

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** 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.

Nếu có gì sai trái, 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 2020

Sơ lược: Trong truyền thông, việc sử dụng MIMO đã trở thành một phần quan trọng trong hệ thống truyền thông, việc sử dụng hệ thống giúp cải thiện đường truyền và chất lượng của 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 ước lượng lỗi 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, và mô phỏng hệ thống.

Bảng tóm tắt dịch/thuật ngữ

Viết tắt	Nghĩa tiếng Anh	Nghĩa tiếng Việt
MIMO	Multi input multi output	Hệ thống đa đường vào & đa đường ra
CRB	Cramer-Rao bound	Đường bao Cramer
SNR	Signal to noise ratio	Tỷ lệ tín trên tạp
ULA	Uniform linear array	Mảng tuyến tính đều
ISI	Inter symbol interference	Nhiều liên ký tự
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi fourier rời rạc
DOA	Direction of arrival	Hướng đến
FIR	Finite impulse response	Đáp ứng xung hữu hạn
CP	Cyclic prefix	Tiền tố tuần hoàn
AF	Array function	Phương trình mảng
i.i.d	independent indentially distributed	
	Subcarrier	Búp sóng phụ
	Data symbol	Ký tự trong chuỗi OFDM dành cho dữ liệu cần gửi đi
	Pilot symbol	Ký tự trong chuỗi OFDM mang nhiệm vụ điều khiển và tính toán kênh truyền để khôi phục lại dữ liệu

Bảng viết tắt các ký tự toán học

θ	góc của hệ thống phát
ϕ	góc của hệ thống thu
λ	bước sóng
d	khoảng cách giữa 2 antenna trong cùng một hệ thống MIMO

Mục lục

Chương I: Lý thuyết sơ bộ

Phần I: MIMO và ma trận antenna

Khái niệm ULA- Ma trận tuyến tính

Hàm ma trận

Phần II: OFDM – Orthogonal frequency division multiplexing

Khái niệm OFDM

Pilot và data

Phần III: Cramer-Rao Bound.....

Khái niệm CRB.....

Ma trận Fisher.....

Chương II: Ước lượng đường bao thấp CRB trong hệ thống.....

Phần I: Hàm chuyển của hệ thống

Dạng tín hiệu thu

Hàm truyền

Hàm PDF.....

Phần II. Xây dựng CRB thông qua subcarrier

Chương I: Lý thuyết sơ bộ

Phần I: MIMO và ma trận antenna

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.

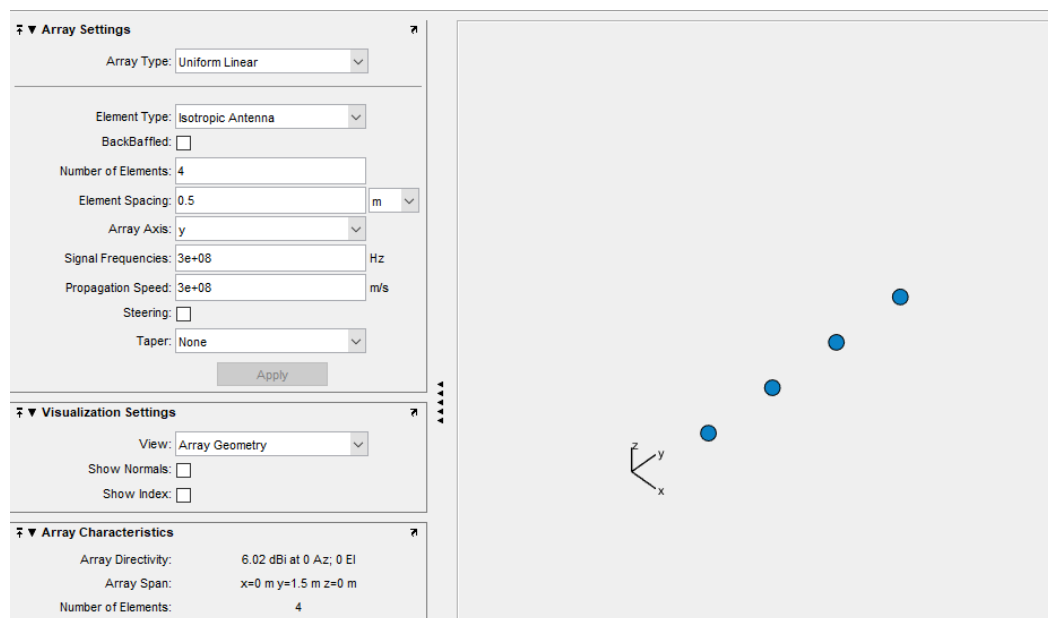


Figure 1.1.1: mô hình sắp xếp linear antenna mô tả bởi matlab

Ma trận được xếp theo mô hình tuyến tính, để xử lý và làm việc cũng như tính toán và tối ưu. Phương trình ma trận của mảng có dạng $AF_{\text{linear}}(\theta) = \sum_{m=1}^M e^{-ik(m-1)(kdcos(\theta)+\beta)}$. 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

