

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan nội dung của luận văn “**Thiết kế, chế tạo Rectenna công suất lớn cho hệ thống truyền năng lượng không dây khoảng cách gần**” là sản phẩm do tôi thực hiện dưới sự hướng dẫn của GS.TS. Bạch Gia Dương. Trong toàn bộ nội dung của luận văn, những điều được trình bày hoặc là của cá nhân hoặc là được tổng hợp từ nhiều nguồn tài liệu. Tất cả các tài liệu tham khảo đều có xuất xứ rõ ràng và được trích dẫn hợp pháp.

Tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm và chịu mọi hình thức kỷ luật theo quy định cho lời cam đoan của mình.

Hà Nội, Ngày 21 tháng 9 năm 2017

TÁC GIẢ

Trần Mạnh Dũng

LỜI CẢM ƠN

Lời đầu tiên tôi xin chân thành gửi lời cảm ơn đến tập thể các Thầy, Cô giáo trong Khoa Điện tử - Viễn Thông, Trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà Nội đã giúp đỡ tận tình và chu đáo để tôi có môi trường tốt cho việc học tập và nghiên cứu.

Đặc biệt, tôi xin bày tỏ lòng biết ơn sâu sắc tới GS.TS. Bạch Gia Dương và TS. Đoàn Hữu Chức, những người đã trực tiếp hướng dẫn, chỉ bảo tôi tận tình trong suốt quá trình nghiên cứu và hoàn thiện luận văn này.

Cuối cùng, tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành nhất đến bố mẹ và người vợ yêu quý của tôi, những người luôn động viên, ủng hộ tôi cả về vật chất lẫn tinh thần để tôi có thể hoàn thành luận văn tốt nhất.

Mặc dù đã có nhiều cố gắng, song thời gian thực hiện luận văn có hạn, nên trong luận văn này còn nhiều hạn chế và thiếu sót. Tôi rất mong nhận được nhiều sự góp ý, chỉ bảo của các thầy, cô để hoàn thiện hơn luận văn của mình

Tôi xin chân thành cảm ơn!

Hà Nội, Ngày 21 tháng 9 năm 2017

TÁC GIẢ

Trần Mạnh Dũng

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	1
LỜI CẢM ƠN	2
MỤC LỤC	3
DANH MỤC HÌNH VẼ VÀ ĐỒ THỊ	5
DANH MỤC BẢNG BIỂU	7
DANH MỤC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT	8
MỞ ĐẦU	9
Chương 1. Tổng quan về truyền năng lượng không dây	11
1.1. Truyền năng lượng không dây và lịch sử phát triển.....	11
1.1.1. Truyền năng lượng không dây.....	11
1.1.2. Một số mốc lịch sử phát triển	11
1.2. Rectenna	12
1.3. Mục tiêu và đối tượng nghiên cứu.....	14
1.4. Các nghiên cứu liên quan	15
Chương 2. Cơ sở lý thuyết	16
2.1. Truyền sóng trong không gian tự do	16
2.1.1. Phương trình truyền sóng.....	17
2.1.2. Mật độ thông lượng công suất, cường độ điện trường.....	18
2.1.3. Công suất anten thu nhận được	21
2.2. Khái niệm trường gần và trường xa	22
2.3. Đường truyền vi dải.....	23
2.3.1. Cấu trúc đường truyền vi dải	23
2.3.2. Cấu trúc trường của đường truyền vi dải	24
2.4. Ăng ten vi dải	25
2.4.1. Cấu trúc ăng ten vi dải.....	25
2.4.2. Nguyên lý bức xạ	26
2.4.3. Trường bức xạ của ăng ten vi dải.....	28
2.4.4. Mảng ăng ten vi dải	32
2.5. Hiện tượng chỉnh lưu sóng siêu cao tần.....	43
2.6. Hiệu suất rectenna	44
2.6.1. Định nghĩa hiệu suất chuyển đổi năng lượng RF - DC	44

2.6.2. Cấu trúc chuyển đổi năng lượng theo mảng RF-combine	44
2.6.3. Cấu trúc chuyển đổi năng lượng theo mảng DC-combine.....	45
2.6.4. Hiệu suất chuyển đổi tương quan.....	45
Chương 3. Kiểm chứng thực nghiệm	47
3.1. Thiết kế mảng ăng ten vi dải	47
3.1.1. Đặt yêu cầu	47
3.1.2. Tính toán thiết kế	47
3.2. Mạch chỉnh lưu siêu cao tần.....	50
3.3. Mô phỏng và tối ưu	53
3.4. Thiết kế layout	54
3.4.1. Chọn vật liệu	54
3.4.2. Thiết kế Layout.....	55
3.5. Kết quả đo.....	56
3.5.1. Phương tiện đo	56
3.5.2. Kết quả mô phỏng	56
3.5.3. Kết quả đo kiểm thực tế.....	60
3.6. Kết luận.....	65
3.6.1. Kết luận	65
3.6.2. Hạn chế và hướng phát triển.....	65
Tài liệu tham khảo	66

DANH MỤC HÌNH VẼ VÀ ĐỒ THỊ

Hình 1.1. Mô hình truyền năng lượng không dây rectenna	13
Hình 1.2. Các cấu hình thực hiện khảo sát	14
Hình 2.1. Quá trình chuyển tiếp trường của ăng ten.....	16
Hình 2.2. Vector điện trường và từ trường trong không gian	18
Hình 2.3. Bức xạ của nguồn bức xạ vô hướng trong không gian tự do.....	19
Hình 2.4. Nguồn bức xạ có hướng.....	20
Hình 2.5. Trường gần và trường xa	22
Hình 2.6. Cấu trúc đường truyền vi dải	24
Hình 2.7. Giảm đồ trường của một đường vi dải	24
Hình 2.8. Ăng ten vi dải.....	25
Hình 2.9. Các loại hình dáng khác nhau của ăng ten vi dải.....	26
Hình 2.10. Sự phân bố hạt tải điện và mật độ dòng được tạo ra bởi anten vi dải... 27	
Hình 2.11. Bốn dạng hình học của anten mảng.....	33
Hình 2.12. Dạng hình học của mảng 2 phần tử đặt dọc theo trục z	34
Hình 2.13. Trường vùng xa và sơ đồ pha của mảng N phần tử isotropic	36
Hình 2.14. Đồ thị bức xạ ba chiều của các mảng broadside và broadside/end-fire	40
Hình 2.15. Đồ thị bức xạ hai chiều của các mảng broadside và broadside/end-fire	41
Hình 2.16. Đồ thị bức xạ ba chiều và hai chiều của mảng quét đồng nhất gồm 10 phần tử ($N=10, \beta = -kd \cos\theta_0, \theta_0 = 60^\circ, d = \lambda/4$).....	43
Hình 2.17. Hình dạng tín hiệu sau chỉnh lưu trong miền tần số và miền thời gian.	43
Hình 3.1. Biến đổi phối hợp trở kháng.....	49
Hình 3.2. Hình dạng của miếng patch đã được thiết kế.....	50
Hình 3.3. Cấu trúc mạch chỉnh lưu nhân điện áp	51
Hình 3.4. Sơ đồ mô phỏng xác định trở kháng đầu vào diode.....	53
Hình 3.5. Sơ đồ mô phỏng mạch phối hợp trở kháng.....	53
Hình 3.6. Sơ đồ mô phỏng mạch chỉnh lưu đơn	54
Hình 3.7. Sơ đồ mô phỏng mạch chỉnh lưu nhân áp sử dụng diode HSMS2850	54
Hình 4.1. Layout Ăng ten vi dải 2D.....	55
Hình 4.2. Layout ăng ten vi dải 3D.....	55
Hình 4.3. Layout mạch chỉnh lưu đơn	55

Hình 4.4. <i>Layout mạch chỉnh lưu nhân điện áp 2D</i>	56
Hình 4.5. <i>Layout mạch chỉnh lưu nhân điện áp 3D</i>	56
Hình 5.1. <i>Kết quả mô phỏng return loss ăng ten vi dải</i>	57
Hình 5.2. <i>Búp sóng 3D góc theta ăng ten vi dải</i>	57
Hình 5.3. <i>Búp sóng 3D góc phi φ</i>	58
Hình 5.4. <i>Đồ thị S11 theo biên độ và theo hàm phức</i>	58
Hình 5.5. <i>Kết quả đồ thị mô phỏng hiệu suất mạch chỉnh lưu đơn</i>	59
Hình 5.6. <i>Kết quả đồ thị mô phỏng mạch chỉnh lưu nhân áp</i>	60
Hình 5.7. <i>Mô hình kiểm tra qua splitter</i>	61
Hình 5.8. <i>Mô hình kiểm tra qua không gian</i>	61
Hình 5.9. <i>Công suất đầu vào -10 dBm</i>	62
Hình 5.10. <i>Công suất đầu vào +10 dBm</i>	62
Hình 5.11. <i>Đo S11 patch ăng ten</i>	62
Hình 5.12. <i>Hiệu suất chuyển đổi của các mạch chỉnh lưu</i>	63

DANH MỤC BẢNG BIỂU

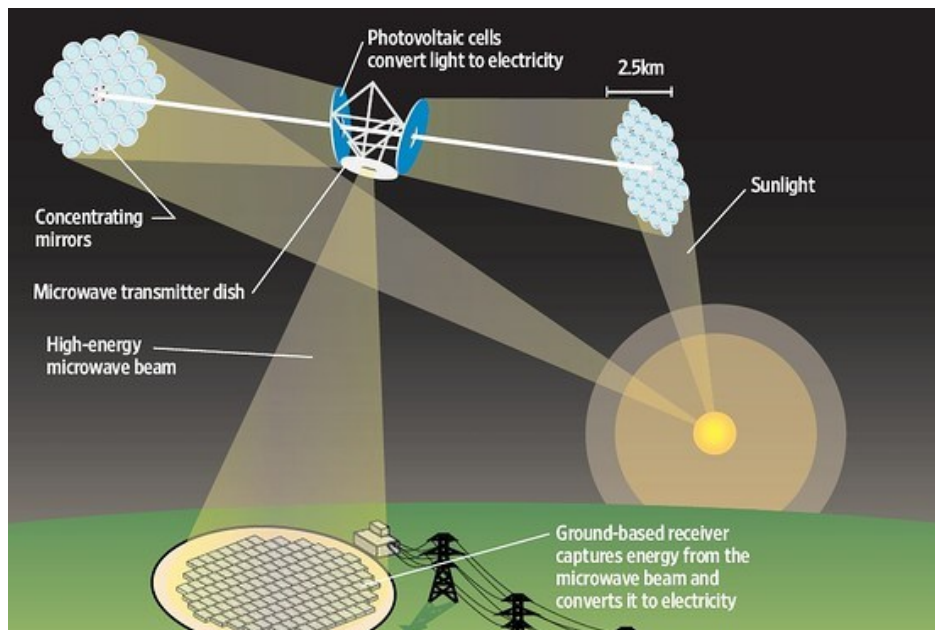
Bảng 2.1. Các điểm null, cực đại nửa công suất, cực đại búp sóng phụ cho mảng broadside đồng nhất biên độ.....	41
Bảng 2.2. Các độ rộng búp sóng cho mảng broadside đồng nhất biên độ	42
Bảng 3.1. Các thông số anten thiết kế	47
Bảng 3.2. Cách thông số tính toán patch anten vi dài 2.45 GHz	49
Bảng 3.3. Cách thông số đường microstrip line với $\epsilon_r = 4.5, h = 1.6\text{mm}$	50
Bảng 3.4. Tham số của diode HSMS2820	52
Bảng 3.5. Tham số của diode HSMS2850	52
Bảng 5.1. Kết quả đo điện áp chỉnh lưu	62
Bảng 5.2. Tham số của dụng cụ đo	63
Bảng 5.3. Hiệu suất ghép nối DC.....	64

DANH MỤC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Ký hiệu	Tiếng Anh	Tiếng việt
S11	Return loss	Tín hiệu phản xạ tại cổng vào
S21	Insertion loss	Tín hiệu từ cổng vào đến cổng ra
RFID	Radio frequency identification	Công nghệ nhận dạng qua tín hiệu cao tần
RF-Combine	RF combine	Cấu trúc tổ hợp ghép nhiều ăng ten vi dải với nhau
DC-combine	DC-combine	Cấu trúc tổ hợp ghép nhiều mạch rectenna với nhau
Rectenna	Rectifier Antenna	Bộ chỉnh lưu cao tần thành dòng điện một chiều
ADS	Advanced design system	Phần mềm thiết kế hệ thống nâng cao
MIM	Metal – Insulator - Metal	Công nghệ chế tạo diode hoạt động ở dải tần Tera Hezt
GHz	Gigahezt	Đơn vị tần số ghi ga hezt
THz	TetraHezt	Đơn vị tần số Tera hezt

MỞ ĐẦU

Trong tình trạng nguồn năng lượng hóa thạch ngày càng cạn kiệt và sự khắc nghiệt của khí hậu trên trái đất ngày càng diễn biến phức tạp, hướng nghiên cứu Truyền năng lượng không dây WPT - Wireless Power Transmitter đang được đẩy mạnh. Từ năm 1973, sau khi một patent của Peter Glaser được công bố cho giải pháp truyền năng lượng công suất lớn không dây từ ngoài vũ trụ về trái đất, đã thu hút được nhiều tổ chức chính phủ và các tập đoàn lớn như NASA đầu tư. Các dự án vệ tinh thu năng lượng trong vũ trụ SPS (Solar Power Satellite) đã có nhiều bước chuyển biến lớn. Hiện nay đã có một vài trạm thu năng lượng loại này đã được đưa vào sử dụng ở Mỹ và rất nhiều dự án ở Mỹ, Anh, Nhật bản.



Vấn đề hiệu suất trong phương pháp truyền năng lượng không dây luôn được đặt lên hàng đầu trong quá trình nghiên cứu. Hiệu suất này bao gồm tất cả hiệu suất cả các thành phần cấu tạo nên hệ thống: Module tạo chùm tia năng lượng công suất lớn, Ăng ten thu và Module chỉnh lưu. Nhiều nhà nghiên cứu đã đề xuất các phương án sử dụng các chùm tia laser làm các chùm tia năng lượng có mật độ công suất lớn cho ứng dụng này, tuy nhiên do sự tổn hao quá lớn khi đi qua tầng khí quyển của trái đất dẫn đến hiệu suất của phương pháp này không đạt yêu cầu. Cho đến hiện nay nhiều mô hình thiết kế đã được công bố, tuy nhiên phương pháp sử dụng chùm tia vi ba góc hẹp vẫn đang là sự lựa chọn cho module tạo chùm tia năng lượng. Bên cạnh đó nhiều cấu hình cho module chỉnh lưu và ăng ten thu cũng được đưa ra và thảo luận tại nhiều hội nghị khoa uy tín trên thế giới. Nhìn chung, vấn đề đang gặp phải của các ứng dụng truyền năng lượng không dây chính là mức công suất truyền tải và hiệu suất.

Một trong những giới hạn chính đó nằm ở module chỉnh lưu. Dựa vào đặc tính chỉnh lưu của diode các phương pháp truyền năng lượng không dây cho phép chuyển đổi dạng năng lượng xoay chiều nào đó về năng lượng dòng điện một chiều. Tuy nhiên hiệu suất chỉnh lưu của diode phụ thuộc rất nhiều vào đặc tính phi tuyến của diode. Các diode rất dễ bị bão hòa khi công suất đầu vào lớn, đây là một trong những nguyên nhân làm hạn chế mức công suất năng lượng có thể truyền tải trong các ứng dụng truyền năng lượng không dây.

Bài toán nâng cao hiệu suất và công suất truyền tải là bước giải quyết quan trọng khởi đầu cho việc nghiên cứu truyền năng lượng không dây WPT. Mục tiêu của luận văn là phân tích nguyên nhân suy giảm hiệu suất của mạch chỉnh lưu khi công suất đầu vào lớn từ đó đề xuất phương án thiết kế mạch rectenna đạt hiệu suất cao cho phép hoạt động với công suất đầu vào lớn.

Chương 1. Tổng quan về truyền năng lượng không dây

1.1. Truyền năng lượng không dây và lịch sử phát triển

1.1.1. Truyền năng lượng không dây

Định nghĩa: *Truyền năng lượng không dây hay truyền công suất không dây, WPT (Wireless Power Transmitter) là quá trình truyền năng lượng trong một dạng nào đó xảy ra trong một môi trường xác định, ở đó năng lượng được truyền dẫn theo một hướng từ một nguồn năng lượng đến một tải tiêu thụ mà không cần dây dẫn.*[4]

Truyền năng lượng không dây khác với truyền thông tin không dây trong viễn thông (như Radio, TV, Radar...) ở đó thông tin ở bên phía máy phát tuy có lớn (cỡ vài W, kW) nhưng được truyền đi mọi hướng, tín hiệu có thể được nằm trong một dải tần xác định, công suất tín hiệu ở phía thu thường rất nhỏ (cỡ vài nW đến vài μ W) sau đó được module thu xử lý khuếch đại để phục hồi lại thông tin ban đầu. Còn trong lĩnh vực truyền năng lượng không dây thì truyền có định hướng, mật độ năng lượng và hiệu suất truyền năng lượng là quan trọng nhất, ở đây tín hiệu mang năng lượng thường chỉ tồn tại ở một tần số.

Truyền năng lượng không dây có thể được phân chia thành hai loại chính:

Truyền năng lượng không dây dựa trên hiệu ứng cảm ứng điện từ hay cảm ứng từ. Phương pháp này được ứng dụng phổ biến trong các ứng dụng sạc điện không dây, hay truyền tải năng lượng tiệm cận không tiếp xúc.

Truyền năng lượng không dây dựa trên hiệu ứng sóng điện từ. Năng lượng được truyền đi theo các chùm tia năng lượng có mật độ công suất lớn hay còn được gọi là chùm tia công suất cao (high power beam). Chùm tia này di chuyển trong không gian theo hiện tượng sóng điện từ. Tại phía thu, chùm năng lượng này được thu nhận và chuyển đổi dạng năng lượng thành năng lượng dòng điện một chiều. Tùy vào các ứng dụng cụ thể, khoảng cách truyền có thể thay đổi từ vài mét đến vài chục hay vài chục nghìn ki lô mét.

1.1.2. Một số mốc lịch sử phát triển

Truyền năng lượng không dây đã được phát triển từ đầu thế kỷ thứ 19. Mở đầu bởi các phát minh của Andre-Marie Ampere, Michael Faraday và Jame Clerk Maxwell làm cơ sở nền tảng kiến thức cho truyền năng lượng sóng điện từ. Hệ phương trình do Maxwell đưa ra đã giúp hình dung ra được nguyên lý hoạt động của truyền sóng điện từ, từ đó đã mở ra nhiều thiết bị thu phát vô tuyến được phát minh.

Lịch sử truyền năng lượng không dây được bắt nguồn từ năm 1894 khi Nikola Tesla công bố thì nghiệm dùng năng lượng không dây bằng phương pháp cảm ứng điện từ để thắp sáng đèn sợi tóc. Tiếp đó đã xuất hiện nhiều công bố khác như Truyền tín hiệu công suất vượt qua khoảng cách 1 dặm của Bose năm 1895. Đến năm 1901

tại hội chợ thế giới St. Louis đã được trao tặng bởi một kết quả nghiên cứu cho phép truyền thành công năng lượng không dây qua không gian cho moto bay với công suất 0.1 mã lực đặt khoảng cách 30 met. Cho đến hiện nay, nhiều công bố phát minh của nhiều nhà khoa học trên thế giới đã liên tiếp được công bố có giá trị đóng góp cao cho lĩnh vực truyền năng lượng không dây.

- Năm 1968: Peter Glaser đề xuất truyền năng lượng không dây thu nhận từ mặt trời sử dụng công nghệ chùm tia công suất. Đây được coi là thành quả đầu tiên miêu tả về vệ tinh năng lượng mặt trời (Solar Power Satellite – SPS).

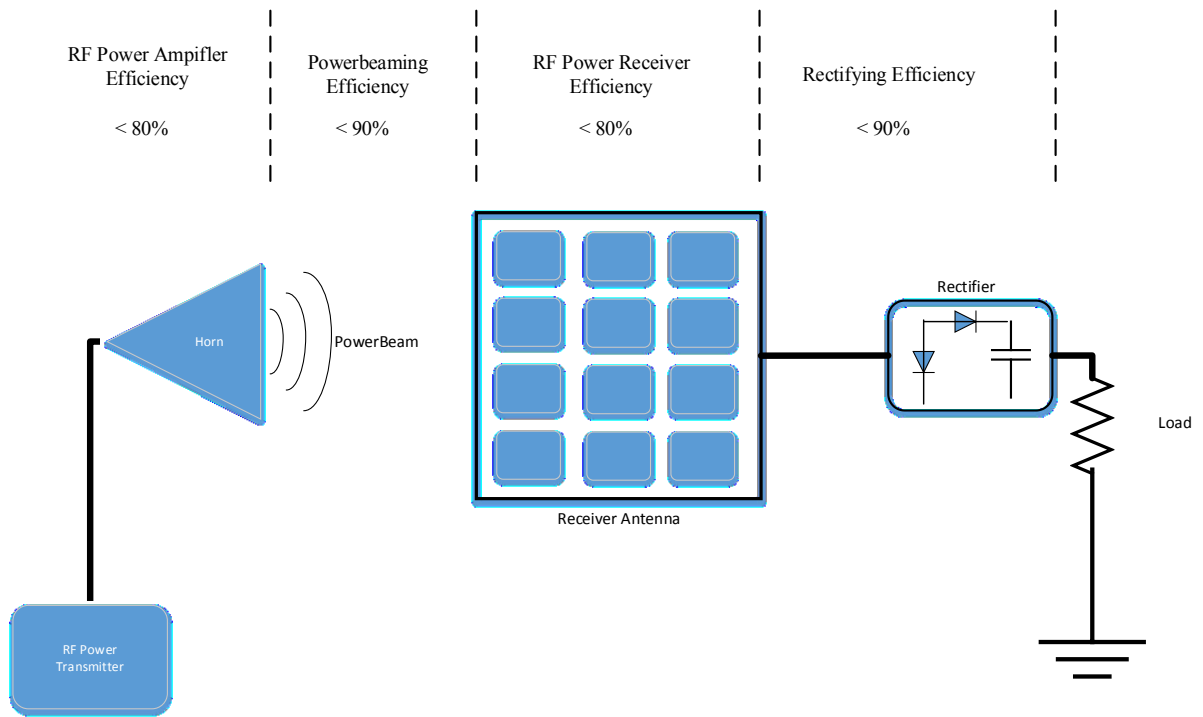
- Năm 1975: Liên hợp truyền thông vũ trụ Goldstone thực hiện thành công các thí nghiệm truyền không dây đạt tới hàng chục kW

- Năm 2010: Tập đoàn Haier biểu diễn TV với màn hình LCD hoàn toàn không dây đầu tiên tại hội chợ CES 2010 trên cơ sở về các nghiên cứu của nhóm Prof Marin Soljac's về truyền năng lượng không dây WPT và giao diện số trong nhà WHDI.

