BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

HOÀNG ĐĂNG CƯỜNG

NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP CẢI THIỆN BĂNG THÔNG VÀ TĂNG ÍCH CỦA ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤU HÌNH CHO CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

HÀ NỘI - NĂM 2023

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP CẢI THIỆN BĂNG THÔNG VÀ TĂNG ÍCH CỦA ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤU HÌNH CHO CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Chuyên ngành: Kỹ THUẬT ĐIỆN TỦ Mã số: 9 52 02 03

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: PGS. TS NGUYỄN QUỐC ĐỊNH PGS. TS LÊ MINH THÙY

HÀ NỘI - NĂM 2023

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan Luận án và các kết quả trình bày trong luận án là công trình nghiên cứu của tôi dưới sự hướng dẫn của cán bộ hướng dẫn. Các số liệu, kết quả trình bày trong luận án là hoàn toàn trung thực và chưa được công bố trong bất kỳ công trình nào trước đây. Các kết quả sử dụng tham khảo đều đã được trích dẫn đầy đủ và theo đúng quy định.

> Hà Nội, ngày 08 tháng 07 năm 2023 Tác giả

> > Hoàng Đăng Cường

LỜI CẢM ƠN

Trong quá trình học tập, nghiên cứu và hoàn thành luận án, nghiên cứu sinh đã nhận được nhiều sự giúp đỡ và đóng góp quý báu.

Đầu tiên, nghiên cứu sinh xin bày tỏ lòng biết ơn sâu sắc nhất tới thầy giáo hướng dẫn **PGS. TS Nguyễn Quốc Định**, Khoa VTĐT. Đồng thời, nghiên cứu sinh cũng vô cùng biết ơn vì sự giúp đỡ của **PGS. TS Lê Minh Thùy** Trường Điện-Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội. Thầy, Cô không chỉ là người hướng dẫn, giúp đỡ nghiên cứu sinh hoàn thành luận án này mà còn là người định hướng và truyền động lực quyết tâm cho nghiên cứu sinh trên con đường nghiên cứu khoa học đầy gian khó này.

Nghiên cứu sinh cũng chân thành cảm ơn các thầy giáo trong Bộ môn Cơ sở kỹ thuật vô tuyến, Khoa Vô tuyến Điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự, đã luôn quan tâm, động viên, tận tình giúp đỡ và tạo điều kiện mọi mặt trong suốt thời gian nghiên cứu sinh học tập, nghiên cứu tại đây.

Nghiên cứu sinh cũng chân thành cảm ơn Phòng Sau đại học-Học viện KTQS, Cục Tiêu chuẩn-Đo lường-Chất lượng (đơn vị chủ quản) đã thường xuyên hỗ trợ, tạo điều kiện và giúp đỡ nghiên cứu sinh trong suốt quá trình học tập, nghiên cứu.

Cuối cùng, nghiên cứu sinh trân trọng cảm ơn vợ, con, người thân trong gia đình, các đồng nghiệp đã luôn quan tâm, động viên, chia sẻ khó khăn, tạo động lực rất lớn để nghiên cứu sinh hoàn thành công trình này.

Xin chân thành cảm ơn!

Mục lục

MŲC LŲC i
DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT v
DANH MỤC HÌNH VẼ viii
DANH MỤC BẢNG xiii
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC xv
$ m M m m d m \tilde{D} m m m \tilde{A}$ U
Chương 1. TỔNG QUAN VỀ ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI
CẤU HÌNH
1.1. Các hệ thống thông tin vô tuyến $\dots $ 7
1.1.1. Sự cần thiết của anten điều hướng búp sóng trong các hệ thống
thông tin vô tuyến 8
1.1.2. Các loại anten điều hướng búp sóng 12
1.2. Tổng quan về anten mảng phản xạ tái cấu hình $\dots 25$
1.2.1. Nguyên lý tái cấu hình anten mảng phản xạ \ldots 25
1.2.2. Phương pháp tái cấu hình phần tử mảng phản xạ
1.2.3. Băng thông của phần tử và anten mảng phản xạ tái cấu hình 28
1.2.4. Phần tử tích cực sử dụng để tái cấu hình phần tử của anten mảng
phản xạ
1.2.5. Tổng quan về các xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xạ tái
cấu hình trong và ngoài nước 32

1.2.6. Các thách thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình và hướn thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình xạ tái cấu hình và hướn thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình xạ tái cấu hình xả tái cấu hình xạ tái cấu hình xả hướn thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình xạ tái cấu hình xả tái cấu hình xả tái cấu hình xạ tái cấu hình xà hướn thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình xả hướn thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình xả tái cấu hình xả tái	ng
nghiên cứu của luận án	44
1.3. Kết luận chương 1	46
Chương 2. THIẾT KẾ PHẦN TỬ MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤ	U
HÌNH BĂNG RỘNG	17
2.1. Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp $\dots \dots \dots$	47
2.1.1. Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp	47
2.1.2. Kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 b	oit
hai lớp	53
2.1.3. Chế tạo và đo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp	57
2.1.4. Đánh giá phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp \ldots	62
2.2. Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp sử dụng đi-	ốt
PIN đã mô hình hóa	64
2.2.1. Mô hình đi-ốt PIN	64
2.2.2. Thiết kế và tối ưu phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớ	ģρ
băng rộng sử dụng đi-ốt PIN đã mô hình hóa	86
2.3. Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực sử dụn	ng
cấu trúc một lớp	96
2.3.1. Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp qua	ay
phân cực	97
2.3.2. Kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình m	ột
lớp quay phân cực	99
2.3.3. Đánh giá tính năng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình m	ột
lớp quay phân cực 10	02

2.4. So sánh ba phần tử mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất	103
2.5. Kết luận chương 2	104
Chương 3. THIẾT KẾ ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẢ	ÂU
HÌNH BĂNG RỘNG, TĂNG ÍCH CAO 1	105
3.1. Quy trình thiết kế anten mảng phản xạ	105
3.2. Thiết kế anten mảng phản xạ	111
3.3. Thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, băng rộng, tả	ăng
ích cao	119
3.3.1. Thiết kế cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp	119
3.3.2. Tối ưu vị trí anten loa theo tâm pha	125
3.3.3. Kết quả mô phỏng anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp	126
3.3.4. Đánh giá anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp $\ldots \ldots$	130
3.4. Thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân c	cực,
băng rộng, tăng ích cao	131
3.4.1. Thiết kế cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, q	uay
phân cực	132
3.4.2. Tối ưu vị trí anten loa theo tâm pha \dots	135
3.4.3. Kết quả mô phỏng anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, q	uay
phân cực	136
3.4.4. Đánh giá anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân c	cực,
băng rộng, tăng ích cao	139
3.5. So sánh hai anten mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất	140
3.6. Kết luận chương 3	142

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU	143
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ	145
PHŲ LỤC A	146
PHŲ LŲC B	165
TÀI LIỆU THAM KHẢO	172

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Nghĩa Tiếng Anh	Nghĩa Tiếng Việt
1D	One-dimensional	Một chiều
2D	Two-dimensional	Hai chiều
3D	Three-dimensional	Ba chiều
3GPP	3rd Generation Partnership	Dự án đối tác thế hệ thứ ba
	Project	
$5\mathrm{G}$	Fifth Generation	Thế hệ thứ 5
6G	Sixth Generation	Thế hệ thứ 6
AAS	Active Antenna System	Hệ thống anten tích cực
ADC	Analog to Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự sang số
AI	Artificial Intelligence	Trí tuệ nhân tạo
Anten	Antenna	Ăng-ten
BW	Bandwidth	Băng thông
CMOS	Complementary Metal-Oxide-	Bán dẫn kim loại ô-xít bù
	Semiconductor	
CP	Circular Polarization	Phân cực tròn
DAC	Digital to Analog Converter	Bộ chuyển đổi số sang tương tự
DC	Direct Current	Dòng một chiều
DL	Dual Linear	Tuyến tính đôi
EB	Exabyte	1 Exabyte = 1000 petabyte =
		1000000 terabyte
FBMC	Filter bank multicarrier	Bộ lọc đa sóng mang
FR2	Frequency Range 2	Dải tần số thứ 2
HD	High Definition	Độ phân giải cao
IoE	Internet of Everything	Kết nối mọi thứ
IoT	Internet of Thing	Internet vạn vật

LHCP	Left Hand Circular Polariza- tion	Phân cực tròn trái
LN	Linear	Tuyến tính
LNA	Low-Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LO	Local Osillator	Bộ dao động nội
MEMs	Micro-Electromechanical Systems	Hệ vi cơ điện tử
MIMO	Multiple-Input Multiple- Output	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
NCS		Nghiên cứu sinh
NOMA	Non Orthogonal Multiple Access	Đa truy nhập không trực giao
OFDM	Orthogonal Frequency Divi-	Ghép kênh phân chia theo tần số
	sion Multiplexing	truc giao
PA	Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất
PCB	Printed Circuit Board	Bảng mạch in
RIS	Reconfigurable Intelligent Sur-	Bề mặt phản xạ thông minh
	face	
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RP	Rotation Polarization	Quay phân cực
SIW	Substrate Integrated Waveg-	ống dẫn sóng tích hợp vật liệu
	uide	nền
SL	Single linear	Tuyến tính đơn
SLL	Sidelobe Level	Mức búp sóng phụ
SMT	Surface Mount Technology	Công nghệ hàn dán
TRL	Thru-Reflect-Line	Truyền qua-Phản xạ-Đường truyền
UAV	Unmanned Aerial Vehicle	Thiết bị bay không người lái
VNA	Vector Network Analyzer	Máy phân tích mạng véc-tơ
WG	Waveguide	ống dẫn sóng

WiGig	60 GHz Wi-Fi	Wi-Fi 60 GHz
Wireless HD	Wireless transmission of high-	Chuẩn truyền video độ phân giải cao
	definition video	
WR75	WR-75 Waveguide	ống dẫn sóng kiểu WR75

${\rm Danh\,s\acute{a}ch\,hinh\,v\acute{e}}$

1.1	Bề mặt thông minh thụ động của mạng 6G	9
1.2	Hệ thống Wi Gig và Wireless HD. \ldots . \ldots . \ldots . \ldots .	10
1.3	Cảm biến ra-đa ARS300	12
1.4	Sơ đồ nguyên lý của anten mảng pha	13
1.5	Cấu trúc của một anten mảng pha	14
1.6	Cấu trúc của khối thu-phát của một vi mạch thương mại	16
1.7	Sơ đồ hệ thống thông tin khi sử dụng anten mảng phản xạ tái	
	cấu hình	18
1.8	Cấu trúc của một phần tử anten thấu kính phẳng tái cấu hình. $% f(x)=\int dx dx dx$.	20
1.9	Cấu trúc của một anten holographic	21
1.10	Trạng thái pha của các phần tử trong mảng theo hướng búp sóng.	26
1 1 1	Phần tử mảng phản vạ tại cấu hình của phóm nghiôn cứu tại	
1.11	i năn tu mang phân xả tai câu mini của mioni nghiên cuu tại	
1.11	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.	43
2.1	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.	43 48
 1.11 2.1 2.2 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh. . Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. . Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020. .	43 48 49
 1.11 2.1 2.2 2.3 	 Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh	43 48 49
 1.11 2.1 2.2 2.3 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020.Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấuhình hai lớp.	43 48 49 50
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020.Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấuhình hai lớp.Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai	43484950
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020.Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấuhình hai lớp.Nh hai lớp.Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hailớp theo vị trí lỗ khoan.	 43 48 49 50 51
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5 	 Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh	 43 48 49 50 51
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020.Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấuhình hai lớp.bặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hailớp theo vị trí lỗ khoan.Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hailớp theo độ dày của lớp FR4.	 43 48 49 50 51 51
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5 2.6 	Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh. . Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. . Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020. . Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. . Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo vị trí lỗ khoan. . Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo độ dày của lớp FR4. . Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai	 43 48 49 50 51 51
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5 2.6 	Pại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.	 43 48 49 50 51 51 52
 1.11 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5 2.6 2.7 	 Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh. Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020. Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo vị trí lỗ khoan. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo độ dày của lớp FR4. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo độ dày của lớp FR4. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo tộ dày của lớp FR4. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình theo vị trí đi-ốt. Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai 	 43 48 49 50 51 51 52

2.8	Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai
	lớp theo phân cực LHCP
2.9	Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai
	lớp tại các góc tới 20° và 30° của phân cực tuyến tính hướng y 55
2.10	Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai
	lớp tại các góc tới 20° và 30° của phân cực tròn LHCP 56
2.11	Bộ ống dẫn sóng dùng để đo phần tử mảng phản xạ tái cấu
	hình hai lớp
2.12	Chế tạo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp tại Nhà
	máy Sao Mai
2.13	Thiết lập cấu hình bài đo tham số phản xạ của phần tử mảng
	phản xạ tái cấu hình hai lớp
2.14	Sơ đồ đo tham số phản xạ và điều khiển phần tử mảng phản
	xạ tái cấu hình hai lớp
2.15	Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu
	hình hai lớp
2.16	Cấu trúc và sơ đồ tương đương tổng quát của đi-ốt PIN 66
2.17	Lưu đồ quá trình xác định mô hình đi-ốt PIN cho phần tử
	mảng phản xạ tái cấu hình một lớp
2.18	Mô hình thực tế của đi-ốt PIN
2.19	Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1.72
2.20	Mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình
	một lớp phiên bản 1
2.21	Bảng mạch phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên
	bản 1 đã chế tạo
2.22	Bộ dụng cụ đo kiểu ống dẫn sóng
2.23	Thiết lập bài đo tham số phản xạ của phần tử mảng phản xạ
	tái cấu hình một lớp phiên bản 1
2.24	Sơ đồ đo tham số phản xạ và điều khiển phần tử mảng phản
	xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1

2.25	Kết quả đo và kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ
	tái cấu hình phiên bản 1
2.26	Sự truyền sóng trong dụng cụ đo dạng ống dẫn sóng kiểu taper 79
2.27	Cấu hình hai phương pháp mô phỏng phần tử phục vụ việc mô
	hình hóa đi-ốt PIN
2.28	Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu
	hình phiên bản 1 theo mô hình đi-ốt PIN đã xác định 83
2.29	Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng. 87
2.30	Đặc tính phản xạ theo phân cực hướng y của phần tử mảng
	phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng
2.31	Đặc tính phản xạ theo phân cực LHCP của phần tử mảng phản
	xạ tái cấu hình một lớp băng rộng
2.32	Đặc tính phản xạ theo góc nghiêng (phân cực hướng y) của
	phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng 90
2.33	Đặc tính phản xạ theo theo góc nghiêng (phân cực LHCP) của
	phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng 91
2.34	Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng đã chế tạo. 93
2.35	Đo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng 94
2.36	Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu
	hình một lớp băng rộng
2.37	Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực. 98
2.38	Mạch điện tương đương phần tử mảng phản xạ tái cấu hình
	một lớp quay phân cực
2.39	Phân bố dòng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình
	một lớp quay phân cực
2.40	Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một
	lớp quay phân cực
2.41	Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một
	lớp quay phân cực theo góc tới
31	Lưu đồ quy trình thiết kế anten mảng phản xa 106
0.1	- Luc do que unnu unou no anora mang phan Autor o concerto con concerto de la con

3.2	Cấu trúc hình học của anten mảng phản xạ 108
3.3	Cấu trúc 3D và tâm pha của anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ.112
3.4	Giản đồ bức xạ của anten loa tại góc $\varphi = 90^o$
3.5	Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ theo tỷ số $H/D_m.~$. . 113
3.6	Phân bố pha và kích thước của các phần tử trong mảng 114
3.7	Giản đồ bức xạ của anten mảng phản xạ tại góc $\varphi_b = 0^o$ 117
3.8	Băng thông của anten mảng phản xạ
3.9	Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ tái cấu hình 120
3.10	Cấu trúc 3D và tâm pha của anten loa cấp nguồn 121
3.11	Giản đồ bức xạ của anten loa tại góc $\varphi=90^o.$
3.12	Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp. 123
3.13	Mảng phản xạ tái cấu hình một lớp
3.14	Pha các phần tử trong mảng khi thiết lập góc búp sóng chính
	tại ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$) tương ứng với hai vị trí của anten loa 125
3.15	Giản đồ bức xạ của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp 127
3.16	Băng thông và hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái
	cấu hình một lớp
3.17	Giản đồ bức xạ tại các góc trong mặt phẳng YOZ
3.18	Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một
	lớp quay phân cực
3.19	Mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực
3.20	Pha các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình quay phân
	cực khi thiết lập góc búp sóng chính tại ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$)
	tương ứng với hai vị trí của anten loa
3.21	Giản đồ bức xạ trong mặt phẳng YOZ của anten mảng phản
	xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực khi thiết lập búp sóng
	chính tại góc ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0^o$)
3.22	Băng thông và hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái
	cấu hình một lớp quay phân cực

3.23	Giản đồ bức xạ tại các góc trong mặt phẳng YOZ của anten
	mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực . \ldots . \ldots . 138
A.1	Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ
A.2	Phân bố pha của một anten mảng phản xạ
A.3	Giá trị pha của phần tử sử dụng dây trễ pha theo độ dài 152
A.4	Phần tử thay đổi theo kích thước
A.5	Phần tử thay đổi góc quay
A.6	Mô hình của phương pháp mô phỏng chu kỳ
A.7	Mô hình của phương pháp mô phỏng ống dẫn sóng 157
A.8	Mô hình của phương pháp mạch điện tương đương
A.9	Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ . \ldots . \ldots . 160
A.10	Đồ thị bức xạ của anten loa với các hệ số q khác nhau. 161
B.1	Cấu trúc ba phần tử . \hdots
B.2	Hệ số phản xạ của ba phần tử
B.3	Dải pha và độ nhạy pha của ba phần tử
B.4	Hệ số phản xạ của phần tử thứ ba theo tần số
B.5	Dải pha của phần tử thứ ba theo tần số

Danh sách bảng

1.1	Tính năng của các anten mảng pha gần đây
1.2	So sánh tính năng của các anten thấu kính phẳng gần đây 19
1.3	So sánh tính năng của các anten holographic gần đây
1.4	So sánh các anten điều hướng búp sóng
1.5	So sánh các linh kiện dùng để tái cấu hình phần tử 31
2.1	Kích thước cụ thể của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. 52
2.2	So sánh phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp đề xuất
	với các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình khác sử dụng 1 bit
	điều khiển và đi-ốt PIN
2.3	Bảng giá trị các phần tử trong mạch tương đương của các đi-ốt PIN.66
2.4	Kích thước của phần tử tái cấu hình một lớp phiên bản 1 72
2.5	Bảng giá trị các phần tử trong mạch tương đương của các đi-ốt PIN.86
2.6	Kích thước của phần tử tái cấu hình một lớp băng rộng 87
2.7	Bảng so sánh phần tử tái cấu hình một lớp với các phần tử
	khác sử dụng đi-ốt PIN, 1 bit điều khiển
2.8	Kích thước của phần tử tái cấu hình quay phân cực 98
2.9	Trạng thái của phần tử tái cấu hình quay phân cực 98
2.10	Bảng so sánh các phần tử tái cấu hình một lớp quay phân cực
	đề xuất với các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân
	cực khác
2.11	Bảng so sánh các phần tử tái cấu hình 1 bit đã đề xuất 103
3.1	Bảng kích thước anten loa dùng cho anten mảng phản xạ. \ldots . 112
3.2	Bảng vị trí tâm pha của anten loa của anten mảng phản xạ. $$. $$. $$ 112
3.3	Bảng kết quả tăng ích theo H/D_m tại tần số 10 GHz 115
3.4	Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 10 GHz 116

3.5	Bảng kết quả chi tiết tăng ích, búp sóng phụ và góc nửa công			
	suất theo tần số của anten mảng phản xạ			
3.6	Bảng so sánh của anten mảng phản xạ với các anten mảng			
	phản xạ khác sử dụng cấu trúc vòng			
3.7	Bång kích thước anten loa			
3.8	Bảng vị trí tâm pha của anten loa			
3.9	Bảng vị trí tâm pha của anten loa			
3.10	Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 12 GHz 126			
3.11 Kết quả mô phỏng chi tiết tại các góc quét của mảng phản xạ				
	tái cấu hình một lớp			
3.12	So sánh anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp 1 bit với các			
	nghiên cứu khác			
3.13	Bảng vị trí tâm pha của anten loa			
3.14	Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 14 GHz 135			
3.15Kết quả mô phỏng chi tiết tại các góc quét của mảng phản xạ				
	tái cấu hình một lớp quay phân cực . \ldots . \ldots . \ldots . 139			
3.16	So sánh anten này với các anten mảng phản xạ tái cấu hình			
	quay phân cực khác			
3.17	So sánh hai anten mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất 141			
A1	Bảng tham số dùng để tính hiệu suất mặt mở \hdots . 			
B1	Bảng kích thước chi tiết của ba loại phần tử			

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa
k	Số sóng
f	Tần số
ω	Tần số góc
Γ	Hệ số phản xạ
η_{AP}	Hiệu suất
η_i	Hiệu suất cấp nguồn
η_s	Hệ số tràn
\vec{P}	Véc-tơ chỉ hướng
A	Diện tích
D_m	Kích thước mảng phản xạ
D	Hệ số định hướng
q	Hệ số phát xạ của nguồn cấp
G	Tăng ích
Н	Độ cao của anten cấp nguồn
λ	Bước sóng trong không gian tự do
q_e	Hệ số phát xạ của phần tử
ϵ_r	Hằng số điện môi tương đối

MỞ ĐẦU

A. Tính cấp thiết của đề tài

Ngày nay, nhu cầu về dịch vụ trực tuyến và truyền tải hình ảnh chất lượng cao như phim ultra HD (HD: High Definition), phim 3D (3D: Threedimensional), đồ họa 3D, thực tế ảo và trí tuệ nhân tạo ngày càng tăng cao. Số lượng thiết bị di động, cảm biến trong lĩnh vực IoT (IoT: Internet of Thing) cũng tăng lên một cách nhanh chóng. Bên cạnh đó, các dịch vụ internet băng rộng cho người dùng di chuyển bằng tàu cao tốc, tàu biển và máy bay đang dần trở thành nhu cầu thiết yếu. Tất cả các nhu cầu này thúc đẩy sự phát triển của các hệ thống thông tin vô tuyến như: mạng di động thế hệ thứ năm (5G: Fifth Generation), mạng di động thế hệ thứ sáu (6G: Sixth Generation), hệ thống thông tin vệ tinh và mạng không dây trong nhà.

Hiện nay, mạng 5G đã và đang được triển khai trên toàn cầu. Chúng đã đáp ứng được nhu cầu cơ bản của người dùng khi tốc độ trải nghiệm của người dùng đạt đến 100 Mb/s và độ trễ nhỏ hơn 1 ms. Tuy nhiên, sự phát triển nhanh của nhiều ứng dụng như trí tuệ nhân tạo, thực tế ảo, các dịch vụ sử dụng dữ liệu 3D và IoE (IoE: Internet of Everything) tiếp tục tạo ra cơn khát về dữ liệu trong các năm tới. Mạng 5G đã đáp ứng phần nào nhu cầu đó nhưng không thể đáp ứng được toàn bộ nhu cầu về dữ liệu hiện nay và các năm tiếp theo. Chính vì vậy, mạng 6G sẽ ra đời để đáp ứng các yêu cầu đó. Dự kiến, mạng di động này sẽ có tốc độ dữ liệu người dùng trải nghiệm khoảng 1 terabit, độ trễ khoảng 100 μ S đáp ứng tốc độ khoảng 1000 km/h, phục vụ khoảng 100 thiết bị trong 1 m³ [1].

Song song với sự phát triển của các mạng di động, trong những năm gần đây, hệ thống thông tin vệ tinh cũng có những bước phát triển vượt bậc. Điển hình là các mạng Starlink, OneWeb và dự án Kuiper... Thông tin vệ tinh có thể cung cấp dịch vụ internet băng rộng, dịch vụ trao đổi dữ liệu cho các thiết bị di chuyển như tàu biển, máy bay, tàu cao tốc, hoặc dịch vụ internet cho các vùng sâu, vùng xa, các khu vực cứu hộ, thảm họa nơi mà hệ thống mạng mặt đất chưa triển khai hoặc bị gián đoạn do sự cố [2]. Thông tin vệ tinh cũng đóng vai trò hỗ trợ mạng 5G vì chúng có khả năng cung cấp các đường kết nối vào mạng lõi cho các trạm phát sóng 5G và 6G ở các vùng sâu, vùng xa [3].

Mạng không dây chuẩn 802.11ad (WiGig: 60 GHz Wi-Fi) và chuẩn kết nối không dây tốc độ cao (Wireless HD: Wireless transmission of High-Definition video) cũng có tốc độ phát triển không kém để đáp ứng các nhu cầu trao đổi dữ liệu của các thiết bị trong nhà. Mạng WiGig và chuẩn kết nối wireless HD đều đang tiến đến sử dụng tần số 60 GHz và đạt tốc độ truyền tối đa lần lượt là 7 Gb/s và 28 Gb/s.

Để đáp ứng các yêu cầu đó, các hệ thống vô tuyến đã sử dụng rất nhiều kỹ thuật như: khai thác dải tần số cao như băng Ku, Ka, V và W, sử dụng sơ đồ điều chế FBMC (FBMC: Filter bank multicarrier), sử dụng giao thức đa truy nhập không trực giao (NOMA: Non Orthogonal Multiple Access) và sử dụng kiến trúc mạng 2D (2D: Two direction), sử dụng phương pháp điều chế OFDM. Ngoài ra, các hệ thống vô tuyến này đều đề xuất giao diện vô tuyến mới cùng kỹ thuật điều hướng búp sóng (Beam steering).

Do đó, việc nghiên cứu các anten có khả năng điều hướng búp sóng là cần thiết cho sự phát triển của các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ mới. Trong các anten có khả năng điều hướng búp sóng, anten mảng phản xạ tái cấu hình là một loại quan trọng, có tiềm năng phát triển trong thời gian tới. Anten này đã và đang được ứng dụng cho các hệ thống thông tin vệ tinh. Gần đây, bề mặt thông minh-RIS (cùng nguyên lý hoạt động với anten mảng phản xạ tái cấu hình) đã được đề xuất làm anten cho mạng 6G đã cho thấy tiềm năng to lớn của loại anten này. Mặc dù vậy, băng thông của anten này vẫn còn hẹp và cần tiếp tục nghiên cứu, cải tiến. Đồng thời, chi phí chế tạo anten này cũng tương đối cao do chúng thường sử dụng mạch in nhiều lớp và một số lượng lớn các đi-ốt PIN. Từ những phân tích ở trên, NCS (Nghiên cứu sinh) đã chọn đề tài "Nghiên cứu giải pháp cải thiện băng thông và tăng ích của anten mảng phản xạ tái cấu hình cho các hệ thống thông tin vô tuyến" để làm luận án tiến sĩ. Đề tài này sẽ nghiên cứu các giải pháp cải thiện băng thông và tăng ích của anten này. Trên cơ sở đó, Luận án sẽ đề xuất các anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, tăng ích cao với chi phí chế tạo hợp lý. Tại thời diểm hiện nay, đề tài này có tính cấp thiết, có ý nghĩa khoa học và thực tiễn.

B. Mục tiêu, đối tượng, phạm vi và phương pháp nghiên cứu

1. Mục tiêu nghiên cứu

Mục tiêu của luận án là đề xuất giải pháp cải tiến băng thông và tăng ích của anten mảng phản xạ tái cấu hình 1-bit sử dụng đi-ốt PIN. Muc tiêu cu thể:

 Đề xuất giải pháp cải tiến băng thông của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit, sử dụng đi-ốt PIN;

Đề xuất giải pháp cải tiến băng thông và tăng ích của anten mảng phản
 xạ tái cấu hình một lớp 1 bít, sử dụng đi-ốt PIN.

2. Đối tượng nghiên cứu

Hệ thống thông tin vô tuyến như mạng 5G, 6G, hệ thống thông tin vệ tinh, ra-đa, mạng không dây thế hệ mới, giao thức truyền không dây Wireless HD.

 Anten có khả năng điều hướng búp sóng dùng cho trạm gốc: anten mảng pha, anten thấu kính phẳng, anten holographic.

- Anten vi dải, anten mảng phản xạ, anten mảng phản xạ tái cấu hình;

- Anten mảng phản xạ tái cấu hình 1-bit sử dụng đi-ốt PIN.
- 3. Phạm vi nghiên cứu

Anten mảng phản xạ hoạt động trong băng tần X và Ku, tương đương với tần số từ 8 GHz đến 16 GHz.

Anten mảng phản xạ tái cấu hình sử dụng đi-ốt PIN, được điều khiển bởi 1 bit. Băng tần số hoạt động: X và Ku, tương đương với tần số từ 8 GHz đến 16 GHz.

- 4. Phương pháp nghiên cứu
 - Nghiên cứu lý thuyết về kỹ thuật siêu cao tần, lý thuyết về anten và truyền sóng.
 - Nghiên cứu về anten vi dải và các đặc tính của nó.

Nghiên cứu phương pháp thiết kế, mô phỏng phần tử; phương pháp thiết kế, mô phỏng anten mảng phản xạ và mảng phản xạ tái cấu hình.
Lựa chọn phần mềm để thiết kế, mô phỏng phần tử; tìm giải pháp chế tạo phần tử và anten mảng phản xạ tái cấu hình.

- Sử dụng phần mềm tính toán hiện đại như MATLAB để tính toán tối

ưu; Sử dụng phần mềm mô phỏng trường điện từ CST EM Studio để mô phỏng tham số đặc trưng của phần tử và toàn bộ anten mảng phản xạ và mảng phản xạ tái cấu hình.

- Chế tạo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình, đo kiểm bằng phương pháp
 TRL (TRL: Thru-Reflect-Line) để kiểm chứng tính năng của phần tử.
- Phân tích, tổng hợp, so sánh, đánh giá và nhận xét các cấu trúc phần tử và các anten đã đã đề xuất dựa trên kết quả mô phỏng và đo kiểm.

C. Đóng góp của luận án

- 1. Đề xuất một cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng hai lớp, một cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng một lớp không quay phân cực và một cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng một lớp quay phân cực. Đồng thời, đề xuất một giải pháp mô hình hóa đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình.
- Đề xuất hai cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng, tăng ích cao.

D. Bố cục của luận án

Luận án được tổ chức thành 03 chương, bố cục cụ thể như sau:

- Chương 1: Tổng quan về anten mảng phản xạ tái cấu hình
 - Chương 1 trình bày tổng quan về các hệ thống thông tin vô tuyến và nhu cầu sử dụng anten điều hướng búp sóng trong các hệ thống này. Chương này cũng trình bày các loại anten có khả năng điều hướng búp sóng cho trạm gốc và phân tích, đánh giá các ưu điểm và nhược điểm của chúng. Từ đó, ta nhận thấy được ưu điểm và tiềm năng của anten mảng phản

xạ tái cấu hình so với các loại anten khác khi sử dụng trong các hệ thống thông tin vô tuyến tiên tiến hiện nay. Tiếp theo, chương này cũng trình bày lý thuyết cơ bản về anten mảng phản xạ tái cấu hình để thấy rõ về nguyên lý hoạt động của loại anten này. Sau đó, chương này đi sâu phân tích các phần tử tích cực dùng để tái cấu hình anten mảng phản xạ và phân tích, đánh giá các xu hướng và các kết quả nghiên cứu của anten mảng phản xạ tái cấu hình. Trên cơ sở đó, NCS xác định được hướng nghiên cứu cụ thể của luận án.

- Chương 2: Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng Chương 2 trình bày nguyên nhân cần nghiên cứu mở rộng băng thông phần tử mảng phản xạ tái cấu hình, các giải pháp mở rộng băng thông và các khó khăn, thử thách còn tồn tại. Từ đó, NCS đề xuất một giải pháp mô hình đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình để khắc phục khó khăn về mô hình đi-ốt. Chương này cũng đề xuất ba kiểu phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, 1-bit, sử dụng đi-ốt PIN, bao gồm: phần tử hai lớp, phần tử một lớp và phần tử một lớp quay phân cực.
- Chương 3: Thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, tăng ích cao

Chương 3 trình bày một quy trình thiết kế anten mảng phản xạ. Trên cơ sở quy trình này, luận án đề xuất hai anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, tăng ích cao, 1-bit, một lớp, sử dụng đi-ốt PIN: không quay phân cực và quay phân cực.

Chương 1 TỔNG QUAN VỀ ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤU HÌNH

1.1 Các hệ thống thông tin vô tuyến

Trong những năm gần đây, nhu cầu trao đối dữ liệu và số lượng thiết bị kết nối mạng ngày càng tăng đã thúc đẩy sự phát triển của các hệ thống thông tin vô tuyến. Năm 2018, mạng di động 5G được triển khai trên toàn cầu đã đáp ứng một phần nhu cầu dịch vụ băng rộng của người dùng. Tuy nhiên, do số lượng thiết bị đầu cuối cùng nhu cầu dữ liệu gia tăng quá nhanh, làm quá tải mạng 5G. Do đó, mạng 6G đang được đề xuất được cho là sẽ giải quyết các nhu cầu đó. Song song với sự phát triển của các mạng di động, các hệ thống thông tin vệ tinh băng rộng cũng có sự phát triển vượt bậc. Hiện nay, các hệ thống này đã có thể cung cấp dịch vụ internet băng rộng cho mọi khu vực trên toàn cầu. Đối với các mạng không dây trong nhà, chuẩn wifi 802.11n đã được thay thế bằng chuẩn 802.11ad với tốc độ truyền dữ liệu tối đa đến 4,6 Gb/s. Ngoài ra, chuẩn kết nối video HD không dây cũng được phát triển để thay thế các cáp nối truyền thống như USB và HDMI.

Hầu hết các hệ thống vô tuyến này đã và đang tiến đến sử dụng các tần số cao như băng tần X, Ku, Ka, V và W. Giải pháp sử dụng dải tần số cao mang lại cho các hệ thống vô tuyến băng thông rộng. Tuy nhiên, khi tần số tín hiệu càng cao, suy hao trong quá trình truyền sóng vô tuyến càng lớn. Ngoài ra, sự truyền sóng của tín hiệu ở dải tần số cao bị ảnh hưởng rất lớn của các công trình kiến trúc, cây cối.. Do đó, nhiều công nghệ đã được áp dụng trên giao diện vô tuyến để giải quyết các vấn đề truyền sóng nhằm làm tăng tỷ số tín hiệu trên nhiễu và giảm nhiễu cho các thiết bị khác. Một trong các giải pháp đó là điều hướng búp sóng.

1.1.1 Sự cần thiết của anten điều hướng búp sóng trong các hệ thống thông tin vô tuyến

a) Mạng 5G

Đối với mạng 5G, khi khai thác ở dải sóng mili-mét, các anten này cần phải sử dụng búp sóng hẹp và thực hiện điều hướng búp sóng. Giải pháp này giúp hệ thống bám theo thiết bị đầu cuối, giữ được mức tín hiệu trên nhiễu, nâng cao tốc độ truyền dữ liệu. Các hệ thống anten này được gọi là hệ thống anten tích cực (AAS: Active Antenna System). Chúng là anten nhiều đầu vào và nhiều đầu ra cỡ lớn (Masive MIMO: Masive Multiple-Input Multiple-Output), được điều khiển bằng phương pháp số ở băng gốc, có khả năng điều hướng búp sóng tạo nhiều búp sóng cùng lúc để phục vụ đồng thời nhiều thuê bao khác nhau. Tuy nhiên, hệ thống anten tích cực có chi phí cao và cấu trúc phức tạp vì chúng bao gồm cả các bộ lọc, trộn tần, khuếch đại công suất (PA: Power Amplifier), bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ (LNA: Low-Noise Amplifier)....Vì vậy, cho tới thời điểm hiện nay, mạng 5G vẫn hỗ trợ anten vô hướng kế thừa từ mạng 4G và các anten lai (điều hướng bằng phương pháp số kết hợp với phương pháp tương tự).

b) Mạng 6G

Năm 2020, các nghiên cứu về 6G bắt đầu được triển khai thực hiện [4,5]. Dự kiến, 6G sẽ dùng ba băng tần như sau: sử dụng lại băng tần thấp đang được khai thác bởi các mạng 2G, 3G, 4G và 5G; băng tần trung (từ 12 GHz đến 20 GHz) sẽ là băng tần chủ đạo; băng tần trên 100 GHz dành cho các kết nối tốc độ cao giữa các thiết bị đầu cuối với nhau [6]. Các dự án điển hình gồm có: dự án "6G Flagship" ở Phần Lan [7] và dự án "6G Hubs" [8] ở Đức. Để hỗ trợ các dịch vụ IoE (Internet of Everything), mạng 6G đặt ra các mục tiêu tốc độ dữ liệu đạt ít nhất một terabit mỗi giây [9]. Các nghiên cứu về mạng 6G đã đề xuất sử dụng bề mặt thông minh (RIS: Reconfigurable Intelligent Surface) để làm anten thứ cấp cho mạng này. Nó là một mặt phẳng cõ lớn với hàng nghìn phần tử như Hình 1.1 [10], nhận năng lượng từ trạm thu phát gốc và phát ngược lại cho các thiết bị trong vùng phủ của nó. Nguyên lý của thiết bị này tương tự với nguyên lý của anten mảng phản xạ tái cấu hình. Anten này hứa hẹn sẽ giúp tăng tốc độ truyền dữ liệu, dung lượng kênh và tiết kiệm năng lượng cho mạng 6G [1, 10].



Hình 1.1: Bề mặt thông minh thụ động của mạng 6G.

c) Mạng không dây trong nhà

Mạng không dây 802.11ad (WiGig) và chuẩn truyền dữ liệu video chất lượng cao Wireless HD, hoạt động ở dải tần số 60 GHz sẽ cho phép trao đổi dữ liệu video chất lượng cao và phát video chất lượng HD từ thiết bị di động, máy tính đến máy chiếu và các thiết bị phụ trợ khác [11–13]. Hình 1.2 cho thấy: Các kết nối bằng dây như USB và HDMI sẽ được loại bỏ và thay bằng kết nối không dây wireless HD. Các thiết bị phát wifi sẽ không phát đẳng hướng mà thực hiện điều hướng búp sóng. Hai công nghệ này dự kiến sẽ tạo ra bước đột phá trong việc truyền không dây đa phương tiện ở khoảng cách ngắn và chúng đang được nhiều công ty viễn thông quan tâm.



Hình 1.2: Hệ thống WiGig và Wireless HD.

d) Hệ thống thông tin vệ tinh

Trước đây, phần lớn các trạm thu phát vệ tinh tập trung phục vụ cho các khu vực cố định như các khu dân cư và văn phòng, các cơ quan của chính phủ hoặc trụ sở các công ty ở vùng sâu, vùng xa. Dịch vụ của các hệ thống thông tin vệ tinh thế hệ cũ cũng không đa dạng và hầu hết các thiết bị đầu cuối được đặt cố định. Hiện nay, nhu cầu kết nối vệ tinh cho các thiết bị đầu cuối di động (Satcom-on-the-move) đang đặt ra yêu cầu cao hơn cho hệ thống thông tin vệ tinh. Khi đó, hệ thống anten của các thiết bị đầu cuối mặt đất phải có khả năng kết nối nhiều vệ tinh đồng thời để đảm bảo duy trì các dịch vụ băng rộng. Do đó, cần thiết phải trang bị các anten hiện đại sử dụng phương pháp điều hướng búp sóng bằng phương pháp điều khiển số nhằm giảm sự cồng kềnh, giảm trọng lượng, tăng độ chính xác góc phát sóng, tăng tính linh động, tiết kiệm chi phí bảo dưỡng hệ thống. Hơn nữa, hầu hết các hệ thống vệ tinh cung cấp dịch vụ băng rộng đang hoạt động ở băng tần Ku (12 GHz đến 18 GHz) và băng tần Ka (26,5 GHz đến 40 GHz) [14]. Do suy hao cao trong quá trình truyền sóng nên các hệ thống này đều sử dụng kỹ thuật điều hướng búp sóng để tập trung năng lượng cho một hướng cụ thể mà vẫn giữ được vùng phủ rộng.

e) Hệ thống ra-đa của xe tự lái

Ra-đa hỗ trợ lái cho ô tô cũng đang được đề xuất sử dụng kỹ thuật điều hướng búp sóng. Hiện nay, do sự bùng nổ của xe điện và xe ô tô tự lái, các hệ thống ra-đa phục vụ tự lái hoặc hỗ trợ lái đang được nghiên cứu rất nhiều. Kỹ thuật điều hướng búp sóng là một trong các kỹ thuật điển hình của các hệ thống này nhằm cung cấp một góc quét rộng và có độ phân giải đồng đều giữa các hướng [15] so với các ra-đa một búp sóng. Tính năng này trước đây chỉ được trang bị ở các dòng xe cao cấp. Hiện nay, chúng đang được phổ biến ở các xe trung cấp [16]. Hình 1.3 [15] trình bày môt cảm biến ra-đa thương



Hình 1.3: Cảm biến ra-đa ARS300.

mại sử dụng anten mảng phản xạ dạng gập và lưới phân cực. Anten này có khả năng điều hướng búp sóng nhờ cấu trúc quay cơ khí. Nhược điểm của anten này là hệ thống cơ khí dễ hư hỏng sau một thời gian sử dụng. Do đó, anten điều hướng búp sóng điều khiển bằng phương pháp số sẽ là một xu hướng tất yếu của các thiết bị này.

1.1.2 Các loại anten điều hướng búp sóng

a) Anten mång pha

Anten mảng pha là một loại hệ thống anten gồm nhiều phần tử anten. Mỗi phần tử trong mảng được cấp một tín hiệu riêng với pha và biên độ tín hiệu có thể điều khiển được. Điều đó cho phép hệ thống anten này có thể điều hướng búp sóng mà không cần quay anten về mặt vật lý [17]. Anten mảng pha được giới thiệu lần đầu tiên vào năm 1909 bởi nhà vật lý người Đức Braun. Tại thời điểm đó, anten mảng pha thường bao gồm các anten chấn tử rất cồng kềnh và pha được điều khiển bằng phương pháp tương tự. Đến những năm 1950, nhờ các linh kiện như đi-ốt, ferit mà bộ dịch pha trở nên gọn hơn và anten có kích thước nhỏ hơn [18]. Hiện nay, anten mảng pha thường là



Hình 1.4: Sơ đồ nguyên lý của anten mảng pha.

mạch vi dải nhiều lớp và búp sóng của chúng được điều khiển bằng phương pháp số. Sơ đồ nguyên lý cơ bản của anten này được trình bày trong Hình 1.4. Hình này cho thấy để tạo được một búp sóng ở một hướng bất kỳ, các tín hiệu của từng phần tử anten được thay đổi pha và biên độ ở băng gốc. Cụ thể, các tín hiệu x cho từng phần tử anten sẽ được nhân với ma trận trọng số w để tạo ra tín hiệu số đã điều chỉnh pha phù hợp cho từng phần tử anten. Các tín hiệu này sẽ được đưa đến bộ biến đổi DAC (DAC: Digital to Analog Converter) để biến đổi chúng thành các tín hiệu tương tự. Các tín hiệu tương tự này sau đó được trộn với bộ dao động ngoại sai để đưa lên dải tần số cao.



