

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/328353055>

Lý thuyết và các ứng dụng của kỹ thuật điều chế OFDM

Book · October 2006

CITATION

1

READS

4,290

1 author:



Van Duc Nguyen
Hanoi University of Science and Technology (HUST)

123 PUBLICATIONS 737 CITATIONS

[SEE PROFILE](#)

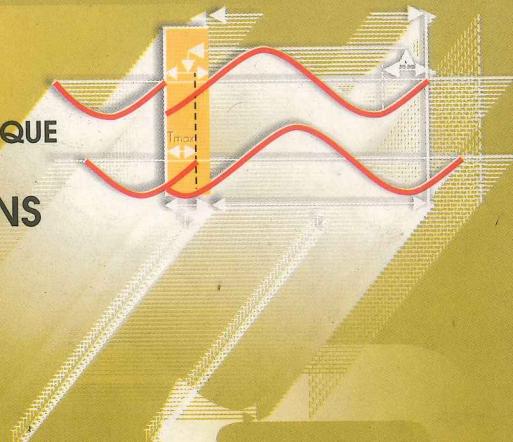
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI

KHOA ĐIỆN TỬ VIỄN THÔNG
NGUYỄN VĂN ĐỨC

DIGITAL COMMUNICATION TECHNIQUE

BAND 2

THEORY AND APPLICATIONS
OF THE OFDM TECHNIQUE



BỘ SÁCH
KỸ THUẬT THÔNG TIN SỐ
TẬP 2

LÝ THUYẾT VÀ
CÁC ỨNG DỤNG CỦA
**KỸ THUẬT
OFDM**

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT



**Digital Communication
Technique
Band 2**

**Theory and Applications
of the OFDM Technique**



**SCIENCE AND TECHNICS PUBLISHING HOUSE
HANOI**

**Bộ sách
Kỹ thuật thông tin số
Tập 2**

**Digital Communication
Technique
Band 2**

**Điện
Tin
Số
Kỹ
Th
U
T
H
T
T
B
2**

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
50 NĂM XÂY DỰNG VÀ PHÁT TRIỂN

Nguyễn Văn Đức

BỘ SÁCH
KỸ THUẬT THÔNG TIN SỐ
TẬP 2

LÝ THUYẾT VÀ CÁC ỨNG DỤNG
CỦA KỸ THUẬT OFDM



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
HÀ NỘI

LỜI GIỚI THIỆU

Công nghệ OFDM hiện nay đã tìm được sự ứng dụng rộng rãi trong các tiêu chuẩn viễn thông như hệ thống truyền hình số DVB-T, phát thanh số DAB, hay mạng truy nhập internet băng rộng ADSL, v.v.v. Trong tương lai công nghệ này còn được ứng dụng trong hệ thống truy nhập Internet không dây băng rộng WiMAX theo tiêu chuẩn IEEE 802.16a hiện đang được xây dựng và trong hệ thống di động toàn cầu thế hệ thứ 4 cũng như nhiều hệ thống viễn thông khác.

Để tiếp cận và triển khai ứng dụng công nghệ này trong việc thực hiện các tiêu chuẩn viễn thông khác nhau trên thế giới, tác giả xin trân trọng giới thiệu đến bạn đọc cuốn sách về lý thuyết và các ứng dụng của công nghệ OFDM. Cuốn sách này bao gồm 8 chương được trình bày như sau:

Chương 1: Giới thiệu vắn tắt về lịch sử sự ra đời kỹ thuật OFDM. Các ưu và nhược điểm chính của kỹ thuật này được đề cập. Tóm tắt các phạm vi ứng dụng của kỹ thuật này ở Việt Nam và trên thế giới.

Chương 2: Trình bày lý thuyết về sự điều chế về đơn sóng mang và đa sóng mang, đặc biệt là nguyên tắc điều chế đa sóng mang trực giao OFDM.

Chương 3: Trình bày lý thuyết điều chế OFDM. Nguyên tắc chèn chuỗi bảo vệ trong hệ thống OFDM để tránh nhiễu liên tín hiệu gây ra bởi hiệu ứng phân tần đa đường trong thông tin vô tuyến. Sự thực hiện bộ phát tín hiệu OFDM thông qua phép biến đổi nhanh IFFT.

Chương 4: Trình bày về lý thuyết giải điều chế OFDM, sự tách chuỗi bảo vệ ở máy thu, sự hình thành nhiễu liên kênh khi tín hiệu phát qua kênh vô tuyến phụ thuộc thời gian, và cấu trúc bộ thu OFDM số sử dụng phép biến đổi nhanh FFT.

Chương 5: Giới thiệu về các đặc tính của phổ tín hiệu OFDM, các ảnh hưởng của tham số hệ thống đối với hiệu suất phổ tín hiệu. So sánh kết quả đo đặc phổ tín hiệu trong thực tế với lý thuyết do chính tác giả thực hiện ở Trường Đại học Tổng hợp Hannover, Cộng hòa Liên bang Đức.

Chương 6: Các phương pháp thông dụng để khôi phục kênh truyền cho hệ thống OFDM được trình bày một cách chi tiết. Tác giả giới thiệu tóm tắt lý thuyết về bộ lọc tối ưu Wiener và sự ứng dụng của bộ lọc này cho hệ thống OFDM. Các

kết quả mô phỏng do tác giả thực hiện được trình bày để so sánh chất lượng của các phương pháp khôi phục kênh truyền khác nhau.

Chương 7: Sự kết hợp của hai công nghệ OFDM và công nghệ đa anten phát và thu MIMO được trình bày ở chương này. Bạn đọc có thể hiểu được một cách khái quát cấu trúc bộ thu cũng như bộ phát trong hệ thống truyền dẫn MIMO-OFDM. Công nghệ MIMO-OFDM hứa hẹn một công nghệ mới cho truyền thông vô tuyến với khả năng nâng cao dung lượng đường truyền, hiệu suất sử dụng phổ tín hiệu và chống nhiễu phân tập đa đường.

Chương 8: Cuối cùng các phạm vi ứng dụng của OFDM được giới thiệu tóm tắt. Các hệ thống được giới thiệu bao gồm hệ thống phát thanh số DRM, mạng máy tính không dây HiperLAN/2 và mạng truy nhập Internet không dây băng rộng WiMax

Cuối các chương đều kèm theo bài tập tính toán và lập trình, giúp độc giả có thể tự kiểm nghiệm các kết quả được trình bày ở phần lý thuyết. Lời giải các bài tập được trình bày ở phần phụ lục.

Nội dung cuốn sách này đã được sử dụng làm tài liệu cho các khóa học cử nhân và thạc sĩ ở các Trường Đại học Hannover, Đại học Agder Na Uy, và Đại học Quốc tế Bremen, nơi mà tác giả đã trực tiếp tham gia giảng dạy. Cuốn sách này phù hợp cho các sinh viên và các kỹ sư chuyên ngành Điện tử tin học và Công nghệ thông tin với mục đích tự tìm hiểu và nghiên cứu về công nghệ OFDM.

Tác giả xin chân thành cảm ơn GS. TS. Phạm Minh Hà, biên tập viên ThS. Nguyễn Huy Tiến và các cộng sự về những ý kiến đóng góp quý báu cho sự hình thành cuốn sách.

Bremen, tháng 2 năm 2006

TS. Nguyễn Văn Đức

Mục lục

CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU VỀ KỸ THUẬT ĐIỀU CHÉ OFDM	13
1.1. Lịch sử phát triển	13
1.2. Các ưu và nhược điểm	14
1.3. Sự ứng dụng của kỹ thuật OFDM ở Việt Nam	14
1.4. Các hướng phát triển trong tương lai	15
CHƯƠNG 2: TỪ ĐIỀU CHÉ ĐƠN SÓNG MANG ĐẾN ĐIỀU CHÉ TRỰC GIAO OFDM	16
2.1. Phương pháp điều chế đơn sóng mang	16
2.2. Phương pháp điều chế đa sóng mang FDM	17
2.3. Phương pháp điều chế đa sóng mang trực giao OFDM	20
CHƯƠNG 3: LÝ THUYẾT VỀ ĐIỀU CHÉ OFDM	22
3.1. Khái niệm về sự trực giao của hai tín hiệu	22
3.2. Bộ điều chế OFDM	22
3.3. Chuỗi bảo vệ trong hệ thống OFDM	24
3.4. Phép nhân với xung cơ bản	26
3.5. Thực hiện bộ điều chế OFDM bằng thuật toán IFFT	27
CHƯƠNG 4: LÝ THUYẾT VỀ GIẢI ĐIỀU CHÉ OFDM	29
4.1. Khái niệm về truyền dẫn phân tập đa đường	29
4.2. Bộ giải điều chế OFDM	30
4.2.1. Tách khoảng bảo vệ	31
4.2.2. Tín hiệu sau giải điều chế	31
4.3. Thực hiện bộ giải điều chế thông qua phép biến đổi nhanh FFT	33
CHƯƠNG 5: PHÔ TÍN HIỆU OFDM	36
5.1. Biểu diễn toán học của phô tín hiệu OFDM	36
5.2. Hiệu suất phô tín hiệu của hệ thống OFDM	37
5.3. Các kết quả thực nghiệm	39

CHƯƠNG 6: KHÔI PHỤC KÊNH TRUYỀN VÀ CÂN BẰNG TÍN HIỆU CHO HỆ THỐNG OFDM	41
6.1. Tổng quan hệ thống OFDM	41
6.2. Nguyên tắc chèn mẫu tin dẫn đường ở miền tần số và miền thời gian	42
6.3. Khôi phục kênh truyền theo phương pháp thông thường	43
6.4. Các kỹ thuật nội suy để khôi phục hàm truyền	44
6.4.1. Nội suy sử dụng hàm tuyến tính, hàm SI và hàm đa thức	44
6.4.2. Nội suy sử dụng bộ lọc tối ưu Wiener	46
6.5. Cân bằng kênh cho hệ thống OFDM	52
6.6. Một số kết quả mô phỏng	53
CHƯƠNG 7: HỆ THỐNG MIMO-OFDM	55
7.1. Giới thiệu về hệ thống MIMO-OFDM	55
7.2. Phương pháp ước lượng kênh dùng bộ lọc LS (<i>least square filter</i>) cho hệ thống MIMO-OFDM	56
7.3. Cân bằng tín hiệu cho hệ thống MIMO-OFDM	58
CHƯƠNG 8: MỘT SỐ HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỬ DỤNG KỸ THUẬT OFDM	60
8.1. Hệ thống DRM	60
8.2. Hệ thống HiperLAN (IEEE 802.11a)	61
8.3. Hệ thống WiMax (IEEE 802.16a, e)	62
PHỤ LỤC	65
TÀI LIỆU THAM KHẢO	92

Giải nghĩa các từ viết tắt

<i>Từ viết tắt</i>	<i>Tiếng Anh</i>	<i>Tiếng Việt</i>
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	Mạng số truy cập Internet băng rộng
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều tạp âm trắng
BER	Bit-Error-Rate	Tỷ lệ lỗi bit
CIR	Channel Impulse Response	Đáp ứng xung của kênh
CTF	Channel Transfer Function	Hàm truyền của kênh
DAB	Digital Audio Broadcasting	Hệ thống phát thanh số và truyền số liệu tốc độ cao
DRM	Digital Radio Mondiale	Hệ thống phát thanh số đường dài (thay thế cho hệ thống AM)
DVB-T	Digital Video Broadcasting for Terrestrial Transmission Mode	Hệ thống truyền hình số mặt đất
FDM	Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số
FFT	Fast Fourier Transform	Phép biến đổi Fourier nhanh
HiperLAN/2	High Performance Local Area Network type 2	Mạng cục bộ máy tính không dây
ICI	Intercarrier Interference	Nhiều liên kênh
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	Phép biến đổi ngược Fourier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Thuật toán biến đổi nhanh ngược Fourier
ISI	Intersymbol Interference	Nhiều liên mẫu tín hiệu
GI	Guard Interval	Chuỗi bảo vệ
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
LOS	Line of Sight	Trong tầm nhìn thẳng
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Hệ thống đa anten phát và thu

NLOS	Non LOS	Không trong tầm nhìn thẳng
SISO	Single Input Single Output	Hệ thống đơn anten phát và thu
SER	Symbol Error Rate	Tỷ lệ lỗi mẫu tín hiệu
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Phép điều chế biên độ QAM

Giải nghĩa các ký hiệu toán học

Ký hiệu toán học	Ý nghĩa
B	Độ rộng toàn bộ băng tần của hệ thống
D_f	Khoảng cách giữa hai mẫu tin dẫn đường ở miền tần số
D_t	Khoảng cách giữa hai mẫu tin dẫn đường ở miền thời gian
$\hat{d}_{k,l}$	Ký hiệu sau giải điêu ché OFDM trên sóng mang thứ l và ở mẫu tín hiệu OFDM k
E_s	Công suất tín hiệu phát
$h(\tau, t)$	Đáp ứng xung của kênh
$f_{D,\max}$	Tần số Doppler lớn nhất
f_s	Khoảng cách giữa hai sóng mang phụ ở đơn vị Hz
$H(j\omega, t)$	Hàm truyền đạt của kênh
$m(t)$	Tín hiệu phát
$u(t)$	Tín hiệu thu
τ_{\max}	Trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh
T_G	Độ dài chuỗi bảo vệ
T_S	Độ dài của một mẫu tín hiệu OFDM không kể chuỗi bảo vệ
T	Độ dài của một mẫu tín hiệu OFDM kể cả chuỗi bảo vệ
M-ary	Số bit trên một mẫu tín hiệu
N_{FFT}	Độ dài FFT
N_C	Số các sóng mang phụ (số các kênh con)
R_b	Tốc độ bit
R_{eff}	Hiệu suất phổ tín hiệu
r_f	Tỷ số lấy mẫu miền tần số
r_t	Tỷ số lấy mẫu miền thời gian
ω_s	Khoảng cách giữa hai sóng mang phụ ở đơn vị radian
$(.)^*$	Phép lấy liên hiệp phức
$(.)^T$	Phép chuyển vị vectơ hoặc ma trận

- (.)^H Phép chuyển vị vectơ hoặc ma trận đồng thời lấy liên hiệp phức
 β (Hermitian transpose)
- Hệ số cắt của bộ lọc CoS nâng

CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU VỀ KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ OFDM

1.1. Lịch sử phát triển

Kỹ thuật điều chế OFDM là một trường hợp đặc biệt của phương pháp điều chế đa sóng mang trong đó các sóng mang phụ trực giao với nhau, nhờ vậy phổ tín hiệu ở các sóng mang phụ cho phép chồng lấn lên nhau mà phía thu vẫn có thể khôi phục lại tín hiệu ban đầu. Sự chồng lấn phổ tín hiệu làm cho hệ thống OFDM có hiệu suất sử dụng phổ lớn hơn nhiều so với các kỹ thuật điều chế thông thường.