- Năm 2011: Các nghiên cứu về ăng ten tạo nhiều chùm tia cho vệ tinh (Antennas for multiple spot beam satellite) đã được công bố trên các tạp chí nổi tiếng như IEEE. Nghiên cứu này bước đầu đã được ứng dụng trong hệ thống thông tin vệ tinh, các ứng dụng truyền hình số vệ tinh... cho phép mở rộng vùng phủ trên cùng một đơn vị diện tích ăng ten đồng thời cho phép điều tiết vùng phủ này theo ý muốn trên lãnh thổ nhất định. Bên cạnh đó mở ra hướng đi mới cho việc tạo nhiều chùm tia năng lượng trên cùng một ăng ten.

1.2. Rectenna

Rectenna là một từ ghép của từ Rectifier và từ Antenna. Đây là một thuật ngữ xuất hiện trong nửa cuối thế kỉ 20. Thuật ngữ này mô tả công nghệ sử dụng cho phương pháp truyền năng lượng không dây mà ở đó tại thiết bị thu sử dụng các ăng ten để thu năng lượng tín hiệu sóng điện từ sau đó được chuyển đổi dạng năng lượng từ năng lượng sóng điện từ sang năng lượng dòng điện một chiều DC.



Hình 1.1. Mô hình truyền năng lượng không dây rectenna

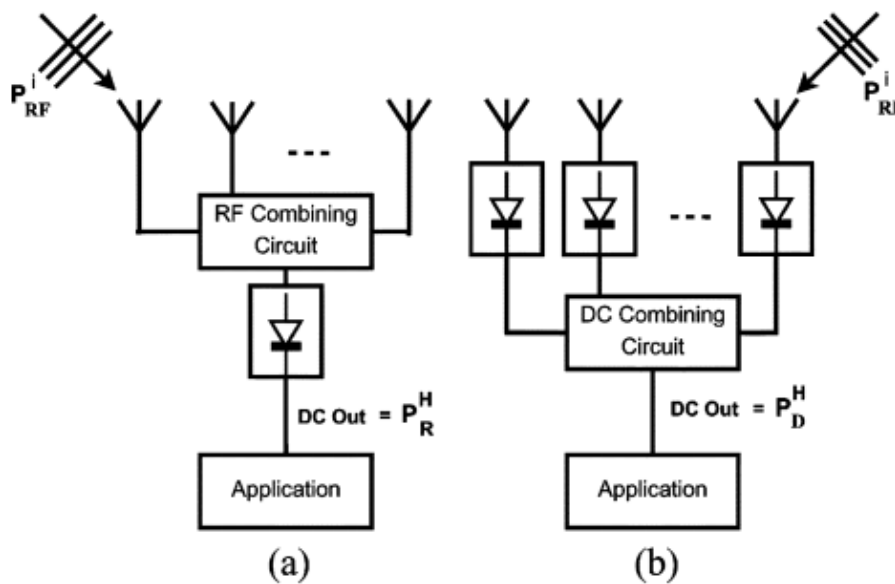
Sự tiến bộ không ngừng trong lĩnh vực siêu cao tần đã và đang đạt được nhiều thành tựu to lớn. Ngày nay các công nghệ tạo chùm tia năng lượng đã đạt được nhiều bước tiến quan trọng. Trên thế giới đã xuất hiện nhiều loại ăng ten cho phép tạo các chùm tia vô cùng hẹp vào cỡ 2 đến 3 độ và được ứng dụng rất lớn trong các lĩnh vực như radar tích cực, trinh sát điện tử... Cùng với đó nhiều cấu trúc ăng ten đơn giản cho phép hiệu suất thu sóng điện từ rất cao cũng đã được chế tạo thành công. Bên cạnh những công nghệ ăng ten, công nghệ bán dẫn ngày nay đạt được rất nhiều tiến bộ lớn trong lĩnh vực thiết kế nâng cao hiệu suất cũng như thu nhỏ kích thước của các linh kiện bán dẫn. Các chip xử lý được tích hợp bởi các diode, transistor có kích thước vào cỡ 14 nm. Bên cạnh đó nhiều phát minh mới trong công nghệ pha tạp phục vụ chế tạo các linh kiện bán dẫn không ngừng được cải tiến. Các công nghệ mới như GaAs hay SiAs đã tạo ra các transistor, diode có khả năng đáp ứng các yêu cầu cao như các chỉ tiêu độ tuyến tính IP3, ngưỡng công suất chịu đựng hay các tính chất bảo vệ ngược.

Để đạt được hiệu suất cao hệ thống rectenna phải áp dụng các công nghệ này. Theo đó Rectenna gồm 3 thành phần chính: Nguồn tạo chùm tia năng lượng, Ăng ten thu, bộ lọc phối hợp trở kháng và mạch chỉnh lưu. Hiệu suất truyền năng lượng không dây của hệ thống rectenna bao gồm hiệu suất của các thành phần trên. Với trình độ khoa học kỹ thuật hiện nay, các thành phần này đã đạt đến những bước tiến lớn trong thiết kế. Trong công nghệ chế tạo ăng ten tạo chùm tia, các công nghệ ăng ten mảng pha cho phép kết hợp điều khiển pha của các phần tử trong chuỗi mảng ăng ten để tạo ra chùm tia năng lượng có góc độ lợi rất hẹp, do đó nâng cao được mật độ công suất năng lượng của chùm tia năng lượng. Trong công nghệ chế tạo diode chỉnh lưu,

các hãng lớn như avago, analog hay Infineon Technology đã cho ra các diode cho phép có thể chỉnh lưu ở những tần số rất cao cỡ vài GHz. Hiệu suất và công suất chịu đựng cũng không ngừng được tăng lên.

1.3. Mục tiêu và đối tượng nghiên cứu

Mục tiêu của luận văn này đề xuất phương án thiết kế, chế tạo bộ rectenna cho phép hoạt động với công suất lớn và đảm bảo hiệu suất cao. Bài toán thiết kế rectenna hiệu năng cao cho phép truyền tải công suất lớn đã được nghiên cứu và phát triển trong nhiều năm, với nhiều cách tiếp cận khác nhau. Một trong những hướng đi tiếp cận phổ biến và hiệu quả nhất chính là tập trung nâng cao hiệu suất cũng như công suất hoạt động của bộ ăng ten thu và bộ chỉnh lưu.



Hình 1.2. Các cấu hình thực hiện khảo sát [8]

Cấu hình RF-combine và cầu hình DC-combine

Nội dung của luận văn phân tích khảo sát 02 cấu hình rectenna. Xây dựng cơ sở tính toán và phân tích tính khả thi của phương án thiết kế. Sau đó trình bày kỹ thuật thiết kế, mô phỏng layout và chế tạo mô hình thực tế. Nội dung chính của các chương được trình bày như sau:

Chương 2: Trình bày một số kiến thức lý thuyết liên quan bao gồm truyền sóng trong không gian tự do, lý thuyết trường gần và trường xa và mạch vi dải. Sau đó tập trung phân tích, xây dựng cơ sở lý thuyết xác định hiệu suất của hai mô hình khảo sát để xác định hiệu suất tương quan. Qua đó xác định tính khả thi và đề xuất phương án thiết kế chế tạo rectenna công suất lớn cho hệ thống truyền năng lượng không dây khoảng cách gần.

Chương 3: Trình bày các kiến thức liên quan cho phép sử dụng để thiết kế và mô phỏng. Sau đó trình bày cách thức tuần tự để thiết kế và tối ưu các tham số cho các module. Trong chương này, các kỹ thuật liên quan gồm: Kỹ thuật thiết kế ăng ten

vi dài, kỹ thuật xác định trở kháng đầu vào của diode, kỹ thuật mô phỏng S-parameter và phương pháp tối ưu mô phỏng các tham số.

Phương pháp chọn vật liệu chế tạo và kỹ thuật layout cũng như cách tối ưu các tham số trong layout để đảm bảo sự đồng nhất giữa mô hình mô phỏng và mô hình thực tế.

Thực hiện xây dựng phương án đo kiểm, đánh giá hiệu suất từng cấu hình. Sau đó trình bày cơ sở tính toán thiết lập các tham số máy đo và cách thức đo kiểm các tham số. Trình bày và so sánh kết quả thực tế và kết quả mô phỏng

Cuối cùng, tác giả xin đưa ra một số kết luận và đánh giá, đồng thời đề xuất các hướng phát triển tiếp theo của đề tài.

1.4. Các nghiên cứu liên quan

Rectenna công suất lớn cho hệ thống truyền năng lượng không dây khoảng cách gần là chủ đề được rất nhiều nhà khoa học trẻ quan tâm trong những năm gần đây. Có nhiều cách tiếp cận bài toán này:

Sử dụng các bộ lọc LC cho phía phát là cách tiếp cận nâng cao hiệu suất và công suất của hệ thống truyền năng lượng không dây khoảng cách gần. Với phương pháp này tác giả đã đạt được hiệu suất 73% và công suất đạt 2.5kW. Đây là công bố của tác giả Kazuya Uchida và Kan Akatsu trên tạp chí khoa học IEEE 2017 chủ đề wireless power transmitter

Một số tác giả Ding Binh Lin, Hsi Tseng Chou, Jui-Hung và Yu-Lin Cheng đi theo hướng phân tích các đặc điểm ứng xử của sóng điện từ trong trường gần, từ đó tối ưu thiết kế ăng ten thu và phát để nâng cao hiệu suất truyền năng lượng. Hướng đi này cũng đã đạt được một số kết quả khá khả quan.

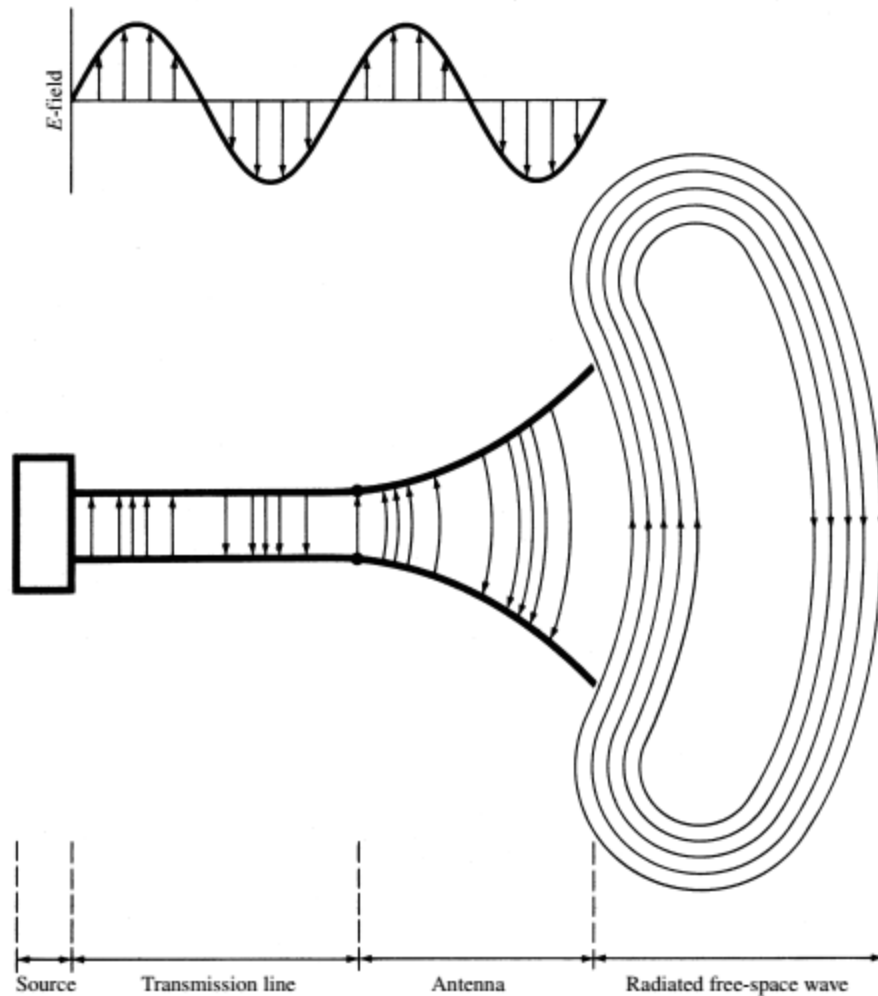
Một số các nghiên cứu theo hướng nâng cao hiệu suất phía phát. Tập trung nâng hiệu suất của bóng khuếch đại để làm tăng hiệu suất tạo chùm tia năng lượng công suất lớn cho phép truyền năng lượng đi hiệu quả hơn.

Tựu chung lại, các thiết kế của các hướng trên để đáp ứng tăng mức công suất truyền tải đều phải yêu cầu tăng kích thước và số lượng các bộ rectenna. Một điểm hạn chế đó chính là sự giới hạn về mức công suất của từng đơn vị rectenna sẽ không thể vượt qua ngưỡng 30 dbm mà hiệu suất vẫn đảm bảo cao.

Chương 2. Cơ sở lý thuyết

2.1. Truyền sóng trong không gian tự do

Thiết bị dùng để bức xạ sóng điện từ (anten phát) hoặc thu nhận sóng điện từ (anten thu) từ không gian bên ngoài được gọi là anten. Nói cách khác, anten là thiết bị chuyển tiếp một vòng kín của tín hiệu RF (Radio Frequency : tần số vô tuyến) và sự bức xạ, lan truyền của sóng điện từ trong không gian.



Hình 2.1 *Quá trình chuyển tiếp trường của ăng ten*

Thông thường, giữa máy phát và anten phát cũng như giữa máy thu và anten thu không nối trực tiếp với nhau mà được ghép thông qua một đường truyền dẫn năng lượng điện từ, gọi là fide (như hình 2.1). Trong hệ thống này, máy phát có nhiệm vụ tạo ra dao động điện cao tần. Dao động điện sẽ được truyền đi theo fide tới anten phát dưới dạng sóng điện từ ràng buộc. Anten phát có nhiệm vụ biến đổi sóng điện từ ràng buộc này thành sóng điện từ tự do truyền ra ngoài không gian. Ngược lại, anten thu có nhiệm vụ tiếp nhận sóng điện từ tự do trong không gian (chỉ tiếp nhận được một phần năng lượng điện từ do anten phát truyền đi, phần còn lại sẽ bức xạ lại vào không gian) và biến chúng thành sóng điện từ ràng buộc rồi truyền đến máy thu. Yêu cầu

đặt ra cho thiết bị anten-fide là phải thực hiện việc truyền dẫn và biến đổi năng lượng với hiệu suất cao nhất mà không gây ra méo dạng tín hiệu.

2.1.1. Phương trình truyền sóng

Sóng điện từ bao gồm hai thành phần: Điện trường, ký hiệu E (V/m) và từ trường, ký hiệu H (A/m). Chúng có quan hệ mật thiết với nhau trong quá trình lan truyền và được mô tả bằng hệ phương trình Maxwell, viết ở các dạng khác nhau.

Giả sử ta xét một sóng phẳng truyền lan trong môi trường điện môi đồng nhất và đẳng hướng có các tham số: hệ số điện môi ϵ và hệ số từ thẩm μ , khi không có dòng điện và điện tích ngoài, thì hệ phương trình Maxwell biểu thị mối quan hệ giữa điện trường và từ trường được viết dưới dạng vi phân như sau:

$$\left. \begin{aligned} \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} &= -\frac{\partial H_y}{\partial z} \\ \frac{\partial E_x}{\partial t} &= -\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Nghiệm của hệ phương trình này cho ta dạng của các thành phần điện trường và từ trường là một hàm bất kỳ.

$$E_x = F_1 \left(t - \frac{z}{v} \right) + F_2 \left(t + \frac{z}{v} \right) \quad (2.2a)$$

$$H_y = G_1 \left(t - \frac{z}{v} \right) + G_2 \left(t + \frac{z}{v} \right) \quad (2.2b)$$

Trong đó: F_1, F_2, G_1, G_2 là các hàm sóng tùy ý.

$$v = \frac{\Delta z}{\Delta t} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} \quad (\text{m/s}) \text{ là vận tốc pha của sóng.}$$

Từ (2.2a và 2.2b) ta có : $G_1 = F_1 / Z$ và $G_2 = F_2 / Z$ với $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ (Ω) là trở kháng sóng của môi trường.

Nếu môi trường truyền sóng là chân không (còn được gọi là không gian tự do) các tham số của môi trường có giá trị:

$$\epsilon_0 = 109/36\pi \text{ (F/m)} ; \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}$$

$$\text{Do đó : } v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ (m/s)} = c \quad (\text{vận tốc ánh sáng})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \quad (\Omega) \quad (2.3)$$

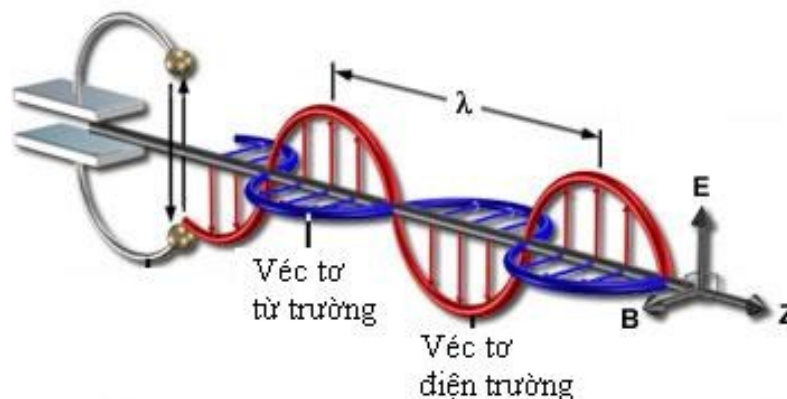
Trong thực tế sóng điện từ thường biến đổi điều hòa theo thời gian. Đối với các sóng điện từ phức tạp ta có thể coi nó là tổng vô số các dao động điều hòa, nghĩa là có thể áp dụng phép phân tích Fourier để biểu thị. Trong trường hợp này khi giả thiết chỉ có sóng thuận, tức là sóng truyền từ nguồn theo phương trục z và môi trường mà không có sóng nghịch thì các thành phần điện trường và từ trường được biểu thị như sau:

$$E = E_m \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) = E_m \cos \omega (t - kz)$$

$$H = \frac{E_m}{Z} \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) = \frac{E_m}{Z} \cos \omega (t - kz) \quad (2.4)$$

Trong đó $k = \omega/v = 2\pi/\lambda$ gọi là hệ số pha hay hằng số sóng.

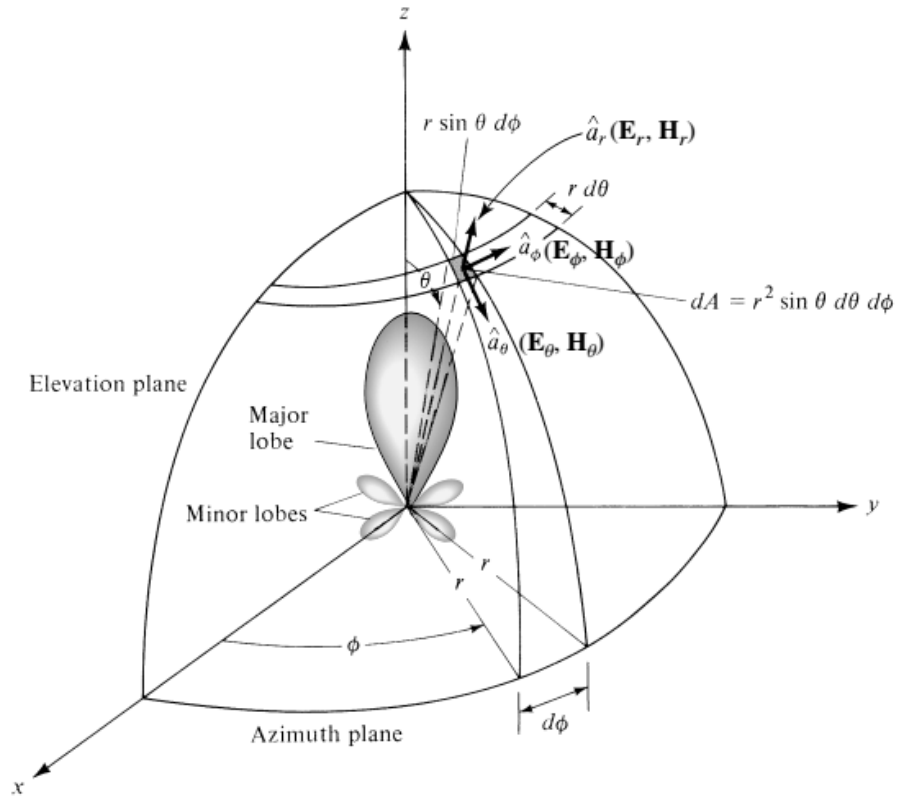
Sóng điện từ có mật độ công suất (hay còn gọi là thông lượng năng lượng), được biểu thị bởi véc tơ năng lượng $\vec{k} = [\vec{E} \times \vec{H}]$. Như vậy sóng điện từ có các véc tơ \vec{E} và \vec{H} nằm trong mặt phẳng vuông góc với phương truyền sóng \vec{k} . Bởi vậy sóng điện từ truyền đi trong môi trường đồng nhất đẳng hướng là sóng điện từ ngang TEM.



