

## LỜI CAM ĐOAN

*Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi. Các số liệu, kết quả trong luận án là trung thực và chưa từng được công bố ở đâu và trong bất cứ công trình nào khác.*

**Tác giả**

## LỜI CẢM ƠN

Trước tiên tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành tới hai Thầy hướng dẫn là GS.TSKH Phan Anh và PGS.TS Trịnh Anh Vũ, đã hướng dẫn và giúp đỡ tôi về hướng nghiên cứu và phương pháp làm việc khoa học trong suốt quá trình làm luận án.

Tôi cũng xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến các Giáo sư Huỳnh Hữu Tuệ, Paul Fortier, Dominic Grenier của Đại Học Laval, Canada giúp đỡ tôi về chuyên môn trong suốt hai năm nghiên cứu tại Đại Học Laval, Canada.

Nhân dịp này tôi xin bày tỏ lòng biết ơn đối với tập thể cán bộ Phòng Đào tạo, Khoa Điện tử-Viễn thông, Bộ môn Thông tin Vô tuyến và Trung tâm Nghiên cứu Điện tử-Viễn thông của Trường Đại Học Công Nghệ (ĐHQGHN) đã tạo điều kiện và động viên tôi trong thời gian làm luận án.

Cuối cùng tôi xin gửi lời cảm ơn gia đình: Bố, Mẹ, Chị Tâm, Chị Diệp, đã luôn hỗ trợ, động viên và chia sẻ với tôi. Luận án này xin dành cho họ.

## MỤC LỤC

Trang phụ bìa	
Lời cam đoan	i
Mục lục	iii
Danh mục các chữ viết tắt	vi
Danh mục các bảng	viii
Danh mục các hình vẽ đồ thị	ix
MỞ ĐẦU	1
Chương 1. MỘT SỐ KỸ THUẬT CHO HỆ THỐNG TIN DI ĐỘNG THỂ HỆ MỚI	9
1.1 Quy hoạch tần số và dung lượng hệ thống	9
1.2 Bóng che Lognormal	10
1.3 Kỹ thuật OFDM	13
1.4 Kỹ thuật MIMO	18
1.4.1 Giới thiệu hệ thống MIMO	18
1.4.2 Mô hình hệ thống MIMO	19
1.4.3 Dung năng của hệ thống MIMO	22
1.4.4 Dung năng một kênh MIMO 2x2	27
1.5 Kỹ thuật SDMA	28
1.6 Anten thông minh cho OFDM	29
1.7 Kết luận	30
Chương 2. TẠO BÚP SÓNG TRONG HỆ ANTEN THÔNG MINH	31
2.1 Các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng	31
2.1.1 Sơ đồ tạo búp sóng truyền thống	33
2.1.2 Sơ đồ tạo búp không	34
2.1.3 Sơ đồ tạo búp tối ưu	34
2.1.3.1 Tối ưu không ràng buộc về hướng các nguồn nhiễu	34
2.1.3.2 Tối ưu ràng buộc	35
2.1.4 Sơ đồ tạo búp tối ưu dùng tín hiệu đối chiếu	35
2.2 Các sơ đồ xử lý không gian búp sóng	36
2.2.1 Xử lý không gian búp sóng tối ưu	38
2.2.2 Sơ đồ loại bỏ búp phụ	38
2.2.3 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp (PIC)	39
2.2.3.1 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu truyền thống (CIB)	40
2.2.3.2 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu trực giao (OIB)	40
2.2.3.3 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu cải tiến (IIB)	41

2.3 So sánh các sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng	41
2.4 Anten thích nghi	42
2.4.1 Bộ lọc thích nghi băng hẹp	43
2.4.2 Thuật toán chọn đường theo hướng dốc nhất	44
2.4.3 Thuật toán trung bình bình phương tối thiểu	44
2.4.4 Bộ lọc thích nghi băng rộng	46
2.5 Dàn anten đề nghị	47
2.6 Phương pháp quay búp thích nghi	49
2.7 Kết luận	50
<b>Chương 3. XÁC ĐỊNH HƯỚNG SÓNG ĐẾN DÙNG DÀN ANTEN KHÔNG TÂM PHA</b>	
3.1 Phương pháp MLE	52
3.2 Phương pháp MUSIC	54
3.3 Một số mô phỏng để minh họa hoạt động và đánh giá chất lượng của phương pháp MUSIC dùng dàn anten tuyến tính $L$ phần tử	55
3.4 Phương pháp ESPRIT	59
3.5 Anten không tâm pha	61
3.5.1 Các khái niệm	61
3.5.2 Môi quan hệ giữa phân bố dài và đặc tính pha	62
3.5.3 Điều kiện cho anten có một tâm pha	62
3.5.4. Mở rộng điều kiện của anten có tâm pha cho một dàn anten	63
3.5.5 Phân tích dàn anten không tâm pha với đặc tính pha phi tuyến	63
3.6 Kết hợp dùng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC	65
3.7 Một số mô phỏng để đánh giá chất lượng của dàn anten không tâm pha dùng phương pháp MUSIC	69
3.8 Kết luận	73
<b>Chương 4. ANTEN THÔNG MINH DÙNG CHO HỆ THÔNG TIN DI ĐỘNG THẾ HỆ MỚI</b>	74
4.1 Anten thông minh ở trạm gốc	74
4.1.1 Anten ở trạm gốc truyền thống	74
4.1.2 Anten thông minh ở trạm gốc	75
4.1.2.1 Anten thu và phát	75
4.1.2.2 Hệ anten tìm hướng của trạm gốc	78
4.1.2.3 Các tham số hệ thống	78
4.2 Anten thông minh của người dùng	79
4.3 Các hệ thống cụ thể và mô phỏng	79
4.3.1 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM (hệ thống 1)	79
4.3.2 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và tạo búp sóng thích nghi theo hướng người dùng (hệ thống 2)	80

4.3.2.1 Các tính toán dung lượng cho đường lên hệ thống 2	80
4.3.2.2 Các tính toán dung lượng cho đường xuống hệ thống 2	90
4.3.3 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 (hệ thống 3)	95
4.3.4 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 kết hợp tạo búp sóng thích nghi (hệ thống 4)	95
4.4 Kết luận	97
KẾT LUẬN VÀ ĐỀ NGHỊ	99
DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN	100
TÀI LIỆU THAM KHẢO	101

## DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT

AF	<i>Adaptive Filtering</i>	Lọc thích nghi
AF	<i>Array Factor</i>	Hệ số dàn anten
BLAST	<i>Bell Laboratories Layered Space Time</i>	Sản phẩm MIMO của phòng thí nghiệm Bell, Mỹ
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Khóa dịch pha nhị phân
BTS	<i>Base Transceiver Station</i>	Trạm gốc
CCI	<i>Co-channel Interference</i>	Nhiều đồng kênh
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>	Đa truy cập theo mã
CIB	<i>Conventional Interference Beamformer</i>	Bộ tạo búp loại bỏ nhiễu truyền thống
CP	<i>Cyclic Prefix</i>	Tiền tố lặp
DOA	<i>Direction of Arrival</i>	Hướng sóng đến
DS-CDMA	<i>Direct Sequence CDMA</i>	Trải phổ chuỗi trực tiếp
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique</i>	Ước lượng các tham số của tín hiệu bằng kỹ thuật xoay bất biến
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>	Biến đổi Fourier nhanh
GMSK	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>	Khóa dịch pha tối thiểu Gauss
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>	Mạng di động GSM
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>	Nhiều giữa các sóng mang
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>	Biến đổi ngược Fourier nhanh
IIB	<i>Improved Interference Beamformer</i>	Bộ tạo búp nhiễu cải tiến
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>	Nhiều xuyên ký tự
LMS	<i>Least Mean Square</i>	Trung bình bình phương tối thiểu
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	Sự tiến hóa dài hạn
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>	Nhiều đa truy cập
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
MLE	<i>Maximum Likelihood Estimation</i>	Ước lượng theo hợp lệ cực đại
MS	<i>Mobile Station</i>	Trạm di động
MUSIC	<i>Multiple Signal Classification</i>	Phân loại nhiễu tín hiệu

MVDR	<i>Minimum Variance Distortionless Response</i>	Đáp ứng không méo phương sai tối thiểu
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Ghép theo tần số trực giao
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>	Đa truy cập theo tần số trực giao
OIB	<i>Orthogonal Interference Beamformer</i>	Bộ tạo búp nhiều trực giao
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>	Tỷ số công suất đỉnh trên trung bình
PIC	<i>Postbeamformer Interference Canceller</i>	Bộ triệt nhiễu sau tạo búp sóng
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Khóa dịch pha cầu phương (4 trạng thái)
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>	Đa truy cập theo không gian
SISO	<i>Single Input Single Output</i>	Một đầu vào một đầu ra
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>	Tỷ số tín trên tạp
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>	Đa truy cập theo thời gian
W-CDMA	<i>Wideband-Code Division Multiple Access</i>	Đa truy cập theo mã- băng rộng
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>	Truy cập vi ba tương thích toàn cầu
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>	Mạng cục bộ vô tuyến

## DANH MỤC CÁC BẢNG

<i>Bảng 1.1 Hệ số suy giảm với các môi trường khác nhau</i>	12
<i>Bảng 4.1 Xác suất vị trí trung bình, trường hợp 1</i>	87
<i>Bảng 4.2 Xác suất vị trí trung bình, trường hợp 2</i>	87
<i>Bảng 4.3 Dung lượng đường lên hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau</i>	90
<i>Bảng 4.4 Dung lượng đường xuống hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau</i>	94



## DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Hình 1.1 Mẫu tái sử dụng tần số $3 \times 3 \times 1$ với một tế bào trung tâm và lớp tế bào đầu tiên xung quanh nó	10
Hình 1.2 Sơ đồ khối hệ thống truyền dẫn OFDM	14
Hình 1.3 Bảng thông của hệ thống OFDM	16
Hình 1.4 Sơ đồ khối một hệ MIMO	19
Hình 1.5 Sơ đồ kênh MIMO tương đương 1	24
Hình 1.6 Sơ đồ kênh MIMO tương đương 2	24
Hình 2.1 Hệ anten dàn	32
Hình 2.2 Sơ đồ xử lý không gian bức sóng	37
Hình 2.3 Anten thích nghi	42
Hình 2.4 Sơ đồ bộ lọc thích nghi băng rộng theo kiểu đường dây dẫn chậm phân đoạn	46
Hình 2.5 Dàn anten mảng pha điều khiển bức sóng	48
Hình 3.1 Phổ MUSIC với 6 nguồn tại các hướng $0^\circ$ , $7^\circ$ , $10^\circ$ , $20^\circ$ , $25^\circ$ và $30^\circ$ .	56
Hình 3.2 Độ lệch chuẩn hướng đến của nguồn thứ nhất theo sự thay đổi hướng đến của nguồn thứ hai.	58
Hình 3.3 Độ lệch chuẩn hướng đến của nguồn thứ nhất theo sự biến đổi của mức SNR	59
Hình 3.4 Đặc tính pha của anten không tâm pha với $d_1 = 5\lambda$ , $d_2 = 3\lambda$	65
Hình 3.5 Đặc tính pha của phần tử thứ nhất $\Phi_A(\theta)$ trong hệ tọa độ cực	66
Hình 3.6 Đặc tính pha của phần tử thứ hai $\Phi_B(\theta)$ trong hệ tọa độ cực	67
Hình 3.7 Phổ đối với nguồn tại 0.2, 1 và 2 radians trong mặt phẳng phương vị. Đường liền nét là với dàn anten tuyến tính và đường đứt nét là với dàn anten không tâm pha. Góc quay của anten không tâm pha là 0.1 và 0.5 radians.	70
Hình 3.8 Phổ của 3 nguồn tại 0.2, 1 và 2 radians trong mặt phẳng phương vị. Đường liền nét là với dàn anten tuyến tính và đường đứt nét là với dàn anten không tâm pha. Góc quay của anten không tâm pha là 0.5 và 0.8 radians.	71
Hình 4.1 Cấu trúc dàn anten BTS truyền thống	75
Hình 4.2 Cấu trúc dàn anten BTS mới	75

<i>Hình 4.3 Cấu trúc thu phát song công dùng circulator</i>	76
<i>Hình 4.4 Sơ đồ khối anten thu của trạm gốc</i>	77
<i>Hình 4.5 Sơ đồ khối anten phát của người dùng</i>	79
<i>Hình 4.6 Sơ đồ khối phân thu trạm gốc dùng anten mảng pha L phần tử kết hợp với hệ thống OFDM/SDM</i>	82
<i>Hình 4.7 Xác suất vượt ngưỡng đường lên Hệ 2, trường hợp 1, <math>N=2, 8, 16, 32, \delta=30</math>.</i>	89
<i>Hình 4.8 Xác suất vượt ngưỡng đường lên Hệ 2, trường hợp 2, <math>N=2, 8, 16, 32, \delta=30</math>.</i>	88
<i>Hình 4.9 Xác suất vượt ngưỡng đường xuống Hệ 2, trường hợp 1, <math>N=2, 8, 16, 32, \delta=30</math>.</i>	99
<i>Hình 4.10 Xác suất vượt ngưỡng đường xuống Hệ 2, trường hợp 2, <math>N=2, 8, 16, 32, \delta=30</math>.</i>	93
<i>Hình 4.11 Cấu trúc đường lên hệ MIMO 2x2-Adaptive-OFDM</i>	96

## MỞ ĐẦU

Hệ thống anten có khả năng phát hiện hướng sóng đến và từ đó có thể tạo búp sóng bám theo các mục tiêu phát sóng này khi chúng di chuyển là một loại anten thông minh. Các thuật toán điển hình phục vụ cho việc xác định hướng sóng đến còn gọi là bài toán tìm hướng (DOA-Direction of Arrival) có thể kể ra là MUSIC (Multiple Signal Classification) [40], ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) [43], hay MLE (Maximum Likelihood Estimation) [19], v.v. Riêng bài toán điều khiển búp sóng bám theo mục tiêu còn gọi là xử lý thích nghi thì các thuật toán như chọn đường theo hướng dốc nhất (steepest descent) [8], trung bình bình phương tối thiểu (LMS-Least Mean Square) [6-7, 48], v.v. rất hay được dùng.

Thuật toán MLE áp dụng cho một dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều thì bài toán tìm hướng được giải quyết theo quan điểm thống kê thuần túy, tức là tìm giá trị tốt nhất trong tập các giá trị tính được. Trước tiên ta phải lập hàm xác suất hậu nghiệm xuất hiện tín hiệu theo hướng rồi tối đa hóa nó theo các hướng sóng đến. Việc tính toán khá phức tạp vì phải tính theo tất cả các véc-tơ hướng khả dĩ. Tuy nhiên độ chính xác của thuật toán này là cao.

Thuật toán tìm hướng MUSIC [40], cũng áp dụng cho một dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử, việc tìm hướng sóng đến được quy về tìm các trị riêng và véc-tơ riêng của ma trận tự tương quan giữa các tín hiệu thu được. Sau khi chéo hóa ma trận tự tương quan này thì các trị riêng nhỏ nhất sẽ ứng với không gian nhiễu. Còn các véc-tơ riêng ứng với các trị riêng của không gian nhiễu này sẽ trực giao với các véc-tơ hướng của không gian tín hiệu. Lợi dụng

đặc điểm này có thể xây dựng được phổ MUSIC là phổ theo hướng sóng đến. Tuy nhiên số mục tiêu tối đa mà thuật toán MUSIC có thể phát hiện được là  $L - 1$  mục tiêu.

Thuật toán ESPRIT [43] áp dụng cho các cặp anten giống nhau (tức là anten thứ hai có thể thu được từ anten thứ nhất qua một phép tịnh tiến) có biên độ, pha và phân cực có thể chọn tùy ý. Lợi dụng tính bất biến của không gian con tín hiệu qua phép quay do đặc tính hình học của các cặp anten trong dàn, hướng sóng đến sẽ được tính trực tiếp. Đây là một phương pháp rất hiệu quả, tuy nhiên cấu trúc hình học của dàn anten sẽ phức tạp hơn thông thường.

Thuật toán xử lý thích nghi, mặc dù vẫn dùng dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều song cách xử lý hoàn toàn khác. Tín hiệu thu được từ mỗi phần tử anten được nhân với một *trọng số phức* rồi cộng lại. Xử lý thích nghi ở đây chính là điều khiển các trọng số phức này. Hàm mục tiêu là phải tối thiểu sai số trung bình bình phương, ở đó sai số là sự sai khác giữa đáp ứng mong muốn và đáp ứng nhận được qua một số chu kỳ lặp nhất định. Khi sự hội tụ đạt được có nghĩa sự sai khác giữa đáp ứng mong muốn và đáp ứng thực được bỏ qua và dàn anten sẽ tạo ra búp sóng hướng đến mục tiêu. Tốc độ hội tụ của các thuật toán xử lý thích nghi phụ thuộc vào hệ số hội tụ  $\mu$  (là một số thực chọn giữa 0 và 1) và các công thức lặp.

Những đặc tính của hệ thống anten thông minh gắn với các thuật toán kể trên có thể xây dựng bổ sung cho các hệ thông tin di động hiện hành để nâng cao hiệu quả sử dụng về băng tần, công suất cũng như dung năng.

Mặt khác thế hệ thông tin di động hiện nay và tương lai (thế hệ thứ 4) dùng cho băng rộng dựa trên cơ sở truyền dẫn đa sóng mang trực giao (OFDM- Orthogonal Frequency Division Multiplexing) được khuyến cáo trong các tài liệu [15], [16]. Ưu điểm của kỹ thuật này là việc chuyển đặc tính truyền dẫn từ kênh Rayleigh fading lựa chọn tần số sang kênh Rayleigh

fading phẳng. Tốc độ truyền dẫn sẽ tỷ lệ với số sóng mang được dùng khác với hệ thống băng rộng đa truy cập theo mã W-CDMA (Wideband-Code Division Multiple Access). Vấn đề về khử nhiễu MAI (Multiple Access Interference) trong các hệ này là phức tạp. Trong hệ OFDM thì vấn đề của nhiễu giữa các sóng mang (ICI- Intercarrier Interference) và nhiễu xuyên ký tự (ISI-Intersymbol Interference) được giải quyết nhờ đưa vào tiền tố vòng CP (Cyclic Prefix). Việc thực hiện một hệ OFDM khi dùng các bộ FFT (Fast Fourier Transform), IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) trở nên đơn giản [27], [44]. Đáng chú ý là vấn đề phát triển anten thông minh cho các hệ truyền dẫn đa sóng mang trực giao cũng đã được nghiên cứu trong [16], [24] và [60].

Hệ thống thông tin di động mới, hỗ trợ cho trường hợp dùng nhiều anten, là trường hợp thường gặp của hệ MIMO (Multiple Input Multiple Output) còn gọi là hệ đa anten có khả năng làm dung năng kênh tăng một cách gần như tuyến tính theo số anten sử dụng [9], [11], [45] và [56]. Khi các anten phát và thu được coi là không tương quan, ma trận kênh  $\mathbf{H}$  có hạng đầy đủ, thì dung năng của một kênh MIMO sẽ tỷ lệ với  $\det(\mathbf{I}_n + \frac{P}{n\sigma^2}\mathbf{H}\mathbf{H}^H)$  theo hàm logarit [17]. Khi số anten ( $n$ ) lớn hơn hoặc bằng bốn thì dung năng kênh MIMO được coi như tăng tuyến tính theo số anten phát (thu) so với dung năng kênh SISO (Single Input Single Output) khi biết thông tin về phân bố kênh và trạng thái kênh. Trong môi trường thông tin di động thực tế, phải kể đến các nguồn gây tán xạ, các hiệu ứng đa đường, bóng che, khoảng cách giữa trạm gốc và người dùng, v.v. Lúc này hạng của ma trận kênh suy giảm, dung năng kênh MIMO cũng suy giảm theo. Một ưu điểm của hệ thống MIMO là khả năng chống fading của nó. Trong các điều kiện địa hình phức tạp như trong các khu đô thị thì việc dùng nhiều anten phát -thu cho ích lợi rõ rệt. Các hệ thống thông tin di động thứ tư (4G) trên cơ sở truyền dẫn đa sóng

mang trực giao đã khuyến nghị đưa MIMO vào sử dụng. Khi ấy, ưu việt của anten thông minh cũng có thể được phát huy tại cả phía phát và phía thu.

Dựa vào những phân tích khái quát nói trên, luận án đề xuất một mô hình anten thông minh có khả năng dùng làm anten trạm gốc của thế hệ di động thứ 4 (có thể bổ sung cho các anten của thế hệ di động hiện hành), gọi là hệ thống OFDM/SDMA (SDMA-Space Division Multiple Access-Đa truy cập theo không gian).

Mô hình anten thông minh này bao gồm hai hệ thống. Đó là hệ thống tìm hướng sóng đến và hệ thống tạo búp sóng anten. Về hệ tìm hướng sóng đến (trình bày chi tiết ở Chương 3 và đã công bố trong công trình [2]), trong đó dùng anten hai phần tử và thuật toán MUSIC. Phần tử anten thứ nhất đồng pha, phần tử thứ hai không có tâm pha và có đặc tính pha phi tuyến. Do phần tử thứ hai có đặc tính pha phi tuyến, nên nếu lấy mẫu pha của nó  $L - 2$  lần theo thời gian, chúng ta sẽ được một tập dữ liệu tương đương với việc sử dụng một dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều. Sau đó sẽ áp dụng thuật toán MUSIC để tìm hướng sóng đến một cách bình thường.

Các kết quả toán học và mô phỏng cho thấy hệ tìm hướng nêu trên có khả năng phát hiện số lượng lớn mục tiêu, mặc dù chỉ dùng hai phần tử anten. Mặt khác, chất lượng các đỉnh phổ MUSIC khi dùng hệ tìm hướng này tương đương với chất lượng của thuật toán MUSIC khi dùng dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều.

Về hệ tạo búp sóng (được trình bày chi tiết ở Chương 2, công bố trong công trình [3-4]), là dàn anten mảng pha băng rộng  $L$  phần tử (từ 4 đến 8) có một búp chính với độ rộng cỡ  $30^\circ$  kết hợp khả năng quay búp thích nghi bám theo mục tiêu trong phạm vi một séc-tơ  $120^\circ$ .

Anten thông minh do luận án đề xuất có hai trạng thái hoạt động. Trạng thái thứ nhất khi người dùng phân bố đều trong séc-tơ thì dùng anten vô

hướng. Trạng thái thứ hai khi người dùng phân bố tập trung thành các cụm trong séc-tơ thì chuyển sang hoạt động theo hệ thống MIMO 2x2 (Một anten vô hướng dùng chung cả phát và thu. Một anten quay búp thích nghi đã trình bày ở phần trên). Việc xác định kiểu phân bố tập trung hay không của các người dùng được thực hiện thông qua phổ MUSIC của hệ tìm hướng.

Các nghiên cứu áp dụng anten thích nghi cho OFDM như các công trình của Wong [24], Li và Sollenberger [60] và Wang cùng cộng sự [16]. Tuy nhiên hệ xử lý tín hiệu của anten trong các hệ thống OFDM/TDMA ở [24] và [60] hay trong các hệ thống OFDM/OFDMA ở [16] khá phức tạp và chưa tạo ra các búp sóng bám theo người dùng. Ngoài ra véc-tơ trọng số phải tối ưu cả về biên độ và pha, đồng thời phụ thuộc cả vào ma trận tự tương quan của tín hiệu và đáp ứng của kênh truyền (ma trận kênh).

Đánh giá dung lượng của hệ thống OFDM/SDMA đề xuất sẽ được trình bày chi tiết ở Chương 4, và đã được công bố ở công trình [6]. Việc đánh giá này thực hiện trên 4 hệ thống sau đây:

Hệ thống 1: Các anten được đặt trên ba cạnh của một tam giác đều. Anten trên mỗi cạnh sẽ bao phủ một séc-tơ rộng  $120^\circ$  và hoạt động ở chế độ song công. Trong hệ thống OFDM chúng tôi gọi hệ này là SISO-SECTOR-OFDM.

Hệ thống 2: Khác với hệ thống 1 anten trên mỗi cạnh là anten mảng pha băng rộng tạo ra một búp sóng chính có độ rộng  $60^\circ$  hoặc ( $30^\circ$ ,  $15^\circ$ ). Búp sóng này có thể bám theo mục tiêu (vị trí có mật độ người dùng cao nhất trong một séc-tơ  $120^\circ$ ) theo kết quả dự đoán hướng sóng đến dùng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC. Trong hệ thống OFDM chúng tôi gọi hệ này là SISO-ADAPTIVE-OFDM

Hệ thống 3: Ngoài các anten trên ba cạnh tam giác đều như hệ thống 1, ta bổ sung thêm một anten vô hướng (thu phát song công) ở tâm tam giác đều

phối hợp phục vụ cho cả 3 cạnh. Như vậy theo hướng của mỗi cạnh ta có hệ MIMO 2x2 (người dùng cũng đòi hỏi có 2 anten). Trong hệ thống OFDM chúng tôi gọi hệ này là hệ MIMO 2x2-SECTOR-OFDM.

Hệ thống 4: Là sự bổ sung anten vô hướng ở tâm tam giác đều vào hệ thống 2. Tức là kết hợp kỹ thuật tạo búp của anten trên một cạnh cùng sự phối hợp của anten thứ 2 ở tâm tạo nên hệ MIMO 2x2. Trong hệ thống OFDM chúng tôi gọi hệ này là hệ MIMO 2x2-ADAPTIVE-OFDM.

Các nghiên cứu so sánh cho thấy Hệ 2 có dung lượng (số lượng người dùng/séc-tơ) cao hơn Hệ 1 khoảng 3 lần (kết luận này sẽ được làm rõ ở Chương 4 của Luận án). Dung năng kênh của Hệ 3 và 4 còn cao hơn hệ 1 và 2 vì dùng thêm kỹ thuật MIMO.

Tóm lại, những đóng góp chính của luận án thể hiện ở các nội dung sau đây:

*Thứ nhất*, luận án đã đề xuất một phương pháp mới xác định hướng sóng đến dùng phối hợp anten vô hướng và anten không tâm pha. Theo phương pháp này số phần tử của hệ anten là 2 song có thể xác định một số lớn ( $L-1$ ) hướng sóng đến có độ phân giải tương đương hệ anten tuyến tính  $L$  phần tử.

*Thứ hai*, dựa trên các kết quả xác định hướng sóng đến, luận án đã đề xuất một mô hình anten thông minh (tạo búp hướng vào nơi có các người dùng tập trung cao) phối hợp với kỹ thuật OFDM được xây dựng để có thể tăng dung lượng người dùng trong hệ thống. Điều này được chứng minh thông qua cả biểu thức giải tích lẫn kết quả mô phỏng.

*Thứ ba*, khi bổ sung thêm một anten vô hướng ở tâm phối hợp với các anten trên ba cạnh của tam giác đều, luận án đã đề xuất xây dựng một hệ thống mới kết hợp được cả ba kỹ thuật MIMO, OFDM và tạo búp của anten thông minh. Đây chính là mô hình của các hệ thống 3 và 4 như đã nói ở trên.



Các kết quả nghiên cứu trên đã được công bố trong các công trình [2-6] và đã được thảo luận rộng rãi trong các xeminar khoa học.

Bố cục của luận án như sau. Chương 1 trình bày các khái niệm về quy hoạch tần số và dung lượng hệ thống cho hệ thống tin di động thế hệ mới, sau đó giới thiệu về bóng che Lognormal (mô hình truyền sóng quy mô lớn). Sau đó nêu lên các nguyên lý cơ bản của truyền dẫn đa sóng mang trực giao (OFDM) và của hệ thống dùng nhiều anten (MIMO). Chương này cũng đề cập tới đa truy cập theo không gian (SDMA) và cuối cùng là anten thông minh cho OFDM.

Chương 2, có nhiều phương pháp tạo búp sóng anten để phục vụ các mục đích khác nhau. Chương này trước tiên trình bày các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng, tiếp theo là giới thiệu các sơ đồ xử lý không gian búp sóng (các sơ đồ này cho phép tạo búp sóng anten hướng về một mục tiêu cố định và có thể đặt các hướng không cho các nguồn nhiễu, hoặc tối đa mức SNR (tín trên tạp) đầu ra của dàn anten). Sau đó nêu lên anten thích nghi, băng rộng và băng hẹp cùng với các thuật toán thích nghi như steepest descent, LMS (điều khiển búp sóng trong trường hợp này để cho mục tiêu di động). Cuối cùng đưa ra dàn anten mảng pha để sử dụng ở trạm gốc. Để hệ xử lý tín hiệu anten đơn giản và anten có khả năng thích nghi với mục tiêu di động nên phương pháp quay búp sóng thích nghi dùng dàn anten mảng pha ở trạm gốc là lựa chọn thích hợp.

Chương 3 sẽ trình bày tuần tự các thuật toán tìm hướng như MLE, MUSIC và ESPRIT. Thuật toán MLE, bài toán tìm hướng được giải theo quan điểm xác suất thống kê thuần túy. Thuật toán MUSIC, bài toán tìm hướng được giải trên quan điểm các không gian phụ và trình bày chi tiết với các công thức đánh giá độ chính xác của hướng đến dự đoán. Thuật toán ESPRIT lợi dụng cấu trúc hai dàn anten phụ để tính hướng sóng đến *một cách*

*trực tiếp*. Tiếp theo, giới thiệu các khái niệm về anten không tâm pha. Sau đó phân tích dàn anten không tâm pha với đặc tính pha phi tuyến. Trọng tâm của chương đề cập khả năng sử dụng dàn anten không tâm pha kết hợp với thuật toán MUSIC để tìm hướng sóng đến. Cuối chương là một số mô phỏng đánh giá chất lượng của dàn anten không tâm pha dùng thuật toán MUSIC.

Chương 4 sẽ giới thiệu anten thông minh ở trạm gốc tiếp đến anten thông minh của người dùng trên cơ sở đó tính toán dung lượng hệ thống tin di động với 4 hệ thống cụ thể sau đây: hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM (hệ thống 1); hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và tạo búp sóng thích nghi theo hướng người dùng (hệ thống 2); hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 (hệ thống 3); hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM, MIMO 2x2 và tạo búp sóng thích nghi (hệ thống 4). Chương này tập trung mô phỏng dung lượng đường lên và xuống hệ thống 2. Cuối chương có nhận xét các kết quả mô phỏng.

Cuối cùng của luận án là phần kết luận và đề nghị.

# CHƯƠNG 1

## MỘT SỐ KỸ THUẬT CHO HỆ THỐNG TIN DI ĐỘNG THỂ HỆ MỚI

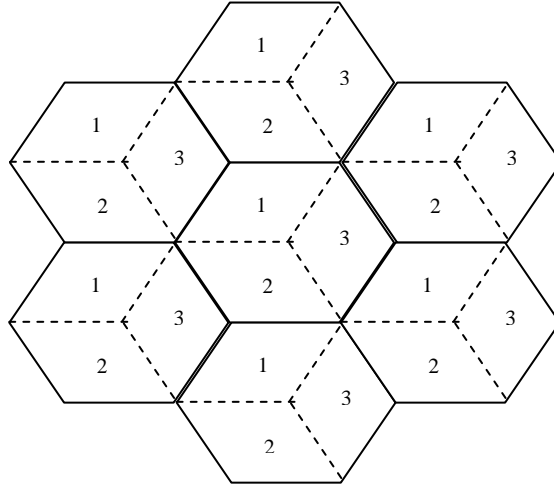
Chương này trước tiên trình bày các khái niệm về quy hoạch tần số và dung lượng hệ thống cho hệ thống tin di động thể hệ mới, sau đó giới thiệu về bóng che Lognormal (mô hình truyền sóng quy mô lớn). Tiếp theo nêu lên các nguyên lý cơ bản của truyền dẫn đa sóng mang trực giao (OFDM) và của hệ thống dùng nhiều anten (MIMO). Chương này cũng đề cập tới đa truy cập theo không gian (SDMA) và cuối cùng là anten thông minh cho OFDM.

