

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



NGUYỄN TRỌNG THANH

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - 2025

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



NGUYỄN TRỌNG THANH

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - 2025

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



NGUYỄN TRỌNG THANH

**NGHIÊN CỨU PHÂN TÍCH ĐẶC TRƯNG CỦA TÍN HIỆU WIFI
SỬ DỤNG TRONG HỆ THỐNG RA ĐA THỤ ĐỘNG HAI VỊ TRÍ**

CHUYÊN NGÀNH : KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ
MÃ SỐ: 8.52.02.03

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: TS NGUYỄN TRUNG HIẾU

HÀ NỘI - 2025

LỜI CAM ĐOAN

Tôi cam đoan đề án thạc sĩ kỹ thuật “nghiên cứu phân tích đặc trưng của tín hiệu WIFI ứng dụng trong hệ thống radar thụ động hai vị trí” do tôi nghiên cứu, tổng hợp và thực hiện.

Toàn bộ nội dung trong đề án tốt nghiệp, những điều được trình bày là của chính cá nhân tôi hoặc là được tham khảo, tổng hợp từ nhiều nguồn tài liệu khác nhau. Tất cả các tài liệu tham khảo, tổng hợp được trích xuất với nguồn gốc rõ ràng. Các số liệu, kết quả nêu trong đề án tốt nghiệp là trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác.

Hà Nội, ngày 05 tháng 06 năm 2025

Học viên thực hiện đề án



Nguyễn Trọng Thanh

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN.....	i
DANH MỤC HÌNH VẼ.....	iv
DANH MỤC BẢNG BIỂU.....	vi
DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT.....	vii
MỞ ĐẦU.....	1
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG RA ĐA THỤ ĐỘNG	4
1.1. Khái quát về hệ thống ra đa thụ động.....	4
1.1.1. Thuật ngữ ra đa thụ động	4
1.1.2. Đặc điểm hệ thống ra đa thụ động	6
1.1.3. Phân loại hệ thống ra đa thụ động	8
1.1.3. Sơ lược một số loại ra đa thụ động hiện nay.....	13
1.2. Hệ thống ra đa thụ động hai vị trí PBR (Passive Bistatic Radar).....	14
1.2.1 Mô hình hệ thống	15
1.2.2 Các tham số cơ bản của hệ thống.....	16
1.2.3 Phương trình cụ lý hoạt động của hệ thống	19
KẾT LUẬN CHƯƠNG 1	20
CHƯƠNG 2: NGHIÊN CỨU CẤU TRÚC TÍN HIỆU CỦA MỘT SỐ CHUẨN WIFI ĐANG ĐƯỢC SỬ DỤNG HIỆN NAY	21
2.1. Giới thiệu chung về mạng WLAN	21
2.1.1. Khái niệm về mạng WLAN.....	21
2.1.2. Công nghệ điều chế.....	22
2.1.2.1. Kỹ thuật trải phổ	23
2.1.2.2. Công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM)	29
2.1.3. Tìm hiểu về một số chuẩn WIFI.....	30
2.1.4. Ưu, nhược điểm của mạng LAN không dây.....	38
2.2. Lý thuyết về hàm bất định của tín hiệu.....	40
2.2.1. Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1 Mbit/s và 2 Mbit/s.....	42
2.2.2: Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5.5 Mbit/s và 11 Mbit/s	45
2.2.3. Điều chế OFDM.....	49
KẾT LUẬN CHƯƠNG 2	57
CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG VÀ TRIỂN KHAI THỰC TẾ	58
3.1. Mô hình thực nghiệm	58
3.2: Thực hiện mô phỏng, đánh giá độ phân giải theo cự ly và theo tần số Doppler của một số dạng tín hiệu WIFI.....	59
3.2.1: Tập dữ liệu 1: Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1Mbit/s và 2Mbit/s	60

3.2.2: <i>Tập dữ liệu 2 Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5.5 Mbit/s và 11 Mbit/s</i>	64
3.2.3: <i>Tập dữ liệu 3 Điều chế OFDM</i>	68
3.3: <i>Đánh giá sự phù hợp của tín hiệu đối với hệ thống Radar thụ động.</i>	72
KẾT LUẬN CHƯƠNG 3	76
KẾT LUẬN CHUNG	77
DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO	78

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Mô hình ra đa thụ động	6
Hình 1.2: Giám sát tình hình con tin bằng hệ thống ra đa xuyên tường [5].....	7
Hình 1.3: Mô hình ra đa thụ động với một trạm phát và một trạm thu	9
Hình 1.4: Đồ thị biểu diễn khả năng phân biệt cự ly của các nguồn phát.....	12
Hình 1.5: Đồ thị biểu diễn cự ly phát hiện của các nguồn phát	13
Hình 1.6: Mô hình ra đa thụ động 2 vị trí (a) và nhiều vị trí (b).....	15
Hình 1.7: Thành phần hình học của hệ thống PBR	16
Hình 1.8: Hình ảnh elipsoid và elip tạo bởi các điểm có cự ly $R(t)$ không đổi	Error! Bookmark not defined.
Hình 1.9: Biểu diễn 2 vị trí mục tiêu trên 2 đường elip trong hệ thống PBR...	Error! Bookmark not defined.
Hình 1.10: Biểu diễn hình học đo khả năng phân biệt mục tiêu theo vận tốc	Error! Bookmark not defined.
Hình 1.11: Sơ đồ phân tích cự ly hoạt động của hệ thống PBR.....	19
Hình 2.1: Trái phở theo nhảy tần.....	24
Hình 2.2: Trái phở theo chuỗi trực tiếp	26
Hình 2.3: Biểu diễn điều chế dữ liệu số với chuỗi Barker	27
Hình 2.4: Trái phở theo thời gian	28
Hình 2.5: Biểu đồ thời gian cho một hệ thống	28
Hình 2.6: PPDU Frame with Long PLCP Preamble	33
Hình 2.7. PPDU Frame with Short PLCP Preamble	34
Hình 2.8: Định dạng chi tiết của PSDU.....	40
Hình 2.9: AF cho xung DSSS với 1/2Mbit/s với $N = 500$ (thời lượng xung 0.5 ms) trên mô phỏng matlab.	45
Hình 2.10: Hình ảnh hàm bất định của tín hiệu điều chế CCK trên 3-D	48
Hình 2.11: Mặt cắt cắt AF theo chiều tần số Doppler cho xung DSSS với 5,5/11 Mbit/s cho $N_G=5500$	48
Hình 2.12: Mặt cắt AF theo chiều thời gian cho xung DSSS với 5,5/11 Mbit/s với $N_G = 5500$	49
Hình 2.13: AF cho một xung OFDM với $N_{SYM} = 125$ và $N_{ST} = 64$	53
Hình 2.14: So sánh các lần cắt AF theo chiều tần số Doppler cho xung OFDM với $N_{sym}=10$ và $N_{sym}=100$	55
Hình 3.1: Tín hiệu Beacon nhận được khi truyền dữ liệu 1	60
Hình 3.2: Xung Beacon tham chiếu tại vị trí 0,2 ms	61
Hình 3.3: Mặt cắt 2 chiều cự ly và tần số khi phân tích vật thể bất định.....	61
Hình 3.4: Mặt cắt AF theo chiều cự ly	62
Hình 3.5: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler.....	63
Hình 3.6: Tín hiệu nhận được khi truyền dữ liệu 2	65
Hình 3.7: Xung tham chiếu tại vị trí 0,096 ms	65
Hình 3.8: Mặt cắt 2 chiều cự ly và tần số khi phân tích vật thể bất định.....	66

Hình 3.9: Mặt cắt AF theo chiều cự ly	67
Hình 3.10: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler.....	67
Hình 3.11: Tín hiệu nhận được khi truyền dữ liệu 3	68
Hình 3.12: Xung tham chiếu tại vị trí 0,49 ms	69
Hình 3.13: Mặt cắt 2 chiều cự ly và tần số khi phân tích vật thể bất định.....	69
Hình 3.14: Mặt cắt AF theo chiều cự ly	70
Hình 3.15: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler.....	71

DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 1.1: Tham số cơ bản của một số nguồn phát tín hiệu.....	10
Bảng 2.1: Tiêu chuẩn 802.11: Sơ đồ điều chế và mã hóa	22
Bảng 2.2: Một số chuẩn WIFI	31
Bảng 2.3: Payload Structure	33
Bảng 2.4: Bảng mã hóa CCK 5,5 Mbit/s (từ (2.9))	46
Bảng 2.5: Bảng mã hóa CCK 11Mbit/s (từ (2.9))	47
Bảng 3.1: Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một xung Beacon trong tệp 1.....	63
Bảng 3.2: Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một đoạn dữ liệu trong tệp 2.	67
Bảng 3.3. Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một đoạn dữ liệu trong tệp 3.	71
Bảng 3.4: Tóm tắt độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và búp phụ từ các tệp dữ liệu đã kiểm tra.	72

DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Thuật ngữ	Thuật ngữ Tiếng việt
AF	Ambiguity Funtion	Hàm bất định
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Điều chế dịch pha nhị phân
CCK	Cholecystokinin	Điều chế mã bù
DAB	Digital Audio Broadcasting	Âm thanh kỹ thuật số
DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum	Trải phổ chuỗi trực tiếp
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial	Sóng số mặt đất
FHSS	Frequency-Hopping Spread Spectrum	Trải phổ nhảy tần
FM	Frequency Modulation	Điều chế tần số
GSM	Global System For Mobile Communication	Hệ thống thông tin di động toàn cầu
LAN	Local Area Network	Mạng cục bộ
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Đa đầu vào và đa đầu ra
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao
PBR	Passive Bistatic Radar	Ra đa thụ động hai vị trí
PCL	Passive Coherent Location	Vị trí kết hợp thụ động
PCR	Passive Covert Radar	Ra đa nguy trang thụ động
PRT	Pulse-Repetition Time	Thời gian lặp lại xung
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ vuông góc
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Điều chế dịch pha trực giao
SYM	Symbol	Biểu tượng
TDOA	Time Difference Of Arrival	Phương pháp phân biệt thời gian đến
THSS	Time-Hopping Spread Spectrum	Trải phổ theo thời gian
VHF	Very High Frequency	Tần số rất cao

WIFI	Wireless Fidelity	Hệ thống truy cập Internet không dây
WLAN	Wireless Local Area Network	Mạng không dây

MỞ ĐẦU

1. Lý do chọn đề tài

Cùng với sự phát triển mạnh mẽ của khoa học kỹ thuật công nghệ, hàng loạt các vũ khí hiện đại đã ra đời: UAV cảm tử, tên lửa hành trình,... đã làm thay đổi phương án tác chiến trên thế giới trong tương lai. Vì vậy đòi hỏi các hệ thống ra đa phải được phát triển, áp dụng những nguyên lý kỹ thuật hiện đại để có khả năng phát hiện được mục tiêu trong mọi điều kiện nhưng vẫn đảm bảo bí mật, an toàn tránh bị vũ khí, hỏa lực của địch trinh sát, phát hiện và tiêu diệt. Một trong các loại ra đa đó là hệ thống ra đa thụ động.

Ra đa thụ động được xem là loại ra đa tàng hình, vì nó có thể sử dụng năng lượng bức xạ từ thiết bị đặt trên các mục tiêu hoặc năng lượng phản xạ từ các nguồn khác để phát hiện và nhận diện chính xác mục tiêu. Với việc không cần phát ra năng lượng mà chỉ thu nhận năng lượng từ mục tiêu, ra đa thụ động mang lại nhiều ưu điểm vượt trội. Chính vì thế mà ở hiện nay ra đa thụ động đã được nghiên cứu, thiết kế, chế tạo và đầu tư, trang bị cho nhiều lực lượng trong Quân đội như Phòng Không - Không Quân, Hải Quân và Tác chiến điện tử để nâng cao khả năng tác chiến của Quân đội trong tình hình mới.

Cùng với sự phát triển về hệ thống Ra đa thụ động tầm xa thì các hệ thống Ra đa thụ động với mục đích giám sát tầm gần cũng rất được quan tâm. Thông thường, việc giám sát tầm gần thường được thực hiện bởi các camera và các loại cảm biến, nhưng trong một số điều kiện không thuận lợi thì hệ thống này lại không thể hoạt động hiệu quả như thiên tai, động đất, cứu sập với nhiều chướng ngại vật, tìm kiếm cứu nạn trong một vùng rộng lớn, bảo đảm an ninh an toàn,... Chính vì thế, với những tính năng ưu việt của hệ thống ra đa thụ động thì hoàn toàn có thể đáp ứng được những yêu cầu trên mà vẫn đảm bảo phát huy được hết được chức năng của mình.

Hiện nay, mạng WIFI ngày càng trở nên phổ biến trong các tổ chức, doanh nghiệp và cá nhân. Nhờ vào sự tiện lợi của nó, WIFI dần thay thế các hệ thống mạng có dây truyền thống. Mạng WIFI ra đời đã giải quyết những nhược điểm mà mạng có dây không thể khắc phục, đồng thời trở thành một giải pháp phù hợp với xu hướng phát triển của công nghệ truyền thông hiện đại.

Vì vậy, tín hiệu WIFI đã cho thấy nó là giải pháp phù hợp do các đặc tính của nó như băng thông hợp lý, cự ly phủ sóng, khả năng tiếp cận cũng như công suất phát thấp. Trên cơ sở tìm hiểu, em thực sự cảm thấy hấp dẫn và đã lựa chọn nội dung thực hiện đề án là ***Nghiên cứu phân tích đặc trưng của tín hiệu WIFI sử dụng trong hệ thống radar thụ động hai vị trí.***

2. Tổng quan về vấn đề nghiên cứu

Xây dựng mô hình, mô phỏng, đánh giá khả năng phân biệt theo cự ly và theo tần số Doppler dựa trên hàm bất định của một số dạng tín hiệu WIFI. Đánh giá sự phù hợp của tín hiệu đối với hệ thống ra đa thụ động ứng dụng vào thực tiễn.

3. Mục đích nghiên cứu

Nghiên cứu tổng quan về ra đa thụ động nói chung và mô hình ra đa thụ động hai vị trí.

Nghiên cứu các cấu trúc tín hiệu wifi. Xây dựng mô hình thực nghiệm, mô phỏng phân tích đánh giá khả năng phân biệt theo cự ly và theo tần số Doppler từ đó đánh giá mức độ phù hợp của các cấu trúc tín hiệu.

4. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu: Nghiên cứu các hệ thống ra đa thụ động hai vị trí và đặc trưng của tín hiệu wifi.

Phạm vi nghiên cứu:

- Nghiên cứu hệ thống ra đa thụ động tổng quan một số loại ra đa thụ động trong nước và trên thế giới hiện nay.

- Tìm hiểu nghiên cứu về ra đa 2 vị trí sử dụng mạng wifi và ứng dụng thực tế.

- Nghiên cứu một số chuẩn WIFI đang được sử dụng hiện nay.

- Viết chương trình, mô phỏng đánh giá khả năng phân biệt theo cự ly và theo tần số Doppler dựa trên hàm bất định của một số dạng tín hiệu WIFI.

Phương pháp nghiên cứu:

Trong quá trình nghiên cứu để đạt được mục tiêu, đề án dự kiến sử dụng phương pháp:

- Tiếp cận bằng lý thuyết: sử dụng các công thức toán học và cơ sở lý thuyết về cấu trúc tín hiệu của một số chuẩn WIFI, hàm bất định của tín hiệu.

- Tiếp cận bằng mô phỏng: sử dụng công cụ mô phỏng MATLAB để mô phỏng và kiểm chứng kết quả từ cơ sở lý thuyết. Mô phỏng giúp lượng hóa và có cái nhìn trực quan, đánh giá các tham số của hệ thống.

5. Cấu trúc của đề án

Ngoài phần mở đầu, mục lục, kết luận, danh mục hình vẽ, danh mục bảng biểu, tài liệu tham khảo, phụ lục, nội dung chính của đề án được trình bày trong 3 chương như sau:

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG RA ĐA THỤ ĐỘNG

Chương 2: NGHIÊN CỨU CẤU TRÚC TÍN HIỆU CỦA MỘT SỐ CHUẨN WIFI ĐANG ĐƯỢC SỬ DỤNG HIỆN NAY

Chương 3: MÔ PHỎNG VÀ TRIỂN KHAI THỰC TẾ

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG RA ĐA THỤ ĐỘNG

Trong chương này đề án sẽ trình bày khái niệm ra đa thụ động, các thuật ngữ để chỉ hoạt động của loại ra đa này, các đặc điểm của hệ thống ra đa thụ động và nghiên cứu về mô hình hệ thống ra đa thụ động phổ biến nhất là hệ thống ra đa thụ động hai vị trí.

1.1. Khái quát về hệ thống ra đa thụ động [1]

1.1.1. Thuật ngữ ra đa thụ động

Ra đa thụ động là thiết bị hoạt động mà không phát ra bất kì năng lượng điện từ nào, thay vào đó nó thu nhận các nhiễu loạn nhỏ trong trường điện từ gây ra bởi các vật thể chuyển động để phát hiện và theo dõi chúng.

Ra đa thụ động cũng có thể được định nghĩa là một tập hợp các công nghệ ra đa khai thác các tín hiệu sẵn có như tín hiệu phát thanh, truyền thông, các tín hiệu phát từ nguồn khác, ... Điều này khác với các ra đa chủ động sử dụng bộ phát tín hiệu riêng và anten để phát và thu tín hiệu phản xạ và ở đó dạng tín hiệu chỉ được tối ưu hóa cho chức năng chính của đài ra đa đó.

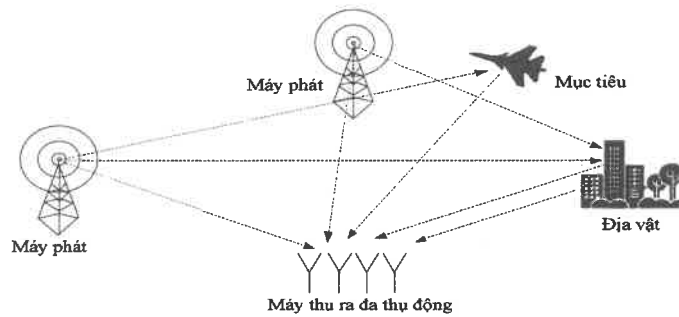
Ra đa thụ động là thiết bị thực hiện phát hiện và đo toạ độ các mục tiêu tự bức xạ. Nguồn bức xạ có thể là các máy phát vô tuyến (các thiết bị đạo hàng - máy lái, định vị, liên lạc, gây nhiễu...) cũng như bức xạ nhiệt của chính các mục tiêu hoặc sự tương phản bức xạ của mục tiêu trên nền môi trường. Trong một số trường hợp thậm chí có thể sử dụng thông tin khi mục tiêu điều khiển vũ khí.

Các phương pháp định vị thụ động về bản chất có điểm chung với ra đa chủ động, nhưng cũng có những đặc thù riêng. Vì không có thông tin về thời điểm bức xạ nên không thể xác định được cự li đến nguồn bức xạ theo số liệu của chỉ một trạm thu. Do đó, để xác định tất cả toạ độ mục tiêu phải có một tổ hợp nhiều hơn hai trạm thu phân tán nối với nhau bằng các kênh liên lạc.

Chính vì vậy, ra đa thụ động luôn luôn thuộc loại ra đa nhiều vị trí. Ra đa nhiều vị trí nói chung là hệ thống ra đa gồm một số trạm phát, thu hoặc thu - phát phân tập trong không gian thực hiện xử lý chung các thông tin nhận được về mục tiêu. Trong trường hợp này, ra đa thụ động là ra đa nhiều vị trí chỉ gồm các trạm thu.

Mặc dù thuật ngữ “ra đa thụ động” đã được sử dụng phổ biến, tuy nhiên còn có một số thuật ngữ khác có thể được sử dụng thay thế và hay được dùng trong lĩnh vực quân sự như: vị trí kết hợp thụ động (Passive coherent location-PCL), ra đa ngụy trang thụ động (Passive Covert Radar- PCR). Thuật ngữ “Passive Bistatic Radar (PBR)” – Ra đa thụ động hai vị trí được sử dụng rộng rãi nhất nhằm nhấn mạnh sự phân tách vật lý giữa máy phát và máy thu – đặc trưng cơ bản của dạng ra đa này trong thực tế. Thuật ngữ hai vị trí (Bistatic) được sử dụng ở trên có nghĩa là máy phát và máy thu ngăn cách về mặt không gian. Trong trường hợp nhiều cặp bộ thu - phát được sử dụng, hệ thống được gọi là nhiều vị trí cố định (Multistatic). Cấu hình hai vị trí /đa vị trí cố định của ra đa thụ động khác với cấu hình một vị trí cố định (Monostatic) của ra đa chủ động cổ điển, ở đó máy phát và máy thu được đặt cùng một nơi (hoặc đặt rất gần nhau).

Và còn có rất nhiều thuật ngữ được sử dụng để chỉ dạng ra đa hoạt động thụ động như: ra đa phát thanh (Broadcast Radar), ra đa không kết hợp (Noncooperative Radar), ra đa kí sinh (Parasitic Radar), ra đa cộng sinh (Symbiotic Radar)...



Hình 1.1: Mô hình ra đa thụ động

Hình 1.1 biểu diễn một mô hình ra đa thụ động, trong mô hình này nguồn tín hiệu có thể được chia thành nguồn kết hợp và nguồn không kết hợp. Với nguồn kết hợp, dạng tín hiệu và vùng hoạt động có thể được kết hợp hoàn toàn dưới sự kiểm soát của người thiết kế ra đa thụ động và có thể linh hoạt thay đổi theo thời gian thực. Với nguồn không kết hợp thì ngược lại, ra đa thụ động sử dụng tín hiệu từ những nguồn này mà không có sự liên hệ hay kết hợp nào.

1.1.2. Đặc điểm hệ thống ra đa thụ động

a. Ưu điểm

Do cách thức hoạt động đặc biệt nên ra đa thụ động có nhiều ưu điểm vượt trội so với ra đa chủ động thông thường. Ra đa thụ động có một số đặc điểm như sau:

- Khi sử dụng các tín hiệu trong lĩnh vực truyền thông: tín hiệu phát thanh, tín hiệu truyền hình,... thì cự ly phủ sóng cao do những nguồn này thường được đặt ở các vị trí cao.
- Ra đa thụ động có cấu tạo đơn giản hơn, giá thành rẻ hơn so với ra đa chủ động vì nó sử dụng tín hiệu từ các nguồn phát khác.
- Với ra đa thụ động thì không gặp các vấn đề về cấp phép hoạt động: dải tần hoạt động nếu sử dụng nguồn phát không kết hợp.
- Hệ thống ra đa thụ động cho phép sử dụng nhiều băng tần (đặc biệt là băng VHF, UHF), có thể phát hiện nhiều loại mục tiêu, đặc biệt là các loại máy bay tàng hình.

- Ra đa thụ động có tính bí mật cao, khó bị phát hiện do không phát ra tín hiệu.
- Rất khó để triển khai các biện pháp đối phó với ra đa thụ động. Để gây nhiễu cho ra đa thụ động thì phải trải rộng nhiễu trên nhiều hướng do đó làm giảm đi hiệu quả hoạt động của các thiết bị gây nhiễu.

- Ra đa thụ động không yêu cầu bất kì sự bổ sung phổ nào. Chính vì vậy mà nó còn được gọi là “ra đa xanh”.

- Ra đa thụ động có thể sử dụng tín hiệu từ nhiều loại nguồn phát. Trong thực tế hầu hết mọi phát xạ đều có thể sử dụng cho ra đa thụ động. Tuy nhiên tùy thuộc vào mục đích sử dụng ra đa thụ động mà lựa chọn dạng tín hiệu phù hợp.

Với những tính năng vượt trội của hệ thống Ra đa thụ động hệ thống có nhiều ứng dụng phổ biến như Ra đa giám sát phát hiện và cảnh báo tình hình trên không, theo dõi, dẫn đường cho các phương tiện bay, điều khiển vũ khí.... Ngoài ra trong lĩnh vực dân sự, Ra đa thụ động còn có thể dự báo khí tượng thủy văn, giám sát giao thông, nhìn xuyên tường phát hiện người phía sau tường chắn vừa là ứng dụng trong tìm kiếm người sau động đất vừa dùng trong lĩnh vực an ninh quốc phòng thông qua các tín hiệu vô tuyến sẵn có (sẽ trình bày rõ hơn tại 1.1.3. Phân loại hệ thống ra đa thụ động).



Hình 1.2: Giám sát tình hình con tin bằng hệ thống ra đa xuyên tường [5]

b. Nhược điểm

– Dạng tín hiệu từ máy phát không được tối ưu cho mục đích hoạt động của ra đa thụ động do đó cần nhận biết dạng tín hiệu và xử lý chúng một cách tối ưu nhất.

– Trong nhiều trường hợp nguồn phát không nằm dưới sự điều khiển của ra đa thụ động.

– Điểm chung với tất cả các ra đa thụ động hai vị trí là khả năng phân biệt cự ly và doppler kém đối với các mục tiêu nằm trên hoặc gần đường đáy giữa máy phát và máy thu.

– Với các nguồn phát tín hiệu tương tự, hàm bất định tín hiệu (đặc trưng cho khả năng phân biệt cự ly và Doppler) phụ thuộc vào trạng thái điều chế tức thời của tín hiệu. Do đó khả năng phân biệt của tín hiệu cũng bị thay đổi liên tục. Đối với nguồn phát các tín hiệu kỹ thuật số thì không gặp phải những vấn đề đó. Vì vậy ra đa thụ động ngày nay thường sử dụng các dạng tín hiệu kỹ thuật số.

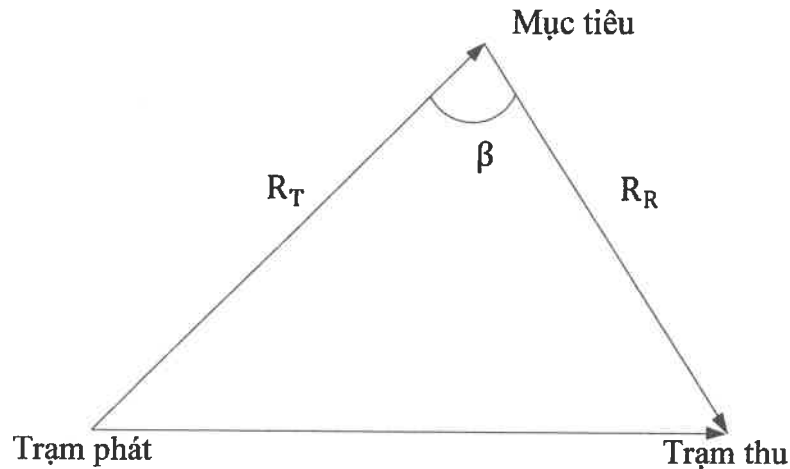
– Các tín hiệu sử dụng thường là tín hiệu liên tục do đó cần có bộ xử lý triệt để tín hiệu trực tiếp từ nguồn phát để phát hiện những phản xạ yếu từ mục tiêu.

1.1.3. Phân loại hệ thống ra đa thụ động

Có nhiều cách để phân loại hệ thống ra đa thụ động. Tuy nhiên ra đa thụ động thường được phân loại theo các cách cơ bản sau:

a. Theo vị trí hình học của nguồn phát và máy thu.