Hình 2.2. Vector điện trường và từ trường trong không gian

2.1.2. Mật độ thông lượng công suất, cường độ điện trường

Giả thiết có một nguồn bức xạ vô hướng (đẳng hướng) có công suất phát PT(W) đặt tại điểm A trong một môi trường không gian tự do là môi trường đồng nhất đẳng hướng và không hấp thụ, có hệ số điện môi tương đối $\epsilon' = 1$. Xét trường tại một điểm M cách A một khoảng r (m).



Hình 2.3. Bức xạ của nguồn bức xạ vô hướng trong không gian tự do

Vì nguồn bức xạ là vô hướng, môi trường đồng nhất và đẳng hướng nên năng lượng sóng điện từ do nguồn bức xạ sẽ tỏa đều ra không gian thành hình cầu. Như vậy mật độ công suất (mật độ thông lượng năng lượng) ở điểm M cách nguồn một khoảng r sẽ được xác định bằng công thức sau:

$$S_i = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.5)$$

Theo lý thuyết trường điện từ ta có vector pointing:

$$S_i = E_h H_h \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.6)$$

$$H_h = \frac{E_h}{120\pi} \quad (\text{A/m}) \quad (2.7)$$

Trong đó: E_h (V/m), H_h (A/m) là giá trị hiệu dụng của cường độ điện trường và từ trường ; 120π là trở kháng sóng của không gian tự do (Ω)

Thay công thức (2.7) vào (2.6) được

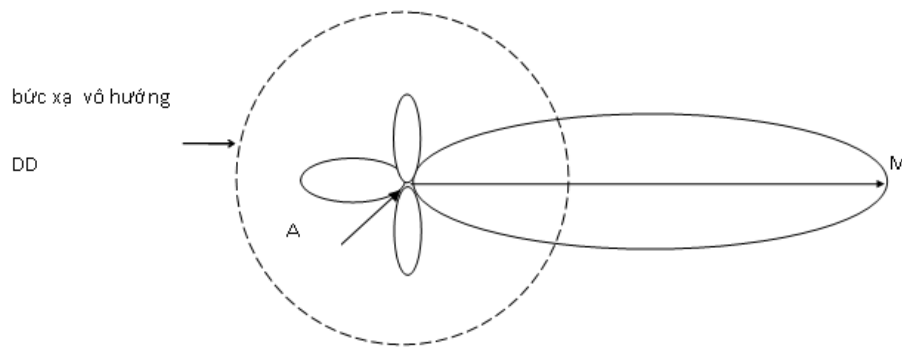
$$S_i = \frac{E_h^2}{120\pi} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.8)$$

So sánh công thức (2.8) và (2.5) ta có

$$E_h = \sqrt{\frac{30P_T}{r^2}} \quad (\text{V/m}) \quad (2.9)$$

Nhận xét: cường độ điện trường của sóng vô tuyến điện truyền lan trong môi trường đồng nhất đẳng hướng và không hấp thụ tỷ lệ thuận với căn hai công suất bức xạ, tỷ lệ nghịch với khoảng cách. Khoảng cách tăng thì cường độ trường giảm vì năng lượng sóng toả rộng ra không gian, còn gọi là sự khuếch tán tất yếu của sóng. Để hạn chế sự khuếch tán này người ta sử dụng các bộ bức xạ có năng lượng tập trung về hướng cần thông tin để làm tăng cường độ trường lên. Đó chính là các anten có hướng, với hệ số hướng tính D hoặc hệ số khuếch đại G.

Nếu nguồn bức xạ có hướng, lúc đó năng lượng của sóng vô tuyến điện sẽ được tập trung về hướng điểm M được biểu thị bằng hệ số hướng tính hay hệ số khuếch đại như chỉ ra trên hình 2.4.



Hình 2.4. Nguồn bức xạ có hướng

Trong trường hợp này mật độ công suất được xác định theo công thức

$$S = \frac{P_T G_T}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.10)$$

khi đó cường độ điện trường sẽ được tính theo công thức:

$$E_h = \frac{\sqrt{30P_T G_T}}{r} \quad (\text{V/m}) \quad (2.11)$$

Nếu sóng điện từ do nguồn bức xạ biến đổi điều hoà theo thời gian, nghĩa là theo quy luật $\sin\omega t$, $\cos\omega t$, hoặc viết dưới dạng phức số $e^{j\omega t}$ thì giá trị tức thời của cường độ điện trường sẽ được biểu thị bởi công thức

$$E(t) = \frac{\sqrt{60P_T G_T}}{r} \cos(\omega t - kr) \quad (\text{V/m}) \quad (2.12)$$

Trong đó: ω tần số góc của sóng

$$k = \omega/c = 2\pi/\lambda \text{ hệ số sóng (hệ số pha)}$$

Nếu viết ở dạng phức công thức (2.12) có dạng:

$$E(t) = \frac{\sqrt{60P_T G_T}}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (\text{V/m}) \quad (2.13)$$

Nếu biểu thị cự ly r (km), công suất phát P_T (kW), ta sẽ có giá trị hiệu dụng của cường độ trường:

$$E_h = \frac{173\sqrt{P_{T(kW)}G_T}}{r_{(km)}} \quad (\text{mV/m}) \quad (2.14)$$

Biên độ của trường là

$$E_m = \frac{245\sqrt{P_{T(kW)}G_T}}{r_{(km)}} \quad (\text{mV/m}) \quad (2.15)$$

Và giá trị tức thời của cường độ trường

$$E(t) = \frac{245\sqrt{P_{T(kW)}G_T}}{r_{(km)}} e^{j(\omega t - kz)} \quad (\text{mV/m}) \quad (2.16)$$

2.1.3. Công suất anten thu nhận được

Trong khi tính toán tuyến thu ta cần phải xác định công suất anten thu nhận được P_R để đưa vào đầu vào của máy thu sao cho máy thu có thể làm việc được. Công suất anten thu nhận được bằng mật độ thông lượng công suất tại nơi đặt anten thu nhân với diện tích hiệu dụng của anten thu:

$$P_R = S \cdot A_h \quad (\text{W}) \quad (2.17)$$

Diện tích hiệu dụng của anten thu bằng diện tích thực tế nhân với hiệu suất làm việc

$A_h = A \cdot \eta$. Trong các hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng anten gương parabol tròn xoay quan hệ giữa tính hướng và diện tích hiệu dụng của anten được cho bởi công thức

$$A_h = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{m}^2) \quad (2.18)$$

Thay công thức (2.10) và (2.18) vào công thức (2.17) ta có

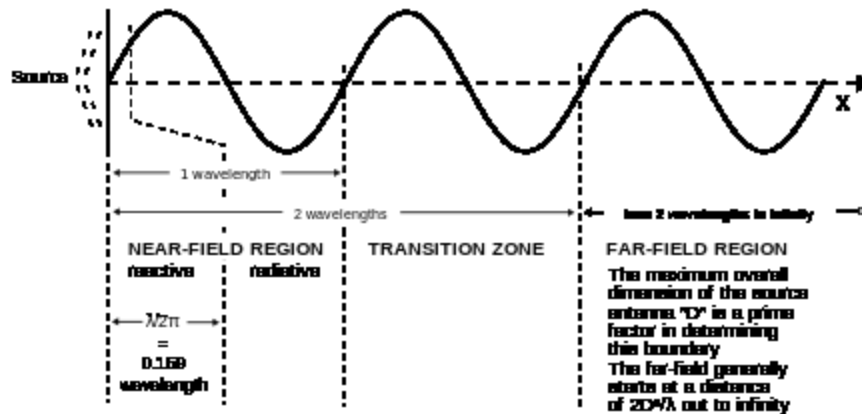
$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (\text{W}) \quad (2.19)$$

Nếu biểu thị cự ly r (km), công suất bức xạ P_T (kW), ta có công thức

$$P_R = 6,33 \cdot 10^{-3} \frac{P_{T(kW)} G_T G_R \lambda_{(m)}^2}{r_{(km)}^2} \quad (\text{mW}) \quad (2.20)$$

2.2. Khái niệm trường gần và trường xa

Sóng điện từ bao gồm thành phần điện trường E và từ trường H. Tuy theo đặc tính môi trường, chúng có thể mang một số đặc tính: Suy hao, tán sắc, phân cực... Sóng điện từ do ăng ten phát ra có thể phân chia ra một số vùng miền khác nhau phụ thuộc vào cấu trúc của ăng ten, tần số công suất của sóng và sự tương tác của chúng với không gian truyền sóng. Thường người ta chia ra làm ba vùng: Trường gần và trường xa (Near field and Far field), Giữa chúng là vùng chuyển tiếp.



Hình 2.5. Trường gần và trường xa [7]

Trong miền trường gần hay còn gọi là vùng tương tác (reactive) hoặc vùng không phát xạ (non-radiative) mối quan hệ giữa E và H rất phức tạp, từng thành phần (E hoặc H) có thể nổi trội trong một điểm hay một thời điểm khác nhau, các mối tương quan trái chiều cũng có thể xảy ra trong vùng trường gần. Trong các định nghĩa trường gần và trường xa đều dựa trên mối liên hệ giữa khoảng cách truyền sóng và bước sóng lambda. Theo đó

Vùng trường gần là vùng thỏa mãn công thức: $\leq \frac{2D^2}{\lambda}$

Trong đó D chính là kích thước chiều lớn nhất của ăng ten.

Vùng chuyển tiếp hay còn gọi là vùng fresnel là vùng thỏa mãn công thức:

$$\frac{2D^2}{\lambda} < R < 2\lambda$$

Vùng trường xa hay vùng phát xạ là vùng nằm ngoài hai lần bước sóng. Trong vùng này mối quan hệ giữa E và H mang đặc tính sóng phân cực (phân cực thẳng đứng, ngang, tròn, xoắn...) truyền tự do, ở đó E và H luôn đi cùng nhau, tại mọi thời điểm trong không gian. Trong miền này, phân bố của trường cùng với góc pha nào đó về cơ bản là không phụ thuộc vào khoảng cách từ nguồn ăng ten phát và cũng không phụ thuộc vào cấu trúc ăng ten. Trở kháng của sóng truyền trong vùng trường xa là tỷ số của độ lớn của điện trường trên từ trường, trong trường xa thì pha của hai

trường này là giống nhau. Do vậy trở kháng trong trường xa sẽ được định nghĩa như sau:

$$Z_0 = \mu_0 c_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \frac{1}{\epsilon_0 c_0} \quad (2.21)$$

Do đó, trong môi trường chân không vận tốc ánh sáng là $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ thì giá trị trở kháng của đường truyền tương ứng là:

$$Z_0 = 120\pi = 377 \Omega$$

Truyền năng lượng không dây ở trường gần

Kỹ thuật truyền năng lượng không dây ở trường gần chỉ đạt một khoảng cách có thể so sánh với hoặc hơn một lần so với đường kính của ăng ten phát, và có thể lên tới khoảng cách cỡ $\frac{1}{4}$ đến $\frac{1}{2}$ bước sóng. Năng lượng trường gần có đặc tính là không bức xạ, có một số mất mát bức xạ thường xảy ra. Ngoài ra các mất mát trên điện trở môi trường cũng thường xuyên xuất hiện. Truyền năng lượng không dây ở trường gần chủ yếu áp dụng các hiện tượng cảm ứng từ, cảm ứng điện từ.

Truyền năng lượng không dây ở trường xa

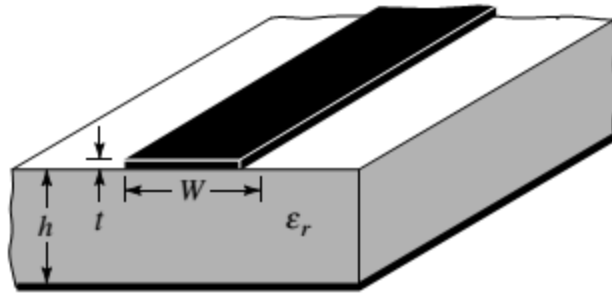
Phương pháp trường xa thực hiện cho khoảng cách xa, thường hàng chục km trở lên trong đó khoảng cách lớn hơn rất nhiều so với kích thước của thiết bị. Để truyền năng lượng đi xa người ta sử dụng các công nghệ tạo chùm tia năng lượng (powerbeaming technology), có nghĩa là tạo ra bức xạ ở dạng chùm tia có mật độ công suất cao, rồi phóng về phía thiết bị thu.

2.3. Đường truyền vi dải

2.3.1. Cấu trúc đường truyền vi dải

Sự khác nhau quan trọng nhất giữa lý thuyết mạch và lý thuyết đường truyền vi dải chính là kích thước. Trong lý thuyết phân tích mạch ta luôn giả sử rằng kích thước vật lý của mạch điện luôn nhỏ hơn rất nhiều lần bước sóng của tín hiệu chính được sử dụng trong mạch. Với lý thuyết đường truyền vi dải, thì độ dài thường là các bội số của độ dài bước sóng, hơn thế nữa đường truyền vi dải được xem như là cấu trúc mạng phân phối bởi các tham số, nơi mà điện áp và dòng điện có thể thay đổi biên độ dọc theo chiều dài của nó. Trong khi đó với lý thuyết mạch, các phần tử tập trung thì điện áp và dòng điện không thay đổi theo kích thước vật lý của các phần tử đó.

Đường truyền vi dải được sử dụng nhiều nhất trong môi trường truyền dẫn là các mạch tích hợp siêu cao tần. Đường truyền vi dải là cấu trúc mạch in “cao cấp”, bao gồm một dải dẫn điện bằng đồng hoặc kim loại khác trên một chất nền cách điện, mặt kia của tấm điện môi cũng được phủ đồng gọi là mặt phẳng đất. Ta thấy mặt phẳng đất là mặt phản xạ. Do đó, đường truyền vi dải có thể được xem như là đường truyền gồm 2 dây dẫn.

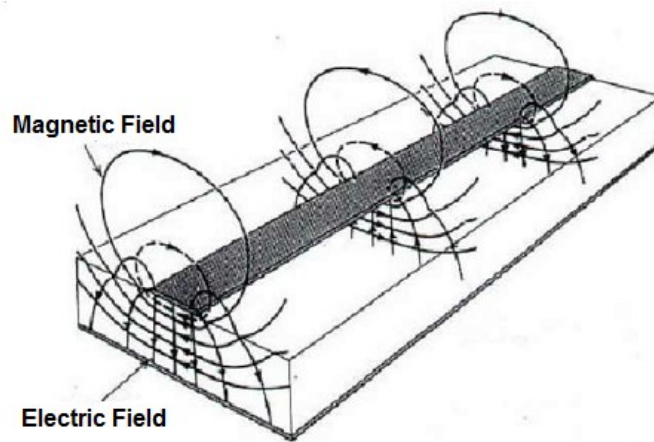


Hình 2.6. Cấu trúc đường truyền vi dải [7]

Có hai tham số chính là độ rộng dải dẫn điện W và chiều cao lớp điện môi h . Một tham số quan trọng khác là hằng số điện môi tương đối của chất cách điện ϵ_r . Độ dày của dải điện dẫn là t và điện dẫn suất là σ là các tham số kém quan trọng hơn và đôi khi có thể bỏ qua.

2.3.2. Cấu trúc trường của đường truyền vi dải

Sóng truyền trên đường truyền vi dải là sóng có dạng gần với TEM (quasi-TEM). Điều này có nghĩa rằng có một vài vùng trong đó chỉ có một thành phần điện trường hoặc từ trường theo hướng truyền sóng. Như hình dưới thể hiện giản đồ điện trường của một đường truyền vi dải cơ bản



Hình 2.7. Giản đồ trường của một đường vi dải [7]

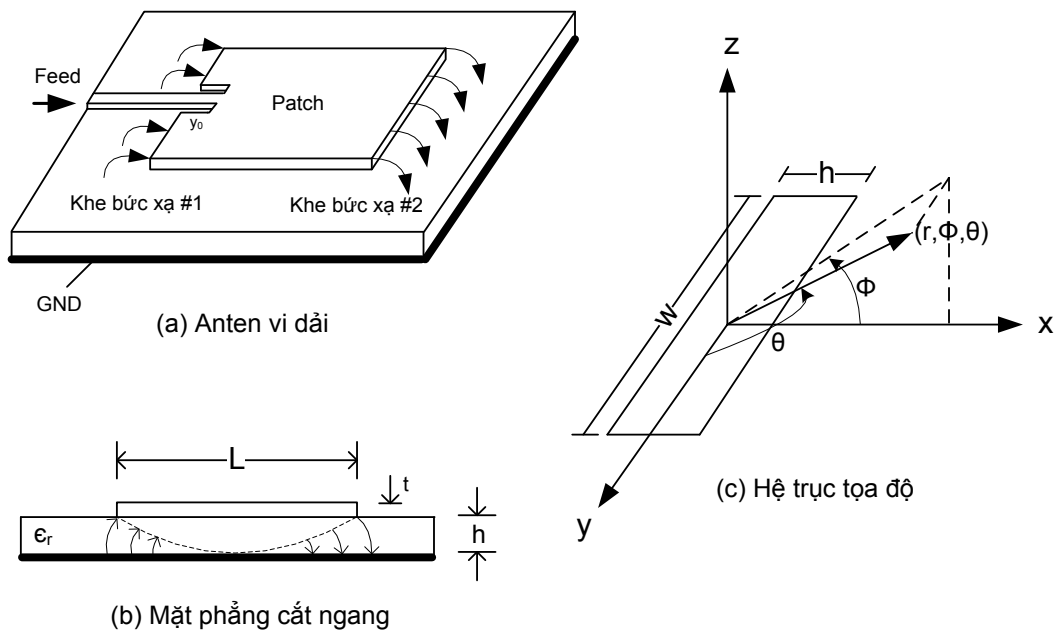
Trên cấu trúc đường truyền vi dải, giản đồ quasi-TEM xuất hiện, bởi vì mặt tiếp giáp giữa chất nền điện môi và không gian xung quanh là không khí. Các đường sức điện trường không liên tục tại mặt tiếp giáp này. Điều kiện biên cho điện trường là thành phần tiếp tuyến của điện trường phải liên tục khi truyền xuyên qua biên; do đó một chất nền có hằng số điện môi là 10 thì điện trường sẽ giảm đột ngột 10 lần so với trong không khí. Mặt khác, thành phần tiếp tuyến (song song với bề mặt dải dẫn điện) của điện trường cũng phải liên tục khi xuyên qua biên. Do đó, một phần năng lượng điện trường được lưu trữ trong không khí và một phần được lưu trữ trong điện môi.

Hằng số điện môi hiệu dụng đối với các sóng trên đường truyền nằm giữa giá trị hằng số điện môi không khí và hằng số điện môi của chất nền

2.4. Ăng ten vi dải

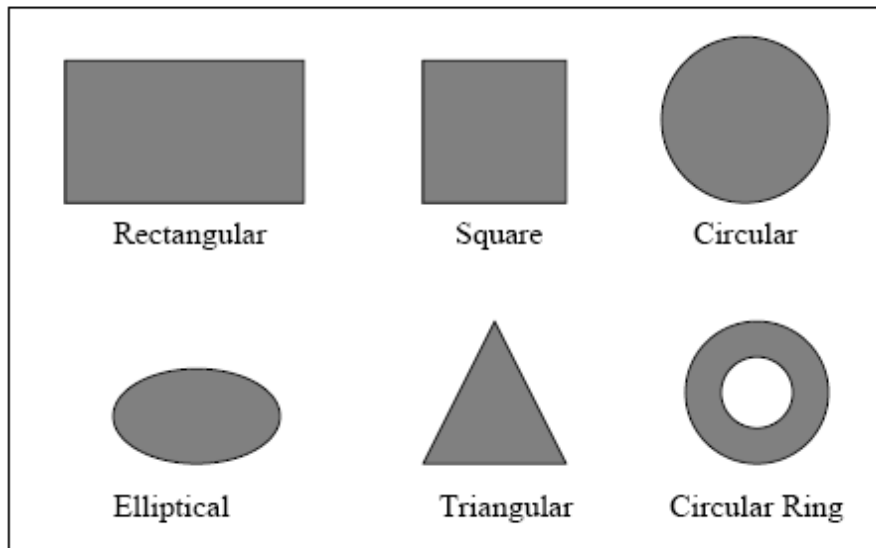
2.4.1. Cấu trúc ăng ten vi dải

Ăng ten vi dải có cấu trúc như hình 2.8-a, bao gồm một bản mặt (patch) kim loại rất mỏng (bề dày $t \ll \lambda_0$, với λ_0 là bước sóng trong không gian tự do) đặt cách mặt phẳng bằng kim loại phía dưới gọi là mặt phẳng đất. Khoảng cách giữa bản mặt (patch) đến mặt phẳng đất thường rất nhỏ ($h \ll \lambda_0$, thường thì $0.003 \lambda_0 < h < 0.05 \lambda_0$). Giữa chúng được phủ đầy bởi một lớp điện môi hay còn gọi là chất nền (substrate). Cấu trúc mặt phẳng cắt và hệ trục tọa độ tính cho mỗi khe bức xạ được vẽ ở hình 2.8-b và 2.8-c.



Hình 2.8. Ăng ten vi dải

Hình dáng của ăng ten vi dải có thể có rất nhiều dạng, gồm các loại bản mặt hình chữ nhật, hình vuông, hình tròn, hình ellipse... Tuy nhiên loại phổ biến nhất là ăng ten có bản mặt hình chữ nhật và hình vuông do dễ phân tích và chế tạo.



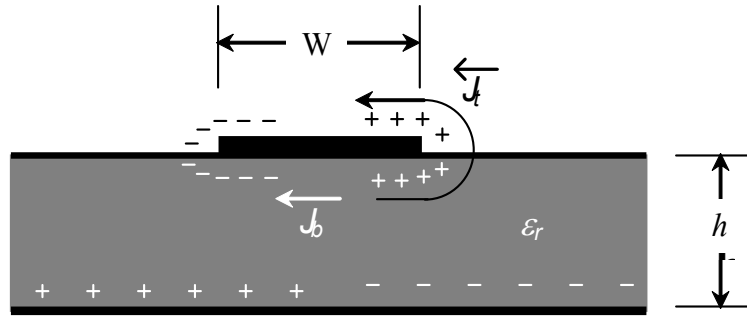
Hình 2.9. Các loại hình dáng khác nhau của ăng ten vi dải

Có rất nhiều loại chất nền có thể được dùng để thiết kế ăng ten vi dải, hầu hết hằng số điện môi của chất nền thường được sử dụng trong khoảng $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Trên lý thuyết và thực tế sử dụng các chất nền có hệ số điện môi nằm ở nửa dưới cho hiệu suất tốt hơn. Tuy nhiên kích thước của ăng ten do đó mà tăng lên.