### 1.1 Quy hoạch tần số và dung lượng hệ thống

Đối với hệ thống tin di động thể hệ mới được hiểu là các thể hệ sau thể hệ thứ 3, cấu trúc tế bào hình tổ ong (hình lục giác đều) vẫn được áp dụng. Mẫu tái sử dụng tần số ký hiệu là  $N_c \times N_s \times N_f$ . Trong đó, hệ số thứ nhất,  $N_c$ , gọi là hệ số sử dụng lại tần số trong tế bào hay số lượng tập tần số được dùng trong một tế bào. Hệ số thứ hai,  $N_s$ , chỉ số séc-tơ trong một tế bào. Hệ số thứ ba,  $N_f$ , là hệ số sử dụng lại tần số liên tế bào hay số lượng tập tần số sử dụng giữa các tế bào.

Luận án lựa chọn mẫu sử dụng lại tần số 3x3x1 (Hình 1.1) bởi vì dung lượng của nó cao hơn so với các mô hình khác (1x1x1, 1x3x3, 3x1x1, 3x3x1, 3x3x3) [30].

Theo [20] đối với một kênh có công suất phát trung bình  $P_{av}$ , băng thông  $B$  hữu hạn, tạp âm phân bố Gauss với trung bình không và công suất  $\sigma^2$ , thì dung năng kênh  $C$  chuẩn hóa biểu diễn như sau:



Hình 1.1 Mẫu tái sử dụng tần số  $3 \times 3 \times 1$  với một tế bào trung tâm và lớp tế bào đầu tiên xung quanh nó.

$$C/B = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{av}}{\sigma^2} \right) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (1.1)$$

Dung năng kênh đặt giới hạn tốc độ truyền không lỗi với công suất phát giới hạn, kênh Gauss băng giới hạn. Đối với khái niệm dung lượng hệ thống tin di động được hiểu là số người dùng lớn nhất mà hệ thống có thể phục vụ được [2], [25]. Do mạng di động có cấu trúc tế bào như trình bày ở trên, đồng thời mỗi tế bào thường chia ra ba séc-tơ (mỗi séc-tơ rộng  $120^\circ$ ), nên dung lượng hệ thống xem như là số người dùng lớn nhất/séc-tơ mà hệ thống có thể phục vụ được. Khái niệm hiệu suất sử dụng phổ là tốc độ thông tin tối đa của một hệ thống thông tin cụ thể trên bề rộng phổ của nó. Đơn vị của hiệu suất sử dụng phổ là bit/s/Hz.

## 1.2 Bóng che Lognormal

Các mô hình truyền sóng dự đoán cường độ tín hiệu trung bình với một khoảng cách lớn giữa máy phát và máy thu, rất hữu ích trong dự đoán vùng bao phủ vô tuyến của một máy phát được gọi là các mô hình truyền sóng quy mô lớn [49]. Các mô hình này đặc trưng cho sự thay đổi cường độ tín hiệu

trên một khoảng cách lớn giữa máy phát và máy thu (vài trăm hoặc vài nghìn mét).

Thực nghiệm và lý thuyết đều chỉ ra rằng công suất tín hiệu thu trung bình giảm logarit theo khoảng cách, với cả kênh trong nhà (indoor) và ngoài nhà (outdoor).

Suy giảm trung bình theo quy mô lớn đối với một khoảng cách phát thu bất kỳ được biểu diễn là một hàm của khoảng cách theo một hệ số mũ suy giảm  $n$ .

$$\overline{PL}(r) \propto \left(\frac{r}{r_0}\right)^n \quad (1.2)$$

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(r_0) + 10n \log\left(\frac{r}{r_0}\right) \quad (1.3)$$

trong đó,  $r_0$  là khoảng cách đối chiếu,  $r$  là khoảng cách phát thu,  $n$  là hệ số suy hao truyền sóng, cho biết tốc độ suy giảm tăng theo khoảng cách nhanh hay chậm.

Công thức có dấu ngang ở trên biểu diễn trung bình thống kê của tất cả các giá trị suy giảm đối với một khoảng cách  $r$  đã cho. Khi chúng ta vẽ trên một thang log-log, suy giảm được mô hình hóa bằng một đường thẳng với một độ dốc bằng  $10n$  dB trên một độ chia. Giá trị  $n$  phụ thuộc vào kiểu môi trường truyền sóng cụ thể. Ví dụ như trong không gian tự do thì  $n = 2$ , còn khi có các vật cản  $n$  sẽ có một giá trị lớn hơn.

Việc lựa chọn một khoảng cách đối chiếu trong không gian tự do phù hợp với môi trường truyền sóng cũng quan trọng. Trong các hệ thống tế bào có vùng bao phủ lớn, khoảng cách đối chiếu thường là 1km. Trong các hệ thống vi tế bào thường dùng các khoảng cách nhỏ hơn như (100m; 1m). Khoảng cách đối chiếu nên nằm ở khu trường xa để các ảnh hưởng của trường gần là ít nhất.

Suy giảm đôi chiều được tính dùng công thức suy giảm trong không gian tự do như sau

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left( \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 r^2} \right) \quad (1.4)$$

trong đó  $P_t$  là công suất phát,  $P_r$  là công suất thu,  $G_t$  là độ tăng ích anten phát,  $G_r$  là độ tăng ích anten thu và  $\lambda$  là bước sóng của tín hiệu.

Bảng 1.1 liệt kê các hệ số suy hao truyền sóng cụ thể trong các môi trường vô tuyến di động khác nhau (theo chương 3, tài liệu tham khảo [49] của Rappaport).

*Bảng 1.1 Hệ số suy hao truyền sóng với các môi trường khác nhau*

Môi trường	Hệ số suy hao truyền sóng, $n$
Không gian tự do	2
Đô thị	2.7÷3.5
Đô thị bị bóng che	3÷5

Mô hình ở (1.2) không xét tới thực tế là môi trường xung quanh có thể rất khác nhau với cùng một khoảng cách giữa máy phát và máy thu. Điều này thể hiện ở giá trị đo được rất khác với giá trị trung bình theo (1.2).

Các phép đo chỉ ra là, tại giá trị  $r$  nào đó, suy giảm  $PL(r)$  là ngẫu nhiên và phân bố Lognormal xung quanh giá trị trung bình.

$$PL(r) = \overline{PL}(r) + X_\sigma \quad (1.5)$$

$$PL(r) = \overline{PL}(r_o) + 10n \log \left( \frac{r}{r_o} \right) + X_\sigma$$

và

$$P_r(r) = P_t(r) - PL(r) \quad (1.6)$$

trong đó  $X_\sigma$  là một biến ngẫu nhiên (theo dB) có phân bố Gauss, trung bình bằng không với phương sai,  $\sigma_s$  (cũng theo dB). Giá trị điển hình  $\sigma_s = 8\text{dB}$  như lựa chọn trong [42].

Phân bố Lognormal miêu tả các ảnh hưởng bóng che phát sinh ngẫu nhiên trên một số lớn những vị trí đo đạc với cùng một khoảng phân cách phát-thu, nhưng có các mức địa hình khác nhau trên đường truyền sóng. Hiện tượng này còn gọi là hiện tượng bóng che Lognormal.

### 1.3 Kỹ thuật OFDM

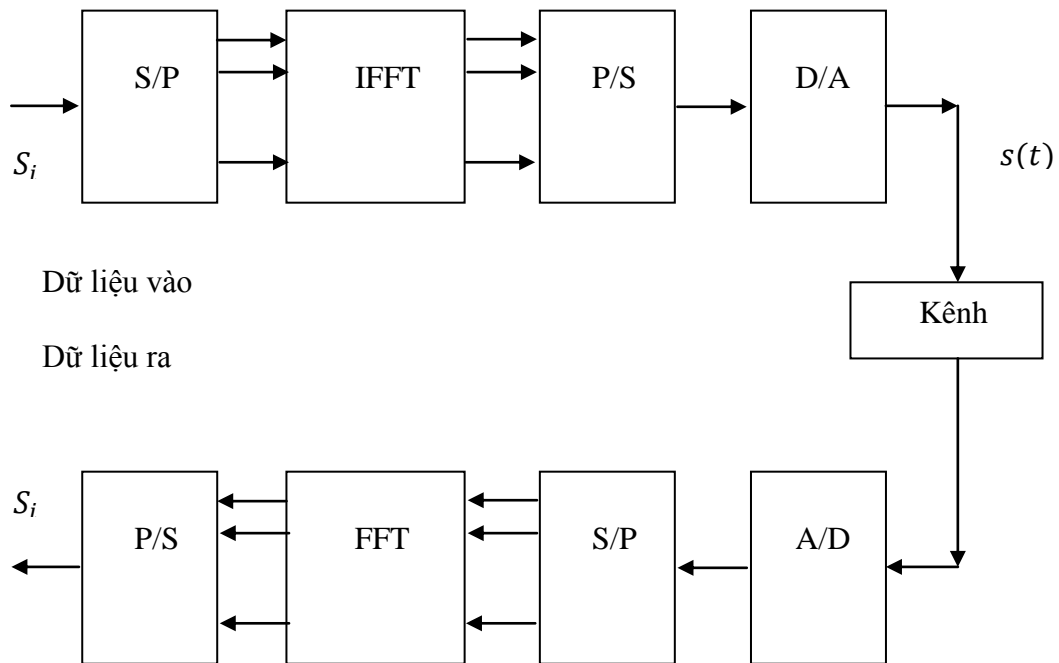
OFDM là trường hợp đặc biệt của kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang hay là truyền dẫn song song [44]. Trong OFDM dòng dữ liệu gốc được chia ra cho các sóng mang con, được điều chế với tốc độ thấp và truyền song song trên kênh.

Trong một hệ thống OFDM, tất cả các sóng mang con được đồng bộ với nhau, giới hạn sự truyền dẫn cho các sơ đồ điều chế số. Tất cả những sóng mang con này truyền có đồng bộ cả thời gian và tần số do đó sẽ hình thành một khối phổ đơn.

Hệ thống OFDM có một số ưu điểm sau: Hiệu suất sử dụng phổ cao do cho phép xếp chồng các sóng mang con; Kháng fading lựa chọn tần số cao hơn các hệ đơn sóng mang; Loại bỏ nhiễu xuyên ký hiệu, ISI bằng việc dùng tiền tố lặp, CP; Bộ cân bằng kênh đơn giản hơn các hệ đơn sóng mang; Điều chế/giải điều chế dùng FFT/IFFT hiệu quả; Kháng nhiễu đồng kênh và nhiễu xung tốt.

Tuy vậy, nó cũng có một số nhược điểm là: nhạy với dịch tần sóng mang và nhiễu pha hơn các hệ thống đơn sóng mang [34], [50-51]; Tỷ số công suất cực đại trên công suất trung bình cao hơn các hệ thống đơn sóng mang.

Sơ đồ khối hệ thống truyền dẫn OFDM đơn giản được minh họa ở Hình 1.2



Hình 1.2 Sơ đồ khối hệ thống truyền dẫn OFDM

Dựa trên sơ đồ ở Hình 1.2 chúng tôi sẽ trình bày nguyên lý hoạt động cơ bản của điều chế OFDM [50]. Ở phía phát, chúng ta có dòng dữ liệu vào nối tiếp

$$S_1, S_2, S_3, \dots, S_N$$

Qua bộ biến đổi nối tiếp song song (bộ S/P ở Hình 1.2) ta có dòng dữ liệu ra song song như sau

$$\begin{matrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ \vdots \\ S_N \end{matrix}$$



Chúng ta giả thiết chu kỳ ký hiệu là  $T$ , chu kỳ lấy mẫu là  $\Delta T$  với  $N$  mẫu trong một chu kỳ ký hiệu. Như vậy ta có  $T = N\Delta T$ . Các tần số góc các sóng mang tương ứng sẽ là

$$\omega_n = \frac{n}{N\Delta T} 2\pi \quad \text{với } n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

Tín hiệu OFDM đưa vào kênh có dạng như sau:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j\omega_n t} \quad (1.7)$$

Khi lấy mẫu thứ  $k$  của tín hiệu OFDM ta có

$$\begin{aligned} s(t = k\Delta T) &= s_k \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j\frac{2\pi}{N} \frac{n}{\Delta T} k\Delta T} = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j\frac{nk}{N} 2\pi} = \text{IFFT}(S_n) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Rõ ràng bộ biến đổi Fourier nhanh ngược (bộ IFFT ở Hình 1.2) đã làm chức năng điều chế OFDM, chuyển tín hiệu từ miền tần số sang miền thời gian. Sau khi các sóng mang được điều chế được cộng lại với nhau ở bộ biến đổi song song nối tiếp (bộ P/S ở Hình 1.2) ta sẽ thu được tín hiệu OFDM. Yêu cầu biến đổi dạng tín hiệu số OFDM thành dạng tín hiệu tương tự để truyền lên kênh vô tuyến được thực hiện nhờ bộ biến đổi số tương tự (bộ D/A ở Hình 1.2).

Bây giờ chúng ta xem xét về băng thông của hệ thống OFDM. Chúng ta đã biết rằng nghịch đảo của chu kỳ ký hiệu chính là khoảng phân cách giữa các sóng mang

$$\Delta f = \frac{1}{N\Delta T} \quad (1.9)$$

Tần số các sóng mang là

$$f_n = \frac{n}{N\Delta T} \quad \text{với } n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1.10)$$

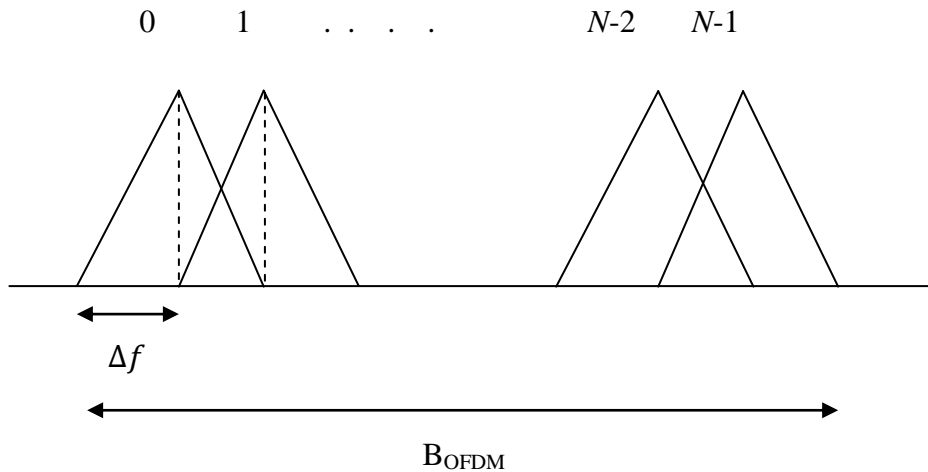
Băng thông của hệ thống OFDM là

$$B_{OFDM} = f_{N-1} - f_0 = \frac{1}{\Delta T} \quad (1.11)$$

Đặc tính trực giao của tín hiệu OFDM có thể được mô tả đơn giản như sau [50]. Nếu hai sóng mang  $s_i(t)$  và  $s_j(t)$  độc lập tương hỗ với nhau thì chúng gọi là trực giao với nhau. Nếu lấy tích phân của tích hai sóng mang này (ở đây chỉ xét phần thực, nếu xét cả phần ảo kết quả cũng tương tự) trong một chu kỳ ký hiệu chúng ta có

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \int_0^T \sin(2\pi if_o t)\sin(2\pi jf_o t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (1.12)$$

Kết quả trên đã chứng minh rằng sóng mang  $s_i(t)$  và  $s_j(t)$  là trực giao với nhau.



Hình 1.3 Băng thông của hệ thống OFDM

Phổ của tín hiệu OFDM được minh họa ở Hình 1.3. Nhìn trên hình này chúng ta có thể thấy rằng tín hiệu OFDM có  $N$  đỉnh phổ và có bề rộng phổ  $B_{OFDM}$ . Khoảng cách giữa các sóng mang là  $\Delta f$ . Đỉnh của một sóng mang bất kỳ ứng với các điểm không của các sóng mang khác. Thời điểm lấy mẫu một sóng mang chính là tại vị trí đỉnh của sóng mang đó. Do đó các sóng mang xung quanh sẽ không ảnh hưởng đến sóng mang đang xem xét tại phía thu. Đây chính là giải thích về đặc tính trực giao của tín hiệu OFDM trong miền tần số.

Ở phía thu, quá trình được thực hiện ngược lại với phía phát. Đầu tiên tín hiệu thu được sẽ đi qua bộ biến đổi tương tự số (bộ A/D trên Hình 1.2) sau đó tín hiệu được đưa qua bộ biến đổi nối tiếp song song. Tiếp đó tín hiệu được chuyển đổi Fourier nhanh (bộ FFT ở Hình 1.2) và cuối cùng đi qua bộ biến đổi song song nối tiếp để khôi phục lại dòng dữ liệu gốc ban đầu.

Trước đây các nhà khoa học đã nghiên cứu tín hiệu đa sóng mang nhưng việc áp dụng nó còn hạn chế do khó khăn ở việc thực hiện các bộ điều chế và giải điều chế. Cùng với sự phát triển của các vi mạch tích hợp thì việc thực hiện các bộ IFFT và FFT trở nên dễ dàng rất nhiều so với việc sử dụng các bộ lọc thông thường. Các bộ IFFT và FFT thực hiện trên cơ sở các vi mạch tích hợp đã làm cho điều chế OFDM ngày nay trở nên phổ biến trong lĩnh vực viễn thông.

Kỹ thuật OFDM được đề nghị dùng cho thông tin di động lần đầu tiên năm 1985 [27]. Trong tài liệu [16], hệ thống thông tin di động WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) dựa trên kỹ thuật OFDM được giới thiệu năm 2008.

Các hệ thống thông tin di động hiện nay như GSM, IS-95, và các thế hệ 3G chỉ dùng các sơ đồ điều chế như BPSK (Binary phase shift keying), QPSK (Quadrature phase shift keying), vv. Kết quả là hiệu suất sử dụng phổ thấp. Các hệ thống này dùng các sơ đồ điều chế cố định để đạt được tỷ số SNR cao.

Tốc độ ký hiệu của các hệ thống đơn sóng mang phải cao nếu chúng muốn đạt được hiệu suất sử dụng phổ cao do đó các hệ thống như GSM cần các bộ cân bằng kênh phức tạp (tới 4 chu kỳ ký hiệu) để đương đầu với đa đường. Trễ trải trong GSM tối đa tới 15  $\mu$ s hay chu kỳ trễ trải trên 4 ký hiệu. Dẫn đến là ISI sẽ phá hủy hoàn toàn thông tin nếu chúng ta không dùng các bộ cân bằng kênh.

OFDM bản thân nó làm tối thiểu cả hai ảnh hưởng (đa đường và nhiễu giữa các sóng mang). Đa đường bị tối thiểu bởi việc dùng hiệu suất sử dụng phổ thấp và dùng khoảng bảo vệ. Bộ cân bằng kênh dễ dàng đạt được qua việc dùng các ký hiệu hoa tiêu (pilot symbol). Kiểu cân bằng kênh này cho phép mức SNR trung bình cao. Thêm vào đó, các sóng mang trong OFDM được giữ trực giao với nhau, dùng cả đồng bộ thời gian và đồng bộ tần số sẽ làm giảm nhiễu giữa các sóng mang. Cả hai thuận lợi ở trên cho phép mức SNR cao có thể duy trì trong cả môi trường đa người dùng và đa đường. Tiềm năng về SNR cao nghĩa là các sơ đồ điều chế bậc cao có thể được dùng trong các hệ thống OFDM, dẫn đến sự tăng lên đáng kể về hiệu suất sử dụng phổ của cả hệ thống.

## **1.4 Kỹ thuật MIMO**

### **1.4.1 Giới thiệu hệ thống MIMO**

Nhu cầu về dung năng kênh trong thông tin vô tuyến, đặc biệt là di động tế bào, Internet và các dịch vụ đa phương tiện đã tăng rất nhanh trên khắp thế giới. Trong khi đó dải tần số vô tuyến là hữu hạn và dung năng kênh thông tin cần thiết sẽ không đạt được nếu không có một sự tăng lên đáng kể của hiệu suất sử dụng phổ.

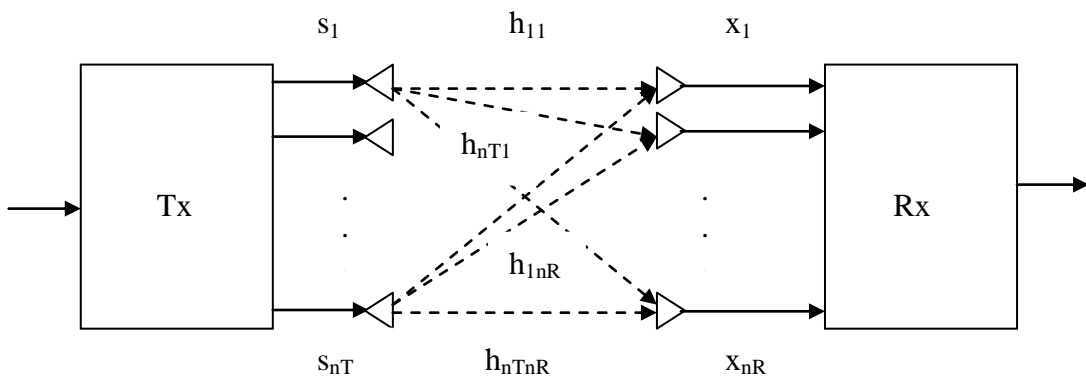
Các tiến bộ về kỹ thuật mã hóa, như mã Turbo và mã mật độ thấp làm cho hệ thống thông tin tiệm cận đến giới hạn dung năng Shannon trong những hệ thống dùng một anten. Những tiến bộ hơn nữa về hiệu suất sử dụng phổ có thể đạt được bằng cách tăng số lượng anten tại cả hai phía phát và thu. Trong phần này trình bày những giới hạn dung năng kênh nền tảng đối với truyền dẫn qua kênh MIMO. Những giới hạn này chủ yếu dựa trên các kết quả lý thuyết của Foschini [17]. Những giới hạn dung năng kênh này nhấn mạnh về

tiềm năng hiệu suất sử dụng phổ của kênh MIMO, tăng tuyến tính xấp xỉ với số lượng anten.

Sản phẩm MIMO của phòng thí nghiệm Bell, gọi là BLAST (Bell Laboratories Layered Space Time), có thể đạt được hiệu suất sử dụng phổ tới 42 bit/s/Hz. Đây là một sự tăng lên đáng kể so với hiệu suất sử dụng phổ hiện nay 2-3 bit/s/Hz ở trong các mạng di động tế bào và các mạng vô tuyến cục bộ (WLAN-Wireless Local Area Network) .

### 1.4.2 Mô hình hệ thống MIMO

Chúng ta xem xét một hệ thống MIMO điếm tới điếm dùng dàn anten có  $n_T$  anten phát và  $n_R$  anten thu như ở [11]. Chúng ta tập trung vào mô hình hệ thống tuyến tính băng gốc rời rạc với sơ đồ khối hệ thống như ở Hình 1.4.



Hình 1.4 Sơ đồ khối một hệ MIMO

Tín hiệu phát trong mỗi một chu kỳ ký hiệu được biểu diễn bởi một véc-tơ cột  $s$ , có kích thước  $n_T \times 1$ , trong đó thành phần thứ  $i$ ,  $s_i$  chính là tín hiệu phát đi từ anten thứ  $i$ .

Chúng ta xem xét một kênh Gauss, theo lý thuyết thông tin, dung năng kênh cực đại khi phân bố của những tín hiệu phát cũng là Gauss. Do vậy những thành phần của  $s$  xem như là những biến Gauss có trung bình bằng không và phân bố độc lập thống kê. Ma trận tương quan của tín hiệu phát là

$$\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{ss}^H] \quad (1.13)$$

trong đó toán tử  $\mathbf{A}^H$  biểu diễn Hermitian của ma trận  $\mathbf{A}$ , có nghĩa là chuyển vị và liên hiệp phức của  $\mathbf{A}$ .

Công suất phát tổng cộng là  $P$  với số lượng anten phát  $n_T$ , có thể biểu diễn là

$$P = \text{tr}(\mathbf{R}_{ss}) \quad (1.14)$$

trong đó  $\text{tr}(\mathbf{A})$  biểu diễn vết của ma trận  $\mathbf{A}$ , là tổng các thành phần chéo của  $\mathbf{A}$ .

Nếu kênh là không biết tại phía phát, chúng ta giả thiết là các tín hiệu phát từ các anten với công suất bằng nhau,  $P/n_T$ . Do đó ma trận tương quan của tín hiệu phát có thể biểu diễn là

$$\mathbf{R}_{ss} = \frac{P}{n_T} \mathbf{I}_{n_T} \quad (1.15)$$

trong đó  $\mathbf{I}_{n_T}$  là ma trận đơn vị có kích thước  $n_T \times n_T$ .

Kênh truyền được miêu tả bằng một ma trận phức  $\mathbf{H}$ , kích thước  $n_R \times n_T$ . Thành phần  $h_{ij}$  của ma trận  $\mathbf{H}$  là hệ số fading của kênh từ anten phát thứ  $j$  đến anten thu thứ  $i$ . Vì mục đích chuẩn hóa, chúng ta giả thiết rằng công suất thu đối với mỗi một trong  $n_R$  nhánh là bằng công suất phát tổng. Về mặt vật lý, điều đó có nghĩa là chúng ta bỏ qua suy giảm và khuếch đại của tín hiệu trong quá trình truyền sóng, bao gồm cả bóng che và độ lợi của anten, v.v. Do vậy chúng ta đạt được ràng buộc chuẩn hóa cho các thành phần của  $\mathbf{H}$ , trên một kênh với những hệ số phức theo [9] là

$$\sum_{j=1}^{n_T} |h_{ij}|^2 = n_T, i = 1, 2, \dots, n_R \quad (1.16)$$

Khi thành phần của ma trận kênh là những biến ngẫu nhiên, sự chuẩn hóa sẽ được áp dụng cho giá trị kỳ vọng của biểu diễn trên.

Chúng ta giả thiết là ma trận kênh được biết tại phía thu, nhưng không phải luôn luôn biết tại phía phát. Ma trận kênh có thể dự đoán tại phía thu bằng cách phát đi một chuỗi huấn luyện. Thông tin về trạng thái kênh dự đoán có thể trao đổi với phía phát qua một kênh phản hồi. Những thành phần của ma trận  $\mathbf{H}$  có thể xác định hoặc ngẫu nhiên. Trong thông tin vô tuyến, những thành phần của ma trận kênh chủ yếu tuân theo phân bố Rayleigh hoặc Rice.

Ồn (tạp âm) tại máy thu được miêu tả bằng một véc-tơ cột có kích thước  $n_R \times 1$ , biểu diễn là  $\mathbf{n}$ . Những thành phần của nó là những biến Gauss phức, trung bình bằng không và độc lập thống kê, với phương sai phần thực bằng phần ảo. Ma trận tương quan của tạp âm tại máy thu là

$$\mathbf{R}_{nn} = E\{\mathbf{nn}^H\} \quad (1.17)$$

Nếu không có tương quan giữa những thành phần của  $\mathbf{n}$ , thì ma trận tương quan tạp âm là

$$\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R} \quad (1.18)$$

Mỗi nhánh trong  $n_R$  nhánh thu có công suất tạp âm giống nhau là  $\sigma^2$ .

Máy thu dựa trên nguyên tắc tối đa hóa xác suất hậu nghiệm trên  $n_R$  anten. Tín hiệu thu được biểu diễn bằng một véc-tơ cột  $\mathbf{x}$ , kích thước  $n_R \times 1$ , trong đó mỗi thành phần tương ứng với một anten thu.

Chúng ta biểu diễn công suất trung bình tại đầu ra với mỗi anten thu là  $P_r$ . Tỷ số SNR trung bình tại mỗi anten thu là

$$\bar{\gamma} = \frac{P_r}{\sigma^2} \quad (1.19)$$

Chúng ta giả thiết là công suất thu trên mỗi anten là bằng công suất phát tổng. Mức SNR bằng tỷ số của công suất phát tổng với công suất tạp âm trên mỗi anten và độc lập với  $n_T$ . Do đó ta suy ra là

$$\bar{\gamma} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (1.20)$$

Dùng một mô hình tuyến tính, véc-tơ tín hiệu thu có thể biểu diễn là

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.21)$$

Ma trận tương quan tín hiệu thu,  $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ , cho bởi

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (1.22)$$

Công suất của tín hiệu thu tổng là  $tr(\mathbf{R}_{xx})$ .

### 1.4.3 Dung năng của hệ thống MIMO

Phần trước, chúng ta đã giả thiết là ma trận kênh là không biết tại phía phát, trong khi nó có thể được biết hoàn toàn tại phía thu [17]. Bằng cách phân hoạch riêng, bất kỳ ma trận  $\mathbf{H}$  nào đều có thể viết lại là

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (1.23)$$

trong đó,  $\mathbf{D}$  là một ma trận kích thước  $n_R \times n_T$ , chéo và không âm,  $\mathbf{U}$  và  $\mathbf{V}$  là các ma trận đơn nhất kích thước  $n_R \times n_R$  và  $n_T \times n_T$  tương ứng (có nghĩa là  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{n_R}$  và  $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{n_T}$ , với  $\mathbf{I}_{n_R}$  và  $\mathbf{I}_{n_T}$  có kích thước  $n_R \times n_R$  và  $n_T \times n_T$  là các ma trận chéo đơn vị tương ứng).

