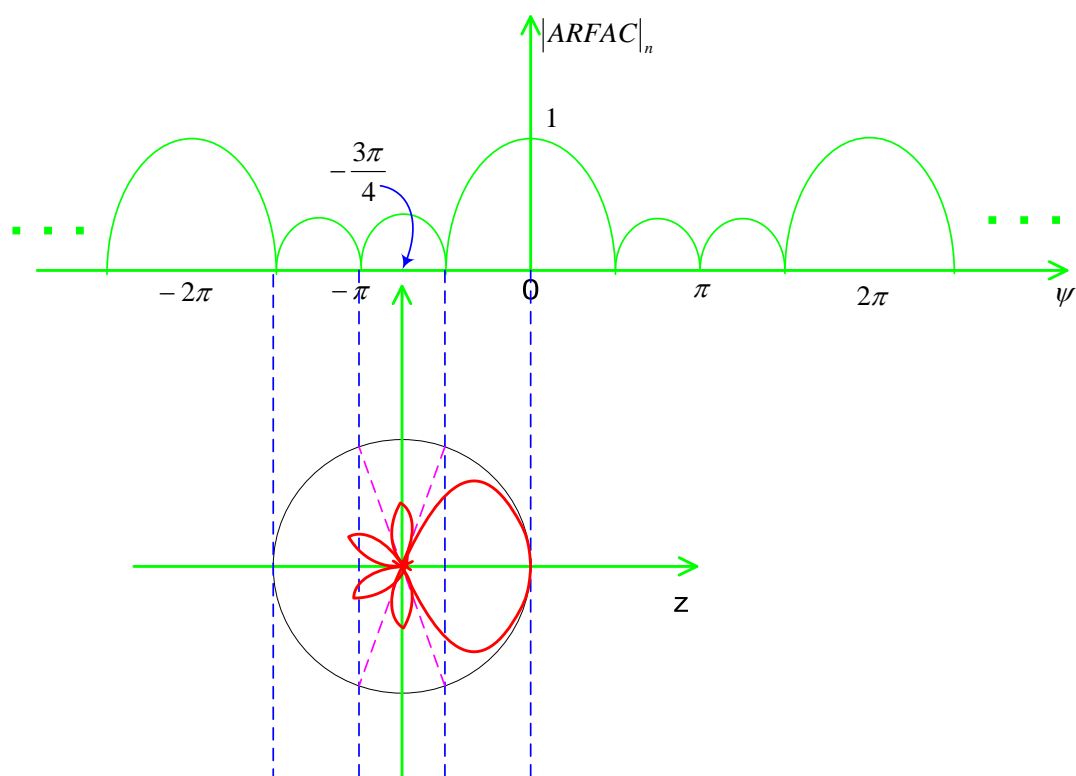
Hệ thống endfire loại 1: là hệ thống endfire thường và không có búp phụ phía sau búp chính. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục z . Khi đó điều kiện để trở thành endfire loại 1:

$$\begin{cases} k_0 = -kd \\ 2kd = 2\pi - \frac{2\pi}{N} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_0 = -kd \\ d = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \end{cases} \rightarrow k_0 = -\pi \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (3.26)$$

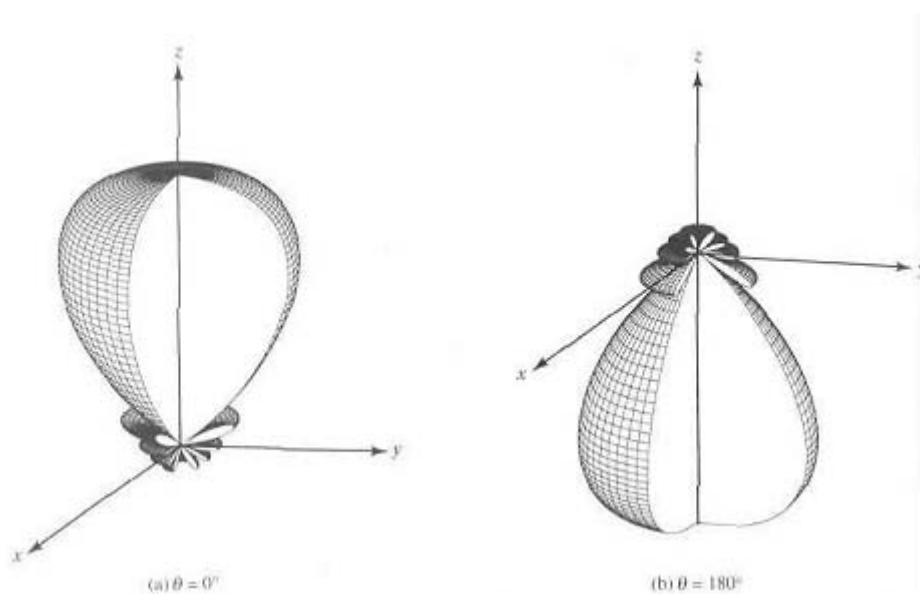
Ví dụ 3.4: Vẽ đồ thị ARFAC theo θ cho hệ thống bức xạ endfire loại 1 gồm 4 phần tử đặt dọc trục z .

Giải

$$d = 3\lambda/8, k_0 = -3\pi/4.$$



Hình 3.8 – Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire loại 1



Hình 3.9 – Đồ thị bức xạ trong không gian của hệ thống endfire loại 1

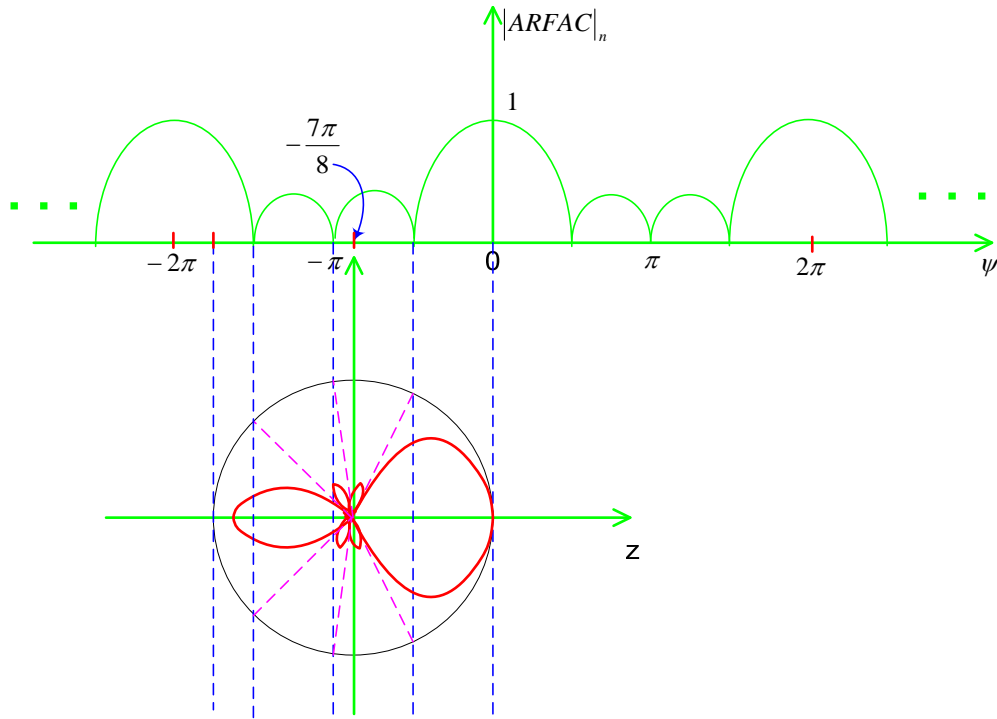
Hệ thống endfire loại 2: là hệ thống endfire thường và có một búp phụ phía sau búp chính. Giả sử các phần tử bức xạ đặt trên trục z . Khi đó điều kiện để trở thành endfire loại 2:

$$\begin{cases} k_0 = -kd \\ 2kd = 2\pi - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{N} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_0 = -kd \\ d = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{2N}\right) \end{cases} \rightarrow k_0 = -\pi \left(1 - \frac{1}{2N}\right) \quad (3.27)$$

Ví dụ 3.5: Vẽ đồ thị ARFAC theo θ cho hệ thống bức xạ endfire loại 2 gồm 4 phần tử đặt dọc trục z .

Giải

$$d = 7\lambda/16, k_0 = -7\pi/8.$$



Hình 3.10 – Đồ thị bức xạ của hệ thống endfire loại 1

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:

$$\begin{cases} k_0 = -kd - \frac{1}{2} \frac{2\pi}{N} = -\left(kd + \frac{\pi}{N}\right) \\ d < \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \end{cases} \quad (3.28)$$

3.5 ĐỘ RỘNG BỨC XẠ KHÔNG, ĐỘ RỘNG NỬA CÔNG SUẤT VÀ HỆ SỐ ĐỊNH HƯỚNG CỦA HỆ THỐNG BỨC XẠ

3.5.1 Độ rộng bức xạ không (BWFN)

Các hướng bức xạ không của hệ thống được xác định từ điều kiện $|ARFAC| = 0 \rightarrow \psi = kdcos\theta + k_0 = m2\pi/N$. Chọn $m = \pm 1$:

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(-k_0 \pm \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (3.29)$$

Đối với hệ thống broadside ($k_0 = 0$) và gần broadside:

$$FNBW = \theta_{\text{left}} - \theta_{\text{right}} \quad (3.30)$$

$$FNBW = \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(-k_0 - \frac{2\pi}{N} \right) \right] - \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(-k_0 + \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (3.31)$$

Đối với hệ thống endfire:

$$FNBW = 2 \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(-k_0 - \frac{2\pi}{N} \right) \right] \quad (3.32)$$

3.5.2 Độ rộng nửa công suất (HPBW)

Hệ thống broadside và gần broadside:

$$HPBW = 0,866 \frac{\lambda}{Nd} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \theta_m \right) \quad (3.33)$$

θ_m : hướng bức xạ cực đại ($\theta_m \approx \pi/2$)

Hệ thống endfire:

$$HPBW = 2 \sqrt{0,866 \frac{\lambda}{Nd}} \quad (3.34)$$

3.5.3 Hệ số định hướng

$$D = \begin{cases} \frac{2L}{\lambda} & \text{gần broadside} \\ \frac{4L}{\lambda} & \text{endfire} \\ 7,28 \frac{L}{\lambda} & \text{Hansen – woodyard} \end{cases} \quad (3.35)$$

Với $L = Nd$ là chiều dài của hệ thống.

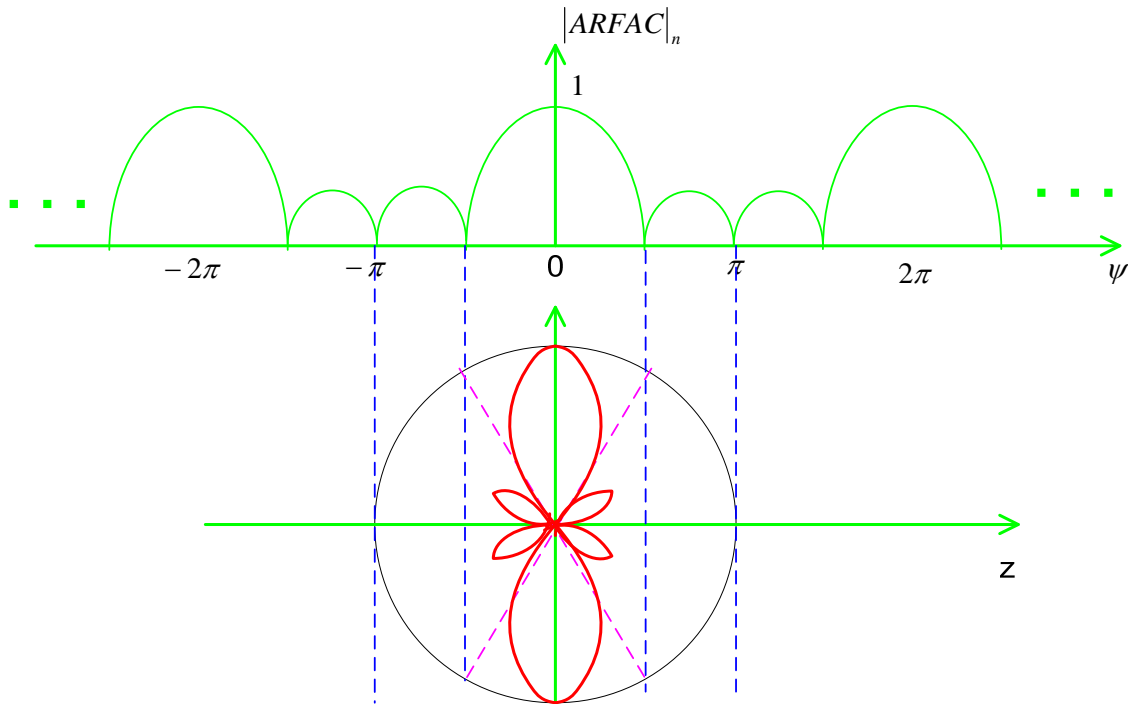
3.6 NHÂN ĐỒ THỊ

Từ (3.10): $\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_{ref}(\vec{r})ARFAC$, 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.

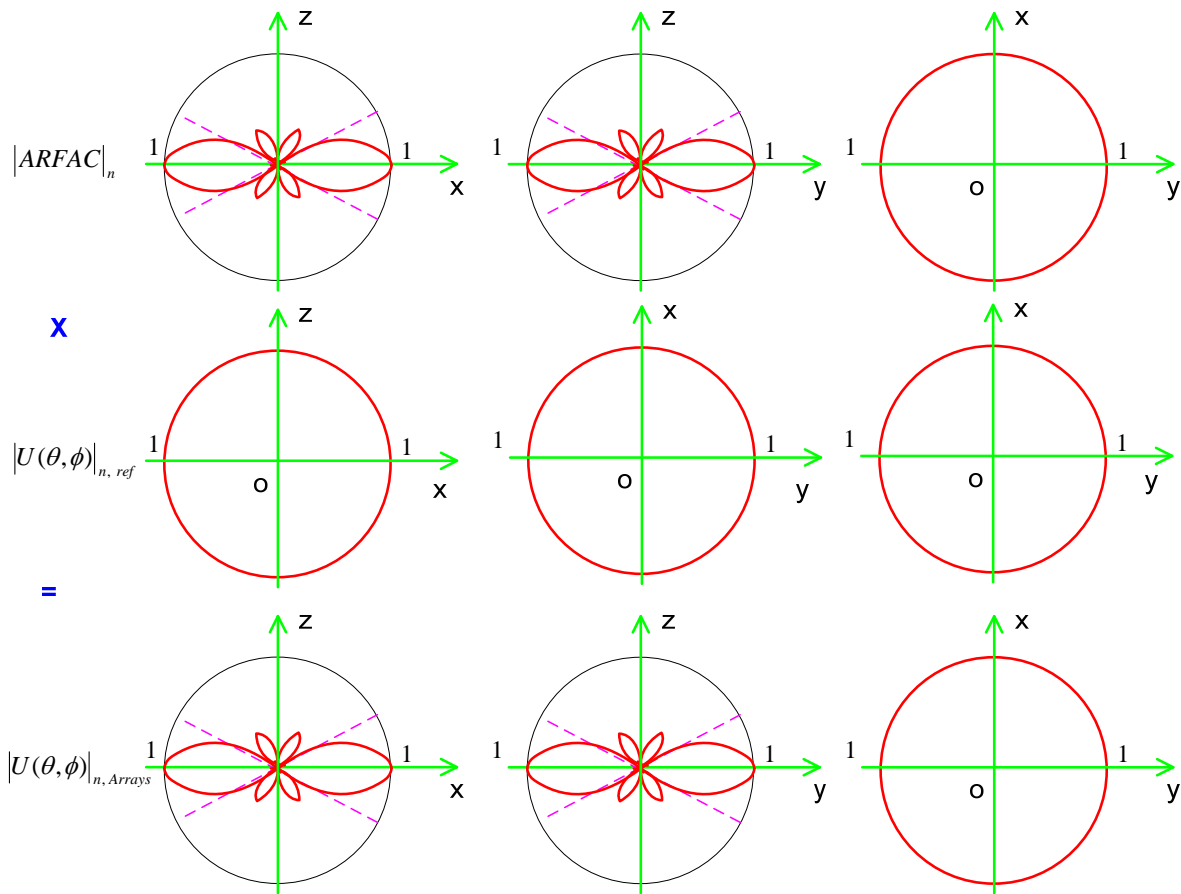
Ví dụ 3.6: Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống anten có 4 phần tử bức xạ đẳng hướng, được đặt thẳng hàng cách nhau $d = \lambda/2$ và $k_0 = 0$ dọc trục z .

Giải:

Đồ thị của $|ARFAC|$:



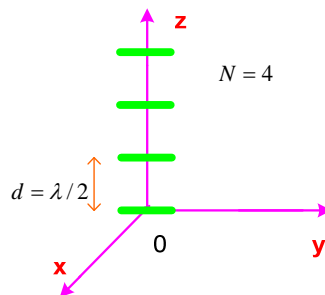
Hình 3.11 – $|ARFAC|$ của hệ thống anten có 4 phần tử



Hình 3.12 – Đồ thị $|ARFAC|$, phần tử chuẩn và hệ thống bức xạ 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 $|ARFAC|$.

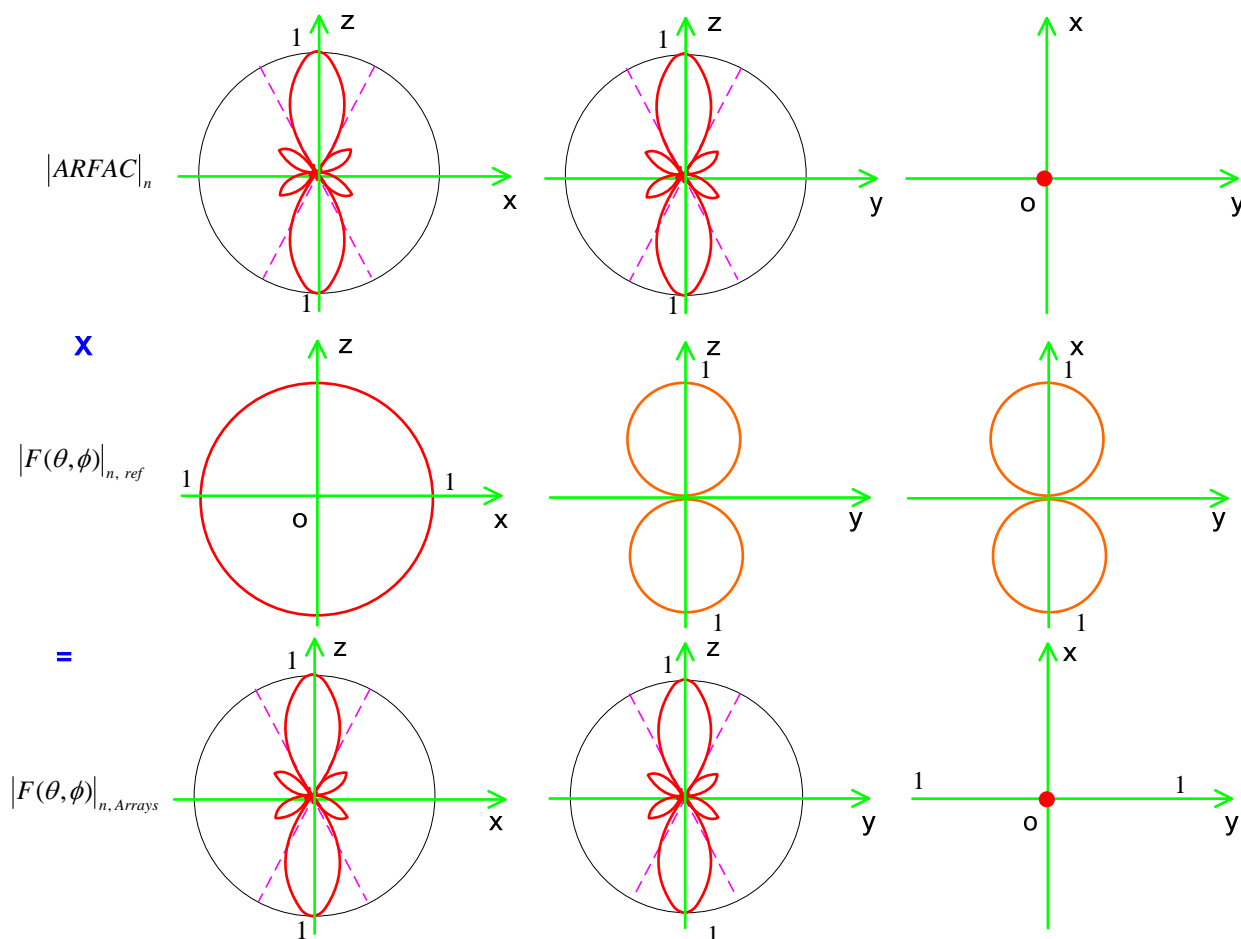
Ví dụ 3.7: Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống bức xạ có 4 phần tử dipole Hertz được đặt dọc trên trục z thẳng hàng cách nhau $d = \lambda/2$ và $k_0 = -\pi$.



Hình 3.13 – Sắp xếp của các phần tử

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 3.14.



Hình 3.14 – Đồ thị $|ARFAC|$, phần tử chuẩn và hệ thống bức xạ của hệ thống anten có 4 phần tử dipole Hertz

Chú ý: anten chuẩn dipole Hertz đặt dọc trục y ; nên đồ thị bức xạ thay trục z bởi trục y .

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:

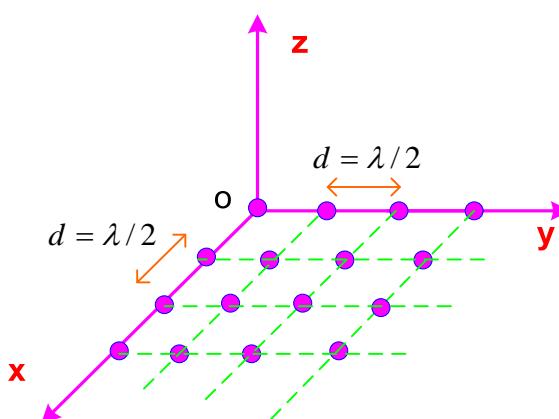
- $N = 4$, $d = \lambda$, $k_0 = \pi/2$, các phần tử xếp dọc trục y và đặt trên trục z .
- $N = 3$, $d = \lambda/2$, $k_0 = \pi/2$, các phần tử xếp dọc trục y và đặt trên trục y .
- $N = 4$, $d = \lambda$, $k_0 = 0$, các phần tử xếp dọc trục z và đặt trên trục z .
- $N = 4$, $d = \lambda/2$, $k_0 = \pi/2$, 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.

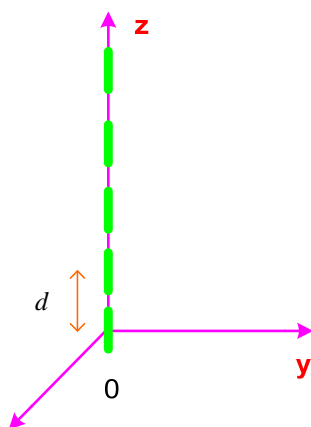
Câu 3: Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống với các phần tử là anten đẳng hướng đặt cách nhau $d = \lambda/2$ và kích thích đồng pha ($k_0 = 0$) như Hình 3.15.

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 3.16. Vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống.

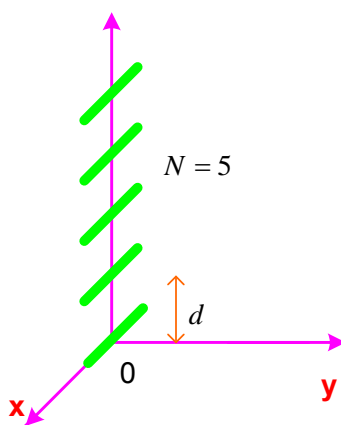
Câu 5: Cho một hệ thống anten endfire loại 1 gồm 5 phần tử anten dipole ngắn (short dipole) đặt cách nhau một khoảng cách d như Hình 3.17. Hãy vẽ đồ thị bức xạ của hệ thống.



Hình 3.15



Hình 3.16



Hình 3.17

BÀI 4: 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.

4.1 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 kì 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 10¹⁵ Hz.

+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

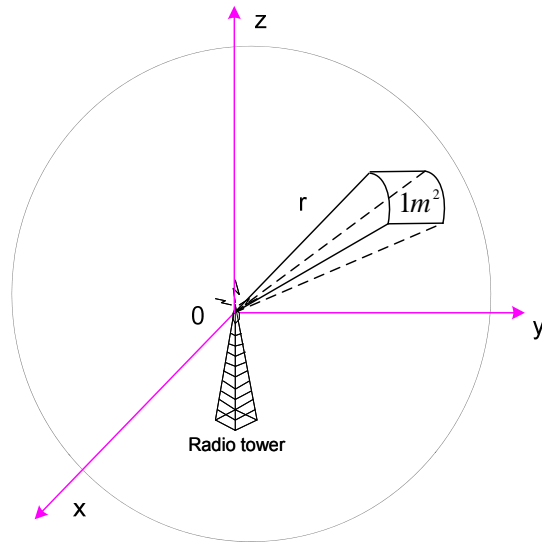
Quy ước về các dải tần số và phạm vi ứng dụng:

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

Tên băng tần	Viết tắt	ITU band	Tần số/ Bước sóng	Ghi chú
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	
Millimeter wave			40-300 GHz 7,5-1mm	
Submillimeter wave			300-3000 GHz 1-0,1mm	

4.2 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 $\varepsilon' = 1$). 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 4.1 - Mật độ công suất bức xạ đẳng hướng

$$S = \frac{P_R}{4\pi d^2} [W/m^2] \quad (4.1)$$

Giá trị S trong biểu thức trên cũng chính là giá trị trung bình của vector Poynting Π_{tb} ở trên mặt cầu.

$$S = \Pi_{tb} = E_h H_h [W/m^2] \quad (4.2)$$

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:

$$H_h = \frac{E_h}{Z} \quad (4.3)$$

Z là trở kháng sóng của môi trường. Đối với không gian tự do:

$$\begin{aligned} Z &= Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \\ \epsilon_0 &= \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} [F/m] \\ \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m] \end{aligned} \quad (4.4)$$

Thế (4.3) và (4.4) vào (4.2):

$$S = \frac{E_h^2}{120\pi} \quad (4.5)$$

Thế (4.5) vào (4.1):

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_R}{d^2}} \quad (4.6)$$

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:

$$e = \frac{P_R}{P_A} \quad (4.7)$$

Từ đó:

$$E_h = \sqrt{\frac{30eP_A}{d^2}} \quad (4.8)$$

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.

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_R D}{d^2}} \quad (4.9)$$

Mà độ lợi anten phát $G_t = e \cdot D$:

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} \quad (4.10)$$

Giá trị biên độ của cường độ trường của anten có hướng:

$$E_m = E_h \sqrt{2} = \sqrt{\frac{60P_A G_t}{d^2}} \quad (4.11)$$

Anten thu có thể điều chỉnh vị trí để nó 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:

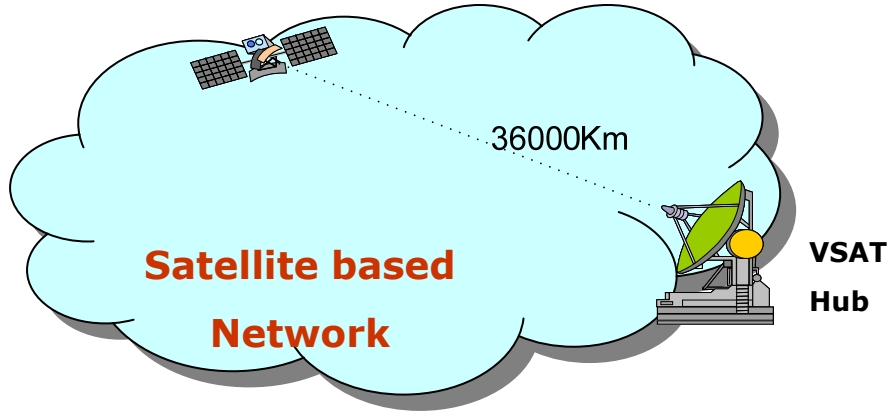
$$P_C = S.A_{eff} = \frac{P_A G_t}{4\pi d^2} A_{eff} \quad (4.12)$$

Diện tích hiệu dụng A_{eff} của anten được tính như sau:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r PLF \quad (4.13)$$

Giả sử anten thu phối hợp phân cực với anten phát nên $PLF=1$:

$$P_C = \frac{P_A G_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \rightarrow \frac{P_C}{P_A} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.14)$$



Hình 4.2 – 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. Thì 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:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_t G_r \frac{0,57 \cdot 10^{-3}}{(df)^2} \quad (4.15)$$

Trong đó khoảng cách tính bằng km và tần số tính bằng MHz. Biểu diễn dưới dạng Decibel:

$$\left(\frac{P_r}{P_t} \right)_{dB} = (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - \underbrace{(32,5 + 20\log_{10} d + 20\log_{10} f)}_{(L_0)_{dB}} \quad (4.16)$$

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.

$$(L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f \quad (4.17)$$

Ví dụ 4.1: Trong hệ thống thông tin vệ tinh có thể giả thiết là sóng truyền trong không gian tự do. Vệ tinh ở độ cao 36000km, 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:

$$(L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f = 32,5 + 20\log_{10}36000 + 20\log_{10}4000 = 196 \text{ dB}$$

$$\left(\frac{P_r}{P_t}\right)_{dB} = (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - (L_0)_{dB} = 15 + 45 - 196 = -136 \text{ dB}$$

$$\frac{P_r}{P_t} = 10^{-136/10} = 0,25 \cdot 10^{-13}$$

$$P_r = 0,25 \cdot 10^{-13} \cdot 200 = 5 \cdot 10^{-12} \text{ W} = 5 \text{ pW}.$$

4.3 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.

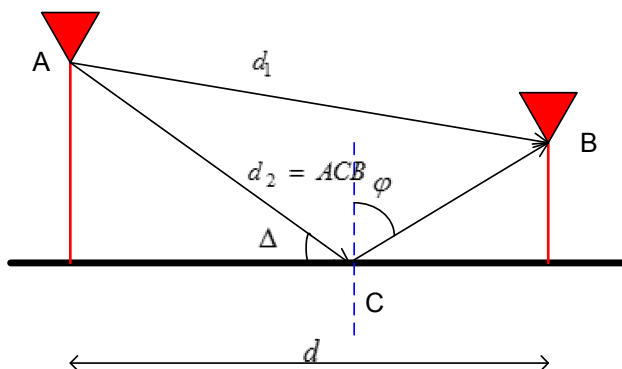
4.3.1 Anten đặt trên mặt đất phẳng

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.

4.3.1.1 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 4.3 – Mô hình truyền sóng tăng 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 $|\Gamma|$, φ của hệ số phản xạ thường xác định theo thực nghiệm.

4.3.1.2 Giao thoa

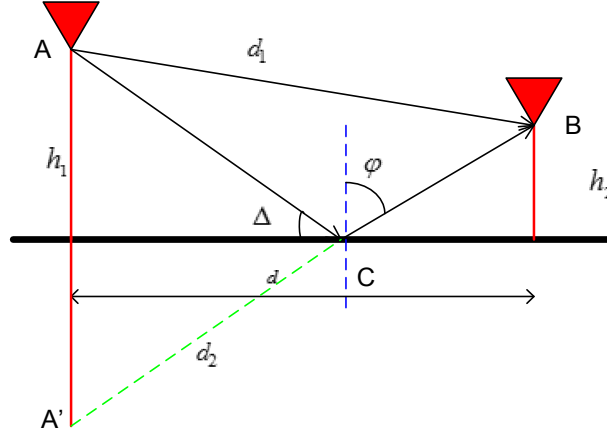
Do có sự phản xạ từ mặt đất nên trường tại điểm thu là tổng hợp sóng tới và sóng phản xạ. Hiện tượng này được gọi là giao thoa và phụ thuộc vào $|\Gamma|$, φ . Độ lệch pha của sóng tới và sóng phản xạ phụ thuộc vào φ và sự chênh lệch độ dài đường đi của 2 tia:

$$\Delta d = d_2 - d_1 \quad (4.18)$$

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 4.4 – 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:

$$\dot{E}_1 = \sqrt{\frac{30P_{AG_t}}{d_1^2}} e^{-j(\omega t - kd_1)} \quad (4.19)$$

$$E_1(t) = \sqrt{\frac{30P_{AG_t}}{d_1^2}} \cos(\omega t - kd_1) \quad (4.20)$$

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:

$$\dot{E}_2 = \sqrt{\frac{30P_{AG_t}}{d_2^2}} e^{-j(\omega t - kd_2)} |\Gamma| e^{j\varphi} \quad (4.21)$$

$$E_2(t) = \sqrt{\frac{30P_{AG_t}}{d_2^2}} |\Gamma| \cos(\omega t - kd_2 - \varphi) \quad (4.22)$$

(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:

$$d_2 = d_1 + \Delta d \approx d_1 \approx d \quad (4.23)$$

✓ Khi tính pha:

$$d_1 = AB = \sqrt{d^2 + (h_1 - h_2)^2} \quad (4.24)$$

$$d_2 = ACB = A'B = \sqrt{d^2 + (h_1 + h_2)^2} \quad (4.25)$$

$$d_2^2 - d_1^2 = 4h_1h_2 = (d_2 - d_1)(d_2 + d_1) \approx \Delta d \cdot 2d \quad (4.26)$$

$$\Delta d = \frac{2h_1h_2}{d} \quad (4.27)$$

Từ đó:

$$\dot{E}_2 = \sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} |\Gamma| e^{-j(\omega t - k(d_1 + \Delta d) - \varphi)} \quad (4.28)$$

$$\dot{E}_2 = \underbrace{\sqrt{\frac{30P_A G_t}{d^2}} e^{-j(\omega t - kd_1)}}_{\dot{E}_1} |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)} \quad (4.29)$$

Do đó ta có:

$$\dot{E} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 = \dot{E}_1 (1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)}) = \dot{E}_1 F \quad (4.30)$$

Với $F = 1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)}$ là hàm giao thoa.

$$F = 1 + |\Gamma| e^{j(\varphi + k\Delta d)} = 1 + |\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + j|\Gamma| \sin(\varphi + k\Delta d) \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} |F| &= \sqrt{(1 + |\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d))^2 + (|\Gamma| \sin(\varphi + k\Delta d))^2} = \\ &= \sqrt{1 + |\Gamma|^2 \cos^2(\varphi + k\Delta d) + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2 \sin^2(\varphi + k\Delta d)} \\ |F| &= \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Thế (4.19) và (4.32) vào (4.30):

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + k\Delta d) + |\Gamma|^2} \quad (4.33)$$

Biểu thức (4.33) 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: $|\Gamma| = 1$, $\varphi = \pi$

$$|F| = \sqrt{2 - 2|\Gamma|\cos(k\Delta d)} = 2 \left| \sin\left(\frac{k\Delta d}{2}\right) \right| \quad (4.34)$$

Thay (4.27) vào (4.34):

$$|F| = 2 \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \right| \quad (4.35)$$

Lúc đó:

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} 2 \left| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}\right) \right| \quad (4.36)$$

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 (4.36) trở thành:

$$|E|_{hd} = \frac{\sqrt{30P_A G_t}}{d} \frac{4\pi h_1 h_2}{d\lambda} \quad (4.37)$$

Nếu thay đơn vị của P_A thành kW, d thành km, ta được công thức Vedenski:

$$|E|_{hd} [mV/m] = \frac{2,18\sqrt{P_{A,kW} G_t}}{d_{km}^2 \lambda_m} h_{1,m} h_{2,m} \quad (4.38)$$

Ví dụ 4.2: 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.

a. Xác định cường độ trường tại anten thu cao 2m.

b. 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.

$$E_r = E \cos \phi$$

$$E = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \text{ không đổi} \rightarrow E_{\max} \text{ khi } F_{\max}.$$

$$F = 2 \sin \frac{\Delta \Phi}{2} = 2 \sin \frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} \rightarrow F_{\max} \text{ khi } \left| \sin \left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda} \right) \right| = 1 \rightarrow \frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda} = \frac{\pi}{2} + n\pi$$

$$n = 0: \frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = \frac{\pi}{2} \rightarrow h_r = \frac{d\lambda}{4h_t} = \frac{10 \times 10^3 \times 0,5}{4 \times 120} = 10,41m$$

$$n = 1: \frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = \frac{3\pi}{2} \rightarrow h_r = \frac{3d\lambda}{4h_t} = \frac{3 \times 10 \times 10^3 \times 0,5}{4 \times 120} = 31,25m$$

4.3.2 Anten đặt trên mặt đất cầu

4.3.2.1 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.