Hình 1.5: Cấu trúc của một anten mảng pha.

Sau đó, chúng được khuếch đại, đưa đến bộ tách kênh tuyến thu/phát, bộ lọc và cấp đến từng phần tử anten. Mỗi tín hiệu này mang một giá trị pha và biên độ khác nhau, các tín hiệu này kết hợp với nhau tạo ra các búp sóng ở các hướng khác nhau. Ở hướng thu, tín hiệu cao tần từ anten qua bộ lọc, bộ tách/ghép kênh, bộ khuếch đại tín hiệu thấp LNA và được trộn tần để đưa về dải tần số thấp. Sau đó, tín hiệu này được biến đổi thành dữ liệu số và được biến đổi ngược ở bộ tạo búp sóng để tạo ra tín hiệu băng gốc.

Ưu điểm của anten này là: cấu trúc phẳng, khả năng điều chỉnh búp sóng linh hoạt, kích thước ít cồng kềnh, trọng lượng nhẹ hơn anten gương và thấu

Tài liệu	[19]	[20]	[21]	[22]	[23]
Tần số (GHz)	10,6-12,5	14-14,5	80-100	54-63	28,5-30,5
Số phần tử	256	1024	256	128	256
Công nghệ	BiCMOS	BiCMOS	BiCMOS	BiCMOS	BiCMOS
Kích thước anten	22.2 x 9.7	KCB	KCB	2,57 x 3,89	KCB
(cm x cm)					
Góc quét	$\pm 70^{o}$	$\pm 75^{o}$	$\pm 30^{o}$	$\pm 55^{o}$	$\pm 60^{o}$
Băng thông 3-dB	17 7	3,5 (1-dB)	KCB	15,3	6,7
(%)	11,1				
Phân cực	LN; CP; dual LN	LN	LN	LN	CP
Mức búp sóng phụ (dB)	-13	KCB	KCB	KCB	-13

Bảng 1.1: Tính năng của các anten mảng pha gần đây.

Chú thích: EIRP: Tổng công suất phát xạ đẳng hướng tương đương; LN (Linear): tuyến tính; dual LN (Dual Linear Polarization): phân cực tuyến tính đôi; CP (Circular Polarization): Phân cực tròn; KCB: không công bố.

kính truyền thống. Ngoài ra, nhờ sự phát triển của công nghệ vi mạch, công nghệ mạch in và kỹ thuật xử lý tín hiệu, các anten mảng pha cùng với vi mạch điều hướng búp sóng được nghiên cứu rộng rãi và ứng dụng rất nhiều trong nhiều hệ thống vô tuyến [24]. Hiện nay, các vi mạch này đã được thương mại hóa nên việc thiết kế loại anten này trở nên dễ dàng hơn. Hình 1.5 [25] là một ví dụ về anten mảng pha sử dụng vi mạch có sẵn của Đại học California [25]. Anten này được nghiên cứu để ứng dụng cho mạng 5G, bao gồm các vi mạch xử lý tín hiệu cao tần và anten được tích hợp trên cùng một bảng mạch in (PCB: Printed Circuit Board) 4 lớp.

Bảng 1.1 trình bày các nghiên cứu mới nhất về anten mảng pha. Bảng này cho thấy: các anten mảng pha thường được khắc trên một mạch in nhiều lớp [19–21] hoặc tích hợp cùng với bộ thu phát trên một khối vi mạch [12,24]. Các vi mạch này đa số sử dụng công nghệ bán dẫn kim loại ô-xít bù (CMOS: Complementary Metal-Oxide-Semiconductor), BiCMOS và HPT [21,26]. Mỗi vi mạch này có thể tích hợp đến 16 phần tử phát/8 phần tử thu [21]. Các anten kết hợp với các vi mạch này có khả năng điều hướng búp sóng đến $\pm 70^{\circ}$ theo hướng ngang và $\pm 25^{\circ}$ theo hướng dọc [25].

* Nhược điểm của anten mảng pha

Nhược điểm của anten mảng pha là chi phí cao. Hình 1.6 [12] là cấu trúc của một phần tử thu phát trong một vi mạch điều hướng búp sóng đã được thương mại hóa. Từ hình này, ta có thể thấy rằng khối phát của mỗi phần tử gồm: bộ biến đổi số sang tương tự, bộ dịch pha và bộ khuếch đại công suất. Khối thu của mỗi phần tử gồm có: bộ LNA, bộ khuếch đại, bộ trộn và bộ biến đổi tương tự sang số. Vì thế, các vi mạch này tương đối phức tạp và dẫn đến chi phí cao. Bên cạnh đó, sự suy hao trong mạng cấp nguồn cao khi số lượng phần tử lớn cũng là một nhược điểm của chúng. Khi tiến đến sử dụng



Hình 1.6: Cấu trúc của khối thu-phát của một vi mạch thương mại.

các băng tần số Ka, V, W và terahezt, số lượng phần tử trong mảng sẽ tăng lên rất nhanh khi các hệ thống sử dụng kỹ thuật MIMO, NOMA và bề mặt phản xạ thông minh [1,27]. Khi đó, việc thiết kế hệ thống sẽ gặp nhiều khó khăn do suy hao lớn trong mạng phân phối và chi phí sẽ tăng lên rất nhiều.

Một nhược điểm khác của anten mảng pha là búp sóng phụ cao, đặc biệt là ở các góc lớn hơn 30° [28]. Nhiều giải pháp cũng đã được đề xuất để giảm búp sóng phụ như: sử dụng phân bố Taylor, Chebyshev [29,30] hay sử dụng thuật toán tối ưu [31–33]. Hiện nay mức búp sóng phụ của anten này khoảng -13 dB đối với mảng 16 x 16 phần tử [19,23].

b) Anten mảng phản xạ tái cấu hình

Anten mảng phản xạ là sự kết hợp giữa anten gương và anten mảng pha. Nó có trọng lượng nhẹ, phẳng và chi phí thấp và được xem là một trong những anten tiềm năng cho các mạng di động 5G, 6G, ra-đa và hệ thống thông tin vệ tinh. Sự bùng nổ nghiên cứu anten mảng phản xạ đã xuất hiện trong mười năm gần đây khi mà thông tin vệ tinh có xu hướng trở thành một phần không thể thiếu trong thế giới hiện đại. Ngoài ra, anten này còn có khả năng tái cấu hình, cung cấp được tính năng điều hướng búp sóng. Hình 1.7 trình bày hệ thống thông tin sử dụng anten mảng phản xạ tái cấu hình. So với anten hệ thống thông tin sử dụng anten mảng phản xạ tái cấu hình. So với anten hệ thống thông tin sử dụng anten mảng phả, hệ thống này đơn giản hơn rất nhiều khi chỉ sử dụng một tuyến thu/phát mà vẫn có thể điều hướng búp sóng. Khi đó, ở tuyến phát, tín hiệu băng gốc sẽ được biến đổi DAC, trộn với tín hiệu dao động LO và sau đó được khuếch đại và đưa đến anten loa thông qua bộ tách ghép kênh và bộ lọc. Ngược lại, ở tuyến thu, tín hiệu cao tần được tách kênh, khếch đại (LNA), trộn và biến đổi ADC để đưa về


Hình 1.7: Sơ đồ hệ thống thông tin khi sử dụng anten mảng phản xạ tái cấu hình.

tín hiệu băng gốc. Tham số điều khiển hướng búp sóng không được tích hợp vào tín hiệu băng gốc để đưa lên từng phần tử anten như anten mảng pha mà được tách ra và đưa đến bảng mạch điều khiển (qua cáp điều khiển) của anten này để điều khiển các pha của từng phần tử trong mảng. Lý thuyết về anten này sẽ được đề cập ở Mục 1.2.

c) Anten thấu kính phẳng tái cấu hình

Anten thấu kính phẳng lần đầu tiên được công bố ở tài liệu [34], là sự kết hợp giữa anten thấu kính và anten mảng pha. Nguyên lý hoạt động của anten này tương tự như anten thấu kính. Tuy nhiên, hiện nay, anten này thường có cấu trúc kiểu anten vi dải nhiều lớp, với các chức năng: thu, dịch pha và phát. Sóng điện từ khi đi qua thấu kính này sẽ được điều khiển về pha chứ không phải điều khiển về hướng như trong thấu kính cổ điển.

Anten này có cấu trúc đơn giản hơn anten mảng pha và trọng lượng nhẹ hơn anten thấu kính cổ điển, đồng thời còn có chi phí thấp hơn cả hai loại anten kia. Do đó, nó được tập trung nghiên cứu và ứng dụng trong các lĩnh vực dân sự và quân sự, đặc biệt là trong các hệ thống ra-đa và hệ thống thông tin liên lạc vệ tinh, các trạm phát sóng viba, mạng 5G và 6G [35–37].

Tài liệu	[41]**	[42]	[43]	[47]	
Tần số (GHz)	11,5	5,6	5	29	
Kích thước phần tử	14/4	25/6	30/7	5.1/4	
(mm)/ Số lớp	14/4	20/0	50/1	0,1/4	
Phần tử tích cực	Đị ốt PIN	Đi-ốt biến dung,	Đị ốt PIN	Đi-ốt PIN	
i năn tu tich cục	DI-00 I IIN	đi-ốt PIN	DI-00 I IIN		
Số phần tử trong mảng	12 x 12	16 x 16	6 x 6	20 x 20	
Kích thước mảng	16.8 x 16.8	40 x 40	18 y 18	10,2 x 10,2	
(cm x cm)	10,0 x 10,0	40 x 40	10 X 10		
Tăng ích cực đại (dBi)	21**	23,7	15	20,8	
Góc quét	$\pm 40^{o}$	$\pm 60^{o}$	$\pm 50^{o}$	$\pm 60^{o}$	
BW mång (3-dB) (%)	-	15,7	-	14,6	
Phân cực	Tuyến tính	Tuyến tính	Tuyến tính	Tuyến tính	
SLL	-	-20	-	-15	
Công suất tiêu thụ (W)	-	-	-	20	

Bảng 1.2: So sánh tính năng của các anten thấu kính phẳng gần đây.

Điều kiện tính băng thông: $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ đối với 1 bit điều khiển. LN: tuyến tính; **: Nghiên cứu của Việt Nam; SLL (Sidelobe Level): mức búp sóng phụ; BW (Band Width): Băng thông.

Ngoài ra, các phần tử anten này cũng có thể được tái cấu hình để điều hướng búp sóng nhờ các phần tử tích cực như đi-ốt PIN [38–41], đi-ốt biến dung [42,43] và chuyển mạch MEMs (MEMs: Micro-Electromechanical Systems) [44]. Việc tái cấu hình từng phần tử được thực hiện ở lớp dịch pha bằng cách ghép các linh kiện này vào cấu trúc phần tử anten để điều chỉnh tần số cộng hưởng hoặc sử dụng các bộ dịch pha có điều khiển thông qua phần tử tích cực. Lớp dịch pha này thường đặt ở giữa lớp thu và lớp phát. Khi điều khiển các phần tử tích cực bằng nguồn một chiều, pha của từng phần tử sẽ bị thay đổi. Khi có thể điều khiển pha của từng phần tử nột cách độc lập như vậy, ta có thể tạo ra các hướng bức xạ khác nhau tương tự như anten mảng pha [45]. Trong các linh kiện và vật liệu tích cực thì đi-ốt PIN và đi-ốt biến dung được ưa chuộng hơn đặc biệt ở tần số dưới 40 GHz. Bảng 1.2



Hình 1.8: Cấu trúc của một phần tử anten thấu kính phẳng tái cấu hình.

trình bày các nghiên cứu mới nhất của anten thấu kính phẳng tái cấu hình. Bảng này cho thấy: các anten thấu kính phẳng tái cấu hình có cấu trúc khá phức tạp với số lớp mạch in từ 4 đến 7 lớp. Phần tử tích cực sử dụng rộng rãi trong các nghiên cứu gần đây là đi-ốt PIN và đi-ôt biến dung. Tăng ích của anten cũng đạt được khá tốt, nhờ đó, hiệu suất mặt mở của chúng đạt đến 33% [42]. Các anten kiểu này có khả năng điều hướng búp sóng đến $\pm 60^{\circ}$ [42], băng thông 3-dB đạt đến 15,7% [46].

* Nhược điểm của anten thấu kính phẳng tái cấu hình

Anten thấu kính phẳng tái cấu hình thường có cấu trúc phức tạp hơn so với anten mảng phản xạ tái cấu hình vì chúng có cả cấu trúc thu và phát. Hình 1.8 [42] trình bày một ví dụ điển hình về cấu trúc của một phần tử anten thấu kính phẳng tái cấu hình. Hình này cho thấy phần tử của loại anten này có cấu trúc khá phức tạp với 6 lớp, cụ thể: Hai lớp ở hai đầu là một lớp thu và một lớp phát, bốn lớp ở giữa có nhiệm vụ dịch pha và cấp nguồn. Vì vậy, phần tử anten này có hệ số suy hao lớn hơn so với anten mảng phản xạ tái cấu hình [46,48]. Tuy nhiên, anten này không bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng che khuất của anten cấp nguồn nên mức búp sóng phụ sẽ tốt hơn so với anten mảng phản xạ tái cấu hình. Bên cạnh đó, giống như anten mảng phản xạ, anten kiểu này kém linh động hơn so với anten mảng pha do không tận dụng được lợi thế về công nghệ xử lý số và công nghệ vi mạch.

d) Anten holographic

Holographic đã được áp dụng trong lĩnh vực quang học với các ứng dụng khác nhau, từ phép đo giao thoa đến kính hiển vi và lưu trữ dữ liệu [49,50]. Holographic là một kỹ thuật tổng hợp năng lượng điện từ bức xạ từ một vật thể và sóng tham chiếu. Nguyên lý này được nghiên cứu về lý thuyết trong



Hình 1.9: Cấu trúc của một anten holographic.

nhiều năm qua [51-53] và đang được áp dụng để thiết kế anten sử dụng vật liệu metamaterial với nhiều kết quả tốt [52-56].

Một ưu điểm lớn của anten này là khả năng tạo ra nhiều búp sóng mà cấu trúc cấp nguồn đơn giản hơn anten mảng phản xạ tái cấu hình, anten thấu kính phẳng tái cấu hình và mảng pha. Các cấu trúc cấp nguồn cho các anten này thường là: anten chấn tử, anten khe đặt ở giữa; cấp nguồn kiểu ống dẫn sóng tích hợp đặt ở bên cạnh [57]; anten loa đặt ở trên mảng [58]. Hình 1.9 [57] là một ví dụ của anten holographic. Anten này hoạt động ở tần số 94 GHz, có khả năng tạo ra 3 búp sóng kiểu chuyển mạch khi thay đổi nguồn cấp ở ba cổng 1, 2 và 3, mỗi búp sóng lệch nhau một góc $\pm 45^{\circ}$.

Gần đây, khi lĩnh vực vô tuyến tiến đến khai thác các dải tần số cao như Ku, Ka, V, W và terahezt, anten này mới được tập trung nghiên cứu với định hướng thay thế anten mảng phản xạ tái cấu hình, anten thấu kính phẳng

Tài liệu	[57]	[58]*	[59]	
Tần số (GHz)	94	13	25	
Số lớp	3	1	2	
Số điểm ảnh	~ 529	2025	1000	
Kích thước mảng	$5 \ge 5$	18 x 18	10 x 10	
$(\mathrm{cm} \mathrm{~x} \mathrm{~cm})$	$(16,1\lambda \ge 16,1\lambda)$	$(7,8\lambda \ge 7,8\lambda)$	$(8,3\lambda \ge 8,3\lambda)$	
Tăng ích cực đại (dBi)	28,4	19,43	10	
Độ dày vật liệu (mm)	Si, $GaAs/0,525$	RO4003/0,79	1,524	
Băng thông mảng	-	19,23% (1-dB)	-	
Kiểu cấp nguồn	SIW	Anten loa	Anten khe	
SLL	-	-17,5	-	
Số búp sóng/ Góc lệch búp lớn nhất	$3/\pm 45^{o}$	$3/\pm 45^{o}$	$3/\pm 30^{o}$	

Bảng 1.3: So sánh tính năng của các anten holographic gần đây.

*: Anten lai giữa anten mảng phản xạ và anten holographic; SLL: mức búp sóng phụ. SIW (Substrat Integrated Waveguide): ống dẫn sóng kiểu vi dải.

tái cấu hình và anten mảng pha. Hiện nay, anten này chưa có khả năng điều hướng búp sóng mà chỉ tạo ra các búp sóng rời rạc [57–59]. Tuy nhiên, theo nhiều nghiên cứu, anten này hứa hẹn tạo ra nhiều bước đột phá trong thời gian tới [60] khi kết hợp với phương pháp cấp nguồn ống dẫn sóng vi dải [54] và các phần tử tích cực khác để tái cấu hình anten này.

Bảng 1.3 trình bày các kết quả nghiên cứu mới nhất của anten holographic. Bảng này cho thấy: với các cấu trúc đơn giản, anten này đã tạo được nhiều búp sóng, tăng ích của các anten này cũng đáng ghi nhận khi cùng lúc phát ba búp sóng với tăng ích từ 10 dBi [59], 19,43 dBi [58] và 28,4 dBi [57]. Băng thông của kiểu anten này chưa được đánh giá ở nhiều nghiên cứu nhưng nghiên cứu [58] cho thấy băng thông của chúng có thể đạt đến 19,23%.

* Nhược điểm của anten anten holographic

Mặc dù anten này có rất nhiều ưu điểm nhưng cho đến nay, nó chưa có khả năng điều hướng búp sóng. Đây là một yêu cầu bắt buộc của các hệ thống thông tin vô tuyến hiện nay.

e) Đánh giá các loại anten điều hướng búp sóng

Qua khảo sát bốn loại anten có khả năng điều hướng búp sóng, ta nhận thấy: Anten mảng pha được nghiên cứu nhiều nhất và có tính năng tốt nhất như khả năng quét 2D với góc quét rộng cả hai chiều đến $\pm 75^{o}$ [21], băng thông 3-dB tốt nhất đạt khoảng 17% [20]. Nó cũng là anten duy nhất điều khiển bằng phương pháp số. Ngoài ra, anten này được sự hỗ trợ của công nghệ vi mạch nên nó vẫn có tiềm năng phát triển trong tương lai. Tuy nhiên, vì anten này có số lượng lớn các bộ ADC/DAC và các khối xử lý tín hiệu cao tần nên có đô phức tap cao và do đó chi phí cao (Xem Bảng 1.4).

Logianton	Phương pháp	Dô phức tạp	Chi phí	Hướng quét/	
Loại anten	điều khiển	Dộ phúc tập		Pham vị điều hướng	
Anten	Số	Cao	Cao	2D/	
mång pha	50	Cao	Cao	$\pm 60^{o}$	
Anten	Turch a tur	Trung bình	Trung hình	2D/	
thấu kính phẳng	Tuong tụ			$\pm 60^{o}$	
Anten mång	Tương tự	Thấp	Trung bình	2D/	
phản xạ tái cấu hình	1 uong tụ	rnap		$\pm 60^{o}$	
Anten	Tương tự	Thấp	Thấp	1D/	
holographic		rnap	Inap	$30^{o},60^{o},90^{o}$	

Bảng 1.4: So sánh các anten điều hướng búp sóng.

Anten thấu kính phẳng tái cấu hình và anten mảng phản xạ tái cấu hình có thể khắc phục được các nhược điểm này của anten mảng pha bằng cách sử dụng phần tử anten thụ động và phương pháp cấp nguồn qua không khí nhờ anten loa thay vi cấp nguồn qua mạch in vi dải. Về tính năng, hai anten này có tính năng gần tương đương nhau với khả năng điều hướng búp sóng hai chiều đến $\pm 60^{\circ}$, băng thông 3-dB thông thường khoảng 10% đến 20%, phương pháp điều khiển kiểu tương tự và chi phí hợp lý. So với anten mảng phản xạ tái cấu hình, anten thấu kính phẳng tái cấu hình có cấu trúc phức tạp hơn nên suy hao và chi phí sẽ cao hơn, tuy nhiên, anten này không bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng che khuất do anten đặt ở phía sau mặt mở nên hiệu suất mặt mở cao hơn và búp sóng phụ sẽ thấp hơn. Một nhược điểm cố hữu của hai anten này là kích thước ba chiều cồng kềnh hơn so với anten mảng pha vì chúng bao gồm cả anten loa.

Anten holographic có cấu trúc đơn giản hơn anten mảng phản xạ tái cấu hình và anten thấu kính phẳng tái cấu hình khi có thể dùng nguồn cấp dạng vi dải. Tuy nhiên, các kết quả mới nhất của các anten này cho thấy chúng chưa đáp ứng được yêu cầu mới của các hệ thống vô tuyến khi chỉ mới điều chỉnh hướng búp sóng một cách rời rạc $(30^{\circ}, 60^{\circ} \text{ và } 90^{\circ})$ theo một hướng.

Trên cơ sở đánh giá như vậy, NCS chọn anten mảng phản xạ tái cấu hình làm hướng nghiên cứu chính cho luận án bởi vì anten này có tiềm năng phát triển trong thời gian tới khi các dịch vụ thông tin vệ tinh băng rộng ngày càng trở nên phổ biến. Điều đó sẽ thúc đẩy sự phát triển các anten trạm thu phát thông tin vệ tinh cỡ lớn với tính năng điều hướng búp sóng. Hơn thế nữa, gần đây, bề mặt phản xạ thông minh được đề xuất ứng dụng cho mạng 6G nên việc nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình trở nên có ý nghĩa hơn vì bề mặt này có nguyên lý tương đồng với anten mảng phản xạ tái cấu hình.

1.2 Tổng quan về anten mảng phản xạ tái cấu hình

Anten mảng phản xạ tái cấu hình là biến thể của anten mảng phản xạ. Lý thuyết về anten mảng phản xạ được trình bày trong Phụ lục A.

1.2.1 Nguyên lý tái cấu hình anten mảng phản xạ

Nguyên lý hoạt động của anten mảng phản xạ tương tự như anten mảng pha nên pha chính là tham số cần được điều khiển để điều hướng búp sóng. Do vậy, tái cấu hình anten mảng phản xạ là thay đổi cấu trúc cộng hưởng của từng phần tử trong mảng nhằm thay đổi pha phản xạ của chúng. Pha của phần tử trong mảng phản xạ là cố định, còn pha của phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình có thể thay đổi thông qua điều khiển bằng nguồn một chiều. Pha của các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình có thể thay đổi một cách liên tục hoặc rời rạc tùy thuộc vào phương pháp thiết kế phần tử. Nếu đi-ốt biến dung được sử dụng để tái cấu hình phần tử thì phần tử có thể thay đổi pha một cách liên tục còn nếu phần tử sử dụng các linh kiện



Hình 1.10: Trạng thái pha của các phần tử trong mảng theo hướng búp sóng.

khác như đi-ốt PIN, chuyển mạch MEMs... thì phần tử có các trạng thái pha rời rạc. Hình 1.10 [61] là một ví dụ trạng thái pha của các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình tương ứng với ba hướng búp sóng chính ($\varphi_b = 0^o$, $\theta_b = 0^o$), ($\varphi_b = 0^o$, $\theta_b = 15^o$) và ($\varphi_b = 0^o$, $\theta_b = 30^o$). Trong nghiên cứu này, phần tử có bốn trạng thái pha rời rạc và được điều khiển bởi 2 bit tương ứng với bốn màu.

1.2.2 Phương pháp tái cấu hình phần tử mảng phản xạ

Để tái cấu hình anten mảng phản xạ, người ta thường ghép các linh kiện bán dẫn tích cực (đi-ốt PIN, đi-ốt biến dung, chuyển mạch MEMs và tinh thể lỏng) vào cấu trúc cộng hưởng của phần tử để điều khiển pha của các phần tử trong mảng. Các phần tử này được điều khiển để đóng mở (đi-ốt PIN, chuyển mạch MEMs) hoặc thay đổi tham số (đi-ốt biến dung), thay đổi đặc tính (tinh thể lỏng) nhờ nguồn một chiều và các mạch điều khiển. Việc điều khiển này sẽ thay đổi đặc tính cộng hưởng của phần tử, làm thay đổi pha của sóng phản xạ và tạo ra các trạng thái pha khác nhau. Số bit điều khiển tương ứng với số trạng thái pha của phần tử. Giả sử k là số bit điều khiển thì số trạng thái pha của các phần tử là 2^k . Khi đó, pha của các phần tử được lượng tử hóa về các giá trị pha rời rạc như công thức 1.1.

$$\phi_{rr}\left(x_{i}, y_{i}\right) = \frac{2\pi}{2^{k}}, \frac{2\pi}{2^{k}} - \frac{2\pi}{2^{k+1}} < \phi\left(x_{i}, y_{i}\right) \leqslant \frac{2\pi}{2^{k}} + \frac{2\pi}{2^{k+1}}$$
(1.1)

Trong đó, $\phi(x_i, y_i)$ là pha của phần tử, được xác định bằng công thức A5, Phụ lục A. Ví dụ với k = 2, pha của phần tử mảng phản xạ có 4 trạng thái: 90°, 180°, 270°, 360°. Tất cả các pha của phần tử đều được làm tròn về các giá trị pha này theo công thức 1.2:

$$\phi_{rr}(x_i, y_i) = \begin{cases} 360^\circ, -45^\circ < \phi(x_i, y_i) \leqslant 45^\circ \\ 90^\circ, 45^\circ < \phi(x_i, y_i) \leqslant 135^\circ \\ 180^\circ, 135^\circ < \phi(x_i, y_i) \leqslant 225^\circ \\ 270^\circ, 225^\circ < \phi(x_i, y_i) \leqslant 215^\circ \end{cases}$$
(1.2)

Do pha của các phần tử được làm tròn về các giá trị chuẩn hóa nên giá trị pha rời rạc của các phần tử luôn mang sai số pha $\Delta \phi_{rr}$ theo công thức 1.3 [62].

$$\Delta\phi_{rr}(x_i, y_i) = \phi(x_i, y_i) - \phi_{rr}(x_i, y_i)$$
(1.3)

Sai số pha này sẽ gây ra giảm tăng ích, tăng mức búp sóng phụ và các ảnh hưởng khác [62]. Khi số bit điều khiển k tăng lên thì sai số pha này sẽ giảm và tiệm cận với anten mảng phản xạ truyền thống (không bị tái cấu hình). Cụ thể, so với anten mảng phản xạ truyền thống, sai pha này làm suy giảm tăng ích của anten mảng phản xạ tái cấu hình khoảng từ 2 dB đến gần 4 dB (đối với mảng sử dụng 1 bit điều khiển) và khoảng từ 0,5 dB đến hơn 1 dB (đối với mảng sử dụng 2 bit điều khiển) [62,63]. Từ đó, hiệu suất anten mảng phản xạ tái cấu hình giảm khoảng 25% (1 bit) và khoảng 10% (2 bit) so với anten mảng phản xạ truyền thống. Sai pha làm búp sóng phụ tăng, khoảng

-15 dB đối với kích thước mảng (10 x 10). Ở các mảng lớn ví dụ như (40 x 40), búp sóng phụ khoảng -21 dB [62] nhờ số lượng phần tử lớn. Tuy nhiên, khi số bit điều khiển tăng lên, cấu trúc mạch điều khiển và các cấu trúc để điều khiển phần tử tích cực sẽ phức tạp hơn, gây ra suy hao hoặc giảm băng thông của phần tử. Từ đó, nó làm giảm băng thông và tăng ích cũng như tăng mức búp sóng phụ của anten mảng phản xạ tái cấu hình. Do đó, khi thiết kế mảng phản xạ, người ta thường chọn lựa số bit điều khiển phù hợp nhằm đạt được sự cân bằng về số trạng thái pha của phần tử và sự phức tạp của cấu trúc. Cho đến nay, hầu hết các nghiên cứu thường tập trung nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình sử dụng một hoặc hai bit điều khiển, tức là phần tử có hai hoặc bốn trạng thái pha [39, 64–66].

1.2.3 Băng thông của phần tử và anten mảng phản xạ tái cấu hình

Băng thông của phần tử và băng thông của anten mảng phản xạ tái cấu hình là hai khái niệm khác nhau, dựa vào các tiêu chuẩn khác nhau.

a) Băng thông của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình

Mỗi một phần tử phản xạ có hai tham số quan trọng, đó là: pha phản xạ và hệ số phản xạ. Pha của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình thay đổi theo tín hiệu điều khiển như đã trình bày ở Mục 1.2.2. Số trạng thái pha này phụ thuộc vào số bit điều khiển. Các nghiên cứu hiện nay chỉ sử dụng 1 bit hoặc 2 bit, tương ứng với hai trạng thái pha (0° và 180°) hoặc bốn trạng thái pha (90°, 180° , 270° và 360°). Trong thực tế, các đặc tuyến pha rời rạc này có tính phi tuyến theo tần số, tạo ra hiện tượng sai pha tại một số dải tần số nhất định. Ví dụ, phần tử có hai trạng thái pha thì độ lệch pha giữa hai trạng thái theo lý thuyết là 180° . Nếu tại một điểm tần số nào đó, độ lệch pha khác 180° sẽ gây ra sai số pha, làm giảm tăng ích và tăng mức búp sóng phụ của anten mảng sử dụng phần tử này tại tần số đó [62]. Do vậy, cần đặt giới hạn cho sai số này để đánh giá, so sánh các phần tử với nhau và đó cũng là tiêu chuẩn để đánh giá tính khả thi khi sử dụng của phần tử để chế tạo anten mảng phản xạ tái cấu hình.

Băng thông của các anten thường được đánh giá theo trở kháng đầu vào, tỷ lệ trục (phân cực tròn) hoặc tăng ích [67]. Tuy nhiên, đối với phần tử anten mảng phản xạ, do nguyên lý hoạt động tương tự như anten mảng pha, nên băng thông phần tử thường đánh giá qua pha của phần tử, cụ thể là độ nhạy pha và dải pha như đã trình bày ở Mục B.1, Phụ Lục B.

Đối với phần tử mảng phản xạ tái cấu hình, băng thông của chúng được đánh giá thông qua độ lệch pha giữa các trạng thái pha của phần tử. Cụ thể, tiêu chuẩn để đánh giá băng thông của phần tử là sai số độ lệch pha giữa các trạng thái pha: thường là $\pm 20^{o}$ đối với phần tử có hai trạng thái pha và $\pm 10^{o}$ đối với phần tử có bốn trạng thái pha [48,66,68–70]. Việc mở rộng băng thông của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình chính là mở rộng dải tần số nằm trong dải sai số độ lệch pha đó. Ngoài việc xét đến sai số độ lệch pha, hệ số phản xạ cũng cần được quan tâm và hệ số này thường phải lớn hơn -2 dB để đảm bảo hơn 60% năng lượng điện từ trường bức xạ. Nếu các phần tử có hệ số phản xạ thấp, anten mảng sử dụng phần tử này sẽ có hiệu suất mặt mở thấp do ảnh hưởng của sai pha gây nên.

b) Băng thông của anten mảng phản xạ tái cấu hình

Khác với phần tử mảng phản xạ tái cấu hình, anten mảng phản xạ tái cấu hình là anten mặt mở nên tăng ích là tham số quan trọng nhất. Do đó, băng thông của anten này thường được đánh giá theo tăng ích. Tham số này đánh giá khả năng giữ được hệ số tăng ích của một anten trong một khoảng tần số nào đó và nó thường được tính theo đơn vị phần trăm theo công thức 1.4. Băng thông theo tăng ích thường được sử dụng để đánh giá chúng là băng thông 3-dB hoặc 1-dB (tăng ích của anten chỉ được lệch trong phạm vi 3 dB hoặc 1 dB trong phạm vi tần số của băng thông).

$$BW = \frac{f_U - f_L}{f_C} \times 100 = 2\frac{f_U - f_L}{f_U + f_L} \times 100 \quad [\%]$$
(1.4)

Trong đó, f_C là tần số trung tâm, f_U là điểm tần số cận trên còn f_L là tần số điểm cận dưới mà anten này thỏa mãn điều kiện độ lệch tăng ích trong phạm vi xác định.

1.2.4 Phần tử tích cực sử dụng để tái cấu hình phần tử của anten mảng phản xạ

Đi-ốt biến dung, đi-ốt PIN, chuyển mạch MEMs, graphene và tinh thể lỏng thường được sử dụng để tái cấu hình phần tử mảng phản xạ. Trong số các linh kiện này, chuyển mạch MEMs, đi-ốt biến dung và đi-ốt PIN được sử dụng thường xuyên hơn. Chuyển mạch MEMs có một số ưu điểm như: kích thước nhỏ, suy hao thấp và công suất điều khiển thấp [71,72]. Tuy nhiên, công nghệ chế tạo chúng không phổ biến và chi phí cao nên ít được quan tâm hơn các linh kiện khác. Đi-ốt biến dung có ưu điểm là tạo ra các pha phản xạ mịn hơn nhưng chi phí mạch điều khiển rất cao [73,74]. Cụ thể, mỗi phần tử trong mảng cần một mạch điều khiển gồm có một vi mạch DAC (DAC: Digital to Analog Converter) và các linh kiện phụ trợ. Do đó, số lượng vi mạch DAC cần sử dụng để điều khiển mảng là rất lớn, làm cho mạch điều khiển phức tạp và giá thành cao. Vấn đề này sẽ càng phức tạp hơn đối với các mảng có hàng trăm hoặc hàng nghìn phần tử cho các ứng dụng như 5G [75], 6G [1,10] và thông tin vệ tinh [76–78]. Hiện nay, đi-ốt PIN được sử dụng nhiều nhất do chúng có chi phí chế tạo thấp, nhiều chủng loại và sẵn có trên thị trường [38,48,64,70,79,80]. Mạch điều khiển của đi-ốt PIN cũng đơn giản và vì thế nó có chi phí thấp hơn rất nhiều so với mạch điều khiển cho đi-ốt biến dung, đặc biệt là đối với các mảng lớn hàng nghìn phần tử. Hầu hết các mảng phản xạ tái cấu hình hiện nay đều sử dụng đi-ốt PIN và phương pháp điều khiển 1 bit [39,40,64] hoặc 2 bit [66,69] để dịch pha phản xạ. Trong đó, cấu trúc phần tử 1 bit được chú ý nhiều hơn do chúng dễ thiết kế (cấu trúc đơn giản) [34] mặc dù tăng ích, mức búp sóng phụ của chúng kém hơn so với cấu trúc 2 bit [62]. Tuy nhiên, các kết quả nghiên cứu đều cho thấy các tính năng của chúng có thể chấp nhận được.

Kiểu	phần tử	Sự ổn định công nghệ	Phương pháp điều khiển phần tử tích cực	Phức tạp /Chi phí	Công suất điều khiển	Thời gian Chuyển Trạng thái	Độ tuyến tính
Linh	Đi-ốt PIN	Tốt	Số	Thấp/ Thấp	Cao	Nhanh	Trung bình
rời rạc	Đi-ốt biến dung	Di-ốt biến Tốt Tương tự dung		Cao/ Cao	Cao	Trung bình	Kém
	MEMs	Trung bình	Số	Thấp/ Cao	Thấp	Trung bình	Tốt
Tinh	thể lỏng	Trung bình	Tương tự	Trung bình/ Cao	Trung bình	Chậm	Trung bình
Gra	aphen	Kém	Tương tự	Trung bình/ Cao	Thấp	Nhanh	Kém

Bảng 1.5: So sánh các linh kiện dùng để tái cấu hình phần tử.

Bảng 1.5 trình bày cụ thế về sự so sánh đặc điểm của các linh kiện dùng đế tái cấu hình phần tử. Từ bảng này ta thấy: xét về độ ổn định về công nghệ, đi-ốt PIN và đi-ốt biến dung có lợi thế hơn vì dễ chế tạo hơn và sẵn có trên thị trường. Về chi phí, đi-ốt PIN thể hiện sự vượt trội vì mạch điều khiển đơn giản so với mạch điều khiển cho đi-ốt biến dung. Graphen [81] được đánh giá là có khả năng chuyển trạng thái nhanh, công suất điều khiển thấp và có lợi thế trong các ứng dụng dải tần số terahezt nhưng số lượng nghiên cứu chưa nhiều và hầu hết các nghiên cứu chưa triển khai thực nghiệm. Chuyển mạch MEMs có nhiều ưu điểm như có độ tuyến tính tốt nhất, công suất điều khiển thấp nhưng tốc độ chuyển trạng thái chậm, chỉ phù hợp cho tần số thấp. Về phương pháp điều khiển, đi-ốt PIN và chuyển mạch MEM dùng phương pháp điều khiển số, còn các linh kiện khác dùng phương pháp tương tự, do đó, mạch điều khiển cho đi-ốt PIN và chuyển mạch MEMs sẽ đơn giản hơn. Tinh thể lỏng cũng được quan tâm nghiên cứu [82] nhưng số lượng công bố còn ít và chúng chưa thể hiện được ưu thế nào so với các linh kiện khác.

1.2.5 Tổng quan về các xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình trong và ngoài nước

a) Các nghiên cứu ngoài nước

Anten mảng phản xạ tái cấu hình với khả năng điều hướng búp sóng đã trở thành một ứng viên tiềm năng trong các hệ thống thông tin vô tuyến. Trong những năm gần đây, sự phát triển các dịch vụ băng rộng cho các hệ thống thông tin vệ tinh đã thúc đẩy sự phát triển của anten này. Tuy nhiên, tính năng của anten này còn nhiều hạn chế nên các nhà khoa học đã thực hiện nhiều nghiên cứu để cải thiện chúng với các xu hướng như sau:

- Nghiên cứu cải tiến băng thông;
- Nghiên cứu cải tiến tăng ích;

 Nghiên cứu cải tiến phân cực của anten mảng phản xạ tái cấu hình, bao gồm: đa phân cực, phân cực tròn và quay phân cực;

- Nghiên cứu các anten mảng phản xạ tái cấu hình đa băng tần;
- Nghiên cứu về các anten mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit.

* Xu hướng nghiên cứu mở rộng băng thông của anten MPXTCH

Trong các xu hướng này, nghiên cứu mở rộng băng thông của anten mảng phản xạ tái cấu hình được tập trung nghiên cứu nhiều nhất bởi vì anten này có đặc điểm là băng thông hẹp do ảnh hưởng của băng thông của phần tử và cấu trúc anten, cụ thể như sau:

- Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình có băng thông rất hẹp, khoảng nhỏ hơn 5% [83] khi chưa cải tiến vì nó kế thừa đặc tính này của anten vi dải. Hơn nữa, các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình có các cấu trúc phụ như: cấu trúc để lắp đặt linh kiện tích cực, cấu trúc cấp nguồn để điều khiển linh kiện tích cực, cấu trúc cấp nguồn để điều khiển linh kiện tích cực, cấu trúc cấu trúc cách ly tín hiệu DC và tín hiệu RF (RF: Radio Frequency). Các cấu trúc này thường làm thay đổi các đặc tính vốn có của anten vi dải, gây ra các hiện tượng như: mất phối hợp trở kháng giữa cấu trúc anten và các cấu trúc phụ, rò rỉ (leak) năng lượng điện từ trường và suy hao trong các cấu trúc nhiều lớp. Vì vậy, đặc tuyến pha và hệ số phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình thường phi tuyến, làm cho băng thông của các phần tử này bị giảm đáng kể so với phần tử mảng phản xạ.

- Do anten có cấu trúc cấp nguồn qua không khí nên khoảng cách từ tâm pha nguồn cấp đến các phần tử ở giữa và ngoài biên của mảng là khác nhau

và điều đó gây ra sai pha giữa các phần tử. Sai pha này càng nghiêm trọng khi dải tần số hoạt động càng rộng và kết quả là băng thông của mảng bị giới hạn (Hiệu ứng này đã được trình bày trong Mục A.1, Phụ lục A). Ngoài ra, việc cấp nguồn qua không khí còn tạo ra hiệu ứng góc nghiêng và hầu hết các phần tử trong mảng nhận được năng lượng điện từ trường với các góc tới khác 0°, đặc biệt là các phần tử ở khu vực ngoài biên của mảng. Khi đó, đáp ứng pha và đáp ứng biên độ của các phần tử đều bị thay đổi. Các hiệu ứng này sẽ ảnh hưởng tiêu cực đến băng thông của phần tử, làm giảm băng thông của toàn hệ thống anten. Các hiệu ứng này là bản chất của anten mảng phản xạ tái cấu hình nên rất khó cải thiện.

Do đó, để cải thiện băng thông của anten này người ta thường cải tiến băng thông của phần tử. Nếu phần tử có băng thông rộng ngay cả trong các trường hợp góc tới nghiêng thì anten mảng phản xạ tái cấu hình có thể đạt được băng thông rộng.

Từ những năm 2001, khi phần tử mảng phản xạ tái cấu hình mới bắt đầu được chú ý, các nghiên cứu đã cố gắng cải tiến băng thông của phần tử [84], tuy nhiên, băng thông của anten này chưa có sự cải thiện đáng kể. Trong những năm gần đây, do sự bùng nổ về dịch vụ băng rộng, các nhà khoa học đã tập trung cải tiến băng thông của anten này và đạt được nhiều kết quả rất tốt. Qua phân tích, đánh giá các công trình nghiên cứu cho thấy có hai giải pháp phổ biến để thiết kế một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng là sử dụng đường dây trễ pha và thay đổi tần số cộng hưởng.