2.4.2. Nguyên lý bức xạ

Chúng ta biết rằng bức xạ của đường truyền vi dải, một cấu trúc tương tự như là anten vi dải, có thể giảm đáng kể nếu để điện môi sử dụng có bề dày mỏng và hệ số điện môi tương đối thấp. Hay nói cách khác, nó giúp cho bức xạ anten vi dải tốt hơn với hiệu suất bức xạ cao hơn. Do vậy, trong một anten vi dải, người ta sử dụng các nền điện môi có hệ số từ thẩm thấp. Bức xạ từ anten vi dải có thể được xác định từ phân bố trường giữa patch và mặt phẳng đất hay dưới dạng phân bố dòng điện mặt trên bề mặt của patch.

Xét một anten vi dải được cấp nguồn bởi một nguồn cao tần (microwave source). Việc cung cấp năng lượng cho patch làm hình thành nên sự phân bố điện tích ở mặt trên và mặt dưới của patch cũng như trên bề mặt của mặt phẳng đất. Dưới tác dụng của các lực đẩy, hình thành do các lực tương tác giữa các điện tử cùng dấu, trên bề mặt của patch làm cho một số điện tích ở các vùng rìa của patch dịch chuyển từ bề mặt dưới lên bề mặt trên của patch. Sự dịch chuyển của các điện tích làm hình thành trên bề mặt của patch vector mật độ dòng mặt dưới \vec{J}_b và vector mật độ dòng mặt trên \vec{J}_t .



Hình 2.10. Sự phân bố hạt tải điện và mật độ dòng được tạo ra bởi anten vi dải

Do trong hầu hết các anten tỷ số h/W là rất bé vì thế lực hút giữa các điện tích chiếm ưu thế và hầu hết sự tập trung điện tích và dòng vẫn tồn tại bên dưới patch bề mặt. Và như thế, chỉ có một lượng nhỏ dòng dịch chuyển từ miếng rìa của patch lên mặt trên của patch làm hình thành một trường nhỏ có chiều tiếp tuyến với các rìa của patch. Do vậy, để đơn giản cho việc tính toán, chúng ta xấp xỉ rằng từ trường tiếp tuyến là zero và từ trường tiếp tuyến này có thể thành lập các bức tường từ xung quanh các chu vi của patch. Các giả định này càng hợp lý hơn trong trường hợp đế điện môi có bề dày mỏng với hằng số điện môi ϵ_r lớn. Tương tự như trường hợp của trường điện từ, vì bề dày của đế điện môi rất mỏng so với bước sóng truyền trong lớp điện môi, nên trường biến thiên dọc theo độ cao là không đổi và trường điện gần như vuông góc với bề mặt của patch. Từ các điều kiện của trường điện và trường từ, patch có thể được xem như là mô hình của một hốc cộng hưởng (cavity) với các bức xạ trường điện bên trên và bên dưới (do trường điện thì vuông góc với bề mặt của patch) và bốn bức tường từ dọc theo các rìa của patch (do trường từ tiếp tuyến gần như bằng không). Từ các điều kiện của hốc cộng hưởng vừa nêu thì chỉ có các mode TM là có thể truyền trong hốc cộng hưởng.

Bốn bức tường bên của hốc cộng hưởng tương ứng cho bốn khe bức xạ. Patch của anten vi dải có thể tượng trưng bằng một vector mật độ dòng \vec{J}_t tương ứng. Trong khi đó, bốn khe bức xạ ở các mặt bên được đặc trưng bằng các vector mật độ dòng \vec{J}_s và \vec{M}_s lần lượt tương ứng với trường từ \vec{H}_a và trường điện \vec{E}_a trong các khe bức xạ.

$$\vec{J}_n = n \times \vec{H}_a \quad (2.22)$$

$$\vec{M}_s = -n \times \vec{E}_a \quad (2.23)$$

Vì ta xét đế điện môi có độ dày mỏng nên mật độ dòng trên \vec{J}_t rất bé so với mật độ dòng dưới \vec{J}_b của patch. Do đó, \vec{J}_t sẽ được đặt bằng không để chỉ ra rằng hầu như không có bức xạ từ bề mặt của patch. Tương tự như thế, các trường từ tiếp tuyến

dọc theo rìa của patch và mật độ dòng tương ứng \overline{M}_s được đặt bằng không. Do vậy, chỉ còn lại một thành phần mật độ dòng khác không là vectơ mật độ dòng \overline{M}_s dọc theo chu vi patch. Để biểu diễn sự hiện diện của mặt phẳng đất ta sử dụng lý thuyết ảnh rằng mật độ dòng sẽ tăng gấp đôi so với khi chưa xét mặt phẳng đất. Mật độ dòng mới sẽ là:

$$\overline{M}_s = -2n \times \overline{E}_a \quad (2.24)$$

Trường điện trong khe bức xạ xác định:

$$\overline{E}_a = \hat{z} E_0 \quad \text{đối với hai khe có chiều dài } W \text{ và độ cao } h$$

$$\overline{E}_a = -\hat{z} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad \text{đối với khe có chiều dài } L \text{ và độ cao } h$$

Do các điều kiện xét trên, ta nhận ra là kết quả bức xạ của khe dọc theo chiều của trục x thì hầu như bằng không vì phân bố dòng bằng và đảo dấu với nhau trong các khe. Tuy nhiên, kết quả bức xạ dọc theo chiều của trục y tồn tại dưới dạng một dải hai thành phần với các thành phần mật độ dòng cùng biên độ và pha và cách nhau một khoảng L – chiều dài của patch. Do đó, bức xạ từ patch có thể được miêu tả dưới dạng hai khe dọc (vertical slots).

Việc phân tích các khe dọc này trong môi trường điện môi không đồng nhất là một vấn đề hết sức khó khăn nên các khe dọc này được thay thế bởi hai khe phẳng (planar slots). Đối với các loại anten vi dải có cấu hình khác cũng có thể được tương trưng bởi các khe tương ứng cùng loại.

2.4.3. Trường bức xạ của ăng ten vi dải

Trường bức xạ từ anten vi dải do dòng từ bề mặt giống như bức xạ dọc theo chu vi patch. Ở một phương pháp khác nhưng kĩ hơn, trường bức xạ được xác định từ dòng điện bề mặt trên miếng patch dẫn điện của anten vi dải. Cả hai phương pháp này được xem là tương đương nhau. Sự bức xạ của anten vi dải đôi lúc được xem như là sự bức xạ của đường truyền vi dải hở mạch. Đồ thị bức xạ của một đầu hở của đường truyền vi dải tương tự như đồ thị bức xạ của một dipole Hertz. Phương pháp này cũng được dùng để tính toán sự ảnh hưởng của bức xạ lên hệ số phẩm chất Q của khung cộng hưởng vi dải. Lý thuyết và kết quả thực nghiệm đã cho ta thấy rằng ở tần số cao, suy hao do bức xạ cao hơn nhiều so với suy hao do điện dẫn và điện môi. Ngoài ra, nó cũng cho ta thấy rằng đường truyền vi dải hở mạch bức xạ công suất mạnh hơn khi được chế tạo với lớp điện môi dày có hằng số điện môi thấp. Vectơ thế được dùng để xác định trường bức xạ do dòng điện mặt.

2.4.3.1 Thế vector và một số công thức tính trường bức xạ

Trước tiên, ta giả sử rằng chỉ có dòng từ tồn tại. Trường điện và trường từ tại bất kỳ điểm $P(r, \theta, \Phi)$ bên ngoài anten được biểu diễn như sau:

$$\vec{E}_m(r) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (2.25)$$

$$\vec{H}_m(r) = -\frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \cdot (\nabla \vec{F}) - j\omega \vec{F} \quad (2.26)$$

Với ϵ là hằng số điện môi và μ là độ thấm từ tuyệt đối của vật liệu, chữ “m” ngụ ý rằng trường do dòng từ gây ra và ω là tần số góc. Thế vector \vec{F} được định nghĩa như sau:

$$\vec{F} = \frac{1}{4\pi} \iint_s \vec{M}(\vec{r}') \frac{e^{-jkr}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \quad (2.27)$$

Trong đó, k_0 là hằng số sóng trong không gian tự do và $\vec{M}(\vec{r}')$ là mật độ dòng từ bề mặt tại điểm cách gốc tọa độ một khoảng cách r' .

Tương tự, bằng cách sử dụng thế vector từ, \vec{A} , trường do dòng điện gây ra có thể được biểu diễn:

$$\vec{E}_e(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \cdot (\nabla \vec{A}) - j\omega \vec{A} \quad (2.28)$$

$$\vec{H}_e(r) = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.29)$$

Trong đó, thế vector từ \vec{A} được cho bởi:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_s \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jkr}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \quad (2.30)$$

Do đó, trường tổng do cả hai nguồn dòng điện và từ gây ra:

$$\vec{E}(r) = \vec{E}_e + \vec{E}_m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \cdot (\nabla \vec{A}) - j\omega \vec{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (2.31)$$

$$\vec{H}(r) = \vec{H}_e + \vec{H}_m = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \cdot (\nabla \vec{F}) - j\omega \vec{F} - \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.32)$$

Đối với trường vùng xa, thành phần trường quan trọng là các thành phần vuông góc với hướng truyền sóng, tức là, thành phần theo θ và Φ . Chỉ xét riêng dòng từ, ta có:

$$H_\theta = -j\omega F_\theta \quad \text{và} \quad H_\phi = -j\omega F_\phi \quad (2.33)$$

Và trong không gian tự do:

$$\vec{E} = -\eta_0 \nabla \times \vec{A} \quad \cdot \nabla (\phi H_\theta - \theta H_\phi) = j\omega \eta_0 (\phi F_\theta - \theta F_\phi) \quad (2.34)$$

Trong đó $\eta_0 = 120\pi\Omega$ là hằng số không gian tự do. Tương tự khi chỉ xét riêng dòng điện:

$$E_\theta = -j\omega A_\theta \quad \text{và} \quad E_\phi = -j\omega A_\phi \quad (2.35)$$

Và trong không gian tự do:

$$\vec{H} = \frac{\nabla \times \vec{A}}{\eta_0} \quad (2.36)$$

Trường xa được mô tả bởi điều kiện sau: $r \gg r'$ hoặc $r \gg \frac{2L^2}{\lambda_0}$, trong đó L là chiều dài nhất của khe. Do đó, từ (2.27) thay $|\vec{r} - \vec{r}'| = r - r' \cos \psi$ ở tử số và $|\vec{r} - \vec{r}'|$ ở mẫu số, ta được:

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi r} \iint_s \vec{M}(r') e^{j\eta_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.37)$$

Và từ (2.30):

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} \iint_s \vec{J}(r') e^{j\eta_0 r' \cos \psi} dS' \quad (2.38)$$

Trong đó ψ là góc hợp bởi \vec{r} và \vec{r}' . Sau đây, ta sẽ áp dụng các kết quả trên để xây dựng trường xa của phân bố dòng hình chữ nhật.

2.4.3.2 Công suất bức xạ

Công suất bức xạ của anten có thể được tính bằng cách lấy tích phân của vector Poynting trên khe bức xạ:

$$P_r = \frac{1}{2} \text{Re} \iint_{\text{aperture}} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S} \quad (2.39)$$

Đối với anten vi dải, trường điện bên trong miếng patch thì vuông góc với miếng dẫn và mặt phẳng đất và trường từ thì song song với cạnh của anten. Ngoài ra, ta có thể tính toán công suất bức xạ từ đồ thị bức xạ theo phương trình sau:

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \iint (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.40)$$

2.4.3.3 Công suất tiêu tán

Công suất tiêu tán trong anten vi dải bao gồm suy hao điện dẫn P_c và suy hao điện môi P_d :

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_s (\vec{J} \cdot \vec{J}^*) dS \quad (2.41)$$

Trong đó, R_s là phần thực của trở kháng bề mặt của miếng kim loại, S là diện tích miếng patch và \vec{J} là mật độ dòng điện bề mặt.

Ta tính được suy hao điện môi bằng cách lấy tích phân trên toàn bộ thể tích của hốc cộng hưởng vi dải:

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dV = \frac{\omega \varepsilon''}{2} h \iint_s |E|^2 dS \quad (2.42)$$

Với ω là tần số góc, ε'' là phần ảo của từ thẩm phức miếng nền và h là độ dày của miếng nền.

2.4.3.4 Năng lượng tích lũy

Năng lượng tích lũy trong anten vi dải là tổng năng lượng của hai thành phần điện và từ:

$$W_t = W_e + W_m = \frac{1}{4} \iiint_V (\varepsilon |E|^2 + \mu |H|^2) dV \quad (2.43)$$

Trong đó, μ là độ từ thẩm. Tại tần số cộng hưởng năng lượng điện và từ bằng nhau. Khi đó năng lượng tích lũy:

$$W_t = \frac{h\varepsilon}{2} h \iint_s |E|^2 dS \quad (2.44)$$

2.4.3.5 Trở kháng vào

Hầu hết tất cả các anten vi dải phải được phối hợp trở kháng chuẩn của nguồn và tải nên việc tính toán trở kháng vào của anten là rất quan trọng. Anten vi dải có thể được cấp nguồn từ cáp đồng trục, đường truyền vi dải hoặc ống dẫn sóng. Đối với anten vi dải được cấp nguồn bằng cáp đồng trục, công suất vào được tính như sau:

$$P_{in}^c = -\iiint_V \vec{E} \cdot \vec{J} dV \quad (2.45)$$

Trong đó, $J[A/m^2]$ là mật độ dòng điện của nguồn đồng trục, kí hiệu “c” chỉ ra rằng nguồn cấp là nguồn đồng trục. Nếu dòng trong cáp đồng trục theo hướng z và giả sử là nhỏ về điện thì:

$$P_{in}^c = -E(x_0, y_0) \int_0^h I^*(z') dz' \quad (2.46)$$

Trong đó, (x_0, y_0) là tọa độ điểm cấp nguồn. Do đó, trở kháng ngõ vào có thể được tính dựa vào quan hệ $P_{in} = |I_{in}|^2 Z_{in}$:

$$Z_{in} = -\frac{E(x_0, y_0)}{|I_{in}|^2} \int_0^h I^*(z') dz' \quad (2.47)$$

Khi $h \ll \lambda_0$ thì E và $I(z')$ là hằng số nên:

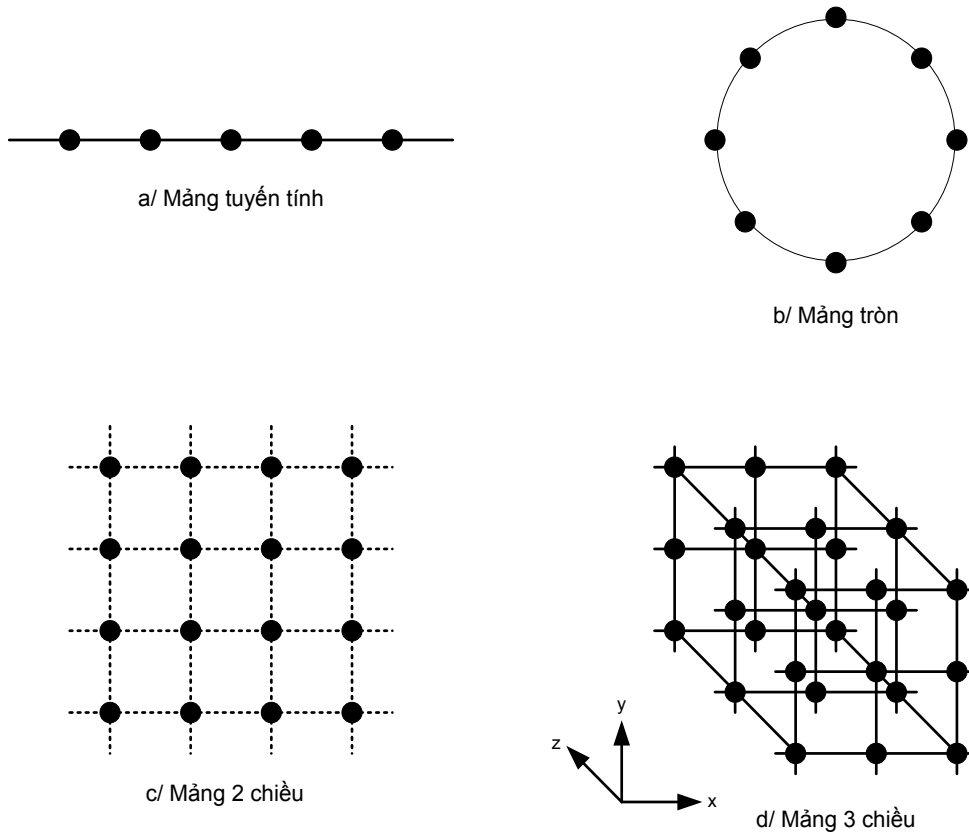
$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2.48)$$

Trong đó:

$$V_{in} = -E(x_0, y_0) \int_0^h dz' = -hE(x_0, y_0) \quad (2.49)$$

2.4.4. Mảng ăng ten vi dải

Trong nhiều ứng dụng thực tế, người ta cần thiết kế những anten có đặc tính định hướng (độ lợi rất cao) để đáp ứng được một số yêu cầu trong việc truyền thông cự ly dài. Để làm được điều đó người ta cần tăng kích thước của anten. Tuy nhiên, cũng có một cách khác là: thay vì tăng kích thước của 1 anten ta sẽ gồm nhiều anten như thế lại để tạo thành một hệ thống nhiều anten, gọi là anten mảng, có hình dáng và kích thước thích hợp, và trong đó mỗi anten đơn được gọi là một phần tử anten. Nói chung một mảng anten có thể là một tập hợp của các phần tử anten tùy ý, nhưng trong thực tế người ta thường dùng các phần tử này là giống hệt nhau để thuận tiện cho việc phân tích lý thuyết và thi công.



Hình 2.11. Bốn dạng hình học của anten mảng

Tổng trường bức xạ của mảng anten được xác định bằng cách lấy tổng các vector trường bức xạ từ các phần tử anten. Để có được một bức xạ có độ định hướng cao thì các vector trường từ của các phần tử này cần phải cộng hưởng giao thoa với nhau ở một hướng mong muốn và triệt tiêu lẫn nhau ở các không gian còn lại. Trong một mảng anten gồm các phần tử giống nhau, ta có thể thay đổi các đặc tính bức xạ của mảng thông qua một số cách điều khiển sau:

Thay đổi cấu trúc hình học của mảng (tuyến tính, tròn, chữ nhật, cầu).

Thay đổi khoảng cách tương đối giữa các phần tử.

Thay đổi biên độ tín hiệu kích thích cho mỗi phần tử.

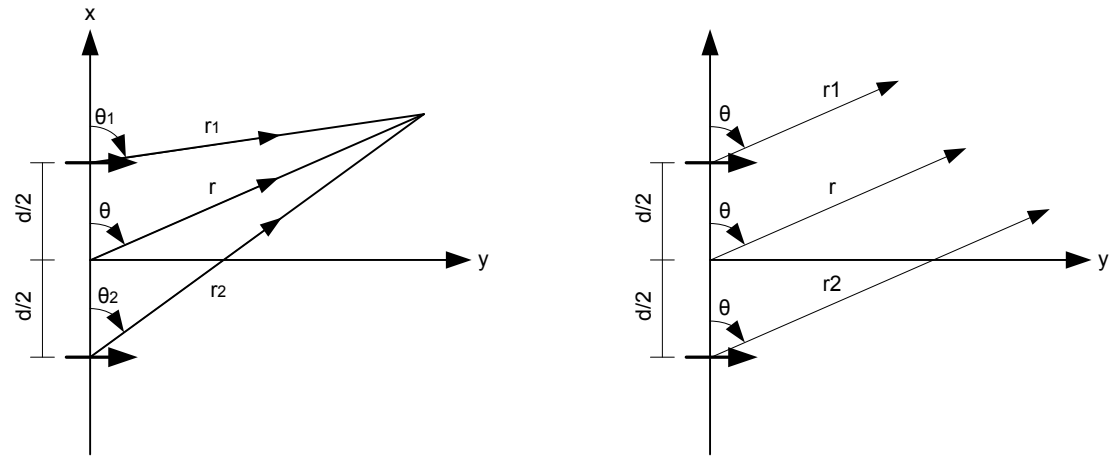
Thay đổi pha tín hiệu kích thích cho mỗi phần tử.

Hình 2.11. Minh họa một số cấu trúc hình học khác nhau của anten mảng. trong đó có mảng tuyến tính đồng dạng, mảng tròn, mảng hai chiều, mảng 3 chiều

Trong phạm vi đề tài này, chúng ta sẽ chỉ tập trung nghiên cứu nhiều về mảng anten hai chiều (planar array) được xây dựng trên cơ sở mảng tuyến tính một chiều. Để đơn giản hóa, đầu tiên chúng ta sẽ tìm hiểu mảng anten gồm hai phần tử để làm cơ sở lý thuyết xây dựng mảng anten hai chiều.