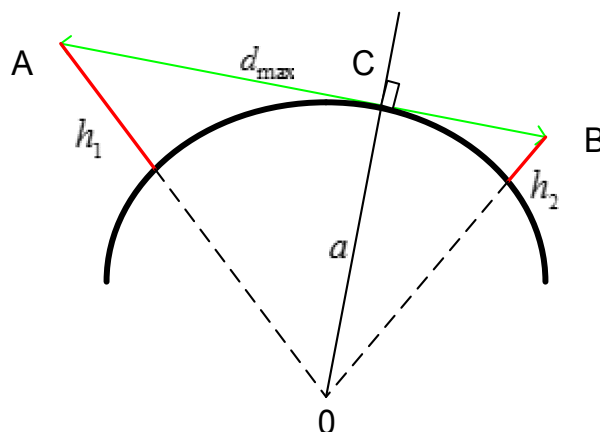
✓ Một thông số quan trọng của đường thông tin trong trường hợp này là tầm nhìn thẳng. Tầm nhìn thẳng được xác định bởi độ dài của đoạn thẳng tiếp tuyến với mặt đất nối giữa anten thu, anten phát.

Ta có thể xác định được khoảng cách tầm nhìn thẳng d_{\max} như sau:

$$d_{\max} = AC + CB = \sqrt{(a + h_1)^2 - a^2} + \sqrt{(a + h_2)^2 - a^2} \approx \sqrt{2ah_1} + \sqrt{2ah_2}$$

$$d_{\max} = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (4.39)$$

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 4.5 – Tầm nhìn thẳng của tuyến liên lạc

Do hiện tượng khúc xạ nên bán kính Trái Đất xem như = 4/3 bán kính thật:

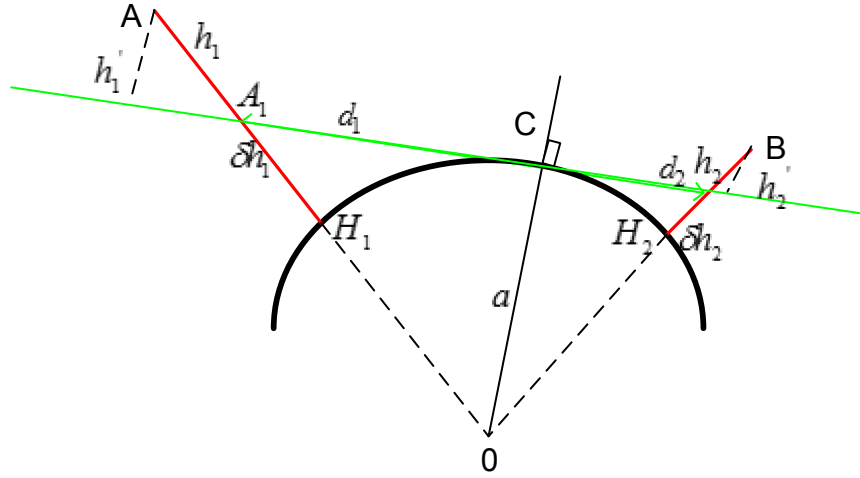
$$d_{\max}[km] = 4,124(\sqrt{h_{1,m}} + \sqrt{h_{2,m}}) \quad (4.40)$$

+ 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.

4.3.2.2 Thông tin cự ly lớn

Ta khảo sát bài toán truyền sóng trên mặt đất hình cầu, nghĩa là $d > 0,2d_{\max}$.



Hình 4.6 – Thông tin cự ly lớn

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 $d = d_1 + d_2$.

$$\begin{aligned} d &= \widehat{H_1 H_2} \\ d_1 &= \widehat{H_1 C} \\ d_2 &= \widehat{C H_2} \end{aligned}$$

Trong hình này ta đã phóng đại kích thước anten để nhìn được rõ. Thực ra với chiều cao thật của anten thì góc lệch giữa h_1 và h_1' ; h_2 và h_2' khá bé và có thể bỏ qua được. Khi đó ta có thể viết:

$$\begin{aligned} h_1' &= h_1 - \delta h_1 \\ h_2' &= h_2 - \delta h_2 \end{aligned} \quad (4.41)$$

Từ tam giác OA_1C và OCB_1 , ta được:

$$A_1C^2 + a^2 = (\delta h_1 + a)^2 = \delta h_1^2 + a^2 + 2a\delta h_1$$

Vì $\delta h_1 \ll a$:

$$A_1C^2 \approx 2a\delta h_1$$

$$\delta h_1 = \frac{A_1C^2}{2a} \quad (4.42)$$

Tương tự:

$$\delta h_2 = \frac{B_1 C^2}{2a} \quad (4.43)$$

Suy ra:

$$\begin{aligned} h'_1 &= h_1 - \frac{A_1 C^2}{2a} \\ h'_2 &= h_2 - \frac{B_1 C^2}{2a} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Khi cự ly nhỏ: điểm C phản xạ có thể tìm được giống như khi mặt đất phẳng:

$$\begin{aligned} A_1 C &= d_1 = d \frac{h_1}{h_1 + h_2} \\ B_1 C &= d_2 = d \frac{h_2}{h_1 + h_2} \end{aligned} \quad (4.45)$$

Với cự ly lớn: đường thẳng $A_1 B_1$ và đường gấp khúc ACB gần như trùng nhau, ta có thể coi $d \approx d_{\max}$:

$$\begin{aligned} A_1 C &= d_1 \approx \sqrt{2ah_1} \\ B_1 C &= d_2 \approx \sqrt{2ah_2} \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\text{Mà: } d \approx d_{\max} = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \rightarrow \sqrt{2a} = \frac{d}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}}$$

Ta tìm được:

$$\begin{aligned} A_1 C &\approx d \frac{\sqrt{h_1}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}} \\ B_1 C &\approx d \frac{\sqrt{h_2}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}} \end{aligned} \quad (4.47)$$

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 4.3: 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.

a. Xác định tầm nhìn thẳng của tuyến liên lạc. Từ đó xác định mặt đất được xem là phẳng hay cầu.

b. Tìm cường độ trường tại anten thu.

Giải

a.

$$d_{\max}[km] = 4,124(\sqrt{h_{1,m}} + \sqrt{h_{2,m}}) = 4,124(\sqrt{100} + \sqrt{10}) = 54,28km$$

$d = 12 \text{ km} > 0,2d_{\max} = 10,86 \text{ km} \rightarrow$ mặt đất được xem như mặt cầu.

b.

$$d_1 = d \frac{h_1}{h_1 + h_2} = 12 \frac{100}{100 + 10} = 10,91 \text{ km}$$

$$d_2 = d \frac{h_2}{h_1 + h_2} = 12 \frac{10}{100 + 10} = 1,091 \text{ km}$$

$$h'_t = h_1 - \frac{d_1^2}{2a} = 100 - \frac{(10,91 \cdot 10^3)^2}{2 \cdot \frac{4}{3} \cdot 6378 \cdot 10^3} = 93m$$

$$h'_t = h_2 - \frac{d_2^2}{2a} = 10 - \frac{(1,091 \cdot 10^3)^2}{2 \cdot \frac{4}{3} \cdot 6378 \cdot 10^3} = 9,93m$$

$$(G_t)_{dB} = 20 \rightarrow G_t = 100$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2m$$

$$\frac{2\pi h_t h_r}{d\lambda} = 0,077\pi < \frac{\pi}{9}$$

$$\rightarrow E_r = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \frac{4\pi h'_t h'_r}{d\lambda} = \frac{\sqrt{30 \cdot 50 \cdot 100}}{12 \cdot 10^3} \frac{4\pi \cdot 93 \cdot 9,93}{12 \cdot 10^3 \cdot 2} = 15,6 \cdot 10^{-3} V/m$$

4.4 TRUYỀN SÓNG BẰNG PHẢN XẠ TRÊN TẦNG ĐIỆN LY.

4.4.1 Cấu tạo tầng điện ly

Tầng điện ly là miền ion hóa khí quyển, độ cao $60km \rightarrow 1000km$.

4.4.1.1 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.

4.4.1.2 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.

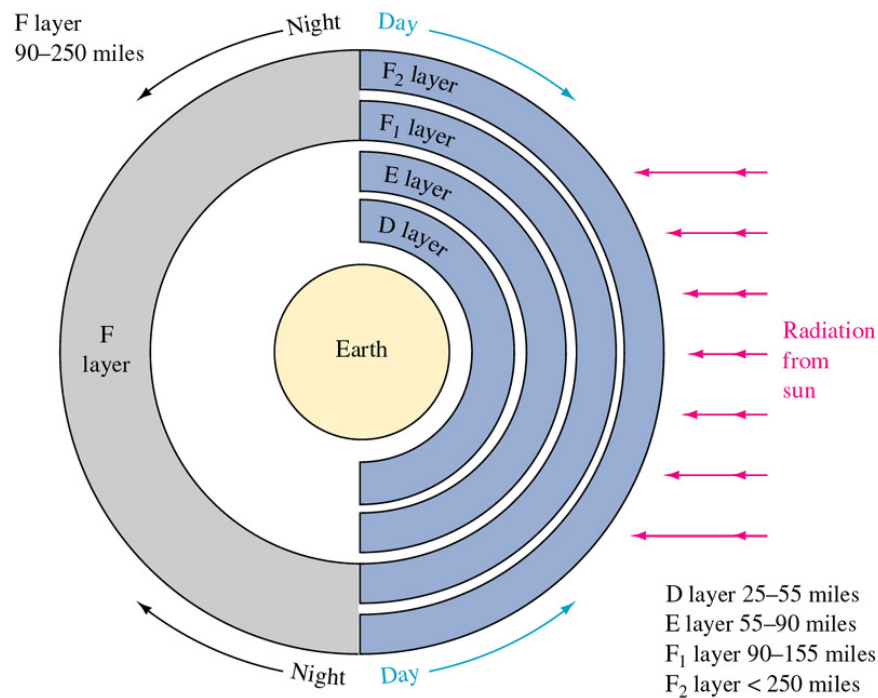
4.4.1.3 Các lớp ion hóa

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.



Hình 4.7 – Các lớp ion hóa trong tầng điện ly

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.

4.4.2 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 ε' được tính:

$$\varepsilon' = 1 - \frac{Nq^2}{\varepsilon_0 m \omega^2} \quad (4.48)$$

Trong đó:

N : mật độ electron [m^{-3}]

q : điện tích electron = $1,6 \times 10^{-19}$ [C]

ε_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]

ω : 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:

$$\varepsilon' = 1 - 81 \frac{N}{f^2} \quad (4.49)$$

Để dàng thấy rằng, ứng với mật độ điện tử N nhất định, ta có thể tìm được tần số ω_N sao cho hệ số điện môi tương đối = 0.

$$\omega_N^2 = \frac{Nq^2}{\varepsilon_0 m} \rightarrow f_N = 9\sqrt{N} \quad (4.50)$$

Tần số này được gọi là tần số plasma.

$$\varepsilon' = 1 - \left(\frac{\omega_N}{\omega}\right)^2 = 1 - \left(\frac{f_N}{f}\right)^2 \quad (4.51)$$

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 σ của môi trường.

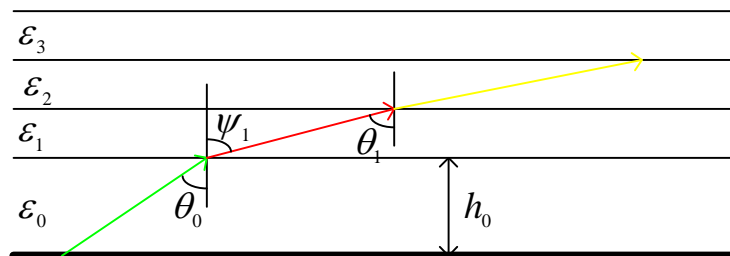
Để đơn giản, ta giả sử sau mỗi lần va chạm, điện tử sẽ trao lại cho phân tử toàn bộ năng lượng của nó. Gọi ν là tần số va chạm thì hệ số điện môi và điện dẫn suất của môi trường là:

$$\begin{aligned}\sigma &= 2,82 \cdot 10^{-2} \frac{N\nu}{\nu^2 + \omega^2} \\ \varepsilon' &= 1 - 3,19 \cdot 10^9 \frac{N}{\nu^2 + \omega^2}\end{aligned}\quad (4.52)$$

Vì ε' và σ là một hàm của $\nu^2 + \omega^2$ 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 ω 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.

4.4.3 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 4.8 – 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.

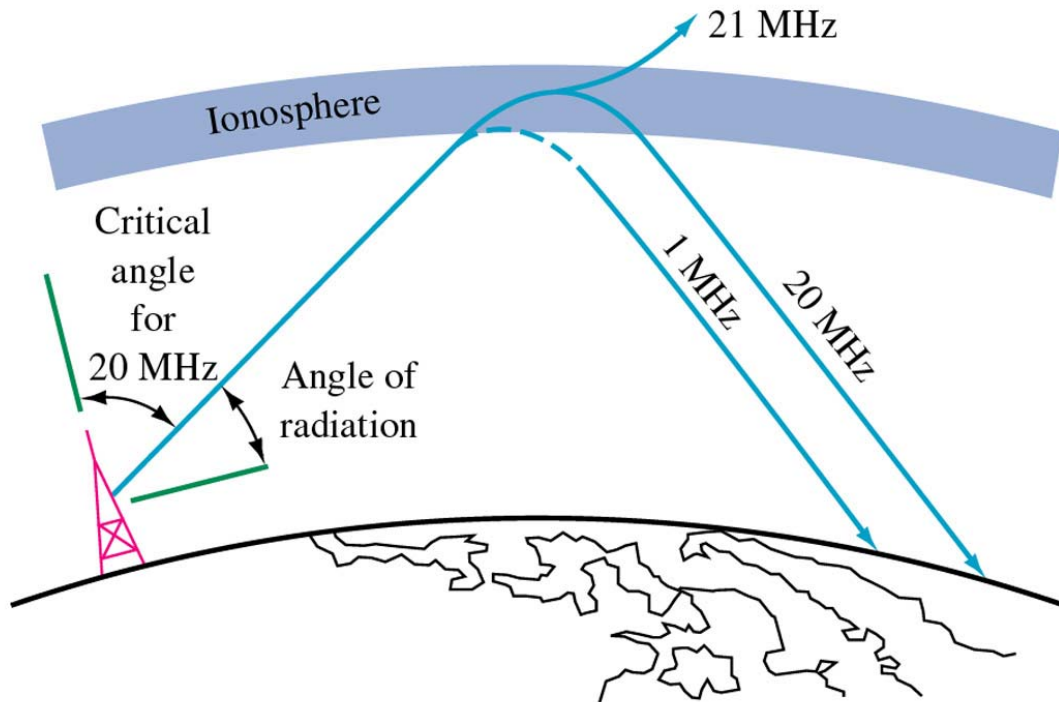
Áp dụng định luật khúc xạ đối với bờ 1 ta có:

$$\frac{\sin \psi_1}{\sin \theta_0} = \frac{n_0}{n_1} = \sqrt{\frac{\varepsilon'_0}{\varepsilon'_1}} = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_0}$$

$$\rightarrow n_0 \sin \theta_0 = n_1 \sin \theta_1 \quad (4.53)$$

Áp dụng định luật khúc xạ cho các bờ tiếp theo:

$$n_0 \sin \theta_0 = n_1 \sin \theta_1 = \dots = n_n \sin \theta_n \quad (4.54)$$



Hình 4.9 – Mô tả quá trình phản xạ trong tầng điện ly

Biết rằng trong tầng điện ly; ε giảm dần theo độ cao nên từ (4.54) ta thấy θ 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 từ, 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 (4.54):

$$n_0 \sin \theta_0 = n_n \quad (4.55)$$

Hay:

$$\sqrt{\varepsilon'_0} \sin \theta_0 = \sqrt{\varepsilon'_n} \quad (4.56)$$

Giả sử hệ số điện môi của môi trường bên dưới tầng điện ly $\varepsilon'_0 = 1$:

$$\sin \theta_0 = \sqrt{\varepsilon'_n} = \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}} \quad (4.57)$$

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 θ có trị số bằng hoặc lớn hơn trị số θ_0 xác định từ (4.57).

Tần số:

Với một góc θ_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).

$$\begin{aligned} \sin \theta_0 &= \sqrt{1 - \cos^2 \theta_0} = \sqrt{1 - 81 \frac{N}{f^2}} \\ \cos \theta_0 &= 81 \frac{N}{f^2} \\ f &= \frac{9\sqrt{N}}{\cos \theta_0} \end{aligned} \quad (4.58)$$

Khi sóng tới thẳng góc với tầng điện ly ($\theta_0 = 0$) thì (4.58) trở thành:

$$f = 9\sqrt{N} = f_N \quad (4.59)$$

Liên hệ giữa (4.58) và (4.59):

$$f = \frac{f_N}{\cos \theta_0} = f_N \sec \theta_0 \quad (4.60)$$

Với hàm $\sec = 1/\cos$. Phương trình (4.60) 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.

$$f_0 = 9\sqrt{N_{\max}} \quad (4.61)$$

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).

$$MUF = f_0 \sec \theta_0 \quad (4.62)$$

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 θ_i và cự ly thông tin.

Khi mặt đất xem là phẳng (cự ly thông tin $\leq 0,2d_{\max}$):

$$d = \frac{2h}{\tan \beta} \quad (4.63)$$

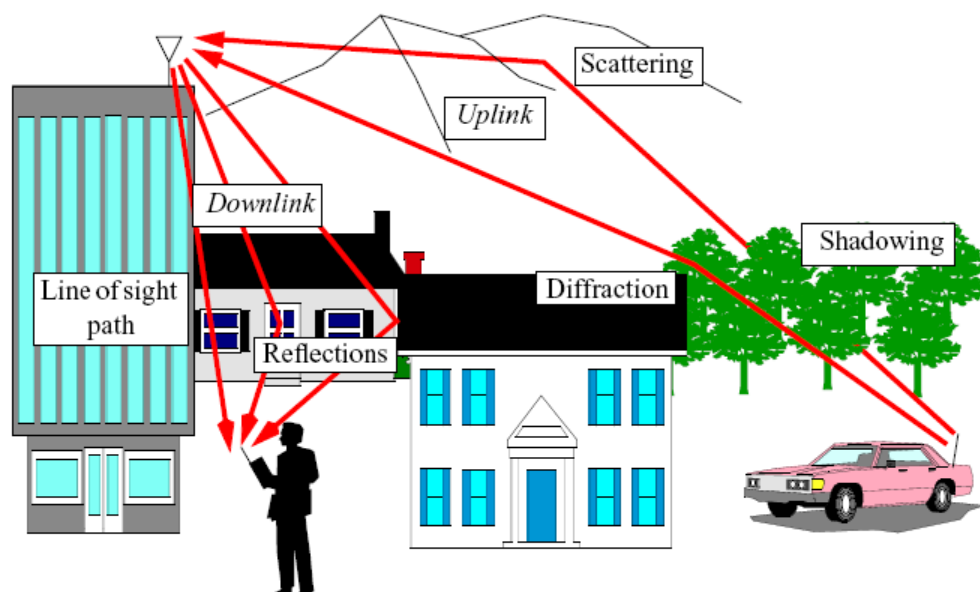
β : góc ngẩng

h : độ cao biểu kiến (là độ cao của giao điểm giữa tia tới và tia phản xạ cuối cùng)

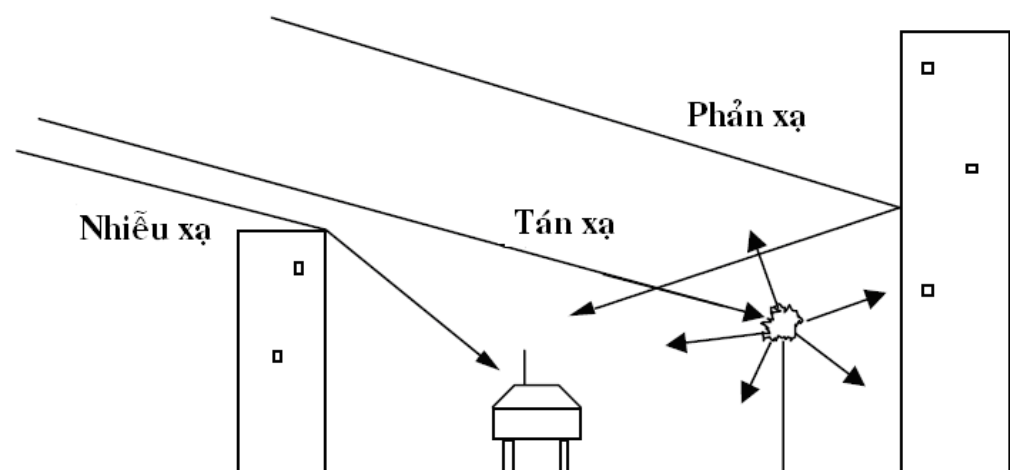
Khi kể đến độ cong của mặt đất:

$$d = 2a \left[\frac{\pi}{2} - \beta - \arcsin \left(\frac{a}{a+h} \cos \beta \right) \right] \quad (4.64)$$

4.5 CÁC MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM KHI TRUYỀN SÓNG TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG



Hình 4.10 – Truyền sóng trong thông tin di động

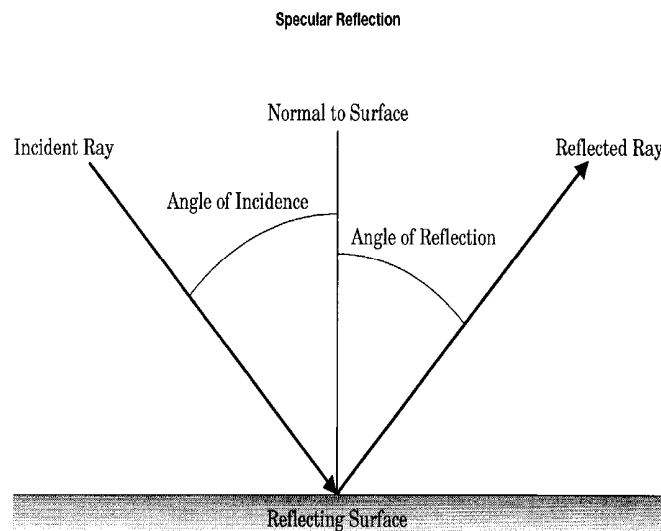


Hình 4.11 – Các hiện tượng trên kênh truyền

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

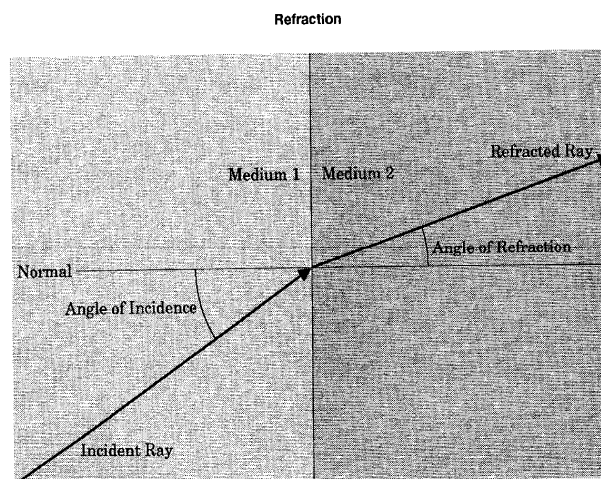
này rất phức tạp và sẽ xảy ra hiện tượng đa đường, trên mỗi đường truyền sẽ có hiện tượng tán xạ, nhiễu xạ, phản xạ, khúc xạ.

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.

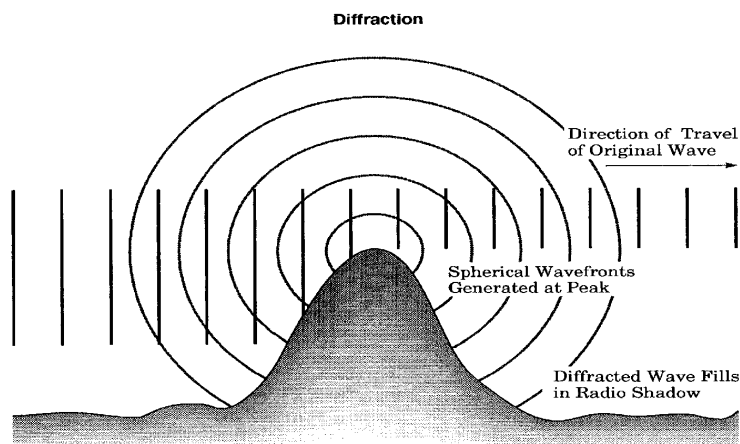


Hình 4.12 – Phản xạ

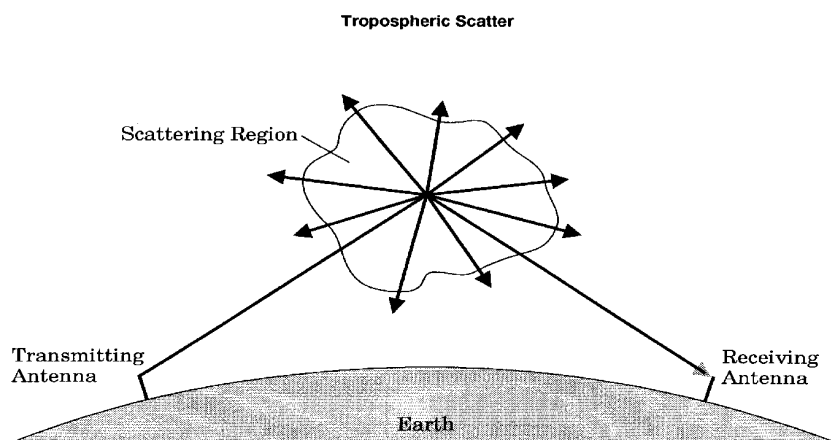
Khúc xạ (Refraction): hiện tượng khúc xạ xuất hiện khi tia sóng truyền từ một môi trường này sang một môi trường khác.



Hình 4.13 – Khúc xạ



Hình 4.14 – Nhiễu xạ



Hình 4.15 – Tán xạ

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.

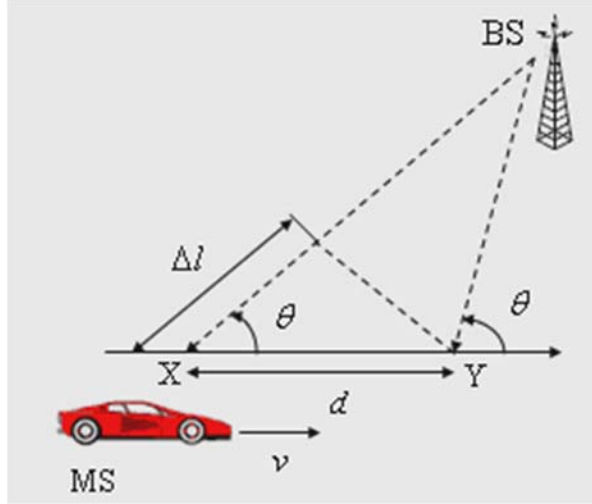
Ngoài ra, khi giữa máy phát và máy thu có sự dịch chuyển tương đối thì tần số thu được có sự khác biệt so với tần số phát của sóng mang. Hiện tượng này được gọi là hiệu ứng Doppler.

Ta định nghĩa góc tới θ 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, Δl là chênh lệch về khoảng cách.

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (4.65)$$

Độ lệch pha:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (4.66)$$



Hình 4.16 – Hiệu ứng Doppler

Độ dịch tần:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = f_m \cos \theta \quad (4.67)$$

Để mô hình hóa một đường truyền trong thông tin di động, ta dùng một số mô hình thực nghiệm sau:

4.5.1 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:

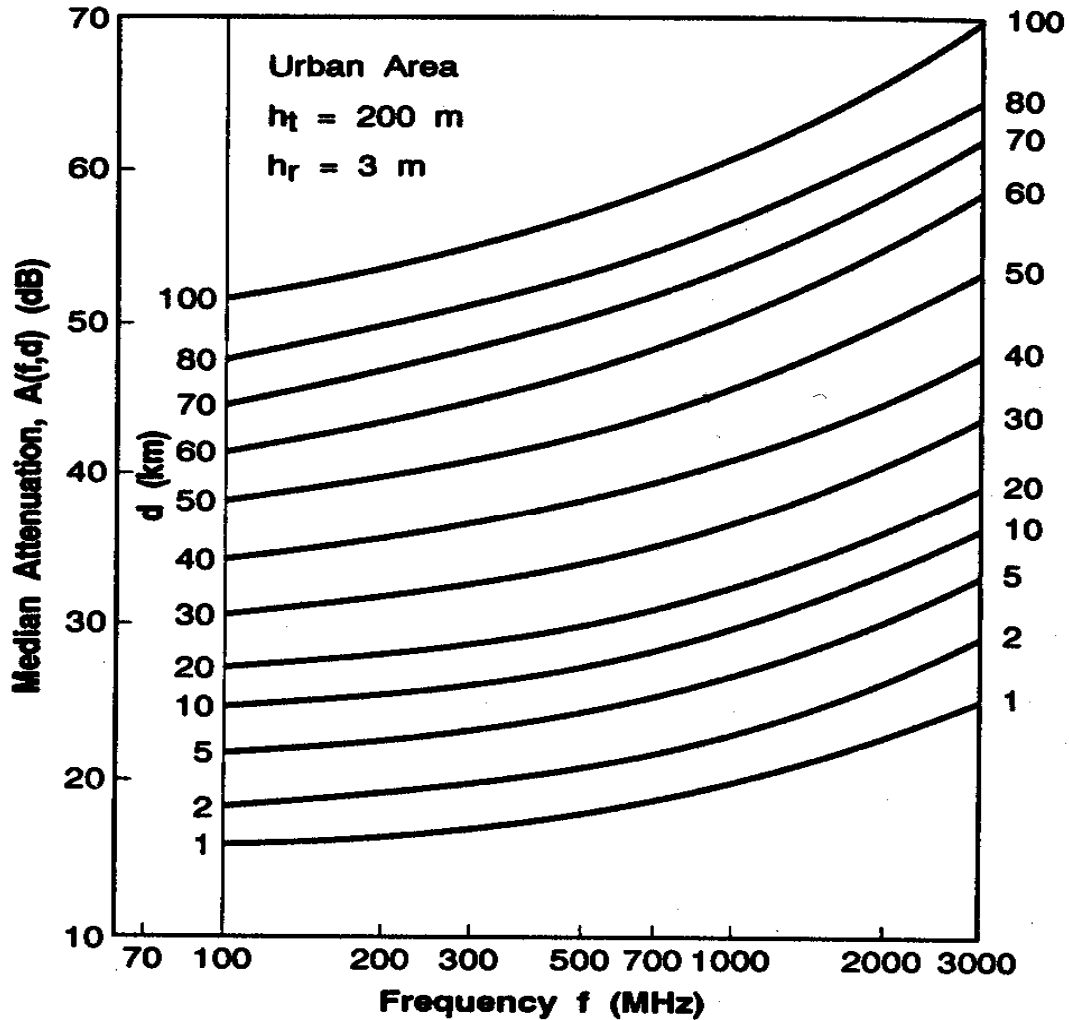
$$L_m(\text{dB}) = L_0 + A_{mu}(f, d) - G(h_{BTS}) - G(h_{MS}) - G_{area} \quad (4.68)$$

L_0 : tổn hao trong không gian tự do (tính theo (4.17)).

$A_{mu}(f, d)$: tổn hao môi trường tương đối (so sánh với môi trường chân không).

$G(h_{BTS})$: Độ lợi của chiều cao anten trạm gốc:

$$G(h_{BTS}) = 20 \log_{10}(h_{BTS}/200) \quad (4.69)$$



Hình 4.17 – Đường cong biểu diễn A_{mu} theo f, d

$G(h_{MS})$: Độ lợi chiều cao của thiết bị di động.

$$\begin{cases} G(h_{MS}) = 10 \log_{10}(h_{MS}/3) & h_{MS} \leq 3 \\ G(h_{MS}) = 20 \log_{10}(h_{MS}/3) & 3 < h_{MS} \leq 10 \end{cases} \quad (4.70)$$

G_{area} : hệ số làm đúng do đặc điểm của môi trường truyền dẫn.