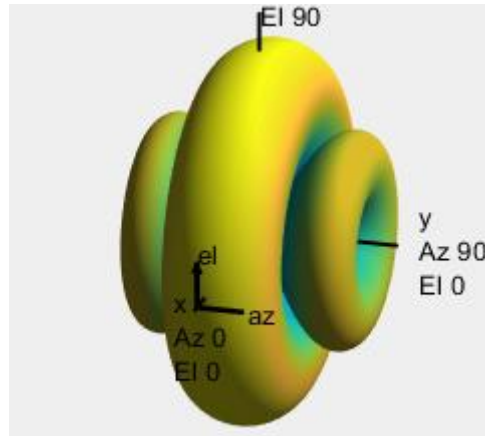


Figure 1.1.2: hướng tính(directivity) của mô hình trên với góc hướng $\theta, \Phi = 0$

Phần II. OFDM – Orthogonal frequency division multiplexing

Ghép kênh theo tần số trực giao là một trường hợp đặc biệt của phương pháp điều chế đa sóng mang, trong đó các sóng mang phụ trực giao với nhau (có tính chồng chất), nhờ vậy phổ tín hiệu “tần số” ở các sóng mang phụ “subcarrier” cho phép chồng lấn lên nhau mà phía thu vẫn có thể khôi phục lại được tín hiệu ban đầu. Nhờ sự chồng lấn mà số lượng carrier được sử dụng nhiều hơn bình thường, với hiệu suất phổ lớn hơn và lượng người sử dụng nhiều hơn, mà vẫn đảm bảo băng thông.

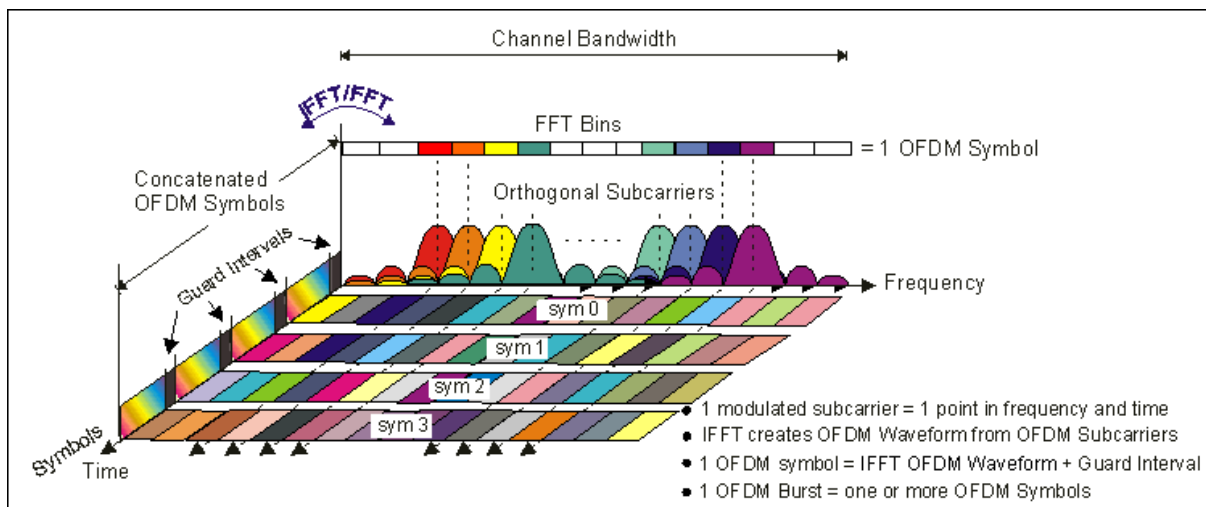


Figure 1.2.1: Mô hình phổ của tín hiệu OFDM [1]

OFDM là một phân 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.

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.

