

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan khóa luận tốt nghiệp **Phân tích ảnh hưởng của các nguồn thông tin khác nhau trong hệ thống MIMO-OFDM thông qua ước lượng CRB bằng semiblind** là công trình nghiên cứu thực sự của tôi, được thực hiện dựa trên cơ sở lý thuyết, kiến thức chuyên ngành dưới sự hướng dẫn khoa học của TS. Trần Thị Thúy Quỳnh.

Tôi xin cam đoan những công việc trong khóa luận thực hiện chưa từng được các tác giả khác đề xuất. Với sự hiểu biết của mình, tôi chắc chắn các số liệu, kết quả trong khóa luận là trung thực và chưa được công bố ở đâu và trong bất cứ công trình nào trừ công trình của tác giả và tài liệu tham khảo.

Trong trường hợp tài liệu có vấn đề, tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm.

Hà Nội, Ngày... Tháng... Năm 2021

Sinh viên

Vũ Tùng Lâm

LỜI CẢM ƠN

Tôi xin chân thành cảm ơn TS. Trần Thị Thúy Quỳnh, người đã dẫn dắt, định hướng cho tôi trong những nghiên cứu về hệ thống tìm hướng sóng đến. Tôi cũng xin cảm ơn các thầy, cô Khoa Điện tử - Viễn thông và các thầy cô phản biện đã cho nhiều góp ý giúp tôi khắc phục những điểm còn hạn chế trong khóa luận.

Tôi cũng xin cảm ơn Anh Đỗ Hải Sơn trong bộ môn Thông tin Vô tuyến đã hỗ trợ tôi rất nhiều trong việc kiểm nghiệm và hỗ trợ cho quá trình làm đề án.

Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2021

Lời mở đầu

Trong truyền thông hiện đại, hệ thống MIMO và phương pháp truyền tin OFDM đã trở thành 2 phương pháp quan trọng không thể thiếu, giúp cải thiện chất lượng đường truyền và tín hiệu. Tuy nhiên điều đó không có nghĩa MIMO có thể giúp hệ thống trở nên hoàn hảo, thậm chí việc sử dụng đa đường truyền có thể khiến cho hệ thống trở nên xử lý phức tạp, cũng như cần nhiều dự đoán và dễ xảy ra lỗi trong quá trình truyền tin hơn. Vì lý do như vậy, chúng ta cần các phương pháp ước lượng nhằm xác định lỗi nhỏ nhất để đạt được kênh truyền tốt nhất, trong xác suất thống kê, đường bao Cramer-Rao được sử dụng để ước lượng phương sai trong một thông số xác định, việc sử dụng CRB có thể giúp chúng ta xác định được *lỗi trung bình cực tiểu nhỏ nhất*, từ đó ước lượng được hệ thống kênh truyền có lỗi nhỏ nhất. Bài viết này sẽ tập trung vào CRB, việc áp dụng của hệ thống CRB trong ước lượng hệ thống MIMO-OFDM, các tình huống cũng như phân tích các trường hợp hệ thống khác nhau khi qua kênh truyền bằng phương pháp CRB.

Mục tiêu của bài viết chủ yếu tập trung vào mô hình CRB semiblind và khả năng của công thức semiblind so với pilot-only. Chúng ta sẽ thử xem với mỗi tín hiệu khác nhau có tác động với semiblind như thế nào, và có nên ước lượng bằng semiblind thay cho phương pháp pilotbased truyền thống không.

Từ khóa: MIMO, ULA, OFDM, CRB, pilot, semiblind

Mục lục

Lời mở đầu	3
Bảng tóm tắt và dịch thuật ngữ	6
Bảng các ký tự toán học	9
Danh mục hình vẽ.....	11
Giới thiệu	15
Chương I: Lý thuyết sơ bộ.....	15
Phần I: MIMO và ma trận antenna	15
Khái niệm ULA- Ma trận tuyến tính	15
Hàm ma trận.....	17
Phần II: OFDM – Orthogonal frequency division multiplexing	18
Khái niệm OFDM	18
Điểm lợi của OFDM	20
Phần III: Cramer-Rao Bound.....	21
Khái niệm CRB	21
Ma trận Fisher	21
Ma trận FIM phức	22
Chương II: Thuật toán mô phỏng đường bao CRB	23
Phần I: Hàm chuyển của hệ thống	23
Phần II. Xây dựng CRB thông qua subcarrier	26
1. Ước lượng CRB thông qua pilot	26
2. Ước lượng CRB của dữ liệu (data CRB)	31

3. Ước lượng với trường hợp bán mù – semiblind	34
Chương III: Mô phỏng thuật toán đường bao qua matlab.....	36
1. CRB riêng với pilot và các thông số ảnh hưởng chính	36
2. CRB với mẫu dữ liệu và sự khác biệt so với pilot-only.....	44
3. CRB semiblind và sự cải thiện so với pilot based	46
Kết luận và hướng đi trong tương lai	50
Tài liệu liên quan	52

Bảng tóm tắt dịch/thuật ngữ

Từ viết tắt	Thuật ngữ	Dịch thuật
AF	Array function	Phương trình mảng
blkdiag	block diagonal	ma trận khối chéo
CP	Cyclic prefix	Tiền tố vòng
CRB	Cramer-Rao bound	Đường bao Cramer
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi fourier rời rạc
DOA	Direction of arrival	Hướng đến
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
FIM	fisher information matrix	Ma trận fisher
FIR	Finite impulse response	Đáp ứng xung hữu hạn
i.i.d	independent indentially distributed	Phân bố đồng đều độc lập
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Viện kỹ sư điện và điện tử
IFFT	inverse fast fourier transform	biến đổi fourier ngược nhanh

ISI	Inter symbol interference	Nhiều liên ký tự
LOS	line of sight	Đường truyền thẳng
LTE	Long-term evolution	Tiến hóa dài hạn - Giáo thức của mạng 4G LTE
MIMO	Multi input multi output	Hệ thống đa đường vào & đa đường ra
MISO	multi input single output	Hệ thống đa đầu vào nhưng 1 đầu ra
NLOS	non line of sight	Đường truyền lệch (không thẳng)
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing	Ghép kênh theo tần số trực giao
OP	Pilot only	Chỉ tính riêng pilot
PDF	probability density function	hàm mật độ xác suất
SB	Semiblink	Bán mù
SIMO	Single input multi output	Hệ thống 1 đầu vào và đa đầu ra
SISO	single input single output	Hệ thống 1 đầu vào và 1 đầu ra
SNR	Signal to noise ratio	Tỷ lệ tín trên tạp
ULA	Uniform linear array	Mảng tuyến tính đều
	array gain	độ lợi mảng
	bit rate	tốc độ bit

blind	Phương pháp mù
channel tap	Số hiệu ứng vật cản trong kênh, có thể xem như số lượng kênh bị suy hao đa đường
covariance matrix	ma trận hiệp phương sai
Data symbol	Ký tự trong chuỗi OFDM dành cho dữ liệu cần gửi đi
delay	Trễ truyền
derivation	đạo hàm
directivity	Hướng tính
fading	suy hao
multipath	đa đường
multipath distortion	Suy hao đa đường
Pilot symbol	Ký tự trong chuỗi OFDM mang nhiệm vụ điều khiển và tính toán kênh truyền để khôi phục lại dữ liệu
pilot usual/pilot based/pilot only	phương pháp dự đoán chỉ sử dụng pilot chính là phương pháp blind
pre-coding	tiền điều chế
receive	Bên thu
semi blind	phương pháp bán mù

spatial diversity	phân tập về mặt không gian
Subcarrier	Búp sóng phụ
trained based	Phương pháp huấn luyện
trainned-based	phương pháp huấn luyện
transmit	Bên phát
variance	Phương sai

Bảng các ký tự toán học

Ý nghĩa	Ký tự viết tắt
Tín hiệu thu được	y_r
Số antenna phát	N_t
Antenna phát, j lệ thuộc theo N_t	j
Ma trận fourier có K phần tử	F
Ma trận giao hoán theo h	\mathcal{T}
Kênh truyền	$h_{i,j}$
Số ký tự OFDM	K
Tín hiệu của antenna OFDM thứ j	x_j
Tín hiệu gây nhiễu	v_r
Maximum channel delay / Tổng số gây trễ trong môi trường	L

Phương sai của nhiễu	σ_v^2
Ma trận đường chéo theo antenna thu	\mathbf{I}_{Nr}
số multipath	M
fading, theo số multipath và số antenna phát	$\beta_{m,j}$
delay, theo số multipath và antenna phát	$\tau_{m,j}$
khoảng cách giữa 2 antenna trong cùng một mảng	d
bước sóng của tín hiệu phát từ mảng(in nghiêng)	λ
số antenna thu, r lệ thuộc theo N_r	r
DOA, theo số antenna phát và multipath	$\alpha_{m,j}$
Số channel tap, chạy theo L	l
ma trận hệ thống	λ
Ma trận tín hiệu đầu vào	\mathbf{X}
Ma trận hiệp phương sai của tín hiệu đầu vào x	\mathbf{C}_x
phương sai của ma trận tín hiệu đầu vào	σ_x^2
số ký tự pilot trong một chuỗi OFDM	N_p
Số ký tự data trong một chuỗi OFDM	N_d
Tín hiệu pilot thu được	$\mathbf{y}^{(p)}$
Tín hiệu dữ liệu thu được	$\mathbf{y}^{(d)}$
Thông số cần ước lượng của hệ thống	$\boldsymbol{\theta}$

ma trận trung bình tín hiệu pilot thu được	$\mathbf{m}_n^{(p)}$
Thông số cần ước lượng của hàm truyền	Ψ
Góc phát	θ
Góc thu	ϕ
ma trận fisher theo θ	$\mathbf{J}_{\theta\theta}$
ma trận fisher của pilot theo θ	$\mathbf{J}_{\theta\theta}^p$
ma trận fisher của data theo θ	$\mathbf{J}_{\theta\theta}^d$
Số antenna thu	N_r
Ma trận fisher của only pilot	$\mathbf{J}_{OP}(\theta)$
hàm logarith	$l()$
Tổ hợp của đạo hàm từng phần hàm chuyển	G
Tổ hợp đạo hàm của fading	B_r
nhiều từng phần của pilot	$e_n^{(p)}$
Ma trận hiệp phương sai của tín hiệu thu được y	C_y

***Vì các công thức trong phần lý thuyết chỉ giừa trên và được lấy từ những nguồn khác, cho nên sẽ không liệt kê các ký tự từ những công thức này.**

Danh mục hình vẽ và bảng biểu

Figure 1.1.1: một ví dụ về ăng-ten dàn, gồm nhiều ULA xếp song song với nhau ..	16
Figure 1.1.2: hướng tính(directivity) của mô hình trên với góc hướng $\theta, \Phi = 0$	17
Figure 1.2.1: Mô hình phổ của tín hiệu OFDM	19
Figure 1.2.2: sơ đồ khối của một hệ thống phát và thu bằng tín hiệu OFDM.....	19
Figure 1.2.3: cấu trúc phổ của một tín hiệu OFDM 802.11a	20
Figure 2.1.1: Mô hình truyền tin đa đường trong môi trường thực [8]	25
Figure 2.2.1: đường bao thấp mô hình usual, biểu diễn bằng matlab	31
Figure 3.1.1: Tín hiệu phát với 2 thành phần thực và ảo đã được tách riêng biệt.....	38
Bảng 3.1.2: Các thông số của môi trường được giữ nguyên	38
Bảng 3.1.3: Trường hợp mẫu ban đầu	39
Bảng 3.1.4: Trường hợp tăng số lượng mẫu pilot	40
Bảng 3.1.5: Trường hợp tăng công suất phát lên 100	40
Bảng 3.1.6: Trường hợp đa đường bằng 5	41
Bảng 3.1.7: Trường hợp đa đường bằng 10	42
figure 3.2.1: CRB OP vs SB với $\sigma_x^2 = 1$, 48 data symbol	44
figure 3.2.2: CRB OP vs SB với $\sigma_x^2 = 10$, 48 data symbol	45
Bảng 3.2.3: Các thông số giả sử của môi trường	46
Bảng 3.3.1: Trường hợp sigma_x bằng 5	47
Bảng 3.3.2: Trường hợp sigma_x bằng 10	48
Bảng 3.3.3: Trường hợp sigma_x bằng 5, nhưng thay đổi số lượng pilot và dữ liệu ..	48
Bảng 3.3.4: Trường hợp không có pilot trong chuỗi	49

Giới thiệu:

Lý do chọn đề tài: Trải qua một khoảng thời gian phát triển, truyền thông vô tuyến đã có nhiều bước tiến và sự thay đổi về khả năng truyền tải không dây, số lượng người dùng, tính ổn định. Nhiều phương pháp đã được đề ra, nhằm cải thiện truyền thông từng chút một, giúp làm giảm nhiễu, giảm công suất cần thiết để vận hành hệ thống, mà vẫn đảm bảo tính hữu dụng trong sử dụng thực tế. Trong số những phương pháp đó, có những phương pháp được xem như là thiết yếu không thể không có trong hệ thống truyền thông hiện đại, như MIMO, OFDM. Hiển nhiên những công nghệ đó không hoàn hảo, dù giúp cải thiện hệ thống truyền thông, xong việc áp dụng thực tế vẫn gặp không ít vấn đề, và đòi hỏi chúng ta phải tiếp tục đưa ra những phương pháp giải quyết mới.

Một trong số những vấn đề vẫn còn gây đau đầu với giới truyền thông nằm ở khả năng giải quyết nhiễu và khôi phục tín hiệu. Tín hiệu đi qua kênh chắc chắn sẽ bị biến đổi cho dù ít hay nhiều, có thể là những hiện tượng như tán xạ, phản xạ, khúc xạ làm biến đổi tín hiệu, có thể tín hiệu bị suy hao ở một tần số, hoặc thậm chí bị hấp thụ, có thể là bị trùng chập với một tín hiệu khác đang truyền tải nhưng không liên quan. Tất cả những vấn đề trên đều không thể biết trước được, những nhà nghiên cứu chỉ có thể ước lượng hoặc dự đoán ở một mức nhất định, nhằm giúp tín hiệu chính xác ở mức tốt nhất có thể.

Với lý do trên, nhiều bài toán đã được đưa ra, CRB là một trong những phương pháp ước lượng, được sử dụng trong khoảng thời gian chục năm trở lại, mục đích của CRB là sử dụng những thông số trong hệ thống truyền, tính toán và dự đoán những trường hợp ít lỗi nhất có thể. Trong truyền thông truyền thống, CRB đã thực hiện rất ổn định ở việc dự đoán theo tín hiệu pilot của hàm OFDM, nhưng đã dần chứng minh những mặt hạn chế. Do đó, mục đích của bài viết, nhằm cải thiện đường bao CRB của pilot, đồng thời đề ra việc sử dụng CRB theo phương pháp bán mù, và chứng minh rằng CRB với phương pháp bán mù làm việc hiệu quả hơn so với việc tính CRB bằng pilot truyền thống, đồng thời thử nghiệm một số mô hình CRB khác nhau, với tín hiệu phát khác nhau.

Phương pháp nghiên cứu: Thông thường với những nghiên cứu về mặt hệ thống kênh truyền, chúng ta thường áp dụng những hệ thống mô phỏng cụ thể, thậm chí là thử

nghiệm trong môi trường thực. Tuy nhiên do bài viết tập trung vào toán học, chúng ta sẽ chỉ lập trình và thử nghiệm thuật toán thông qua Matlab. Các phương pháp được áp dụng trong bài viết:

- Sử dụng thuật toán đường bao CRB và hàm ma trận của ULA
- Phân tích những thông số có ảnh hưởng đến đường bao CRB nếu phân tích qua tín hiệu thu và kênh truyền.
- Phân tích ảnh hưởng của nguồn phát lên đường bao CRB thông qua matlab

Nội dung nghiên cứu:

- Tìm hiểu về các hệ thống MIMO, OFDM, ma trận antenna ULA.
- Tìm hiểu về đường bao CRB.
- Tìm hiểu về pilot trong chuỗi OFDM và đường bao CRB trong pilot truyền thống.
- Tìm hiểu những thuật toán CRB đã được cải thiện trong thời gian gần đây
- Semiblind và cải thiện của semiblind so với pilot, tìm hiểu tại sao pilot vẫn được áp dụng trong thời gian gần đây.
- Phân tích một số nguồn tin OFDM khác nhau và ảnh hưởng trong việc dự đoán semiblind

Đóng góp của đề tài

Qua khóa luận, sinh viên đã đạt được 1 số kết quả đầu ra bao gồm

- Tìm hiểu về thuật toán đường bao CRB.
- Hiểu được về thuật toán semiblind.
- Phân tích đường bao thấp thông qua các thông số hệ thống và kênh truyền.
- Lựa chọn, đưa ra được các thông số nhằm giảm lỗi tín hiệu thu về mức tối thiểu.