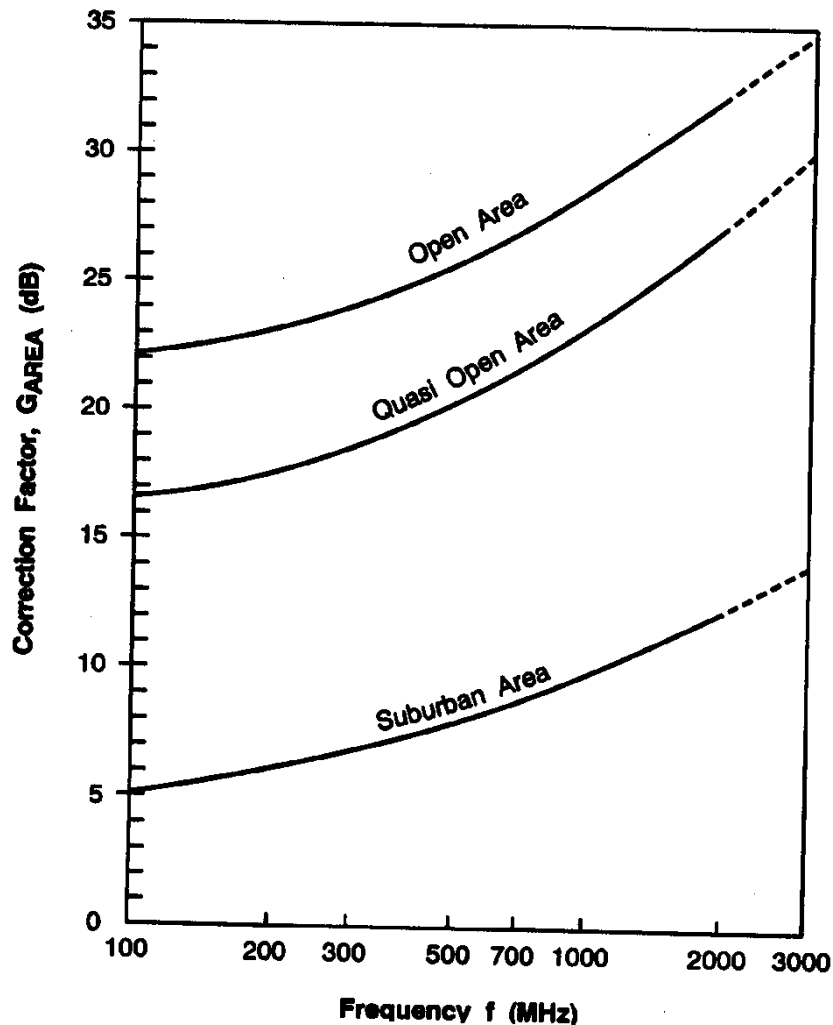
Các đường cong $A_{mu}(f, d)$ và G_{area} được gọi là đường Okumura như mô tả trong Hình 4.17 và Hình 4.18.

Ví dụ 4.4: Xét hệ thống thông tin di động dùng mô hình Okumura có:

- Trạm gốc cao $h_{BTS} = 80\text{m}$.
- 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 4.18 – Đường cong biểu diễn G_{area} theo f

Giải

Theo Hình 4.17, $A_{mu}(900\text{MHz}, 50\text{km}) = 43 \text{ dB}$.

Theo Hình 4.18, $G_{area} = 9 \text{ dB}$.

$$h_{BTS} = 80\text{m} \rightarrow G(h_{BTS}) = 20 \log_{10}(h_{BTS}/200) = -7,96\text{dB}$$

$$h_{MS} = 5\text{m} \rightarrow G(h_{MS}) = 20 \log_{10}(h_{MS}/3) = 4,44\text{dB}$$

$$f = 900 \text{ MHz}, d = 50 \text{ km} \rightarrow (L_0)_{dB} = 32,5 + 20\log_{10}d + 20\log_{10}f = 125,56 \text{ dB}$$

Suy hao của tuyến liên lạc:

$$L_m(\text{dB}) = L_0 + A_{\text{mu}}(f, d) - G(h_{\text{BTS}}) - G(h_{\text{MS}}) - G_{\text{area}} = 163,09 \text{ dB}$$

Công suất tại anten thu:

$$(P_r)_{\text{dB}} = (P_t)_{\text{dB}} + (G_t)_{\text{dB}} + (G_r)_{\text{dB}} - (L_m)_{\text{dB}} = -133,09 \text{ dB hay } P_r = 0,05 \text{ pW.}$$

4.5.2 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:

$$L_m(\text{Urban})(\text{dB}) = 69,55 + 26,16\log_{10}(f) - 13,82\log_{10}(h_{\text{BTS}}) - a(h_{\text{MS}}) + (44,9 - 6,55\log(h_{\text{BTS}}))\log_{10}(d) \quad (4.71)$$

Với thành phố lớn:

$$a(h_{\text{MS}}) = 8,29(\log_{10}(1,54h_{\text{MS}}))^2 - 1,1 \text{ dB với } f < 300 \text{ MHz} \quad (4.72)$$

$$a(h_{\text{MS}}) = 3,2(\log_{10}(11,75h_{\text{MS}}))^2 - 4,97 \text{ dB với } f > 300 \text{ MHz} \quad (4.73)$$

Với thành phố nhỏ và vừa:

$$a(h_{\text{MS}}) = (1,1\log_{10}(f) - 0,7)h_{\text{MS}} - (1,56\log_{10}(f) - 0,8) \text{ dB} \quad (4.74)$$

Vùng ngoại ô và nông thôn:

$$L_m(\text{Suburban})(\text{dB}) = L_m(\text{Urban})(\text{dB}) - 2[\log(f/28)]^2 - 5,4 \quad (4.75)$$

$$L_m(\text{open})(\text{dB}) = L_m(\text{Urban})(\text{dB}) - 4,78[\log(f)]^2 + 18,33\log(f) - 40,98 \quad (4.76)$$

Ví dụ 4.5: 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 (4.71):

$$L_m(\text{Urban}) = 158,66 \text{ dB}$$

Công suất tại anten thu:

$$(P_r)_{dB} = (P_t)_{dB} + (G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} - (L_m)_{dB} = -117,66 \text{ dB hay } P_r = 1,71 \text{ pW.}$$

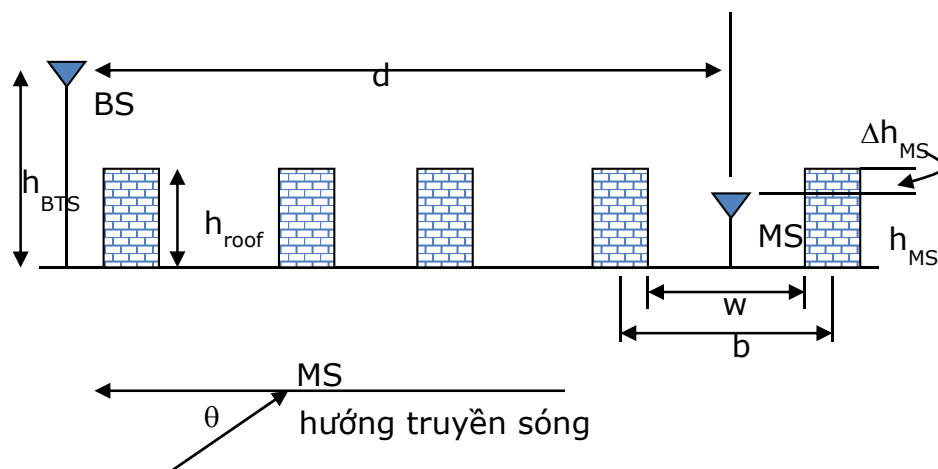
$$b. P_r = -80 \text{ dBm} \rightarrow P_r = -110 \text{ dB} \rightarrow L_m = 151 \text{ dB}$$

$$L_m(\text{dB}) = 69,55 + 26,16\log_{10}(f) - 13,82\log_{10}(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (44,9 - 6,55\log_{10}(h_{BTS}))\log_{10}(d) = 120,52 + 32,43\log_{10}d = 151$$

$$d = 8,7 \text{ km}$$

4.5.3 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.



Hình 4.19 – Các thông số trong mô hình Walfisch - Ikegami

Suy hao đường truyền:

$$L_m = L_0 + L_{rts} + L_{msd} \quad \text{nếu } L_{rts} + L_{msd} > 0$$

$$L_m = L_0 \quad \text{nếu } L_{rts} + L_{msd} < 0 \quad (4.77)$$

L_{rts} : tổn hao do nhiễu xạ và tán xạ bởi các nóc tòa nhà (root-to-street diffraction and scattering loss)

$$L_{rts} = -16,9 - 10\log_{10}(w) + 10\log_{10}(f) + 20\log_{10}\Delta h_{MS} + L_{ori} \quad (4.78)$$

L_{ori} : hệ số hiệu chỉnh do hướng đường truyền (correction factor for street orientation)

$$\begin{aligned} L_{ori} &= -10 + 0,354(\theta) & \text{với } 0^\circ \leq \theta \leq 35^\circ \\ &2,5 + 0,075(\theta - 35^\circ) & \text{với } 35^\circ \leq \theta \leq 55^\circ \\ &4,0 - 0,114(\theta - 55^\circ) & \text{với } 55^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \end{aligned} \quad (4.79)$$

L_{msd} : tổn hao nhiễu xạ nhiều tầng (multiscreen diffraction loss due to rows of buildings)

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10}(d) + k_f \log_{10}(f) - 9 \log_{10}(b) \quad (4.80)$$

$$\begin{aligned} L_{bsh} &= -18 \log_{10}[1 + (h_{BTS} - h_{roof})] & \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 0 & \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \end{aligned} \quad (4.81)$$

$$\begin{aligned} k_a &= 54 & \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 54 - 0,8(h_{BTS} - h_{roof}) & \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \text{ và } d \geq 0,5 \text{ km} \\ &= 54 - 0,8(h_{BTS} - h_{roof})d/2 & \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \text{ và } d < 0,5 \text{ km} \end{aligned} \quad (4.82)$$

$$\begin{aligned} k_d &= 18 & \text{khi } h_{BTS} > h_{roof} \\ &= 18 - 15(h_{BTS} - h_{roof})/h_{roof} & \text{khi } h_{BTS} \leq h_{roof} \end{aligned} \quad (4.83)$$

$$\begin{aligned} k_f &= -4 + 0,7(f/925 - 1) & \text{cho thành phố nhỏ và vừa} \\ &= -4 + 1,5(f/925 - 1) & \text{cho thành phố lớn} \end{aligned} \quad (4.84)$$

Ví dụ 4.6: 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 toà nhà $b = 25\text{m}$.
- $h_{\text{BTS}} = 30\text{m}$, $h_{\text{roof}} = 25\text{m}$, $h_{\text{MS}} = 1,5\text{m}$
- 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 (4.16) và (4.17).

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?
- 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.

BÀI 5: ĐƯỜNG DÂY TRUYỀN SÓNG

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

- *Biết khái niệm đường dây truyền sóng.*
- *Phân biệt được khác biệt giữa đường dây truyền sóng và các đường truyền khác.*
- *Hiểu được tác động của tần số cao lên các thành phần thụ động RLC.*
- *Phân tích và hiểu được phương trình truyền sóng, hiện tượng phản xạ, tỷ số sóng đứng và trở kháng trên đường truyền sóng.*
- *Nắm được các phương trình truyền sóng thực tế.*

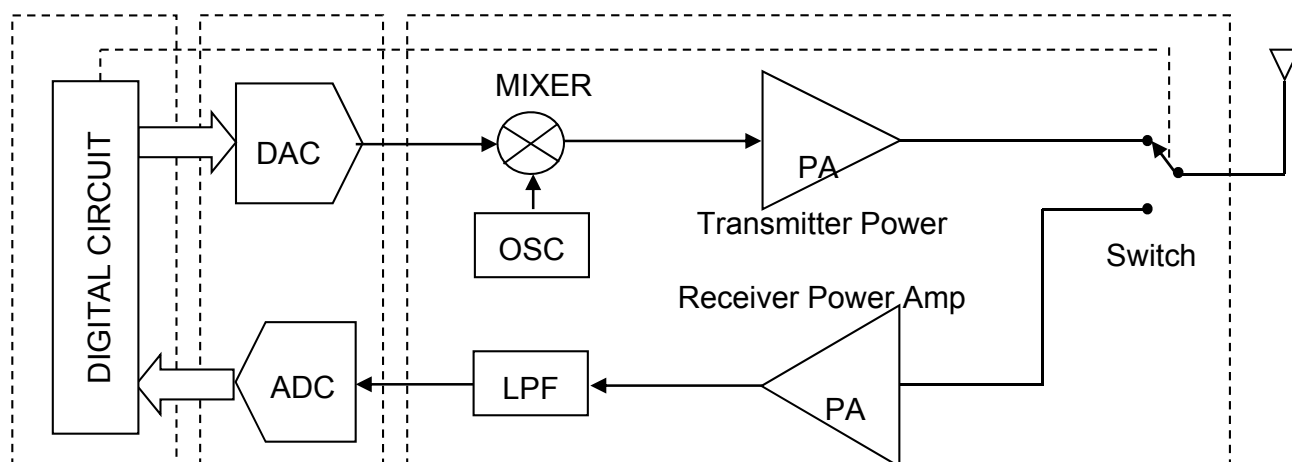
5.1 TỔNG QUAN

Khi các thiết kế tương tự và số càng phát triển, tần số hoạt động của các mạch điện tử càng cao, ví dụ: thông tin vô tuyến có tần số hoạt động trong khoảng GHz, hệ thống định vị toàn cầu có tần số sóng mang khoảng 1227,60 đến 1575,42MHz, bộ khuếch đại nhiễu thấp trong hệ thống thông tin khoảng 1,9GHz và được tích hợp trong một board mạch rất nhỏ, tần số của hệ thông thông tin vệ tinh băng C là 4GHz tuyến lên và 6GHz tuyến xuống... Một cách tổng quát, với sự phát triển nhanh chóng của thông tin vô tuyến, các mạch khuếch đại, bộ lọc, bộ dao động và bộ trộn được thiết kế hoạt động ở tần số trên 1GHz, các thiết kế lúc này không còn thỏa mãn trong điều kiện tần số thấp.

5.1.1 Tâm quan trọng trong thiết kế tần số

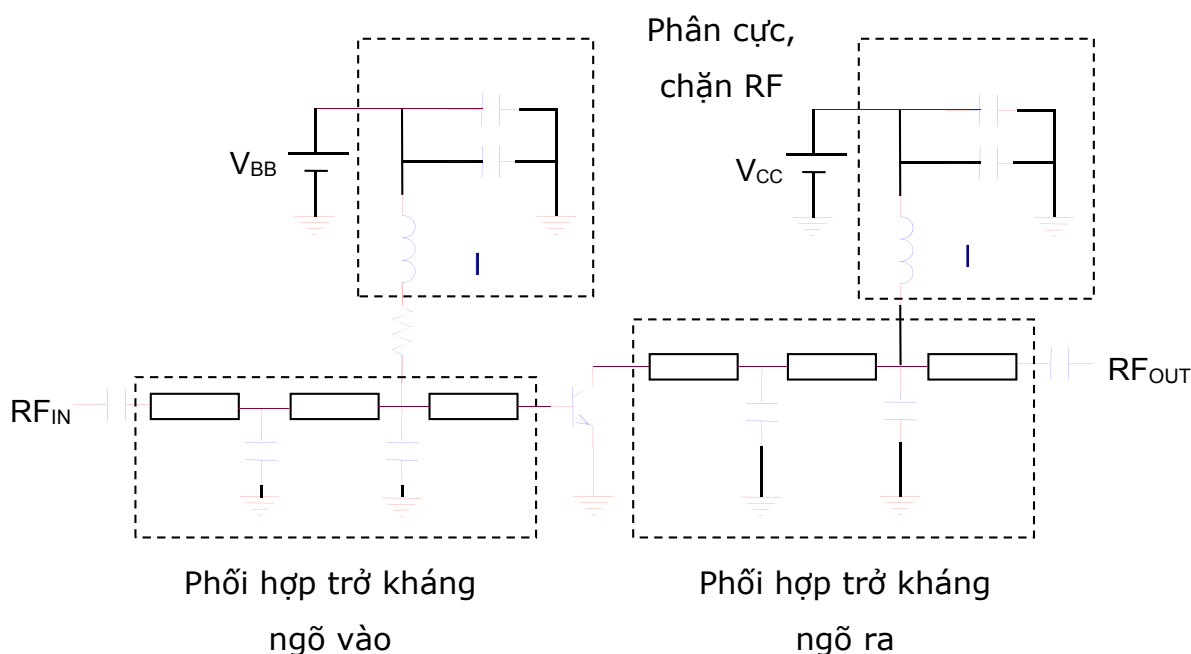
Một hệ thống RF tổng quát cho trên Hình 5.1. Sơ đồ này có khối thu phát tích hợp cả mạch phát và thu sử dụng 1 anten để liên lạc. Tín hiệu ngõ vào (tín hiệu thoại hoặc tín hiệu số từ máy tính) đầu tiên được xử lý số, nén để giảm thời gian truyền, mã hóa

để triệt nhiễu và lỗi truyền. Cuối cùng tín hiệu được đưa đến anten thông qua bộ chuyển đổi DAC. Tín hiệu tần số thấp này được trộn với tín hiệu sóng mang tần số cao được cung cấp bởi bộ dao động nội sau đó được khuếch đại công suất đưa đến anten truyền trong không gian. Các ứng dụng thông dụng của sơ đồ trên: điện thoại tế bào, mạng cục bộ không dây WLANs...



Hình 5.1 – Sơ đồ khối một hệ thống RF tổng quát

Xét bộ khuếch đại công suất 2GHz của điện thoại tế bào.



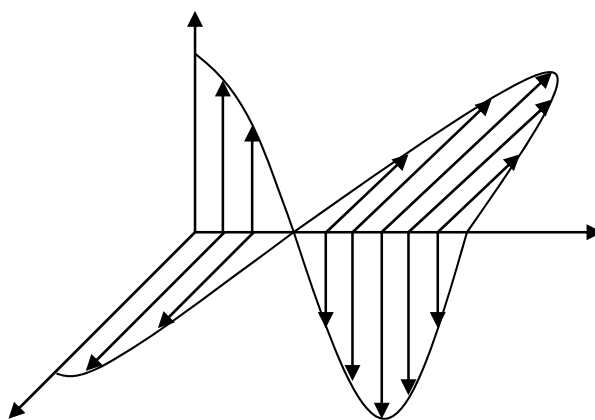
Hình 5.2 – Bộ khuếch đại công suất 2GHz của điện thoại tế bào

Tín hiệu ngõ vào được đưa đến mạng phối hợp trở kháng ngõ vào của transistor (mắc kiểu E chung), mạng phối hợp trung gian phối hợp trở kháng ngõ ra với trở kháng ngõ vào của tầng kế tiếp. Mạng phối hợp thường sử dụng các đường microstrip. Việc cách ly tín hiệu tần số cao và mạch DC được thực hiện bởi khối chặn RF thường được gọi là RFCs (Radio Frequency Coils).

Trong không gian tự do, sóng điện từ truyền theo trục z ($z > 0$).

$$\begin{aligned} E_x &= E_{0x} \cos(\omega t - kz) \\ H_y &= H_{0y} \cos(\omega t - kz) \end{aligned} \quad (5.1)$$

trong đó E_x [V/m], H_y [A/m] là thành phần vector trường điện và vector trường từ hướng x và y .



Hình 5.3 – Phân bố vector trường điện và trường từ trong không gian

Các thành phần trường vuông góc với nhau và vuông góc với hướng truyền, gọi là TEM (transverse electromagnetic mode), sóng TEM truyền trong stark, trái ngược với mode TE (transverse electric) và mode TM (transverse magnetic) dựa trên nguyên lý của thông tin siêu cao tần và thông tin quang.

5.1.2 Tác động của RF lên các thành phần thụ động

Với việc phân tích mạch AC thông thường: $X_C = 1/\omega C$; $X_L = \omega L$.

Một điểm quan trọng cần lưu ý là R , C và L không chỉ được chế tạo bởi dây kim loại, cuộn dây, bản cực như thường thấy ở tần số thấp, ngay cả một đoạn đường mạch in cũng có một trở kháng tương ứng. Một đoạn dây dẫn bằng đồng hình trụ có bán kính a , chiều dài l và dẫn suất σ_{cond} có điện trở DC như sau

$$R_{DC} = \frac{1}{\pi a^2 \sigma_{cond}} \quad (5.2)$$

Đối với tín hiệu một chiều, dòng một chiều sẽ đồng nhất trên toàn bộ dây dẫn. Đối với tín hiệu AC, mật độ dòng J_z được cho bởi:

$$J_z = \frac{pI}{2\pi a} \frac{J_0(pr)}{J_1(pa)} \quad (5.3)$$

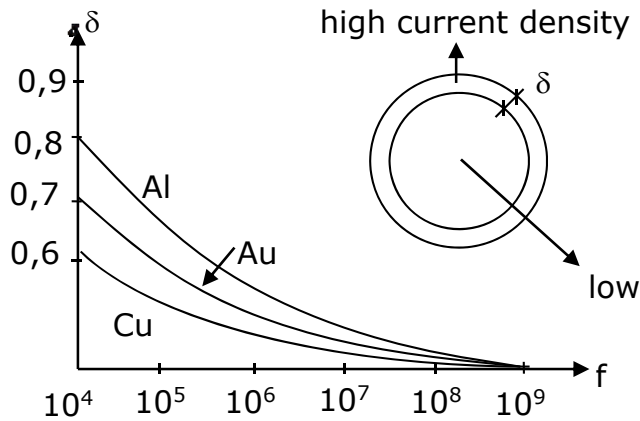
Trong đó $p^2 = -j\omega\mu\sigma_{cond}$ và $J_0(pr)$, $J_1(pa)$ là các hàm Bessel bậc 0 và bậc 1, I là tổng dòng qua dây dẫn.

Điện trở chuẩn hóa và cảm kháng chuẩn hóa trong điều kiện tần số cao ($f \geq 500$ MHz) như sau:

$$\begin{aligned} \frac{R}{R_{DC}} &\cong \frac{a}{2\delta} \\ \frac{\omega L}{R_{DC}} &\cong \frac{a}{2\delta} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Trong đó $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_{cond}}}$: độ sâu hiệu ứng da.

Ta thấy rằng δ lớn ở tần số thấp và giảm nhanh khi tần số tăng lên.



Hình 5.4 – δ của một số vật dẫn

Lưu ý, khi tần số khoảng 1GHz, dòng chảy hầu như trên bề mặt của dây dẫn, mật độ dòng J_z khi ở tần số cao là:

$$J_z \cong \frac{I_p}{j2\pi a \sqrt{r}} e^{-(1+j)\frac{a-r}{\delta}} \quad (5.5)$$

Để chuẩn hóa kích thước các dây dẫn thường sử dụng hệ thống AWG (American Wire Gauge) của Mỹ, theo đó bán kính dây dẫn có thể được xác định bởi giá trị AWG với quy luật là đường kính dây dẫn sẽ gấp đôi khi độ khác biệt chỉ số AWG là 6

Ví dụ 5.1: Xác định bán kính của dây AWG 32 khi bán kính của AWG 50 là 1mil.

(1mil = $2,54 \times 10^{-5} \text{m}$)

Đường kính tăng theo quy luật sau:

AWG 50: $d=1\text{mil}$

AWG 44: $d=2\text{mil}$

AWG 38: $d=4\text{mil}$

AWG 32: $d=8\text{mil}$

AWG 26: $d=16\text{mil}$

Vì vậy bán kính là $8\text{mil} = 8 \times (2,54 \times 10^{-5} \text{m}) = 0,2032 \text{ mm}$

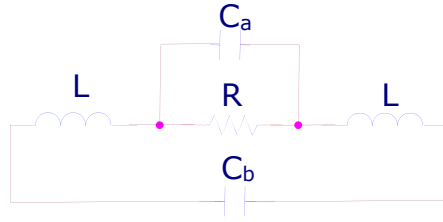
Bảng 5.1 - Bảng tra một số giá trị AWG

AWG	Diameter mils	AWG	Diameter mils
1	289,3	26	15,9
2	257,6	31	8,9
7	144,3	32	8,0
8	128,5	37	4,5
13	72	38	4,0
14	64,1	43	2,2
19	35,9	44	2,0
20	32	49	1,11
25	17,9	50	1

5.1.2.1 Điện trở tần số cao

Phần tử thông dụng nhất trong mạch điện là điện trở, một số dạng điện trở thông dụng như: điện trở carbon-composite, điện trở dây quấn, điện trở metal-film, điện trở chip thin-film,... Dạng điện trở chip thin-film thường được ứng dụng rộng rãi trong các mạch siêu cao tần vì có kích thước nhỏ.

Mạch tương đương tần số cao như Hình 5.5.



Hình 5.5 – Mạch tương đương tần số cao của điện trở

C_b có thể bỏ qua.

Ví dụ 5.2: Tính trở kháng tương đương ở tần số cao của điện trở 500Ω metal film với chiều dài dây nối 2,5cm kiểu AWG26 và điện dung $C_a = 5\text{pF}$, $\sigma_{\text{Cu}} = 64,516 \cdot 10^6 \text{ S/m}$.

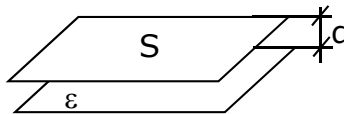
$$Z = 2j\omega L + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R}}$$

Khảo sát sự biến thiên của $|Z|$ theo tần số: ở tần số thấp trở kháng của mạch bằng R , tuy nhiên, khi tần số tăng và lớn hơn 10MHz ảnh hưởng của tụ C_a là đáng kể làm cho trở kháng của mạch giảm xuống, còn trong khoảng tần số 20GHz trở kháng lại tăng lên do ảnh hưởng của cuộn cảm L , và ở tần số cao hơn, trở kháng của mạch xem như là hở mạch và không có giá trị xác định.

5.1.2.2 Tụ điện tần số cao

Hầu hết các tụ điện trong mạch RF được ứng dụng trong các mạch lọc, mạch phối hợp trở kháng để phân cực cho các thành phần tích cực như transistor nên nó cũng đóng vai trò rất quan trọng. Về cơ bản tụ được cấu tạo bởi hai bản cực đặt song song như Hình 5.6.

$$C = \epsilon \frac{S}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (5.6)$$



Hình 5.6 – Cấu tạo của tụ điện

Với S là diện tích bề mặt bản cực, d là khoảng cách giữa hai bản cực, ở tần số cao trở kháng của tụ điện:

$$Z = \frac{1}{G_e + j\omega C} \quad (5.7)$$

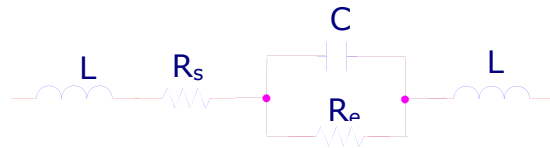
Trong biểu thức này dòng DC gây ra một lượng $G_e = \frac{S}{d} \sigma_{diel}$ với σ_{diel} là dẫn suất của lớp điện môi với góc suy hao $\tan \Delta_s = \frac{\omega \varepsilon}{\sigma_{diel}}$:

$$G_e = \frac{S\omega \varepsilon}{d \tan \Delta_s} = \frac{\omega C}{\tan \Delta_s} \quad (5.8)$$

Bảng 7.2 - Một số giá trị $\tan \Delta_s$

	1KHz	1MHz	100MHz	3GHz
Oxide Nhôm	0,00057	0,00033	0,0003	0,001
Silicon Dioxide	0,00075	0,0001	0,0002	0,00006

Mạch tương đương tần số cao của tụ điện như sau:



Hình 5.7 – Mạch tương đương tần số cao của tụ điện

Ví dụ 5.3: Tính toán trở kháng tần số cao của tụ điện 47pF có lớp điện môi Oxide Nhôm (Al_2O_3), góc suy hao 10^{-4} (giả sử độc lập với tần số), chiều dài chân kết nối 1.25cm AWG26, $\sigma_{\text{Cu}} = 64,516 \cdot 10^6 \text{ S/m}$.

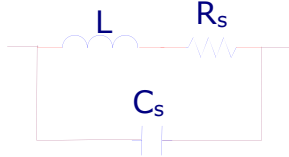
Trong tính toán xem góc suy hao độc lập với tần số, tuy nhiên trong thực tế, hệ số này cũng thay đổi theo tần số. Góc suy hao cũng có thể định nghĩa như tỷ số của một trở kháng nối tiếp tương đương ESR (equivalent series resistance) với dung kháng của tụ:

$$ESR = \frac{\tan \Delta_s}{\omega C} \quad (5.9)$$

Ta thấy: $ESR \rightarrow 0$ khi $\tan \Delta_s \rightarrow 0$. Góc suy hao được cho bởi nhà sản xuất, ngoài ra điện áp hoạt động và nhiệt độ hoạt động cũng được cung cấp.

5.1.2.3 Cuộn cảm tần số cao

Mặc dù ít được sử dụng hơn điện trở và tụ điện, cuộn dây được ứng dụng trong việc phân cực transistor như cuộn chặn RFCs (RF coils) để ngăn mạch DC và ngăn AC. Vì cuộn dây được cấu tạo bằng các vòng dây, khi xét đến ảnh hưởng của tần số nó bao gồm các thành phần sau:

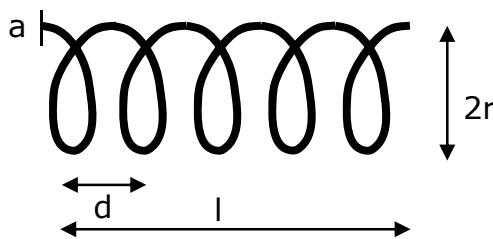


Hình 5.8 – Mạch tương đương tần số cao của cuộn cảm

Với:

$$\begin{aligned} L &= \frac{\pi r^2 \mu_0 N^2}{l} \\ C_s &= \frac{\epsilon_0 2\pi r N 2a}{l/N} \\ R_s &= \frac{l_{\text{wire}}}{\sigma_{\text{Cu}} \pi a^2} = \frac{2\pi r N}{\sigma_{\text{Cu}} \pi a^2} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Ví dụ 5.4: Thiết lập đáp ứng tần số của một RFC có $N=3,5$ vòng, AWG36, lõi không khí 0,1inch, chiều dài cuộn dây 0,05 inch.



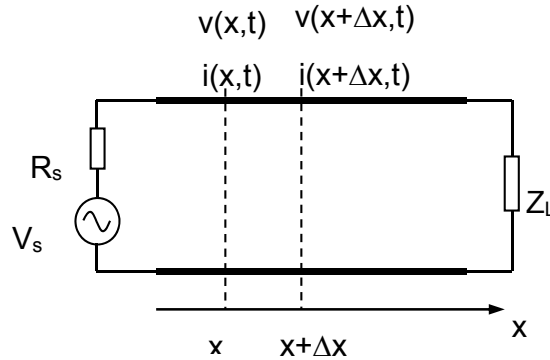
Hình 5.9 – Hình dạng RFC

5.2 PHƯƠNG TRÌNH TRUYỀN SÓNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY

Đường dây truyền sóng là đường truyền có độ dài có thể so sánh được với bước sóng làm việc. Việc khảo sát đường truyền sóng đưa đến việc khảo sát hệ thống có thông số

phân bố, nghĩa là các thông số điện phân bố trên một đơn vị chiều dài nhưng không thể thay thế bằng mạch điện tương đương. Trên đường dây dài phải mất một khoảng thời gian để năng lượng truyền từ nguồn tới đích.

5.2.1 Mô hình vật lý, các thông số sơ cấp

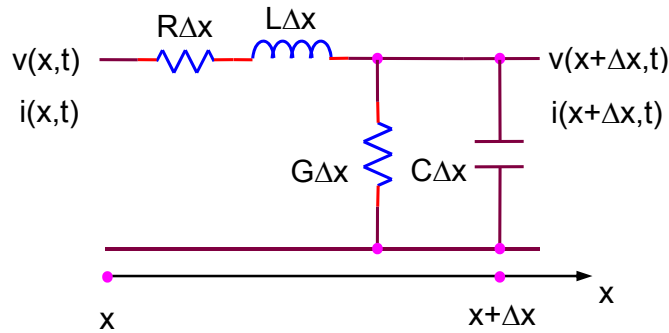


Hình 5.10 – Mô hình vật lý truyền sóng trên đường dây

Điện áp và dòng điện tại a, b, c là khác nhau.

$$v(x,t) \neq v(x+\Delta x,t) \quad (5.11)$$

$$i(x,t) \neq i(x+\Delta x,t)$$



Hình 5.11 – Các thông số trên đường dây

$R [\Omega/m]$: điện trở đơn vị của đường dây, hình thành do cấu trúc dây dẫn và tạo nên tổn hao trên đường truyền.

$L [H/m]$: điện cảm đơn vị, hình thành do cấu trúc dây dẫn đường truyền, không thể đo được giá trị tại một điểm mà chỉ đo được trên một đơn vị chiều dài.

$C [F/m]$: điện dung đơn vị, hình thành do dòng điện chạy qua hai dây dẫn trên đường truyền.

G [S/m]: điện dẫn đơn vị, hình thành do sự cách điện không được lý tưởng giữa hai đường truyền.