Trong trường hợp hệ thống ra đa thụ động chỉ có một nguồn phát tín hiệu và một máy thu thì hệ thống được phân chia theo góc β như hình:



Hình 1.3: Mô hình ra đa thụ động với một trạm phát và một trạm thu

Với các giá trị của β :

- $\beta < 20^\circ$: Ra đa một vị trí (Monostatic ra đa)
- $20^\circ < \beta < 145^\circ$: Ra đa hai vị trí (Bistatic ra đa)
- $145^\circ < \beta < 180^\circ$: Ra đa nhìn thẳng

Sự lựa chọn nguồn phát tín hiệu để sử dụng là một yếu tố quan trọng trong việc xác định công năng của hệ thống ra đa thụ động. Có một số tham số của tín hiệu cần được chú ý đến khi đánh giá khả năng sử dụng của tín hiệu đối với hệ thống. Đầu tiên là mật độ công suất (W/m^2) sẽ ảnh hưởng đến hiệu suất phát hiện mục tiêu của hệ thống. Thứ hai là bản chất của dạng tín hiệu sử dụng, được đánh giá thông qua vật thể bất định của tín hiệu. Thứ ba là vùng phủ sóng của nguồn phát tín hiệu.

b. Theo cơ sở nguồn phát tín hiệu, chúng ta sẽ phân loại các loại ra đa thụ động thành 2 loại chính, đó là

- Ra đa thụ động tầm xa: đài ra đa thụ động sử dụng các tín hiệu FM, DVB-T, DAB... đặc điểm của các nguồn phát này là cho cự ly phát hiện lớn.
- Ra đa thụ động tầm gần: sử dụng các tín hiệu WIFI, GSM,... cho cự ly phát hiện nhỏ. Trong đề án này, sẽ tập trung vào nghiên cứu cấu trúc tín hiệu WIFI trong hệ thống Ra đa thụ động.

Bảng 1.1 trình bày tham số cơ bản của một số nguồn phát tín hiệu, các thông số có thể thay đổi theo khu vực. Ví dụ: tín hiệu DAB thường được sử dụng trong băng tần VHF (174–230 MHz), tuy nhiên ở băng L (1.452–1.480 MHz) cũng có thể được sử dụng. Các thông số được liệt kê trong bảng cũng có thể khác nhau đối với các phiên bản của các tiêu chuẩn. Ví dụ, tiêu chuẩn DVB-T xác định các kênh băng thông 5, 6, 7 và 8 MHz, nhưng phiên bản 8 MHz được sử dụng thường xuyên nhất. So sánh các thông số từ bảng dẫn đến kết luận rằng, tùy thuộc vào nguồn tín hiệu phát, hiệu suất của ra đa thụ động có thể thay đổi đáng kể. Đài FM cung cấp khả năng phân biệt về cự ly kém, ngoài ra còn thay đổi theo thời gian tùy thuộc vào nội dung chương trình được truyền tải. Tuy nhiên, ra đa thụ động sử dụng tín hiệu FM có thể cung cấp cự ly phát hiện xa nhờ công suất phát cao, có thể đạt đến và hơn 100 kW. Tín hiệu DVB-T có băng thông rộng, có thể so sánh với ra đa giám sát chủ động, cho khả năng phân biệt cự ly rất tốt. Công suất phát của nó hàng chục kW và đôi khi trên 100 kW. Mặc dù công suất phát trong đài FM và truyền hình DVB-T là tương đương nhau, nhưng tần số cao hơn được sử dụng trong DVB-T cho cự ly phát hiện ngắn hơn.

Bảng 1.1: Tham số cơ bản của một số nguồn phát tín hiệu

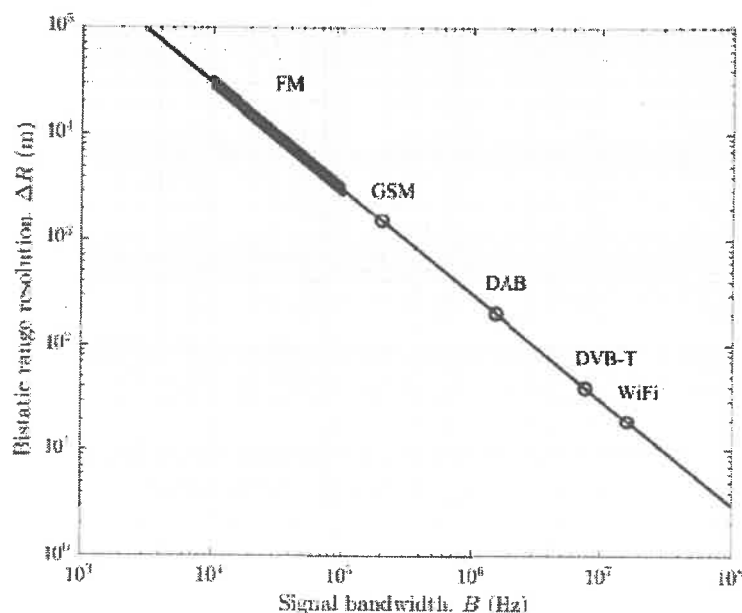
Dạng nguồn phát	Băng tần	Độ rộng phổ tín hiệu	Công suất phát	Ghi chú
FM	88-108 MHz	Thay đổi 10-100 kHz	Lên đến 100 kW	Độ chính xác thấp, cự ly phát hiện lớn
DVB-T	470–860 MHz	7.6 MHz	Lên đến 100 kW	Độ chính xác cao, cự ly phát hiện trung bình
DAB	174–230 MHz, 1,452–1,480 MHz	1.5 MHz	Lên đến vài chục kW	Độ chính xác trung bình, cự ly phát hiện trung bình

GSM	935–960 MHz 1,805–1,889 MHz	200 kHz	Lên đến 320 W	Độ chính xác thấp, cự ly phát hiện nhỏ
WIFI	2,400–2,500 MHz 5,000–6,000 MHz	16 MHz	Lên đến 200 mW	Độ chính xác cao, cự ly phát hiện nhỏ

Ra đa thụ động sử dụng nguồn phát DAB, với băng thông 1,5 MHz đem lại khả năng phân biệt cự ly trung bình. Công suất của máy phát DAB thường là vài hoặc hàng chục kW, đem lại cự ly phát hiện trung bình. Băng thông tín hiệu GSM xấp xỉ 200 kHz, rất giống với đài FM. Sự khác biệt là GSM sử dụng điều chế kỹ thuật số, dẫn đến băng thông không đổi, trái ngược với điều chế tần số tương tự của đài FM. Trong bất kì trường hợp nào khả năng phân biệt cự ly của tín hiệu GSM đều rất kém. Bên cạnh đó, công suất phát tương đối thấp khoảng vài trăm W, do đó ra đa thụ động sử dụng tín hiệu GSM chỉ thích hợp để giám sát trong cự ly ngắn với độ chính xác thấp. Tín hiệu WIFI cho khả năng phân biệt theo cự ly rất tốt nhờ băng thông tín hiệu rộng. Tuy nhiên, công suất phát là rất thấp so với các máy phát các tín hiệu trên. Do đó ra đa thụ động sử dụng tín hiệu WIFI chỉ thích hợp để phát hiện tầm ngắn. Với khả năng phân biệt cự ly rất tốt có thể phân biệt được từng người nên loại ra đa ứng dụng tín hiệu này có thể được sử dụng để giám sát sân bay nhỏ, người đi bộ hoặc phát hiện phương tiện giao thông.

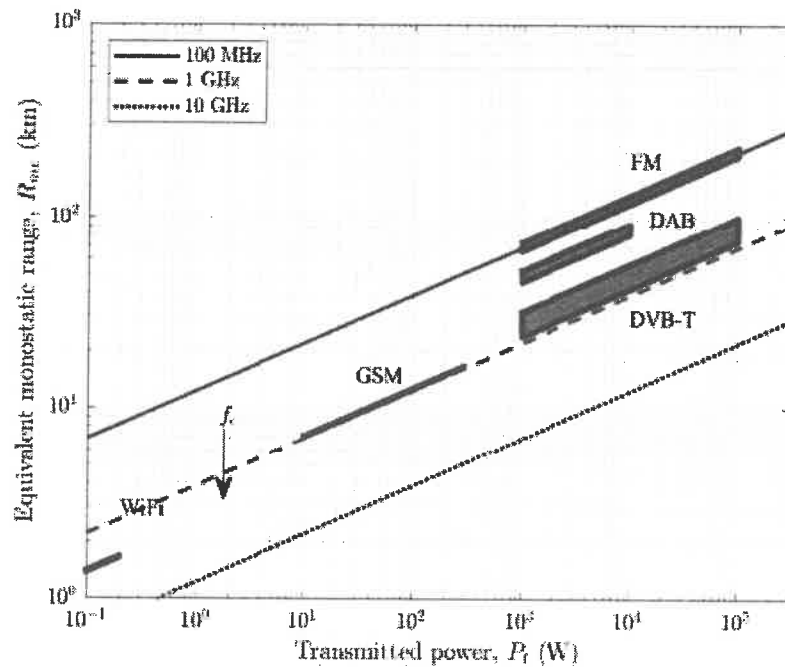
Hình 1.4 là đồ thị biểu diễn khả năng phân biệt cự ly của các nguồn phát. Trục hoành hiển thị độ rộng phổ của tín hiệu, trục tung là khả năng phân biệt theo cự ly được tính theo công thức $\Delta R = c/2B$. Các điểm đánh dấu trên ô tương ứng với các dạng nguồn phát tín hiệu khác nhau. Trong trường hợp của

tín hiệu FM, dải băng thông và khả năng phân biệt cự ly tương ứng được hiển thị để nhấn mạnh sự thay đổi của băng thông tín hiệu FM. Có thể thấy, khả năng phân biệt cự ly của ra đa thụ động cho các dạng nguồn tín hiệu phát khác nhau trải dài theo độ rộng phổ tín hiệu. Đây là một trong những khía cạnh quan trọng khi thiết kế ra đa thụ động, nhưng nó phải được xem xét cùng với một tham số cơ bản khác đó là cự ly phát hiện của hệ thống.



Hình 1.4: Đồ thị biểu diễn khả năng phân biệt cự ly của các nguồn phát tín hiệu khác nhau

Hình 1.5 là đồ thị biểu diễn cự ly phát hiện của các nguồn phát. Nhìn trên hình vẽ ta có thể thấy rằng đài FM cung cấp cự ly phát hiện cao nhất, trong khoảng 200–300 km. Các trạm DAB và DVB-T cho cự ly phát hiện thấp hơn một chút, ≤ 100 km. Thông thường, máy phát DVB-T sử dụng công suất cao hơn DAB, tuy nhiên DAB có tần số thấp hơn. Ra đa thụ động sử dụng tín hiệu GSM có thể phát hiện mục tiêu ở cự ly 10–20 km. Tín hiệu WIFI cho cự ly phát hiện thấp nhất cỡ vài km.



Hình 1.5: Đồ thị biểu diễn cự ly phát hiện của các nguồn phát tín hiệu khác nhau

1.1.3. Sơ lược một số loại ra đa thụ động hiện nay

a. Trên Thế giới

Các quốc gia phát triển đã và đang nghiên cứu, thử nghiệm đưa vào sử dụng các hệ thống radar thụ động. Một số hệ thống nổi bật có thể kể đến như sau:

- + Hệ thống ra đa Silent Sentry của Hoa Kỳ sử dụng tín hiệu dân sự như FM radio và truyền hình HDTV.
- + Hệ thống VERA-E của Cộng Hòa Séc phát hiện mục tiêu từ tần số vô tuyến, cực kỳ nổi tiếng, dùng cho mục đích quân sự.
- + Hệ thống Kolchuga của Ukraine là một loại ra đa thụ động tầm xa, có khả năng theo dõi máy bay tàng hình như F-117.
- + Hệ thống Tamara (tiền thân của VERA-E ra đời từ những năm 1980, chuyên bắt tín hiệu phát xạ từ máy bay.
- + Hệ thống CELLDAR của Anh dùng mạng lưới trạm thu tín hiệu di động (cellular) để định vị mục tiêu.

b. Tại Việt Nam

Việt Nam rất quan tâm đến ra đa thụ động, đặc biệt trong bối cảnh hiện đại hóa quốc phòng.

Nhập khẩu: Bộ Quốc phòng Việt Nam đã chủ động nhập khẩu các hệ thống ra đa thụ động tiên tiến trên thế giới để trang bị cho các lực lượng Phòng không – Không quân và Tác chiến điện tử trong Quân đội như hệ thống VERA-E của Cộng hòa Séc hay hệ thống Kolchuga của Ukraine.

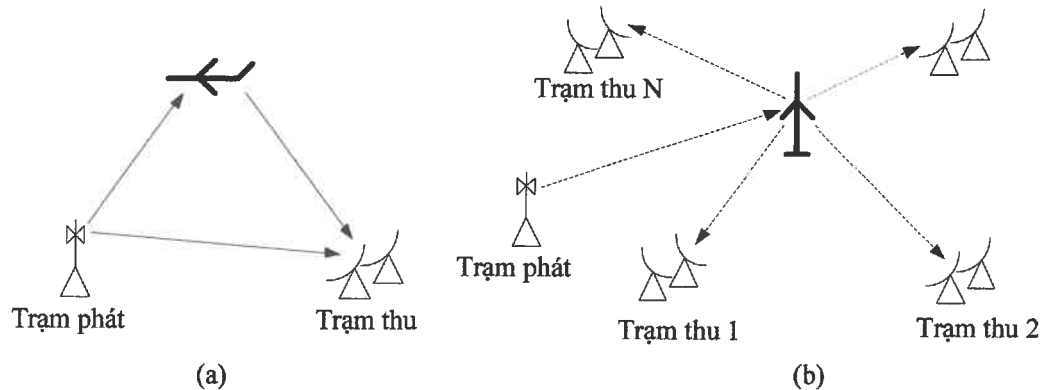
Nghiên cứu sản xuất nội địa: Trong nước các viện nghiên cứu kỹ thuật quân sự (Viện Kỹ thuật Quân sự, Học viện Kỹ thuật Quân sự ...) đã và đang phát triển nguyên mẫu hệ thống ra đa thụ động nội địa, hướng đến khai thác tín hiệu FM, truyền hình số mặt đất, và thậm chí mạng viễn thông 4G/5G. Một trong số đó nổi bật lên có Tập đoàn CNVTQĐ trong triển lãm Quốc phòng Quốc tế năm 2024 đã lần đầu tiên công bố các hệ thống ra đa thụ động tiên tiến, tính năng kỹ chiến thuật tương đương và ưu việt hơn với các hệ thống hiện tại trên thế giới có thể kể đến như sau:

+ Các hệ thống trinh sát điện tử thông minh: có tính năng phát hiện, xác định, định vị, phân tích hầu hết các loại tín hiệu thông tin, ra đa, truyền hình, hàng không với băng thông rộng trong không gian 3D. Kết hợp sử dụng công nghệ trí tuệ nhân tạo, có khả năng cung cấp tình báo cho hệ thống Tự động hóa Tác chiến điện tử.

1.2. Hệ thống ra đa thụ động hai vị trí PBR (Passive Bistatic Radar) [1]

Trong phần này đề án sẽ tìm hiểu định nghĩa và các khái niệm cơ bản của hệ thống ra đa thụ động hai vị trí PBR như mô hình ra đa thụ động hai vị trí, phương trình cự ly hoạt động và các phép đo cự ly, tần số Doppler của hệ thống.

1.2.1 Mô hình hệ thống

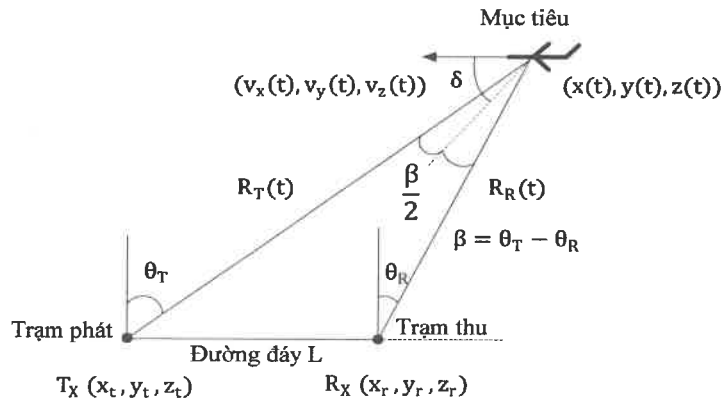


Hình 1.6: Mô hình ra đa thụ động 2 vị trí (a) và nhiều vị trí (b)

Ra đa thụ động có thể sử dụng một hoặc nhiều nguồn phát xạ để làm nguồn phát tín hiệu cũng sử dụng một hoặc nhiều máy thu để thu, xử lý tín hiệu. Các máy thu trong ra đa thụ động thường được đặt xa so với nguồn phát xạ. Với mỗi một nguồn phát xạ bất kì và một máy thu bất kì sẽ tạo nên một cặp phát-thu hai vị trí và nhiều cặp như vậy sẽ tạo nên hệ thống hay mạng ra đa thụ động. Ra đa thụ động nhiều vị trí bao gồm nhiều nguồn phát xạ và nhiều máy thu, cũng có thể là một máy thu. Với hệ thống ra đa thụ động chỉ có một máy thu thì trở nên đơn giản hơn và giảm được chi phí phần mềm cũng như phần cứng. Trong trường hợp hệ thống có một máy thu và chỉ sử dụng tín hiệu từ một nguồn phát xạ thì gọi là hệ thống ra đa thụ động hai vị trí (xét theo trường hợp đã phân loại ở mục 1.1.3) và tất cả các lý thuyết về ra đa hai vị trí đều được áp dụng cho hệ thống ra đa này. Trong trường hợp hệ thống ra đa thụ động nhiều vị trí có thể được coi như một tập hợp các hệ thống ra đa thụ động hai vị trí được kết nối với nhau. Và trong trường hợp này các lý thuyết về ra đa hai vị trí cũng được áp dụng để tính hiệu suất của từng cặp phát - thu. Các kết quả của mỗi cặp được kết hợp để đánh giá hiệu suất của toàn hệ thống.

Hệ thống PBR sử dụng nguồn phát không kết hợp là hệ thống gồm một trạm phát và một trạm thu. Trạm thu đặt cách xa trạm phát và chúng hoàn toàn

độc lập với nhau. Trạm phát ở đây có thể là trạm phát của ra đa chủ động, trạm phát thanh, trạm phát sóng truyền hình,... Giữa trạm phát và trạm thu không có bất kì sự liên hệ hay điều khiển nào. Mô hình hệ thống PBR trong hệ tọa độ Descartes được mô tả trong hình 1.7.



Hình 1.7: Thành phần hình học của hệ thống PBR

Đường nối giữa trạm thu và trạm phát kí hiệu là L và được gọi là đường đáy, cự ly từ trạm phát đến mục tiêu là R_T , khoảng cách từ mục tiêu đến máy thu là R_R . Góc tạo bởi 3 vị trí trạm phát, mục tiêu, trạm thu kí hiệu β . Góc chỉ thị trạm phát θ_T và trạm thu θ_R có thể được xác định theo hướng tham chiếu (có thể là hướng Bắc hoặc hướng thẳng đứng như hình vẽ). Đơn giản ta tính được $\beta = \theta_T - \theta_R$, đối với một vector vận tốc mục tiêu nhất định v , góc giữa hướng vector v và đường phân giác góc β kí hiệu là δ . Các tham số này xác định đầy đủ thành phần hình học của hệ thống PBR.

1.2.2 Các tham số cơ bản của hệ thống

a. Đo cự ly mục tiêu và khả năng phân biệt theo cự ly

Phương pháp đo phổ biến nhất trong ra đa thụ động nói chung và trong hệ thống PBR nói riêng đó là phương pháp khác biệt thời gian đến TDOA (Time Difference of Arrival) hay còn có các tên gọi khác như phương pháp Hypecbol, phương pháp hiệu cự ly, phương pháp hiệu thời gian. Phương pháp TDOA trong ra đa thụ động thực hiện đo hiệu cự ly giữa các trạm thu hay thời gian trễ

của tín hiệu đến các trạm thu để xác định tọa độ mục tiêu. Trong hệ thống PBR phương pháp này thực hiện đo hiệu thời gian (thời gian trễ) của 2 luồng tín hiệu: máy phát – mục tiêu – máy thu và máy phát – máy thu tương ứng với 2 kênh thu tín hiệu: kênh giám sát và kênh tham chiếu.

$$R_R(t) = \frac{(R_T(t) + R_R(t))^2 - L^2}{2 \cdot (R_T(t) + R_R(t) + L \cdot \sin \theta_R)} \quad (1.1)$$

Độ chính xác đo cự ly phụ thuộc vào hiệu quả xử lý tương quan máy thu, độ rộng phổ tín hiệu, tỉ số tín/tạp ở máy thu và sự ảnh hưởng trên đường truyền tín hiệu. Trong ra đa đơn xung thông thường, độ phân giải hay khả năng phân biệt cự ly được xác định theo công thức $\Delta R = c \cdot \tau / 2$. Trong đó c là vận tốc ánh sáng, τ là độ rộng xung nén. Nó có thể được viết lại như sau $\Delta R = c / 2B$ với B là độ rộng phổ tín hiệu phát. Do đó trong ra đa đơn xung các mục tiêu có thể được phân biệt cự ly thông qua một loạt các vòng tròn đồng tâm có khoảng cách là ΔR . Còn trong hệ thống PBR, mô hình hình học của nó tạo nên một tập hợp các elip đồng tâm và sự khác biệt này đối với ra đa đơn xung phải được tính đến khi đánh giá khả năng phân biệt cự ly. Hai mục tiêu di chuyển với cự ly cách nhau không đổi, vị trí 2 mục tiêu tạo nên 2 đường elip trong hệ tọa độ Descartes. Tại 2 vị trí gần máy phát, máy thu và vị trí nằm giữa máy phát máy thu khoảng cách giữa 2 mục tiêu là khác nhau mặc dù 2 mục tiêu đang có cự ly 2 vị trí $R(t)$ cách nhau 1 khoảng không đổi. Do đó khi đánh giá khả năng phân biệt cự ly cần tính đến yếu tố góc β . Khả năng phân biệt theo cự ly của hệ thống PBR được xác định bởi công thức:

$$\Delta R = \frac{c}{2B \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (1.2)$$

b. Đo vận tốc Doppler và khả năng phân biệt theo vận tốc Doppler

Ngoài cự ly, một thông số khác thường được đo với ra đa thụ động là vận tốc Doppler. Nó được định nghĩa là đạo hàm theo thời gian của cự ly:

$$V(t) = \frac{dR(t)}{dt} = \frac{(x(t)-x_t).v_x(t) + (y(t)-y_t).v_y(t) + (z(t)-z_t).v_z(t)}{\sqrt{(x(t)-x_t)^2 + (y(t)-y_t)^2 + (z(t)-z_t)^2}} + \frac{(x(t)-x_r).v_x(t) + (y(t)-y_r).v_y(t) + (z(t)-z_r).v_z(t)}{\sqrt{(x(t)-x_r)^2 + (y(t)-y_r)^2 + (z(t)-z_r)^2}} \quad (1.2)$$

Vận tốc mục tiêu được tính toán từ dịch tần Doppler giữa tín hiệu tham chiếu và tín hiệu giám sát và bước sóng $\lambda = c / f_c$ với f_c là tần số sóng mang:

$$V = -\lambda.f_D \quad (1.3)$$

Dấu trừ trong công thức (1.3) có thể được giải thích theo cách sau: vận tốc được tính theo đạo hàm của cự ly, do đó khi cự ly giảm thì vận tốc âm, điều này tương ứng với tần số Doppler dương.

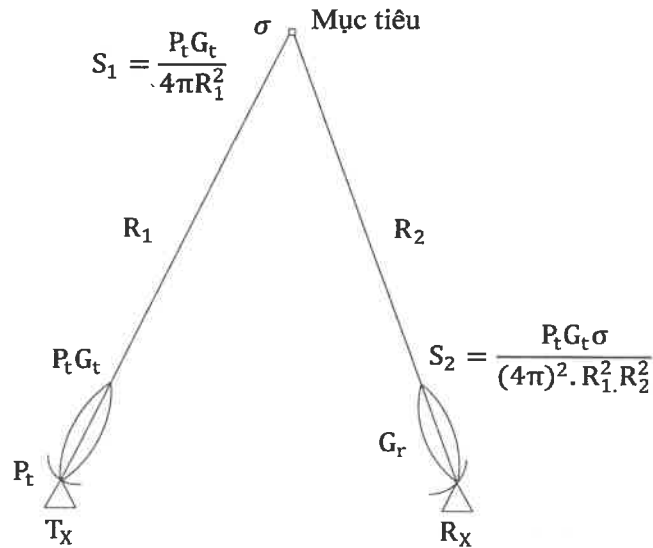
Nếu 2 mục tiêu được bố trí sao cho vị trí của chúng có cùng hiệu cự ly $R(t)$ và cùng có chung đường phân giác qua góc β (hay cùng góc β) thì ta có khả năng phân biệt theo vận tốc:

$$\Delta V = V_1 \cos \delta_1 - V_2 \cos \delta_2 = \frac{\lambda}{2T \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (1.4)$$

Ra đa thụ động thường hoạt động ở chế độ liên tục, có nghĩa là mục tiêu luôn bị chiếu xạ bởi các nguồn phát xạ và tín hiệu tán xạ về máy thu liên tục. Điều này làm cho thời gian xử lý tương can T được chọn rất dài dẫn đến khả năng phân biệt theo tần số Doppler cao. Thông thường người ta lựa chọn $T=1s$, khi đó khả năng phân biệt theo tần số Doppler rất tốt khoảng 1 Hz. Ưu điểm này thường được áp dụng trong hệ thống ra đa thụ động băng hẹp VHF, giúp loại bỏ nhiễu và cho phép quan sát nhiều mục tiêu riêng biệt.

1.2.3 Phương trình cự ly hoạt động của hệ thống

Phương trình cự ly hoạt động của hệ thống PBR được tính toán tương tự như trong ra đa một vị trí hay ra đa chủ động thông dụng.



Hình 1.8: Sơ đồ phân tích cự ly hoạt động của hệ thống PBR

Phương trình cự ly hoạt động có thể được viết như sau:

$$\frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \cdot \sigma \cdot \frac{1}{4\pi R_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{k_B T_0 B_r} \quad (1.5)$$

Phương trình cơ bản này có thể được thay đổi để tính đến ảnh hưởng của tổn hao, các yếu tố liên quan đến đường truyền, hệ số khuếch đại,... Trong phương trình trên thành phần $\frac{1}{R_1^2 R_2^2}$ có nghĩa là tỉ số tín/tạp đạt giá trị nhỏ nhất khi $R_1 = R_2$ và đạt giá trị lớn nhất khi mục tiêu bay rất gần máy thu hoặc máy phát.

Phương trình cự ly hoạt động mang tính chất tổng quát và có thể được sử dụng để đánh giá hiệu quả sử dụng tín hiệu các trạm phát. Có 3 yếu tố chính để đánh giá đó là vùng phủ sóng, công suất phát và dạng tín hiệu phát. Với máy phát công suất lớn VHF, UHF cho phép phát hiện cự ly hoạt động của mục tiêu từ hàng trăm km trở lên.

KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Trong chương 1, đề án đã nghiên cứu các nội dung lý thuyết về ra đa thụ động. Tìm hiểu về các khái niệm cơ bản, những ưu nhược điểm và phân loại hệ thống ra đa thụ động. Trong đó, trọng tâm là phương pháp phân loại trên cơ sở nguồn phát tín hiệu. Tìm hiểu một mô hình ra đa thụ động đơn giản và phổ biến nhất là hệ thống ra đa thụ động hai vị trí (PBR) với các đặc trưng cơ bản như đo cự ly, đo tần số Doppler, khả năng phân biệt theo cự ly, theo tần số.

Qua các nội dung nghiên cứu, đề án rút ra một số kết quả quan trọng làm cơ sở để nghiên cứu các nội dung ở các chương sau như: Trong hệ thống PBR khả năng phân biệt mục tiêu theo cự ly phụ thuộc chủ yếu vào độ rộng phổ tín hiệu, khả năng phân biệt mục tiêu theo tần số phụ thuộc chủ yếu vào thời gian xử lý tương quan. Cả hai tham số này đều bị ảnh hưởng bởi bố trí dạng hình học của mục tiêu so với vị trí máy thu-phát. Cự ly phát hiện mục tiêu của hệ thống phụ thuộc vào vùng phủ sóng hay công suất phát của các nguồn phát có sẵn trong môi trường hoạt động. Những yếu tố này cho thấy việc lựa chọn nguồn tín hiệu phát ảnh hưởng rất lớn đến hiệu quả làm việc của hệ thống PBR.

Trong chương 2 đề án sẽ nghiên cứu cấu trúc tín hiệu của một số chuẩn WIFI đang được sử dụng hiện nay theo các phương pháp điều chế khác nhau và đánh giá về khả năng ứng dụng của nó vào trong hệ thống Ra đa thụ động.