Các thành phần chéo của  $\mathbf{D}$  là bình phương của các giá trị riêng của ma trận  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  ký hiệu là  $\lambda$ , xác định như sau

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{q} = \lambda \mathbf{q} \quad (1.24)$$

trong đó  $\mathbf{q}$  là một véc-tơ kích thước  $n_R \times 1$  ứng với véc-tơ riêng  $\lambda$ . Hơn nữa, các cột của  $\mathbf{U}$  là các vecơ riêng của  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  còn các cột của  $\mathbf{V}$  là các véc-tơ riêng của  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ . Thay (1.23) vào (1.21), véc-tơ tín hiệu thu viết lại là

$$\mathbf{x} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.25)$$

Biến đổi



$$\begin{aligned}
\mathbf{x}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{x} \\
\mathbf{s}' &= \mathbf{V}^H \mathbf{s} \\
\mathbf{n}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{n}
\end{aligned} \tag{1.26}$$

dẫn đến kênh gốc tương đương với một kênh mới

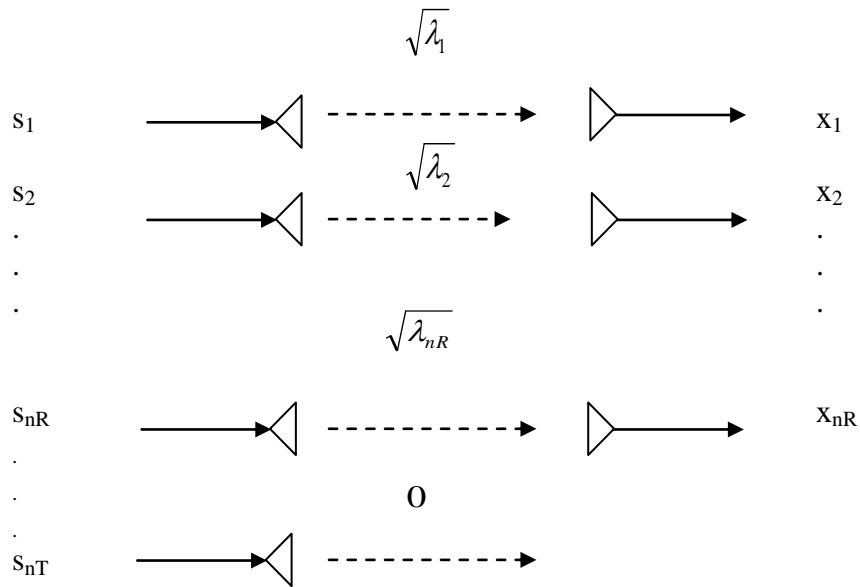
$$\mathbf{x}' = \mathbf{D}\mathbf{s}' + \mathbf{n}' \tag{1.27}$$

Số lượng những giá trị riêng khác không của ma trận  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  bằng với hạng của ma trận  $\mathbf{H}$ , gọi là  $r$ . Đối với ma trận  $\mathbf{H}$ , kích thước  $n_R \times n_T$ , hạng của nó là  $m = \min(n_R, n_T)$ , có nghĩa là có ít nhất  $m$  giá trị riêng không âm. Biểu diễn các giá trị riêng của  $\mathbf{H}$  là  $\sqrt{\lambda_i}, i=1,2,\dots,r$  và thay  $\sqrt{\lambda_i}$  vào (1.24), chúng ta có các thành phần tín hiệu thu là

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}'_i &= \sqrt{\lambda_i} \mathbf{s}'_i + \mathbf{n}'_i \quad \text{với } i = 1, 2, \dots, r \\
\mathbf{x}'_i &= \mathbf{n}'_i \quad \text{với } i = r + 1, \dots, n_R
\end{aligned} \tag{1.28}$$

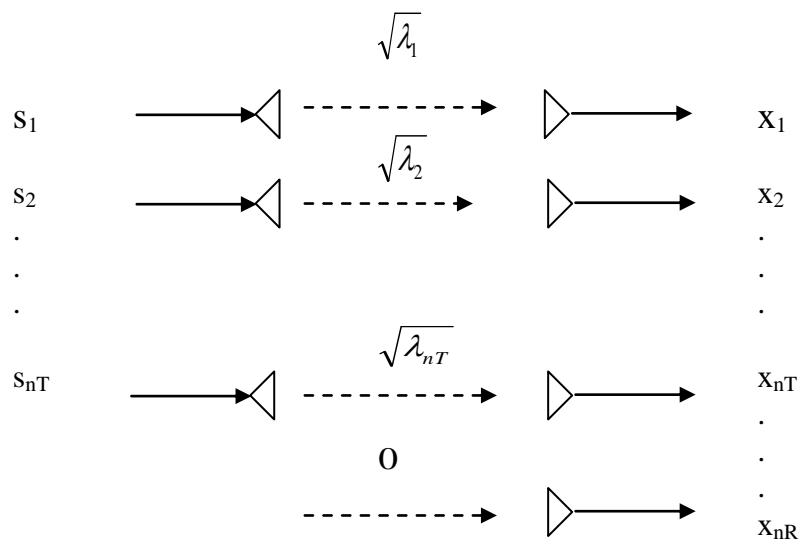
Từ (1.28) suy ra là các thành phần  $\mathbf{x}'_i; i = r + 1, \dots, n_R$  không phụ thuộc vào các tín hiệu phát, hay là độ khuếch đại của kênh truyền bằng không. Còn các thành phần,  $\mathbf{x}'_i; i = 1, 2, \dots, r$  phụ thuộc vào các thành phần phát và cả kênh truyền. Do vậy mô hình kênh MIMO tương đương ở (1.27) có thể xem như là bao gồm  $r$  kênh nhỏ song song và không tương quan. Mỗi kênh nhỏ được gán cho một giá trị riêng của  $\mathbf{H}$ , tương ứng với độ khuếch đại của kênh.

Nếu  $n_T > n_R$ , hạng của  $\mathbf{H}$  không thể cao hơn  $n_R$ , (1.28) chỉ ra là có  $n_R$  kênh nhỏ trong kênh MIMO tương đương, như Hình 1.5.



Hình 1.5 Sơ đồ kênh MIMO tương đương khi  $n_T > n_R$

Ngược lại, nếu  $n_R > n_T$ , sẽ có  $n_T$  kênh nhỏ với khuếch đại khác không trong kênh MIMO tương đương, như Hình 1.6. Các giá trị riêng là một cách biểu diễn kênh MIMO thích hợp để đánh giá các đường truyền.



Hình 1.6 Sơ đồ kênh MIMO tương đương khi  $n_T < n_R$

Các ma trận tương quan và vết của chúng đối với tín hiệu  $\mathbf{r}'$ ,  $\mathbf{x}'$  và  $\mathbf{n}'$  theo [11] có thể suy ra là

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{x'x'} &= \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{U} \\ \mathbf{R}_{s's'} &= \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V} \\ \mathbf{R}_{n'n'} &= \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{nn} \mathbf{U}\end{aligned}\quad (1.29)$$

$$\begin{aligned}tr(\mathbf{R}_{x'x'}) &= tr(\mathbf{R}_{xx}) \\ tr(\mathbf{R}_{s's'}) &= tr(\mathbf{R}_{ss}) \\ tr(\mathbf{R}_{n'n'}) &= tr(\mathbf{R}_{nn})\end{aligned}\quad (1.30)$$

Các mối quan hệ trên chỉ ra các ma trận tương quan của  $\mathbf{x}'$ ,  $\mathbf{s}'$  và  $\mathbf{n}'$  có tổng các thành phần chéo giống như đối với các tín hiệu gốc  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{s}$  và  $\mathbf{n}$ . Do đó chúng có cùng công suất.

Lưu ý rằng trong kênh MIMO tương đương ở (1.28), các kênh nhỏ là không tương quan, do đó có thể cộng dung năng kênh của chúng lại. Giả thiết là công suất từ mỗi anten trong kênh MIMO tương đương là  $P/n_T$ , chúng ta có thể dự đoán dung năng Shannon tổng,  $C$ , theo [9] là

$$C = B_k \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_i}{\sigma^2} \right) \quad (1.31)$$

trong đó  $B_k$  là băng thông của mỗi kênh nhỏ bằng nhau,  $P_i$  là công suất tín hiệu thu trong kênh thứ  $i$ , có giá trị

$$P_i = \frac{\lambda_i P}{n_T} \quad (1.32)$$

với  $\sqrt{\lambda_i}$  là giá trị riêng thứ  $i$  của ma trận kênh  $\mathbf{H}$ . Do đó, dung năng kênh theo [9] có thể viết lại là

$$C = B_k \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2} \right) = B_k \log_2 \prod_{i=1}^r \left( 1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2} \right) \quad (1.33)$$

Bây giờ, chúng ta sẽ chỉ ra làm cách nào dung năng của kênh liên quan đến ma trận  $\mathbf{H}$ . Giả thiết là  $m = \min(n_R, n_T)$ , thì (1.24) xác định quan hệ giá trị riêng-véc-tơ riêng có thể viết lại là

$$(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q})\mathbf{q} = \mathbf{0} \quad (1.34)$$

trong đó,  $\mathbf{Q}$ , là ma trận Wishart xác định như sau

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H & n_R < n_T \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H} & n_R > n_T \end{cases} \quad (1.35)$$

Có nghĩa là,  $\lambda$  là một giá trị riêng của  $\mathbf{Q}$ , nếu và chỉ nếu định thức của  $\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}$  phải bằng không:

$$\det(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}) = 0 \quad (1.36)$$

Các giá trị riêng  $\lambda$  của ma trận kênh có thể tính được bằng cách tìm các nghiệm của (1.36). Chúng ta xem xét đa thức đặc trưng  $p(\lambda)$  ở bên trái của phương trình (1.36)

$$p(\lambda) = \det(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}) \quad (1.37)$$

Đa thức này có bậc  $m$ , vì mỗi hàng của  $\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}$  đóng góp một và chỉ một lũy thừa của  $\lambda$  trong đa thức. Vì một đa thức bậc  $m$ , với các hệ số phức có chính xác  $m$  điểm không, chúng ta có thể viết lại đa thức đặc trưng là

$$p(\lambda) = \prod_{i=1}^m (\lambda - \lambda_i) \quad (1.38)$$

trong đó  $\lambda_i$  là nghiệm của đa thức đặc trưng  $p(\lambda)$ , bằng với các giá trị riêng của ma trận kênh.

Bây giờ chúng ta viết lại (1.36) là

$$\prod_{i=1}^m (\lambda - \lambda_i) = 0 \quad (1.39)$$

Cân bằng hai vế của (1.36) và (1.39) cho ta

$$\prod_{i=1}^m (\lambda - \lambda_i) = \det(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}) \quad (1.40)$$

Thay  $\lambda = -\frac{n_T \sigma^2}{P}$  vào (1.40) ta có

$$\prod_{i=1}^m \left(1 + \frac{\lambda_i P}{n_T \sigma^2}\right) = \det\left(\mathbf{I}_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} \mathbf{Q}\right) \quad (1.41)$$

Từ đó, dung năng kênh theo (1.33) viết được là

$$C = B_k \log_2 \det\left(\mathbf{I}_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} \mathbf{Q}\right) \quad (1.42)$$

Chú ý là nếu các hệ số của kênh là ngẫu nhiên, thì (1.33) và (1.42) biểu diễn dung năng tức thời hay lượng thông tin tương hỗ. Dung năng trung bình của kênh có thể đạt được bằng việc lấy trung bình trên tất cả các hệ số kênh.

#### 1.4.4 Dung năng một kênh MIMO 2x2

Chúng ta giả thiết ma trận kênh  $\mathbf{H}$  là ngẫu nhiên [17], nhưng không đổi trong suốt một chu kỳ truyền dẫn. Tương ứng với giả thiết này là mô hình kênh MIMO Fading Rayleigh biến đổi chậm. Vì dung năng kênh  $C$ , là một biến ngẫu nhiên, nên ta có hàm phân bố xác suất tích lũy của dung năng,  $P_c$ . Hàm này xác định xác suất tại một mức dung năng cụ thể.

Nếu gọi hàm  $P_v$  (outage probability) là xác suất dừng kênh tại một mức dung năng cụ thể thì

$$P_v = 1 - P_c \quad (1.43)$$

Trong tính toán dung năng một kênh MIMO, người ta quan tâm đến  $P_v$  hơn là các giới hạn Shannon. Thật vậy khi xem xét một kênh MIMO 2x2 theo [17] thì chặn dưới của dung năng chuẩn hóa là

$$C / B_k > \sum_{i=1}^2 \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} (\chi_2^2)_i\right) \quad (1.44)$$

trong đó  $\chi_2^2 = |h_{11}|^2$  là biến ngẫu nhiên Chi-Squared với 2 bậc tự do.

Thành phần  $h_{ij} = z_{ij} + jz'_{ij}$ ;  $z_{ij}$  và  $z'_{ij}$  tuân theo phân bố Gauss với trung bình bằng không và phương sai bằng 0.5. Từ đó suy ra  $|h_{ij}|$  tuân theo phân bố Rayleigh.

Còn chặn trên của dung năng chuẩn hóa theo [17] là

$$C/B_k < \sum_{i=1}^2 \log_2 \left( 1 + \frac{P}{2\sigma^2} (\chi^2)_i \right) \quad (1.45)$$

trong đó  $\chi^2 = |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2$  là biến ngẫu nhiên Chi-Squared với 4 bậc tự do.

### 1.5 Kỹ thuật SDMA

Hệ truyền dẫn OFDM có thể sử dụng nhiều kiểu đa truy cập khác nhau. Chúng tôi sử dụng kỹ thuật đa truy cập theo không gian (SDMA) như vậy hệ OFDM trở thành OFDM/SDMA. Trong phần trước đã đề cập các kiến thức cơ sở về OFDM. Phần này sẽ bàn bạc kỹ thuật SDMA.

Theo [49] thì kỹ thuật SDMA điều khiển năng lượng phát đến từng người dùng trong không gian. Trong các hệ thống mạng di động tế bào truyền thống, trạm gốc không có thông tin về vị trí các người dùng trong phạm vi một tế bào. Do đó trạm gốc sẽ phát tín hiệu đi tất cả các hướng để phủ sóng trong phạm vi một tế bào. Kết quả là có sự lãng phí công suất khi không có người dùng ở đó, thêm vào đó lại tạo ra can nhiễu đối với các tế bào xung quanh cùng tần số.

Tương tự như vậy, ở phía thu, anten thu tín hiệu đến từ tất cả các hướng bao gồm cả tạp âm và các tín hiệu nhiễu. Bằng cách dùng anten mảng pha và lợi dụng sự khác biệt về vị trí trong không gian của các người dùng trong tế bào, kỹ thuật SDMA thực hiện đa truy cập theo không gian.

Về bản chất, giản đồ bức xạ của trạm gốc (cả phát và thu) được thích nghi với mỗi người dùng nhằm đạt được độ lợi cao nhất theo hướng của người dùng đó.

Nói tóm lại, khi mà mỗi người dùng được gán một mã không gian thì người ta có thể dùng mã này để phân biệt chúng. Trong kỹ thuật anten mảng pha thì mã không gian nói trên chính là véc-tơ hướng thành lập từ dàn anten và có giá trị duy nhất đối với mỗi người dùng. Vấn đề về xác định véc-tơ hướng sẽ được chúng tôi trình bày sâu ở Chương 3.

## **1.6 Anten thông minh cho OFDM**

Như chúng ta đã biết, việc sử dụng anten thông minh cho các hệ thống thông tin di động OFDM để nâng cao tính năng, hiệu quả của hệ thống (trong đó có vấn đề dung lượng) là vấn đề có tính cấp thiết, đã được nhiều tác giả nghiên cứu, nhiều công trình đã được công bố và cho đến nay nó vẫn còn là vấn đề mang tính thời sự.

Chúng tôi chỉ điểm lại các kết quả chính ở các công trình [16], [24] và [60]. Các công trình liên quan có thể kể đến như [1], [3-5], [10], [14], [21], [29], [33], [36], [59] và [61].

Trong [24], Wong xem xét sử dụng anten thông minh cho mạng di động. Tuy nhiên tác giả mới chỉ xem xét đến một tế bào. Các vấn đề về nhiễu chưa được giải quyết đầy đủ. Tác giả đã thực hiện việc tối ưu trọng số phức (biên độ và pha) của dàn anten tại cả trạm gốc và người dùng để cực đại mức SNR ở đầu ra.

Trong [60], Li và Sollenberger chủ yếu xem xét áp dụng anten thích nghi cho hệ thống OFDM/TDMA để nén nhiễu đồng kênh. Khi dùng cấu trúc thu phân tập với hai anten thu, bộ xử lý sai số trung bình bình phương (MMSE-DC) cải tiến có thể nén nhiễu đồng kênh được khoảng 5dB. Khi sử dụng kết hợp cả dự đoán kênh thuận và ngược, tác giả đã khai thác trạng thái kênh quá khứ, hiện tại và tương lai vào việc dự đoán kênh. Do đó độ chính xác của đáp ứng kênh dự đoán tăng lên. Véc-tơ trọng số phụ thuộc cả vào ma

trận tự tương quan của tín hiệu và đáp ứng của kênh truyền. Có thể thấy nhược điểm của các công trình [24] và [60] là hệ anten xử lý tín hiệu sẽ phức tạp.

Trong [16] tác giả đề cập khía cạnh tăng dung lượng hệ thống WiMAX di động dùng anten thông minh với các minh họa bằng đồ thị. Tuy nhiên tác giả không tập trung để làm rõ nguyên nhân của sự tăng lên này.

## **1.7 Kết luận**

Các hệ thống tin di động thế hệ mới như WiMAX hay LTE (Long Term Evolution) cần có sự hỗ trợ của cả kỹ thuật đa anten và kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang. Chính vì vậy chương này đã trình bày các kiến thức cơ sở đó cùng với các khái niệm liên quan đến quy hoạch tần số và dung lượng hệ thống.

Các hệ anten thông minh cho OFDM đã được giới thiệu. Tuy nhiên chúng còn bị hạn chế vì khả năng điều khiển rất phức tạp. Thật vậy, trước hết trọng số của các anten này phụ thuộc cả vào ma trận kênh truyền và ma trận tự tương quan của tín hiệu thu, tiếp theo là các yêu cầu về tối ưu trọng số phải được thực hiện cả về pha và biên độ (do sử dụng dàn anten thích nghi). Ngoài ra, khả năng tạo búp sóng anten bám theo người dùng di động dựa trên các thông tin về hướng sóng đến của người dùng trong các hệ anten thông minh nói trên chưa được đề cập.

Vấn đề xây dựng một hệ anten thông minh đáp ứng yêu cầu nâng cao dung lượng cho hệ thống và có khả năng điều khiển đơn giản sẽ được trình bày sâu ở Chương 2. Trên cơ sở đó chúng tôi sẽ đề xuất sử dụng một phương pháp điều khiển búp sóng mới gọi là phương pháp quay búp thích nghi.



## CHƯƠNG 2

### TẠO BÚP SÓNG TRONG HỆ ANTEN THÔNG MINH

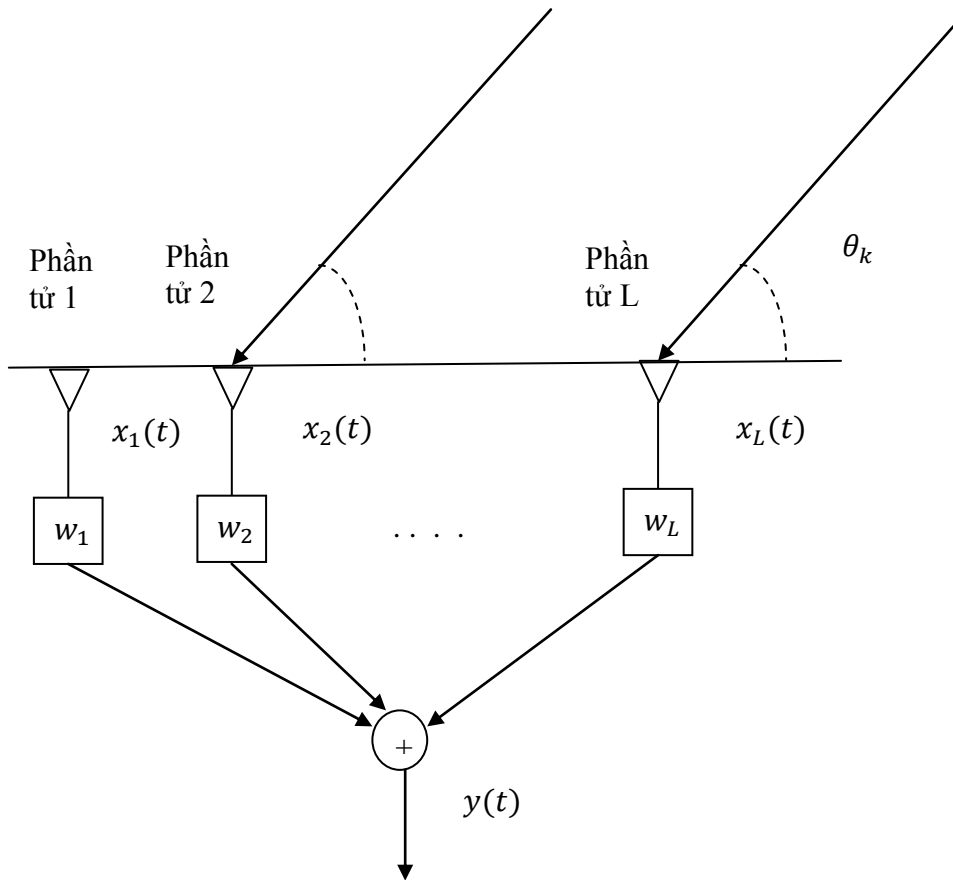
Có nhiều phương pháp tạo búp sóng anten để phục vụ các mục đích khác nhau. Chương này đầu tiên trình bày các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng, tiếp sau là giới thiệu các sơ đồ xử lý không gian búp sóng (các sơ đồ này cho phép tạo búp sóng anten hướng về một mục tiêu cố định và có thể đặt các hướng không cho các nguồn nhiễu, hoặc tối đa mức SNR (tín trên tạp) tại đầu ra của dàn anten). Sau đó trình bày về anten thích nghi băng rộng và băng hẹp cùng với các thuật toán thích nghi như steepest descent, LMS (điều khiển búp sóng trong trường hợp mục tiêu di động). Cuối cùng đưa ra dàn anten mảng pha để sử dụng ở trạm gốc. Để cho việc xử lý tín hiệu của hệ anten được đơn giản và anten có khả năng thích nghi với mục tiêu di động thì phương pháp quay búp sóng thích nghi dùng dàn anten mảng pha ở trạm gốc là sự lựa chọn thích hợp cho luận án.

#### 2.1 Các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng

Xem xét một dàn anten thu có  $L$  phần tử, tín hiệu từ mỗi phần tử được nhân với một trọng số phức  $w_l, l=1,2,\dots,L$ , và được cộng lại để hình thành tín hiệu đầu ra của dàn anten [26], [28]. Hệ anten dàn này được minh họa ở Hình 2.1.

Do vậy tín hiệu đầu ra của dàn anten là

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l x_l(t) \quad (2.1)$$



Hình 2.1 Hệ anten dàn

trong đó  $x_l(t)$  và  $w_l$  là tín hiệu thu tại phần tử thứ  $l$  và trọng số tương ứng. Giả thiết là sóng phẳng trên phần tử thứ  $l$  đến  $\tau_l$  giây trước khi nó đến phần tử gốc (có thể chọn là phần tử số 1 của dàn anten) thì tín hiệu đến từ phần tử thứ  $l$  gây bởi nguồn thứ  $k$  là

$$m_k(t) \exp(j2\pi f_o(t + \tau_l)) \quad \text{với } 1 \leq k \leq D \quad (2.2)$$

trong đó  $m_k(t)$  là tín hiệu bản tin từ nguồn thứ  $k$  và  $f_o$  là tần số sóng mang. Tín hiệu đến dàn anten là một véc-tơ biểu diễn như sau

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^D m_k(t) \begin{pmatrix} \exp(j2\pi\tau_1(\theta_k)) \\ \exp(j2\pi\tau_2(\theta_k)) \\ \vdots \\ \exp(j2\pi\tau_L(\theta_k)) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(t) \quad (2.3)$$

trong đó  $\theta_k$  là hướng đến của nguồn thứ  $k$ ,  $L$  là số phần tử của dàn anten,  $\mathbf{n}(t)$  là véc-tơ tạp âm.

Gọi  $\mathbf{a}_k$  là véc-tơ hướng (steering vector) gắn với nguồn thứ  $k$

$$\mathbf{a}_k = [1 \ \exp(j2\pi\tau_1(\theta_k)), \dots, \exp(j2\pi\tau_L(\theta_k))]^T \quad (2.4)$$

Véc-tơ tín hiệu có thể biểu diễn gọn lại là

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^D m_k(t) \mathbf{a}_k + \mathbf{n}(t) \quad (2.5)$$

Ma trận tương quan dàn khi các nguồn (người dùng) là không tương quan cho bởi

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^D p_k \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (2.6)$$

trong đó  $p_k$  là công suất của nguồn thứ  $k$ ,  $\sigma^2$  là công suất tạp âm  $\mathbf{n}(t)$ .

Nếu gọi  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_D]$  là ma trận dàn (array manifold) và ma trận  $\mathbf{S}$  có kích thước  $D \times D$  biểu diễn tương quan của các nguồn, thì chúng ta có

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} \mathbf{S} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (2.7)$$

Công suất tức thời ở đầu ra là

$$P(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w} \quad (2.8)$$

Công suất trung bình ở đầu ra là

$$P = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.9)$$

### 2.1.1 Sơ đồ tạo búp sóng truyền thống

Theo [46] sơ đồ tạo búp truyền thống, còn gọi là sơ đồ trễ và lấy tổng, có các trọng số với biên độ bằng nhau. Pha của các trọng số được lựa chọn để hướng dàn theo hướng  $(\theta_o, \phi_o)$  gọi là hướng chính (trong đó  $\theta_o$  là góc phương

vị,  $\phi_o$  là góc ngả). Nếu gọi  $\mathbf{a}_o$  là véc-tơ hướng trong hướng chính, thì trọng số của dàn là

$$\mathbf{w}_c = \frac{1}{L} \mathbf{a}_o \quad (2.10)$$

Từ (2.10) suy ra véc-tơ trọng số là một hàm số của véc-tơ hướng.

### 2.1.2 Sơ đồ tạo búp không

Theo [47] sơ đồ này có một búp với đáp ứng đơn vị trong hướng mong muốn và đáp ứng không đổi với nhiễu, thực hiện yêu cầu này bằng việc lập các trọng số theo những ràng buộc thích hợp.

Giả thiết  $\mathbf{a}_o$  là véc-tơ hướng trong hướng có đáp ứng đơn vị và  $\mathbf{a}_i$  là véc-tơ hướng gắn với hướng không. Véc-tơ trọng số mong muốn sẽ là nghiệm của hệ phương trình sau

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{bk} \mathbf{a}_o &= 1 \\ \mathbf{w}_{bk} \mathbf{a}_i &= 0, i = 1, \dots, k \end{aligned} \quad (2.11)$$

Nếu gọi  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_o, \dots, \mathbf{a}_k]$  và  $\mathbf{e}_1 = [1, \dots, 0]^T$ , ta có  $\mathbf{w}_{bk}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T$ . Nói chung, nếu số điểm không là nhỏ hơn  $L-1$  và  $\mathbf{A}$  không phải là một ma trận vuông thì véc-tơ trọng số dự đoán có thể biểu diễn theo [26] là

$$\mathbf{w}_{bk}^H = \mathbf{e}_1^H \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \quad (2.12)$$

### 2.1.3 Sơ đồ tạo búp tối ưu

Sơ đồ tạo búp tối ưu theo [47], còn gọi là sơ đồ tạo búp có đáp ứng không méo phương sai tối thiểu (MVDR-Minimum Variance Distortionless Response). Sơ đồ không yêu cầu biết hướng và mức công suất của nhiễu cũng như mức tạp âm nền mà chỉ cần biết hướng của mục tiêu.

#### 2.1.3.1 Tối ưu không ràng buộc về hướng các nguồn nhiễu

Trong trường hợp này véc-tơ trọng số được tính như sau

$$\mathbf{w}_{krb} = \mu_o \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{a}_o \quad (2.13)$$

$\mathbf{R}_N$  là ma trận tương quan đàn của nhiễu và  $\mu_0$  là một hằng số.

### 2.1.3.2 Tối ưu ràng buộc

Trọng số trong sơ đồ này bị ràng buộc để có một đáp ứng đơn vị theo hướng mục tiêu, tức là

$$\mathbf{w}_{rb}^H \mathbf{a}_o = 1 \quad (2.14)$$

Từ (2.14) ta suy ra giá trị trọng số như sau

$$\mathbf{w}_{rb}^H = \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{a}_o}{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{a}_o} \quad (2.15)$$

Trong thực tế, nếu sử dụng ma trận tương quan đàn tổng (tín hiệu và nhiễu) thì ta được giá trị trọng số như sau

$$\mathbf{w}_{rb}^H = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_o}{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_o} \quad (2.16)$$

Từ (2.16) ta suy ra véc-tơ trọng số tối ưu là hàm của véc-tơ hướng và ma trận tương quan đàn anten. Thật vậy, những trọng số này là nghiệm của bài toán tối ưu sau

$$\text{Tối thiểu hóa } \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.17)$$

$$\text{Với điều kiện ràng buộc } \mathbf{w}^H \mathbf{a}_o = 1$$

Điều đó có nghĩa là không chỉ tối thiểu hóa công suất nhiễu đầu ra mà còn yêu cầu đầu ra có SNR max.

### 2.1.4 Sơ đồ tạo búp tối ưu dùng tín hiệu đối chiếu

Nguyên lý hoạt động của sơ đồ này là dùng tín hiệu đối chiếu (đã biết)  $r(t)$  trừ đi tín hiệu đầu ra của dàn để tạo ra một tín hiệu sai số ( $\varepsilon(t) = r(t) - \mathbf{w}_{ik}^H \mathbf{x}(t)$ ) sau đó dùng tín hiệu sai số này để điều khiển các trọng số. Các trọng số được điều chỉnh để sai số trung bình bình phương giữa đầu ra của dàn và tín hiệu đối chiếu là bé nhất.

Véc-tơ trọng số theo [48] cho bởi

$$\begin{aligned}\mathbf{w}_{ik} &= \mathbf{R}^{-1}z \\ z &= E[\mathbf{x}(t)r(t)^*]\end{aligned}\tag{2.18}$$

trong đó  $\mathbf{x}(t)$  là tín hiệu vào dàn anten,  $r(t)$  là tín hiệu đối chiếu.

Sơ đồ này chính là bộ lọc Wiener, có thể dùng để lấy ra các tín hiệu yếu khi có mặt các nguồn gây nhiễu mạnh bằng cách đặt tín hiệu đối chiếu bằng không.

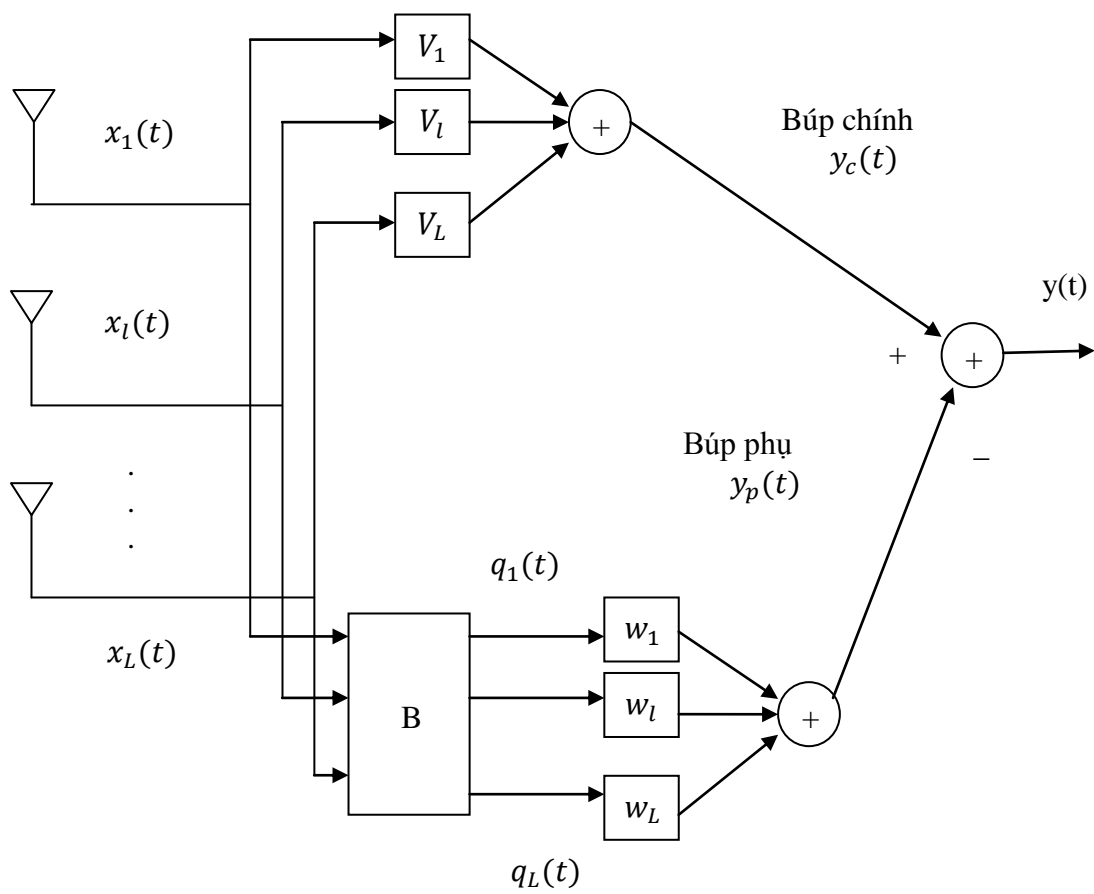
## 2.2 Các sơ đồ xử lý không gian búp sóng

Nói chung, đối với một dàn có  $L$  thành phần, một sơ đồ xử lý không gian búp sóng bao gồm một búp chính hướng về phía mục tiêu và một tập không nhiễu hơn  $L-1$  búp phụ [28] (Hình 2.2).