Hầu hết các nghiên cứu trước năm 2017 đều sử dụng đường dây trễ pha để tái cấu hình và cải tiến băng thông của phần tử cũng như anten mảng phản xạ tái cấu hình. Cụ thể, nhóm nghiên cứu tại Đại học công nghệ Trung đông,

Thổ Nhĩ Kỳ đã sử dụng anten kiểu khe và đường dây trễ pha cùng chuyển mạch MEMs để thiết kế một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp. Tại thời điểm này, tiêu chuẩn đánh giá băng thông phần tử chưa được đề xuất nên băng thông của phần tử cũng như của anten không được đánh giá. Kết quả cho thấy anten 10 x 10 phần tử đạt được khả năng điều hướng búp sóng trong pham vi 40° tai tần số 26,5 GHz. Trong nghiên cứu này, tác giả cũng đề cập đến vấn đề cần phải quan tâm là sự phối hợp trở kháng giữa phần tử phát xạ và đường dây trễ pha [83]. Năm 2011, nhóm nghiên cứu của Phòng thí nghiệm Khoa học và Công nghệ NHK, Nhật bản cũng đã đề xuất một phần tử mảng phản xa tái cấu hình ba lớp với phần tử phát xa là anten vi dải hình chữ nhật. Giải pháp để tái cấu hình của nhóm này là sử dung một đi-ốt PIN MA4AGBLP912 và đường dây trễ pha. Ngoài hai lớp kim loại để phát xa và cấp nguồn cho đi-ốt PIN, nhóm này còn thiết kế thêm một lớp kim loại để phối hợp và cách ly tín hiệu RF và mạch điều khiển. Kết quả của phần tử cho thấy băng thông dịch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ đạt 450 MHz tại tần số trung tâm 60 GHz. Nghiên cứu này cũng đã cho thấy sư quan trong cần phải cách ly giữa tín hiệu RF và mạch DC. Từ kết quả phần tử, nhóm nghiên cứu này đã thiết kế anten với 160 x 160 phần tử, hoạt đông tại tần số 60 GHz. Anten này đạt được tăng ích là 42 dBi (tương đượng hiệu suất mặt mở khoảng 9.5%) và khả năng điều hướng búp sóng trong pham vi $\pm 25^{\circ}$. Anten này cũng chứng minh được khả năng điều hướng búp sóng nhanh của một anten cỡ lớn (160 x 160 phần tử), chỉ khoảng 28 μ s [64].

Tương tự nghiên cứu này, nhóm nghiên cứu tại Phòng nghiên cứu Khoa học và Công nghệ, Đại học Thanh Hoa đã đề xuất một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp sử dụng một đi-ốt PIN MADP-000907-14020 và đường dây trễ pha. Phần tử phát xạ là anten vi dải hình chữ nhật tương tự như nghiên cứu [64]. Các phần tử này đạt được băng thông dịch pha từ 10,5% đến 11,25% trong băng tần Ku. Anten của nghiên cứu này có kích thước 10 x 10 phần tử, đạt được tăng ích là 17,9 dBi tương đương với hiệu suất mặt mở là 17,9% tại 12,5 GHz, khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi $\pm 50^{\circ}$ [85], băng thông không được công bố. Nhìn chung các anten được thiết kế từ các phần tử sử dụng đường dây trễ pha có băng thông tương đối hẹp (khoảng 10%). Điều đó xuất phát từ phần tử với nguyên lý thiết kế này có băng thông hẹp do hiện tượng mất phối hợp trở kháng giữa phần tử phát xạ và đường dây trễ pha như công bố [83] đã đề cập.

Trong những năm gần đây, các nhà khoa học đã đề xuất phương pháp thay đổi tần số cộng hưởng để thết kế phần tử anten mảng phản xạ tái cấu hình để khắc phục hiện tượng mất phối hợp trở kháng giữa cấu trúc phát xạ và đường dây trễ pha. Cụ thể, năm 2016, nhóm nghiên cứu của Viện Công nghệ Vô tuyến không gian Tây An, Trung Quốc đã đề xuất một phần tử có cấu trúc khá phức tạp sử dụng nguyên lý thay đổi tần số cộng hưởng. Phần tử này sử dụng 4 lớp và 4 đi-ốt PIN để chuyển đổi phân cực, cách ly DC (DC: Direct Current) và phối hợp trở kháng đã mở rộng băng thông dịch pha đến gần 20% tại tần số 13,25 GHz. Mảng (10 x 10 phần tử) của nó có khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi $\pm 40^{\circ}$ với tăng ích đạt 16,5 dBi nhưng băng thông được công bố [86]. Phần tử này cho thấy các giải pháp cách ly nguồn DC với RF cùng với các giải pháp phối hợp trở kháng giữa các thành phần trong mảng là rất quan trọng để mở rộng băng thông của phần tử.

Nhóm cứu tại Phòng nghiên cứu Vi mạch tốc độ cao và Tương thích trường điện thuộc Đại học Tây An, Trung Quốc đã đề xuất một phần tử với cấu trúc

hai lớp, sử dụng một đi-ốt PIN SMP-1340-040 để kết nối hai anten vi dải hình chữ nhật theo nguyên lý thay đổi tần số cộng hưởng. Pha của phần tử được thay đổi 180° bằng cách "tắt/mở" đi-ốt PIN để thay đổi cấu trúc mạch cộng hưởng của phần tử. Băng thông $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ của phần tử này đạt 12% tại tần số 5 GHz. Anten mảng (12 x 12 phần tử) được chế tạo từ các phần tử này có khả năng thay đổi búp sóng chính trong phạm vi $\pm 50^{\circ}$ với tăng ích cực đại đạt 19,22 dBi và băng thông 1-dB đạt 8,4% [48]. Nhóm nghiên cứu tại Đại học Tây An, Trung Quốc [70] (03/2022) đã đề xuất một phần tử tái cấu hình sử dụng cấu trúc anten vi dải kiểu ghép khe (Aperture-Coupled Patch Antenna) 3 lớp kết hợp đường dây trễ pha và phương pháp thay đổi tần số cộng hưởng. Phần tử này sử dụng một đi-ốt PIN (MACOM MADP-000907-14020) và 1 bit để tái cấu hình phần tử. Phần tử này đạt được băng thông dịch pha là 23,8% còn mảng 16 x 16 phần tử đạt được tăng ích là băng thông 1-dB là 22,5%, tương ứng với dải tần số từ 13,7 GHz đến 16,3 GHz.

* Xu hướng nghiên cứu cải tiến tăng ích của anten mảng phản xạ tái cấu hình

Anten mảng phản xạ tái cấu hình được định hướng thay thế anten gương (có tăng ích cao) trong các hệ thống thông tin vệ tinh. Tuy nhiên, anten này thường có tăng ích thấp và do đó, hiệu suất mặt mở cũng thấp (nhỏ hơn 30%) do các nguyên nhân như sau:

- Pha của phần tử anten này được lượng tử hóa thành các trạng trái pha rời rạc nên sai số pha do lượng tử làm giảm tăng ích và hiệu suất mặt mở như đã đề cập ở Mục 1.2.2.

- Các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình có suy hao cao do cấu trúc mạch nhiều lớp. Ngoài ra, các lớp keo dùng để ghép các lớp chất nền với nhau và các lớp FR4 dùng để làm lớp cấp nguồn DC có hằng số điện môi cao, làm tăng suy hao. Sự bức xạ (leak) không mong muốn và suy hao do nội trở trong các linh kiện tích cực cũng góp phần gây ra suy hao trong phần tử.

- Vị trí anten loa cấp nguồn thường đặt lệch so với tâm pha của nó trong hệ anten mảng phản xạ tái cấu hình. Mỗi anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ tái cấu hình có các điểm tâm pha phụ thuộc theo tần số hoạt động. Khi đặt lệch tâm pha thì gây sai pha cho các phần tử và do đó làm giảm hệ số tăng ích toàn hệ thống anten.

Sai pha do lượng tử là bản chất của quá trình này nên để cải thiện tăng ích của anten, các nhà khoa học thường tăng độ phân giải lượng tử pha từ 1 bit lên 2 bit hoặc sử dụng các phương pháp điều khiển pha liên tục như tái cấu hình bằng đi-ốt biến dung. Tuy nhiên, việc tăng số bit lượng tử lên 2 bit hoặc điều khiển pha liên tục làm cho mạch anten cũng như mạch điều khiển phức tạp như đề cập ở Mục 1.2.4 và 1.2.2. Do đó, các nghiên hiện nay tập trung chủ yếu vào nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit và cố gắng cải tiến hệ số phản xạ của từng phần tử anten và giảm sai số pha của phần tử. Các giải pháp như: chọn vật liệu suy hao thấp, thiết kế cấu trúc phần tử hợp lý, tránh suy hao và bức xạ vô ích, giải pháp chọn lựa đi-ốt PIN có hệ số suy hao thấp như các đi-ốt của hãng MACOM là các giải pháp căn bản thường được chọn lựa để nâng cao hệ số phản xạ.

Cụ thể, đối với chất nền, hầu hết các nghiên cứu hiện nay đều sử dụng chất nền có hệ số điện môi thấp như Arlon 880 [38], TLX-08 [68,77], F4B [48,87], AD 255C [80], RT5880 [88] nhằm giảm suy hao do vật liệu tao ra. Các lớp keo ghép lớp và các lớp chất nền cấp nguồn DC có hằng số điện môi cao như đã trình bày ở trên nhưng do sự phổ biến của công nghệ chế tạo kiểu này và chi phí cao khi sử dụng các vật liệu và công nghệ cao cấp hơn nên hầu hết các nghiên cứu hiện nay vẫn chấp nhận các suy hao đó như là một giải pháp giảm giá thành sản phẩm [48,76,77].

Đối với điốt-PIN, hầu hết các nghiên cứu ở dải tần số băng X và Ku trở lên đều ưu tiên chọn đi-ốt PIN của hãng MACOM như MADP-000907-14020 hoặc MA4AGP907 do linh kiện này có độ tuyến tính cao và suy hao thấp [48, 76, 77, 88, 89]. Một số nghiên cứu cũng đã đề xuất sử dụng đi-ốt PIN của hãng Skywork (SMP-1340-040 hoặc SMP-1340-079) nhưng các đi-ốt thường phi tuyến và suy hao cao hơn nên đòi hỏi việc thiết kế cấu trúc phần tử phức tạp hơn [38, 46, 68, 79, 80]. Thông thường, các đi-ốt PIN của hãng Skywork được ưu tiên sử dụng ở các tần số thấp như băng X hoặc thấp hơn.

Các giải pháp thiết kế phần tử được áp dụng để giảm các hiện tượng bức xạ không mong muốn gồm có: điều chỉnh phối hợp trở kháng giữa các cấu trúc gắn linh kiện tích cực, cấu trúc cấp nguồn DC với phần tử phát xạ chính; tạo cấu trúc đất giả nhằm ngăn chặn tín hiệu RF truyền vào mạch điều khiển [76, 77, 79, 85, 90].

* Xu hướng nghiên cứu cải tiến phân cực anten mảng phản xạ tái cấu hình

Phân cực là một trong những đặc tính quan trọng nhất của sóng điện từ đặc biệt là các ứng dụng cho ra-đa, thông tin vệ tinh. Do vậy, nhiều nhà khoa học quan tâm đề xuất các phần tử và thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình đa phân cực hoặc quay phân cực.

Đối với tính năng đa phân cực (phân cực tuyến tính đôi và phân cực tròn), vì các phần tử mảng phản xạ là phần tử thụ động (chúng nhận và bức xạ năng sóng điện từ ngược lại) nên để thiết kế được một phần tử và anten đa phân

cực, các nhà nghiên cứu thường sử dụng các giải pháp thiết kế phần tử đối xứng ở cả hai mặt phẳng E và H để giữ được phân cực tạo ra bởi nguồn phát. Khi đó, nếu anten cấp nguồn sử dụng phân cực tròn hoặc phân cực tuyến tính thì phần tử anten sẽ nhân và bức xa ngược lại sóng điện từ giống với phân cực của nguồn phát. Các nghiên cứu thường sử dụng 2 hoặc 4 linh kiên tích cực phối hợp với cấu trúc phát xa để tao sự đối xứng trong cấu trúc phần tử [72, 79, 86, 91]. Cu thể, nhóm nghiên cứu tại Đại học Thanh Hoa, Trung Quốc [68] đã sử dung cấu trúc hai lớp và 2 đi-ốt PIN MADP-000907-14020 đặt ở hai hướng E và H để thiết kế phần tử có phân cực tuyến tính đôi. Phần tử này đat được băng thông dịch pha là 10,5% tượng ứng với dải tần số từ 13,5 GHz đến 15 GHz. Nhóm của tác giả Fan Wu và cộng sự tại Đại học Đông Nam, Nam Kinh, Trung Quốc [79] cũng đã đề xuất một phần tử mảng phản xa tái cấu hình phân cực tròn sử dụng 2 lớp và 2 đi-ốt PIN MA4AGP907 đặt vuông góc với nhau. Phần tử này đạt được băng thông khoảng 10%. Anten với kích thước 16 x 16 phần tử đạt được băng thông 3-dB là 9.4% (tại tần số trung tâm là 9,55 GHz) với tăng ích là 21,8 dBi và khả năng quét búp sóng hai chiều đến $\pm 60^{\circ}$.

Đối với các anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực, kiểu anten này nhận được nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu và nó cũng được ứng dụng rộng rãi cho các hệ thống ra-đa, thông tin vệ tinh [92]. Mục đích của các hệ thống anten có sử dụng quay phân cực là để nâng cao tính năng của hệ thống, chống nhiễu hoặc chống trinh sát mục tiêu. Các phương pháp thông thường để điều khiển phân cực sóng điện từ là sử dụng hiệu ứng Faraday hoặc tinh thể lỏng [93]. Gần đây, các nhà khoa học đã đề xuất sử dụng cấu trúc metamaterial để điều khiển phân cực của sóng điện từ [94–96]. Mặc dù thiết kế một phần tử mảng phản xạ vừa tái cấu hình vừa quay phân cực là rất khó. Tuy nhiên, một vài nghiên cứu đã sử dụng mạch in và đi-ốt PIN để thiết kế thành công các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực [80,86]. Cụ thể, nhóm nghiên cứu của Viện Công nghệ Vô tuyến không gian Tây An, Trung Quốc đã đề xuất một phần tử sử dụng 4 lớp và 4 đi-ốt PIN để chuyển đổi phân cực, đạt băng dịch pha gần 20% tại tần số 13,25 GHz. Anten (10 x 10 phần tử) của nó có khả năng điều hướng búp sóng chính trong phạm vi $\pm 40^{\circ}$ với tăng ích tốt nhất đạt 16,5 dBi [86]. Nhóm nghiên cứu tại Đại học Trung Sơn, Trung Quốc đã thiết kế một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực 3 lớp sử dụng 2 đi-ốt PIN. Phần tử này đạt được băng thông lệch pha 180° \pm 20° (hệ số phân cực thuận nhỏ hơn -10 dB) khoảng 20,8%, tương ứng với dải tần số từ 11,6 GHz đến 14,3 GHz [80]. Anten (16 x 16 phần tử) của phần tử này đạt được băng thông là 15,4% và khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi $\pm 50^{\circ}$.

* Xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình đa băng tần

Xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình đa băng tần cũng được quan tâm nhằm tạo tính đa dụng cho anten, đặc biệt là các anten cho hệ thống thông tin vệ tinh. Cụ thể, nhóm tác giả Huanhuan Yang và cộng sự [76] đã thiết kế một anten mảng phản xạ 1600 phần tử, hoạt động trên hai băng tần X và Ku, tương đương với dải tần số từ 10,9 GHz – 11,4 GHz và 14,1–15,0 GHz. Anten này có khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi $\pm 60^{\circ}$, tăng ích tốt nhất đạt 30,8 dBi và hiệu suất mặt mở tốt nhất là 21,6%. Một nghiên cứu khác thuộc Đại học Wisconsin-Madison [97] cũng đề xuất một cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình giả lập với hai kiểu phần tử độc lập, hoạt động tại hai băng tần X (7,9 GHz-9,5 GHz) và Ku (14 GHz -16,5 GHz). Anten này có kích thước là $15,2\lambda \times 15,2\lambda$ (λ được tính theo tần số 15 GHz). Anten này đạt được tăng ích tốt nhất là 23,6 dBi cho băng tần X và 27,8 dBi cho băng tần Ku, tương ứng với hiệu suất mặt mở đạt 24% và 21%. * Xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xa tái cấu hình 2 bit

Hầu hết các anten mảng phản xạ tái cấu hình đều dùng 1 bit để điều khiến pha của phần tử. Các phần tử 1 bit thường mang sai pha lớn nên một vài công bố gần đây đã đề xuất phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit như là một giải pháp để cải tiến tăng ích, giảm mức búp sóng phụ [65,66,69,89]. Cụ thể, nghiên cứu [69] đề xuất một phần tử sử dụng hai lưỡng cực chéo trực giao, được tái cấu hình nhờ 8 đi-ốt PIN. Phần tử đạt được băng thông dịch pha khoảng 5,8% tại 8,2 GHz với hệ số phản xạ luôn lớn hơn khoảng -2,3 dB. Nghiên cứu [65] cũng đã thiết kế một phần tử sử dụng 2 chuyển mạch MEMs và 2 bit để điều khiển phần tử. Kết quả cho thấy phần tử này có hệ số phản xạ luôn lớn hơn -0,7 dB. Tuy nhiên, cả hai nghiên cứu này đều không thực hiện chế tạo anten mảng. Nghiên cứu [89] của một nhóm nghiên cứu tại Đại học Thanh hoa đã đề xuất một phần tử tái cấu hình 2 bit và từ đó đề xuất một anten mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit. Anten này có kích thước là 256 phần tử (16 x 16), hoạt động tại tần số 2,3 GHz, đạt được tăng ích là 21,7 dBi, góc quét là $\pm 60^{\circ}$, và băng thông 1-dB là 350 MHz (15,2%).

b) Các nghiên cứu trong nước

Ở trong nước, nhóm nghiên cứu của Phó Giáo sư, Tiến sĩ Nguyễn Bình Dương thuộc Trường Đại học Quốc tế đã thực hiện nhiều nghiên cứu về anten mảng phản xạ, anten mảng phản xạ tái cấu hình [98–102]. Cụ thể, nhóm này



Hình 1.11: Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình của nhóm nghiên cứu tại Đại học Quốc tế Thành phố Hồ Chí Minh.

đã thực hiện mô phỏng và đo kiếm phần tử mảng phản xạ [98,99], phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit [100,102] và phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit (Như Hình 1.11 [101]) sử dụng đi-ốt PIN. Các nghiên cứu này tập trung đề xuất và cải tiến phần tử tái cấu hình kiểu vòng tròn hở (Cut-ring patch), hoạt động ở băng tần X. Tiến sĩ Phạm Trung Kiên cũng thuộc Trường Đại học Quốc tế đã đề xuất một anten thấu kính phẳng tái cấu hình với cấu trúc 6 lớp mạch in, sử dụng đi-ốt PIN và 2 bit điều khiển. Anten này (14 x 14 phần tử) hoạt động ở băng Ka, đạt được độ lợi là 19,8 dBi và băng thông 3-dB là 16,2% [103].

Ngoài ra, một số nhà khoa học khác cũng quan tâm nghiên cứu anten tái cấu hình theo tần số sử dụng đi-ốt PIN như nhóm nghiên cứu của Giáo sư, Tiến sĩ Vũ Văn Yêm thuộc Đại học Bách khoa Hà Nội [104–106]. Nhóm nghiên cứu của Tiến sĩ Nguyễn Khắc Kiểm và Tiến sĩ Tạ Sơn Xuất thuộc Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội cũng quan tâm thiết kế và chế tạo các loại anten dạng mảng pha cho mạng 5G [107].

1.2.6 Các thách thức của anten mảng phản xạ tái cấu hình và hướng nghiên cứu của luận án

Qua đánh giá các xu hướng nghiên cứu, ta có thể thấy rằng các nhà khoa học đang cố gắng cải tiến tính năng của anten mảng phản xạ tái cấu hình để đáp ứng các yêu cầu của các hệ thống thông tin vô tuyến. Băng thông và tăng ích của anten mảng phản xạ tái cấu hình đã được cải tiến khá tốt trong những năm gần đây, các anten này đã đạt được băng thông 1-dB khoảng 20% và hiệu suất mặt mở khoảng 22,5%. Các tính năng như đa phân cực, phân cực tròn hoặc quay phân cực, đa băng tần cũng được các nhà khoa học quan tâm nghiên cứu cải tiến. Nó tạo cho anten này có nhiều tính năng, đáp ứng nhiều ứng dụng khác nhau với các yêu cầu khác nhau. Xu hướng nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit cũng được một số nhà khoa học quan tâm, tuy nhiên số lượng nghiên cứu không nhiều bởi vì cấu trúc phần tử khá phức tạp, dẫn đến một số hiệu ứng không mong muốn như pha phản xạ không tuyến tính và suy hao cao.

Tuy nhiên, việc thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình cũng còn nhiều thách thức, cụ thể như sau:

 - Nhu cầu mở rộng băng thông của anten này vẫn là nhu cầu bức thiết vì đây là yêu cầu cơ bản của các hệ thống vô tuyến băng rộng hiện nay và trong tương lai;

 Băng thông và tăng ích luôn có sự đánh đổi lẫn nhau. Do đó, thiết kế một anten có tăng ích cao và băng thông rộng vẫn là một thử thách cho các nhà khoa học;

- Chi phí chế tạo anten mảng phản xạ tái cấu hình tuy thấp hơn anten

mảng pha như đã đề cập ở Mục 1.1.2. Tuy nhiên, anten này thường có hàng trăm hoặc hàng nghìn đi-ốt PIN nên chi phí rất cao nếu sử dụng các đi-ốt PIN với giá thành cao. Để giảm giá thành sản phẩm, nhiều nghiên cứu sử dụng đi-ốt PIN giá rẻ. Các đi-ốt giá rẻ này có suy hao cao hơn và thường phi tuyến ở tần số cao, tạo ra nhiều khó khăn cho quá trình thiết kế và đo kiểm;

- Giải pháp mô hình đi-ốt PIN cho phần tử anten mảng phản xạ tái cấu hình chưa có nghiên cứu nào công bố nên việc thiết kế phần tử cũng như anten này gặp nhiều khó khăn do sai số mô hình đi-ốt PIN;

 Cấu trúc phần tử mảng xạ tái cấu hình nhiều lớp có suy hao cao và chi phí cao;

- Anten mảng phản xạ tái cấu hình là một hệ anten (bao gồm anten loa và mảng phản xạ) nên vị trí, tâm pha của anten loa cùng hiệu ứng che khuất của nó ảnh hưởng rất lớn đến tính năng như băng thông và tăng ích của anten. Việc mô phỏng anten này cũng mất rất nhiều thời gian và công sức.

Trên cơ sở đánh giá trên, NCS đã chọn hướng nghiên cứu cải tiến anten mảng phản xạ tái cấu hình với các nội dung cụ thể như sau:

- Nghiên cứu đề xuất các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng 1 bit sử dụng đi-ốt PIN vì chúng có cấu trúc và mạch điều khiển đơn giản, dễ chế tạo nên có tiềm năng ứng dụng trong tương lai.

- Nghiên cứu lựa chọn chủng loại để giảm chi phí của đi-ốt PIN; Nghiên cứu giải pháp mô hình hóa đi-ốt PIN nhằm xác định đúng mô hình đi-ốt PIN giúp giảm thời gian và chi phí nghiên cứu, chế tạo anten.

- Nghiên cứu giải pháp sử dụng cấu trúc mạch in một lớp để thiết kế phần tử nhằm tiết kiệm chi phí và giảm các hiệu ứng không mong muốn như các cấu trúc nhiều lớp. - Xây dựng một quy trình thiết kế anten nhằm thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình (sử dụng phần tử đã đề xuất) nhằm giảm số lần mô phỏng, cải thiện băng thông và tăng ích của kiểu anten này.

1.3 Kết luận chương 1

Chương 1 trình bày về các hệ thống thông tin vô tuyến như mạng 5G, 6G, hệ thống thông tin vệ tinh, hệ thống mạng WiGig, chuẩn kết nối Wireless HD. Qua đó, ta nhận thấy xu hướng bùng nổ dịch vụ băng rộng và sự cần thiết sử dụng anten điều hướng búp sóng trong các hệ thống này. Để làm rõ được khả năng đáp ứng của các hệ thống anten cho các hệ thống này, bốn loại anten điều hướng búp sóng đã được trình bày, so sánh và đánh giá ưu nhược điểm của chúng.

Tiếp theo đó, lý thuyết về anten mảng phản xạ tái cấu hình cũng đã được trình bày để làm rõ nguyên lý hoạt động và phương pháp tái cấu hình anten mảng phản xạ. Cuối cùng, để có cơ sở xác định được hướng nghiên cứu và đề xuất các cấu trúc anten, luận án thực hiện đánh giá, so sánh các linh kiện tích cực dùng để tái cấu hình mảng phản xạ, phân tích và đánh giá các xu hướng nghiên cứu và các kết quả nghiên cứu mới nhất hiện nay. Trên cơ sở đó, NCS đã chọn hướng nghiên cứu cụ thể cho luận án.

Chương 2 THIẾT KẾ PHẦN TỬ MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤU HÌNH BĂNG RỘNG

Như đã xác định mục tiêu cụ thể trong Mục 1.2.6, trong chương này, NCS sẽ đề xuất một giải pháp mô hình đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình và ba kiểu phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng 1 bit sử dụng đi-ốt PIN, gồm có:

- Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp;
- Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp;
- Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

2.1 Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp

Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình thông thường được thiết kế bởi các mạch nhiều lớp vì bản thân phần tử phản xạ đã có một lớp dùng làm phần tử cộng hưởng và một lớp đất. Ngoài ra, do phần tử tái cấu hình thường có lớp điều khiển, lớp phối hợp trở kháng và lớp cách ly tín hiệu RF và tín hiệu điều khiển nên thông thường, phần tử tái cấu hình có từ hai lớp trở lên (không tính lớp đất) [48,85,90]. Tương tự như vậy, trong mục này, NCS sẽ đề xuất một cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

2.1.1 Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp

Cấu trúc của phần tử này được mô tả trong Hình 2.1. Phần tử này hoạt động ở hai băng tần X và Ku, có kích thước 12 mm, nhỏ hơn một nửa bước sóng trong dải tần số hoạt động. Phần tử này bao gồm hai lớp điện môi RT5880 và FR4 được kết dính với nhau bằng một lớp keo PP1080. Lớp keo



Hình 2.1: Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

này sau khi ghép lớp và đông cứng sẽ có đặc tính như lớp FR4. Lớp này cũng sẽ được đưa vào mô phỏng như một lớp chất nền thông thường. Phần tử này có ba lớp kim loại. Lớp kim loại trên cùng là bốn anten vi dải hình chữ nhật. Bốn cấu trúc vi dải này được in trên lớp điện môi RT5880 với hằng số điện môi là 2,2 và độ dày 3,175 mm. Chúng là cấu trúc cộng hưởng chính của phần tử. Lớp kim loại thứ hai là lớp giữa, hoạt động giống như một lớp đất (mặt đất) hoặc một lớp phản xạ của phần tử. Lớp kim loại thứ ba là bốn cấu trúc giả đất kiểu hình quạt được in trên lớp điện môi FR4. Chúng hoạt động như các bộ lọc, ngăn tín hiệu cao tần từ lớp kim loại trên cùng truyền vào bảng mạch điều khiển.

Đi-ốt PIN MADP-000907-14020 được sử dụng để tái cấu hình phần tử anten. Nó là một đi-ốt PIN có độ tuyến tính cao và hệ số suy hao thấp, đảm

48



Hình 2.2: Mô hình của đi-ốt PIN MADP-000907-14020.

bảo để thiết kế được một phần tử băng rộng. Mô hình của đi-ốt này được trình bày trong Hình 2.2 [79]. Ở trạng thái "tắt", đi-ốt được mô hình như một điện trở 300 k Ω song song với một tụ điện 42 fF; Ở trạng thái "mở", nó tương đương với một cuộn cảm 50 pH nối tiếp với một điện trở 4,2 Ω .

Bằng việc đặt bốn đi-ốt PIN cân đối ở giữa cấu trúc phát xạ đối xứng như trên cho phép phần tử hoạt động cả phân cực tuyến tính và phân cực tròn. Cụ thể, bốn đi-ốt này có nhiệm vụ nối từng cặp anten vi dải theo cả hướng xvà hướng y, cho phép bốn đi-ốt điều khiển pha phản xạ ở cả hai phân cực trực giao. Phương pháp đặt đi-ốt như vậy cũng cho phép các đi-ốt PIN thay đổi tần số cộng hưởng của phần tử khi bị điều khiển (phương pháp thay đổi tần số cộng hưởng). Phương pháp này giúp phần tử đạt được băng thông rộng hơn so với phương pháp sử dụng đi-ốt như là một điểm kết nối cho đường dây trễ pha như các công bố [68,76,85] (đã phân tích ở Mục 1.2.5). Bốn đi-ốt này được điều khiển bởi một bit thông qua bốn lỗ khoan từ mặt đất đến mặt trên. Vị trí của các lỗ khoan này (l_v) cũng được tính toán và phân tích cẩn thận nhằm giảm suy hao và tăng độ cách ly giữa mạch nguồn một chiều điều khiển đi-ốt PIN và tín hiệu cao tần.

Để hiểu rõ hơn nguyên lý hoạt động của phần tử, hai mạch tương đương tương ứng với hai trạng thái đi-ốt "tắt" và "mở" được trình bày trên Hình 2.3. Do cấu trúc của phần tử có tính đối xứng nên NCS chỉ mô hình cho một



Hình 2.3: Sơ đồ mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

cặp anten vi dải hình chữ nhật được nối với nhau bằng một đi-ốt PIN và theo một hướng x hoặc y. Cặp còn lại cũng có mạch tương đương như cặp mạch vi dải đã mô tả. Như trong Hình 2.3, anten vi dải hình chữ nhật được mô hình hóa như một cuộn cảm L_p và một tụ điện C_p trong khi các lỗ khoan được mô hình hóa như một cuộn cảm L_{v1} mắc nối tiếp với một tụ điện C_v song song với một cuộn cảm L_{v2} . C_v thể hiện mối quan hệ giữa lỗ khoan và lớp đất. Các cuộn cảm L_{v1} và L_{v2} mô hình lỗ khoan nối từ anten vi dải xuống đất và từ mặt đất đến cấu trúc hình quạt. Vì cấu trúc hình quạt được thiết kế như một điểm đất ảo nên cuộn cảm L_{v2} cũng được ngắn mạch đến lớp đất. Khi đi-ốt thay đổi trạng thái, cấu trúc của mạch cộng hưởng cũng thay đổi, dẫn đến việc thay đổi tần số cộng hưởng và pha phản xạ của phần tử, tạo ra các trạng thái pha khác nhau.

Để đạt được độ tuyến tính pha trong một băng tần rộng, bên cạnh thiết kế cấu trúc hợp lý như trên, NCS đã tiến hành khảo sát và điều chỉnh các tham số của cấu trúc phần tử nhằm đạt được đặc tính phản xạ tối ưu cho phần tử. Các phép khảo sát gồm có:

- Khảo sát vi trí đặt lỗ xuyên giữa các lớp (l_v) .
- Khảo sát độ dày lớp FR4 (h_r) ;
- Khảo sát vị trí đặt đi-ốt (l_d) .



Hình 2.4: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo vị trí lỗ khoan.



Hình 2.5: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo độ dày của lớp FR4.

Các kết quả khảo sát lần lượt được trình bày trong các Hình 2.4, Hình 2.5 và Hình 2.6. Qua khảo sát, có thể thấy: khi phần tử ở trạng thái "tắt", hệ số phản xạ và pha phản xạ của tất cả các trường hợp khảo sát ít bị ảnh hưởng bởi sự thay đổi các tham số l_v, h_r và l_d , còn khi ở trạng thái "mở", đặc tính phản xạ của phần tử bị ảnh hưởng nhiều hơn.

Xét vị trí đặt lỗ xuyên giữa các lớp (l_v) (Hình 2.4), ta nhận thấy: tham số này ảnh hưởng đến đặc tuyến pha và biên độ tại các tần số thấp. Lỗ khoan càng gần tâm, suy hao càng thấp. Tuy nhiên, để dễ chế tạo, tránh sự ảnh



Hình 2.6: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình theo vị trí đi-ốt.Bảng 2.1: Kích thước cụ thể của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

Tham số	а	l_d	h_p	d	w_3	l	g	h_f	w_1	w_4	l_v	h_r	r	w_2
Giá trị (mm)	12	1,4	0,1	1,21	0,2	7	0,3	0,18	0,4	$0,\!5$	$0,\!5$	$3,\!175$	1,8	0,3

hưởng của sai số mạch in làm hỏng lỗ khoan hơn dẫn đến hỏng bề mặt mạ của lỗ khoan. Do đó, vị trí lỗ khoan tối ưu được xác định là $l_v = 0.5$ mm.

Độ dày FR4 (h_r) cũng có ảnh hưởng đến đặc tính phản xạ của phần tử (Hình 2.5), đặc biệt ở dải tần số cao. Độ dày lớp FR4 càng lớn, suy hao của phần tử càng cao. Pha của phần tử ở trạng thái đi-ốt "mở" thay đổi khoảng 10° tại tần số 16 GHz, khi độ dày tăng từ 0,13 mm đến 0,35 mm. NCS chọn độ dày lớp FR4 bằng 0,13 mm để giảm suy hao và tránh các ảnh hưởng không mong muốn khác cho phần tử.

Vị trí đặt đi-ốt (l_d) ảnh hưởng nhiều nhất đến đặc tuyến pha của phần tử (Xem Hình 2.6). Với mỗi 0,2 mm, pha của phần tử thay đổi khoảng 20^o trong toàn bộ dải tần. Tuy nhiên, để đảm bảo khoảng cách an toàn với lỗ via, vị trí đi-ốt được xác định tại $l_d = 1,4$ mm.

Sau khi khảo sát và chọn ba tham số tối ưu, các kích thước cụ thể của phần tử này được xác định như Bảng 2.1.

Kết quả khảo sát tham số cho thấy rằng: Băng thông của phần tử này rất nhạy với vị trí của đi-ốt l_d . Vì thế, việc cố định vị trí của đi-ốt là rất quan trọng để đạt được tính năng tốt cho phần tử. Hiện nay, chỉ có hai kỹ thuật để nối các đi-ốt này đến phần tử vi dải. Đó là công nghệ hàn dán (SMT: Surface Mount Technology) và công nghệ hàn nhiệt (wire bonding). Vì kỹ thuật hàn nhiệt không phổ biến và chi phí cao cho nên công nghệ SMT là phương pháp tốt nhất để hàn các đi-ốt này vào mạch. Công nghệ SMT thường yêu cầu các bề mặt cần phủ một lớp mặt nạ (phủ xanh) để cố định vị trí của linh kiện và bảo vệ mạch. Điều này sẽ tạo ra các tham số kí sinh không mong muốn cho phần tử. Để tránh điều đó, NCS đã sử dụng một cấu trúc "khe" (Hình 2.2b) giúp cố định vị trí của đi-ốt thay vì sử dụng các mặt nạ hàn.

2.1.2 Kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit hai lớp

Phần tử được mô phỏng theo phương pháp chu kỳ với nguồn phát là sóng phẳng từ cổng Floquet. Phương pháp này giả lập sóng phẳng trong không gian tự do và thường được sử dụng để mô phỏng phần tử mảng phản xạ như đã trình bày ở Mục A.5, Phụ lục A. Kết quả mô phỏng của phần tử được trình bày ở Hình 2.7 và Hình 2.8. Do các phần tử được thiết kế đối xứng nên đặc tính phản xạ của phần tử theo phân cực tuyến tính theo hướng xvà hướng y không có sự khác biệt lớn. Vì vậy, NCS chỉ trình bày kết quả mô phỏng đối với phân cực tuyến tính hướng y (Hình 2.7) và phân cực tròn trái LHCP (LHCP: Left Hand Circular Polarization) (Hình 2.8) như là đại diện của phân cực tuyến tính và phân cực tròn. Như trên Hình 2.7 và Hình 2.8, phần tử phản xạ có kết quả mô phỏng rất tốt cho cả phân cực tuyến tính và


Hình 2.7: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo phân cực tuyến tính hướng y.



Hình 2.8: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp theo phân cực LHCP.

phân cực tròn. Hệ số phản xạ theo phân cực thuận (Co-Pol: phân cực thuận) của phần tử gần như bằng 0 dB đối với trạng thái đi-ốt "tắt" và từ -1,2 dB đến khoảng -0,9 dB đối với trạng thái đi-ốt "mở" cho cả hai phân cực tuyến tính và phân cực tròn. Hệ số phản xạ có thay đổi trong phạm vi 0,3 dB đối với trạng thái "mở" trong cả dải tần số. Băng thông của phần tử theo độ lệch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ cho cả hai phân cực là từ 10,4 GHz đến 15,7 GHz, tương đương với 40,6%. Hệ số phản xạ đối với phân cực chéo (X-Pol: phân cực chéo) rất thấp, khoảng -50 dB cho cả hai phân cực, thể hiện sự độc lập phân cực



Hình 2.9: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp tại các góc tới 20° và 30° của phân cực tuyến tính hướng y.

rất tốt của phần tử. Với các đặc tính như vậy, phần tử trở thành một ứng viên cho các anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng. Vì góc sóng tới của anten mảng phản xạ tái cấu hình thường là các góc nghiêng nên NCS tiến hành phân tích đặc tính phản xạ của phần tử này với các góc tới 20° và 30°. Việc khảo sát các góc tới thường được thực hiện đến 30° vì năng lượng sóng tới tập trung nhiều nhất trong phạm vi này [68,80]. Kết quả mô phỏng của phần tử đối với các góc tới này theo phân cực hướng y được trình bày trong



Hình 2.10: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp tại các góc tới 20° và 30° của phân cực tròn LHCP.

Hình 2.9, còn Hình 2.10 là kết quả theo phân cực LHCP. Các kết quả này cho thấy: đặc tính phản xạ của phần tử theo cả hai phân cực tại góc nghiêng 20° có sai lệch rất nhỏ so với đặc tính phản xạ của góc tới 0°.

Với góc nghiêng 30°, từ 14 GHz đến 16 GHz, hệ số phản xạ và pha phản xạ có sự thay đổi lớn hơn ở cả hai phân cực. Cụ thể, đối với phân cực hướng y, hệ số phản xạ của phân cực thuận vẫn lớn hơn -1,5 dB còn hệ số phản xạ của phân cực thuận vẫn lớn hơn -1,5 dB còn hệ số phản xạ

dần từ 173° tại 14 GHz xuống còn 16° tại 15,6 GHz. Đối với phân cực LHCP, hệ số phản xạ của phân cực thuận ở trạng thái "mở" tại góc tới 30° chỉ giảm nhẹ xuống khoảng -3 dB tại 12,6 GHz. Ở trạng thái "tắt", nó bị giảm mạnh, bắt đầu từ 14,5 GHz. Hệ số phản xạ của phân cực chéo tại góc 30° tăng lên ở khoảng 14,5 GHz. Độ lệch pha của phân cực LHCP cũng giống như phân cực hướng y, bắt đầu giảm từ 14 GHz và bằng 0° tại khoảng 15,7 GHz.

2.1.3 Chế tạo và đo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp

Phần tử được chế tạo và đo kiểm để kiểm chứng tính chính xác của kết quả mô phỏng. Vì dải tần số hoạt động của phần tử nằm trong dải tần số của ống dẫn sóng kiểu WR-75 nên ống dẫn sóng kiểu này được sử dụng để đo phần tử. Kích thước của phần tử mảng phản xạ là 12 mm x 12 mm, khác với kích thước mặt mở ống dẫn sóng tiêu chuẩn (19,05 mm x 9,525 mm). Do đó, để đo được phần tử này, NCS đã chế tạo hai phần tử với kích thước 24 mm x 12 mm, còn ống dẫn sóng được vuốt kiểu taper (hình côn) để chuyển đổi từ kích thước mặt mở tiêu chuẩn (19,05 mm x 9,525 mm) sang kích thước mặt



Hình 2.11: Bộ ống dẫn sóng dùng để đo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

mở phi tiêu chuẩn (24 mm x 12 mm) như trong Hình 2.11. Ông dẫn sóng này được ghép với một bộ chuyển đổi từ cáp đồng trục sang ống dẫn sóng để kết nối với máy phân tích mạng vec-tơ (VNA: Vector Network Analyzer) phục vụ đo phần tử.

Vì dụng cụ đo này là dụng cụ phi tiêu chuẩn nên cần được hiệu chuẩn trước khi đo. Phương pháp TRL [108] thường được sử dụng để hiệu chuẩn những dụng cụ phi tiêu chuẩn kiểu như vậy. Phương pháp này yêu cầu sử dụng hai bộ dụng cụ đo giống nhau như trong Hình 2.11 để thực hiện các thủ tục hiệu chuẩn. Sau khi hiệu chuẩn, mặt phẳng chuẩn sẽ được xác định tại mặt mở của ống dẫn sóng (24 mm x 12 mm) và phần tử sẽ được đặt tại mặt phẳng này để đo tham số tán xạ S_{11} . Phương pháp này cho phép đo phần tử phi tiêu chuẩn với độ chính xác cao vì có thể loại bỏ được sai số do cấu trúc của dụng cụ đo gây ra. Tuy nhiên, nhược điểm của phương pháp này là yêu cầu sự đồng nhất về cơ khí giữa hai cấu trúc của bộ dụng cụ đo và phép đo sẽ mang sai số nếu hai bộ dụng cụ này có sai số về cơ khí.

Hai phần tử được chế tạo tại nhà máy Sao Mai, Tổng cục CNQP như trên Hình 2.12. Để chế tạo phần tử phản xạ hai lớp như vậy, NCS đã sử dụng máy ép nhiều lớp và các vật liệu như: keo (PCL-FRP-370HR 1080, hãng Isola), chất nền Roger Duroid RT 5880 và FR4 (hãng Isola). Vì thiếu máy laser và các hóa chất mạ xuyên lỗ chuyên dụng theo quy trình mạ PTFE, NCS đã sử dụng quy trình mạ FR4 để chế tạo phần tử này. Do đó, chất lượng của lỗ mạ và bề mặt không được hoàn hảo. Hơn nữa, phần tử được mài thủ công nên gây ra sai số cơ khí. Do đó, khi ghép vào ống dẫn sóng (như Hình 2.12f), các khe hở giữa phần tử và thành ống dẫn sóng tạo ra các hiệu ứng cộng



Hình 2.12: Chế tạo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp tại Nhà máy Sao Mai.

hưởng không mong muốn. Quá trình chế tạo bảng mạch phần tử rất phức tạp nên NCS chỉ trình bày hình ảnh của một số công đoạn quan trọng như: bảng mạch đã ép phim trước khi ăn mòn (Hình 2.12a); bảng mạch sau khi ép nhiệt để ghép lớp (Hình 2.12b); bảng mạch hoàn chỉnh (Hình 2.12c và Hình 2.12d); mặt trên và mặt dưới của phần tử sau khi hàn các đi-ốt PIN và hàn dây DC (Hình 2.12e và Hình 2.12f).

Phần tử được đo bằng máy phân tích mạng véc-tơ Keysight N5242A (VNA) thông qua cáp cao tần. Máy phân tích mạng sẽ phát ra một sóng điện từ với mode TE10 thông qua bộ chuyển đổi cáp sang ống dẫn sóng. Sóng này được truyền theo ống dẫn sóng đến bề mặt phần tử và kích thích phần tử. Phần tử được kích thích sẽ bức xạ ngược lại sóng một điện từ khác. Khi đó máy VNA sẽ phân tích tham số S_{11} phản xạ. Tham số S_{11} sẽ mang giá trị pha phản xạ và hệ số phản xạ của phần tử. Bài đo được thực hiện tại Phòng thí nghiệm của Khoa Vô tuyến điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự. Bộ đo cũng đã hiệu chuẩn bằng phương pháp TRL. Cấu hình bài đo được thiết lập



Hình 2.13: Thiết lập cấu hình bài đo tham số phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.