Bố cục khóa luận

- Chương I: Giới thiệu sơ bộ về lý thuyết tổng quan.
- Chương II: Giải thích về mặt toán học đường bao tín hiệu thu thông qua kênh truyền.
- Chương III: mô phỏng thuật toán trên qua Matlab

Chương I: Lý thuyết sơ bộ

Phần I: MIMO và ma trận antenna [1]

Trong chương này chúng ta sẽ giới thiệu hệ thống truyền thông đa antenna và định nghĩa hệ thống đa đầu vào và đa đầu ra (MIMO), cùng với cách sắp đặt hệ thống ma trận MIMO được sử dụng trong bài viết này

Công nghệ MIMO đã thu hút rất nhiều sự chú ý trong thập kỷ qua trong gần như mọi hệ thống truyền thông vô tuyến, vì nó cho phép gia tăng dung lượng kênh và độ tin cậy mà không phải chịu sự ràng buộc về năng lượng và băng thông. Phổ tín hiệu vô tuyến là một nguồn tài nguyên đáng quý và có giới hạn, nên để có thể gia tăng dung lượng kênh lớn, MIMO đã được giới thiệu trong những tiêu chuẩn truyền thông như IEEE 801.11n, WiMAX và LTE.

Khi sử dụng công nghệ MIMO, có nhiều antenna phát và thu được sử dụng nhằm ra tăng dung lượng kênh thông qua việc ghép kênh theo không gian, mà không nhất thiết hao tổn năng lượng và băng thông. Dung lượng kênh tương ứng với số lượng antenna tối thiểu dùng ở đầu phát và đầu thu. Với việc pre-coding (tiền điều chế) của tín hiệu, có thể lan tỏa đường truyền đến tất cả antenna truyền tin nhằm đạt được *độ lợi mảng* (array gain) của tín hiệu hoặc đơn giản là của bên thu. Trong một kênh truyền suy hao, sự *phân tập về mặt không gian* (spatial diversity) giữa những antenna với nhau có thể sử dụng để ra tăng dung lượng trung bình và giảm thiểu xác suất thiếu hụt năng lượng.

Trong khi MIMO có thể cải thiện gần như mọi mặt của một hệ thống truyền thông, việc thiết kế hệ thống nhiều antenna khiến cho hệ thống xử lý phức tạp hơn so với hệ thống đơn antenna (SISO, MISO hoặc SIMO). Ngoài ra cũng có những vấn đề thực tế trong việc đồng bộ khoảng cách các antenna nhằm giúp cho hệ thống MIMO hoạt động hiệu quả. Khoảng cách thường không phải là vấn đề với *đường truyền lệch* (NLOS) trong một môi trường nhiều vật cản (hay được coi là môi trường thông thường trong hệ thống thực). Tuy vậy, công nghệ MIMO thường được xem như phù hợp hơn với hệ thống *truyền thẳng* (LOS) bởi khoảng cách giữa các phần tử antenna được xem như quá nhỏ để có tác động đến hiện tượng phân tập về mặt không gian.

Khác với truyền thống khi hệ thống truyền thông chỉ đơn thuần là giữa antenna với antenna, chúng ta muốn cải thiện đường truyền bằng cách gia tăng số lượng antenna, mục đích để đảm bảo kênh truyền an toàn, giảm bớt lỗi khi truyền tải so với antenna đơn. Hệ thống có thể có nhiều mô hình sắp xếp khác nhau, và thường được tính toán dưới dạng ma trận toán học, nhưng trong bài viết chúng ta sẽ tập trung vào mô hình ULA – uniform linear array.

Ma trận tuyến tính ULA sắp xếp nhiều phần tử thành một hàng đồng đều trên một đường thẳng, với antenna hệ thống thường được miêu tả dưới dạng nhiều antenna xếp thẳng hàng với nhau, tùy theo hướng và mục đích sử dụng, khoảng cách cần sử dụng cũng như môi trường và loại tín hiệu mà hệ thống có thể thay đổi hoặc tùy biến. Khi xét về hệ thống chúng ta có mảng tĩnh và mảng động, trong đó mảng động cũng giống như mảng tĩnh nhưng có thể thay đổi thông số của hệ thống về mặt vật lý theo thời gian nhằm cải thiện và tối ưu hệ thống trong quá trình làm việc.



Figure 1.3.1: một ví dụ về ăng-ten dàn, gồm nhiều ULA xếp song song với nhau [7]

Mô hình ULA có tính chất đơn giản, với ma trận dễ xử lý và tối ưu trong quá trình làm việc cũng như thiết kế. Số lượng thông số trong hệ thống còn ít và có thể dễ dàng điều

chỉnh so với nhiều mô hình MIMO khác, tuy nhiên nét đặc trưng và khả năng tùy biến có thể không đặc biệt như những mô hình khác. Trong tương lai chúng ta nên thử nghiệm nhiều loại mô hình khác do khả năng đặc thù của mỗi hệ thống mảng có thể là khác nhau và có thể cải thiện được về nhiều mặt khác nhau.

Xét về mặt toán học, phương trình ma trận của mảng có dạng:

$$A_{\text{linear}}(\theta) = \sum_{m=1}^M e^{-ik(m-1)(kdcos(\theta)+\beta)},$$

Trong đó θ là góc hướng phát tín hiệu của hệ thống, M là tổng số antenna trong hệ thống, d là khoảng cách giữa các antenna trong hệ thống, $\beta = -kdcos\theta_0$ với θ_0 là góc hướng cực đại của hệ thống.

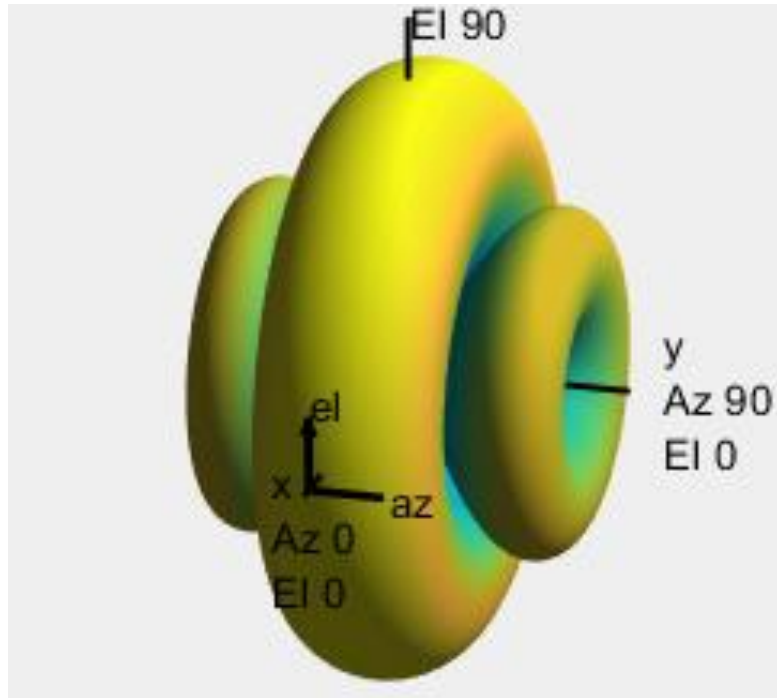


Figure 1.1.2: hướng tính (directivity) của mô hình trên với góc hướng $\theta, \Phi = 0$

Mỗi một ma trận có AF khác nhau, và thông qua ma trận đó, chúng ta có thể tính toán được những thông số quan trọng cũng như xác định được khả năng làm việc của hệ thống trong nhiều điều kiện thực tế thông qua mô phỏng. Chúng ta sẽ sử dụng ma trận mảng trên nhằm tính CRB riêng với mô hình hệ thống ULA trong bài viết.

Phần II. OFDM – Orthogonal frequency division multiplexing [2]

Ghép kênh theo tần số trực giao là 1 đóng góp một phần quan trọng trong truyền thông vô tuyến hiện đại. Do có độ rộng phổ lớn và khả năng phục hồi tốt với sự *sai lệch đa đường* (multipath distortion) đã giúp cho việc ra tăng tốc độ dữ liệu cần thiết với nhiều thiết bị khác nhau. OFDM thường được sử dụng trong nhiều hệ thống bao gồm DSL, IEEE802.11a,g,n (Wi-Fi), radio, TV kỹ thuật số, IEEE802.16 (WiMAX), 3G, 4G và các dịch vụ LTE. Điều giúp OFDM được sử dụng vào thực tế là nhờ có vi mạch FFT. Trước khi truyền thông kỹ thuật số tích hợp OFDM thông qua FFT, hệ thống truyền thông cần một số lượng lớn nguồn tạo tín hiệu để tạo ra kênh chực giao. Trong khi truyền thông tương tự tiếp cận OFDM một cách đơn giản và dễ thực hiện hơn, nó đã được chứng minh là kém thực dụng cũng như tốn nhiều chi phí hơn nếu sử dụng lâu dài, nếu sử dụng phổ biến.

Trong bài viết này chúng ta sẽ nói qua về điểm đặc trưng của hệ thống OFDM, cũng như điểm mạnh so với hệ thống truyền thông cổ điển, và cách thức áp dụng OFDM trong việc ước lượng lỗi khi truyền qua môi trường.

Điểm quan trọng của hệ thống OFDM nằm ở phổ của tín hiệu so với các hệ thống cổ điển. Trong các phương pháp truyền tin cổ điển chúng ta sử dụng hệ thống đơn sóng mang, chỉ với một sóng mang chúng ta sử dụng để truyền cho toàn bộ hệ thống. Hệ thống đạt được tiêu chí về khoảng cách truyền tải cũng như giảm thiểu lỗi so với việc chỉ truyền bản tin mà không điều chế, tuy nhiên lại khiến việc xử lý tín hiệu ở đầu thu trở nên khó khăn cũng như giới hạn khả năng hoạt động của hệ thống. Với việc tốc độ dữ liệu tăng theo thời gian, các thuật toán dùng để xử lý tín hiệu càng trở nên khó khăn hơn khi sử dụng.

Với tiêu chí đó, chúng ta muốn cải thiện hệ thống mà giữ nguyên (hoặc thậm chí là giảm) độ phức tạp trong việc điều chế tín hiệu, nhằm giúp hệ thống hoạt động hiệu quả hơn, gia tăng được tốc độ dữ liệu mà vẫn giữ nguyên băng thông, hệ thống OFDM được đưa ra để giải quyết vấn đề đó. Về cơ bản quá trình điều chế OFDM cũng mang nhiều điểm giống như điều chế tín hiệu cổ điển, nhưng có một ngoại lệ cho phép sử dụng nhiều sóng mang để điều chế tín hiệu, đặc biệt hơn, các sóng mang của OFDM được phép chồng chập lên nhau (trong truyền thông cổ điển, việc chồng chập phổ lên nhau

khuyến tín hiệu thu được khó/không thể khôi phục lại tín hiệu so với ban đầu). Tuy rằng OFDM cũng gặp phải một số vấn đề khi điều chế với cách này, song thông qua lý thuyết về OFDM, chúng ta đã giải quyết được vấn đề tốc độ dữ liệu gia tăng bằng việc ghép kênh, nhưng do tần số của các tín hiệu trong kênh được phép chụm giao, nên phổ của tín hiệu về tổng thể không cần thiết phải nói rộng so với truyền thông đơn sóng mang cổ điển.

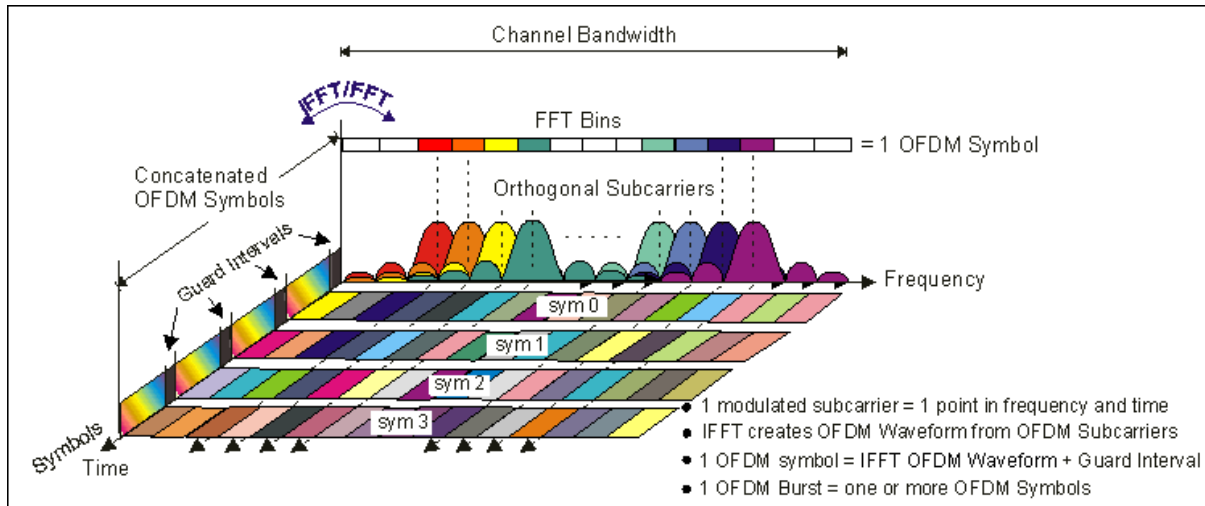


Figure 1.4.1: Mô hình phổ của tín hiệu OFDM

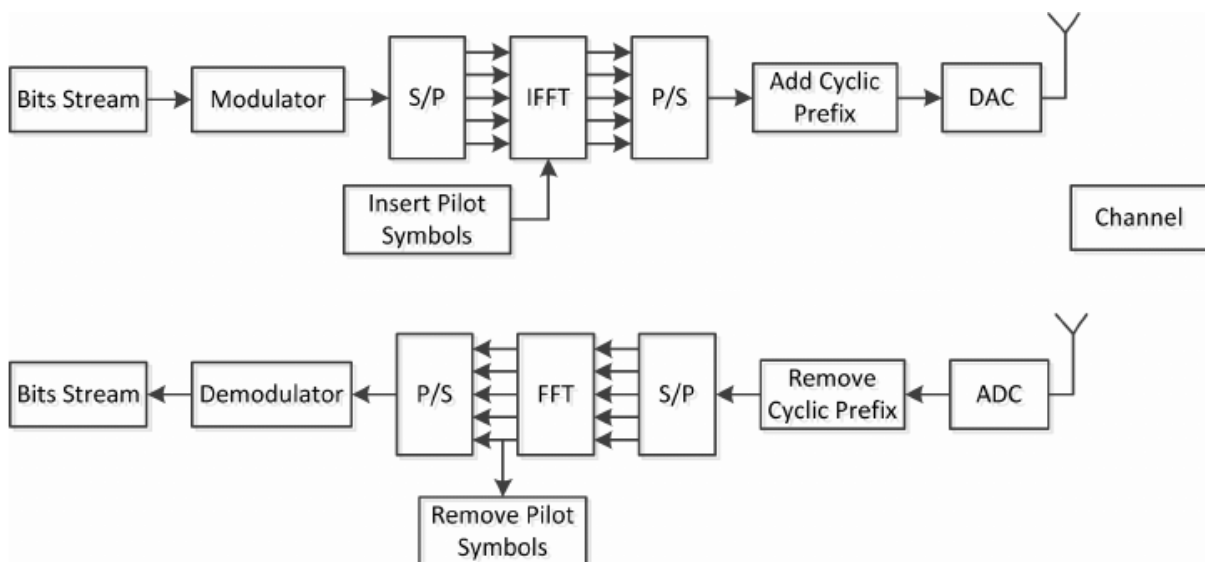


Figure 1.2.2: sơ đồ khối của một hệ thống phát và thu bằng tín hiệu OFDM

Hệ thống OFDM chỉ khác biệt ở khâu ghép kênh so với mô hình cổ điển. Sau khi điều chế dữ liệu cần được gửi đi, tín hiệu được ghép kênh bằng biến đổi fourier nghịch đảo (IFFT) trong quá trình này ngoài tín hiệu được truyền tải, chúng ta đưa thêm tín hiệu

pilot vào nhằm giúp cho việc khôi phục lại tín hiệu ban đầu ở đầu thu. Trong truyền thông hiện đại, chúng ta sử dụng pilot để hỗ trợ việc xây dựng lại tín hiệu ban đầu. Pilot^(*) nằm xen kẽ với tín hiệu được gửi đi, việc lựa chọn cấu trúc và vị trí của pilot trong tín hiệu là tùy thuộc vào hệ thống truyền tải được sắp đặt, pilot ở bên phát và bên thu giống nhau, do đó chúng ta có thể giữa vào sự sai khác của tín hiệu thu được, để ước lượng kênh và điều chỉnh nhằm thu được tín hiệu ban đầu. Sau khi đã ghép kênh, để chống nhiễu ISI, chúng ta thêm *tiền tố vòng* (cyclic prefix) vào sau tín hiệu được gửi đi, cyclic prefix là tín hiệu lặp lại phần đầu của tín hiệu OFDM, nên sẽ bao hàm cả pilot và dữ liệu.