Đầu ra các búp phụ được đánh trọng số và trừ đi bởi búp chính. Các trọng số được hiệu chỉnh để tạo ra giá trị dự đoán của nhiễu có mặt trong búp chính. Do vậy quá trình trừ sẽ loại bỏ được các nhiễu này. Mặt khác các búp phụ được thiết kế để không bao gồm tín hiệu mục tiêu để không thể loại bỏ tín hiệu mục tiêu trong phép trừ.

Quá trình tạo ra  $L-1$  búp phụ tín hiệu  $\mathbf{x}(t)$  ( $L$  thành phần anten) dùng một ma trận  $\mathbf{B}$ . Ma trận  $\mathbf{B}$  xem như một ma trận tiền lọc, có đặc tính là  $L-1$  cột của nó là độc lập tuyến tính và tổng các thành phần của mỗi cột bằng không, dẫn đến là  $L-1$  búp độc lập và có đáp ứng không theo hướng mục tiêu.

Đầu ra các búp phụ được đánh trọng số và lấy tổng. Các trọng số được hiệu chỉnh để loại bỏ nhiễu tối đa. Việc này làm bằng cách tối thiểu hóa công suất tổng trung bình đầu ra sau khi trừ hai búp bằng cách dùng bài toán tối ưu không ràng buộc về hướng các nguồn nhiễu và dẫn đến tối đa hóa mức SNR đầu ra.



Hình 2.2 Sơ đồ xử lý không gian búp sóng

### 2.2.1 Xử lý không gian búp sóng tối ưu

Sơ đồ này có đầu ra của búp chính theo [28] là

$$y_c(t) = \mathbf{V}_c^H \mathbf{x}(t) \quad (2.19)$$

trong đó  $\mathbf{x}(t)$  là tín hiệu vào dàn anten,  $\mathbf{V}_c$  là véc-tơ trọng số của búp chính.

Đầu ra của ma trận tiền lọc  $\mathbf{B}$  là

$$\mathbf{q}(t) = \mathbf{B}^H \mathbf{x}(t) \quad (2.20)$$

Đầu ra tổng của dàn anten là

$$y(t) = y_c(t) - y_p(t) = y_c(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{q}(t) \quad (2.21)$$

trong đó  $y_c(t)$  là đầu ra búp chính,  $y_p(t)$  là đầu ra búp phụ (búp nhiễu). Vì  $\mathbf{B}$  có hạng là  $L-1$ , nên theo [28] thì véc-tơ trọng số dự đoán có dạng

$$\mathbf{w}_{kgbstu} = (\mathbf{B}^H \mathbf{R} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R} \mathbf{V}_c \quad (2.22)$$

Để đảm bảo là không có tín hiệu mục tiêu đi qua các búp phụ thì cần có

$$\mathbf{B}^H \mathbf{a}_o = 0 \quad (2.23)$$

Búp chính dùng sơ đồ tạo búp truyền thống nên véc-tơ trọng số cho bởi

$$\mathbf{V}_c = \frac{\mathbf{a}_o}{L} \quad (2.24)$$

### 2.2.2 Sơ đồ loại bỏ búp phụ

Gọi  $\alpha_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, L$  biểu diễn trễ pha để xoay dàn theo hướng mục tiêu [26]. Chúng có giá trị như sau

$$\alpha_i = 2\pi f_o \tau_i(\phi_o, \theta_o) \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (2.25)$$

Tín hiệu đến dàn anten sau khi trễ pha sẽ trở thành

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{\Phi}_0^H \mathbf{x}(t) \quad (2.26)$$

với  $\mathbf{\Phi}_0$  được định nghĩa



$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} \exp(j\alpha_1) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \exp(j\alpha_L) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Búp chính được hình thành nhờ sử dụng các trọng số cố định trên tất cả các phần tử anten. Các trọng số này được chọn bằng  $1/L$  để có đáp ứng đơn vị theo hướng mục tiêu

$$\mathbf{V}_p = \frac{1}{L} \mathbf{I} \quad (2.28)$$

Đầu ra của ma trận tiền lọc  $\mathbf{B}$  là

$$\mathbf{q}(t) = \mathbf{B}^H \mathbf{x}'(t) \quad (2.29)$$

Ma trận  $\mathbf{B}$  có hạng  $L-1$  và thỏa mãn

$$\mathbf{B}^H \mathbf{I} = 0 \quad (2.30)$$

thì đầu ra tổng là

$$y(t) = y_c(t) - y_p(t) = y_c(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{q}(t) \quad (2.31)$$

trong đó  $y_c(t)$  là đầu ra búp chính,  $y_p(t)$  là đầu ra búp phụ. Vì  $\mathbf{B}$  có hạng  $L-1$ , các véc-tơ trọng số dự đoán theo [26] là

$$\hat{\mathbf{w}} = (\mathbf{B}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{V} \quad (2.32)$$

$$\text{với } \tilde{\mathbf{R}} = \Phi_0^H \mathbf{R} \Phi_0$$

### 2.2.3 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp (PIC)

Đây là một loại sơ đồ điển hình trong số các sơ đồ xử lý không gian búp sóng. Khác với các sơ đồ đã trình bày ở trên, các sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp không dùng ma trận  $\mathbf{B}$ . Nên các phần tử của búp chính cũng là các phần tử của búp phụ.

Do đó, theo [26] đầu ra của búp chính với giả thiết dùng sơ đồ tạo búp truyền thống là

$$y_c(t) = \mathbf{V}_I^H \mathbf{x}(t) \quad (2.33)$$

Đầu ra của búp nhiễu là

$$q(t) = \mathbf{U}_I^H \mathbf{x}(t) \quad (2.34)$$

Đầu ra tổng trở thành

$$y(t) = y_c(t) - wq(t) \quad (2.35)$$

Ở đây véc-tơ trọng số dự đoán là một giá trị vô hướng

$$w_{PIC} = \frac{\mathbf{V}_I^H \mathbf{R} \mathbf{U}_I}{\mathbf{U}_I^H \mathbf{R} \mathbf{U}_I} \quad (2.36)$$

### 2.2.3.1 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu truyền thống (CIB)

Nếu ta thay đổi để cho búp nhiễu dùng sơ đồ tạo búp truyền thống thì sơ đồ này gọi là loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu truyền thống. Véc-tơ trọng số các búp nhiễu theo [28] là

$$\mathbf{U}_{CIB} = \frac{\mathbf{a}_I}{L} \quad (2.37)$$

Lựa chọn này nhằm đảm bảo dàn anten có đáp ứng đơn vị theo hướng nhiễu. Véc-tơ trọng số dự đoán là

$$w_{CIB} = \frac{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R} \mathbf{a}_I}{\mathbf{a}_I^H \mathbf{R} \mathbf{a}_I} \quad (2.38)$$

### 2.2.3.2 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu trực giao (OIB)

Nếu ta thay đổi để cho búp nhiễu dùng trọng số như sau

$$\mathbf{U}_{OIB} = \mathbf{U}_o \quad (2.39)$$

trong đó  $\mathbf{U}_o$  là thỏa mãn điều kiện

$$\mathbf{U}_o^H \mathbf{a}_o = 0 \quad (2.40)$$

Vì  $\mathbf{U}_{OIB}$  trực giao với  $\mathbf{a}_o$  nên gọi là sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu trực giao. Ràng buộc này đảm bảo búp nhiễu có đáp ứng không theo hướng mục tiêu. Trọng số dự đoán trở thành

$$w_{OIB} = \frac{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R} \mathbf{U}_o}{L \mathbf{U}_o^H \mathbf{R} \mathbf{U}_o} \quad (2.41)$$

### 2.2.3.3 Sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu cải tiến (IIB)

Nếu ta thay đổi để cho búp nhiễu dùng trọng số như sau

$$\mathbf{U}_{IIB} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_l}{\mathbf{a}_l^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_l} \quad (2.42)$$

Có nghĩa là búp nhiễu có đáp ứng đơn vị theo hướng nhiễu và có đáp ứng suy giảm trong hướng mục tiêu. Nên ta gọi là sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với tạo búp nhiễu cải tiến. Véc-tơ trọng số dự đoán cho bởi

$$w_{IIB} = \frac{\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_l}{L} \quad (2.43)$$

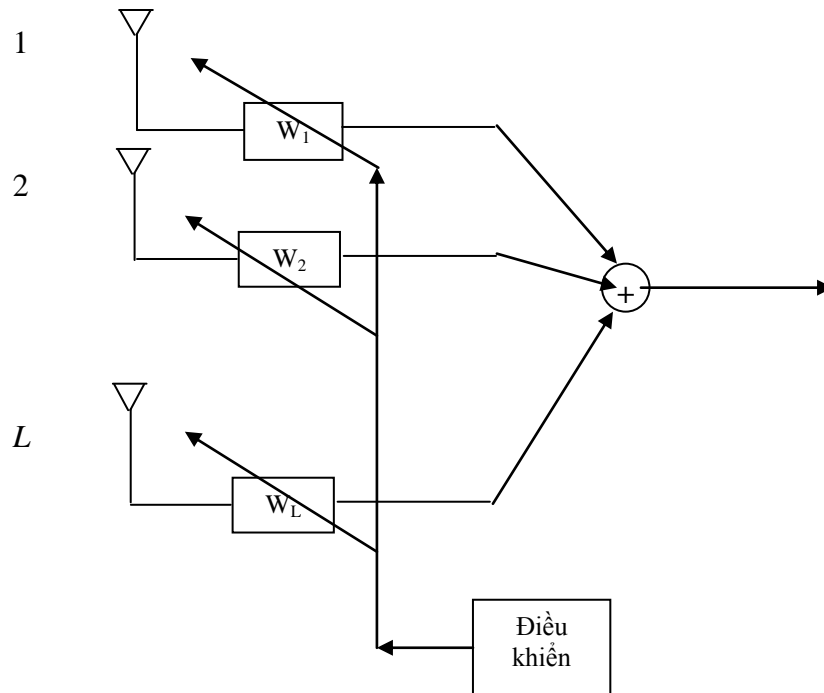
## 2.3 So sánh các sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng

Để so sánh chất lượng các sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp với các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng, ta xem xét hai tham số sau : đáp ứng công suất chuẩn hóa của búp nhiễu trong hướng nhiễu,  $\gamma_o$  và tham số vô hướng,  $\rho$  (là hàm của cấu trúc hình học của dàn anten và hướng sóng đến).

- Khi  $\rho = \gamma_o$ , chất lượng của các sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp tối ưu giống như chất lượng của các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng tối ưu.
- Khi  $\rho > \gamma_o$ , mức SNR của sơ đồ loại bỏ nhiễu sau tạo búp nhỏ hơn của các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng tối ưu.
- Khi  $\rho \approx 1$ , mức SNR của hai sơ đồ gần như nhau.

## 2.4 Anten thích nghi

Anten thích nghi được dùng để thu tín hiệu đến từ mục tiêu và nén tín hiệu đến từ các nguồn nhiễu. Cấu trúc cơ bản của một anten thích nghi theo [8] được mô tả như Hình 2.3



Hình 2.3. Anten thích nghi

Anten thích nghi bao gồm một anten với  $L$  cổng ( $L > 1$ ),  $L$  trọng số phức,  $w_1, \dots, w_L$ , một mạng lấy tổng các tín hiệu và một bộ điều khiển các trọng số. Nói chung, một trọng số phức làm suy giảm biên độ và thay đổi pha của tín hiệu truyền qua nó và thường được giả thiết là một hàm truyền độc lập với tần số.

Các ưu điểm của một anten thích nghi là:

- Búp chính của nó có thể thay đổi theo kênh truyền để tối đa hóa mức SNR cũng như để tối thiểu hóa nhiễu và tạp âm.

- Việc tạo búp thích nghi bằng cách dùng các thuật toán thích nghi trên cơ sở hiệu chỉnh trọng số với một hàm mục tiêu ràng buộc cho trước, thí dụ thuật toán LMS là quen thuộc, đơn giản.

### 2.4.1 Bộ lọc thích nghi bằng hợp

Như trong [48], bài toán xử lý thích nghi hay lọc thích nghi là tìm tập trọng số để tối thiểu hóa một hàm mục tiêu.

Theo quan điểm của xử lý thích nghi, chúng ta xem xét các tham số như là số bộ trễ trong bộ lọc, hệ số hội tụ. Hiên nhiên là số bộ trễ,  $J$ , quyết định chiều dài của bộ lọc. Hệ số hội tụ,  $\mu$ , cho biết tốc độ hội tụ của bộ lọc từ các giá trị khởi đầu của các trọng số đến các giá trị tối ưu sau một số bước lặp.

*Các giả thiết bài toán:*

- $d(n)$  là đáp ứng mong muốn có phân bố Gauss với mọi  $n$  và độc lập thống kê, tức là  $E[d(m)d^*(n)] = 0, m \neq n$ .
- $\mathbf{x}(n)$  là véc-tơ dữ liệu đầu vào, có phân bố Gauss với mọi  $n$  và độc lập thống kê, tức là  $E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(k)] = 0, n \neq k$ .
- Dữ liệu đầu vào và đáp ứng mong muốn có phân bố độc lập thống kê, tức là
- $E[\mathbf{x}(n)d^*(n)] = 0$ .
- $\mathbf{w}(n)$  là véc-tơ trọng số.
- $e(n)$  là sai số dự đoán.

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.44)$$

$$\mathbf{w}^T(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_L(n)] \quad (2.45)$$

$$\mathbf{x}^T(n) = [x(n), \dots, x(n - J + 1)] \quad (2.46)$$

Hàm mục tiêu biểu diễn là

$$J(n) = E [|e(n)|^2] = E [(d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n)) (d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n))] \quad (2.47)$$

$$J(n) = \delta_d^2 - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{p}(n) - \mathbf{p}(n)^H\mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^H(n)\mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n) \quad (2.48)$$

trong đó

$$\delta_d^2 = E [d(n)d^*(n)] \quad (2.49)$$

$$\mathbf{p}(n) = E [\mathbf{x}(n)d^*(n)] \quad (2.50)$$

$$\mathbf{R}(n) = E [\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)]. \quad (2.51)$$

### 2.4.2 Thuật toán chọn đường theo hướng dốc nhất

Đây là một thuật toán xử lý thích nghi điển hình với các bước xử lý như sau:

**Bước 1:** Chọn một giá trị ban đầu của véc-tơ trọng số  $\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(0)$  ngẫu nhiên.

**Bước 2:** Tính đạo hàm theo hướng để tối thiểu hóa hàm mục tiêu.

$$\nabla J(n) = dJ(n)/d\mathbf{w}(n) = 0 \quad (2.52)$$

**Bước 3:** Lập các giá trị trọng số

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 0.5\mu [-\nabla J(n)] \quad (2.53)$$

Điều kiện cần và đủ để thuật toán hội tụ là

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.54)$$

trong đó  $\lambda_{\max}$  là giá trị riêng lớn nhất của  $\mathbf{R}(n)$ .

Đường học tập (learning curve) cho bởi hàm mục tiêu,  $J(n)$ , như là một hàm số theo số lần lặp,  $n$ .

### 2.4.3 Thuật toán trung bình bình phương tối thiểu

Theo thuật toán này, véc-tơ trọng số cho bởi

$$\mathbf{w}^T(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_L(n)] \quad (2.55)$$

Véc-tơ của các mẫu dữ liệu đầu vào có thể biểu diễn là

$$\mathbf{x}^T(n) = [\mathbf{x}(n), \dots, \mathbf{x}(n - J + 1)] \quad (2.56)$$

Véc-tơ sai số là

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.57)$$

trong đó  $d(n)$  là đáp ứng mong muốn bao gồm các hướng tới và các thông tin về đồng bộ. Bỏ qua kỳ vọng trong (2.50) và (2.51) chúng ta có

$$\mathbf{p}(n) = \mathbf{x}(n)d^*(n) \quad (2.58)$$

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (2.59)$$

Để tối thiểu hóa hàm mục tiêu, thay vì lấy đạo hàm theo hướng như trong thuật toán chọn đường theo hướng dốc nhất ta tính toán trực tiếp như sau

$$\nabla J(n) = -2\mathbf{p}(n) + 2\mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n) \quad (2.60)$$

$$\nabla J(n) = -2\mathbf{x}(n)d^*(n) + 2\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n) \quad (2.61)$$

Quá trình lặp tiếp theo có thể thực hiện như sau

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n)] \quad (2.62)$$

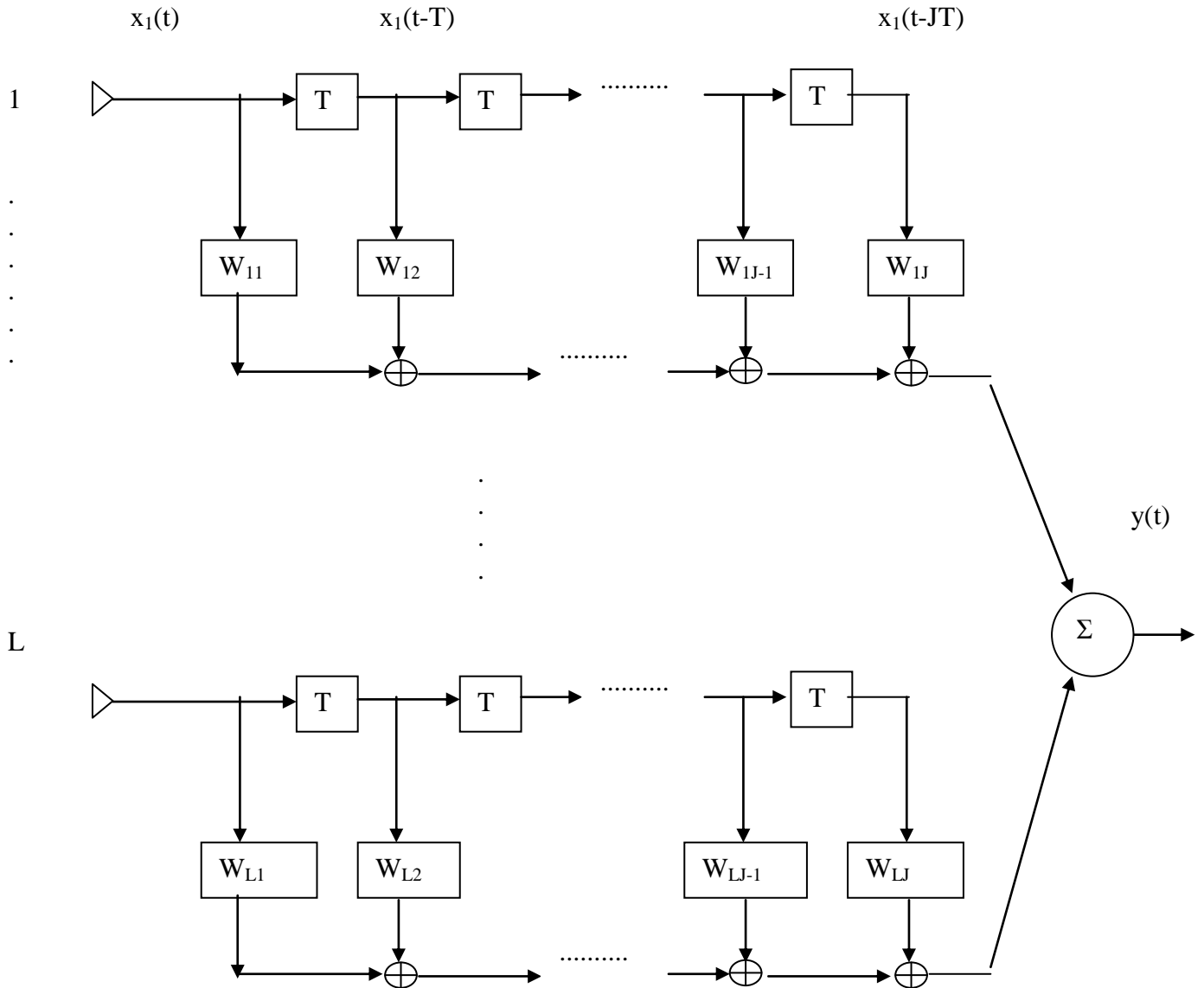
Véc-tơ trọng số có thể được viết dưới dạng đơn giản hơn là

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e^*(n) \quad (2.63)$$

Sau một vài vòng lặp, ta sẽ đạt được véc-tơ trọng số tối ưu. Kết quả là, búp sóng chính sẽ hướng đến mục tiêu và các hướng không sẽ đặt vào nhiễu.

Do các hệ thông tin di động mới cần hỗ trợ băng rộng nên ở phần tiếp theo chúng tôi sẽ giới thiệu về bộ lọc thích nghi băng rộng.

### 2.4.4 Bộ lọc thích nghi băng rộng



Hình 2.4 Sơ đồ bộ lọc thích nghi băng rộng theo kiểu đường dẫn chậm phân đoạn.

Một bộ lọc thích nghi băng rộng điển hình mô tả như ở Hình 2.4.



Trong đó, các véc-tơ trọng số của bộ lọc thích nghi băng rộng là [22]

$$\begin{aligned}\mathbf{W}^T &= [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_L^T] \\ \mathbf{w}_1 &= [\mathbf{w}_{11}, \mathbf{w}_{12}, \dots, \mathbf{w}_{1J}] \\ \mathbf{w}_2 &= [\mathbf{w}_{21}, \mathbf{w}_{22}, \dots, \mathbf{w}_{2J}] \\ &\vdots \\ \mathbf{w}_L &= [\mathbf{w}_{L1}, \mathbf{w}_{L2}, \dots, \mathbf{w}_{LJ}]\end{aligned}\quad (2.64)$$

Tập dữ liệu đầu vào là

$$\mathbf{X}^T(t) = [\mathbf{x}^T(t), \mathbf{x}^T(t-T), \dots, \mathbf{x}^T(t-(J-1)T)]$$

(2.65) Từ đó tín hiệu đầu ra của bộ lọc thích nghi băng rộng trở thành

$$\begin{aligned}y(t) &= \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^J x_l(t - (k-1)T) w_{lk} \\ y(t) &= \mathbf{W}^T \mathbf{X}(t)\end{aligned}\quad (2.66)$$

## 2.5 Dàn anten đề nghị

Giả thiết trạm gốc có cấu trúc tam giác đều. Trên mỗi cạnh của trạm gốc đặt một dàn anten mảng pha băng rộng  $L$  phần tử (từ 4 đến 8), cách đều nhau nửa bước sóng. Yêu cầu đối với dàn anten này là phải tạo ra một búp sóng chính có độ rộng cỡ  $30^\circ$  và hoạt động ở chế độ song công. Khi đó nếu người dùng nằm trong búp chính này thì dàn anten sẽ cho đáp ứng đơn vị hay là  $\mathbf{a}_i^* \mathbf{a}_i = 1$ .

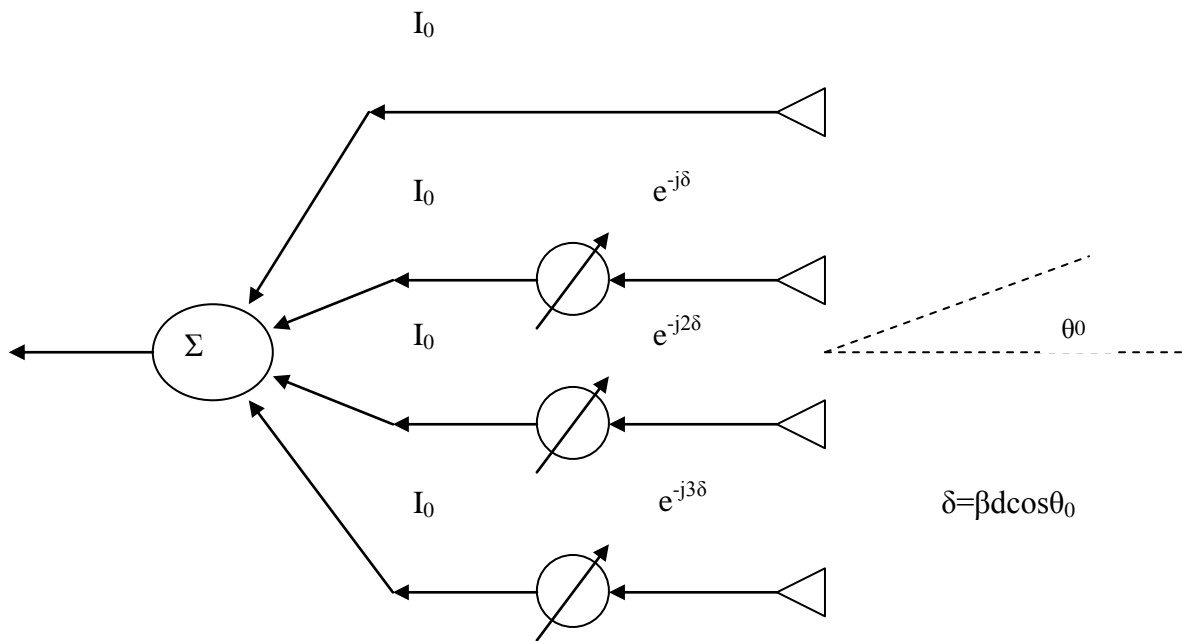
Cấu trúc dàn anten mảng pha băng rộng ký hiệu là  $T_{X2}$  ở trên Hình 4.2). Có thể nói rằng tại mỗi thời điểm, dàn anten luôn hình thành một búp sóng chính hướng đến người dùng. Giả sử người dùng ở hướng tới  $\theta_o$ , thì dàn anten sẽ tạo ra búp sóng chính theo hướng  $\theta_o$ .

Điều này có thể thực hiện được với cách làm như sau: *Xây dựng một dàn anten tuyến tính, cách đều, tiếp biên độ giống nhau, tiếp pha tăng đều.*

Ta giả thiết bỏ qua các hiện tượng bất thường như khoảng cách giữa hai phần tử anten là lớn hơn hoặc nhỏ hơn  $\lambda_o/2$ , biên độ dòng kích thích cho các

phần tử anten khác nhau, có nhiều hơn một búp chính trong vùng nhìn thấy được (grating lobe) và số phần tử anten quá nhiều hay dài quá dài.

Việc thực hiện điều khiển búp sóng rất đơn giản, ta chỉ cần điều chỉnh các bộ di pha, tạo ra hiện tượng cộng đồng pha theo hướng  $\theta_0$ , lập tức búp chính sẽ đạt được ở hướng đó.



Hình 2.5. Dàn anten mảng pha điều khiển búp sóng

Theo lý thuyết anten [13], [41], hệ số dàn AF (array factor) là:

$$AF = I_1 e^{j\alpha_1} e^{j\beta d \cos \theta} + \dots + I_L e^{j\alpha_L} e^{j\beta d \cos \theta} \quad (2.67)$$

trong đó  $I_i$  là biên độ;  $\alpha_i$  là pha của dòng kích thích tại phần tử anten thứ  $i$ ,  $\beta$  là hằng số truyền sóng;  $d$  là khoảng cách giữa hai phần tử anten.

Vì tiếp pha cho tăng đều cho các phần tử anten nên ta có

$$I_i = I_0 e^{-ji\delta} = I_0 e^{-ji\beta d \cos \theta_0} \quad (2.68)$$

suy ra 
$$AF = I_o \sum_{i=0}^{L-1} e^{j\beta d (\cos\theta - \cos\theta_o)} \quad (2.69)$$

Từ đó ta thấy rằng AF đạt cực đại tại  $\cos\theta = \cos\theta_o$ , hay  $\theta = \theta_o$ .

## 2.6 Phương pháp quay búp thích nghi

Quay búp thích nghi là một phương pháp quay búp sóng anten trong không gian thích nghi với môi trường kênh. Thật vậy, nếu một hệ anten thông minh có khả năng quay búp thích nghi tức là búp sóng chính của hệ anten này có khả năng quay bám theo mục tiêu di chuyển (phân biệt với các phương pháp tổ hợp búp thích nghi như trong các thuật toán LMS) trong phạm vi một séc-tơ mà nó phục vụ.

Để thực hiện việc quay búp thích nghi, chúng tôi sử dụng một dàn anten mảng pha băng rộng và điều khiển pha của dàn anten này. Theo [39] để búp sóng chính anten hướng theo hướng  $\theta_o$  thì ta chỉ cần tiếp pha tăng đều cho các phần tử anten liên tiếp sao cho chúng khác pha nhau một lượng  $\varphi = -\beta d \cos\theta_o$  (trong đó  $\beta$  là hằng số truyền sóng,  $d = \lambda_o/2$  là khoảng cách giữa hai phần tử anten liên tiếp,  $\lambda_o$  là bước sóng ở tần số trung tâm).

Điểm khác biệt cơ bản giữa quay búp thích nghi và quay búp tuần tự đó là búp sóng anten lúc này có khả năng bám theo mục tiêu di chuyển ngẫu nhiên.

Véc-tơ trọng số của dàn anten quay búp thích nghi là

$$\mathbf{w} = \frac{1}{L} \mathbf{a}(\theta_o)$$

trong đó  $L$  là số phần tử của dàn anten,  $\mathbf{a}(\theta_o)$  là véc-tơ hướng mục tiêu được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{a}(\theta_o) = [1, \exp(-j\beta d \cos\theta_o), \exp(-j2\beta d \cos\theta_o), \dots, \exp(-j(L-1)\beta d \cos\theta_o)]^T$$

Lúc này thông tin về hướng đến của mục tiêu (véc-tơ hướng  $\mathbf{a}(\theta_o)$ ) có được từ hệ thống tìm phương (hệ này sẽ trình bày kỹ ở Chương 3). Khi mục tiêu thay

đổi, véc-tơ hướng sẽ thay đổi và véc-tơ trọng số sẽ cập nhật theo. Mục tiêu trong bài toán của luận án là vị trí có mật độ người dùng cao nhất trong một séc-tơ.

Lý do chúng tôi lựa chọn thuật toán quay búp sóng thích nghi vì khâu xử lý tín hiệu của nó đơn giản hơn so với các thuật toán thích nghi khác như LMS hay các sơ đồ xử lý phân tử hay không gian búp sóng tối ưu (trọng số của các thuật toán LMS hay xử lý búp sóng tối ưu phức tạp, phụ thuộc vào nhiều tham số như giá trị trọng số ở thời điểm trước, véc-tơ sai số hay ma trận kênh.,vv).

Đặc biệt, tuy xử lý tín hiệu đơn giản nhưng búp sóng của dàn anten mảng pha có khả năng thích nghi với kênh truyền, khắc phục được các nhược điểm tối ưu cứng của các sơ đồ xử lý phân tử hay không gian búp sóng đã trình bày ở trên.

## **2.7 Kết luận**

Mặc dù có nhiều ưu điểm về khả năng chống nhiễu nhưng các sơ đồ xử lý phân tử búp sóng hay những sơ đồ xử lý không gian búp sóng vẫn chưa có khả năng điều khiển thích nghi với sự thay đổi của môi trường kênh.

Luận án dùng anten mảng pha đã đơn giản hơn một bước so với anten thích nghi thông thường (chỉ cần điều khiển pha thay vì phải điều khiển cả pha và biên độ). Đồng thời thuật toán quay búp thích nghi được chúng tôi lựa chọn để điều khiển búp sóng trong hệ anten thông minh vì khả năng điều khiển của nó đơn giản hơn thuật toán LMS hay các thuật toán tạo búp sóng tối ưu khác. Đây chính là điểm mới của luận án, đã được công bố trong các công trình [4,6].

