

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA



**BÁO CÁO TIỂU LUẬN  
THÔNG TIN DI ĐỘNG  
ƯỚC LƯỢNG KÊNH TRUYỀN VÔ  
TUYẾN**

Giảng viên hướng dẫn : PGS. TS. Hà Hoàng Kha

Sinh viên thực hiện :      Giang Miên Khải                      2010033

Thành phố Hồ Chí Minh, tháng 10 năm 2024

# Mục lục

<b>TỔNG QUAN</b>	<b>3</b>
<b>1 MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN</b>	<b>4</b>
1.1 Ghép kênh phân chia tần số trực giao - OFDM . . . . .	4
1.2 Phát dữ liệu sử dụng OFDM . . . . .	5
1.3 Mô hình kênh truyền . . . . .	7
<b>2 PHƯƠNG PHÁP ƯỚC LƯỢNG KÊNH</b>	<b>9</b>
2.1 Ước lượng kênh bằng LS . . . . .	9
2.2 Ước lượng kênh bằng MMSE - LMMSE . . . . .	9
2.2.1 MMSE . . . . .	9
2.2.2 LMMSE . . . . .	10
2.3 Ước lượng kênh bằng Machine Learning . . . . .	10
<b>3 KẾT QUẢ MÔ PHỎNG</b>	<b>13</b>
3.1 Giải thuật DnCNN LS . . . . .	14
3.2 Đánh giá hiệu quả các phương pháp ước lượng kênh . . . . .	15
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO</b>	<b>17</b>

# LỜI NÓI ĐẦU

Trong tiểu luận này, các ký hiệu viết tắt - dịch nghĩa, và ký hiệu toán học được sử dụng sẽ được liệt kê trong hai bảng dưới đây.

## BẢNG KÍ CÁC TỪ VIẾT TẮT, KÝ HIỆU, DỊCH NGHĨA

Kí hiệu	Dịch nghĩa
ISI	Intersymbol interference: Nhiễu liên ký tự
LMMSE	Linear minimum mean square error: Sai số quân phương cực tiểu tuyến tính
LS	Least squares: Bình phương cực tiểu
MMSE	Minimum mean square error: Sai số quân phương cực tiểu
NMSE	Normalised mean square error: Sai số quân phương chuẩn hóa
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing: Ghép kênh phân chia tần số trực giao
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying: Điều chế pha trực giao Tap-based: dựa trên luồng Coherence bandwidth: Băng thông kết hợp, băng thông ổn định Guard interval: miền bảo vệ

## BẢNG KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Kí hiệu	Ý nghĩa
$\mathbf{a}$	vector
$\mathbf{A}$	ma trận
$Re[\cdot]$	phần thực
$Im[\cdot]$	phần ảo
$[\cdot]^T$	chuyển vị ma trận
$[\cdot]^*$	liên hiệp phức
$[\cdot]^\dagger$	liên hiệp Hermite
$\delta_{ij}$	ký hiệu delta Dirac
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	phân phối Gauss trung bình $\mu$ , phương sai $\sigma^2$
$\mathcal{CN}(\zeta, \chi^2)$	phân phối Gauss trên trường phức
$\mathbb{E}[\cdot]$	trung bình, kỳ vọng
$\ \cdot\ _2$	chuẩn hai, chuẩn Euclide
$ \mathcal{T} $	lực lượng của tập hợp $\mathcal{T}$

# TỔNG QUAN

Trong các hệ thống viễn thông nói chung, tín hiệu nhận được ở đầu thu nói chung là bị sai dạng do đáp ứng môi trường nói chung. Để khôi phục được ký tự được phát, cần phải ước lượng được hiệu ứng của kênh truyền để xử lý ở đầu thu. Nhìn chung, việc ước lượng ở đầu thu, được thực hiện bằng cách gửi những ký tự gọi là *pilot* đã biết trước vị trí, giá trị trong miền thời gian-tần số. Dựa vào *pilot* - ký hiệu bởi  $d_k$  trong tiểu luận này, ta sẽ ước lượng kênh truyền. Trong tiểu luận này, tập trung khảo sát ước lượng kênh truyền bằng các phương pháp ước lượng dựa trên luồng (*tap-based*) và Machine learning, sử dụng kỹ thuật ghép kênh OFDM và điều chế QPSK. Các phương pháp *tap-based* khảo sát bao gồm LS, MMSE (LMMSE), và đánh giá dựa trên tiêu chí NMSE và thời gian tính toán trung bình của từng giải thuật.

Chương 1 giới thiệu và tính toán quan hệ vào ra giữa tín hiệu thu và phát thông qua ghép kênh OFDM, và mô hình hóa kênh truyền. Chương 2 trình bày giải thuật các phương pháp ước lượng kênh. Chương 3 khảo sát các tiêu chí về NMSE, thời gian tính toán cũng như đánh giá các phương pháp ước lượng kênh.