5.2.2 Phương trình truyền sóng

$$V(x, \omega) = V(x + \Delta x, \omega) + I(x, \omega)(R + j\omega L)\Delta x \quad (5.12)$$

$$I(x, \omega) = I(x + \Delta x, \omega) + V(x + \Delta x, \omega)(G + j\omega C)\Delta x$$

Trở kháng $Z = R + j\omega L$, dẫn nạp $Y = G + j\omega C$.

$$\begin{aligned} \frac{V(x + \Delta x, \omega) - V(x, \omega)}{\Delta x} &= -(R + j\omega L)I(x, \omega) \\ \frac{I(x + \Delta x, \omega) - I(x, \omega)}{\Delta x} &= -(G + j\omega C)V(x + \Delta x, \omega) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Khi $\Delta x \rightarrow 0$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(x, \omega)}{\partial x} &= -(R + j\omega L)I(x, \omega) \\ \frac{\partial I(x, \omega)}{\partial x} &= -(G + j\omega C)V(x, \omega) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Đạo hàm (5.14):

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 V(x, \omega)}{\partial x^2} &= (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(x, \omega) \\ \frac{\partial^2 I(x, \omega)}{\partial x^2} &= (R + j\omega L)(G + j\omega C)I(x, \omega) \end{aligned} \quad (5.15)$$

Hệ số truyền sóng:

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (5.16)$$

Đối với đường dây không tổn hao:

$$\gamma(\omega) = j\omega\sqrt{LC} \quad (5.17)$$

5.2.3 Nghiệm của phương trình truyền sóng

Thế (5.16) vào (5.15):

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 V(x, \omega)}{\partial x^2} &= \gamma^2(\omega)V(x, \omega) \\ \frac{\partial^2 I(x, \omega)}{\partial x^2} &= \gamma^2(\omega)I(x, \omega) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Phương trình vi phân $y'' = a^2y$ có nghiệm $y = K_1e^{-ax} + K_2e^{ax}$. Do đó:

$$V(x, \omega) = V_+e^{-\gamma(\omega)x} + V_-e^{\gamma(\omega)x} \quad (5.19)$$

$$I(x, \omega) = I_+e^{-\gamma(\omega)x} + I_-e^{\gamma(\omega)x}$$

→ đường dây dài nào cũng có một sóng tới và một sóng phản xạ.

Đặt: $\gamma(\omega) = \alpha + j\beta$

Với α : hệ số suy hao (Np/m)

β : hệ số pha (rad/m)

$$V(x, \omega) = V_+e^{-(\alpha + j\beta)x} + V_-e^{(\alpha + j\beta)x} \quad (5.20)$$

$$I(x, \omega) = I_+e^{-(\alpha + j\beta)x} + I_-e^{(\alpha + j\beta)x}$$

$V_+e^{-\alpha x}e^{-j\beta x}$: thành phần sóng tới.

$V_-e^{\alpha x}e^{j\beta x}$: thành phần sóng phản xạ.

Đường dây không tổn hao: $\gamma(\omega) = j\beta$

$$V(x, \omega) = V_+e^{-j\beta x} + V_-e^{j\beta x} \quad (5.21)$$

$$I(x, \omega) = I_+e^{-j\beta x} + I_-e^{j\beta x}$$

5.2.4 Các thông số thứ cấp

5.2.4.1 Hệ số truyền sóng

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\gamma(\omega) = \alpha + j\beta$$

Trong trường hợp không tổn hao: $R = 0$; $G = 0$.

$$\gamma(\omega) = j\omega\sqrt{LC}, \beta = \sqrt{LC}, \beta = \frac{2\pi}{\lambda}, \lambda = \frac{v_p}{f}$$

Trong trường hợp tổn hao thấp: $R \ll \omega L$; $G \ll \omega C$.

$$\gamma(\omega) = \sqrt{j\omega L \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right) j\omega C \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}$$

$$\gamma(\omega) \approx j\omega\sqrt{LC} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 + \frac{1}{2} \frac{G}{j\omega C}\right) \right] = j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{j2\omega} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right) + \frac{1}{j2\omega} \frac{R}{L} \frac{G}{j2\omega C} \right]$$

$$\gamma(\omega) = \frac{\sqrt{LC}}{2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) + j\omega\sqrt{LC} = \alpha + j\beta \quad (5.22)$$

5.2.4.2 Trở kháng đặc tính

Theo (5.19): $V(x, \omega) = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} + V_- e^{\gamma(\omega)x}$

Theo (5.14): $\frac{\partial V(x, \omega)}{\partial x} = -(R + j\omega L)I(x, \omega) = -\gamma(\omega)V_+ e^{-\gamma(\omega)x} + \gamma(\omega)V_- e^{\gamma(\omega)x}$

$$I(x, \omega) = \frac{\gamma(\omega)}{R + j\omega L} (V_+ e^{-\gamma(\omega)x} - V_- e^{\gamma(\omega)x}) \quad (5.23)$$

Trở kháng đặc tính của đường truyền:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5.24)$$

Thế (5.16) và (5.24) vào (5.23):

$$I(x, \omega) = \frac{1}{Z_0} (V_+ e^{-\gamma(\omega)x} - V_- e^{\gamma(\omega)x}) \quad (5.25)$$

$$Z_0 = \frac{V_+}{I_+} = -\frac{V_-}{I_-} \quad (5.26)$$

Trường hợp không tổn hao:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} [\Omega] \quad (5.27)$$

Trường hợp tổn hao thấp: $R \ll \omega L$; $G \ll \omega C$.

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \frac{R}{j\omega L} \right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{G}{j\omega C} \right) \right] = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + \frac{R}{j2\omega} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) \right] \quad (5.28)$$

5.2.4.3 Vận tốc pha

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (5.29)$$

Trường hợp không tổn hao: $\beta = \omega\sqrt{LC}$

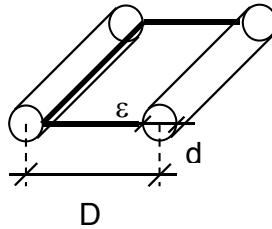
$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.30)$$

5.2.4.4 Hằng số thời gian

$$\tau = \frac{1}{v_p} \quad (5.31)$$

5.2.5 Các phương trình truyền sóng thực tế

5.2.5.1 Đường dây song hành



Hình 5.12 – Đường dây song hành

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{2D}{d} \\ C &= \frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{2D}{d}} \\ R_0 &= \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2D}{d} \\ R &= \frac{2}{\pi d \sigma_{cond} \delta} \\ G &= \frac{\pi \sigma_{diel}}{\ln \frac{2D}{d}} \end{aligned} \quad (5.32)$$

D: khoảng cách giữa 2 dây.

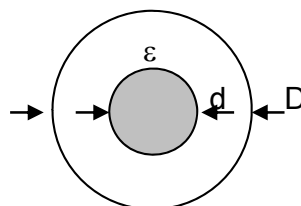
d: đường kính của dây.

L: điện cảm của dây.

C: điện dung của dây.

R_0 : điện trở đặc tính của đường truyền.

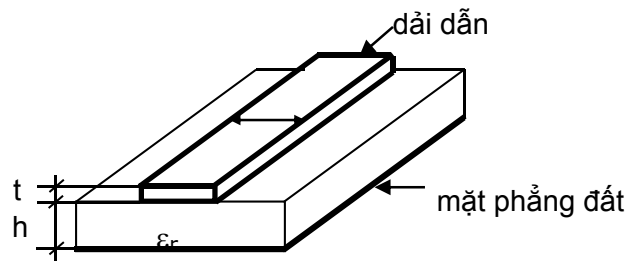
5.2.5.2 Cáp đồng trục



Hình 5.13 – Cáp đồng trục

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{d} \\
 C &= \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}} \\
 R_0 &= \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \\
 R &= \frac{1}{\pi d \sigma_{cond} \delta} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \\
 G &= \frac{2\pi\sigma_{diel}}{\ln \frac{D}{d}}
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

5.2.5.3 Đường truyền vi dải (microstrip line)



Hình 5.14 – Đường truyền vi dải

Đường truyền vi dải cấu tạo bởi một lớp điện môi có bề dày h , bên dưới có một lớp dẫn điện dùng làm mặt phẳng đất, mặt trên của lớp điện môi có một dải dẫn bề dày t , bề rộng W . Đây là đường truyền bất cân bằng. Tùy từng loại vật liệu làm đế mà hằng số điện môi sẽ khác nhau: Alumina $\epsilon_r = 9,7\epsilon_0$; Silicon $\epsilon_r = 11,7\epsilon_0$; Quartz $\epsilon_r = 3,78\epsilon_0$.

Vận tốc pha:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \tag{5.34}$$

ϵ_{ff} : hằng số điện môi tương đối của lớp đế.

Bước sóng:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \tag{5.35}$$

với đường truyền có $t/h < 0,005$, tùy thuộc vào tỷ số W/h :

$$\mathbf{W/h \leq 1:}$$

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (5.36)$$

$W/h \geq 1$:

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \frac{1}{1,393 + \frac{W}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right)} \quad (5.37)$$

Từ trở kháng đặc tính của đường truyền Z_0 và hằng số điện môi ε_r , ta có:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (5.38)$$

Nếu $A > 1,52$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (5.39)$$

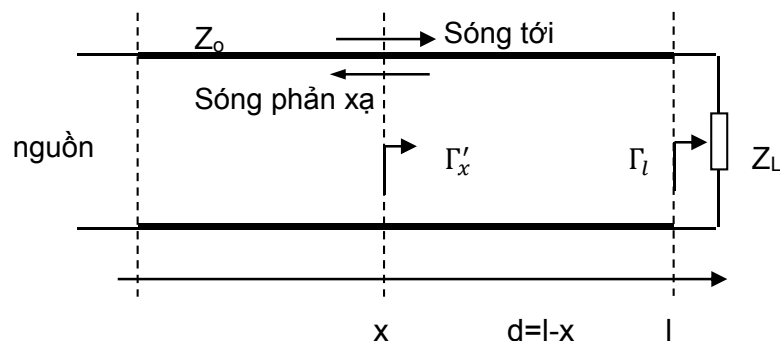
Nếu $A \leq 1,52$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right) \right] \quad (5.40)$$

với:

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (5.41)$$

5.3 HIỆN TƯỢNG PHẢN XẠ SÓNG TRÊN ĐƯỜNG TRUYỀN



Hình 5.15 – Phản xạ sóng trên đường truyền

Phương trình truyền sóng:

$$V(x, \omega) = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} + V_- e^{\gamma(\omega)x}$$

$$I(x, \omega) = I_+ e^{-\gamma(\omega)x} + I_- e^{\gamma(\omega)x}$$

Hệ số phản xạ áp:

$$\Gamma_v(x) = \frac{V_- e^{\gamma(\omega)x}}{V_+ e^{-\gamma(\omega)x}} = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)x} \quad (5.42)$$

Tại nguồn: $x = 0$ nên:

$$\Gamma_v(0) = \frac{V_-}{V_+} \quad (5.43)$$

Thế (5.43) vào (5.42):

$$\Gamma_v(x) = \Gamma_v(0) e^{2\gamma(\omega)x} \quad (5.44)$$

Tại tải $x = l$ nên:

$$\Gamma_v(l) = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)l} \quad (5.45)$$

Từ (5.42):

$$\Gamma_v(x) = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)x} = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)(l-d)} = \frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)l} e^{-2\gamma(\omega)d}$$

$$\Gamma_v(x) = \Gamma_v(l) e^{-2\gamma(\omega)d} \quad (5.46)$$

Hệ số phản xạ dòng:

$$\Gamma_i(x) = \frac{I_- e^{\gamma(\omega)x}}{I_+ e^{-\gamma(\omega)x}} = \frac{I_-}{I_+} e^{2\gamma(\omega)x} \quad (5.47)$$

Mặt khác:

$$Z_0 = \frac{V_+}{I_+} = -\frac{V_-}{I_-} \rightarrow \frac{I_-}{I_+} = -\frac{V_-}{V_+} \quad (5.48)$$

Từ (5.42), (5.47) và (5.48):

$$\Gamma_i(x) = -\frac{V_-}{V_+} e^{2\gamma(\omega)x} = -\Gamma_v(x) \quad (5.49)$$

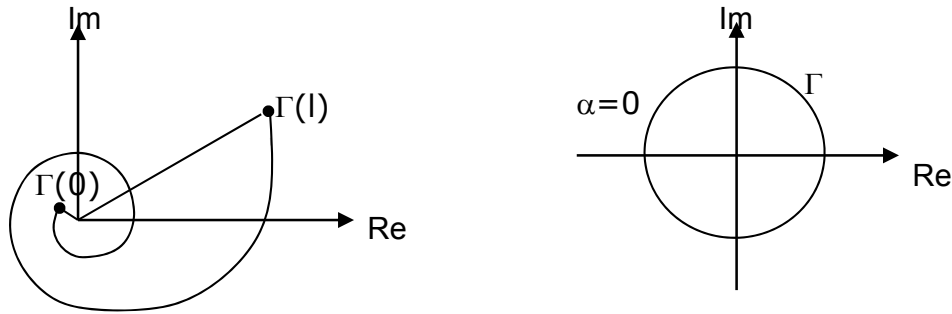
Hiệu ngậm: $\Gamma(x) = \Gamma_v(x)$.

Trường hợp tổng quát: $\gamma(\omega) = \alpha + j\beta$

$$\Gamma(x) = \Gamma(l)e^{-2\alpha d}e^{-j2\beta d} = |\Gamma|e^{-j2\beta d} \quad (5.50)$$

Kết luận:

- Khi d tăng, biên độ hệ số phản xạ giảm.
- Hệ số phản xạ lớn nhất tại tải và nhỏ nhất tại nguồn.
- Căn cứ vào d và λ , ta có thể xác định được số vòng xoắn ốc $\varphi = 2\beta d = 2\frac{2\pi}{\lambda}d$



Hình 5.16 – Quỹ tích của Γ

Trường hợp đặc biệt: đường truyền không tổn hao $\alpha = 0$, quỹ tích là một hình tròn (do hệ số phản xạ bằng nhau trên mọi điểm của đường truyền).

Ta có:

$$V(x, \omega) = V_+e^{-\gamma(\omega)x} + V_-e^{\gamma(\omega)x}$$

$$I(x, \omega) = I_+e^{-\gamma(\omega)x} + I_-e^{\gamma(\omega)x}$$

$$Z_L = \frac{V(l, \omega)}{I(l, \omega)} = \frac{V_+e^{-\gamma(\omega)l} + V_-e^{\gamma(\omega)l}}{I_+e^{-\gamma(\omega)l} + I_-e^{\gamma(\omega)l}} = \frac{V_+e^{-\gamma(\omega)l} \left(1 + \frac{V_-e^{\gamma(\omega)l}}{V_+e^{-\gamma(\omega)l}} \right)}{I_+e^{-\gamma(\omega)l} \left(1 + \frac{I_-e^{\gamma(\omega)l}}{I_+e^{-\gamma(\omega)l}} \right)} = \frac{V_+}{I_+} \frac{1 + \frac{V_-}{V_+}e^{2\gamma(\omega)l}}{1 + \frac{I_-}{I_+}e^{2\gamma(\omega)l}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_v(l)}{1 - \Gamma_v(l)} \quad (5.51)$$

Vậy:

$$\begin{aligned} \Gamma_v(l) &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \\ \Gamma_x &= \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0} \\ Z_x &= Z_0 \frac{1 + \Gamma_x}{1 - \Gamma_x} \end{aligned} \quad (5.52)$$

Nhận xét:

- Nếu hở mạch tải $Z_L = \infty$ thì $\Gamma(l) = 1$: sóng tới và sóng phản xạ cùng dấu.

- Nếu ngắn mạch tải $Z_L = 0$ thì $\Gamma(l) = -1$: sóng tới và sóng phản xạ ngược dấu.
- Nếu $Z_L = Z_0$ thì $\Gamma = 0$: công suất được tiêu tán hoàn toàn ở tải mà không có sóng phản xạ (đường truyền có sự phối hợp đúng).
- Nếu Z_x bất kỳ: $Z_x = R_x + jX_x$ thì $0 \leq |\Gamma_x| \leq 1$.

5.4 TỶ SỐ SÓNG ĐỨNG ĐIỆN ÁP

Với đường truyền có tải được phối hợp trở kháng sẽ không có hiện tượng phản xạ, biên độ điện áp dọc theo đường truyền là $|V_+|$.

Với đường truyền có tải Z_l bất kỳ sẽ tồn tại sóng phản xạ như phần trên đã đề cập. Sóng tới và sóng phản xạ tạo nên hiện tượng sóng đứng trên đường truyền.

Điện áp tại điểm x trên đường truyền như sau:

$$V(x, \omega) = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} + V_- e^{\gamma(\omega)x} = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} [1 + \Gamma(x)] = V_+ e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} [1 + \Gamma(l) e^{-2\alpha d} e^{-j2\beta d}] \quad (5.53)$$

Với $\Gamma(l) = \Gamma e^{j\phi}$:

$$\begin{aligned} V(x, \omega) &= V_+ e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} [1 + \Gamma e^{-2\alpha d} e^{-j(\phi - 2\beta d)}] = \\ &= V_+ e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} [1 + \Gamma e^{-2\alpha d} (\cos(\phi - 2\beta d) + j \sin(\phi - 2\beta d))] \end{aligned} \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} |V(x, \omega)| &= |V_+ e^{-\alpha x}| \sqrt{[1 + \Gamma e^{-2\alpha d} \cos(\phi - 2\beta d)]^2 + [\Gamma e^{-2\alpha d} \sin(\phi - 2\beta d)]^2} = \\ &= |V_+ e^{-\alpha x}| \sqrt{1 + 2\Gamma e^{-2\alpha d} \cos(\phi - 2\beta d) + (\Gamma e^{-2\alpha d})^2} = \\ &= |V_+ e^{-\alpha x}| \sqrt{1 + 2\Gamma e^{-2\alpha d} \left(1 - 2\sin^2\left(\frac{\phi}{2} - \beta d\right)\right) + (\Gamma e^{-2\alpha d})^2} \\ &= |V_+ e^{-\alpha x}| \sqrt{(1 + \Gamma e^{-2\alpha d})^2 - 4\Gamma e^{-2\alpha d} \sin^2\left(\frac{\phi}{2} - \beta d\right)} \end{aligned} \quad (5.55)$$

Với đường truyền không suy hao $\alpha = 0$:

$$|V(x, \omega)| = |V_+| \sqrt{(1 + \Gamma)^2 - 4\Gamma \sin^2\left(\frac{\phi}{2} - \beta d\right)} \quad (5.56)$$

Biểu thức trên mô tả biên độ của sóng tổng $|V(x, \omega)|$ tại điểm x dao động giữa hai giá trị.

Nếu $0 \leq \Gamma < 1$:

$$|V(x, \omega)|_{\min} = |V_+|(1 - \Gamma) \text{ khi } \sin(\phi/2 - \beta d) = \pm 1 \text{ hay } \phi/2 - \beta d = n\pi + \pi/2$$

$$|V(x, \omega)|_{\max} = |V_+|(1 + \Gamma) \text{ khi } \sin(\phi/2 - \beta d) = 0 \text{ hay } \phi/2 - \beta d = n\pi \text{ (n là số nguyên)} \quad (5.57)$$

Nếu $-1 < \Gamma \leq 0$:

$$|V(x, \omega)|_{\max} = |V_+|(1 - \Gamma) \text{ khi } \sin(\phi/2 - \beta d) = \pm 1 \text{ hay } \phi/2 - \beta d = n\pi + \pi/2$$

$$|V(x, \omega)|_{\min} = |V_+|(1 + \Gamma) \text{ khi } \sin(\phi/2 - \beta d) = 0 \text{ hay } \phi/2 - \beta d = n\pi \text{ (n là số nguyên)} \quad (5.58)$$

Tỷ số sóng đứng VSWR (Voltage Standing-Wave Ratio):

$$VSWR = SWR = S = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (5.59)$$

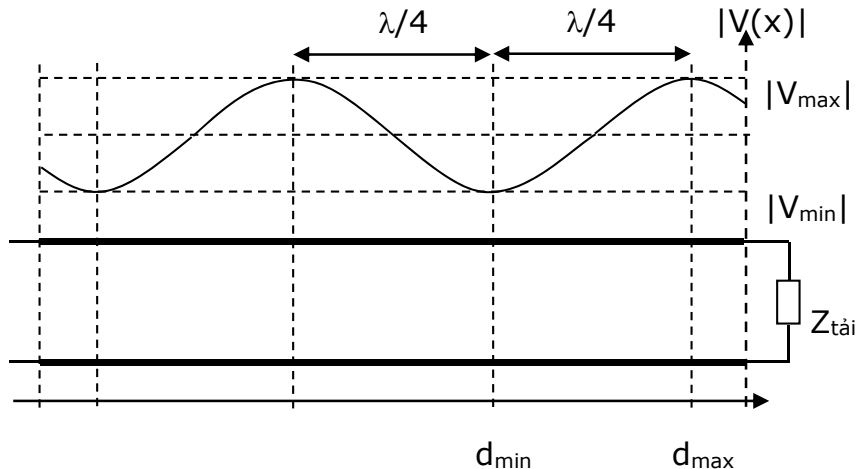
$$|\Gamma| = \frac{S-1}{S+1} \quad (5.60)$$

Ta có: $V_{\max} = |V_+|(1 + \Gamma_v) = |V_+|(1 - \Gamma_i)$

Vậy: $V_{\max} \Leftrightarrow I_{\min}$ hay $V_{\min} \Leftrightarrow I_{\max}$

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \frac{V_{\max}}{I_{\min}} = Z_0 \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = Z_0 \cdot VSWR \text{ (real)} \\ R_{\min} &= \frac{V_{\min}}{I_{\max}} = Z_0 \frac{V_{\min}}{V_{\max}} = \frac{Z_0}{VSWR} \text{ (real)} \end{aligned} \quad (5.61)$$

Vậy $1 \leq S < \infty$ khi $0 \leq \Gamma < 1$.



Hình 5.17 – Tỷ số sóng đứng

5.5 TRỞ KHÁNG TRÊN ĐƯỜNG DÂY- DẪN NẠP TRÊN ĐƯỜNG DÂY

Ta có:

$$V(x, \omega) = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} + V_- e^{\gamma(\omega)x}$$

$$I(x, \omega) = \frac{1}{Z_0} (V_+ e^{-\gamma(\omega)x} - V_- e^{\gamma(\omega)x})$$

Tại tải:

$$Z_0 I(x, \omega) = V_+ e^{-\gamma(\omega)x} - V_- e^{\gamma(\omega)x} \quad (5.62)$$

Mà:

$$I(l, \omega) = \frac{V(l, \omega)}{Z_L} = \frac{V_+ e^{-\gamma(\omega)l} + V_- e^{\gamma(\omega)l}}{Z_L} \quad (5.63)$$

Từ (5.62) và (5.63):

$$\begin{aligned} V_+ &= \frac{I(l)}{2} (Z_L + Z_0) e^{\gamma l} \\ V_- &= \frac{I(l)}{2} (Z_L - Z_0) e^{\gamma l} \end{aligned} \quad (5.64)$$

Vậy:

$$\begin{aligned} Z(x) &= \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-x)} + (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-x)}}{(Z_L + Z_0) e^{\gamma(l-x)} - (Z_L - Z_0) e^{-\gamma(l-x)}} = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0) e^{\gamma d} + (Z_L - Z_0) e^{-\gamma d}}{(Z_L + Z_0) e^{\gamma d} - (Z_L - Z_0) e^{-\gamma d}} \\ Z(x) &= Z_0 \frac{Z_L (e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) + Z_0 (e^{\gamma d} - e^{-\gamma d})}{Z_0 (e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) + Z_L (e^{\gamma d} - e^{-\gamma d})} \end{aligned} \quad (5.65)$$

$$\text{Mà: } \cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2}; \sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}; \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}.$$

Tóm lại:

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_L \cosh(\gamma d) + Z_0 \sinh(\gamma d)}{Z_0 \cosh(\gamma d) + Z_L \sinh(\gamma d)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma d)} \quad (5.66)$$

Đối với đường truyền không tổn hao: $\gamma = j\beta$

$$\tanh(j\beta d) = \frac{e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}}{e^{j\beta d} + e^{-j\beta d}} = \frac{\cos(\beta d) + j\sin(\beta d) - [\cos(\beta d) - j\sin(\beta d)]}{\cos(\beta d) + j\sin(\beta d) + \cos(\beta d) - j\sin(\beta d)} = \frac{j2\sin(\beta d)}{2\cos(\beta d)} = j\tan(\beta d). \quad (5.67)$$

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (5.68)$$

Nhận xét:

Nếu nối tắt tải:

$$Z_L = 0: Z(x) = jZ_0 \tan(\beta d)$$

Tại $d = \lambda/4$:

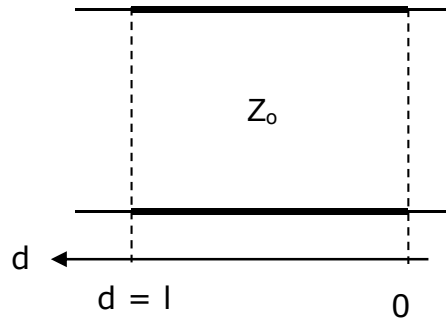
$$Z(x) = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right) \rightarrow \infty: \text{hở mạch} \quad (5.69)$$

Tại $d = \lambda/2$:

$$Z(x) = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2}\right) = 0: \text{ngắn mạch} \quad (5.70)$$

Ta có:

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



Hình 5.18 – Thay đổi hệ trục tọa độ theo d

Nếu đổi trục tọa độ như Hình 5.18, ta được:

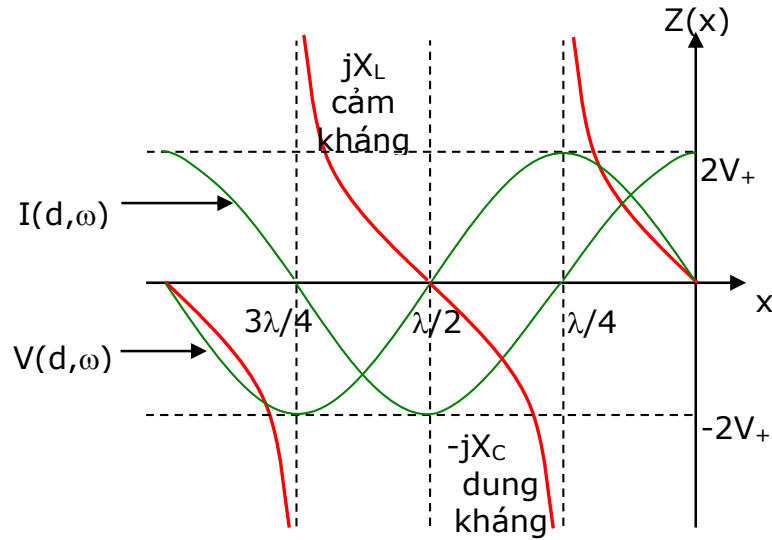
$$V(d, \omega) = V_+ e^{j\beta d} + V_- e^{-j\beta d} = V_+ (e^{j\beta d} + \Gamma(l) e^{-j\beta d}) \quad (5.71)$$

Khi tải nối tắt: $\Gamma(l) = -1$

$$V(d, \omega) = V_+ (e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}) = 2jV_+ \sin(\beta d) \quad (5.72)$$

$$I(d, \omega) = V_+ (e^{j\beta d} + e^{-j\beta d}) = 2V_+ \cos(\beta d) \quad (5.73)$$

Ứng dụng: tạo trở kháng tương đương tại đầu vào trong mạch phối hợp trở kháng; đường dây $l = \lambda/4$ dùng để cấp nguồn cho mạch (ngắn mạch DC, hở mạch AC).



Hình 5.19 – Tải nối tắt

Nếu hở mạch tải:

$$Z_L = \infty: Z(x) = -jZ_0 \cotan(\beta d)$$

Tại $d = \lambda/4$:

$$Z(x) = -jZ_0 \cotan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right) = 0: \text{ngắn mạch} \quad (5.74)$$

Tại $d = \lambda/2$:

$$Z(x) = -jZ_0 \cotan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2}\right) \rightarrow \infty: \text{hở mạch} \quad (5.75)$$

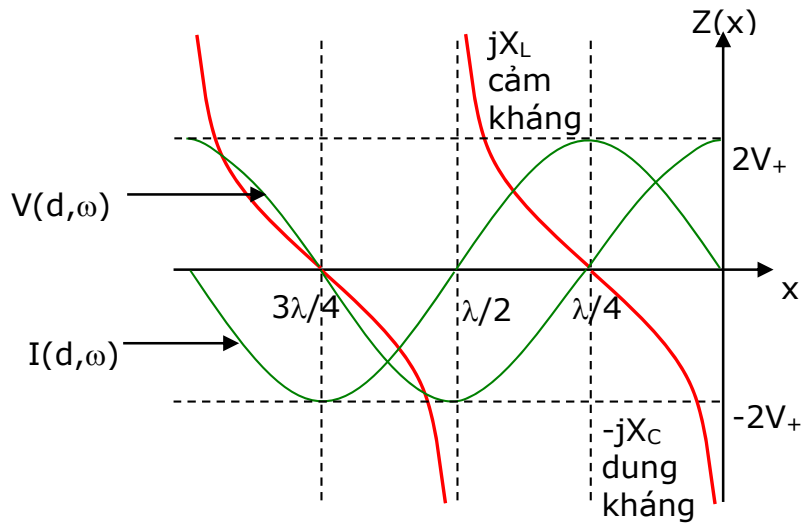
Nếu đổi trục tọa độ như Hình 5.18, ta được công thức (5.71).

Khi tải hở mạch: $\Gamma(l) = 1$

$$V(d, \omega) = V_+(e^{j\beta d} + e^{-j\beta d}) = 2V_+ \cos(\beta d) \quad (5.76)$$

$$I(d, \omega) = V_+(e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}) = 2jV_+ \sin(\beta d) \quad (5.77)$$

Ứng dụng: tạo trở kháng tương đương tại đầu vào trong mạch phối hợp trở kháng; đường dây $l = \lambda/2$ dùng để cấp nguồn cho mạch (ngắn mạch DC, hở mạch AC).



Hình 5.20 – Tải hở mạch

5.6 ĐƯỜNG TRUYỀN MỘT PHẦN TƯ BƯỚC SÓNG

Đường truyền một phần tư bước sóng (quarter-wavelength line) có chiều dài $\lambda/4$; lúc này $\beta d = \pi/2$, vậy:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \leftrightarrow Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad (5.78)$$

Ta thấy Z_L và Z_{in} tỉ lệ nghịch với nhau.

Nếu tải hở mạch ($Z_L = \infty$) thì $Z_{in} = 0$, tương đương một ngắn mạch tại đầu vào đường truyền. Vậy đường dây $\lambda/4$ hở mạch gọi là đường dây cộng hưởng, có trở kháng triệt tiêu tại tần số cộng hưởng, còn tại các tần số khác trở kháng sẽ khác không.

Nếu tải ngắn mạch ($Z_L = 0$) thì $Z_{in} = \infty$, tương đương một hở mạch tại đầu vào đường truyền. Vậy đường dây $\lambda/4$ ngắn mạch gọi là đường dây phản cộng hưởng (anti-resonant), có trở kháng lớn vô cùng tại tần số cộng hưởng, còn tại các tần số khác trở kháng sẽ hữu hạn.

Nếu tải thuần trở:

Nếu $R_L > R_0$; từ (5.78) suy ra $R_{in} < R_0$: bụng sóng tại tải và nút sóng tại ngõ vào.

Nếu $R_L < R_0$; t từ (5.78) suy ra $R_{in} < R_0$: nút sóng tại tải và bụng sóng tại ngõ vào.

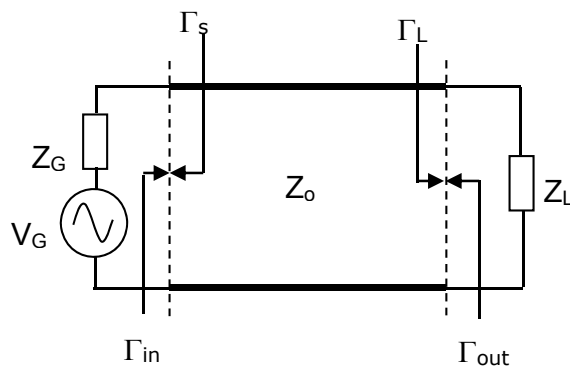
5.7 ĐƯỜNG TRUYỀN NỬA BƯỚC SÓNG

Đường truyền nửa bước sóng (half-wavelength line) có chiều dài $\lambda/2$; lúc này $\beta d = \pi$, vậy: $Z_{in} = Z_L$.

Nếu tải hở mạch thì $Z_{in} = \infty$, tương đương một hở mạch tại đầu vào đường truyền (bụng sóng). Đường dây $\lambda/2$ hở mạch gọi là đường dây phản cộng hưởng (anti-resonant), có trở kháng lớn vô cùng tại tần số cộng hưởng, còn tại các tần số khác trở kháng sẽ hữu hạn.

Nếu tải ngắn mạch thì $Z_{in} = 0$, tương đương một ngắn mạch tại đầu vào đường truyền (nút sóng). Vậy đường dây $\lambda/2$ ngắn mạch gọi là đường dây cộng hưởng, có trở kháng triệt tiêu tại tần số cộng hưởng, còn tại các tần số khác trở kháng sẽ khác không.

5.8 CÔNG SUẤT TRONG ĐƯỜNG TRUYỀN SÓNG



Hình 5.21 – Sơ đồ mạch đường truyền sóng

Công suất biểu kiến:

$$\tilde{S} = \frac{1}{2} V I^* = P + jQ \quad (5.79)$$

Với:

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[VI^*] \quad (5.80)$$

$$V_{in} = V_+(1 + \Gamma_{in}); I_{in} = \frac{V_+}{Z_0}(1 - \Gamma_{in}) \text{ nên:}$$

$$P_{in} = P_{in}^+ + P_{in}^- = \frac{1}{2} \frac{|V_+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (5.81)$$

Trong đó:

$$V_+ = \frac{V_{in}}{1 + \Gamma_{in}} = \frac{V_G}{1 + \Gamma_{in}} \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_G} \right) \quad (5.82)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (5.83)$$

$$Z_G = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \quad (5.84)$$

Thế (5.83), (5.84) vào (5.82):

$$V_+ = \frac{V_G}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \quad (5.85)$$

Thế (5.85) vào (5.81):

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (5.86)$$

Nếu đường truyền phối hợp trở kháng đúng: $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$.

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_G} \quad (5.87)$$

Nếu chỉ phối hợp trở kháng tải, không phối hợp trở kháng nguồn: $\Gamma_S \neq 0$.

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{Z_0} |1 - \Gamma_S|^2 \quad (5.88)$$

TÓM TẮT

Bài này giới thiệu khái niệm đường dây truyền sóng, đường truyền sóng là đường truyền có chiều dài so sánh được với bước sóng.

Trong siêu cao tần tác động của tần số cao lên các thành phần thụ động RLC là đáng kể và phải được chú ý khi tính toán thiết kế.

Phương trình truyền sóng bao gồm 2 thành phần sóng tới và sóng phản xạ từ đó xuất hiện hiện tượng phản xạ, tỷ số sóng đứng.

Ngoài phương pháp tính trở kháng qua hệ số phản xạ, ta còn có thể tính trực tiếp trở kháng từ tải.