Một điểm đặc biệt là qua chương này chúng ta thấy rõ vai trò của véc-tơ hướng rất quan trọng trong các kỹ thuật tạo và điều khiển búp sóng anten. Đồng thời độ chính xác của thuật toán quay búp thích nghi cũng phụ thuộc rất

nhiều vào véc-tơ hướng  $\mathbf{a}(\theta)$ . Các vấn đề phát hiện hướng sóng đến (véc-tơ hướng) sẽ được trình bày ở Chương 3.

## CHƯƠNG 3

### XÁC ĐỊNH HƯỚNG SÓNG ĐẾN DÙNG DÀN ANTEN KHÔNG TÂM PHA

Trong chương này, trước hết sẽ trình bày các thuật toán tìm hướng như MLE, MUSIC và ESPRIT. Với thuật toán MLE, bài toán tìm hướng được giải theo quan điểm xác suất thống kê thuần túy. Với thuật toán MUSIC, bài toán tìm hướng được giải trên quan điểm các không gian phụ và trình bày chi tiết với các công thức đánh giá độ chính xác của hướng đến dự đoán. Với thuật toán ESPRIT, bài toán sử dụng cấu trúc hai dàn anten phụ để tính hướng sóng đến *một cách trực tiếp*. Tiếp theo, giới thiệu các khái niệm về anten không tâm pha. Sau đó phân tích dàn anten không tâm pha với đặc tính pha phi tuyến. Trọng tâm của chương đề cập khả năng sử dụng dàn anten không tâm pha kết hợp với thuật toán MUSIC để tìm hướng sóng đến. Cuối chương là một số mô phỏng đánh giá chất lượng của dàn anten không tâm pha dùng thuật toán MUSIC.

#### 3.1 Phương pháp MLE

Phương pháp này do Ilan Ziskind và Mati Wax đề xuất trong [19]. Chúng ta giả thiết dùng một dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều nhau nửa bước sóng. Tín hiệu đầu ra của dàn anten là:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.1)$$

trong đó  $\mathbf{x}(t)$  là véc-tơ tín hiệu đến có kích thước  $D \times 1$ , có dạng

$$\mathbf{x}(t) = [x_0(t), x_1(t) \dots, x_{D-1}(t)] \quad (3.2)$$

$\mathbf{A}(\theta)$  gọi là ma trận dàn với các cột là các véc-tơ hướng ;  $\mathbf{n}(t)$  véc-tơ tạp âm, các mẫu của nó là độc lập thống kê với nhau và tuân theo phân bố Gauss, có trung bình bằng không và phương sai  $\sigma^2$ .

Các giả thiết khi giải quyết bài toán tìm hướng theo [19] là:

- Số nguồn tín hiệu đến là biết trước và nhỏ hơn số phần tử của dàn anten  $D < L$ .
- Tất cả  $D$  véc-tơ hướng là độc lập tuyến tính.
- Ôn  $\mathbf{n}(t)$  là một quá trình ngẫu nhiên, Ergodic, Gauss, trung bình bằng không và phương sai  $\sigma^2$ ; các mẫu tạp âm  $\mathbf{n}(t_i)$  là độc lập thống kê.

Bài toán sẽ là ước lượng  $\theta_1, \dots, \theta_D$  từ  $K$  mẫu (snapshots) dữ liệu của dàn anten. Các mẫu dữ liệu của dàn anten có thể biểu diễn là

$$\mathbf{y}(t_1), \dots, \mathbf{y}(t_k) \quad (3.3)$$

Suy ra hàm mật độ xác suất cùng lúc của các mẫu dữ liệu theo [19] là

$$f(\mathbf{y}) = \prod_{i=1}^K \frac{1}{\pi \det[\sigma^2 \mathbf{I}]} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} |\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{A}(\theta) \mathbf{x}(t_i)|^2\right) \quad (3.4)$$

Suy ra hàm Log likelihood, bỏ qua các thành phần hằng số cho bởi

$$l_{\log} = -KL \log \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^K |\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{A}(\theta) \mathbf{x}(t_i)|^2 \quad (3.5)$$

Chúng ta muốn tối đa hóa  $l_{\log}$  theo các biến chưa biết. Nếu chúng ta xét theo  $\sigma^2$  trước thì

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{KL} \sum_{i=1}^K |\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{A}(\theta) \mathbf{x}(t_i)|^2 \quad (3.6)$$

Nếu đưa  $\sigma^2$  vào hàm Log likelihood thì bài toán tối đa hóa  $l_{\log}$  trở thành

$$\max_{\theta, x} \left\{ -KL \log \left\{ \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{KL} \sum_{i=1}^K |\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{A}(\theta) \mathbf{x}(t_i)|^2 \right\} \right\} \quad (3.7)$$

Bài toán này tương đương với việc tối thiểu hoá sau

$$\min_{\theta, x} \left\{ \sum_{i=1}^K |\mathbf{y}(t_i) - \mathbf{A}(\theta) \mathbf{x}(t_i)|^2 \right\} \quad (3.8)$$

Việc tối thiểu hoá theo  $s$  trước, sau đó theo  $\theta$  sẽ dẫn đến

$$l_{\log}(\theta) = \sum_{i=1}^K \left| P_{A(\theta)} \mathbf{y}(t_i) \right|^2 \quad (3.9)$$

với

$$P_{A(\theta)} = \mathbf{A}(\theta)(\mathbf{A}^H(\theta)\mathbf{A}(\theta))^{-1}\mathbf{A}^H(\theta) \quad (3.10)$$

Véc-tơ tạp âm trong  $\mathbf{y}(t)$  sẽ làm cho nó lệch ra khỏi vị trí trong không gian tín hiệu và dự đoán MLE phải tìm kiếm trong ma trận dàn véc-tơ hướng gần giống nhất với  $\mathbf{y}(t)$ .

Bài toán tối đa hoá hàm Log likelihood là một bài toán tối ưu phi tuyến. Trong trường hợp không thể có một nghiệm dạng công thức, thì cần thiết sử dụng các sơ đồ lặp (iterative) như (theo [48]): Gradient descent, Newton–Raphson, vv

Khi số nguồn tín hiệu đến là nhỏ hơn số phần tử của dàn anten và các nguồn này không tương quan, phương pháp MLE vượt trội các phương pháp khác [19].

### 3.2 Phương pháp MUSIC

Phương pháp này do R. O. Schmidt giới thiệu trong [40], [31]. Giả thiết ta vẫn dùng mô hình tín hiệu như ở công thức (3.1). Ma trận tự tương quan tín hiệu đến là

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{xx}^H] \quad (3.11)$$

Suy ra ma trận tự tương quan tín hiệu đầu ra của dàn anten là

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.12)$$

Chéo hoá ma trận  $\mathbf{R}_{yy}$ , ta được các trị riêng  $\lambda_i$

$$\Lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\} \quad (3.13)$$

Các giá trị riêng này thoả mãn phương trình

$$|\mathbf{R}_{yy} - \lambda_i\mathbf{I}| = 0 \quad (3.14)$$

Đưa (3.12) vào (3.14) ta dễ nhận thấy các giá trị riêng của  $\mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H$  là



$$v = \{v_i | v_i = \lambda_i - \sigma^2\} \quad i = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (3.15)$$

Như trong tài liệu [40],  $D$  là số sóng đến. Bởi vì  $D$  nhỏ hơn  $L$ ,  $\mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H$  là xác định dương với hạng  $D$ . Do đó,  $L - D$  giá trị riêng của  $\mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H$  bằng không hay  $L - D$  giá trị riêng của  $\mathbf{R}_{xx}$  bằng  $\sigma^2$ . Các véc-tơ riêng tương ứng với các giá trị riêng này là nghiệm của phương trình

$$(\mathbf{R}_{yy} - \lambda_i \mathbf{I})\mathbf{q}_i = \mathbf{0} \quad \text{với } i = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (3.16)$$

Giả thiết các trị riêng sắp xếp như sau

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L \quad (3.17)$$

thì ta có những giá trị riêng nhỏ nhất tương ứng là,  $\lambda_D, \dots, \lambda_L$ . Các véc-tơ riêng ứng với các trị riêng này là

$$\mathbf{V}_n = \{\mathbf{q}_i, i = D, \dots, L - 1\} \quad (3.18)$$

Một điểm quan trọng, không gian phụ nhiều sẽ trực giao với không gian phụ tín hiệu, hay là các véc-tơ riêng thuộc  $\mathbf{V}_n$  sẽ trực giao với các véc-tơ hướng

$$\mathbf{A}^H \mathbf{q}_i = 0 \quad i = D \dots L - 1 \quad (3.19)$$

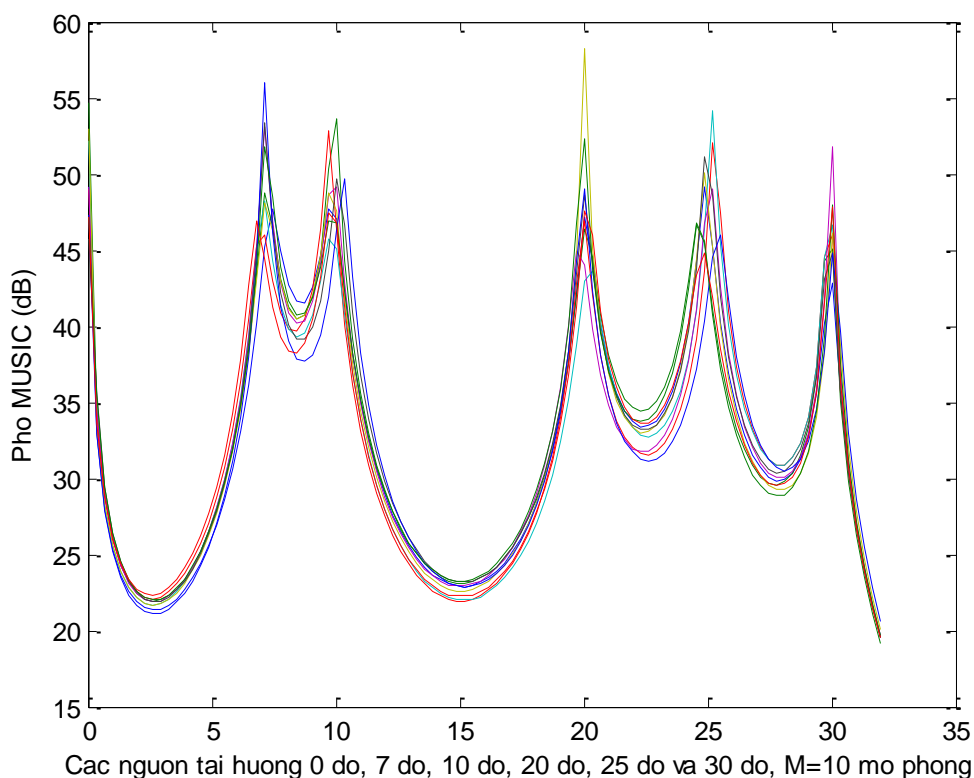
Từ đó suy ra, hướng của sóng đến,  $\theta$ , sẽ là đỉnh của hàm phổ MUSIC như sau

$$P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (3.20)$$

### 3.3 Một số mô phỏng để minh họa hoạt động và đánh giá chất lượng của phương pháp MUSIC dùng dàn anten tuyến tính $L$ phần tử.

Cho một dàn anten tuyến tính có  $L=8$  phần tử, đặt cách đều nhau một khoảng cách  $d$  dọc theo trục  $z$ . Do vậy hướng  $\theta=0^\circ$  hoặc  $\theta=180^\circ$  là hướng dọc trục và  $\theta=90^\circ$  là hướng vuông góc với trục. Giả thiết có 6 nguồn không tương quan ở các hướng  $\theta=0^\circ, 7^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 25^\circ$  và  $30^\circ$  với SNR bằng nhau và bằng

20dB. Số snapshot được sử dụng là  $K=100$ . Dùng 10 mô phỏng Monte-Carlo cho mỗi phổ MUSIC. Chúng tôi được phổ MUSIC như Hình 3.1.



Hình 3.1. Phổ MUSIC với 6 nguồn tại các hướng  $0^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $25^\circ$  và  $30^\circ$ .

Nói chung, trung bình và phương sai của dự đoán hướng sóng đến dùng thuật toán MUSIC là các biến ngẫu nhiên. Do vậy chúng ta phải xác định chúng với giả thiết là biết trước phân bố của chúng. Vấn đề này đã được Stoica và Nehorai giải năm 1989 [35].

Các giả thiết về bài toán như sau: Các giá trị riêng dự đoán có phân bố Gauss và độc lập thống kê, các sai số dự đoán của các vector riêng là liên hiệp Gauss. Thống kê của chiều các véc-tơ riêng nhiều lên không gian tín hiệu cũng là liên hiệp Gauss. Tồn tại đạo hàm của phổ MUSIC theo hướng đến.

Với các giả thiết trên, chúng ta có được các kết quả sau:

- Nếu có một nguồn:

Phương sai của MUSIC sẽ bằng phương sai của tiệm cận chặn dưới Cramer Rao.

$$\text{var}_{MU} = \text{var}_{ACCR} \quad (3.21)$$

Chặn dưới Cramer Rao là chặn dưới nhỏ nhất theo quan điểm thống kê toán học.

- *Nếu có D nguồn không tương quan:*

Tỷ số của phương sai MUSIC và phương sai của tiệm cận chặn dưới Cramer Rao là

$$\frac{\text{var}_{MU}}{\text{var}_{ACCR}} = 1 + ASNR^{-1} \quad (3.22)$$

trong đó ASNR là tỷ số tín trên tạp của dàn anten.

- *Nếu có D nguồn tương quan:*

Phương sai của MUSIC sẽ không tiệm cận đến phương sai của chặn dưới Cramer Rao. Sai số dự đoán hướng đến MUSIC là :

$$\theta_{ei} = \hat{\theta}_i - \theta_i \quad (3.23)$$

Phương sai của phổ MUSIC theo [35] là:

$$E\{\theta_{ei}^2\} = \frac{\sigma^2}{2K} \frac{\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{q}_p \mathbf{a}(\theta_i)}{\mathbf{h}(\theta_i)} \quad (3.24)$$

trong đó K là số lượng snapshot và

$$\mathbf{q}_p = \mathbf{q}_s \mathbf{\Lambda}_f^{-2} \mathbf{\Lambda} \mathbf{q}_s^H \quad (3.25)$$

$$\mathbf{\Lambda}_f = \text{diag}[\lambda_1 - \sigma_w^2, \dots, \lambda_D - \sigma_w^2] \quad (3.26)$$

$$\mathbf{\Lambda}_f = \mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2 \mathbf{I} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{q}_s = [q_1, q_2, \dots, q_D] \text{ (không gian tín hiệu)} \quad (3.28)$$

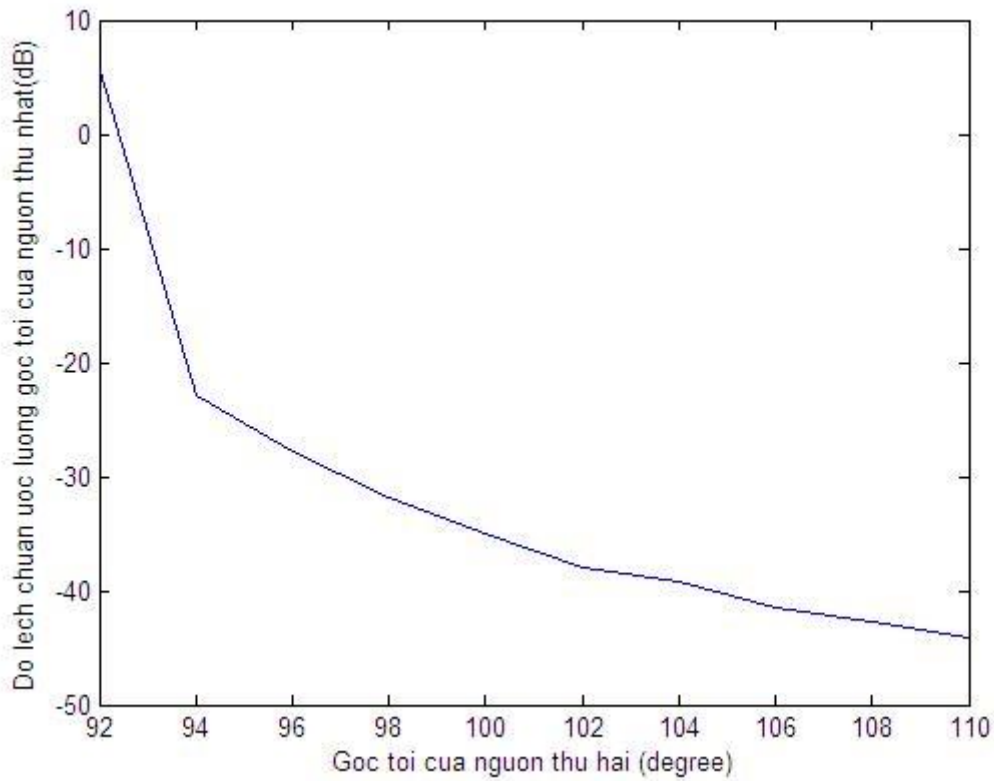
$$\mathbf{q}_N = [q_{D+1}, \dots, q_L] \text{ (không gian nhiễu)} \quad (3.29)$$

$$h(\theta) = \mathbf{d}^H(\theta) \mathbf{q}_N \mathbf{q}_N^H \mathbf{d}(\theta) \quad (3.30)$$

$$\mathbf{d}(\theta) = \frac{d\mathbf{a}(\theta)}{d\theta} \text{ (đạo hàm của vector hướng)}. \quad (3.31)$$

**Mô phỏng 1:** Đánh giá độ chính xác của ước lượng hướng sóng đến

Hai nguồn độc lập,  $\theta_2$  thay đổi từ  $92^\circ$  đến  $110^\circ$  theo bước góc là  $2^\circ$ ,  $\theta_1=90^\circ$  và  $\text{SNR}_1=\text{SNR}_2=3\text{dB}$ . Số phần tử của dàn anten,  $L=8$ ; số snapshot,  $K=100$ . Chúng tôi có độ lệch chuẩn của hướng đến của nguồn thứ nhất với sự thay đổi của nguồn thứ hai cho bởi Hình 3.2.

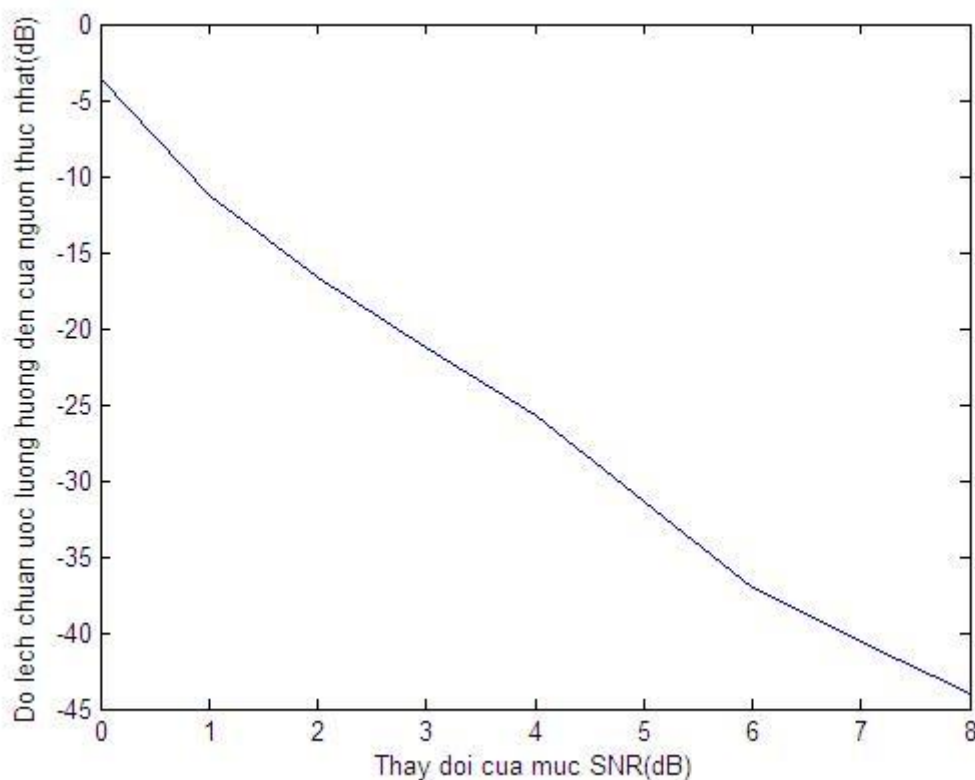


Hình 3.2. Độ lệch chuẩn hướng đến của nguồn thứ nhất theo sự thay đổi hướng đến của nguồn thứ hai.

**Mô phỏng 2:** Đánh giá độ chính xác của ước lượng hướng sóng đến

Hai nguồn không tương quan,  $\theta_1=90^\circ$ ,  $\theta_2=100^\circ$ . Số phần tử của dàn anten  $L=8$ ,  $K=100$ .  $\text{SNR}_1=\text{SNR}_2$  và thay đổi từ  $0\text{dB}$  đến  $8\text{dB}$ , với bước thay

đôi là 1dB. Chúng tôi có độ lệch chuẩn của hướng đến của nguồn thứ nhất theo sự biến đổi của mức SNR cho bởi Hình 3.3.



Hình 3.3. Độ lệch chuẩn hướng đến của nguồn thứ nhất theo sự biến đổi của mức SNR.

Từ kết quả mô phỏng ở Hình 3.2 và Hình 3.3 có thể thấy rằng khi các nguồn càng xa nhau hay mức SNR tăng thì độ lệch chuẩn ước lượng hướng đến của nguồn thứ nhất càng giảm. Điều này có nghĩa là độ chính xác của dự đoán phổ MUSIC càng cao.

### 3.4 Phương pháp ESPRIT

Phương pháp này do Richard Roy và Thomas Kailath trình bày trong [43]. Thuật toán này về cơ bản duy trì đặc điểm về tính bất kỳ của các phần tử của dàn anten, nhưng làm giảm đi việc tính toán một cách đáng kể.

Cấu trúc dàn sẽ sắp xếp thành các cặp anten gồm hai anten giống nhau (doublet). Chúng ta có thể chọn lựa đặc tính hướng, độ khuếch đại, pha và

phân cực của mỗi anten trong các cặp. Anten thứ hai trong cùng một cặp có thể nhận được từ anten thứ nhất bởi một phép tịnh tiến theo một véc-tơ  $\Delta$  gọi là véc-tơ dịch chuyển (displacement vector).

Về mặt toán học, dàn anten theo cấu trúc ESPRIT sẽ gồm hai dàn phụ ( $Z_x$  và  $Z_y$ ). Dàn phụ thứ hai  $Z_y$  sẽ thu được từ dàn phụ thứ nhất  $Z_x$  theo một phép tịnh tiến véc-tơ  $\Delta$ . Tín hiệu đầu ra của hai dàn phụ là

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}_1(t) \\ \mathbf{y}_2(t) &= \mathbf{A}\mathbf{\Phi}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}_2(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

trong đó  $\mathbf{x}(t)$  là véc-tơ tín hiệu đến quan sát tại dàn phụ  $Z_x$ ;  $\mathbf{\Phi}$  là ma trận chéo có kích thước  $D \times D$ , có các phần tử là trễ pha giữa các anten trong các cặp anten đối với  $D$  sóng mang và được biểu diễn như sau

$$\mathbf{\Phi} = \text{diag}\{\exp(j\gamma_1), \dots, \exp(j\gamma_D)\} \quad (3.33)$$

trong đó  $\gamma_k = \omega_o \Delta \sin \theta_k / c$ ,  $\omega_o$  là tần số góc của sóng mang,  $c$  là vận tốc ánh sáng;  $\mathbf{n}_1(t)$  và  $\mathbf{n}_2(t)$  là véc-tơ tạp âm trên hai dàn phụ.

Gọi  $U_x$  và  $U_y$  là 2 ma trận có kích thước  $L \times D$  với các cột là  $D$  véc-tơ tương ứng với các giá trị riêng lớn nhất của hai ma trận tương quan dàn  $R_{y_1 y_1}$  và  $R_{y_2 y_2}$ . Do đó hai ma trận  $U_x$  và  $U_y$  liên hệ với nhau theo một ma trận chuyển đổi  $\psi$

$$U_x = \psi U_y \quad (3.34)$$

Đồng thời hai ma trận này liên hệ với ma trận dàn  $A$  và  $A\mathbf{\Phi}$  theo một ma trận chuyển  $T$ .

$$\begin{aligned} U_x &= AT \\ U_y &= A\mathbf{\Phi}T \end{aligned} \quad (3.35)$$

Đưa  $U_x$  vào  $U_y$ , xét đến  $A$  có hạng đầy đủ

$$T\psi T^{-1} = \Phi \quad (3.36)$$

Theo đó, các giá trị riêng của  $\psi$  bằng với các thành phần chéo của  $\Phi$ , và các cột của  $T$  là các véc-tơ riêng của  $\Phi$ . Đây là các mối quan hệ chính trong thuật toán ESPRIT.

Ta cần dự đoán  $\psi$  từ các phép đo  $\mathbf{y}_1(t)$  và  $\mathbf{y}_2(t)$ . Một sự phân hoạch  $\psi$  sẽ đưa ra các giá trị riêng của nó, cho chúng bằng các thành phần chéo của  $\Phi$  đưa đến các giá trị hướng dự đoán,  $\theta_m$  như sau

$$\theta_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{\text{Arg}(\lambda_m)}{2\pi\Delta} \right\}, \quad m = 1, \dots, D \quad (3.37)$$

### 3.5 Anten không tâm pha

Loại anten này do Phan Anh đề xuất trong [37].

#### 3.5.1 Các khái niệm

Theo [39] đặc tính hướng của một anten được xem như là một biến đổi Fourier của phân bố theo chiều dài. Để đơn giản, chúng ta xem xét trường hợp hệ thống một chiều trong đó phân bố theo chiều dài chỉ phụ thuộc vào một biến số của tọa độ Đề Các. Vì các kết quả đạt được đối với hệ thống một chiều có thể mở rộng cho hệ thống hai chiều nên tính tổng quát của vấn đề không mất đi.

Nếu ta bỏ qua đặc tính riêng của các phần tử bức xạ, chúng ta có

$$g(\theta) = \int_{-l}^l f(u) e^{ju\theta} du \quad (3.38)$$

trong đó  $g(\theta)$  là đặc tính hướng;  $\theta = \sin \alpha$  với  $\alpha$  là góc giữa pháp tuyến của trục anten và hướng quan sát ;  $f(u)$  là phân bố dài ;  $u = \frac{2\pi}{\lambda} x$  với  $x$  là tọa độ của

các phần tử bức xạ dọc trục của anten (gốc tọa độ được chọn tại trung điểm của anten) ;  $l = \frac{\pi L_a}{\lambda}$ ,  $L_a$  là chiều dài của anten.

Phương trình (3.38) có thể dùng để giải thích đặc tính loại anten này. Phương trình này đưa ra cơ sở để nghiên cứu mối quan hệ giữa phân bố dài và đặc tính hướng của anten.

Nói chung,  $g(\theta)$  là một hàm phức.

$$g(\theta) = g_r(\theta) + jg_i(\theta) = G(\theta)e^{j\Phi(\theta)} \quad (3.39)$$

trong đó  $g_r(\theta)$  và  $g_i(\theta)$  là phần thực và ảo của đặc tính hướng anten,  $G(\theta)$  là đặc tính biên độ,  $\Phi(\theta)$  là đặc tính pha. Đồng thời, hàm  $f(u)$  cũng là phức

$$f(u) = A(u)e^{j\Phi(u)} \quad (3.40)$$

trong đó  $A(u)$  là một hàm miêu tả phân bố biên độ,  $\Phi(u)$  là một hàm miêu tả phân bố pha.

### 3.5.2 Mối quan hệ giữa phân bố dài và đặc tính pha

$$\Phi(\theta) = \text{artg} \frac{\int_{-l}^l A(u) \sin[u\theta + \Phi(u)] du}{\int_{-l}^l A(u) \cos[u\theta + \Phi(u)] du} \quad (3.41)$$

Đối với anten có tâm pha,  $\Phi(\theta)$  sẽ là hằng số trong mỗi chu kỳ và nhảy lên  $\pi$  radians khi dịch sang chu kỳ kế tiếp.

### 3.5.3 Điều kiện cho anten có một tâm pha

Điều kiện cần và đủ cho anten có tâm pha theo [37] là phân bố biên độ phải là đối xứng hoặc đối xứng ngược

$$|A(-u)| = |A(u)|, \quad (3.42)$$



và phân bố pha phải là lẻ hoặc hằng số

$$\begin{aligned}\Phi(-u) &= -\Phi(u), \\ \text{hoặc } \Phi(u) &= \text{const.}\end{aligned}\quad (3.43)$$

### 3.5.4. Mở rộng điều kiện của một anten có tâm pha cho một dàn anten

Các điều kiện đặt được ở trên đối với một anten có tâm pha dùng cho các anten dây. Các điều kiện này có thể mở rộng cho một dàn rời rạc dùng lý thuyết lấy mẫu cho phổ không gian. Lý thuyết này phát biểu như sau

$$f(u) = \sum_{-N}^N f(n\Delta u) \frac{\sin \theta_{\max}(u - \Delta u)}{\theta_{\max}(u - n\Delta u)} \quad (3.44)$$

trong đó  $\Delta u = \frac{\pi}{\theta_{\max}}$  là bước lấy mẫu. Vì  $\theta = \sin \alpha$ , nên  $\theta_{\max} = \pm 1$ . Chúng ta có

$$\Delta u = \pm \pi \text{ hoặc } |\Delta x| = \lambda / 2.$$

Theo lý thuyết lấy mẫu, phổ không gian hoàn toàn xác định bằng các giá trị rời rạc cách nhau không lớn hơn  $\Delta u = \pi$  ( $\Delta x \leq \lambda / 2$ ). Do vậy, nếu các phần tử của dàn cách nhau một khoảng  $\leq \lambda / 2$ , thì điều kiện (3.42), (3.43) sẽ trở thành

$$|I_n| = |I_{-n}| \quad (3.45)$$

và  $\Phi_n = -\Phi_{-n}$

$$\Phi_n = \Phi_{-n} = \Phi_0 \quad (3.46)$$

### 3.5.5 Phân tích dàn anten không tâm pha với đặc tính pha phi tuyến

Trong phần này chúng tôi đề xuất một sơ đồ dùng 4 dipole đứng xếp thành 2 cặp. Trục của cặp thứ nhất vuông góc với trục của cặp thứ 2. Tọa độ Đề Các của các dipole và pha của dòng kích thích của chúng là

$$\text{Số 1 } (0, -d_1/2, 0) ; 0 \text{ radian.}$$

Số 2  $(0, d_1/2, 0)$  ;  $\pi$  radian.

Số 3  $(d_2/2, 0, 0)$  ;  $\pi/2$  radian.

Số 4  $(-d_2/2, 0, 0)$  ;  $3\pi/2$  radian.