# Chương 1

## MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN

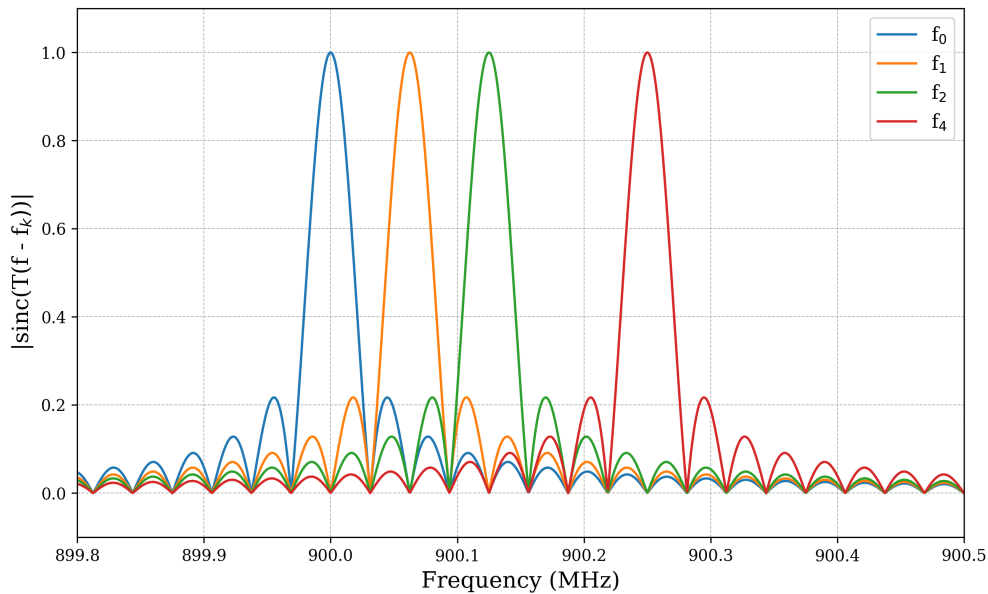
### 1.1 Ghép kênh phân chia tần số trực giao - OFDM

OFDM chia luồng dữ liệu tốc độ cao thành  $K$  luồng song song, sau đó được điều chế bằng  $K$  sóng mang riêng biệt. Để máy thu có thể phân tách tín hiệu bởi các sóng mang khác nhau, thì chúng phải trực giao. Các sóng mang có tần số  $f_k = f_0 + k\Delta f = f_0 + kB/K$ , trong đó  $k \in \{0, \dots, K-1\}$ ,  $K > 1$ ,  $B$  là băng thông sẵn có tổng cộng, trong các trường hợp đơn giản thì  $B = K/T$ ,  $f_0$  là tần số sóng mang đầu tiên. Dễ dàng kiểm tra được, các sóng mang này lập thành một tập trực giao, vì:

$$\int_T dt \cdot \exp(2\pi j f_k t) \exp(-2\pi j f_l t) = T \delta_{kl} \quad (1.1)$$

trong đó  $\delta_{kl}$  là ký hiệu delta-Dirac.

Với shaping filter dạng xung chữ nhật trong miền thời gian, phổ điều chế có dạng sin cardinal. Phổ ứng với mỗi sóng mang khác nhau bị chồng lấn nhưng tại vị trí của từng sóng mang, phổ của các sóng mang khác bị triệt tiêu, do đó ở bộ thu, nếu lấy mẫu thích hợp, sẽ không bị nhiễu giữa các sóng mang này.



Hình 1.1: Sự chồng lấn phổ các sóng mang trong điều chế OFDM

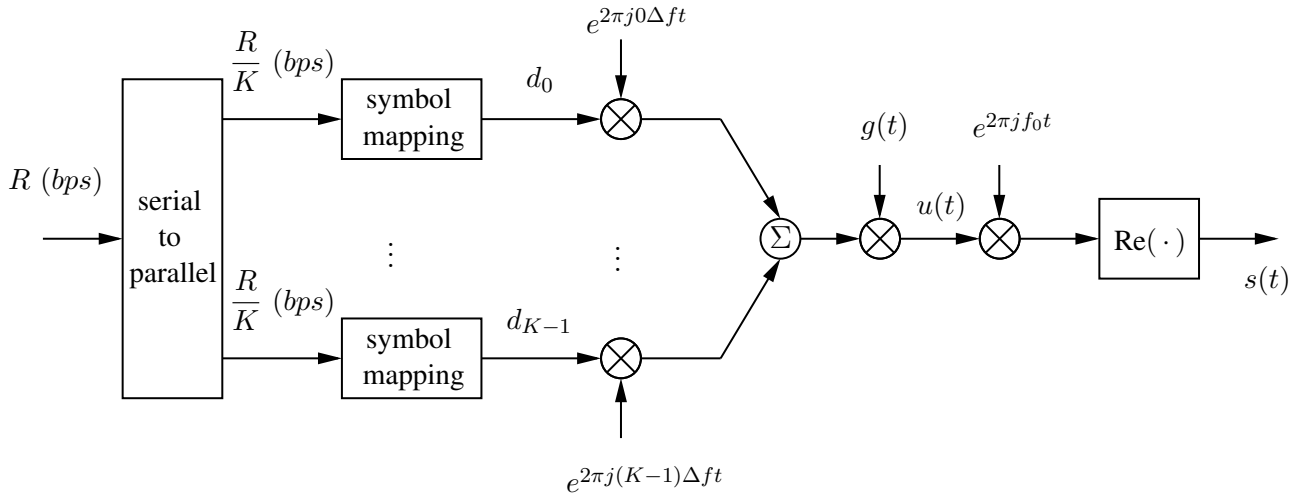
## 1.2 Phát dữ liệu sử dụng OFDM

Xem xét hệ thống điều chế tuyến tính, có tốc độ dữ liệu  $R$ , băng thông  $B$ . Băng thông kết hợp được giả thiết là  $B_c < B$ , do đó kênh truyền là fading chọn lọc tần số. Ghép kênh OFDM tách băng rộng của hệ thành  $K$  hệ con được điều chế tuyến tính song song, với băng thông kênh truyền con là  $\Delta f = B/K$  và tốc độ dữ liệu  $R_k = R/K$ . Giả thiết  $K$  đủ lớn sao cho băng thông kênh truyền con  $\Delta f = B/K \ll B_c$ , để xem như mỗi kênh phụ này gần đúng là kênh fading phẳng. Đồng thời, giả thiết rằng trong miền thời gian, thời gian ký tự  $T$  của tín hiệu được điều chế trong mỗi kênh truyền con tỉ lệ nghịch với băng thông kênh truyền con  $\Delta f$ . Nghĩa là  $\Delta f \ll B_c$ , hay  $T \gg 1/T_{mp}$ , với  $T_{mp}$  là thời gian trải trễ của kênh, như vậy, các kênh truyền con này, ít bị ảnh hưởng bởi ISI.