2.4.4.1 Mảng hai phần tử

Giả sử mảng mà chúng ta xem xét gồm hai phần tử anten dipole ngang vô hạn nằm dọc theo trục z như trong hình 2.12(a) :



(a) Hai dipole vô hạn

(b) Điểm khảo sát ở vùng xa

Hình 2.12. Dạng hình học của mảng 2 phần tử đặt dọc theo trục z

Tổng trường bức xạ của mảng chính là tổng trường bức xạ của hai phần tử anten riêng biệt và trong mặt phẳng y-z tổng trường được tính bởi :

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - \beta/2]}}{r_1} |\cos \theta_1| + \frac{e^{-j[kr_2 - \beta/2]}}{r_2} |\cos \theta_2| \right\} \quad (2.50)$$

Trong đó β là độ lệch pha tín hiệu giữa hai phần tử anten, còn biên độ tín hiệu bức xạ của hai phần tử là như nhau. Khi khảo sát trường ở vùng xa, xem hình 2.12(b), ta có:

$$\theta_1 \approx \theta_2 = \theta$$

$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 &\approx r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{ dùng cho thay đổi pha}$$

$$r_1 \approx r_2 = r \quad \text{dùng cho thay đổi biên độ}$$

Khi đó (2.50) trở thành

$$E_t = \hat{a}_\theta j \eta \frac{kI_0 l}{4\pi r} e^{-jk_r} |\cos \theta| \left[e^{+j[(kd \cos \theta + \beta)/2]} + e^{-j[(kd \cos \theta + \beta)/2]} \right] \quad (2.51)$$

$$E_t = \hat{a}_\theta j \eta \frac{kI_0 l}{4\pi r} e^{-jk_r} |\cos \theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right]$$

Rõ ràng từ (2.51), ta thấy tổng trường của mảng bằng với trường bức xạ của một phần tử anten gốc nhân với một hệ số, gọi là hệ số mảng. Vì vậy đối với mảng gồm hai phần tử có biên độ như nhau thì hệ số mảng cho bởi:

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.52)$$

Dạng chuẩn hóa:

$$(AF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.53)$$

Hệ số mảng là một hàm theo dạng hình học của mảng và pha tín hiệu kích thích. Bằng cách thay đổi khoảng cách d và, hoặc pha β giữa 2 phần tử thì đặc tính của hệ số mảng và tổng trường bức xạ của mảng có thể điều khiển được.

Dạng tổng quát :

$$E(\text{tổng}) = [E(\text{anten tại điểm chuẩn})] \times [\text{Hệ số mảng}] \quad (2.54)$$

Biểu thức trên được xem như quy tắc nhân bức xạ dùng cho mảng có các phần tử trong mảng giống nhau (mảng đồng nhất).

Mỗi mảng đều có hệ số mảng của riêng nó và nói chung nó là một hàm số theo số phần tử trong mảng, cách sắp xếp hình học, biên độ, pha tương đối và khoảng cách của chúng. Biểu thức tính hệ số mảng sẽ trở nên đơn giản hơn khi các phần tử trong mảng có cùng biên độ, cùng pha, và cùng khoảng cách. Vì hệ số mảng không phụ thuộc vào các đặc tính định hướng của bản thân các phần tử anten bức xạ nên ta có thể xác định nó bằng cách thay thế các phần tử thực bởi các nguồn điểm (isotropic) và mỗi nguồn điểm giả sử có pha, biên độ, và vị trí của các phần tử thực mà nó thay thế. Sau khi ta đã xác định được hệ số mảng bằng cách dùng mảng nguồn điểm thì tổng trường bức xạ của mảng thực sẽ có được từ (2.54).

Trong chương trước, chúng ta đưa ra biểu thức tính cường độ trường của một phần tử anten vi dải đơn lẻ, nó được viết lại như sau :

$$E_\phi^t = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Z}{Z} \right\} \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \phi \sin \theta \right) \quad (2.55)$$

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi$$

$$Y = \frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi$$

Như vậy, vấn đề còn lại là ta sẽ đi tìm hệ số mảng AF để từ đó có thể tìm được cường độ trường tổng cộng của mảng anten vi dải. Dưới đây ta sẽ đi tìm hệ số mảng của các mảng tuyến tính và mảng hai chiều.

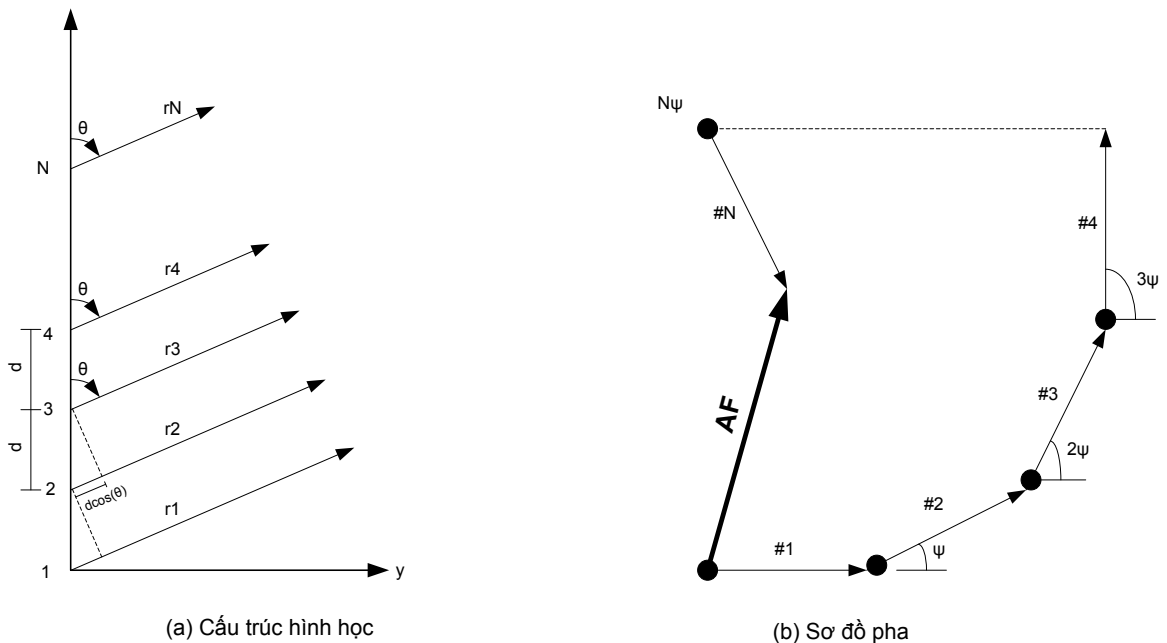
2.4.4.2 Mảng tuyến tính n phần tử - đồng nhất biên độ và đồng nhất khoảng cách

Xét mảng gồm N phần tử giống nhau được đặt dọc theo trục z như ở hình 2.12(a), giả sử N phần tử này có biên độ tín hiệu như nhau nhưng có độ lệch pha liên tiếp giữa hai phần tử là β . Khi đó mảng được gọi là mảng đồng nhất.

Hệ số mảng có được khi ta xem các phần tử anten là các nguồn điểm (nguồn isotropic). Còn khi các phần tử không phải là các nguồn điểm thì tổng trường bức xạ có được bằng cách nhân trường bức xạ của một phần tử anten được lấy làm chuẩn (thường tại gốc tọa độ) với hệ số mảng của các nguồn điểm. Đây là quy tắc nhân trường bức xạ của (2.54) và chỉ áp dụng cho các mảng gồm các phần tử giống nhau. Hệ số mảng được tính như sau :

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.56)$$



Hình 2.13. Trường vùng xa và sơ đồ pha của mảng N phần tử isotropic

Viết lại hệ số mảng:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi} \quad (2.57)$$

Với $\psi = kd \cos \theta + \beta$

Vì hệ số mảng là tổng của các hàm mũ phức nên ta có thể biểu diễn nó bởi một vector tổng là tổng của các vector có biên độ đơn vị và pha tương đối ψ so với vector trước đó. Ý tưởng này thể hiện ở hình 2.3(b). Từ sơ đồ pha ta nhận thấy rằng đối với mảng đồng nhất thì AF có thể điều khiển được bằng cách chọn pha tương đối ψ thích hợp. Còn đối với mảng không đồng nhất thì biên độ cũng như pha có thể dùng để điều khiển AF.

Hệ số mảng AF có thể biểu diễn lại ở dạng rút gọn như sau: nhân hai vế của (2.57) với $e^{j\psi}$ thì được

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (2.58)$$

Lấy (2.57) trừ (2.58) ta được

$$AF(e^{j\psi} - 1) = e^{jN\psi} - 1 \quad (2.59)$$

Hay

$$\begin{aligned} AF &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (2.60)$$

Nếu lấy điểm chuẩn là tâm vật lý của mảng thì hệ số mảng từ (2.56) trở thành

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.61)$$

Để chuẩn hóa hệ số mảng sao cho giá trị cực đại của nó bằng một đơn vị thì (2.57) được viết lại như sau :

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.62)$$

Đối với giá trị nhỏ của ψ , biểu thức trên xấp xỉ với

$$(AF)_n \approx \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (2.63)$$

Để tìm các điểm null của mảng, ta gán (2.63) bằng zero. Đó là:

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi \Big|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right] \quad (2.64)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots, n \neq N, 2N, 3N, \dots$$

các giá trị của N sẽ xác định bậc của null (bậc 1, bậc 2, ...). Để tồn tại giá trị zero thì *argument* của biểu thức *arccosine* không được lớn hơn một. Do đó số lượng giá trị null có thể có sẽ là hàm số theo khoảng cách d và độ lệch pha β .

Các giá trị cực đại của (2.62) xảy ra khi :

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm m\pi)\right] \quad (2.65)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots$$

Hệ số mảng ở (2.62) chỉ có một giá trị cực đại và xảy ra khi $m=0$ ở (2.65), nghĩa là $\psi=0$. Điều này được thể hiện rõ hơn khi ta quan sát sơ đồ pha ở hình 2.13(b). Khi $\psi=0$, tất cả các vector đều nằm trên một đường thẳng. Lúc này vector AF có module bằng tổng module của các vector thành phần. Ta có:

$$\psi = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_m} = 0 \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (2.66)$$

Như vậy nếu muốn mảng có hướng bức xạ cực đại là θ_m thì độ lệch pha β giữa hai phần tử anten liên tiếp sẽ là:

$$\beta = -kd \cos \theta_m \quad (2.67)$$

Điểm 3dB của hệ số mảng (2.62) xảy ra khi

$$(AF)_n \approx \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] = 0.707 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_n} = \pm 1.391$$

$$\Rightarrow \theta_h = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (2.68)$$

Một khi đã tính được góc cực đại (θ_m) góc nửa công suất 3dB (θ_h) thì độ rộng búp sóng nửa công suất:

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h|$$

Đối với hệ số mảng (2.62), tồn tại một giá trị cực đại thứ hai (cực đại của búp sóng phụ) và xảy ra khi tử số của (2.62) đạt giá trị cực đại, đó là

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) &= \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \left(\frac{2s+1}{2}\right)\pi \\ \Rightarrow \theta_s &= \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi \right) \right] \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$s = 1, 2, 3, \dots$$

Mảng broadside và mảng End-Fire

Trong nhiều ứng dụng chúng ta cần thiết kế mảng sao cho hướng bức xạ cực đại của mảng vuông góc với trục của mảng (broadside, $\theta=90^\circ$ của hình 2.13a). Khi đó để tối ưu hóa việc thiết kế thì anten phần tử và hệ số mảng nên có hướng tính là $\theta=90^\circ$. Đối với anten phần tử điều này có thể thực hiện được bằng cách chọn lựa đồ thị bức xạ phù hợp, còn đối với hệ số mảng thì ta cần chọn lựa khoảng cách và cách thức cấp tín hiệu cho các phần tử một cách hợp lý.

Như ta đã đề cập ở trên, hệ số mảng đạt cực đại khi :

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0 \quad (2.70)$$

Vì cần thiết kế hướng bức xạ cực đại là $\theta=90^\circ$ nên :

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0 \quad (2.71)$$

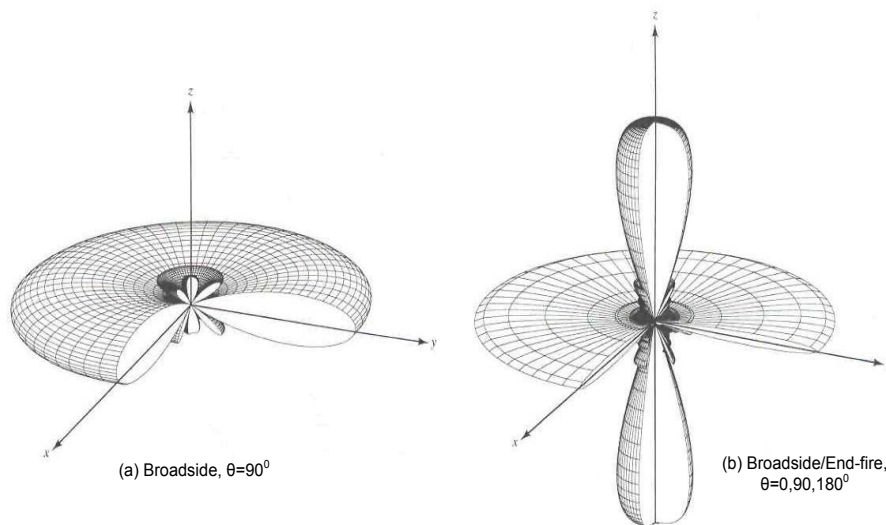
Do vậy để mảng tuyến tính đồng nhất có hướng bức xạ cực đại là broadside-vuông góc với trục của mảng - thì tất cả các phần tử trong mảng cần phải có pha tín hiệu kích thích (hơn nữa còn phải có cùng biên độ tín hiệu). Khoảng cách giữa các phần tử có thể là bất kỳ. Tuy nhiên để đảm bảo không có giá trị cực đại nào được xuất hiện ở các hướng khác (gọi là grating lobe) thì khoảng cách giữa các phần tử không được bằng với bội số của bước sóng ($d \neq n\lambda, n=1, 2, 3, \dots$) khi $\beta=0$. Nếu trường hợp $d = n\lambda, n=1, 2, 3, \dots$ và $\beta=0$ thì :

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\substack{d=n\lambda \\ \beta=0}} = 2n \cos \theta \Big|_{\theta=0,180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (2.72)$$

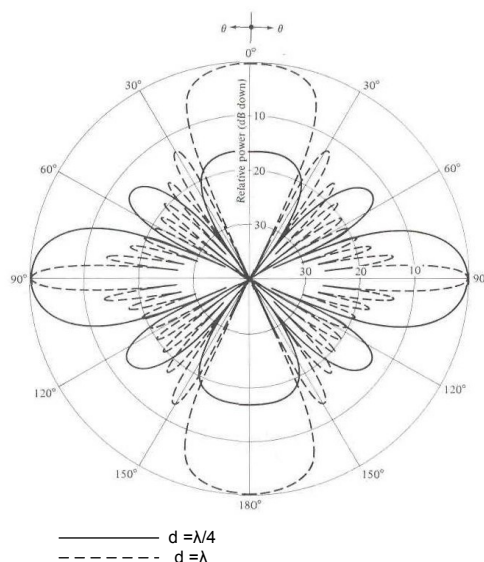
Với giá trị này của ψ khi ta thay vào (2.62) cũng sẽ làm cho hệ số mảng đạt giá trị cực đại. Do đó đối với mảng đồng nhất khi có $\beta=0$, $d=n\lambda$ và có hướng cực đại broadside ($\theta=90^\circ$) thì mảng còn có thêm các giá trị cực đại ở hướng dọc theo trục của mảng ($\theta=0,180^\circ$) – gọi là bức xạ **end-fire**.

Trong thực tế khi thiết kế, ngoài bức sóng cực đại chính, người ta thường tránh làm hiện các bức sóng cực đại khác (gọi là grating lobe) có cùng giá trị với bức sóng chính. Điều này đòi hỏi khoảng cách lớn nhất giữa các phần tử phải nhỏ hơn một bước sóng. Tức là $d_{\max} < \lambda$.

Để minh họa cho ý tưởng thiết kế này, đồ thị bức xạ ba chiều của hệ số mảng đối với mảng đồng nhất gồm 10 phần tử ($N=10$) có $\beta=0$ và $d=\lambda/4$ được vẽ ở hình 2.14(a). Ta thấy giá trị bức xạ cực đại của mảng chỉ xuất hiện ở hướng broadside ($\theta=90^\circ$). Để so sánh, nếu khoảng cách giữa các phần tử tăng lên $d=\lambda$ thì đồ thị bức xạ của hệ số mảng được vẽ ở hình 2.14(b). Ta nhận thấy ngoài hướng bức xạ cực đại ở 90° , mảng còn xuất hiện thêm hai hướng cực đại khác ở $\theta=0^\circ$ và $\theta=180^\circ$.



Hình 2.14. Đồ thị bức xạ ba chiều của các mảng broadside và broadside/end-fire



Hình 2.15. Đồ thị bức xạ hai chiều của các mảng broadside và broadside/end-fire

Nếu khoảng cách giữa các phần tử nằm trong khoảng $\lambda < d < 2\lambda$ thì cực đại trong hình 2.14(b) ở hướng $\theta = 0^\circ$ sẽ dịch chuyển sang vùng góc $0^\circ < \theta < 90^\circ$, còn cực đại ở hướng $\theta = 180^\circ$ sẽ dịch sang vùng góc $90^\circ < \theta < 180^\circ$. Khi $d = 2\lambda$ sẽ xuất hiện các cực đại ở các hướng $\theta = 0^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$ và 180° .

Để thể hiện rõ nhưng điều ở trên, trong các bảng 2.1 và 2.2 dưới đây sẽ liệt kê các kết quả tính các điểm null, điểm cực đại, điểm nửa công suất, cực đại búp sóng phụ, độ rộng búp sóng phụ cho mảng broadside.

Bảng 2.1. Các điểm null, cực đại nửa công suất, cực đại búp sóng phụ cho mảng broadside đồng nhất biên độ

Điểm null	$\theta_n = \cos^{-1} \left(\pm \frac{n\lambda}{Nd} \right)$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
Điểm cực đại	$\theta_m = \cos^{-1} \left(\pm \frac{m\lambda}{d} \right)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
Điểm nửa công suất	$\theta_h = \cos^{-1} \left(\pm \frac{1.391\lambda}{\pi Nd} \right)$ $\pi d / \lambda \square$
Điểm cực đại búp sóng phụ	$\theta_s = \cos^{-1} \left[\pm \frac{\lambda}{2d} \left(\frac{2s+1}{N} \right) \right]$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \square$

Bảng 2.2. Các độ rộng búp sóng cho mảng broadside đồng nhất biên độ

Độ rộng búp sóng tại null đầu tiên (FNBW)	$\Theta_n = 2 \left[\frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left(\frac{\lambda}{Nd} \right) \right]$
Độ rộng búp sóng nửa công suất (HPBW)	$\Theta_h \approx 2 \left[\frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left(\frac{1.391\lambda}{\pi Nd} \right) \right]$ $\pi d / \lambda \square$
Độ rộng búp sóng phụ đầu tiên (FSLBW)	$\Theta_s \approx 2 \left[\frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left(\frac{3\lambda}{2dN} \right) \right]$ $\pi d / \lambda \square$

Mảng quét [Phased (Scanning) Array]

Trong phần trước chúng ta đã đề cập đến việc thay đổi sự chênh lệch pha giữa các phần tử để thay đổi bức xạ của mảng theo các hướng vuông góc với trục của mảng (broadside, $\theta = 90^\circ$) và dọc theo trục của mảng (end-fire, $\theta = 0^\circ$ và $\theta = 180^\circ$). Tuy nhiên ta vẫn có thể làm cho mảng bức xạ ở một hướng bất kì và tạo thành mảng quét.

Giả sử mảng cần được bức xạ theo hướng θ_0 bất kì ($00 < \theta_0 < 1800$), khi đó pha kích thích β giữa các phần tử sẽ là :

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=\theta_0} = 0 \Rightarrow \beta = -kd \cos \theta_0 \tag{2.73}$$

Để minh họa cho nguyên lý quét, đồ thị bức xạ ba chiều của mảng 10 phần tử có khoảng cách $d = \lambda / 4$ và hướng bức xạ $\theta_0 = 60^\circ$ được vẽ ở hình 2.16(a). Đồ thị bức xạ hai chiều được vẽ ở hình 2.16(b).