Kỹ thuật OFDM do R.W Chang phát minh năm 1966 ở Mỹ [Cha66]. Trong những thập kỷ vừa qua, nhiều những công trình khoa học về kỹ thuật này đã được thực hiện ở khắp nơi trên thế giới. Đặc biệt là các công trình khoa học của Weistein và Ebert [Wei71], người đã chứng minh rằng phép điều chế OFDM có thể thực hiện được thông qua phép biến đổi IDFT và phép giải điều chế OFDM có thể thực hiện được bằng phép biến đổi DFT. Phát minh này cùng với sự phát triển của kỹ thuật số làm cho kỹ thuật điều chế OFDM được ứng dụng ngày trở nên rộng rãi. Thay vì sử dụng IDFT và DFT người ta có thể sử dụng phép biến đổi nhanh IFFT cho bộ điều chế OFDM, sử dụng FFT cho bộ giải điều chế OFDM.

Ngày nay kỹ thuật OFDM còn kết hợp với các phương pháp mã kênh sử dụng trong thông tin vô tuyến. Các hệ thống này còn được gọi với khái niệm là COFDM (*Coded OFDM*). Trong các hệ thống này tín hiệu trước khi được điều chế OFDM sẽ được mã kênh với các loại mã khác nhau với mục đích chống lại các lỗi đường truyền. Do chất lượng kênh (độ fading và tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm) của mỗi sóng mang phụ là khác nhau, người ta thực hiện điều chế tín hiệu trên mỗi sóng mang với các mức điều chế khác nhau. Hệ thống này mở ra khái niệm về hệ thống truyền dẫn sử dụng kỹ thuật OFDM với bộ điều chế tín hiệu thích ứng (*adaptive modulation technique*). Kỹ thuật này hiện đã được sử dụng trong hệ thống thông tin máy tính băng rộng HiperLAN/2 ở Châu Âu. Trên thế giới hệ thống này được chuẩn hóa theo tiêu chuẩn IEEE.802.11a.

1.2. Các ưu và nhược điểm

Bên cạnh những ưu điểm kể trên của kỹ thuật OFDM, các hệ thống sử dụng kỹ thuật này còn có nhiều những ưu điểm cơ bản khác liệt kê sau đây:

- Hệ thống OFDM có thể loại bỏ hoàn toàn nhiễu phân tập đa đường (ISI) nếu độ dài chuỗi bảo vệ (*guard interval length*) lớn hơn trê truyền dẫn lớn nhất của kênh.¹
- Phù hợp cho việc thiết kế hệ thống truyền dẫn băng rộng (hệ thống có tốc độ truyền dẫn cao), do ảnh hưởng của sự phân tập về tần số (*frequency selectivity*) đối với chất lượng hệ thống được giảm nhiều so với hệ thống truyền dẫn đơn sóng mang.
- Hệ thống có cấu trúc bộ thu đơn giản.

Kỹ thuật điều chế OFDM có một vài nhược điểm cơ bản đó là:

- Đường bao biên độ của tín hiệu phát không bằng phẳng. Điều này gây ra méo phi tuyến ở các bộ khuếch đại công suất phía phát và thu. Cho đến nay, nhiều kỹ thuật khác nhau đã được đưa ra để khắc phục nhược điểm này [Pau98].
- Sự sử dụng chuỗi bảo vệ tránh được nhiễu phân tập đa đường nhưng lại làm giảm đi một phần hiệu suất đường truyền, do bản thân chuỗi bảo vệ không mang tin có ích.
- Do yêu cầu về điều kiện trực giao giữa các sóng mang phụ, hệ thống OFDM rất nhạy cảm với hiệu ứng Doppler cũng như là sự dịch tần (*frequency offset*) và dịch thời gian (*time offset*) do sai số đồng bộ.

Ngày nay kỹ thuật OFDM đã được tiêu chuẩn hóa là phương pháp điều chế cho các hệ thống phát thanh số DAB và DRM, truyền hình mặt đất DVB-T, mạng máy tính không dây với tốc độ truyền dẫn cao HiperLAN/2, v. v. v.

1.3. Sự ứng dụng của kỹ thuật OFDM ở Việt Nam

Có thể nói thuật ngữ mạng internet băng rộng ASDL rất quen thuộc ở Việt Nam, nhưng ít người biết rằng sự nâng cao tốc độ đường truyền trong hệ thống ASDL chính là nhờ công nghệ OFDM. Nhờ kỹ thuật điều chế đa sóng mang và sự

¹ Khái niệm về chuỗi bảo vệ sẽ được trình bày ở chương 3.

cho phép chòng phỏ giữa các sóng mang mà tốc độ truyền dẫn trong hệ thống ASDL tăng lên một cách đáng kể so với các mạng cung cấp dịch vụ Internet thông thường.

Bên cạnh mạng cung cấp dịch vụ Internet ASDL hiện đã được ứng dụng rất rộng rãi ở Việt Nam, các hệ thống thông tin vô tuyến như mạng truyền hình mặt đất DVB-T cũng đang được khai thác sử dụng. Các hệ thống phát thanh số như DAB và DRM chắc chắn sẽ được khai thác sử dụng trong tương lai không xa. Các mạng về thông tin máy tính không dây như HiperLAN/2, IEEE 802.11a, g cũng sẽ được khai thác một cách rộng rãi ở Việt Nam. Kỹ thuật OFDM do vậy là nền tảng của các kỹ thuật truyền dẫn vô tuyến, có ý nghĩa rất thực tế không chỉ trên thế giới mà còn ở trong nước.

1.4. Các hướng phát triển trong tương lai

Kỹ thuật OFDM hiện được đề cử làm phương pháp điều chế sử dụng trong mạng thông tin thành thị băng rộng WiMax theo tiêu chuẩn IEEE.802.16a và hệ thống thông tin di động thế hệ thứ tư. Trong hệ thống thông tin di động thứ 4, kỹ thuật OFDM còn có thể kết hợp với các kỹ thuật khác như kỹ thuật đa anten phát và thu (*MIMO technique*) nhằm nâng cao dung lượng kênh vô tuyến và kết hợp với công nghệ CDMA nhằm phục vụ dịch vụ đa truy nhập của mạng. Một vài hướng nghiên cứu với mục đích thay đổi phép biến đổi FFT trong bộ điều chế OFDM bằng phép biến đổi Wavelet nhằm cải thiện sự nhạy cảm của hệ thống đối với hiệu ứng dịch tần đo mất đồng bộ gây ra và giảm độ dài tối thiểu của chuỗi bảo vệ trong hệ thống OFDM. Tuy nhiên khả năng ứng dụng của công nghệ này cần phải được kiểm chứng cụ thể hơn nữa trong tương lai.

CHƯƠNG 2: TỪ ĐIỀU CHẾ ĐƠN SÓNG MANG ĐẾN ĐIỀU CHẾ TRỰC GIAO OFDM

2.1. Phương pháp điều chế đơn sóng mang

Trong phương pháp điều chế đơn sóng mang, dòng tín hiệu được truyền đi trên toàn bộ băng tần B , có nghĩa là tần số lấy mẫu của hệ thống bằng độ rộng băng tần và mỗi mẫu tín hiệu có độ dài là

$$T_{SC} = \frac{1}{B} \quad PT(2.1.1)$$

Ký hiệu T_{SC} là độ dài của một mẫu tín hiệu với đơn vị là giây (s) còn B là bê rộng băng tần của hệ thống với đơn vị là hertz (Hz). Phổ tín hiệu của hệ thống điều chế đơn tần được mô tả như ở Hình 2.1.1, trong đó toàn bộ hệ thống được điều chế trên sóng mang là f_0 . Trong thông tin vô tuyến băng rộng, kênh vô tuyến thường là kênh phụ thuộc tần số (*frequency selective channel*). Tốc độ lấy mẫu ở thông tin băng rộng sẽ rất lớn, do đó chu kỳ lấy mẫu T_{SC} sẽ rất nhỏ. Do vậy, phương pháp điều chế đơn sóng mang có các nhược điểm cơ bản sau:

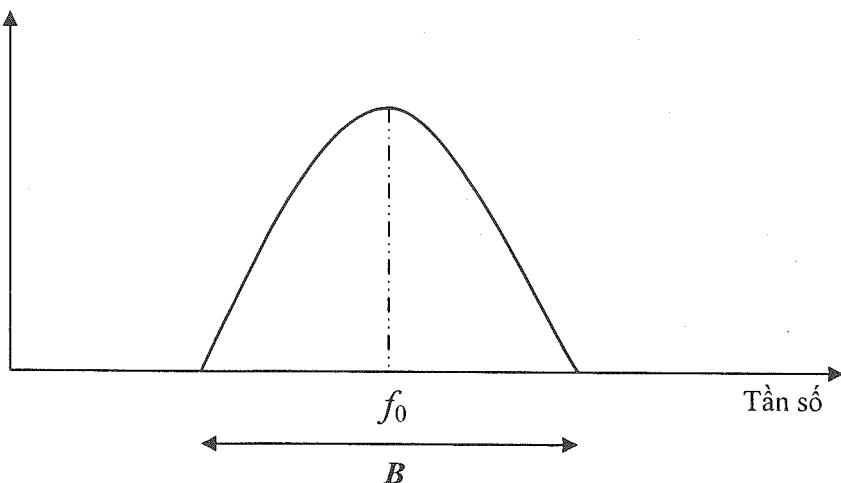
- Ảnh hưởng của nhiều liên tín hiệu ISI gây ra bởi hiệu ứng phân tập đa đường đối với tín hiệu thu là rất lớn. Điều này được giải thích như sau: giả thiết trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh là τ_{max} , tỷ số tương đối giữa trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh và độ dài mẫu tín hiệu T_{SC} là

$$R_{SC} = \frac{\tau_{max}}{T_{SC}} = \frac{\tau}{T_{SC}} \quad PT(2.1.2)$$

Tỷ số này lớn hơn nhiều so với trường hợp điều chế đa sóng mang. Điều này được giải thích do độ dài của một mẫu tín hiệu T_{SC} là rất nhỏ so với trường hợp điều chế đa sóng mang. Do vậy ảnh hưởng của trễ truyền dẫn có thể gây nên nhiều liên tín hiệu ISI ở nhiều mẫu tín hiệu thu.

- Ảnh hưởng của sự phụ thuộc của kênh theo tần số đối với chất lượng hệ thống rất lớn.
- Hai lý do nêu trên làm cho bộ cân bằng kênh và lọc nhiễu ở máy thu phức tạp hơn nhiều so với trường hợp điều chế đa sóng mang.

Mật độ phô năng
lượng



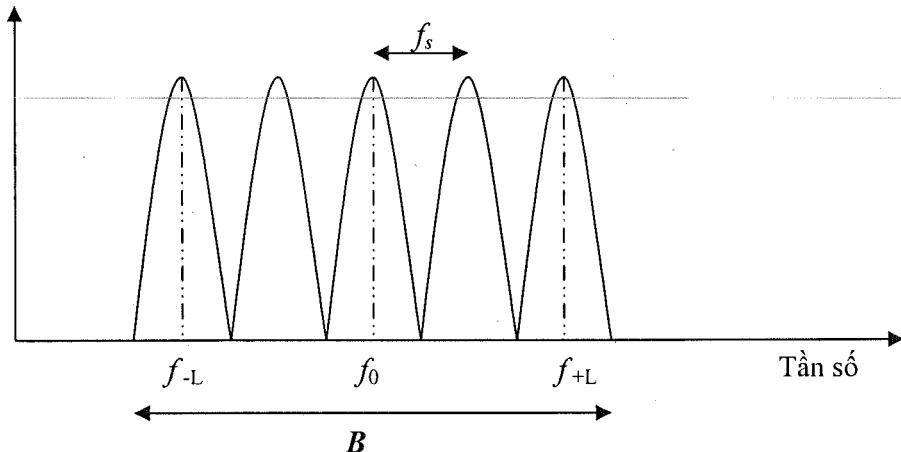
Hình 2.1.1: Mật độ phô năng lượng của hệ thống truyền dẫn đơn sóng mang.

Phương pháp điều chế đơn sóng mang hiện nay được sử dụng chủ yếu trong hệ thông thông tin băng hẹp như hệ thống thông tin di động toàn cầu GSM. Trong thông tin băng rộng, phương pháp điều chế đa sóng mang ra đời để cải thiện các nhược điểm kể trên.

2.2. Phương pháp điều chế đa sóng mang FDM

Phương pháp điều chế đa sóng mang được hiểu là toàn bộ băng tần của hệ thống được chia ra làm nhiều băng con với các sóng mang phụ cho mỗi băng con là khác nhau. Ý tưởng của phương pháp này được mô tả ở hình 2.2.1.

Mật độ phô
năng lượng



Hình 2.2.1: Mật độ phô năng lượng của hệ thống đa sóng mang

Phương pháp điều chế đa sóng mang còn được hiểu là phương pháp ghép kênh phân chia theo tần số FDM, trong đó toàn bộ bề rộng phô tín hiệu của hệ thống được chia làm $N_C = 2L + 1$ kênh song song hay còn gọi là kênh phụ với bề rộng là:

$$f_s = \frac{B}{N_C} \quad \text{PT(2.2.1)}$$

Độ dài của một mẫu tín hiệu trong điều chế đa sóng mang sẽ lớn hơn N_C lần so với độ dài mẫu tín hiệu trong điều chế đơn sóng mang:

$$T_s^{(\text{MC})} = \frac{1}{f_s} = T_s^{(\text{SC})} N_C \quad \text{PT(2.2.2)}$$

Hệ quả là tỷ số tương đối giữa trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh đối với độ dài mẫu tín hiệu trong điều chế đa sóng mang cũng giảm N_C lần so với điều chế đơn sóng mang.

$$R_{MC} = \frac{\tau_{\max}}{T_{MC}} = R_{SC} / N_C \quad PT(2.2.3)$$

Do vậy nhiều liên tín hiệu ISI gây ra bởi trễ truyền dẫn chỉ ảnh hưởng đến một số ít các mẫu tín hiệu. Chất lượng hệ thống ít bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng phân tập đa đường. Các ưu điểm cơ bản của phương pháp điều chế đa sóng mang so với phương pháp điều chế đơn sóng mang có thể liệt kê như sau:

- Ảnh hưởng của nhiều liên tín hiệu ISI đến chất lượng hệ thống giảm đáng kể.
- Ảnh hưởng của hiệu ứng lựa chọn tần số của kênh (*frequency selectivity effect*) đối với chất lượng hệ thống cũng giảm do kênh được chia ra làm nhiều kênh phụ.
- Độ phức tạp của bộ cân bằng kênh và lọc nhiễu cho hệ thống cũng giảm.