Hình 1.2 là sơ đồ minh họa cho bộ phát OFDM. Luồng dữ liệu được chia thành  $K$  luồng con bằng bộ chuyển đổi nối tiếp-song song. Luồng con thứ  $k$  được điều chế tuyến tính (thường là QAM hoặc PSK) với sóng mang ứng với  $k\Delta f$ , chiếm băng thông  $\Delta f$ . Tín hiệu được điều chế tương ứng với tổng hợp toàn bộ các kênh con là tín hiệu bộ phát OFDM baseband, cho bởi:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{2\pi j k \Delta f t} g(t) \quad (1.2)$$

trong đó  $d_k$  là ký hiệu phức điều chế sóng mang thứ  $k$ . Trong dạng khai triển này,  $g(t)$  là xung chữ nhật có độ rộng xung  $T' = T + T_g$ , với  $T_g > T_{mp}$  là khoảng bảo vệ. duty cycle là  $T = 1/\Delta f$ , với  $T_g > T_{mp}$  là khoảng bảo vệ, giả thiết rằng  $g(t)$  không mất mát, và  $g(t)$  có năng lượng đơn vị. Với định nghĩa này,  $g(t)$  mô tả một toán tử đệm thêm không (ZP: zero-padding).



Hình 1.2: Bộ phát OFDM

Tín hiệu phát có dạng  $s(t) = \text{Re}\{u(t) \cdot e^{2\pi j f_0 t}\}$  được gửi qua kênh truyền biến dạng theo thời gian và cộng với nhiễu trắng  $n(t)$  có phân phối Gauss  $n(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2/2)$ . Tín hiệu nhận

được baseband ở *Hình 1.3* cho bởi:

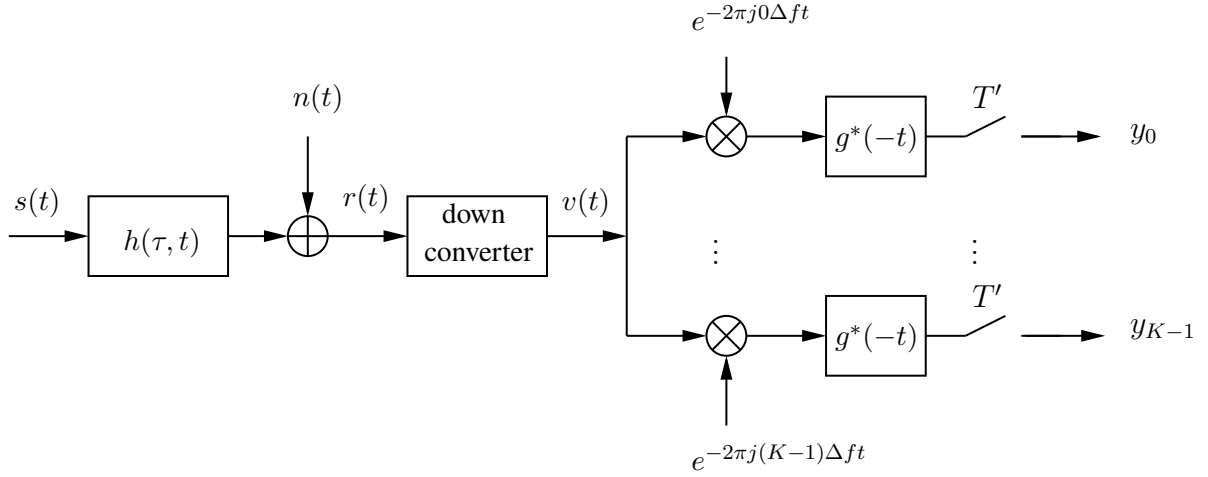
$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} d\tau \cdot h(\tau, t) e^{-2\pi j f_0 \tau} u(t - \tau) + w(t) \quad (1.3)$$

$$= \int_0^{T_g} d\tau \cdot h(\tau, t) e^{-2\pi j f_0 \tau} u(t - \tau) + w(t) \quad (1.4)$$

trong đó  $h(\tau, t)$  là đáp ứng xung của kênh truyền,  $w(t)$  là nhiễu trắng Gauss  $w(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ . Giải điều chế ZP-OFDM, ta được đầu ra ứng với sóng mang thứ  $k$  là:

$$y_k = \int_0^{T'} dt \cdot v(t) e^{-2\pi j k \Delta f t} g(t) \quad (1.5)$$

$$= \int_0^{T'} dt \cdot \left( \int_0^{T_g} d\tau \cdot h(\tau, t) e^{-2\pi j f_0 \tau} \sum_{l=0}^{K-1} d_l e^{2\pi j l \Delta f (t-\tau)} g(t - \tau) + w(t) \right) e^{-2\pi j k \Delta f t} g(t) \quad (1.6)$$



Hình 1.3: Bộ thu OFDM

Giả thiết rằng kênh truyền không thay đổi theo thời gian trên mỗi khối OFDM, nghĩa là  $h(\tau, t) = h(\tau)$ ,  $t \in [0, T']$ , ta được:

$$y_k = \sum_{l=0}^{K-1} d_l \int_0^{T'} dt \cdot \left( \int_0^{T_g} d\tau \cdot h(\tau) e^{-2\pi j (f_0 + l \Delta f) \tau} g(t - \tau) \right) e^{2\pi j (k-l) \Delta f t} g(t) \quad (1.7)$$

$$+ \int_0^{T'} dt \cdot w(t) e^{-2\pi j k \Delta f t} g(t) \quad (1.8)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{l=0}^{K-1} d_l \int_0^T dt \cdot \left( \int_0^{T_g} d\tau \cdot h(\tau) e^{-2\pi j f_l \tau} \right) e^{2\pi j (k-l) \Delta f t} + z_k = \sum_{l=0}^{K-1} d_l H_l \delta_{lk} + z_k = d_k H_k + z_k \quad (1.9)$$

Trong đó  $z_k$  là biến ngẫu nhiên phức, có phân phối Gauss  $z_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2)$ ,  $\sigma_z^2 = \sigma^2$ .