OFDM là một phần quan trọng trong việc gia tăng số lượng người dùng trong hệ thống truyền thông vô tuyến, mà vẫn đảm bảo tiết kiệm được kênh truyền. Vấn đề chúng ta cần lưu ý nằm ở khả năng khôi phục của tín hiệu OFDM, vì phổ của các subcarrier bị chồng lấn lên nhau, chúng ta cần có phương pháp để khôi phục lại tín hiệu ban đầu. Chưa kể việc đi qua môi trường có thể khiến phổ của tín hiệu trở nên khó khôi phục do đã bị lệch so với phổ ban đầu, bài viết này sẽ giúp chúng ta ước lỗi của tín hiệu OFDM khi truyền qua kênh bằng phương pháp CRB.

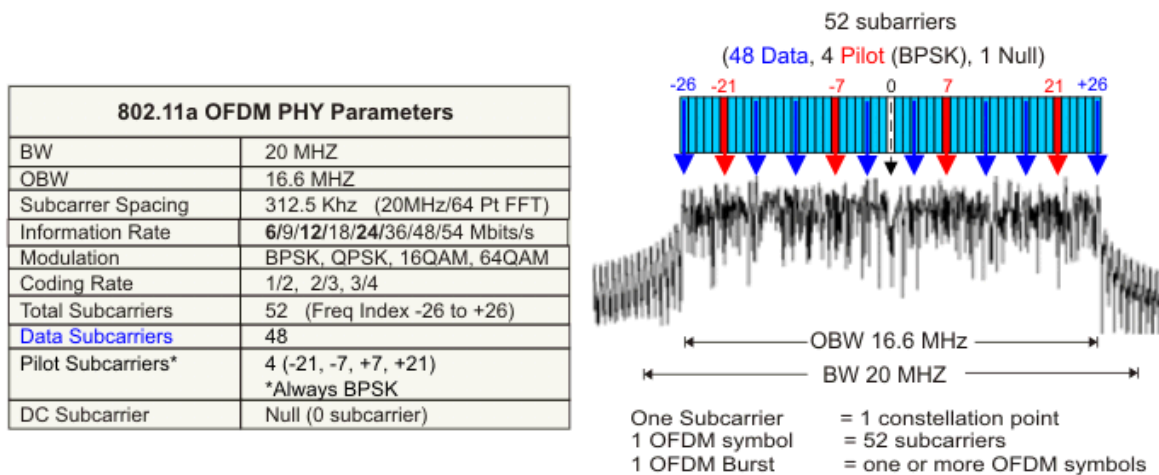


Figure 1.2.3: cấu trúc phổ của một tín hiệu OFDM 802.11a

Phần III. Cramer-Rao Bound – Đường bao Cramer [4]

Ước lượng kênh là một vấn đề quan trọng với hệ thống truyền thông MIMO-OFDM. Phương để ước lượng kênh có thể phân bổ ra thành 3 loại chính: phương pháp mù

“blind”, **huấn luyện** “trained-based” và **bán mù** “semi-blind”. Phương pháp **mù** có thể dự đoán kênh truyền trực tiếp thông qua tín hiệu thu được, nhưng thông thường cần với một lượng lớn dữ liệu truyền tải. Phương pháp **huấn luyện** vận dụng chuỗi pilot⁽¹⁾ thu được nhằm nhận diện kênh, bằng cách này cung cấp độ ước lượng chuẩn xác hơn, nhưng lại làm giảm năng suất phổ so với phương pháp mù. Phương pháp **bán mù** thường sẽ ưu tiên khi thông tin của cả pilot và dữ liệu không xác định đều được sử dụng. Phương pháp tiếp cận này không chỉ cố gắng đạt được năng suất tốt nhất nhưng cũng giúp làm gia tăng hiệu suất

Trong ước lượng, *đường bao Cramer (CRB)* thường được sử dụng như là một tiêu chuẩn thước đo ước lượng, bởi nó cung cấp đường bao thấp của phương sai. Có nhiều nghiên cứu đã áp dụng việc phân tích biểu hiện nguồn thông qua CRB nhằm ước lượng kênh thông qua phương pháp bán mù cũng như cho một số ứng dụng cần áp dụng sắc xuất thống kê. Mặc dù được xem là tiêu chuẩn, song CRB không hoàn hảo và cũng không thể ước lượng chính xác tuyệt đối kênh truyền, thông thường CRB chỉ có thể áp dụng với mô hình kênh truyền đã xác định, và đòi hỏi nhiều thông tin đi kèm nhằm đạt được kết quả tốt nhất.

Trong toán học, CRB là nghịch đảo của ma trận thông tin Fisher

$$\text{Var}(\theta) \geq \frac{1}{I(\theta)}$$

Trong đó $I(\theta)$ là ma trận fisher được định nghĩa bằng công thức

$$I(I(\theta)) = nE_{\theta} \left[\left(\frac{\partial l(X;\theta)}{\partial \theta} \right)^2 \right]$$

với $l(X; \theta) = \log(f(x, \theta))$ là hàm logarith của hàm xác xuất với biến x theo θ và E_{θ} là hàm tính trung bình theo θ .

Bài viết này tập trung việc dự đoán kênh truyền thông qua thông tin thu được ở kênh thu, nên chúng ta muốn xác định kênh truyền thông qua tín hiệu OFDM thu được có dạng: $J_h = nE_h \left[\left(\frac{\partial l(Y;h)}{\partial h} \right)^2 \right]$. Trong đó J_h là ma trận Fisher theo kênh truyền h bằng đạo hàm của tín hiệu thu được Y theo kênh truyền h .

Thông thường nếu xét hàm CRB với các tham số là số thực, tuy nhiên trong hệ thống OFDM thì các tham số cần phải xét và tính toán là tham số phức, vì vậy chúng ta phải xét đạo hàm kênh truyền theo số phức và tính riêng biệt cho cả phần thực và phần ảo. Do đó, theo [3] ta viết lại được phương trình CRB cần xác định có dạng

$$J_{hh} = E \left\{ \left(\frac{\partial \ln p(Y; h)}{\partial h^*} \right) \left(\frac{\partial \ln p(Y; h)}{\partial h^*} \right)^H \right\},$$

vì giờ có cả phần thực và phần ảo, chúng ta muốn xét theo trường hợp tổng quát với đạo hàm tín hiệu thu được theo $\theta = [h \ h^*]$

Ta viết lại $J_{\theta\theta} = \begin{bmatrix} J_{hh} & J_{hh^*} \\ J_{h^*h} & J_{h^*h^*} \end{bmatrix},$

Chương II: Thuật toán mô phỏng đường bao CRB

Phần I. Hàm truyền của hệ thống.[4]

Chúng ta dựng 1 mô hình MIMO OFDM bao gồm N_t antenna phát và N_r antenna thu, trong đó tín hiệu OFDM có K subcarrier. Giả sử hệ thống là hệ thống **FIR**, và ổn định trong toàn bộ quá trình truyền. Mỗi ký tự OFDM bao gồm **K** dữ liệu mẫu và **CP** (Cyclic prefix) để tránh hiện tượng nhiễu liên ký tự **ISI**. Thông thường, chiều dài của CP cần phải lớn hơn trễ cực đại L .

Sau khi loại bỏ CP và tạo ma trận K - điểm **FFT**, tín hiệu thu được y_r ở điểm thu thứ r thu được bằng

$$y_r = \sum_{j=1}^{N_t} \mathcal{F}\mathcal{T}(h_{i,j}) \frac{F}{K} x_j + v_r, (1)$$

Trong đó x_j là ký tự OFDM thứ j ; v_r là ma trận nhiễu ngẫu nhiên độc lập phân bố theo hàm Gaussian $CN(0, \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r})$, $E\{v_r v_r^T\} = 0$; F là ma trận **DFT** K -điểm; $\mathcal{T}(h_{i,j})$ là ma trận giao hoán được tạo từ kênh chuyển $h_{i,j}$ với bậc thứ $L-1$ giữa điểm thu thứ r và điểm phát thứ j , được định nghĩa bằng

$$h_{r,j}(l) = \sum_{m=1}^M \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}(r-1) \sin(\alpha_{m,j})} (2)$$

với $l = 0, \dots, L-1$, trong đó M là số đa đường; $\beta_{m,j}$, $\tau_{m,j}$ và $\alpha_{m,j}$ lần lượt là suy hao, độ trễ truyền, và **DOA**, λ và d đại diện cho bước sóng và khoảng cách giữa 2 ăng ten liền kề.

Trong một khối truyền dữ liệu, bằng việc gộp N_r ma vector tín hiệu đầu ra $\{y\}_r^{N_r}$ thành một khối vector $y = [y^T_1, y^T_2, \dots, y^T_N]^T$, chúng ta tính toán lại công thức (1) ta thu được phương trình

$$\mathbf{y} = \boldsymbol{\lambda} \mathbf{x} + \mathbf{v}, (3)$$

trong đó tín hiệu đầu vào \mathbf{x} và nhiễu \mathbf{v} được tính bằng

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}^T_1, \mathbf{x}^T_2, \dots, \mathbf{x}^T_{N_t}]^T, \quad \mathbf{v} = [\mathbf{v}^T_1, \mathbf{v}^T_2, \dots, \mathbf{v}^T_{N_r}]^T, \quad (4)$$

và ma trận hệ thống $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{C}^{N_r K \times N_t K}$ được tính bằng

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_t}] \text{ với } \lambda_j = [\lambda_{1,j}, \lambda_{2,j}, \dots, \lambda_{N_r,j}]^T, \quad (5)$$

với $\lambda_{r,j} = \text{diag}(\mathbf{F}_L, \mathbf{h}_{r,j})$, và \mathbf{F}_L là ma trận chứa L cột đầu tiên của ma trận \mathbf{F} .

Do đó, công thức (3) sẽ tương đương với công thức

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{v}, \quad (6)$$

trong đó vector kênh chuyển h được tính bằng

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}^T_1, \mathbf{h}^T_2, \dots, \mathbf{h}^T_{N_r}]^T, \quad \mathbf{h}_r = [\mathbf{h}^T_{r,1}, \mathbf{h}^T_{r,2}, \dots, \mathbf{h}^T_{r,N_t}]^T, \quad (7)$$

và ma trận \mathbf{X} đầu vào được định nghĩa bằng $\mathbf{X} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}$ trong đó

$$\mathbf{X} = [\text{diag}(\mathbf{x}_1)\mathbf{F}_L, \text{diag}(\mathbf{x}_2)\mathbf{F}_L, \dots, \text{diag}(\mathbf{x}_{N_t})\mathbf{F}_L]. \quad (8)$$

Vì tính tổng quát trong công thức không còn, chúng ta tính đến việc sắp xếp khối của tín hiệu pilot. Với việc sắp xếp này, tất cả subcarrier được sử dụng cho việc truyền tải tín hiệu pilot và dữ liệu. Dữ liệu được giả sử là biến độc lập theo hàm gaussian, với giá trị trung bình bằng không và ma trận hiệp phương sai $\mathbf{C}_x = \text{diag}([\sigma_{x_1}^2, \sigma_{x_2}^2, \dots, \sigma_{x_{N_t}}^2])$ trong đó $\sigma_{x_j}^2$ là phương sai của tín hiệu phát đi của người dùng thứ j . Giả sử rằng chúng ta có tổng cộng N_p ký tự pilot và N_d ký tự dữ liệu.

Đặt $\mathbf{y}^{(p)} = [y_1^{(p)T}, y_2^{(p)T}, \dots, y_{N_p}^{(p)T}]^T$ và $\mathbf{y}^{(d)} = [y_1^{(d)T}, y_2^{(d)T}, \dots, y_{N_d}^{(d)T}]^T$ là vector tín hiệu đầu ra, tương ứng với N_p ký tự pilot. phương trình PDF kết hợp giữa 2 công thức trên $f(\mathbf{y}^{(p)}, \mathbf{y}^{(d)}|\boldsymbol{\theta})$ có thể được biểu diễn dưới dạng

$$f(\mathbf{y}^{(p)}, \mathbf{y}^{(d)}|\boldsymbol{\theta}) = \prod_{n=1}^{N_p} \frac{1}{(\pi\sigma_v^2)^{NrK}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_v^2} \left\| \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right\|_2^2\right), \quad (9)$$

trong đó công thức trung bình $\mathbf{m}_n^{(p)} = \boldsymbol{\lambda}\mathbf{x}_n^{(p)} = \mathbf{X}_n^{(p)}\mathbf{h}$ và ma trận hiệp phương sai được tính bằng $\mathbf{C} = \sum_{j=1}^{N_t} \sigma_{x_j}^2 \boldsymbol{\lambda}_j \boldsymbol{\lambda}_j^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{KN_r}$, và vector của những thông số chưa xác định có dạng

$$\boldsymbol{\theta} = [\beta^T, \alpha^T, \tau^T, \sigma_v^2, \sigma_x^2], \quad (10)$$

Cụ thể hơn, những thông số $\Psi = [\beta^T, \alpha^T, \tau^T]$ với $\beta = [\beta_{1,1}, \dots, \beta_{1m,k}]^T$, $\alpha = [\alpha_{1,1}, \dots, \alpha_{1m,k}]^T$, $\tau = [\tau_{1,1}, \dots, \tau_{1m,k}]^T$ được xem như là những hằng số có thể tính toán và xác định được, còn năng lượng và nhiễu của tín hiệu được coi như những thông số “phiên toái”.

Trên thực tế, kênh truyền bậc L không phải lúc nào cũng được cụ thể hóa hoặc ước lượng chính xác trong khi đó lại là thông số ảnh hưởng mạnh đến khả năng ước lượng kênh chuyên. trong trường hợp đó, hàm pdf (9) không thể vận dụng được. Do đó, cách ước lượng bằng đường bao thấp cổ điển có thể không hoàn toàn chính xác.