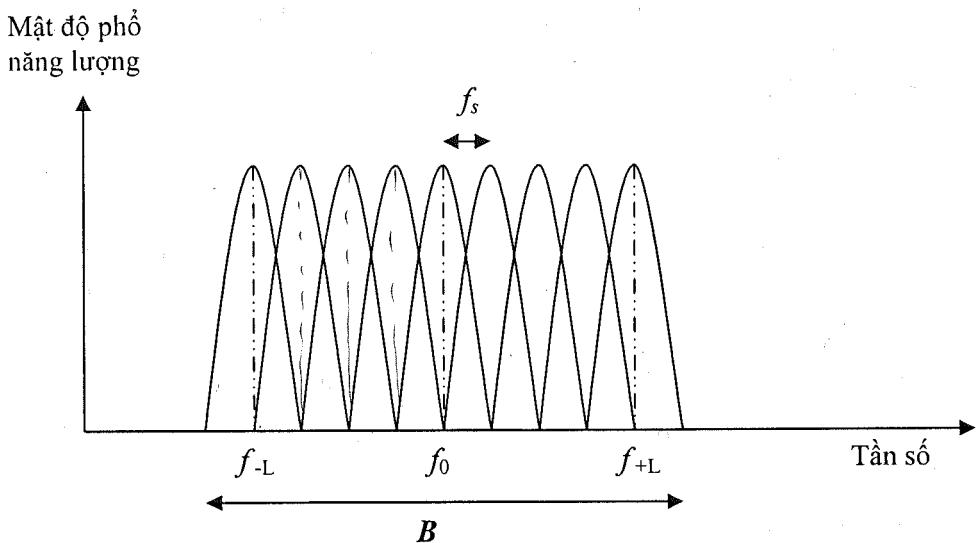
Tuy nhiên phương pháp điều chế đa sóng mang cũng có một nhược điểm cơ bản sau:

- Hệ thống nhạy cảm với hiệu ứng phụ thuộc thời gian của kênh (*time selectivity*). Điều này là do độ dài của một mẫu tín hiệu tăng lên, nên sự biến đổi về thời gian của kênh vô tuyến có thể xảy ra trong một mẫu tín hiệu.

Phương pháp điều chế đa sóng mang không làm tăng hiệu quả sử dụng băng tần của hệ thống so với phương pháp điều chế đơn tần, ngược lại nếu các kênh phụ được phân cách với nhau ở một khoảng nhất định thì điều này lại làm giảm hiệu quả sử dụng phổ. Để làm tăng hiệu quả sử dụng phổ của hệ thống đồng thời vẫn kế thừa được các ưu điểm của phương pháp điều chế đa sóng mang, phương pháp điều chế đa sóng mang trực giao OFDM đã ra đời.

2.3. Phương pháp điều chế đa sóng mang trực giao OFDM

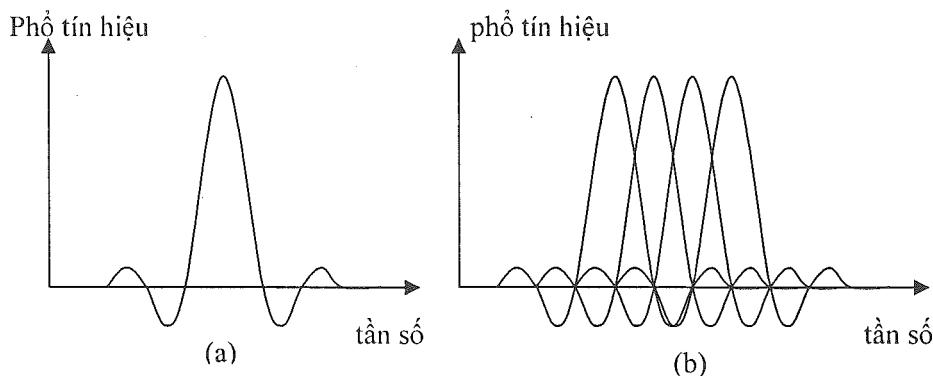
Điều chế đa sóng mang trực giao OFDM là một dạng đặc biệt của phép điều chế đa sóng mang thông thường FDM với các sóng mang phụ được lựa chọn sao cho mỗi sóng mang phụ là trực giao với các sóng mang phụ còn lại². Nhờ sự trực giao này phô tín hiệu của các kênh con cho phép chồng lấn lên nhau. Điều này làm hiệu quả sử dụng phô tín hiệu của toàn hệ thống tăng rõ rệt. Sự chồng lấn về phô tín hiệu của các kênh con được mô tả như ở hình 2.3.1 và 2.3.2.



Hình 2.3.1: Mật độ phô năng lượng của tín hiệu điều chế đa sóng mang OFDM

Hình 2.3.2 minh họa một cách đơn giản về nguyên lý trực giao, trong đó phô tín hiệu của một kênh con có dạng tín hiệu hình $\sin(x)/x$. Các kênh con được xếp đặt trên miền tần số cách nhau một khoảng đều để sao cho điểm cực đại của một kênh con là điểm không của kênh con lân cận. Điều này làm nguyên lý trực giao thỏa mãn và cho phép máy thu khôi phục lại tín hiệu mặc dù phô của các kênh con chồng lấn lên nhau. Nguyên lý này sẽ được trình bày về mặt toán học một cách cụ thể ở chương sau.

² Khái niệm về trực giao được giới thiệu ở mục 1, chương 3.



Hình 2.3.2: a) phổ tín hiệu của một kênh con;
b) phổ tín hiệu của một hệ thống 4 kênh con

✓ Bài tập 2.1

Giả thiết hệ thống truyền hình số DVB-T có bề rộng băng tần $B = 7.61$ MHz được thiết kế dựa trên hệ thống đơn sóng mang, tính bề rộng mẫu tín hiệu T_{SC} . $\approx 0.1314 \mu s$

✓ Bài tập 2.2

Tín hiệu được thiết kế như ở hệ thống như ở bài tập 2.1 được truyền trên kênh vô tuyến trong môi trường đồi núi có trễ đường truyền là $\tau_{max} = 224 \mu s$, tính tỷ số trễ đường truyền so với độ dài mẫu tín hiệu ($R_{SC} = \frac{\tau_{max}}{T_{SC}}$). Trong trường hợp này nhiễu ISI ảnh hưởng đến bao nhiêu mẫu tín hiệu?

✓ Bài tập 2.3

Trong thực tế hệ thống DVB-T được thiết kế dựa trên kỹ thuật đa sóng mang OFDM với số sóng mang là 2048, tính lại tỷ số R_{MC} như ở bài tập 2.2. Trong trường hợp này nhiễu ISI ảnh hưởng đến bao nhiêu mẫu tín hiệu?

CHƯƠNG 3: LÝ THUYẾT VỀ ĐIỀU CHẾ OFDM

3.1. Khái niệm về sự trực giao của hai tín hiệu

Về mặt toán học xét tập các tín hiệu ψ với ψ_p là phần tử thứ p của tập, điều kiện để các tín hiệu trong tập ψ trực giao đôi một với nhau là

$$\int_a^b \psi_p(t) \psi_q^*(t) dt = \begin{cases} k, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases} \quad \text{PT(3.1.1)}$$

trong đó $\psi_q^*(t)$ là liên hợp phức của $\psi_q(t)$. Khoảng thời gian từ a đến b là chu kỳ của tín hiệu, còn k là một hằng số.

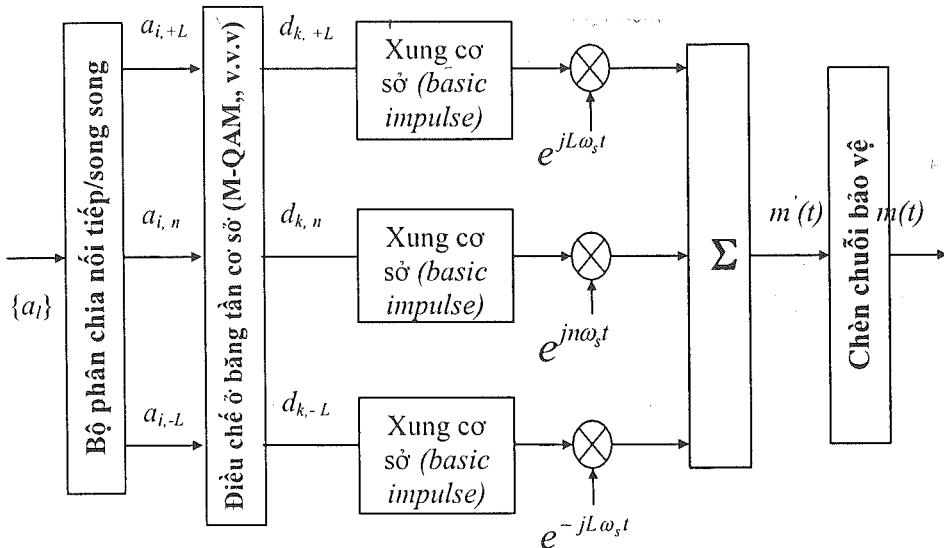
3.2. Bộ điều chế OFDM

Dựa vào tính trực giao, phô tín hiệu của các sóng mang phụ cho phép chồng lấn lên nhau. Sự chồng lấn phô tín hiệu này làm hiệu suất sử dụng phô của toàn bộ băng tần tăng lên một cách đáng kể. Sự trực giao của các sóng mang phụ được thực hiện như sau: phô tín hiệu của sóng mang phụ thứ p được dịch vào một kênh con thứ p thông qua phép nhân với hàm phức $e^{jp\omega_s t}$, trong đó $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi \frac{1}{T_s}$ là khoảng cách tần số giữa hai sóng mang. Thông qua phép nhân với số phức này mà các sóng mang phụ trực giao với nhau. Tính trực giao của hai sóng mang phụ p và q được kiểm chứng như sau:

$$\begin{aligned} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{jp\omega_s t} \left(e^{jq\omega_s t} \right)^* dt &= \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{j(p-q)\omega_s t} dt \\ &= \frac{1}{j(p-q)\omega_s} e^{j(p-q)\omega_s t} \Big|_{t=kT_s}^{t=(k+1)T_s} \\ &= \begin{cases} 0, & p \neq q \\ T_s, & p = q \end{cases} \end{aligned} \quad \text{PT(3.2.1)}$$

Ở phương trình trên ta thấy hai sóng mang phụ p và q trực giao với nhau do

tích phân của một sóng mang với liên hiệp phức của sóng mang còn lại bằng 0 nếu chúng là hai sóng mang khác biệt. Trong trường hợp tích phân với chính nó sẽ cho kết quả là một hằng số. Sự trực giao này là nguyên tắc của phép giải điều chế OFDM.



Hình 3.2.1: Bộ điều chế OFDM

Giả thiết toàn bộ băng tần của hệ thống B được chia thành N_C kênh con, với chỉ số của các kênh con là n ,

$$n \in \{-L, -L+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, L-1, L\}$$

Do vậy

$$N_{FFT} = 2L + 1 \quad \text{PT(3.2.2)}$$

Đầu vào bộ điều chế là dòng dữ liệu $\{a_l\}$ được chia thành N_{FFT} dòng dữ liệu song song với tốc độ dữ liệu giảm đi N_{FFT} lần thông qua bộ phân chia nối tiếp/song song. Dòng bit trên mỗi luồng song song $\{a_{i,n}\}$ lại được điều chế thành mẫu tín hiệu phức đa mức $\{d_{k,n}\}$, với chỉ số n là chỉ số của sóng mang phụ, i là chỉ số của khe thời gian tương ứng với N_C bit song song sau khi qua bộ biến đổi nối tiếp/song song, chỉ số k là chỉ số của khe thời gian tương ứng với N_C mẫu tín hiệu

phức. Phương pháp điều chế ở băng tần cơ sở thường được sử dụng là M-QAM, QPSK, v.v.v. Các mẫu tín hiệu phát $\{d_{k,n}\}$ lại được nhân với xung cơ sở (*basic impulse*) $g(t)$ mục đích làm giới hạn phổ tín hiệu của mỗi sóng mang. Trường hợp đơn giản nhất của xung cơ sở là xung vuông. Sau khi nhân với xung cơ sở tín hiệu lại được dịch tần đến kênh con tương ứng thông qua phép nhân với hàm phức $e^{jn\omega_s t}$. Phép nhân này làm các tín hiệu trên các sóng mang phụ trực giao với nhau như chứng minh ở trên. Tín hiệu sau khi nhân với xung cơ sở và dịch tần được cộng lại qua bộ tổng và cuối cùng được biểu diễn như sau:

$$m'_k(t) = \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} s'(t - kT) e^{jn\omega_s t} \quad \text{PT(3.2.3)}$$

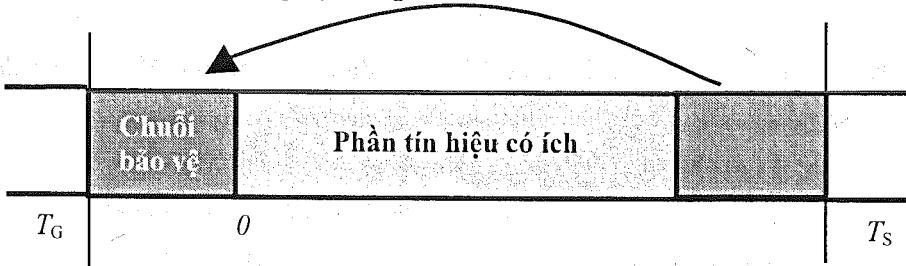
Tín hiệu này được gọi là mẫu tín hiệu OFDM thứ k . Sự biểu diễn tín hiệu OFDM tổng quát sẽ là:

$$m'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m'_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} s'(t - kT) e^{jn\omega_s t} \quad \text{PT(3.2.4)}$$

Ở đây tín hiệu $m'(t)$ là tín hiệu $m'_k(t)$ với chỉ số k (chỉ số mẫu tín hiệu OFDM hay cũng là chỉ số thời gian) chạy tới vô hạn.

Ưu điểm của phương pháp điều chế trực giao OFDM không chỉ là sự hiệu quả về sử dụng băng tần mà còn có khả năng loại trừ được nhiễu xuyên tín hiệu ISI thông qua sử dụng chuỗi bảo vệ (Guard interval). Do vậy tín hiệu OFDM trước khi phát đi được chèn thêm chuỗi bảo vệ để chống nhiễu xuyên tín hiệu ISI như được trình bày ở mục dưới đây.