Hệ thức trên mô tả OFDM trong miền tần số, cho thấy OFDM phân tách hiệu quả kênh băng rộng thành các tập các kênh con băng hẹp trực giao với mỗi ký hiệu được gửi qua một

kênh con. Tín hiệu nhận được  $\mathbf{y}$ , ma trận dữ liệu  $\mathbf{D}$ , vector nhiễu  $\mathbf{z}$  trên toàn bộ sóng mang, có quan hệ vào-ra là:

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{z} \quad (1.10)$$

trong đó  $\mathbf{D} = \text{diag}(d_0, \dots, d_{K-1})$  và  $\mathbf{H}$  là vector đáp ứng kênh truyền ở luồng  $k$  là  $H_k = \int_0^{T_g} d\tau \cdot h(\tau) e^{-2\pi j f_k \tau}$ . Vector nhiễu  $\mathbf{z}$  có ma trận hiệp phương sai là  $\sigma_z^2 \mathbf{I}$ . Ở chương tiếp theo, ta sẽ sử dụng quan hệ này để ước lượng vector kênh  $\mathbf{H}$  từ quan sát  $\mathbf{y}$  và các ký hiệu  $\mathbf{D}$  được phát cho trước.

### 1.3 Mô hình kênh truyền

Giả sử rằng kênh truyền gồm nhiều đường truyền vật lý với mỗi đường truyền gồm một cặp tham số là biên độ đường truyền và độ trễ đường truyền  $(h_p, \tau_p)$ , như vậy, ta viết đáp ứng xung của kênh truyền dạng:

$$h(\tau) = \sum_p h_p \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.11)$$

với độ trễ đường truyền  $\tau_p$  nhận giá trị liên tục, biên độ đường truyền  $h_p$  được mô hình là biến ngẫu nhiên Gauss, có trung bình bằng không, có phương sai là hàm  $e^{-\tau_p}$ . Tại tần số sóng mang,  $f_k$  ta có:

$$H_k = H(f_k) = \sum_p h_p e^{-2\pi j f_k \tau_p} = \sum_p c_p e^{-2\pi j k \Delta f \tau_p} \quad (1.12)$$

trong đó  $c_p = h_p e^{-2\pi j f_0 \tau_p}$ . Tín hiệu baseband mô hình trễ rời rạc với khoảng cách trễ  $\Delta\tau$  cho bởi:

$$H_k = \sum_l b_l e^{-2\pi j k \Delta f l \Delta\tau} \quad (1.13)$$

trong đó  $b_l$  là hệ số kênh truyền. Nếu chọn  $\Delta\tau = T/K$  và  $T = 1/\Delta f$  thì (1.13) mô tả quan hệ DFT:

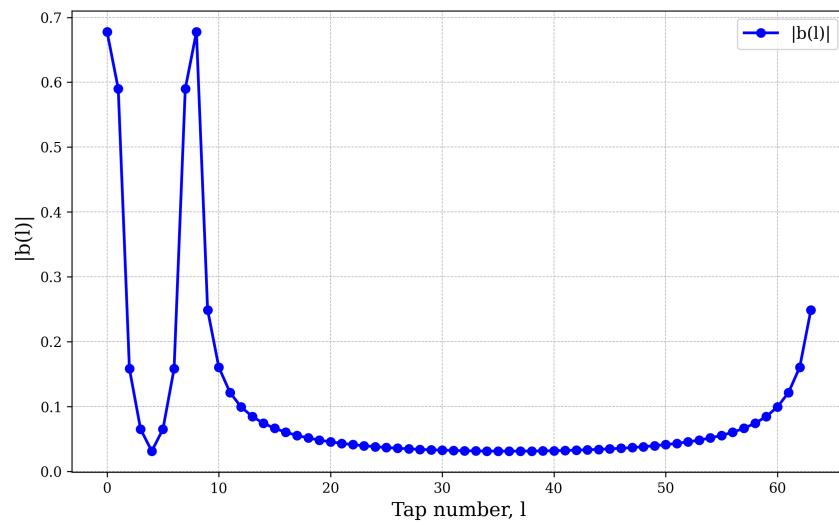
$$\mathbf{H} = \mathbf{F}_K \mathbf{b} \quad (1.14)$$

trong đó  $\mathbf{H}$  là vector kênh truyền, còn  $\mathbf{F}_K$  là ma trận DFT  $K$ -điểm. Trong khai triển này,  $\mathbf{b}$  là vector hệ số kênh truyền, ứng với chỉ số  $l$  cho bởi

$$b_l = \frac{1}{K} \sum_p h_p \sum_{k=0}^{K-1} e^{-2\pi j k \Delta f (\tau_p - l \Delta\tau)} = \frac{1}{K} \sum_p h_p e^{-2\pi j f_0 \tau_p} e^{-\pi j (K-1)(\tau_p/T - l/K)} \frac{\sin\left(\pi K \left(\frac{\tau_p}{T} - \frac{l}{K}\right)\right)}{\sin\left(\pi \left(\frac{\tau_p}{T} - \frac{l}{K}\right)\right)} \quad (1.15)$$