Thông thường chúng ta sử dụng DOA để làm thông số đại diện cho góc tới với dải antenna, tuy nhiên với thông số DOA, chúng ta giả sử góc phát của tất cả antenna trong hệ thống phát đều bằng 0° (tức không biết góc phát, chỉ biết góc tới của tín hiệu thu được). Giả sử có hệ thống phát với góc θ và hệ thống thu với góc ϕ , chúng ta viết lại công thức tính kênh truyền (2)

$$h_{r,j}(l) = \sum_{m=1}^M \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) \sin(\theta)} e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) \cos(\phi)}, \quad (11)$$

$$h_{r,j}(l) = \sum_{m=1}^M \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) (\sin(\theta) + \cos(\phi))}, \quad (12)$$

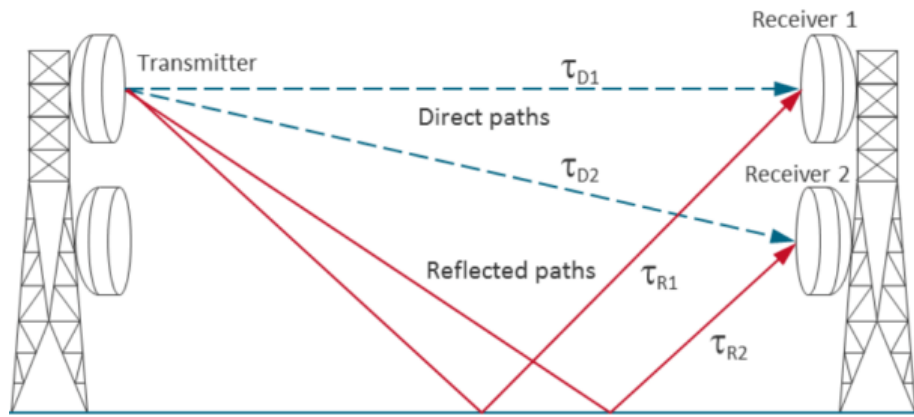


Figure 2.1.1: Mô hình truyền tin đa đường trong môi trường thực [8]

Phần II. Xây dựng CRB thông qua subcarrier [5]

Trong xác suất thống kê, CRB được thu bằng nghịch đảo của ma trận FIM, ký hiệu $J_{\theta\theta}$, trong đó θ là chuỗi vector biến cần phải ước lượng, trong trường hợp kênh truyền là biến phức, tham số θ được định nghĩa bằng

$$\theta = [h_{\text{tot}}^T (h_{\text{tot}}^*)^T]^T \quad (13)$$

Trong đó, giả sử nhiễu và năng lượng của tín hiệu được xác định, ma trận FIM của pilot và dữ liệu là độc lập, biểu diễn bằng

$$J_{\theta\theta} = J_{\theta\theta}^p + J_{\theta\theta}^d \quad (14)$$

trong đó $J_{\theta\theta}^p$ là ma trận FIM liên hệ với tín hiệu pilot (có thể xác định) và $J_{\theta\theta}^d$ liên quan tới tín hiệu dữ liệu (Không xác định được).

1. Ước lượng CRB thông qua pilot

Trên thực tế, khi truyền thông tin qua kênh, tín hiệu thu được luôn có xu thế bị thay đổi so với tín hiệu phát, từ những vấn đề như suy hao, tán xạ, trễ, cho đến nhiễu. Vì những sự sai khác đó, pilot được gửi kèm với dữ liệu gửi đi nhằm dùng để đối chiếu giữa bên phát và bên thu, nhằm ước lượng và xác định những ảnh hưởng từ bên ngoài tác động vào tín hiệu phát trong quá trình truyền. Trong truyền thông truyền thống, ước lượng qua pilot đã được xem cách tối ưu và đơn giản nhất để thực hiện, tiện lợi hơn mà cũng hiệu quả hơn so với phương pháp training truyền thống. Trải qua một thập niên, việc sử dụng pilot để dự đoán kênh truyền vẫn được xem như là phương pháp ổn định và hiệu quả nhất, số lượng ký tự pilot trong chuỗi OFDM tuy có sự thay đổi qua từng thời kỳ với mỗi giao thức truyền tin khác nhau, song bản chất của chúng không thay đổi, cũng như cách bố trí và số lượng pilot chiếm trong một băng tin, ví dụ với chuẩn 802.11a, pilot nằm ở vị trí -21, 7, 7, 21 như trong hình 1.2.3, số ký tự pilot chiếm 4/64 symbol (đa số các tài liệu thường lấy chuẩn này làm ví dụ về vị trí của pilot trong OFDM). Việc quyết định số lượng pilot rất quan trọng trong quyết định khả năng truyền kênh của hệ thống, vì pilot có chức năng ước lượng kênh truyền và khôi phục kênh, nên về lý thuyết số lượng pilot càng nhiều thì việc dự đoán kênh truyền càng tốt. Tuy nhiên khả năng ước lượng cũng chỉ đạt được đến một mức chuẩn xác nhất định, cộng thêm việc pilot

chiếm quá nhiều subcarrier sẽ làm giảm lượng tin có thể truyền được, nên số lượng pilot đã được quyết định theo một mức tiêu chuẩn ở thời điểm hiện tại.

Trong phần này chúng ta sẽ tập trung vào phân tích CRB của pilot, nhằm ước lượng kênh chuyển và khả năng hoạt động của hệ thống. Chúng ta giả sử nhiễu và công suất tín hiệu bên phát được xem như xác định và không bị ngẫu nhiên. Xét hàm của tín hiệu pilot thu được, giữa trên hàm (9),

$$\begin{aligned} f(\mathbf{y}^{(p)}, \mathbf{y}^{(d)} | \boldsymbol{\theta}) &= \prod_{n=1}^{N_p} \frac{1}{(\pi \sigma_v^2)^{NrK}} \exp \left(-\frac{1}{\sigma_v^2} \left\| \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right\|_2^2 \right) \\ &\triangleq \tilde{f}_p(\mathbf{y}^{(p)} | \boldsymbol{\theta}) \tilde{f}_d(\mathbf{y}^{(d)} | \boldsymbol{\theta}), \end{aligned} \quad (15)$$

Trong đó $\mathbf{m}_n^{(p)} = \mathbf{X}_n^{(p)} \mathbf{h} = \lambda x_n^{(p)}$, trong đó \mathbf{h} thu được từ công thức (2), và $\mathbf{h}_{r,j} = [\mathbf{h}_{r,j}(0), \dots, \mathbf{h}_{r,j}(L-1)]$, $\mathbf{X}_n^{(p)} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_n^{(p)}$ với

$$\mathbf{X}_n^{(p)} = \left[\text{diag}(x_{n,1}^{(p)}) F_L, \text{diag}(x_{n,2}^{(p)}) F_L, \dots, \text{diag}(x_{n,N_t}^{(p)}) F_L \right], \quad (16)$$

từ đó ma trận hiệp phương sai C sẽ trở thành

$$C = \sum_{j=1}^{N_t} \sigma_{x_j}^2 \lambda_j \lambda_j^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r K}, \quad (17)$$

Với λ tương ứng với công thức (5).

Hàm log tương ứng của tín hiệu pilot thu được có dạng

$$l(\mathbf{y}_p | \boldsymbol{\theta}) = \log(f(\mathbf{y}^{(p)} | \boldsymbol{\theta})) = -N_r N_p K \log(\pi \sigma_v^2) - \sum_{n=1}^{N_p} -\frac{1}{\sigma_v^2} \left\| \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right\|_2^2, \quad (18)$$

bởi tham số $\boldsymbol{\theta}$ thu được từ hàm $\max_{\boldsymbol{\theta}} E_f \{l(\mathbf{y}_p | \boldsymbol{\theta})\}$, ta thu được phương trình

$$E_f \{\nabla l(\mathbf{y}_p | \boldsymbol{\theta})\} |_{\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_{pt}} = -E_f \{\nabla l(\mathbf{y}_p | \boldsymbol{\theta})\} |_{\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_{\mu t}}, \quad (19)$$

Từ đó, chúng ta có thể tính được CRB của tín hiệu pilot bằng công thức

$$J_{OP}(\boldsymbol{\theta}) = E_f \left\{ \frac{\partial \mathbf{l}_p}{\partial \boldsymbol{\theta}^*} \left(\frac{\partial \mathbf{l}_p}{\partial \boldsymbol{\theta}^*} \right)^H \right\}, \quad (20)$$

Trong đó $J_{OP}(\theta)$ là hàm CRB thể hiện đường bao thấp của tín hiệu pilot thu được

Giả sử bỏ qua nhiễu vì tính chất ngẫu nhiên, hàm $J_{OP}(\theta)$ có thể được biểu diễn thành

$$J_{OP}(\theta) = \sum_{n=1}^{N_p} J_n(\theta), (21)$$

Trong đó $J_n(\theta)$ đại diện cho CRB của từng ký tự pilot trong chuỗi OFDM, do đó chúng ta có thể biểu diễn hàm logarith của hàm $l(y_p|\theta)$ cũng tương đương với

$$l(y_p|\theta) = \sum_{n=1}^{N_p} l_n(y_n^{(p)}|\theta), (22)$$

Trong đó

$$l_n(y_n^{(p)}|\theta) = -N_r K \log(\pi \sigma_v^2) - \frac{1}{\sigma_v^2} \left\| \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right\|_2^2, (23)$$

Trong trường hợp này, vector của những số liệu ảm được cho bởi $\theta = [\psi^T, \sigma_v^2]^T$. Chúng ta biểu diễn được ma trận CRB của θ dưới dạng

$$J_\theta(\theta) = \begin{bmatrix} J_n(\psi, \psi) & J_n(\psi, \sigma_v^2) \\ J_n(\sigma_v^2, \psi) & J_n(\sigma_v^2, \sigma_v^2) \end{bmatrix}, (24)$$

vì chúng ta coi như σ_v^2 là thông số xác định và tạm bỏ qua, trong bài viết này chúng ta sẽ chỉ tập trung vào công thức $J_n(\psi, \psi)$. Giờ chúng ta sẽ tập trung vào đạo hàm của $l_n(y_n^{(p)}|\theta)$ tính theo ψ , ta thu được công thức

$$\frac{\partial l_n}{\partial \psi} = \frac{-1}{\sigma_v^2} \left(\frac{\partial m_n^{(p)}}{\partial \psi} \right)^H (y - m_n^{(p)}), (25)$$

Để cụ thể hóa quá trình tính $J_n(\psi, \psi)$, chúng ta sẽ tập trung vào việc đạo hàm $m_n^{(p)}$ theo ψ

$$\frac{\partial m_n^{(p)}}{\partial \psi} = \mathbf{x}_n^{(p)} \left[\frac{\partial h}{\partial \beta}, \frac{\partial h}{\partial \tau}, \frac{\partial h}{\partial \theta}, \frac{\partial h}{\partial \phi} \right] = \mathbf{x}_n^{(p)} \mathbf{G}, (26)$$

Cụ thể hơn, nếu xét riêng thành phần $\frac{\partial h}{\partial \beta}$, chúng ta có ma trận

$$\frac{\partial h}{\partial \beta} = [B_1^T; B_2^T; \dots B_{N_r}^T] = \begin{bmatrix} B_1^T \\ B_2^T \\ \vdots \\ B_{N_r}^T \end{bmatrix}, (27)$$

Trong đó

$$B_r = \text{blkdiag}([B_{r,1}, B_{r,2}, \dots B_{r,N_t}]) = \begin{bmatrix} B_{r,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & B_{r,2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & B_{r,N_t} \end{bmatrix}, (28)$$

$$B_{r,j} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_{r,j}(0)}{\partial \beta_{1,j}} & \frac{\partial h_{r,j}(1)}{\partial \beta_{1,j}} & \dots & \frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \beta_{1,j}} \\ \frac{\partial h_{r,j}(0)}{\partial \beta_{2,j}} & \frac{\partial h_{r,j}(1)}{\partial \beta_{2,j}} & \dots & \frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \beta_{2,j}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial h_{r,j}(0)}{\partial \beta_{M,j}} & \frac{\partial h_{r,j}(1)}{\partial \beta_{M,j}} & \dots & \frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \beta_{M,j}} \end{bmatrix}, (29)$$

Từ công thức (12), chúng ta lần lượt tính được đạo hàm của $\frac{\partial h}{\partial \beta}$, $\frac{\partial h}{\partial \tau}$, $\frac{\partial h}{\partial \theta}$, $\frac{\partial h}{\partial \phi}$

$$\frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \beta_{M,j}} = \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}(r-1)(\sin(\theta) + \cos(\phi))}, (30)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \tau_{M,j}} &= \beta_{m,j} \left(\frac{\sin(l - \tau_{M,j})}{(l - \tau_{M,j})^2} - \frac{\cos(l - \tau_{M,j})}{l - \tau_{M,j}} \right) \\ &\quad - e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}(r-1)(\sin(\theta) + \cos(\phi))}, (31) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \theta_{M,j}} = \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) - i2\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\theta) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}(r-1)(\sin(\theta) + \cos(\phi))}, (32)$$

$$\frac{\partial h_{r,j}(L-1)}{\partial \phi_{M,j}} = \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) - i2\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\phi) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda}(r-1)(\sin(\theta) + \cos(\phi))}, (33)$$

Chuyển sang ước lượng lỗi trung bình của tín hiệu $e_n^{(p)} = \tilde{m}_n^{(p)} - m_n^{(p)}$ và $E_n^{(p)} = \sigma_v^2 I_{N_r K} + e_n^{(p)} e_n^{(p)H}$, vì chúng ta đang tạm bỏ qua nhiễu bất kỳ trong hệ thống, nên $e_n^{(p)}$ tạm coi bằng 0,

$$E_f \{ \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \} = e_n^{(p)} = 0, (34)$$

$$E_f \left\{ \left(\mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right) \left(\mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right)^T \right\} = \mathbf{e}_n^{(p)} \mathbf{e}_n^{(p)T} = 0, \quad (35)$$

$$E_f \left\{ \left(\mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right) \left(\mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right)^T \right\} = E_n^{(p)}, \quad (36)$$

$$E_f \left\{ \left\| \mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)} \right\|_2^2 \right\} = \sigma_v^2 PK + \left\| \mathbf{e}_n^{(p)} \right\|_2^2, \quad (37)$$

Từ đó, chúng ta thu được ma trận FIM theo ψ'

$$J_n(\psi', \sigma_v^2) = (J_{\psi', \sigma_v^2})^H = 0, \quad (38)$$

$$J_n(\sigma_v^2, \sigma_v^2) = -\frac{N_r K}{\sigma_v^2}, \quad (39)$$

$$J_n(\psi', \psi') = \frac{G^H \mathbf{x}_n^{(p)H} E_n^{(p)} \mathbf{x}_n^{(p)} G}{\sigma_v^4}, \quad (40)$$

Ma trận FIM của tín hiệu pilot thu được có dạng

$$J_{OP}(\theta) = \frac{-1}{\sigma_v^4} \begin{bmatrix} G^H \left(\sum_{n=1}^{N_P} \mathbf{x}_n^{(p)H} E_n^{(p)} \mathbf{x}_n^{(p)} \right) G & 0 \\ 0 & N_P N_r K \end{bmatrix}, \quad (41)$$

Chúng ta coi đường bao CRB ở trên là đường bao theo mô hình specular, khi mà pilot được đi qua kênh truyền và chịu sự tác động từ những yếu tố cơ bản có thể tồn tại trong quá trình truyền tải. Bởi vậy, giả sử nếu hệ thống ở trạng thái hoàn hảo (không bị trễ truyền kênh, không bị suy hao / năng lượng được giữ nguyên và không bị hấp thụ bởi các vật cản ngoài môi trường, góc bên phát và bên thu coi như thẳng hàng với nhau – line of site) thì coi như tín hiệu thu được tại bên thu không bị ảnh hưởng bởi lỗi kênh truyền và được xem như hoàn hảo. Trong bài viết này chúng ta sẽ đổi chiều với công thức trong bài báo [7], ở đây công thức đã rút gọn hết thành phần h sau khi đạo hàm, và chỉ còn tín hiệu thu cùng với công suất nhiễu – quy theo SNR, vì ở đây các thành phần ngẫu nhiên đã được loại bỏ, nên được xem như đã đạt được đường bao thấp nhất có thể đạt được trong việc dự đoán theo tín hiệu pilot, công thức chúng ta sử dụng theo tài liệu [4] thì vẫn còn lệ thuộc vào hàm chuyển h, do đó có sự thay đổi của ma trận FIM tùy theo các thông số trong môi trường. Vì vậy, chúng ta sẽ coi như công thức dưới là tiêu

chuẩn để đối chiếu và cải thiện, kỳ vọng có thể đưa được ra hệ thống hoàn chỉnh, nhằm đạt được đường bao thấp hơn so với công thức CRB_{OP} truyền thống:

$$J_{h_{\text{tot}}h_{\text{tot}}}^{(p)} = \frac{X_{\text{tot}}^H X_{\text{tot}}}{\sigma_v^2}, \quad (42)$$

về lý thuyết lỗi của tín hiệu khi đi qua kênh truyền sẽ phải luôn cao hơn so với kênh truyền hoàn hảo, tỷ lệ tín trên tạp càng cao/công suất giữa lỗi của tín hiệu phát so với công suất nhiễu trong quá trình truyền càng cao, thì tỷ lệ lỗi càng nhỏ, hay nói cách khác tín hiệu sẽ ít lỗi hơn, do đó ta có đường CRB của mô hình usual ở mô hình usual theo tỷ lệ SNR có dạng:

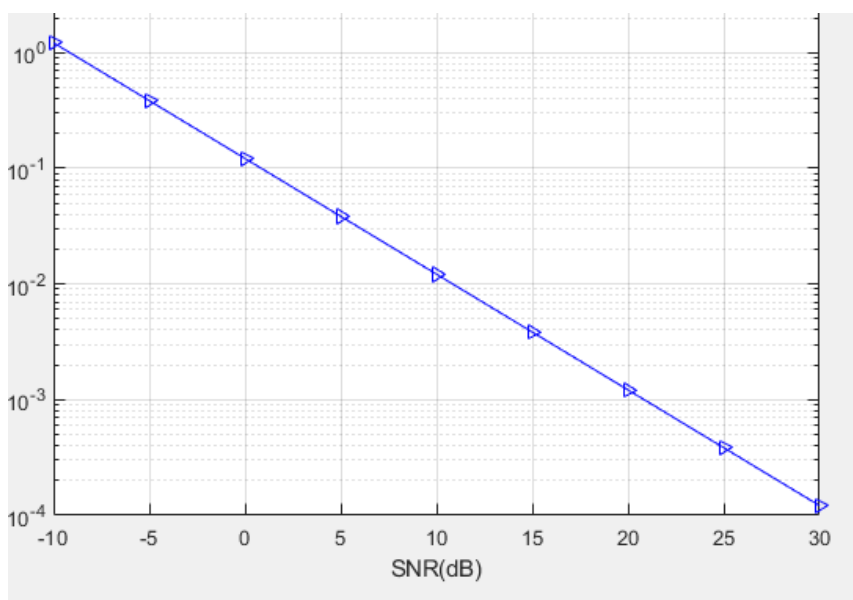


Figure 2.2.1: đường bao thấp mô hình usual, biểu diễn bằng matlab

Chúng ta có thể thấy với tỷ lệ SNR càng cao thì tỷ lệ lỗi càng ít, tín hiệu thu được càng được dự đoán chuẩn xác so với tín hiệu phát đi.