3.3. Chuỗi bảo vệ trong hệ thống OFDM



Hình 3.3.1: Mô tả khái niệm về chuỗi bảo vệ

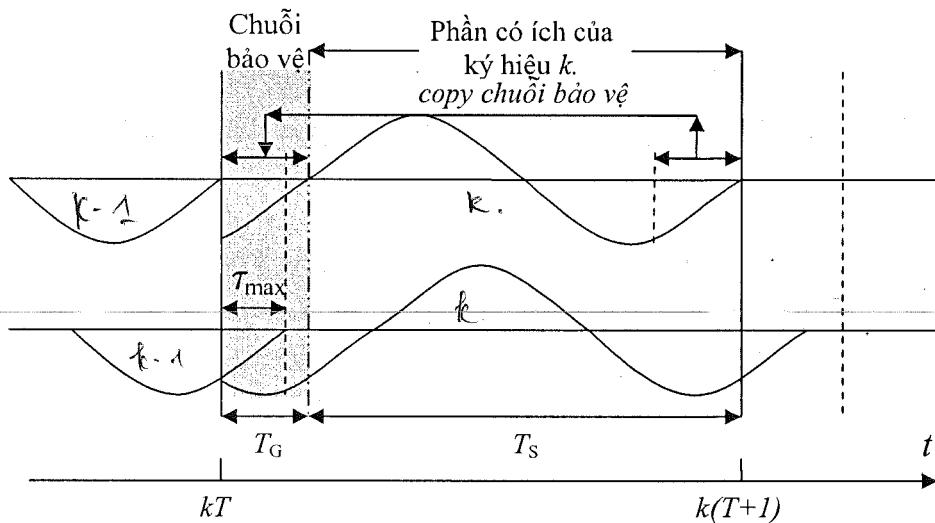
Giả thiết một mẫu tín hiệu OFDM có độ dài là T_s như ở hình 3.3.1. Chuỗi bảo vệ là 1 chuỗi tín hiệu có độ dài là T_G ở phía sau sao chép lên phần phía trước của mẫu tín hiệu này. Sự sao chép này có tác dụng chồng lại nhiều xuyên tín hiệu gây ra bởi hiệu ứng phân tập đa đường. Nguyên tắc này được giải thích như sau:

Giả thiết máy phát phát đi 1 khoảng tín hiệu *sin* có chiều dài là T_s . Sau khi chèn chuỗi bảo vệ tín hiệu này có chu kỳ là $T = T_s + T_G$. Do hiệu ứng phân tập đa đường tín hiệu này sẽ đến máy thu qua nhiều tuyến đường truyền với trễ truyền dẫn khác nhau. Để đơn giản cho việc giải thích nguyên lý này, hình 3.3.2. chỉ mô tả tín hiệu thu được từ hai tuyến truyền dẫn, trong đó 1 tuyến truyền dẫn không có trễ, tuyến còn lại trễ so với tuyến đầu tiên là τ_{\max} . Ở tuyến đầu tiên ta nhận thấy mẫu tín hiệu thứ $(k-1)$ không chồng lấn lên mẫu tín hiệu thứ k . Điều này là do ta đã giả sử rằng tuyến đầu tiên không có trễ truyền dẫn. Tuy nhiên ở tuyến 2, mẫu tín hiệu thứ $(k-1)$ bị dịch sang mẫu tín hiệu thứ k một khoảng là τ_{\max} do trễ truyền dẫn. Tương tự như vậy mẫu tín hiệu thứ k bị dịch sang tín hiệu thứ $(k+1)$ một khoảng cũng là τ_{\max} . Tín hiệu thu được ở máy thu sẽ là tổng của tín hiệu tất cả các tuyến. Sự dịch tín hiệu do trễ truyền dẫn trong các phương pháp điều chế thông thường sẽ gây ra nhiều xuyên tín hiệu ISI. Tuy nhiên trong hệ thống OFDM có sử dụng chuỗi bảo vệ sẽ loại bỏ được nhiễu này. Trong trường hợp $T_G \geq \tau_{\max}$ như mô tả ở hình 3.3.2, thì phần bị chồng lấn tín hiệu gây nhiễu ISI chỉ nằm trong khoảng của chuỗi bảo vệ (khoảng được tô màu như ở hình 3.3.2). Khoảng tín hiệu có ích có độ dài T_s không bị chồng lấn bởi các mẫu tín hiệu khác. Ở phía thu, chuỗi bảo vệ sẽ bị gạt bỏ trước khi gửi đến bộ giải điều chế OFDM. Điều kiện quyết định để đảm bảo hệ thống OFDM không bị ảnh hưởng bởi nhiễu ISI là

$$\boxed{T_G \geq \tau_{\max}} \quad \text{PT(3.3.1)}$$

Việc sử dụng chuỗi bảo vệ đảm bảo tính trực giao của các sóng mang phụ, do vậy đơn giản hóa cấu trúc bộ đánh giá kênh truyền, bộ cân bằng tín hiệu ở phía máy thu. Tuy nhiên chuỗi bảo vệ không mang thông tin có ích nên phổ tín hiệu của hệ thống bị giảm đi một hệ số là [Kam96]

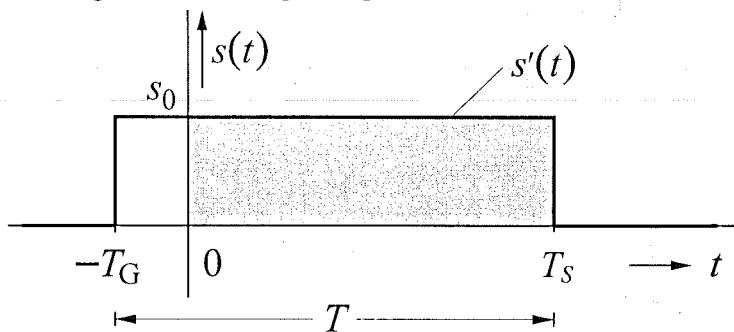
$$\boxed{\eta = \frac{T_s}{T_s + T_G}} \quad \text{PT(3.3.2)}$$



Hình 3.3.2: Mô tả ứng dụng của chuỗi bảo vệ trong việc chống nhiễu ISI

3.4. Phép nhân với xung cơ bản (*basic impulse*)

Trong bất kỳ hệ thống truyền dẫn vô tuyến nào, tín hiệu trước khi được truyền đi đều được nhân với xung cơ bản. Mục đích của phép nhân này là giới hạn phổ của tín hiệu phát sao cho phù hợp với bề rộng cho phép của kênh truyền. Trong trường hợp bề rộng của phổ tín hiệu phát lớn hơn bề rộng kênh truyền cho phép thì tín hiệu phát này sẽ gây ra nhiều xuyên kênh đối với các hệ thống khác. Trong hệ thống OFDM, tín hiệu trước khi phát đi được nhân với xung cơ bản là $s'(t)$. Xung cơ bản có bề rộng đúng bằng bề rộng của một mẫu tín hiệu OFDM. Sau khi chèn chuỗi bảo vệ thì xung cơ bản ký hiệu là $s(t)$ có độ rộng là $T_S + T_G$. Dạng xung cơ bản đơn giản nhất là xung vuông mô tả như ở hình 3.4.1.



Hình 3.4.1:
Xung cơ sở

$$s(t) = \begin{cases} S_0 & \text{nếu } -T_G \leq t \leq T_S \\ 0 & \text{các trường hợp còn lại} \end{cases}$$

PT(3.4.1)

Trong thực tế xung cơ sở thường được sử dụng là bộ lọc cos nâng. Ảnh hưởng của các dạng xung cơ bản đến phổ tín hiệu của hệ thống được nghiên cứu rất nhiều trong các tài liệu như [Pau98].

3.5. Thực hiện bộ điều chế OFDM bằng thuật toán IFFT

Tín hiệu phát sau bộ giải điều chế OFDM ở dạng tương tự ở PT(3.2.3) được viết lại như sau

$$m_k(t) = \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} s'(t - kT) e^{jn\omega_s t} \quad \text{PT(3.5.1)}$$

Khi chuyển đổi tín hiệu tương tự thành số, luồng tín hiệu trên được lấy mẫu với tần số lấy mẫu

$$t_a = \frac{1}{B} = \frac{1}{N_{\text{FFT}} f_s} = \frac{T_s}{N_{\text{FFT}}} \quad \text{PT(3.5.2)}$$

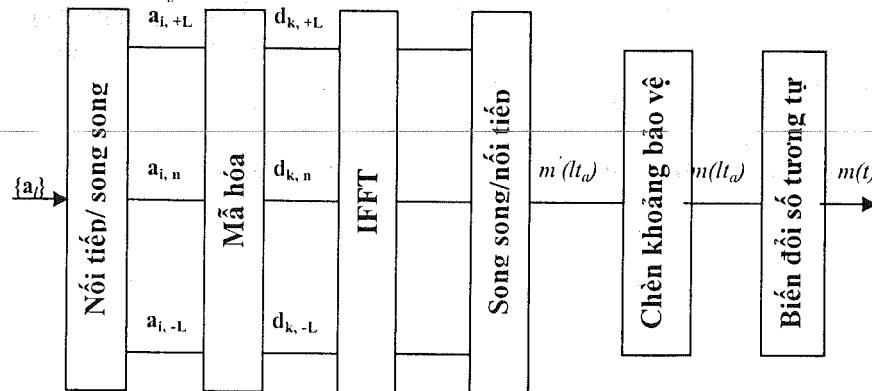
trong đó B là toàn bộ bề rộng của băng tần của hệ thống. Ở tại thời điểm lấy mẫu $t = kT + lt_a$, $s'(t - kT) = s_0$, do vậy PT(3.5.1) được viết lại là:

$$m_k(kT_s + lt_a) = s_0 \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} e^{jn\omega_s (kT_s + lt_a)} \\ = s_0 \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} e^{jn\omega_s kT_s} e^{jn\omega_s lt_a} \quad \text{PT(3.5.3)}$$

Do $\omega_s kT_s = 2\pi f_s k \frac{1}{f_s} = 2k\pi$, kết quả là $e^{jn\omega_s kT_s} = 1$. Tương tự như vậy có thể

khai triển $e^{jn\omega_s lt_a} = e^{jnl\pi f_s \frac{l}{f_s N_{\text{FFT}}}} = e^{j2\pi \frac{nl}{N_{\text{FFT}}}}$, PT(3.5.3) được viết lại

$$m'_k(kT_S + lt_a) = s_0 \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} e^{j2\pi \frac{nl}{N_{FFT}}} \quad \text{PT(3.5.4)}$$



Hình 3.5.1 : Sơ đồ bộ điều chế OFDM sử dụng IFFT

Phép biến diễn tín hiệu OFDM ở PT(3.5.4) trùng hợp với phép biến đổi IDFT. Do vậy, bộ điều chế OFDM có thể thực hiện một cách dễ ràng bằng phép biến đổi IDFT. Trong trường hợp N_{FFT} là bội số của 2, phép biến đổi IDFT được thay thế bằng phép biến đổi nhanh IFFT.

Sơ đồ bộ điều chế OFDM sử dụng thuật toán IFFT được thể hiện như ở hình 3.5.1.

Bài tập 3.1

Hệ thống HiperLAN/2 (IEEE.802.11a) có bề rộng băng tần $B=20$ MHz được thiết kế cho việc truyền dẫn dữ liệu trong môi trường trong nhà (indoor) với trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh $\tau_{max} = 450$ ns. Độ dài $N_{FFT}=64$, tính hiệu suất phỏ lón nhất của hệ thống trong trường hợp tín hiệu thu không bị ảnh hưởng bởi nhiều liên tín hiệu ISI. Trong trường hợp này ít nhất bao nhiêu phần trăm của phỏ tín hiệu phải dùng cho việc truyền dẫn chuỗi bảo vệ ?

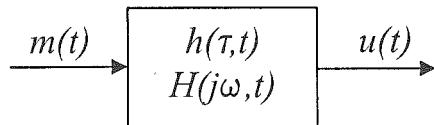
CHƯƠNG 4: LÝ THUYẾT VỀ GIẢI ĐIỀU CHÉ OFDM

4.1. Khái niệm về kênh truyền dẫn phân tần đa đường

Kênh truyền dẫn phân tần đa đường được biểu hiện về mặt toán học thông qua đáp ứng xung $h(\tau, t)$ và hàm truyền đạt $H(j\omega, t)$. Đối với đáp ứng xung $h(\tau, t)$, biến τ ký hiệu là trễ truyền dẫn của kênh. Trễ truyền dẫn là khoảng thời gian cần thiết để tín hiệu chuyển từ máy phát đến máy thu. Biến t là thời gian tuyệt đối (hay là thời điểm quan sát kênh). Biến đổi Fourier của đáp ứng xung đối với biến τ cho ta hàm truyền đạt của kênh

$$H(j\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad \text{PT(4.1.1)}$$

Để đơn giản hóa cho việc mô tả nguyên tắc giải điều chế, môi trường truyền dẫn được giả thiết không có nhiễu tạp âm trắng (*additive Gaussian noise*). Mối liên hệ giữa tín hiệu phát $m(t)$, tín hiệu thu $u(t)$ và đáp ứng xung của kênh $h(\tau, t)$ được mô tả như ở hình 4.1.1



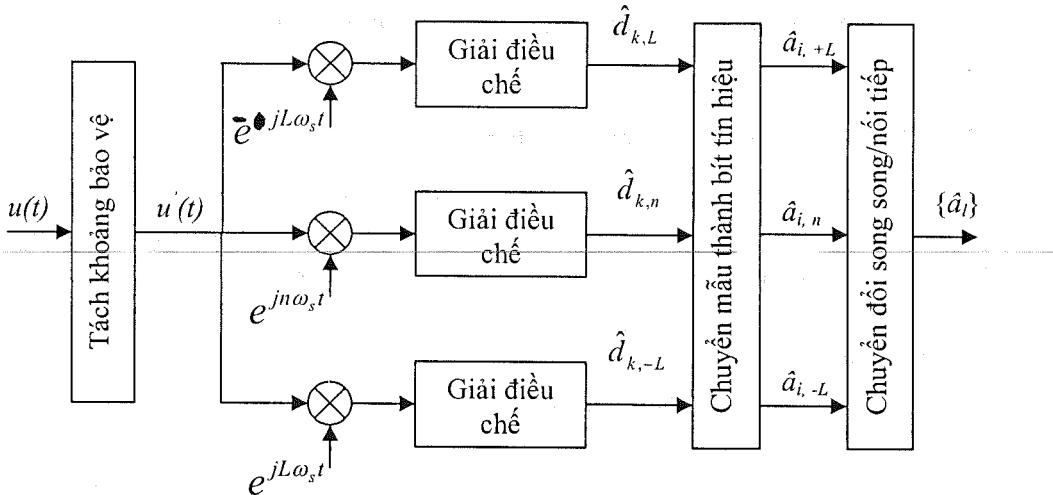
Hình 4.1.1: Mô hình kênh truyền dẫn

Ở miền thời gian tín hiệu thu là tích chập của tín hiệu phát và đáp ứng xung của kênh

$$\begin{aligned} u(t) &= m(t) * h(\tau, t) \\ &= \int_0^{\tau_{\max}} h(\tau, t) m(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad \text{PT(4.1.2)}$$

với ký hiệu ‘*’ là phép tích chập của hai tín hiệu

4.2. Bộ giải điều chế OFDM



Hình 4.2.1: Sơ đồ khối bộ giải điều chế OFDM

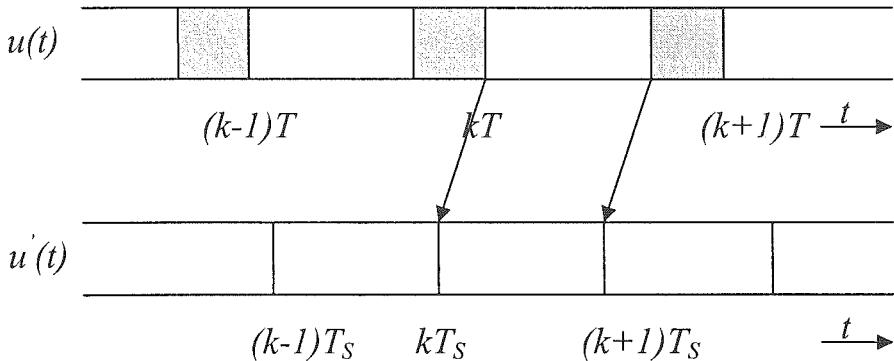
Sơ đồ cấu trúc bộ giải điều chế OFDM được mô tả như ở hình 4.2.1. Tín hiệu đưa vào bộ giải điều chế là $u(t)$. Với tín hiệu phát $m(t)$ ở PT (3.2.4), biểu diễn của $u(t)$ được viết tiếp dưới dạng

$$u(t) = \int_0^{\tau_{\max}} \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} s(t - \tau - kT) e^{jn\omega_s(t-\tau-kT)} \right) h(\tau, t) d\tau \quad \text{PT(4.2.1)}$$

Các bước thực hiện ở bộ giải điều chế có chức năng ngược lại so với các chức năng đã thực hiện ở bộ điều chế. Các bước đó bao gồm:

- Tách khoảng bảo vệ ở mỗi mẫu tín hiệu thu.
- Nhân với hàm số phức $e^{jn\omega_s t}$ (dịch băng tần của tín hiệu ở mỗi sóng mang về băng tần gốc như trước khi điều chế).
- Giải điều chế ở các sóng mang phụ
- Chuyển đổi mẫu tín hiệu phức thành dòng bit.
- Chuyển đổi dòng bit song song thành dòng bit nối tiếp.