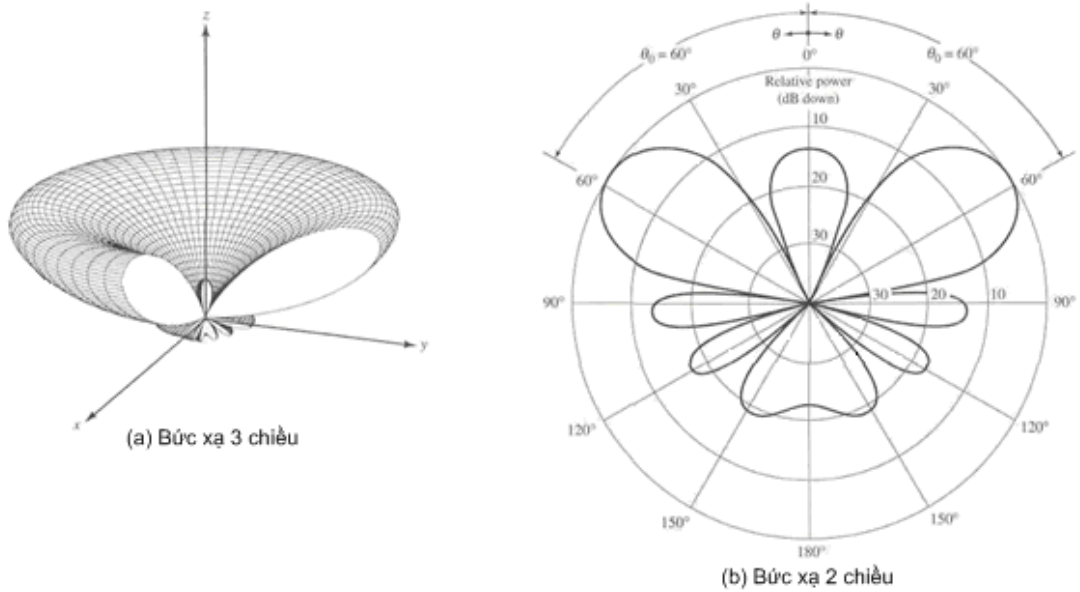
Độ rộng búp sóng của mảng quét có được bằng cách dùng (2.67) với $\beta = -kd \cos \theta_0$. Dùng dấu “-” trong argument của hàm arccosine ở (2.67) để biểu diễn góc búp sóng nửa công suất thứ nhất và dấu “+” để biểu diễn góc nửa công suất còn lại. Khi đó độ rộng búp sóng sẽ là hiệu số giữa hai góc và được viết lại như sau :

$$\begin{aligned} \Theta_h &= \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 - \frac{2.782}{N} \right) \right] - \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 + \frac{2.782}{N} \right) \right] \\ &= \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 - \frac{2.782}{Nkd} \right) - \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 + \frac{2.782}{Nkd} \right) \end{aligned} \tag{2.74}$$

Vì $N = (L+d)/d$, nên (2.67) trở thành :

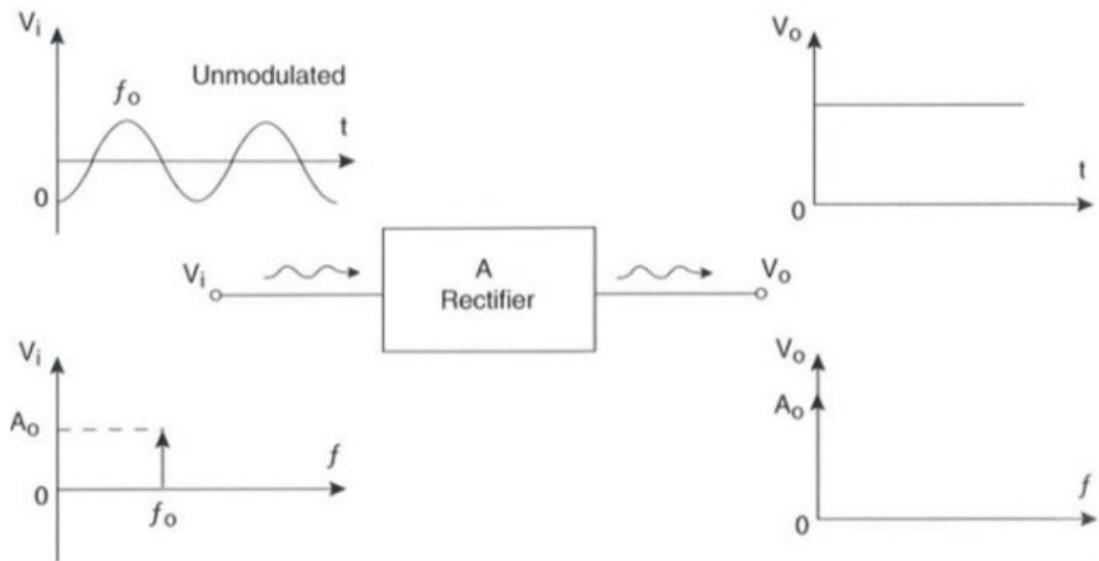
$$\Theta_h = \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 - 0.443 \frac{\lambda}{L+d} \right) - \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 + 0.443 \frac{\lambda}{L+d} \right) \tag{2.75}$$

Với L là chiều dài mảng.



Hình 2.16. Đồ thị bức xạ ba chiều và hai chiều của mảng quét đồng nhất gồm 10 phần tử ($N=10$, $\beta = -kd \cos \theta_0$, $\theta_0 = 60^\circ$, $d = \lambda/4$)

2.5. Hiện tượng chỉnh lưu sóng siêu cao tần



Hình 2.17. Hình dạng tín hiệu sau chỉnh lưu trong miền tần số và miền thời gian

Về cơ bản hiện tượng chỉnh lưu của diode đối với dòng điện xoay chiều được bảo toàn đối với hiện tượng chỉnh lưu sóng siêu cao tần. Tuy nhiên, trong trường hợp chỉnh lưu với tần số làm việc rất cao đòi hỏi diode chỉnh lưu phải được thiết kế rất đặc biệt. Một trong những loại diode đang được sử dụng cho các nghiên cứu về rectenna đó chính là các dòng diode có đặt tính có dòng định thiên vô cùng bé (Zero-bias) hay một số loại diode có điện áp định thiên nhỏ (DC-bias). Các loại diode này

có khả năng làm việc ở những tần số rất cao từ vài GHz đến THz như các dòng diode MIM (Metal-Insulator-Meta diode loại này cho phép hoạt động ở 30 THz). Để có những đặc tính đó diode chỉnh lưu phải đảm bảo các yếu tố:

- Điện trở giữa các lớp tiếp xúc phải đạt được giá trị vô cùng bé, từ đó giảm sự tổn hao khi cung cấp các điện áp định thiên.
- Các phần tử dẫn điện trong lớp bán dẫn là loại đặc biệt có độ linh động cao để đáp ứng được sự thay đổi vô cùng nhanh của tín hiệu.
- Thành phần ký sinh phải được triệt tiêu một cách triệt để để giảm tránh các dòng rò và giảm hiệu suất chỉnh lưu.

Một điểm quan trọng trong việc sử dụng các dòng diode này để làm phần chỉnh lưu năng lượng siêu cao tần đó chính là mức công suất chịu đựng. Ở đây chính là điện áp ngược mà diode có thể chịu được. Đây chính là một trong những lý do khiến khả năng chỉnh lưu kém hiệu quả của rectenna trong các ứng dụng truyền năng lượng khoảng cách gần.

2.6. Hiệu suất rectenna

2.6.1. Định nghĩa hiệu suất chuyển đổi năng lượng RF - DC

Hiệu suất chuyển đổi năng lượng cao tần thành dòng điện dc (RF-to-DC) là một trong những tham số quan trọng trong hệ thống truyền phát năng lượng không dây. Do đó, bắt đầu từ định nghĩa này như sau:

$$\eta = \frac{D_{\text{power}}}{RF_{\text{powerinput}}} = \frac{P_{dc}}{P_{RF}} \quad (2.76)$$

Trong thực tế, với sự phi tuyến của đặc tuyến diode thì giá trị η khá phức tạp. Và càng phức tạp hơn trong trường hợp mạch sử dụng nhiều bộ chỉnh lưu. Giá trị η là hàm phụ thuộc vào nhiều yếu tố: Công suất tín hiệu cao tần đầu vào, tần số hoạt động, mạch phối hợp trở kháng và đặc điểm của diode chỉnh lưu (như là điện áp đánh thủng, thành phần ký sinh như tụ, cảm trong diode..). Trong luận văn này, tần số hoạt động lựa chọn là tần số 2.45 GHz, diode lựa chọn là diode HSMS2850 để làm tối giản công thức hiệu suất phức tạp. Do đó ta có:

$$\eta = \frac{V_D \times I_{out}}{\frac{1}{T} \int_0^T v_{in}(t) i_D(t) dt} \quad (2.77) [8]$$

Trong đó T là chu kỳ tín hiệu cao tần, $v_{in}(t)$ là điện áp đầu vào bộ chỉnh lưu và $i_D(t)$ dòng điện chạy qua diode, V_D là điện áp một chiều trên tải và I_{out} là dòng một chiều trên tải

2.6.2. Cấu trúc chuyển đổi năng lượng theo mảng RF-combine

Năng lượng sóng điện từ truyền trong không gian được tính dựa trên công thức Friis transmission như sau:

$$P_{RF}^i = P_t G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \left(\frac{1}{R}\right)^n e^{-\alpha R} \quad (2.78) [8]$$

Trong đó P_t là công suất phía phát ra từ ăng ten, G_t là hệ số khuếch đại của bộ phát, α là hệ số ảnh hưởng phân tán trong không khí $\alpha = 0.001$, n là hệ số suy giảm đường truyền: $n=2$ trong môi trường tự do, $n = 3 \div 5$ là môi trường đô thị

Từ công thức (2.76) và (2.77) ta có được công thức chuyển đổi năng lượng RF-to-DC theo mạng RF-Combine tại phía thu như sau:

$$P_R^H = e_r P_{RF}^i G_r \eta_r \quad (2.79) [8]$$

Trong đó η_r là hiệu suất chuyển đổi RF-to-DC của phía thu. e_r là hệ số hiệu suất bộ chuyển đổi RF-Combine và G_r là hệ số khuếch đại của ăng ten thu.

2.6.3. Cấu trúc chuyển đổi năng lượng theo mảng DC-combine

Từ phân trên ta lại có tổng năng lượng chuyển đổi của toàn mô đun DC-Combine được tính như sau:

$$P_D^H = e_d \sum_{m=1}^N P_{RF}^i G_m \eta_d \quad (2.80) [8]$$

Trong đó η_d là hiệu suất chuyển đổi của bộ DC-Combiner, e_r là hệ số hiệu suất bộ chuyển đổi DC-Combine, G_m là hệ số khuếch đại của từng ăng ten thu và N là số lượng mô đun Rectenna ghép vào.

Ta giả sử rằng hệ số khuếch đại của các ăng ten thành phần trong bộ DC-combiner là như nhau, $G_a = G_m$ khi đó công thức (2.80) là:

$$P_D^H = e_d N P_{RF}^i G_a \eta (P_{RF}^i G_a) \quad (2.81) [8]$$

2.6.4. Hiệu suất chuyển đổi tương quan

Ta cũng giả sử rằng cấu trúc mảng ăng ten trong khảo sát này được thiết kế trên cùng một mặt phẳng Co-planar và có $K \times L = N$ phần tử, đồng thời loại bỏ yếu tố xuyên nhiễu lên nhau giữa các phần tử trong mảng. Khi đó ta có

$$G_r = G_a \frac{\sin(\frac{K}{2}\psi_x)\sin(\frac{L}{2}\psi_y)}{\sin(\frac{\psi_x}{2})\sin(\frac{\psi_y}{2})} \quad (2.82) [8]$$

Trong đó: $\psi_x = kd_x \sin\theta \cos\phi$ và $\psi_y = kd_y \sin\theta \cos\phi$

Thay (2.82) vào (2.78) ta có:

$$P_R^H = e_r P_{RF}^i \eta_r G_a \frac{\sin(\frac{K}{2}\psi_x)\sin(\frac{L}{2}\psi_y)}{\sin(\frac{\psi_x}{2})\sin(\frac{\psi_y}{2})} \quad (2.83)[8]$$

Ta gọi ϑ là hệ số so sánh hiệu suất giữa hai cấu trúc trên RF-combiner và DC-combiner

$$\vartheta(\theta, \phi) = \frac{P_R^H}{P_D^H} = \frac{e_r}{e_d N} \frac{\sin(\frac{K}{2}\psi_x)\sin(\frac{L}{2}\psi_y) \eta_r}{\sin(\frac{\psi_x}{2})\sin(\frac{\psi_y}{2}) \eta_d} \quad (2.84)[8]$$

Qua công thức (2.80) và (2.83) ta khẳng định rằng hệ số $\vartheta > 1$. Đây là điều hoàn toàn đúng theo lý thuyết và một số kết quả thực nghiệm trong một số báo cáo gần đây trên ISBN. Tuy nhiên nhìn vào công thức (2.84), khi N tăng lên giá trị ϑ khi đó sẽ nhỏ hơn 1. Như vậy về mặt lý thuyết ta khẳng định rằng với cấu trúc DC-combiner cho phép hiệu suất chuyển đổi năng lượng tốt hơn cấu trúc RF-combiner. Trong thực tế, để tăng công suất truyền không dây, việc phía phát sử dụng nhiều ăng ten phát có góc mở ăng ten bé kết hợp lại với nhau và phía thu sử dụng các bộ DC-combiner để tăng hiệu suất và công suất năng lượng thu được.

Chương 3. Kiểm chứng thực nghiệm

3.1. Thiết kế mảng ăng ten vi dải

Mảng ăng ten vi dải có thể được sử dụng để tăng thêm tính hiệu suất của rectenna trong ứng dụng công suất đầu vào thấp. Tuy nhiên điều này phải cân nhắc giữa kích thước và hiệu suất. Trong luận văn này xin phép trình bày về phương pháp thiết kế, mô phỏng và chế tạo một ăng ten đơn để phục vụ việc kiểm chứng các mô hình khảo sát.

3.1.1. Đặt yêu cầu

Ta đặt ra bài toán thiết kế như sau :

Thiết kế 1 Microstrip Patch antenna hình chữ nhật bằng đồng, cấp nguồn theo kiểu microstrip line có đường dây dẫn vào. Miếng patch hình chữ nhật được chọn vì cấu trúc đơn giản và dễ thiết kế. Anten đặt trên tần số 2.45GHz. Anten được đặt trên lớp điện môi. Những thông số này sẽ được thể hiện rõ ràng qua bảng 3.1 sau:

Bảng 3.1. Các thông số anten thiết kế

Tần số hoạt động	2.45 GHz
Hằng số điện môi của lớp điện môi (ϵ_r)	4.3 (FR4)
Độ dày lớp điện môi (h)	1.6 mm
Phương thức cấp nguồn	Microstrip line
Sự phân cực	Thẳng

3.1.2. Tính toán thiết kế

Dựa vào một số công thức ở chương I ta tính được các thông số của anten vi dải như sau:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 \times 10^9}{2 \times 2.4 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.3 + 1}} = 38.39 \text{ (mm)} \quad (3.1)$$

Hằng số điện môi hiệu dụng của patch tính bởi

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} = 3.99 \quad (3.2)$$

Chiều dài mở rộng của miếng patch :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} =$$

$$= 0.412 \times 0.16 \frac{4.6+1}{2} + \frac{4.6-1}{2} \left[1 + 12 \frac{1.6}{37.7} \right]^{\frac{1}{2}} = 0.7339 \text{ (mm)} \quad (3.3)$$

Chiều dài thực L của patch tính bởi :

$$L = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L = \frac{3 \times 10^{11}}{2.4 \times 10^9 \sqrt{4.2629}} - 2(0.7339) = 28.8034 \text{ (mm)} \quad (3.4)$$

Điện dẫn của G_1 khe 1 tính bởi

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} = 9.3662 \times 10^{-4} \text{ (siemens)} \quad (3.5)$$

Điện dẫn ghép G_{12} giữa 2 khe tính bởi:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta = 5.8044 \times 10^{-4} \text{ (siemens)} \quad (3.6)$$

Với J_0 là hàm Bessel loại 1, bậc 0.

Trở kháng ngõ vào R_{in} tại cạnh ($y=0$) của anten vi dải tính bởi

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} = 329.5854 \text{ (Ohm)} \quad (3.7)$$

Để trở kháng ngõ vào của anten là 50 ohm, thì điểm cấp tín hiệu cho anten sẽ lần sâu vào trong anten một khoảng y_0 cho bởi :

$$R_{in}(y=y_0) = \frac{1}{2(G_1 + G_2)} \left[\cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \right] = R_{in}(y=0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right)$$

$$\Rightarrow y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{50}{R_{in}}} = 10.7336 \text{ (mm)} \quad (3.8)$$

Để phối hợp trở kháng thì đường vi dải cấp tín hiệu cho anten tại vị trí y_0 cần có bề mặt w_0 cho bởi

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{w_0}{4h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w_0}{4h} + 1.444\right) \right]} = 50 \text{ (ohm)} \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow w_0 = 2.95 \text{ mm}$$

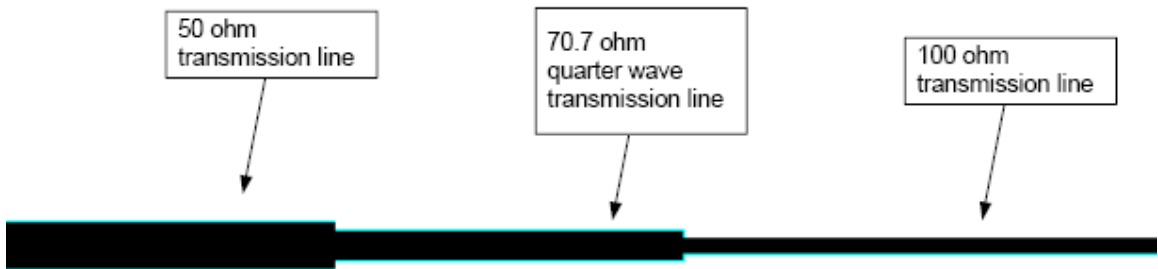
Phối hợp trở kháng giữa các đường dây được tính cho bởi công thức:

$$Z(x) = R_0 \frac{Z_L + jR_0 \operatorname{tg}(\beta d)}{R_0 + jZ_L \operatorname{tg}(\beta d)} \quad (3.10)$$

Khi đường truyền bằng một phần tư bước sóng (quarter-wavelength line) có $l = \lambda/4$. Lúc này áp dụng công thức trên ta sẽ có

$$Z_{in} = \frac{R_0^2}{Z_L} \quad (3.11)$$

Như vậy muốn phối hợp từ đường dây 100 ohm sang đường dây 50 ohm thì cần có 1 đoạn dây có $R = \sqrt{100.50} = 70.7$ ohm có chiều dài $\lambda/4$



Hình 3.1. Biến đổi phối hợp trở kháng

Độ định hướng của anten tính bởi:

$$D_2 = D_0 D_{AF} = 3.1776 \times 1.2348 = 3.9236 = 5.93 \text{ dB} \quad (3.12)$$

$$D_0 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{I_1} = 3.1776 = 5.02 \text{ dB} \quad (3.13)$$

$$D_{AF} = \frac{2}{1 + g_{12}} = \frac{2}{1 + 0.6197} = 1.2348 = 0.915 \text{ dB} \quad (3.14)$$

$$g_{12} = \frac{G_{12}}{G_1} = \frac{5.8044e-004}{9.3662e-004} = 0.6197 \quad (3.15)$$

Kết quả được tổng kết trong bảng 3.2

Bảng 3.2. Các thông số tính toán patch anten vi dải 2.45 GHz

Các thông số tính toán	Chiều rộng (W)	Chiều dài (L)	Điện trở đầu vào (R _{in})	Điểm cấp nguồn (y ₀)	Độ định hướng (D)
Kết quả	37.35 mm	28.8 mm	329.6 Ohm	10.73 mm	5.93 dB

Bề mặt w_0 của đường microstrip line cũng được tính toán phù hợp với thông số điện trở của nó : Với $\epsilon_r = 4.5, h = 1.6 \text{ mm}$

Bảng 3.3. Cách thông số đường microstrip line với $\epsilon_r = 4.5, h = 1.6\text{mm}$

Z_0 (ohm)	w_0 (mm)	$\lambda_0 / 4$ (mm)
100	0.68	17.6
70.7	1.58	17.1
50	2.95	16.7

Sau khi tính toán ta đưa ra hình nhìn mặt trên của miếng patch



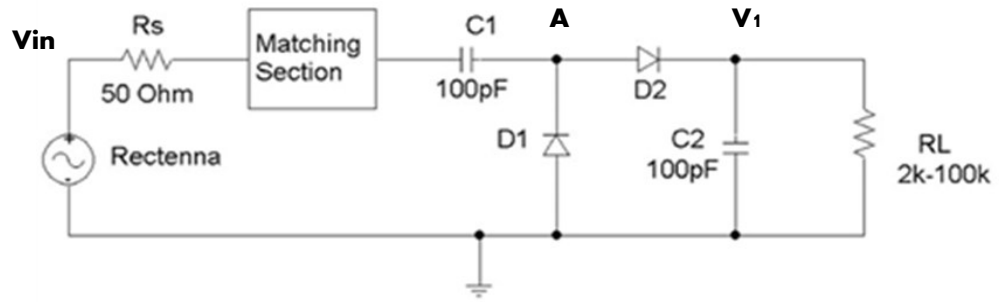
Hình 3.2. Hình dạng của miếng patch đã được thiết kế

3.2. Mạch chỉnh lưu siêu cao tần

Toàn bộ đặc tính chỉnh lưu của diode đối với dòng điện xoay chiều AC được bảo toàn đối với chỉnh lưu năng lượng siêu cao tần. Có 03 loại chỉnh lưu chính:

- Chỉnh lưu đơn
- Chỉnh lưu cầu
- Chỉnh lưu nhân điện áp

Trong vấn đề chỉnh lưu năng lượng siêu cao tần, một điểm cần lưu ý đó chính là vật liệu chế tạo diode. Các diode được lựa chọn là loại diode shottky được chế tạo dựa trên silic và GaAs. Một số công nghệ hiện nay cho phép chế tạo những diode shottky có hàng rào thế 150mV thấp hơn rất nhiều cho với diode thông thường. Bên cạnh đó tụ ký sinh giữa lớp tiếp giáp cũng được tối ưu và thường nhỏ hơn 1pF, thời gian phục hồi (recover time) của lớp tiếp giáp p-n thường vào cỡ nhỏ hơn 1ps rất phù hợp cho các ứng dụng detect sóng siêu cao tần.



Hình 3.3. Cấu trúc mạch chỉnh lưu nhân điện áp

Dựa trên hình, ta có điện áp DC tại điểm A là do sự kết hợp giữa diode D1 và tụ C1. D1 dẫn nếu điện áp tại điểm A là âm và sau đó sẽ được tăng lên theo quá trình sạc của tụ C1 trong nửa chu kỳ dương của tín hiệu, do đó điện áp tại A được gọi là $V_{in} + V_{in}'$. Xem các phần tử trong mạch là lý tưởng. Diode D2 chỉnh lưu tín hiệu tại điểm A và tụ C2 giữ điện áp đầu ra tại V1. Do đó trong trường hợp hở mạch điện áp đầu ra sẽ là $2V_{in}$. Trong trạng thái hoạt động ổn định, dòng cấp đầu ra được cấp theo C2, và tụ này sẽ sạc lại khi V1 thấp hơn V_{out} . Để có điện áp đầu ra lớn, mạch này có thể được nhân thêm bằng cách sử dụng N module. Trong trường hợp sử dụng nhiều phần tử N kế hợp, điện áp đầu ra mạch là:

$$V_{out} = 2NV_{in} \quad (3.16)$$

Với điều kiện là lý tưởng bộ chỉnh lưu không suy hao, thì công suất đầu vào bằng công suất đầu ra và trở kháng đầu vào sẽ được tính theo trở kháng đầu ra:

$$R_{in} = \frac{V_{in}^2}{2P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \frac{1}{8N^2} = \frac{R_L}{8N^2} \quad (3.17)$$

Do đó, khi cố định R tải, Số module N tăng thì Trở kháng đầu vào R_{in} giảm. Ngược lại, khi giá trị trở kháng đầu vào và trở kháng ăng ten bằng nhau, thì giá trị tối ưu của R_L tăng lên khi N tăng.