2. Ước lượng CRB của dữ liệu (data CRB)

Tuy rằng mô hình ước lượng bằng pilot vốn được xem là ổn định trong những năm gần đây, và được áp dụng như là một tiêu chuẩn để ước lượng kênh truyền. Phương pháp này đã bắt đầu nảy sinh ra vấn đề và xuất hiện những mặt hạn chế khi ước lượng kênh, Thậm chí làm khó khăn trong việc cải thiện hoặc nâng cấp mô hình kênh. Vấn đề chủ yếu nằm ở việc khai thác và sử dụng tài nguyên của bản tin, vì pilot chiếm một phần của bản tin, nhưng lại không có chức năng truyền tin, nên có thể xem như phí phạm tài

nguyên không cần thiết, hoặc làm cho việc cải thiện khả năng truyền tin trở nên khó khăn. Trong quá khứ do nhu cầu truyền tải bản tin chưa quá lớn, chất lượng bản tin đi kèm với số lượng chưa nhiều, nên với lượng tin ít thì số lượng pilot chiếm dụng trong bản tin vẫn được phép đạt ở một mức nhất định. Tuy nhiên trong khoảng thời gian gần đây, do nhu cầu của người dùng càng cao, cũng như các loại hình công nghệ cần áp dụng OFDM càng nhiều, số lượng người dùng lớn, nên chúng ta muốn gia tăng khả năng truyền tin mà không làm giảm tốc độ truyền tin (bit rate). Do đó nghiên cứu bắt đầu chuyển sang xu thế sử dụng phương pháp ước lượng bán mù, nhằm giảm số lượng pilot cần thiết để ước lượng kênh. Mục đích của phương pháp là sử dụng tín hiệu phát để ước lượng song song với tín hiệu pilot, như vậy có thể giảm số lượng pilot cần thiết để có thể ước lượng kênh, hoặc tăng độ chuẩn xác của quá trình ước lượng mà không cần phải tăng số lượng pilot.

Vấn đề của việc sử dụng dữ liệu ước lượng nằm ở chỗ, không như pilot, vốn được sử dụng để khôi phục tín hiệu đều đồng bộ ở bên phát và bên thu, ước lượng qua dữ liệu sử dụng thông tin không xác định trước thu được, tức có thể coi như là ngẫu nhiên ở bên thu. Qua [7] CRB được ước lượng trực tiếp thông qua phương sai của tín hiệu phát và nhiễu $[\sigma_x^2, \sigma_v^2]$, trong đó, để xác định phương sai, cần phát xác định trước phân bố của tín hiệu và nhiễu, từ đó có thể lựa chọn phương sai phù hợp để ước lượng kênh truyền.

Khi đó ma trận hiệp phương sai của tín hiệu thu y sẽ có dạng

$$C_y = \sum_{j=1}^{N_t} \lambda_j \sigma_{x_j}^2 \lambda_j^H + \sigma_v^2 I_{KN_r}, \quad (43)$$

Trong đó $\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_t}]$ với $\lambda_j = [\lambda_{1,j}, \lambda_{2,j}, \dots, \lambda_{N_r,j}]^T$, được định nghĩa từ công thức (5) và $\lambda_{r,j} = \text{diag}(\mathbf{F}_L \mathbf{h}_{r,j})$, \mathbf{F}_L là ma trận chứa L cột đầu tiên của ma trận \mathbf{F} . I_{KN_r} là ma trận đường chéo có kích cỡ bằng $K \times N_r$.

Từ ma trận hiệp phương sai của tín hiệu thu, ta xét đạo hàm từng phần của C_y theo các biến số $\frac{\partial C_y}{\partial \lambda}, \frac{\partial C_y}{\partial \sigma_{x_j}^2}, \frac{\partial C_y}{\partial \sigma_v^2}$. Trong đó:

$$\frac{\partial C_y}{\partial \sigma_{x_j}^2} = \lambda_j \lambda_j^H, (44)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \sigma_v^2} = I_{KN_r}, (45)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \lambda} = \frac{\partial C_y}{\partial \text{diag}(F_L h_{r,j})}, (46)$$

Vì đạo hàm của λ lệ thuộc vào biến số h nên chúng ta sẽ tập trung vào xét đạo hàm theo h , trong đó

$$\frac{\partial C_y}{\partial \beta_I} = \sigma_x^2 \lambda \frac{\partial \lambda_I^H}{\partial \beta_I} \frac{\partial h_I}{\partial \beta_I}, (47)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \tau_I} = \sigma_x^2 \lambda \frac{\partial \lambda_I^H}{\partial \tau_I} \frac{\partial h_I}{\partial \tau_I}, (48)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \theta_I} = \sigma_x^2 \lambda \frac{\partial \lambda_I^H}{\partial \theta_I} \frac{\partial h_I}{\partial \theta_I}, (49)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \phi_I} = \sigma_x^2 \lambda \frac{\partial \lambda_I^H}{\partial \phi_I} \frac{\partial h_I}{\partial \phi_I}, (50)$$

Trong đó đạo hàm của $\left[\frac{\partial C_y}{\partial \beta}, \frac{\partial C_y}{\partial \tau}, \frac{\partial C_y}{\partial \theta}, \frac{\partial C_y}{\partial \phi}\right]$, đã được tính ở trong công thức (30) – (33)

Tương tự với công thức của pilot (26), ta có tổ hợp đạo hàm theo

$$\frac{\partial m_n^{(d)}}{\partial \psi} = \mathbf{x}_n^{(d)} \sigma_x^2 \lambda \frac{\partial \lambda_I^H}{\partial \alpha_I} \left[\frac{\partial h}{\partial \beta}, \frac{\partial h}{\partial \tau}, \frac{\partial h}{\partial \theta}, \frac{\partial h}{\partial \phi} \right], (51)$$

từ đó, ta có đạo hàm C_y theo $\boldsymbol{\theta} = [\psi^T, \sigma_v^2, \sigma_{x_j}^2]$ dưới dạng

$$\frac{\partial C_y}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \left[\left(\frac{\partial m_n^{(d)}}{\partial \psi} \right)^T, \frac{\partial C_y}{\partial \sigma_v^2}, \frac{\partial C_y}{\partial \sigma_{x_j}^2} \right], (52)$$

Hàm logarith của hàm xác suất dữ liệu thu được tương ứng có dạng

$$l_d(y_d|\boldsymbol{\theta}) = - \sum_{n=1}^{N_d} \log(\pi^{PN} \det C) - \sum_{n=1}^{N_d} y_n^{(d)H} C^{-1} y_n^{(d)}, (53)$$

Đạo hàm của hàm logarith có dạng

$$\frac{\partial l_d}{\partial \theta_i} = -N_d \text{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C}{\partial \theta_i} \right\} + \sum_{n=1}^{N_d} y_n^{(d)H} C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_i} C^{-1} y_n^{(d)}, \quad (54)$$

Trong đó

$$N_d \text{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C}{\partial \theta_i} \right\} = \sum_{n=1}^{N_d} E_f \{ y_n^{(d)H} C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_i} C^{-1} y_n^{(d)} \}, \quad (55)$$

Nếu chúng ta lấy giá trị trung bình của $\left\{ \frac{\partial l_d}{\partial \theta_i} \frac{\partial l_d}{\partial \theta_j} \right\}$ và $\left\{ \frac{\partial^2 l_d}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right\}$, chúng ta sẽ thu được hàm CRB của giá trị thực $f(y)$ dưới dạng

$$\begin{aligned} [J_D(\theta)]_{i,j} = & N_d \text{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_i} C^{-1} C C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_j} C^{-1} C \right\} \\ & + N_d \text{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_i} (C^{-1} C - I) \right\} N_d \text{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \theta_j} (C^{-1} C - I) \right\}, \quad (56) \end{aligned}$$

Trong đó $J_D(\theta)$ là ma trận FIM của dữ liệu cần tính, từ đó ta có thể xác định đường bao CRB của dữ liệu.

Cũng như công thức pilot, công thức về dữ liệu trong tài liệu [4] có sự khác biệt so với tài liệu [7],

$$J_{h_i h_j}^d = \text{tr} \left\{ C_y^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \mathbf{h}_i} C_y^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \mathbf{h}_j} \right\}, \quad (57)$$

Cả 2 công thức đều có sự lệ thuộc với môi trường h và có sự thay đổi tương đồng với nhau, giữa 2 công thức cũng có nhiều sự đồng bộ khi thay đổi tham số. Tuy nhiên đường bao của công thức (56) sẽ có xu hướng thấp hơn công thức (57), do có bổ sung thêm đạo hàm theo kênh truyền.

3. Ước lượng với trường hợp bán mù – semi-blind

Từ công thức (56) và công thức (41) ta suy ra được ma trận FIM của trường hợp bán mù, bằng tổng các ma trận FIM của dữ liệu thu được, từ đó ta suy ra được công thức (14). Theo như dự đoán, việc kết hợp giữa công thức CRB theo pilot sẽ làm cải thiện

khả năng dự đoán tín hiệu, từ đó làm giảm xác suất lỗi của tín hiệu thu được, khiến cho đường bao CRB thấp hơn so với phương pháp ước lượng truyền thống,

$$\begin{aligned}
J_{SB}(\theta) &= J_{OP}(\theta) + J_D(\theta) \\
&= \frac{-1}{\sigma_v^4} G^H \left(\sum_{n=1}^{N_P} \mathbf{x}_n^{(p)H} E_n^{(p)} \mathbf{x}_n^{(p)} \right) G \\
&\quad + N_d \operatorname{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \boldsymbol{\theta}_i} C^{-1} C C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \boldsymbol{\theta}_j} C^{-1} C \right\} \\
&\quad + N_d \operatorname{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \boldsymbol{\theta}_i} (C^{-1} C - I) \right\} N_d \operatorname{tr} \left\{ C^{-1} \frac{\partial C_y}{\partial \boldsymbol{\theta}_j} (C^{-1} C - I) \right\}, \quad (58)
\end{aligned}$$

Chương III. Mô phỏng thuật toán đường bao qua matlab

Vì chúng ta muốn kiểm nghiệm công thức toán học, chúng ta sẽ phân tích công thức và mô tả đường bao thông qua matlab. Vì trong những biến số của thuật toán có những thông số có thể kiểm soát, có những thông số có tính chất ngẫu nhiên, chúng ta sẽ thử điều chỉnh từng thông số và xem sự thay đổi qua đường bao CRB của pilot trong mô hình specular so với mô hình usual.

1. CRB riêng với pilot và các thông số ảnh hưởng chính

Hệ thống chúng ta làm việc là hệ thống MIMO ULA ở cả bên phát và bên thu, do đó ngoài mô hình antenna là cố định, các thông số còn lại tùy thuộc vào người dùng điều khiển.

Trong đó điển hình là số antenna phát-Nt, thu-Nr, đa đường của mỗi nguồn tín hiệu(Multipath)-M, công suất phát của tín hiệu phát (ở đây coi như phương sai công suất của tín hiệu luôn tức σ^2) bao gồm công suất của pilot-Pxp và data-Pxd, giao thức của OFDM (vì chúng ta coi như đang làm việc với chuẩn 802.11a cho nên giao thức có 64 subcarrier, 4 mẫu pilot và $52-4 = 48$ mẫu dữ liệu(data). Thông số L (channel tap) ở đây tương ứng với số lượng vật cản trên mỗi đa đường được tính bằng L, L luôn nhỏ hơn hoặc bằng M, vì trong bài viết chúng ta muốn kiểm thử trường hợp hệ thống dễ mắc nhiều vấn đề, chúng ta coi như số $L = M$ (trong thực tế cái này là không dự đoán được, vì đang xét trong tình huống xấu nhất cho nên chúng ta coi như tất cả đường truyền đều có vật cản. Sau khi có được các thông số được coi như có tính kiểm soát, chúng ta đến với các thông số có tính chất ngẫu nhiên nhưng có thể dự đoán được thuộc về hàm chuyển $h_{r,j}$, bao gồm trễ chuyển, suy hao, và góc phát và góc đi. $[\beta^T, \alpha^T, \tau^T]$

Trong 4 tham số thì góc tính đến có thể coi như dự đoán được, tuy nhiên, chúng ta không thể dự đoán được góc đi, nên tham số này có thể coi như ngẫu nhiên. Trễ truyền và suy hao là 2 tham số được quyết định trong môi trường, độ ảnh hưởng có thể nhỏ hoặc lớn, nhưng khi áp dụng trong thực tế, chúng ta có thể dự đoán 2 tham số này ở một mức độ nhất định, nhằm điều chỉnh hệ thống sao cho hoạt động hiệu quả. Trong bài viết này, chúng ta sẽ thử phân tích độ ảnh hưởng của mỗi thông số với độ lỗi kênh thông qua CRB, và xác định xem thông số nào có độ ảnh hưởng lớn nhất trong các thông số

trên. Mặc dù thường phân bố của trễ truyền và suy hao là hoàn toàn ngẫu nhiên, nên thường phân bố lựa chọn sẽ là Gauss, tuy nhiên để tiện lợi, chúng ta sẽ sử dụng phân bố uniform với các tham số để đặt tham số sao cho dễ kiểm soát.