(a) Sơ đồ đo và điều khiển phần tử (b) Sơ đồ mạch điện DC điều khiển đi-ốt PIN

Hình 2.14: Sơ đồ đo tham số phản xạ và điều khiển phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

như trong Hình 2.13 còn sơ đồ đo của phương pháp đo và điều khiển đi-ốt PIN được trình bày trong Hình 2.14. Như trong hình này, các phần tử được điều khiển "tắt/mở" bằng tín hiệu DC từ bộ nguồn DC. Dòng một chiều điều khiển đi-ốt PIN được thiết lập nhờ bộ giới hạn dòng (gồm bốn điện trở 470 Ω) và nguồn DC (kèm đồng hồ đo dòng điện và điện áp). Do hai phần tử trong

bảng mạch giống nhau nên NCS chỉ trình bày sơ đồ điều khiển cho một phần tử. Bốn đi-ốt PIN trong một phần tử được điều khiển thông qua bốn dây dẫn (hai dây GND và hai dây V+). Các dây này cấp tín hiệu DC từ bộ han dòng đến các chân 1, 2, 3 và 4 như trong Hình 2.13b, tương ứng với các chân này trong Hình 2.12f. Để "mở" đi-ốt PIN, đầu ra của nguồn cấp DC được thiết lập khoảng 5 V và dòng điện cấp cho mỗi đi-ốt khoảng 5 mA. Ngược lai, khoảng từ -5 V đến 0 V, đi-ốt PIN sẽ "tắt" và dòng ngược gần như bằng không vì khi đó, đi-ốt PIN được mô hình hóa như một tu điện nối tiếp với một điện trở. Kết quả đo của phần tử (so sánh với kết quả mô phỏng) được trình bày trong Hình 2.15. Đối với trang thái "tắt", so với kết quả mô phỏng, hê số phản xa đo giảm khoảng 0,5 dB đối với tần số nhỏ hơn 14 GHz và gần 1 dB đối với các tần số lớn hơn 14 GHz. Pha phản xa của trang thái này có sư tương đồng với kết quả mô phỏng. Đối với trang thái "mở", sư cộng hưởng không mong muốn do khoảng hở giữa phần tử phản xa và ống dẫn sóng và chất lượng kém của các lỗ mạ làm sai lệch kết quả đo. So với kết quả được mô phỏng, hê số phản xa có đô lệch khoảng dưới -0,7 dB đối với các tần số nhỏ hơn 13,6 GHz và suy hao ngày càng cao và bắt đầu tăng nhanh từ 14



Hình 2.15: Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp.

GHz, dẫn đến sự sai khác rất lớn giữa hai đặc tuyến pha mô phỏng và đo, bắt đầu từ tần số 13,5 GHz. Kết quả đo ở tần số cao còn có sự sai lệch do sự phi tuyến của đi-ốt và độ hoàn thiện phần tử chưa tốt do công nghệ chế tạo trong nước còn hạn chế. Tuy nhiên, kết quả này cũng chứng minh được kết quả mô phỏng có sự tương đồng với kết quả đo đặc biệt ở tần số thấp hơn 14 GHz. Kết quả này cũng cho thấy phần tử này có thể sử dụng để thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng.

2.1.4 Đánh giá phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp

Bảng 2.2 so sánh giữa phần tử đề xuất với các phần tử khác đã công bố (sử dụng đi-ốt PIN). Bảng này cho thấy phần tử này có sự vượt trội về băng thông so với các công trình khác. Cu thể, băng thông của phần tử này đạt 40,6%, cao gần gấp đôi so với công bố có kết quả cao nhất gần đây [80] (20,8%). Điều này phản ánh rằng phần tử có thiết kế hợp lý (đặt đi-ốt PIN ở giữa phần tử) tránh được sự phản xa do sự mất phối hợp giữa phần tử công hưởng chính với các cấu trúc lắp đặt đi-ốt PIN. Ngoài ra, đối với phần tử mảng phản xa tái cấu hình, băng thông phụ thuộc rất lớn vào đặc tuyến pha (tuyến tính) của phần tử. Đối với phần tử này, có hai tham số ảnh hưởng rất lớn đến sư tuyến tính pha là vi trí đi-ốt, sự rò rỉ (leak) và hiệu ứng phản xạ tín hiệu cao tần gây ra do các cấu trúc điều khiển DC. Để giảm thiểu sự mất đối xứng do đi-ốt, NCS đã thực hiện khảo sát để chọn vị trí tối ưu cho đi-ốt PIN và thực hiện cố đinh ví trị đi-ốt bằng các kỹ thuật thiết kế. Để giảm hiện tương rò rỉ và phản xa không mong muốn, NCS đã sử dụng cấu trúc hai lớp, giảm đô dày của lớp FR4 và tối ưu thiết kế cấu trúc giả đất để han chế tín hiệu cao tần bức xa hoặc rò rỉ theo đường cấp nguồn DC. Đối với hệ số phản xa, do sử

r							
TLTK /năm	f [GHz]/BW	Số lượng	Số lớp/	$ \Gamma $ Mở/Tắt	Phân cực		
		đi-ốt PIN	độ dày [mm]	[dB]			
[48]/2010	4,7-5,3/	1	2/2.7	-0,1 đến -0,9/	ст		
[40]/2019	12%	L	2/2,1	-0,1 đến -0,9	5L		
[68]/2016	13,5-15/	2	2/KCB	-0,5 đến -1/	DL CP		
[00]/2010	10,5%	2	2/ KUD	-0,3 đến -0,7			
[86]/2016	12-14,5/	4	4/KCB	-0,5 đến -1/	DL, CP, RP		
[00]/2010	18,8%	±	4/ KOD	-0,5 đến -1			
[80]/2021	11,6-14,3/	9	3/3 357	Lớn hơn -1,7/	SL		
[80]/2021	20,8%	2	0/0,001	Lớn hơn -1,6			
Nghiên	10,4-15,7/	4	2/3 405	-0 9 đến -1 4/ -0 05	DL CP		
cứu này	40,6%	-	2/0,400	-0,0 uch -1,4/ -0,00			

Bảng 2.2: So sánh phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hai lớp đề xuất với các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình khác sử dụng 1 bit điều khiển và đi-ốt PIN.

dụng bốn đi-ốt PIN, phần tử có suy hao cao ở trạng thái "mở", chỉ thấp hơn tài liệu [80]. Tuy nhiên, đối với trạng thái "tắt", phần tử có hệ số phản xạ lớn nhất (-0,05 dB so với các giá trị khác từ -0,1 dB đến -1,6 dB). Vì thế, hệ số phản xạ trung bình của phần tử vẫn đạt tương đối tốt (từ 0,45 dB đến 0,6 dB). Phần tử có hệ số phản xạ tốt còn xuất phát từ việc sử dụng vật liệu Duroid RT5880 và đi-ốt PIN MADP-000907-14020 có tổn hao thấp. Ngoài ra, nhờ cấu trúc đối xứng, phần tử này cũng có thể làm việc với cả hai phân cực tuyến tính và phân cực tròn, là một lợi thế so với các nghiên cứu khác [48,80] vì chúng chỉ có thể sử dụng cho phân cực tuyến tính đơn.

Hạn chế của phần tử này là chi phí cao do sử dụng cấu trúc nhiều lớp và bốn đi-ốt PIN rất đắt của hãng MACOM. Khi chế tạo ở mức phần tử, chi phí này có thể chấp nhận được còn khi chế tạo anten với hàng trăm phần tử, số lượng đi-ốt PIN sẽ rất lớn. Do đó, chi phí chế tạo anten mảng phản xạ tái

Chú thích: Tiêu chuẩn xác định BW là độ lệch pha trong phạm vi $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ [48,70]; KCB: không công bố; SL (Single Linear): Phân cực tuyến tính đơn; DL (Dual Linear): Phân cực tuyến tính kép; CP: Phân cực tròn; RP (Rotation Polarization): Quay phân cực.

cấu hình dùng phần tử này sẽ rất cao. Đây cũng là lý do NCS đề xuất sử dụng cấu trúc anten một lớp và đi-ốt PIN giá rẻ (SMP-1340-040) cho nghiên cứu trong Mục 2.2.

2.2 Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp sử dụng đi-ốt PIN đã mô hình hóa

Như đã trình bày ở Mục 2.1.4, nhược điểm của anten mảng phản xạ tái cấu hình là chi phí chế tạo vẫn còn khá cao. Ngoài ra, các cấu trúc mạch in nhiều lớp được ghép từ nhiều chất nền khác nhau gây ra sự không đồng nhất trong cấu trúc PCB, suy hao và dịch pha không mong muốn. Cấu trúc này cũng không bền theo thời gian vì các lớp chất nền khác nhau có hệ số giãn nở theo nhiệt độ khác nhau [109]. Do đó, trong trong mục này, luận án sẽ đề xuất một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit băng rộng sử dụng đi-ốt PIN SMP-1340-040 và cấu trúc một lớp nhằm tăng độ bền và giảm chi phí chế tạo phần tử và mảng phản xạ tái cấu hình.

Đồng thời, để khắc phục khó khăn về mô hình đi-ốt PIN như đã đề cập ở Mục 1.2.6, luận án sẽ thực hiện mô hình hóa đi-ốt PIN trước khi thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình. Sau đó, trên cơ sở mô hình đi-ốt PIN đã có, luận án sẽ đề xuất phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp. Phần tử này cũng sử dụng nguyên lý điều chỉnh tần số cộng hưởng để thiết kế phần tử nhằm đạt được mục tiêu băng rộng.

2.2.1 Mô hình đi-ốt PIN

a) Lý do cần phải mô hình đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ

Đặc tính của đi-ốt PIN bị ảnh hưởng bởi tần số hoạt động, loại chất nền, dòng, điện áp điều khiển và cấu trúc lắp ghép đi-ốt. Hơn nữa, mô hình của đi-ốt PIN do nhà sản xuất đưa ra không thể được sử dụng cho phần tử mảng phản xạ vì nó được đo trong một điều kiện cụ thể với các chất nền khác nhau. Các nhà sản xuất mô hình hóa đi-ốt PIN trong môi trường điện từ trường cho mạch vi dải với nguồn cấp có hướng từ mặt trên xuống mặt dưới. Đối với phần tử mảng phản xạ, sóng điện từ trường được cấp qua không khí với các góc khác nhau của sóng tới. Do đó, việc xác định mô hình cho đi-ốt PIN cần phải đặt đúng môi trường điện từ trường. Đó là điều kiện bắt buộc để mô hình hóa chính xác đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình. Việc mô hình hóa đi-ốt PIN để xác định các tham số R, L, C của nó ở hai trạng thái "tắt" và "mở" và từ đó có thể tính toán và thiết kế phần tử chính xác và dễ dàng hơn. Một công trình gần đây [77] đã kiểm chứng mô hình đi-ốt PIN bằng cách đo cả mảng phản xạ tái cấu hình. Phương pháp này rất tốn kém và mất thời gian. Tài liệu tham khảo [39] cũng đã sử dụng ống dẫn sóng để đo các tham số phản xạ của các phần tử phản xạ nhưng không đề cập đến phương pháp xác định mô hình của đi-ốt PIN.

b) Cấu tạo và mô hình tổng quát của đi-ốt PIN

Cấu tạo của đi-ốt PIN bao gồm: hai đế chân dán kim loại ở hai đầu một lớp P^+ , một lớp N^+ và một vùng không có điện tích (Vùng "I") như trong Hình 2.16a. Đặc tính điện của đi-ốt PIN chủ yếu phụ thuộc vào kích thước hình học của đế chân dán kim loại và đặc tính của vùng "I". Đi-ốt PIN thường có hai chế độ hoạt động chủ yếu là: suy giảm và chuyển mạch. Khi sử dụng cho mảng phản xạ tái cấu hình, đi-ốt PIN chỉ hoạt động ở chế độ chuyển mạch với hai trạng thái: "tắt" và "mở". Đi-ốt này "mở" khi cấp một nguồn điện áp một chiều phân cực thuận khoảng từ 0,8 V đến 1 V và dòng điện khoảng vài mA và nó "tắt" khi cấp

một điện áp phân cực ngược. Để dễ dàng mô phỏng đặc tính của phần tử có sử dụng đi-ốt PIN bằng các phần mềm chuyên dụng, các đi-ốt này thường được mô hình hóa các mạch điện tương đương. Sơ đồ mạch tương đương tổng quát của đi-ốt PIN ở chế độ chuyển mạch được trình bày trong Hình 2.16b [110]. Ở trạng thái "mở", đi-ốt PIN được mô hình như một điện trở R_{ON} mắc nối tiếp với một



(a) Mặt cắt ngang của đi-ốt PIN

(b) Sơ đồ tương đương của đi-ốt PIN

TLTK	Đi-ốt PIN	L_d (pH)	R_{ON} (Ω)	$\begin{array}{c} R_{OFF} \\ (\Omega) \end{array}$	C_d (fF)	Chất nền	h (mm)	f_c (GHz)
[38]***	SMP1	450	1	10	126	Arlon 880	$0,\!5$	$5,\!35$
[77]	MA1	450	1	10	100	TLX-08	1,58	9,3
[89]	MA1	780	0,8	10	202	FR4	1	2,3
[46]	SMP1	700	0,78	KCB	210	KCB	KCB	5
[87]	SMP2	700	0,85	KCB	210	F4B	3	8,5
[48]	SMP1	450	1	10	160	F4B	2,2	5,0
[68]	MA1	30	7,8	KCB	25	TLX-8	1,58	$14,\!25$
[76]	MA9	30	5 9* /7 8**	KCB	10* /35**	TLX-8	1 58	11,2/
[10]	101712	50	0,2 /1,0	ROD	40 / 00	117-0	1,00	$13,\!75$
[79]***	SMP1	50	4,2	300 000	42	RO4003C	1,52	$9,\!5$
[80]	MA1	30	7,8	KCB	25	AD 255C	1,58	13,0
[88]	MA2	KCB	4,2	KCB	20	RT5880	KCB	12

Bảng 2.3: Bảng giá trị các phần tử trong mạch tương đương của các đi-ốt PIN.

Hình 2.16: Cấu trúc và sơ đồ tương đương tổng quát của đi-ốt PIN.

Chú thích: SMP1: SMP-1340-040; SMP2: SMP-1340-079; MA1: MADP-000907; MA2: MA4AGP907; Các thành phần L_{OFF} , C_{OFF} và R_{OFF} của mô hình đi-ốt PIN được mắc nối tiếp trừ các tài liệu [38, 79] (***); Các thành phần h: Độ dày của lớp chất nền đi-ốt gắn lên. *: Băng tần: 10,0 GHz – 12,4 GHz; **: Băng tần: 12,5 GHz – 15,0 GHz; KCB: Không công bố.

cuộn cảm L_d . R_{ON} thể hiện đặc tính của vùng "T" khi được lấp đầy lỗ trống và electron còn cuộn cảm L_d là mô hình của chân dán kim loại của đi-ốt. Đi-ốt PIN ở trạng thái "tắt" được mô hình như một điện trở R_{OFF} nối tiếp với một tụ điện C_d và một cuộn cảm L_d . R_{OFF} và C_d thể hiện các đặc tính của vùng "T" khi không có điện tích, còn L_d mô phỏng đặc tính của chân dán kim loại của đi-ốt, tương tự như ở trạng thái "mở". Như vậy, đi-ốt PIN là linh kiện tích cực, có thể thay đổi tham số để điều chỉnh đặc tính cộng hưởng của phần tử và cũng là linh kiện có tổn hao. Các điện trở R_{ON} và R_{OFF} sẽ là thành phần gây tổn hao năng lượng điện từ trường trong nội bộ phần tử sử dụng linh kiện này còn các thành phần L_d và C_d góp phần làm thay đổi đặc tính cộng hưởng của phần tử đó.

Bảng 2.3 trình bày giá trị của các thành phần trong mạch tương đương của một số loại đi-ốt PIN phổ biến dùng cho mảng phản xạ tái cấu hình. Ta có thể nhận thấy: hầu hết các giá trị của các tham số thành phần là khác nhau, đặc biệt là giá trị của tụ điện C_d ở trạng thái "tắt", thậm chí cho cả các loại giống nhau. Ví dụ, tụ điện C_d của đi-ốt PIN SMP-1340-040 thay đổi từ 100 fF đến 202 fF, tương ứng với tần số trung tâm từ 2,3 GHz đến 9 GHz. Điều này một lần nữa khẳng định rằng: Việc mô hình hóa đi-ốt PIN theo dải tần số hoạt động cùng với các điều kiện hoạt động là cần thiết trước khi thiết kế phần tử và mảng phản xạ tái cấu hình.

c) Các bước mô hình đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình

NCS chọn đi-ốt PIN SMP-1340-040 của hãng Skywork để mô hình hóa. Sau đó, chúng được sử dụng để thiết kế phần tử băng rộng. Ưu điểm của loại đi-ốt này là chi phí thấp (khoảng bằng 1/8 so với đi-ốt MADP-000907 và bằng 1/15 so với đi-ốt MA4AGP907 của hãng MACOM [111–113]) mặc



Hình 2.17: Lưu đồ quá trình xác định mô hình đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp.

dù đi-ốt này có tính phi tuyến và suy hao cao hơn so với hai loại của hãng MACOM. Vì vậy, đi-ốt này rất phù hợp để thiết kế các anten mảng phản xạ tái cấu hình với hàng trăm hoặc hàng nghìn phần tử. Mạch tương đương của đi-ốt này giống như một đi-ốt PIN thông thường như đã trình bày ở Hình 2.16. Để mô hình hóa được đi-ốt này, NCS đã thực hiện một quy trình gồm bốn bước như sau (xem Hình 2.17):



Hình 2.18: Mô hình thực tế của đi-ốt PIN.

Bước 1: Thiết kế một phần tử ban đầu (phiên bản 1) để mô hình hóa đi-ốt. Vì mô hình đi-ốt SMP-1340-040 chưa biết nên NCS đã sử dụng mô hình ban đầu được trích xuất từ tài liệu [77] để thiết kế phần tử này. Trong tài liệu này, đi-ốt hoạt động tại tần số trung tâm là 9,2 GHz và phần tử sử dụng chất nền TLX-08 với độ dày 1,58 mm (Xem Bảng 2.3). Giá trị của các phần tử của mô hình ban đầu như sau: $L_d = 500$ pH, $C_d = 100$ fF, $R_{ON} = 1 \Omega$ và R_{OFF} $= 10 \Omega$. Tuy nhiên, điều kiện hoạt động của phần tử trong mục này khác so với tài liệu [77], cụ thể: chất nền là RT5880 với độ dày 3,175 mm; dải tần số hoạt động từ 9 GHz đến 16 GHz; các cấu trúc lấp ghép đi-ốt cũng khác nhau. Do đó, mô hình đi-ốt PIN sẽ khác với mô hình ban đầu trong tài liệu [77].

Giả sử mô hình đi-ốt PIN thực tế là L'_d , R'_{ON} , C'_d và R'_{OFF} , như trong Hình 2.18 thì mối quan hệ giữa mô hình thực tế và mô hình ban đầu được xác định theo công thức 2.1.

$$\begin{cases}
L'_{d} = L_{d} + \Delta L_{d} \\
R'_{ON} = R_{ON} + \Delta R_{ON} \\
C'_{d} = C_{d} + \Delta C_{d} \\
R'_{OFF} = R_{OFF} + \Delta R_{OFF}
\end{cases}$$
(2.1)

Trong đó, ΔL_d , ΔR_{ON} , ΔC_d và ΔR_{OFF} là sai số của các thành phần trong mô hình thực tế so với mô hình ban đầu. Các sai số này xuất phát từ sự khác nhau về điều kiện hoạt động như tần số hoạt động, dòng và điện áp điều khiển, chất nền sử dụng... Lưu ý rằng: giá trị của các tham số này có thể là dương hoặc âm. Công thức 2.1 cho thấy rằng các sai số của các thành phần trong mô hình sẽ dẫn đến sai số giữa kết quả mô phỏng và thử nghiệm. Tuy nhiên, mô hình ban đầu vẫn được sử dụng để thiết kế phần tử vì mô hình thực tế chưa được xác định.

Bước 2: Mô phỏng, chế tạo và đo phần tử đã được thiết kế ở Bước 1. Trong bước này, phần tử phiên bản 1 được mô phỏng bằng phương pháp chu kỳ với nguồn kích thích là sóng phẳng để xác định hệ số phản xạ và pha phản xạ. Sau đó, phần tử được chế tạo và đo kiểm bởi máy phân tích mạng véc-tơ Keysight N5242A (tại Phòng thí nghiệm của Khoa Vô tuyến điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự) thông qua ống dẫn sóng và cáp cao tần theo phương pháp TRL để xác định hệ số phản xạ và pha phản xạ như khi mô phỏng. Sau đó, kết quả đo và mô phỏng được so sánh với nhau để tìm ra sai số mô hình đi-ốt. Sai số đó được dùng để điều chỉnh các tham số ΔL_d , ΔR_{ON} , ΔC_d và ΔR_{OFF} ở Bước 4. Hai nguyên nhân chủ yếu gây ra sai số là: mô hình đi-ốt PIN sai và cấu hình phương pháp mô phỏng sai. Do đó, điều đầu tiên cần thực hiện là cấu hình lại phương pháp mô phỏng trước khi điều chỉnh các sai số của mô hình đi-ốt PIN.

Bước 3: Cấu hình phương pháp mô phỏng. Trong phần này, điều kiện phương pháp mô phỏng được thiết lập để tương đồng với điều kiện thực tế truyền sóng trong ống dẫn sóng. Cụ thể, góc tới được điều chỉnh để thay đổi theo tần số và mặt phẳng chuẩn được thiết lập tại bề mặt của phần tử tương tự như phép đo.

Bước 4: Thực hiện vòng lặp mô phỏng-điều chỉnh-mô phỏng đế xác định mô hình đi-ốt PIN thực tế. Các tham số (ΔL_d , ΔR_{ON} , ΔC_d và ΔR_{OFF}) được điều chỉnh theo từng bước trong các vòng lặp để đưa hệ số phản xạ mô phỏng tương đồng với kết quả đo. Pha phản xạ không được quan tâm khi điều chỉnh các thành phần của mô hình đi-ốt, tuy nhiên, chúng sẽ được so sánh ở bước cuối cùng để củng cố tính chính xác của mô hình.

Sau đây, luận án sẽ trình bày cụ thể các bước để mô hình hóa đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình:

Bước 1: Thiết kế phần tử phiên bản 1

Như đã đề cập ở trên, NCS sử dụng một mô hình đi-ốt PIN ban đầu (được trích từ tài liệu [77]) để thiết kế phần tử phiên bản 1 phục vụ mô hình hóa đi-ốt PIN. Cấu trúc của phần tử anten được trình bày trong Hình 2.19. Kích thước của phần tử là 12 mm x 12 mm, nhỏ hơn một nửa bước sóng của tần số trung tâm (12 GHz). Chỉ một lớp chất nền Duroid RT5880 với hằng số điện môi là 2,2 và đô dày 3,175 mm được sử dụng để thiết kế phần tử. Kích thước chi tiết của cấu trúc được trình bày trong Bảng 2.4. Phần tử gồm có hai lớp đồng: Lớp đồng đầu tiên ở trên cùng, bao gồm bốn anten vi dải hình chữ nhật được xẻ khe là thành phần công hưởng chính. Các khe giúp cố định vi trí của các đi-ốt PIN, đồng thời chúng cũng là một trong các yếu tố cho phép thay đối để đạt được băng thông rộng như mong muốn. Lớp đất được xẻ khe xung quanh lỗ mạ (via), tạo ra bốn mạch vi dải. Chúng được hàn nhằm kết nối với hai dây DC và hai dây GND để đưa tín hiệu một chiều lên lớp đồng trên cùng qua lỗ ma để điều khiển bốn đi-ốt PIN. Lớp đất là lớp phản xa của phần tử nhưng do nó bị xẻ khe nên lớp này không phản xa hoàn toàn năng lương điện từ trường. Bốn tu điện 27 pF được sử dụng để nối các tấm mạch vi dải này với khu vực còn lại để đóng đường tín hiệu RF, chặn trường điện

Tham số	a	l	h	l_d	l_v	g	s	w_1	w_2
Giá trị (mm)	12	7	$3,\!175$	1	1	$0,\!15$	$0,\!15$	0,7	0,25

Bảng 2.4: Kích thước của phần tử tái cấu hình một lớp phiên bản 1.



Hình 2.19: Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1.



Hình 2.20: Mạch tương đương của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1.

từ bức xạ từ các khe này, tạo thành một bề mặt phản xạ hoàn hảo. Phương pháp cấp nguồn DC kiểu này có ưu điểm là tạo ra sự cách ly tốt giữa tín hiệu DC và RF so với các cấu trúc của nghiên cứu khác [64,70].

Để hiểu rõ hơn nguyên lý hoạt động của phần tử này, NCS đã mô hình nó bằng hai mạch điện tương đương với hai trạng thái "tắt/mở". Vì phần tử có hai cặp mạch vi dải hình chữ nhật đối xứng theo cả hai hướng x và y nên

NCS chỉ mô hình hóa một cặp mạch vi dải theo hướng x như trong Hình 2.20. Mỗi mạch vi dải được mô hình hóa bằng một cuộn cảm L_p nối tiếp với tụ điện C_p , còn lỗ mạ (via) nối từng mạch vi dải xuống lớp đất được mô hình hóa như một cộn cảm L_v , song song với sơ đồ tương đương mạch vi dải (L_p nối tiếp với C_p). Mỗi cặp mạch vi dải này được liên kết với nhau bằng một đi-ốt PIN theo cả hai hướng x và y. Do vậy, khi các đi-ốt PIN này bị điều khiển làm thay đổi trạng thái, sơ đồ tương đương của chúng cũng thay đổi theo. Khi đó, cấu trúc mạch cộng hưởng, tần số cộng hưởng và pha phản xạ của phần tử cũng thay đổi theo tương ứng. Do hướng của trường điện từ như trong Hình 2.19 (chỉ xét phân cực tuyến tính hướng x), sự liên kết giữa hai mạch vi dải theo hướng trục y là yếu nên có thể bị bỏ qua.

Bước 2: Mô phỏng và đo phần tử phiên bản 1

Phần tử được mô phỏng bằng phương pháp chu kỳ với nguồn kích thích là sóng phẳng (góc tới 0°) để xác định hệ số phản xạ và pha phản xạ. Sau đó, phần tử được chế tạo để đo tham số S_{11} như Mục 2.1.3. Tuy nhiên, vì kích thước ống dẫn sóng tiêu chuẩn thường có cấu trúc hình chữ nhật nên NCS đã ghép và chế tạo hai phần tử (kích thước 24 mm x 12 mm) như Hình 2.21. Hai vòng lỗ mạ được thêm vào, bao quanh hai phần tử để giả lập các mặt phẳng $E_t = 0$ và $H_t = 0$ trong môi trường mô phỏng (điều kiện biên), ngăn năng lượng điện từ trường bức xạ ra ngoài. Bốn lỗ ngoài cùng dùng để cố định vị trí phần tử trên mặt mở của ống dẫn sóng còn bốn lỗ nhỏ hơn ở bên trong dùng để cố định mặt nạ thiếc hàn (solder paste). Các tụ điện và đi-ốt PIN cũng đã được hàn cố định trên



Hình 2.21: Bảng mạch phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1 đã chế tạo.

Bộ ống dẫn sóng WR-75 kiểu taper được sử dụng để đo phần tử như đã trình bày ở Mục 2.1.3. Ống dẫn sóng cũng được hiệu chuẩn để xác định mặt phẳng chuẩn tại mặt mở ống dẫn sóng (24 mm x 12 mm) bằng phương pháp TRL. Sau đó, mặt phẳng chuẩn được kiểm tra lại bằng cách đo hệ số phản xạ tại mặt mở của ống dẫn sóng khi ngắn mạch. Kết quả phép đo (Hình 2.22b) với hệ số phản xạ gần bằng 0 chứng tỏ mặt phẳng chuẩn của hệ đo đã được hiệu chuẩn. Dung sai cơ khí giữa hai ống dẫn sóng cũng tạo ra vài đỉnh nhỏ hơn 0,2 dB. Tuy nhiên, với sai số nhỏ như vậy, kết quả đo của phần tử sẽ không bị ảnh hưởng nhiều.

Phần tử được đặt tại mặt mở ống dẫn sóng để đo các tham số phản xạ bằng máy phân tích mạng véc-tơ thông qua cáp RF như Hình 2.23. Sơ đồ



Hình 2.22: Bộ dụng cụ đo kiểu ống dẫn sóng.

do cụ thể của phương pháp đo và điều khiển đi-ốt PIN được trình bày trong Hình 2.24. Các phần tử được điều khiển "tắt/mở" bằng tín hiệu DC từ bộ nguồn DC. Dòng một chiều được thiết lập nhờ bộ giới hạn dòng (bốn điện trở 560 Ω) và mức điện áp được thiết lập trên nguồn DC. Dòng điện này được giám sát bởi máy đo vạn năng. Do hai phần tử trong bảng mạch giống nhau nên NCS chỉ trình bày sơ đồ điều khiển cho một phần tử. Bốn đi-ốt PIN được điều khiển thông qua bốn dây dẫn (hai dây GND và hai dây V +). Các dây này cấp tín hiệu DC từ bộ hạn dòng đến các chân 1, 2, 3 và 4 như trong Hình 2.24b, tương ứng với các chân này trong Hình 2.21. Để "mở" đi-ốt PIN, đầu ra của nguồn cấp DC được thiết lập khoảng 6,5 V và dòng điện cấp cho mỗi đi-ốt khoảng 5 mA. Ngược lại, để "tắt" đi-ốt PIN, nguồn DC được thiết lập -12 V và khi đó, đi-ốt PIN được mô hình hóa như một tụ điện nối tiếp với một điện trở nên dòng ngược gần như bằng không.

Kết quả đo và mô phỏng của phần tử được trình bày trong Hình 2.25. Ta có thể nhận thấy: hai kết quả này không tương quan với nhau, đặc biệt là hệ số phản xạ. Đối với kết quả đo, hệ số phản xạ có hai đỉnh ở khoảng 11,9 GHz cho trạng thái "mở" và hai đỉnh ở khoảng 13,5 GHz và 15,1 GHz cho trạng



Hình 2.23: Thiết lập bài đo tham số phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1.



(a) Sơ đồ đo và điều khiển phần tử (b) Sơ đồ mạch điện DC điều khiển đi-ốt PIN

Hình 2.24: Sơ đồ đo tham số phản xạ và điều khiển phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp phiên bản 1.

thái "tắt" trong khi hệ số phản xạ mô phỏng không có đỉnh nào. Pha phản xạ cũng cho thấy không có sự tương quan giữa hai kết quả này với độ lệch pha lên đến 40°, đặc biệt là ở trạng thái "tắt". Pha mô phỏng ở trạng thái "tắt" cũng không có sự nhảy bậc tại tần số khoảng 15 GHz so với kết quả đo.



Hình 2.25: Kết quả đo và kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình phiên bản 1.

Các sai số này chủ yếu xuất phát từ mô hình đi-ốt PIN không phù hợp và sự thiết lập cấu hình phương pháp mô phỏng không chính xác. Mô hình đi-ốt PIN không phù hợp đã được giải thích ở trên còn cấu hình phương pháp mô phỏng cần phải phân tích thêm như sau: cấu hình phương pháp mô phỏng hiện tại chỉ sử dụng sóng phẳng để kích thích phần tử với góc tới bằng 0°, không phản ánh chính xác góc của sóng tới trong thực tế khi đo bằng ống dẫn sóng. Cụ thể, sóng truyền trong ống dẫn sóng kiểu taper sẽ có các góc tới tại bề mặt phần tử khác nhau tương ứng với tần số hoạt động của phần tử và các góc tới này tạo ra các đáp ứng khác nhau của phần tử. Do đó, hệ số phản xạ và pha phản xạ sẽ thay đổi theo góc tới. Do đó, chúng gây ra sai số giữa mô phỏng và đo kiểm. Vì vậy, cần phải thiết lập cấu hình mô phỏng theo đúng thực tế trước khi điều chỉnh mô hình đi-ốt để trùng khớp kết quả mô phỏng theo kết quả thực nghiệm.

Một yếu tố khác có thể tác động đến kết quả đo cũng như mô hình đi-ốt là lớp đất (bị xẻ khe) có thể gây rò rỉ năng lượng điện từ trường, gây ra sai số của phép đo. Để kiểm chứng điều này, NCS đã thực hiện đo hệ số phản xạ của mặt dưới của bảng mạch (tức là kiểm tra khả năng phản xạ của lớp đất). Kết quả đo với hệ số phản xạ xấp xỉ 0 dB (phản xạ gần tuyệt đối), như thể hiện trong Hình 2.25, đã chứng minh sự rò rỉ này là không đáng kể và không ảnh hưởng đến kết quả đo.

Bước 3: Thiết lập cấu hình mô phỏng

- Xác định tập hợp góc tới theo tần số:

Như đã trình bày ở bước 2, để mô hình hóa đi-ốt PIN một cách chính xác, cần phải cấu hình phương pháp mô phỏng đúng theo thực tế. Về lý thuyết, sóng điện từ truyền trong ống dẫn sóng theo các quỹ đạo khác với sóng được truyền trong không gian tự do (hầu hết là truyền thẳng). Trong ống dẫn sóng, sóng được truyền theo hình zích-zắc do nó bị phản xạ tại các bề mặt kim loại của ống dẫn sóng. Do vậy, sóng tới sau khi phản xạ nhiều lần trong ống dẫn sóng tác động vào bề mặt phần tử với các góc tới có độ nghiêng khác nhau và các góc nghiêng này phụ thuộc vào tần số của sóng tới. Vì đặc tính phản xạ của phần tử thay đổi theo góc của sóng tới nên cần thiết phải xác định góc sóng tới theo tần số để mô phỏng phần tử chính xác, làm cơ sở để xác định



dẫn sóng WR 75 (Chuyển từ WR 75 sang 24 mm x 12 mm) Hai phần tử Hình 2.26: Sự truyền sóng trong dụng cụ đo dạng ống dẫn sóng kiểu tạper.

mô hình của đi-ốt PIN.

Theo tài liệu [114], sóng điện từ lan truyền trong ống dẫn sóng theo các góc θ khác nhau, phụ thuộc vào tần số như công thức 2.2.

$$\sin\left(\theta\right) = \frac{f_{cutoff}}{f} \tag{2.2}$$

Trong đó, f_{cutoff} là tần số cắt của ống dẫn sóng; f là tần số hoạt động. Tuy nhiên, do ống dẫn sóng WR75 có hình dạng taper (chuyển đổi từ kích thước 19,05 mm x 9,525 mm sang 24 mm x 12 mm), như đã trình bày trong Hình 2.22 nên khi sóng đến bề mặt phần tử, các góc tới θ biến đổi thành một góc khác φ . Để thấy rõ được tính chất truyền sóng và sự chuyển hóa của góc tới trong ống dẫn sóng, NCS đã vẽ mô hình ống dẫn sóng này và quá trình truyền sóng như trong Hình 2.26.

Do sóng điện từ chỉ phản xạ qua lại giữa hai thành rộng của ống dẫn sóng nên hình này chỉ thể hiện mặt cắt ngang (thành rộng) của bộ ống dẫn sóng (bao gồm cả bộ chuyển đổi cáp đồng trục sang ống dẫn sóng). Kích thước của dụng cụ đo như sau: khoảng cách từ tâm pha của bộ chuyển đổi cáp đồng trục sang ống dẫn sóng đến mặt mở của nó là $l_a = 20$ mm; Chiều dài của ống dẫn sóng kiểu taper là $l_t = 71$ mm; Kích thước mặt mở của bộ chuyển đổi cáp đồng trục sang ống dẫn sóng tiêu chuẩn là 19,05 mm x 9,525 mm nên kích thước chiều dài của mặt mở của bộ chuyển đổi là $d_a = 19,05$ mm. Ống dẫn sóng kiểu taper có hai đầu: đầu hẹp nối với bộ chuyển đổi (19,05 mm x 9.525 mm) và một đầu rộng hơn (24 mm x 12 mm) để đặt phần tử lên đó. Chiều dài của đầu nhỏ là 19,05 mm còn chiều dài của đầu rộng là 2a = 24 mm. Dựa trên cấu trúc và kích thước của toàn bộ ống dẫn sóng, nhờ phương pháp hình học, NCS tính toán các góc tới φ cho tập hợp các tần số rời rạc từ 9 GHz đến 16 GHz và các góc tới này sẽ được đưa vào cấu hình phương pháp mô phỏng.

- Cấu hình phương pháp mô phỏng:

Trong các phần mềm mô phỏng điện từ trường chuyên dụng như CST EM Studio, HFSS..., người ta thường dùng cả phương pháp ống dẫn sóng và phương pháp chu kỳ để mô phỏng phần tử như đã đề cập ở Mục A.5, Phụ lục A. Trong mục này, NCS sử dụng cả hai phương pháp này để mô phỏng phần tử này nhằm so sánh và đánh giá kết quả mô phỏng một cách tổng quát hơn. Đồng thời, ta có thể đánh giá các ưu, nhược điểm của hai phương pháp mô phỏng này. Mô hình hai phương pháp này cùng các tham số cấu hình của chúng được mô tả trong Hình 2.27. Đối với phương pháp chu kỳ, các góc tới φ được sử dụng để thiết lập góc tới của cổng Floquet theo từng tần số mô phỏng. Ngược lại, các góc tới trong phương pháp ống dẫn sóng được phần mềm cố định theo góc θ vì phương pháp này mô hình hóa một ống dẫn sóng. Đối với phương pháp chu kỳ, khoảng cách của phần tử đến cổng floquet được thiết lập mặc định, bằng 1/4 bước sóng. Đối với phương pháp ống dẫn sóng dẫn sóng thực tế.

Các mặt phẳng chuẩn của cả hai phương pháp mô phỏng được đặt tại bề mặt của phần tử tương tự như khi đo. Việc thiết lập mặt phẳng chuẩn là rất quan trọng vì nó đảm bảo pha của tín hiệu phản xạ không bị ảnh hưởng do quá trình truyền sóng. Do đó, kết quả mô phỏng sẽ trùng khớp với kết quả đo. Phía sau phần tử của cả hai phương pháp đều thiết lập chế độ mở với môi trường không khí, tương đồng với điều kiện đo thực tế. Cổng Floquet trong phương pháp chu kỳ chỉ tạo chế độ sóng mặt phẳng (do phần mềm thiết lập), nhưng sóng kiểu này cũng ít ảnh hưởng đến đặc tính phản xạ của phần tử so với sóng TE10 trong ống dẫn sóng thực tế [115]. Đối với phương pháp ống dẫn sóng, các điều kiện biên (bốn mặt phản xạ xung quanh) được thiết lập $E_t = 0$ để kích hoạt chế độ TE10 tương đồng với chế độ (mode) của ống dẫn sóng thực tế.



Hình 2.27: Cấu hình hai phương pháp mô phỏng phần tử phục vụ việc mô hình hóa đi-ốt PIN.

Bước 4: Vòng điều chỉnh mô hình đi-ốt PIN

Sau khi cấu hình phương pháp mô phỏng, từng thành phần của mô hình đi-ốt PIN được điều chỉnh để khớp hệ số phản xạ mô phỏng theo hệ số phản xạ thực nghiệm. Xét lại kết quả đo trong Hình 2.25, có thể nhận thấy: vì ảnh hưởng của hiệu ứng góc tới nên hệ số phản xạ có một số đỉnh và chúng chính là các điểm dấu để điều chỉnh các thành phần của mô hình đi-ốt PIN. Ngoài ra, các thành phần cảm kháng và dung kháng (L_d và C_d) của mạch tương đương ảnh hưởng đến tần số của các đỉnh, trong khi đó, các thành phần trở kháng (R_{ON} và R_{OFF}) chỉ ảnh hưởng đến độ sâu đỉnh. Do đó, mỗi thành phần trong chúng có thể được điều chỉnh trong một vòng lặp độc lập để trùng khớp kết quả mô phỏng với kết quả đo và từ đó, mô hình đi-ốt PIN được xác định. Vì các kết quả đo đã được xác lập trước nên các vòng lặp này chỉ được thực hiện trong môi trường mô phỏng. Lưu ý rằng: trước khi thực hiện các vòng lặp, phương pháp mô phỏng cần phải được thiết lập đúng như đã trình bày ở Bước 3.

Vì mô hình đi-ốt PIN ở trạng thái "mở" chỉ có hai thành phần (cuộn cảm L'_d và điện trở R'_{ON}) nên hai thành phần này được ưu tiên xác định trước. Như trong Hình 2.28, hệ số phản xạ thực nghiệm ở trạng thái "mở" chỉ có một đỉnh tại tần số 11,97 GHz. Để xác định L'_d , ΔL_d được thay đổi trong một vòng lặp "điều chỉnh-mô phỏng-điều chỉnh" để dịch chuyển tần số của đỉnh của đồ thị hệ số phản xạ mô phỏng hướng về tần số 11,97 GHz. Vòng lặp này dừng lại khi tần số của đỉnh này trùng với đỉnh của đồ thị hệ số phản xạ thực nghiệm tại tần số này, khi đó, ta xác định được $\Delta L_d = -378$ pH và $L'_d = L_d + \Delta L_d = 122$ pH.



Hình 2.28: Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình phiên bản 1 theo mô hình đi-ốt PIN đã xác định.