Hình 1.4, minh họa cho trường hợp hai kênh truyền cùng biên độ, ta thấy hệ số chủ yếu ở gần vị trí đáp ứng xung





Hình 1.4: Sự rò rỉ hệ số kênh lên các kênh khác với  $h_p = \delta\left(t - \frac{T}{2K}\right) + \delta\left(t - \frac{15T}{2K}\right)$

## Chương 2

# PHƯƠNG PHÁP ƯỚC LƯỢNG KÊNH

### 2.1 Ước lượng kênh bằng LS

Dựa trên mô hình OFDM ở chương trước và mô hình trễ rời rạc, ta có:

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{z} \quad (2.1)$$

trong đó vector nhiễu  $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I})$  không tương quan với hệ số kênh. Nếu giả thiết không mất tính tổng quát rằng máy thu biết trước các ký tự dữ liệu  $\mathbf{D}$ . Giải thuật LS ước lượng  $\hat{\mathbf{H}}$  để  $\|\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y}\|_2^2$  cực tiểu, nghĩa là:

$$\|\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y}\|_2^2 = (\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y})^\dagger (\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y}) \quad (2.2)$$

Lấy đạo hàm riêng theo  $\hat{\mathbf{H}}$ , ta tìm được:

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{H}}} \|\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y}\|_2^2 = 2\mathbf{D}^\dagger (\mathbf{D}\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{y}) = 0 \quad (2.3)$$

Do đó  $\hat{\mathbf{H}}_{ls} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{y}$ .

### 2.2 Ước lượng kênh bằng MMSE - LMMSE

#### 2.2.1 MMSE

Sử dụng biểu thức (2.1), giải thuật MMSE lượng  $\hat{\mathbf{H}}$  bằng ma trận  $\mathbf{W}$ , với:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W}\mathbf{y} \quad (2.4)$$

sao cho sai số quân phương cực tiểu, nghĩa là:

$$\mathbb{E}\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^\dagger (\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})\} = \mathbb{E}\{(\mathbf{H} - \mathbf{W}\mathbf{y})^\dagger (\mathbf{H} - \mathbf{W}\mathbf{y})\} \quad (2.5)$$

ta tìm  $\mathbf{W}$  để (2.5) cực tiểu, đến đây tương tự (2.3), ta được:

$$2\mathbb{E}\{\mathbf{W}\mathbf{y}\mathbf{y}^\dagger - \mathbf{H}\mathbf{y}^\dagger\} = 0 \quad (2.6)$$

Đặt  $\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^\dagger\}$  và  $\mathbf{R}_{Hy} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}\mathbf{y}\}^\dagger$  thì  $\mathbf{W} = \mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{R}_{Hy}$ , nghĩa là:

$$\hat{\mathbf{H}}_{mmse} = \mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{R}_{Hy}\mathbf{y} \quad (2.7)$$

trong đó,  $\mathbf{R}_{yy}$  viết dưới dạng:

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{(\mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{z})(\mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{z})^\dagger\} = \mathbb{E}\{\mathbf{D}\mathbf{H}(\mathbf{D}\mathbf{H})^\dagger + \mathbf{z}\mathbf{H}^\dagger\mathbf{D}^\dagger + \mathbf{D}^\dagger\mathbf{H}\mathbf{z} + \mathbf{z}\mathbf{z}^\dagger\} \quad (2.8)$$

với  $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2)$ , do đó:

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbb{E}\{\mathbf{D}\mathbf{H}(\mathbf{D}\mathbf{H})^\dagger\} + \sigma_z^2\mathbf{I} = \mathbf{D}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{D}^\dagger + \sigma_z^2\mathbf{I} \quad (2.9)$$

Tương tự ta cũng được:

$$\mathbf{R}_{Hy} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}(\mathbf{D}\mathbf{H} + \mathbf{z})^\dagger\} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}(\mathbf{D}\mathbf{H})^\dagger\} = \mathbf{R}_{HH}\mathbf{D}^\dagger \quad (2.10)$$

Do đó:

$$\hat{\mathbf{H}}_{mmse} = (\mathbf{D}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{D}^\dagger + \sigma_z^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{R}_{HH}(\mathbf{D}^\dagger\mathbf{y}) \quad (2.11)$$

### 2.2.2 LMMSE

Ta viết lại quan hệ vào-ra dưới dạng

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{F}_K\mathbf{b} + \mathbf{z} = \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{b} + \mathbf{z} \quad (2.12)$$

Tương tự, ta ước lượng hệ số kênh LMMSE theo:

$$\hat{\mathbf{b}}_{lmmse} = \mathbf{R}_{by}\mathbf{R}_{by}^{-1}\mathbf{y} \quad (2.13)$$

ta chỉ việc xem  $\tilde{\mathbf{D}} = \mathbf{D}\mathbf{F}_K$ , với  $\mathbf{R}_{by} = \mathbf{R}_{bb}\mathbf{F}_K^\dagger\mathbf{D}^\dagger$  và  $\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{D}\mathbf{F}_K\mathbf{R}_{bb}\mathbf{F}_K^\dagger\mathbf{D}^\dagger + \sigma_z^2\mathbf{I}$ , ta được:

$$\hat{\mathbf{H}}_{lmmse} = \mathbf{F}_K\hat{\mathbf{b}}_{lmmse} \quad (2.14)$$

$$= \mathbf{F}_K \underbrace{\mathbf{R}_{bb} \left( \mathbf{R}_{bb} + \sigma_z^2 (\mathbf{F}_K^\dagger \mathbf{D}^\dagger \mathbf{D} \mathbf{F}_K)^{-1} \right)^{-1}}_{\mathbf{T}_{lmmse}} (\mathbf{F}_K^\dagger \mathbf{D}^\dagger \mathbf{D} \mathbf{F}_K)^{-1} \mathbf{F}_K^\dagger (\mathbf{D}^\dagger \mathbf{y}) \quad (2.15)$$