Các đường truyền sóng thực tế có rất nhiều loại, ở đây chỉ tập trung 3 loại để sinh viên tìm hiểu: đường dây song hành, cáp đồng trục và đường truyền vi dải.

CÂU HỎI ÔN TẬP

Câu 1: Tính vận tốc pha và bước sóng trong một hệ thống có hằng số điện môi là 4.6, tần số hoạt động là 1.92GHz.

Câu 2: Trong một đường truyền vi dải (giả sử không suy hao) có $i(t) = 0,6\cos(9 \times 10^9 t - 500z)$. Tính vận tốc pha, tần số, bước sóng.

Câu 3: Một cáp đồng trục không suy hao có bước sóng của trường điện và trường từ $\lambda = 20$ cm tại 960MHz. Tính hằng số điện môi tương đối.

Câu 4: Một sóng điện lan truyền theo hướng z trong môi trường có $\epsilon_r = 4$, $f = 5$ GHz theo phương trình (5.1):

- Tìm trường từ nếu $E_{0x} = 10^6$ V/m.
- Xác định vận tốc pha và bước sóng.
- Tính toán quá trình truyền trong không gian giữa khoảng thời gian $t_1 = 3 \mu s$ và $t_2 = 7 \mu s$.

Câu 5:

- Tính đáp ứng tần số của một cuộn cảm có 10 vòng dây AWG26, lõi không khí 5mm, dài 5mm.
- Lặp lại tính toán khi kể đến hiệu ứng da (skin effect).

Câu 6: Chân nối của điện trở một mạch RF dùng dây nhôm ($\sigma_{Al} = 4 \cdot 10^7$ S/m), AWG 14, $l = 5$ cm.

- Tính điện trở DC
- Tính điện trở AC và điện kháng tại 100MHz, 1GHz và 10GHz.

Câu 7: Tính skin depth của dây đồng ($\sigma_{Cu} = 64,516 \cdot 10^6$ S/m, nhôm ($\sigma_{Al} = 4 \cdot 10^7$ S/m) và vàng ($\sigma_{Au} = 48,544 \cdot 10^6$ S/m) tại 1GHz và 10GHz và tìm điện trở của 10cm dây với đường kính 1mm.

Câu 8: Một lớp điện môi Al_2O_3 với hằng số điện môi 10 và góc suy hao 0,0004 tại 10GHz. Tìm dẫn suất của lớp điện môi.

Câu 9: Một mạch RLC nối tiếp với $R = 1\Omega$, $L = 1nH$, và $C = 1pF$. Tính tần số cộng hưởng và hệ số phẩm chất tại $\pm 10\%$ của tần số cộng hưởng. Điện trở có ảnh hưởng thế nào đến tần số cộng hưởng?

Câu 10: Một tụ điện $4,7pF$ với hằng số điện môi tương đối $4,6$ và góc suy hao $0,003$ tại $10GHz$. Chân kết nối bằng đồng có $l=6cm$, đường kính $0,5mm$, xác định:

- Điện trở dây nối và điện kháng dây nối.
- Điện dẫn và trở kháng toàn mạch.

Câu 11: Cho góc suy hao của một tụ điện 10^{-4} tại $5GHz$, diện tích tổng của điện cực là $10^{-2} cm^2$ và khoảng cách giữa hai bản cực là $0,01mm$, hằng số điện môi tương đối 10 , tính điện dẫn của tụ.

Câu 12: Trở kháng tổng quát có dạng $Z = R + jX$. Tìm $Y = 1/Z = G + jB$.

Câu 13: Một cuộn chặn RFC với 4 vòng AWG 38 (đồng) quấn trên lõi ceramic có đường kính $2mm$ ($\mu_r = 1$) có chiều dài $0,1mm$. Tính L , C_s , R và tần số cộng hưởng.

Tìm các giá trị thông số mạch tương đương khi biên độ trở kháng là 100Ω ở chế độ DC và 1257Ω tại $100GHz$. Giả sử tần số cộng hưởng là $1,125GHz$.

Câu 14: Cho đường truyền sóng có chiều dài $3\lambda/8$; $\alpha = 0,6 Np/m$; $f = 1GHz$; $v_p = 0,75c$. Nguồn có biên độ $V_s = 15V$; điện áp đo được tại tải $V_L = 10V$. Xác định điện áp tại điểm cách nguồn $x = \lambda/8, \lambda/4$.

Câu 15: Cho một đường truyền sóng có các thông số: $R=75\Omega/m$; $L= 123\mu H/m$; $C=47pF/m$; $G= 10^{-4} S/m$. Tần số sóng lan truyền $10^9 rad/s$; chiều dài đường truyền $2m$. Nguồn có biên độ $E_s = 15V$, biên độ tại tải $10V$. Xác định điện áp tại điểm cách nguồn 1 đoạn $\lambda/4$.

Câu 16: Cho cáp đồng trục có lớp cách điện bằng polystyrene $\epsilon_r = 2,5$; $\tan\Delta_s = 0,0003$ tại $10GHz$; $D=2,95mm$; lõi bằng đồng AWG20. Tính toán các giá trị L, C, G, R, R_0 .

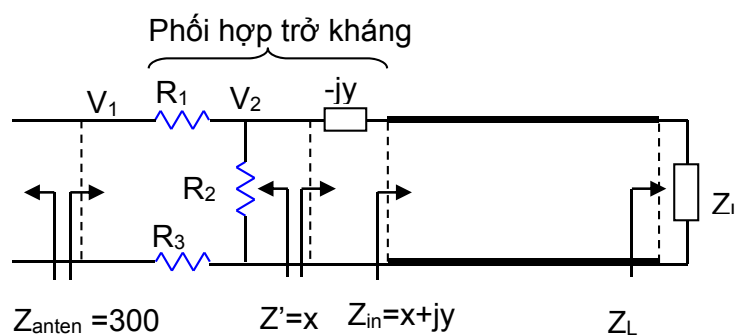
Câu 17: Một đường truyền vi dải có trở kháng đặc tính 50Ω ; $\epsilon_r = 4,6$; $h = 40mils$. Xác định độ rộng của dải dẫn; v_p ; λ ; ϵ_{eff} tại $2GHz$.

Câu 18: Một đường truyền vi dải có $h=10mm$; $W=2mm$; $\epsilon_r = 1,62$. Xác định Z_0 .

Câu 19: Cho một đường truyền bằng cáp đồng trục có trở kháng đặc tính $Z_0 = \sqrt{\frac{0,1+j200}{0,05-j0,003}}$; $Z_L = 80 + j40 \Omega$. Tính hệ số phản xạ tại tải, tại điểm cách tải $d = \lambda/8, \lambda/4, \lambda/3$ và tại nguồn. Vẽ quỹ tích của $\Gamma(x)$, biết chiều dài đường truyền $\lambda/2$ trong trường hợp:

- Đường truyền là không suy hao.
- Đường truyền là suy hao với hệ số suy hao $\alpha = 0,6/\lambda$ Np/m.

Câu 20: Nếu tại nguồn của bài 19 là một anten có trở kháng 300Ω . Thiết kế mạch phối hợp trở kháng (BALUN) giữa anten và đường truyền (Hình 5.22).



Hình 5.22 – Phối hợp trở kháng giữa anten và nguồn

Câu 21: Một đường truyền sử dụng dây song hành có trở kháng đặc tính 300Ω dùng truyền dẫn tín hiệu từ một anten có trở kháng $R=75\Omega$ với đầu vào máy thu có trở kháng 200Ω . Vẽ đường truyền sóng và tính toán mạch phối hợp trở kháng cần thiết để kết nối với đường truyền.

Câu 22: Cho một đường truyền có tổn hao có hệ số phản xạ tại tải $\Gamma_l = 0,3 + j0,4$, tại điểm cách tải $d=10m$ đo được $\Gamma(d = 10m) = 0,2 - j0,2$. Xác định hệ số suy hao α ; hệ số pha β ; bước sóng λ .

Câu 23: Cho một đường truyền sóng không tổn hao có $Z_0 = 75\Omega$ được nối với tải $Z_L = 40 + j35$. Tính hệ số phản xạ, trở kháng tại tải và tại điểm cách tải một khoảng d trong các trường hợp:

- $f = 1\text{GHz}$; $d=50\text{cm}$.
- $f = 5\text{GHz}$; $d=25\text{cm}$.
- $f = 10\text{GHz}$; $d=5\text{cm}$.

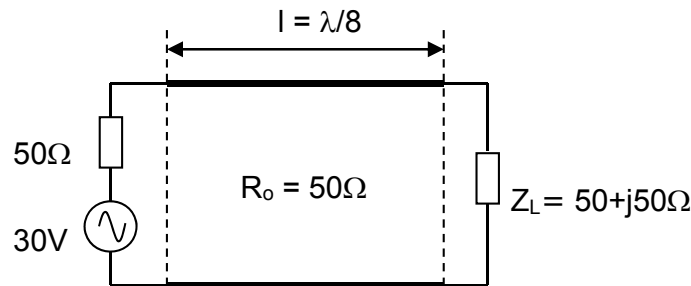
Câu 24: Cho một đường truyền sóng không tổn hao có $R_0 = 50\Omega$, chiều dài $l = 7\lambda/8$. Tại điểm x_0 cách tải $d = 5\lambda/8$ đo được $\Gamma(x_0) = 0,5 - j0,5$. Tính $Z(l)$ và $Z(0)$

Câu 25: Một đường truyền sóng không tổn hao $Z_0 = 50\Omega$. Hỏi đường truyền bị lỗi gì, tìm chiều dài lỗi biết tần số sóng truyền 10^9 rad/s và tại nguồn đo được hệ số phản xạ:

a. $\Gamma(0) = -0,5 - j\sqrt{3}/2$.

b. $\Gamma(0) = e^{-j\frac{11\pi}{8}}$.

Câu 26: Cho đường truyền không tổn hao:



Hình 5.23 – Đường truyền không tổn hao

a. Xác định hệ số phản xạ tại tải, hệ số phản xạ tại nguồn.

b. Xác định hệ số phản xạ tại điểm x cách nguồn $\lambda/8$.

c. Tính các giá trị I_+ và I_- .

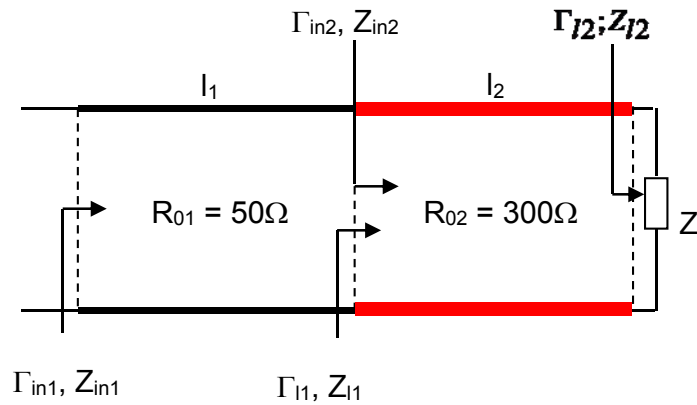
d. Tính điện áp tổng cộng tại ngõ vào của đường truyền.

e. Tìm mối quan hệ giữa $I(x)$ và $\Gamma(x)$. Tính dòng tổng cộng đi qua trở kháng nội của nguồn.

f. Tính điện áp và dòng điện tổng tại điểm x câu b; từ đó tính trở kháng nhìn vào tại x , cho biết có mấy cách để tính được Z tại x .

Câu 27: Cho đường truyền không tổn hao có $l = \lambda/8$; tại nguồn cung cấp 30V; đường dây có $Z_0 = 50\Omega$, điện áp tại tải $25\angle 60^\circ$. Xác định Z_L ; hệ số phản xạ tại tải; biểu thức truyền sóng trên đường dây.

Câu 28: Cho hai đường truyền không tổn hao có trở kháng đặc tính $R_{01} = 50\Omega$; $l_1 = 5\lambda/8$; $R_{02} = 300\Omega$; $l_2 = 13\lambda/8$; tải $Z_L = 200 + j100$.



Hình 5.24 – Đường truyền không tổn hao

- Tính Γ_{in2} , Z_{in2} ; Γ_{in1} , Z_{in1} .
- Nếu tại điểm tiếp giáp mắc một trở kháng $Z_A = 50 + j50$ song song hệ thống; xác định lại Γ_{in1} , Z_{in1} .
- Nếu tại điểm tiếp giáp mắc một tụ điện có trở kháng $Z_B = -j100$ nối tiếp hệ thống; xác định lại Γ_{in1} , Z_{in1} .
- Xác định lại trở kháng Z_B để đường truyền 1 có phối hợp trở kháng đúng.
- Xác định lại trở kháng Z_A để đường truyền 1 có phối hợp trở kháng đúng.
- Nếu hở mạch tải, xác định Γ_{in2} , Z_{in2} ; Γ_{in1} , Z_{in1} . Nhận xét kết quả.
- Nếu ngắn mạch tải, xác định Γ_{in2} , Z_{in2} ; Γ_{in1} , Z_{in1} . Nhận xét kết quả.
- Xác định $Z = \sqrt{Z_{in20}Z_{in2s}}$; so sánh với R_{02} ; nhận xét kết quả.
- Cho một đường truyền vi dài hở mạch tải có $h=15\text{mm}$; $W=2\text{mm}$; $\epsilon_r = 3$; $l_3 = 7\lambda/8$ mắc song song với hệ thống tại điểm tiếp giáp. Xác định Γ_{l1} , Z_{l1} ; Γ_{in1} , Z_{in1} .
- Xác định chiều dài của đường truyền để có $Z_{in3} = -j100\Omega$; $j100\Omega$.
- Xác định chiều dài l_2 và l_3 để có phối hợp trở kháng đúng.

Câu 29: Cho đường truyền không tổn hao có trở kháng đặc tính $R_0 = 50\Omega$; $l = 7\lambda/8$; tại điểm x cách tải $d = 5\lambda/8$ mắc nối tiếp một điện dung $C=10\text{pF}$; sóng lan truyền $\omega = 10^9 \text{ rad/s}$. Tìm Z_{in} , Γ_{in} .

Câu 30: Đường truyền không tổn hao $Z_0 = 50\Omega$ nối với tải $100+j100\Omega$; $l = \lambda/2$.

Tính:

- $\Gamma(l)$.
- VSWR.
- Điểm bụng và nút đầu tiên tính từ tải. Cho biết gập bụng sóng hay nút sóng trước.
- Tính R_{\max} ; R_{\min} theo phương pháp VSWR.
- Tính R_{\max} ; R_{\min} theo phương pháp phản xạ từ tải; so sánh với kết quả câu d.
- Vẽ biểu đồ sóng đứng trên đường truyền, suy ra số điểm bụng và nút trên đường truyền.
- Lặp lại câu f nếu $l = 33\lambda/8$
- Nếu hở mạch tải, tìm điểm bụng và nút đầu tiên tính từ tải. Cho biết gập bụng sóng hay nút sóng trước.
- Nếu ngắn mạch tải, tìm điểm bụng và nút đầu tiên tính từ tải. Cho biết gập bụng sóng hay nút sóng trước.

Câu 31: Cho đường truyền không tổn hao $R_0 = 50\Omega$; tải $Z_L \neq R_0$. Tại điểm bụng đầu tiên so với tải $d_{\max} = 50\text{cm}$ đo được $V_{\max} = 10\text{V}$. Tại điểm nút đầu tiên so với tải $d_{\min} = 150\text{cm}$ đo được $V_{\min} = 5\text{V}$. Tính Z_L ; vẽ giản đồ sóng đứng dọc đường truyền biết chiều dài đường truyền $13\lambda/6$.

Câu 32: Cho đường truyền không tổn hao, $R_0 = 50\Omega$. Tại $x=0$ đặt tín hiệu $V(0,\omega) = 7,5\cos(\omega t)$. Tại $x=3,5\text{m}$ quan sát được $V_{\max} = 5\text{V}$, tại $x=15\text{m}$ quan sát được $V_{\min} = 2,5\text{V}$. Tính $V(x,t)$; $I(x,t)$

Câu 33: Cho hai đường truyền không tổn hao có trở kháng đặc tính $R_{01} = 50\Omega$; $l_1 = 5\lambda/8$; $R_{02} = 300\Omega$; $l_2 = 13\lambda/8$; tải $Z_L = 200+j100$ (Hình 5.24).

- Tính Z_{in1} , Z_{in2} .
- Vẽ giản đồ sóng đứng dọc đường truyền l_2 và l_1 .

c. Nếu tại điểm tiếp giáp mắc một trở kháng $Z_A = 50 + j50$ song song hệ thống, xác định lại Z_{in1} .

d. Nếu tại điểm tiếp giáp mắc một tụ điện có trở kháng $Z_C = -j100$ nối tiếp hệ thống, xác định lại Z_{in1} .

e. Nếu hở mạch tải, xác định Z_{in02} , Z_{in1} . Vẽ giản đồ sóng đứng dọc đường truyền l_2 và l_1 .

f. Nếu ngắn mạch tải, xác định Z_{ins2} , Z_{in1} . Vẽ giản đồ sóng đứng dọc đường truyền l_2 và l_1 .

g. Cho một đường truyền vi dải hở mạch tải có $h=15\text{mm}$; $W=2\text{mm}$; $\epsilon_r = 3$; $l_3 = 7\lambda/8$ mắc song song với hệ thống tại điểm tiếp giáp. Xác định Z_{l1} ; Z_{in1} .

h. Xác định chiều dài của đường truyền để có $Z_{in3} = -j100\Omega$; $j100\Omega$.

Câu 34: Một đường truyền vi dải có trở kháng đặc tính $Z_0 = 50\Omega$ nối với BJT có trở kháng ngõ vào $Z_{IBJT} = 25\Omega$ bằng đường phối hợp trở kháng có chiều dài $\lambda/4$. Tìm chiều dài, chiều rộng, trở kháng đặc tính của mạch phối hợp. Biết tần số hoạt động 500MHz, bề dày lớp điện môi 1mm, hằng số điện môi tương đối $\epsilon_r = 4$.

Câu 35: Cho đường truyền không tổn hao $Z_0 = 75\Omega$; $Z_G = 50\Omega$; $Z_L = 40\Omega$. Tính công suất ngõ vào và công suất truyền đến tải, giả sử chiều dài đường truyền $\lambda/2$; $V_G = 5\text{V}$.

BÀI 6: ĐỒ THỊ SMITH

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

- Thể hiện và đọc được đồ thị Smith.
- Tính toán các thông số đường truyền sóng trực tiếp từ đồ thị.
- Phối hợp trở kháng thông qua đồ thị.
- Ứng dụng được đồ thị Smith.

6.1 KHÁI NIỆM

Đường truyền sóng thay đổi trở kháng tùy thuộc vào đặc tính vật chất và hình dạng vật lý. Một số đường truyền thực tế: microstrip line (đường truyền vi dải), cáp đồng trục và parallel-plate line. Thêm nữa, chiều dài và tần số hoạt động cũng ảnh hưởng đến trở kháng ngõ vào. Để dễ dàng tính toán các hệ số phản xạ, P. H. Smith đã phát triển một loại đồ thị dựa trên các nguyên lý ánh xạ phù hợp, cho phép hiển thị trực giác các hệ số phản xạ, đặc tuyến trở kháng trên một đồ thị, gọi là đồ thị Smith (phát triển từ 1930), hầu hết các chương trình thiết kế có hỗ trợ máy tính đều sử dụng đồ thị Smith để phân tích trở kháng của mạch, thiết kế mạch phối hợp trở kháng, tính toán đồ thị nhiễu, độ lợi và vòng tròn ổn định.

6.2 HỆ SỐ PHẢN XẠ VÀ TRỞ KHÁNG TẢI

Hệ số phản xạ là tỷ số giữa sóng phản xạ và sóng tới tại một vị trí trên đường truyền sóng (hệ số phản xạ tại tải có $d=0$). $\Gamma(l) \neq 0$ nói lên sự không được phối hợp trở kháng giữa trở kháng đặc tính Z_0 và trở kháng tải Z_L , bằng cách di chuyển tải đến vị trí d trên đường truyền thì $\Gamma(l)$ sẽ được nhân với một hệ số $e^{-j2\beta d}$ để có được Γ_d , đây là sự biến đổi từ $\Gamma(l)$ đến Γ_d và là mẫu chốt của đồ thị Smith trong thiết kế.

6.2.1 Hệ số phản xạ

$$\Gamma(l) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \text{Re}\{\Gamma(l)\} + j\text{Im}\{\Gamma(l)\} = |\Gamma(l)|e^{j\phi} \quad (6.1)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{\Gamma(l)\}}{\text{Re}\{\Gamma(l)\}} \right) \quad (6.2)$$

Trong điều kiện ngắn mạch và hở mạch $\Gamma(l)$ có giá trị -1 và +1 có vị trí trên trục thực của mặt phẳng phức Γ .

6.2.2 Trở kháng chuẩn hóa

$$\Gamma(d) = |\Gamma(l)|e^{j\phi}e^{-2j\beta d} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (6.3)$$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (6.4)$$

Tổng quát, chuẩn hóa với trở kháng đặc tính của đường truyền:

$$\frac{Z_{in}(d)}{Z_0} = z_{in} = r + jx = \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (6.5)$$

Nhân tử và mẫu với liên hợp phức của mẫu để tách phần thực và ảo:

$$z_{in} = r + jx = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 + 2j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (6.6)$$

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (6.7)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (6.8)$$

Vậy, để tìm z_{in} thì phải biết Γ_r và Γ_i , vì vậy ánh xạ từ mặt phẳng Γ sang mặt phẳng z_{in} là trực tiếp.

6.3 ĐỒ THỊ SMITH

6.3.1 Đồ thị Smith trở kháng

Mục đích phần này là tìm một phương pháp khác tính toán trở kháng ngõ vào bằng cách biểu diễn lại r và x ($Z_{in} = r + jx$). Nói cách khác là biểu diễn miền z_{in} vào mặt phẳng phức Γ qua thành phần thực (r) và ảo (x). Vì Γ là phân thức nên không thể biểu diễn trực tiếp mặt phẳng z_{in} bằng mặt phẳng Γ . Vì vậy điều cần làm là phối hợp trở kháng tải và trở kháng đường dây $Z_{in} = Z_0$ hay $z_{in} = 1$ tương đương với hệ số phản xạ bằng 0 ($\Gamma_r =$

$\Gamma_i = 0$) và hệ số phản xạ này có vị trí tại tâm mặt phẳng Γ . Biểu thức r có thể viết lại từ (6.7):

$$r[(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2] = 1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 \rightarrow \Gamma_r^2(r + 1) - 2r\Gamma_r + \Gamma_i^2(r + 1) = 1 - r$$

$$\Gamma_r^2 - \frac{2r}{r+1}\Gamma_r + \Gamma_i^2 = \frac{1-r}{1+r} \rightarrow \left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 - \frac{r^2}{(r+1)^2} + \Gamma_i^2 = \frac{1-r}{1+r}$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2: \text{vòng tròn đẳng } r \quad (6.9)$$

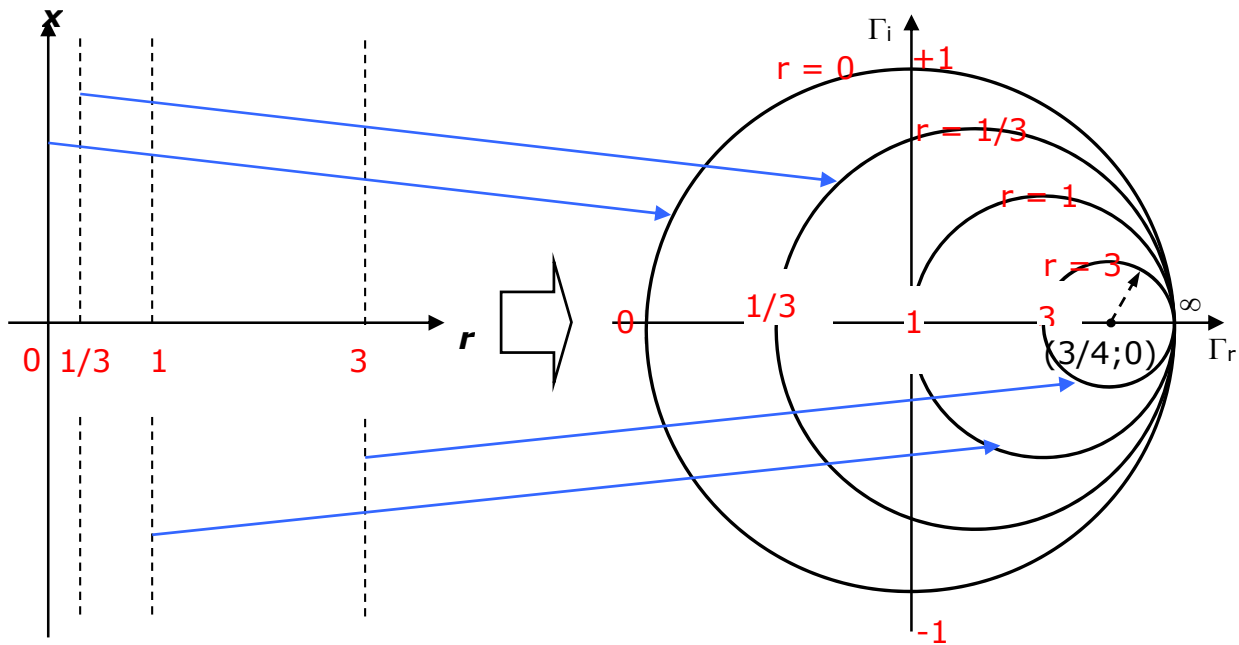
$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2: \text{vòng tròn đẳng } x \quad (6.10)$$

Hai phương trình trên là các vòng tròn tâm có tọa độ (a, b) , bán kính c trong mặt phẳng phức Γ với $(\Gamma_r - a)^2 + (\Gamma_i - b)^2 = c^2$.

Ví dụ 6.1: Vẽ các đường tròn đẳng r với $r = 0; 1/3; 1; 3$.

Với $r = 0$: $\Gamma_r^2 + \Gamma_i^2 = 1$, đây là đường tròn tâm $(0; 0)$ bán kính bằng 1.

Với $r = 1$: $\left(\Gamma_r - \frac{1}{2}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2$, đây là đường tròn tâm $(1/2; 0)$ bán kính $1/2$.



Mặt phẳng z

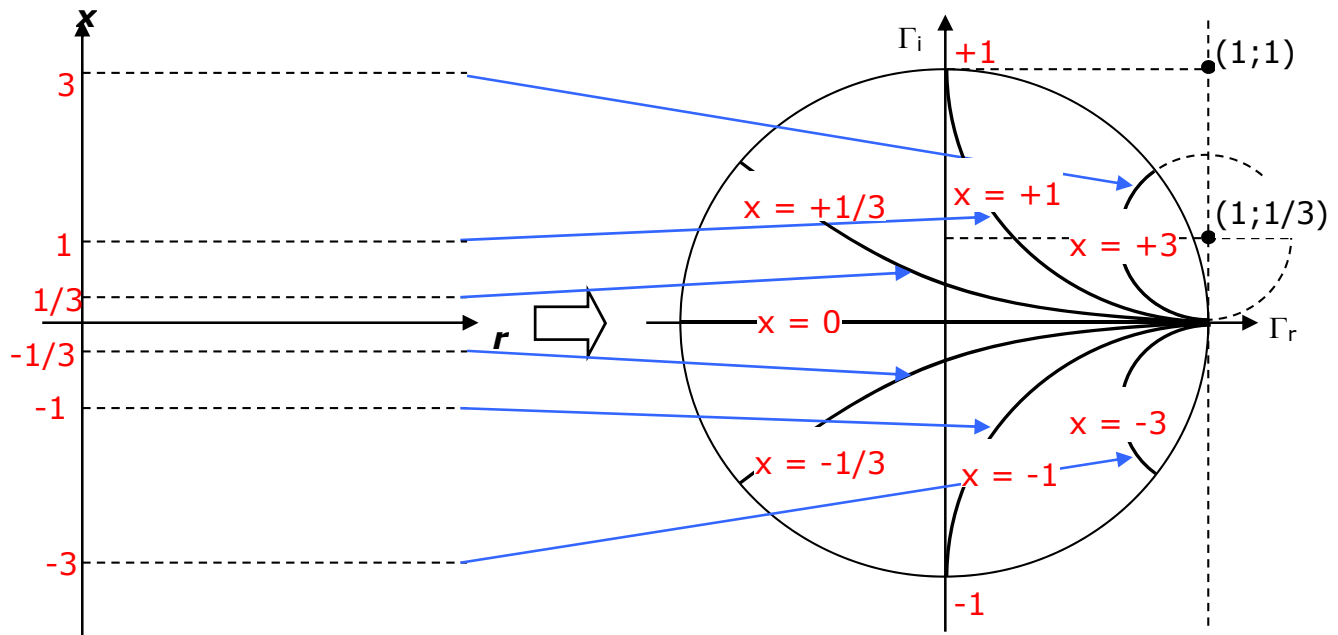
Mặt phẳng Γ

Hình 6.1 – Các đường tròn đẳng r

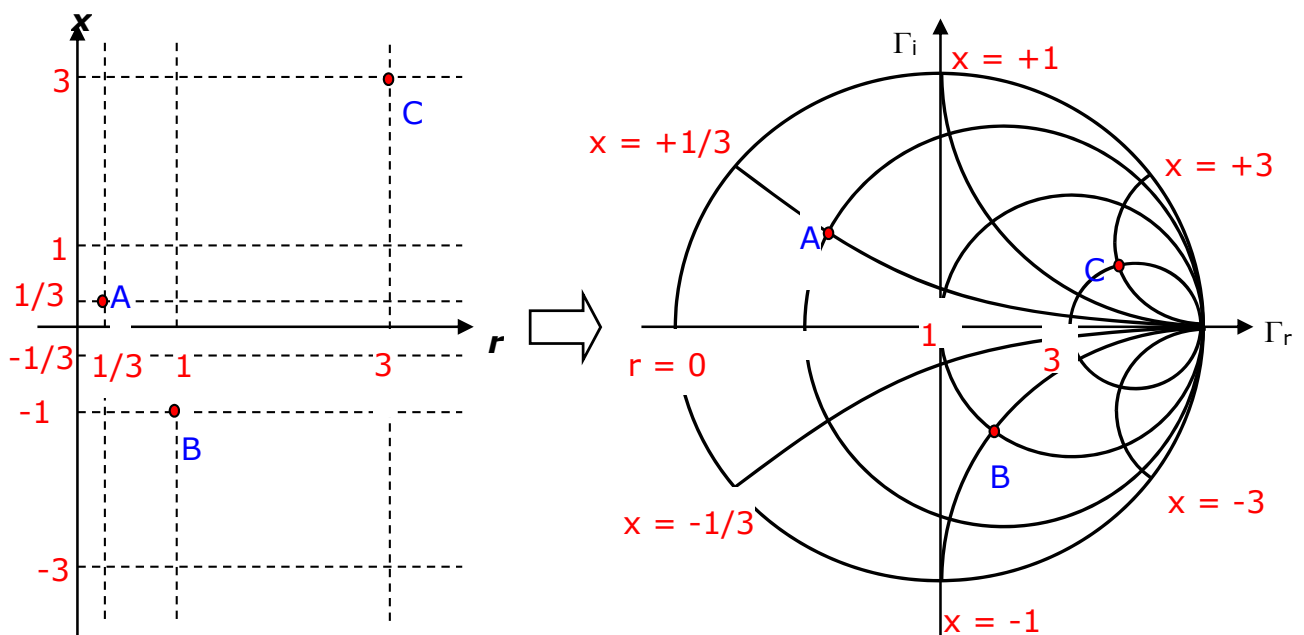
Ví dụ 6.2: Vẽ các đường tròn đẳng x với $x = 0; 1/3; 1; 3$.

Với $x = 0$: $(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \infty)^2 = (\infty)^2$, đây là đường tròn tâm $(1; \infty)$ bán kính ∞ .

Với $x = 1$: $(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - 1)^2 = (1)^2$, đây là đường tròn tâm $(1; 1)$ bán kính 1.

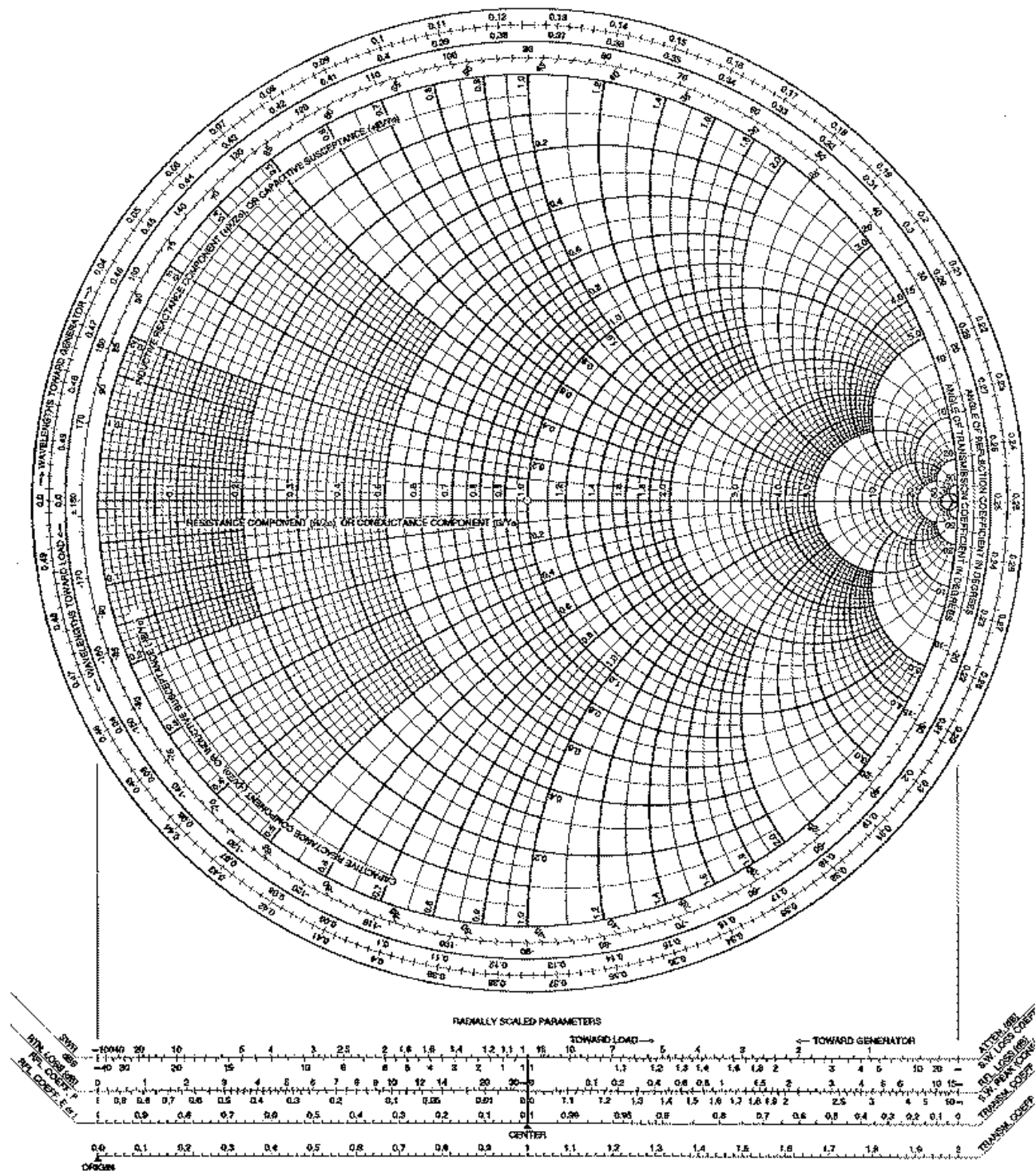
Mặt phẳng z Mặt phẳng Γ Hình 6.2 – Các đường tròn đẳng x

Kết hợp hai đồ thị đẳng r và đẳng x cho $|\Gamma| \leq 1$ ta được đồ thị Smith.