Tương tự như vậy, ΔR_{ON} được thay đổi trong một vòng lặp khác để điều chỉnh với biên độ của hệ số phản xạ mô phỏng tại đỉnh (11,97 GHz) trùng với biên độ của hệ số phản xạ thực nghiệm. Tuy nhiên, do các đặc tính phi tuyến của đi-ốt PIN theo tần số, biên độ của tần số này trùng khớp thì các tần số khác bị lệch. Vì vậy, NCS đã dừng vòng lặp này tại giá trị $\Delta R_{ON} =$ 1,5 Ω ($R'_{ON} = 2,5 \Omega$) để giữ biên độ của hệ số phản xạ mô phỏng toàn băng thông gần sát với kết quả đo nhất. Như vậy, mô hình đi-ốt PIN khi "mở" là $R'_{ON} = 2,5 \Omega$ và $L'_d = 122$ pH. Hệ số phản xạ ở trạng thái "tắt" có hai điểm cộng hưởng tại 13,5 GHz và 15,1 GHz nhưng chỉ có đỉnh ở 15,1 GHz được xem xét vì đỉnh còn lại nhỏ, có thể bỏ qua. Mô hình đi-ốt PIN ở trạng thái này có ba thành phần: L'_d , C'_d và R'_{OFF} . Vì tham số L'_d ở hai trạng thái "tắt" và "mở" giống nhau nên nó được cố định tại giá trị 122 pH và chỉ có hai thành phần C'_d và R'_{OFF} cần phải xác định. Để tìm C'_d , ΔC_d được thay đổi trong một vòng lặp tương tự như L'_d để di chuyển đỉnh của đồ thị hệ số phản xạ mô phỏng tiến về tần số 15,1 GHz và vòng lặp này dùng khi tần số đĩnh mô phỏng trùng với tần số đỉnh thực nghiệm. Khi đó, $\Delta C_d = 0,025$ pF, tương ứng với $C'_d = 0,125$ pF. Sau đó, ΔR_{OFF} được điều chỉnh theo một vòng lặp tương tự để xác định giá trị R'_{OFF} và vòng lặp dùng lại khi biên độ của đỉnh tại tần số 15,1 GHz tương đối khớp với giá trị đo và đảm bảo các kết quả của các tần số khác trong băng thông không lệch xa so với giá trị đo. Khi đó, $\Delta R_{OFF} = -5 \Omega$, tương ứng với $R'_{OFF} = 5 \Omega$. Như vậy, mô hình của đi-ốt ở trạng thái "tắt" sẽ là: $L'_d = 122$ pH; $C'_d = \Delta C_d + C_d = 0,125$ pF ($\Delta C_d = 0,025$ pF), $R'_{OFF} = R_{OFF} + \Delta R_{OFF} = 5 \Omega$ ($\Delta R_{OFF} = -5 \Omega$).

Bốn vòng lặp trên chỉ thực hiện trùng khớp về biên độ của hệ số phản xạ mô phỏng với hệ số phản xạ thực nghiệm. Tuy nhiên, nhìn lại giản đồ pha phản xạ ở Hình 2.28b, có thể thấy pha mô phỏng và pha thực nghiệm có sự tương đồng khá tốt cho cả hai phương pháp mô phỏng ống dẫn sóng và chu kỳ. Điều đó một lần nữa xác nhận tính chính xác của mô hình đi-ốt PIN đã xác định mặc dù độ lệch pha giữa hai trạng thái "tắt" và "mở" không đạt được 180° như mong muốn.

- Nhận xét về phương pháp mô phỏng:

Trong hai phương pháp mô phỏng, phương pháp chu kỳ cho kết quả tốt hơn về cả pha phản xạ và hệ số phản xạ vì tham số góc tới (đã tính trước) được điều chỉnh tương ứng theo tần số mô phỏng. Phương pháp ống dẫn sóng cho kết quả kém hơn, đặc biệt về hệ số phản xạ vì góc tới được thiết lập mặc định theo phần mềm mô phỏng. Góc sóng tới của phương pháp này θ có thay đổi theo tần số nhưng không phản ánh được đúng góc tới trong ống dẫn sóng dùng để đo kiểm. Tuy nhiên, pha mô phỏng của phương pháp ống dẫn sóng cũng tương đối trùng khớp với kết quả thực nghiệm. Trong thực tế, vì kích thước của ống dẫn sóng tiêu chuẩn hiếm khi phù hợp với kích thước phần tử nên ống dẫn sóng kiểu taper thường được sử dụng để đo các phần tử. Do đó, phương pháp chu kỳ sẽ có lợi thế hơn khi mô phỏng, xác định mô hình đi-ốt PIN hoặc các phần tử tích cực khác vì nó có sai số tốt hơn so với phương pháp ống dẫn sóng. Trong khi đó, phương pháp ống dẫn sóng đơn giản hơn, có thời gian mô phỏng ngắn hơn vì không phải xét đến góc tới. Vì vậy, nó có thể dùng để khảo sát trước khi thực hiện phương pháp chu kỳ với độ chính xác cao hơn.

- Nhận xét về mô hình đi-ốt PIN:

Giá trị một số thành phần của mô hình này có sự sai khác so với các mô hình đi-ốt PIN cùng loại của các công bố khác (xem Bảng 2.5), đặc biệt là thành phần L_d , R_{ON} và R_{OFF} vì chất nền, tần số hoạt động và cấu trúc của đế hàn đi-ốt khác so với các nghiên cứu đó. Tuy nhiên, hầu hết các công trình đã công bố không đo phần tử cũng như mô hình đi-ốt PIN nên việc so sánh này không chính xác. Các yếu tố khác có thể ảnh hưởng đến mô hình của đi-ốt PIN đó là: các tụ điện và các khe hở trên mặt đất của phần tử. Chúng có thể tác động đến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng rò rỉ năng lượng điện từ trường. Để chứng minh các yếu tố dó không ảnh hưởng đến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thển đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tượng thến đặc tính phản xạ của mặt đất và gây ra hiện tướng đến đặc tính phản xạ của thế thức hiện đo hệ số phản xạ của mặt đất (đặt mặt dưới

	Di ốt DIN	L_d	R_{ON}	R_{OFF}	C_d	Chất nần	h	f_c
	DI-00 I IN	(pH)	(Ω)	(Ω)	(fF)	Chat hen	(mm)	(GHz)
[38]*	SMP1	450	1	10	126	Arlon 880	0,5	$5,\!35$
[46]	SMP1	700	$0,\!78$	KCB	210	KCB	KCB	5
[48]	SMP1	450	1	10	160	F4B	2,2	5,0
[79]*	SMP1	50	4,2	300 000	42	RO4003C	1,52	9,5
Nghiên cứu này	SMP1	122	2,5	5	125	RT5880	$3,\!175$	12

Bảng 2.5: Bảng giá trị các phần tử trong mạch tương đương của các đi-ốt PIN.

Chú thích: SMP1: SMP-1340-040; Các thành phần L_{OFF} , C_{OFF} và R_{OFF} của mô hình đi-ốt PIN được mắc nối tiếp trừ các tài liệu [38,79] (*); Các thành phần h: Độ dày của lớp chất nền đi-ốt gắn lên. KCB: Không công bố; f_c : Tần số trung tâm.

của bảng mạch úp lên mặt mở ống dẫn sóng) để kiểm chứng. Kết quả đo cho thấy: hệ số phản xạ (suy hao mặt đất) gần bằng 0 dB, như trong Hình 2.28a, đã chứng minh mặt đất không bị ảnh hưởng bởi các yếu tố này.

Với kết quả đã đạt được, giải pháp này cũng có thể áp dụng để mô hình hóa các linh kiện, vật liệu khác dùng để tái cấu hình phần tử mảng phản xạ như đi-ốt biến dung, tinh thể lỏng, graphen...

2.2.2 Thiết kế và tối ưu phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng sử dụng đi-ốt PIN đã mô hình hóa

a) Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng

Trên cơ sở mô hình đi-ốt PIN đã xác định, NCS đã thiết kế lại phần tử ban đầu (phiên bản 1) ở Bước 1, Mục 2.2.1. Do phần tử có nhiều tham số cấu trúc nên cần thiết phải thực hiện việc tối ưu thiết kế bằng cách điều chỉnh các tham số l_d, l_v, g, w_1 và w_2 để đạt được độ lệch pha khoảng 180° giữa trạng thái "mở" và "tắt" trong một dải tần số rộng nhất có thể. Vì các tham số l_d và l_v có khả năng thay đổi độ lệch pha lớn nên được sử dụng để chỉnh thô còn các tham số g, w_1 và w_2 chỉ có thể thay đổi độ lệch pha trong phạm vi



Hình 2.29: Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

Bảng 2.6: Kích thước của phần tử tái cấu hình một lớp băng rộng.

Tham số	a	l	h	l_d	l_v	g	s	w_1	w_2
Giá trị (mm)	12	7	$3,\!175$	$0,\!95$	0,85	0,12	$0,\!15$	$0,\!6$	$0,\!3$

nhỏ nên được sử dụng để điều chỉnh tinh. Quá trình tối ưu được thực hiện nhiều lần nhằm đạt được cấu trúc phần tử có đặc tính băng rộng tốt nhất và có kích thước dễ chế tạo. Cấu trúc của phần tử mới này (phiên bản 2) được trình bày ở Hình. 2.29 còn kích thước chi tiết của phần tử này được trình bày trong Bảng 2.6. Nguyên tắc hoạt động của nó tương tự như phiên bản 1 nên không được trình bày lại ở mục này.

b) Đặc tính phản xạ theo mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng

Phần tử phiên bản 2 được mô phỏng bằng phương pháp chu kỳ với nguồn kích thích là sóng phẳng cho cả hai phân cực tuyến tính hoặc phân cực tròn với góc tới bằng 0°. Vì cấu trúc của phần tử được đề xuất có tính đối xứng nên sóng phản xạ của phần tử này vẫn giữ được phân cực giống với phân cực của nguồn phát và đặc tính phản xạ của nó khi nguồn kích thích có phân cực hướng x hoặc phân cực y là không khác nhau đáng kể. Vì vậy, NCS chỉ trình bày kết quả mô phỏng cho phân cực hướng y và phân cực tròn bên trái (LHCP) như là hai dạng phân cực đại diện cho phân cực phân cực tuyến tính và tròn. Các kết quả mô phỏng của phần tử theo phân cực hướng y và phân cực LHCP lần lượt được trình bày trong Hình 2.30 và 2.31.



Hình 2.30: Đặc tính phản xạ theo phân cực hướng y của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.



Hình 2.31: Đặc tính phản xạ theo phân cực LHCP của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

Kết quả mô phỏng cho thấy phần tử có đặc tính phản xạ rất tốt cho cả hai phân cực tuyến tính và phân cực tròn. Băng thông dịch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ của phần tử đối với phân cực tuyến tính hướng y là 40,6% (từ 9,2 GHz đến 13,9 GHz) và 33,8% (từ 9,26 GHz đến 13,03 GHz) đối với phân cực LHCP. Trong các dải tần số này, các hệ số phản xạ của phần tử theo phân cực tuyến tính hướng y và phân cực LHCP đều lớn hơn -1,7 dB và -1,4 dB tương ứng với hai trạng thái "mở" và "tắt".

Hệ số phản xạ trung bình cho cả hai trạng thái này là từ -0,6 dB đến -1 dB. Vì vậy, hiệu suất bức xạ trung bình của phần tử là khoảng 90% cho cả


Hình 2.32: Đặc tính phản xạ theo góc nghiêng (phân cực hướng y) của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

trạng thái. Độ lệch của hệ số phản xạ trung bình trong băng thông luôn nhỏ hơn 0,4 dB. Các hệ số phản xạ theo phân cực chéo và hệ số truyền giữa hai lớp luôn nhỏ hơn -40 dB cho cả hai phân cực. Đây là một kết quả rất tốt của một phần tử sử dụng đi-ốt PIN SMP-1340-040 trong khi tần số hoạt động lên đến 13,9 GHz. Ngoài ra, phần tử này chỉ sử dụng một lớp nên cũng có chi phí thấp đáng kể so với một phần tử nhiều lớp. Với kết quả



Hình 2.33: Đặc tính phản xạ theo theo góc nghiêng (phân cực LHCP) của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

này, phần tử có thể được sử dụng để thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình băng thông rộng.

Tương tự như phần tử tái cấu hình hai lớp, phần tử này cũng được mô phỏng trong điều kiện với các góc tới khác nhau (20° và 30°) để đánh giá hiệu ứng góc nghiêng của chúng. Kết quả trên Hình 2.32 và 2.33 cho thấy: đối với cả hai phân cực hướng y và LHCP, các hệ số phản xạ và pha phản xạ ở các góc tới 20° và 30° cho có độ lệch nhỏ so với trường hợp góc tới 0° ở Hình 2.30 và 2.31. Mức phân cực chéo của phân cực hướng y gần như không bị ảnh hưởng (luôn nhỏ hơn -45 dB), trong khi tham số này của phân cực LHCP bị ảnh hưởng lớn hơn nhưng vẫn nằm trong ngưỡng chấp nhận được với giá trị luôn nhỏ hơn -15 dB trong cả băng tần từ 9,2 GHz đến 13,3 GHz. Đối với cả hai phân cực, độ lệch pha phản xạ giữa các trạng thái "mở" và "tắt" có xu hướng nhỏ dần bắt đầu từ 11,5 GHz với độ lệch tối đa khoảng 30° cho cả hai góc tới 20° và 30° so với góc tới 0°.

- Nhận xét về kết quả của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Phần tử đạt được băng thông rộng vì nó sử dụng chất nền dày (3,175 mm) và cấu trúc thích hợp. Cụ thể, cấu trúc cộng hưởng chính của phần tử (bốn anten vi dải hình chữ nhật) cùng với độ dày lớp chất nền giúp phần tử đạt được đặc tính băng rộng vì nó có pha phản xạ tuyến tính [116,117]. Bốn đi-ốt PIN được đặt ở giữa phần tử (để dịch pha) tránh được sự mất phối hợp giữa các mạch vi dải và các đường dây trễ pha như đã sử dụng trong các công bố trước [64,85]. Hơn nữa, phần tử có các cấu trúc cấp nguồn DC đối xứng tạo ra sự cô lập tốt giữa tín hiệu DC và tín hiệu cao tần. Vì vậy, phần tử cũng giảm được các hiệu ứng không mong muốn như suy hao và dịch pha (so với cấu trúc nhiều lớp).

c) Chế tạo và đo kiếm phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng

Để kiểm chứng đặc tính phản xạ của phần tử phiên bản 2, hai phần tử này được ghép lại thành một bảng mạch để chế tạo và đo kiểm bằng ống dẫn sóng như phần tử phiên bản 1. Cấu trúc bảng mạch của phần tử này tương tự như bảng mạch của phần tử phiên bản 1. Các vòng lỗ mạ để giả lập tường ảo, lỗ định vị để cố định bảng mạch vào ống dẫn sóng và lỗ định vị mặt nạ thiếc hàn cũng được thêm vào như trong Hình 2.34. Các phần tử cũng được cấp nguồn điều khiển và đo kiểm theo sơ đồ như Hình 2.24, tương tự như phiên bản 1. Cấu hình phương pháp đo kiểm cho phần tử này được trình bày cụ thể trong Hình 2.35.

Các kết quả thực nghiệm được so sánh với các kết quả mô phỏng của phương pháp ống dẫn sóng và phương pháp chu kỳ như trong Hình 2.36. Hình 2.36a cho thấy: hệ số phản xạ mô phỏng của phương pháp chu kỳ có sự tương đồng khá tốt với kết quả đo mặc dù vẫn có độ lệch tần số giữa các đỉnh. Cụ thể, tại tần số 9,8 GHz, độ lệch khoảng 100 MHz; tại tần số 12,55 GHz và 13,4 GHz, độ lệch khoảng 500 MHz. Các sai lệch này xuất phát từ hai nguyên



Hình 2.34: Phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng đã chế tạo.



Hình 2.35: Đo phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

nhân chính: hai phiên bản phần tử được chế tạo tại hai nhà máy khác nhau và đặc tính của đi-ốt PIN phi tuyến theo tần số, đặc biệt là ở các tần số cao.

Xét về độ chính xác của hai phương pháp mô phỏng, ta nhận thấy: hệ số phản xạ của phương pháp mô phỏng ống dẫn sóng cũng có sự tương đồng với kết quả đo. Tuy nhiên, nó có sự sai lệch lớn hơn so với phương pháp chu kỳ khi không phát hiện điểm đỉnh tại tần số 9,8 GHz ở trạng thái "mở" còn ở trạng thái "tắt", điểm cộng hưởng tại khoảng 13 GHz và 13,6 GHz có độ sâu thấp hơn.

Đối với pha phản xạ, cả hai kết quả mô phỏng theo hai phương pháp đều có sự tương đồng khá tốt với kết quả đo trong cả hai trạng thái "tắt" và "mở" như trong Hình 2.36b. Điều đó một lần nữa kiểm chứng tính đúng đắn của mô hình đi-ốt PIN. Mặc dù kết quả đo được không phản ánh chính xác các đặc tính của phần tử do hiệu ứng góc nghiêng trong ống dẫn sóng, nhưng sự lệch pha từ 171° đến 203° trong dải tần từ 9 GHz đến 13,9 GHz cho thấy khả năng đạt được độ dịch pha 180° giữa hai trạng thái "tắt" và "mở".



Hình 2.36: Kết quả đo và mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp băng rộng.

d) Đánh giá phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng một lớp

Bảng 2.7 trình bày sự so sánh của phần tử được đề xuất với các công trình trước đây sử dụng đi-ốt PIN với 1 bit điều khiển. Bảng này cho thấy: phần tử có băng thông tốt nhất mặc dù nó sử dụng đi-ốt PIN SMP-1340-040. Nhờ cấu trúc đối xứng, phần tử này cũng có thể sử dụng cho phân cực tuyến tính và phân cực tròn trong khi các công bố mới nhất gần đây chỉ sử dụng cho phân cực tuyến tính đơn [48,70,80]. Cụ thể, băng thông của phần tử này đạt từ 33,8% cho phân cực tròn và 40,6% cho phân cực tuyến tính, còn hai nghiên cứu mới nhất cũng chỉ đạt khoảng 20% cho phân cực tuyến tính [70,80]. Đối với phân cực tròn,

TLTK/	[86]/	[48]/	[80]/	[70]/	Nghiên cứu
Năm	2016	2019	2021	2022	này
f (GHz)	12,0 - 14,5	4,7 - 5,3	11,6 - 14,3	12,9 - 16,5	9,2 - 13,9
Băng thông $(\%)$	18,8	12	20,8	23,8	40, 6*; 33, 8**
Số lượng đi-ốt	4	1	2	1	4
Đi-ốt PIN	KCB	SMP	MADP	MADP	SMP
Số lớp	4	2	2	2	1
Độ dày (mm)	NP	2,7	$3,\!357$	2,54	3,175
$ \Gamma $ (dB)	-0,5 đến -1	-0,1 đến -0,9	-1,66 đến -1,7	-0,1 đến -0,6	-0,16 đến -1,7
Phân cực	DL, CP, RP	SL	SL	SL	DL; CP

Bảng 2.7: Bảng so sánh phần tử tái cấu hình một lớp với các phần tử khác sử dụng đi-ốt PIN, 1 bit điều khiển.

Chú thích: Tiêu chí cho băng thông là độ lệch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$; DL: Phân cực tuyến tính đôi, CP: Phân cực tròn; SL: Phân cực tuyến tính đơn; *: Đối với phân cực tuyến tính; RP: quay phân cực; KCB: không công bố; **: Đối với phân cực tròn; SMP: SMP-1340-040; MADP: MADP-000907-14020.

băng thông của nghiên cứu [86] cũng chỉ đạt khoảng 18%. Một ưu điểm khác của phần tử này là cấu trúc đơn giản và độ bền cao hơn các phần tử của các nghiên cứu khác trong bảng này vì nó chỉ sử dụng một lớp chất nền còn các phần tử khác đều sử dụng cấu trúc từ 2 đến 4 lớp. Vì vậy, phần tử này cũng có chi phí chế tạo và thử nghiệm thấp hơn các phần tử khác và có ưu thế để chế tạo các mảng lớn với hàng trăm, hàng nghìn phần tử. Đối với hệ số phản xạ, do sử dụng 4 đi-ốt PIN nên phần tử có suy hao cao hơn nên hệ số phản xạ thấp hơn các nghiên cứu khác [48,70,86]. Tuy nhiên, giá trị này có thể chấp nhận được (vẫn lớn hơn -2 dB), tương tự như tài liệu [80]. Với những kết quả như vậy, phần tử này có thể sử dụng để thiết kế các anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng.

2.3 Thiết kế phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực sử dụng cấu trúc một lớp

Mục 2.2 đã thiết kế thành công một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp với nhiều tính năng nổi bật. Trên cơ sở đó, trong mục này, NCS đề xuất một phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng 1 bit quay phân cực sử dụng một lớp.

2.3.1 Cấu trúc của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực

Cấu trúc của phần tử tái cấu hình một lớp quay phân cực đề xuất được trình bày trong Hình 2.37. Phần tử này chỉ sử dụng một lớp chất nền Roger RT5880 với độ dày 3,175 mm và hằng số điện môi là 2,2. Kích thước chi tiết của phần tử được trình bày trong Bảng 2.8. Phần tử được thiết kế để hoạt động trong dải tần từ 11 GHz đến 16 GHz. Thành phần cộng hưởng chính của phần tử là hình tròn ở lớp trên cùng. Hình tròn này được chia thành bốn cung tròn và chúng được nối với nhau bằng bốn đi-ốt PIN. Bốn đi-ốt này được chia thành hai cặp: 1 và 3; 2 và 4. Để tao ra cấu trúc quay phân cực, tai mỗi trang thái "0" hoặc "1" của phần tử chỉ một cặp đi-ốt PIN được mở như trong Bảng 2.9. Ví du: Khi ở phần tử ở trang thái "0" (tương ứng pha phản xạ $0^o)$ thì đi-ốt PIN 1 và 3 "mở" còn đi-ốt PIN 2 và 4 "tắt" và ngược lai. Do các cung tròn này đối xứng qua đường chéo, khi kích thích một sóng điện từ theo hướng cố đinh nào đó (ví du là hướng phân cực y) tín hiệu nhân từ nguồn cấp, truyền dọc theo các cung, phản xa trở lai, tao nên sóng dừng. Khi đó, phần lớn năng lương điện từ trường phát xa theo hướng phân cực x, tao ra sự sự chuyển đối phân cực. Hiện tượng này cũng xảy ra tượng tự như vây đối với nguồn kích thích có phân cực hướng x. Sự chuyển đối phân cực này chỉ có hiệu quả trong một băng tần nhất đinh.

Bốn cấu trúc vi dải kiểu lưỡng cực được thêm vào cạnh các cung tròn để tạo ra sự cách ly phân cực tốt hơn. Mỗi cung tròn được ngắn mạch với lớp



Hình 2.37: Cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.Bảng 2.8: Kích thước của phần tử tái cấu hình quay phân cực.

Tham số	h	l	a	b	c	g	w_1	w_2	w_3	s
Giá trị (mm)	$3,\!175$	12	6,4	4	1,9	0,035	0,5	0,3	0,2	$0,\!15$

Bảng 2.9: Trạng thái của phần tử tái cấu hình quay phân cực.

Trạng thái phần tử	Trạng thái pha	DC1/DC2	Đi-ốt PIN 1, 3	Đi-ốt PIN 2,4
0	0°	+V/0	"Mở"	"Tắt"
1	180°	0/+V	"Tắt"	"Mở"

dất thông qua một đường mạch vi dải và một lỗ mạ, cho phép điều khiến các đi-ốt PIN. Lớp đất được xẻ rãnh thành bốn tấm vi dải hình tròn quanh lỗ mạ như trong Hình 2.37 và các tín hiệu DC được kết nối tới các tấm mạch vi dải này để điều khiển đi-ốt PIN. Bốn tụ điện 30 pF dùng để nối bốn mạch vi dải đó với mặt đất còn lại để giảm sự rò rỉ năng lượng điện từ trường qua các khe hở này, tạo thành bề mặt phản xạ hoàn hảo cho phần tử. Tín hiệu DC1 và DC2 điều khiển "tắt/mở" các đi-ốt như Bảng 2.9 để tạo ra hai trạng thái pha lệch nhau 180°. Để hiểu rõ hơn về nguyên lý hoạt động của phần tử, NCS đã mô hình phần tử thành hai mach điện tương đương, tương ứng với



Hình 2.38: Mạch điện tương đương phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

hai trạng thái pha của phần tử như Hình 2.38. Do tính đối xứng của phần tử, NCS chỉ trình bày mô hình mạch cho một nửa hình tròn với hai vòng cung làm đại diện cho phần tử. Như trong Hình 2.38, hai vòng cung nối với nhau bằng một đi-ốt PIN được mô hình hóa thành hai mạch cộng hưởng tương ứng với hai trạng thái "tắt/mở" của đi-ốt PIN. Mỗi vòng cung được mô hình hóa bởi một cuộn cảm L_p mắc song song với một tụ điện C_p trong khi đường mạch vi dải và lỗ mạ được mô hình hóa bằng một cuộn cảm L_v . Đi-ốt PIN từ hãng MACOM MADP-000907 được sử dụng để tái cấu hình phần tử. Mô hình hai trạng thái "tắt/mở" của đi-ốt này được lấy từ tài liệu [80] với các giá trị phần tử như sau: $R = 7,8 \ \Omega, \ L = 30 \ \text{pH}, \ C = 25 \ \text{fF}$. Như vậy, khi cấp nguồn DC điều khiển thay đổi trạng thái của đi-ốt PIN làm mạch tương đương của đi-ốt thay đổi, dẫn đến thay đổi cấu trúc mạch cộng hưởng, tần số cộng hưởng cùng đặc tính phản xạ của phần tử, tạo ra sự lệch pha 180°.

2.3.2 Kết quả mô phỏng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực

NCS đã mô phỏng phần tử bằng phương pháp chu kỳ để đánh giá các tham số phản xạ của phần tử. Để thấy rõ được đặc tính chuyển đổi phân cực của phần tử, hình 3D về mật độ dòng điện của phần tử tại tần số 14 GHz ở hai trạng thái "tắt" và "mở" được trình bày trong Hình 2.39. Hình này cho thấy:



Hình 2.39: Phân bố dòng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.



Hình 2.40: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.



Hình 2.41: Đặc tính phản xạ của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực theo góc tới.

mật độ dòng ở hai trạng thái này là trái ngược nhau. Do đó, sóng điện từ phát xạ từ hai trạng thái dòng điện này sẽ có độ lệch pha khoảng 180°.

Hệ số phản xạ và pha phản xạ của phần tử (Hình 2.40) cho thấy: phần tử có hiệu suất bức xạ theo phân cực chéo khá tốt trong dải tần số từ 12 GHz đến 16 GHz. Hệ số phản xạ theo phân cực chéo luôn lớn hơn -2 dB, trong khi đó, hệ số phản xạ của thành phần phân cực thuận luôn nhỏ hơn -7 dB. Ở các tần số thấp hơn 12 GHz, tỷ lệ chuyển đổi phân cực thấp dần dẫn đến mức phân cực chéo chỉ đạt khoảng -6 dB tại tần số 10 GHz. Pha phản xạ của thành phần phân cực chéo trong dải tần từ 10 GHz đến 16 GHz. Các hệ số truyền của thành phần phân cực thuận và phân cực chéo đều nhỏ hơn -47 dB. Điều đó cho thấy rằng: các tụ điện đã đóng khe hở về mặt tín hiệu RF tại mặt đất nên chỉ có một lượng rất nhỏ năng lượng trường điện từ rò rỉ ra ngoài.

Phần tử này cũng được đánh giá về sự ảnh hưởng của các góc tới 20° và 30° đến đặc tính của nó. Kết quả mô phỏng của phần tử tại các góc tới này được trình bày ở Hình 2.41. Hình này cho thấy: hệ số phản xạ và độ lệch pha

tại các góc tới 20° và 30° có độ lệch nhỏ so với sóng tới vuông góc như Hình 2.41. Tuy nhiên, bắt đầu từ 15 GHz, tại góc tới 30°, cả hệ số phản xạ và pha phản xạ có sự thay đổi đột ngột. Mặc dù độ lệch pha phản xạ giữa trạng thái "0" và "1" vẫn ở khoảng 180° nhưng hệ số phản xạ của thành phần phân cực chéo suy giảm khá nhanh và tạo một đỉnh nhỏ (khoảng -35 dB) tại tần số khoảng 15,7 GHz. Các kết quả mô phỏng của phần tử này cho thấy: phần tử có độ lệch pha giữa hai trạng thái "0" và "1" gần lý tưởng (khoảng 180° \pm 0,7°) mặc dù hệ số phản xạ của thành phần phân cực chéo này cũng chưa thật sự tốt, chỉ lớn hơn -2 dB trong dải tần từ 12 GHz đến 16 GHz.

2.3.3 Đánh giá tính năng của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực

Bảng 2.10 trình bày sự so sánh phần tử đề xuất với các phần tử khác cho thấy: phần tử này có băng thông khá tốt, đạt 28,5%. Hệ số phản xạ của phần tử này cũng đạt khá tốt, chỉ nhỏ hơn nghiên cứu [86] mặc dù phần tử này dùng đến 4 đi-ốt PIN. Các kết quả này đạt được những kết quả trên nhờ các yếu tố sau: cấu trúc phần tử đối xứng; hiệu suất chuyển đổi phân cực của cấu trúc phần tử cao; đi-ốt PIN có hệ số suy hao thấp; kết cấu một lớp (suy hao

Bảng 2.10: Bảng so sánh các phần tử tái cấu hình một lớp quay phân cực đề xuất với các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực khác.

TLTK/	f [GHz]/	Số lượng	Số lớp /		Dhân ara
Năm	BW (%)	đi-ốt PIN	ti-ốt PIN độ dày [mm] I [di		1 nan cục
[86]/2016	12 - 14,5/ 8,8	4	$4/\mathrm{KCB}$	-0,5 đến -1	DL, CP, RP
[80]/2021	11,6 - 14,3/ 20,8	2	2/3,357	-1,2 đến -2,5	SL, RP
Nghiên cứu này	12 - 16/ 28,5	4	$1/3,\!175$	-0,8 đến -2	DL, RP

Chú thích: Tiêu chí cho băng thông là độ lệch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$; DL: Phân cực tuyến tính đôi, CP: Phân cực tròn; SL: Phân cực tuyến tính đơn; RP: quay phân cực; KCB: không công bố.

thấp). Cụ thể, cấu trúc một lớp kết hợp với tụ điện đã loại bỏ được các cấu trúc phụ (phục vụ cấp nguồn để điều khiển đi-ốt PIN), từ đó giảm hiện tượng rò rỉ và phản xạ như đã đề cập ở Mục 2.1.1 và 2.2. Về phân cực, nhờ cấu trúc đối xứng, phần tử này có thể hoạt động ở phân cực tuyến tính đôi hoặc đơn có quay phân cực.

2.4 So sánh ba phần tử mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất

Bảng 2.11 trình bày sự so sánh tính năng của ba phần tử mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất. Kết quả cho thấy: ba phần tử đều có đặc tính băng thông rộng, từ 28,5% đến 40,6%; Hệ số phản xạ cũng có kết quả rất tốt, đều lớn hơn -2 dB mặc dù tất cả phần tử đều sử dụng 4 đi-ốt PIN. Phần tử hai lớp có hệ số phản xạ cao nhất do sử dụng đi-ốt MADP-000907-14020 của hãng MACOM có hệ số suy hao thấp, phần tử một lớp quay phân cực có hệ số phản xạ thấp nhất, tuy nhiên đây là phần tử quay phân cực nên có sự hao hụt năng lượng do sự chuyển đổi phân cực; Phần tử một lớp, không quay phân cực mặc dù sử dụng đi-ốt SMP-1340-040 nhưng hệ số phản xạ đạt được khá tốt với hiệu suất phản xạ trung bình khoảng 90%. Nhờ có cấu trúc

Kiểu	f $[GHz]/$	Loại	Số lượng	Số lớp/	$ \Gamma $ "tắt"/"mở"	Dhôn ara
phần tử	Băng thông	đi-ốt PIN	đi-ốt PIN	độ dày [mm]	[dB]	i nan cục
Hailán	10,4 - 15,7/	марр	4	2/2/05	-0,9 đến -1,4/	DI CP
	40,6%	MADI	4	2/0,400	-0,05	DL, CI
Môt lớp	9,2 - 13,9/	SMP	4	1/3 175	-0.16 đến -1.7	DL CP
một lớp	$40,6\%^*; 33,8\%^{**}$	SMI	Т	1/0,110	-0,10 ucii -1,1	DL, OI
Một lớp,	12 - 16/	марр	4	1/3 175	-0.8 đến -2	סס זס
quay phân cực	28,5%	MADI	- ±	1/0,170	-0,8 den -2	DL, NF

Bảng 2.11: Bảng so sánh các phần tử tái cấu hình 1 bit đã đề xuất.

Chú thích: Tiêu chí cho băng thông là độ lệch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$; DL (Dual Linear): Phân cực tuyến tính kép, CP: Phân cực tròn; RP (Rotation Polarization): Quay phân cực *: Đối với phân cực tròn; SMP: SMP-1340-040; MADP: MADP-000907-14020.

đối xứng, cả hai phần tử không quay phân cực đều có thể sử dụng cho cả phân cực tuyến tính và phân cực tròn, còn phần tử quay phân cực chỉ mới nghiên cứu ở phân cực tuyến tính. Hai phần tử không quay phân cực cũng đã được đo kiểm bằng ống dẫn sóng với kết quả đo tương đối phù hợp với kết quả mô phỏng.

2.5 Kết luận chương 2

Trong Chương 2, luận án đã tập trung đề xuất ba kiếu phần tử mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit sử dụng đi-ốt PIN, gồm có: phần tử hai lớp, phần tử một lớp và phần tử một lớp quay phân cực. Các phần tử này có sự cải thiện đáng kể về băng thông so với các nghiên cứu gần đây (Từ 33,8% đến 40,6% đối với phần tử không quay phân cực và 28,5% đối với phần tử quay phân cực). Mặc dù tất cả các phần tử đều sử dụng 4 đi-ốt PIN để tái cấu hình nhưng hệ số phản xạ trong băng thông đều đạt kết quả khá tốt, tương đồng với các nghiên cứu gần đây. Với kết quả như vậy, ba phần tử này đều có thể sử dụng để thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit băng thông rộng, tăng ích cao. Ba kết quả nghiên cứu này cũng đã công bố trong các tài liệu [**J1, J2, C2**].

Chương 3 THIẾT KẾ ANTEN MẢNG PHẢN XẠ TÁI CẤU HÌNH BĂNG RỘNG, TĂNG ÍCH CAO

Trong chương này, NCS sẽ trình bày quy trình thiết kế anten mảng phản xạ và đề xuất hai anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, tăng ích cao sử dụng hai phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp đã đề xuất ở Mục 2.2.2 và 2.3 trong Chương 2.

3.1 Quy trình thiết kế anten mảng phản xạ

Việc thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình rất phức tạp do anten này là một hệ anten bao gồm anten loa và mảng phản xạ. Việc điều chỉnh bất cứ thành phần nào cũng đều ảnh hưởng đến tính năng của anten. Do đó, trong mục này, NCS trình bày một quy trình thiết kế anten mảng phản xạ dựa trên các lý thuyết tính hiệu suất mặt mở của anten ở Mục A.6, Phụ Lục A nhằm tối ưu tăng ích cho anten. Sau đó, NCS sẽ thiết kế một anten mảng phản xạ để làm rõ phương pháp tính toán trong lý thuyết và quy trình này.

Quy trình thiết kế anten mảng phản xạ này dựa vào các công thức ở Mục A.6, Phụ lục A. Để đơn giản và tổng quát, quy trình này được xây dựng để thiết kế anten mảng phản xạ truyền thống (một búp sóng). Nó cũng được áp dụng để thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình trong các phần sau. Quy trình này được mô tả trong Hình 3.1, gồm hai bước:

- Bước 1: Thiết kế anten mảng, bao gồm: xác định kích thước mảng theo tăng ích dự định; chọn anten loa theo kích thước mảng, xác định hệ số q (trong công thức A10, Phụ lục A) của anten loa. Từ đó, xác định ví trí của



Hình 3.1: Lưu đồ quy trình thiết kế anten mảng phản xạ.

của anten loa thông qua việc xác định hiệu suất mặt mở tối ưu nhờ công thức tính hiệu suất mặt mở theo công thức A13, Phụ lục A.

Sau đó, vị trí từng phần tử, phân bố pha và cấu trúc cộng hưởng của từng phần tử được xác định dựa vào vị trí anten loa, kích thước mảng và kích thước phần tử. Kích thước phần tử được xác định khi hoàn thành thiết kế phần tử. - Bước 2: Tối ưu tăng ích theo tâm pha. Khi thiết kế anten mảng phản xạ, tâm pha anten loa được xác định tại trung tâm mặt mở anten loa. Tuy nhiên, tâm pha của anten loa thường phụ thuộc theo tần số và cấu trúc anten loa nên cần điều chỉnh anten để vị trí của anten loa đặt đúng tâm pha của nó. Khi đó, theo lý thuyết, tăng ích của anten mảng phản xạ sẽ lớn nhất vì sai pha lúc đó sẽ nhỏ nhất. Trên cơ sở tâm pha anten loa, vị trí của anten loa được điều chỉnh để đạt tăng ích tốt nhất. Trong bước này, chỉ điều chỉnh vị trí của anten loa mà không tính lại phân bố pha của mảng.

Sau đây, luận án sẽ trình bày cụ thể từng bước trong quy trình thiết kế anten mảng phản xạ. Lưu ý, việc thiết kế anten mảng phản xạ phải được thực hiện sau khi đã thiết kế xong phần tử phản xạ. Kích thước và dải pha của phần tử đã được xác định trong bước này.

a) Bước 1: Thiết kế anten mảng phản xạ

- Thiết kế cấu trúc
- Xác định kích thước mảng

Để dễ dàng thiết kế, cấu trúc hình học của anten mảng phản xạ với các tham số cụ thể được trình bày trong Hình 3.2 (Trong luận án này, mảng được xác định là mảng hình vuông). Tham số đầu tiên cần xác định ở bước này là kích thước mảng phản xạ D_m . Tham số này xuất phát từ yêu cầu tăng ích của hệ thống anten và có thể ước lượng theo công thức 3.1.

$$D_m = \sqrt{\frac{G\lambda^2}{4\pi\eta_{AP}}}\tag{3.1}$$

Đối với anten mảng phản xạ, η_{AP} thường nằm trong phạm vi từ 40% đến 70% [118,119] còn đối với anten mảng phản xạ tái cấu hình, hiệu suất mặt mở η_{AP} thường nhỏ hơn 30% [70,80]. Công thức này cho thấy: tăng ích tỷ lệ



Hình 3.2: Cấu trúc hình học của anten mảng phản xạ.

thuận với kích thước mảng, kích thước mảng càng lớn thì tăng ích càng cao và ngược lại.

- Chọn anten loa và xác định hệ số q

Kích thước của anten loa luôn tương quan với kích thước mảng, cụ thế kích thước mặt mở của nó thường nhỏ hơn 20% kích thước mặt mở của mảng phản xạ nhằm giảm hiệu ứng che khuất gây ra bởi anten loa. Tuy nhiên, việc chọn kích thước mặt mở anten loa cũng cần phải đảm bảo góc búp sóng khoảng -10 dB của anten loa nhỏ hơn góc phủ β như trong Hình 3.2. Điều đó đảm bảo hầu hết năng lượng trường điện từ bức xạ từ anten được cấp đến các phần tử của mảng phản xạ.

Sau đó, anten loa được mô phỏng để xác định đặc trưng bức xạ của nó và từ đó xác định hệ số q. Do dải tần hoạt động của anten loa rộng nên hệ số q được xác định tại tần số trung tâm. Phương pháp xác định hệ số q dựa vào việc so sánh đặc tuyến hệ số q của công thức A10, Phụ lục A và giản đồ bức xạ mô phỏng.

108

- Vi trí anten loa

Vị trí của anten loa trong hệ anten được trình bày trong Hình 3.2, bao gồm ba tham số: độ cao anten loa H, góc nghiêng θ_0 , và tọa độ điểm hướng đến (x_0, y_0) . Các tham số này được xác định dựa vào khảo sát hiệu suất mặt mở. Trên cơ sở kích thước mặt mở của mảng (D_m) và hệ số q của anten loa, hiệu suất mặt mở sẽ được tính nhờ vào công thức A13, Phụ lục A. Các tham số H, θ_0 , và (x_0, y_0) được điều chỉnh để khảo sát hiệu suất mặt mở và chúng được xác định khi hiệu suất mặt mở tốt nhất.

- Xác định kích thước, cấu trúc của các phần tử trong mảng
- Vị trí phần tử trong mảng phản xạ

Trong mảng phản xạ, các phần tử được bố trí cách đều nhau với khoảng cách là kích thước của phần tử đã được xác định khi thiết kế phần tử. Do các phần tử đặt sát nhau nên khoảng cách giữa các phần tử cũng chính là kích thước của phần tử. Tuy nhiên, do các phần tử trong mảng phản xạ có pha khác nhau nên hình dạng hoặc kích thước cấu trúc phát xạ chính của phần tử khác nhau. Nó tùy thuộc vào phương pháp tạo pha cho phần tử như trình bày ở Mục A.4, Phụ lục A.

- Xác định khoảng cách từ loa đến từng phần tử

Khoảng cách từ anten loa (tâm pha của anten loa) đến từng phần tử được xác định bằng công thức 3.2.

$$d_i = \sqrt{(x_f - x_i)^2 + (y_f - y_i)^2 + (H)^2}$$
(3.2)

Do anten loa được đặt trên trục y, nên $x_f = 0$ và y_f dễ dàng được xác định theo tham số H và θ_0 theo công thức 3.3

$$y_f = -Htan\theta_0 \tag{3.3}$$

- Xác định hướng búp sóng chính

Hướng búp sóng chính (φ_b , θ_b) được xác định bởi người thiết kế. Thông thường, hướng búp sóng chính vuông góc với mặt mở của mảng phản xạ hoặc lệch một góc nhỏ hơn 30° và tránh hướng của anten loa nhằm giảm hiệu ứng che khuất và giảm ảnh hưởng của hiệu ứng góc nghiêng.

- Xác định phân bố pha của phần tử

Khi hướng búp sóng chính xác định tại một góc (φ_b, θ_b) thì tất cả các phần tử được thiết lập một giá trị pha $\phi(x_i, y_i)$ như công thức 3.4 nhằm tạo mức năng lượng cực đại tại hướng đó.

$$\phi(x_i, y_i) = k_0 d_i - k_0 \sin \theta_b \cos \varphi_b x_i - k_0 \sin \theta_b \sin \varphi_b y_i \tag{3.4}$$

Trong đó, k_0 là số sóng trong không gian tự do; d_i được xác định theo công thức 3.2.

- Xác định kích thước cộng hưởng của phần tử

Dựa vào pha $\phi(x_i, y_i)$, các phần tử trong mảng được gán một kích thước của cấu trúc cộng hưởng hoặc một hình dạng khác nhau phụ thuộc vào phương pháp tạo pha của người thiết kế (Xem Mục A.4, Phụ lục A). Khi phần tử sử dụng phương pháp thay đổi độ dài dây chêm thì các phần tử sẽ có độ dài dây chêm khác nhau. Khi phần tử sử dụng phương pháp thay đổi pha theo kích thước thì kích thước cấu trúc cộng hưởng của các phần tử trong mảng sẽ thay đổi theo pha của chúng. Khi phần tử sử dụng phương pháp thay đổi pha theo góc quay thì các phần tử sẽ có các góc quay khác nhau.

b) Bước 2: Tối ưu tăng ích theo tâm pha của anten loa

Ở bước này, hệ anten (bao gồm anten loa và mảng phản xạ) được mô phỏng để xác định tăng ích tại tần số trung tâm. Theo lý thuyết, khi tâm pha của

anten loa đặt tại vị trí (x_f, y_f, H) thì hệ anten này có tăng ích tốt nhất. Tuy nhiên, do tâm pha của anten loa thay đổi theo cấu trúc và tần số hoạt động. Đồng thời, hiệu ứng che khuất gây ra bởi anten loa rất khó tính toán mà phải cần đến mô phỏng toàn bộ hệ thống anten (full wave) mới xác định được. Vì vậy, vị trí của anten loa (Δl) được điều chỉnh trong quá trình mô phỏng để xác định được vị trí có tăng ích tốt nhất. Lưu ý rằng, ở các bước trên, tâm pha của anten loa được đặt mặc định tại tâm mặt mở anten loa.