Ta cũng thấy rằng, trường hợp  $\sigma_z^2 = 0$  thì  $\hat{\mathbf{H}}_{lmmse} = \hat{\mathbf{H}}_{mmse} = \hat{\mathbf{H}}_{ls}$ , thật vậy:

$$\hat{\mathbf{H}}_{ls} = \mathbf{F}_K \underbrace{\left( \mathbf{F}_K^\dagger \mathbf{D}^\dagger \mathbf{D} \mathbf{F}_K \right)^{-1}}_{\mathbf{T}_{ls}} \mathbf{F}_K^\dagger (\mathbf{D}^\dagger \mathbf{y}) = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{y} \quad (2.16)$$

## 2.3 Ước lượng kênh bằng Machine Learning

Giải thuật ước lượng kênh bằng CNN LS, nhằm cải thiện NMSE của giải thuật ước lượng bằng LS, bằng cách xem quan sát ước lượng bằng LS là một vector bị nhiễu bởi  $\boldsymbol{\zeta}$ :

$$\hat{\mathbf{H}}_{ls} = \mathbf{H} + \boldsymbol{\zeta} \quad (2.17)$$

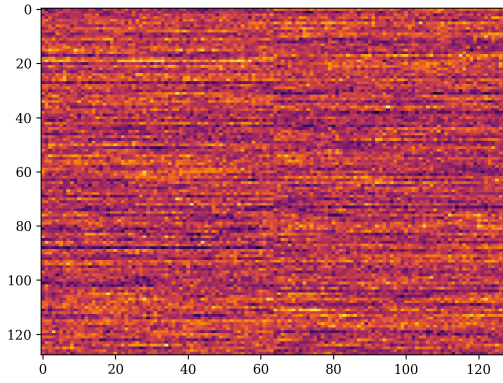
Sử dụng kiến trúc CNN để khử nhiễu, trong đó  $\hat{\mathbf{H}}_{ls} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{y}$ , với ngõ ra DnCNN là vector  $\hat{\mathbf{H}}_{cnn} = f(\hat{\mathbf{H}}_{ls}, \Theta)$ , với  $\Theta$  là các tham số của CNN. Với phép gán sau:

$$\begin{cases} \left( \begin{matrix} Re(\hat{\mathbf{H}}_i) & Im(\hat{\mathbf{H}}_i) \end{matrix} \right)^T \mapsto \hat{\mathbf{H}}_i \\ \left( \begin{matrix} Re(\mathbf{H}_i) & Im(\mathbf{H}_i) \end{matrix} \right)^T \mapsto \mathbf{H}_i \end{cases}, 0 \leq i \leq |\mathcal{T}| - 1 \quad (2.18)$$

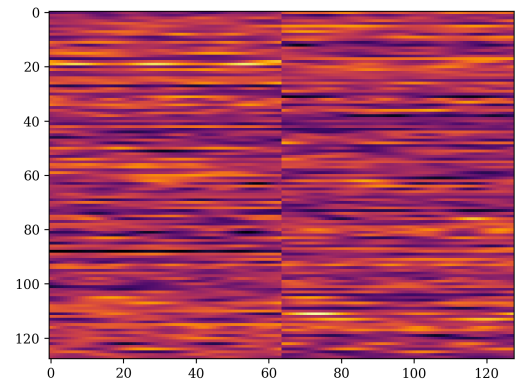
CNN sử dụng tập dữ liệu huấn luyện  $\{\hat{\mathbf{H}}_{ls}^{(k)}, \mathbf{H}^{(k)}\}_{0 \leq k \leq |\mathcal{T}|-1}$  với  $\mathcal{T}$  là tập dữ liệu huấn luyện, với tham số theo Bảng 3.1. Hàm loss sử dụng trong quá trình huấn luyện là:

$$\mathcal{L}(\hat{\mathbf{H}}_{cnn}, \Theta) = \mathbb{E}\{\|\hat{\mathbf{H}}_{cnn} - \mathbf{H}\|_2^2\} \quad (2.19)$$

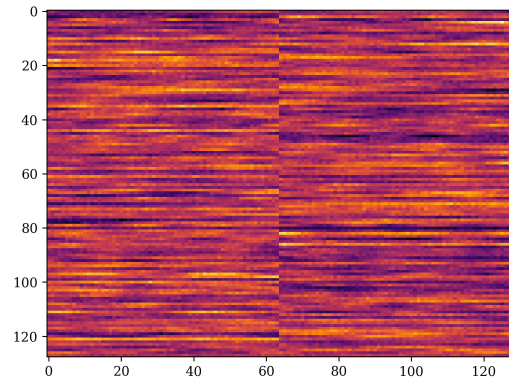
Hình 2.1 minh họa cho tập dữ liệu huấn luyện:



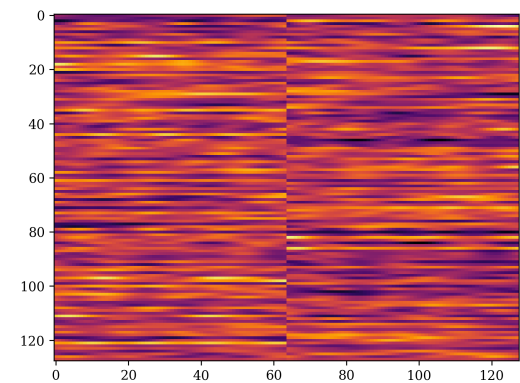
(a):  $\{\hat{\mathbf{H}}_{ls}\}$  SNR = 0 dB