Mặt phẳng z Mặt phẳng Γ Hình 6.3 – Kết hợp các đường tròn đẳng r và đẳng x

Đồ thị Smith trở kháng đầy đủ

Smith Chart



Hình 6.4 – Đồ thị Smith trở kháng

Lưu ý:

Tất cả các trở kháng trên đồ thị Smith đều là trở kháng chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính R_0 .

Đồ thị Smith nằm trong phạm vi vòng tròn đơn vị.

Các đường đẳng r là họ các vòng tròn tương ứng với một giá trị r duy nhất, giá trị r của mỗi vòng tròn được ghi dọc theo trục hoành của đồ thị Smith (giá trị r từ $0 \rightarrow +\infty$) và được ghi là Resistance Component R/R_0 .

Các đường đẳng x là họ các vòng tròn tương ứng với một giá trị x duy nhất, và chỉ được vẽ phần nằm trong vòng tròn đơn vị, giá trị x được ghi dọc theo vòng tròn đơn vị. Có hai nhóm đường tròn đẳng x .

Với $x > 0$ (cảm kháng): các đường đẳng x nằm phía trên trục hoành của đồ thị Smith, giá trị của x từ $0 \rightarrow +\infty$ và được ghi là Inductive Reactance Component jX/R_0 .

Với $x < 0$ (dung kháng): các đường đẳng x nằm phía dưới trục hoành đồ thị Smith, giá trị của x từ $0 \rightarrow -\infty$ và được ghi là Capacitive Reactance Component $-jX/R_0$.

Các đường đẳng r và đẳng x là họ các đường tròn trực giao với nhau, tại giao điểm của hai đường tròn này tương ứng với một trở kháng $z = r + jx$.

Tâm của đồ thị Smith ($r=1$; $x=0$) tương ứng với $z=1$, đây là điểm tương trưng cho điện trở chuẩn hóa R_0 và $\Gamma = 0$ (phối hợp trở kháng đúng).

Điểm tận cùng bên trái của trục hoành ($r=0$; $x=0$) tương ứng với $z=0$ tượng trưng cho một ngắn mạch và $\Gamma = -1$.

Điểm tận cùng bên phải của trục hoành ($r=\infty$) tương ứng với $z=\infty$ tượng trưng cho một hở mạch và $\Gamma = +1$.

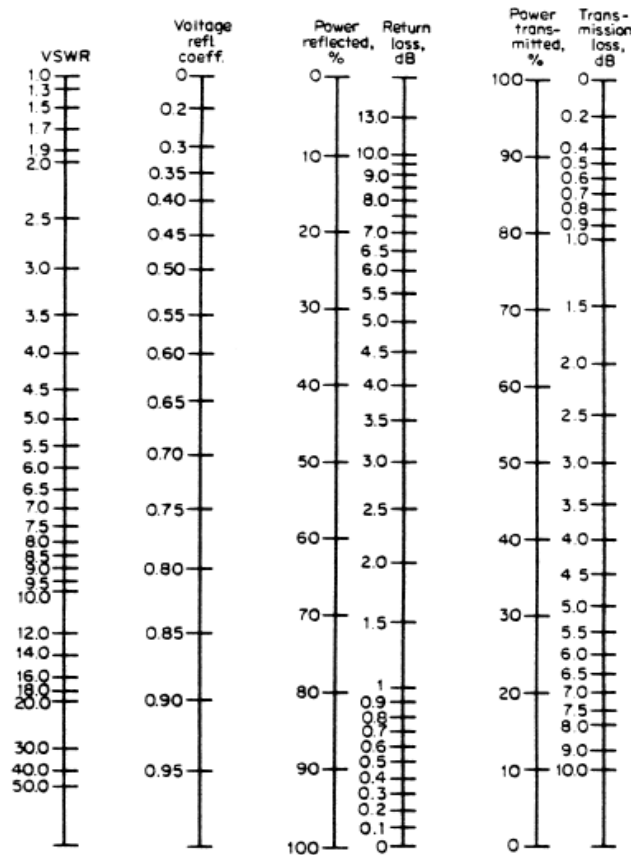
Trên đồ thị Smith, trên vòng tròn chu vi, có thang chia độ từ -180° đến 180° tương ứng với góc quay của Γ khi di chuyển dọc theo đường truyền sóng một khoảng $2\beta d = \frac{4\pi d}{\lambda} = 720^\circ \frac{d}{\lambda}$.

Trên vòng tròn chu vi ngoài còn có 2 vòng thang chia độ từ 0; 0,01;...;0,49.

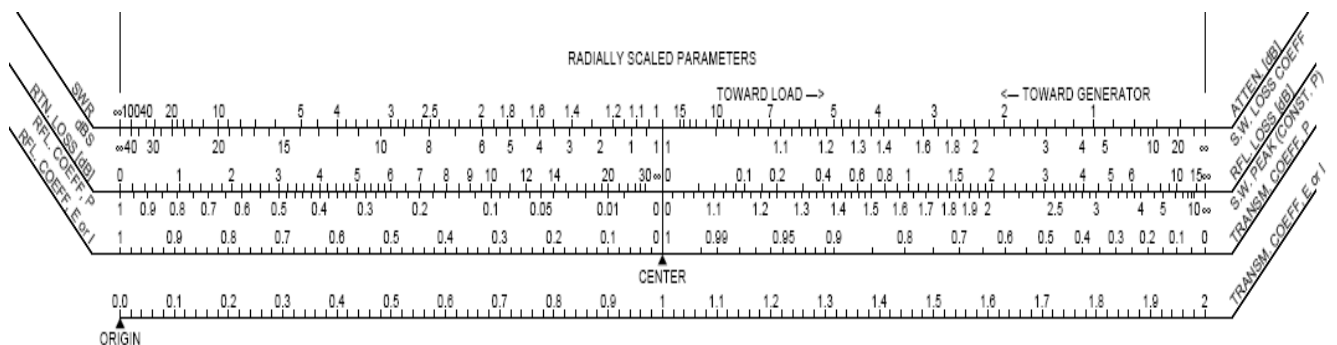
Một vòng **theo chiều kim đồng hồ** từ 0 đến 0,49 tượng trưng góc quay của hệ số phản xạ từ tải về nguồn (Wavelengths toward generator) biến thiên từ 0 đến 0,5

lần λ (tương ứng -180° đến 180°). Một vòng **ngược chiều kim đồng hồ** từ 0 đến 0,49 tượng trưng góc quay của hệ số phản xạ từ nguồn về tải (Wavelengths toward load) biến thiên từ 0 đến 0,5 lần λ (tương ứng -180° đến 180°).

Các thang đo bên dưới:



Hình 6.5 – Các thang đo trên đồ thị Smith



Hình 6.6 – Bố trí các thang đo trên đồ thị Smith

SWR: thang đo hệ số sóng đứng.

$$VSWR = SWR = S = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (6.11)$$

dBS: hệ số sóng đứng tính theo d.

$$S[dB] = 20 \log_{10} S \quad (6.12)$$

Công suất phản xạ:

$$P_r = |\Gamma_L|^2 P_{in} \quad (6.13)$$

Suy hao trả về nguồn (RTN LOSS - Return Loss):

$$RL = 10 \log_{10} \frac{P_{in}}{P_r} = -20 \log_{10} |\Gamma_L| \quad (6.14)$$

Công suất truyền:

$$P_t = (1 - |\Gamma_L|^2) P_{in} \quad (6.15)$$

Suy hao truyền (Transmission Loss):

$$TL = 10 \log_{10} \frac{P_{in}}{P_t} \quad (6.16)$$

Hệ số phản xạ công suất (RFL COEFF, P):

$$|\Gamma_p| = |\Gamma_v| |\Gamma_i| = |\Gamma_v|^2 \quad (6.17)$$

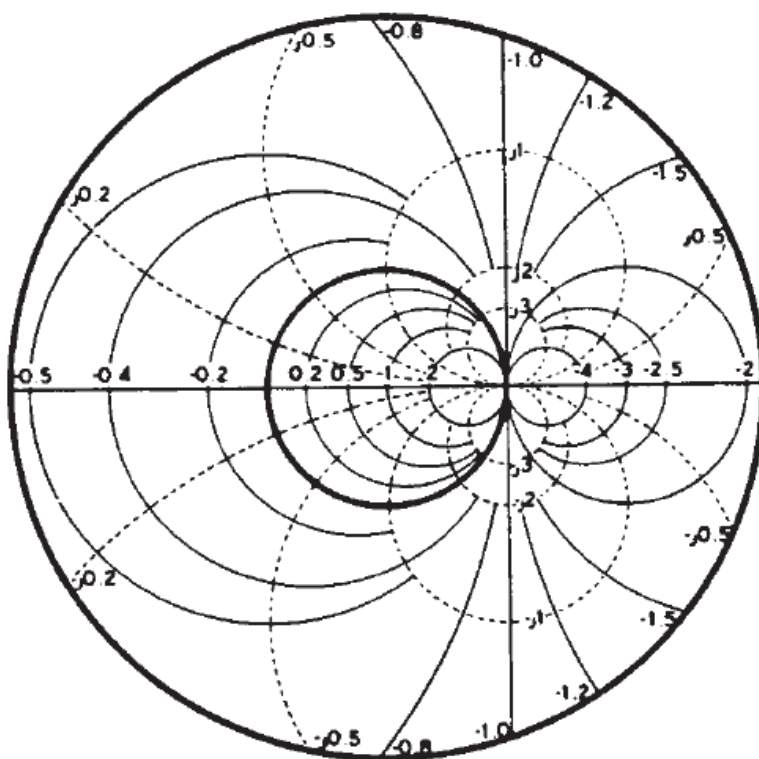
RFL COEFF, E or I: thang đo module hệ số phản xạ điện áp $|\Gamma_v|$ hay dòng điện $|\Gamma_i|$.

Loss Coeff hay ATTEN (dB): Hệ số suy hao đường truyền (α) đối với đường truyền có tổn hao ($\alpha \neq 0$) khi di chuyển về phía nguồn (Toward Generator) thì $|\Gamma|$ giảm dần, hoặc về phía tải (Toward Load) thì $|\Gamma|$ tăng dần.

Điểm quan trọng của đồ thị Smith là việc biểu diễn qua lại giữa mặt phẳng z và mặt phẳng phản xạ. Lưu ý rằng vòng tròn đẳng r chuẩn hóa có khoảng giá trị $0 \leq r < \infty$ và vòng tròn đẳng x chuẩn hóa có khoảng giá trị $-\infty < x < +\infty$.

Hệ số phản xạ không phải chỉ có giá trị $|\Gamma| \leq 1$. Với các phần tử điện trở âm (trong điều kiện mạch dao động) sẽ làm cho $|\Gamma| > 1$ và vì vậy trở kháng z sẽ ánh xạ ra ngoài vòng tròn đơn vị.

Để biểu diễn các hệ số phản xạ lớn hơn 1 thường dùng đồ thị Smith nén (compressed Smith Charts) và không được đề cập ở môn học này.



Hình 6.7 – Đồ thị Smith nén

6.3.2 Đồ thị Smith dẫn nạp

Theo định nghĩa: $Y = 1/Z$.

Dẫn nạp chuẩn hóa: $y = Y/Y_0 = g + jb = 1/z$ với Y_0 là điện dẫn đặc tính.

Hệ số phản xạ:

$$\Gamma(z) = \frac{z - Z_0}{z + Z_0} = \frac{\frac{1}{Y} - \frac{1}{Y_0}}{\frac{1}{Y} + \frac{1}{Y_0}} = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y} = \frac{1 - y}{1 + y} = \frac{1 - g - jb}{1 + g + jb} = -\Gamma(y) \quad (6.18)$$

$$y = g + jb = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} = \frac{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i}{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i} \quad (6.19)$$

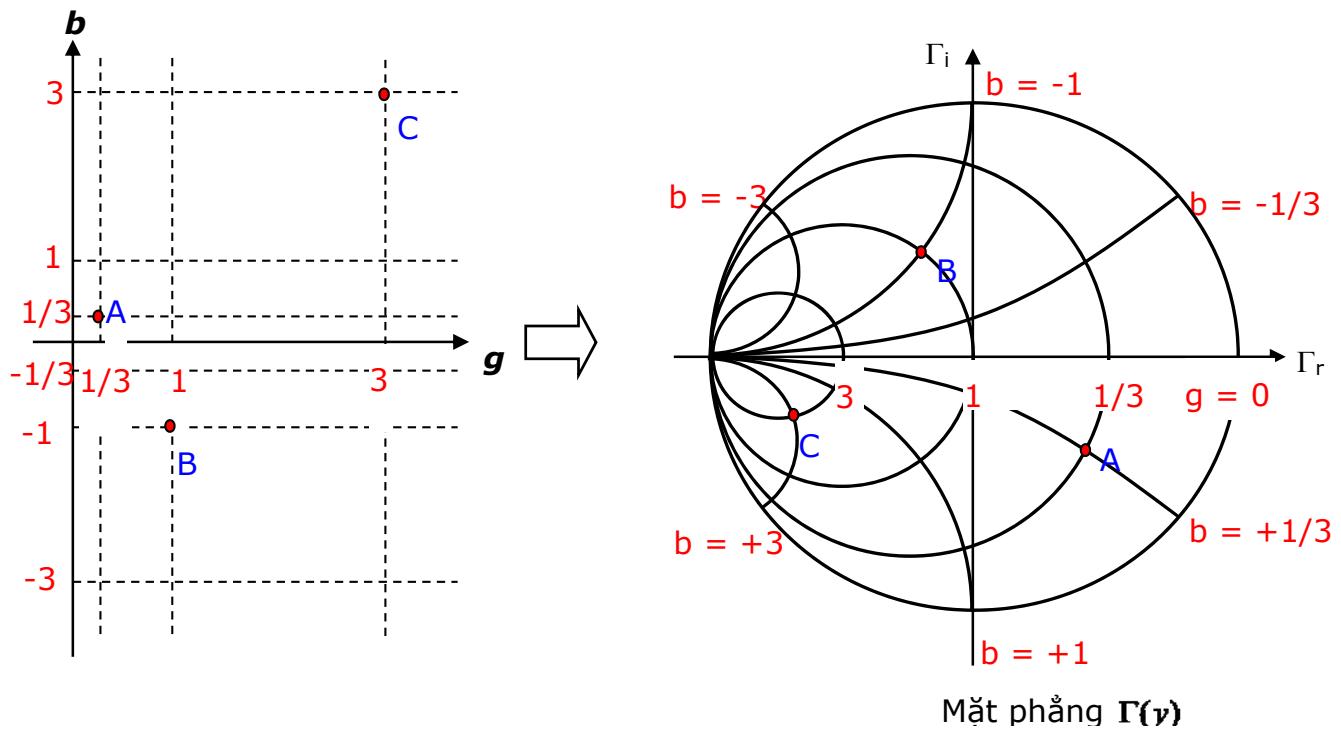
Tương tự như việc thiết lập đồ thị Smith trở kháng, đồ thị Smith dẫn nạp là tập hợp các vòng tròn đẳng g và đẳng b .

$$\left(\Gamma_r + \frac{g}{g+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{g+1}\right)^2: \text{vòng tròn đẳng } g \quad (6.20)$$

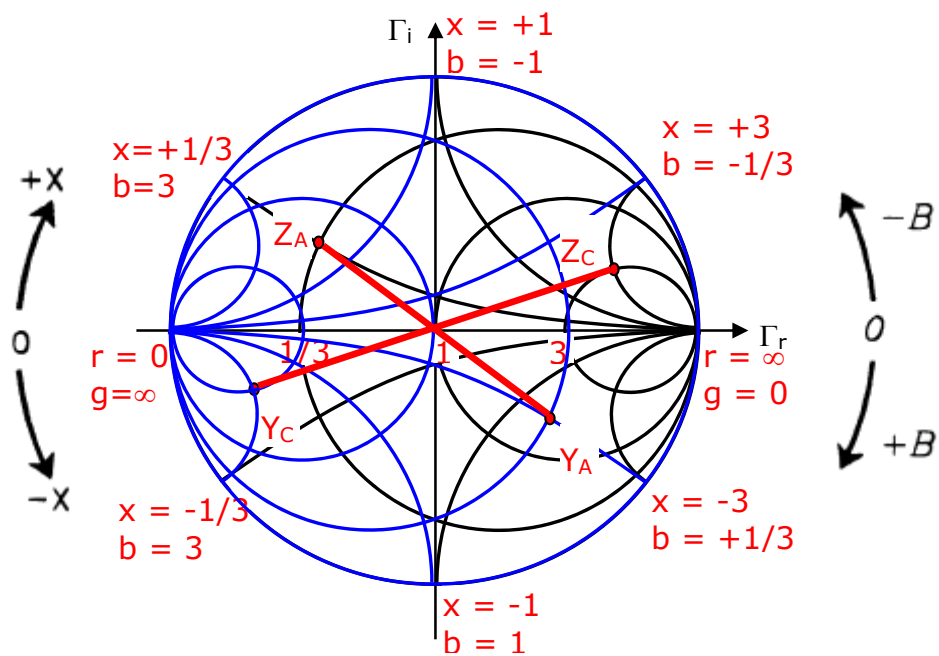
Tương tự cho biểu thức **b** :

$$(\Gamma_r + 1)^2 + \left(\Gamma_i + \frac{1}{b}\right)^2 = \left(\frac{1}{b}\right)^2 : \text{vòng tròn đẳng } b$$

(6.21)



Hình 6.8 – Các đường tròn đẳng b

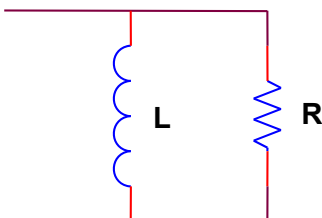


Hình 6.9 – Đồ thị Smith Y-Z

6.3.3 Các kết nối song song và nối tiếp

Phần này phân tích ảnh hưởng của tần số lên trở kháng/dẫn nạp, phục vụ trong việc phối hợp trở kháng.

(a) Mạch R, L mắc song song



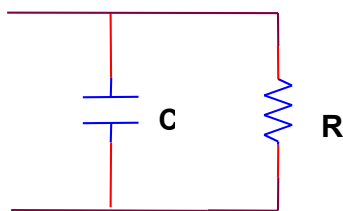
Hình 6.10 – Mạch R, L mắc song song

Đặt $g = Z_0/R$ và $b_L = Z_0/\omega L$.

$$y_{in}(\omega_L) = g - j \frac{Z_0}{\omega L} \quad (6.22)$$

Từ phương trình trên nhận thấy rằng khi tần số thay đổi, y_{in} sẽ chạy trên đường tròn đẳng g .

(b). Mạch R, C mắc song song



Hình 6.11 – Mạch R, C mắc song song

Đặt $g = Z_0/R$ và $b_C = Z_0\omega C$.

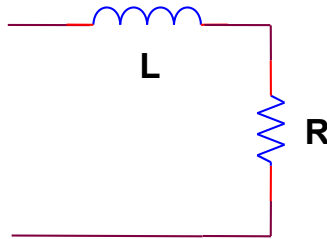
$$y_{in}(\omega_L) = g + jZ_0\omega C \quad (6.23)$$

Từ phương trình trên nhận thấy rằng khi tần số thay đổi, y_{in} sẽ chạy trên đường tròn đẳng g .

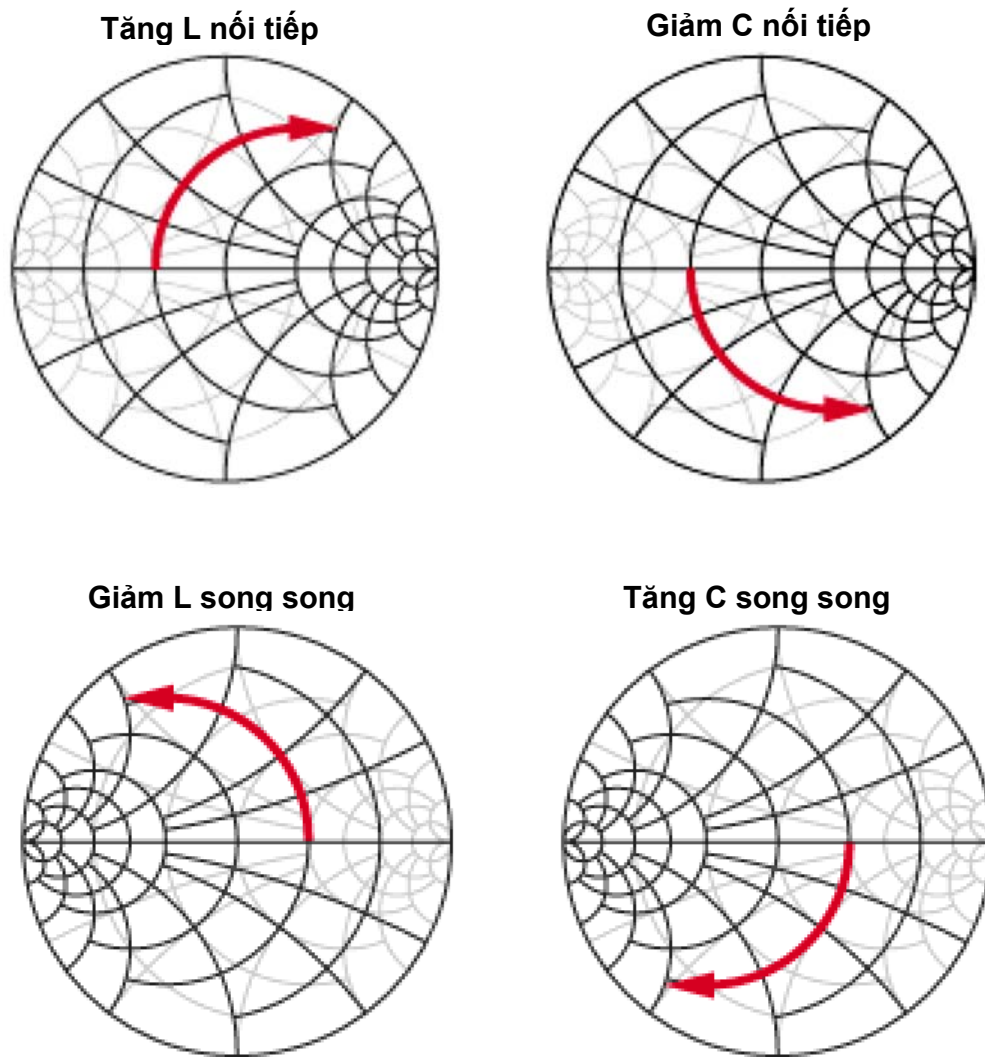
(c). Mạch R, L mắc nối tiếp

$$z_{in}(\omega_L) = r + j \frac{\omega L}{Z_0} \quad (6.24)$$

Từ phương trình trên nhận thấy rằng khi tần số thay đổi, z_{in} sẽ chạy trên đường tròn đẳng r .

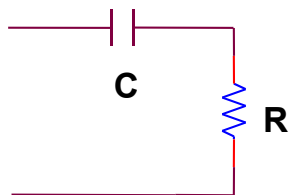


Hình 6.12 – Mạch R, L mắc nối tiếp



Hình 6.13 – Các kết nối song song và nối tiếp

(d). Mạch R, C mắc nối tiếp



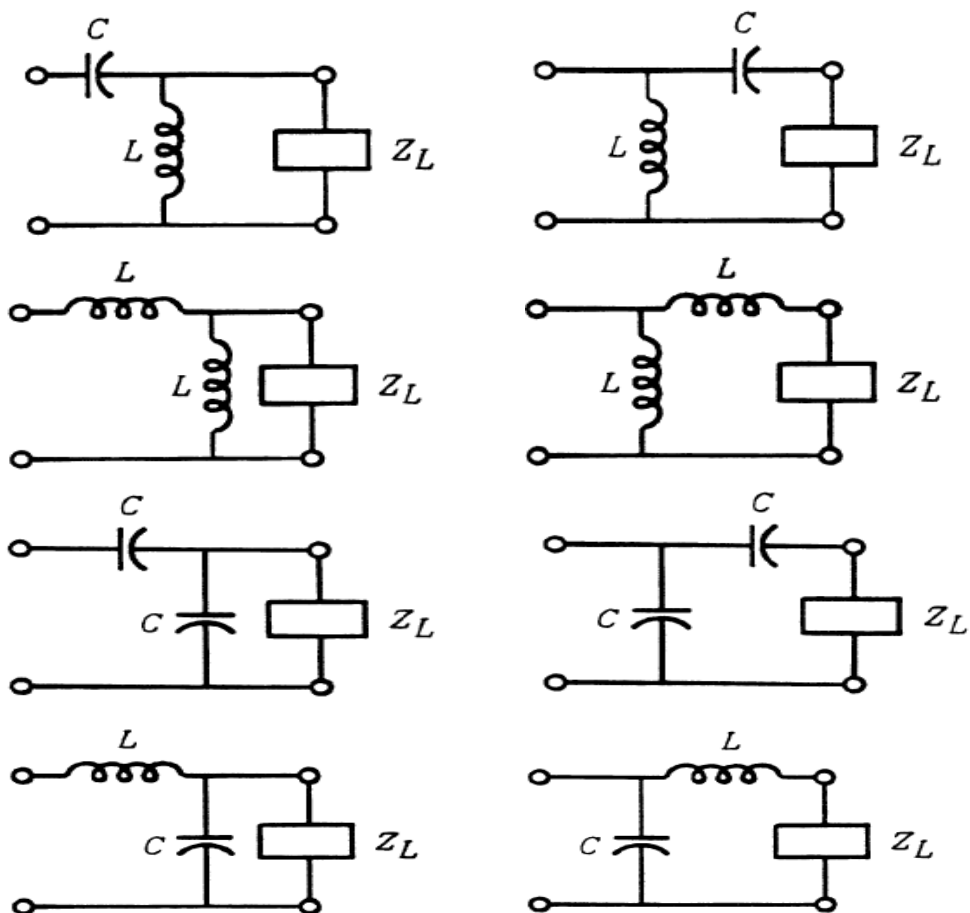
Hình 6.14 – Mạch R, C mắc nối tiếp

$$y_{in}(\omega_L) = r - j \frac{1}{Z_0 \omega C} \quad (6.25)$$

Từ phương trình trên nhận thấy rằng khi tần số thay đổi, z_{in} sẽ chạy trên đường tròn đẳng r .

6.3.4 Phối hợp trở kháng

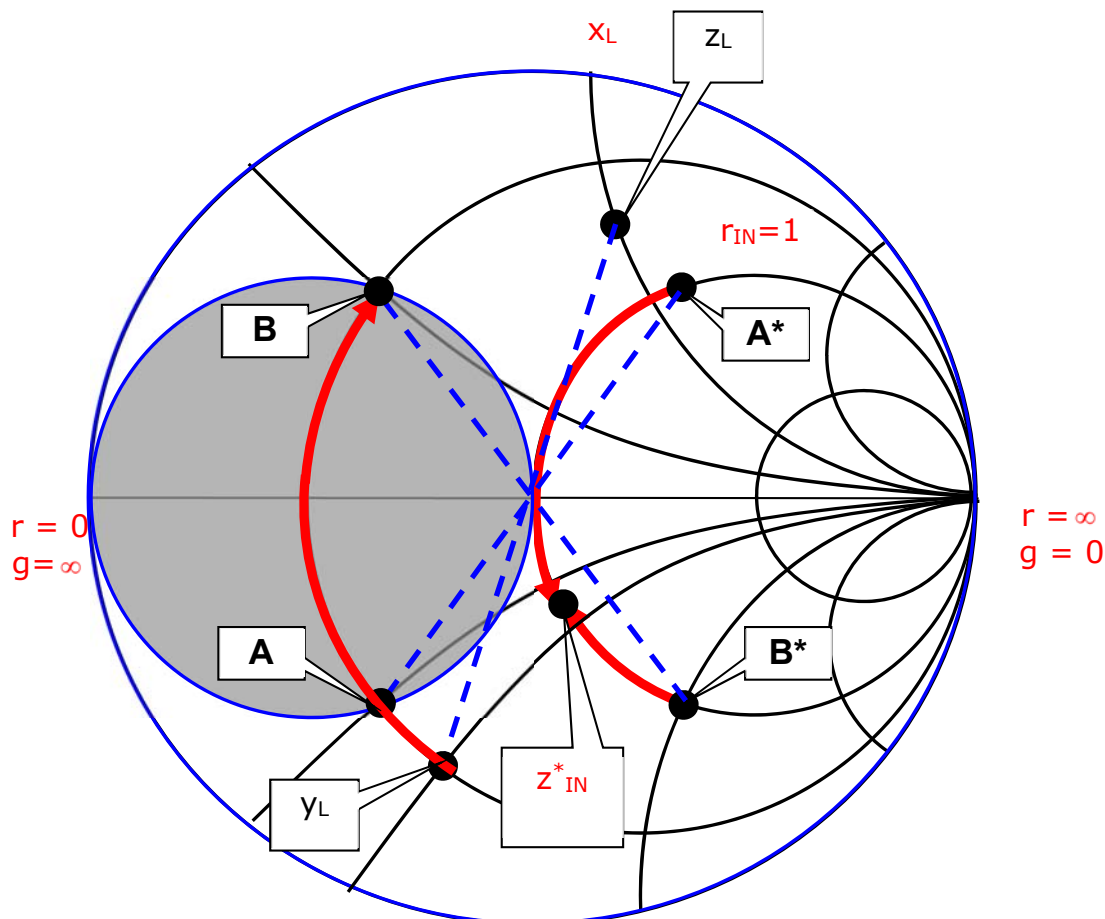
6.3.4.1 Phối hợp trở kháng dùng các phần tử thụ động



Hình 6.15 – Phối hợp trở kháng dùng các phần tử thụ động

Nếu \mathbf{z}_L rơi vào vòng tròn in mờ trên hình thì không thể dùng phương pháp này để phối hợp trở kháng vì đường tròn đẳng \mathbf{g} sẽ không cắt đường $\mathbf{r}=1$.

Dùng đồ thị Z:



Hình 6.17 – Phối hợp trở kháng dạng Γ dùng đồ thị Z

Biến đổi trở kháng chuẩn hóa \mathbf{z}_L về $\mathbf{z}_{IN} = \mathbf{1} + j\mathbf{x}$ bằng cách:

- Lấy đối xứng \mathbf{z}_L dọc $\mathbf{y}_L = \mathbf{g} + j\mathbf{b}$.
- Di chuyển dọc đường đẳng \mathbf{g} cắt vòng tròn $\mathbf{r} = 1$ tại 2 điểm A, B (có 2 nghiệm).
- Lấy đối xứng A, B được A^* , B^* .
- Từ mỗi điểm A^* , B^* đọc được trên đồ thị Smith, di chuyển dọc đường tròn $\mathbf{r} = 1$ đến vị trí \mathbf{x}_{IN} .

Nhận xét:

Nếu \mathbf{z}_L rơi vào vòng tròn in mờ trên hình thì không thể dùng phương pháp này để phối hợp trở kháng vì đường tròn đẳng \mathbf{g} sẽ không cắt đường $\mathbf{r}=\mathbf{1}$.

6.3.4.3 Phương pháp phối hợp trở kháng dạng Γ

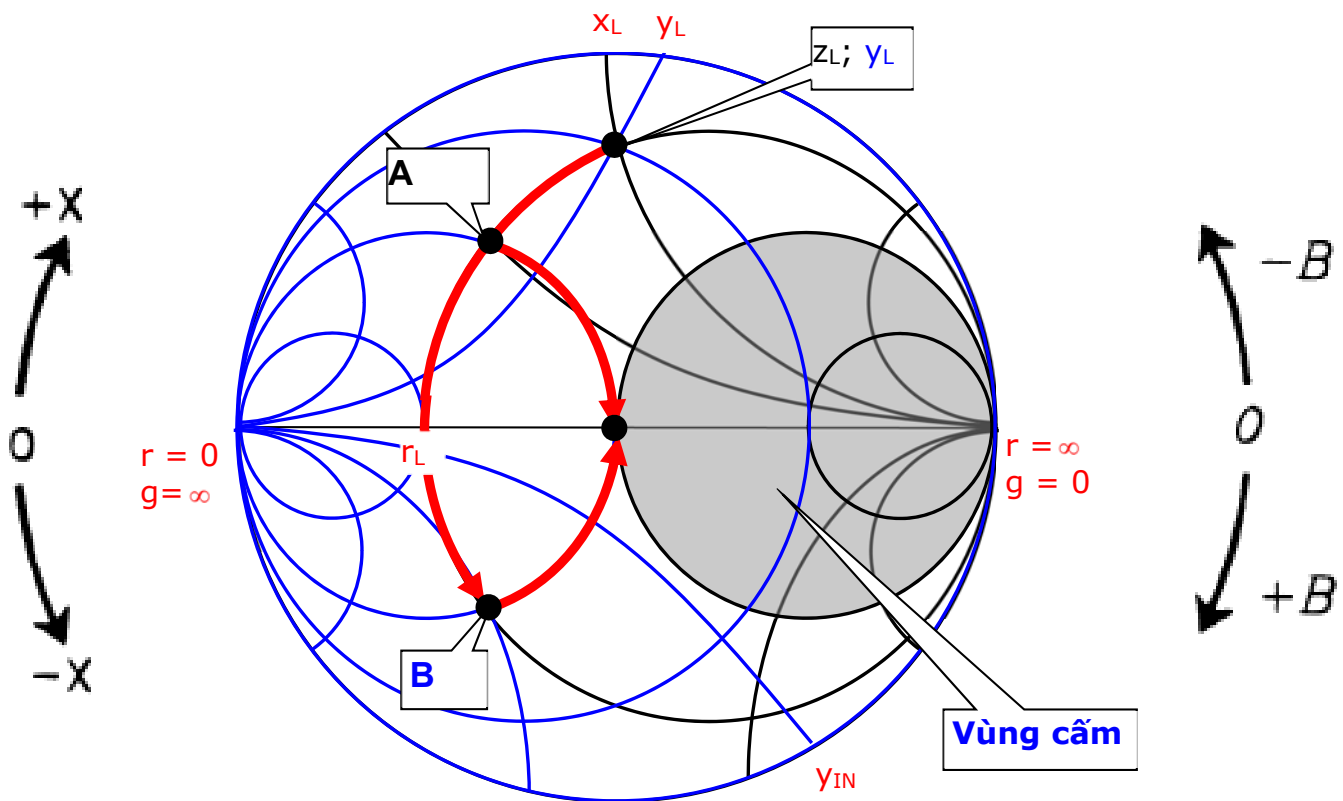
Chọn trở kháng đặc tính là phần thực của Z_L .