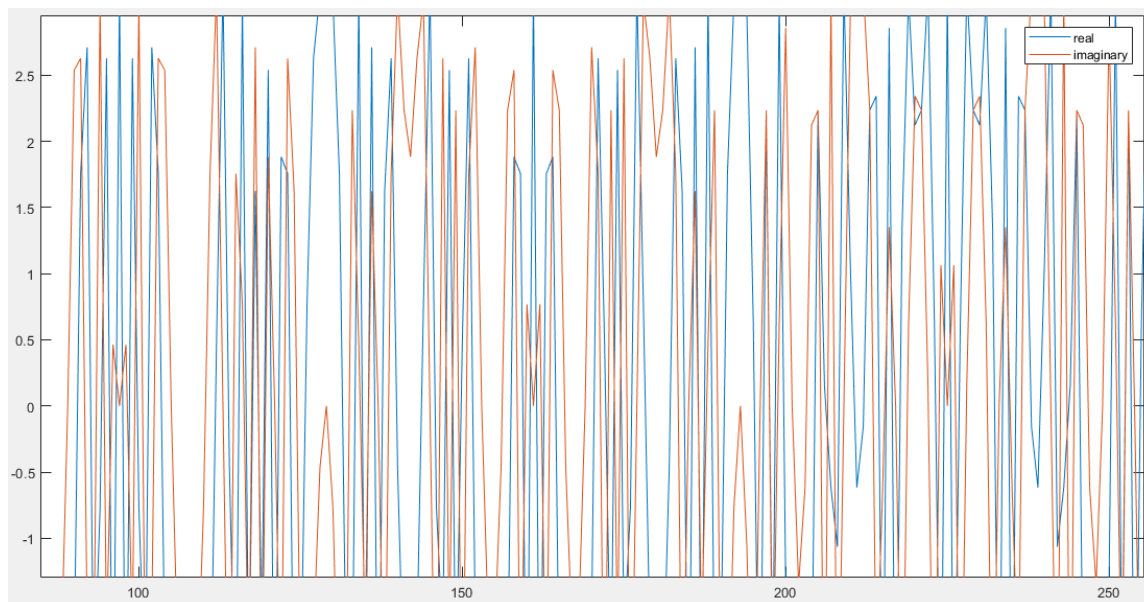


Figure 3.1.1: Tín hiệu phát với 2 thành phần thực và ảo đã được tách riêng biệt

Chúng ta sử dụng chuỗi **Zanoff-Chu** để tạo ra chuỗi tín hiệu đồng đều, trong trường hợp này là pilot. Mục đích để tạo ra chuỗi tín hiệu phức lặp lại theo chu kỳ với biên độ nhất định, nhưng hình dáng tín hiệu tại mỗi chu kỳ thì khác nhau. Bằng cách này chúng ta có thể tạo ra tín hiệu $X_t^{(p)}$ cần xác định dành cho pilot.

Với kênh truyền h , cần xác định đạo hàm của kênh truyền để có thể tính được CRB của pilot $\left[\frac{\partial h}{\partial \beta}, \frac{\partial h}{\partial \tau}, \frac{\partial h}{\partial \theta}, \frac{\partial h}{\partial \phi} \right]$, trong đó β là fading τ là delay, θ trong chương trình đặt bằng DOA và ϕ đặt bằng AOA

***Kết quả kiểm thử và nhận xét**

Chúng ta chưa xét đến các trường hợp OFDM với số mẫu tín hiệu pilot khác nhau, giả sử môi trường là cố định, chúng ta thử thay đổi từng thông số ở nguồn phát nhằm xác định xem có cải thiện đường bao CRB không. Vì SNR càng cao lỗi truyền kênh càng thấp, cho nên đường CRB càng thấp thì chất lượng của kênh càng tốt so với yêu cầu.

Giả sử độ trễ và suy hao nằm trong khoảng tốt nhất (thông thường mức tốt nhất của hệ thống là khi khoảng cách bằng 0), lúc này năng lượng của kênh truyền được giữ nguyên

ở mức cao nhất = 1, và trễ truyền = 0 tuy nhiên thực tế điều này là không thể. Ta coi như khoảng tốt nhất của fading nằm trong khoảng (0.8,0.9) và delay nằm trong khoảng (0.00001,0.00002)-các mức cao hơn rất dễ khiến đường bao bị cao hơn nhiều so với mức xác định. Chúng ta lấy mức tiêu chuẩn theo công thức (42) là đường thông thường, nếu các trường hợp đường bao cao hơn có thể xem không đạt được kỳ vọng.

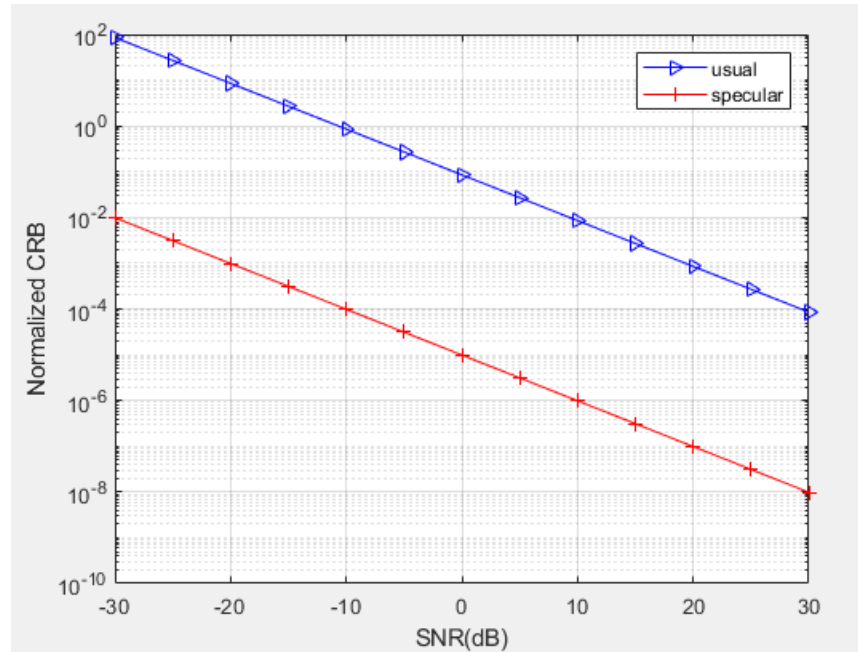
Vì bài viết này tập trung chủ yếu vào ảnh hưởng với các nguồn phát khác nhau, cho nên riêng với dự đoán pilot chúng ta sẽ tập trung vào số lượng pilot trong một chuỗi OFDM, công suất phát của ký tự pilot, số lượng đa đường (trên thực tế số lượng ký tự pilot sẽ lệ thuộc vào tiêu chuẩn của mỗi loại giao thức OFDM khác nhau)

Thông thường pilot càng nhiều thì dự đoán càng dễ, nên chúng ta có thể dự đoán số lượng pilot tăng thì đường bao sẽ thấp hơn, tương tự với công suất và số lượng đa đường.

delay	1.58E05	0.000148	1.94E-05	0.00017				
	4.96E-05	7.73E-05	1.94E-05	0.000173				
	9.64E-05	0.000158	2.73E-05	0.000193				
	3.42E-05	9.30E-05	0.000123	0.000103				
	1.16E-05	9.29E-05	5.58E-05	5.19E-05				
fading	0.889844	0.870207	0.854011	0.846349				
	0.842924	0.837746	0.831111	0.800933				
	0.833433	0.873496	0.807123	0.891503				
	0.859665	0.89541	0.818198	0.864274				
	0.890199	0.854281	0.809299	0.800142				
DOA	0.00E+00	0	0.00E+00					
	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00					
	0.00E+00	0	0.00E+00					
	0.00E+00	0.00E+00	0					
AOA	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0

Bảng 3.1.2: Các thông số của môi trường được giữ nguyên

Nt	4
Nr	8
L	5
M	5
Pxp	10
Pxd	[90 92 88 86];
Pxt	100
K	64
Np	4

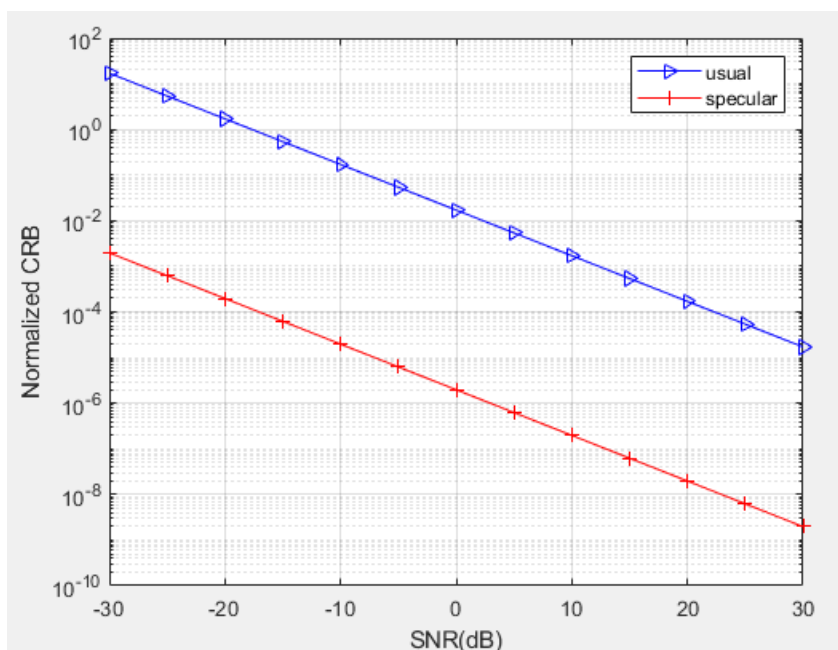


Bảng 3.1.3: Trường hợp mẫu ban đầu

***Nhận xét:** Đường bao specular bản chất là đường bao usual nhân với đạo hàm của hàm chuyển theo môi trường, trong trường hợp này, đường bao có xu thế thấp hơn so với đường bao usual, vốn được xem như đường bao thấp nhất có thể đạt được theo công thức CRB cũ với pilot. Nhưng thông qua trường hợp trên, chúng ta có thể thấy đường bao của pilot có thể kéo còn thấp hơn so với dự đoán tốt nhất, chứng tỏ lỗi thông tin có thể giảm ít hơn nữa so với kỳ vọng.

Đường bao bây giờ có thể cao hơn hoặc thấp hơn tùy theo điều kiện của môi trường, điều này lệ thuộc chủ yếu vào hàm chuyển của môi trường. Vì ma trận FIM của hàm specular bằng tích của ma trận usual với đạo hàm từng phần hàm chuyển, nên xét về mặt toán học, nếu tổng các thành phần trong hàm đạo hàm lớn hơn 1, ma trận FIM của hàm specular sẽ lớn hơn hàm usual, từ đó kéo ma trận CRB hàm specular xuống thấp hơn ma trận CRB của hàm usual. Khi đã xác định môi trường phù hợp để làm việc, khoảng cách giữa ma trận CRB của hàm specular với hàm usual sẽ chủ yếu lệ thuộc vào những thông số có thể kiểm soát, Giả sử nếu chúng ta tăng số lượng pilot lên, nếu xét về mặt công thức, hàm FIM tỷ lệ thuận với số pilot, nên dự đoán khi tăng số lượng pilot, thì đường bao của của usual và specular đều sẽ kéo xuống một khoảng ngang nhau.

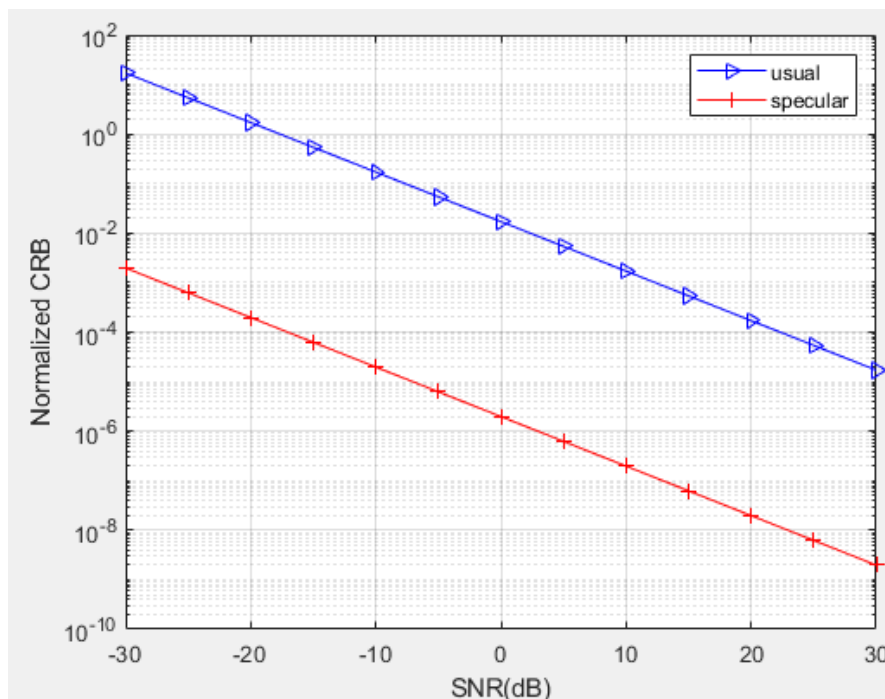
Nt	4
Nr	8
L	5
M	5
Pxp	10
Pxd	[90 92 88 86];
Pxt	100
K	64
Np	10



Bảng 3.1.4: Trường hợp tăng số lượng mẫu pilot

Nhận xét: Việc gia tăng số lượng pilot khiến cho đường bao trở nên thấp hơn so với mô hình mẫu một khoảng nhỏ, tuy ít nhưng có chứng minh được sự cải thiện so với đường bao mẫu, chứng minh rằng tín hiệu thu được ít xảy ra lỗi hơn.

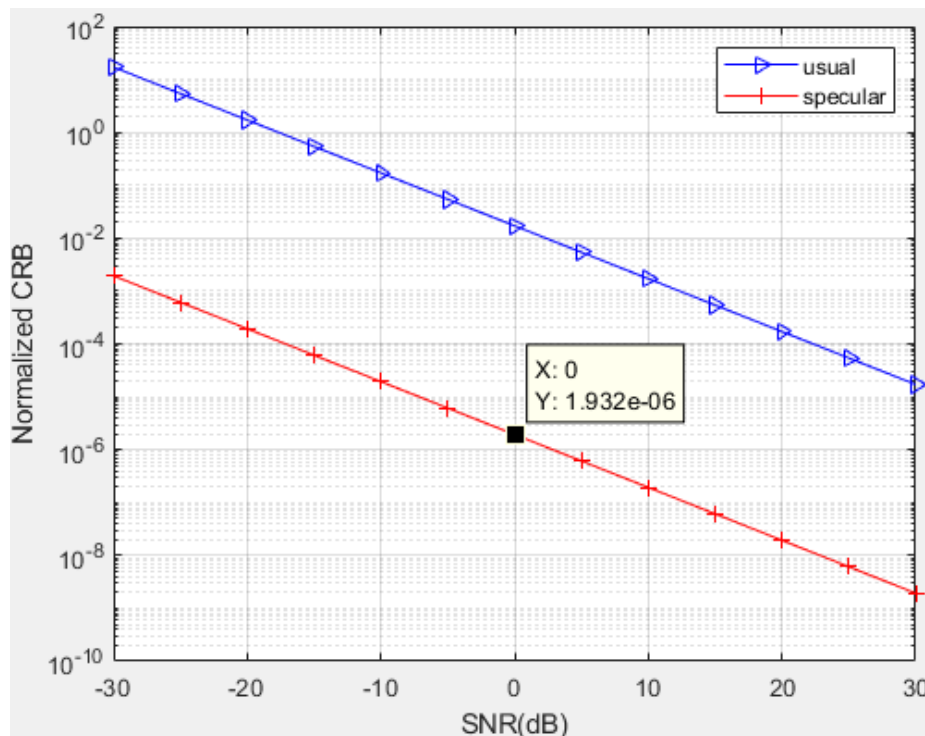
Nt	4
Nr	8
L	5
M	5
Pxp	100
Pxd	[90 92 88 86];
Pxt	100
K	64
Np	4



Bảng 3.1.5: Trường hợp tăng công suất phát lên 100

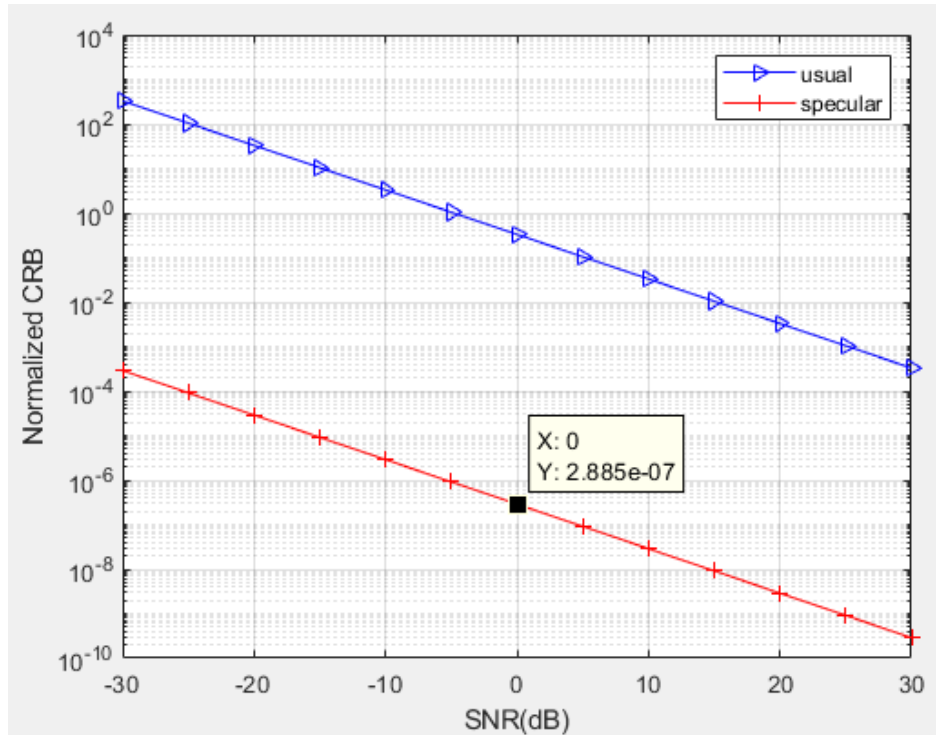
Nhận xét: Cũng giống với việc tăng pilot, việc tăng công suất pilot làm giảm lỗi truyền hơn so với mô hình mẫu ban đầu, chứng tỏ việc cải thiện công suất có giúp cải thiện khả năng hoạt động của hệ thống, làm giảm khả năng nhiễu của tín hiệu thu.