4.2.1. Tách khoảng bảo vệ



Hình 4.2.2: Mô tả sự tách chuỗi bảo vệ ở bộ giải điều chế OFDM

Sau khi tách chuỗi bảo vệ khỏi luồng tín hiệu $u(t)$, luồng tín hiệu nhận được sẽ là:

$$u'(kT_S + t) = u(kT + t) \text{ nếu } 0 \leq t \leq T_S, \forall k \quad \text{PT(4.2.2)}$$

Tùy theo độ dài của chuỗi bảo vệ so với trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh, cũng như là điều kiện của kênh truyền (kênh phụ thuộc thời gian hay không phụ thuộc thời gian) ta sẽ có kết quả khác nhau sau khi giải điều chế.

4.2.2. Tín hiệu sau khi giải điều chế

Bộ giải điều chế trên mỗi sóng mang phụ là mạch tích phân thực hiện chức năng sau đây:

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{1}{T_0} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} u'_k(t) e^{-jl\omega_s t} dt, \quad \text{PT(4.2.3)}$$

trong đó $\hat{d}_{k,l}$ là tín hiệu ra của bộ tích phân nằm ở sóng mang phụ thứ l và mẫu tín hiệu OFDM thứ k (khe thời gian thứ k). Thay cách biểu diễn của $u'_k(t)$ từ phương trình (4.2.2) kết hợp với sự biểu diễn của $u_k(t)$ ở phương trình (4.2.1), ta có thể viết lại biểu thức (4.2.3) như sau:

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{1}{T_0} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} \left\{ \int_0^{\tau_{\max}} h(\tau, t) s(t - \tau - kT_S) e^{-jn\omega_s \tau} d\tau \right\} \\ \times e^{j\omega_s(n-l)(t-kT_S)} dt \quad \text{PT(4.2.4)}$$

Với điều kiện $T_G \geq \tau_{\max}$, trong đó T_G là độ dài chuỗi bảo vệ và τ_{\max} là độ dài lớn nhất của trễ truyền dẫn, ta có thể dễ dàng nhận thấy rằng:

$$s(t - \tau - kT_S) = \begin{cases} S_0 & \text{nếu } 0 \leq \tau \leq \tau_{\max} \text{ và } kT_S \leq t \leq (k+1)T_S \\ 0 & \text{các trường hợp còn lại} \end{cases} \quad \text{PT(4.2.5)}$$

Do vậy phương trình (4.2.4) có thể rút gọn thành

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{S_0}{T_S} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} \left\{ \int_0^{\tau_{\max}} h(\tau, t) e^{-jn\omega_s \tau} d\tau \right\} \\ \times e^{j\omega_s(n-l)(t-kT_S)} dt \quad \text{PT(4.2.6)}$$

Biểu thức trong ngoặc kép biểu diễn hàm truyền đạt của kênh

$$H(jn\omega_s, t) = \left\{ \int_0^{\tau_{\max}} h(\tau, t) e^{-jn\omega_s \tau} d\tau \right\} \quad \text{PT(4.2.7)}$$

Cuối cùng, tín hiệu sau giải điều chế trên mỗi sóng mang phụ được biểu diễn dưới dạng

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{S_0}{T_0} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} H(n\omega_s, t) e^{j\omega_s(n-l)(t-kT_S)} dt \quad \text{PT(4.2.8)}$$

Trong phương trình trên, kết quả tích phân cho trường hợp $n = l$ sẽ cho ta tín hiệu có ích $d_{k,l}^U$, còn kết quả tích phân cho các trường hợp $n \neq l$ sẽ là kết quả của can nhiễu liên kênh ICI (*intercarrier interference*) $d_{k,l}^{ICI}$. Phần tín hiệu có ích được biểu diễn bởi phương trình sau:

$$d_{k,l}^U = \frac{s_0}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} d_{k,l} H(l\omega_s, t) dt \quad \text{PT(4.2.9)}$$

và phần can nhiễu liên kênh được biểu diễn bởi

$$d_{k,l}^{ICI} = \frac{s_0}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \sum_{\substack{n=-L \\ n \neq l}}^{+L} d_{k,n} H(n\omega_s, t) e^{j\omega_s(n-l)(t-kT_s)} dt \quad \text{PT(4.2.10)}$$

Giả sử kênh vô tuyến không phụ thuộc vào thời gian trong độ dài của một mẫu tín hiệu T_s , có nghĩa là biến thời gian t trong hàm truyền đạt của kênh $H(n\omega_s, t)$ được loại bỏ trong phép lấy tích phân, thì thành phần có ích được viết lại dưới dạng

$$d_{k,l}^U = s_0 H(l\omega_s) \quad \text{PT(4.2.11)}$$

Thành phần nhiễu liên kênh được viết lại:

$$\boxed{d_{k,l}^{ICI} = \frac{s_0}{T_s} \sum_{\substack{n=-L \\ n \neq l}}^{+L} d_{k,n} H(n\omega_s) \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{j\omega_s(n-l)(t-kT_s)} dt} \quad \text{PT(4.2.12)}$$

Do các sóng mang trực giao với nhau, kết quả tích phân ở phương trình (4.2.12) rõ ràng là bằng không. Do vậy thành phần can nhiễu liên kênh sẽ triệt tiêu trong trường kênh không thay đổi về thời gian trong một chu kỳ tín hiệu.

4.3. Thực hiện bộ giải điều chế thông qua phép biến đổi nhanh FFT

Bộ giải điều chế OFDM ở dạng tương tự là bộ tích phân thể hiện ở PT (4.2.3). Ở dạng mạch số, tín hiệu được lấy mẫu với chu kỳ lấy mẫu là t_a . Giả thiết một mẫu tin OFDM T_s được chia thành N_{FFT} mẫu tín hiệu, khi đó độ rộng của một chu kỳ lấy mẫu là

$$t_a = \frac{T_s}{N_{FFT}} \quad \text{PT(4.3.1)}$$

Sau khi lấy mẫu, tín hiệu nhận được sẽ trở thành luồng tín hiệu số

$$u'_k(t) \Rightarrow u'_k(kT_s + nt_a), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_{FFT} - 1 \quad \text{PT(4.3.2)}$$

Mẫu tín hiệu sau khi giải điều chế $\hat{d}_{k,l}$ được biểu diễn dưới dạng số như sau:

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{t_a}{T_s} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} u'_k(kT_s + nt_a) e^{-j\omega_s(kT_s + nt_a)} \quad \text{PT(4.3.3)}$$

Tách sự biểu diễn của thành phần hàm số mũ thành tích của hai thành phần, PT(4.3.3) được biểu diễn lại dưới dạng

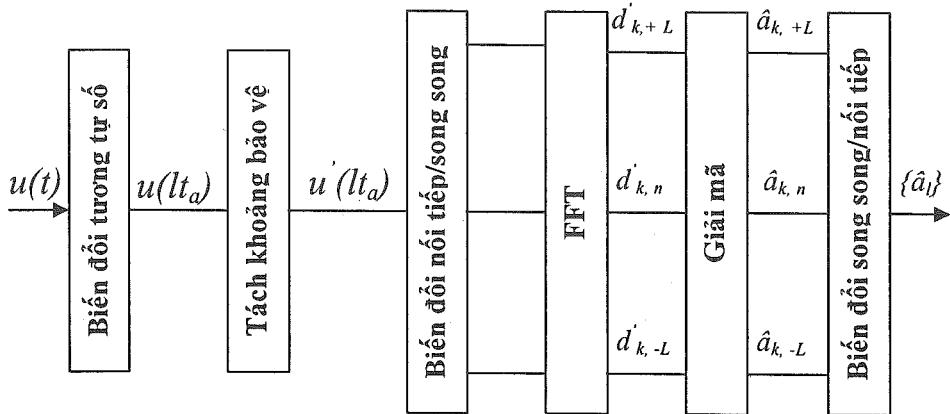
$$\hat{d}_{k,l} = \frac{t_a}{T_s} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} u'_k(kT_s + nt_a) e^{-jn\omega_s t_a} e^{-jlk\omega_s T_s} \quad \text{PT(4.3.4)}$$

Với chú ý rằng $\omega_s = 2\pi \frac{1}{T_s}$ như đã trình bày trong chương 3, trong biểu thức trên có thể nhận thấy rằng $e^{-jlk\omega_s T_s} = e^{-jlk2\pi} = 1$. Mặt khác, $\omega_s t_a = 2\pi \frac{1}{T_s} t_a = \frac{2\pi}{N_{FFT}}$. Do vậy PT(4.3.4) được viết lại

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} u'_k(kT_s + nt_a) e^{-j2\pi nl/N_{FFT}} \quad \text{PT(4.3.5)}$$

Một sự trùng hợp bất ngờ là biểu thức trên lại chính là phép biểu diễn DFT với chiều dài N_{FFT} . Mỗi liên hệ này được Weinstein và Ebert tìm được năm 1971 [Wei71]. Nhờ có sự phát triển của kỹ thuật số, phép thực hiện DFT được dễ dàng thực hiện. Đặc biệt là khi N_{FFT} là bội số của cơ số 2, phép thực hiện DFT được thay thế bằng phép biến đổi nhanh FFT.

Sơ đồ khối của bộ giải điều chế OFDM thực hiện bằng phép biến đổi nhanh FFT được trình bày ở hình 4.3.1 như sau:



Hình 4.3.1: Sơ đồ khái bộ giải điều chế OFDM sử dụng thuật toán FFT

Bài tập 4.1:

Giả thiết kênh truyền là kênh phụ thuộc thời gian gây ra bởi hiệu ứng Doppler với tần số $f_{D,\max}$, tính công suất tín hiệu thu có ích và công suất nhiễu liên kênh ICI theo sự phụ thuộc của kênh truyền và tần số Doppler lớn nhất $f_{D,\max}$.

Hướng dẫn: Hàm tự tương quan theo thời gian của kênh được biểu diễn bởi hàm bessel thứ nhất bậc không loại thứ nhất

$$\begin{aligned} R_{HH}(\Delta t) &= E[H(f,t) \times H^*(f,t + \Delta t)] \\ &= J_0(2\pi f_{D,\max} \Delta t) \end{aligned} \quad \text{PT(4.3.6)}$$

Bài tập 4.2:

Biểu diễn lại tín hiệu thu sau khi giải điều chế OFDM trong trường hợp trẽ truyền dẫn của kênh lớn hơn độ dài chuỗi bảo vệ $\tau_{\max} > T_G$ và kênh truyền không phụ thuộc thời gian. Tính công suất nhiễu của hệ thống trong trường hợp này.

Bài tập 4.3:

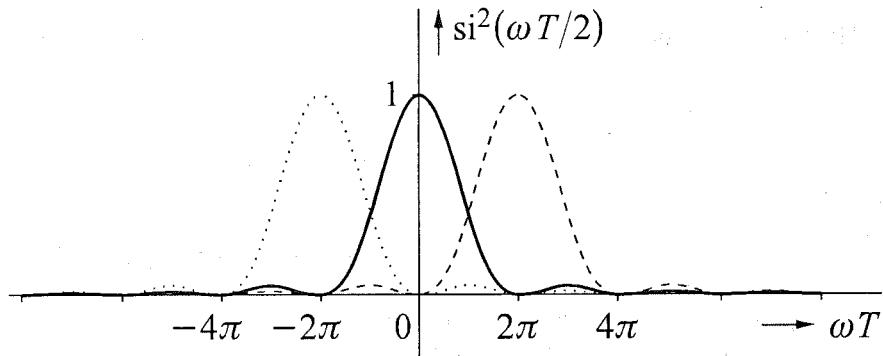
Các giả thiết được cho tương tự như ở bài tập 4.2 tuy nhiên kênh truyền dẫn lại phụ thuộc vào thời gian với tần số Doppler lớn nhất là $f_{D,\max}$. Hãy biểu diễn lại tín hiệu thu sau khi giải điều chế OFDM và tính công suất nhiễu liên kênh ICI và nhiễu liên mẫu tín hiệu ISI trong trường hợp này.

CHƯƠNG 5: PHỔ TÍN HIỆU OFDM

5.1. Biểu diễn toán học của phổ tín hiệu OFDM

Do các mẫu tín hiệu trên từng sóng mang phụ độc lập xác suất với nhau, phổ của tín hiệu OFDM là tổng của phổ tín hiệu trên từng sóng mang phụ. Trong trường hợp xung cơ bản $S(t)$ là xung vuông như ở PT. (3.4.1) thì phổ tín hiệu của mỗi sóng mang phụ có dạng là bình phương hàm $\text{SI}^2(x) = \left(\frac{\sin(x)}{x}\right)^2$ như ở hình

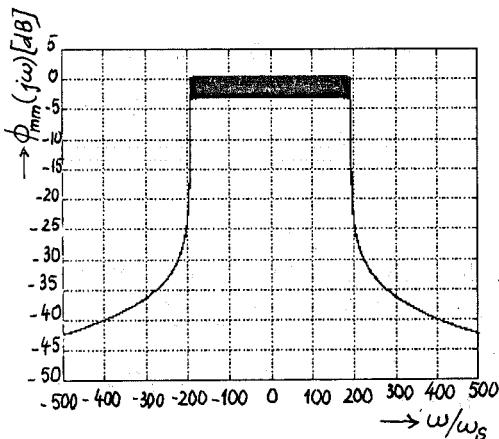
5.1.1.