3.2 Thiết kế anten mảng phản xạ

Để làm rõ quy trình thiết kế anten mảng phản xạ, trong mục này, NCS sẽ thiết kế một anten mảng phản xạ với phần tử trong Phụ lục B. Đây là phần tử anten có cấu trúc hình chữ thập và vòng tròn, đã được mở rộng dải pha và giảm độ nhạy pha nhằm mở rộng băng thông cho phần tử. Phần tử này có thể dùng để thiết kế cho anten mảng phản xạ, hoạt động trong dải tần từ 9 GHz đến 11 GHz. Cấu trúc của anten này tương tự như Hình 3.2.

a) Thiết kế cấu trúc anten

- Xác định kích thước mảng:

Tăng ích của anten này được dự kiến khoảng 26 dBi nên kích thước D_m của mảng được ước lượng theo công thức 3.1 khoảng từ 188 mm đến 218 mm với hiệu suất mặt mở dự kiến từ 60% đến 80%. Vì mỗi phần tử đã được thiết kế có kích thước là 0,43 λ , tương đương 12,86 mm (tại tần số 10 GHz) nên NCS chọn mảng phản xạ có (16 × 16) phần tử, tương đương với kích thước của mảng là (205,7 mm x 205,7 mm) ($D_m = 205,7$ mm). Cấu trúc của anten được chọn là cấu trúc đồng trục, tức là vị trí anten loa được đặt đồng trục với anten mảng (trùng với trục z). Khi đó, vị trí của anten loa có tọa độ là $(x_f = 0, y_f = 0, H)$ và góc $\theta_0 = 0^{\circ}$. Vì vậy, việc xác định hiệu suất mặt mở tối ưu chỉ phụ thuộc vào tham số độ cao của anten loa H.

- Thiết kế anten loa

Anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ có cấu trúc hình học và giản đồ bức xạ 3D cùng tâm pha tại tần số 10 GHz được trình bày trong Hình 3.3. Kích thước cụ thể của anten loa này được trình bày trong Bảng 3.1. Kích thước mặt mở của anten loa được chọn bằng khoảng 20% kích thước của mảng phản xạ nhằm giảm hiệu ứng che khuất do anten này gây ra. Giản đồ bức xạ của anten loa này được trình bày trong Hình 3.4. Để phục vụ việc xác định vị trí tối ưu của anten loa, tâm pha của anten này cũng được khảo sát với kết quả thể hiện trong Bảng 3.2. Bảng này cho thấy tâm pha của anten



Hình 3.3: Cấu trúc 3D và tâm pha của anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ.

Bảng 3.1: Bảng kích thước anten loa dùng cho anten mảng phản xạ.

Tham số	w_{wg}	h_{wg}	l_{wg}	l_{fl}	w_h	l_h
Giá trị (mm)	$20,\!57$	9,14	15	39,34	38	42

Bảng 3.2: Bảng vị trí tâm pha của anten loa của anten mảng phản xạ.

Tần số (GHz)	9	9,5	10	10,5	11
Vị trí tâm pha theo trục z (mm)	-2	-2,6	-3,2	-3,8	-5

Chú thích: Vị trí tọa độ gốc được thiết lập tại tâm mặt mở anten loa.



Hình 3.4: Giản đồ bức xạ của anten loa tại góc $\varphi = 90^{\circ}$.



Hình 3.5: Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ theo tỷ số H/D_m .

loa nằm bên trong mặt mở từ 2 mm đến 5 mm tương ứng với tần số từ 9 GHz đến 11 GHz.

Giản đồ bức xạ của anten loa cho thấy tăng ích cực đại của anten loa thay đổi từ 12 dBi đến 13,2 dBi trong phạm vi tần số từ 9,5 GHz đến 10,5 GHz. Tại 10 GHz, tăng ích cực đại là khoảng 13 dBi, tương ứng với hệ số q = 7. Tham số này được dùng để khảo sát hiệu suất mặt mở cho anten mảng phản xạ theo tham số H/D_m nhằm tìm ra vị trí anten loa (H) tối ưu.

Căn cứ vào kích thước mảng phản xạ D_m và hệ số búp sóng q của anten loa, dựa vào các công thức ở Mục A.6.3 (Phụ lục A), hệ số tràn, hiệu suất

cấp nguồn, hiệu suất mặt mở được tính nhờ phần mềm Matlab và được trình bày trong Hình 3.5. Như kết quả trong Hình 3.5, hiệu suất mặt mở đạt tốt nhất là 77,3%, tương ứng với với tỷ số H/D_m bằng 0,82. Khi H/D_m giảm hoặc tăng càng xa giá trị 0,82, hiệu suất mặt mở ngày càng giảm.

- Xác định vị trí anten loa, phân bố pha và kích thước của các phần tử trong mảng phản xạ

Trong mục này, NCS chỉ thiết kế anten có hướng búp sóng chính tại góc $(\varphi_b = 0, \theta_b = 0)$. Trên cơ sở các tham số D_m , H và hướng búp sóng chính, phân bố pha của phần tử xác định theo công thức 3.4 và được trình bày trong Hình 3.6a. Kích thước của tất cả các phần tử trong mảng phản xạ cũng được xác định nhờ đối chiếu pha đã xác định với giản đồ pha của tần số 10 GHz trong Hình B.5, Phụ lục B và được trình bày cụ thể trong Hình 3.6b. Hình 3.6c trình bày vị trí của anten loa so với mảng phản xạ.

Do hiệu suất mặt mở theo lý thuyết chưa tính đến hiệu ứng che khuất, đồng thời mô hình toán học vẫn có sai số so với thực tế nên NCS thực hiện khảo sát thêm ba vị trí đặt anten loa khác, tương ứng với $H/D_m = 0.7$; 0.75; 0.85 để tìm điểm đặt tối ưu cho anten loa. Pha của các phần tử và kích thước của chúng trong mảng phản xạ cũng được xác định tương tự như trường hợp



Hình 3.6: Phân bố pha và kích thước của các phần tử trong mảng.

Bảng 3.3: Bảng kết quả tăng ích theo H/D_m tại tần số 10 GHz.

H/D_m	0,7	0,75	0,82	0,85
Tăng ích (dBi)	25,7	$25,\!8$	25,7	$25,\!65$

 $H/D_m = 0.82$. Bốn cấu trúc anten này được mô phỏng để xác định tăng ích anten. Kết quả mô phỏng được trình bày trong Bảng 3.3 cho thấy: anten đạt tăng ích cao nhất tại $H/D_m = 0.75$ với 25,8 dBi, cao hơn vị trí với H/D_m = 0.82 (25,7 dBi). Khi anten loa dịch ra xa hơn $H/D_m = 0.85$ hoặc gần hơn $(H/D_m = 0.7)$ đều cho tăng ích thấp hơn vị trí $H/D_m = 0.75$, lần lượt là 25,65 dBi và 25,7 dBi. Nguyên nhân của sự sai lệch này là do hiệu ứng tràn và hiệu ứng che khuất trong mô phỏng có sai số so với kết quả tính bằng lý thuyết (được tính bằng công thức toán học). Với kết quả như vậy, NCS chọn độ cao H của anten loa bằng $0.75D_m = 154.3$ mm để anten đạt hiệu suất gần cao nhất.

b) Tối ưu vị trí anten loa theo tâm pha

Như đã để cập trong Mục 3.2, tâm pha mặc định của anten loa hiện đang được xác định tại tâm mặt mở của nó. Trong khi đó, tâm pha thực tế (tại tần số 10 GHz) không nằm tại tâm mặt mở anten loa mà nằm bên trong anten loa như Bảng 3.2. Do đó, cần phải điều chỉnh vị trí anten loa để xác định điểm đặt tối ưu theo tâm pha nhằm đạt tăng ích cao nhất. Về lý thuyết, nếu anten loa được đặt tại tâm pha, anten sẽ có tăng ích tốt nhất vì sai pha của các phần tử sẽ nhỏ nhất. Tuy nhiên, do hiệu ứng che khuất, hiệu ứng cấp nguồn, hiệu ứng tràn (thực tế sẽ có sự thay đổi nhỏ so với lý thuyết) và các yếu tố khác như đáp ứng của phần tử theo góc nghiêng nên tại vị trí đặt ban đầu (tâm pha tại trung tâm mặt mở), tăng ích thường không đạt giá trị cực đại.

Bảng 3.4: Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 10 GHz.

$\Delta l \ (\mathrm{mm})$	-5	-3,2	0	3
Tăng ích (dBi)	$25,\!8$	26	$25,\!9$	$25,\!14$

Do vậy, để xác định được điểm đặt anten loa đế đạt tăng ích tốt nhất, NCS đã thực hiện điều chỉnh tham số Δl xung quanh vị trí tâm pha anten loa và mô phỏng lại anten. Lưu ý: ở bước này pha của phần tử không được tính lại và cấu trúc cộng hưởng của các phần tử cũng không được điều chỉnh theo vị trí anten loa. Do tâm pha thay đổi tần số nên phép tối ưu này chỉ được khảo sát tại tần số trung tâm, tương ứng với 10 GHz. Kết quả khảo sát tăng ích được trình bày trong Bảng 3.4. Kết quả này cho thấy: Tăng ích của anten đạt cực đại tại $\Delta l = -3,2$ mm, tương ứng với tâm pha của tần số 10 GHz. Khi anten loa càng gần mảng, với $\Delta l = -5$ mm, thì hiệu ứng che khuất làm giảm tăng ích của anten, khi đó tăng ích của anten chỉ đạt 25,8 dBi; khi anten loa dịch ra xa mảng phản xạ ($\Delta l = 3$ mm) thì tăng ích cũng bị giảm (25,14 dBi) vì hiệu ứng tràn tăng lên. Do vậy, vị trí tối ưu của anten loa được xác định tại H= 154,7 mm và $\Delta l = -3,2$ mm.

c) Kết quả mô phỏng

Sau khi xác định được vị trí tối ưu của anten loa theo tâm pha, NCS thực hiện mô phỏng anten trong toàn dải tần số. Hình 3.7 trình bày giản đồ bức xạ của anten mảng phản xạ tại góc $\varphi_b = 0^\circ$. Hình 3.8 trình bày băng thông của anten trong băng tần từ 9,2 GHz đến 10,8 GHz. Kết quả mô phỏng chi tiết được liệt kê trong Bảng 3.5. Như trên Hình 3.7 và Bảng 3.5, anten đạt tăng ích cực đại 26 dBi tại 10 GHz. Tần số càng xa tần số trung tâm thì tăng ích giảm dần do sai pha tăng lên. Tương tự như vậy, khi tần số xa tần số



Hình 3.7: Giản đồ bức xạ của anten mảng phản xạ tại góc $\varphi_b = 0^o$.

trung tâm, mức búp sóng phụ và góc nửa công suất tăng lên. Cụ thể, tại tần số 10 GHz, mức búp sóng phụ đạt -16,5 dB, góc nửa công suất đạt 7,9°. Tại tần số 8,5 GHz và 11,5 GHz, mức búp sóng phụ tăng lên lần lượt là -10,9 dB và -11,9 dB, góc nửa búp sóng tăng lên lần lượt là 10,2° và 9°. Băng thông 1-dB theo tăng ích của anten đạt khoảng 12%, tương ứng với tần số từ 9,5 GHz đến 10,7 GHz. Đây là một băng thông chấp nhận được đối với một cấu trúc hình chữ thập và vòng tròn.

Bảng 3.5: Bảng kết quả chi tiết tăng ích, búp sóng phụ và góc nửa công suất theo tần số của anten mảng phản xạ.

Tần số (GHz)	Tăng ích cực đại (dBi)	Mức búp sóng phụ (dB)	Góc nửa công suất (°)
8,5	19,9	-10,9	10,2
9,0	23,3	-13,8	9,2
9,5	25,0	-15,9	8,1
10,0	26,0	-16,5	7,9
10,5	25,4	-16,1	7,8
11,0	22,1	-12,5	8,2
11,5	22,0	-11,9	9,0



Hình 3.8: Băng thông của anten mảng phản xạ.

d) Nhận xét về kết quả của anten mảng phản xạ

Bảng 3.6 so sánh kết quả của anten này với các anten mảng phản xạ khác có sử dụng phần tử có cấu trúc dạng vòng. Bảng này cho thấy: anten đề xuất có một vài ưu điểm so với các anten của các nghiên cứu trước. Cụ thể, anten này có tăng ích rất tốt, đạt 26 dBi tại 10 GHz; hiệu suất mặt mở của anten đạt 67%, cao nhất so với các nghiên cứu khác (39,1% của tài liệu [120], 44% [121], 33,6% [122], và 32% [123]). Mức búp sóng phụ của nghiên cứu này

Bảng 3.6: Bảng so sánh của anten mảng phản xạ với các anten mảng phản xạ khác sử dụng cấu trúc vòng.

Tài liệu	[120]	[121]	[122]	[123]	Nghiên cứu này	
Tần số (GHz)	11,5	11,5	10	10	10	
Kích thước mặt mở (mm)	135	195	300	430	205,7	
BW 1 dB (%)	2.2	17,8	15.4	14.9	19	
DW 1-0D (70)	5,5	(3-dB BW)	10,4	14,2	12	
Tăng ích (dBi)	21,2	24,9	26,26	29,2	26	
Mức búp sóng phụ (dB)	-15	-15	KCB	-15	-16,5	
Mức phân cực chéo (dB)	KCB	-26	KCB	-25,7	-36,9	
Hiệu suất mặt mở (%)	39,1	44	33,6	32,2	67	

Chú thích: KCB: không công bố; BW: Băng thông.

cũng đạt khá tốt, thấp hơn -1,5 dB so với các nghiên cứu khác. Tuy nhiên, băng thông của anten này đạt 12%, chỉ tốt hơn công bố [120] do tại các tần số cao hơn 10,7 GHz, đặc tuyến biên độ của phần tử suy giảm nhanh (xem phần Phụ lục B) dẫn đến tăng ích của anten cũng giảm theo. Các kết quả khá tốt của anten mảng phản xạ này đã chứng minh quy trình thiết kế đúng đắn và việc tối ưu theo tâm pha đã mang lại kết quả tốt, đặc biệt là tăng ích của anten. Quy trình này sẽ tiếp tục được áp dụng để thiết kế các anten mảng phản xạ tái cấu hình ở các mục sau.

3.3 Thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, băng rộng, tăng ích cao

3.3.1 Thiết kế cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Cấu trúc của anten mảng phản xạ tái cấu hình giống như cấu trúc của anten mảng phản xạ như trong Hình 3.2. Tuy nhiên vì các phần tử trong mảng của anten này được điều khiển bởi một bit nên pha của chúng chỉ có hai trạng thái là 0° và 180°. Trạng thái pha của các phần tử này có thể thay đổi tùy theo hướng búp sóng chính. Hình 3.9 là một cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit.

a) Xác định kích thước mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Phần tử của anten này (Mục 2.2, Chương 2) có kích thước 12 mm x 12 mm, nhỏ hơn nửa bước sóng của tần số trung tâm (12 GHz). Kích thước mảng được xác định là D_m x $D_m = 192$ mm x 192 mm, tương đương với 16 x 16 phần tử. Với kích thước như vậy, anten có tăng ích cực đại dự kiến khoảng 22 dBi, tương đương với hiệu suất mặt mở khoảng 20% của một số công bố gần đây [70,85].



Hình 3.9: Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ tái cấu hình.

b) Anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

- Kích thước anten loa

Anten loa sử dụng để cấp nguồn cho anten mảng phản xạ có cấu trúc như Hình 3.10a. Anten sử dụng ống dẫn sóng WR75 để đảm bảo hoạt động trong dải tần số, dự kiến từ 10 GHz đến 16 GHz. Kích thước cụ thể của anten loa như Bảng 3.7.

- Giản đồ bức xạ của anten loa

Giản đồ bức xạ tại góc $\varphi = 90^{\circ}$ (Hình 3.11) cho thấy tăng ích của anten loa thay đổi từ 12,5 dBi đến 16,1 dBi trong dải tần từ 10 GHz đến 16 GHz. Hệ số q = 7,4 (13,96 dBi) tại tần số 12 GHz, theo công thức A10, Phụ lục A.

- Tâm pha anten loa

Tâm pha của anten loa được xác định nhờ phần mềm mô phỏng trường điện từ CST EM Studio. Hình 3.10b là một ví dụ về giản đồ bức xạ 3D của

Bảng 3.7: Bảng kích thước anten loa.

Tham số	w_{wg}	h_{wg}	l_{wg}	l_{fl}	w_h	l_h
Giá trị (mm)	9,52	$19,\!05$	10	$65,\!49$	37	42

120



(a) Kích thước anten loa

(b)Tâm pha anten loa

Hình 3.10: Cấu trúc 3D và tâm pha của anten loa cấp nguồn.



Hình 3.11: Giản đồ bức xạ của anten loa tại góc $\varphi = 90^{\circ}$.

Tần số (GHz)	10	11	12	13	14	15	16
Vị trí tâm pha theo trục z (mm)	-0,4	-1,1	-3,3	-4,3	-7,5	-6,9	-7,4

Bảng 3.8: Bảng vị trí tâm pha của anten loa.

anten loa cùng với tâm pha tại tần số trung tâm 12 GHz. Bảng 3.8 trình bày vị trí tâm pha của anten loa tại các tần số từ 10 GHz đến 16 GHz. Vì tất cả vị trí tọa độ tâm pha của các tần số này có tọa độ x = 0 và y = 0 nên tọa độ trong bảng này chỉ trình bày vị trí của tâm pha theo trục z. Lưu ý: trong trường hợp này, gốc tọa độ của anten loa được thiết lập tại tâm mặt mở của nó. Kết quả trong bảng này cho thấy tâm pha của anten loa không nằm tai

tâm mặt mở của nó mà thay đối theo tần số. Trong dải tần số từ 10 GHz đến 16 GHz, tâm loa thay đổi trong phạm vi khoảng 7 mm và chỉ nằm bên trong mặt mở.

c) Khảo sát vị trí anten loa

Anten loa cấp nguồn được đặt lệch trục đế tránh hiệu ứng che khuất khi điều hướng búp sóng. Để xác định được hiệu suất mặt mở tốt nhất, NCS thực hiện khảo sát hiệu suất mặt mở theo tham số H, θ_0 và (x_0, y_0) . Trong nghiên cứu này, do hiệu ứng góc nghiêng ảnh hưởng rất nhiều đến hiệu suất mặt mở nên độ nghiêng của anten loa cũng được thay đổi để giảm hiệu ứng góc nghiêng và hiệu ứng che khuất nên tham số (x_0, y_0) không được đưa vào để khảo sát hiệu suất mặt mở.

Hiệu suất mặt mở của anten theo hai tham số H và θ_0 được tính và trình bày như trong Hình 3.12. Kết quả cho thấy tỷ số H/D_m tối ưu nằm trong phạm vi từ 0,7 đến 0,8. Khi đó, anten có hiệu suất mặt mở đạt từ 73% đến 75%; Góc θ_0 càng nhỏ thì anten có hiệu suất mặt mở càng lớn và hiệu suất mặt mở giảm rất nhanh khi góc θ_0 lớn hơn 25°.

Tuy nhiên, các công thức ở Mục A.6.3 chưa tính đến hiệu ứng che khuất do anten loa gây ra. Khi góc nghiêng của anten loa càng nhỏ thì anten loa sẽ che khuất một diện tích mặt mở của mảng càng lớn còn khi góc nghiêng của anten loa lớn dẫn đến độ lệch pha $180^{\circ} \pm 20^{\circ}$ của hai trạng thái của phần tử thay đổi rất nhiều vì độ lệch pha này phản ứng rất nhạy với các góc nghiêng. Đồng thời, anten này có tính năng điều hướng búp sóng nên hiệu ứng che khuất có ảnh hưởng đến sai số của các góc điều hướng. Vì vậy, việc xác định vị trí anten loa được dựa trên kết quả khảo sát hiệu suất mặt mở và kinh



Hình 3.12: Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp.

Tham số/ Kết quả	Vị trí 1			Vị trí 2				
	H (mm)	$x_f(mm)$	$\theta_0(^o)$	H (mm)	$x_f(mm)$	$\theta_0(^o)$		
	$153,\!6$	-112,5	25^{o}	$156,\! 6$	-120	28^{o}		
Tăng ích		01 5 dB;		$22,5~\mathrm{dBi}$				
(12 GHz)	-	21,5 UDI						
Sai số góc (°)	-0,5			-0,3				

Bảng 3.9: Bảng vị trí tâm pha của anten loa.

nghiệm. Vị trí anten loa được điều chỉnh dần theo hướng tăng độ cao và độ xa so với mảng để giảm hiệu ứng che khuất của anten loa. Góc θ_0 cũng được điều chỉnh để cân bằng giữa hiệu ứng che khuất và hiệu ứng góc nghiêng.

Do anten này có kích thước ba chiều theo bước sóng lớn, nhiều thành phần tích cực (1024 đi-ốt PIN, 256 tụ điện) và có số lượng phần tử lớn nên thời gian mô phỏng rất lâu. Căn cứ vào các kết quả khảo sát hiệu suất mặt mở và các cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình đã công bố [79,80], NCS đã thực hiện khảo sát hai vị trí anten loa như trong Bảng 3.9. Hai vị trí này có tỷ số H/D_m lần lượt là 0,8 và 0,81 và góc θ_0 nhỏ hơn 28° để đảm bảo hiệu suất mặt mở lớn hơn 73% như trong Hình 3.12.

d) Pha của phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Ở bước này, hai cấu trúc anten chỉ so sánh về tăng ích nên búp sóng chính của anten chỉ được thiết lập tại hướng có tăng ích tốt nhất ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$). Trên cơ sở vị trí anten loa và hướng búp sóng chính, pha của từng phần tử trong mảng phản xạ được xác định theo công thức 3.4. Sau đó, pha của các phần tử được số hóa thành hai trạng thái pha 0^o và 180°, tương ứng với hai trạng thái pha "0" và "1" theo công thức 3.5.

$$\phi_{rr}(x_i, y_i)) = \begin{cases} 0^o(``0"), -90 < \phi_{rr}(x_i, y_i)) < 90^o \\ 180^o(``1"), 90^o < \phi_{rr}(x_i, y_i)) < 270^o \end{cases}$$
(3.5)

Cấu trúc hình học của các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình của cả hai anten này là giống nhau và được trình bày trong Hình 3.13. Đối với anten mảng phản xạ tái cấu hình, cấu trúc hình học của mảng phản xạ không thay đổi dù có thay đổi vị trí của anten loa hoặc thay đổi hướng búp sóng chính. Tuy nhiên, khi thay đổi vị trí anten loa hoặc điều hướng búp sóng, pha của từng phần tử bị thay đổi. Thay đổi pha của từng phần tử được thực hiện thông qua điều khiển trạng thái "tắt/mở" từng phần tử trong mảng. Đối với nghiên cứu này, việc điều khiển hai trạng thái pha của phần tử được



Hình 3.13: Mảng phản xạ tái cấu hình một lớp



Hình 3.14: Pha các phần tử trong mảng khi thiết lập góc búp sóng chính tại ($\varphi_b = 90^{\circ}, \theta_b = 0$) tương ứng với hai vị trí của anten loa

thực hiện bằng cách "tắt/mở" cùng lúc bốn đi-ốt PIN (xem Hình 3.13). Pha của các phần tử trong mảng tương ứng với hai vị trí khảo sát được trình bày trong Hình 3.14. Hình này cho thấy: mặc dù hướng búp sóng chính đều được thiết lập tại ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$) nhưng do vị trí anten loa khác nhau, dẫn đến khoảng cách từ anten loa đến từng phần tử (d_i) cũng khác nhau và vì thế, một số phần tử có trạng thái pha khác nhau.

e) Xác định ví trí anten loa

Hai cấu trúc anten được mô phỏng và cho kết quả như sau: vị trí thứ nhất cho tăng ích 21,5 dBi, vị trí thứ hai cho tăng ích 22,5 dBi. Độ lệch góc trong mặt phẳng YOZ của vị trí 1 và 2 lần lượt là $-0, 5^{\circ}$ và $-0, 3^{\circ}$ như Bảng 3.9. Với kết quả như vậy, NCS quyết định chọn vị trí thứ 2 là vị trí đặt anten loa cho hệ thống anten mảng phản xạ.

3.3.2 Tối ưu vị trí anten loa theo tâm pha

Để tối ưu theo tâm pha của anten loa, NCS đã điều chỉnh vị trí anten loa theo các giá trị của Δl như Bảng 3.10. Lưu ý: ở bước này, pha của các phần
Bảng 3.10: Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 12 GHz.

$\Delta l \ (\mathrm{mm})$	-5	0	5
Tăng ích (dBi)	22,2	$22,\!5$	22,4

tử không được tính lại và điều chỉnh theo vị trí anten loa mà vẫn giữ pha cũ. Tức là pha của các phần tử đã được xác định cho vị trí thứ hai, tại tần số trung tâm 12 GHz với búp sóng chính tại ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$). Kết quả tăng ích ở Bảng 3.10 cho thấy: Tăng ích tại tần số trung tâm (12 GHz) của anten tại vị trí $\Delta l = 0$ mm là 22,5 dBi. Khi dịch chuyển anten loa ra xa mảng hơn, tăng ích có xu hướng giảm nhẹ xuống còn 22,4 d Bi tại $\Delta l = 5$ mm. Tại các vị trí $\Delta l=$ -5 mm, tăng ích giảm 0,3 dB, còn 22,2 dBi. Kết quả này cho thấy: mặc dù tâm pha anten loa tại 12 GHz nằm bên trong loa (-3,3 mm) nhưng do ảnh hưởng của các hiệu ứng che khuất nên tại vị trí $\Delta l = 0$ mm, anten có tăng ích tốt nhất. Khi dịch chuyển vị trí anten loa ra xa mảng hơn, tại Δl = 5 mm, mặc dù hiệu ứng che khuất giảm xuống nhưng sai pha lại tặng lên nên tăng ích của anten giảm 0,3 dB. Ngược lại, khi dịch anten loa vào gần mảng hơn ($\Delta l = -5$ mm), mặc dù vị trí đặt anten gần tâm pha hơn nhưng do hiệu ứng che khuất tăng lên nên tăng ích của anten giảm. Với kết quả như vậy, NCS chọn vị trí anten loa với H=156,6 mm, $x_f=-120$ mm, $\theta_0=28^o$ và $\Delta l = 0 \text{ mm}$ là vị trí đặt anten loa.

3.3.3 Kết quả mô phỏng anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Sau khi xác định vị trí của anten loa, NCS đã thực hiện mô phỏng anten mảng phản xạ tái cấu hình này trong toàn bộ dải tần. Giản đồ bức xạ của anten tại các tần số 10,5 GHz, 12 GHz và 14,5 GHz trong mặt phẳng XOZđược trình bày trong Hình 3.15. Tăng ích và hiệu suất mặt mở của anten trong hai trường hợp: cực đại và góc cố định ($\varphi_b = 90^o$, $\theta_b = 0^o$) được trình bày trong Hình 3.16. Hình 3.15 cho thấy: Tăng ích của anten tại tần số trung tâm đạt 22,5 dBi. Tại các tần số ngoài biên 10,5 GHz và 14,5 GHz, búp sóng



Hình 3.15: Giản đồ bức xạ của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp.



Hình 3.16: Băng thông và hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp.

chính lệch khỏi giá trị thiết lập khoảng $\pm 5^{\circ}$, tăng ích của anten giảm xuống lần lượt là 20,9 dBi và 22,1 dBi; Mức búp sóng phụ tại các tần số 12 GHz đạt -17 dB. Do sai pha theo tần số và sự ảnh hưởng của quá trình số hóa cũng như hiệu ứng che khuất của anten loa nên tham số này tăng lên -13,8 tại 10,5 GHz và -14,5 dB tại 14,5 GHz. Mức phân cực chéo (so với giá tăng ích cực đại) tại các tần số này đạt được khá tốt, cụ thể: nhỏ hơn -49 dB đối với tần số 12 GHz và tăng lên -45,8 dB đối với tần số 10,5 GHz và -37 dBi đối với tần số 14,5 GHz. Kết quả này đạt được là nhờ phần tử có hệ số cách ly phân cực tốt (xem Mục 2.2).

Tăng ích cực đại của anten đạt 23,1 dBi tại tần số 13 GHz và chúng rất đồng đều với độ lệch nhỏ hơn 2,7 dB trong toàn bộ dải tần số từ 10,5 GHz đến 14,5 GHz (Xem Hình 3.16). Hiệu suất mặt mở của anten này đạt tốt nhất tại 12,25 GHz, tương ứng với 24,7% và có xu hướng giảm đối với các tần số xa tần số trung tâm và giảm nhanh ở các tần số cao hơn 13 GHz. Băng thông 3-dB theo tăng ích tốt nhất đạt 32%, tương ứng với dải tần số từ 10,5 GHz đến 14,5 GHz còn băng thông 1-dB theo tăng ích cực đại đạt 18,8% (từ 12 GHz đến 14,5 GHz).

Tại góc cố định, do hiện tượng sai pha theo tần số cũng như hiệu ứng che khuất, làm thay đổi góc búp sóng chính theo tần số và giảm băng thông tại một góc cố định. Cụ thể, băng thông 3-dB tại góc ($\varphi_b = 90^o$, $\theta_b = 0^o$) của anten này đạt 18,1% (11,25 GHz đến 13,5 GHz). Băng thông 1-dB đạt khoảng 12,2%, tương ứng từ 11,5 GHz đến 12,75 GHz, giảm 6,6% so với băng thông 1-dB theo tăng ích cực đại.

Để chứng minh khả năng điều hướng búp sóng, anten được mô phỏng điều hướng búp sóng trong mặt phẳng YOZ. Kết quả mô phỏng được trình bày







trong Hình 3.17 và trong Bảng 3.11. Kết quả cho thấy: Phạm vi điều hướng búp sóng của anten này đạt được là $\pm 50^{\circ}$. Bảng 3.11 cho thấy: Anten có sai số góc quét nhỏ hơn 0,8°, mức phân cực chéo của các góc cũng đạt khá tốt, luôn nhỏ hơn -19 dB. Tăng ích giữa các góc từ 19,39 dBi đến 20,5 dBi, lệch khoảng 3,1 dB. Mức búp sóng phụ luôn thấp hơn -14 dB, là một giá trị chấp nhận được cho một anten mảng phản xạ tái cấu hình 1 bit vì sai số pha khá

Góc θ_b	Tăng ích	Mức búp sóng phụ	Mức phân cực chéo	Sai số góc	Góc nửa búp sóng
(°)	(dB)	(dB)	(dB)	(°)	(°)
-50	19,5	-14	-20	0,8	11,3
-40	20,5	-15,2	-18,78	0,6	9,8
-30	21,33	-16,63	-21,8	0	8,5
-20	21,55	-15,45	-23,33	0	7,9
-10	22,14	-18,25	-27,9	0	7,6
0	22,5	-17,3	-27	0	7,5
10	22,2	-18,7	-27,7	0	7,6
20	21,93	-15,71	-24,35	0,5	7,8
30	20,82	-17,8	-21,17	0	8,5
40	20,4	-15,2	-19,34	0,6	9,8
50	19,39	-14,45	-19,88	0,4	11,39

Bảng 3.11: Kết quả mô phỏng chi tiết tại các góc quét của mảng phản xạ tái cấu hình một lớp.

lớn khi chỉ có hai trạng thái pha. Góc nửa búp sóng đạt từ 7,5° đến 11,39°. Khi góc điều hướng càng lớn thì góc nửa búp sóng càng lớn vì tại các góc đó tăng ích của phần tử giảm đáng kể.

3.3.4 Đánh giá anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp

Bảng 3.12 trình bày sự so sánh giữa anten đề xuất với các công bố gần đây. Kết quả cho thấy anten này đã có sự cải tiến đáng kể về băng thông so với các nghiên cứu [48,85]. Tuy nhiên, băng thông 1-dB của anten này (12,2%) thấp hơn nghiên cứu vừa công bố trong năm 2021 [80] (15,4%) và 2022 [70] (22,5%). Bù lại, tăng ích của anten đề xuất đạt cao nhất, khoảng 23,1 dBi, trong khi các anten có cùng kích thước mảng có tăng ích chỉ đạt từ 19,22 dBi đến 21,6 dBi. Hiệu suất mặt mở của anten này đạt 24,7%, chỉ hơi thấp hơn nghiên cứu [70] (25%). Khả năng điều hướng búp sóng của anten này là $\pm 50^{\circ}$, tương đương với các nghiên cứu [48,80,85], thấp hơn nghiên cứu [70]

Tài liệu/	[85] /	[48]/	[80]/	[70]/	Nghiên
năm	2016	2019	2021	2022	cứu này
Tần số (GHz)	12,5	5,0	12,5	15,0	12,0
Số lớp	2	2	3	3	1
Loại đi-ốt PIN	MADP	SMP	MADP	MADP	SMP
Độ dày (mm)	2,08	2,7	3,357	2,54	$3,\!175$
Số phần tử	10 x 10	16 x 16	16 x 16	16 x 16	16 x 16
Tăng ích cực đại (dBi)	17,5	19,22	20,5	21,6	23,1
Hiệu suất mặt mở (%)	17,9	15,26	15,4	25	24,7
Băng thông 1-dB (%)	KCB	8,4	15,4	22,5	12,2
$Góc quét (^{o})$	$\pm 50^{\circ}$	$\pm 50^{\circ}$	$\pm 50^{\circ}$	$\pm 60^{\circ}$	$\pm 50^{o}$

Bảng 3.12: So sánh anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp 1 bit với các nghiên cứu khác.

Chú thích: KCB: Không công bố, MADP: MADP-0090714020, SMP: SMP-1340-040.

 $(\pm 60^{\circ})$. Đây là kết quả khá tốt đối với một anten mảng phản xạ tái cấu hình sử dụng đi-ốt PIN SMP-1340-040 từ hãng skywork, phi tuyến và suy hao cao hơn so với đi-ốt PIN MADP-0090714020 của hãng MACOM. Ngoài ra, cấu trúc mảng phản xạ một lớp chỉ dùng một lớp chất nền có chi phí chế tạo thấp và suy hao giữa các lớp thấp cũng là một ưu điểm của anten này.

Các kết quả này đạt được là nhờ đặc tính của phần tử mảng phản xạ tái cấu hình một lớp (Xem Mục 2.2.2). Ngoài ra, việc lựa chọn cấu trúc anten loa, thiết kế cấu trúc anten (xác định vị trí anten loa), tối ưu tăng ích anten theo tâm pha theo quy trình đã đề xuất cũng góp phần phát huy hết tính năng của phần tử tái cấu hình sử dung cho anten này.

3.4 Thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân cực, băng rộng, tăng ích cao

Kế thừa từ các ưu điểm của cấu trúc một lớp của anten mảng phản xạ tái cấu hình trong Mục 3.3, trong mục này, NCS sẽ đề xuất một anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực sử dụng phần tử đã trình bày ở Mục 2.3. Phần tử này là một phần tử tái cấu hình quay phân cực băng rộng một lớp, 1 bit, hoạt động trong băng tần Ku.

3.4.1 Thiết kế cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân cực

a) Xác định kích thước mảng

Anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực được đề xuất bao gồm một anten loa và một mảng phản xạ có kích thước 192 mm x 192 mm (16 x 16 phần tử) như Hình 3.9. Phần tử của mảng phản xạ là phần tử tái cấu hình quay phân cực đã được trình bày ở Mục 2.2. Phần tử này có kích thước 12 mm x 12 mm.

b) Anten loa cấp nguồn cho mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực

Anten loa được dùng để cấp nguồn cho mảng tương tự như anten loa trong Mục 3.3 nên không được trình bày lại ở mục này. Tuy nhiên, trong nghiên cứu này, tần số trung tâm của anten là 14 GHz, khác với tần số trung tâm (12 GHz) của anten trong Mục 3.3. Do đó, hệ số q của anten loa tại 14 GHz là 8 (14 dBi) (xem Hình 3.11).

d) Pha của phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực

Căn cứ vào hệ số q của anten loa và kích thước của mảng, hiệu suất mặt mở tối ưu theo H và θ_0 được tính và trình bày trong Hình 3.18. Từ hình này ta thấy: tỷ số H/D_m tối ưu sẽ khoảng từ 0,75 đến 0,82, tương ứng với hiệu suất mặt mở khoảng 75%; Hiệu suất mặt mở theo góc θ_0 sẽ giảm nhanh khi góc θ_0 lớn hơn 25°. Do phần tử mảng phản xạ tái cấu hình hoạt động trên cơ sở độ lệch pha giữa hai trạng thái nên việc tính hiệu suất mặt mở tối ưu chỉ



Hình 3.18: Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

Tham số/ Kết quả		Vị trí 1		Vị trí 2			
	H (mm)	$x_f(mm)$	$\theta_0(^o)$	H (mm)	$x_f(\text{mm})$	$\theta_0(^o)$	
	$153,\!6$	-112,8	25^{o}	$156,\! 6$	-120	25^{o}	
Tăng ích		00 2 AB;		22.2.4D;			
(14 GHz)	-	22,5 UDI		22,2 dDi			
Sai số góc $(^{o})$	-0,3			-0,3			

Bảng 3.13: Bảng vị trí tâm pha của anten loa.

là một trong các căn cứ để tham khảo xác định vị trí anten loa như đã phân tích ở Mục 3.3. Vì cấu trúc và số lượng phần tử, số lượng đi-ốt PIN cũng như tụ điện lớn nên việc mô phỏng cũng rất tốn thời gian. Do đó, căn cứ vào NCS đã lựa chọn hai vị trí để khảo sát tăng ích của anten như Bảng 3.13. Hai vị trí này có tỷ số H/D_m lần lượt là 0,8 (H = 153, 3 mm) và 0,81 (H = 156, 6 mm) còn góc θ_0 là 25° để đảm bảo anten có hiệu suất khoảng 75%.

Mảng phản xạ 16 x 16 phần tử của anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực được trình bày trong Hình 3.19. Trên cơ sở tham số H và x_f của vị trí anten loa trong Bảng 3.13, pha của các phần tử trong mảng tương ứng với hai vị trí này được xác định theo công thức phân bố pha 3.4. Sau đó, pha



Hình 3.19: Mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực.



(Vi trí 1) ($H = 153,6; x_f = -112,8$)





Hình 3.20: Pha các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực khi thiết lập góc búp sóng chính tại ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0$) tương ứng với hai vị trí của anten loa.

của các phần tử trong mảng phản xạ tái cấu hình được lượng tử hóa thành hai trạng thái pha theo công thức 3.5. Hai phân bố pha này được trình bày trong Hình 3.14. Giống các anten mảng phản xạ tái cấu hình ở Mục 3.3, cấu trúc của phần tử trong mảng không thay đổi khi điều hướng búp sóng của anten mà chỉ thực hiện "tắt/mở" bốn đi-ốt PIN trong từng phần tử để thay đổi trạng thái pha của từng phần tử. Từ Hình 3.20, ta có thể nhận thấy rằng: pha của các phần tử trong hai mảng phản xạ có phân bố hơi khác nhau do vị trí anten loa khác nhau, mặc dù hướng búp sóng chính đều được thiết lập tại $(\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0^o)$. Pha của các phần tử trong mảng do được lượng tử hóa nên chúng chỉ có hai trạng thái 0^o và 180^o tương ứng với hai trạng thái "0" và "1" của phần tử ở Mục 2.2.

e) Xác định ví trí anten loa

Hai cấu trúc anten được mô phỏng và cho kết quả như sau: khi anten loa đặt ở vị trí thứ nhất, anten đạt tăng ích là 22,3 dBi, khi anten loa đặt ở vị trí thứ hai, anten đạt tăng ích là 22,2 dBi, thấp hơn 0,1 dB so với vị trí thứ nhất. Độ lệch góc trong mặt phẳng YOZ của vị trí thứ nhất và thứ hai đều là -0,3° như trong Bảng 3.13. Với kết quả như vậy, NCS quyết định chọn vị trí thứ nhất là vị trí đặt anten loa cho hệ thống anten mảng phản xạ.

3.4.2 Tối ưu vị trí anten loa theo tâm pha

Để tối ưu theo tâm pha của anten loa, NCS đã điều chỉnh vị trí anten loa theo các giá trị của Δl như Bảng 3.14. Ở bước này, pha của các phần tử không điều chỉnh theo vị trí anten loa mà vẫn giữ pha cũ. Anten được mô phỏng lại và kết quả của chúng được trình bày ở Bảng 3.14. Như kết quả trong bảng, tăng ích tại tần số trung tâm (14 GHz) của anten theo độ dịch tâm pha $\Delta l = -3$ mm đạt cao nhất (22,5 dBi). Kết quả này cho thấy: mặc dù tâm pha anten loa tại 14 GHz nằm bên trong loa (-7,5 mm, xem Bảng 3.8) nhưng do ảnh hưởng của các hiệu ứng che khuất nên tại vị trí $\Delta l = -3$ mm, anten có tăng ích tốt nhất. Tuy nhiên, chênh lệch tăng ích của anten khi dịch chuyển vị trí anten loa (tâm pha) trong phạm vi này không quá lớn, nhỏ hơn

Bảng 3.14: Bảng kết quả tăng ích theo tâm pha tại tần số 14 GHz.

$\Delta l \ (\mathrm{mm})$	-5	-3	0	5
Tăng ích (dBi)	22,2	$22,\!5$	22,3	22,1

0,4 dB. Với kết quả như vậy, NCS chọn vị trí anten loa với (H = 153,6 mm; $x_f = 112,8$ mm; $\theta_0 = 25^o$; $\Delta l = -3$ mm là vị trí đặt anten loa.