CHƯƠNG 2: NGHIÊN CỨU CẤU TRÚC TÍN HIỆU CỦA MỘT SỐ CHUẨN WIFI ĐANG ĐƯỢC SỬ DỤNG HIỆN NAY

2.1. Giới thiệu chung về mạng WLAN

Mạng WLAN hiện nay đang trở nên rất phổ biến trong nhiều tổ chức, doanh nghiệp và cá nhân. Điều này do mạng không dây mang lại sự tiện lợi và linh hoạt cho người dùng, thay thế các hệ thống mạng có dây truyền thống. WLAN là một công nghệ truyền thông không dây cho phép người dùng kết nối bộ mạng cục bộ, giải quyết các hạn chế của mạng có dây và đáp ứng nhu cầu ngày càng cao của công nghệ truyền thông hiện đại.

Trong những năm gần đây, mạng WLAN đã phát triển mạnh mẽ và đồng thời yêu cầu về hiệu năng và chất lượng dịch vụ cũng tăng lên. Tuy nhiên, WLAN không thể hoàn toàn thay thế cho các mạng LAN có dây truyền thống, bởi vì các hệ thống này vẫn còn được sử dụng và có những điểm ưu tiên riêng của mình.

Chuẩn IEEE 802.11 là một trong những chuẩn phổ biến nhất cho mạng WLAN và đã được sử dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực công nghiệp. Nó là một trong những con đường truyền đáng tin cậy và thường xuyên được sử dụng trong các hệ thống Radar thụ động dựa trên mạng không dây WIFI, đóng vai trò quan trọng trong việc cung cấp thông tin và đảm bảo an ninh quốc gia.

2.1.1. Khái niệm về mạng WLAN

Mạng WLAN là một hệ thống truyền thông linh hoạt, sử dụng sóng điện từ để truyền và nhận tín hiệu thông qua không khí. Vì vậy, mạng WLAN đã giảm đáng kể sự cần thiết của việc sử dụng các kết nối dây.

Có hai công nghệ điều chế được sử dụng trong mạng WLAN, đó là công nghệ trải phổ và công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM). Chuẩn tốc độ cao 802.11a sử dụng công nghệ OFDM, trong khi đó các chuẩn tốc độ thấp hơn như 802.11 và 802.11b sử dụng công nghệ trải phổ. Chuẩn 802.11g

sử dụng cả công nghệ OFDM và công nghệ trải phổ để kết hợp ưu điểm của các chuẩn trước đó. Chuẩn 802.11n và các chuẩn cao hơn được thiết kế để cải thiện hiệu suất của chuẩn 802.11g bằng cách tận dụng nhiều tín hiệu không dây và các anten (công nghệ MIMO) để tăng tổng số băng thông được hỗ trợ.

2.1.2. Công nghệ điều chế [3]

Bảng 2.1: Tiêu chuẩn 802.11: Sơ đồ điều chế và mã hóa

Tiêu chuẩn/PHY	Tốc độ dữ liệu (Mbit/s)	Điều chế	Sơ đồ mã hóa và điều chế băng cơ sở
802.11/DSSSPHY+	1	DSSS	DBPSK + Trình tự Barker 11 chip
802.11b/HR-DSSSPHY+ 802.11 g/ ER-PHY (ERP)	2	DSSS	Trình tự Barker DQPSK + 11 chip
802.11b/HR-DSSSPHY+ 802.11g/ER-PHY (ERP)	5,5	DSSS	CCK (8 mã chip phức) + 4bit/symbol
	11	DSSS	bit mã chip phức /ký tự)+8
802.11a/OFDM PHY+ 802.11g/ER-PHY (ERP)	6	OFDM	BPSK + tỷ lệ mã hóa 1/2
	9	OFDM	BPSK + tỷ lệ mã hóa 3/4
	12	OFDM	QPSK + tốc độ mã hóa 1/2
	18	OFDM	QPSK + tốc độ mã hóa 3/4
	24	OFDM	16-QAM+tỷ lệ mã hóa 1/2
	36	OFDM	16-QAM + tốc độ mã hóa 3/4
	48	OFDM	64-QAM+tỷ lệ mã hóa 2/3
	54	OFDM	64-QAM+tỷ lệ mã hóa 2/3

2.1.2.1. Kỹ thuật trải phổ

Kỹ thuật trải phổ là phương pháp truyền dẫn tín hiệu trong đó băng tần phát được mở rộng nhiều lần so với băng tần ban đầu bằng cách sử dụng mã giả nhiễu có độ rộng phổ lớn hơn tín hiệu gốc. Mã giả nhiễu phải hoàn toàn độc lập với tín hiệu gốc và tín hiệu truyền đi rất giống với nhiễu trắng tự nhiên. Tín hiệu được giải trải phổ bằng cách sử dụng mã giả nhiễu được đồng bộ với nơi phát tại nơi thu.

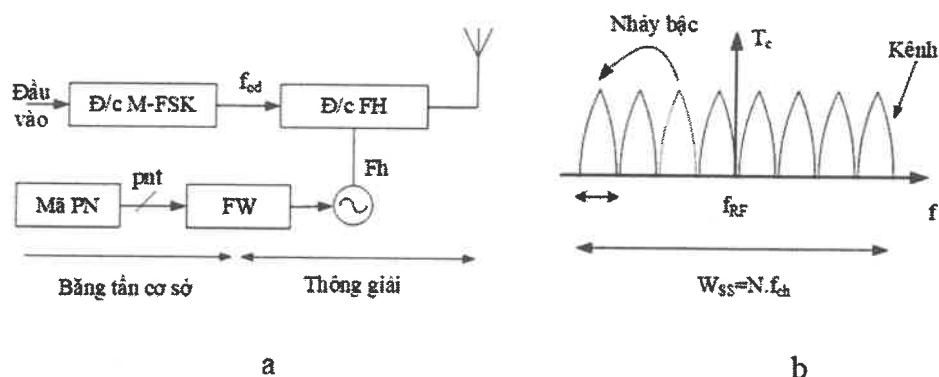
Trong các hệ thống truyền thông trải phổ, độ rộng băng tần của tín hiệu phát thường được mở rộng gấp hàng trăm lần so với bản gốc. Tuy nhiên, quá trình trải phổ trở nên không hiệu quả khi có ít người sử dụng băng tần trải phổ. Trong môi trường có nhiều người sử dụng, hiệu suất của quá trình trải phổ sẽ được tăng lên do tất cả mọi người có thể sử dụng chung một băng tần trải phổ.

Có ba kiểu trải phổ cơ bản là trải phổ theo chuỗi trực tiếp (DSSS), trải phổ theo nhảy tần (FHSS) và trải phổ theo nhảy thời gian (THSS).

a. Trải phổ nhảy tần (FHSS)

Kỹ thuật trải phổ nhảy tần được ứng dụng trong các mạng không dây, hoạt động bằng cách thay đổi tần số sóng mang để thực hiện việc trải phổ. Theo phương pháp này, tín hiệu được điều chế trên một sóng mang có băng tần hẹp và nhảy tần theo một chuỗi giả ngẫu nhiên.

Kỹ thuật nhảy tần phổ tần sử dụng chuỗi đầu vào được đưa tới bộ điều chế M-FSK để dịch tần số sóng mang của tín hiệu FSK với tốc độ nhảy tần R_h . Tín hiệu truyền thực hiện trên cùng một lúc nhiều tần số trong một chu kỳ T_h ($T_h = 1/R_h$). FHSS phân chia băng tần thành N kênh riêng biệt và thực hiện việc nhảy tần giữa các kênh này dựa trên chuỗi mã giả nhiễu PN. Vào từng thời điểm nhảy tần, bộ cung cấp mã giả nhiễu đưa ra các tần số phù hợp với mã nhận dạng tần số (FW) và đưa đến đầu vào điều chế FH để điều khiển điều chế tần số sóng mang FH khác nhau.



Hình 2.1: Trải phổ theo nhảy tần

Độ rộng băng tần được xác định theo công thức:

$$W_{SS} = N \cdot \Delta f_{ch}$$

Trong đó N là khoảng nhảy từ tần số cao nhất đến tần số thấp nhất, Δf_{ch} độ rộng băng tần cho mỗi bước nhảy. Tín hiệu FSSS là tín hiệu băng hẹp nên năng lượng truyền đi được tập trung trên một kênh.

Vì các bước nhảy thường do pha bị gián đoạn, nên việc giải điều chế không đồng bộ được ở phía đầu thu. Với tốc độ nhảy thấp thì nhiều ký tự dữ liệu cho mỗi khoảng nhảy còn với tốc độ nhảy tần nhanh sẽ có rất nhiều bước nhảy cho một ký tự dữ liệu.

Trong chuẩn IEEE 802.11 các hệ thống trải phổ theo nhảy tần có 79 kênh, có tần số trung tâm từ 2402,0 đến $2480,0 \pm 1$ Mhz. Chuẩn này cho phép tới 78 bước nhảy tần số với độ rộng tần số giữa các bước nhảy là 6 Mhz. Do các tần số trực giao với nhau nên sẽ không xảy ra đụng độ giữa các tần số kề nhau hoặc giữa 2 tập hợp chuỗi trong 1 kênh. Tốc độ dữ liệu tối đa của FHSS đạt được là 3 Mbps (sử dụng điều chế 8-FSK).

b. Trải phổ chuỗi trực tiếp (DSSS)

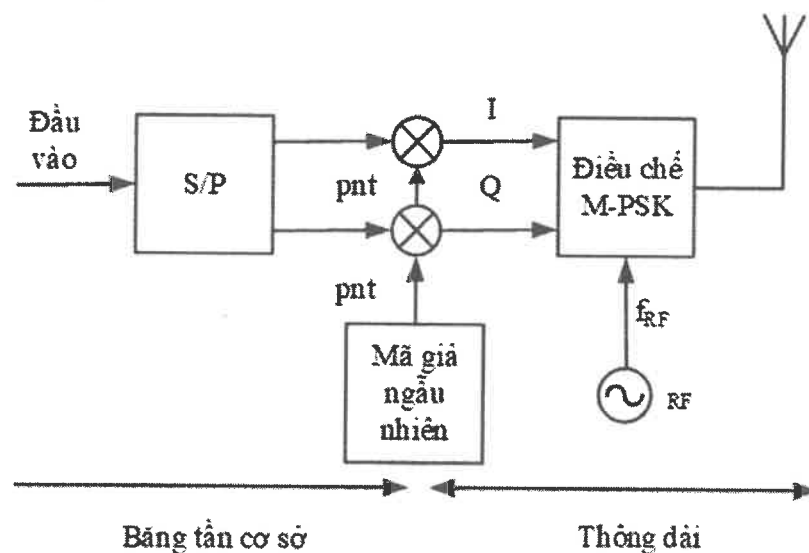
DSSS là kỹ thuật được sử dụng phổ biến nhất nhờ vào khả năng cài đặt đơn giản và tốc độ truyền cao. Đây là phương pháp truyền dữ liệu mà cả bên phát và bên thu đều sử dụng một dải tần rộng 22 MHz. Nhờ độ rộng kênh lớn,

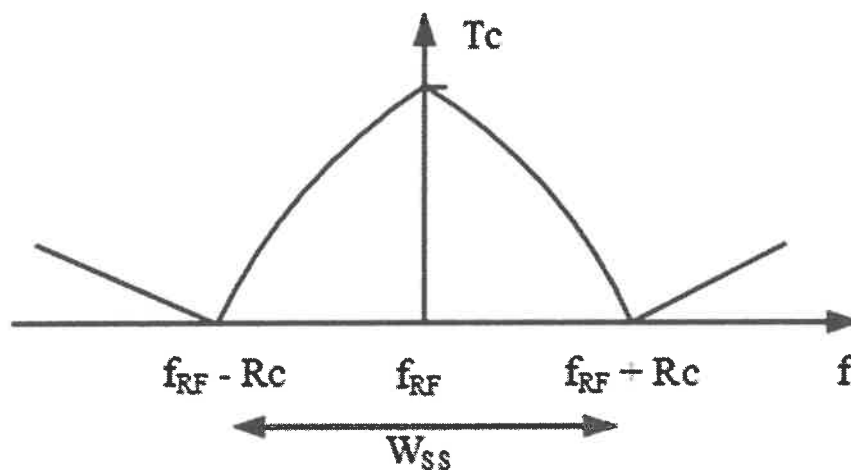
DSSS cho phép thiết bị truyền dữ liệu với tốc độ cao hơn đáng kể so với hệ thống FHSS.

Một chuỗi mã giả nhiễu pnt được cung cấp cho bộ điều chế M-PSK để điều chỉnh pha tín hiệu PSK ngẫu nhiên với tốc độ trải phổ R_c ($R_c = 1/T_c$), là tốc độ tổng hợp của nhiều tốc độ bit R_s ($R_s = 1/T_s$).

Độ rộng băng thông được xác định bởi tốc độ trải phổ R_c thông qua việc lọc băng tần cơ sở. Việc thực hiện được giới hạn bởi tốc độ trải phổ tối đa R_c . Bộ điều chế PSK ở phía phát cần phải tương thích với bộ giải điều chế ở đầu thu.

Trong hệ thống mã ngắn, mã giả ngẫu nhiên có độ dài tương đương với một ký tự dữ liệu. Ngược lại, hệ thống mã dài sử dụng mã giả ngẫu nhiên có độ dài lớn hơn nhiều so với ký tự dữ liệu, dẫn đến sự khác biệt giữa các mẫu trải phổ ứng với từng ký tự.





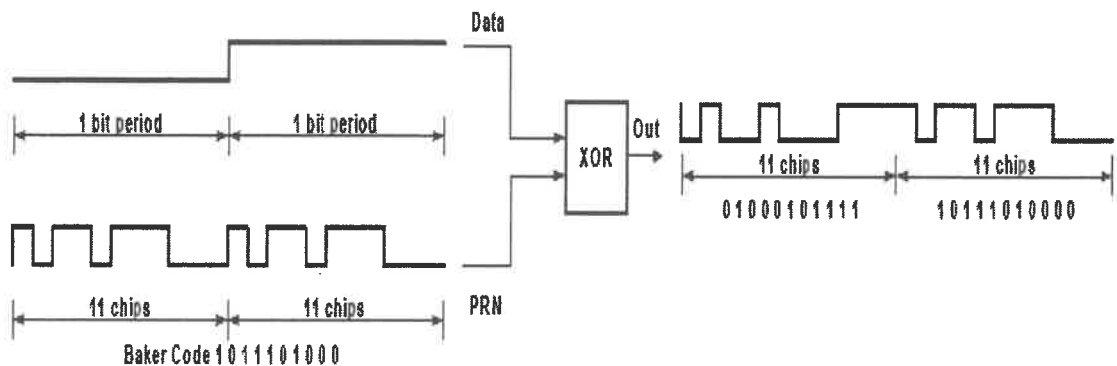
Hình 2.2: Trải phổ theo chuỗi trực tiếp

Kỹ thuật trải phổ chuỗi trực tiếp truyền tín hiệu trên một băng tần hẹp, sau đó mở rộng nó sang một dải tần rộng hơn, nhờ vậy giúp hạn chế nhiễu từ các tín hiệu khác. Trong 802.11 có 11 kênh tách rời nhau.

Chuẩn IEEE 802.11 quy định việc sử dụng kỹ thuật DSSS trong băng tần 2.4 GHz cho các mức tốc độ dữ liệu 1 Mbps và 2 Mbps. Đối với chuẩn 802.11b thì tốc độ lên đến 5.5 Mbps và 11 Mbps. Các thiết bị 802.11b hoạt động ở tốc độ 5.5 Mbps và 11 Mbps có thể tương thích và giao tiếp với các thiết bị 802.11 chạy ở tốc độ 1 Mbps và 2 Mbps, nhờ vào tính năng tương thích ngược của chuẩn 802.11b. Dựa vào tỷ số tín hiệu nhiễu trên nhiễu mà các hệ thống sẽ tự động điều chỉnh tốc độ truyền cho phù hợp từ cao nhất đến thấp dần. Công nghệ điều chế được sử dụng cho tốc độ 1 Mhz là điều chế dịch pha nhị phân (BPSK), cho tốc độ 2 Mhz là điều chế dịch pha trực giao (QPSK), với tốc độ 5.5 Mhz và 11 Mhz sử dụng điều chế mã bù (CCK). Công nghệ DSSS sử dụng chuỗi các bit 0 và 1 và điều chế thành một khuôn dạng khác gọi là chuỗi trải phổ.

Với 802.11b, tại tốc độ 1 Mbps và 2 Mbps sử dụng mã Barker, mã này gồm một chuỗi 11 bit (10110111000). Chuỗi dữ liệu sẽ được XOR với mã Barker để tạo ra chuỗi dữ liệu gọi chuỗi trải phổ. Mỗi bit của dữ liệu đầu vào

được mã hóa bởi 11 bit mã Barker và tại nơi thu mỗi nhóm 11 bit của mã Barker được giải mã hóa thành 1 bit dữ liệu.

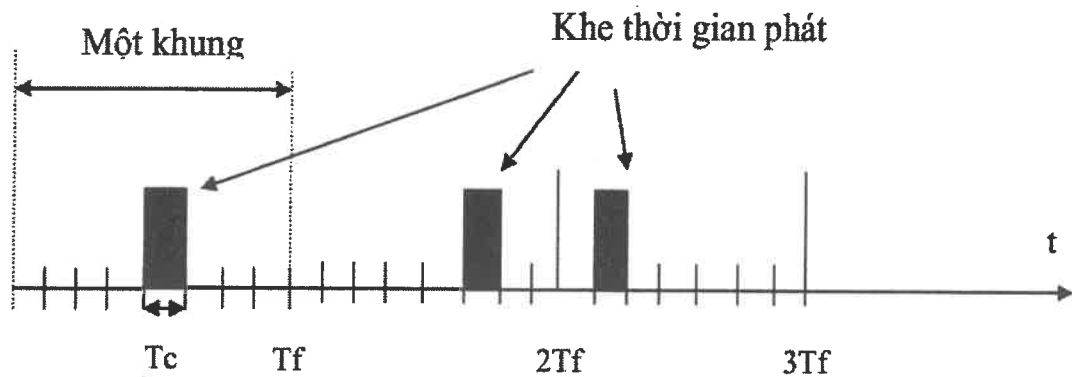


Hình 2.3: Biểu diễn điều chế dữ liệu số với chuỗi Barker

CCK có thể được mô tả là điều chế trực giao M chiều sử dụng mã với các cấu trúc ký hiệu phức hợp. Công nghệ mã hóa CCK có thể đạt tới tốc độ 11Mhz. Thay vì sử dụng mã Barker, CCK áp dụng chuỗi mã bù, với 64 từ mã được sử dụng để mã hóa tín hiệu và mỗi từ mã có thể được biểu diễn bằng 6 bit (so với chỉ 1 bit như trong mã Barker).

c. Trải phổ theo thời gian (THSS)

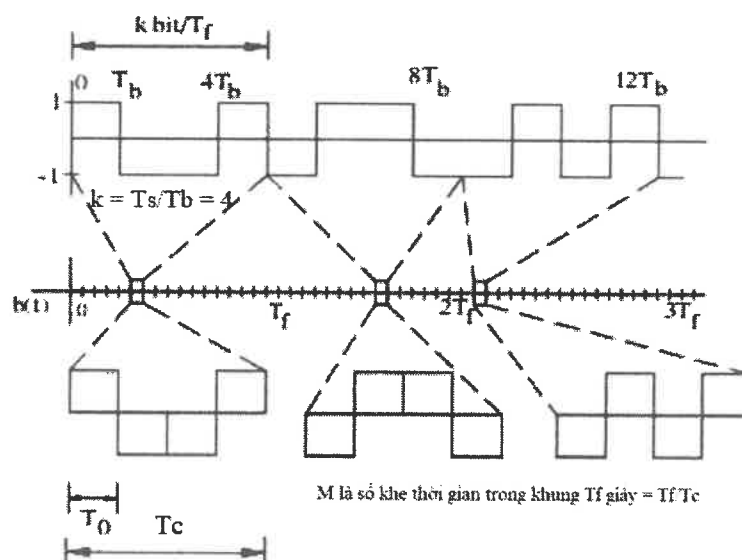
Trong hệ thống sử dụng trải phổ theo thời gian (THSS), một khối các bit dữ liệu được nén lại và phát thành các đoạn ngắt quãng trong một hoặc nhiều khe thời gian của một khung. Một khung chứa rất nhiều các khe thời gian. Mẫu nhảy thời gian sẽ xác định các khe thời gian cụ thể được sử dụng để truyền dữ liệu trong mỗi khung. Từ đó, chúng ta sẽ xác định được dữ liệu gửi đi tại nơi thu.



$T = T_f / M$, trong đó m là số khe thời gian trong 1 khung

Hình 2.4: Trải phổ theo thời gian

Trong một hệ thống trải phổ theo thời gian dữ liệu được phát thành các cụm. Mỗi cụm gồm k bit dữ liệu và thời gian chính xác để phát mỗi cụm dữ liệu được xác định bởi chuỗi mã PN. Giả sử thời gian được phân chia thành các khung có độ dài là T_f giây. Mỗi khung lại được chia thành M khe thời gian. Vì thế mỗi khe thời gian chiếm độ rộng $T_c = T_f / M$ giây. Biểu đồ thời gian được thể hiện như sau



Hình 2.5: Biểu đồ thời gian cho một hệ thống

Trong thời gian của mỗi khung một nhóm k bit được phát trong T_c giây nghĩa là trong M khe thời gian. Khe thời gian sẽ được sử dụng để phát được xác định bởi chuỗi PN mỗi bit chỉ chiếm $T_0 = T_c/k$ giây khi phát. Quan hệ giữa T_M , T_c , T_0 được mô tả trên hình 2.5. Giả sử thời gian của một bit số liệu là T , để kịp truyền dẫn số liệu vào ta cần $T_f = kT$ nếu các bit số liệu vào là $\{b_i, i \text{ là số nguyên}\}$ ta có thể biểu diễn tín hiệu THSS như sau:

$$S_{TH} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{k-1} b_{l+ik} P_{T_c}(t - iT_f - a_i T_s - lT_c)$$

Trong đó P_{T_c} là xung chữ nhật đơn vị độ rộng là T_0 giây, $a_i \in [0, 1, \dots, j-1]$ là số ngẫu nhiên được xác định bởi j s bit của chuỗi PN và $J = 2^j$ với i thể hiện khung I , a_i thể hiện số khe thời gian, l là số thứ tự bit trong cụm.

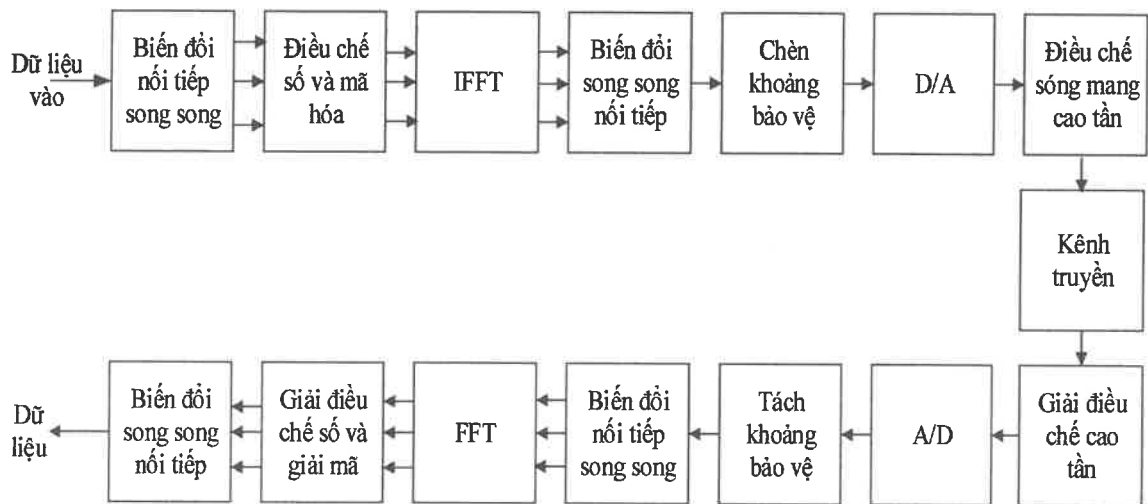
Số liệu được truyền ở các cụm k bit mỗi lần với mỗi bit được truyền trong khoảng $T_0 = (T_f/j)/k$ giây. Do đó tốc độ bit khi phát cụm là $1/T_0$ để truyền băng tần gốc có độ rộng băng tần là $1/2 T_0$ Hz. Vì bản tin có độ rộng là $1/T$, độ rộng băng tần được mở rộng bởi một hệ số là $(1/2 T_0)(1/2 T_h) = (k T_h)J/T_f = J$ khi truyền dẫn băng gốc và $2j$ khi truyền dẫn băng thông.

2.1.2.2. Công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM)

Nguyên lý điều chế OFDM là phân chia dòng bit tốc độ cao trước khi phát thành nhiều luồng dữ liệu tốc độ thấp hơn và phát các luồng dữ liệu đó trên một sóng mang khác nhau. Mỗi sóng mang mang một tốc độ bit thấp được điều chế QAM (4, 16 hay 64 QAM). Các sóng mang này thì trực giao với nhau. Ưu điểm của điều chế OFDM là khắc phục được sự không đồng đều đặc tuyến tần số của kênh mặt đất. Ngoài ra, trước mỗi symbol sẽ có khoảng bảo vệ Δ , nhờ khoảng bảo vệ này sẽ khắc phục hiện tượng truyền lan đa đường do sự tán xạ của sóng điện từ khi gặp các chướng ngại vật. Để tránh can nhiễu giữa các symbol thì sóng mang kế tiếp nhau sẽ cách nhau một khoảng $1/T_s$ để chúng trực giao nhau.

Sơ đồ hệ thống OFDM được thể hiện dưới hình dưới đây. Dữ liệu đầu vào với tốc độ cao được phân tách thành nhiều dòng dữ liệu song song có tốc độ

thấp hơn thông qua bộ chuyển đổi nối tiếp-song song. Sau đó dòng dữ liệu này được mã hóa và điều chế số. Khi tín hiệu đi qua bộ chuyển đổi IFFT tạo ra các đặc trưng trực giao của sóng mang con. Khoảng dữ liệu được chèn để giảm nhiễu xuyên ký tự ISI. Tiếp đó, tín hiệu được chuyển đổi sang tín hiệu tương tự qua bộ biến đổi D/A để truyền trên các kênh. Tại đầu thu, quá trình được thực hiện theo cách ngược lại với quá trình ở đầu phát. Đầu ra của bộ thu ta sẽ nhận được dòng dữ liệu nối tiếp ban đầu.



Hình 2.6: Sơ đồ hệ thống OFDM

2.1.3. Tìm hiểu về một số chuẩn WIFI

Nền tảng cho dòng sản phẩm WLAN được giới thiệu đầu tiên bởi IEEE vào năm 1997. Chuẩn này được gọi là 802.11 theo tên của nhóm thiết lập nhằm giám sát sự phát triển của nó và chuẩn này chỉ cho tốc độ cực đại đến 2 Mbps. Từ chuẩn cơ sở này người ta đã phát triển thành các chuẩn con khác nhau như 802.11b, 802.11a, 802.11g, 802.11n, 802.11ac...

Bảng 2.2: Một số chuẩn WIFI

Chuẩn IEEE	802.11b	802.11a	802.11g	802.11n	802.11ac
Năm phát hành	1999	1999	2003	2009	2013
Tốc độ dữ liệu cực đại	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps	600 Mbps	1.3 Gbps
Phương thức điều chế	CCK	OFDM	CCK và OFDM	OFDM và MIMO Single User (SU)	OFDM và MIMO Multi User (MU)
Tần số	2,4 Ghz	5 Ghz	2,4 Ghz	2,4/5 Ghz	5 Ghz

Trong hệ thống DSSS 802.11, thông tin được truyền dưới dạng khung. Tổng chiều dài khung hình có thể thay đổi. Phần mềm Signal Studio dành cho WLAN hỗ trợ định khung cho cả phần mở đầu dài và ngắn, như chi tiết trong hình 2.6:

PLCP Preamble

- Preamble: người dùng chỉ có thể Bật, Tắt.
- SFD: người dùng không thể sửa đổi trường SFD.