Hệ anten đề nghị này là một kiểu của anten không tâm pha [37] (về bản chất ta kết hợp 2 anten có tâm pha để tạo ra một anten không tâm pha). Cụ thể, điện từ trường của dàn anten không tâm pha tạo ra tại một điểm  $M$  trong không gian ( $R_o$  là khoảng cách từ điểm  $M$  đến anten) là:

$$E = \sum_1^4 E_n = -2E_o e^{-j\beta R_o} \left[ \sin\left(\frac{\beta d_2}{2} \cos \theta\right) + j \sin\left(\frac{\beta d_1}{2} \sin \theta\right) \right] \quad (3.46a)$$

Suy ra hệ số dàn của cặp dipole thứ nhất,  $AF_{12}$ , là

$$AF_{12} = 2I_o j^2 \sin\left(\frac{\beta d_1}{2} \sin \theta\right) \quad (3.47)$$

trong đó  $I_o$  là biên độ của dòng kích thích và  $\theta$  là góc phương vị. Tương tự, hệ số dàn của cặp dipole thứ hai là

$$AF_{34} = 2I_o j^2 \sin\left(\frac{\beta d_2}{2} \cos \theta\right) \quad (3.48)$$

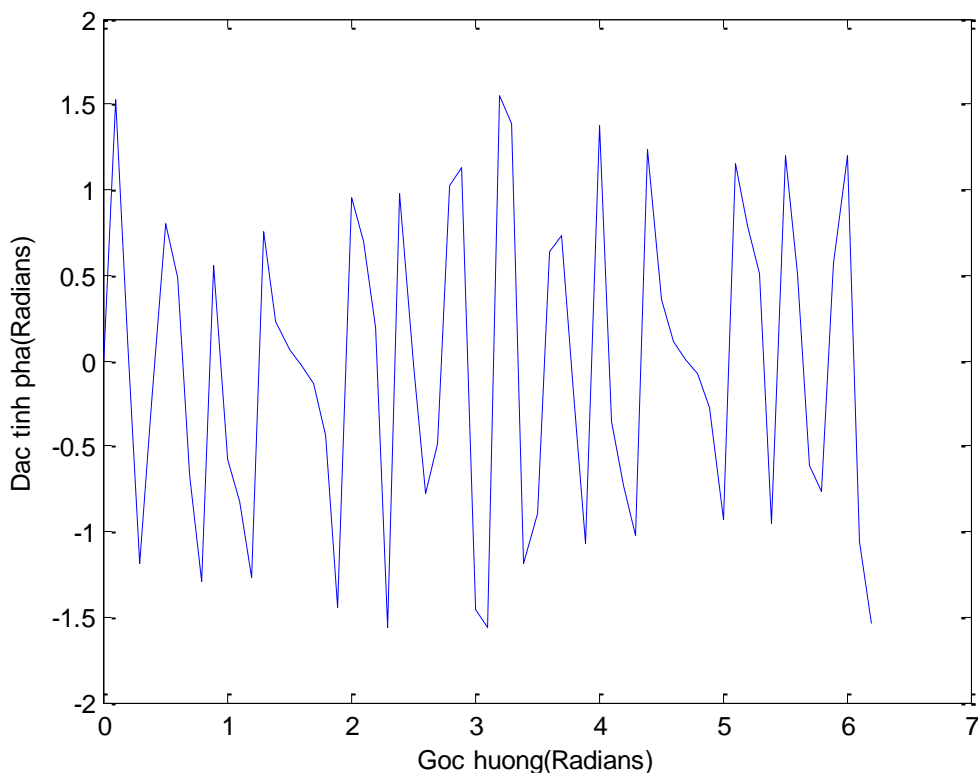
Do đó, đặc tính pha của hệ anten sẽ là

$$\Phi(\theta) = \text{artg} \left[ \left| \frac{AF_{12}}{AF_{34}} \right| \right] = \text{artg} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\beta d_1}{2} \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{\beta d_2}{2} \cos \theta\right)} \right] \quad (3.49)$$

Nói chung,  $\Phi(\theta)$  là một hàm phi tuyến theo  $\theta$ . Nếu chọn  $d_1 = 5\lambda$ ,  $d_2 = 3\lambda$  chúng tôi có

$$\Phi(\theta) = \text{artg} \left[ \frac{\sin(5\pi \sin \theta)}{\sin(3\pi \cos \theta)} \right] \quad (3.50)$$

Đặc tính pha này biểu diễn bằng đồ thị Hình 3.4



Hình 3.4 Đặc tính pha của hệ anten đề nghị với  $d_1 = 5\lambda$ ,  $d_2 = 3\lambda$

### 3.6 Kết hợp dùng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC

Trong các phần trước đã giới thiệu về dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC. Trong phần này việc kết hợp sử dụng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC để tìm hướng sóng đến sẽ được phân tích.

Mô hình anten do chúng tôi đề xuất bao gồm hai phần tử. Phần tử thứ nhất là một đơn cực (monopole) do vậy đặc tính pha của nó là không thay đổi (đẳng pha). Đặc tính pha của phần tử thứ nhất trong hệ tọa độ cực được mô tả ở Hình 3.5. Phần tử anten thứ hai là dàn anten không tâm pha (việc phân tích chi tiết phần tử này đã trình bày ở mục 3.5.5) với đặc tính pha của phần tử thứ hai được mô tả trong Hình 3.6. Một điểm quan trọng là đặc tính pha của anten thứ nhất và hai đều được biểu diễn là các hàm của góc phương vị. Thật vậy chúng ta có

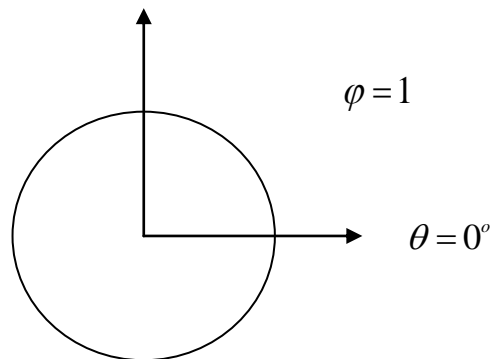
$$\Phi_A(\theta) = C, \quad \forall \theta \in (0, 2\pi) \quad (3.51)$$

$$\Phi_B(\theta) = \text{artg} \left[ \frac{\sin(5\pi \sin \theta)}{\sin(3\pi \cos \theta)} \right], \quad \forall \theta \in (0, 2\pi) \quad (3.52)$$

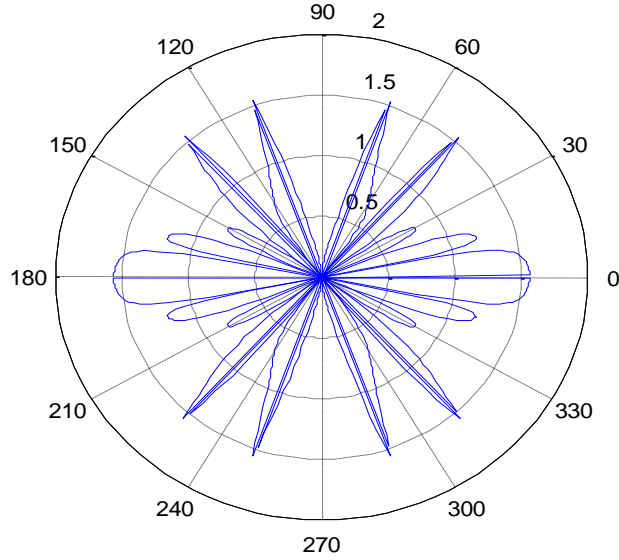
Tiếp theo sẽ phân tích việc sử dụng dàn anten đề xuất này kết hợp với thuật toán MUSIC để xác định hướng của các nguồn phát sóng. Thay vì sử dụng một dàn anten  $L$  phần tử tuyến tính cách đều đề nghị dùng một dàn anten 2 phần tử kết hợp dịch pha và lấy mẫu phần tử thứ hai theo thời gian  $D$ -2 lần. Với cách làm như vậy đối với phần tử thứ 2 có đặc tính pha phi tuyến sẽ hình thành một ma trận dàn có hạng  $D$  tương tự như ma trận dàn truyền thống (sử dụng dàn anten  $L$  phần tử tuyến tính cách đều).

Các bước xử lý tín hiệu tiếp theo hoàn toàn tương tự như phương pháp MUSIC truyền thống. Vì ma trận tự tương quan đầu ra của dàn anten đồng hạng với ma trận dàn, do đó khi chéo hóa nó ta sẽ có được  $L$  giá trị riêng,  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$ . Trong số các trị riêng này chúng ta sẽ tìm được  $D$  trị riêng không âm, tương ứng với  $D$  nguồn phát sóng. Kết quả này hoàn toàn tương tự như kết quả sử dụng một dàn anten  $L$  phần tử tuyến tính cách đều.

Đối với dàn anten  $L$  phần tử tuyến tính cách đều, thì khoảng cách giữa các phần tử nhỏ hơn hoặc bằng  $\lambda/2$ . Đối với dàn anten 2 phần tử kết hợp dịch pha và lấy mẫu theo thời gian thì lượng dịch pha tương ứng trong mỗi lần dịch pha sẽ nhỏ hơn hoặc bằng  $\pi$ .



Hình 3.5 Đặc tính pha của phần tử thứ nhất  $\Phi_A(\theta)$  trong hệ tọa độ cực



Hình 3.6 Đặc tính pha của phần tử thứ hai  $\Phi_B(\theta)$  trong hệ tọa độ cực

Vì các phần tử sau phần tử thứ nhất của véc-tơ hướng được xây dựng trên các mẫu đo thời gian khác nhau của đặc tính pha của phần tử anten thứ hai nên véc-tơ hướng hiệu [38] (chính là công trình số [2]) có dạng

$$\mathbf{a}_M(\theta) = [1, \exp(-j\Phi_B(\theta_1)), \dots, \exp(-j\Phi_B(\theta_D))]^T \quad (3.53)$$

Sau khi thay thế véc-tơ hướng thông thường bằng véc-tơ hướng hiệu chỉnh thì phổ MUSIC hiệu chỉnh trở thành

$$P_M(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}_M^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}_M(\theta)} \quad (3.54)$$

Minh họa hoạt động dự đoán hướng sóng đến của dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC

Giả thiết có  $D$  nguồn phát xạ tại các góc phương vị từ  $\theta_1$  đến  $\theta_D$ . Mô hình tín hiệu là

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.55)$$

Tín hiệu đầu ra của dàn anten là

$$\mathbf{y} = [y_1 \quad y_2] \quad (3.56)$$

Thành phần tạp âm,  $\mathbf{n}$  với trung bình bằng không và phương sai  $\sigma^2$  có dạng

$$\mathbf{n} = [n_1 \quad n_2] \quad (3.57)$$

Các tín hiệu đến có dạng

$$\begin{aligned} x_1 &= A_o \cos(\omega_o t - \Phi_1(\theta_1)) \\ &\vdots \\ x_D &= A_o \cos(\omega_o t - \Phi_1(\theta_D)) \end{aligned} \quad (3.58)$$

Ma trận dàn đặt được tại phép đo đầu tiên là

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Phi_1(\theta_1)} \\ \vdots & \\ 1 & e^{-j\Phi_1(\theta_D)} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Nếu thay đổi đặc tính pha đầu tiên mà chúng tôi đặt cho anten không tâm pha, đặc tính pha của anten này sẽ thay đổi. Kết quả là có một anten mới và (3.59) trở thành

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Phi_2(\theta_1)} \\ \vdots & \\ 1 & e^{-j\Phi_2(\theta_D)} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Nếu thay đổi đặc tính pha ban đầu của anten không tâm pha  $D-2$  lần, thực hiện phép đo  $D-2$  lần, sẽ có ma trận dàn như sau

$$A = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\Phi_1(\theta_1)} & \dots & e^{-j\Phi_{D-1}(\theta_1)} \\ \vdots & & & \\ 1 & e^{-j\Phi_1(\theta_D)} & \dots & e^{-j\Phi_{D-1}(\theta_D)} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Ma trận tương quan của  $\mathbf{y}$  là:  $\mathbf{R}_{yy}$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yy} &= E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n})(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n})^H] \\ &= E[(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n})(\mathbf{n}^H + \mathbf{x}^H \mathbf{A}^H)] \\ &= E[\mathbf{A}\mathbf{x}\mathbf{n}^H + \mathbf{A}\mathbf{x}\mathbf{x}^H \mathbf{A}^H + \mathbf{n}\mathbf{n}^H + \mathbf{n}\mathbf{x}^H \mathbf{A}^H] \end{aligned}$$

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (3.62)$$

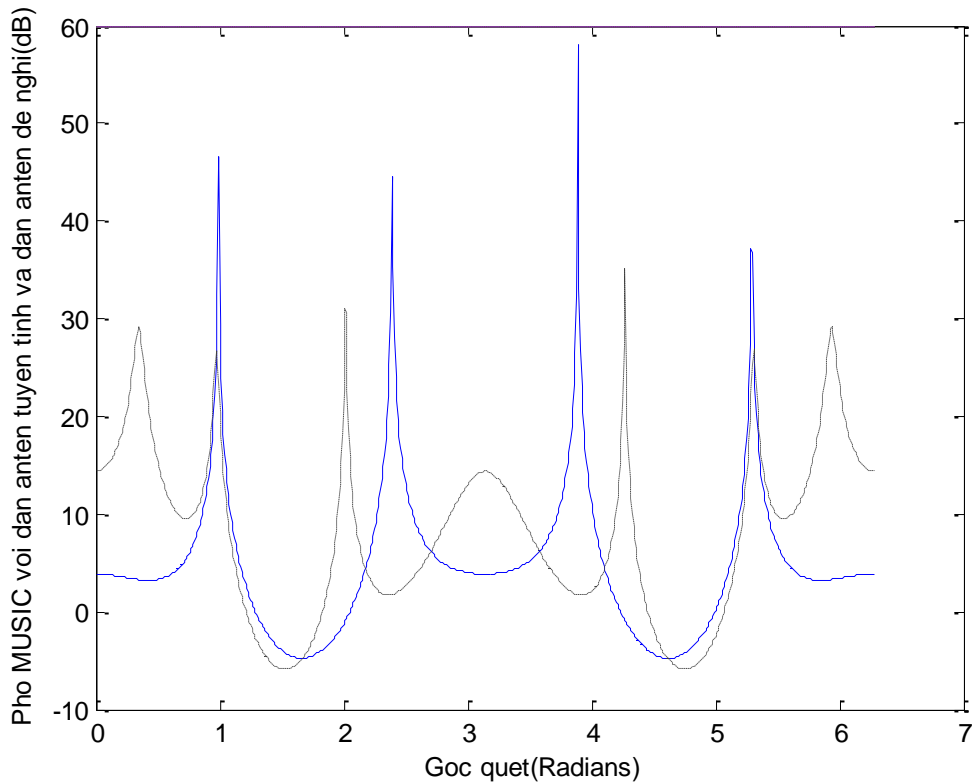
trong đó  $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{xx}^H]$ .

Dùng thuật toán MUSIC tìm các giá trị riêng và các véc-tơ riêng của  $\mathbf{R}_{yy}$ . Có thể thấy vì  $\Phi_B(\theta)$  phi tuyến nên ma trận  $\mathbf{R}_{yy}$  là toàn hạng  $D$  không phụ thuộc  $L$ . Do vậy có  $D$  giá trị riêng, thoả mãn phương trình  $|\mathbf{R}_{yy} - \lambda_i \mathbf{I}| = 0$ . Giải phương trình này sẽ tìm được  $D$  véc-tơ riêng, thoả mãn điều kiện  $\mathbf{A}^H \mathbf{q}_i = 0$ ; đây chính là tính toán phổ MUSIC, kết quả là chúng tôi tìm được  $D$  đỉnh phổ tương ứng với  $D$  hướng của các nguồn phát.

*Qua phân phân tích trên chúng tôi đã chứng minh về mặt toán học có thể dùng dàn anten hai phần tử kết hợp với thuật toán MUSIC để phát hiện ra hướng của  $D$  nguồn phát.*

### **3.7 Một số mô phỏng để đánh giá chất lượng của dàn anten không tâm pha dùng phương pháp MUSIC.**

Giả thiết có 3 nguồn tín hiệu điều chế theo một phương thức bất kỳ nào đó, đặt tại các hướng : 0.2, 1, và 2 radians. Mức SNR của các nguồn này là bằng nhau và bằng 20 dB ( $\text{SNR}_1 = \text{SNR}_2 = \text{SNR}_3 = 20\text{dB}$ ). Chúng tôi dùng 2 dàn anten để so sánh. Dàn thứ nhất là một dàn anten không tâm pha 2 phần tử (dàn anten đề nghị), dàn thứ hai là một dàn tuyến tính 3 phần tử. Các bước xử lý tín hiệu như đã được mô tả trong mục 3.6, chúng tôi đạt được các kết quả mô phỏng sau:



Hình 3.7. Phổ đối với nguồn tại 0.2, 1 và 2 radians trong mặt phẳng phương vị. Đường liền nét là với dàn tuyến tính và đường đứt nét là với dàn anten không tâm pha. Góc quay của anten không tâm pha là 0.1 và 0.5 radians.

Kết quả mô phỏng trên đây cho thấy rằng, cả hai dàn anten đều có thể phát hiện các nguồn tại vị trí 1 và 2 radians. Các đỉnh phổ của dàn anten đề nghị và dàn anten tuyến tính truyền thống là xấp xỉ 30dB và 40 dB (Hình 3.7).

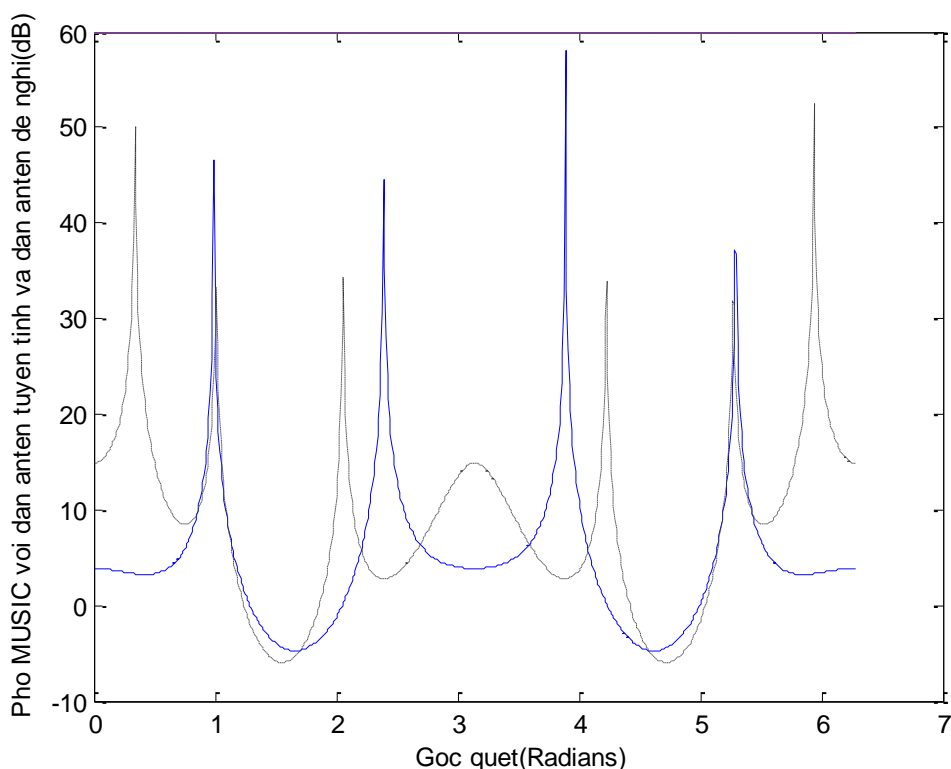
Bên cạnh, thuật toán MUSIC chỉ có thể phát hiện tới  $L-1$  nguồn trong dàn anten  $L$  phần tử (dàn tuyến tính 3 phần tử chỉ phát hiện được 2 nguồn). Dàn anten đề nghị có thể phát hiện thêm nguồn tại 0.2 radians trong khi dàn anten tuyến tính truyền thống thì không thể (dàn 2 phần tử có thể phát hiện được 3 nguồn). Một cách tổng quát như đã giải thích ở mục 3.6 dàn anten đề nghị có thể phát hiện  $D$  nguồn khi số phần tử của dàn anten nhỏ hơn  $D$ . Về nguyên



tắc, số nguồn phát hiện được không giới hạn bởi số phần tử của dàn Anten (Hình 3.7 và 3.8).

Tuy vậy, có 3 đỉnh giả đối với cả hai dàn Anten tại các hướng  $\pi+0.2$ ,  $\pi+1$ , và  $\pi+2$  radians (ở cả hai Hình 3.7 và Hình 3.8). Điều này có thể hiểu được bởi vì có một sự lẫn giữa hai hướng đến ngược nhau ( $\alpha$  và  $\pi+\alpha$ ). Hiện tượng hướng đến ảo này có thể được khắc phục bằng cách sử dụng cấu trúc Anten không tâm pha bất đối xứng [62].

Cuối cùng, chất lượng của dàn Anten đề nghị phụ thuộc vào góc quay của Anten không tâm pha có đặc tính pha phi tuyến. Khi góc quay là 0.1 và 0.5 radians, đỉnh phổ của dàn Anten đề nghị là 30dB (Hình 3.7). Khi góc quay là 0.5 và 0.8 radians đỉnh phổ của sơ đồ đề nghị là 35dB (Hình 3.8).



Hình 3.8. Phổ của 3 nguồn tại 0.2, 1 và 2 radians trong mặt phẳng phương vị. Đường liền nét là với dàn Anten tuyến tính và đường đứt nét là với dàn Anten không tâm pha. Góc quay của Anten không tâm pha là 0.5 và 0.8 radians.

### 3.8 Kết luận

Mặc dù phương pháp MUSIC tìm hướng sóng đến rất hiệu quả nhưng số mục tiêu tối đa mà thuật toán này có thể phát hiện được bị giới hạn bởi số phần tử của dàn anten (số mục tiêu phát hiện được là  $L-1$  mục tiêu với dàn anten  $L$  phần tử tuyến tính cách đều). Về nguyên tắc để có được thời gian lấy mẫu và xử lý hữu hạn thì cần số phần tử anten lớn, còn để có số phần tử anten đủ nhỏ thì cần thời gian lấy mẫu và xử lý lớn.

Chúng tôi đề xuất sử dụng một hệ tìm hướng mới, trong đó dùng anten hai phần tử và thuật toán MUSIC để phát hiện hướng sóng đến. Phần tử thứ nhất là một đơn cực đẳng pha, phần tử thứ 2 không có tâm pha và có đặc tính pha phi tuyến. Các kết quả phân tích và mô phỏng cho thấy rằng hệ tìm hướng này làm việc rất hiệu quả.

Do phần tử thứ hai có đặc tính pha phi tuyến, nếu lấy mẫu nó  $L-2$  lần theo thời gian, sẽ được một tập dữ liệu tương đương với việc sử dụng một dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử cách đều. Vì ma trận dàn có hạng là  $D$ , nên ta có thể phát hiện được  $D$  mục tiêu. Nói cách khác là số mục tiêu phát hiện được, về nguyên tắc sẽ không bị giới hạn bởi số phần tử anten của dàn (ở đây chúng tôi dùng anten có 2 phần tử nhưng có khả năng phát hiện  $D$  mục tiêu).

Các đóng góp mới của hệ tìm hướng được thể hiện trên ba điểm sau đây và được công bố trong công trình số [2] :

*Điểm thứ nhất* là về mặt cấu trúc dàn anten, hệ tìm hướng của chúng tôi có cấu trúc dàn anten hai phần tử đơn giản hơn nhiều cấu trúc dàn anten tuyến tính  $L$  phần tử.

*Điểm thứ hai* là về số lượng mục tiêu có thể phát hiện được. Theo đó, số lượng mục tiêu phát hiện được của hệ tìm hướng của chúng tôi không bị giới hạn bởi số phần tử của dàn anten sử dụng.

*Điểm thứ ba* đó là về chất lượng dự đoán, các tính toán và mô phỏng đã chứng minh rằng chất lượng dự đoán hướng sóng đến của chúng tôi chấp nhận được khi so sánh với phương pháp MUSIC truyền thống trong một số ứng dụng (luận án sẽ trình bày các ứng dụng này ở Chương 4). Để tìm hiểu sâu hơn về chất lượng dự đoán bạn đọc có thể tham khảo chi tiết hơn như trong tài liệu [32].

## CHƯƠNG 4

### ANTEN THÔNG MINH DÙNG CHO HỆ THÔNG TIN

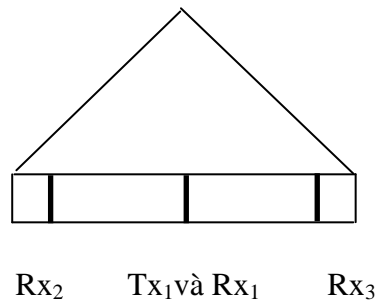
#### DI ĐỘNG THẾ HỆ MỚI

Chương này trình bày về việc áp dụng anten thông minh cho hệ thông tin đa sóng mang, bắt đầu bởi anten thông minh ở trạm gốc, tiếp đến anten thông minh của người dùng. Trên cơ sở đó tính toán dung lượng hệ thông tin di động với 4 hệ thống cụ thể sau đây: Hệ thống hiện dùng cải tiến, hỗ trợ OFDM (hệ thống 1). Hệ thống hiện dùng cải tiến, hỗ trợ OFDM và tạo búp sóng thích nghi theo hướng người dùng (hệ thống 2). Hệ thống hiện dùng cải tiến, hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 (hệ thống 3). Hệ thống hiện dùng cải tiến, hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 kết hợp tạo búp sóng thích nghi (hệ thống 4). Việc mô phỏng trong chương này được tập trung vào khảo sát dung lượng đường lên và đường xuống của hệ thống 2, ngoài ra có đánh giá dung lượng đường lên của hệ thống 4. Cuối chương có nhận xét các kết quả mô phỏng.

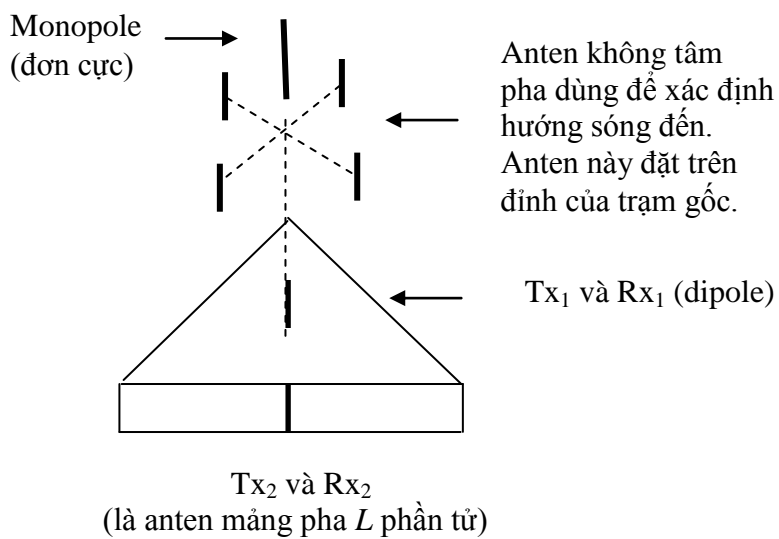
#### 4.1 Anten thông minh ở trạm gốc

##### 4.1.1 Anten ở trạm gốc truyền thống

Theo Chương 5, tài liệu tham khảo [57] của Lee, cấu trúc anten một trạm gốc truyền thống được mô tả như ở Hình 4.1 (trên hình chỉ vẽ một cạnh). Anten được đặt trên 3 cạnh của một tam giác đều [57]. Anten trên mỗi một cạnh sẽ phục vụ một séc-tơ  $120^\circ$ . Trên mỗi séc-tơ,  $Tx_1$  và  $Rx_1$  dùng để phát và thu thông tin còn  $Rx_2$  và  $Rx_3$  dùng để xác định hướng sóng đến. Về cấu trúc chi tiết của anten  $Tx_1$  và  $Rx_1$  được mô tả trong [23].



Hình 4.1 Cấu trúc dàn anten BTS cũ

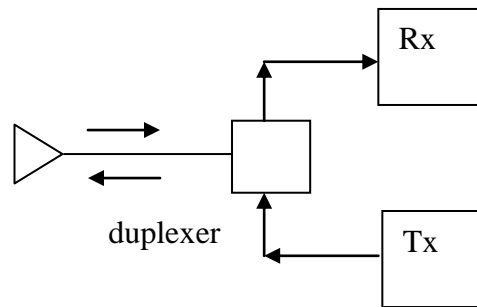


Hình 4.2 Cấu trúc dàn anten BTS mới

#### 4.1.2 Anten thông minh ở trạm gốc

##### 4.1.2.1 Anten thu và phát

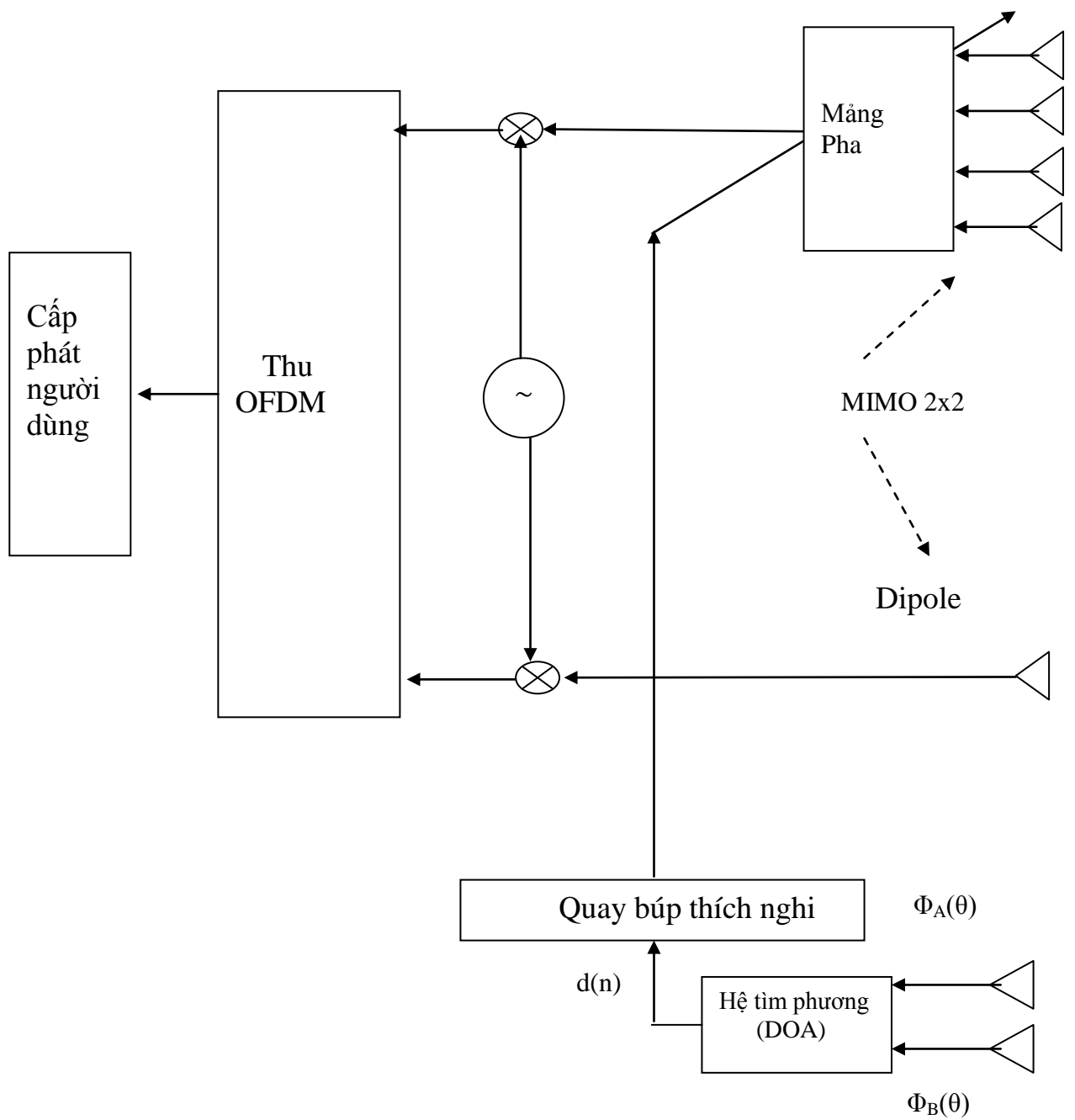
Chúng tôi đề xuất dùng anten thứ nhất là một dipole đặt ở tâm của trạm gốc, ký hiệu là Tx<sub>1</sub> và Rx<sub>1</sub> như trên Hình 4.2. Anten thứ hai là các dàn anten mảng pha băng rộng  $L$  phần tử (thường từ 4 đến 8 phần tử) đặt ở ba cạnh của trạm gốc, ký hiệu là Tx<sub>2</sub> và Rx<sub>2</sub> như trên Hình 4.2 và Hình 2.4. Cả hai anten này đều làm việc ở chế độ song công. Để thực hiện việc này ta dùng một duplexer để nối với hai đầu phát và thu như ở Hình 4.3.