802.11a OFDM PHY Parameters	
BW	20 MHz
OBW	16.6 MHz
Subcarrier Spacing	312.5 KHz (20MHz/64 Pt FFT)
Information Rate	6/9/12/18/24/36/48/54 Mb/s
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Coding Rate	1/2, 2/3, 3/4
Total Subcarriers	52 (Freq Index -26 to +26)
Data Subcarriers	48
Pilot Subcarriers*	4 (-21, -7, +7, +21) *Always BPSK
DC Subcarrier	Null (0 subcarrier)

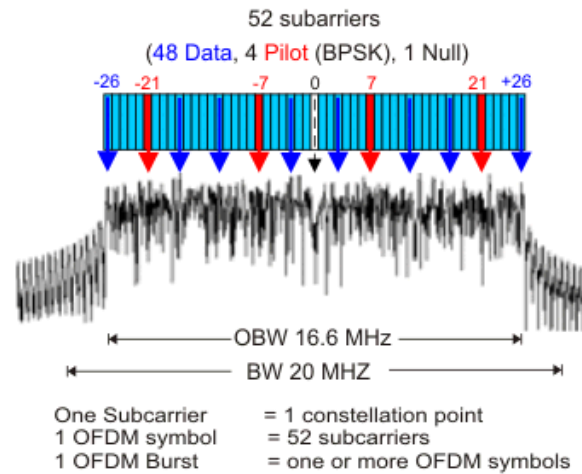


Figure 1.2.2: cấu trúc phổ của một tín hiệu OFDM 802.11a [2]

Phần III. Cramer-Rao Bound[3]

Đường bao Cramer – Rao được sử dụng để ước lượng lỗi trong xác suất thống kê, nhờ đó chúng ta cũng có thể sử dụng để ước lượng lỗi thông tin trong hệ thống truyền thông, giữa vào hàm phân bố xác suất của tín hiệu thu được so với tín hiệu phát.

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

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

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

Vì tín hiệu gửi đi là ngẫu nhiên trong khi tín hiệu pilot là tín hiệu xác định, nên trong bài báo này chúng ta sẽ tập trung xác định CRB với tín hiệu pilot. Và mô phỏng quá trình ước lượng CRB bằng matlab

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

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

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; $C(h_{i,j})$ 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

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

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 $\{y_r\}_{r=1}^{N_r}$ thành một khối vector $y = [y^T_1, y^T_2, \dots, y^T_{N_r}]^T$, chúng ta có thể tính toán lại mô hình (1) thành công thức

$$y = \lambda x + v, \quad (3)$$

trong đó tín hiệu đầu vào x và nhiễu v được tính bằng

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

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

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

trong đó $\lambda_{r,j} = \text{diag}(F_L h_{r,j})$, và F_L là ma trận chứa L cột đầu tiên của ma trận F .

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

$$y = Xh + v, \quad (6)$$

trong đó vector kênh chuyển h được tính bằng

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

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

$$X = [\text{diag}(x_1)F_L, \text{diag}(x_2)F_L, \dots, \text{diag}(x_3)F_L]. \quad (8)$$

Vì tính tổng quát trong công thức không còn, chúng ta tính đến việc sắp xếp loại 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 $C_x = \text{diag}([\sigma_{x_1}^2, \sigma_{x_2}^2, \dots, \sigma_{x_{N_t}}^2])$ trong đó $\sigma_{x_j}^2$ là năng lượng 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.

Giờ chúng ta 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 và N_d ký tự dữ liệu. phương trình pdf kết hợp giữa 2 công thức trên $f(\mathbf{y}^{(p)}, \mathbf{y}^{(d)}|\theta)$ có thể được biểu diễn dưới dạng

$$f(\mathbf{y}^{(p)}, \mathbf{y}^{(d)}|\theta) =$$

$$\prod_{n=1}^{N_p} \frac{1}{(\pi\sigma_v^2)^{N_r K}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_v^2} \|\mathbf{y}_n^{(p)} - \mathbf{m}_n^{(p)}\|^2\right) \times \prod_{n=1}^{N_d} \frac{1}{\pi^{N_r K} \det \mathbf{C}} \exp\left(-\mathbf{y}_n^{(d)H} \mathbf{C}_{y_n^{(d)}}^{-1} \mathbf{y}_n^{(d)}\right), \quad (9)$$

trong đó công thức trung bình $m_n^{(p)} = \lambda x_n^{(p)} = X_n^{(p)} h$ và ma trận hiệp phương sai được tính bằng $C = \sum_{j=1}^{N_t} \sigma_{x_j}^2 \lambda_j \lambda_j^H + \sigma_v^2 I_{KN_r}$, và vector của những thông số chưa xác định được tính bằng