Trong thực tế, trên diode có điện áp rơi V_d , khi đó điện áp đầu ra hở mạch sẽ là:

$$V_{out} = 2N(V_{in} - V_d) \quad (3.18)$$

Trong thực tế điện áp bias của diode không bao giờ là 0, do đó điện áp đầu ra luôn là thấp hơn so với điện áp đầu vào. Bên cạnh đó, điện áp rơi trên diode sẽ tăng lên khi dòng tải đầu ra tăng. Công thức xấp xỉ cho mạch chỉnh lưu:

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{2N(V_{in} - V_d)^2}{R_L} \quad (3.19)$$

Do đó:

$$P_{loss} = \frac{2N^2 V_d (V_{in} - V_d)}{R_F} \quad (3.20)$$

Vậy

$$P_{in} = P_{out} + P_{loss} = \frac{2N^2 v_d (v_{in}^2 - v_{in} v_d)}{RL} \quad (3.21)$$

$$\text{Với: } R_{in} = \alpha \frac{RL}{8N^2} \quad (16), \quad \alpha = \frac{1}{1 - \frac{v_d}{v_{in}}} \quad (3.22)$$

3.2.1. Đặc tính diode

Diode HSMS2820: với dòng diode này theo nhà sản xuất dải công suất đầu vào hoạt động từ -10 ÷ 10 dBm. Điện áp rơi trên diode $V_{dmax} = 340\text{mV}$, $C_j = 0.7\text{pF}$

Bảng 3.4. Tham số của diode HSMS2820 [9]

Parameter	Units	HSMS-282x
B_V	V	15
C_{J0}	pF	0.7
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-4
I_S	A	2.2E-8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

Diode HSMS2850: là dòng diode có độ nhạy cao $35\text{mV}/\mu\text{W}$ tại 2.45GHz. Điện áp rơi trên diode $V_{dmax} = 150\div 250\text{mV}$, $C_j = 0.3\text{pF}$

Bảng 3.5. Tham số của diode HSMS2850 [10]

Parameter	Units	HSMS-285X	HSMS-286X
B_V	V	3.8	7.0
C_{J0}	pF	0.18	0.18
E_G	eV	0.69	0.69
I_{BV}	A	3×10^{-4}	10^{-5}
I_S	A	3×10^{-6}	5.0×10^{-8}
N		1.06	1.08
R_S	Ω	25	5.0
P_B (VJ)	V	0.35	0.65
P_T (XTI)		2	2
M		0.5	0.5

3.2.2. Xác định trở kháng đầu vào mạch chỉnh lưu

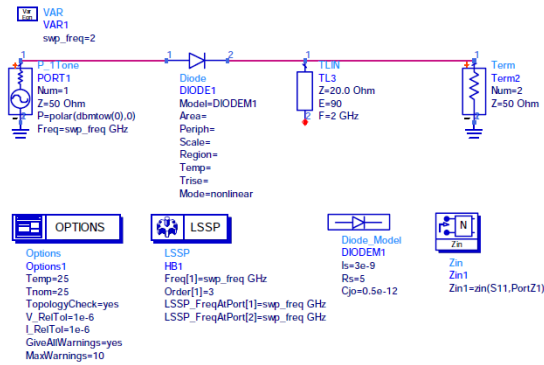
Để xác định trở kháng đầu vào của mạch chỉnh lưu, ta có thể sử dụng hai phương pháp:

- Dựa trên thông tin nhà sản xuất (datasheets) về model của diode
- Dựa trên phương pháp mô phỏng Large Signal S-Parameter (LSSP) để xác định trở kháng của mạch chỉnh lưu

Sử dụng module LSSP của phần mềm ADS để mô phỏng và xác định trở kháng của mạch chỉnh lưu cho phép dễ dàng nhìn thấy được điểm trở kháng không những của tần số trung tâm mà còn thể hiện trở kháng của các điểm hài của tín hiệu.

Kết quả mô phỏng xác định trở kháng đầu vào của mạch diode chỉnh lưu:

$$Z_{inrect} = 147 - j * 63 \quad (3.23)$$



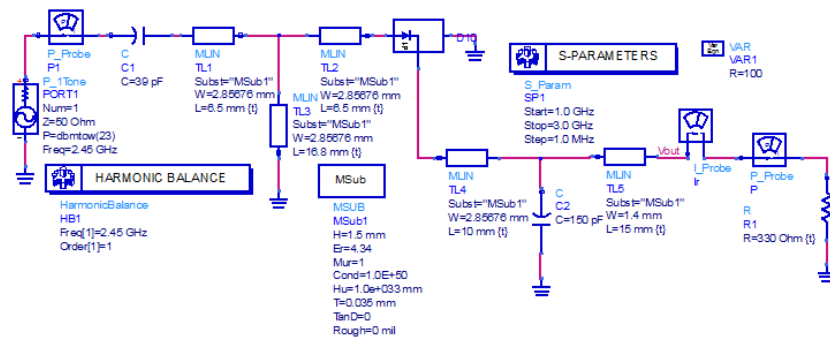
Hình 3.4. Sơ đồ mô phỏng xác định trở kháng đầu vào diode

3.2.3. Thiết kế mạch phối hợp trở kháng

Sử dụng công cụ impedance matching trên phần mềm ADS ta thiết kế được mạch phối hợp trở kháng như sau:

Trở kháng vào $Z_{in} = 50$

Trở kháng ra $Z_{out} = Z_{inrect} = 147 - j * 63$



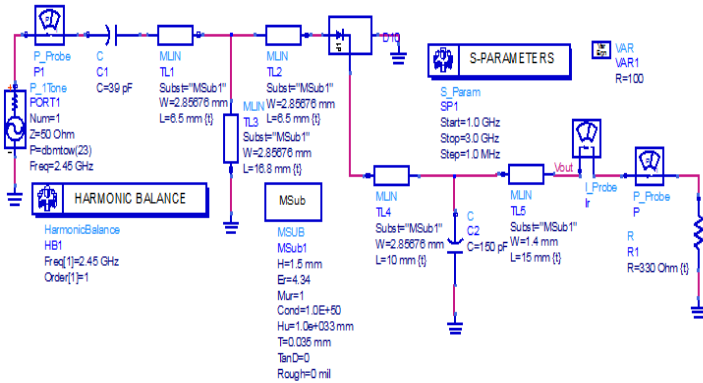
Hình 3.5. Sơ đồ mô phỏng mạch phối hợp trở kháng

3.3. Mô phỏng và tối ưu

Thông qua một số tính toán được thực hiện ở phần lý thuyết. Kết hợp sử dụng phần mềm mô phỏng ADS 2011 của hãng Keysight để thiết kế các bộ chỉnh lưu cao tần. Phần mềm ADS 2011 có nhiều công cụ tính toán mô phỏng phức tạp dựa trên các thuật toán phần tử hữu hạn, các công nghệ Mesh mới nhất để chia nhỏ đối tượng.. do đó cho phép thực hiện chạy mô phỏng thiết kế trên máy tính.

3.3.1. Mạch chỉnh lưu đơn

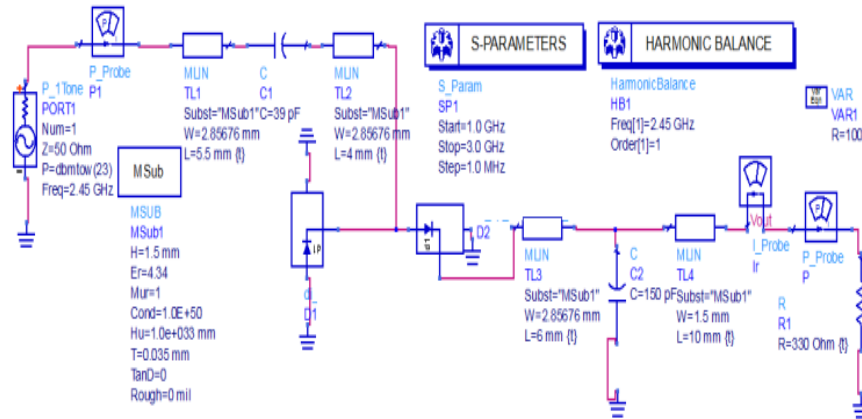
Mạch chỉnh lưu đơn đơn giản, ít linh kiện do đó dễ kiểm soát phối hợp trở kháng trong vấn đề chế tạo. Bên cạnh đó chế tạo mạch chỉnh lưu đơn cho phép ta đánh giá tương quan hiệu suất chuyển đổi năng lượng so với mạch chỉnh lưu nhân đôi điện áp.



Hình 3.6. Sơ đồ mô phỏng mạch chỉnh lưu đơn

3.3.2. Mạch chỉnh lưu nhân điện áp

Mạch chỉnh lưu nhân điện áp trong luận văn này được lựa chọn là mạch nhân đôi điện áp sử dụng diode HSMS2850. Với đặt tính điện áp ngược có thể chịu đựng lớn hơn 15 V cho phép ta thiết kế thử nghiệm với công suất đầu vào 30 dBm. Bên cạnh đó đây cũng là dòng diode có điện áp rơi khá nhỏ và tụ kí sinh thấp, do đó phù hợp cho việc chế tạo mạch nhỏ gọn tránh các mạch phụ để khử các thành phần ký sinh.



Hình 3.7. Sơ đồ mô phỏng mạch chỉnh lưu nhân áp sử dụng diode HSMS2850

3.4. Thiết kế layout

3.4.1. Chọn vật liệu

Lựa chọn vật liệu chế tạo cho các module mạch rectenna là vô cùng quan trọng. Các tham số của vật liệu ảnh hưởng lớn đến tần cộng hưởng của PCB làm mạch do đó khi lựa chọn các vật liệu cần phải kiểm soát và tính toán dựa trên các tham số một cách kỹ càng. Các tham số này sẽ quyết định rất nhiều đến chất lượng của các mạch Ăng ten cũng như mạch chỉnh lưu. Vật liệu FR4 được lựa chọn có tham số như sau:

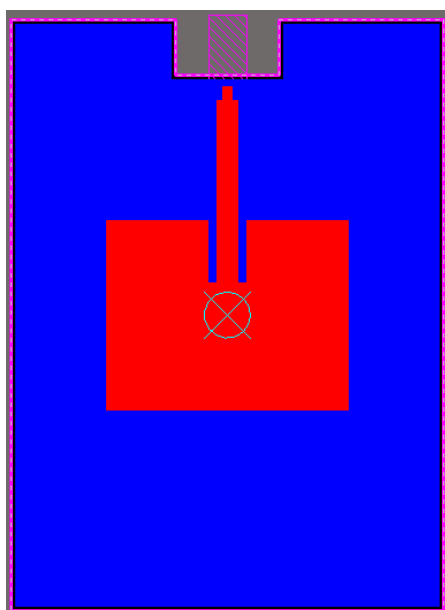
- Vật liệu: Fr4

- Độ dày: 1.5mm
- Er: 4.34
- Tand Loss: 0.0025

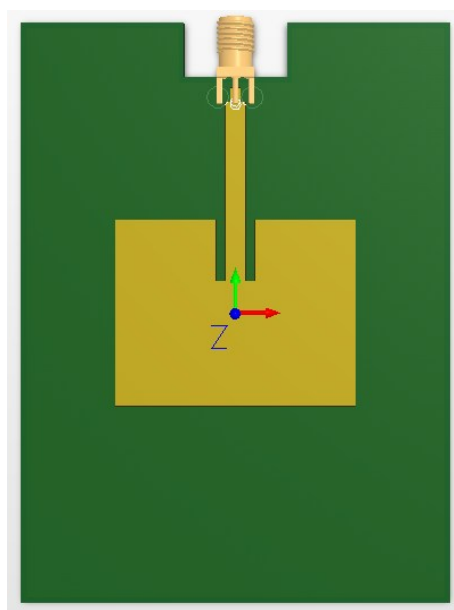
3.4.2. Thiết kế Layout

Ăng ten vi dải

Ăng ten vi dải được thiết kế là loại ăn ten Inner-Fed để thu nhỏ kích thước. Bên cạnh đó cho phép kiểm tra tính độc lập từng module chỉnh lưu trước khi tổ hợp chúng lại trên mảng lớn.



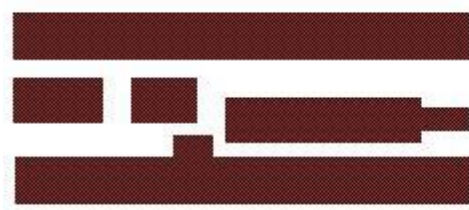
Hình 3.8. Layout Ăng ten vi dải 2D



Hình 3.9. Layout ăng ten vi dải 3D

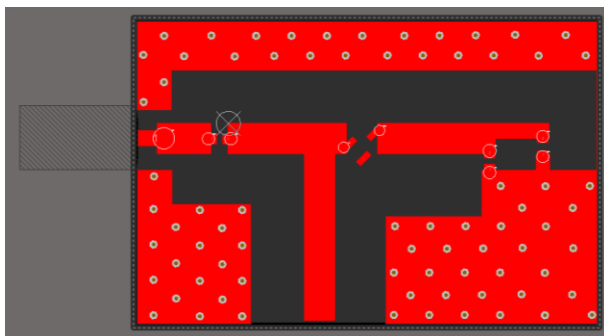
Mạch chỉnh lưu

- Mạch chỉnh lưu đơn

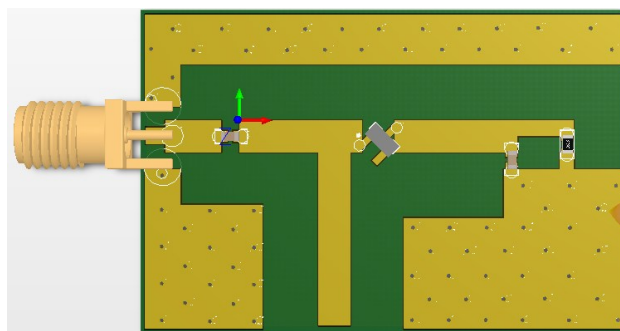


Hình 3.10. Layout mạch chỉnh lưu đơn

- Mạch chỉnh lưu nhân đôi



Hình 3.11. *Layout mạch chỉnh lưu nhân điện áp 2D*



Hình 3.12. *Layout mạch chỉnh lưu nhân điện áp 3D*

3.5. Kết quả đo

3.5.1. Phương tiện đo

Phương tiện thực hiện đo gồm:

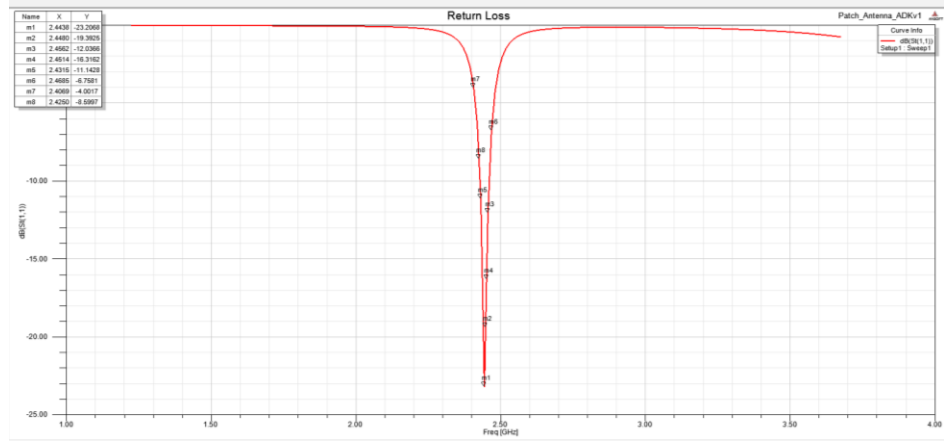
- Máy phân tích mạng Rohde& Schwarz
- Cable đo cao tần RG316
- Máy phát Agilent MXG vector signal generator N5182B

Các thiết bị đo gồm phương tiện đo và các cable nối đều được calib kỹ trước khi tiến hành đo

3.5.2. Kết quả mô phỏng

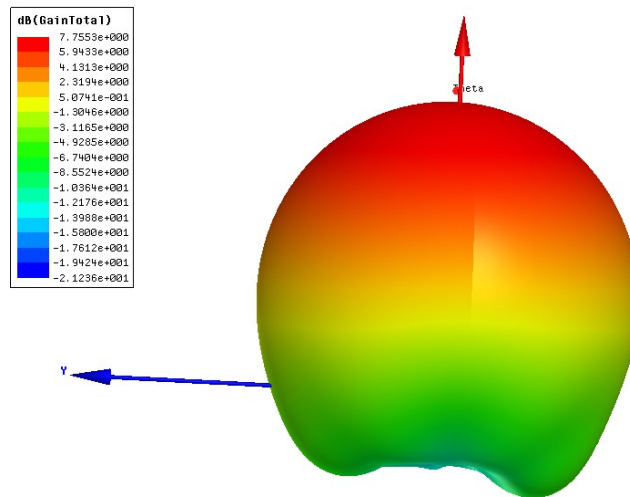
Mô phỏng Patch Ăng ten S11

Trên Hình 5.1 cho thấy sự phối hợp trở kháng giữa ăng ten và đường tiếp đạt kết quả tốt. Qua đó S11 nhỏ hơn -14 dB trong bandwidth 50 MHz của tín hiệu 2.45 GHz.

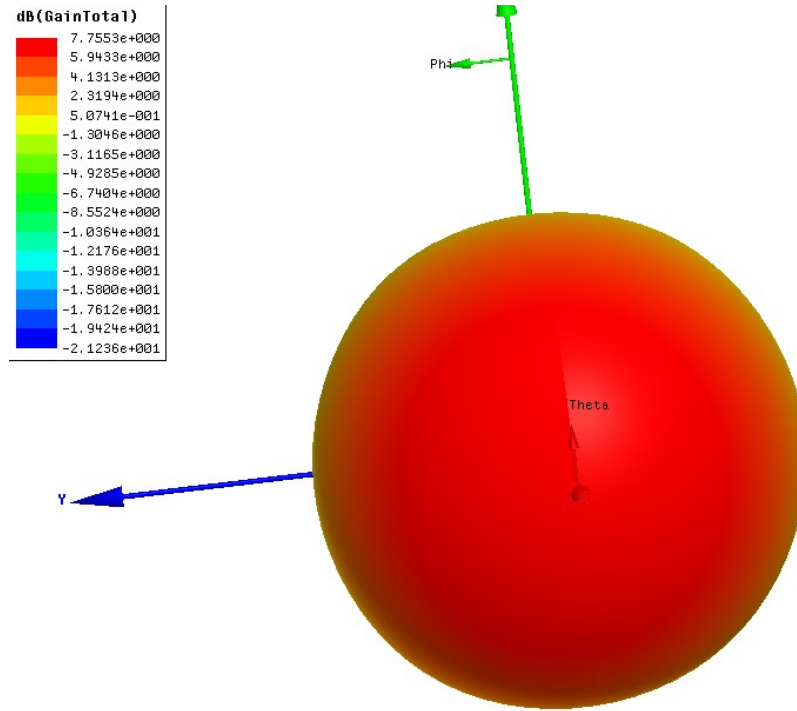


Hình 3.13. Kết quả mô phỏng return loss ăng ten vi dải

Trên Hình 5.2 thể hiện được hình dạng búp sóng trong không gian 3D. Với kết quả này, cho thấy ăng ten patch cho phép thu năng lượng ở nhiều góc hướng khác nhau mà vẫn đảm bảo hiệu suất thu không có nhiều khác biệt. Tuy nhiên hướng chính của ăng ten này vẫn tập trung nổi trội hơn ở góc 60° , phù hợp với yêu cầu đặt ra.