(b):  $\{\mathbf{H}\}$  SNR = 0 dB



(c):  $\{\hat{\mathbf{H}}_{ls}\}$  SNR = 25 dB



(d):  $\{\mathbf{H}\}$  SNR = 25 dB

Hình 2.1: Ảnh phần thực và phần ảo kênh truyền sử dụng trong DnCNN LS

Total params: 189,569 (740.50 KB)  
 Trainable params: 187,649 (733.00 KB)  
 Non-trainable params: 1,920 (7.50 KB)

Layer (type)	Output Shape	Param #	Connected to
input_layer_1 (InputLayer)	(None, 128, 1)	0	-
conv1d_17 (Conv1D)	(None, 128, 64)	256	input_layer_1[0][0]
conv1d_18 (Conv1D)	(None, 128, 64)	12,352	conv1d_17[0][0]
batch_normalization_15 (BatchNormalization)	(None, 128, 64)	256	conv1d_18[0][0]
activation_15 (Activation)	(None, 128, 64)	0	batch_normalization_15[0][0]
conv1d_19 (Conv1D)	(None, 128, 64)	12,352	activation_15[0][0]
batch_normalization_16 (BatchNormalization)	(None, 128, 64)	256	conv1d_19[0][0]
activation_16 (Activation)	(None, 128, 64)	0	batch_normalization_16[0][0]
conv1d_20 (Conv1D)	(None, 128, 64)	12,352	activation_16[0][0]
batch_normalization_17 (BatchNormalization)	(None, 128, 64)	256	conv1d_20[0][0]
activation_17 (Activation)	(None, 128, 64)	0	batch_normalization_17[0][0]
:	:	:	:
activation_29 (Activation)	(None, 128, 64)	0	batch_normalization_29[0][0]
conv1d_33 (Conv1D)	(None, 128, 1)	193	activation_29[0][0]
add_1 (Add)	(None, 128, 1)	0	input_layer_1[0][0], conv1d_33[0][0]

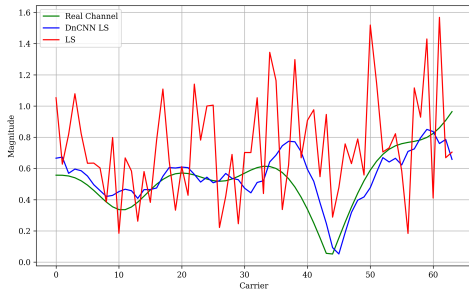
Bảng 2.1: Bảng thông số mô hình DnCNN



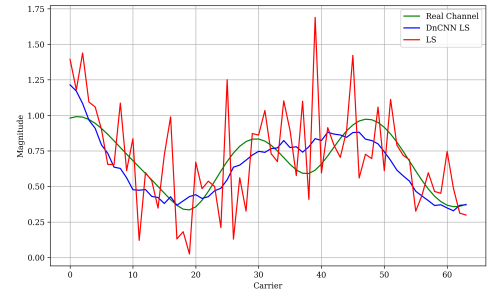
## Chương 3

# KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

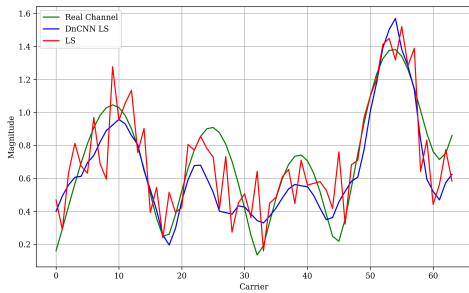
### 3.1 Giải thuật DnCNN LS



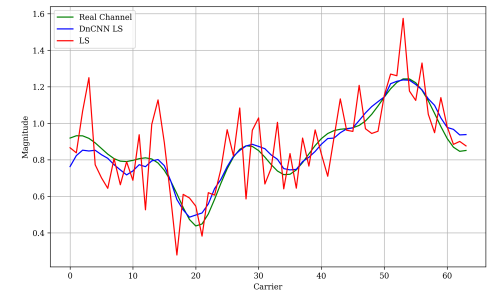
(a):  $SNR = 10$  dB



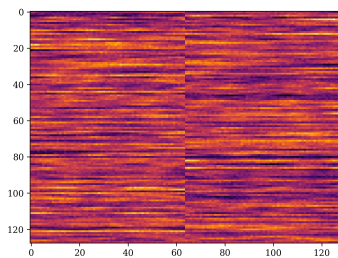
(b):  $SNR = 15$  dB



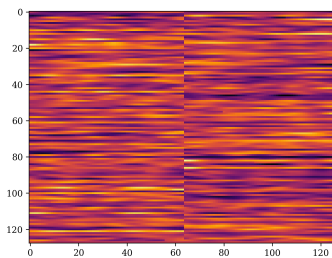
(c):  $SNR = 20$  dB



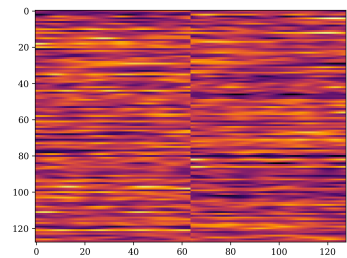
(d):  $SNR = 25$  dB



(e): LS



(f): DnCNN LS



(g): Kênh truyền thực

Hình 3.1: So sánh kết quả ước lượng kênh giữa LS và DnCNN LS

Hình 3.1, là kết quả minh họa so sánh ước lượng kênh bằng giải thuật LS và DnCNN LS, ta thấy giải thuật DnCNN LS cho kết quả tốt hơn, và sẽ được khảo sát trong phần sau. Giải thuật chi tiết tham khảo tại [đây](#) và [kết quả chi tiết](#).