Chuẩn hóa các trở kháng Z_L và Z_{IN}^* .

Biến đổi trở kháng chuẩn hóa \mathbf{z}_{IN}^* về $\mathbf{z}_L = 1 + jx$, tương tự mạch Γ .

Nếu Z_{in} là thực (đường truyền không tổn hao) chọn trở kháng đặc tính là Z_{IN} ; và quá trình như sau:

Dùng đồ thị Y-Z:



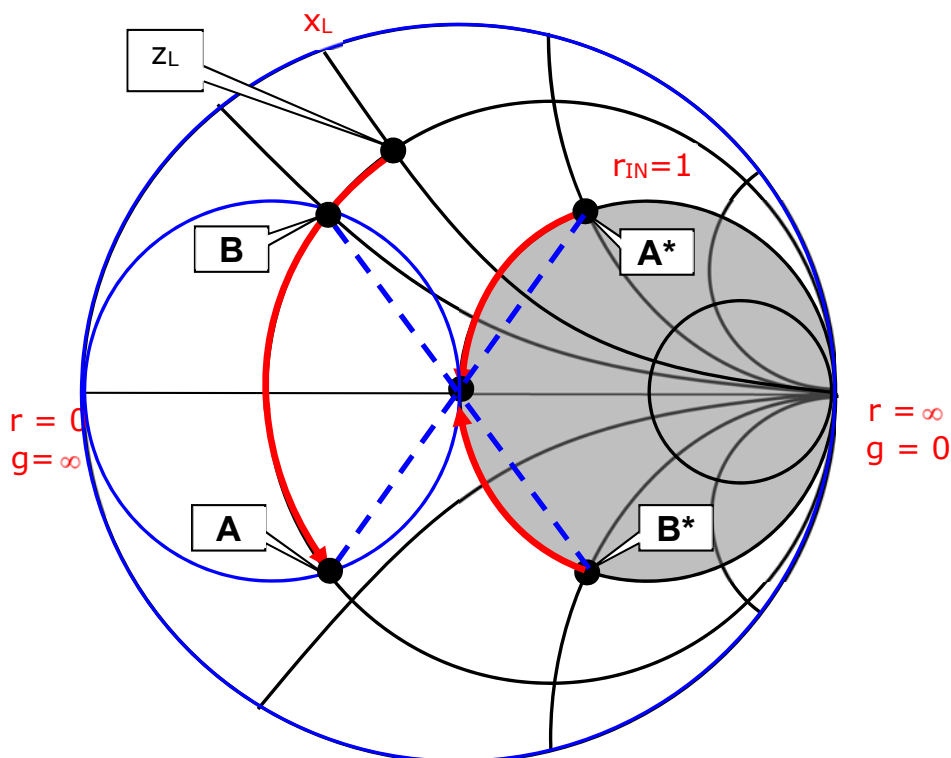
Hình 6.18 – Phối hợp trở kháng dạng Γ dùng đồ thị Y-Z

Biến đổi trở kháng chuẩn hóa \mathbf{z}_L về $\mathbf{z} = 1$ bằng cách

- Tại \mathbf{z}_L di chuyển dọc đường đẳng r cắt vòng tròn $g=1$ tại 2 điểm A, B (có 2 nghiệm).
- Từ mỗi nghiệm A, B đọc được trên đồ thị Smith, di chuyển dọc đường tròn $g=1$ đến vị trí tâm đồ thị Smith.

Nhận xét:

Nếu z_L rơi vào vòng tròn in mờ trên hình thì không thể dùng phương pháp này để phối hợp trở kháng vì đường tròn đẳng r sẽ không cắt đường $g=1$.

Dùng đồ thị Z:

Hình 6.19 – Phối hợp trở kháng dạng Γ dùng đồ thị Z

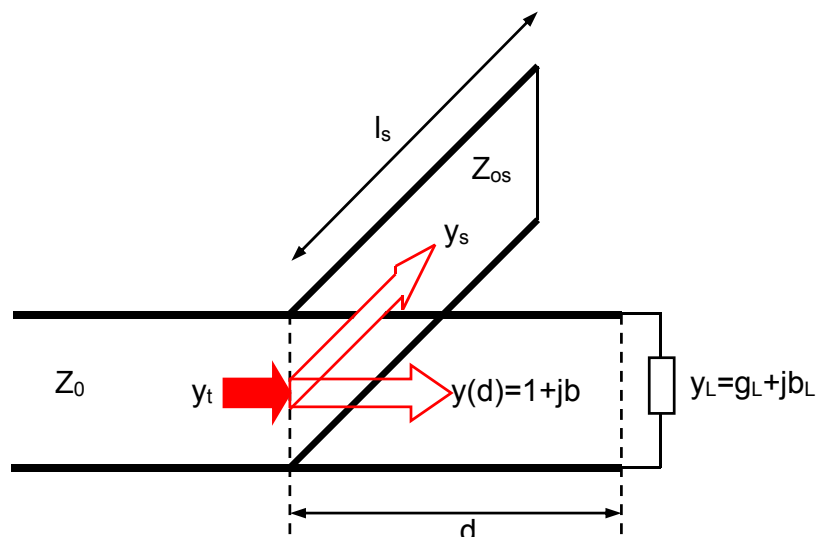
Biến đổi trở kháng chuẩn hóa z_L về $z_{IN} = 1$ bằng cách:

- Di chuyển z_L dọc đường đẳng r cắt vòng tròn $g = 1$ tại 2 điểm A, B (có 2 nghiệm).
- Lấy đối xứng A, B được A^* , B^* .
- Từ mỗi điểm A^* , B^* đọc được trên đồ thị Smith, di chuyển dọc đường tròn $g=1$ đến vị trí tâm đồ thị Smith.

Nhận xét:

Nếu z_L rơi vào vòng tròn in mờ trên hình thì không thể dùng phương pháp này để phối hợp trở kháng vì đường tròn đẳng g sẽ không cắt đường $r=1$.

6.3.4.4 Phối hợp trở kháng dùng một dây chêm (Single-STUB)



Hình 6.20 – Phối hợp trở kháng dùng dây chêm

Đây là phương pháp phổ biến và thường dùng trong các mạch phối hợp trở kháng siêu cao tần.

- Nếu tải có $y_L = 1 + jb_L$ thì dây chêm được mắc ngay tải, chiều dài dây chêm (hở mạch/ngắn mạch) thỏa $y_s = -jb_L$.
- Nếu tải $y_L = g_L + jb_L$ với $g_L \neq 1$, trước tiên phải di chuyển y_L về nguồn đến vị trí d tại đó $g=1$ ($y(d)=1+jb$), sau đó mắc dây chêm vào vị trí d và chiều dài dây phải thỏa mãn $y_s = -jb$.

Lưu ý: bài toán phối hợp trở kháng có vô số nghiệm và vị trí các điểm có thể mắc dây chêm cách nhau một đoạn $\lambda/2$.

Tóm lại, ở đồ thị Smith:

1. Trở kháng hoặc dẫn nạp đọc trên đồ thị là giá trị chuẩn hóa.
2. Di chuyển từ tải về nguồn tương ứng với quay một góc thuận chiều kim đồng hồ.
3. Quay hết một vòng tròn tương ứng với di chuyển một đoạn $l = \lambda/2$ dọc đường truyền.
4. Đồ thị Smith trở kháng có thể dùng để đọc dẫn nạp.
5. Tâm của đồ thị tương ứng với việc phối hợp trở kháng đúng ($\Gamma = 0$).

6. Các vòng tròn tâm tại gốc là vòng tròn đẳng $|\Gamma|$, di chuyển trên đường truyền không tổn hao tương đương với việc dịch chuyển trên vòng tròn này.
7. Khi đọc trở kháng, điểm ($\Gamma_r = 1$; $\Gamma_i = 0$) tương ứng hở mạch, nhưng nếu đọc dẫn nạp thì tương đương với ngắn mạch.
8. Trở kháng tại khoảng cách $\lambda/4$ từ tải Z_L thì bằng với Y_L .
9. Hệ số sóng đứng VSWR tìm được bằng cách đọc r tại giao điểm của $|\Gamma|$ với trục thực.

Đồ thị Smith được dùng để tính toán:

1. $\Gamma(x)$ từ Z_x hoặc ngược lại.
2. Z_{in} từ Z_L hoặc ngược lại.
3. Z từ Y hoặc ngược lại.
4. VSWR.
5. d_{min} và d_{max} .
6. Phối hợp trở kháng.
7. Thiết kế mạch khuếch đại cao tần, mạch dao động cao tần, các phần tử thụ động.

6.4 ỨNG DỤNG ĐỒ THỊ SMITH

6.4.1 Biến đổi trở kháng trên đường truyền

Hệ số phản xạ tại điểm x trên đường truyền có thể tính được bằng cách xoay $\Gamma(l)$ hay $\Gamma(0)$ một lượng $e^{2j\beta d}$ (ngược chiều kim đồng hồ) hay $e^{-2j\beta d}$ (cùng chiều kim đồng hồ), từ đó có thể tra được trở kháng chuẩn hoá tại điểm x và ngược lại.

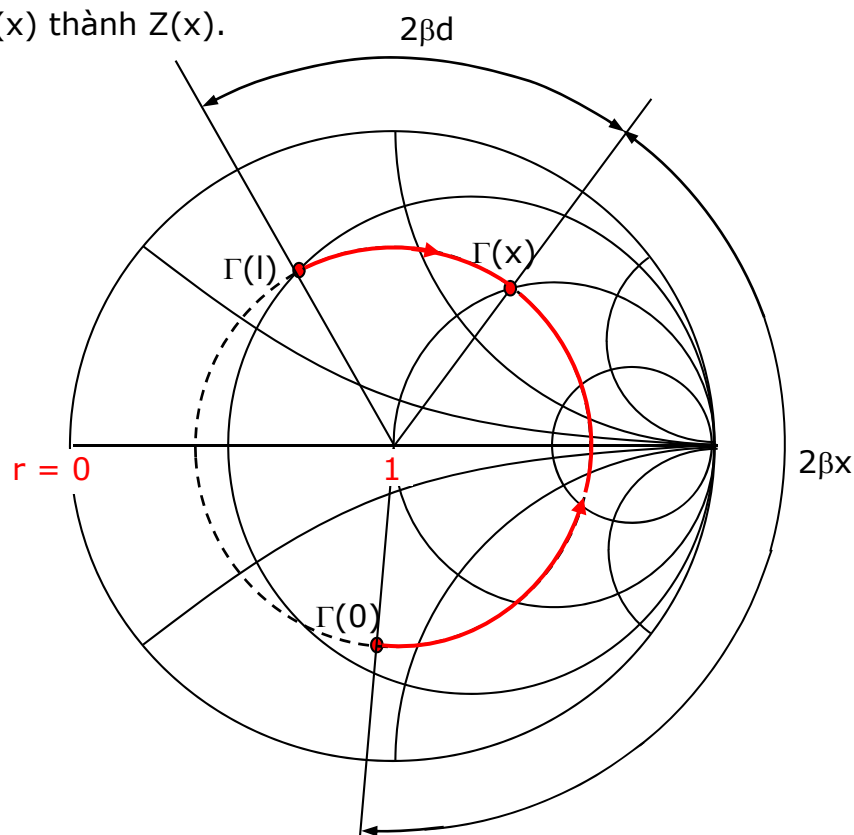
Các bước thực hiện:

- B1. Chuẩn hóa trở kháng Z_L với trở kháng đặc tính đường truyền Z_0 thành z_L .
- B2. Xác định vị trí z_L trên đồ thị Smith.
- B3. Xác định biên độ và pha của $\Gamma(l)$ trên đồ thị Smith.

B4. Quay $\Gamma(l)$ một góc $2\beta d$ để nhận được $\Gamma(d)$.

B5. Ghi nhận trở kháng $z(x)$ tại vị trí d .

B6. Đổi $z(x)$ thành $Z(x)$.



Hình 6.21 – Biến đổi trở kháng trên đường truyền

6.4.2 Tỷ số sóng đứng

Tỷ số sóng đứng được viết dưới dạng:

$$SWR(d) = \frac{1+|\Gamma(d)|}{1-|\Gamma(d)|} \quad (6.26)$$

Với:

$$\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{-j2\beta d} \quad (6.27)$$

Biểu thức trên có thể viết lại:

$$|\Gamma(d)| = \frac{SWR-1}{SWR+1} \quad (6.28)$$

Phương trình trên cho phép biểu diễn SWR như là một vòng tròn trong đồ thị Smith với điều kiện được phối hợp trở kháng $\Gamma(d) = 0$ hay $SWR = 1$.

Công thức trên tương tự như việc xác định trở kháng từ hệ số phản xạ:

$$Z(d) = Z_0 \frac{1+|\Gamma(d)|}{1-|\Gamma(d)|} \quad (6.29)$$

Khi $|\Gamma(d)| \leq 1$ thì $SWR \geq 1$, giá trị thực của SWR có thể tìm thấy trên đồ thị Smith tại giao điểm của vòng tròn có bán kính $|\Gamma(d)|$ và bên phải trục thực.

TÓM TẮT

Mặt phẳng hệ số phản xạ và mặt phẳng trở kháng tạo nên đồ thị Smith.

Từ trở kháng thực bất kỳ trên đường truyền chuẩn hóa với trở kháng đặc tính của đường truyền được đưa lên đồ thị thông qua 2 vòng tròn thực và ảo, từ đó có thể đọc được hệ số phản xạ, tỷ số sóng đứng, công suất, trở kháng tại một điểm bất kỳ trên đường truyền...

Phối hợp trở kháng thông qua đồ thị cũng giống như phối hợp trở kháng dùng công thức là công suất truyền đến tải là cực đại.

Nhược điểm của đồ thị là sai số do đọc kết quả, ưu điểm là tính toán nhanh.

CÂU HỎI ÔN TẬP

Câu 1: Tìm $\Gamma(l)$ và biểu diễn trên mặt phẳng Γ của một đường truyền với trở kháng đặc tính đường dây $Z_0 = 50\Omega$ được gắn tải có trở kháng:

- a. $Z_L = 50\Omega$ b. $Z_L = 0$ c. $Z_L \rightarrow \infty$
d. $Z_L = 16,67 - j16,17 \Omega$ e. $Z_L = 50 + j150 \Omega$

Câu 2: Một tải $Z_L = 30 + j60 \, \Omega$ được nối vào đường truyền không tổn hao $50 \, \Omega$ có chiều dài 2 cm , tần số 2 GHz , sử dụng khái niệm hệ số phản xạ tìm trở kháng ngõ vào Z_{in} , giả sử rằng vận tốc pha bằng 50% vận tốc ánh sáng.

Câu 3: Một tải $Z_L = 30 + j60 \, \Omega$ được nối vào đường truyền không tổn hao $50 \, \Omega$ có chiều dài 2 cm , tần số 2 GHz , sử dụng đồ thị Smith tìm trở kháng ngõ vào Z_{in} , giả sử rằng vận tốc pha bằng 50% vận tốc ánh sáng.

Câu 4: Tải Z_L nối vào đường truyền không tổn hao 50Ω . Sử dụng đồ thị Smith tìm hệ số phản xạ tại tải, SWR , RL với:

- a. $Z_L = 75 + j25\Omega$ b. $Z_L = 10 - j5\Omega$

Câu 5: Cho đường truyền hở mạch không tổn hao 50Ω , tần số hoạt động 3GHz, vận tốc pha bằng 77% vận tốc ánh sáng. Sử dụng đồ thị Smith tìm chiều dài cần thiết của đường truyền để tạo ra:

- a. Một tụ điện 2pF b. Một cuộn cảm $5,3\text{nH}$

Kiểm chứng kết quả bằng công thức.

Câu 6: Cho đường truyền ngắn mạch không tổn hao 50Ω , tần số hoạt động 3GHz, vận tốc pha bằng 77% vận tốc ánh sáng. Sử dụng đồ thị Smith tìm chiều dài cần thiết của đường truyền để tạo ra:

- a. Một tụ điện $2\mu\text{F}$ b. Một cuộn cảm $5,3\text{nH}$

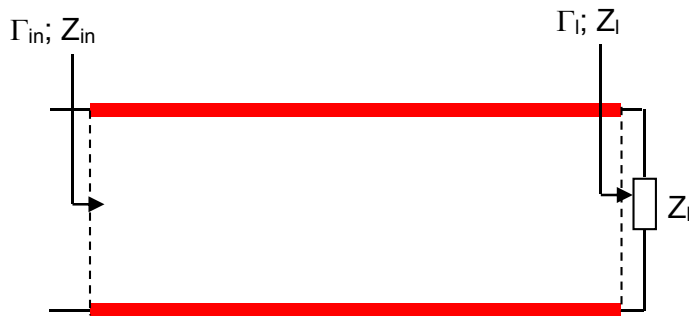
Kiểm chứng kết quả bằng công thức.

Câu 6: Trên đồ thị Smith YZ và trên đồ thị Smith Z tìm dẫn nạp y_{in} của:

- a. $z_{IN} = 1 + j$ b. $z_{IN} = 0,2 - j0,25$ c. $z_{IN} = 2 + j1,9$

Kiểm chứng kết quả bằng công thức

Câu 7: Cho đường truyền không tổn hao có trở kháng đặc tính 50Ω , chiều dài $0,47\lambda$, tải $Z_L = 150 + j90\Omega$.



Dùng đồ thị Smith:

(a). Tìm Z_{in} ; Y_{in} .

(b). Vẽ giản đồ sóng đứng dọc đường truyền.

(c). Nếu tại $d = 0,066\lambda$ mắc một tụ điện có trở kháng $Z = -j1500$ song song hệ thống; xác định lại Z_{in} ; Y_{in} .

(d). Nếu thay tụ điện bằng cuộn cảm có trở kháng $Z = j1500$ nối tiếp hệ thống; xác định lại Z_{in} .

(e). Kiểm chứng các kết quả trên bằng công thức.

Câu 8: Vẽ quỹ tích y_{in} khi $Z_0 = 50\Omega$; $L=10\text{nH}$ khi tần số thay đổi từ 500MHz đến 4GHz ứng với trường hợp:

(a) $R=50$

(b) $R=100$

(c) $R=150$

Câu 9: Vẽ quỹ tích y_{in} khi $Z_0 = 50\Omega$; $C=1\text{pF}$ khi tần số thay đổi từ 500Mhz đến 4Ghz ứng với trường hợp:

(a) $R=50$

(b) $R=100$

(c) $R=150$

Câu 10: Vẽ quỹ tích z_{in} khi $Z_0 = 50\Omega$; $L=10nH$ khi tần số thay đổi từ 500MHz đến 4GHz ứng với trường hợp

(a) $R=50$

(b) $R=15$

(c) $R=10$

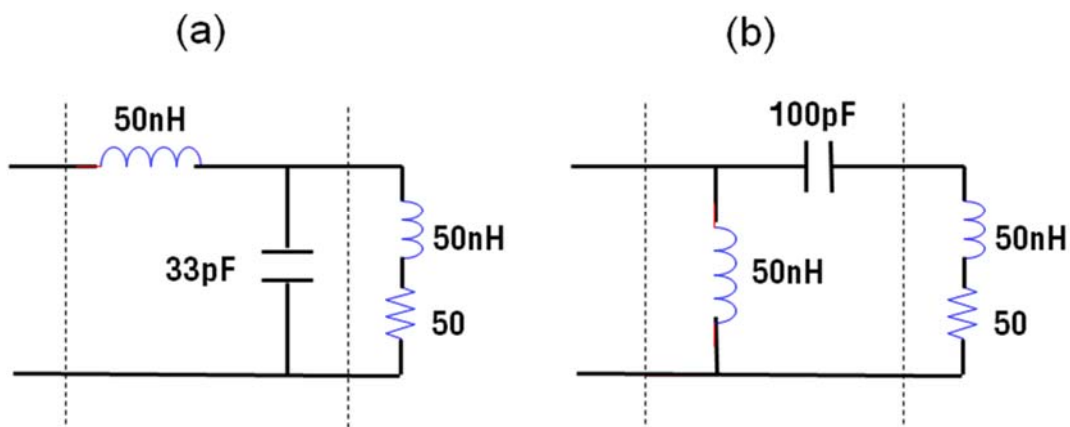
Câu 11: Vẽ quỹ tích y_{in} khi $Z_0 = 50\Omega$; $C=1pF$ khi tần số thay đổi từ 500MHz đến 4GHz ứng với trường hợp

(a) $R=50$

(b) $R=15$

(c) $R=10$

Câu 12: Tính trở kháng tương đương của mạch sau dùng đồ thị Smith, biết $\omega = 10^9$ rad/s.



Câu 13: Dùng đồ thị Smith, Thiết kế tất cả các trường hợp phối hợp trở kháng (dùng 2 phần tử thụ động) giữa $Z_S = 50+j25$ và $Z_L=25-j50$. Giả sử trở kháng đặc tính $Z_0=50$ và tần số hoạt động 2GHz.

Câu 14: Dùng đồ thị Smith, thiết kế tất cả các trường hợp phối hợp trở kháng (dùng 2 phần tử thụ động) giữa $Z_L=10-j40$ với đường truyền $Z_0=50$. Giả sử tần số hoạt động 10^9rad/s .

Câu 15: Sử dụng phương pháp phối hợp trở kháng bằng STUB (ngắn mạch) phối hợp trở kháng giữa tải $Z_L = 5,58-10,4j$ với đường truyền không tổn hao $Z_0 = 50$ trong trường hợp:

(a). $Z_{0S} = Z_0$

(a). $Z_{0S} = 2Z_0$

Làm lại nếu dây chêm là hở mạch.

Câu 16: Một đường truyền không tổn hao $R_0 = 50\Omega$ được nối với tải $100+j50\Omega$. Dùng đồ thị Smith xác định các thông số:

(a) $\Gamma(l)$.

(b) $Z(x)$ tại $d=0,2\lambda$.

(c) Y_L .

(d) VSWR.

(e) Vẽ giản đồ sóng đứng nếu chiều dài đường truyền $l = 3\lambda/4$.

Kiểm chứng kết quả bằng công thức tính toán

Câu 17: Một tải $Z_L = 30 + j60 \Omega$ được nối vào đường truyền không tổn hao 50Ω có chiều dài 2cm , tần số 2GHz , sử dụng đồ thị Smith tìm trở kháng ngõ vào Z_{in} , giả sử rằng vận tốc pha bằng 50% vận tốc ánh sáng.

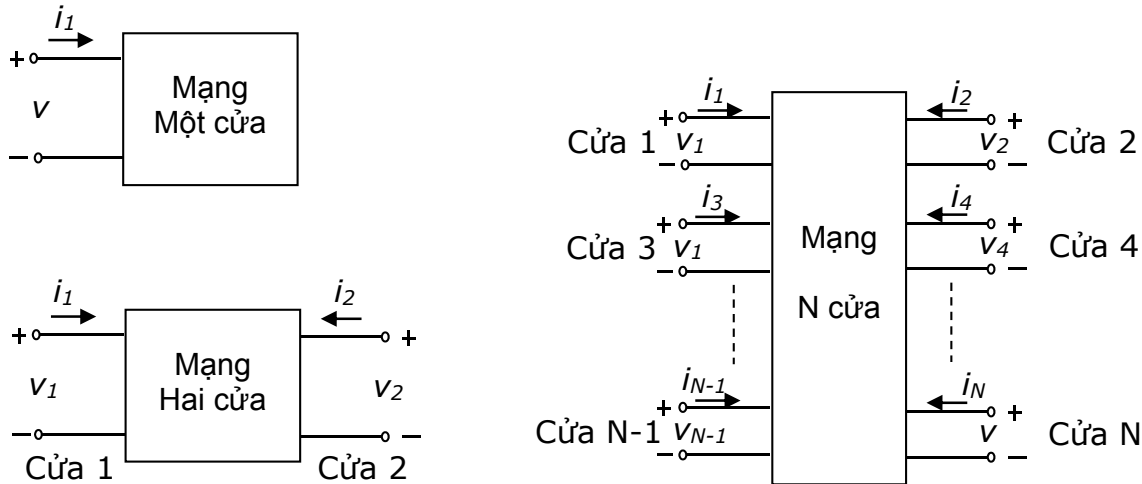
BÀI 7: MA TRẬN TÁN XẠ

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

- Hiểu được và biến đổi qua lại giữa các đồ thị Z , Y , H , $ABCD$, S , T .
- Ứng dụng ma trận tán xạ tính toán một mạch khuếch đại siêu cao tần.
- Ứng dụng phối hợp trở kháng thông qua đồ thị.

7.1 KHÁI NIỆM

Ký hiệu, quy ước chiều điện áp và dòng điện trong mạng một cửa và nhiều cửa:



Hình 7.1 – Quy ước chiều điện áp và dòng điện

7.1.1 Ma trận trở kháng Z

$$\begin{Bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{Bmatrix} \quad (7.1)$$

$$\{V\} = [Z]\{I\} \quad (7.2)$$

Điện áp tại cửa n với $n=1...N$ được cho như sau:

$$v_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 + \dots + Z_{1N}i_N \quad (7.3)$$

$$v_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2 + \dots + Z_{2N}i_N$$

...

$$v_N = Z_{N1}i_1 + Z_{N2}i_2 + \dots + Z_{NN}i_N$$

Mỗi phần tử trở kháng trong ma trận có thể được xác định như sau:

$$Z_{nm} = \left. \frac{v_n}{i_m} \right|_{i_k=0 (k \neq m)} \quad (7.4)$$

là tỉ số điện áp đo được tại cổng n và dòng điện vào cổng m trong điều kiện hở mạch các cổng khác ($i_k = 0; k \neq m$).

7.1.2 Ma trận dẫn nạp Y

$$\begin{Bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{Bmatrix} \quad (7.5)$$

$$\{I\} = [Y]\{V\} \quad (7.6)$$

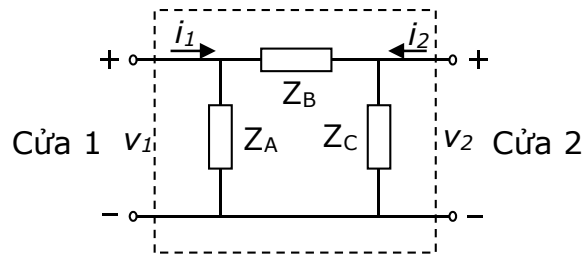
Tương tự:

$$Y_{nm} = \left. \frac{i_n}{v_m} \right|_{v_k=0 (k \neq m)} \quad (7.7)$$

So sánh với ma trận trở kháng Z:

$$\{Z\} = [Y]^{-1} \quad (7.8)$$

Ví dụ 7.1: Tìm ma trận trở kháng và dẫn nạp cho mạng sau:



Ma trận trở kháng Z như sau:

$$[Z] = \frac{1}{Z_A + Z_B + Z_C} \begin{bmatrix} Z_A(Z_B + Z_C) & Z_A Z_C \\ Z_A Z_C & Z_C(Z_A + Z_B) \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Tương tự cho ma trận dẫn nạp Y :

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} & -\frac{1}{Z_B} \\ -\frac{1}{Z_B} & \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_A + Y_B & -Y_B \\ -Y_B & Y_B + Y_C \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

$$Y_A = 1/Z_A; Y_B = 1/Z_B \text{ và } Y_C = 1/Z_C \quad (7.11)$$

Ví dụ trên chỉ ra rằng ma trận Y và Z là đối xứng, nghĩa là:

$$Z_{nm} = Z_{mn} \quad (7.12)$$

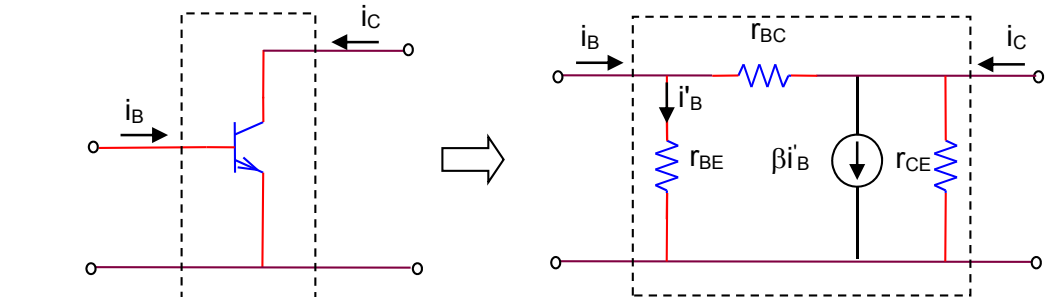
7.1.3 Ma trận H (hybrid)

$$\begin{Bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{Bmatrix} \quad (7.13)$$

Với:

$$H_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad (7.14)$$

Ví dụ 7.2: Thiết lập ma trận H mô tả BJT sau:



$$H_{11} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right|_{V_{CE}=0} = \frac{r_{BC}r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}} \quad (\text{trở kháng vào}).$$

$$H_{12} = \left. \frac{v_{BE}}{V_{CE}} \right|_{i_B=0} = \frac{r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}} \quad (\text{tỷ số hồi tiếp điện áp}).$$

$$H_{21} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{V_{CE}=0} = \frac{\beta r_{BC} - r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}} \quad (\text{hệ số khuếch đại dòng tín hiệu nhỏ}).$$

$$H_{22} = \left. \frac{i_C}{V_{CE}} \right|_{i_B=0} = \frac{1}{r_{CE}} + \frac{1+\beta}{r_{BE}+r_{BC}} \quad (\text{dẫn nạp ngõ ra}).$$

Vì r_{BC} lớn hơn nhiều r_{BE} , ma trận h gần đúng của BJT như sau:

$$H_{11} = r_{BE}; H_{12} = 0; H_{21} = \beta; H_{22} = \frac{1}{r_{CE}} + \frac{\beta}{r_{BC}}$$

Ma trận H rất thông dụng và thường được cho trong datasheet các BJT.

Ví dụ 7.3: Datasheet của 2N3904, có các thông số sau: $h_{ie} = 5K\Omega$, $h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{fe} = 250$; $h_{oe} = 20 \mu S$, xác định r_{BE} , r_{BC} , r_{CE} .

Ma trận tương đương H của BJT:

$$h_{ie} = \frac{r_{BC}r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}}, h_{re} = \frac{r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}}, h_{fe} = \frac{\beta r_{BC}-r_{BE}}{r_{BE}+r_{BC}}, h_{oe} = \frac{1}{r_{CE}} + \frac{1+\beta}{r_{BE}+r_{BC}}$$

Giải hệ phương trình trên:

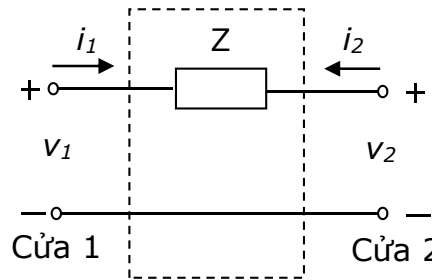
$$r_{BC} = \frac{h_{ie}}{h_{re}} = 71M\Omega, r_{BE} = \frac{h_{ie}}{1-h_{re}} = 5K\Omega, \beta = \frac{h_{re}-h_{fe}}{h_{re}-1} = 300,02$$

$$r_{CE} = \frac{h_{ie}}{h_{oe}h_{ie}-h_{re}h_{fe}+2h_{re}^2-h_{re}} = 63,35K\Omega$$

7.1.4 Ma trận ABCD

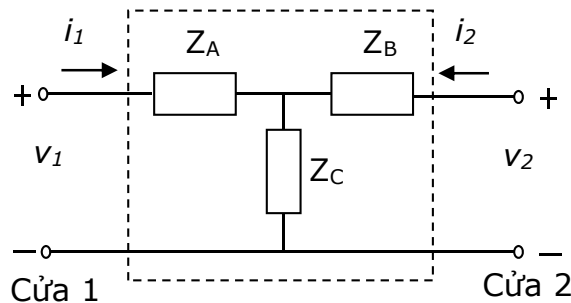
$$\begin{Bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{Bmatrix} \quad (7.15)$$

Ví dụ 7.4: Tính toán ma trận ABCD cho mạng 2 cửa sau:



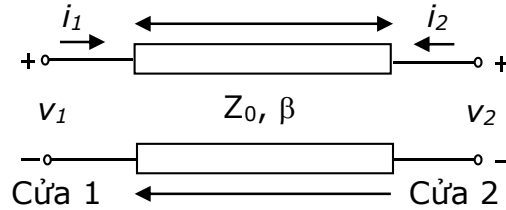
$$A = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_2=0} = 1, B = \left. \frac{v_1}{-i_2} \right|_{v_2=0} = Z, C = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{i_2=0} = 0, D = \left. \frac{i_1}{-i_2} \right|_{v_2=0} = 1$$

Ví dụ 7.5: Tính ma trận ABCD cho mạng sau:



$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 1 & Z_A \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_B \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_A}{Z_B} & Z_A + Z_B + \frac{Z_A Z_B}{Z_C} \\ \frac{1}{Z_C} & 1 + \frac{Z_B}{Z_C} \end{bmatrix}$$

Ví dụ 7.6: Tính toán ma trận ABCD cho đường truyền sau

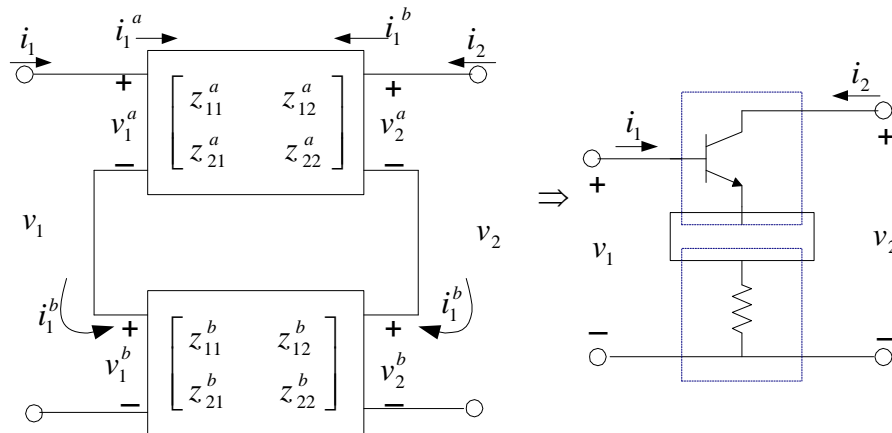


$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ jY_0 \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix}$$

7.1.5 Kết nối các ma trận

Khi các mạng hai cửa kết nối nối tiếp với nhau, có thể tìm toàn bộ các thông số z bằng cách cộng các thông số z thành phần lại.