3.4.3 Kết quả mô phỏng anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân cực

Anten được mô phỏng trong toàn bộ dải tần. Giản đồ bức xạ của anten trong mặt phẳng XOZ tại tần số 12 GHz, 14 GHz và 16 GHz GHz được trình bày trong Hình 3.21. Tăng ích cực đại, hiệu suất mặt mở cực đại, tăng ích và hiệu suất mặt mở tại góc ($\varphi_b = 90^o$, $\theta_b = 0^o$) của anten tại các tần số trong băng tần được trình bày trên Hình 3.22. Hình 3.21 cho thấy: tại tần số 14 GHz, tăng ích của anten đạt 22,5 dBi, mức phân cực chéo luôn nhỏ hơn -20,24 dB, mức búp sóng phụ đạt -19,5 dB. Tại các tần số 12 GHz và 16 GHz, góc búp sóng chính bị lệch khỏi giá trị thiết lập khoảng $\pm 4^o$ do sai pha theo tần số gây ra, tăng ích đạt được lần lượt là 21,4 dBi và 22,63 dBi; mức búp sóng phụ lần lượt là -15,4 dB và -15,6 dB; mức phân cực chéo của chúng tăng lên khá cao, lần lượt là -16,4 dB và -12,63 dB. Hình 3.22 cho thấy: Tăng ích



Hình 3.21: Giản đồ bức xạ trong mặt phẳng YOZ của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực khi thiết lập búp sóng chính tại góc ($\varphi_b = 90^o, \theta_b = 0^o$).



Hình 3.22: Băng thông và hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

cực đại của anten đạt 22,9 dBi (13 GHz) và tăng ích khá đồng đều trong dải tần rộng từ 12 GHz đến 16 GHz, với độ lệch khoảng 1,5 dB; Hiệu suất mặt mở tốt nhất của anten cũng đạt 22,4% tại 13 GHz. Cả tăng ích và hiệu suất mặt mở đều có xu hướng giảm về hai bên khi tần số xa tần số trung tâm. Băng thông 1-dB theo tăng ích cực đại đạt 24,6% (từ 12,5 GHz đến 16 GHz). Tại góc cố định ($\varphi_b = 90^{\circ}, \theta_b = 0^{\circ}$), tăng ích của anten đạt 14,92% (từ 13 GHz đến 15 GHz), giảm khá nhiều so với băng thông theo tăng ích cực đại. Nguyên nhân của vấn đề này là góc búp sóng chính bị lệch do sai pha và hiệu ứng che khuất của anten loa.

Đế chứng minh khả năng điều hướng búp sóng, anten được mô phỏng tạo các búp sóng trong mặt phẳng YOZ. Kết quả được trình bày trong Hình 3.23 và chi tiết trong Bảng 3.15.

Hình 3.23 cho thấy: khả năng điều hướng búp sóng của anten trong phạm vi $\pm 50^{\circ}$; Tăng ích tại các góc thay đổi trong phạm vi 5,4 dB; Sai số góc chỉ nhỏ hơn $0, 8^{\circ}$, mức phân cực chéo cũng rất tốt, nhỏ hơn -17,17 dB, góc nửa



Hình 3.23: Giản đồ bức xạ tại các góc trong mặt phẳng YOZ của anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

búp sóng luôn nhỏ hơn 9,9°. Mức búp sóng phụ hơi cao, từ -17,5 dB đến -11,9 dB. Tuy nhiên, đây là một giá trị chấp nhận được cho một anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực 1 bit vì sai số pha và phân cực chéo của phân

Góc theta	Tăng ích	Mức búp sóng phụ	Mức phân cực chéo	Góc nửa búp sóng
(°)	(dBi)	(dB)	(dB)	(°)
- 50	17,1	-11,9	-17,31	9,9
- 40	19,4	-14,1	-17,17	7,6
- 30	21,4	-16,5	-24,92	7,5
- 20	21,7	-16,5	-19,28	6,6
- 10	22,2	-17,2	-20,69	6,4
0	22,5	-17,5	-20,24	6,2
10	22,2	-17,2	-19,27	6,4
20	21,6	-16,9	-18,67	7,1
30	20,8	-17,5	-21,23	8,4
40	19,1	-13,5	-17,19	7,5
50	17,1	-11,9	-18,25	9,7

Bảng 3.15: Kết quả mô phỏng chi tiết tại các góc quét của mảng phản xạ tái cấu hình một lớp quay phân cực.

tử khá lớn như đã trình bày trong Mục 2.3. Đối với một anten mảng phản xạ vừa tái cấu hình vừa quay phân cực, đây là một anten có tính năng khá tốt. Kết quả này đạt được là nhờ tính năng của phần tử. Bên cạnh đó, quy trình thiết kế đã đề xuất cũng đóng góp một phần để phát huy các tính năng vốn có của phần tử này.

3.4.4 Đánh giá anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, quay phân cực, băng rộng, tăng ích cao

Bảng 3.16 so sánh anten được đề xuất với một số nghiên cứu gần đây. Kết quả trong bảng cho thấy: Anten này đạt được tăng ích vượt trội (cao hơn 2,4 dB) so với nghiên cứu [80] (Cả hai anten này đều sử dụng cùng loại đi-ốt PIN, có cùng kích thước mảng (16 x 16) và dải tần hoạt động). Khi hệ thống thu phát sử dụng anten này, công suất tại điểm thu sẽ tăng khoảng 1,7 lần so với hệ thống sử dụng anten của nghiên cứu [80]. Kết quả này đạt được nhờ

Tài liệu/	[86]/	[80]/	Nghiên cứu
Năm	2016	2021	n ày
Tần số (GHz)	12-14,5	11,6-14,3	$11,\!5-16$
Số lớp	3	2	1
Loại đi-ốt PIN	KCB	MADP-000907-04020	MADP-000907-04020
Độ dày (mm)	1,803	3,357	3,175
Số phần tử	10 x 10	16 x 16	16 x 16
Tăng ích cực đại (dBi)	17,5	20,5	22,9
Hiệu suất mặt mở (%)	15	15,4	22,4
Băng thông 1-dB (%)	KCB	15,4	14,92
Góc quét $(^{o})$	$\pm 40^{o}$	$\pm 50^{o}$	$\pm 50^{o}$
Phân cực	DL, CP, RP	SL, RP	SL, RP

Bảng 3.16: So sánh anten này với các anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực khác.

Chú thích: KCB: không công bố; SL: phân cực tuyến tính đơn; DL: Phân cực tuyến tính đôi; RP: Quay phân cực.

phần tử của anten đề xuất có hệ số chuyển đổi phân cực cũng như hệ số phản xạ cao hơn so với nghiên cứu [80] như đã trình bày ở Bảng 2.10. Bên cạnh đó, tại các góc nghiên, độ lệch pha giữa hai trạng thái vẫn duy trì ở khoảng 180^0 (Hình 2.41) cũng góp phần giúp cải thiện hệ số tăng ích của anten. Với hệ số tăng ích như vậy, anten này có hiệu suất mặt mở tốt nhất (22,4%) so với khoảng 15% của hai anten còn lại. Băng thông 1-dB của anten này gần bằng với nghiên cứu [80]. Khả năng điều hướng búp sóng của anten này tương đương với anten [80] ($\pm 50^{\circ}$). Về phân cực, anten [86] có thể sử dụng cho cả phân cực tuyến tính còn anten đề xuất và anten [80] chỉ sử dụng cho phân cực tuyến tính.

3.5 So sánh hai anten mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất

Bảng 3.17 so sánh kết quả của hai anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực và không quay phân cực một lớp đã đề xuất. Kết quả trong bảng

Loại anten/	$f(CH_{\alpha})$	G	HSMM	BW 1-dB	SLL	X-pol	Góc quét
Loại đi-ốt PIN	I (GIIZ)	(dBi)	(%)	(%)	(dB)	(dB)	(°)
Anten với mảng							
không quay phân cực/	10,5 - 14,5	23,1	24,7	12,2	-17	-49	$\pm 50^{o}$
SMP-1340-040							
Anten với mảng							
quay phân cực/	11,5 - 16	22,9	22,4	14,9	-19,5	-20,24	$\pm 50^{o}$
MADP-0090714020							

Bảng 3.17: So sánh hai anten mảng phản xạ tái cấu hình đã đề xuất.

Chú thích: f: Tần số; G: Tăng ích; HSMM: Hiệu suất mặt mở; BW: Băng thông; SLL: Mức búp sóng phụ; X-pol: Mức phân cực chéo.

cho thấy: Do cùng kích thước (16 x 16) nên cả hai anten này có tăng ích gần bằng nhau và hiệu suất mặt mở rất tốt so với các nghiên cứu gần đây. Cu thể, anten mảng phản xa tái cấu hình không quay phân cực đạt được tăng ích là 23,1 dBi trong khi anten mảng phản xa tái cấu hình quay phân cực đạt được tăng ích là 22,9 dBi. Tuy nhiên, do dải tần số hoạt đông của anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực cao hơn anten còn lại nên hiệu suất mặt mở thấp hơn (22,4% so với 24,7%). Anten mảng phản xa tái cấu hình quay phân cực sử dụng đi-ốt MADP-0090714020 của hãng MACOM có đô tuyến tính tốt hơn nên đặc tuyến biên đô và đặc tuyến pha cũng tuyến tính hon. Do đó, băng thông 1-dB của nó đạt 14,9%, cao hon anten không quay phân cực khoảng 2,7%. Mức búp sóng phụ của anten quay phân cực tại tần số trung tâm thấp hơn anten không quay phân cực 2,5 dB. Tuy nhiên, khi điều hướng búp sóng hoặc xét tại các tần số khác tần số trung tâm, búp sóng phu tăng lên rất lớn. Mức phân cực chéo của anten quay phân cực cao hơn rất nhiều so với anten không quay phân cực (-20,24 dB so với -49 dB) do phần tử quay phân cực có mức phân cực chéo cao. Băng thông 1-dB của

anten mảng phản xạ tái cấu hình không quay phân cực đạt 12,2% còn anten mảng phản xạ tái cấu hình quay phân cực đạt 14,9%. Cả hai anten đều có khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi $\pm 50^{\circ}$.

3.6 Kết luận chương 3

Chương 3 của luân án đã trình bày một quy trình thiết kế anten mảng phản xa dựa theo phương pháp tính hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xa. Chương này cũng đề xuất hai cấu trúc anten mảng phản xa tái cấu hình băng rông, tăng ích cao không quay phân cực và quay phân cực. Hai anten này đều sử dung cấu trúc mach in một lớp với kích thước mảng là (16 x 16) phần tử, hoạt đông ở băng tần X và Ku, sử dung hai phần tử mảng phản xa tái cấu hình một lớp đã đề xuất ở Chương 2. Hai anten này đều có sự cải thiên về đô lợi so với các nghiên cứu gần đây. Băng thông của anten mảng phản xa quay phân cực tương đương với các nghiên cứu gần đây còn băng thông của anten mảng phản xa tái cấu hình không quay phân cực chưa có sư vượt trội nhưng có thể chấp nhân do sử dụng đi-ốt PIN có tính phi tuyến cao hơn. Cả hai anten đều có khả năng điều hướng búp sóng trong pham vi $\pm 50^{\circ}$. Với các tính năng đã đạt được, các anten này đều có tiềm năng ứng dụng vào các hệ thống thông tin vệ tinh, ra-đa, mang 6G và các hệ thống thông tin vô tuyến khác có tính năng điều hướng búp sóng. Các nghiên cứu trong chương này đã được công bố trong các bài báo [C1, C2, C3].

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU

Luận án đã nghiên cứu tổng quan về anten mảng phản xạ, anten mảng phản xạ tái cấu hình cùng vị trí, vai trò trong hệ thống thông tin vô tuyến tiên tiến hiện nay. Các xu hướng nghiên cứu cùng các kết quả nghiên cứu mới nhất về anten mảng phản xạ tái cấu hình cũng được phân tích, đánh giá. Trên cơ sở đó, luận án đã đề xuất ba cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình và hai cấu trúc anten mảng phản xạ tái cấu hình. Các đề xuất đó là: Ba phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng 1 bit, sử dụng đi-ốt PIN; Hai anten mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng, tăng ích cao, 1 bit, sử dụng đi-ốt PIN. Ngoài ra, luận án còn đề xuất một giải pháp mô hình hóa đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình. Các phần tử mảng phản xạ tái cấu hình cũng được đo kiểm bằng ống dẫn sóng, kết quả đo kiểm tương đối trùng khớp với các kết quả mô phỏng. Tóm tắt những đóng góp của luận án được trình bày cụ thể dưới đây.

A. NHỮNG ĐÓNG GÓP CỦA LUẬN ÁN

Trong luận án này, NCS đã nghiên cứu và đề xuất các giải pháp thiết kế anten mảng phản xạ tái cấu hình và có một số đóng góp quan trọng như sau:

1. Đề xuất một cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng hai lớp và hai cấu trúc phần tử mảng phản xạ tái cấu hình băng rộng một lớp không quay phân cực và quay phân cực. Cả ba phần tử này được tái cấu hình nhờ 4 đi-ốt PIN và được điều khiển bởi 1 bit. Phần tử hai lớp có hệ số phản xạ lớn hơn -1,4 dB và đạt băng thông là 40,6%. Phần tử một lớp không quay phân cực đạt băng thông là 33,8% cho phân cực tròn và 40,6% cho phân cực tuyến tính với các hệ số phản xạ đều lớn hơn -1,7 dB. Phần tử một lớp quay phân cực đạt được băng thông là 28,5% với hệ số phản xạ lớn hơn -2 dB đối với phân cực tuyến tính. Ngoài ra, luận án còn đề xuất một giải pháp mô hình hóa đi-ốt PIN cho phần tử mảng phản xạ tái cấu hình. Các đóng góp này được công bố trong các công trình khoa học **J1** (Q3, SCIE) và **J2** (Q1, SCIE), **C2** (Scopus Index).

2. Đề xuất hai anten mảng phản xạ tái cấu hình một lớp, băng rộng, tăng ích cao, 1 bit không quay phân cực và quay phân cực. Cả hai anten này có kích thước 16 x 16 phần tử, hoạt động ở băng tần X và Ku, có khả năng điều hướng búp sóng trong phạm vi ±50°. Băng thông 1-dB và tăng ích cực đại của hai anten mảng phản xạ tái cấu hình không quay phân cực và quay phân cực đạt được lần lượt là 12,2% và 14,9%; 23,1 dBi và 22,9 dBi. Hai đóng góp này được công bố trong các công trình khoa học C1, C2 (Scopus Index) và C3. Trong đó, hai bài báo C1, C2 đăng trong kỷ yếu của các hội nghị quốc tế có phản biện còn bài báo C3 đăng trong kỷ yếu hôi nghi khoa học quốc gia có phản biện.

B. HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO

Trên cơ sở các kết quả nghiên cứu đã đạt được, để hoàn thiện hơn nữa cần phải nghiên cứu thêm các vấn đề có liên quan và phát triển thêm một số đề xuất mới. Nội dung cụ thể cần nghiên cứu tiếp theo như sau:

- Nghiên cứu anten mảng phản xạ tái cấu hình 2 bit nhằm tăng hiệu suất mặt mở của anten;
- Nghiên cứu bề mặt thông minh cho mạng 6G trên nền tảng các kết quả đạt được.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

A. Các công trình sử dụng trong luận án

- J1. H. D. Cuong, M. T. Le, T. T. Do, and N. Q. Dinh, "Broadband Multipolarized Reconfigurable Unit Cell for Reflectarray Antennas with One Bit Control," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2022, p. 6011557-6011566, 2022. (SCIE, Q3)
- J2. H. D. Cuong, M. -T. Le, N. Q. Dinh, X. N. Tran and N. Michishita, "A Broadband 1-Bit Single-Layer Reconfigurable Reflectarray Unit Cell Based on PIN Diode Model," in IEEE Access, vol. 11, pp. 6477-6489, 2023. (SCIE, Q1)
- C1. T. N. T. N. Le, H. D. Cuong, N. T. Tam, M.-T. Le, and N. Q. Dinh, "An X-Band Reflectarray Antenna Using Concentric Rings and a Cross," in Proceedings of 2021 8th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS), 12/2021, pp. 300-304. (Scopus Index)
- C2. Tran Nguyen Thi Nhat Le, Hoang Dang Cuong, Tang The Toan, Ha Quoc Anh, Minh-Thuy Le, Nguyen Quoc Dinh, "Broadband Polarization-Rotation Reconfigurable Reflectarray Antenna", in 2022 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), pp. 58-62, 10/2022. (Scopus Index)
- C3. Hoàng Đăng Cường, Nguyễn Xuân Sơn, Lê Minh Thùy, Hoàng Đình Thuyên, Nguyễn Quốc Định, Nguyễn Hồng Minh, "Ăng-ten Mảng Phản Xạ Tái Cấu Hình Một Lớp Băng Rộng", tại Hội nghị REV-ECIT, Hà Nội, 12/2022, pp. 66-72.

B. Các công trình liên quan đến luận án

- C4. H. D. Cuong, M.-T. Le, and N. Q. Dinh, "A Reflectarray Antenna Using Crosses and Square Rings for 5G Millimeter-Wave Application", in 2020 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 10/2020, pp. 126-130. (Scopus Index)
- C5. Hoàng Đăng Cường, Lê Minh Thùy, và Nguyễn Quốc Định, "Một giải pháp cải tiến băng thông cho ăng-ten trạm thu phát gốc phản xạ vi dải" tại Hội nghị REV-ECIT, Hà Nội, 12/2020, pp. 269-272.

Phụ lục A

TỔNG QUAN VỀ ANTEN MẢNG PHẢN XẠ

Anten mảng phản xạ là một hệ anten bao gồm một anten loa để cấp nguồn và một mảng gồm nhiều phần tử phản xạ. Anten này được giới thiệu lần đầu vào năm 1960 [124]. Khi đó, mảng phản xạ gồm các ống dẫn sóng với độ dài khác nhau. Ngày nay, mảng phản xạ thường là một mạch in gồm rất nhiều phần tử anten vi dải. Vì vậy, anten này có cấu trúc phẳng, nhẹ, có chi phí chế tạo thấp và được xem là một ứng viên thay thế anten gương.

A.1 Ưu, nhược điểm của anten mảng phản xạ

Anten này là sự lai tạo của anten gương và anten mảng pha. Vì thế, nó cũng kế thừa nhiều ưu điểm của anten gương như: độ lợi cao, cấu trúc cấp nguồn qua không khí, đơn giản và suy hao thấp. Nó cũng kế thừa các ưu điểm của anten mảng pha là: cấu trúc phẳng, không cồng kềnh, nhẹ, dễ chế tạo, chi phí thấp. Ở dải tần số cao, việc chế tạo anten gương rất khó khăn vì anten này yêu cầu bề mặt gương phải nhẫn và cong đều để đạt được sự đồng pha ở mặt mở. Đối với anten mảng pha, đối với các mảng lớn, tại các tần số cao, năng lượng trường điện từ sẽ bị suy hao nhiều trong mạng cấp nguồn do mạng cấp nguồn dài. Bên cạnh đó, số lượng lớn mô đun thu phát cho từng phần tử anten sẽ làm tăng chi phí chế tạo [125]. Do đó, anten mảng phản xạ có nhiều lợi thế cho anten ở trạm gốc vì có độ lợi cao và chi phí thấp khi hoạt động ở dải tần số cao. Nhược điểm của anten mảng phản xạ là băng thông hẹp. Đặc tính băng thông hẹp này được kế thừa từ anten vi dải vì mảng phản xạ của anten này được cấu thành từ anten vi dải. Ngoài ra, băng thông của anten này còn bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng góc nghiêng do chênh lệch khoảng cách cấp nguồn như công thức A1 [126]:

$$\Delta \phi_i = (d_i - d_0) \left(k_c - k_x \right) = \Delta d_i \cdot \Delta k_x \tag{A1}$$

Trong đó, d_i và d_0 là khoảng cách từ nguồn đến phần tử thứ *i* và tâm của mảng (Xem Hình A.1); k_c và k_x là số sóng trong không gian tự do (được tính theo độ) của tần số trung tâm f_c và tần số f_x trong băng tần, được tính bằng công thức A2.

$$k = \frac{360f}{c} \tag{A2}$$

Ở đây, c là tốc độ ánh sáng trong không gian tự do. Công thức A1 cho thấy độ lệch pha giữa các phần tử sẽ thay đổi theo khoảng cách và tần số. Do d_i ngày càng lớn nên các phần tử ngoài biên sẽ có sai pha lớn hơn các phần tử ở giữa. Tần số càng xa tần số trung tâm thì sai pha càng lớn. Điều đó làm giảm độ lợi tại các tần số xa tần số trung tâm và làm giảm băng thông của anten mảng phản xạ.



Hình A.1: Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ.

A.2 Nguyên lý hoạt động của anten mảng phản xạ

Anten mảng phản xạ bao gồm một nguồn cấp và một mảng phản xạ như Hình A.1. Nguồn cấp làm nhiệm vụ cấp nguồn cho mảng phản xạ, bức xạ sóng điện từ trường hướng vào mảng phản xạ. Mảng phản xạ là tập hợp nhiều phần tử phản xạ, mỗi phần tử trong mảng đóng vai trò là một mạch cộng hưởng, nhận năng lượng trường điện từ phát ra từ nguồn cấp. Các phần tử này cộng hưởng với tín hiệu nhận được, sau đó bức xạ lại về hướng mà người thiết kế mong muốn. Trường điện từ ở trường xa là sự cộng dồn của nhiều nguồn bức xạ của mỗi phần tử, hình thành nên búp sóng ở hướng đó.

A.3 Phân bố pha của mảng phản xạ

Để tạo được một búp sóng chính tại một hướng nhất định, pha của từng phần tử trong mảng phải được đồng bộ với nhau tại hướng đó. Khi đó, mỗi phần tử trong mảng mang một giá trị pha riêng và các pha này phụ thuộc vào vị trí của phần tử và hướng búp sóng mà người thiết kế muốn tạo ra.

Phân bố pha của mảng (pha của từng phần tử) phải được tính toán dựa vào cấu trúc của anten mảng phản xạ, đặc biệt là vị trí nguồn cấp để đạt được sự đồng bộ pha đó. Như trên Hình A.1, các phần tử trong mảng được anten loa cấp năng lượng trường điện từ qua không khí. Trong trường hợp này, các phần tử trong mảng được cho là nằm trong vùng trường xa. Vì thế, có thể xem các phần tử anten được đặt trong môi trường sóng phẳng. Trường điện từ kích thích vào mỗi phần tử có pha tỉ lệ với khoảng cách truyền sóng trong không gian tự do từ nguồn cấp đến phần tử. Như vậy, pha mỗi phần tử phải được tính toán để bù vào sự dịch pha đó, nhằm tạo ra sự đồng pha giữa các phần tử trong mảng. Pha của phần tử bù cho giá trị pha bị giữ chậm do sóng điện từ truyền từ nguồn cấp đến phần tử thứ i được xác định theo công thức A3 [126].

$$\phi_{spdi} = k_0 d_i \tag{A3}$$

Ở đây, k_0 là số sóng trong không gian tự do tại tần số trung tâm; d_i là khoảng cách từ vị trí nguồn cấp đến phần tử thứ i (x_i, y_i). Nếu từng phần tử trong mảng phản xạ có pha như công thức A3, thì búp sóng chính sẽ vuông góc với mặt phẳng phản xạ.

Để thay đổi hướng bức xạ theo hướng bất kỳ (φ_b , θ_b), cần phải thêm một giá trị pha như công thức A4 [126].

$$\phi_R(x_i, y_i) = -k_0 \sin \theta_b \cos \varphi_b x_i - k_0 \sin \theta_b \sin \varphi_b y_i \tag{A4}$$

Như vậy, pha của mỗi phần tử trong mảng để tạo ra hướng bức xạ (φ_b, θ_b) được xác định theo công thức A5 [126].

$$\begin{cases} \phi(x_i, y_i) = \phi_R + \phi_{spdi} \\ \phi(x_i, y_i) = k_0 \left(d_i - \sin \theta_b \cos \varphi_b x_i - \sin \theta_b \sin \varphi_b y_i \right) \end{cases}$$
(A5)

Khi tất cả các phần tử tại tọa độ (x_i, y_i) có giá trị pha phản xạ $\phi(x_i, y_i)$ thì anten sẽ tạo ra một búp sóng ở hướng (φ_b, θ_b) . Điều này cũng có nghĩa là để thay đổi hướng của búp sóng chính, chúng ta cần phải điều chỉnh phân bố pha trong mảng.

Hình A.2 là một ví dụ về hai phân bố pha của hai anten mảng phản xạ với hai vị trí anten loa khác nhau. Hình A.2a là phân bố pha khi anten loa đặt đồng trục với mảng phản xạ, tức là phía trên, ở giữa mặt phẳng phản xạ. Khi đó, pha của các phần tử được phân bố đối xứng với nhau, có sự thay đổi theo chu kỳ từ trong ra ngoài. Hình A.2b là phân bố pha của mảng phản xạ



Hình A.2: Phân bố pha của một anten mảng phản xạ.

khi anten loa đặt bên trên mặt phản xạ và lệch trục so với trục z (Như Hình A.1). Khi đó, phân bố pha sẽ không còn đối xứng như Hình A.2a, tuy nhiên, pha của phần tử vẫn có sự thay đổi theo chu kỳ. Lưu ý: màu sắc trong hai hình này thể hiện giá trị pha của từng phần tử trong mảng phản xạ.

A.4 Phương pháp thay đổi pha của phần tử

Vì mỗi phần tử trong mảng được gán một giá trị pha độc lập nên để đảm bảo đủ các giá trị pha cho từng phần tử trong mảng thì phần tử cần có dải pha bằng hoặc lớn hơn 360°. Dải pha này thông thường sẽ được tạo ra bằng cách thay đổi cấu trúc phần tử bằng ba phương pháp sau:

- Phương pháp dùng dây trễ pha (delay line);
- Phương pháp thay đổi kích thước phần tử;
- Phương pháp quay phần tử.
- a) Phương pháp sử dụng dây trễ pha

Mô hình phần tử sử dụng dây trễ pha được trình bày Hình A.3a. Ở phương pháp này, cấu trúc cộng hưởng (mạch vi dải hình vuông) sẽ được thêm vào một đoạn dây trễ pha. Theo nguyên lý truyền sóng, khi thêm dây trễ pha, sóng điện từ sẽ truyền theo dây trễ pha và phản xạ ngược lại tạo nên sóng



Hình A.3: Giá trị pha của phần tử sử dụng dây trễ pha theo độ dài.

dừng và đồng thời bức xạ năng lượng điện từ. Vì thế, khi thay đổi chiều dài của dây trễ pha thì pha của sóng phản xạ sẽ thay đổi do thời gian truyền sóng theo dây trễ pha bị thay đổi. Theo lý thuyết, giá trị pha này tỉ lệ với độ dài đường dây trễ pha theo công thức A6 [126].

$$\phi_{dl} = 2k_{ts}l_t \tag{A6}$$

Trong đó l_t là độ dài đường dây trễ pha, k_{ts} là hằng số truyền của tín hiệu dọc theo đường dây trễ pha. Theo công thức A6, giá trị pha của phần tử sẽ tỷ lệ tuyến tính theo chiều dài của dây trễ pha. Tuy nhiên, trong thực tế, pha của phần tử còn phụ thuộc vào cấu trúc phần tử, chất nền sử dụng, sự phối hợp trở kháng giữa phần tử và dây trễ pha. Hình A.3b là một ví dụ cụ thể về dải pha được tạo ra bằng cách thay đổi độ dài dây trễ pha. Trong ví dụ này, chiều dài dây trễ pha l_t được thay đổi để tạo các giá trị pha khác nhau cho phần tử ở Hình A.3a. Hình này cũng cho thấy pha của phần tử thay đổi không tuyến tính với độ dài của dây trễ pha. Do vậy, khi thiết kế phần tử sử dụng phương pháp này, phần tử thường được mô phỏng trường điện từ bằng phần mềm chuyên dụng để xác định được dải pha của phần tử. Phương pháp này có ưu điểm là dễ thiết kế và kích thước phần tử vi dải giữ nguyên nên không đòi hỏi công nghệ chế tạo cao. Tuy nhiên, kích thước đường dây trễ pha cần đủ dài để tạo ra dải pha lớn hơn 360° là một hạn chế của phương pháp đặc biệt khi thiết kế các phần tử ở tần số dải milimét và cao hơn nữa [115].

b) Phương pháp thay đổi kích thước phần tử

Phương pháp này sử dụng kích thước phần tử để thay đổi pha. Về lý thuyết, việc thay đổi kích thước phần tử sẽ điều chỉnh tần số cộng hưởng của phần tử đó. Điều đó dẫn đến thay đổi pha của phần tử tại một tần số nào đó. Vì thế, tại một tần số cố định, các phần tử cộng hưởng có kích thước khác nhau sẽ có pha phản xạ khác nhau.

Tuy nhiên, tương tự như phương pháp dùng dây trễ pha, thay đổi pha của phần tử theo kỹ thuật này cũng không được tuyến tính và pha của phần tử thường thay đổi rất nhanh tại khu vực cộng hưởng và chậm tại những khu vực xa điểm cộng hưởng, tạo ra giản đồ pha hình chữ "S" với đoạn giữa hình chữ "S" này thường có độ dốc lớn. Hình A.4 là ví dụ về phương pháp thay đổi kích thước phần tử và dải pha của phần tử tương ứng với với kích thước



Hình A.4: Phần tử thay đổi theo kích thước.

của nó. Lưu ý, kích thước của phần tử a không thay đối, chỉ có kích thước cạnh mạch vi dải hình vuông l của phần tử được thay đổi để tạo ra giản đồ pha như Hình A.4b.

c) Phương pháp quay phần tử

Phương pháp quay phần tử được đề xuất bởi tài liệu [127]. Nguyên lý của phương pháp này như sau: Khi một phần tử được kích thích bởi nguồn cấp, nếu quay phần tử một góc ψ thì pha của hệ số phản xạ sẽ thay đổi tương ứng với góc ψ . Phương pháp này lần đầu tiên được sử dụng cho anten mảng phản xạ ở tài liệu [128]. Như vậy, để xác định được pha của phần tử ta cần phải biết được mối quan hệ giữa góc quay và pha phản xạ. Hình A.5 trình bày một phần tử anten có phân cực tròn, sóng tới kích thích phần tử được phát theo hướng z có thể được diễn tả như công thức A7 [126].

$$E_i = E_0(\hat{x} + j\hat{y})e^{jk_o z}e^{j\omega t} \tag{A7}$$

Trong đó, k là hằng số sóng, ω là tần số góc. Khi đó, sóng phản xạ có công thức A8:



 $E_{r} = E_{0}(\hat{x} - j\hat{y})e^{j\phi}e^{j2\psi}e^{-jk_{0}z}e^{j\omega t}$ (A8)

Hình A.5: Phần tử thay đổi góc quay.

Trong đó, ϕ là pha của phần tử khi chưa quay. Hình A.5b là một ví dụ về pha của phần tử thay đổi theo góc quay. Như trên hình, ta thấy: dải pha của phần tử với cấu trúc như Hình A.5a thay đổi từ khoảng -15° đến 200° khi thay đổi góc quay của phần tử ψ từ 0° đến 90°. Tương tự như hai phương pháp trên, pha của phần tử trong phương pháp này cũng không tuyến tính với góc quay của phần tử như đã trình bày ở công thức A8 và vì vậy, trong thiết kế thực tế, pha của phần tử kiểu này

A.5 Phương pháp mô phỏng phần tử

Mô phỏng trường điện từ là phương pháp thường được sử dụng đế xác định pha của phần tử mảng phản xạ. Mô phỏng phần tử có ý nghĩa rất lớn trong thiết kế anten mảng phản xạ. Anten mảng phản xạ là hệ thống có cấu trúc phức tạp (bao gồm anten loa và mảng phản xạ) và thường có kích thước lớn với hàng trăm hoặc hàng nghìn phần tử phản xạ. Nếu mô phỏng toàn bộ anten loa thì rất tốn thời gian và chi phí. Do đó, các nhà thiết kế đều thực hiện mô phỏng và đo kiểm phần tử mảng phản xạ trước khi thiết kế mảng. Kết quả đo kiểm là cơ sở để phân tích và đánh giá khả năng đáp ứng của phần tử so với các yêu cầu của hệ thống anten đã xác định trước. Vì vậy, trong phần này, NCS sẽ trình bày các phương pháp mô phỏng phần tử mảng phản xạ để xác định tham số tán xạ của phần tử mà pha phản xạ là một trong các tham số đó. Ba phương pháp phân tích phần tử thường được sử dụng gồm có [115]:

- Phương pháp chu kỳ (periodic method);
- Phương pháp ống dẫn sóng (waveguide method);
- Phương pháp mô hình mạch điện tương đương (equivalent circuit).

a) Phương pháp chu kỳ

Phương pháp này được trình bày trong Hình A.6. Trong phương pháp này, phần tử được đặt ở cuối khối hình chữ nhật có độ rộng và độ dài bằng kích thước của phần tử cần mô phỏng. Bốn mặt của phần tử được liên kết với các điều kiện biên có tính chu kỳ. Với điều kiện biên này, phần tử được mô phỏng trong môi trường giả lập có các phần tử bao quanh bằng phương pháp mô hình hóa toán học. Vì vậy, phương pháp này cho phép mô phỏng phần tử với điều kiện điện từ trường gần giống thực tế nhưng thời gian mô phỏng nhỏ hơn rất nhiều so với phương pháp mô phỏng cả mảng. Ưu điểm của phương pháp này là có thể mô phỏng phần tử một cách tổng quát. Cụ thể, phương pháp này sử dụng nguồn cấp là sóng phẳng (giống như sóng trong không gian tự do) và góc sóng tới cùng phân cực của nó có thể thay đổi được. Vì vậy, các nhà nghiên cứu có thể đánh giá phần tử một cách toàn diện. Hầu hết các

b) Phương pháp ống dẫn sóng

Phương pháp mô phỏng bằng ống dẫn sóng (Hình A.7a) cũng có thể đặc tính hóa phần tử phản xạ [129]. Phương pháp này có ưu điểm là nhanh hơn



Hình A.6: Mô hình của phương pháp mô phỏng chu kỳ.



Hình A.7: Mô hình của phương pháp mô phỏng ống dẫn sóng.

và sử dụng ít tài nguyên so với phương pháp chu kỳ vì nó không sử dụng thuật toán mô phỏng điều kiện biên. Tuy nhiên, phương pháp này sẽ có sai số lớn hơn so với phương pháp chu kỳ và phương pháp này cũng không thể mô phỏng phần tử ở các góc nghiêng khác nhau vì bản chất nó được thiết lập để mô phỏng phương pháp xác định đặc tính của phần tử bằng ống dẫn sóng. Nguồn cấp điện từ trường của phương pháp này là sóng TE10, giống như ống dẫn sóng. Ngoài ra, trong thực tế, phương pháp này thường được sử dụng để đo đặc tính phản xạ của phần tử bằng cách đặt hai phần tử tại một đầu của ống dẫn sóng như Hình A.7b. Vì kết quả đo bằng ống dẫn sóng và kết quả mô phỏng bằng phương pháp ống dẫn sóng là tương đối khớp nhau nên các nhà nghiên cứu thường dùng phương pháp đo này để kiểm chứng kết quả mô phỏng phần tử [39,68].

c) Phương pháp mô hình mạch điện tương đương

Phương pháp mô hình mạch điện tương đương phân tích, đánh giá phần tử bằng cách mô hình hóa phần tử thành các mạch cộng hưởng RLC. Đối



Hình A.8: Mô hình của phương pháp mạch điện tương đương.

với một anten vi dải đơn giản có thể mô phỏng như một tụ điện song song với một cuộn cảm. Suy hao trong lớp điện môi có thể mô hình như một điện trở song song với mạch LC. Sử dụng mô hình mạch này có thể tính được trở kháng bề mặt của phần tử Z_s . Hệ số phản xạ của phần tử khi có sóng tới tác động vào phần tử cũng có thể tính được bằng lý thuyết đường truyền sóng như công thức A9 [115]:

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \tag{A9}$$

Trong đó Z_0 là trở kháng không gian tự do, Z_s là trở kháng bề mặt của phần tử được tính toán nhờ mô hình mạch đã chỉ ra như trên Hình A.8. Khó khăn lớn nhất của phương pháp này là tìm ra mô hình mạch phù hợp cho phần tử. Ưu điểm chính của phương pháp này là đơn giản và dễ hình dung cơ chế hoạt động của phần tử. Do đó, phương pháp này thường dùng để giải thích nguyên lý hoạt động của phần tử hơn là dùng để mô phỏng xác định tham số tán xạ và tối ưu phần tử [115].

A.6 Phương pháp thiết kế anten mảng phản xạ

Việc thiết kế một hệ thống anten có thể bắt đầu từ nhiều yêu cầu khác nhau như: độ lợi, băng thông hoặc mức búp sóng phụ...nhưng đối với các loại anten mặt mở như anten mảng phản xạ, anten mảng pha, anten gương, anten thấu kính... thì độ lợi là tham số đầu tiên cần xem xét. Các anten kiểu này có độ lợi luôn luôn tỉ lệ với kích thước điện (kích thước tỷ lệ theo bước sóng) của mặt mở. Vì thế, việc xác định được hiệu suất mặt mở là sẽ ước lượng được kích thước của anten và ngược lại. Phương pháp xác định hiệu suất mặt mở này cũng sẽ chỉ ra phương pháp tối ưu hiệu suất mặt mở để đạt độ lợi tốt nhất. Đối với anten mảng phản xạ, kích thước mặt mở là kích thước của mảng phản xạ.

Đối với anten mảng phản xạ, hiệu suất mặt mở phụ thuộc chủ yếu vào hiệu suất cấp nguồn và hệ số tràn. Hai tham số này lại phụ thuộc vào các đặc trưng bức xạ của nguồn cấp, tỷ số giữa độ cao của nguồn cấp và kích thước mặt mở, hướng, vị trí của nguồn cấp và một vài yếu tố khác. Do đó, để xác định được hiệu suất mặt mở phải xuất phát từ đặc tính bức xạ của nguồn cấp. Năng lượng trường điện từ cung cấp cho mảng phản xạ xuất phát từ nguồn cấp nên hiệu suất mặt mở và các đặc tính khác của hệ thống anten phụ thuộc rất nhiều vào đặc trưng bức xạ và vị trí của nó. Vì vậy, trước tiên, NCS sẽ trình bày mô hình bức xạ tổng quát của nguồn cấp. Từ mô hình này, hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ được xác định thông qua hai tham số trung gian: hiệu suất cấp nguồn và hệ số tràn. Vì hầu hết các anten mảng phản xạ đều dùng anten loa làm nguồn cấp nên trong luận án này, NCS cũng chỉ trình bày anten loa như là đại diện cho các loại nguồn cấp.

A.6.1 Mô hình bức xạ của anten loa

Hệ trục tọa độ của anten mảng phản xạ được trình bày trong Hình A.9. Như trên hình này, mặt mở của anten nằm trên mặt phẳng XY và tâm mặt mở trùng với gốc tọa độ C. Tâm pha của nguồn cấp được đặt vị trí F trong hệ tọa độ XYZ, tương ứng với vị trí gốc tọa độ của hệ tọa độ (X_F, Y_F, Z_F) . Góc θ_0 là góc tạo bởi đường thẳng nối từ tâm pha nguồn cấp tới gốc tọa độ C của mặt mở mảng phản xạ và trục z; Trục của nguồn cấp hướng đến mặt mở tại vị trí P_0 (x_0, y_0, z_0); Góc θ_f là góc tạo bởi đường thẳng nối từ tâm pha đến vị trí phần tử P(x, y, 0) và trục Z_F của nguồn cấp. Trục Z_F cắt mặt phẳng XY tại điểm P_0 . Góc θ_e là góc tạo bởi hướng bức xạ của phần tử so với đường nối từ tâm pha nguồn cấp tới vị trí phần tử.

Trong các hàm số mô hình hóa đặc trưng bức xạ của nguồn cấp, cos^q là mô hình được sử dụng nhiều nhất bởi vì nó đơn giản và dễ điều chỉnh để đạt được mô hình bức xạ gần với thực tế [115, 126]. Để đơn giản hóa mô hình này hơn nữa, nguồn cấp được xác định là nguồn cấp đối xứng. Khi đó, đồ thị công suất bức xạ của nguồn cấp cho cả hai mặt phẳng E và H là giống nhau và được trình bày như công thức A10 [115].

$$P_f(\theta_f, \varphi_f) = \begin{cases} \cos^{2q}(\theta_f), & -\frac{\pi}{2} \le \theta_f \le \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{Các góc khác} \end{cases}$$
(A10)



Hình A.9: Cấu trúc tổng quát của anten mảng phản xạ.



Hình A.10: Đồ thị bức xạ của anten loa với các hệ số q khác nhau.

Trong đó, q là hệ số thể hiện độ hẹp búp sóng của mô hình nguồn cấp. Đồ thị công suất bức xạ với các hệ số q khác nhau ở công thức A10 được trình bày trong Hình A.10. Hình này cho thấy khi giá trị q tăng lên thì búp sóng hẹp lại và ngược lại. Mỗi anten loa tại một tần số sẽ tương ứng với một giá trị q và việc xác định mô hình bức xạ của anten loa chính là xác định giá trị này.

A.6.2 Hệ số định hướng và độ lợi của anten mảng phản xạ

Tương tự như anten gương, hệ số định hướng của anten mảng phản xạ được tính theo công thức A11 [130].

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \tag{A11}$$

Trong đó, A là diện tích mặt mở, λ là bước sóng tại tần số hoạt động.

 $D\hat{\rho}$ lợi của anten cũng được tính theo công thức A12 [130]:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta_{AP} \tag{A12}$$

Trong đó, η_{AP} là hiệu suất của mặt mở.
A.6.3 Hiệu suất mặt mở

Hiệu suất mặt mở của anten mảng phản xạ phụ thuộc chủ yếu vào hai tham số: hệ số tràn η_s (Spillover efficiency) và hiệu suất cấp nguồn η_i (Illumination efficiency) và được tính theo công thức A13 [130].

$$\eta_{AP} = \eta_s \eta_i \tag{A13}$$

Hệ số tràn và hiệu suất cấp nguồn của anten mảng phản xạ được tính dựa vào các công thức trong Bảng A1 [130].

a) Hệ số tràn

Hệ số tràn được định nghĩa là tỷ lệ công suất được hấp thụ bởi mặt mở anten mảng phản xạ so với tổng công suất phát ra của nguồn cấp và được xác định theo công thức A14 [130].

$$\eta_s = \frac{\iint\limits_A \vec{P}(r_f) d\vec{s}}{\iint\limits_{hinh_cau} \vec{P}(r_f) d\vec{s}}$$
(A14)

Trong đó, mẫu số là tổng công suất phát ra từ nguồn cấp còn tử số là công suất hấp thụ bởi mặt mở của anten.