PLCP Header

- Signal: người dùng không thể sửa đổi các trường tín hiệu.
- Service:
 - Bit 0 được đặt thành 0 để chỉ ra rằng dữ liệu không phải là CCK-OFDM và người dùng không thể sửa đổi.

- Bit 1 và 4 là các bit dành riêng theo tiêu chuẩn 802.11 và người dùng không thể sửa đổi.

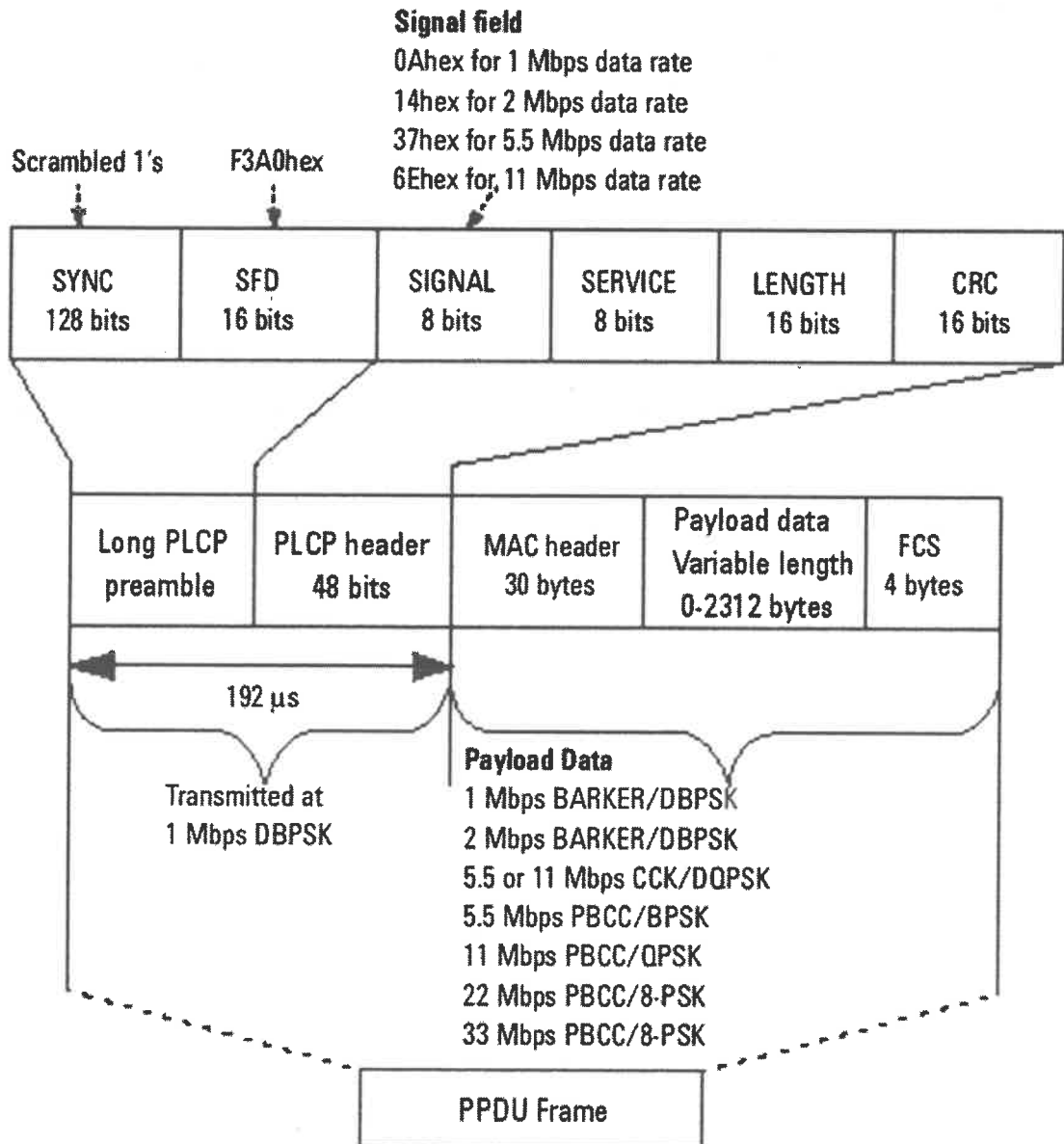
- Bit 3 được đặt thành 0 nếu CCK là định dạng điều chế và được đặt thành 1 nếu PBCC là định dạng điều chế. Điều này được phần mềm tự động thiết lập và người dùng không thể sửa đổi bit này.

- Các bit 5, 6 và 7 là các trường mở rộng độ dài và được sử dụng bởi các chế độ PBCC. Trường này được phần mềm thiết lập tự động và người dùng không thể sửa đổi.

- Bit 7 là bit mở rộng độ dài. Nếu tốc độ dữ liệu tải trọng trên 8 Mbps thì bit này sẽ được phần mềm tự động đặt thành 1. Người dùng không thể sửa đổi bit này.

- Length: người dùng không thể sửa đổi các trường độ dài.

- CRC: Phần mềm tự động tính toán, người dùng không thể sửa đổi.

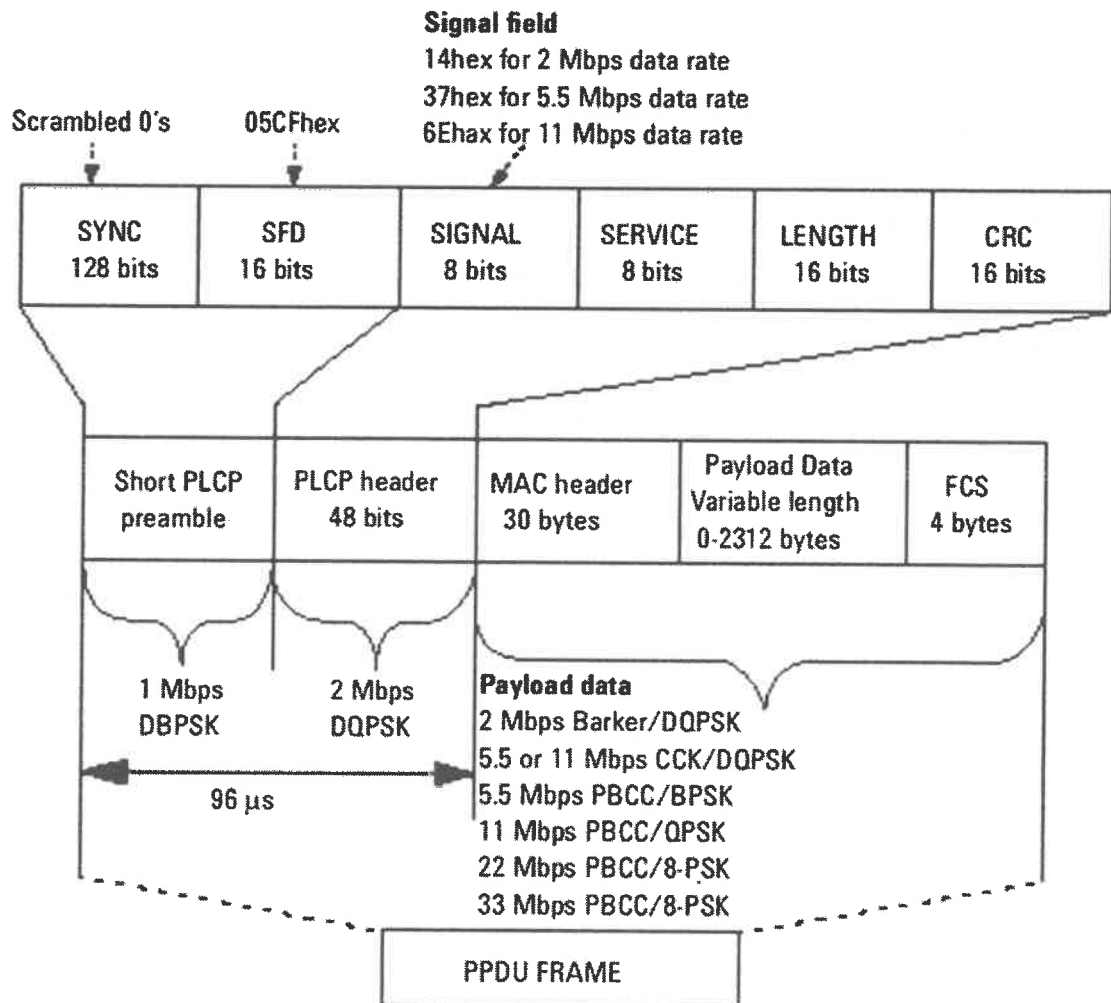


Hình 2.6: PPDU Frame with Long PLCP Preamble

Bảng 2.3: Payload Structure

Tốc độ dữ liệu Mb/s	Tỷ lệ chip Mcps	Sơ đồ trải rộng/mã hóa	Điều chế
1	11	Mã 11 Chip Barker	DBPSK
2	11	Mã 11 Chip Barker	DBPSK
5.5	11	CCK	DBPSK

11	11	CCK	DBPSK
5.5	11	PBCC	BPSK
11	11	PBCC	QPSK



Hình 2.7. PPDU Frame with Short PLCP Preamble

a. Chuẩn IEEE 802.11b

IEEE đã được mở rộng trên chuẩn 802.11 gốc tạo ra chuẩn 802.11b. Tốc độ dữ liệu cực đại của chuẩn 802.11b là 11Mbps, nhưng tốc độ dữ liệu thực tế chỉ đạt khoảng 5 Mbps. Tốc độ dữ liệu sẽ phụ thuộc vào nhiều trong môi trường, vật cản hoặc khoảng cách giữa các thiết bị. Nếu môi trường có nhiều, có vật cản hoặc khoảng cách giữa các thiết bị xa thì tốc độ dữ liệu sẽ bị giảm xuống.

Phương thức điều chế của chuẩn 802.11b là trải phổ chuỗi trực tiếp (DSSS), có băng thông là 22 Mhz được chia thành các kênh chồng lẫn lên nhau (gồm 11 kênh khác nhau). Chuẩn 802.11b dùng điều chế trải phổ được thiết kế để tạo ra các tín hiệu trải phổ BPSK, QPSK và CCK. Nó có thể cung cấp tốc độ dữ liệu 1, 2, 5,5 và 11 Mbps. Khi chúng ta sử dụng điều chế BPSK sẽ cho tốc độ 1 Mbps, QPSK là 2 Mbps còn điều chế sử dụng mã bù CCK thì tốc độ dữ liệu sẽ là 5.5 và 11 Mbps tùy thuộc vào số bit dữ liệu dùng để mã hóa. Chuẩn 802.11b sử dụng tần số tín hiệu vô tuyến từ 2,4 Ghz đến 2,4835 Ghz và mỗi kênh đòi hỏi độ rộng là 22Mhz và có 3 kênh không chồng lẫn lên nhau trong một vùng. WIFI sử dụng chuẩn 802.11b có giá thành thấp, ít bị cản trở và cự ly cao. Tuy nhiên tốc độ dữ liệu cực đại tương đối thấp.

b. Chuẩn IEEE 802.11a

Trong khi chuẩn 802.11b vẫn đang được phát triển, IEEE đã tạo một mở rộng thứ hai cho chuẩn 802.11 là 802.11a. Chuẩn 802.11a không sử dụng công nghệ trải phổ trực tiếp DSSS mà sử dụng công nghệ OFDM. Do đó, tốc độ cực đại của chuẩn này lên tới 54 Mbps. Chuẩn 802.11a cũng có dải tần số rộng hơn. Trong thực tế giá trị băng tần trên từng khu vực không giống nhau tại Châu Âu là 455Mhz, ở Mỹ là 300 Mhz còn ở Nhật Bản là 100 Mhz. Hiệu suất của mạng IEEE 802.11a giảm nhanh hơn so với mạng IEEE 802.11b khi khoảng cách giữa các thiết bị tăng và thường sẽ bị giảm 3 lần nếu cùng cự ly. Các tốc độ cấp cho chuẩn 802.11a là 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps. Chuẩn IEEE 802.11a có thể sử dụng đồng thời 2 kênh thì tốc độ vật lý cực đại của nó lên tới 108 Mbps. Số kênh không chồng lẫn lên nhau của chuẩn 802.11a tăng lên so với chuẩn 802.11b. Băng tần 5 Ghz gồm 3 băng tần con: UNII1 (5,15 Ghz đến 5,25 Ghz), UNII2 (5,25 Ghz đến 5,35 Ghz) và UNII3 (5,725 Gz đến 5,825 Ghz). Khi sử dụng đồng thời UNII1 và UNII2 thì cho phép 8 kênh không chồng lẫn lên nhau. Chuẩn 802.11a có thể cung cấp một số lượng lớn các user hoạt động

ở tốc độ cao mà không bị ùn tắc. Các thiết bị 802.11a và 802.11b sử dụng các tần số khác nhau nên sẽ không tương thích với nhau. Điểm mạnh của 802.11a là tốc độ truyền dữ liệu rất nhanh, cùng với việc kiểm soát tần số giúp giảm thiểu nhiễu từ các thiết bị khác. Tuy nhiên nhược điểm của nó là dễ bị cản trở, cự ly ngắn và chi phí giá thành thấp.

c. Chuẩn IEEE 802.11g

Vào năm 2003, các sản phẩm WLAN bắt đầu hỗ trợ chuẩn 802.11g mới, và chuẩn này đã nhận được sự đánh giá cao trên thị trường. Chuẩn 802.11g cho phép tốc độ cao hơn ở băng tần 2,4 Ghz. Chuẩn 802.11g bao gồm 2 kỹ thuật điều chế được dùng trong chuẩn 802.11a (OFDM) và chuẩn 802.11b (DSSS). Thiết bị dùng chuẩn 802.11g hoàn toàn tương thích và hoạt động với thiết bị dùng chuẩn 802.11b do chúng hoạt động cùng băng tần 2,4 Ghz, nhưng những thiết bị này không thể sử dụng hết tất cả tính năng của 802.11g. Chuẩn 802.11g cho tốc độ cao hơn nhưng vẫn giữ ưu điểm ở dải tần 2,4 Ghz.

Khi làm việc, 1 card mạng 802.11g làm việc được với một điểm truy cập của 802.11b và một điểm truy cập 802.11g. Nó cũng có thể làm việc với card mạng 802.11b với tốc độ lên tới 11 Mbps. Việc sử dụng chuẩn 802.11g như là một giải pháp dung hòa ưu điểm của chuẩn 802.11a và chuẩn 802.11b. Điều chế OFDM cho phép tốc độ cao hơn nhưng độ rộng dải tần vẫn là tần số 2,4 Ghz nên chuẩn 802.11g vẫn bị giới hạn chỉ 3 kênh trên băng tần 2,4 Ghz, không giống như 8 kênh trong dải băng tần 5 Ghz. Ưu điểm của chuẩn 802.11g cho phép tốc độ nhanh, cự ly tín hiệu tốt và ít bị cản trở. Tuy vậy giá thành của các thiết bị dùng chuẩn 802.11g đắt hơn cũng như cũng có thể bị xuyên nhiễu bởi các đồ gia dụng sử dụng cùng tần số.

d. Chuẩn IEEE 802.11n

Chuẩn IEEE 802.11n là chuẩn WIFI thế hệ thứ tư, tốc độ tối đa lên đến 600 Mbps (trên thị trường phổ biến các thiết bị có tốc độ 150 Mbps, 300 Mbps và

450 Mbps). Chuẩn này có thể hoạt động đồng thời trên cả hai băng tần 2,4 GHz và 5 GHz, và nếu router hỗ trợ, cả hai băng tần có thể được phát sóng cùng lúc.

So với các chuẩn trước, đặc tả kỹ thuật của 802.11n có nhiều chế độ tùy chọn, nhiều cấu hình để có thể cho ra thiết bị có các mức tốc độ tối đa khác nhau. Điều này giúp các nhà sản xuất có thể điều chỉnh khả năng hỗ trợ ứng dụng, mức giá... Trong phiên bản 802.11n sử dụng phương pháp ghép kênh phân chia tần số trực giao (OFDM) dựa trên các cải tiến từ các chuẩn 802.11a và chuẩn 802.11g, sử dụng mã hóa tối đa và băng thông rộng. Những thay đổi này giúp tăng tốc độ lên đến 65 Mbps so với 54 Mbps của chuẩn 802.11a và 802.11g trước đây.

Thành phần quan trọng trong đặc tả kỹ thuật của chuẩn 802.11n là MIMO (Multiple Input Multiple Output). MIMO tận dụng hiện tượng truyền sóng trung tần trong môi trường không khí được gọi là đa đường: thông tin được phát gặp vật cản sẽ bị tán xạ, anten thu tín hiệu nhiều lần qua các bộ định tuyến khác nhau ở các thời điểm khác nhau. Do đó, tín hiệu đa đường nguyên gốc có thể bị "bóp méo" dẫn đến khó giải mã và làm cho hiệu năng WIFI kém. MIMO tận dụng hiện tượng đa đường thông qua kỹ thuật phân chia không gian đa chiều. Thiết bị phát WLAN chia gói dữ liệu thành các phần riêng biệt, mỗi phần được gọi là chuỗi dữ liệu, và phát từng chuỗi qua các anten khác nhau đến các anten thu.

e. Chuẩn IEEE 802.11ac

Chuẩn IEEE 802.11ac là WIFI thế hệ thứ năm và mới nhất. Về mặt lý thuyết, thiết bị dùng chuẩn 802.11ac sẽ cho tốc độ cao gấp ba lần so với thiết bị chuẩn 802.11n ở cùng số luồng truyền. Ví dụ khi dùng ăng ten 1x1 thì thiết bị WIFI 802.11ac cho tốc độ 450 Mbps, trong khi thiết bị WIFI 802.11n chỉ là 150 Mbps. Còn nếu tăng lên ăng ten 3x3 với ba luồng truyền, WIFI ac có thể cung cấp 1300 Mbps, trong khi WIFI 802.11n chỉ là 450 Mbps. Tốc độ này có

thể giảm phụ thuộc vào thiết bị thu phát, môi trường, vật cản, nhiễu tín hiệu, và các yếu tố khác.

Chuẩn 802.11ac có băng thông kênh truyền rộng hơn sẽ giúp việc truyền dữ liệu giữa hai thiết bị được nhanh hơn. Trên băng tần 5GHz, WiFi 802.11ac hỗ trợ các kênh với các mức độ rộng băng tần là 20MHz, 40MHz, 80MHz và 160MHz.

Chuẩn 802.11ac hỗ trợ nhiều luồng dữ liệu hơn: Một spatial stream là một luồng dữ liệu được truyền qua công nghệ MIMO với nhiều ăng ten. Điều này cho phép một thiết bị phát đồng thời nhiều tín hiệu nhờ vào việc sử dụng hơn một ăng ten. Trong khi chuẩn 802.11n hỗ trợ tối đa 4 spatial stream, thì chuẩn WiFi 802.11ac nâng con số này lên tới 8 luồng, tương ứng với 8 ăng ten.

Chuẩn 802.11ac hỗ trợ MU - MIMO (Multi User MIMO): Ở WiFi 802.11n, một thiết bị có thể truyền nhiều spatial stream nhưng chỉ nhắm đến 1 địa chỉ duy nhất. Điều này có nghĩa là chỉ có một thiết bị (hoặc một người dùng) có thể nhận dữ liệu tại một thời điểm. Kỹ thuật này được gọi là SU-MIMO (Single User MIMO). Còn với chuẩn 802.11ac, một kỹ thuật mới được bổ sung vào là MU - MIMO (Multi User MIMO). Nó cho phép sử dụng nhiều ăng ten để truyền tín hiệu đến nhiều thiết bị (hoặc người dùng) đồng thời trên cùng một băng tần. Các thiết bị nhận sẽ không cần phải chờ đến lượt như trong SU-MIMO, giúp giảm đáng kể độ trễ.

Thêm vào đó các thiết bị 802.11ac có thể áp dụng một công nghệ gọi là beamforming (tạo chùm tín hiệu) để định hướng tín hiệu truyền và nhận. Router sẽ xác định vị trí của thiết bị nhận và tập trung tăng cường năng lượng tín hiệu, hướng trực tiếp về phía thiết bị đó. Mục đích của beamforming là giảm thiểu nhiễu.

2.1.4. Ưu, nhược điểm của mạng LAN không dây

a. ưu điểm

Mạng không dây cung cấp các khả năng ưu việt cơ bản sau:

Tính tiện lợi: Mạng không dây cho phép người dùng truy cập tài nguyên mạng ở bất kỳ đâu trong phạm vi khu vực được triển khai mạng WLAN.

Cài đặt nhanh: Thời gian cho việc cài đặt được rút ngắn bởi vì những kết nối mạng không cần di chuyển kéo dây xuyên qua tường và trần nhà như mạng có dây.

Khả năng di động: Nhờ sự phát triển vượt bậc của viễn thông di động, người dùng có thể truy cập internet ở bất kỳ đâu.

Linh hoạt: Mạng WLAN dễ thiết lập và tháo gỡ ở mọi nơi vì thế những người dùng có thể nhanh chóng thiết lập một mạng WLAN nhỏ đảm bảo nhu cầu.

Tính chuyển đổi: Mạng WLAN có thể dễ dàng cấu hình cho nhiều mô hình ứng dụng và cài đặt khác nhau, đồng thời có thể mở rộng từ các mạng nhỏ lên các mạng lớn hơn và ngược lại.

Chi phí triển khai thấp: Mặc dù chi phí đầu tư ban đầu cho phần cứng có thể cao hơn so với mạng có dây, nhưng khi xét đến chi phí tổng thể và chi phí theo tuổi thọ, mạng không dây có thể tiết kiệm hơn nhiều.

b. ưu điểm

Tuy có rất nhiều ưu điểm như mạng WLAN cũng có 1 số nhược điểm sau:

Bảo mật thấp: Đây có thể được coi là nhược điểm lớn nhất của mạng WLAN, vì tín hiệu được truyền qua sóng và môi trường truyền là không khí, do đó nó dễ bị tấn công.

Cự ly: Mạng WLAN có cự ly hoạt động tối đa nhỏ, nên mạng không dây chỉ phù hợp cho một không gian hẹp.

Độ tin cậy: Do phương tiện truyền tín hiệu là sóng vô tuyến nên bị nhiễu, suy giảm trên đường truyền... Điều này gây ảnh hưởng lớn đến hiệu quả hoạt động của mạng.

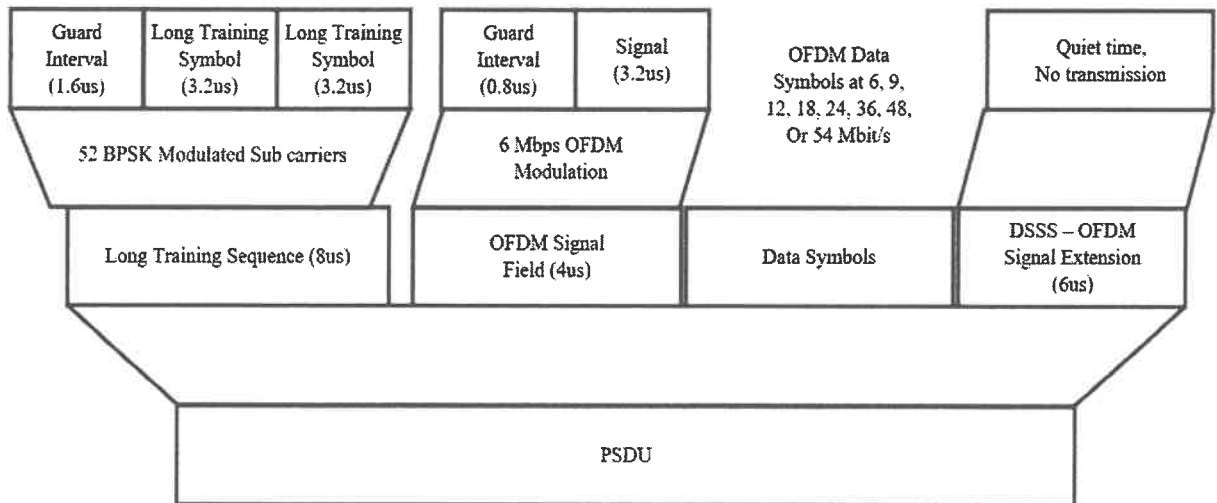
Tốc độ: Tốc độ tối đa hiện tại của WLAN có thể đạt đến 1730 Mbps, nhưng vẫn còn thấp hơn nhiều so với các mạng cáp truyền thống.

2.2. Lý thuyết về hàm bất định của tín hiệu

Hàm bất định (AF) của tín hiệu $s(t)$ được định nghĩa là

$$\chi(\tau, f_d) = |\xi(\tau, f_d)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) \cdot e^{-2j\pi f_d t} \cdot dt \right|^2 \quad (2.1)$$

Nó là một hàm của độ trễ (τ) và tần số Doppler (f_d), hàm này đặc trưng đầy đủ cho khả năng phân biệt của radar ở cả hai chiều cự ly và vận tốc. Lưu ý rằng mối quan hệ giữa độ trễ và các phép đo Doppler cũng như vị trí và vận tốc của mục tiêu phụ thuộc vào hình dạng của radar.



Hình 2.8: Định dạng chi tiết của PSDU.

Trong một ứng dụng radar thụ động, hình học hai chiều cần được xem xét. Trong trường hợp này, nếu AF được vẽ trong mặt phẳng tần số Doppler, người ta không thể ngay lập tức suy ra hình dạng của nó như là một hàm của các tham số mục tiêu do mối quan hệ phi tuyến tính. Với mục đích này, một phương pháp được đưa ra trong đó hàm bất định được đưa vào như một hàm của cự ly mục tiêu và tốc độ cự ly đối với một điểm tham chiếu (ví dụ: máy thu). Điều này cung cấp một cái nhìn sâu sắc đáng kể về các thuộc tính dạng hình học của

sóng. Tuy nhiên, các kết quả có thể đạt được phụ thuộc rất nhiều vào hình dạng đã chọn và cần có một phân tích sâu rộng để bao hàm nhiều khả năng khác nhau. Vì vậy, để duy trì tính tổng quát của phân tích, ta tiến hành như sau. Trong trường hợp lưỡng cực, độ trễ τ có liên quan trực tiếp đến một giá trị cự ly R nếu cự ly được xem xét $R = R_T + R_R = c\tau$, ở đây c là tốc độ ánh sáng và R_T/R_R là khoảng cách giữa mục tiêu và máy phát/máy thu); do đó, độ phân giải thời gian được liên kết trực tiếp với độ phân giải cự ly. Tương tự như vậy, phép đo Doppler F_d có thể liên quan trực tiếp đến tốc độ lưỡng cực $F_d = \lambda / \nu$, ở đây λ là bước sóng tương ứng với tần số sóng mang F_d và $\nu = \nu_{Rx} + \nu_{Tx}$ ở đây ν_{Tx} và ν_{Rx} tốc độ tương đối của mục tiêu đối với Tx và Rx; tùy thuộc vào hình học hai chiều, tốc độ hai chiều có thể tương ứng với hai lần tốc độ mục tiêu. Ngoài ra, tốc độ hai chiều cũng phụ thuộc vào tần số sóng mang băng tần [2,412 GHz-2,484 GHz] đối với tiêu chuẩn IEEE 802.11b và 802.11g, vượt qua băng tần [5,180 GHz-5,805 GHz] đối với tiêu chuẩn IEEE 802.11a. Vì vậy, trong phần sau đây, coi AF là một hàm của độ trễ (cự ly tĩnh) và tần số Doppler.