Hình 5.1.1: Phổ tín hiệu của các đơn sóng mang

Phép biểu diễn toán học của phổ tín hiệu được viết như sau

$$\Phi_{mm}(j\omega) = E_s T \sum_{n=-L}^L \text{si}^2\left((\omega - n\omega_s)\frac{T}{2}\right) \quad \text{PT(5.1.1)}$$



Hình 5.1.2: Phổ tín hiệu OFDM

Hình 5.1.2 thể hiện phổ tín hiệu OFDM. Từ kết quả toán học chúng ta nhận thấy rằng hai sườn phổ tín hiệu rất dốc, điều này làm tăng hiệu suất phổ tín hiệu của hệ thống và làm giảm nhiễu liên kênh với các hệ thống khác.

5.2. Hiệu suất phổ tín hiệu của hệ thống OFDM

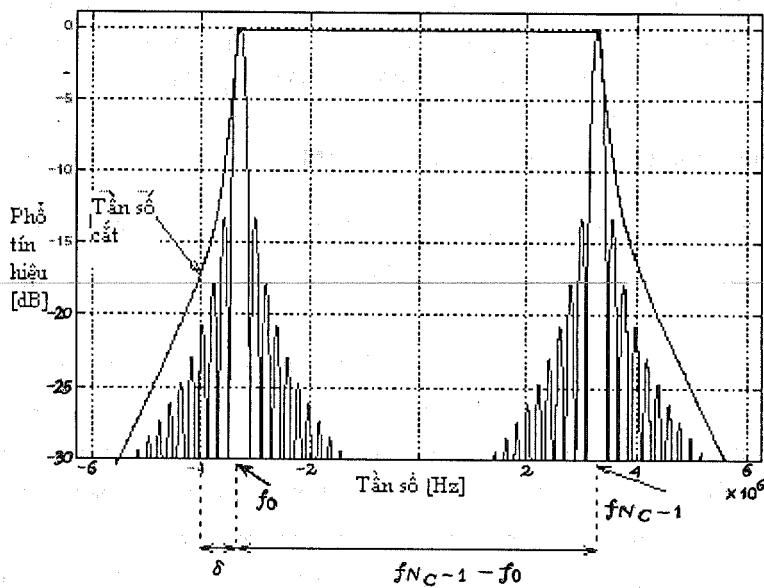
Hiệu suất phổ tín hiệu của một hệ thống được đánh giá theo công thức:

$$R_{\text{eff}} = \frac{R_b[\text{bits/s}]}{B[\text{Hz}]} \quad \text{PT(5.2.1)}$$

trong đó R_b là tốc độ bit trong một đơn vị thời gian là giây (1s) và B là toàn bộ băng tần chiếm dụng của hệ thống. Giả thiết hệ thống OFDM sử dụng phương pháp điều chế M mức trên mỗi sóng mang (M -ary symbol), khi đó số bit tương ứng với mỗi mẫu tín hiệu sẽ là $\log_2(M)$. Giả thiết hệ thống sử dụng N_C sóng mang phụ để mang tin, ($N_C \leq N_{\text{FFT}}$), khi đó tổng số bit tương ứng với một mẫu tin OFDM có độ dài T (kể cả chuỗi bảo vệ) là $N_C \cdot \log_2(M)$. Ta có thể dễ dàng tính được rằng trong một giây tốc độ bit sẽ là

$$R_b = N_C \cdot \log_2(M) / T \quad \text{PT(5.2.2)}$$

Vì sườn dốc của phổ tín hiệu hệ thống không bao giờ có dạng dốc đứng mà bao giờ cũng chiếm ít nhất một khoảng là một nửa bề rộng của khoảng cách hai sóng mang liên tiếp. Mặt khác xung cơ bản hình vuông cũng không được sử dụng trong thực tế mà thay vào đó là bộ lọc cos nâng (Root-Raised-Cosine Filter). Hiệu quả sử dụng phổ tần số của hệ thống do vậy sẽ bị giảm đi như mô tả ở hình 5.2.1



Hình 5.2.1: Phổ tín hiệu OFDM thông qua bộ lọc cos nâng (Root-Raised-Cosine Filter)

Bề rộng băng tần chiếm dụng tương ứng của hệ thống là

$$B = f_{N_c-1} - f_0 + 2\delta \quad \text{PT(5.2.3)}$$

với f_{N_c-1} là tần số sóng mang phụ lớn nhất và f_0 là tần số sóng mang phụ nhỏ nhất. Ký hiệu δ là bề rộng của một nửa khoảng cách hai sóng mang phụ kế tiếp bao gồm cả hệ số cắt β của bộ lọc cos nâng. Do vậy $\delta = (1 + \beta)(f_s / 2)$. Thay giá trị của δ cùng với giá trị của R_b ở PT (5.2.2) và B ở PT (5.2.3) vào PT (5.2.1) ta có

$$R_{\text{eff}} = \frac{\log_2(M)N_c(1/T)}{f_{N_c-1} - f_0 + 2(1 + \beta)(f_s / 2)} \quad \text{PT(5.2.4)}$$

Với $f_{N_c-1} - f_0 = (N_c - 1)f_s$ và $f_s = \frac{1}{T_s}$ ta lại có

$$R_{\text{eff}} = \frac{\log_2(M)}{1 + \frac{\beta}{N_c}} \cdot \frac{T_s}{T_s + T_G} \quad \text{PT(5.2.5)}$$

ở công thức trên ta đã thay $T = T_s + T_G$. Từ kết quả tính toán hiệu quả sử dụng

băng tần của hệ thống ở PT (5.2.5) ta có nhận xét rằng hiệu quả sử dụng phô tín hiệu OFDM càng lớn nếu số sóng mang sử dụng cho việc mang tin có ích càng lớn. Thêm vào đó độ dài của chuỗi bảo vệ phải tương đối nhỏ so với độ dài mẫu tín hiệu OFDM. Sự lựa chọn tham số cho hệ thống OFDM để nâng cao hiệu quả sử dụng phô tín hiệu của hệ thống phải đảm bảo điều kiện sau

$$\boxed{T_G \ll T_s} \quad \text{PT(5.2.6)}$$

mặt khác để loại bỏ được toàn bộ nhiễu liên tín hiệu cho hệ thống thì chuỗi bảo vệ phải lớn hơn trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh

$$T_G \geq \tau_{\max} \quad \text{PT(5.2.7)}$$

Đồng thời để giảm sự ảnh hưởng của sự phụ thuộc theo thời gian của kênh đối với chất lượng hệ thống thì độ dài một mẫu tín hiệu OFDM phải nhỏ hơn nhiều độ dài phụ thuộc thời gian của kênh³.

$$T_s \ll \frac{1}{2f_{D,\max}} \quad \text{PT(5.2.8)}$$

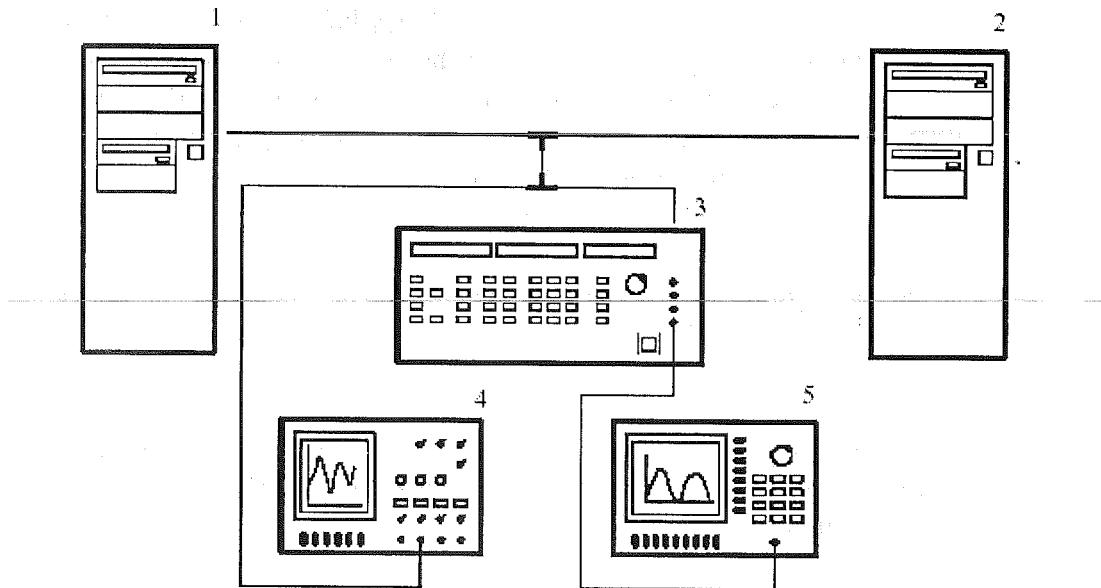
Các điều kiện ở các PT(5.2.6)- (5.2.8) là các điều kiện cơ bản để lựa chọn tham số cho việc thiết kế hệ thống OFDM.

5.3. Các kết quả thực nghiệm

Trong phần này sẽ trình bày một số kết quả thực nghiệm của phô tín hiệu được thực ở Viện Kỹ thuật Thông tin thuộc Trường Đại học Tổng hợp Hannover. Sơ đồ thực nghiệm được trình bày như ở hình 5.3.1 bao gồm:

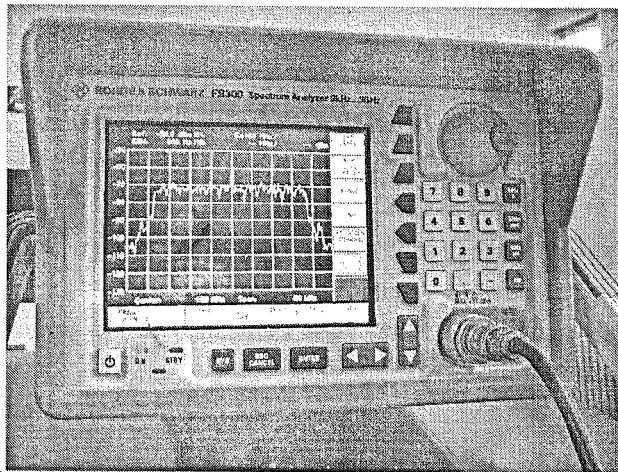
1. Sử dụng máy phát là một máy tính PC. Tín hiệu được chuyển thành số/tương tự qua card thoại của máy tính
2. Máy thu cũng là một máy tính PC. Tín hiệu thu được biến đổi tương tự/số qua card thoại của máy tính
3. Bộ phát tín hiệu với tần số 100 kHz ... 4320 MHz sử dụng làm bộ điều chế I/Q.
4. Máy đo Osilo
5. Máy phân tích phô tín hiệu.

³ Độ dài phụ thuộc thời gian của kênh trong tiếng Anh gọi là "coherence time of the channel" [Pro95, chương 14, trang 765].



Hình 5.3.1: Sơ đồ khối hệ thống thực nghiệm

Kết quả thực nghiệm ở hình 5.3.2 cho thấy phổ tín hiệu OFDM có độ dốc lớn như đã trình bày ở phần lý thuyết.



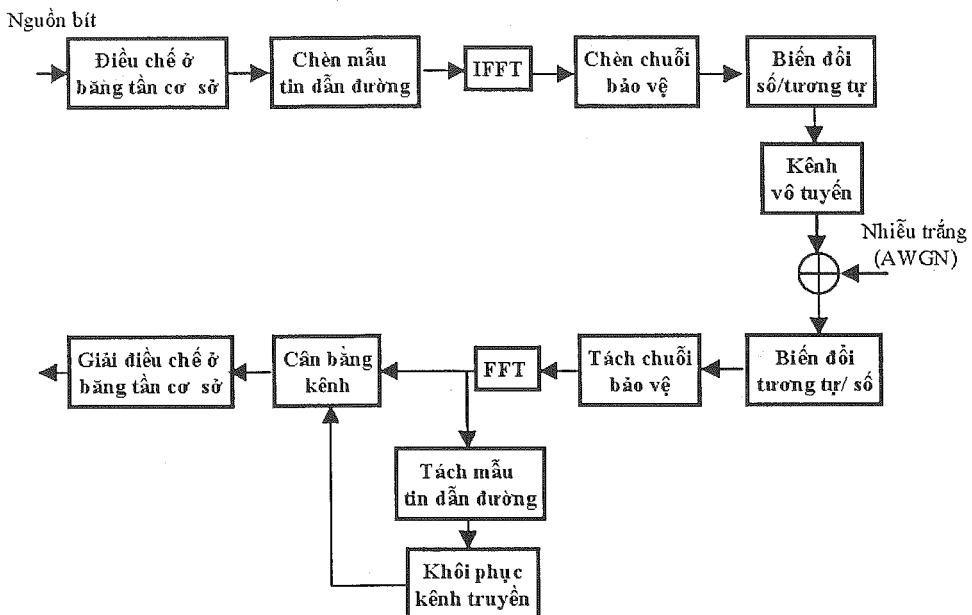
Hình 5.3.2: Kết quả đo của phổ tín hiệu OFDM được thực nghiệm bởi tác giả năm 2003, tại Trường Đại học Tông hợp Hannover, CHLB Đức.

Bài tập 5.1:

Giả thiết xung cơ bản là xung vuông, hãy chứng minh phổ tín hiệu OFDM có thể biểu diễn như ở PT(5.1.1):

CHƯƠNG 6: KHÔI PHỤC KÊNH TRUYỀN VÀ CÂN BẰNG TÍN HIỆU CHO CÁC HỆ THỐNG OFDM

6.1. Tổng quan hệ thống OFDM



Hình 6.1.1: Tổng quan một hệ thống OFDM

Tổng quan hệ thống OFDM được trình bày ở hình 6.1.1. Nguồn tín hiệu là một luồng bit được điều chế ở băng tần cơ sở thông qua các phương pháp điều chế như QPSK, Mary-QAM. Tín hiệu dẫn đường (pilot symbols) được chèn vào nguồn tín hiệu, sau đó được điều chế thành tín hiệu OFDM thông qua bộ biến đổi IFFT và chèn chuỗi bảo vệ. Luồng tín hiệu số được chuyển thành luồng tín hiệu tương tự qua bộ chuyển đổi số/tương tự trước khi truyền trên kênh vô tuyến qua anten phát. Tín hiệu truyền qua kênh vô tuyến bị ảnh hưởng bởi nhiều fadinh và nhiễu trắng (*additive white Gaussian noise –AWGN*).

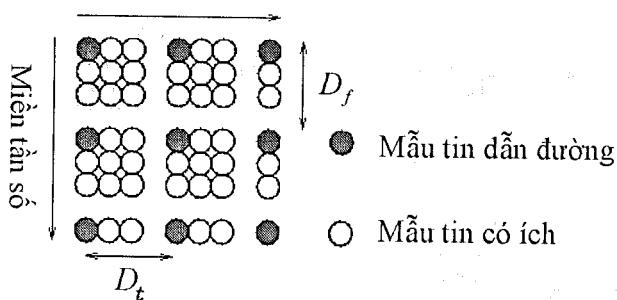
Tín hiệu dẫn đường là mẫu tín hiệu được biết trước cả ở phía phát và phía thu, và được phát cùng với nguồn tín hiệu có ích với nhiều mục đích khác nhau như việc khôi phục kênh truyền và đồng bộ hệ thống.