*Hình 4.3 Cấu trúc thu phát song công dùng duplexer*

Nguyên lý phối hợp hoạt động của  $Tx_1$  và  $Tx_2$  như sau. Nếu các người dùng có phân bố đều trong phạm vi một tế bào thì anten vô hướng ( $Tx_1$ ) sẽ được dùng để phát quảng bá cho cả ba séc-tơ trong tế bào đó. Khi các người dùng phân bố thành các cụm trong séc-tơ thì các anten mảng pha (các  $Tx_2$ ) sẽ được sử dụng phối hợp thêm với anten vô hướng ở trên. Phạm vi quét của  $Tx_2$  rộng  $120^\circ$  nên đảm bảo phục vụ toàn bộ một séc-tơ. Búp sóng chính của  $Tx_2$  rộng cỡ  $30^\circ$  hướng vào vị trí có mật độ người dùng tập trung cao nhất.

Với cách bố trí như trên thì để phục vụ cho cả ba séc-tơ, số lượng anten mảng pha bằng rộng cần cho một trạm gốc sẽ là ba cái.



Hình 4.4 Sơ đồ khối Anten thu của trạm gốc  
(MIMO 2x2 ADAPTIVE OFDM)

#### 4.1.2.2 Hệ anten tìm hướng của trạm gốc

Chúng tôi đề xuất dùng hệ tìm hướng để xác định hướng sóng đến gồm hai phần tử và thuật toán MUSIC như đã miêu tả ở mục 3.6. Dàn anten này được đặt trên đỉnh của trạm gốc (Hình 4.2).

#### 4.1.2.3 Các tham số hệ thống

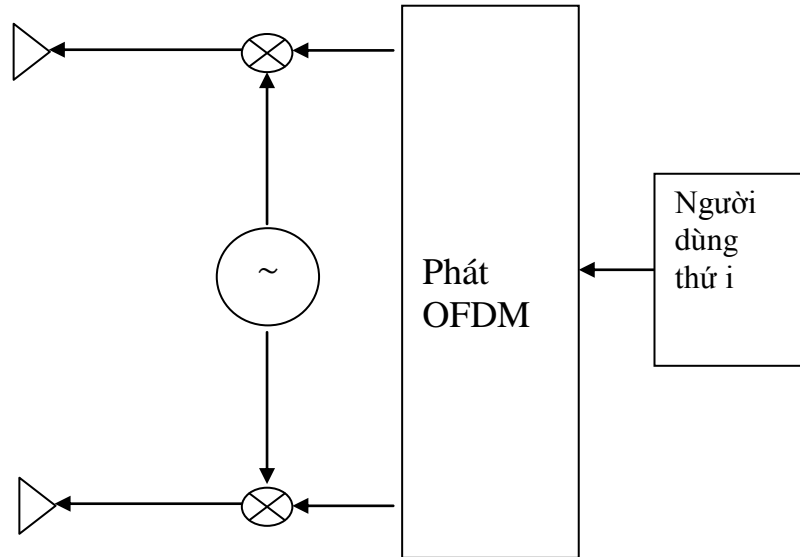
Người dùng sử dụng điều chế QPSK, sau đó dùng điều chế OFDM với các tham số như sau:

1. Điều chế: QPSK,  $\eta=2\text{bit/s/Hz}$
2. Số sóng mang  $N = 2048$
3. Điều chế OFDM:  $B_{\text{OFDM}}=20 \text{ MHz}$ ,  $f_0=2,5 \text{ GHz}$ ;  $\Delta f = 9.72 \text{ KHz}$ ;  
 $T=102.86\mu\text{s}$
4. Anten thu phát: 2 anten phát ( $\text{Tx}_1, \text{Tx}_2$ ); 2 anten thu ( $\text{Rx}_1, \text{Rx}_2$ )
5. Anten tìm hướng: Dàn anten không tâm pha 2 phần tử, trong đó phần tử 1 là đơn cực, đẳng pha; phần tử 2 là không tâm pha, pha phi tuyến. Sơ đồ khối anten thu của trạm gốc mô tả như ở Hình 4.4.



## 4.2 Anten thông minh của người dùng

Chúng tôi đề xuất mỗi người dùng sẽ sử dụng hai anten dipole phát và thu đồng thời. Sơ đồ khối anten phát của người dùng mô tả ở Hình 4.5.



Hình 4.5 Sơ đồ khối anten phát của người dùng (MIMO 2x2 OFDM)

## 4.3 Các hệ thống cụ thể và mô phỏng

### 4.3.1 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM (hệ thống 1)

Các anten được đặt trên 3 cạnh của một tam giác đều. Anten trên mỗi cạnh sẽ bao phủ một séc-tơ rộng  $120^\circ$  và hoạt động ở chế độ song công. Trong hệ thống OFDM gọi là hệ SISO-SECTOR-OFDM (Hình 4.1).

### 4.3.2 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và tạo búp sóng thích nghi theo hướng người dùng (hệ thống 2)

Khác với hệ thống 1 anten trên mỗi cạnh là anten mảng pha băng rộng có thể tạo ra một búp sóng chính có độ rộng  $60^\circ$  hoặc  $(30^\circ, 15^\circ)$ . Búp sóng này có thể bám theo mục tiêu (vị trí có mật độ người dùng cao nhất trong một sector  $120^\circ$ ) theo kết quả dự đoán hướng sóng đến dùng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC. Trong hệ thống OFDM gọi là hệ SISO-ADAPTIVE-OFDM (Hình 4.2).

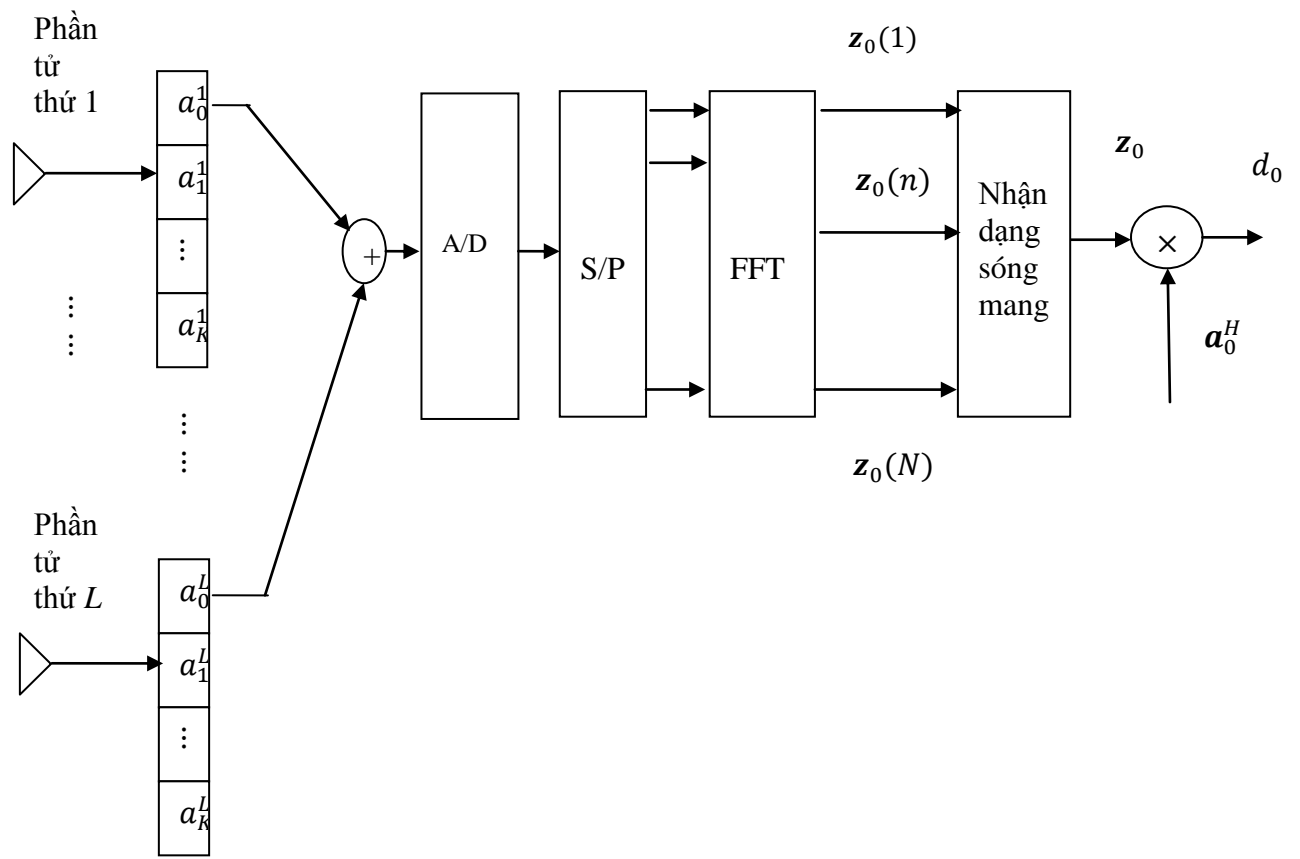
#### 4.3.2.1 Các tính toán dung lượng cho đường lên hệ thống 2

Bài toán gồm có các giả thiết sau:

- Cấu trúc anten của Hệ 2 đã được mô tả ở trên.
- Xét cấu trúc tế bào hình lục giác đều và hai lớp tế bào đầu tiên xung quanh tế bào trung tâm (tổng số lượng tế bào,  $M=18$ ). Các trạm gốc đặt tại tâm của các tế bào. Mỗi sector có tối đa  $K$  người dùng hoạt động đồng thời.
- Mẫu sử dụng lại tần số là mẫu  $3 \times 3 \times 1$  (đã trình bày ở Chương 1).
- Có điều khiển công suất trong mỗi tế bào để công suất phát mỗi người dùng là  $P$ .
- Hệ thống thông tin di động đa sóng mang trực giao hỗ trợ nhiều kiểu đa truy cập. Ở đây xét ví dụ trường hợp đa truy cập theo không gian (SDMA). Có nghĩa là mỗi người dùng trong một sector đều dùng cùng một tập tần số ( $N$  sóng mang;  $N=2, 8, 16, 32, 64$ ) và đều có khả năng cùng một lúc truy cập vào hệ thống theo các hướng khác nhau, khoảng cách khác nhau trong không gian. Chi tiết tách người dùng theo SDMA có thể tham khảo ở Chương 10 tài liệu số [12].
- Suy giảm công suất theo cự ly được coi là tuân theo luật Lognormal, phương sai,  $\delta_s = 8$  dB (đã trình bày ở Chương 1).

- Suy giảm công suất giữa người dùng và trạm gốc xét trong môi trường đô thị và phụ cận tỷ lệ với  $r^{-4}$  với  $r$  là khoảng cách giữa người dùng và trạm gốc.
- Dàn anten mảng pha băng rộng  $L$  phần tử cách đều (từ 4 đến 8 phần tử) với độ rộng búp chính khoảng  $30^\circ$ .
- Hệ tìm hướng dùng dàn anten không tâm pha và thuật toán MUSIC (đã trình bày ở Chương 3).
- Thông tin về hướng đến của người dùng dùng để điều khiển búp sóng chính của dàn anten mảng pha trên mỗi sector bám theo mục tiêu (ở đây mục tiêu là vị trí có mật độ người dùng cao nhất trong sector) bằng thuật toán quay búp thích nghi (đã trình bày ở Chương 2).
- Anten của người dùng ở đây chỉ yêu cầu là anten vô hướng. Do đó, *xác suất vượt ngưỡng,  $P_v$  là xác suất mà BER của hệ thống vượt qua một mức ngưỡng  $P_o$  nào đó, dưới mức này chất lượng hệ thống là chấp nhận được.*

Với các giả thiết như trên, chúng tôi sẽ tiến hành tính toán xác suất vượt ngưỡng là hàm số của số người dùng và độ rộng búp sóng anten với mức  $BER=10^{-5}$  (đáp ứng khả năng truyền tín hiệu hình ảnh) như sau :



Hình 4.6 Sơ đồ khối phân thu trạm gốc dùng anten mảng pha  $L$  phần tử kết hợp với hệ thống OFDM/SDMA

Trước hết sơ đồ khối phần thu trạm gốc dùng anten mảng pha  $L$  phân tử kết hợp với hệ thống OFDM/SDMA được mô tả ở Hình 4.6. Theo đó, tín hiệu đầu vào một trạm gốc sau khi qua dàn anten mảng pha như ở công trình [6] là:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,o}^o \cos \omega_n (t - \tau_o) \mathbf{a}_o \\ & + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,k}^o \cos \omega_n (t - \tau_k) \mathbf{a}_k \\ & + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_{k_m} x_{n,k}^m \cos \omega_n (t - \tau_{k_m}) \mathbf{a}_{k_m} + \boldsymbol{\eta}(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

trong đó

- thành phần thứ nhất trong (4.1) là thông tin từ người dùng mong muốn;
- thành phần thứ hai trong (4.1) tương ứng với các nguồn nhiễu đồng kênh trong cùng một tế bào trung tâm đối với người dùng mong muốn; thành phần thứ ba trong (4.1) tương ứng với các nguồn nhiễu đồng kênh ở các tế bào xung quanh đối với người dùng mong muốn;
- $\boldsymbol{\eta}(t)$  là tạp âm tuân theo phân bố Gauss với trung bình bằng không, phương sai,  $\sigma^2$ ;
- $K$  là số người dùng hoạt động đồng thời trong một séc-tơ;  $N$  là số sóng mang mà mỗi người dùng sử dụng ( $N=2, 8, 16, 32, 64$ );  $M$  là số lượng tế bào trong mô hình bài toán ( $M=18$ );
- $x_{n,k}^m$  là dữ liệu đầu vào của người dùng thứ  $k$  đối với sóng mang thứ  $n$  tại tế bào thứ  $m$ ;  $\mathbf{a}_k$  là véc-tơ hướng đối với người dùng thứ  $k$  tại tế bào trung tâm;  $\mathbf{a}_{k_m}$  là véc-tơ hướng đối với người dùng thứ  $k$  tại tế bào thứ  $m$ ;
- $\tau_k$  là trễ từ người dùng thứ  $k$  vào tâm tế bào (nơi đặt trạm gốc);  $\tau_{k_m}$  là trễ từ người dùng thứ  $k$  ở tế bào thứ  $m$  vào nơi đặt trạm gốc;

-  $P$  là công suất phát đối với mỗi người dùng giả thiết có điều khiển công suất tại trạm gốc, sao cho tất cả các người dùng đều phát cùng một mức công suất.

-  $\beta_{k_m}^2 = \left( \frac{r_k^m}{r_k^o} \right)^4 \frac{\|\alpha_k^o\|^2}{\|\alpha_k^m\|^2}$  là tỷ số công suất nhiễu đồng kênh của người dùng thứ  $k$ , từ tế bào thứ  $m$  vào tế bào trung tâm;  $r_k^m$  là khoảng cách từ người dùng thứ  $k$  trong tế bào thứ  $m$  vào tế bào trung tâm;  $\|\alpha_k^m\|^2$  tuân theo luật Lognormal với phương sai,  $\sigma_s = 8$  dB.

Theo Hình 4.6, sau khi lấy FFT của  $\mathbf{x}(t)$ , dữ liệu thu được từ người dùng thứ 0 (người dùng mong muốn) tại sóng mang thứ  $n$  trong tế bào gốc là

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_o(n) &= \frac{\sqrt{P}}{N} x_{n,o}^o \mathbf{a}_0 + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{k=1}^{K-1} x_{n,k}^o \mathbf{a}_k + \\ &\frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{K-1} \beta_{k_m} x_{n,k}^m \mathbf{a}_{k_m} + \boldsymbol{\varepsilon}(n) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Đối với anten mảng pha thì biên độ các trọng số đối với các sóng mang (subcarrier) là như nhau, nên sau khi nhân với trọng số và cộng chúng lại ta có như ở công trình [6]

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_o &= \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,o}^o \mathbf{a}_0 + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K x_{n,k}^o \mathbf{a}_k \\ &+ \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{K-1} \beta_{k_m} x_{n,k}^m \mathbf{a}_{k_m} + \boldsymbol{\varepsilon} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{z}_o = S_o \mathbf{a}_o + I_1 + I_2 + \boldsymbol{\varepsilon}$$

trong đó  $I_1, I_2$  là CCI (Co-channel interference, nhiễu đồng kênh) từ các người dùng ở tế bào trung tâm và từ các người dùng trong các tế bào xung quanh.

Quá trình dự đoán  $\mathbf{a}_o$ : Ở đây việc dự đoán  $\mathbf{a}_o$  được thực hiện nhờ Hệ tìm hướng của anten thông minh đã giới thiệu ở Chương 3. Trong hệ thống có

sử dụng anten thông minh nói trên, dàn anten sẽ có đáp ứng đơn vị theo hướng mục tiêu, hay là  $\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_o = 1$ . Sử dụng tính chất quan trọng này và dùng giá trị  $\mathbf{a}_o$  dự đoán được, thành lập biến quyết định (thường dùng trong kỹ thuật tách nhận tín hiệu thống kê [18])  $d_o$  như sau:

$$\begin{aligned}
 d_o &= \mathbf{z}_o \mathbf{a}_o^H \\
 d_o &= S_o + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K x_{n,k}^o \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k \\
 &+ \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{K-1} \beta_{k_m} x_{n,k}^m \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} + \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{a}_o^H \\
 d_o &= S_o + \sum_{k=1}^{K-1} I_k \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{k=1}^{K-1} I_{k_m} \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} + \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{a}_o^H \\
 d_o &= S_o + n_1 + n_2 + n_3
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Phương sai của  $n_1, n_2$  được tính như sau

$$\begin{aligned}
 \text{var}(n_1) &= P \sum_{k=1}^{K-1} \left\| \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k \right\|^2 = P I_3 \\
 \text{var}(n_2) &= P \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{k_m}^2 \left\| \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} \right\|^2 = P I_4
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

trong đó  $I_3$  là tỷ lệ công suất nhiễu trên tín hiệu tại tế bào trung tâm;  $I_4$  là tỷ lệ công suất nhiễu trên tín hiệu tại các tế bào xung quanh.

Xét tỷ số năng lượng bit trên mật độ nhiễu và tạp âm là

$$\frac{E_b}{N_o + I_o} = \frac{P}{\frac{\sigma^2}{L} + P I_3 + P I_4} = \frac{1}{\frac{\sigma^2}{LP} + I_3 + I_4} \tag{4.6}$$

Yêu cầu về chất lượng BER  $< 10^{-5}$  hay  $\frac{E_b}{N_o + I_o} > 6\text{dB} = S$  để đáp ứng

được khả năng truyền tín hiệu hình ảnh (theo [20], máy thu tối ưu với hệ 64 mức (64 ary) tín hiệu trực giao thì để đạt mức BER= $10^{-5}$  hệ thống cần mức Eb/No=6dB).

Suy ra

$$\begin{aligned}
 P_v &= \Pr(BER > P_o) = \Pr\left(\frac{E_b}{N_o + I_o} < S\right) \\
 &= \Pr\left(\frac{1}{\frac{\sigma^2}{LP} + I_3 + I_4} < S\right) = \Pr(I_3 + I_4 > \frac{1}{S} - \frac{\sigma^2}{LP}) \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

Từ đó thấy rằng xác suất vượt ngưỡng là xác suất để hệ lỗi nhiều, không chấp nhận được là một hàm số của hai biến số  $I_3$  và  $I_4$ .

Xét tải tối đa cho một séc-tơ: Có  $K$  người dùng hoạt động đồng thời. Vì số lượng các nguồn nhiễu do các người dùng khác là ngẫu nhiên, nên có thể thay  $\|\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k\|^2$  trong  $I_3, I_4$  bởi một biến ngẫu nhiên Bernoulli,  $\chi_k$ . Biến này có xác suất xuất hiện  $p$ .

$$\chi_k = \begin{cases} 1 & p \\ 0 & q = 1 - p \end{cases} \quad (4.8)$$

Từ đó  $I_3$  có thể viết lại là

$$I_3 = \sum_{k=1}^{K-1} \chi_k \quad (4.9)$$

Từ (4.9) ta suy ra  $I_3$  có phân bố nhị thức với tham số  $(K-1, p)$ .

*Tính p:*

Ta giả thiết người dùng phân bố thành các cụm trong một tế bào. Đồng thời cũng hợp lý nếu giả thiết phân bố cụm của người dùng theo góc trong mỗi séc-tơ tuân theo phân bố Gauss, trung bình bằng  $m$ ; phương sai,  $\sigma$ .

Tại thời điểm ban đầu quan sát, vị trí trung bình ở giữa của séc-tơ (trường hợp 1). Vì mỗi séc-tơ bao phủ một góc  $120^\circ$  nên ta có  $m=60^\circ$ ,  $\sqrt{\sigma}=60^\circ$ . Suy ra xác suất vị trí trung bình rơi vào búp sóng chính của anten như ở Bảng 4.1.



Bảng 4.1 Xác suất vị trí trung bình, trường hợp 1

Độ rộng búp chính	60 độ	30 độ	15 độ
$p$	$Q(0) = 0.5$	$Q(0.5) = 0.3085$	$Q(0.75) = 0.2266$

Trong trường hợp người dùng phân bố đều trong séc-tơ, thì ta sẽ chuyển sang dùng anten vô hướng.

Với  $Q(x)$  là hàm lỗi xác định như sau

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy$$

Trên thực tế, vị trí trung bình có thể di chuyển ngẫu nhiên trong phạm vi một séc-tơ quan sát. Chúng tôi xét trường hợp, trung bình có thể xuất hiện ở cạnh của séc-tơ (trường hợp 2). Lúc này thì  $m=120^\circ$ ,  $\sqrt{\sigma} = 60^\circ$ . Xác suất mà vị trí trung bình nằm trong búp sóng chính của anten như ở Bảng 4.2.

Bảng 4.2 Xác suất vị trí trung bình, trường hợp 2

Độ rộng búp chính	60 độ	30 độ	15 độ
$p$	$1 - 2Q(0.5)$ $= 0.3829$	$1 - 2Q(0.25)$ $= 0.1974$	$1 - 2Q(0.125)$ $= 0.0995$

Với giả thiết về  $\chi_k$  ta suy ra  $I_4$  có thể viết lại là

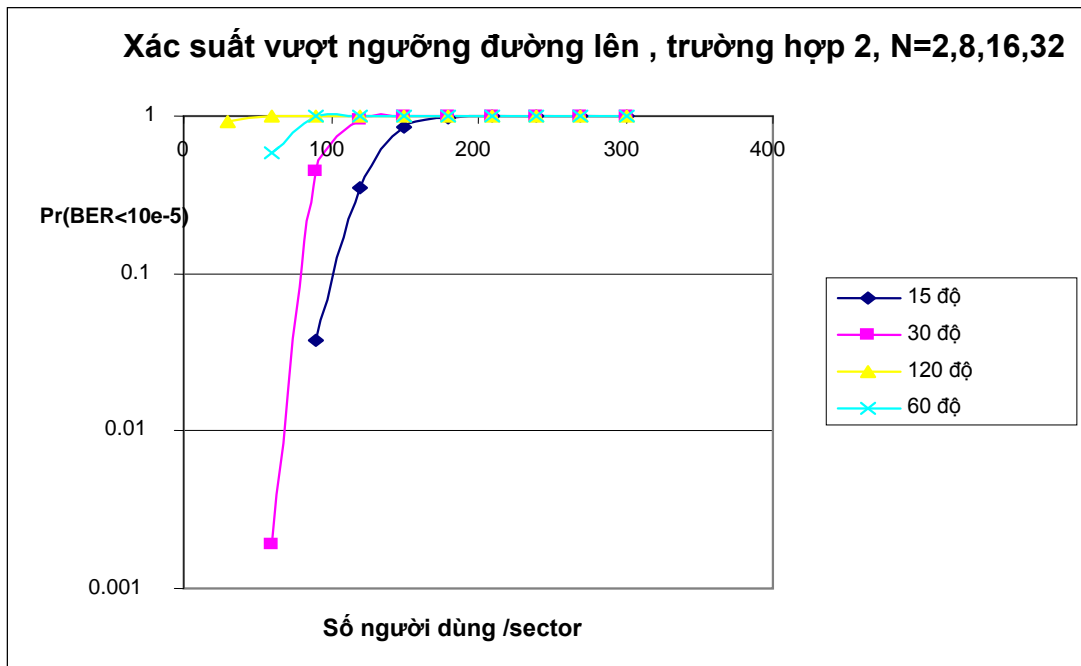
$$I_4 = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{k=1}^{K-1} \chi_k \beta_{k_m}^2 \quad (4.10)$$

Đối với một số lớn người dùng, biến ngẫu nhiên  $I_4$  (chịu nhiễu từ  $KM$  người dùng) có thể xấp xỉ bởi một biến Gauss với trung bình  $\mu_k K$  và phương sai  $\sigma_k^2 K$  ( $\mu_k, \sigma_k$  phụ thuộc vào  $p$ , phương sai bóng che  $\sigma_s$  và số tế bào gây nhiễu  $M$ ). Nếu gọi  $\delta = \frac{1}{S} - \frac{\sigma^2}{LP}$  thì ta suy ra xác suất vượt ngưỡng đường lên hệ thống 2 như ở công trình [6] là

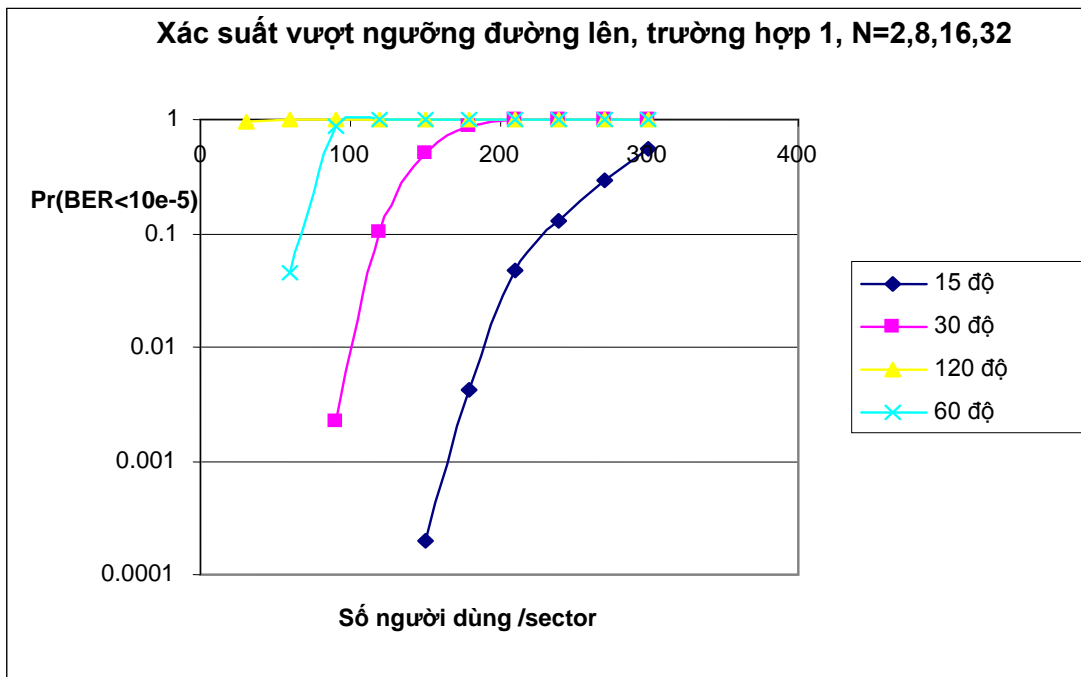
$$P_v = \sum_{k=0}^{K-1} \Pr(I_4 > \delta - k | I_3 = k) \Pr(I_3 = k) \quad (4.11)$$

$$P_v = \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} p^k (1-p)^{K-1-k} Q\left(\frac{\delta - k - \mu_k K}{\sqrt{\sigma_k^2 K}}\right)$$

Kết quả mô phỏng xác suất vượt ngưỡng đường lên hệ thống 2 mô tả ở Hình 4.7 và Hình 4.8 (chúng tôi đánh giá trung bình và phương sai của  $I_4$  dùng tích phân Monte Carlo [58] và xét cho 2 lớp tế bào đầu tiên xung quanh tế bào trung tâm).



Hình 4.8 Xác suất vượt ngưỡng đường lên Hệ 2, trường hợp 2,  $N=2, 8, 16, 32$ ,  $\delta=30$ .



Hình 4.7 Xác suất vượt ngưỡng đường lên Hệ 2, trường hợp 1,  $N=2, 8, 16, 32$ ,  $\delta=30$ .

Từ kết quả trên Hình 4.7, chúng ta thấy tại  $P_v = 10^{-1}$ , nếu dùng anten với búp sóng  $15^\circ$  thì có tối đa 230 người dùng/ séc-tơ, nếu dùng anten với búp sóng  $30^\circ$  thì có 120 người dùng/ séc-tơ, còn với búp sóng  $60^\circ$  thì chỉ có 75 người dùng/ séc-tơ.

Từ kết quả trên Hình 4.8, chúng ta thấy tại  $P_v = 10^{-1}$ , nếu dùng anten với búp sóng  $15^\circ$  thì có tối đa 105 người dùng/ séc-tơ, nếu dùng anten với búp sóng  $30^\circ$  thì có 75 người dùng/ séc-tơ. Cũng trên hình này, tại  $P_v = 1$ , nếu dùng anten với búp sóng  $60^\circ$  thì có tối đa 90 người dùng/ séc-tơ, còn với búp sóng  $120^\circ$  thì chỉ có 35 người dùng/ séc-tơ.

Từ các kết quả mô phỏng ở Hình 4.7 và Hình 4.8, ta có thể suy ra dung lượng đường lên hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau như ở Bảng 4.3.

Bảng 4.3 Dung lượng đường lên hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau.

Loại Anten	Số người dùng tối đa trong séc-tơ
Séc-tơ	35
Thông minh (Búp chính rộng 60°)	75
<b>Thông minh (Búp chính rộng 30°)</b>	<b>120</b>
Thông minh (Búp chính rộng 15°)	230

Theo Bảng 4.3 thì nếu dùng anten với độ rộng búp sóng chính 15° sẽ cho kết quả tăng dung lượng cao nhất, tuy nhiên để tạo được búp sóng hẹp như vậy chỉ với 4 đến 8 phần tử là khó. Cho nên ta chỉ quan tâm đến kết quả với anten thông minh có búp sóng chính rộng cỡ 30° (kết quả bôi đậm trong Bảng 4.3).

Từ kết quả này ta suy ra là hệ thống 2 có dung lượng đường lên cao hơn hệ thống 1 khoảng 3 lần. Đồng thời tăng dung lượng trong trường hợp 2 kém hơn trường hợp 1 vì trường hợp 2 là trường hợp xấu nhất (khi người dùng nằm ở cạnh của séc-tơ).