Trong phần này, các AF lý thuyết cho các loại tín hiệu được truyền qua mạng không dây điển hình được đánh giá về mặt lý thuyết, phân biệt giữa các AF khai thác điều chế OFDM và các AF dựa trên điều chế DSSS. Các giá trị này sau đó được so sánh với phân tích dữ liệu tín hiệu thử nghiệm trong phần chương 3. Cụ thể, đề cập đến giá trị trung bình AF được xác định là

$$\overline{\chi}(\tau, f_d) = |E\{\xi(\tau, f_d)\}|^2 = \left| E\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) \cdot e^{-2j\pi f_d t} \cdot dt \right\} \right|^2 \quad (2.2)$$

Lưu ý rằng nghiên cứu về AF trung bình có mối quan tâm tiềm năng đáng kể vì những lý do sau:

- Thành phần không thể đoán trước của dạng sóng bất định được xem xét chủ yếu liên quan đến trường dữ liệu trong PPDU; do đó, tính trung bình trên

thành phần này đưa ra đặc tính hữu ích của các thành phần xác định (loại điều chế, ký tự đặc biệt, khoảng bảo vệ, v.v.) thường chịu trách nhiệm cho các cấu trúc thông thường trong AF. Kiến thức chính xác về các cấu trúc thông thường này rất hữu ích trong xác định các hạn chế chính của các dạng sóng được xem xét cho các ứng dụng radar thụ động và rút ra các kỹ thuật thích hợp để chống lại một số tác động của chúng.

- Trong các ứng dụng giám sát thực tế, cần có thời gian tính tương quan dài để đạt được mức hiệu suất nhất định (tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm, độ phân giải Doppler). Đối với radar thụ động dựa trên WIFI, điều này có thể được thực hiện bằng cách tích hợp các xung được truyền liên tiếp để kiến thức về AF "tích hợp" có tầm quan trọng cao. Giá trị trung bình AF được xác định trong (2.2) trùng với mô đun bình phương của giá trị dự kiến của đầu ra bộ lọc phù hợp 2D cho tín hiệu $s(t)$; do đó, nó giống với kết quả của phép tích hợp (trung bình) của các đầu ra thu được cho một chuỗi N ($N \rightarrow \infty$) tín hiệu xung thể hiện cùng các thuộc tính thống kê của $s(t)$. Trong phần tiếp theo, tôi chỉ ra rằng, ngay cả khi hoạt động với số lượng N xung tích hợp hạn chế, các kết quả tương tự cũng thu được đối với AF thực tế đối với kỳ vọng thống kê của nó.

2.2.1. Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1 Mbit/s và 2 Mbit/s

Điều chế DSSS có thể cung cấp mạng LAN không dây khả năng giao tiếp tốc độ dữ liệu 1 Mbit/s và 2 Mbit/s bằng cách sử dụng các điều chế băng cơ sở của khóa dịch pha nhị phân vi sai (DBPSK) và DQPSK, tương ứng.

Đường bao phức của tín hiệu điều chế DSSS có thể được viết là

$$s_{DSSS}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n p_s(t - nT_s) \quad (2.3)$$

Trong đó N là số lượng ký tự được truyền, $p_s(t)$ là dạng xung của ký tự, $T_s = 1\mu s$ là thời lượng ký tự đơn và d_n là n ký tự phức hợp thứ theo sơ đồ điều chế cụ thể (BPSK, QPSK).

Hệ thống DSSS cung cấp mức tăng xử lý ít nhất là 10 dB, được thực hiện bằng cách cắt tín hiệu băng cơ sở tại 11MHz mã PN 11 chip. Trình tự Barker 11 chip sau đây được sử dụng làm trình tự mã PN:

$B = [+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1]$ trong đó chip ngoài cùng bên trái được xuất ra đầu tiên trong thời gian. Chip đầu tiên được căn chỉnh khi bắt đầu ký tự được truyền sao cho thời lượng của mỗi ký tự dài chính xác là 11 chip. Do đó, hình dạng xung ký tự có thể được viết là

$$p_s(t) = \sum_{k=0}^{10} b[k+1] \cdot w_{T_c}(t - kT_c) \quad (2.4)$$

ở đây $b[k]$ là phần tử thứ k trong chuỗi 11 chip Barker, trong khi đó $w_{T_c}(t)$ là cửa sổ thời gian của chip có thời lượng $T_c = T_s / 11 \mu s$.

Theo cách tiếp cận của phần trước, AF trung bình của tín hiệu được viết là:

$$\overline{\chi}(\tau, f_d) = P_d^2 \left| d \sin c(\pi f_d T_s, N) \right|^2 \cdot \chi_{PS}(\tau, f_d) \quad (2.5)$$

Ở đây P_d là công suất trung bình của điều chế băng cơ sở và nó độc lập với điều chế cụ thể kể từ khi PSK được thông qua.

$\chi_{ps}(\tau, f_d)$ là AF tín hiệu tương ứng với mã Barker 11 chip:

$$\chi_{ps}(\tau, f_d) = \left| \sum_{k=0}^{10} \sum_{l=0}^{10} b[k+1] b[l+1] e^{-j2\pi f_d k T_c} \cdot \xi_{w_{T_c}}(\tau - (k-l)T_c, f_d) \right|^2 \quad (2.6)$$

$\xi_{w_{T_c}}(\tau, f_d)$ được xác định cho hình dạng xung chip $w_{T_c}(t)$. Giả sử hình chữ nhật có thời lượng T_c mặt cắt theo chiều thời gian và chiều Doppler lần lượt là:

$$\chi_{ps}(\tau, 0) = \sum_{k=-5}^5 a_k \left(T_c - |\tau - k2T_c| \right)^2 \text{rect}_{2T_c}(\tau - k2T_c) \quad (2.7)$$

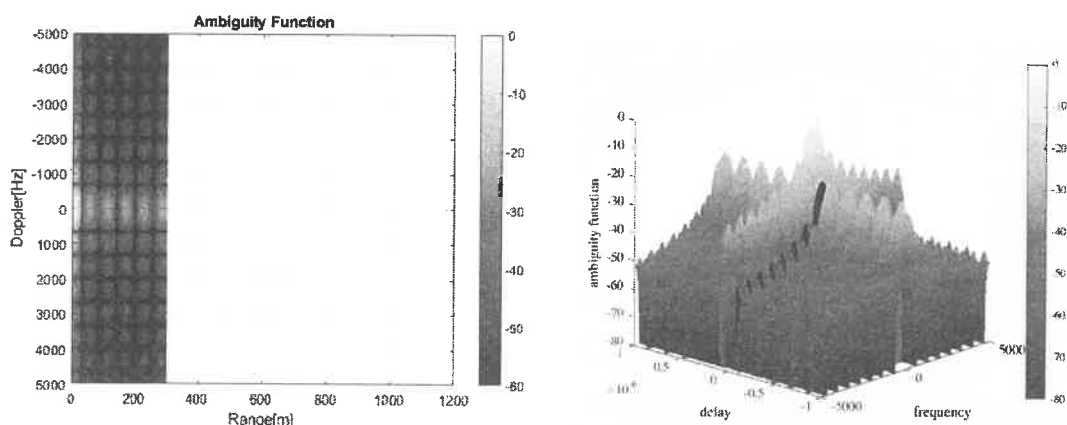
ở đây $a_k = 1$ cho $k \neq 0$ và $a_0 = 11^2$, và

$$\chi_{ps}(0, f_d) = T_s^2 | \text{sinc}[\pi f_d T_s] |^2 \quad (2.8)$$

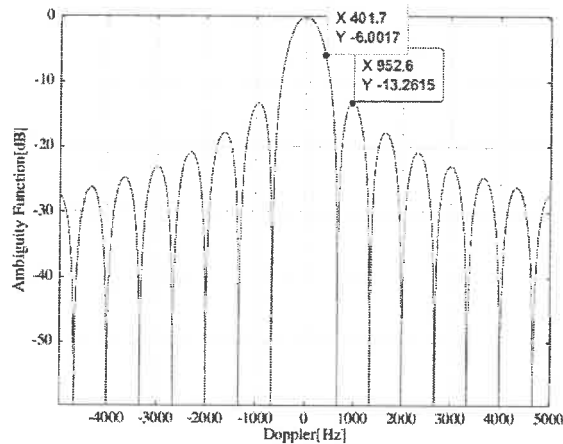
Như trong trường hợp điều chế OFDM, AF trung bình trong không phụ thuộc vào điều chế băng cơ sở cụ thể (DBPSK, DQPSK) được sử dụng để thu được tốc độ dữ liệu và tốc độ dữ liệu 1 Mbit/s và 2 Mbit/s. Hình 2.9 hiển thị một biểu đồ trong mặt phẳng cự ly Doppler (b) và mặt cắt cự ly (c) trên mô phỏng matlab.

Mặt cắt chính trong chiều thời gian bị chi phối bởi mã Barker 11 chip mang lại đỉnh phụ là $20\log_{10}(11)\text{dB} = 20.8\text{ dB}$, năm đỉnh giống hệt nhau ở cả hai bên của đỉnh chính và độ phân giải trễ bằng $T_c = 1/11\mu\text{s}$ tương ứng với nghịch đảo của dải tần $B = 11\text{ MHz}$ bị chiếm bởi tín hiệu điều chế DSSS. Độ phân giải cự ly radar tương ứng $\Delta R = c/B = 27.27\text{ m}$.

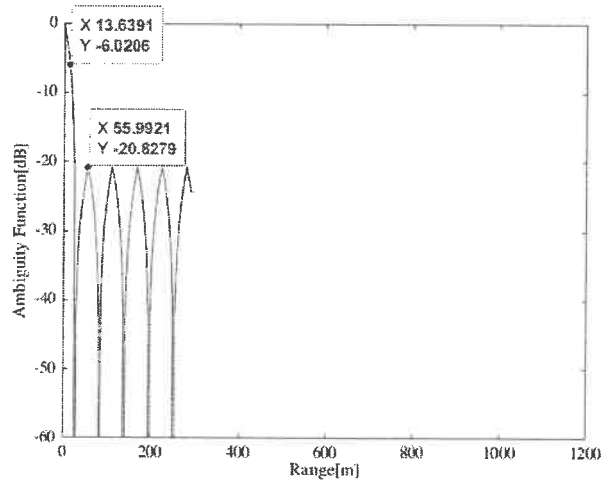
Mặt cắt chính trong chiều Doppler bị chi phối bởi yếu tố thứ hai trong (2.5) tạo ra chiều rộng đỉnh chính $1/(NT_s)$ và các đỉnh phụ ở khoảng $-13,26\text{ dB}$ dưới mức cực đại. Độ phân giải Doppler bị giới hạn bởi thời gian tính tương quan NT_s khi xem xét một xung truyền đơn lẻ. Rõ ràng độ phân giải Doppler có thể được tăng lên đáng kể bằng cách sử dụng một chuỗi các xung liên tiếp. Tuy nhiên, cần lưu ý rằng điều này có thể tạo ra tần số Doppler tùy thuộc vào sự phân tách thời gian giữa các xung tích hợp.



a) Đồ thị 2D và 3D hàm bất định của tín hiệu.



b) Mặt cắt chính theo chiều tần số Doppler.



c) Mặt cắt chính theo chiều cự ly.

Hình 2.9: AF cho xung DSSS với 1/2Mbit/s với $N = 500$ (thời lượng xung 0.5 ms) trên mô phỏng matlab.

AF bằng 0 đối với các giá trị độ trễ cao hơn 11. $T_c = T_s = 1\mu s$ tương ứng với cự ly là 300m. Điều này tốt hơn so với trường hợp điều chế OFDM do khả năng phát hiện mục tiêu bị giới hạn bởi các búp bên mạnh nhất của AF trong cự ly nhỏ hơn. Trong các tình huống thực tế, AF vượt quá cự ly này sẽ bị chi phối bởi nhiễu nhiệt.

2.2.2: Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5.5 Mbit/s và 11 Mbit/s

Khả năng giao tiếp tốc độ dữ liệu tăng lên của 5.5 Mbit/s và 11 Mbit/s có thể đạt được đối với hệ thống DSSS bằng cách sử dụng sơ đồ điều chế CCK

với các từ mã của 8 chip phức tương ứng mã hóa 4 hoặc 8 bit. Đường bao phức của tín hiệu điều chế DSSS tương ứng có thể được viết là

$$s_{\text{DSSS}}(t) = \sum_{n=0}^{N_G-1} \sum_{k=0}^7 c_k^{(n)} w_{T_C}(t - nT_G - kT_C) \quad (2.9)$$

Trong đó: N_G là số lượng từ mã được truyền được tính bằng số nhóm 4 bit dữ liệu cho tốc độ 5,5 Mbps và 8 bit cho tốc độ 11 Mbps.

T_G là khoảng thời gian truyền 1 từ mã tương ứng với thời gian 8 chip

$c_k^{(n)}$ là phần tử thứ k của từ mã truyền thứ n

W_{T_C} là hàm xung theo thời gian của chip

Từ n mã truyền thứ được đưa ra bởi (2.9)

$$\mathbf{c}^{(n)} = [c_0^{(n)} \dots c_7^{(n)}] = \left[e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_2^{(n)} + \varphi_3^{(n)} + \varphi_4^{(n)})}, e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_3^{(n)} + \varphi_4^{(n)})}, e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_2^{(n)} + \varphi_4^{(n)})}, -e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_4^{(n)})}, e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_3^{(n)})}, -e^{j(\varphi_1^{(n)} + \varphi_2^{(n)})}, e^{j\varphi_1^{(n)}} \right] \quad (2.10)$$

Đối với tốc độ dữ liệu 5.5Mbit/s, mỗi từ mã mã hóa 4 bit [d0 d1 d2 d3].

Cụ thể, các bit dữ liệu d0-d1 mã hóa φ_1 dựa trên DQPSK trong khi các bit dữ liệu d2-d3 mã hóa ký tự cơ bản được trình bày trong Bảng 2.4. Cụ thể, các bit dữ liệu d0-d1 mã hóa φ_1 dựa trên DQPSK trong khi các bit dữ liệu (d2-d3), (d4-d5) và (d6-d7) mã hóa φ_2, φ_3 , và φ_4 dựa trên QPSK như trong Bảng 2.5.

AF trung bình của tín hiệu trong (2.9) có thể được viết là

$$\overline{\chi}(\tau, f_d) = \left| \sum_{n=0}^{N_G-1} e^{-j2\pi f_d n T_G} E \{ \xi_{\text{pc}}(\tau, f_d) \} \right| \quad (2.11)$$

Bảng 2.4: Bảng mã hóa CCK 5,5 Mbit/s (từ (2.9))

d2,d3	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8
00	j	1	j	-1	j	1	-j	1

01	-j	-1	-j	1	J	1	-j	1
10	-j	1	J	-1	-j	1	J	1
11	j	-1	-j	1	-j	1	J	1

Bảng 2.5: Bảng mã hóa CCK 11Mbit/s (từ (2.9))

Dibit pattern [d _i , d _(i+1)] (d _i is first in time)	Phase
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$\frac{3\pi}{2}(-\frac{\pi}{2})$

$$\xi_{p_c}(\tau, f_d) = \sum_{k=0}^7 \sum_{l=0}^7 c_k c_l^* e^{-j2\pi f_d k T_c} \int_{-\infty}^{\infty} w_{T_c}(t - kT_c) \cdot w_{T_c}(t - T_c - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt \quad (2.12)$$

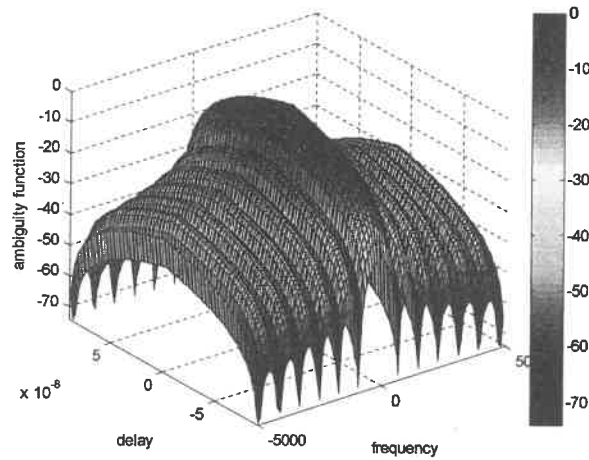
Có tính đến cấu trúc cụ thể của các từ mã, AF trung bình được đánh giá tương ứng cho cả trường hợp 5.5Mbit/s và 11Mbit/s là:

$$\overline{\chi}(\tau, f_d) = |dsinc(\pi f_d T_c, 8N_G)|^2 \cdot |\xi_{w_{T_c}}(\tau, f_d)|^2 \quad (2.13)$$

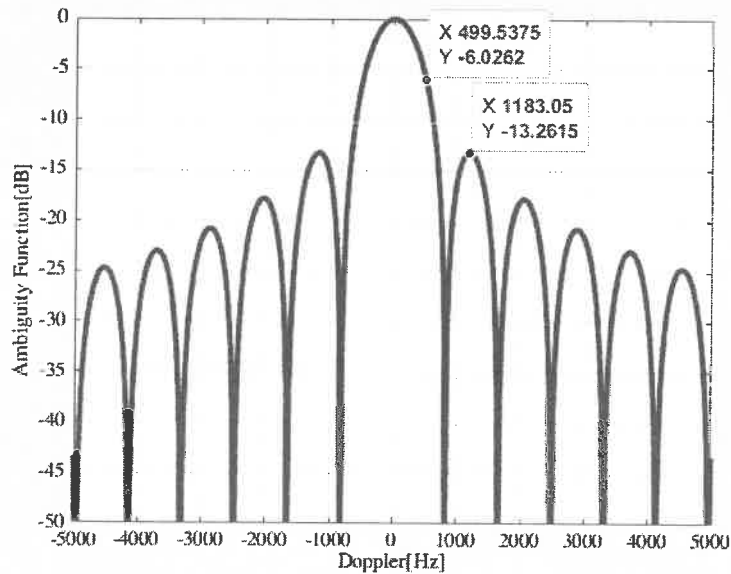
Ở đây $\xi_{w_{T_c}}(\tau, f_d)$ được xác định cho hình dạng xung chip $w_{T_c}(t)$.

Tuy nhiên, các AF trong hai trường hợp mang lại độ trễ bằng 0 và các lần cắt Doppler bằng 0 và do đó có cùng độ phân giải Doppler và độ trễ. Cụ thể, giả sử xung chip có dạng hình chữ nhật, mô đun của mặt cắt chính của AF theo chiều Doppler là

$$\overline{\chi}(0, f_d) = N_G^2 T_G^2 \left| \text{sinc}(\pi f_d N_G T_G) \right|^2 \quad (2.14)$$



Hình 2.10: Đồ thị 3D vật thể bất định của tín hiệu điều chế CCK

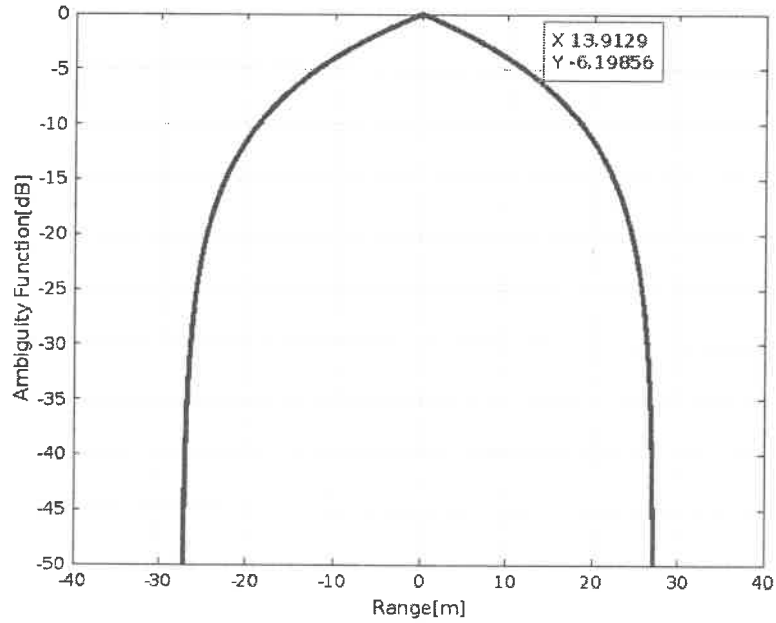


Hình 2.11: Mặt cắt cắt AF theo chiều tần số Doppler cho xung DSSS với 5,5/11 Mbit/s cho $N_G=5500$.

Chiều rộng đỉnh chính $1/(N_G T_G)$ và đỉnh phụ ở mức xấp xỉ -13.26dB cho khả năng phân biệt lớn về theo chiều biến đổi của trục F_d . Trong các tình huống thực tế, khi sử dụng một loạt các xung liên tiếp, sự thay đổi chính được đưa ra bởi sự phân tách thời gian giữa các xung tích hợp, tương ứng với PRT của radar thụ động.

Mô đun của mặt cắt chính trong chiều thời gian là

$$\bar{\chi}(\tau, 0) = 8N_G^2 (T_C - |\tau|)^2, |\tau| < T_C \quad (2.15)$$



Hình 2.12: Mặt cắt AF theo chiều thời gian cho xung DSSS với 5,5/11 Mbit/s với $N_G = 5500$

Mặt cắt chính trong chiều thời gian không tạo ra các búp bên và độ phân giải độ trễ tương ứng với $T_C = 1/11\mu s$ nghịch đảo của băng thông tần số $B = 11\text{MHz}$ bị chiếm bởi tín hiệu DSSS. Độ phân giải cự ly radar tương ứng sau đó gần giống với độ phân giải thu được với tín hiệu DSSS cho 1 Mbit/s và 2 Mbit/s.

2.2.3. Điều chế OFDM

Tín hiệu băng cơ sở phức được truyền (gói OFDM) bao gồm một số ký tự OFDM:

$$S_{OFDM}(t) = S_{PREAMBLE}(t) + S_{SIGNAL}(t - t_{SIGNAL}) + S_{DATA}(t - t_{DATA}) \quad (2.16)$$

Ở đây: t_{SIGNAL} bằng $16\mu s$ và t_{DATA} bằng $20\mu s$.

Tất cả các khung con của tín hiệu được xây dựng dưới dạng biến đổi Fourier nghịch đảo của một tập hợp các hệ số d_k có thể là dữ liệu:

$$S_{SUBFRAME}(t) = W_{SUBFRAME}(t) \cdot \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} d_k \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - T_{GUARD})} \quad (2.17)$$

Ở đây:

- $N_{ST} = 64$ là tổng số sóng mang con có khoảng cách tần số sóng mang con bằng $\Delta f = 0.3125\text{MHz} = \frac{20\text{MHz}}{64}$ ($T_{FFT} = 1/\Delta f = 3.2\mu\text{s}$ là chu kỳ của dạng sóng);

- $w_{T_{SUBFRAME}}(t)$ là một hàm cửa sổ thời gian có thời lượng $T_{SUBFRAME}$ có thể kéo dài qua nhiều giai đoạn T_{FFT} của phép biến đổi Fourier nhanh (FFT).

- T_{GUARD} là khoảng bảo vệ; dịch chuyển thời gian được sử dụng trong OFDM để tránh nhiễu liên ký tự (ISI) từ khung trước đó. Ba loại T_{GUARD} được định nghĩa: cho chuỗi ký tự ngắn, cho chuỗi ký tự dài ($= T_{GI2} = 1.6\mu\text{s}$) và cho các ký tự OFDM dữ liệu ($= T_{GI} = 0.8\mu\text{s}$)

Cụ thể, trường mở đầu được sử dụng để đồng bộ hóa. Nó bao gồm 10 ký tự ngắn và hai ký tự dài. Trình tự ký tự ngắn được đưa ra bởi

$$S_{SHORT}(t) = w_{T_{SHORT}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} S_k e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (2.18)$$

trong đó các phần tử của dãy $S_k (k = -26, \dots, 26)$ được xác định trong (2.9) và khác 0 chỉ tại các chỉ số là bội số của 4. Do đó, chỉ có 12 sóng mang con thực sự được sử dụng, dẫn đến chu kỳ là $T_{FFT}/4 = 0.8\mu\text{s}$. Khoảng thời gian T_{SHORT} bằng mười khoảng thời gian $8\mu\text{s}$ và do đó bao gồm 10 lần lặp lại biểu tượng ký tự ngắn.

Trình tự ký tự dài được đưa ra bởi

$$S_{LONG}(t) = w_{T_{LONG}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} L_k e^{j2\pi k \Delta f (t - T_{GI2})} \quad (2.19)$$

Hai giai đoạn của chuỗi dài được truyền để cải thiện độ chính xác ước tính kênh mang lại $T_{LONG} = T_{GI2} + 2T_{FFT} = 8\mu\text{s}$

Các ký tự OFDM "tín hiệu" và "dữ liệu" có cùng biểu thức:

$$S_n(t) = W_{T_{SYM}}(t) \sum_{k=-\frac{N_{ST}}{2}}^{\frac{N_{ST}}{2}} d_{k,n} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t-T_{GI})} \quad (2.20)$$

ở đây $T_{SYM} = T_{FFT} + T_{GI} = 4\mu s$. Bốn trong số $N_{ST} = 64$ các sóng mang ($k = -21, -7, 7, 21$) con được dành riêng cho tín hiệu đặc biệt với $d_{-21,n} = d_{-7,n} = d_{7,n} = -d_{21,n} = p_n$ chuỗi p_n nhị phân giả nhiễu (PN) gồm 127 phần tử được lặp lại theo chu kỳ (mỗi phần tử chuỗi được sử dụng cho một ký tự OFDM). 48 sóng mang con còn lại được dành riêng cho dữ liệu theo điều chế băng cơ sở cụ thể (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM).

Đối với trường tín hiệu và dữ liệu chứa N_{SYM} các ký tự OFDM, tín hiệu tương ứng là

$$S_{DATA}(t) = \sum_{n=0}^{N_{SYM}-1} s_n(t - nT_{SYM}) \quad (2.21)$$

và tín hiệu trong (2.16) có thể được viết lại thành

$$S_{OFDM}(t) = S_{SHORT}(t) + S_{LONG}(t - T_{SHORT}) + S_{DATA}(t - T_{PREAMBLE}) \quad (2.22)$$

$$\text{Ở đây } T_{PREAMBLE} = T_{SHORT} + T_{LONG} = 16\mu s$$

Các đại lượng khác nhau có thể được coi là độc lập về mặt thống kê; do đó, AF trung bình của gói OFDM có thể được viết là

$$\overline{\chi}(\tau, f_d) = \left| \xi_{SHORT}(\tau, f_d) + e^{-j2\pi f_d T_{SHORT}} \cdot \xi_{LONG}(\tau, f_d) + e^{-j2\pi f_d T_{PREAMBLE}} \cdot E\{\xi_{DATA}(\tau, f_d)\} \right|^2 \quad (2.23)$$

Trong đó chức năng $\xi_{xxx}(\tau, f_d)$ được xác định trong cho $s_{xxx}(t)$ tín hiệu.