Với việc ra tăng số lượng đa đường, vì tăng số lượng đường truyền với 1 antenna tức tăng số lượng thông số cần phải xử lý ở hàm truyền. Vì khoảng cách thông số nhỏ cho nên chúng ta coi như không có sự thay đổi quá khác biệt với trễ truyền và suy hao. Để đối chiếu chúng ta sẽ xét sự khác biệt ở $\text{SNR} = 0$ giữa 2 mẫu khác nhau.



Bảng 3.1.6: Trường hợp đa đường bằng 5

Nhận xét: Việc tăng số lượng đường truyền với 1 antenna có cải thiện hệ thống tuy nhiên độ ảnh hưởng rất ít cho dù chúng ta đã tăng gấp đôi số lượng đường truyền với mỗi antenna. Vì multipath ảnh hưởng đến antenna phát, với hệ thống MIMO, tổng số lượng đường truyền của một hệ thống phát sẽ trở nên rất lớn, dù vậy độ cải thiện như thế này với hệ thống là quá ít so với kỳ vọng. Chưa kể việc tăng đường truyền khiến hệ thống trở nên phức tạp một cách không cần thiết, bởi số lượng đa đường lớn, dữ liệu phát ra nhiều, vì hệ thống là MIMO nên với mỗi antenna sẽ phát ra số lượng đường truyền ngang nhau, nên tổng đường truyền từ nguồn phát sẽ rất lớn.



Bảng 3.1.7: Trường hợp đa đường bằng 10

Nhận xét: như dự đoán việc thay đổi ký tự pilot giúp làm giảm lỗi tín hiệu như kỳ vọng, tuy nhiên sự thay đổi có thể xem là lớn, vì trên thực tế mỗi thông số ở đây đều có ảnh hưởng không nhỏ đến hệ thống:

- Việc gia tăng công suất phát của mẫu pilot được xem như đơn giản nhất do không làm thay đổi cấu trúc tín hiệu - giao thức OFDM được giữ nguyên mà chỉ làm thay đổi biên độ của tín hiệu phát. Tuy nhiên độ ảnh hưởng của việc tăng công suất là quá ít so với việc giảm thiểu lỗi, sự khác biệt thấy rõ khi tăng gấp 10 lần, nhưng điều đó đòi hỏi công suất thực tế là rất lớn, chưa tính đến việc hệ thống chúng ta đang làm việc là MIMO, nên công suất tăng riêng với mỗi antenna đòi hỏi là quá nhiều.
- Gia tăng số lượng pilot được xem là một phương pháp đơn giản, tuy nhiên kém thực dụng. Trên thực tế chúng ta muốn hạn chế độ chạm vào số lượng pilot nhiều nhất có thể, vì pilot ảnh hưởng đến cấu trúc của tín hiệu OFDM, thay đổi pilot sẽ ảnh hưởng đến giao thức truyền tin, vốn đã được đồng bộ ở bên phát và bên thu. Số lượng pilot cũng được quyết định trong mỗi giao thức khác nhau và đã được cố định, cho nên thay đổi số pilot sẽ khiến ảnh hưởng đến cả hệ thống,

và có thể cần phải chỉnh sửa lại từ đầu do khác biệt về giao thức. Ngoài ra chúng ta không muốn tăng số lượng pilot, vì ngoài việc sử dụng để ước lượng kênh truyền, pilot không mang thông tin để truyền tin. Tăng số lượng pilot sẽ làm giảm lượng thông tin có thể được truyền tải, giảm bit rate. Vì việc tăng lượng pilot dù giảm được lỗi tín hiệu-mà song cũng làm giảm tốc độ bit/s, cho nên đây được xem như phương pháp có hiệu quả, nhưng tính thực dụng kém.

- Gia tăng số lượng đường truyền tuy không làm ảnh hưởng đến giao thức truyền tin của OFDM, nhưng cũng như việc tăng công suất của tín hiệu pilot, đây được xem như một phương pháp “tốn kém”. Việc gia tăng số lượng đa đường cũng làm tăng công suất phát của bên đài ăng ten phát, vì mỗi đường đều có cùng công suất phát như nhau, chưa kể tăng theo số lượng ăng ten trong dải, thì tổng công suất của cả hệ thống đòi hỏi là rất nhiều. Việc tăng số lượng đa đường cũng đồng nghĩa khiến cho hệ thống truyền tải trở nên phức tạp hơn vì giờ hệ thống thu sẽ được nhận nhiều đường từ tín hiệu phát, đảm bảo ít lỗi hơn, nhưng như vậy cũng đồng nghĩa cả 2 bên sẽ phải xử lý nhiều luồng tín hiệu hơn, tuy điều này cũng đồng nghĩa làm tăng cả số lượng thông tin có thể được gửi đi, nhưng chi phí hao tổn mỗi khi tăng chỉ một đường là rất lớn.

Kết luận

- Như đã phân tích ở trên, dự đoán pilot là một phương pháp hiệu quả, và có nhiều phương án để giảm lỗi tín hiệu thông qua việc chỉnh sửa và thay đổi theo tín hiệu pilot.
- Vì tín hiệu pilot là cố định và không có sự thay đổi về dạng tín hiệu, nên không thể chỉnh sửa gì khác với tín hiệu pilot ngoài công suất, vị trí trong chuỗi tín hiệu và số lượng của mỗi tín hiệu.
- Sự cải thiện là có thể và đạt được như dự đoán, nhưng đồng thời sẽ gặp phải một số vấn đề liên quan đến hệ thống hay nhu cầu sử dụng, và đa phần những vấn đề này không đáng để đánh đổi vì không chỉ lỗi kênh truyền, chúng ta muốn cải thiện nhiều mặt khác của tín hiệu và đa số những vấn đề trên sẽ gây ảnh hưởng xấu đến mặt cần cải thiện.

- Một số phương án cải thiện không chỉ gây ảnh hưởng xấu mà khiến hệ thống trở nên kém mà tốn nhiều chi phí hơn so với hệ thống tiêu chuẩn đã đề ra.
- Cải thiện pilot không ảnh hưởng quá lớn đến việc giảm lỗi như kỳ vọng, một phần vì tính chất của tín hiệu pilot vốn đã cố định, một phần vì số lượng tín hiệu pilot trong cả chuỗi OFDM không quá nhiều nên dự đoán thường chỉ chính xác đến một mức nhất định.

2. CRB với mẫu dữ liệu và sự khác biệt so với pilot-only

Với CRB của dữ liệu chúng ta phải làm việc với biến ngẫu nhiên tùy theo loại tín hiệu được truyền tải. Thông thường chúng ta cần phải xác định trước phân bố của tín hiệu, dự đoán xem khoảng độ lệch chuẩn cần xác định và liệt kê ra với mỗi loại tín hiệu thường có phân bố như thế nào. Tuy nhiên vì chúng ta muốn tập trung vào mô phỏng và thử nghiệm nên chúng ta sẽ thử sự thay đổi với một vài trường hợp phương sai σ_x^2 khác nhau và đối chiếu sự khác biệt trong từng trường hợp cũng như so sánh đường FIM của dữ liệu với pilot, trong bài viết này chúng ta giả sử công suất của dữ liệu đồng đều ở tất cả trường hợp khác nhau.

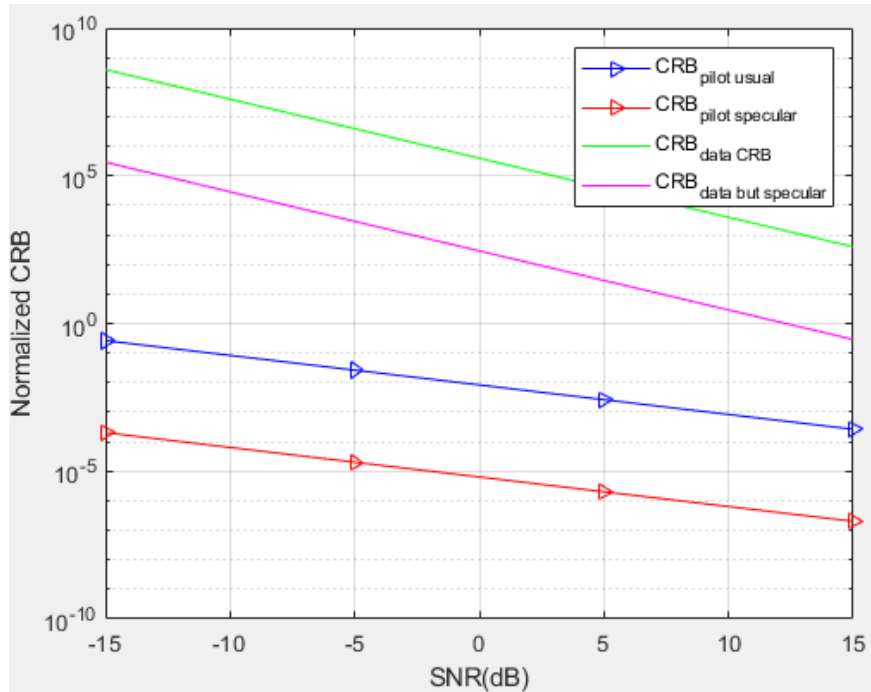


figure 3.2.1: CRB $\sigma_x^2 = 1$, 48 data symbol

Chạy chương trình, giả sử các thông số được giữ nguyên so với pilot, chúng ta chỉ thay đổi σ_x^2 với từng trường hợp

Nhận xét: không như với pilot, vì tính chất ngẫu nhiên nên kết quả thu được có thể không đạt được đường bao thấp nhất. Mặc dù số lượng ký tự dữ liệu nhiều hơn hẳn so với số lượng pilot, đường bao của dữ liệu vẫn cao hơn so với đường bao pilot xác định, chứng minh khả năng ước lượng giữa pilot và dữ liệu thì pilot chắc chắn là phương pháp ổn định hơn.

Cũng giống như pilot, giữa mô hình specular và mô hình usual thì specular được xem như mô hình dự đoán tốt hơn với đường bao của dữ liệu trong mô hình specular thấp hơn so với đường bao của mô hình usual (dù không tốt như pilot) cho thấy sự cải thiện của đường bao xét về mặt toán học.

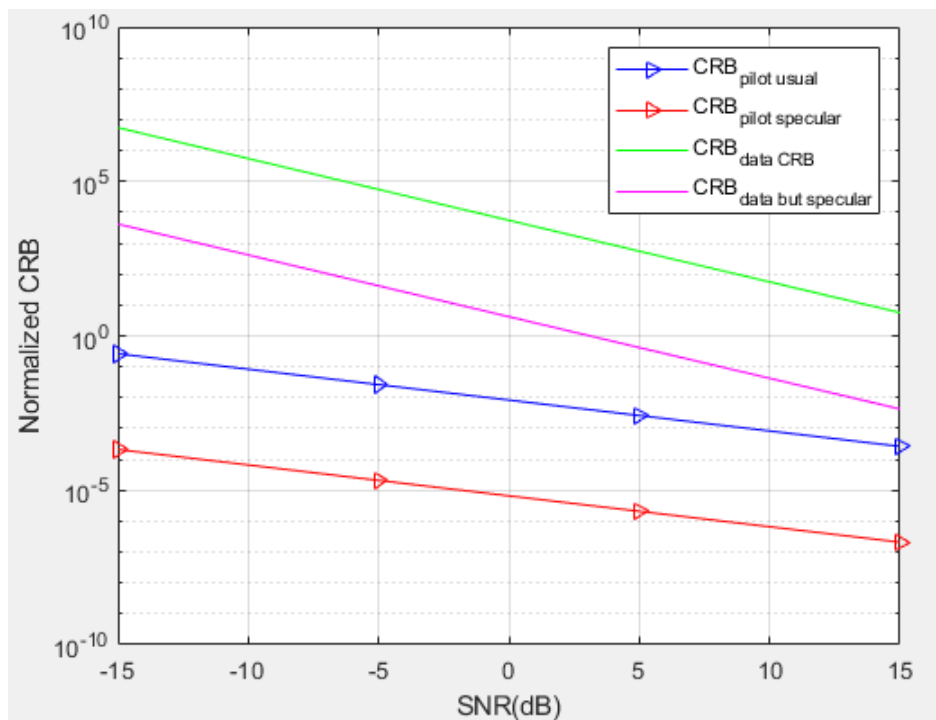


figure 3.2.2: CRB với $\sigma_x^2 = 10$, 48 data symbol

Nhận xét: xét về mặt toán học, nếu dự đoán theo công thức thì việc tăng σ_x^2 cũng tỷ lệ thuận với việc tăng FIM, tức cũng làm giảm đường bao của CRB. Vì σ_x^2 tỷ lệ thuận với công suất của tín hiệu phát cho nên việc giảm lỗi kênh truyền với công suất tín hiệu tăng là điều có thể dự đoán được. Trong hình 3.2.1, đường bao của mô hình usual giảm

được từ $10e8$ xuống còn $10e6$, vì đường usual song song và cách đều với specular, nên đường specular cũng giảm mức tương đương.

3. CRB của Semiblind và sự cải thiện so với pilot based

Nhờ vào việc dự đoán theo dữ liệu, chúng ta có thể cải thiện khả năng dự đoán kênh truyền thông qua tín hiệu thu được, do tính chất ngẫu nhiên và cần xác định trước của dữ liệu thu, việc dự đoán thông qua dữ liệu thu được không thuận tiện và ổn định như dự đoán qua pilot. Tuy vậy, nếu kết hợp cả 2 phương pháp ước lượng, chúng ta có thể cải thiện khả năng dự đoán tốt hơn so với dự đoán chỉ thông qua pilot, mà vẫn được phép giảm số lượng pilot cần thiết, nhằm tăng số lượng dữ liệu được phép truyền.