#### 4.3.2.2 Các tính toán dung lượng cho đường xuống hệ thống 2

Công suất của mỗi tín hiệu đến người dùng mong muốn từ tế bào thứ  $m$  là

$$P_m = P\beta_m^2 = P \frac{\|\alpha_m\|^2}{r_m^4} \quad (4.12)$$

trong đó  $\beta_o < \beta_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$

Giả thiết có  $K$  người dùng trên mỗi tế bào hoạt động đồng thời, phân bố ngẫu nhiên trong mỗi tế bào với khoảng cách tới trạm gốc khác nhau. Tín hiệu thu tại người dùng mong muốn là

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}(t) &= \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_o x_{n,k}^o \cos \omega_n (t - \tau_k) \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k \\
&+ \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_m x_{n,k}^m \cos \omega_n (t - \tau_{k_m}) \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} \\
&+ \mathbf{n}(t)
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Sau khi lấy FFT của  $\mathbf{x}(t)$ , tín hiệu thu được của người dùng thứ 0 (người dùng mong muốn) tại sóng mang thứ  $n$  trong tế bào trung tâm là

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}_o(n) &= \frac{\sqrt{P}}{N} \beta_o x_{n,o}^o + \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{k=1}^{K-1} \beta_o x_{n,k}^o \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k \\
&+ \frac{\sqrt{P}}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} \beta_m x_{n,k}^m \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} + \mathbf{n}(n)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

$$\mathbf{z}_o(n) = S_o(n) + n_1(n) + n_2(n) + \mathbf{n}(n) \tag{4.15}$$

Đối với anten mảng pha thì biên độ các trọng số đối với các sóng mang (subcarrier) là như nhau, nên sau khi nhân với trọng số và cộng chúng lại ta có như ở công trình [6]

$$\begin{aligned}
d_o &= \frac{\sqrt{P}}{N} \beta_o \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,o}^o + \frac{\sqrt{P}}{N} \beta_o \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^{K-1} x_{n,k}^o \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k + \\
&\frac{\sqrt{P}}{N} \beta_m \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} x_{n,k}^m \mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m} + n
\end{aligned} \tag{4.16}$$

$$d_o = S_o + n_1 + n_2 + n$$

trong đó  $S_o$  là tín hiệu mong muốn từ tế bào trung tâm,  $n_1$  là nhiễu trong tế bào trung tâm,  $n_2$  là nhiễu từ các tế bào xung quanh tế bào trung tâm,  $n$  là nhiễu nhiệt (tạp âm).

Trong trường hợp lý tưởng, không có tương quan chéo giữa các tín hiệu, các tần số hoàn toàn trực giao thì  $n_1$  và  $n_2$  bằng không. Phương sai của  $n_1$  và  $n_2$  là

$$\begin{aligned}\text{var}(n_1) &= P \sum_{k=1}^{K-1} \|\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k\|^2 \\ \text{var}(n_2) &= \sum_{m=1}^M P_m \sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m}\|^2\end{aligned}\quad (4.17)$$

Tỷ số giữa năng lượng bit trên mật độ nhiễu và tạp âm là

$$\frac{E_b}{N_o + I_o} = \frac{1}{\frac{\sigma^2}{L} + G_1 + G_2} \quad (4.18)$$

với  $G_1$  và  $G_2$  là tỷ số giữa công suất tạp nhiễu trên tín hiệu tại tế bào trung tâm và tại các tế bào xung quanh.

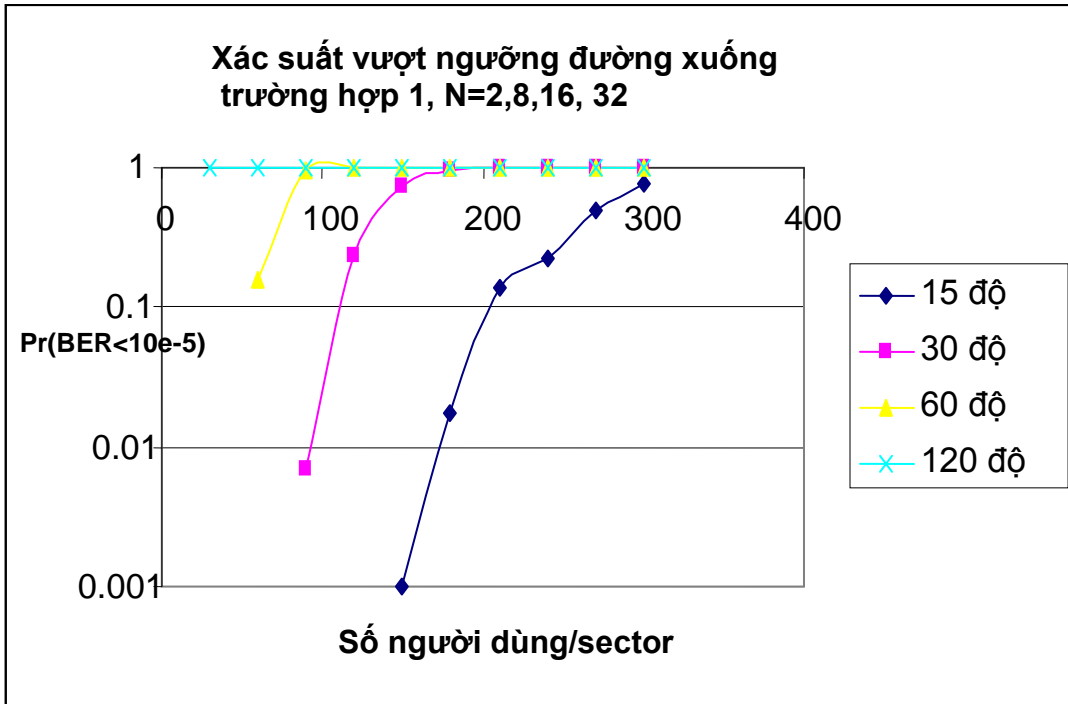
$$G_1 = \sum_{k=1}^{K-1} \|\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_k\|^2 \quad (4.19)$$

$$G_2 = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} \beta_m \|\mathbf{a}_o^H \mathbf{a}_{k_m}\|^2 \quad (4.20)$$

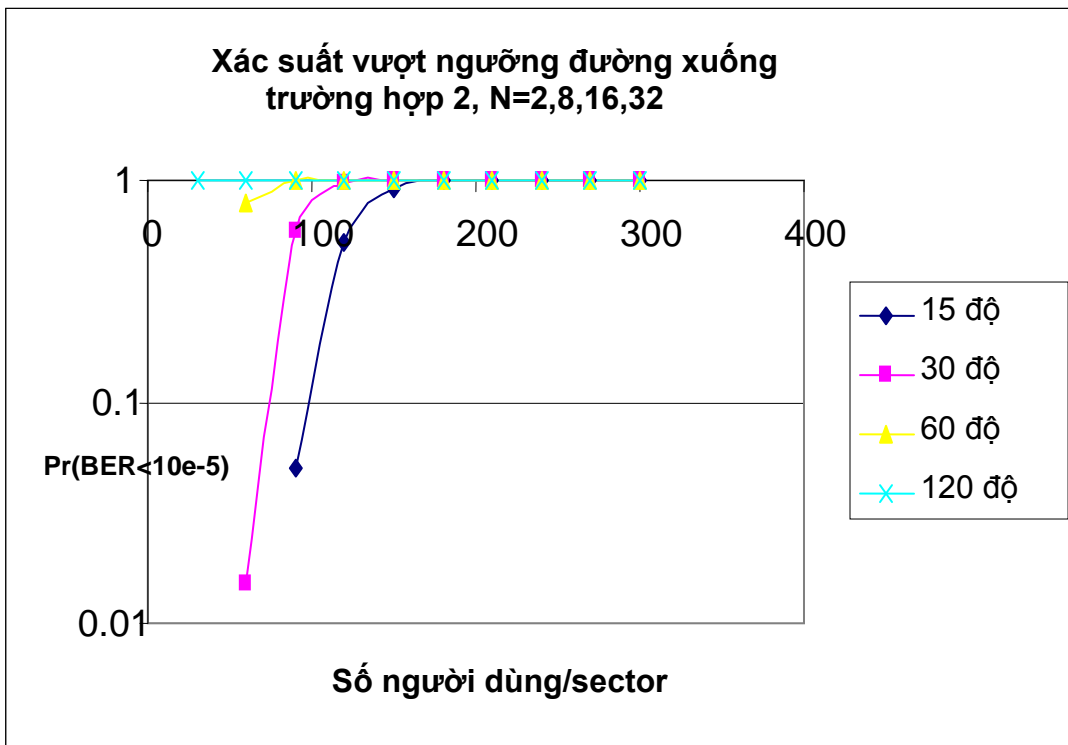
Nếu gọi  $\delta = \frac{1}{S} - \frac{\sigma^2}{P}$  thì xác suất vượt ngưỡng đường xuống hệ thống 2 là

$$P_v = \Pr(G_1 + G_2 > \delta) \quad (4.21)$$

Kết quả mô phỏng xác suất vượt ngưỡng đường xuống hệ thống 2 mô tả ở Hình 4.9 và Hình 4.10.



*Hình 4.9 Xác suất vượt ngưỡng đường xuống Hệ 2, trường hợp 1, N=2, 8, 16, 32,  $\delta=30$ .*



*Hình 4.10 Xác suất vượt ngưỡng đường xuống Hệ 2, trường hợp 2, N=2, 8, 16, 32,  $\delta=30$ .*

Từ kết quả trên Hình 4.9, chúng ta thấy tại  $P_v = 10^{-1}$ , nếu dùng anten với búp sóng  $15^\circ$  thì có tối đa 200 người dùng/ séc-tơ, nếu dùng anten với búp sóng  $30^\circ$  thì có 110 người dùng/ séc-tơ, còn với búp sóng  $60^\circ$  thì chỉ có 60 người dùng/ séc-tơ.

Từ kết quả trên Hình 4.10, chúng ta thấy tại  $P_v = 10^{-1}$ , nếu dùng anten với búp sóng  $15^\circ$  thì có tối đa 100 người dùng/ séc-tơ, nếu dùng anten với búp sóng  $30^\circ$  thì có 75 người dùng/ séc-tơ. Cũng trên hình này, tại  $P_v = 1$ , nếu dùng anten với búp sóng  $30^\circ$  thì có tối đa 90 người dùng/ séc-tơ, còn với búp sóng  $120^\circ$  thì chỉ có 30 người dùng/ séc-tơ.

Từ kết quả mô phỏng ở Hình 4.9 và Hình 4.10, ta có thể suy ra dung lượng đường xuống hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau như ở Bảng 4.4.

*Bảng 4.4 Dung lượng đường xuống hệ thống OFDM/SDMA dùng các loại anten khác nhau.*

<b>Loại Anten</b>	<b>Số người dùng tối đa trong séc-tơ</b>
Séc-tơ	30
Thông minh (Búp chính rộng $60^\circ$ )	60
<b>Thông minh (Búp chính rộng <math>30^\circ</math>)</b>	<b>110</b>
Thông minh (Búp chính rộng $15^\circ$ )	200

Theo Bảng 4.4 thì nếu dùng anten với độ rộng búp sóng chính  $15^\circ$  sẽ cho kết quả tăng dung lượng cao nhất, tuy nhiên để tạo được búp sóng hẹp như vậy chỉ với 4 đến 8 phần tử là khó. Cho nên ta chỉ quan tâm đến kết quả dùng anten thông minh có búp chính rộng cỡ  $30^\circ$  (kết quả bôi đậm trong Bảng 4.4).



Từ kết quả này ta suy ra là hệ thống 2 có dung lượng đường xuống cao hơn hệ thống 1 khoảng 3 lần.

Đồng thời, tăng dung lượng trong trường hợp 2 kém hơn trường hợp 1 vì trường hợp 2 là trường hợp xấu nhất (khi người dùng nằm ở cạnh của sector).

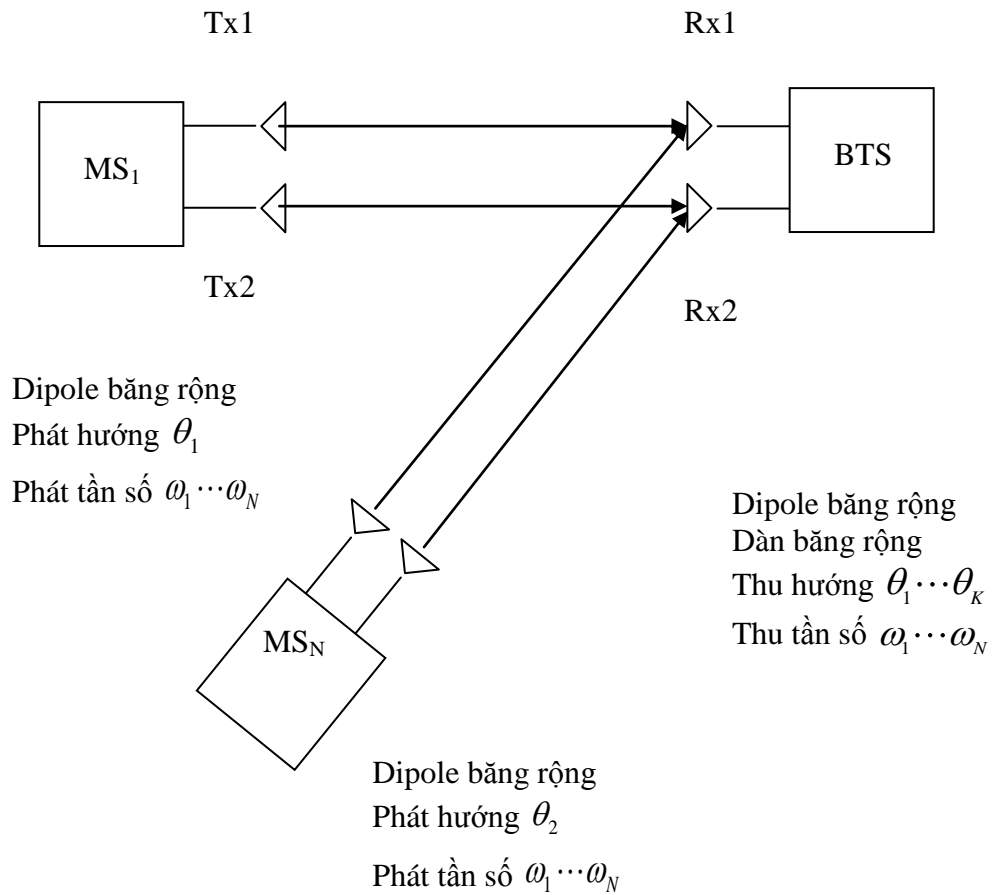
### **4.3.3 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 (hệ thống 3)**

Ngoài các anten trên 3 cạnh tam giác đều như hệ thống 1, ta bổ sung thêm một anten vô hướng (thu phát song công) ở tâm tam giác đều phối hợp phục vụ cho cả 3 cạnh. Như vậy theo hướng của mỗi cạnh ta có hệ MIMO 2x2 (người dùng cũng đòi hỏi có 2 anten). Trong hệ thống OFDM gọi là hệ MIMO 2x2-SECTOR-OFDM.

### **4.3.4 Hệ thống hiện dùng cải tiến hỗ trợ OFDM và MIMO 2x2 kết hợp tạo búp sóng thích nghi (hệ thống 4)**

Ta bổ sung anten vô hướng ở tâm tam giác đều vào hệ thống 2 hay là kết hợp kỹ thuật tạo búp của anten trên mỗi cạnh cùng sự phối hợp của anten vô hướng ở tâm tạo nên hệ MIMO 2x2. Trong hệ thống OFDM chúng tôi gọi là hệ MIMO 2x2-ADAPTIVE-OFDM. Hệ anten này có thể dùng làm anten trạm gốc của thế hệ di động thứ 4, bổ sung cho các anten của thế hệ di động hiện hành sẵn có (Hình 4.2).

Cấu trúc đường lên xét cho một tế bào trung tâm như ở Hình 4.9.



Hình 4.11 Cấu trúc đường lên hệ MIMO 2x2-Adaptive-OFDM.

Đối với hướng truyền từ người dùng  $MS_1$  đến trạm gốc luôn có hai búp sóng (đó là  $Tx_1 - Rx_1, Tx_2 - Rx_2$ ). Các trường hợp tương tự xảy ra với những người dùng khác. Tất nhiên ở đây ta giả thiết trạm gốc dùng cấu trúc anten thu băng rộng  $\omega_1 \cdots \omega_N$ , theo các hướng  $\theta = (\theta_1, \dots, \theta_K)$ . Còn các người dùng dùng cấu trúc anten phát băng rộng với một góc hướng bất kỳ nào đó trong tập  $\theta$ .

Chúng ta có thể tham khảo sơ đồ chi tiết cấu trúc thu của trạm gốc ở Hình 4.4 và cấu trúc phát của người dùng ở Hình 4.5 để thấy rõ về đặc tính đa tần của người dùng và của trạm gốc. Còn về cấu trúc dàn anten băng rộng đã bàn bạc ở Chương 2.

Ở mục 1.4.4 chúng tôi đã bàn bạc về dung năng một kênh MIMO 2x2 (Hệ 3). Do đó khi xem xét về dung năng kênh thì Hệ 3&4 sẽ còn cao hơn nữa so với Hệ 1&2 vì sử dụng thêm kỹ thuật MIMO.

Thật vậy, ở trạm gốc ta có  $K$  dữ liệu thu tại anten  $Rx_1$  và  $K$  dữ liệu thu tại anten  $Rx_2$  trong trường hợp hệ thống MIMO 2x2-Adaptive-OFDM. Trong khi đó, ta chỉ có  $K$  dữ liệu thu tại anten  $Rx_1$  trong trường hợp hệ thống SISO-Sector-OFDM. Tuy nhiên, nếu chỉ xem xét về xác suất vượt ngưỡng là hàm số của số người dùng và độ rộng búp sóng anten thì ở cả Hệ 2 và Hệ 4 sẽ là như nhau. Thật vậy, ngoại trừ có thêm một hướng phát-thu, thì số người dùng tối đa trong một tế bào vẫn chỉ là  $K$ .

#### 4.4 Kết luận

Cấu trúc anten cho trạm gốc và người dùng như đã trình bày ở trên là sự kết hợp của một hệ tìm hướng mới với tạo búp anten quay thích nghi, áp dụng cho hệ thông tin dùng công nghệ OFDM và kỹ thuật MIMO. Đây chính là những điểm mới của luận án.

Ưu điểm của việc áp dụng anten thông minh cho hệ thông tin di động thế hệ mới được thể hiện ở bốn khía cạnh.

**Khía cạnh thứ nhất:** Hỗ trợ truyền dẫn đa sóng mang trực giao cho phép tăng tốc độ truyền dẫn, giảm nhiễu giữa các sóng mang và nhiễu xuyên ký tự.

**Khía cạnh thứ hai:** Sử dụng hệ tìm phương mới có cấu trúc đơn giản.

**Khía cạnh thứ ba:** Sử dụng thêm kỹ thuật tạo búp sóng anten quay thích nghi cho phép tăng dung lượng của hệ thống. Thật vậy các tính toán và mô phỏng cho thấy dung lượng Hệ 2 (SISO-ADPTIVE-OFDM) cao hơn Hệ 1 (SISO-SECTOR-OFDM) khoảng 3 lần.

**Khía cạnh thứ tư:** Có thể sử dụng kết hợp cả MIMO 2x2 vào hệ thống OFDM/SDMA tạo nên Hệ 3 (MIMO 2x2-SECTOR-OFDM) và Hệ 4 (MIMO 2x2-SECTOR-OFDM) với dung năng kênh cao hơn Hệ 1 & 2.

Chương này cũng nêu lên một mô hình cấu trúc mạng di động OFDM/SDMA cụ thể gồm 18 tế bào và áp dụng mẫu sử dụng lại tần số 3x3x1.

Các kết quả trên là cơ sở để đi tới kết luận về lợi ích khi áp dụng anten thông minh vào hệ thống thông tin di động OFDM/SDMA.

Các kết quả khoa học liên quan đã công bố đó là các công trình [3,4,6] (tài liệu tham khảo [52], [54-55]).

## KẾT LUẬN VÀ ĐỀ NGHỊ

Luận án nghiên cứu và xây dựng mô hình sử dụng kết hợp kỹ thuật anten thông minh vào hệ thống thông tin di động hiện hành và đã đạt được những kết quả mới sau.

*Thứ nhất*, luận án đã xây dựng một hệ tìm hướng mới (chương 3) dùng anten hai phần tử. Phần tử thứ nhất là một đơn cực vô hướng. Phần tử thứ hai không có tâm pha và có đặc tính pha phi tuyến. Khi kết hợp với thuật toán MUSIC thì hệ tìm hướng này có khả năng phát hiện số mục tiêu không bị giới hạn bởi số phần tử anten của hệ. Tuy nhiên để phát hiện được số mục tiêu như của dàn anten tuyến tính cách đều  $L$  phần tử, phải tiến hành lấy mẫu theo thời gian  $L-2$  lần nữa để được tập dữ liệu tương đương.

*Thứ hai*, luận án đã đề xuất mô hình kết hợp anten thông minh (là anten điều khiển búp sóng theo hướng sóng tới) vào hệ thống thông tin di động OFDM để tạo nên hệ thống tổ hợp OFDM/SDMA với 4 cấu hình cụ thể: Hệ 1 là SISO-SECTOR-OFDM, Hệ 2 là SISO-ADAPTIVE-OFDM, Hệ 3 là MIMO 2x2-SECTOR-OFDM và Hệ 4 là MIMO 2x2-ADAPTIVE-OFDM. Kết hợp tính toán và mô phỏng đã chứng minh được rằng: Dung lượng của Hệ 2 cao hơn Hệ 1 khoảng 3 lần; Dung năng kênh của Hệ 3&4 còn cao hơn của Hệ 1&2 vì dùng thêm kỹ thuật MIMO; Hệ 2 dùng phương pháp quay búp thích nghi, đơn giản hơn so với thuật toán LMS.

Mô hình anten thông minh và các tính toán dung lượng đường lên cho hệ thống thông tin di động OFDM/SDMA được đề xuất và trình bày trong luận án có thể áp dụng cho hệ thống LTE.

## DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

- [1] Trần Cao Quyền (2002), “Frequency offset sensitivity reduction in OFDM mobile communication system”, *The 8<sup>th</sup> Vietnam Bienial Conference on Radio and Electronics (REV’02)*, pp. 189-192.
- [2] Phan Anh, Trần Cao Quyền (2005), “DOA determination by using an antenna system without phase center and MUSIC algorithm”, *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium Vol . 4A*, pp.134-137.
- [3] Trần Cao Quyền, Paul Fortier, Phan Anh (2006), “An approach for BTS antenna system for 3G and 4G”, *The 10<sup>th</sup> Vietnam Bienial Conference on Radio and Electronics (REV’06)*, pp.198-201.
- [4] Trần Cao Quyền, Paul Fortier, Phan Anh (2007), “Space diversity beam steering microstrip BTS antenna system for 3G and 4G”, *IEEE AP-S International Symposium*, pp.1693-1696.
- [5] Trần Cao Quyền, Bạch Gia Dương, Paul Fortier, Phan Anh (2008) “An Approach for passive radar using a smart antenna system”, *International conference on advanced technologies for communications (ATC08)*, pp.270-274.
- [6] Trần Cao Quyền (2010) “Capacity Improvement for An OFDM Mobile Communication System using A Smart Antenna System”, *The Third International Conference on Communications and Electronics (ICCE2010)*, pp.75.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] “Smart Antenna Tutorial” ,  
[http://www.webproforum.com/smart\\_ant/topic03.html](http://www.webproforum.com/smart_ant/topic03.html).
- [2] A. F. Naguib et al (1994), “Capacity improvement with base station antenna arrays in cellular CDMA”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol 43 (3), pp.691-698.
- [3] A. E. Zooghby (2005), *Smart Antenna Engineering*, Artech House, London.
- [4] Alexander Kuchar (1999), *Real Time Smart Antenna Processing for GSM1800*, Dissertation, Vienna University of Technology, Vienna.
- [5] A. Kuchar et al (1999), “Real-time smart antenna processing for GSM1800 Base station”, *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 664-669.
- [6] B. Widrow et al (1967), “Adaptive antenna systems”, *IEEE Proceeding* Vol 55, pp.2143-2158.
- [7] B. Widrow et al (1975), “Adaptive noise cancelling: principles and applications”, *IEEE Proceeding* Vol 63, pp.1692-1716.
- [8] B. Widrow and S. D. Stearns (1985), *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall Inc, New Jersey.
- [9] B. Vuketic and J. Yuan (2003), *Space time coding*, John Wiley and Sons, New York.
- [10] C. B. Dietrich et al (2000), “Smart antennas in wireless communications: base-station diversity and hand-set beamforming”, *IEEE Antennas and Propagations Magazine* Vol 1, pp.142-151.

- [11] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib (2003), “From theory to practice: An overview of MIMO space time coded wireless systems”, *IEEE Journal on selected area in communications* Vol 21(3), pp.281-302.
- [12] D. Tse et al (2005), *Fundamentals of Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge.
- [13] Dominic Grenier (2006), *Lecture Notes on Antenna and Propagation*, Laval University, Canada.
- [14] F. W. Vook et al (1998), “Adaptive antennas for OFDM”, *48<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference* Vol 1, pp.606-610.
- [15] Fan Wang et al (2005), “IEEE 802.16e System Performance: Analysis and Simulations”, *IEEE 16<sup>th</sup> International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp.900-904.
- [16] Fan Wang et al (2008), “Mobile WiMAX Systems: Performance and Evolution”, *IEEE Communications Magazine*, pp.41-49.
- [17] G. J. Foschini and M. J. Gans (1998), “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, *Wireless personal communication*, pp.311-335.
- [18] H. L. Van Trees (2002), *Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, New York.
- [19] Ilan Ziskind and Mati Wax (1988), “Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* Vol 36(10), pp.1553-1560.
- [20] J. G. Proakis (1995), *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, New York.
- [21] J. F. Fuhl (1997), *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile*



*Communications Systems*, Dissertation, Vienna University of Technology, Vienna.

- [22] J. C. Liberti and T. S. Rappaport (1991), *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice Hall PTR, USA.
- [23] K. Fujimoto (2005), "Antenna for mobile communications", *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, pp. 319-365.
- [24] K. K. Wong et al (2001), "Adaptive antennas at the Mobile and Base stations in an OFDM/TDMA system", *IEEE Transactions on communications* Vol 49(1), pp.195-206.
- [25] K. S. Gilhousen et al (1991), "On the capacity of a cellular CDMA system", *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol.40, No.2, pp. 303-312.
- [26] L. C. Godara (1997), "Application of Antenna Array to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction of Arrival Consideration", *Proceedings of the IEEE* Vol 85(8), pp.1195-1247.
- [27] L. J. Cimini (1985), "Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", *IEEE Transactions on Communications* Vol 33(7), pp. 665-675.
- [28] Lal Chand Godara (2005), *Smart Antennas*, CRC Press, USA.
- [29] M. Fujimoto et al (2000), "An adaptive Array for Multicarrier Transmission", *ISAP*, pp.167-170.
- [30] Masoud Maqbool et al (2008), "Comparison of various frequency reuse patterns for WiMAX networks with adaptive beamforming", *IEEE VTCSpring*, pp.2582-2586.
- [31] M. H. Hayes (1996), *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, John Wiley & Sons, New York.
- [32] T. T. T. Quynh (2012), "On optimization of antennas without phase center

- for DOA estimation”, *The Fourth International Conference on Communications and Electronics 2012 (ICCE2012)*, pp421-421.
- [33] P. R. P. Hoole and D. P. Oxon (2001), *Smart Antennas and Signal Processing for Communications, Biomedical and Radar Systems*, WIT Press, Boston.
- [34] P. H. Moose (1994), “A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction”, *IEEE Transactions on Communications* Vol 42(10), pp.2908-2914.
- [35] P. Stoica and A. Nehorai (1989), “MUSIC, Maximum likelihood, and Cramer-Rao bound”, *IEEE Transactions on Acoustics, speech, and signal processing* Vol 37(5), pp.720-741.
- [36] P. H. Lehne and M. Pettersen, “An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems”, [www.comsoc.org/pubs/surveys/4q99issue/lehne.html](http://www.comsoc.org/pubs/surveys/4q99issue/lehne.html).
- [37] Phan Anh (1986), *Antennas without phase center and their applications in radio engineering*, Wroclaw, Poland.
- [38] Q. Tran Cao, Phan Anh (2005), “DOA Determination by using an antenna system without phase center and MUSIC algorithm”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* Vol. 4A, pp. 134-137.
- [39] R. C. Hansen (1998), *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, New York.
- [40] R. O. Schmidt (1986), “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol AP-34 (3), pp.276-280.
- [41] R. C. Johnson (1993), *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, USA.
- [42] R. C. French (1979), “The effect of fading and shadowing on channel reuse

- in mobile radio”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol 28(3), pp. 171-181.
- [43] Richard Roy and Thomas Kailath (1989), “ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* Vol 37(7), pp.984-995.
- [44] Richard Van Nee and Ramjee Prasad (2000), *OFDM For Wireless Multimedia Communications*, Artech House, London.
- [45] S. M. Alamouti (1998), “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* Vol 16(8), pp.1451-1458.
- [46] S. P. Applebaum (1976), “Adaptive arrays” *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* Vol 24, pp.585-598.
- [47] S. P. Applebaum and D. J. Chapman (1976), ” Adaptive arrays with main beam constraints”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* Vol 24, pp.650-662
- [48] Simon Haykin (1991), *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall Inc, New Jersey.
- [49] T. S. Rappaport (1996), *Wireless Communications Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, New Jersey.
- [50] Tran Cao Quyen (2001), *Investigation of Synchronization in OFDM System in Mobile Radio Environment*, Master Thesis, Asian Institute of Technology, Thailand.
- [51] Tran Cao Quyen (2002), “Frequency Offset Sensitivity Reduction in OFDM system in Mobile Radio Environment”, *8<sup>th</sup> Vietnam Conference on Radio and Electronics (REV’02)*, pp.189-192.
- [52] Tran Cao Quyen (2010) “Capacity Improvement for An OFDM Mobile Communication System using A Smart Antenna System”, *The Third*

- International Conference on Communications and Electronics (ICCE2010)*, pp.75.
- [53] Tran Cao Quyen, Bach Gia Duong, Paul Fortier, Phan Anh (2008), “An approach for passive radar using a smart antenna system”, *International conference on advanced technologies for communications (ATC08)*, pp. 270-274.
- [54] Tran Cao Quyen, Paul Fortier, Phan Anh (2007), “Space diversity beam steering microstrip BTS antenna system for 3G and 4G”, *IEEE AP-S International Symposium*, pp.1693-1697.
- [55] Tran Cao Quyen, Phan Anh, Paul Fortier (2006), “An Approach for BTS Antenna System for 3G and 4G”, *10<sup>th</sup> Biennial Vietnam Conference on Radio and Electronics (REV’06)*, pp.198-201.
- [56] V. Tarokh, N. Seshadri and A. E. Calderbank (1998), “Space-time code for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction”, *IEEE Transaction on information theory* Vol 44(2), pp.744-765.
- [57] W. C. Y. Lee (1989), *Mobile Cellular Telecommunications*, McGraw-Hill Inc, USA.
- [58] W. H. Tranter et al (2004), *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*, Prentice Hall PTR, USA.
- [59] WiMAX Forum, “Mobile WiMAX-part I: a technical overview and performance evaluation”, <http://www.wimaxforum.org>.
- [60] Y. Li and N. R. Sollenberger (1999), “Adaptive antenna arrays for OFDM Systems with Cochannel Interference”, *IEEE Transactions on Communications* Vol 47(2), pp.217-229.

- [61] Yung-Fang Chen and Chih-Peng Li (2004), "Adaptive Beamforming Schemes for Interferences Cancellation in OFDM Communication Systems", *59<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference Vol 1*, pp.103-107.
- [62] T. T. T. Quynh, N. Linh-Trung, P. Anh, K. Abed-Meraim, "Whole-Space Ambiguity Resolution in DOA Estimation by Antennas Without Phase Center", *5th International Conference on Advanced Technology for Communications (ATC 2012)*, 10-12 October, 2012, Hanoi, Vietnam, pp. 327-330.