Trước tiên chúng ta chỉ xem xét đóng góp tín hiệu trường dữ liệu. Giả sử thời lượng cửa sổ thời gian hình chữ nhật T_{SYM} cho mỗi ký tự OFDM dữ liệu, AF trung bình của tín hiệu có thể được viết là các hệ số $\alpha_{k,l}$ được cho bởi:

$$\alpha_{k,l} = e^{\frac{j\pi}{2}(k-l)} \cdot \begin{cases} -1 & k=3 \text{ or } l=3 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$k, l = 0, \dots, 3.$$

$$\begin{aligned} \overline{\chi}_{DATA}(\tau, f_d) &= \left| E \left\{ \xi_{DATA}(\tau, f_d) \right\} \right|^2 = P_d^2 (T_{SYM} - |\tau|)^2 \text{dsinc}^2(\pi f_d T_{SYM}, N_{SYM}) \\ &\cdot \left| \text{sinc} \left[\pi f_d (T_{SYM} - |\tau|) \right] \text{dsinc}(\pi \Delta f \tau, N_{ST} + 1) + e^{-j\pi 4 \Delta f \tau} \sum_{k=0}^3 \right|^2 \\ &\cdot \left| \sum_{l=0(l \neq k)}^3 \alpha_{k,l} e^{j\pi(k+l)14\Delta f \tau} \text{sinc} \left[\pi (f_d - (k-l)14\Delta f) (T_{SYM} - |\tau|) \right] \right|^2 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Trong đó:

- Số hạng đầu tiên trong mô đun vuông chủ yếu là do các sóng mang con dữ liệu, trong khi số hạng thứ hai là do 4 sóng mang con đặc biệt; tính tuần hoàn của chuỗi nhị phân PN được truyền qua các sóng mang con đặc biệt đã bị bỏ qua vì nó tạo ra sự thay đổi về cự ly ở các cự ly rất xa;

- P_d là công suất trung bình của điều chế băng cơ sở và không phụ thuộc vào bất kỳ điều chế cụ thể nào do được chuẩn hóa để đạt được cùng một công suất trung bình;

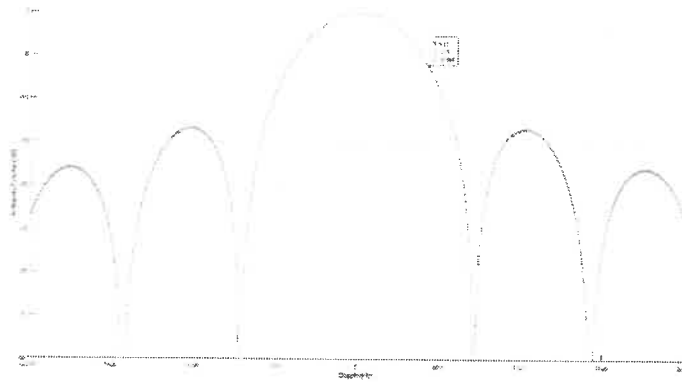
- Lưu ý rằng một kết quả tương tự thu được đối với tín hiệu DVB-T được điều chế OFDM có các thành phần xác định (khoảng bảo vệ, đặc biệt và sóng mang TPS) được hiển thị để tạo ra các đỉnh xác định không mong muốn trong hàm tự tương quan (ACF). Tuy nhiên, một kết quả nghiêm trọng hơn đã xảy ra trong trường hợp đó do số lượng, mức tăng công suất và khoảng cách tần số được sử dụng bởi các sóng mang con cũng như giá trị khoảng bảo vệ mang lại những ảnh hưởng đáng kể đến kết quả, đặc biệt là trong khu vực ACF thường tìm kiếm để phát hiện mục tiêu.

- Có thể rút ra một số kết luận khác nhau đối với tín hiệu WIFI được điều chế OFDM như được mô tả Hình 2.13 được hiển thị trong mặt phẳng Doppler

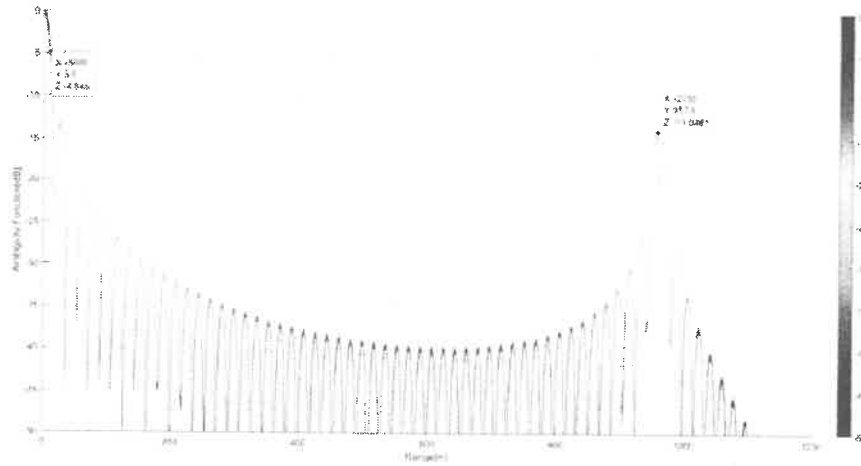
(a) và mặt cắt cự ly (b), tương ứng. Rõ ràng là AF trung bình này không phụ thuộc vào điều chế băng cơ sở cụ thể và các tính năng chính của nó chủ yếu liên quan đến điều chế tín hiệu OFDM dữ liệu và cụ thể là đóng góp ký tự dữ liệu (đóng góp tín hiệu đặc biệt là không đáng kể), do đó có thể viết thành:

$$\chi_{\text{DATA}}(\tau, f_d) \cong P_d^2 (T_{\text{SYM}} - |\tau|)^2 \text{dsinc}^2(\pi \Delta f \tau, N_{\text{ST}} + 1) \cdot \text{sinc}^2[\pi f_d (T_{\text{SYM}} - |\tau|)] \cdot \text{dsinc}^2(\pi f_d T_{\text{SYM}}, N_{\text{SYM}})$$

$$, |\tau| < T_{\text{SYM}}. \quad (2.25)$$



(a) Mặt cắt theo chiều tần số Doppler



(b) Mặt cắt theo chiều cự ly

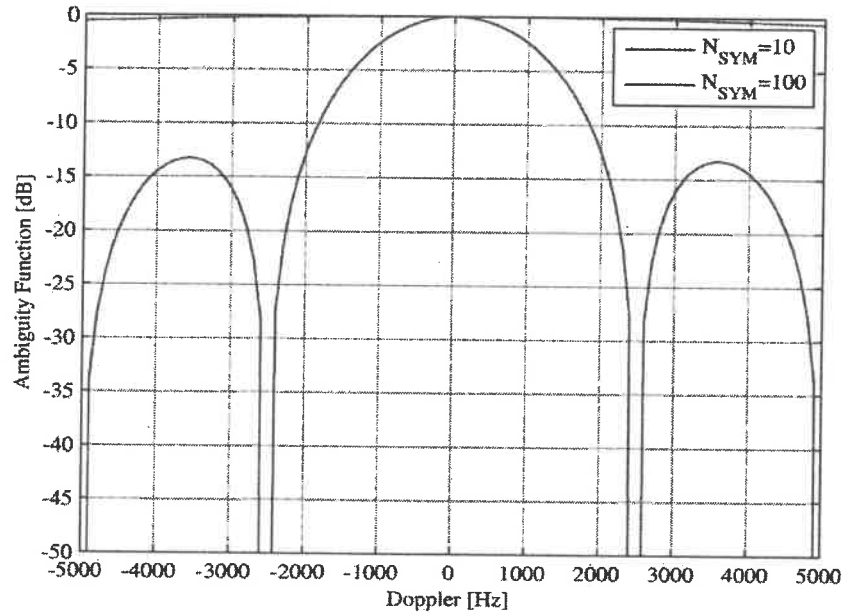
Hình 2.13: AF cho một xung OFDM với $N_{\text{SYM}} = 125$ và $N_{\text{ST}} = 64$

Mặt cắt chính trong chiều cự, đỉnh trên búp phụ (PSLR) 13dB và độ phân giải trễ tương ứng với $[(N_{ST} + 1)\Delta f]^{-1}$ do $\frac{1}{B} = 0.06\mu s$ các sóng mang con được đặt cách nhau sao cho chúng trải dài trên một băng thông thực tế $B = 16.56\text{MHz}$.

Độ phân giải cự ly radar lưỡng cực tương ứng được đưa ra bởi $\Delta R = c/B = 18.1\text{m}$. Một cự ly thay đổi xuất hiện tại $R = c/\Delta f = 960\text{m}$. Điều này là do giá trị khác không của khoảng thời gian bảo vệ T_{GI} được chèn cho mỗi ký tự OFDM dữ liệu mở rộng theo chu kỳ đầu ra FFT (IFFT) nghịch đảo. Trên thực tế, từ (2.25) ta nhận thấy rằng sẽ không có sự thay đổi nào được quan sát nếu giá trị của T_{SYM} bằng với $\frac{1}{\Delta f} = 3.2\mu s$ vì hệ số hình tam giác (yếu tố thứ hai) sẽ bị suy giảm không rõ ràng (yếu tố thứ ba) tại $c/\Delta f = 960\text{m}$. Tuy nhiên, sự không rõ ràng này bị suy giảm bởi hệ số hình tam giác điều chế do chỉ có một phần bị cắt bớt của mỗi ký tự OFDM được chứa trong khoảng bảo vệ ($T_{GI} = T_{FFT}/4$). AF bằng 0 đối với các giá trị τ lớn hơn $T_{SYM} = 4\mu s$ tương ứng với cự ly cự ly nhị phân là 1200m. Trong các tình huống thực tế, AF ngoài cự ly này sẽ bị chi phối bởi nhiễu nhiệt.

Mặt cắt chính trong chiều Doppler tỷ lệ với hai yếu tố cuối cùng trong (2.25). Cụ thể, nó bị chi phối bởi $T_{int} = N_{SYM} \cdot T_{SYM}$ theo chiều Doppler. Giá trị này tương ứng với độ phân giải Doppler radar có thể đạt được, bị giới hạn bởi thời gian tích tương quan T_{int} khi sử dụng một xung N_{SYM} biểu tượng được truyền đi (Hình 2.13).

Rõ ràng là độ phân giải Doppler có thể được tăng lên đáng kể bằng cách sử dụng một xung OFDM dài hơn hoặc một chuỗi các xung liên tiếp. Hình 2.14 cho thấy sự cải thiện độ phân giải Doppler thu được khi nhân thời gian với hệ số thích hợp.



Hình 2.14: So sánh các lần cắt AF theo chiều tần số Doppler cho xung OFDM với $N_{\text{sym}}=10$ và $N_{\text{sym}}=100$.

Các đỉnh phụ trong phần Doppler xuất hiện ở dưới đỉnh chính khoảng 13 dB. Khi xem xét toàn bộ gói OFDM, nên tính đến sự đóng góp của trường mở đầu.

Rõ ràng là hàm này $\xi_{\text{LONG}}(\tau, f_d)$ hiển thị tính tuần hoàn theo thời gian đối với $|\tau| < T_{\text{LONG}}$ với khoảng thời gian T_{FFT} . Đây là một kết quả khá rõ ràng vì trình tự chuỗi dài bao gồm $T_{\text{LONG}} / T_{\text{FFT}} = 2.5$ các lần lặp lại một ký tự chuỗi dài về thời lượng T_{FFT} . Điều này mang lại sự thay đổi cự ly tại $R = k \cdot (cT_{\text{FFT}}) = k \cdot 960\text{m}$ ($k=1,2$) có biên độ được điều chế bởi một cửa sổ hình tam giác có thời lượng T_{LONG} . Lưu ý rằng cự ly bất định gần nhất trùng khớp với cự ly cho bởi tín hiệu dữ liệu OFDM. Hàm $\xi_{\text{SHORT}}(\tau, f_d)$ cho thấy tính tuần hoàn theo thời gian đối với $|\tau| < T_{\text{SHORT}}$ khoảng thời gian do trình tự $\frac{T_{\text{FFT}}}{4}$ ký tự ngắn bao gồm $T_{\text{SHORT}} / (T_{\text{FFT}} / 4) = 10$ các lần lặp lại ký tự ngắn chỉ sử dụng 12 sóng mang con với khoảng cách giữa các sóng mang con bằng $4\Delta f$. Điều này tạo ra sự thay đổi

về cự ly $R = k \cdot \left(\frac{cT_{\text{FFT}}}{4} \right) = k \cdot 240 \text{ m} (k = 1, \dots, 9)$ không mong muốn khi xem xét các ứng dụng giám sát khu vực địa phương.

Tuy nhiên, tín hiệu trường mở đầu chỉ mang lại một đóng góp hạn chế vì nó thường chiếm một phần nhỏ của gói được truyền; do đó, AF sẽ bị chi phối bởi điều chế trường dữ liệu OFDM. Ngoài ra, khi khai thác các dạng sóng bất định này cho các mục đích radar thụ động, phần mở đầu có thể được phát hiện trong tín hiệu tham chiếu và bị loại bỏ trước khi thực hiện lọc phù hợp chỉ với tổn thất tích hợp rất nhỏ.

KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Trong chương 2, đề án đã tiến hành trình bày về khái niệm mạng WLAN, các ưu nhược điểm của mạng không dây và các ứng dụng của mạng không dây trong các lĩnh vực của cuộc sống; Các công nghệ điều chế tín hiệu và cấu trúc cơ bản của một số chuẩn WIFI thường được sử dụng hiện nay. Ngoài ra, thông qua nghiên cứu đã chỉ ra được những ưu điểm vượt trội của hệ thống mạng WLAN, trên cơ sở đó có thể ứng dụng vào hệ thống Ra đa thụ động.

Đặc biệt, đề án đã đưa ra các lý thuyết cơ bản về hàm bất định của 3 phương pháp điều chế là Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1Mbit/s và 2Mbit/s dùng mã Barker 11, Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5Mbit/s và 11Mbit/s sử dụng sơ đồ điều chế CCK và Công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM). Trên cơ sở lý thuyết, đề án đã tiến hành mô phỏng được các vật thể bất định trên cả 2 mặt cắt Doppler và cự ly, từ đó làm rõ được đặc điểm của từng phương pháp điều chế cụ thể trên phần mềm Matlab.

Trên cơ sở lý thuyết đã đưa ra ở chương 2, trong chương 3 sẽ tiến hành thực nghiệm thu tín hiệu WIFI, tiến hành đo và so sánh với lý thuyết đã đưa ra ở chương 2.

Từ đó rút ra kết luận về mức độ phù hợp khi sử dụng tín hiệu WIFI cho hệ thống ra đa thụ động hai vị trí.

CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG VÀ TRIỂN KHAI THỰC TẾ

Trong chương này, đề án sẽ tiến hành thực nghiệm mô phỏng trên phần mềm Matlab 2019 với các 3 khung dữ liệu khác nhau tương ứng với 3 loại điều chế đã nêu trong chương 2 trong điều kiện thực tế. Tín hiệu WIFI được chọn để phân tích là cả 3 chuẩn WIFI 802.11b, 802.11n và 802.11g. để đảm bảo có đủ 3 phương pháp điều chế cần nghiên cứu là Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1Mbit/s và 2Mbit/s dùng mã Barker 11, Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5Mbit/s và 11Mbit/s sử dụng sơ đồ điều chế CCK và Công nghệ ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM).

Từ đó, tiến hành so sánh kết quả thực tế với kết quả lý thuyết. Trên cơ sở đó đánh giá tính khả thi của việc sử dụng tín hiệu WIFI cho hệ thống Ra đa thụ động hai vị trí.

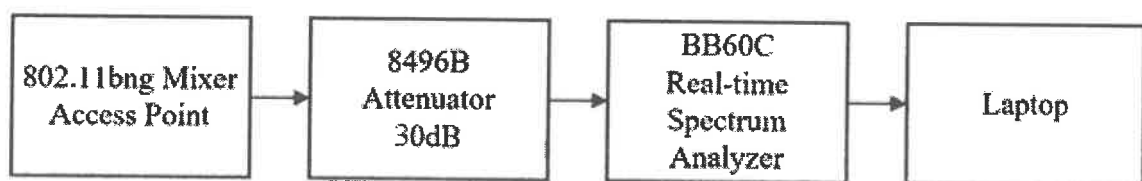
3.1. Mô hình thực nghiệm

Môi trường thử nghiệm: Thực hiện thu tín hiệu sóng WIFI trực tiếp từ đầu ra bộ phát Wifi trong điều kiện không có nhiễu từ các nguồn vô tuyến khác và suy hao truyền sóng trong môi trường để thực hiện phân tích đánh giá cấu trúc của tín hiệu trên miền thời gian và tần số.

Tín hiệu WIFI lựa chọn thu và phân tích là cả 3 chuẩn WIFI 802.11b, 802.11n và 802.11g ở dải tần 2,4GHZ vì có đầy đủ 3 dạng điều chế đã phân tích ở chương 2. Mặc dù tín hiệu WIFI dải tần 5GHz có băng thông lớn hơn, khả năng phân biệt cự ly tốt hơn tuy nhiên khả năng xuyên vật cản kém hơn, ít phổ biến hơn, bộ thu cần đòi hỏi phức tạp và chi phí cao. WIFI dải tần 2,4GHZ phổ biến hơn có mặt hầu hết ở mọi nơi, công sở, nơi công cộng, nhà dân. Vùng phủ sóng, khả năng xuyên vật cản tốt hơn so với băng tần 5GHz, 6GHz. Trong đời sống có nhiều thiết bị cùng sử dụng dải tần 2,4GHz: thiết bị không dây bluetooth, lò vi sóng, các thiết bị thông minh, đồ chơi điều khiển đóng vai trò là các nguồn phát xạ để hỗ trợ việc phát hiện mục tiêu chuyển động. Mặt khác

là chi phí sản xuất các bộ thu rẻ hơn do độ phức tạp thấp hơn phù hợp với các nghiên cứu ban đầu trước khi phát triển các ứng dụng cao hơn với các dải tần 5-6GHz.

Dựa trên sự phân tích trên, mô hình thí nghiệm thu tín hiệu sóng WIFI cụ thể được mô tả như sau: đầu ra anten của thiết bị phát WIFI (802.11bng mixer Access Point) được nối với máy phân tích phổ thời gian thực (BB60C Real-time Spectrum Analyzer) thông qua một bộ suy hao (8496B Attenuator/30dB). Máy thu được kết nối với máy tính thông qua cáp USB 3.0. Phần mềm Spike trên máy tính cho phép cài đặt tín hiệu máy thu có tần số trung tần 2.432GHz với tần số lấy mẫu tốc độ $F_s = 40\text{MHz}$ và băng thông hiệu quả là 27Mhz, thời gian ghi nhận tín hiệu máy thu được trong 1000ms. Máy phân tích BB60C có chức năng: thu tín hiệu cao tần, chuyển tín hiệu xuống băng tần cơ sở hai kênh I, Q có tốc độ mẫu 40MHz sau đó truyền tới máy tính và được lưu lại dưới dạng file.iq. Mô hình bố trí như sau:



Hình 3.1: Sơ đồ bố trí thực nghiệm

3.2. Thực hiện mô phỏng, đánh giá độ phân giải theo cự ly và theo tần số Doppler của một số dạng tín hiệu WIFI.

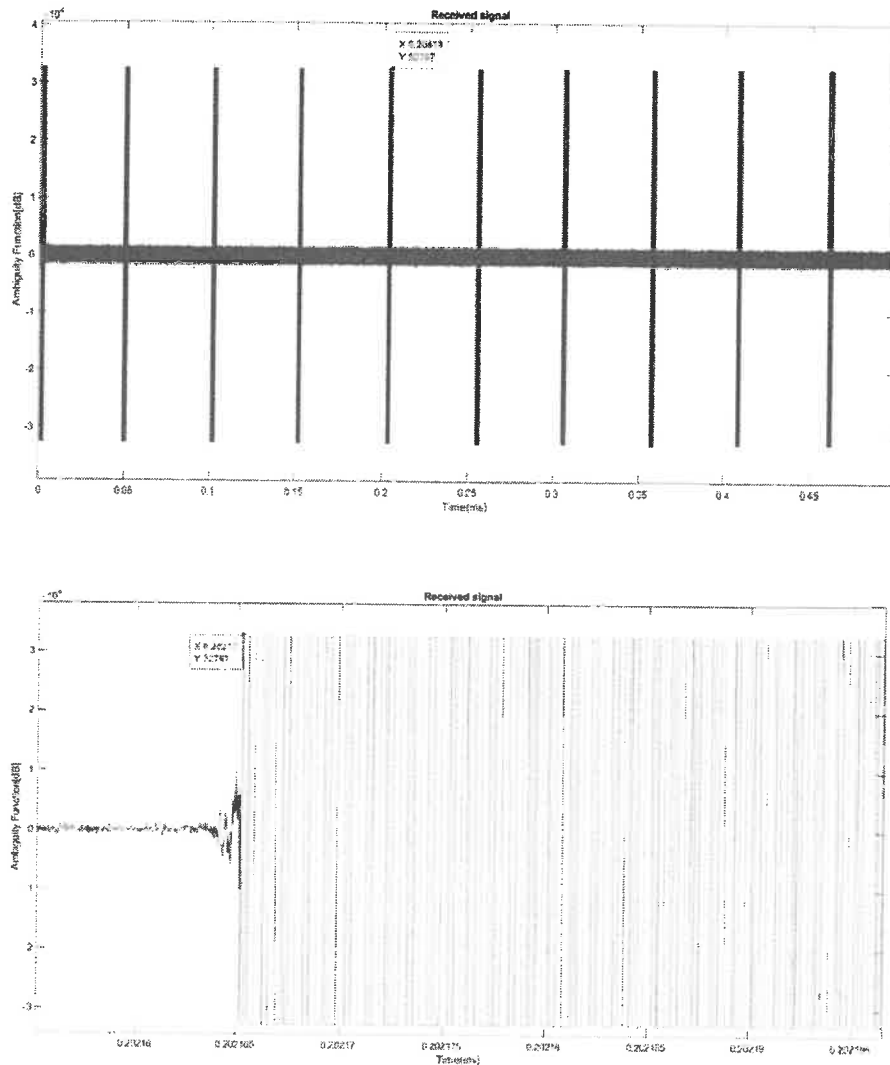
Dữ liệu IF thu được được lưu trữ dưới dạng file iq được mã hóa và mô phỏng trên phần mềm Matlab qua các giai đoạn:

- Phát hiện xung tín hiệu truyền.
- Trích xuất đường bao tín hiệu đã điều chế (bộ điều khiển DDC).
- Nhận dạng tín hiệu điều chế: Ta tiến hành phân tích tín hiệu thu được dưới dạng phổ biên độ tín hiệu thì sẽ phân biệt được điều chế OFDM do có dạng riêng so với điều chế DSSS. Phân tích tín hiệu có dạng điều chế DSSS trên

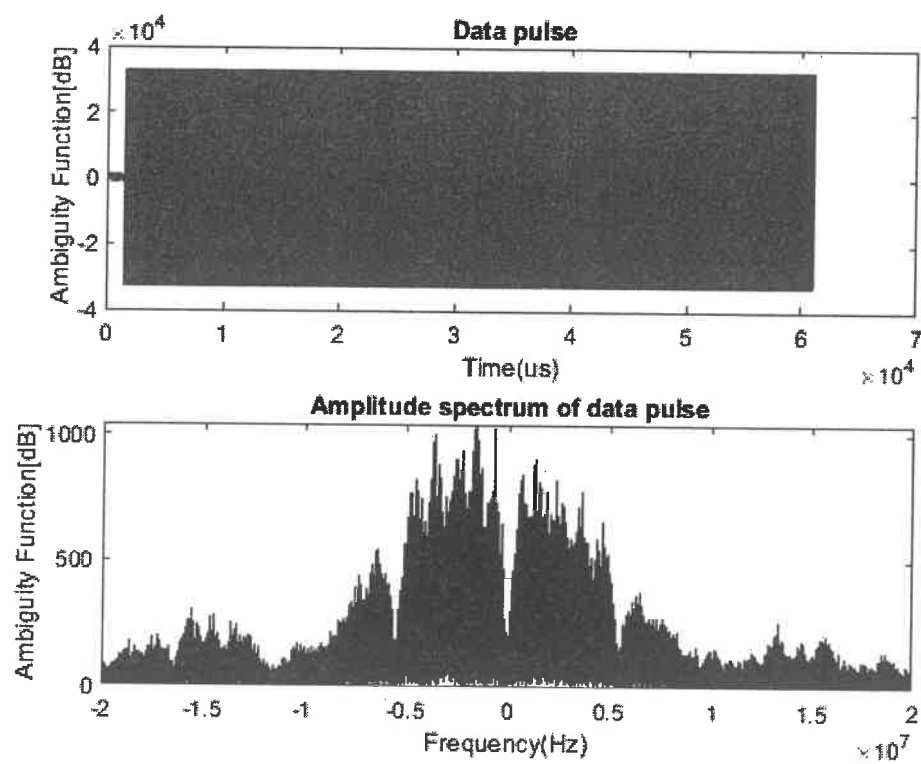
miền thời gian sẽ phân biệt được điều chế DSSS tốc độ 1Mbit/s và 2Mbit/s sử dụng mã Barker và điều chế dạng CCK.

- Mô phỏng hình dạng của hàm bất định trên phần mềm Matlab.

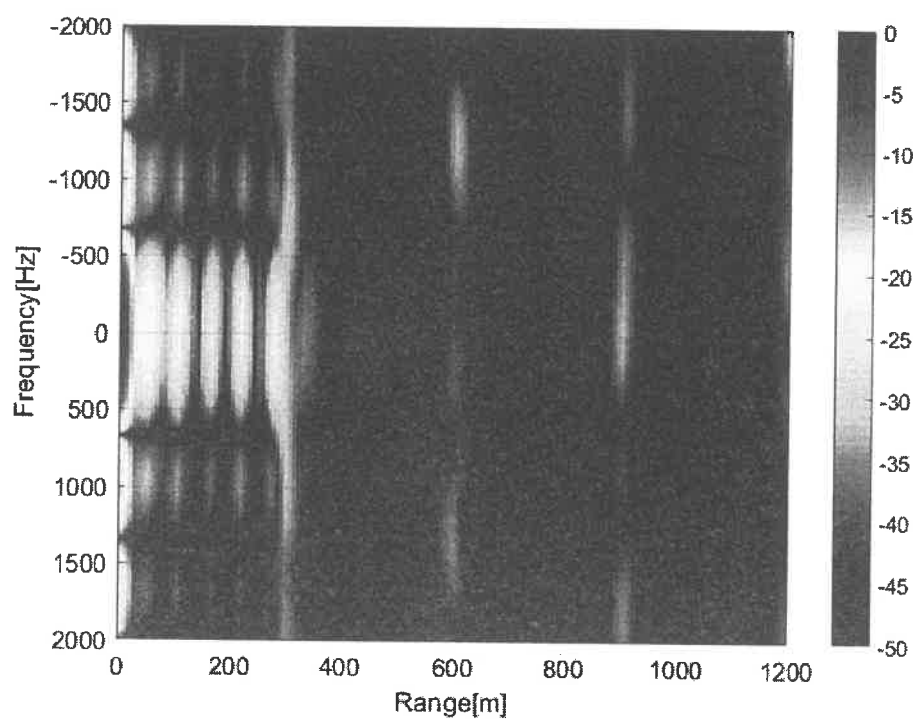
3.2.1. Tập dữ liệu 1 Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 1Mbit/s và 2Mbit/s



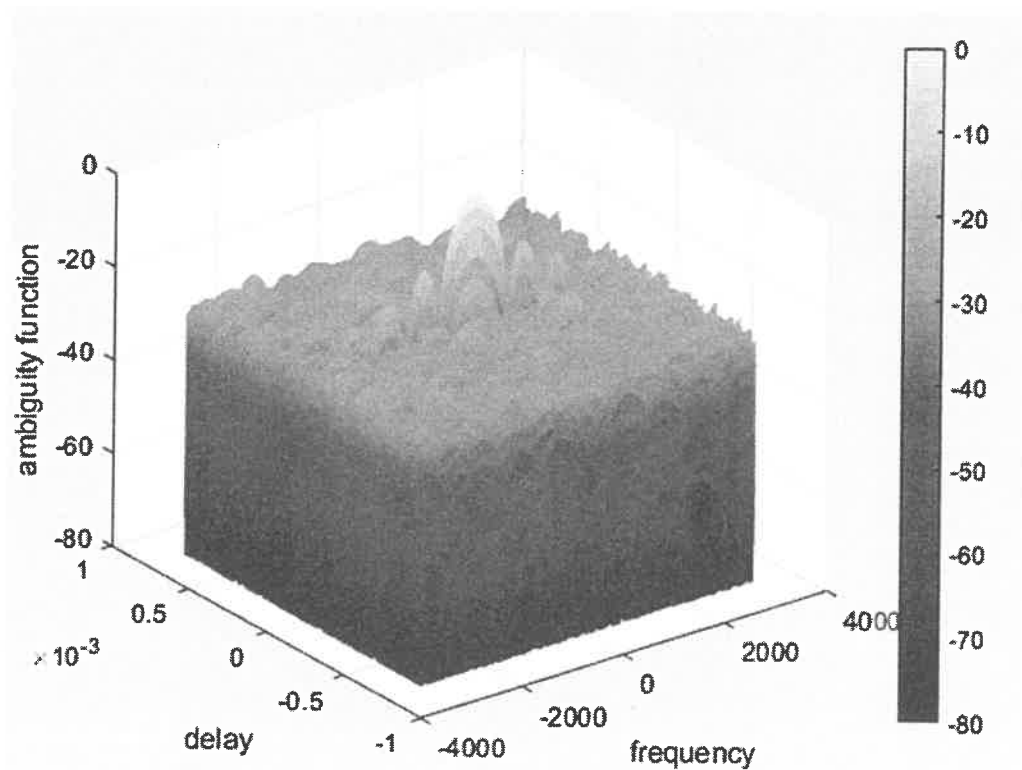
Hình 3.2: Tín hiệu Beacon nhận được khi truyền dữ liệu 1