## 3.2 Đánh giá hiệu quả các phương pháp ước lượng kênh

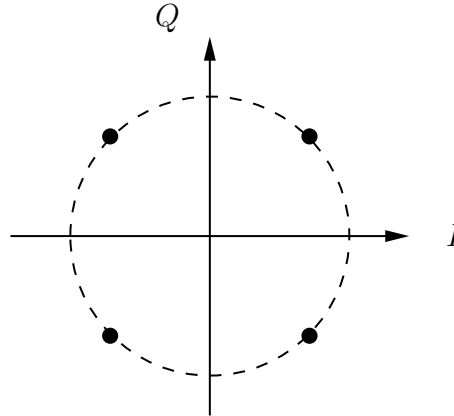
Để đánh giá các phương pháp ước lượng kênh truyền, ta xem xét thông số NMSE định nghĩa bởi:

$$NMSE = \frac{1}{K} \mathbb{E}\{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|_2^2\} \quad (3.1)$$

Quá trình mô phỏng sử dụng các tham số sau:

Tần số sóng mang đầu tiên $f_0$	900 MHz
Băng thông $B$	500 kHz
Số sóng mang $K$	64
OFDM chiều dài ký tự $T$	128 $\mu s$
Miền bảo vệ $T_g$	10 $\mu s$
Sơ đồ điều chế	QPSK (xem Hình 3.2)
Số kênh truyền	5
Độ trễ kênh truyền $\tau_p$	$U(0, T_g)$ , $\tau_1 = 0$
Biên độ kênh truyền phức $h_p$	$\mathcal{CN}(0, \sigma_{hp}^2)$
Dạng cường độ đa đường $\sigma_{hp}^2$	$e^{-\tau_p/\tau_{rms}}$ , $\tau_{rms} = 2.5\mu s$ , $\sum_p \sigma_{hp}^2 = 1$

Bảng 3.1: Bảng thông số sử dụng trong mô phỏng



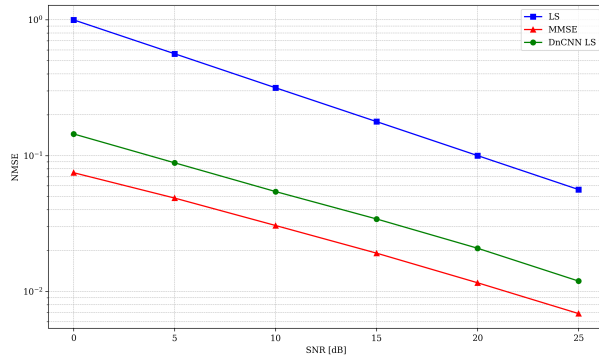
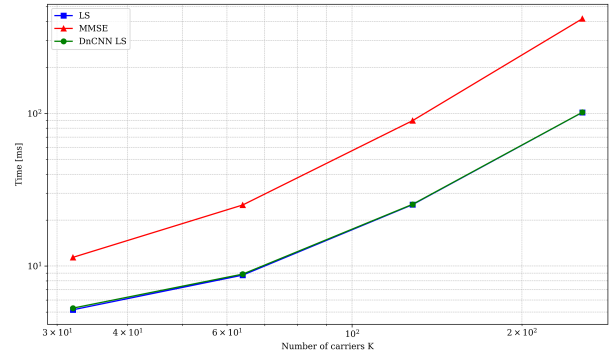
Hình 3.2: Sơ đồ constellation điều chế QPSK

Khảo sát các phương pháp ước lượng kênh bằng  $NMSE$  và  $SNR$ , trong đó:

$$SNR = \frac{\mathbb{E}\{|d_k|^2\}}{\sigma_z^2} \quad (3.2)$$

Kết quả tìm mô phỏng ở Hình 3.3 sử dụng thông số ở Bảng 3.1, và giá trị trung bình 10 000 lần khởi tạo.



(a):  $NMSE$  theo  $SNR$ (b): Thời gian tính toán theo  $K$ Hình 3.3: Đánh giá từng phương pháp theo  $SNR$  và  $K$

# Tài liệu tham khảo

- [1] A. Tadayon, “Channel Estimation For OFDM Systems” M.S. thesis, Northeastern University, 2016.
- [2] J. Ketonen, et al., “Implementation of LS, MMSE and SAGE Channel Estimators for Mobile MIMO-OFDM”. [Trực tuyến] tại: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6489188>
- [3] L. Yang, R. Tian, M. Jia, and F. Li, “A Modified LS Channel Estimation Algorithm for OFDM System in Mountain Wireless Environment” in *Proc. 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE)*, 2012.
- [4] A. Khelifi and R. Bouallegue, “Performance Analysis of LS and LMMSE Channel Estimation Techniques for LTE Downlink Systems,” *Int. J. Wireless Mobile Networks*, vol. 3, no. 5, pp. 1-12, 2011.
- [5] M. A. M. MOQBEL, W. Dong, and A. M. Z. Ali, “MIMO Channel Estimation Using the LS and MMSE Algorithm,” *IOSR J. Electronics Commun. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 13-22, 2017.
- [6] Q. Hu, F. Gao, H. Zhang, and S. Shi, “Deep Learning for MIMO Channel Estimation: Interpretation, Performance, and Comparison”. [Trực tuyến] tại: <https://arxiv.org/abs/1911.01918>
- [7] L. Yang, “The Applicability of the Tap-Delay Line Channel Model to Ultra Wideband,” M.S. thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2004.
- [8] K. C. Hu, “Channel estimation techniques for next generation mobile communication systems,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, 2019.
- [9] M. Arvinte and J. I. Tamir, “Score-Based Generative Models for Robust Channel Estimation”. [Trực tuyến] tại: <https://arxiv.org/abs/2111.08177>
- [10] M. Soltani, V. Pourahmadi, A. Mirzaei, and H. Sheikhzadeh, “Deep Learning-Based Channel Estimation”. [Trực tuyến] tại: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8640815>