Dựa vào Bảng A1, chuyển từ tọa độ Đề-các sang tọa độ góc, véc-tơ chỉ hướng của nguồn cấp được xác định dựa vào phân bố của nguồn cấp (xem công thức A10) như công thức A15.

$$\vec{P}(r_f) = \hat{r}_f \frac{\cos^q \theta_f}{r_f^2} \tag{A15}$$

Nhờ công thức A15, mẫu số và tử số của công thức A14 được xác định như công thức A16 và A17:

• *Mấu số:*

$$I_d = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^{2q} \theta_f \sin \theta_f d\theta_f d\varphi = \frac{2\pi}{2q+1}$$
(A16)

• *T*ử số:

Chuyển véc-tơ chỉ hướng về dạng tọa độ Đề-các theo Bảng A1, hàm số $\vec{P}(r_f)$ của công thức A14 được tính như sau:

$$\vec{P}(r_f) = \frac{1}{r^3} \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0 r_f} \right)^{2q} \left[x\hat{x} + (y + H\tan\theta_f)\hat{y} + (-H)\hat{z} \right]$$
(A17)

Do đó:

$$\vec{P}(r_f).d\vec{s} = \vec{P}(r_f) \bullet (0, 0, -1)$$
 (A18)

$$\vec{P}(r_f).d\vec{s} = \frac{H}{r^3} \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0r_f}\right)^{2q} dxdy$$
(A19)

Bảng A1: Bảng tham số dùng để tính hiệu suất mặt mở

Tên tham số	Công thức tính theo theo hệ tọa độ xyz	
Vị trí nguồn cấp	$F(0, -H\tan\theta_0, H)$	(A20)
Vị trí nguồn cấp hướng đến	$P_0\left(x_0,y_0,0\right)$	(A21)
Vị trí phần tử	$P\left(x,y,0 ight)$	(A22)
Véc-tơ từ nguồn cấp đến ${\cal P}_0$	$\vec{r}_o = \vec{FP}_0 = x_0 \hat{x} + (y_0 + H \tan \theta_0) \hat{y} + (-H) \hat{z}$	(A23)
Khoảng cách giữa ${\cal F}$ và ${\cal P}_0$	$r_o = FP_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + H^2 \sec^2\theta_0 + (2H\tan\theta_0)y_0}$	(A24)
Véc-tơ từ nguồn cấp đến phần tử	$\vec{r_f} = \vec{FP} = x\hat{x} + (y + H\tan\theta_f)\hat{y} + (-H)\hat{z}$	(A25)
Khoảng cách giữa ${\cal F}$ và ${\cal P}$	$r_f = FP = \sqrt{x^2 + y^2 + H^2 \sec^2 \theta_f + (2H \tan \theta_f)y}$	(A26)
Véc-tơ đơn vị của $\vec{r_f}$	$r_f = \frac{\vec{r_f}}{r_f} = \frac{x\hat{x} + (y + H\tan\theta_f)\hat{y} + (-H)\hat{z}}{\sqrt{x^2 + y^2 + H^2 \sec^2\theta_f + (2H\tan\theta_f)y}}$	(A27)
Khoảng cách từ phần tử đến điểm ${\cal P}_0$	$s = PP_0 = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$	(A28)
Mô hình đồ thị bức xạ của nguồn cấp	$\cos \theta_f = \frac{{r_0}^2 + {r_f}^2 - s^2}{2r_0 r_f}$	(A29)
Mô hình đồ thị bức xạ của phần tử	$\cos \theta_p = \frac{H}{r_f}$	(A30)

Chuyển sang hệ tọa độ cực, tử số của hệ số tràn trở thành:

$$I_n = \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{D_m/2} \frac{H}{r^3} \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0 r_f} \right)^{2q} \rho d\rho d\varphi$$
(A31)

Kết hợp công thức A16 và A31, hệ số tràn sẽ như công thức A32.

$$\eta_s = \frac{2q+1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{D_m/2} \frac{H}{r^3} \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0 r_f}\right)^{2q} \rho d\rho d\varphi \tag{A32}$$

Như vậy, hệ số tràn là một hàm số của các biến số như công thức A33. Công thức này cũng cho thấy hệ số tràn phụ thuộc theo sáu tham số: kích thước mảng phản xạ (D_m) , góc nghiêng của anten loa so với trục z (θ_0) , giản đồ bức xạ của anten loa (q), độ cao của anten loa (H), tọa độ anten loa hướng đến (x_0, y_0) .

$$\eta_s = \eta_s(D_m, \theta_0, q, H, x_0, y_0) \tag{A33}$$

b) Hiệu suất cấp nguồn

Việc tính toán hiệu suất cấp nguồn của anten mảng phản xạ được kế thừa từ anten gương truyền thống và được xác định theo công thức A34 [131,132].

$$\eta_i = \frac{1}{A_a} \frac{\left| \iint\limits_A I(x, y) dA \right|^2}{\iint\limits_A \left| I(x, y) \right|^2 dA}$$
(A34)

Trong đó, I(x, y) là hàm phân bố cường độ tín hiệu và nó là tích của đồ thị bức xạ của nguồn cấp và phần tử mảng phản xạ. A_a là diện tích mặt mở.

I(x, y) được tính dựa vào các công thức biến đổi trong Bảng A1. Để việc tính toán hiệu suất cấp nguồn đơn giản hơn, trường điện từ nguồn cấp được giả sử chỉ có một phân cực và mô hình bức xạ của phần tử được xác định là mô hình của hàm số $cos^{q_e}(\theta_e)$ tương tự như mô hình của nguồn cấp nhưng với hệ số q_e thấp hơn như công thức A35 [115].

$$C_e(\theta, \varphi) = \begin{cases} \cos^{q_e}(\theta_e), \ -\frac{\pi}{2} \le \theta_e \le \frac{\pi}{2} \\ 0, \text{ Các góc khác} \end{cases}$$
(A35)

Do đó:

$$I(x,y) = \frac{\cos^q(\theta_f)\cos^{q_e}(\theta_p)}{r_f}$$
(A36)

Trong đó, r_f là độ dài của đường truyền tín hiệu từ nguồn cấp đến phần tử. Áp dụng các phép biến đổi công thức hình học ở Bảng A1, I(x, y) trở thành công thức A37.

$$I(x,y) = \frac{1}{r_f} \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0 r_f}\right)^q \left(\frac{H}{r_f}\right)^{q_e} = \left(\frac{r_0^2 + r_f^2 - s^2}{2r_0 r_f}\right)^q \frac{H^{q_e}}{r_f^{1+q_e}}$$
(A37)

Áp dụng công thức A37 vào công thức A34, hiệu suất cấp nguồn trở thành công thức A38:

$$\eta_{i} = \frac{4}{\pi D_{m}^{2}} \frac{\left[\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{D_{m}/2} \frac{1}{r_{f}^{1+q_{e}}} \left(\frac{r_{0}^{2}+r_{f}^{2}-s^{2}}{2r_{0}r_{f}}\right)^{q} \rho \mathrm{d}\rho \mathrm{d}\varphi\right]^{2}}{\int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{D_{m}/2} \frac{1}{r_{f}^{2}+2q_{e}} \left(\frac{r_{0}^{2}+r_{f}^{2}-s^{2}}{2r_{0}r_{f}}\right)^{2q} \rho \mathrm{d}\rho \mathrm{d}\varphi}$$
(A38)

Công thức này cho thấy hiệu suất cấp nguồn của anten mảng phản xạ phụ thuộc vào bảy tham số như công thức A39, tăng thêm một tham số (q_e) so với hệ số tràn (A33).

$$\eta_i = \eta_i(D_m, \theta_0, q, H, x_0, y_0, q_e)$$
(A39)

Như vậy, trên cơ sở cấu trúc hình học của anten mảng phản xạ và giản đồ bức xạ của anten loa và phần tử, ta có thể tính được hệ số tràn và hiệu suất cấp nguồn, và từ đó, tính được hiệu suất mặt mở nhờ công thức A13.

Phụ lục B

PHẦN TỬ KIỂU VÒNG VÀ CHỮ THẬP

B.1 Cơ sở thiết kế phần tử kiểu vòng và chữ thập

Anten mảng phản xạ này có một nhược điểm là băng thông hẹp, khoảng từ 3% đến 5% [133]. Băng thông của mảng phản xạ bị ảnh hưởng bởi hai yếu tố: cấu trúc anten và băng thông phần tử mảng phản xạ. Do cấu trúc cấp nguồn của anten qua không khí nên nó tạo ra hiệu ứng nghiên (oblique effect) và hiệu ứng này góp phần làm giảm băng thông của anten [126]. Ngoài ra, băng thông của anten này còn phụ thuộc chủ yếu vào băng thông của phần tử của mảng phản xạ. Vì phần tử mảng phản xạ cũng là anten vi dải nên nó cũng có băng thông hẹp. Do cấu trúc cấp nguồn của anten không thể thay đổi nên việc mở rộng băng thông của anten này chủ yếu tập trung vào cải tiến băng thông của phần tử.

Băng thông của phân tử phản xạ phụ thuộc vào hai yếu tố chính: dải pha và độ nhạy pha [134]. Thông thường, dải pha của phần tử mảng phản xạ không đủ 360°. Nếu dải pha của phần tử không đủ 360° thì một số phần tử trong mảng sẽ có sai pha lớn. Khi đó, anten mảng phản xạ sẽ giảm độ lợi và tăng mức búp sóng phụ. Đặc tuyến pha của phần tử có dạng hình chữ "S" và thường rất dốc ở đoạn giữa. Đặc tuyến pha của phần tử càng dốc thì băng thông anten càng hẹp. Do đó, các hầu hết các nghiên cứu đều tập trung cải tiến hai tham số này. Một số nghiên cứu gần đây đã đề xuất sử dụng phần tử với nhiều cấu trúc cộng hưởng [116, 117, 135] hoặc sử dụng nhiều lớp [136], mỗi lớp có một cấu trúc cộng hưởng để mở rộng dải pha và giảm độ nhạy pha nhằm mở rộng băng thông của phần tử mảng phản xạ. Ngoài ra, tăng độ dày phần tử của là một phương pháp được một số nghiên cứu chọn lựa để giảm độ nhạy pha của đường đặc tuyến pha [121,137].



Bảng B1: Bảng kích thước chi tiết của ba loại phần tử.

Hình B.1: Cấu trúc ba phần tử .

Trong mục này, NCS đề xuất một phần tử mảng phản xạ băng rộng. Phần tử này sử dụng nhiều cấu trúc cộng hưởng (kiểu vòng và chữ thập) để mở rộng dải pha cho phần tử. Ngoài ra một lớp foam cũng được thêm vào cấu trúc để làm giảm độ nhạy pha của phần tử, góp phần mở rộng băng thông của nó. Để làm rõ ý nghĩa của các giải pháp, NCS sẽ so sánh, phân tích ba kiểu phần tử.

B.2 Cấu trúc phần tử kiểu vòng và chữ thập

Cấu trúc ba phần tử được trình bày trong Hình B.1. Hình B.1a trình bày cấu trúc ba kiểu phần tử cùng với các kích thước của chúng. Hình B.1b và B.1c trình bày phương pháp thay đổi kích thước của hai nhóm phần tử.

Như được trình bày trong Hình B.1a, cả ba kiểu phần tử đều được khắc trên lớp chất nền Diclad 880 với hằng số điện môi $\epsilon_r = 2,2$. Phần tử thứ nhất chỉ là một vòng dạng chữ thập, trong khi phần tử thứ hai và thứ ba bao gồm cả vòng chữ thập và vòng tròn. So với phần tử thứ hai, phần tử thứ ba còn được đệm trên một lớp điện môi ROHACELL có hằng số điện môi là 1,06. Kích thước chi tiết của ba loại phần tử này được thể hiện trong Bảng B1.

B.3 Kết quả mô phỏng phần tử

Các phần tử được mô phỏng bằng phương pháp chu kỳ [126, 138] bằng phần mềm CST EM Studio. Phương pháp này đã được trình bày ở Mục A.5. Nó cho phép đánh giá các đặc tính phản xạ của các phần tử trong điều kiện biên giả lập có các phần tử khác bao quanh phần tử. Phương pháp này sử dụng cổng Floquet để kích thích phần tử bằng sóng phẳng.

Phần tử phần tử được thay đối kích thước trong quá trình mô phỏng xác định đặc tính phản xạ của nó. Tuy nhiên, vì ba phần tử có cấu trúc khác



Hình B.2: Hệ số phản xạ của ba phần tử.



Hình B.3: Dải pha và độ nhạy pha của ba phần tử.

nhau nên NCS chia phần tử thành hai nhóm để mô tả quá trình thay đổi kích thước này. Cụ thể, quá trình thay đổi kích thước của phần tử thứ nhất được mô tả trong Hình B.1b còn quá trình thay đổi kích thước của phần tử thứ hai và thứ ba thể hiện trong Hình B.1c. Đối với phần tử thứ nhất, chỉ có tham số L được thay đổi, trong khi đó, nhóm của phần tử thứ hai và thứ ba, hai tham số L và r_2 được thay đổi (r_2 tỷ lệ thuận với L), các tham số khác không thay đổi. Dải điều chỉnh của L là từ 5,5 mm đến 8,5 mm. Kết quả mô phỏng ba kiểu phần tử được trình bày trong Hình B.2 và Hình B.3. Kết quả này cho thấy: dải pha của phần tử thứ nhất chỉ đạt 325°, không đủ 360°. Nếu sử dụng phần tử này để thiết kế mảng thì độ lợi và băng thông của mảng phản xạ giảm rất nhiều. Phần tử thứ hai được phát triển từ phần tử thứ nhất, sử dụng đa cấu trúc cộng hưởng (cấu trúc vòng và chữ thập). Kết quả mô phỏng của phần tử thứ hai cho thấy: phần tử này đạt dải pha khoảng 375°. Tuy nhiên, phần tử này có độ nhạy pha cao, khoảng 700°/mm trong khi độ nhạy của phần tử thứ nhất chỉ khoảng 450°/mm. Độ nhạy pha được tính theo công thức B1.

$$\sigma = -\frac{\partial \psi}{\partial L} (\text{ degree /mm}) \tag{B1}$$

Trong đó, ψ là pha phản xạ, L là kích thước của phần tử tương ứng.

Để giảm độ nhạy pha, NCS đã đệm thêm một lớp điện môi ROHACELL giữa lớp đất và lớp chất nền Diclad 880, như trong Hình B.1. Kết quả cho thấy độ nhạy pha của phần tử thứ ba giảm xuống chỉ còn 200°/mm mà dải pha vẫn lớn hơn 360°.

Hệ số phản xạ của ba phần tử (như Hình B.2) luôn cao hơn -0,7 dB. Giá trị này mặc dù không cao nhưng có thể chấp nhận đối với các phần tử phản xạ. Trong ba phần tử này, phần tử thứ nhất có hệ số phản xạ cao nhất. Phần tử thứ hai và thứ ba có hệ số phản xạ trung bình tương tự nhau. Với các kết quả như vậy, phần tử thứ ba sẽ được đề xuất sử dụng để thiết kế anten mảng phản xạ.

B.4 Đánh giá phần tử đề xuất

Đặc tính chi tiết của phần tử thứ ba trong băng tần từ 8,5 GHz đến 11,5 GHz được trình bày trong Hình B.4 và B.5. Kết quả ở hai hình này cho thấy:







Hình B.5: Dải pha của phần tử thứ ba theo tần số.

Hệ số phản xạ của phần tử này bị giảm đáng kể ở băng tần trên (10,5 GHz, 11 GHz và 11,5 GHz). Ở dải tần thấp (9,5 GHz, 9 GHz, 8,5 GHz), mặc dù hệ số phản xạ cho kết quả xuất sắc nhưng dải pha chưa đủ 360°. Từ những kết quả này, có thể ước lượng rằng mảng phản xạ sử dụng phần tử này có độ lợi giảm nhanh ở các tần số cách xa tần số trung tâm.

Tài liệu tham khảo

- M. Z. Chowdhury, M. Shahjalal, S. Ahmed, and Y. M. Jang, "6g wireless communication systems: Applications, requirements, technologies, challenges, and research directions," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 957–975, 2020.
- [2] L. Baggen and S. Holzwarth, "Satcom-on-the-move: Digital beam forming versus phased array," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. IEEE, Conference Proceedings, pp. 2610– 2614.
- [3] B. Tezergil and E. Onur, "Wireless backhaul in 5g and beyond: Issues, challenges and opportunities," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021.
- [4] K. David and H. Berndt, "6g vision and requirements: Is there any need for beyond 5g?" *IEEE vehicular technology magazine*, vol. 13, no. 3, pp. 72–80, 2018.
- [5] A. Wolfsmantel and B. Niemann, On the Road to 6G: Drivers, Challenges and Enabling Technologies. Fraunhofer: A Fraunhofer 6G White Paper, 2021.
- [6] S. Sambhwani, Z. Boos, S. Dalmia, A. Fazeli, B. Gunzelmann, A. Ioffe, M. Narasimha, F. Negro, L. Pillutla, and J. Zhou, "Transitioning to 6g part 1: Radio technologies," *IEEE Wireless Communications*, vol. 29, no. 1, pp. 6–8, 2022.
- [7] [Online]. Available: https://www.6gflagship.com/

- [8] [Online]. Available: https://www.open6ghub.de/en/
- [9] C. Han, Y. Wu, Z. Chen, and X. Wang, "Terahertz communications (teracom): Challenges and impact on 6g wireless systems," arXiv preprint arXiv:.06040, 2019.
- [10] Z. Zhang, L. Dai, X. Chen, C. Liu, F. Yang, R. Schober, and H. V. Poor, "Active ris vs. passive ris: Which will prevail in 6g?" arXiv preprint arXiv:2103.15154, 2021.
- [11] E. Perahia and M. Gong, "Gigabit wireless lans: an overview of ieee 802.11 ac and 802.11 ad," ACM SIGMOBILE mobile computing, vol. 15, no. 3, pp. 23–33, 2011.
- [12] E. Öjefors, M. Andreasson, T. Kjellberg, H. Berg, L. Aspemyr, R. Nilsson, K. Brink, R. Dahlbäck, D. Wu, and K. Sjögren, "A 57-71 ghz beamforming sige transceiver for 802.11 ad-based fixed wireless access," in 2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, Conference Proceedings, pp. 276–279.
- [13] A. Natarajan, S. K. Reynolds, M.-D. Tsai, S. T. Nicolson, J.-H. C. Zhan, D. G. Kam, D. Liu, Y.-L. O. Huang, A. Valdes-Garcia, and B. A. Floyd, "A fully-integrated 16-element phased-array receiver in sige bicmos for 60-ghz communications," *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 46, no. 5, pp. 1059–1075, 2011.
- [14] "Fcc grants oneweb access to u.s. market for its proposed new broadband satellite constellation," FCC Technical Report.

- [15] W. Menzel and A. Moebius, "Antenna concepts for millimeter-wave automotive radar sensors," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, Conference Proceedings, pp. 2372–2379.
- [16] C. Waldschmidt, J. Hasch, and W. Menzel, "Automotive radar-from first efforts to future systems," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 135–148, 2021.
- [17] R. C. Hansen, *Phased array antennas*. John Wiley & Sons, 2009.
- [18] R. J. Mailloux, "A century of scanning array technology," in 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Conference Proceedings, pp. 524–525.
- [19] A. H. Aljuhani, T. Kanar, S. Zihir, and G. M. Rebeiz, "A 256-element ku-band polarization agile satcom receive phased array with wide-angle scanning and high polarization purity," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 69, no. 5, pp. 2609–2628, 2021.
- [20] G. Gültepe, T. Kanar, S. Zihir, and G. M. Rebeiz, "A 1024-element kuband satcom phased-array transmitter with 45-dbw single-polarization eirp," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 69, no. 9, pp. 4157–4168, 2021.
- [21] S. Shahramian, M. J. Holyoak, A. Singh, and Y. Baeyens, "A fully integrated 384-element, 16-tile, w-band phased array with self-alignment and self-test," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 54, no. 9, pp. 2419–2434, 2019.
- [22] B. Rupakula, S. Zihir, and G. M. Rebeiz, "Low complexity 54–63-ghz transmit/receive 64-and 128-element 2-d-scanning phased-arrays on

multilayer organic substrates with 64-qam 30-gbps data rates," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 67, no. 12, pp. 5268–5281, 2019.

- [23] K. K. W. Low, A. Nafe, S. Zihir, T. Kanar, and G. M. Rebeiz, "A scalable circularly-polarized 256-element ka-band phased-array satcom transmitter with±60° beam scanning and 34.5 dbw eirp," in 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). IEEE, Conference Proceedings, pp. 1064–1067.
- [24] S. Zihir, O. Gurbuz, A. Karroy, S. Raman, and G. Rebeiz, "A 60 ghz 64-element wafer-scale phased-array with full-reticle design," in 2015 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. IEEE, Conference Proceedings, pp. 1–3.
- [25] K. Kibaroglu, M. Sayginer, and G. M. Rebeiz, "A low-cost scalable 32-element 28-ghz phased array transceiver for 5g communication links based on a 2 × 2 beamformer flip-chip unit cell," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 5, pp. 1260–1274, 2018.
- [26] S. Voinigescu, T. Dickson, R. Beerkens, I. Khalid, and P. Westergaard, "A comparison of si cmos, sige bicmos, and inp hbt technologies for high-speed and millimeter-wave ics," in *Digest of Papers. 2004 Topical Meeting onSilicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004.* IEEE, Conference Proceedings, pp. 111–114.
- [27] A. Ihsan, W. Chen, M. Asif, W. U. Khan, and J. Li, "Energy-efficient irs-aided noma beamforming for 6g wireless communications," arXiv preprint arXiv:2203.16099, 2022.

- [28] H. Yang, T. Li, L. Xu, X. Cao, J. Gao, J. Tian, H. Yang, and D. Sun, "A new strategy to design microstrip antenna array with low side-lobe level and high gain," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 152715–152721, 2019.
- [29] S. J. Park, D. H. Shin, and S. O. Park, "Low side-lobe substrateintegrated-waveguide antenna array using broadband unequal feeding network for millimeter-wave handset device," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 3, pp. 923–932, 2016.
- [30] H. Yang, G. Montisci, Z. Jin, Y. Liu, X. He, and G. Mazzarella, "Improved design of low sidelobe substrate integrated waveguide longitudinal slot array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 237–240, 2015.
- [31] H. M. Elkamchouchi and M. M. Hassan, "Array pattern synthesis approach using a genetic algorithm," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 14, pp. 1236–1240, 2014. [Online]. Available: https://doi.org/10.1049/iet-map.2013.0718
- [32] Y. Q. Wen, B. Z. Wang, and X. Ding, "A wide-angle scanning and low sidelobe level microstrip phased array based on genetic algorithm optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 805–810, 2016.
- [33] A. Reyna, M. A. Panduro, A. L. Méndez, and G. Romero, "Timed arrays of spiral antennas for circularly polarised uwb scanned patterns with low side lobes," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 5, pp. 587–593, 2016. [Online]. Available: https://doi.org/10.1049/iet-map.2015.0345

- [34] W. Kock, "Path-length microwave lenses," in *Proceedings of the IRE*, vol. 37, Conference Proceedings, pp. 852–855.
- [35] C. Jouanlanne, A. Clemente, M. Huchard, J. Keignart, C. Barbier, T. Le Nadan, and L. Petit, "Wideband linearly polarized transmitarray antenna for 60 ghz backhauling," *IEEE transactions on antennas* propagation, vol. 65, no. 3, pp. 1440–1445, 2017.
- [36] S. H. Zainud-Deen, W. M. Hassan, and H. A. Malhat, "Near-field focused folded transmitarray antenna for medical applications," *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, pp. 315–320, 2016.
- [37] M. J. Veljovic and A. K. Skrivervik, "Circularly polarized transmitarray antenna for cubesat intersatellite links in k-band," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 1749–1753, 2020.
- [38] M. Wang, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "A 1-bit bidirectional reconfigurable transmit-reflect-array using a single-layer slot element with pin diodes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 9, pp. 6205–6210, 2019.
- [39] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-bit reconfigurable unit cell based on pin diodes for transmit-array applications in x-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2260–2269, 2012.
- [40] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-bit reconfigurable unit cell for ka-band transmitarrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 560–563, 2015.

- [41] B. D. Nguyen and C. Pichot, "Unit-cell loaded with pin diodes for 1bit linearly polarized reconfigurable transmitarrays," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 98–102, 2018.
- [42] J. Tang, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "Design and measurement of a reconfigurable transmitarray antenna with compact varactor-based phase shifters," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021.
- [43] J. Y. Lau and S. V. Hum, "Reconfigurable transmitarray design approaches for beamforming applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5679–5689, 2012.
- [44] A. Clemente, L. Dussopt, B. Reig, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen,
 "1-bit mems-based reconfigurable unit-cell for transmitarray antennas at x-band frequencies," in *Proc. of 13th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE 2012)*, Conference Proceedings.
- [45] M. Wang, S. Xu, F. Yang, N. Hu, W. Xie, and Z. Chen, "A novel 1-bit reconfigurable transmitarray antenna using a c-shaped probe-fed patch element with broadened bandwidth and enhanced efficiency," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 120124–120133, 2020.
- [46] C.-W. Luo, G. Zhao, Y.-C. Jiao, G.-T. Chen, and Y.-D. Yan, "Wideband 1 bit reconfigurable transmitarray antenna based on polarization rotation element," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 5, pp. 798–802, 2021.
- [47] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, andP. Pouliguen, "Circularly-polarized reconfigurable transmitarray in ka-

band with beam scanning and polarization switching capabilities," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 529–540, 2016.

- [48] J. Han, L. Li, G. Liu, Z. Wu, and Y. Shi, "A wideband 1 bit 12× 12 reconfigurable beam-scanning reflectarray: design, fabrication, and measurement," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1268–1272, 2019.
- [49] R. K. Kostuk, Holography: Principles and Applications. CRC Press, 2019.
- [50] J. W. Goodman, "An introduction to the principles and applications of holography," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 59, Conference Proceedings, pp. 1292–1304.
- [51] B. H. Fong, J. S. Colburn, J. J. Ottusch, J. L. Visher, and D. F. Sievenpiper, "Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 58, no. 10, pp. 3212– 3221, 2010.
- [52] G. Minatti, M. Faenzi, E. Martini, F. Caminita, P. De Vita, D. González-Ovejero, M. Sabbadini, and S. Maci, "Modulated metasurface antennas for space: Synthesis, analysis and realizations," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1288–1300, 2014.
- [53] S. Pandi, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Design of scalar impedance holographic metasurfaces for antenna beam formation with desired polarization," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 63, no. 7, pp. 3016–3024, 2015.

- [54] D. R. Smith, O. Yurduseven, L. P. Mancera, P. Bowen, and N. B. Kundtz, "Analysis of a waveguide-fed metasurface antenna," *Physical Review Applied*, vol. 8, no. 5, p. 054048, 2017.
- [55] A. M. Patel and A. Grbic, "A printed leaky-wave antenna based on a sinusoidally-modulated reactance surface," *IEEE transactions on antennas propagation*, vol. 59, no. 6, pp. 2087–2096, 2011.
- [56] O. Yurduseven, D. L. Marks, T. Fromenteze, and D. R. Smith, "Dynamically reconfigurable holographic metasurface aperture for a mills-cross monochromatic microwave camera," *Optics express*, vol. 26, no. 5, pp. 5281–5291, 2018.
- [57] O. Yurduseven, C. Lee, D. González-Ovejero, M. Ettorre, R. Sauleau, G. Chattopadhyay, V. Fusco, and N. Chahat, "Multibeam si/gaas holographic metasurface antenna at w-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 6, pp. 3523–3528, 2020.
- [58] M. Karimipour and N. Komjani, "Realization of multiple concurrent beams with independent circular polarizations by holographic reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 66, no. 9, pp. 4627–4640, 2018.
- [59] O. Yurduseven and D. R. Smith, "Dual-polarization printed holographic multibeam metasurface antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propa*gation Letters, vol. 16, pp. 2738–2741, 2017.
- [60] C. Huang, S. Hu, G. C. Alexandropoulos, A. Zappone, C. Yuen, R. Zhang,M. Di Renzo, and M. Debbah, "Holographic mimo surfaces for 6g

wireless networks: Opportunities, challenges, and trends," *IEEE Wireless Communications*, vol. 27, no. 5, pp. 118–125, 2020.

- [61] H. Luyen, J. H. Booske, and N. Behdad, "2-bit phase quantization using mixed polarization-rotation/non-polarization-rotation reflection modes for beam-steerable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 12, pp. 7937–7946, 2020.
- [62] H. Yang, F. Yang, S. Xu, M. Li, X. Cao, J. Gao, and Y. Zheng, "A study of phase quantization effects for reconfigurable reflectarray antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 302–305, 2016.
- [63] B. Wu, A. Sutinjo, M. E. Potter, M. J. I. a. Okoniewski, and w. p. letters, "On the selection of the number of bits to control a dynamic digital mems reflectarray," vol. 7, pp. 183–186, 2008.
- [64] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, O. Hashimoto, and Propagation, "60-ghz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters," *IEEE Transactions on Antennas*, vol. 59, no. 7, pp. 2524–2531, 2011.
- [65] X. Yang, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "Design of a 2-bit reconfigurable reflectarray element using two mems switches," in 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. IEEE, Conference Proceedings, pp. 2167–2168.

- [66] B. D. Nguyen, V.-S. Tran, L. Mai, and P. Dinh-Hoang, "A two-bit reflectarray element using cut-ring patch coupled to delay lines," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 6, no. 1-2, p. 4, 2016.
- [67] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, Antenna theory and design, 3rd ed. Wiley, 2012.
- [68] H. Yang, F. Yang, S. Xu, M. Li, X. Cao, and J. Gao, "A 1-bit multipolarization reflectarray element for reconfigurable large-aperture antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 581–584, 2016.
- [69] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Delestre, "Dual linearly-polarized unit-cells with nearly 2-bit resolution for reflectarray applications in x-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 6042–6048, 2012.
- [70] S.-G. Zhou, G. Zhao, H. Xu, C.-W. Luo, J.-Q. Sun, G.-T. Chen, and Y.-C. Jiao, "A wideband 1-bit reconfigurable reflectarray antenna at ku band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021.
- [71] S. Montori, E. Chiuppesi, P. Farinelli, L. Marcaccioli, R. V. Gatti, and R. Sorrentino, "W-band beam-steerable mems-based reflectarray," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, no. 5, pp. 521–532, 2011.
- [72] T. Debogovic and J. Perruisseau-Carrier, "Low loss mems-reconfigurable 1-bit reflectarray cell with dual-linear polarization," *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 10, pp. 5055–5060, 2014.

- [73] S. Costanzo, F. Venneri, A. Raffo, and G. Di Massa, "Dual-layer singlevaractor driven reflectarray cell for broad-band beam-steering and frequency tunable applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 71793–71800, 2018.
- [74] F. Venneri, S. Costanzo, and G. Di Massa, "Design and validation of a reconfigurable single varactor-tuned reflectarray," *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 2, pp. 635–645, 2013.
- [75] J. He, F. Jiang, K. Keykhosravi, J. Kokkoniemi, H. Wymeersch, and M. Juntti, "Beyond 5g ris mmwave systems: Where communication and localization meet," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 68075–68084, 2022.
- [76] H. Yang, F. Yang, X. Cao, S. Xu, J. Gao, X. Chen, M. Li, and T. Li, "A 1600-element dual-frequency electronically reconfigurable reflectarray at x/ku-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 6, pp. 3024–3032, 2017.
- [77] X. Pan, F. Yang, S. Xu, and M. Li, "A 10240-element reconfigurable reflectarray with fast steerable monopulse patterns," *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, pp. 173–181, 2020.
- [78] P. Angeletti and R. De Gaudenzi, "A pragmatic approach to massive mimo for broadband communication satellites," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 132212–132236, 2020.
- [79] F. Wu, R. Lu, J. Wang, Z. H. Jiang, W. Hong, and K.-M. Luk, "A circularly polarized 1-bit electronically reconfigurable reflectarray based on electromagnetic element rotation," *IEEE Transactions on Antennas* and Propagation, pp. 5585–5595, 2021.

- [80] B. Xi, Y. Xiao, K. Zhu, Y. Liu, H. Sun, and Z. Chen, "1-bit wideband reconfigurable reflectarray design in ku-band," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 4340–4348, 2021.
- [81] E. Carrasco, M. Tamagnone, and J. Perruisseau-Carrier, "Tunable graphene reflective cells for thz reflectarrays and generalized law of reflection," *Applied Physics Letters*, vol. 102, no. 10, p. 104103, 2013.
- [82] M. I. Abbasi, M. Y. Ismail, M. R. Kamarudin, and Q. H. Abbasi, "Reconfigurable reflectarray antenna: A comparison between design using pin diodes and liquid crystals," Wireless Communications and Mobile Computing, vol. 2021, 2021.
- [83] O. Bayraktar, O. A. Civi, and T. Akin, "Beam switching reflectarray monolithically integrated with rf mems switches," *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 2, pp. 854–862, 2011.
- [84] J. H. Schaffner, D. F. Sievenpiper, R. Y. Loo, J. J. Lee, and S. W. Livingston, "A wideband beam switching antenna using rf mems switches," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.* 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No. 01CH37229), vol. 3. IEEE, Conference Proceedings, pp. 658–661.
- [85] H. Yang, F. Yang, S. Xu, Y. Mao, M. Li, X. Cao, and J. Gao, "A 1-bit 10 x10 reconfigurable reflectarray antenna: Design, optimization, and experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2246–2254, 2016.

- [86] M.-T. Zhang, S. Gao, Y.-C. Jiao, J.-X. Wan, B.-N. Tian, C.-B. Wu, and A.-J. Farrall, "Design of novel reconfigurable reflectarrays with single-bit phase resolution for ku-band satellite antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 5, pp. 1634–1641, 2016.
- [87] C.-W. Luo, Y.-C. Jiao, G.-T. Chen, and G. Zhao, "Reconfigurable slot coupling reflectarray," in 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). IEEE, Conference Proceedings, pp. 1–3.
- [88] B. Nguyen and S. V. Tran, "Beam-steering reflectarray based on two-bit aperture-coupled reflectarray element," *Journal of electromagnetic waves* and applications, vol. 32, no. 1, pp. 54–66, 2018.
- [89] L. Dai, B. Wang, M. Wang, X. Yang, J. Tan, S. Bi, S. Xu, F. Yang, Z. Chen, and M. Di Renzo, "Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 45913–45923, 2020.
- [90] H. Zhang, X. Chen, Z. Wang, Y. Ge, and J. Pu, "A 1-bit electronically reconfigurable reflectarray antenna in x band," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 66567–66575, 2019.
- [91] S. Montori, L. Marcaccioli, R. V. Gatti, and R. Sorrentino, "Constantphase dual polarization mems-based elementary cell for electronic steerable reflectarrays," in 2009 European Microwave Conference (EuMC). IEEE, Conference Proceedings, pp. 033–036.
- [92] Y. Jia, Y. Liu, Y. J. Guo, K. Li, and S.-X. Gong, "Broadband polarization rotation reflective surfaces and their applications to rcs reduction," *IEEE*

Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 1, pp. 179–188, 2015.

- [93] E. Doumanis, G. Goussetis, R. Dickie, R. Cahill, P. Baine, M. Bain, V. Fusco, J. Encinar, and G. Toso, "Electronically reconfigurable liquid crystal based mm-wave polarization converter," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 2302–2307, 2014.
- [94] Y. Cao, W. Che, W. Yang, C. Fan, and Q. Xue, "Novel wideband polarization rotating metasurface element and its application for wideband folded reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 2118–2127, 2019.
- [95] M. Cerveny, K. L. Ford, A. Tennant, and Propagation, "Reflective switchable polarization rotator based on metasurface with pin diodes," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 69, no. 3, pp. 1483– 1492, 2020.
- [96] M. I. Khan and F. A. Tahir, "A broadband cross-polarization conversion anisotropic metasurface based on multiple plasmon resonances," *Chinese Physics B*, vol. 27, no. 1, pp. 014 101–014 109, 2018.
- [97] Z. Zhang, H. Luyen, J. H. Booske, and N. Behdad, "A dual-band, polarization-rotating reflectarray with independent phase control at each band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021.
- [98] B. Nguyen, J. Lanteri, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, and C. Migliaccio, "94 ghz folded fresnel reflector using c-patch elements," *IEEE Transactions* on Antennas Propagation, vol. 56, no. 11, pp. 3373–3381, 2008.

- [99] B. Nguyen, K. T. Pham, V.-S. Tran, L. Mai, and N. Yonemoto, "Reflectarray element using cut-ring patch coupled to delay line," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 571–574, 2014.
- [100] B. D. Nguyen, K. T. Pham, V. Tran, L. Mai, N. Yonemoto, A. Kohmura, and S. Futatsumori, "Electronically tunable reflectarray element based on c-patch coupled to delay line," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 16, pp. 1114–1116, 2014.
- [101] B. D. Nguyen, V.-S. Tran, L. Mai, and P. Dinh-Hoang, "A two-bit reflectarray element using cut-ring patch coupled to delay lines," *REV Journal on Electronics Communications*, vol. 6, no. 1-2, 2016.
- [102] M. T. Nguyen, V. S. Tran, and B. D. Nguyen, "Ka-band reflectarray unit-cell with 1-bit digital phase resolution," in 2021 8th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS), Conference Proceedings, pp. 555–557.
- [103] F. Diaby, A. Clemente, R. Sauleau, K. T. Pham, and L. Dussopt, "2 bit reconfigurable unit-cell and electronically steerable transmitarray at ka -band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 5003–5008, 2019.
- [104] H. Thi Phuong Thao, V. Thanh Luan, and V. V. Yem, "Design of compact frequency reconfigurable planar invert-f antenna for green wireless communications," *IET Communications*, vol. 10, no. 18, pp. 2567–2574, 2016. [Online]. Available: https://doi.org/10.1049/iet-com. 2016.0267

- [105] P. T. Minh, T. T. Thao, N. T. Duc, and V. V. Yem, "A novel multiband frequency reconfigurable pifa antenna," in 2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Conference Proceedings, pp. 7–12.
- [106] H. T. P. Thao, V. T. Luan, N. C. Minh, B. Journet, and V. V. Yem, "A company frequency reconfigurable mimo antenna with low mutual coupling for umts and lte applications," in 2017 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Conference Proceedings, pp. 174–179.
- [107] S. X. Ta, D. M. Nguyen, K. K. Nguyen, C. D. Ngoc, and N. N. Trong, "Wideband differentially fed dual-polarized antenna for existing and sub-6 ghz 5g communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2033–2037, 2020.
- [108] P. Colestock and M. Foley, "A generalized trl algorithm for s-parameter de-embedding," Fermi National Accelerator Lab., Report, 1993.
- [109] R. R. Hornung and J. C. Frankosky, "Microwave laminate material considerations for multilayer applications," in 2007 European Microwave Conference. IEEE, Conference Proceedings, pp. 1425–1428.
- [110] W. Doherty and R. Joos, "The pin diode circuit designers' handbook," *Microsemi Corporation*, vol. 1, pp. 1–137, 1998.
- [111] [Online]. Available: https://www.digikey.com/en/products/detail/ skyworks-solutions-inc/SMP1340-040LF/2349588
- [112] [Online]. Available: https://www.mouser.vn/ProductDetail/MACOM/ MADP-000907-14020W?qs=xiJYxjuk9aNsqlU8kkTBtg%3D%3D

- [113] [Online]. Available: https://www.mouser.vn/ProductDetail/MACOM/ MA4AGP907?qs=sPbYRqrBIVl%252BhaN2W3fQmA%3D%3D
- [114] G. L. Ragan, Microwave transmission circuits. Boston Technical Publishers, Incorporated, 1964, vol. 9.
- [115] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications*. Wiley Online Library, 2018.
- [116] M. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and Ittipiboon, "A broadband reflectarray antenna with double square rings," *Microwave and Letters*, *Optical Technology*, vol. 48, no. 7, pp. 1317–1320, 2006.
- [117] M. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, "Broadband reflectarray antenna with double cross loops," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 65–66, 2006.
- [118] E.-C. Choi and S. Nam, "W-band low phase sensitivity reflectarray antennas with wideband characteristics considering the effect of angle of incidence," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 111064–111073, 2020.
- [119] X. Wang, X. Huang, X. Jin, and C. Cheng, "Gain enhancement for low cost planar reflectarray antenna using hybrid elements," *International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering*, p. e22204, 2020.
- [120] Y. Li, M. E. Biakowski, K. H. Sayidmarie, and N. V. Shuley, "Single-layer microstrip reflectarray with double elliptical ring elements for bandwidth enhancement," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 5, pp. 1083–1087, 2011.
- [121] Y. Li, M. E. Bialkowski, and A. M. Abbosh, "Single layer reflectarray with circular rings and open-circuited stubs for wideband operation,"

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 9, pp. 4183–4189, 2012.

- [122] J. Nourinia, C. Ghobadi, B. Mohammadi, A. Mahmoud, and I. Aryanian, "Rcs reduction of reflectarray antenna backed with sub-wavelength frequency selective surface," in 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). IEEE, Conference Proceedings, pp. 1627–1631.
- [123] L. Guo, P. Tan, and T.-H. Chio, "Bandwidth improvement of reflectarrays using single-layered double concentric circular ring elements," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 46, pp. 91–99, 2014.
- [124] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, 1963.
- [125] A. K. Bhattacharyya, Phased array antennas: Floquet analysis, synthesis, BFNs and active array systems. John Wiley & Sons, 2006, vol. 179.
- [126] J. A. E. John Huang, *Reflectarray antenna*. A John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [127] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," Microwave Journal, vol. 20, p. 67, 1977.
- [128] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 650–656, 1998.
- [129] P. Hannan and M. Balfour, "Simulation of a phased-array antenna in waveguide," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 3, pp. 342–353, 1965.

- [130] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, and Y. J. M. Rahmat-Samii, "Aperture efficiency analysis of reflectarray antennas," *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 2, pp. 364–372, 2010.
- [131] Y. Rahmat-Samii, Reflector Antenna Analysis, Synthesis and Measurements: Modern Topics. Los Angeles: California, 2003.
- [132] A. W. Rudge, K. Milne, and A. D. Olver, The Handbook of Antenna Design. P. Peregrinus, 1986.
- [133] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*, vol. 1, Conference Proceedings, pp. 582–585.
- [134] M. Bozzi, S. Germani, and L. Perregrini, "Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 219–222, 2003.
- [135] M. E. Trampler, R. Lovato, and X. Gong, "Dual-resonance continuously beam-scanning x-band reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, pp. 6080 – 6087, 2020.
- [136] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, 2003.
- [137] Y. Li, M. E. Bialkowski, and A. M. Abbosh, "Single layer reflectarray with circular rings and open-circuited stubs for wideband operation," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 60, no. 9, pp. 4183–4189, 2012.

[138] H. Rajagopalan, S. Xu, and Y. Rahmat-Samii, "On understanding the radiation mechanism of reflectarray antennas: An insightful and illustrative approach," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 5, pp. 14–38, 2012.