Ví dụ 7.7: Kết nối nối tiếp dùng thông số z và ứng dụng.

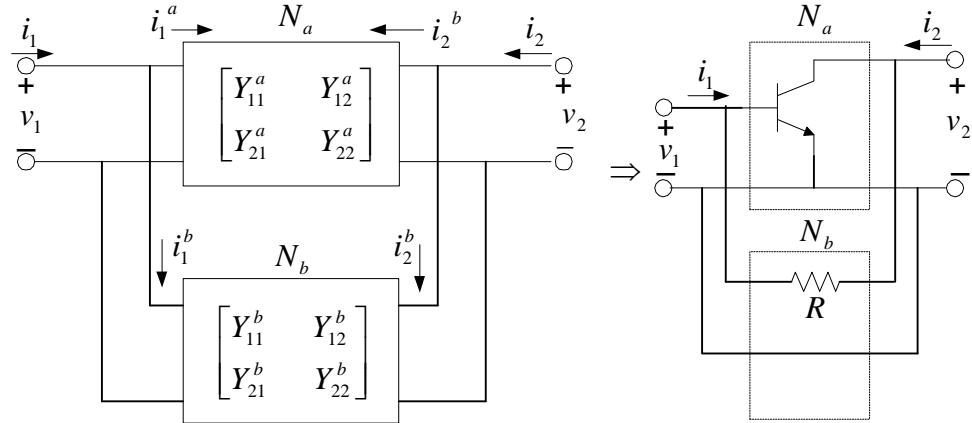


Ma trận z tương đương:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a + v_1^b \\ v_2^a + v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}^a + z_{11}^b & z_{12}^a + z_{12}^b \\ z_{21}^a + z_{21}^b & z_{22}^a + z_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Khi mạng hai cửa được mắc song song, có thể tìm toàn bộ thông số y bằng cách cộng các thông số y thành phần.

Ví dụ 7.8: Kết nối song song dùng thông số y và ứng dụng.

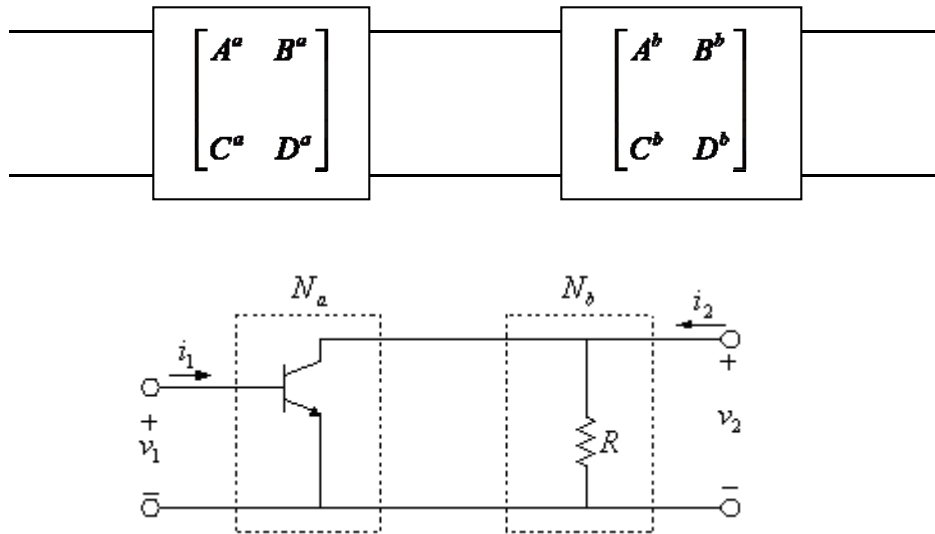


Ma trận y tương đương:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1^a + i_1^b \\ i_2^a + i_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}^a + y_{11}^b & y_{12}^a + y_{12}^b \\ y_{21}^a + y_{21}^b & y_{22}^a + y_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

Khi mạng hai cửa mắc theo kiểu cascade, ma trận ABCD được sử dụng.

Ví dụ 7.9: Kết nối cascade dùng thông số ABCD và ứng dụng.



Vì $v_2^a = v_1^b$ và $-i_2^a = i_1^b$. Ma trận ABCD đầy đủ là tích các ma trận thành phần.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a \\ i_1^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^a \\ -i_2^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^b \\ -i_2^b \end{bmatrix}$$

7.1.6 Biến đổi qua lại giữa các ma trận

	[Z]	[Y]	[H]	[ABCD]
[Z]	$\begin{matrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{22}}{\Delta Z} & -\frac{Z_{12}}{\Delta Z} \\ -\frac{Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{Z_{11}}{\Delta Z} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta Z}{Z_{22}} & \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \\ -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{\Delta Z}{Z_{21}} \\ 1 & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{matrix}$
[Y]	$\begin{matrix} \frac{Y_{22}}{\Delta Y} & -\frac{Y_{12}}{\Delta Y} \\ -\frac{Y_{21}}{\Delta Y} & \frac{Y_{11}}{\Delta Y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -\frac{Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\Delta Y}{Y_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ \frac{\Delta Y}{Y_{21}} & \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{matrix}$
[H]	$\begin{matrix} \frac{\Delta H}{H_{22}} & \frac{H_{12}}{H_{22}} \\ -\frac{H_{21}}{H_{22}} & \frac{1}{H_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{H_{11}} & -\frac{H_{12}}{H_{11}} \\ \frac{H_{21}}{H_{11}} & \frac{\Delta H}{H_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{\Delta H}{H_{21}} & -\frac{H_{11}}{H_{21}} \\ \frac{H_{22}}{H_{21}} & \frac{1}{H_{21}} \end{matrix}$
[ABCD]	$\begin{matrix} \frac{A}{C} & \frac{\Delta ABCD}{C} \\ 1 & \frac{D}{C} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{D}{B} & -\frac{\Delta ABCD}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{B}{D} & \frac{\Delta ABCD}{D} \\ -\frac{1}{D} & \frac{C}{D} \end{matrix}$	$\begin{matrix} A & B \\ C & D \end{matrix}$

7.1.7 Ma trận tán xạ S

Với mạch điện hoạt động ở tần số thấp (kích thước của mạch điện rất nhỏ so với bước sóng lan truyền), có thể đo được các giá trị điện áp và dòng điện tại một điểm bất kỳ. Với các mạch điện hoạt động ở tần số siêu cao (kích thước của mạch có thể so sánh được với bước sóng), phải mô hình hóa mạch điện ở tần số siêu cao bằng các phần tử tương đương có các thông số phân bố, biểu diễn dưới dạng ma trận tán xạ S (Scattering Matrix) một hoặc nhiều cửa.

Công suất chuẩn hóa sóng tới tại cổng n:

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n + Z_0 I_n) \quad (7.16)$$

Công suất chuẩn hóa sóng phản xạ tại cổng n:

$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n - Z_0 I_n) \quad (7.17)$$

Từ 2 phương trình trên suy ra:

$$V_n = \sqrt{Z_0}(a_n + b_n) \quad (7.18)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_n - b_n) \quad (7.19)$$

Vậy:

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_n I_n^*\} = \frac{1}{2} (|a_n|^2 - |b_n|^2) \quad (7.20)$$

Tách rời thành phần sóng tới và sóng phản xạ của công suất:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0} I_n^+ \quad (7.21)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}} = -\sqrt{Z_0} I_n^- \quad (7.22)$$

Tương tự với biểu thức điện áp và dòng điện:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = Z_0 I_n^+ - Z_0 I_n^- \quad (7.23)$$

Ma trận tán xạ S cho một mạng 2 cửa:

$$\begin{Bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} \quad (7.24)$$

Với:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \equiv (\text{tỷ số công suất phản xạ tại cửa 1 và công suất tới tại cửa 1}).$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \equiv (\text{tỷ số công suất truyền đến tại cửa 2 và công suất tới tại cửa 1}).$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \equiv (\text{tỷ số công suất phản xạ tại cửa 2 và công suất tới tại cửa 2}).$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \equiv (\text{tỷ số công suất truyền đến tại cửa 1 và công suất tới tại cửa 2}).$$

Điều kiện $a_2 = 0$ và $a_1 = 0$ nghĩa là không có công suất sóng phản xạ lại mạng tại các cửa 2 và 1, điều này chỉ xảy ra khi các cổng được phối hợp trở kháng đúng.

Các thông số S dựa trên các quan hệ về công suất. Công suất trung bình tại cổng 1 được cho bởi:

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2}{Z_0} (1 - |S_{11}|^2) \quad (7.25)$$

Với:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} \quad (7.26)$$

Từ đó, hệ số sóng đứng VSWR tại cổng 1:

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (7.27)$$

Công suất tại cổng 1:

$$P_1 = P_{inc} + P_{ref} = \frac{1}{2}(|a_1|^2 - |b_1|^2) = \frac{|a_1|^2}{2}(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (7.28)$$

Công suất sóng tới (incident power) biểu diễn theo a_1 là cực đại:

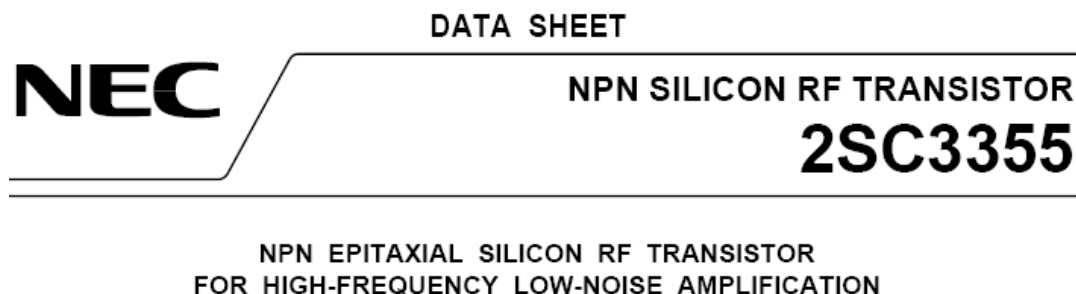
$$\frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2}{Z_0} = P_{inc} = \frac{|a_1|^2}{2} \quad (7.29)$$

Tương tự cho cổng 2:

$$\frac{1}{2} \frac{|V_2^+|^2}{Z_0} = P_{inc} = \frac{|a_2|^2}{2} \quad (7.30)$$

$$P_2 = \frac{1}{2}(|a_2|^2 - |b_2|^2) = \frac{|a_2|^2}{2}(1 - |\Gamma_{out}|^2) \quad (7.31)$$

Ma trận tán xạ của một số linh kiện tích cực:



Mô tả

2SC3355 là transistor loại Silicon, sử dụng cho các bộ khuếch đại nhiễu thấp tại dải tần VHF, UHF và CATV

Chức năng

Low noise and high gain

NF = 1.1 dB TYP., Ga = 8.0 dB TYP. @

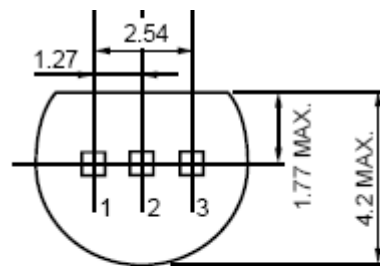
VCE = 10 V, IC = 7 mA, f = 1 GHz

NF = 1.8 dB TYP., Ga = 9.0 dB TYP. @

VCE = 10 V, IC = 40 mA, f = 1 GHz

High power gain : MAG = 11 dB TYP. @

VCE = 10 V, IC = 20 mA, f = 1 GHz



PIN CONNECTIONS

- | | | |
|--------------|-------|----------|
| 1. Base | EIAJ | : SC-43B |
| 2. Emitter | JEDEC | : TO-92 |
| 3. Collector | IEC | : PA33 |

Hình 7.2 – Sơ đồ chân của 2SC3355

{2SC3355 NEC NPN, f=1.0GHZ ; Vce=10V, Ic=40mA}								
f	s11		s21		s12		s22	
0,2	0.011	-60.1	13.76	105.4	0.040	-73.3	0.421	-17.5
0,4	0.028	-42.9	7.338	82.9	0.069	66.7	0.416	-22.8
0,6	0.027	25.1	4.996	72.7	0.114	69.4	0.414	-28.7
0,8	0.043	65.7	3.801	61.9	0.144	67.8	0.406	-35.7
1,0	0.074	75.1	3.134	57.6	0.183	63.4	0.386	-41.8
1,2	0.098	75.6	2.759	52.4	0.221	62.1	0.373	-49.8
1,4	0.120	74.1	2.351	44.4	0.247	55.7	0.356	-56.3
1,6	0.146	75.8	2.203	36.0	0.291	49.6	0.347	-66.6
1,8	0.171	77.2	1.910	29.9	0.299	46.0	0.342	-78.8
2,0	0.205	78.0	1.825	21.3	0.344	39.4	0.355	-89.6

7.1.8 Ma trận thông số chuyển đổi T

Thông số liên tầng, còn gọi là thông số chuyển đổi phân bố hay thông số T, được sử dụng để ghép tầng các mạch.

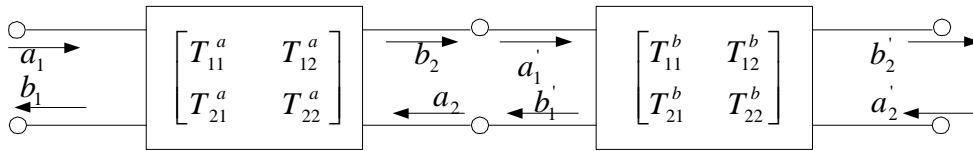
$$\begin{Bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{Bmatrix} \quad (7.32)$$

Quan hệ giữa S và T:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \frac{T_{21}T_{12}}{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & -\frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

Thông số T thường dùng trong phân tích mạng hai cửa mắc cascade. Mạng hai cửa mắc cascade:



Hình 7.3 – Mạng hai cửa mắc cascade

Ma trận T được viết thành nhóm ma trận phân bố liên tầng thành phần:

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_{11}^a & T_{12}^a \\ T_{21}^a & T_{22}^a \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{Bmatrix} \\ \begin{Bmatrix} a_1' \\ b_1' \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_{11}^b & T_{12}^b \\ T_{21}^b & T_{22}^b \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} b_2' \\ a_2' \end{Bmatrix} \\ \begin{Bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} T_{11}^a & T_{12}^a \\ T_{21}^a & T_{22}^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}^b & T_{12}^b \\ T_{21}^b & T_{22}^b \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} b_2' \\ a_2' \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (7.35)$$

Biểu thức trên thường dùng trong phân tích và thiết kế những bộ khuếch đại cao tần dùng kỹ thuật thiết kế với sự trợ giúp của máy tính.

7.1.9 Biến đổi giữa thông số Z và S

Ta có:

$$\{b\} = [S]\{a\} \quad (7.36)$$

Nhân hai vế với $\sqrt{Z_0}$:

$$\sqrt{Z_0}\{b\} = \{V^-\} = \sqrt{Z_0}[S]\{a\} = [S]\{V^+\} \quad (7.37)$$

Cộng 2 vế với $\{V^+\} = \sqrt{Z_0}\{a\}$:

$$\{V\} = [S]\{V^+\} + \{V^+\} = ([S] + [E])\{V^+\} \quad (7.38)$$

Với $[E]$ là ma trận đơn vị.

Trừ 2 vế của $\{V^+\} = \sqrt{Z_0}\{a\}$ với $[S]\{V^+\}$:

$$\{V^+\} - [S]\{V^+\} = \sqrt{Z_0}(\{a\} - \{b\}) = Z_0\{I\} \quad (7.39)$$

Từ đó suy ra:

$$\{V^+\} = Z_0([E] - [S])^{-1}\{I\} \quad (7.40)$$

Thay (7.40) vào (7.38):

$$\{V\} = ([S] + [E])\{V^+\} = Z_0([S] + [E])([E] - [S])^{-1}\{I\} \quad (7.41)$$

$$[Z] = Z_0([S] + [E])([E] - [S])^{-1} \quad (7.42)$$

Cuối cùng:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = Z_0 \begin{bmatrix} 1 + S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & 1 + S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - S_{11} & -S_{12} \\ -S_{21} & 1 - S_{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (7.43)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{Z_0 \begin{bmatrix} 1 + S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & 1 + S_{22} \end{bmatrix}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21}S_{12}} \begin{bmatrix} 1 - S_{22} & S_{12} \\ S_{21} & 1 - S_{11} \end{bmatrix} \quad (7.44)$$

7.2 ỨNG DỤNG MA TRẬN TÁN XẠ

7.2.1 Mạch khuếch đại siêu cao tần

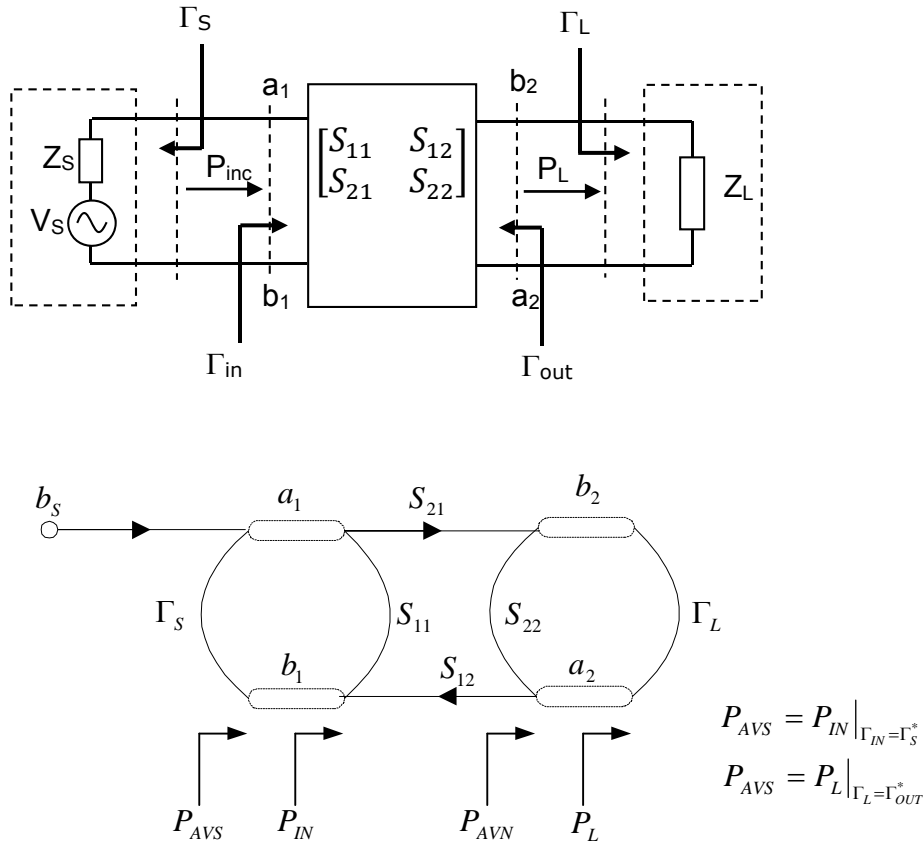
7.2.1.1 Các phương trình độ lợi công suất

Hình 7.4 minh họa đồ thị dòng tín hiệu mạch khuếch đại cao tần và những công suất khác nhau sử dụng trong các phương trình độ lợi công suất: độ lợi công suất biến đổi (Transducer power Gain) G_T , độ lợi công suất động (Operating Power Gain) G_P , và độ lợi công suất hữu ích (Available Power Gain) G_A được định nghĩa như sau:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \text{Công suất truyền đến tải/Công suất có ích từ nguồn} \quad (7.45)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \text{Công suất truyền đến tải/Công suất cung cấp cho mạch khuếch đại} \quad (7.46)$$

$$G_A = G_T|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}} = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \text{Công suất có ích từ mạch/Công suất có ích từ nguồn} \quad (7.47)$$



Hình 7.4 – Dòng tín hiệu mạch khuếch đại cao tần

Ta thấy rằng biểu thức $P_{IN} = |a_1|^2 - |b_1|^2$ và công suất có ích từ mạch P_{AVN} là công suất được truyền từ mạch đến tải phối hợp liên hợp.

Các phương trình độ lợi công suất:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (G_T \text{ tính theo } \Gamma_{IN}) \quad (7.48)$$

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (G_T \text{ tính theo } \Gamma_{OUT}) \quad (7.49)$$

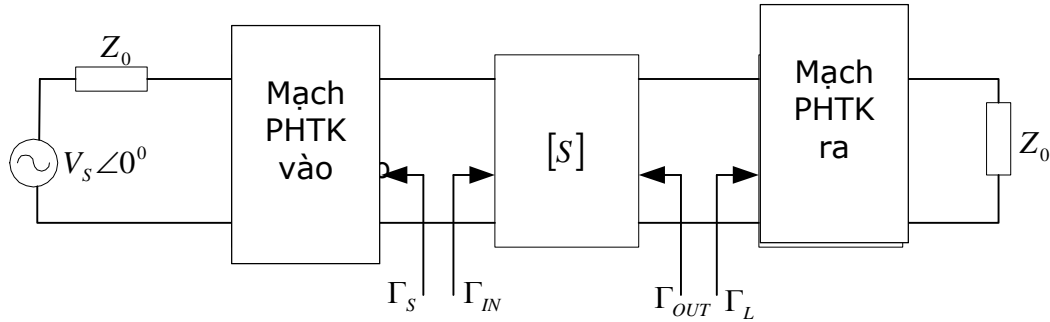
$$G_A = G_T|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{OUT}|^2} \quad (7.50)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{P_L}{P_A} \frac{P_A}{P_{IN}} = G_T \frac{P_A}{P_{IN}} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{(1-|\Gamma_{IN}|^2)|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (7.51)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (7.52)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (7.53)$$

7.2.1.2 Phối hợp trở kháng cho mạch khuếch đại



Hình 7.5 – Sơ đồ mạch khuếch đại được phối hợp trở kháng

Mục đích của việc phối hợp trở kháng để truyền công suất cực đại từ nguồn đến tải. Có nhiều cách để phối hợp trở kháng:

- Dây chêm (stub).
- Mạch Γ thuận hoặc Γ ngược.
- Balun.
- Đường truyền vi dải.

Độ lợi công suất đạt cực đại khi transistor được phối hợp trở kháng đúng, ta có:

$$G_P = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (7.54)$$

Với :

$$K = \frac{1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (7.55)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (7.56)$$

$$G_T = \frac{1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (7.57)$$

7.2.1.3 Sự ổn định của mạch khuếch đại

Trong bộ khuếch đại lý tưởng $S_{12} = 0$ do đó mạch khuếch đại ổn định vô điều kiện. Nếu $S_{12} \neq 0$, các hệ số phản xạ vào, ra với Z_L, Z_S bất kỳ như sau:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11}-\Delta\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (7.58)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22}-\Delta\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (7.59)$$

Để mạch ổn định vô điều kiện các bất đẳng thức sau đây thỏa mãn đồng thời:

$$|\Gamma_{in}| < 1 \text{ và } |\Gamma_{out}| < 1 \quad (7.60)$$

Do đó:

$$K = \frac{1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (7.61)$$

Khi $K > 1$ thì linh kiện có thể làm việc với bất cứ nguồn nào và tải thụ động nào mà không sợ bị dao động.

Khi $K < 1$ phải tìm hai vòng tròn để khảo sát sự ổn định tải và nguồn cho BJT/FET.

Vòng tròn ổn định đối với nguồn:

$$\text{Tâm: } C_S = \frac{(S_{11}-\Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2-|\Delta|^2} = \frac{S_{22}\Delta^*-S_{11}^*}{|\Delta|^2-|S_{11}|^2} \quad (7.62)$$

$$\text{Bán kính: } R_S = \left| \frac{|S_{12}||S_{21}|}{|S_{11}|^2-|\Delta|^2} \right| \quad (7.63)$$

Vòng tròn ổn định đối với tải :

$$\text{Tâm: } C_L = \frac{(S_{22}-\Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2} = \frac{S_{11}\Delta^*-S_{22}^*}{|\Delta|^2-|S_{22}|^2} \quad (7.64)$$

$$\text{Bán kính: } R_L = \left| \frac{|S_{12}||S_{21}|}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2} \right| \quad (7.65)$$

Trên đồ thị Smith, ta xác định các vòng tròn trên để tìm phần ổn định cho mạch.

7.2.1.4 Hệ số nhiễu

Để đánh giá chỉ tiêu kỹ thuật về nhiễu của phần tử khuếch đại, định nghĩa hệ số nhiễu F là tỷ số giữa tín hiệu trên nhiễu ngõ vào với tỷ số tín hiệu trên nhiễu ngõ ra.

Xét trường hợp 2 tầng khuếch đại:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (7.66)$$

Ta thấy rằng hệ số nhiễu tổng cộng F là do hệ số nhiễu F_1 của tầng đầu quyết định, do đó khi thiết kế mạch khuếch đại nhiều tầng, cần phải quan tâm đến nhiễu của tầng đầu tiên sao cho mạch có hệ số nhiễu bé nhất.

Đối với một tầng khuếch đại, công thức tính hệ số nhiễu theo hệ số phản xạ:

$$F = F_{MIN} + \frac{R_n |\Gamma_S - \Gamma_L|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_0|^2} \quad (7.67)$$

trong đó $R_n = \frac{Z_n}{Z_0}$ và $Z_0 = 50\Omega$.

Các thông số F_{min} , R_n , Γ_0 do nhà sản xuất cung cấp.

7.2.2 Mạch khuếch đại nhiễu thấp LNA (Low Noise Amplifier)

Tại đầu vào của các thiết bị thu, tín hiệu từ anten xuống sẽ được khuếch đại nhờ khối LNA, chất lượng của khối LNA sẽ ảnh hưởng rất lớn đến chất lượng của tín hiệu cần thu. Nhiệm vụ của khối LNA là khuếch đại tín hiệu đủ lớn để đưa đến bộ Mixer, đồng thời hạn chế mức nhiễu sao cho thấp nhất.

Các chỉ tiêu kỹ thuật của khối LNA:

- Tăng độ nhạy.
- Hệ số tạp âm thấp (tỷ số S/N cao).
- Hệ số nhiễu: 1,5 ÷ 4dB.
- Đảm bảo băng thông mong muốn (độ chọn lọc cao).

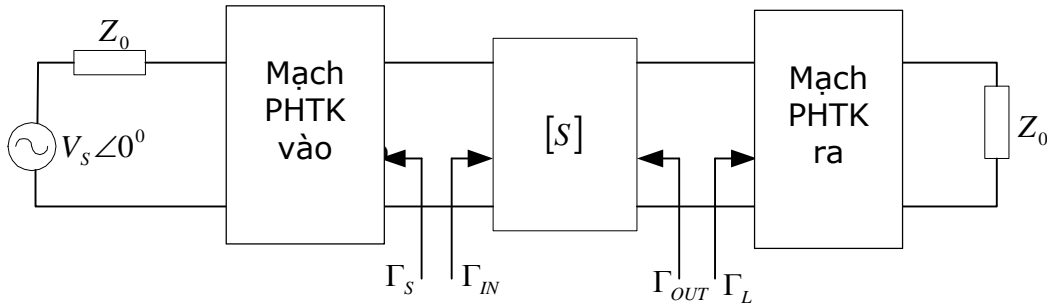
Phương pháp:

a) Chọn mạch khuếch đại dùng FET hoặc BJT có dòng phân cực I_{CQ} và V_{CE} nhỏ (phân cực lớp A).

b) Thiết kế mạch phối hợp đầu vào và ra có hệ số phẩm chất Q cao (độ chọn lọc cao- khuếch đại cộng hưởng).

c) Chọn hệ số phản xạ đầu vào (Γ_{IN}) nằm trong vùng có $F \approx f_{min}$.

d) Chọn hệ số phản xạ đầu ra (Γ_{OUT}) sao cho công suất truyền đến tải là lớn nhất.



Hình 7.6 – Mô hình cho mạch khuếch đại nhiễu thấp

$$\Gamma_S = \Gamma|_{F=F_{min}} \text{ (Cho hệ số nhiễu thấp)} \quad (7.68)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_0}{1-S_{11}\Gamma_0} \Gamma_L \quad (7.69)$$

7.2.3 Mạch khuếch đại công suất cực đại (max gain)

Tại đầu ra của máy phát, tín hiệu trước khi phát đi sẽ qua bộ khuếch đại công suất. Mục đích của bộ khuếch đại này là khuếch đại tín hiệu lên mức công suất cần thiết để phát đi. Quá trình thiết kế mạch khuếch đại công suất cực đại:

a. Chọn BJT (FET) có mức công suất cực đại lớn hơn mức công suất ra cần thiết kế.

b. Từ BJT (FET) đã chọn, dựa vào thông số ma trận $[S]$ của BJT (FET) tính toán các hệ số phản xạ vào và ra như sau:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (7.70)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (7.71)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (7.72)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (7.73)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (7.74)$$

c. Hệ số phản xạ vào và ra tương ứng:

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (7.75)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (7.76)$$

Luôn có 2 nghiệm cho Γ_S (vào) và Γ_L (ra).

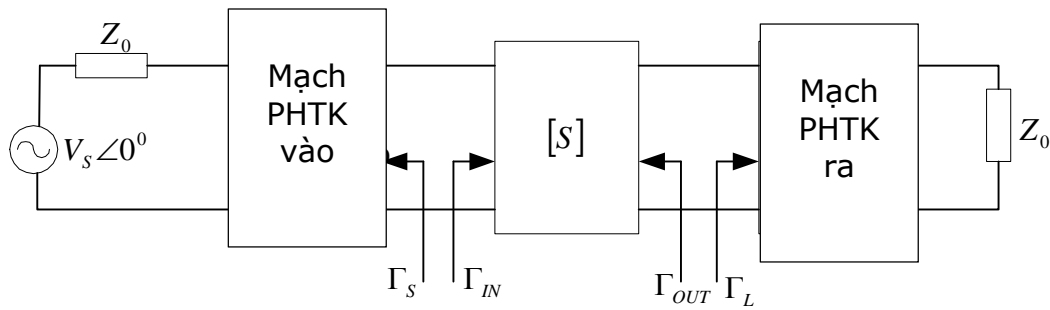
Chọn Γ_S và Γ_L sao cho $\Gamma_S < 1$ và $\Gamma_L < 1$.

Có được hệ số phản xạ ta tính được tổng dẫn chuẩn hóa:

$$y_S = \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad (7.77)$$

$$y_L = \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} \quad (7.78)$$

Từ đó tính toán phối hợp theo đồ thị Smith hay dùng giải thuật đưa vào Matlab để tính phối hợp.



Hình 7.7 – Mô hình mạch khuếch đại công suất cực đại

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = \Gamma_{IN}^* \quad (7.79)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = \Gamma_{OUT}^* \quad (7.80)$$

TÓM TẮT

Bài này trình bày ý nghĩa của các đồ thị Z , Y , H , $ABCD$, S , T và biến đổi qua lại giữa các đồ thị này, trong đó ma trận tán xạ S thể hiện rõ ở các linh kiện siêu cao tần như BJT...

Từ ma trận S ta có thể tính toán một mạch khuếch đại siêu cao tần kết hợp với mạch phối hợp trở kháng đầu vào và ra để có được công suất truyền đến tải là lớn nhất.

CÂU HỎI ÔN TẬP

Câu 1: Một mạch khuếch đại RF có các thông số sau:

$$S_{11} = 0,3\angle -70^\circ; S_{21} = 3,5\angle 85^\circ; S_{12} = 0,2\angle -10^\circ; S_{22} = 0,4\angle -45^\circ.$$

Ngõ vào của mạch khuếch đại được kết nối với một nguồn $V_S = 5\angle 0^\circ$ và $Z_S = 40\Omega$.

Ngõ ra là anten có trở kháng $Z_{\text{anten}} = 73\Omega$; giả sử các thông số S được đo với trở kháng đặc tính $Z_0 = 50\Omega$.

Xác định:

(a). G_T , G_A , G_P .

(b). Công suất truyền đến tải P_L , công suất có ích P_A và công suất sóng tới P_{inc} .

Câu 2: Thiết kế mạch khuếch đại cao tần sử dụng GaAs FET hoạt động ở tần số $f = 6\text{GHz}$ với độ lợi công suất chuyển đổi lớn nhất. Các thông số S của transistor được đo ở điểm phân cực tuyến tính $V_{DS}=4V$, và $I_{DS}=0.5I_{DSS}$.

$$S_{11} = 0,641\angle -171,3^\circ; S_{21} = 2,058\angle 28,5^\circ; S_{12} = 0,057\angle -16,3^\circ; S_{22} = 0,572\angle -95,7^\circ.$$

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Lê Tiến Thường, Trần Văn Sự, *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. Vũ Đình Thành, *Lý thuyết Cơ Sở Kỹ Thuật Siêu Cao Tần*, Nhà Xuất Bản Khoa Học Kỹ Thuật, 1997.
6. David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison – Wesley Publishing Co., 1997.
7. Samuel Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Prentice Hall, 1987.