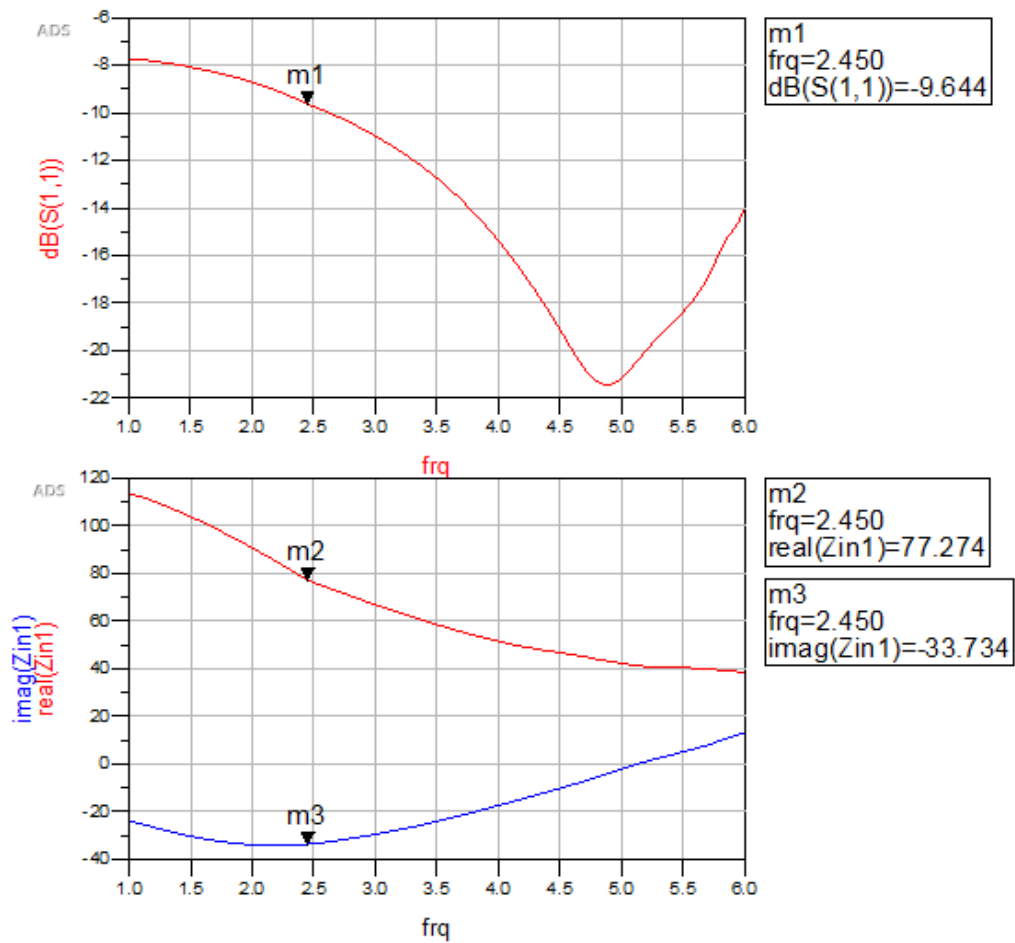


Hình 3.14. Búp sóng 3D góc theta ăng ten vi dải



Hình 3.15. Búp sóng 3D góc phi φ

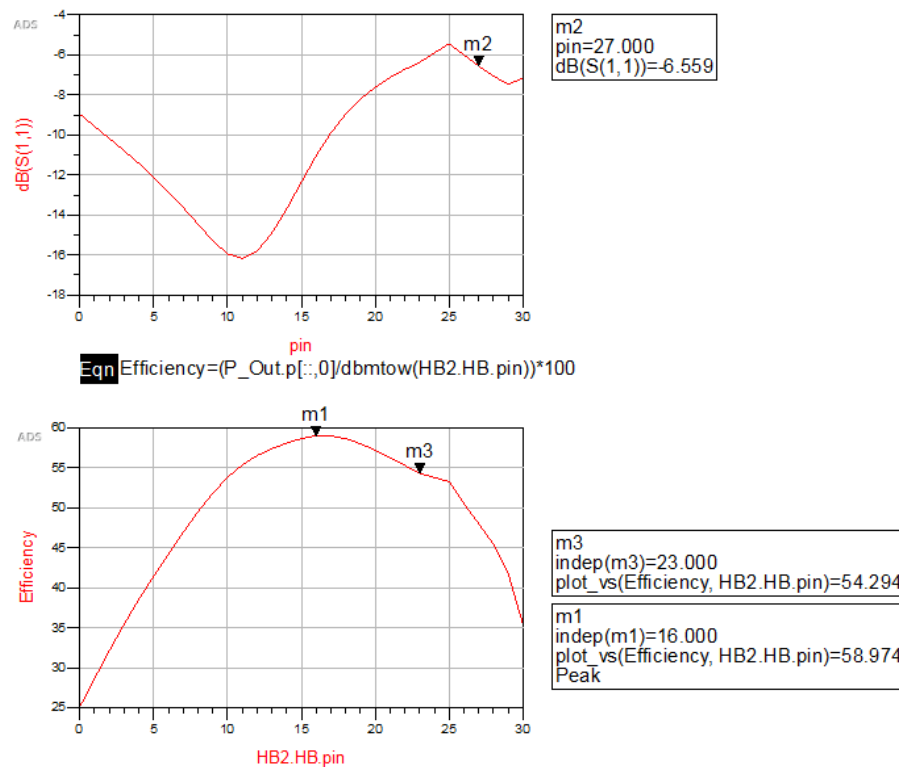
Mô phỏng xác định trở kháng của mạch chỉnh lưu.



Hình 3.16. Đồ thị S_{11} theo biên độ và theo hàm phức

Thông qua kết quả mô phỏng xác định trở kháng của mạch đầu vào chỉnh lưu, ta thu được hai đồ thị như trên Hình 5.4. Dựa theo yêu cầu đặt ra điểm làm việc tại tần số 2.45 GHz, do đó sử dụng công cụ maker để xác định các điểm real và mag của đầu vào, từ đó qua công thức chuyển đổi trở kháng về dạng số phức sau đó chuẩn hóa để làm đầu bài cho bài toán phối hợp trở kháng.

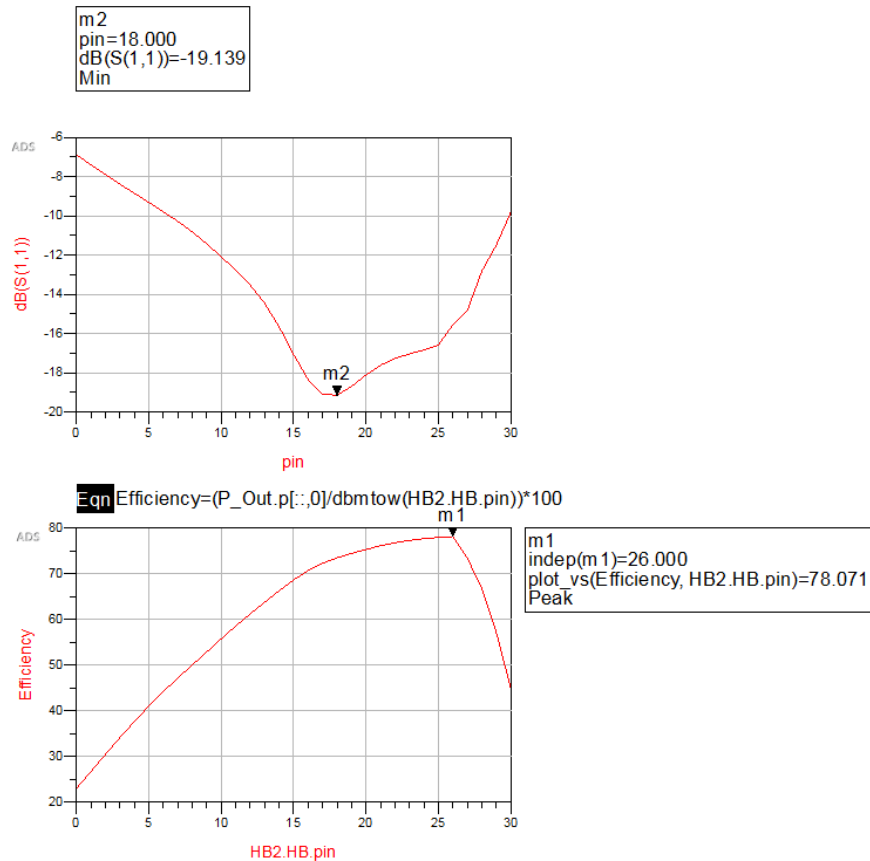
Kết quả mô phỏng S11, S21 mạch chỉnh lưu đơn



Hình 3.17. Kết quả đồ thị mô phỏng hiệu suất mạch chỉnh lưu đơn

Hình 5.5 thể hiện hiệu suất chỉnh lưu của diode khi thay đổi công suất đầu vào. Qua đồ thị ta thấy hiệu suất chỉnh lưu đối với mạch chỉnh lưu đơn đạt đỉnh điểm ở mức công suất +15 dBm, quá trình tăng hiệu suất này khá tuyến tính từ công suất 0 dBm đến 10 dBm điều này hoàn toàn phù hợp với lý thuyết về đặc tính sự tuyến tính của diode. Tuy nhiên khi tăng mức công suất đầu vào ta thấy xuất hiện sự suy giảm của hiệu suất, ở công suất đầu vào +25 dBm hiệu suất giảm còn 54.29% và khi tiếp tục tăng công suất đầu vào đến +30 dBm hiệu suất tụt giảm nhanh còn 36 %. Hiện tượng như trên đúng với dự đoán và chứng minh lý thuyết ở phần chương 2. Khi tăng công suất đầu vào đến ngưỡng bão hòa của diode, tại đó hàng rào thế của diode giảm khả năng hoạt động trong việc ngăn dòng một chiều, khả năng chỉnh lưu phân cực của lớp tiếp giáp bị tụt giảm do sự chênh áp giữa hai bên giảm xuống.

Kết quả mô phỏng S11, S21 mạch chỉnh lưu nhân điện áp



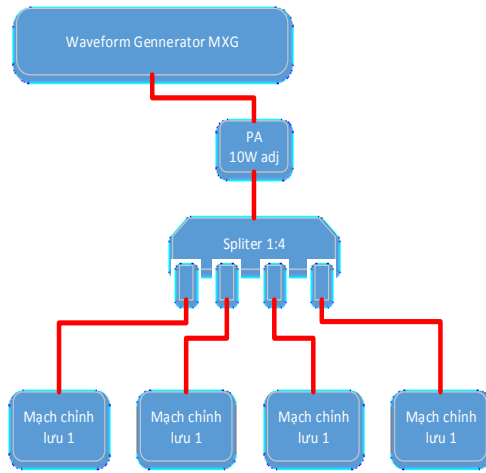
Hình 3.18. Kết quả đồ thị mô phỏng mạch chỉnh lưu nhân áp

Với kết quả mô phỏng Hình 5.6 cũng cho kết quả tương tự. Tuy nhiên với mạch chỉnh lưu nhân áp ta thấy rằng hiệu suất đỉnh cao hơn so với mạch chỉnh lưu đơn. Bên cạnh đó hiệu suất đỉnh đạt tại điểm công suất đầu vào khá lớn +27 dBm. Một kết quả phù hợp với lý thuyết thực nghiệm. Với mạch chỉnh lưu nhân áp cho phép chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ của tín hiệu do đó việc đạt hiệu suất cao hơn so với mạch chỉnh lưu đơn chỉnh lưu một nửa chu kỳ là hiển nhiên.

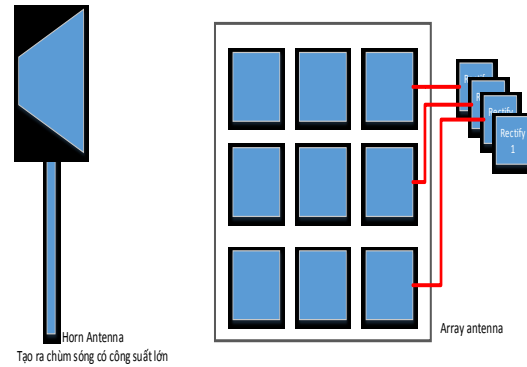
3.5.3. Kết quả đo kiểm thực tế

Phương pháp thực hiện

Để tiến hành thực hiện đánh giá hiệu suất chuyển đổi của hai loại cấu trúc trên. Thay vì phải thiết kế các Ăng ten thu và phát có góc và độ lợi bé, ta thực hiện phương pháp kiểm tra như mô hình sau:



Hình 3.19. Mô hình kiểm tra qua splitter



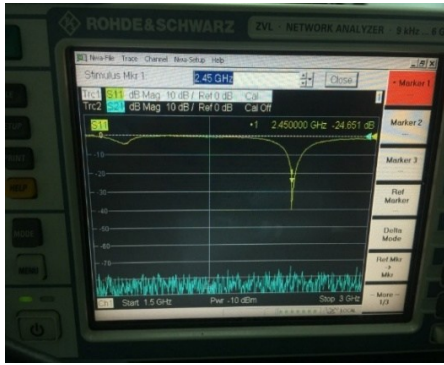
Hình 3.20. Mô hình kiểm tra qua không gian

Phương pháp này loại bỏ các mảng ăng ten, mặc định công suất đầu ra tại các đầu ăng ten là giống nhau và có hiệu suất tối đa. Do đó với phương pháp này ta tránh được các công việc phức tạp trong việc thiết kế, thử nghiệm chế tạo các ăng ten có góc và độ lợi nhỏ như đầu luận văn có đề cập đến. Thay vào đó phương pháp này cung cấp 4 đầu ra tín hiệu siêu cao tần gần tương đương nhau cho các mạch chỉnh lưu.

Đo kết quả điện áp đầu ra tại mỗi mạch chỉnh lưu sau đó ghép điện áp DC để thực hiện đánh giá hiệu suất. Trong trường hợp này, hiệu suất của bộ khuếch đại PA 10W được xác định là 47%. Tại các đầu ra sau bộ chia splitter được kiểm tra hiệu chuẩn qua máy phân tích phổ FSV 13 trước khi đưa vào mạch chỉnh lưu.

Ăng ten vi dải

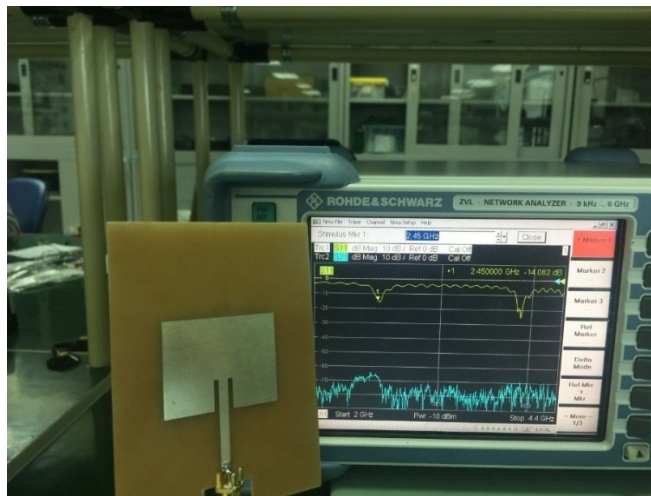
Tham số S11 đầu vào mạch chỉnh lưu nhân điện áp với công suất đầu vào thay đổi lần lượt:



Hình 3.21. Công suất đầu vào -10 dBm



Hình 3.22. Công suất đầu vào +10 dBm



Hình 3.23. Đo S11 patch ăng ten

Kết quả đo điện áp chỉnh lưu đơn và chỉnh lưu nhân áp

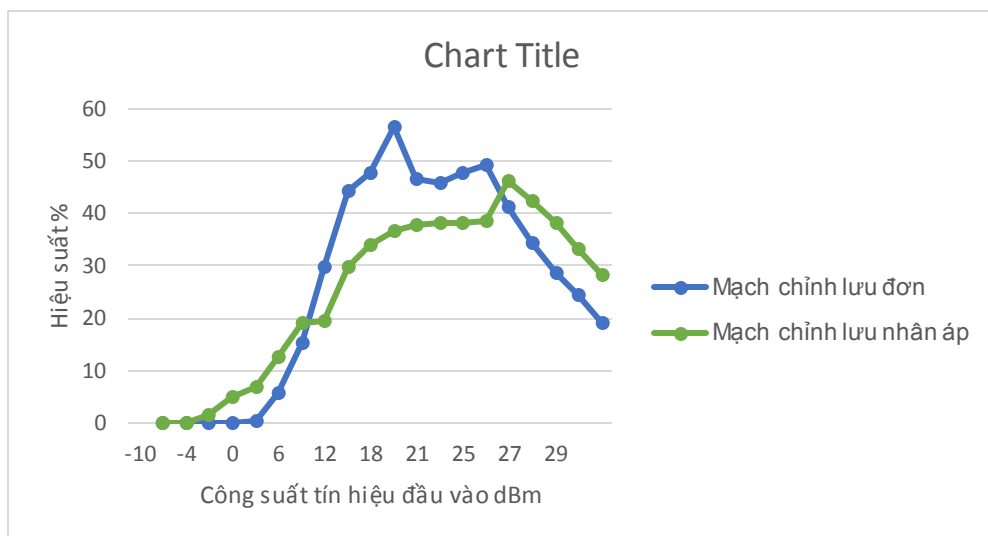
Kết quả đo điện áp chỉnh lưu thay đổi theo công suất đầu vào với diode HSMS2850

Bảng 3.6. Kết quả đo điện áp chỉnh lưu

Pin (dBm)	Mạch chỉnh lưu đơn (mV)	Mạch chỉnh lưu nhân áp (mV)
-10	0	1.8
-7	0.2	14
-4	1.8	66
-1	13.5	180
0	26	240
3	161	456
6	365	786
9	720	1127
12	1243	1972
15	1821	2977

18	2802	4360
20	3208	5560
21	3570	6280
23	4570	7900
25	5860	10007
26	6021	12306
27	6160	13203
28	6320	14027
29	6520	14723
30	6492	15236
Trở tải	220Ω	820 Ω

Hiệu suất chuyển đổi



Hình 3.24. Hiệu suất chuyển đổi của các mạch chỉnh lưu

Từ đồ thị hiệu suất chuyển đổi của các mạch chỉnh lưu, ta xác định hiệu suất chuyển đổi của hai loại cấu trúc chỉnh lưu này tại điểm công suất đầu vào +27 dBm là gần tương đương nhau, do đó ta lựa chọn điểm công suất +27 dBm để làm công suất đầu vào cho việc đo hiệu suất của 02 loại cấu trúc trong cấu hình ghép nối DC-combine. Để thiết lập được cấu hình thực hiện đo được thực hiện theo mục 4.3.1 ta phải thiết lập công suất phát tại máy đo MXG như bảng sau:

Bảng 3.7. Tham số của dụng cụ đo

Mạch khuếch đại công suất PA 10W	Bộ chia 1:4
Gain: 14 dB	Insertion Loss: 6.4 dB
P1dB: 40dBm	P1dB: 37dBm
Freq range: 2÷4 GHz	Freq range: 0.002÷4 GHz

Để đạt được công suất đầu ra tại mỗi đầu (04) của bộ chia là +27dBm, ta cần thiết lập công suất đầu ra tại máy MXG là $P_{MXG} = 27 + 6.4 - 14 = 19.4$ dBm.

Kết quả đo được như sau:

Bảng 3.8. Hiệu suất ghép nối DC

Pin (dBm)	04 Mạch chỉnh lưu đơn (mV)	04 Mạch chỉnh lưu nhân áp (mV)
+27 dBm	23408 mV	51227mV
Trở tải	1.5 k Ω	6.5 k Ω
Hiệu suất	36.5%	42%

3.6. Kết luận

3.6.1. Kết luận

Trường hợp sử dụng Cấu trúc RF-combiner: Hiệu suất chuyển đổi cao hơn so với cấu trúc DC-combiner. Cấu trúc RF-combiner cho phép thu hiệu quả năng lượng từ nguồn phát, bên cạnh đó nó có khả năng tối ưu được về mặt diện tích tốt hơn so với cấu trúc DC-combiner. Trong lĩnh vực tái tạo năng lượng như là các thiết bị tái tạo năng lượng wifi, thiết bị mang mặc, thiết bị y tế, cấu trúc RF-combiner cho phép tích hợp cách hiệu quả cao và làm giảm kích thước cũng như trọng lượng của thiết bị là rất lớn.

Trường hợp sử dụng Cấu trúc DC-combiner: thể hiện được ưu thế vượt trội với khả năng chuyển đổi công suất lớn hơn và hiệu suất cao hơn so với cấu trúc RF-combiner. Với khả năng phân tải, tức là khả năng chia nhỏ dòng tái tạo rồi cộng gộp chúng lại với nhau khi đó cấu trúc DC-combiner cho phép thực hiện khả năng truyền năng lượng không dây với công suất lớn.

Với bài toán truyền tải năng lượng không dây công suất lớn, năng lượng tại phía thu nhận được rất lớn do đó rất dễ gây ra hiện tượng bão hòa trên các diode chỉnh lưu là nguyên nhân trực tiếp làm giảm hiệu suất chuyển đổi năng lượng từ cao tần sang nguồn một chiều. Hiện tượng này là một trong những nguyên nhân chính làm giới hạn mức công suất truyền tải của phương pháp truyền năng lượng này.

Luận văn đã trình bày nguyên nhân và đề xuất giải pháp cho bài toán truyền năng lượng không dây công suất lớn. Về mặt lý thuyết tác giả đã chứng minh tính khả thi của giải pháp. Trình bày trình tự các bước để thiết kế, mô phỏng và chế tạo các mô hình để kiểm chứng thực tế. Bước đầu đã đạt được các kết quả khả quan và hợp lý.

3.6.2. Hạn chế và hướng phát triển

Do thời gian có hạn, luận văn vẫn chưa thiết kế được mô hình hoàn chỉnh và tối ưu được các thành phần:

- + Phối hợp trở kháng cho mạch chỉnh lưu chưa đạt như yêu cầu
- + Chưa có các bộ lọc đầu vào nhằm hạn chế hài và các spur ảnh hưởng đến hiện tượng bão hòa của diode, làm giảm hiệu suất chỉnh lưu

Quá trình gia công chế tạo cũng chưa được kiểm soát triệt để, thành phần vật liệu FR4 có mật độ phân bố không đồng nhất, đây là nguyên nhân gây ra sự mất phối hợp trở kháng trên toàn bộ mạch rectenna. Bên cạnh đó mạch được thiết kế sử dụng các thành phần phân tử tập trung như tụ và cảm do đó đặc tính trở kháng cũng bị thay đổi nhiều khi môi trường xung quanh thay đổi.

Trong thời gian tới, tôi đề xuất hướng phát triển như sau:

- + Hoàn thiện, tối ưu thiết kế cho các mạch module: Mạch chỉnh lưu, Mạch lọc đầu vào và mạch mảng ăng ten.

- + Lựa chọn loại vật liệu và kiểm soát gia công kỹ hơn.
- + Nghiên cứu thiết kế các loại ăng ten có nhiều chùm tia – Antennas for multiple spot beam
- + Nghiên cứu các giải pháp khác cho bài toán truyền năng lượng không dây công suất lớn.

Tài liệu tham khảo

Tài liệu tiếng việt:

- [1] GS.TSKH Phan Anh. *Trường điện từ và truyền sóng*, NXB Khoa học kỹ thuật, Hà Nội, 2006
- [2] Bạch Gia Dương, Trương Vũ Bằng Giang. *Kỹ thuật siêu cao tần*, NXB ĐHQGHN, Hà Nội, 2013
- [3] GS.TSKH Phan Anh. *Lý thuyết và kỹ thuật ăng ten*, NXB Khoa học kỹ thuật, Hà Nội, 2007
- [4] Đào Khắc An, Trần Mạnh Tuấn, *Vấn đề an ninh năng lượng và các giải pháp khai thác năng lượng mặt trời từ vũ trụ truyền về trái đất*, NXB Khoa học kỹ thuật, Hà Nội, 2011.

Tài liệu tiếng anh:

- [5] Bạch Gia Dương, Đoàn Hữu Chức. *Design, simulation and fabrication of Rectenna circuit at S-Band for microwave power transmission*. VNU Journal of Science: Mathematics – Physics.
- [6] David M.Pozar, *Microwave Engineering 4th edition*, John Wiley & Son, Inc, 2012.
- [7] A.Balanis, *Antenna theory analysisic and design 3rd*, John Wiley & Son, Inc, 2005.
- [8] Ugur Olgun, Student Member, Chi-Chih Chen, Senior Member, IEEE, and John L. Volakis, *Investigation of Rectenna Array Configurationsfor Enhanced RF Power Harvesting, IEEE*
- [9] Datasheet of HSMS2820, avago, 2005.
- [10] Datasheet of HSMS2850, avago, 2005.