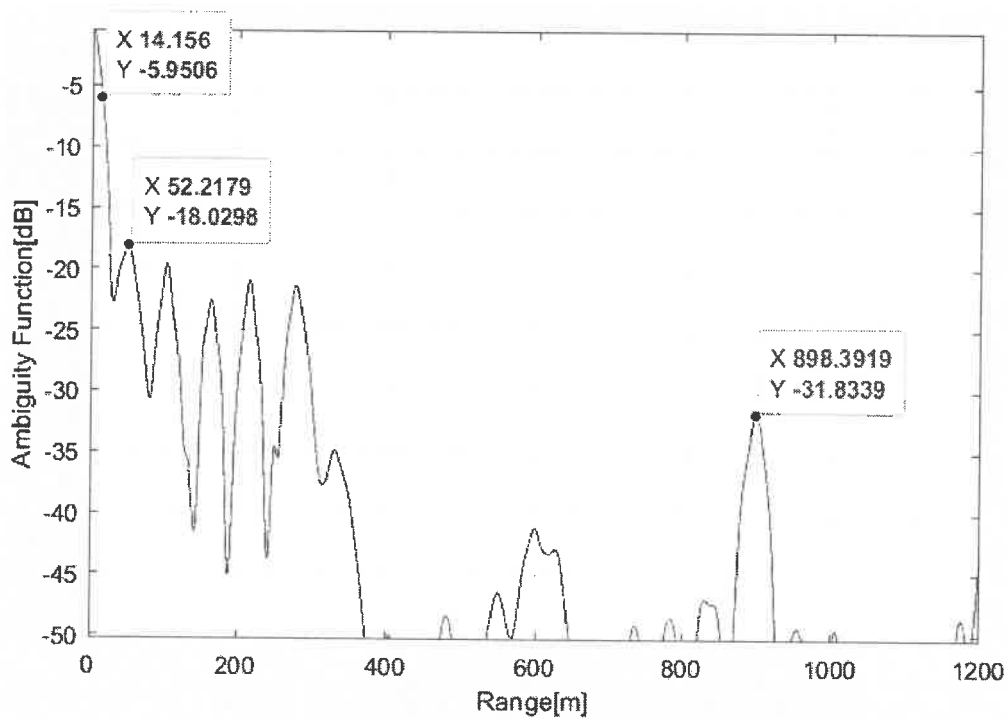
Hình 3.3: Xung Beacon tham chiếu tại vị trí 0,2 ms



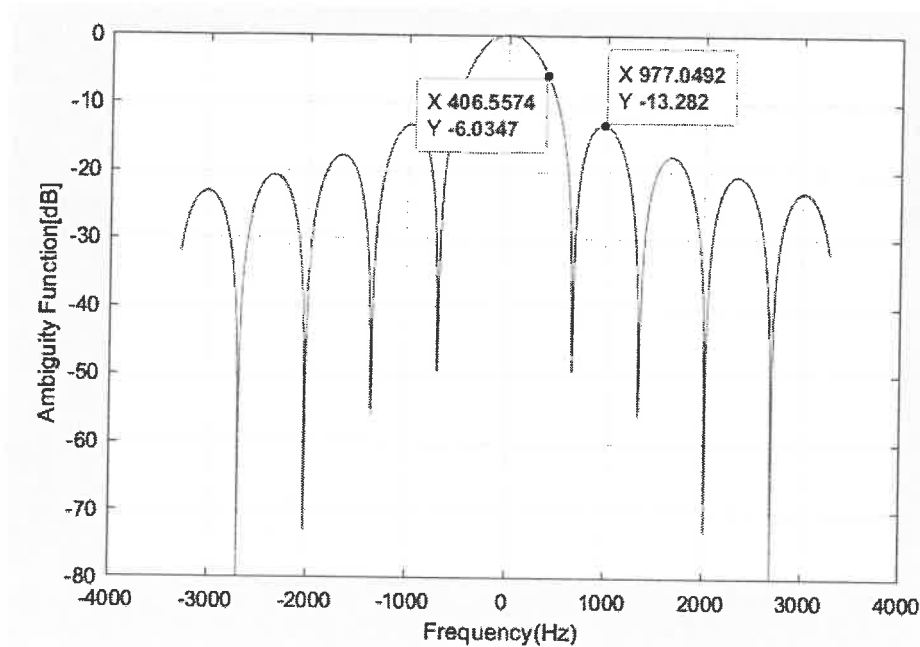
Hình 3.4: Đồ thị 2D vật thể bất định tập dữ liệu 1



Hình 3.5: Đồ thị 3D vật thể bất định tập dữ liệu



Hình 3.6: Mặt cắt AF theo chiều cự ly



Hình 3.7: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler

➤ Nhận xét:

Bảng 3.1: Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một xung Beacon trong tệp 1.

	Độ phân giải		Mức búp phụ(dB)	
	Lý thuyết	Thực nghiệm	Lý thuyết	Thực nghiệm
Cự ly (m)	27.27	28.3	-20.82	-18.02
Doppler (Hz)	806	813.1	-13.26	-13.28

Tệp 1 chỉ chứa xung Beacon do Access Point phát ra đều đặn với khoảng thời gian 50 us. Kết quả phân tích hàm bất định của một xung Beacon trong tệp 1 được thể hiện trong bảng 3.1, từ kết quả này chúng ta có thể đưa ra một số kết luận như sau:

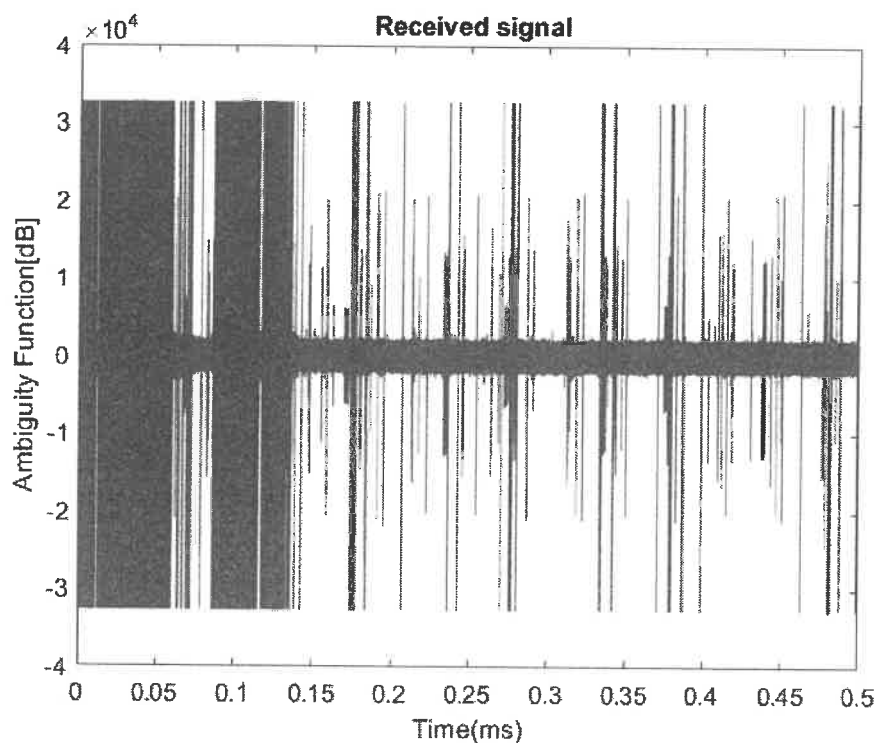
- Có thể thấy rằng các kết quả thực nghiệm phù hợp với lý thuyết. Có một sự khác biệt nhỏ theo chiều cự ly là do giả thuyết về tính độc lập thống kê giữa các ký tự truyền liên tiếp chỉ gần đúng. Trong thực tế, mối tương quan chéo giữa các ký tự truyền liên tiếp sẽ khác 0.

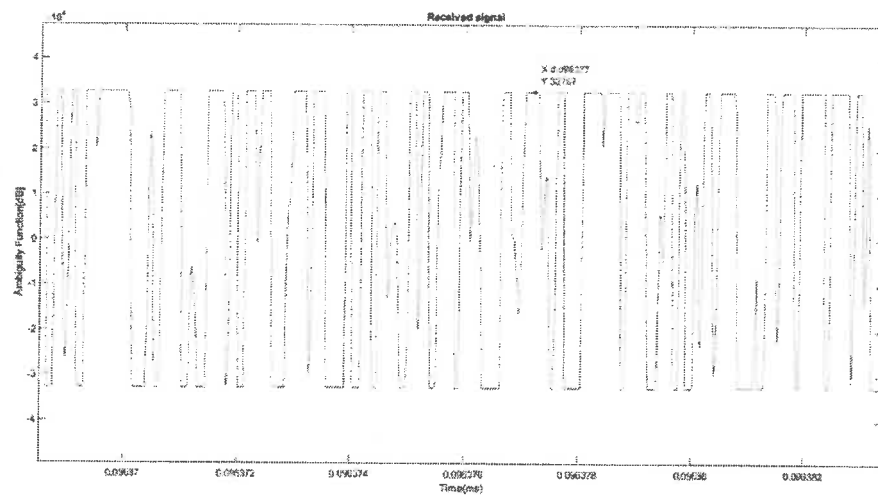
- Tồn tại các đỉnh phụ tại vị trí theo trục cự ly là bội số của $c.T_s = 300\text{m}$ (c là tốc độ ánh sáng, T_s là độ rộng 1 ký tự $= 1\mu\text{s}$). Tuy nhiên, các đỉnh này luôn xuất hiện thấp hơn nhiều so với đỉnh chính (hơn -31dB), điều này chứng minh giả thiết về tính độc lập thống kê là chấp nhận được.

- Ngoài ra, có một số khác biệt là do việc giả định dạng xung hình chữ nhật trong phân tích lý thuyết, nhưng thực tế các bộ lọc đều có giới hạn về dải thông nên dạng xung không hề có hình dạng chữ nhật. Chính vì vậy, đồ thị 2D thu được dường như rất giống với đồ thị lý thuyết trong (Hình 2.9). Hình dạng các búp bên theo cự ly là do mã Barker, chúng thấp hơn búp chính khoảng 18dB .

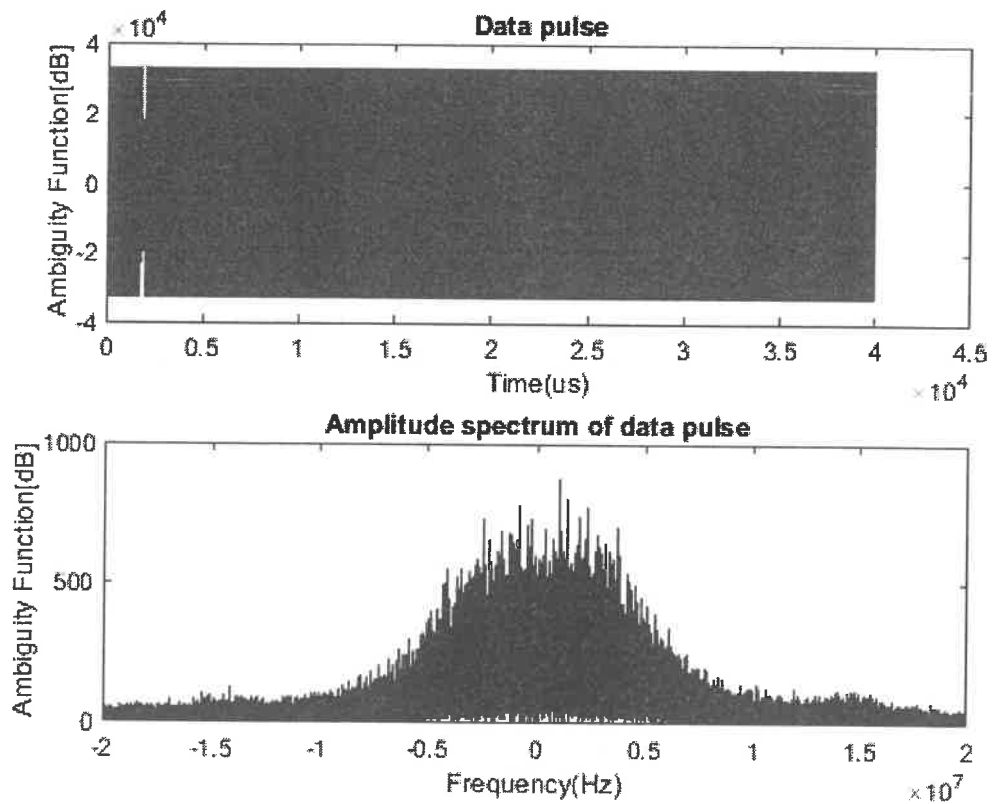
- Sự khác biệt của độ phân giải theo tần số Doppler là do sự khác nhau về thời gian tính tương quan. Theo lý thuyết thời gian tính tương quan là tích của N và T_s , còn trên thực tế độ phân giải Doppler được tính theo công thức $1/T_{\text{int}}$ (T_{int} là độ dài của tín hiệu được cắt ra để phân tích).

3.2.2: Tập dữ liệu 2 Điều chế DSSS cho tốc độ dữ liệu 5.5 Mbit/s và 11 Mbit/s

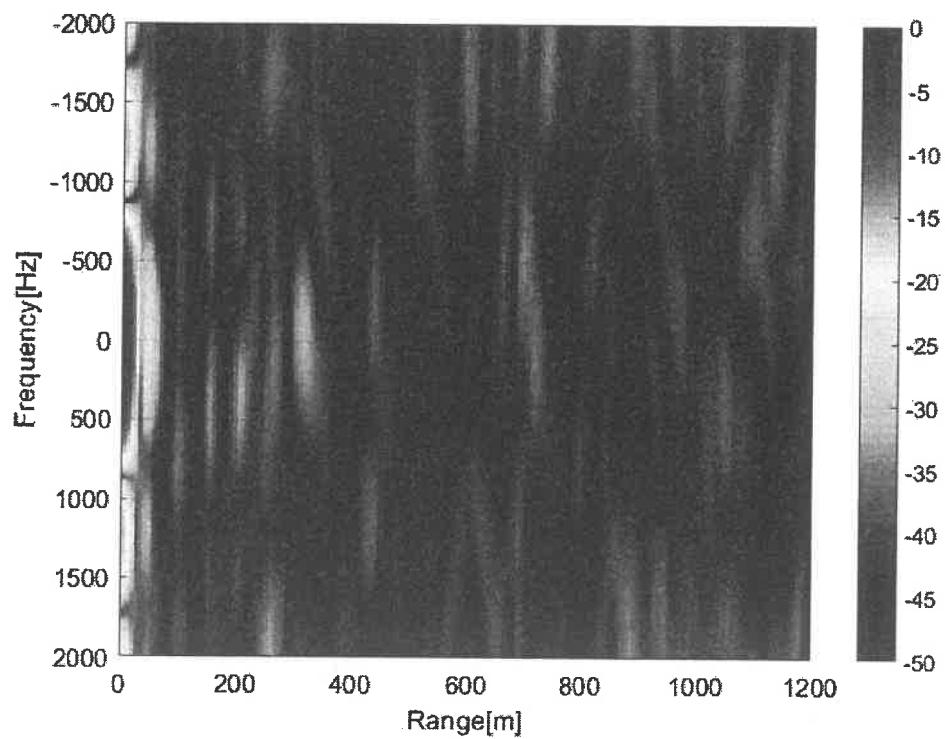




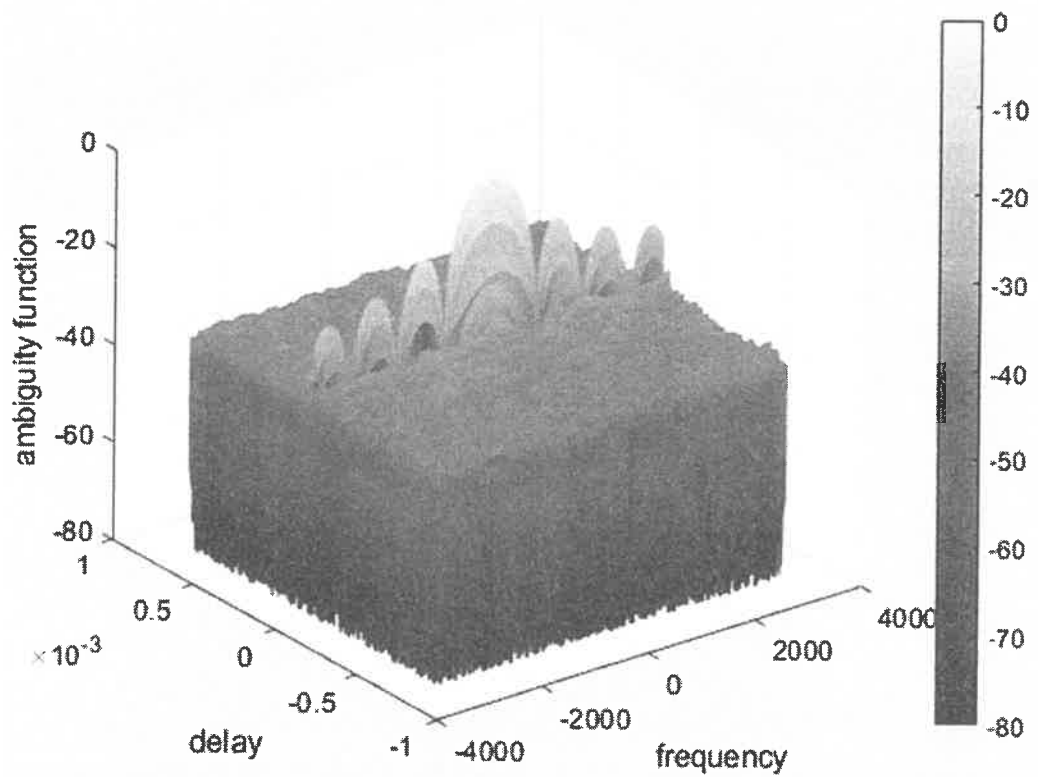
Hình 3.8: Tín hiệu nhận được khi truyền dữ liệu 2



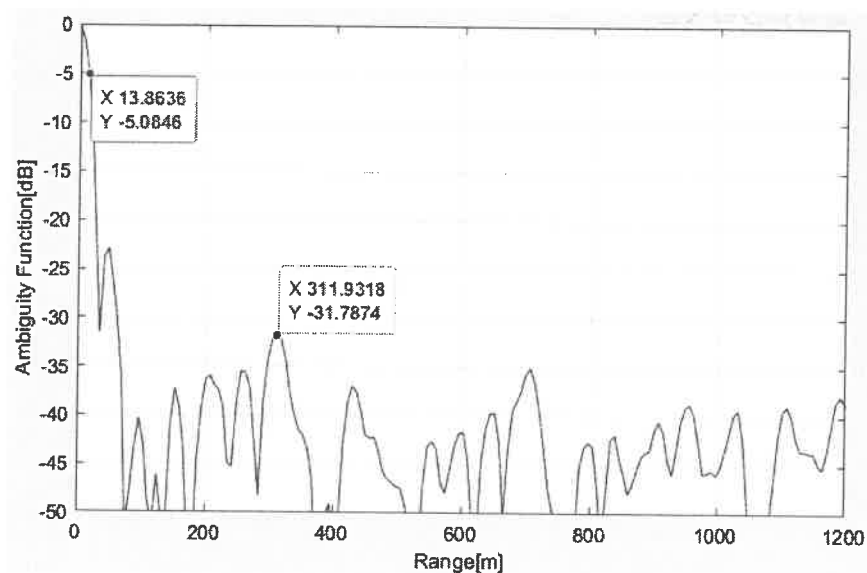
Hình 3.9: Xung tham chiếu tại vị trí 0,096 ms



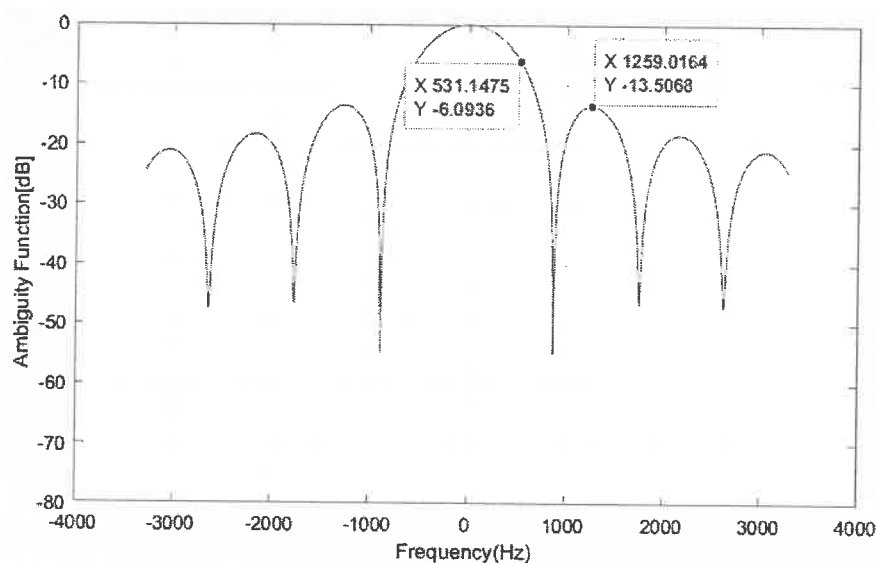
Hình 3.10: Đồ thị 2D vật thể bất định tệp dữ liệu 2



Hình 3.11: Đồ thị 3D vật thể bất định tệp dữ liệu 2



Hình 3.12: Mặt cắt AF theo chiều cự ly



Hình 3.1: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler

➤ Nhận xét:

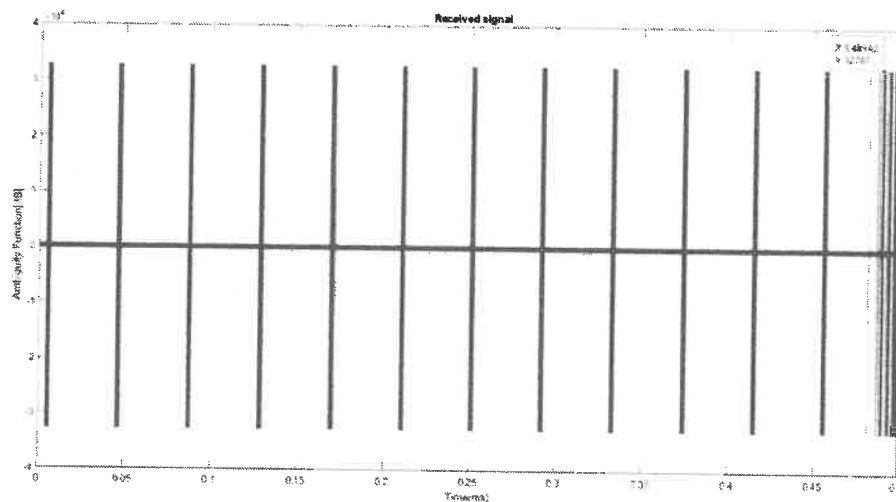
Bảng 3.2: Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một đoạn dữ liệu trong tệp 2.

	Độ phân giải		Mức búp phụ(dB)	
	Lý thuyết	Thực nghiệm	Lý thuyết	Thực nghiệm
Cự ly (m)	27.48	27.72	-	-31.78
Doppler (Hz)	1010	1062	-13.31	-13.50

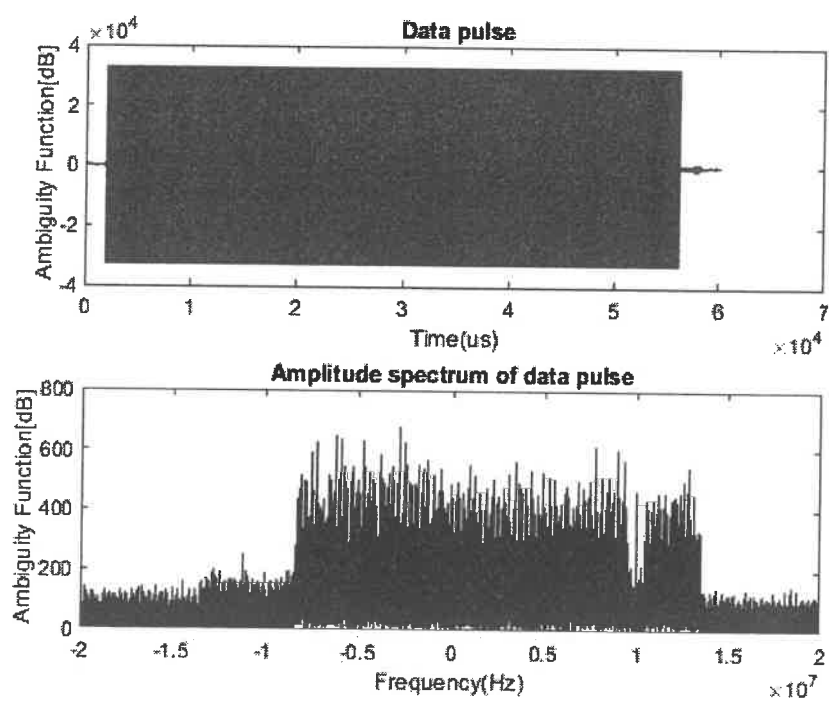
Tập 2 chứa hỗn hợp xung Beacon và dữ liệu trao đổi giữa Access Point và máy tính. Đoạn dữ liệu ta cắt ra để phân tích sử dụng điều chế CCK. Từ bảng 3.2, chúng ta có thể đưa ra một số kết luận như sau:

- Độ phân giải theo cự ly tương tự với độ phân giải thu được đối với sơ đồ điều chế DBPSK và DQPSK, nguyên nhân là do điều chế DSSS chỉ có băng thông tín hiệu khả dụng là 11 MHz. Tuy nhiên, búp phụ trong trường hợp điều chế CCK thấp hơn nhiều (theo lý thuyết không tồn tại búp phụ), nguyên nhân gây ra búp phụ trong thực tế là do tương quan chéo giữa các ký tự mã liên tiếp khác không.