Máy thu thực hiện các chức năng ngược lại như đã thực hiện ở máy phát. Tuy nhiên để khôi phục được tín hiệu phát thì hàm truyền của kênh vô tuyến cũng phải được khôi phục. Việc thực hiện khôi phục hàm truyền kênh vô tuyến được thực hiện thông qua mẫu tin dãy đường nhận được ở phía thu. Tín hiệu nhận được sau khi giải điều chế OFDM được chia làm hai luồng tín hiệu. Luồng tín hiệu thứ nhất là tín hiệu có ích được đưa đến bộ cân bằng kênh. Luồng tín hiệu thứ hai là mẫu tin dãy đường được đưa vào bộ khôi phục kênh truyền. Kênh truyền sau khi được khôi phục cũng sẽ được đưa và bộ cân bằng kênh để khôi phục lại tín hiệu ban đầu.

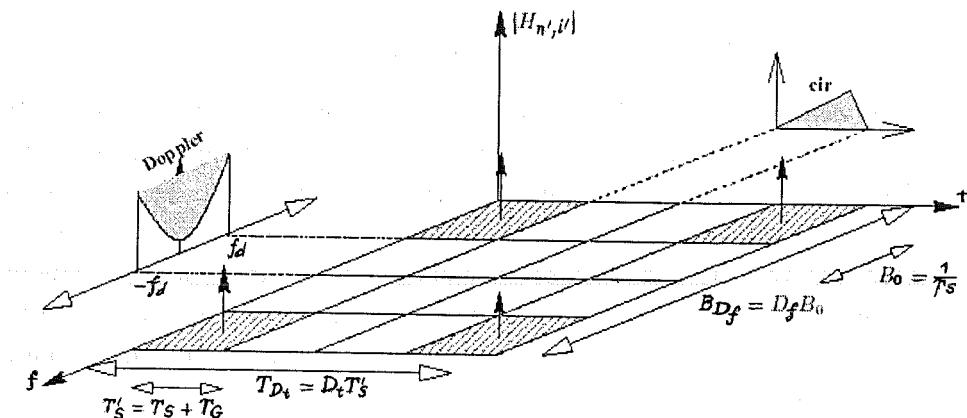
Trong phần tiếp theo, nguyên lý của việc thực hiện khôi phục kênh truyền thông qua mẫu tin dãy đường sẽ được trình bày.

6.2. Nguyên tắc chèn mẫu tin dãy đường ở miền tần số và miền thời gian

Miền thời gian



Hình 6.2.1: Sự sắp xếp mẫu tin dãy đường và mẫu tin có ích ở miền tần số và miền thời gian [Duc99]



Hình 6.2.2: Mối liên hệ giữa hiệu ứng Doppler và trễ kênh truyền trong sự lựa chọn sự sắp xếp các mẫu tin dãy đường (ở hình trên: CIR là đáp ứng xung của kênh truyền – Channel Impulse Response)[Duc99]

Mẫu tin dãy đường có thể chèn cùng với mẫu tin có ích cả ở miền tần số và miền thời gian như trình bày ở hình 6.2.1 và hình 6.2.2. Tuy nhiên khoảng cách giữa hai mẫu tin dãy đường liên tiếp nhau phải tuân theo quy luật lấy mẫu cả ở miền tần số và miền thời gian. Ở miền tần số, sự biến đổi của kênh vô tuyến phụ thuộc vào thời gian trễ truyền dãy lớn nhất của kênh τ_{\max} (*maximum propagation delay*). Với ký hiệu r_f là tỷ số lấy mẫu (*oversampling rate*) ở miền tần số, f_s là khoảng cách liên tiếp giữa hai sóng mang phụ, khoảng cách giữa hai mẫu tin dãy đường ở miền tần số D_f phải thỏa mãn điều kiện sau đây [Cla96, Kai98]:

$$r_f = \frac{1}{D_f f_s \tau_{\max}} \geq 1 \quad \text{PT(6.2.1)}$$

Tỷ số lấy mẫu tối thiểu ở miền tần số r_f phải là 1. Tỷ số này có thể lớn hơn 1, khi đó số mẫu tin dãy đường nhiều hơn cần thiết và kênh truyền được lấy mẫu vượt mức (*oversampling*). Trong trường hợp khoảng cách giữa hai mẫu tin dãy đường không thỏa mãn điều kiện lấy mẫu như ở PT(6.2.1), có nghĩa là $r_f < 1$, thì kênh truyền không thể khôi phục lại được hoàn toàn thông qua mẫu tin dãy đường.

Tương tự như ở miền tần số, khoảng cách ở miền thời gian của hai mẫu tin dãy đường liên tiếp D_t cũng phải thỏa mãn tiêu chuẩn lấy mẫu ở miền thời gian. Sự biến đổi của hàm truyền vô tuyến ở miền thời gian phụ thuộc vào tần số Doppler $f_{D,\max}$. Theo tiêu chuẩn lấy mẫu ở miền tần số, khoảng cách D_t phải thỏa mãn điều kiện

$$r_t = \frac{1}{2 f_{D,\max} D_t (T_S + T_G)} \geq 1 \quad \text{PT(6.2.2)}$$

Tỷ số r_t được gọi là tỷ số lấy mẫu ở miền thời gian. Trong trường hợp điều kiện ở PT (6.2.2) không thỏa mãn thì hàm truyền kênh vô tuyến cũng không thể hoàn toàn khôi phục được ở phía máy thu.

6.3. Khôi phục kênh theo phương pháp thông thường

Giả sử ở mẫu tin OFDM i' và trên sóng mang phụ n' mẫu tin dãy đường $S_{i',n'}$ được phát đi. Sau khi giải điều chế ở phía thu, mẫu tin này được biểu diễn tương tự như ở PT(4.2.11) với sự có mặt của can nhiễu trắng như sau:

$$R_{i',n'} = S_{i',n'} H_{i',n'} + N_{i',n'} \quad \text{PT(6.3.1)}$$

Do mẫu tin dẫn đường được biết trước ở phía máy thu, kênh truyền được khôi phục một cách dễ ràng thông qua hai bước sau:

- Bước 1: Hệ số kênh truyền tại các mẫu tin dẫn đường $\check{H}_{i',n'}$ được khôi phục lại bằng cách chia mẫu tin dẫn đường nhận được $R_{i',n'}$ cho mẫu tin dẫn đường đã phát đi $S_{i',n'}$. Kết quả là

$$\check{H}_{i',n'} = \frac{R_{i',n'}}{S_{i',n'}} \quad \text{PT(6.3.2)}$$

Tuy nhiên chỉ hàm truyền vô tuyến tại vị trí của mẫu tin dẫn đường được khôi phục được, còn hàm truyền tại các vị trí của mẫu tin có ích vẫn là những ẩn số. Vấn đề này được giải quyết thông qua các thuật toán nội suy (*interpolation technique*).

- Bước 2: Các hệ số kênh truyền tại các vị trí của mẫu tin có ích thông qua các thuật toán nội suy từ các hệ số kênh truyền đã được khôi phục như đã thu được ở bước 1.

$$\hat{H}_{i,n} = \text{nội suy của } \{\check{H}_{i',n'}\} \quad \text{PT(6.3.3)}$$

Có nhiều phương pháp nội suy được có thể được sử dụng ví dụ như phép nội suy tuyến tính, nội suy sử dụng hàm SI, hàm đa thức cubic, hoặc nội suy sử dụng bộ lọc tối ưu Wiener. Các phần sau đây lần lượt giới thiệu các đặc tính cũng như cách thực hiện các thuật toán nội suy này.

6.4. Các kỹ thuật nội suy để khôi phục hàm truyền

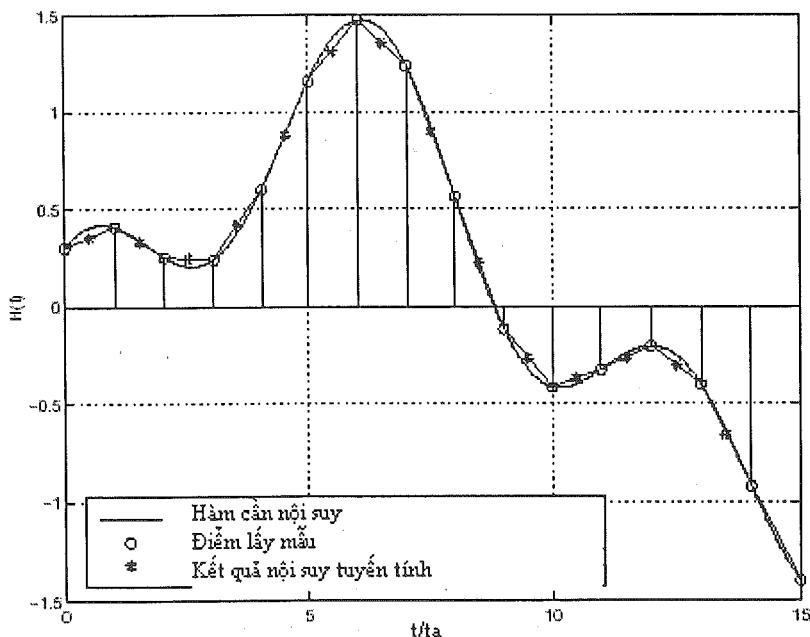
6.4.1. Nội suy sử dụng hàm tuyến tính, hàm SI và hàm đa thức

Một số kỹ thuật nội suy thông dụng đó là nội suy sử dụng hàm tuyến tính (*linear interpolation*), nội suy sử dụng hàm $Si(x) = \sin(x)/x$, hoặc nội suy hàm đa thức (*cubic interpolation*).⁴

⁴ Một số phương pháp nội suy sẵn có trong phần mềm Matlab như nội suy tuyến tính, nội suy đa thức hay nội suy spline thông qua lời gọi hàm '*interp1*' cho phép nội suy một chiều hoặc '*interp2*' cho phép nội suy hai chiều.

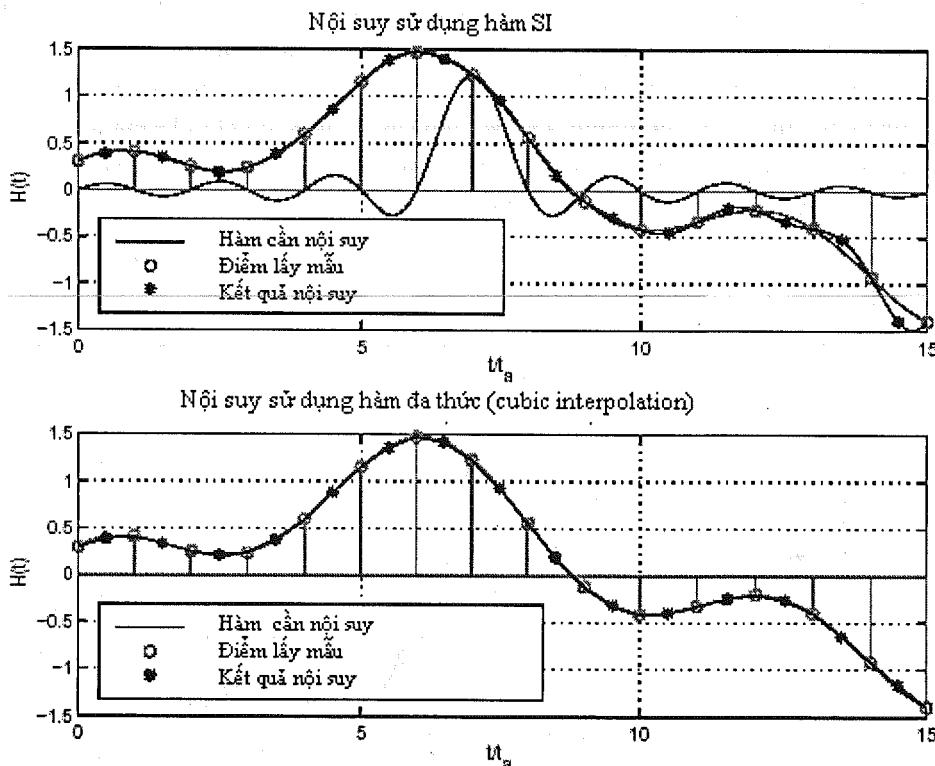
Ở phép nội suy tuyến tính, hàm truyền tại vị trí mẫu tin có ích được nội suy chỉ thông qua hai điểm kế cận của hai mẫu tin dẫn đường. Tuy nhiên ở phép nội suy đa thức, hàm truyền của mẫu tin có ích được nội suy thông qua nhiều điểm khác nhau của mẫu tin dẫn đường. Do vậy nội suy đa thức có chất lượng tốt hơn so với nội suy tuyến tính nhưng độ phức tạp lại cao hơn. Sự so sánh giữa các kỹ thuật này được trình bày rõ ràng ở tài liệu [Duc00]

Hình 6.4.1 mô tả phương pháp nội suy tuyến tính trong đó mỗi một điểm cần nội suy là giá trị trung bình của hai điểm kế cận.



Hình 6.4.1: Các kỹ thuật nội suy tuyến tính [Duc99].

Hình 6.4.2 minh họa hai phương pháp nội suy đa thức và nội suy $Si(x)$. Cả hai phương pháp này đều thông dụng trong thực tế. Nội suy $Si(x)$ thực chất là việc sử dụng bộ lọc thông thấp ở miền tần số. Ở miền thời gian nó được biểu diễn thông qua hàm $Si(x)$. Lý thuyết về kỹ thuật nội suy này được trình bày trong tài liệu [Opp99]



Hình 6.4.2: Các kỹ thuật nội suy SI và nội suy cubic [Duc99].

6.4.2. Nội suy sử dụng bộ lọc tối ưu Wiener (Wiener filter)

Lý thuyết về bộ lọc tối ưu Wiener được trình bày chi tiết trong tài liệu của Haykin [Hay86]. Trong nhiều tài liệu khác, bộ lọc tối ưu Wiener còn được gọi là bộ lọc lỗi bình phương tối thiểu (MMSE – minimum mean square error). Bộ lọc Wiener được ứng dụng rộng rãi trong các kỹ thuật cân bằng tín hiệu hay ước lượng kênh truyền. Cấu trúc bộ lọc được mô tả như ở hình 6.5.1. Đầu vào bộ lọc các giá trị hệ số kênh truyền $\check{H}_{i',n'}$ tại các mẫu tin dẫn đường thu được ở PT(6.3.2). Các giá trị của kênh truyền được nhân với các hệ số của bộ lọc $\omega_{i',n',i,n}$ như ở phương trình dưới đây:

$$\hat{H}_{i,n} = \sum_{\forall \{i',n'\} \ni P} \omega_{i',n',i,n} \check{H}_{i',n'} \quad \text{PT(6.4.1)}$$

Ở PT(6.4.1), tập P là tập tất cả các giá trị của i' và n' . Có nghĩa là một giá trị $\hat{H}_{i,n}$ được nội suy từ các phần tử $\check{H}_{i',n'}$ khác nhau ở cả miền tần số và miền thời gian. Khi đó người ta gọi phép nội suy là phép nội suy hai chiều (two dimentional Wiener interpolation – 2D Wiener interpolation). Phép nội suy này mang lại tính chính xác cao tuy nhiên lại có độ phức tạp cao. Peter Hoeher trong bài báo [Hoh91] đã chứng minh được rằng bộ lọc Wiener hai chiều có thể tách thành hai bộ lọc Wiener một chiều (một bộ lọc thực hiện ở miền thời gian và một bộ lọc thực hiện ở miền tần số). Nhờ đó mà độ phức tạp khi thực hiện bộ lọc giảm đi nhiều, tuy nhiên chất lượng tín hiệu lọc không giảm đáng kể.