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

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, trong đó năng lượng và nhiễu của tín hiệu được coi là 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° . Giả sử có hệ thống phát với góc θ và hệ thống thu với góc ϕ , chúng ta viết lại phương trình (2) dưới dạng

$$h_{r,j}(l) = \sum_{m=1}^M \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) a(\theta) a(\phi), \quad (11)$$

Trong đó phương trình góc phát bằng

$$a(\theta) = e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) \sin(\theta)}, \quad (12)$$

Tương tự với góc thu, t được phương trình

$$a(\phi) = e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) \sin(\phi)}, \quad (13)$$

Từ đó ta viết lại công thức hàm chuyên

$$h_{r,j}(l) = \sum_{m=1}^M \beta_{m,j} \text{sinc}(l - \tau_{m,j}) e^{-i2\pi \frac{d}{\lambda} (r-1) \sin(\theta) \sin(\phi)}, \quad (14)$$

Hệ thống lúc này sẽ có dạng

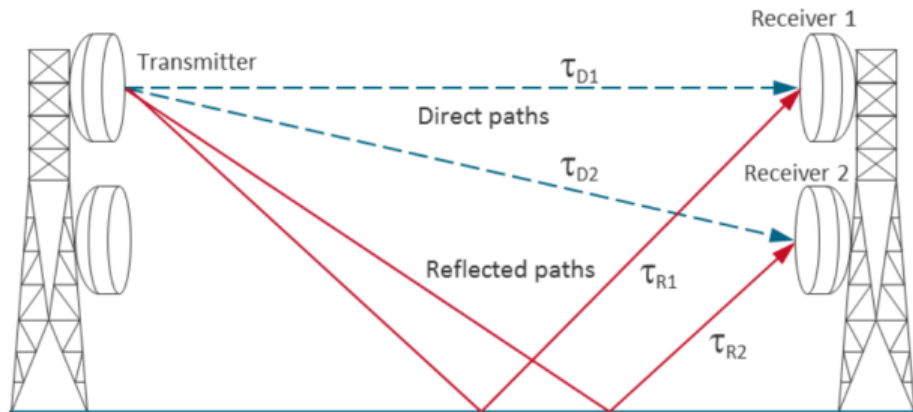


Figure 2.1: Mô hình truyền tin đa đường trong môi trường thực [8]

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

$$\theta = [h_{tot}^T (h_{tot}^*)^T]^T \quad (15)$$

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

$$J_{\theta\theta} = J_{\theta\theta}^p + J_{\theta\theta}^d$$

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. Xây dựng CRB của pilot

Vì chúng ta coi nhiễu là phân bố i.i.d, và chỉ có N_p được sử dụng cho việc ước lượng kênh, dựa vào mô hình hệ thống, FIM của tín hiệu pilot được xác định bằng

$$J_{\theta\theta}^p = \sum_{i=1}^{N_p} J_{\theta\theta}^{pi},$$

trong đó $J_{\theta\theta}^{pi}$ là ma trận FIM của tín hiệu pilot thứ N_p .

Ma trận FIM cho biến phức đã được chứng minh trong phần [6], từ đó chúng ta thu được ma trận FIM của pilot, thông qua kênh truyền với trường hợp chỉ sử dụng pilot bằng

$$J_{\theta\theta}^{pi} = \begin{pmatrix} J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi} & J_{h_{tot}h_{tot}^*}^{pi} \\ J_{h_{tot}h_{tot}^*}^{pi} & J_{h_{tot}^*h_{tot}^*}^{pi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi} & 0 \\ 0 & J_{h_{tot}^*h_{tot}^*}^{pi} \end{pmatrix}$$

trong đó $J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi} = J_{h_{tot}^*h_{tot}^*}^{pi}$

Thông qua bài báo [7] ma trận FIM $J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi}$ thông qua h_{tot} có thể biểu diễn với công thức

$$J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi} = E \left\{ \left(\frac{\partial \ln p(y(i), h_{tot})}{\partial \theta^*} \right) \left(\frac{\partial \ln p(y(i), h_{tot})}{\partial \theta^*} \right)^H \right\}$$

Hoặc chúng ta biểu diễn dưới dạng công thức

$$J_{h_{tot}h_{tot}}^{pi} = \frac{\check{X}_{tot,pi}^H \check{X}_{tot,pi}}{\sigma_{v_1}^2}$$

[1] http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/Content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm

[2] http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm_80211-overview.htm

[3] https://en.wikipedia.org/wiki/Cram%C3%A9r%E2%80%93Rao_bound

[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/>