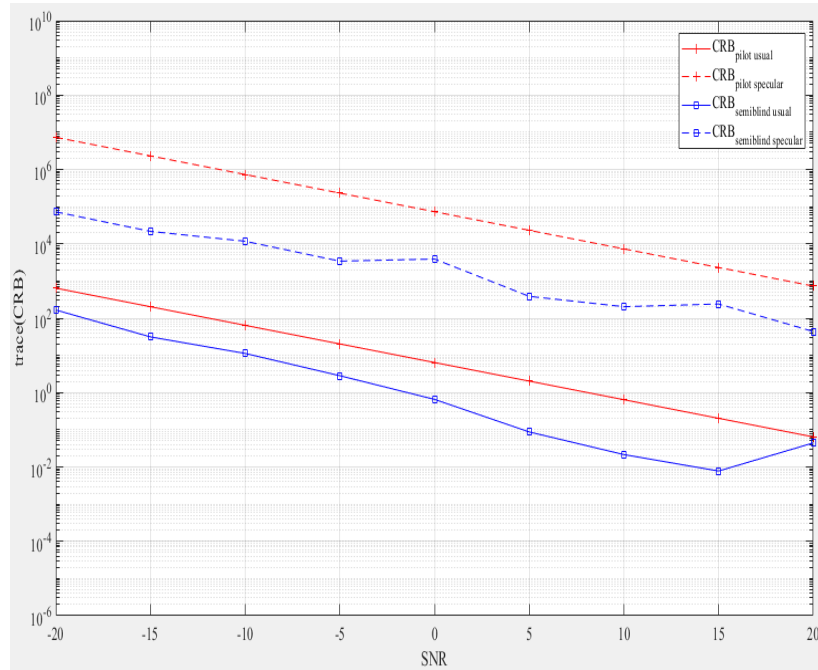
Giữa vào kết quả đã thu ở trên, ta thu được CRB của phương pháp bán mù bằng tổng của CRB của dữ liệu và pilot. Cũng giống 2 trường hợp trên, ở mô hình usual so với specular có sự khác biệt ở việc hàm FIM nhân với đạo hàm từng phần theo môi trường. Trong phần này chúng ta sẽ tập trung so sánh giữa mô hình pilot only với phương pháp bán mù, độ cải thiện giữa 2 phương pháp, và CRB với các trường hợp số lượng mẫu dữ liệu khác nhau. Giả sử thông số môi trường được cho bằng

delay	0.1	0.2	
	0.2	0.3	
	0.3	0.4	
	0.7	0.9	
	0.8	0.8	
fading	0.9	0.9	
	0.8	0.7	
	0.7	0.5	
	0.02	0.3	
	0.01	0.1	
DOA	0.1	0.2	
	0.2	0.3	
	0.3	0.4	
	0.7	0.9	
	0.8	0.8	
AOA	2.7	1.9	1.1
	0.4	0.9	0.2
	1.1	2.5	2.2
	0.8	2.5	3.1
	1.8	2.5	0.5

Bảng 3.2.3: Các thông số giả sử của môi trường

*Vì quá trình tính toán lớn khi số lượng ăng ten và đa đường lớn chúng ta giảm các số liệu này so với trường hợp trên nhằm thuận tiện cho quá trình tính toán và chạy mô phỏng.

Nt	2
Nr	3
L	4
M	5
Nd	48
K	64
Np	4
sigma_x	5

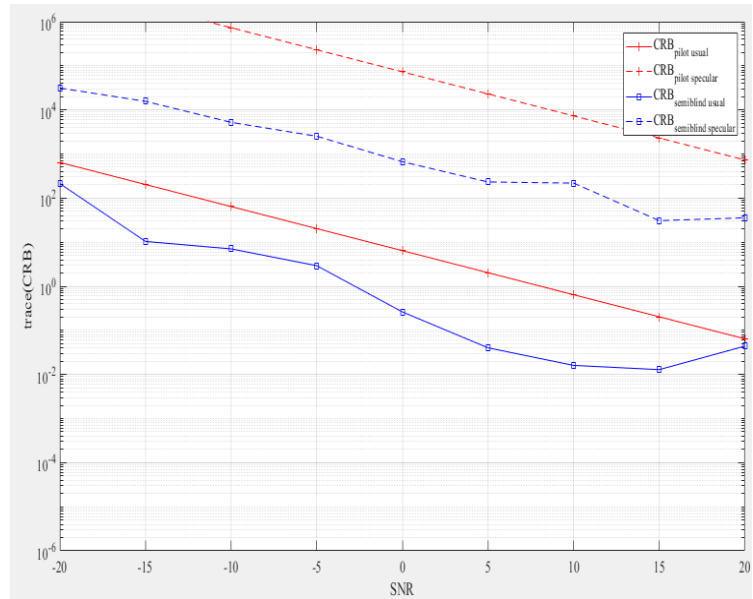


Bảng 3.3.1: Trường hợp σ_x bằng 5

Nhận xét: như dự đoán và kỳ vọng, đường bao của semiblind thấp hơn hẳn so với đường bao của pilot-based, điều này chứng tỏ việc dự đoán bằng semiblind giảm lỗi tín hiệu so với pilot base, thậm chí có thể giảm rất nhiều. Xét đường đỏ là đường bao của công thức semiblind usual, so với đường đứt của đường bao pilot only, ta có thể thấy đường bao của semiblind usual thấp hơn không chỉ so với đường bao pilot only usual, mà thấp hơn cả đường bao của pilot only specular, vốn được xem như đã cải thiện so với công thức tính đường bao theo pilot truyền thống. Cũng giống khi so sánh giữa usual với specular của mô hình pilot only, đường bao của semiblind specular thấp hơn so với đường bao mô hình semiblind usual, do ma trận FIM của mô hình specular nhân với đạo hàm theo môi trường, điều này chứng tỏ mô hình semiblind usual thậm chí còn tốt hơn cả mô hình usual, và có khả năng dự đoán tốt hơn hẳn so với mô hình pilot truyền thống.

Cũng giống với thử nghiệm pilot, với dữ liệu, ngoài cấu trúc của dữ liệu được thể hiện qua phân bố, chúng ta cũng có thể thay đổi công suất và số lượng dữ liệu chiếm trong một chuỗi OFDM.

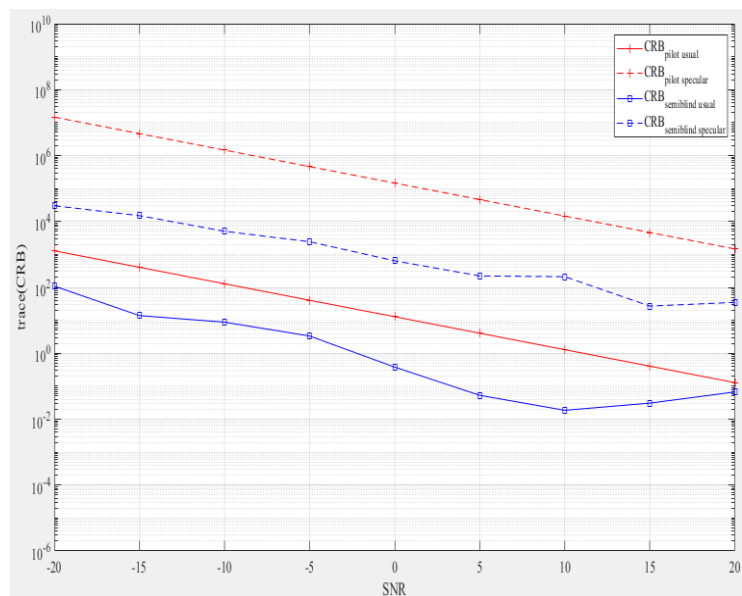
Nt	2
Nr	3
L	4
M	5
Nd	48
K	64
Np	4
sigma_x	10



Bảng 3.3.2: Trường hợp σ_x bằng 10

Nhận xét: Như đã xét ở phần 2, việc gia tăng công suất của tín hiệu phát cũng làm tăng ma trận FIM, làm giảm đường bao CRB, giảm khả năng lỗi tín hiệu hơn, cải thiện chất lượng của hệ thống. Ở đây, việc tăng phương sai khiến cho đường bao của dữ liệu thấp hơn, nên khi tổng hợp với dữ liệu cũng khiến đường bao của semibind thấp hơn hẳn so với đường bao của pilot-based. xét trong mô hình usual, đường bao của pilot thấp hơn hẳn so với dữ liệu, thấp hơn nhiều lần so với trường hợp σ_x bằng 5, tuy nhiên với mô hình specular, độ lệch giữa 2 mô hình có phần ít hơn, khoảng cách giữa pilot-based và semibind không có sự khác biệt quá lớn như trong hình 3.3.1

Nt	2
Nr	3
L	4
M	5
Nd	50
K	64
Np	2
sigma_x	10

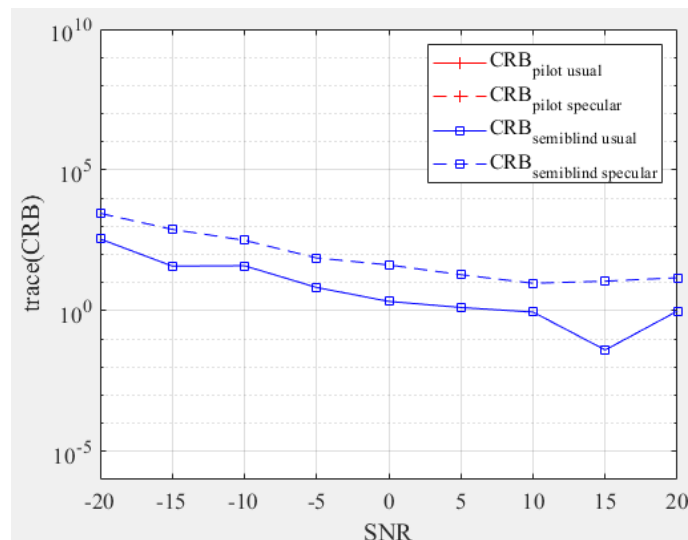


Bảng 3.3.3: Trường hợp σ_x bằng 5, nhưng thay đổi số lượng pilot và dữ liệu

Vì số lượng ký tự OFDM không thay đổi, nên tổng số ký tự pilot và dữ liệu phải giữ nguyên, mục tiêu của semibind để cải thiện đường bao mà không cần phải thay đổi số lượng pilot. Ở đây chúng ta muốn giảm số lượng pilot tăng mẫu dữ liệu mà vẫn giữ đường bao ở mức thấp nhất có thể. Giả sử giảm 2 ký tự pilot, chúng ta có thể tăng ký tự dữ liệu mà vẫn đảm bảo chất lượng kênh, thông thường ký tự dữ liệu và pilot phải được cố định, để còn giữ chỗ cho CP, cho nên số lượng ký tự dữ liệu tăng phải bằng ký tự pilot giảm trong chuỗi.

Nhận xét: Đường bao của mô hình pilot-based bị dâng cao lên do số lượng pilot giảm, làm tăng lỗi kênh truyền khi dự đoán bằng pilot, tuy nhiên đường bao của mô hình semibind trong mô hình vẫn ổn định so với mô hình 4-pilot, nên có thể coi là ít lỗi hơn so với mô hình pilot only. Tương tự với mô hình specular, vì mục đích của chúng ta cần đường bao ổn định và thấp hơn so với pilot, nên dù đường bao semibind không quá lệch so với pilot, việc vẫn ổn định và thấp hơn so với pilot nên mô hình này xem như đạt yêu cầu. Từ đó ta có thể thấy rằng, nếu giảm pilot với mô hình cũ, việc dự đoán sẽ trở nên khó khăn do lỗi tín hiệu thu được lớn, ít ký tự pilot khiến cho khả năng dự đoán bằng pilot bị hạn chế, cho nên với mô hình cũ, việc tăng giảm pilot theo nhu cầu là một vấn đề khó khăn. Tuy nhiên giờ đây, chúng ta đã có thể giảm số lượng pilot, nhằm nhường chỗ cho dữ liệu, mà không sợ dữ liệu thu được khó dự đoán khi đi qua kênh truyền, vì số lượng ký tự dữ liệu vốn chiếm số lượng lớn trong bản tin, nên việc tăng giảm một đến hai ký tự không ảnh hưởng quá nhiều đến đường bao của dữ liệu.

Nt	2
Nr	3
L	4
M	5
Nd	52
K	64
Np	0
sigma_x	10



Bảng 3.3.4: Trường hợp không có pilot trong chuỗi

Tuy nhiên, việc giảm pilot cũng nên có giới hạn, dự đoán được thông qua dữ liệu không có nghĩa là bỏ qua pilot, vì nếu chúng ta không sử dụng pilot, việc dự đoán có thể xem như không thể.

Xét về mặt toán học, nếu loại bỏ pilot, vì hàm FIM của mô hình pilot only bằng tích của số pilot nhân với ma trận FIM của tín hiệu pilot thu được, vì ở đây không có pilot, nên coi như hàm FIM của pilot là không có.

Nhận xét: Vì không có pilot mà chỉ dự đoán bằng dữ liệu, nên đường bao của mô hình semiblind ở đây tính luôn bằng đường bao theo dữ liệu, việc tăng thêm 2 mẫu dữ liệu ảnh hưởng rất nhỏ so với đường bao dữ liệu, nên đường bao có xu hướng cao hơn so với đường bao mô hình có 2 ký tự pilot.

Kết luận: Thông qua bài viết này, chúng ta xác định được phương pháp dự đoán kênh thông qua pilot, tính hiệu quả và thực dụng của phương pháp. Tuy nhiên, trong những năm gần đây, hệ thống truyền thông bắt đầu chuyển sang dự đoán bằng semiblind bởi tính chất thay đổi của hệ thống theo nhu cầu truyền tin, đòi hỏi tăng số lượng dữ liệu có thể truyền tải và tăng tốc độ bit. Chúng ta đã chứng minh được rằng semiblind giúp cải thiện khả năng dự đoán kênh, thậm chí tốt gấp nhiều lần so với dự đoán bằng pilot truyền thống. Đồng thời, bài viết cũng cho thấy được ảnh hưởng trong việc thay đổi nguồn tin, tác động đến khả năng dự đoán cũng như lỗi kênh, cho thấy rằng nếu thay đổi có giúp làm giảm lỗi tin, khiến việc dự đoán đơn giản hay khó khăn hơn hay không.

Hướng đi trong tương lai: Cho đến thời điểm hiện tại, phương pháp semiblind vẫn được xem như là phương pháp mới và vẫn có không ít mặt hạn chế khi áp dụng với bài toán thực tế. Những bài toán pilot vẫn sẽ được dùng làm tiêu chuẩn để ước lượng kênh chuyên. Cho nên hướng đi trong tương lai sẽ cần phải cải tiến bài toán và đưa ra nhiều chứng minh cho thấy độ tin cậy của phương pháp hơn, cũng như các phương án đảm bảo độ tin cậy cao và ổn định được so với phương pháp pilot-based truyền thống.

Ngoài ra cũng nên thử sử dụng hệ thống nhiều dữ liệu hơn trong tình huống thực tế, để đảm bảo khả năng áp dụng semiblind tốt, cần có những thử nghiệm thực để dự đoán ảnh hưởng của môi trường lên tín hiệu. Vì đa số vẫn sử dụng phương pháp pilot based,

nên nếu chỉ áp dụng lý thuyết đơn thuần là chưa đủ, cần phải có thử nghiệm thực tế để chứng minh tính hiệu quả.

Trong bài báo còn thiếu những nghiên cứu liên quan đến phân bố của tín hiệu phát, do không tìm được tài liệu liên quan, nên chưa thể phân tích chính xác ảnh hưởng của những loại tín hiệu cụ thể tác động như thế nào với đường bao, cho nên đây là phần còn thiếu và cần bổ sung thêm trong tương lai. Ngoài ra cần bổ sung thêm nghiên cứu về sự thay đổi của pilot qua từng năm, và điều này đã cải thiện đường truyền như thế nào, đa số các bài báo thống kê về pilot đã có phần cũ và số liệu cũng chỉ chỉ ra giao thức OFDM đã được nghiên cứu như thế nào, còn giao thức mới như thế nào và có cải thiện gì thì ít tài liệu được thống kê.

Tài liệu liên quan

- [1] <https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/212355/212355.pdf>
- [2] https://researchpapers4scolars.files.wordpress.com/2015/06/anil_mimo_antenna_of_dm_researchwork.pdf
- [3] S.M.Kay. *Fundamental of Statistical Signal Processing, Estimation Theory*. Upper Saddle River. New Jerrsey 07458. USA, Prentice Hall PTR. INC. 1993
- [4] “Misspecified Cramer-Rao bound of semi-blind Channel estimation with side information” – Lê Trung Thành, Nguyễn Linh Trung, Karim Abed-Meraim.
- [5] “CRB-based performance analysis of semi-blind channel estimation for massive MIMO-OFDM system with pilot contamination.” – Quahbi Rekik, Abdelhamid Ladaycia, Anissa Mkraoui, Karim Abed-Meraim.
- [6] “New results on Deterministic Cramér-Raobounds for real and complex parameters” - Tarek Menni, Eric Chaumette, Pascal Larzabal, Jean Pierre Barbot.
- [7] “Performance Bound Analysis of Side Information Effect on MIMO–OFDM Channels Semi-Blind Identification” - Quahbi Rekik, Anissa Mokraoui, Tran Quynh, Karim Abed – Meraim
- [8] <https://www.microwave-link.com/microwave/space-diversity-in-microwave-links/>
- [9] https://github.com/minecraft3719/CRB_de_an
- [10] <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21849359/algorithms-to-antenna>”-synthesizing-an-antenna-array-with-optimization-techniques