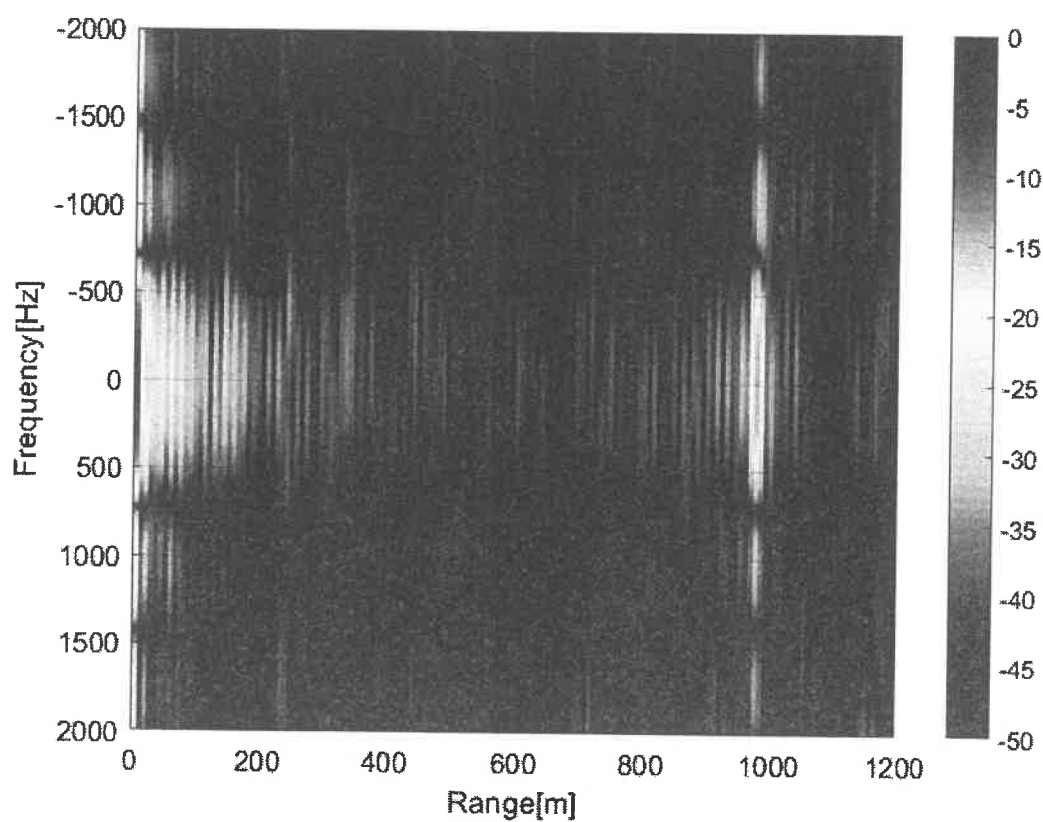
3.2.3: Tập dữ liệu 3 Điều chế OFDM



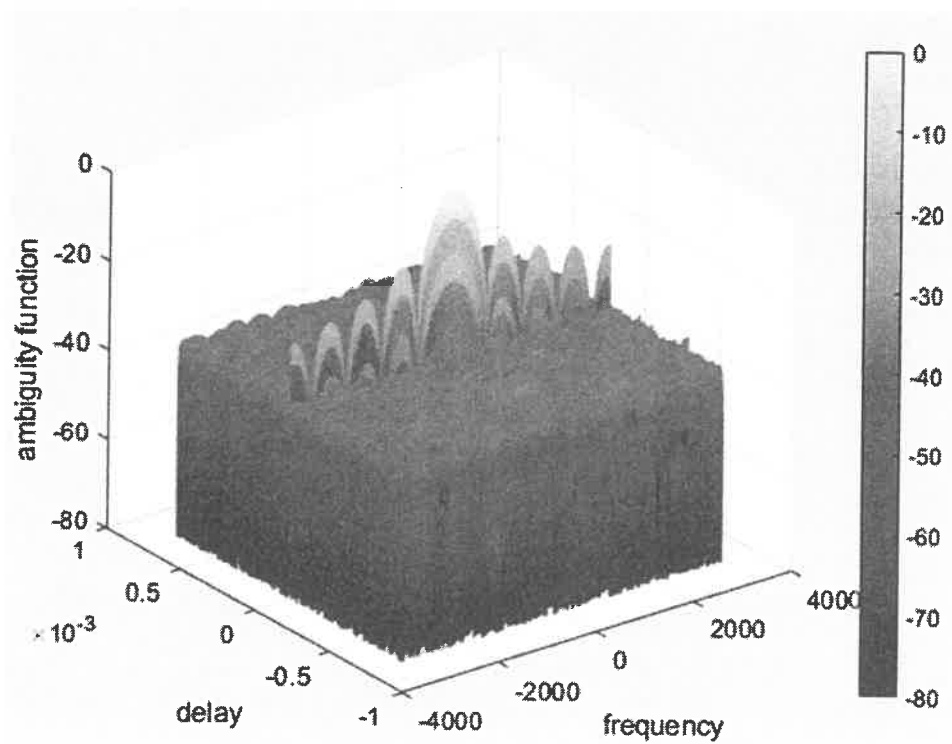
Hình 3.2: Tín hiệu nhận được khi truyền dữ liệu 3



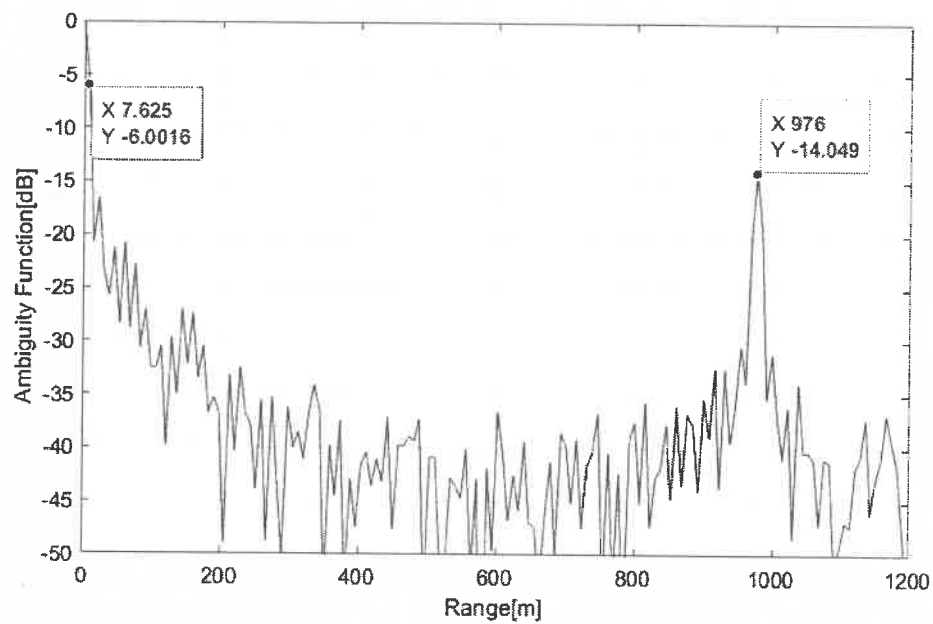
Hình 3.3: Xung tham chiếu tại vị trí 0,49 ms



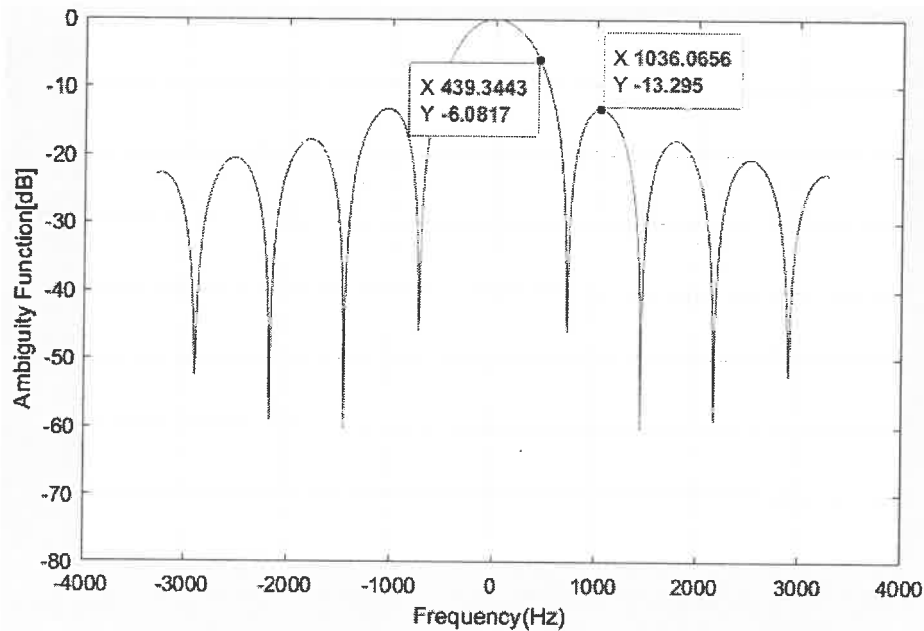
Hình 3.4: Đồ thị 2D vật thể bất định tập dữ liệu 3



Hình 3.5: Đồ thị 2D vật thể bất định tệp dữ liệu 3



Hình 3.6: Mặt cắt AF theo chiều cự ly



Hình 3.7: Mặt cắt AF theo chiều tần số Doppler

➤ Nhận xét:

Bảng 3.3. Độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và mức búp phụ đối với một đoạn dữ liệu trong tệp 3.

	Độ phân giải		Mức búp phụ(dB)	
	Lý thuyết	Thực nghiệm	Lý thuyết	Thực nghiệm
Cự ly (m)	18.11	15.25	-14.04	-14.05
Doppler (Hz)	866	878.68	-13.30	-13.29

Tệp 3 cũng chứa hỗn hợp xung Beacon và dữ liệu trao đổi giữa Access Point và máy tính. Tuy nhiên, đoạn dữ liệu ta cắt ra để phân tích sử dụng điều chế OFDM. Từ bảng 3.3, chúng ta có thể đưa ra một số kết luận như sau:

- Độ phân giải cự ly và mức búp phụ thu được có kết quả tương đối giống so với lý thuyết. Ở đây cũng có một sự khác biệt nhỏ về độ phân giải và cấu trúc của các búp bên theo cự ly là do giả thuyết về tính độc lập giữa các ký tự và dạng xung hình chữ nhật.

- Tại cự ly $R = 976\text{m}$ xuất hiện đỉnh phụ lớn là do chuỗi huấn luyện ở mỗi khung OFDM, nó có thời gian dài gấp 2.5 lần T_{FFT} . Theo lý thuyết, đỉnh phụ này phải xuất hiện ở cự ly là bội của $R = c \cdot T_{\text{FFT}} = 960\text{m}$.

3.3: Đánh giá sự phù hợp của tín hiệu đối với hệ thống Radar thụ động.

Các phân tích trên đã khẳng định lại lý thuyết đã đưa ra trong chương II cho các loại tín hiệu khác nhau. Thực nghiệm đã chỉ ra rằng bất kỳ đoạn tín hiệu nào cũng có thể chứa hỗn hợp tín hiệu dữ liệu khác nhau, do đó mang lại các thuộc tính hình dạng sóng trung bình giữa các loại xung khác nhau.

Các dữ liệu tìm được cho thấy rằng các điều chế DSSS chi phối các quá trình truyền, còn các đoạn tín hiệu OFDM thường xuất hiện ngắn. Do đó cả độ phân giải cự ly và độ phân giải Doppler của tín hiệu bị chi phối bởi các đặc điểm của loại hình điều chế.

➤ Nhận xét:

Bảng 3.4: Tóm tắt độ phân giải cự ly và Doppler búp chính và búp phụ từ các tệp dữ liệu đã kiểm tra.

	Độ phân giải		Mức búp phụ(dB)	
	Lý thuyết	Thực nghiệm	Lý thuyết	Thực nghiệm
Cự ly (m)	OFDM: 18.11 DSSS: 27.27	OFDM: 15.25 DSSS: 28.3 CCK: 27,72	OFDM: -14.04 DSSS: -20.82	OFDM: -14,05 DSSS: -18,02 CCK: -22,1
Doppler (Hz)	Tối thiểu: 806 Tối đa: 1010	OFDM: 878,88 DSSS: 813,1 CCK: 1062	Tối thiểu: -13.26 Tối đa: -13.31	OFDM: -13,29 DSSS: -13,28 CCK: -13,5

- Độ phân giải theo cự ly khá thấp và phụ thuộc vào băng thông của tín hiệu (11 MHz đối với DSSS và 16,56 MHz đối với OFDM) nên chỉ phù hợp với những ứng dụng ngoài trời yêu cầu độ phân giải cự ly không cao. Ngoài ra, có một số kỹ thuật để nâng cao độ phân giải cự ly (như ghép băng thông đối với tín hiệu OFDM), tuy nhiên không được nghiên cứu ở trong đề án.

- Có thể cải thiện độ phân giải Doppler nếu sử dụng thời gian tính tương quan phù hợp, ví dụ: người ta đã tính toán ra để thu được độ phân giải vận tốc tương đương 0,2m/s thì thời gian tính tương quan phải trên 0,61s. Với giá trị tốc độ trên có thể xử lý các mục tiêu là con người hoặc các vật thể chuyển động chậm. Kỹ thuật này có thể sử dụng trong một số ứng dụng như theo dõi con người, phương tiện di chuyển trong môi trường trong nhà và ngoài trời.

- Các búp phụ có giá trị thấp hơn so với đỉnh chính tương đối lớn nên có thể nâng cao được chất lượng phát hiện mục tiêu.

Với những phân tích ở trên, chúng ta có thể kết luận tín hiệu WIFI hoàn toàn phù hợp dùng làm tín hiệu trong hệ thống ra đa thụ động hai vị trí đối với những ứng dụng giám sát tầm gần yêu cầu độ phân giải cự ly kém và cần độ phân giải theo tần số Doppler cao khả năng phát hiện mục tiêu nhỏ, chuyển động nhỏ như cử động tay chân, nhịp thở hoặc người đi lại ở khoảng cách gần ví dụ: giám sát con người, chuyển động bất thường, đột quỵ người già trong gia đình, giám sát an ninh khu vực nhà xưởng, bãi xe ... Đối với những ứng dụng yêu cầu độ phân giải theo cự ly cao cần có những kỹ thuật xử lý phức tạp hơn.

Dưới đây là bảng ứng dụng ra đa thụ động sử dụng tín hiệu wifi với các điều chế khác nhau

Ứng dụng radar thụ động	Tín hiệu phù hợp	Lý do
Theo dõi mục tiêu tĩnh hoặc chậm	CCK	Độ phân giải Doppler cao, tín hiệu ổn định
Định vị cự ly chính xác	DSSS / CCK	Độ phân giải cự ly cao, sidelobe thấp
Môi trường nhiễu cao	CCK	Sidelobe thấp nhất, lọc nhiễu tốt
Phản ứng nhanh, tốc độ cao	OFDM	Truyền tốc độ cao, xử lý nhanh, nhưng cần cải thiện độ phân giải

3.4: Hướng nghiên cứu và phát triển tiếp theo.

Trong phạm vi của đề án đã thực hiện thu tín hiệu từ đầu ra bộ phát WIFI trực tiếp không qua môi trường truyền sóng và thực hiện mô phỏng phân tích vật thể bất định của các dạng điều chế điều chế đã khảo sát ở chương 2 và rút ra kết

luận tín hiệu WIFI với đặc tính trải phổ, độ ổn định tần số và mật độ phủ sóng cao, hoàn toàn phù hợp để làm tín hiệu trong ra đa thụ động trong các ứng dụng thực tiễn. Đây là cơ sở quan trọng để tiếp tục mở rộng phạm vi khảo sát, nghiên cứu với các chuẩn Wi-Fi hiện đại hơn như Wi-Fi 6 (802.11ax) và Wi-Fi 7 (802.11be), đặc biệt trong các dải tần cao hơn như 5 GHz hoặc 6 GHz. Các chuẩn mới này có băng thông rộng hơn đến trên 160MHz, tốc độ cao hơn, sử dụng kỹ thuật OFDMA và MU-MIMO có thể cải thiện đáng kể hiệu quả hoạt động của radar thụ động cả về độ phân giải thời gian và khả năng tách tín hiệu mục tiêu trong môi trường nhiễu cao.

Trong thực tiễn, hệ thống radar thụ động sử dụng tín hiệu WIFI đòi hỏi một cấu trúc thu và xử lý tín hiệu phù hợp. Hệ thống này cần có khả năng thu đồng thời cả tín hiệu tham chiếu (reference signal) từ nguồn phát WIFI và tín hiệu giám sát (surveillance signal) từ môi trường. Thiết kế hệ thống thu cần đảm bảo độ đồng bộ thời gian và tần số cao, độ rộng băng đủ lớn để bao phủ toàn bộ phổ tín hiệu của WIFI, cũng như độ phân giải cao để tách được các tín hiệu phản xạ mục tiêu khỏi nhiễu nền.

Đối với hệ thống thu cần đảm bảo các yếu tố kỹ thuật sau:

- + Đồng bộ thời gian và tần số: Cực kỳ quan trọng để tính toán chính xác độ trễ và tần số Doppler – hai thông số then chốt để xác định vị trí và vận tốc mục tiêu.
- + Độ rộng băng thông đủ lớn: Nhằm bao phủ toàn bộ phổ tín hiệu Wi-Fi, đặc biệt khi sử dụng các chuẩn có băng thông lớn như Wi-Fi 6/7.
- + Độ nhạy cao: Giúp thu được tín hiệu phản xạ yếu trong môi trường có nhiễu nhiễu nền và phản xạ đa đường.
- + Xử lý song song đa kênh: Cho phép giám sát nhiều tần số hoặc nhiều khu vực không gian cùng lúc.

Đối với hệ thống xử lý tín hiệu cần giải quyết bài toán phát hiện, phân biệt, đo đặc tham số mục tiêu, chống nhiễu: nhiễu đa đường (multipath), nhiễu từ thiết bị điện tử, nhiễu từ các nguồn phát Wi-Fi khác, cũng như nhiễu từ chính

môi trường ... để nâng cao hiệu quả của ra đa thụ động. Một số phương pháp xử lý nhiễu có thể nghiên cứu và triển khai trong thời gian tiếp theo bao gồm:

+ Lọc thích nghi (Adaptive Filtering): Sử dụng tín hiệu tham chiếu trực tiếp làm đầu vào, áp dụng bộ lọc thích nghi với cơ chế cập nhật trọng số liên tục nhằm triệt tiêu nhiễu nền cố định và tăng cường tín hiệu mục tiêu.

+ Lọc theo tần số Doppler: Khai thác sự khác biệt trong phổ Doppler giữa tín hiệu phản xạ từ mục tiêu chuyển động và nhiễu cố định. Qua nhiều chu kỳ, tín hiệu từ vật thể cố định sẽ bị triệt tiêu, trong khi tín hiệu mục tiêu vẫn được giữ lại.

+ Lọc tín hiệu đa kênh và tách phổ tần: Ví dụ với Wi-Fi 2.4GHz có 13 kênh (3 kênh không trùng nhau: 1, 6, 11), có thể thiết kế hệ thống thu đa kênh sử dụng các bộ lọc thông dải để chọn lọc từng kênh riêng biệt, sau đó xử lý ở băng tần cơ sở như các hệ thống radar độc lập nhằm nâng cao khả năng tách tín hiệu đa đường.

+ Khai thác không gian tần số ở băng tần cao: Ở các chuẩn Wi-Fi mới, việc sử dụng OFDMA cho phép truy cập đồng thời nhiều người dùng với các subcarrier riêng biệt – đây là cơ hội để tăng cường khả năng phân tích và nhận dạng mục tiêu bằng cách khai thác tính chất phân kênh tần số.

KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Dựa trên sự phân tích lý thuyết trong chương 2, chương này đề án đã tiến hành thực hiện thu tín hiệu WIFI trong điều kiện thực tế sử dụng chuẩn điều chế là một tổ hợp 802.11bng. Từ đó phân tích, đánh giá khả năng phân biệt theo cự ly và tần số Doppler thông qua vật thể bất định của tín hiệu thu được.

Kết quả thí nghiệm thực tế tương đối phù hợp với kết quả nghiên cứu lý thuyết. Có một sự khác biệt nhỏ về độ phân giải và cấu trúc của các búp bên theo cự ly là do giả thuyết về tính độc lập thống kê giữa các ký tự truyền liên tiếp chỉ gần đúng. Trong thực tế, tương quan chéo giữa các ký tự truyền liên tiếp sẽ khác không. Còn sự khác biệt về độ phân giải theo chiều tần số Doppler là do sự sai khác về thời gian tính tương quan giữa lý thuyết và thực tế. Ngoài ra, có thể cải thiện độ phân giải Doppler nếu sử dụng thời gian tính tương quan phù hợp.

Với những phân tích ở trên, chúng ta có thể kết luận tín hiệu WIFI hoàn toàn phù hợp dùng làm tín hiệu trong hệ thống ra đa thụ động hai vị trí đối với những ứng dụng giám sát tầm gần không yêu cầu độ phân giải cự ly cao và cần độ phân giải theo tần số Doppler cao. Đối với những ứng dụng yêu cầu độ phân giải theo cự ly cao cần có những kỹ thuật xử lý phức tạp hơn.

KẾT LUẬN CHUNG

Với sự phát triển của khoa học công nghệ, việc phát triển ứng dụng của hệ thống ra đa thụ động vào các hệ thống giám sát an ninh tầm gần theo dõi con người, phương tiện trở lên phổ biến giải quyết được một số hạn chế của Camera và các thiết bị quang học không xử lý được. Với mục đích trên đề án đã tập trung giải quyết các nội dung:

1. Đề án đã tiến hành nghiên cứu, khảo sát, tổng quan các các hệ thống ra đa thụ động nói chung và ra đa 2 vị trí nói riêng, nghiên cứu các đặc trưng của chúng, phân tích ưu nhược điểm khi sử dụng chúng.

2. Đề án nghiên cứu cơ sở lý thuyết cấu trúc tín hiệu wifi, các kiến thức cơ bản về công nghệ điều chế tín hiệu mạng WLAN. Xây dựng hàm bất định của tín hiệu điều chế theo các phương pháp điều chế khác nhau và tiến hành phân tích chúng trên 2 miền thời gian và tần số, từ đó làm rõ được đặc điểm của từng phương pháp điều chế cụ thể.

3. Đề án đã mô hình hóa và mô phỏng để kiểm chứng và đưa ra đánh giá sự phù hợp của tín hiệu WIFI vào việc ứng dụng trong hệ thống Ra đa thụ động 2 vị trí.

Qua thời gian làm đề án, bản thân em đã học hỏi được rất nhiều kiến thức mới, phong phú và bổ ích. Đề án là bước đầu quan trọng trong tiếp cận nghiên cứu tìm hiểu về cấu trúc, đặc trưng, dạng tín hiệu Wifi để ứng dụng trong hệ thống Ra đa thụ động hai vị trí từ đó làm cơ sở để nghiên cứu chuyên sâu hơn nữa trong việc phát triển hệ thống ra đa thụ động ứng dụng trong nhiệm vụ giám sát tầm gần. Do nội dung đề án còn mới, tài liệu còn hạn chế nên không thể tránh được những thiếu sót. Kính mong nhận được sự đóng góp của các thầy cô giáo để đề án của em được hoàn thiện hơn nữa.

Trong quá trình làm đề án tốt nghiệp, với sự giúp đỡ chỉ bảo tận tình của thầy giáo TS. Nguyễn Trung Hiếu, cùng các thầy giáo trong khoa Kỹ thuật Điện tử, đề án đã hoàn thành đảm bảo đúng nội dung, tiến độ đề ra.

Em xin chân thành cảm ơn!

BÁO CÁO GIẢI TRÌNH
SỬA CHỮA, HOÀN THIÊN ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP

Họ và tên học viên: **Nguyễn Trọng Thanh**

Chuyên ngành: **Kỹ thuật Điện tử**

Khóa: **2023 đợt 2**

Tên đề tài: **Nghiên cứu phân tích đặc trưng của tín hiệu WIFI sử dụng trong hệ thống ra đa thụ động hai vị trí.**

Người hướng dẫn khoa học: **TS. Nguyễn Trung Hiếu.**

Ngày bảo vệ: **19/07/2025**

Các nội dung học viên đã sửa chữa, bổ sung trong đề án tốt nghiệp theo ý kiến đóng góp của Hội đồng chấm đề án tốt nghiệp:

TT	Ý kiến hội đồng	Sửa chữa của học viên
1	- Học viên cần giải thích rõ hơn về môi trường và điều kiện mô phỏng. - Phân tích sâu hơn về lựa chọn Wifi dải tần 2,4GHz mà không phải dải tần khác - Các phân tích cho 2,4GHz có áp dụng được cho 5 GHz và 6 GHz hay không?	Học viên tiếp thu góp ý của Hội đồng và đã bổ sung thêm tại mục 3.1 Mô hình thử nghiệm trong chương 3 (trang 58)
2	- Bổ sung tham chiếu tài liệu trong quyền đề án	Tiếp thu góp ý của Hội đồng, tác giả đã bổ sung vào quyền đề án mục 1.1 (trang 4) và mục 2.1.2 (trang 22)
3	- Cần bổ sung cách xử lý nhiễu trong môi trường.	Học viên tiếp thu góp ý của Hội đồng và đã bổ sung thêm tại mục 3.3 (trang 72) và mục 3.4 (trang 73) hướng nghiên cứu và phát triển tiếp theo trong chương 3
4	- Xem xét hệ thống tổng thể Radar để làm rõ kết quả nghiên cứu	Học viên tiếp thu góp ý của Hội đồng và đã bổ sung thêm tại mục 3.3 (trang 72) trong chương 3

Hà Nội, ngày tháng năm 2025

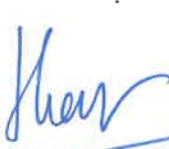
Ký xác nhận của

CHỦ TỊCH HỘI ĐỒNG
CHẤM ĐỀ ÁN

THƯ KÝ HỘI ĐỒNG

NGƯỜI HƯỚNG DẪN
KHOA HỌC

HỌC VIÊN



PGS TS. Đặng Hoài Bắc

TS. Trần Thị Thúy Hà

TS. Nguyễn Trung Hiếu

Nguyễn Trọng Thanh

DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tài liệu tiếng Việt:

- [1]. PGS-TS N.Đ.Luyện, N.V.Bắc, V.H.Thanh, “Giáo trình nguyên lý ra đa,” Học viện Kỹ thuật Quân sự, 2007 (Lưu hành nội bộ).
- [2]. PGS-TS Hoàng Thọ Tu, “Cơ sở xây dựng đài ra đa cảnh giới phòng không” Học viện Kỹ thuật Quân sự, 2003 (Lưu hành nội bộ).
- [3]. Nguyễn Trung Hiếu, Trần Thị Thúy Hà, Vũ Anh Đào, “Giáo trình Điện tử số”, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2025.

Tài liệu tiếng Anh:

- [4]. Bo Tan, University College London “Tracks WiFi Signals to Passively See Through Walls Using NI Wireless Design Tools” 2019.
- [5]. Chong Tang , Wenda Li , Kevin Chetty , Simon Julier , Karl Woodbridge, University College London, UK “Occupancy Detection and People Counting Using WiFi Passive Radar”, 25th September 2020
- [6]. Fabiola Colone, Paolo Falcone, “Passive bistatic radar based on mixed DSSS and OFDM WiFi transmissions”, January 2011.
- [7]. Qian Zhao, Hui Zhao, etc, “Passive Radar based on the Specific Sequence of Wireless Network”, IET, 27-28 August. 2020.
- [8]. Maksymiuk, Pedro Gomez del Hoyo “5G-based passive radar on a moving platform—Detection and imaging” 8. March 2024.
- [9]. Núñez-Ortuño, J.M.; González-Coma, J.P.; Nocelo López, R.; Troncoso-Pastoriza, F.; ÁlvarezHernández, M. BeamformingTechniques for Passive Radar: An Overview. *Sensors* 2023.
- [10]. Mazurek, G.; Kulpa, K.; Malanowski, M.; Droszcz, A. “Experimental Seaborne Passive Radar” March 2021.
- [11]. Paolo Falcone, “Doppler Frequency Sidelobes Level Control for WIFI-Based Passive Bistatic Radar”. 2011

- [12]. Paolo Falcone, "Passive Radar based on WIFI transmissions: signal processing schemes and experimental results", IEEE, 09 April 2013.
- [13]. Stanisław Rzewuski, Krzysztof Kulpa, "System Concept of WIFI Based Passive Radar", IEEE, 2011.
- [14]. Sarfaraz Ahmed, M. Khurram, M. Ashraf Khan, "MATLAB Based Implementation of IEEE 802.11b DSSS Transmitter", IEEE, 12-16 Jan. 2016.
- [15]. James F. Kurose, Keith W. Ross, "Computer Networking" Pearson Education, six edition .2013.
- [16]. Bassem R. Mahafza, Matlapsimulation for Radar system design, 2004.



BÁO CÁO KIỂM TRA TRÙNG LẬP

Thông tin tài liệu

Tên tài liệu:	20250528_DAThS _Nguyen Trong Thanh_B23CHDT022
Tác giả:	Nguyen Trong Thanh
Điểm trùng lặp:	11
Thời gian tải lên:	21:12 31/05/2025
Thời gian sinh báo cáo:	21:15 31/05/2025
Các trang kiểm tra:	85/85 trang



Kết quả kiểm tra trùng lặp

11%

Có 11% nội dung trùng
lặp

89%

Có 89% nội
dung không
trùng lặp

0%

Có 0% nội dung
người dùng loại
trừ

0%

Có 0% nội dung
hệ thống bỏ qua

Nguồn trùng lặp tiêu biểu

123docz.net tailieu.vn luanvan.net.vn

Học Viên
Nguyễn Trọng Thảo.

Nguyễn Trọng Thảo