Nếu ta biểu diễn các giá trị đầu vào $\check{H}_{i',n'}$ ở dạng vectơ cột như sau:

$$\check{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \check{H}_{1,1}(1) \\ \vdots \\ \check{H}_{i',n'}(k) \\ \vdots \\ \check{H}_{(l_i-1)D_i+1,(l_f-1)D_f+1}(N_{tap}) \end{pmatrix} \quad \text{PT(6.4.2)}$$

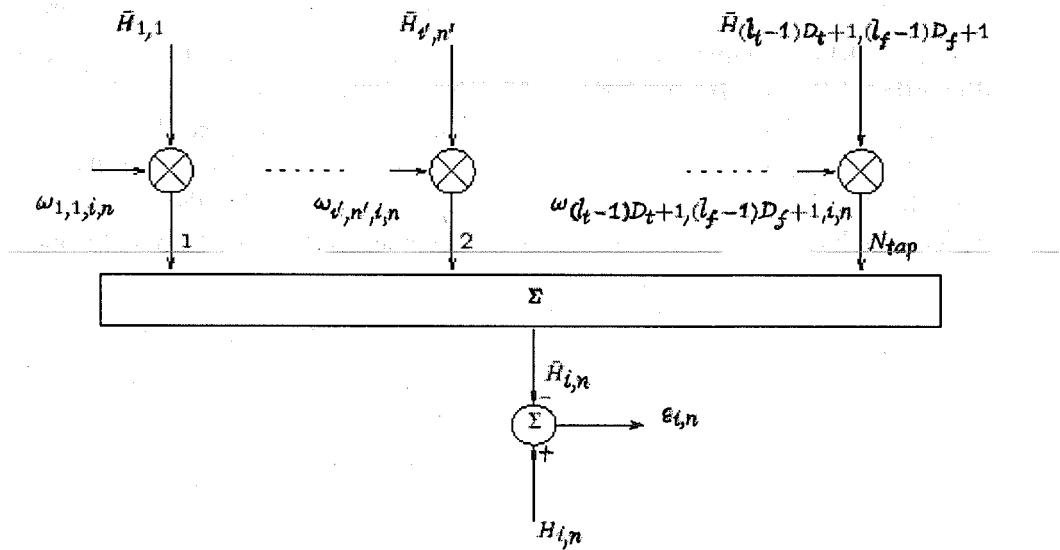
và các hệ số của bộ lọc $\omega_{i',n',i,n}$ dưới dạng vectơ dòng

$$\mathbf{W}_{i,n}^T = (\omega_{1,1,i,n}, \dots, \omega_{i',n',i,n}, \dots, \omega_{(l_i-1)D_i+1,(l_f-1)D_f+1,i,n}) \quad \text{PT(6.4.3)}$$

thì PT(6.4.1) được biểu diễn lại như sau

$$\hat{H}_{i,n} = \mathbf{W}_{i,n}^T \check{\mathbf{h}} \quad \text{PT(6.4.1)}$$

Ở hình 6.4.3, N_{tap} là số các hệ số của bộ lọc, tương đương với số các tín hiệu đầu vào $\check{H}_{i',n'}$ sử dụng để nội suy cho một giá trị đầu ra. Nếu các hệ số của bộ lọc được thiết kế một cách tối ưu, thì lỗi bình phương giữa kết quả nội suy $\hat{H}_{i,n}$ và giá trị lý tưởng $H_{i,n}$ là tối thiểu. Sự tính toán các hệ số tối ưu cho bộ lọc dựa trên phương trình của Wiener-Hop như được trình bày dưới đây.



Hình 6.4.3: Bộ lọc Wiener [Duc99].

Phương trình của Wiener-Hopf:

Phương trình của Wiener-Hopf sử dụng để tính toán các hệ số của bộ lọc. Mục đích của bộ lọc là để tối thiểu lỗi bình phương giữa hệ số lý tưởng của kênh và hệ số được ước lượng khi dùng bộ lọc. Chúng ta bắt đầu bằng phép biểu diễn lỗi giữa hệ số lý tưởng của kênh $H_{i',n'}$ và hệ số được ước lượng khi dùng bộ lọc $\hat{H}_{i',n'}$

$$\varepsilon_{i,n} = H_{i,n} - \hat{H}_{i,n} \quad \text{PT(6.4.2)}$$

Trị trung bình lỗi bình phương tương ứng được viết lại là

$$J_{i,n} = E[\varepsilon_{i,n}^2] = E[(H_{i,n} - \hat{H}_{i,n})(H_{i,n} - \hat{H}_{i,n})^*] \quad \text{PT(6.4.3)}$$

Thay phép biểu diễn của $\hat{H}_{i',n'}$ như ở PT (6.4.1) vào PT (6.4.3) ta có

$$\begin{aligned} J_{i,n} &= E[(H_{i,n} - \mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}})(H_{i,n} - \mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}})^*] \\ &= E[(H_{i,n} - \mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}})(H_{i,n}^* - \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{W}_{i,n}^*)] \\ &= E[|H_{i,n}|^2] - E[H_{i,n} \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{W}_{i,n}^*] - E[\mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}} H_{i,n}^*] \\ &\quad + E[\mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H \mathbf{W}_{i,n}^*] \end{aligned} \quad \text{PT(6.4.4)}$$

- Thành phần thứ nhất của PT(6.4.4) $E[|H_{i,n}|^2] = \sigma_{i,n}^2$ phương sai⁵ của kênh.
- Kỳ vọng của phép nhân hệ số kênh $H_{i,n}$ với vecto $\check{\mathbf{h}}^H$ cho ta vecto tương quan chéo⁶ của giá trị lý tưởng hệ số của kênh và các giá trị của đầu vào bộ lọc $\check{\mathbf{h}}^H$. Vecto tương quan chéo do vậy được biểu diễn như sau

$$\mathbf{P}_{i,n}^T = E[H_{i,n}\check{\mathbf{h}}^H] \quad \text{PT(6.4.5)}$$

Ta cũng có thể biểu diễn

$$E[\check{\mathbf{h}}^H H_{i,n}^*] = (\mathbf{P}_{i,n}^T)^H = \mathbf{P}_{i,n}^* \quad \text{PT(6.4.6)}$$

- Kỳ vọng của phép nhân $E[\check{\mathbf{h}}\check{\mathbf{h}}^H]$ cho ta kết quả là một ma trận tự tương quan của các giá trị đầu vào của bộ lọc như sau:

$$\mathbf{R} = E[\check{\mathbf{h}}\check{\mathbf{h}}^H] \quad \text{PT(6.4.7)}$$

$$= E\left[\begin{array}{c} \check{H}_{1,1}(1) \\ \vdots \\ \check{H}_{i',n'}(k) \\ \vdots \\ \check{H}_{(l_i-1)D_i+1,(l_f-1)D_f+1}(N_{tap}) \end{array}\right] \times \left(\check{H}_{1,1}^*, \dots, \check{H}_{i',n'}^*(k), \dots, \check{H}_{(l_i-1)D_i+1,(l_f-1)D_f+1}^*(N_{tap})\right)$$

Nếu ta định nghĩa $r(k-m) := E[\check{H}(k)\check{H}^*(m)]$ thì ma trận \mathbf{R} được viết lại

⁵ Tiếng Anh gọi là ‘Variance’.

⁶ Ở dạng tương tự thì vecto tương quan chéo được gọi là hàm tương quan chéo. Thuật ngữ tiếng Anh tương ứng với hàm tương quan chéo là ‘cross-correlation function’.

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} r(0) & \dots & r(N_{tap} - 1) \\ r(-1) & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r(1 - N_{tap}) & \dots & r(0) \end{pmatrix} \quad \text{PT(6.4.8)}$$

Với sự biểu diễn của vectơ tương quan chéo $\mathbf{P}_{i,n}^T$ như ở PT (6.4.5) và ma trận tương quan \mathbf{R} ta có thể viết lại phép biểu diễn của giá trị trung bình lõi bình phương như sau

$$J_{i,n} = \sigma_{i,n}^2 - \mathbf{P}_{i,n}^T \mathbf{W}_{i,n}^* - \mathbf{W}_{i,n}^T \mathbf{P}_{i,n}^* + \mathbf{W}_{i,n}^T \mathbf{R} \mathbf{W}_{i,n}^* \quad \text{PT(6.4.9)}$$

Lấy đạo hàm theo vectơ $\mathbf{W}_{i,n}$ ta được kết quả như sau

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{dJ(\mathbf{W}_{i,n})}{d\mathbf{W}_{i,n}} \\ &= \mathbf{0} - 2\mathbf{P}_{i,n} - \mathbf{0} + 2[\mathbf{W}_{i,n}^T \mathbf{R}]^T \\ &= -2\mathbf{P}_{i,n} + 2[\mathbf{W}_{i,n}^T \mathbf{R}]^T \end{aligned} \quad \text{PT(6.4.10)}$$

Hiển nhiên là giá trị trung bình lõi bình phương $J_{i,n}$ sẽ đạt giá trị tối thiểu khi mà vectơ đạo hàm Δ là một vectơ với mọi phần tử của nó là 0. Điều này có nghĩa là

$$\mathbf{P}_{i,n}^T = \mathbf{W}_{i,n}^T \mathbf{R} \quad \text{PT(6.4.11)}$$

PT (6.4.11) cũng tương đương với

$$\mathbf{W}_{i,n}^T = \mathbf{P}_{i,n}^{-T} \mathbf{R}^{-1} \quad \text{PT(6.4.12)}$$

PT (6.4.12) được gọi là PT Wiener-Hopf cho phép tính vectơ hệ số bộ lọc $\mathbf{W}_{i,n}^T$ sao cho giá trị trung bình lõi bình phương là tối thiểu. Điều kiện để tính toán được các hệ số của bộ lọc là ma trận tương quan của kênh \mathbf{R} và vectơ tương quan chéo của kênh $\mathbf{P}_{i,n}^T$ phải được biết trước. Để minh họa sự tối thiểu của trị trung bình lõi bình phương thông qua sự tối ưu các hệ số của bộ lọc ta hãy lấy ví dụ sau: Giả thiết ma trận \mathbf{R} và vectơ $\mathbf{P}_{i,n}^T$ được cho như sau

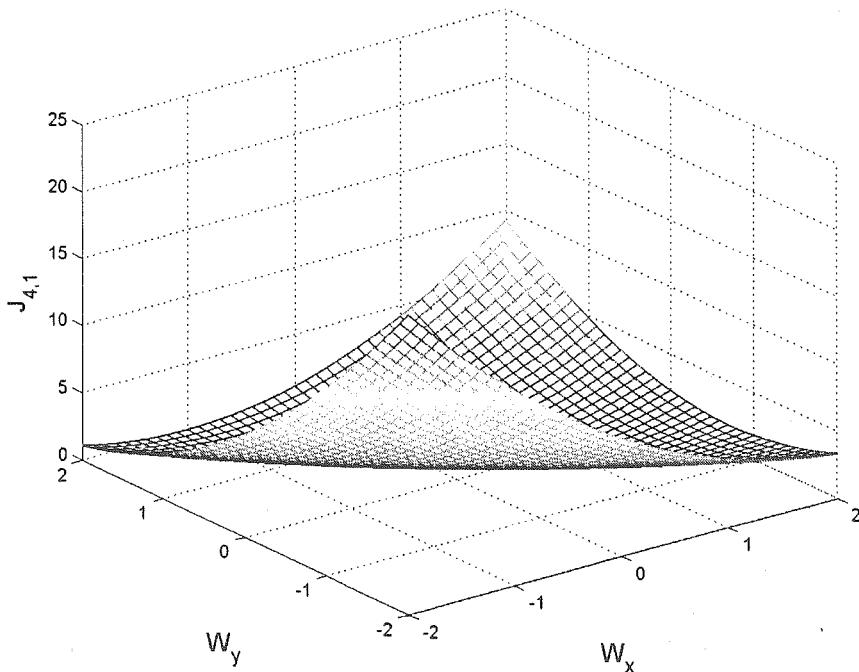
$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1.0009 & 0.8465 \\ 0.8465 & 1.009 \end{pmatrix} \quad \text{PT(6.4.13)}$$

$$\mathbf{P}_{i,n} = \begin{pmatrix} 0.6749 \\ 0.9602 \end{pmatrix} \quad \text{PT(6.4.14)}$$

Dựa vào PT (6.4.12) ta có thể tính được giá trị hệ số tối ưu của bộ lọc như sau

$$\mathbf{W}_{i,n} = \begin{pmatrix} W_x \\ W_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -0.4806 \\ 1.3675 \end{pmatrix} \quad \text{PT(6.4.15)}$$

Ở hình 6.4.4 cho ta thấy điểm tối thiểu của giá trị trung bình lỗi bình phương tối thiểu tương ứng với kết quả tối ưu của hệ số bộ lọc.



Hình 6.4.4: Ví dụ về sự tính toán hệ số tối ưu cho bộ lọc Wiener [Duc99]

6.5. Cân bằng kênh cho hệ thống OFDM

Ở phần này ta giả sử kênh truyền không biến đổi (hoặc gần như không biến đổi) trong một khoảng thời gian của một mẫu tín hiệu OFDM và trong một khoảng tần số là bề rộng của hai sóng mang phụ kế tiếp nhau. Điều đó có nghĩa là ở miền thời gian

$$H(j\omega, t) = H(j\omega, kT) \text{ với } kT \leq t \leq (k+1)T \quad \text{PT(6.5.1)}$$

và ở miền tần số

$$H(j\omega, t) = H(jn\omega_s; t) \text{ với } (n - \frac{1}{2})\omega_s \leq \omega \leq (n + \frac{1}{2})\omega_s \quad \text{PT(6.5.2)}$$

Khi đó hệ số hàm truyền tương ứng với sóng mang phụ thứ n và mẫu tin OFDM thứ k được biểu diễn dưới dạng

$$H(j\omega, t) = H(jn\omega_s; t) \text{ với } \begin{cases} KT \leq t < (k+1)T \\ (n - \frac{1}{2})\omega_s \leq \omega < (n + \frac{1}{2})\omega_s \end{cases} \quad \text{PT(6.5.3)}$$

Tín hiệu sau khi giải điều chế như ở PT(4.2.11) được viết lại

$$\tilde{d}_{k,n} = H(jn\omega_s; kT) d_{k,n} \quad \text{PT(6.5.4)}$$

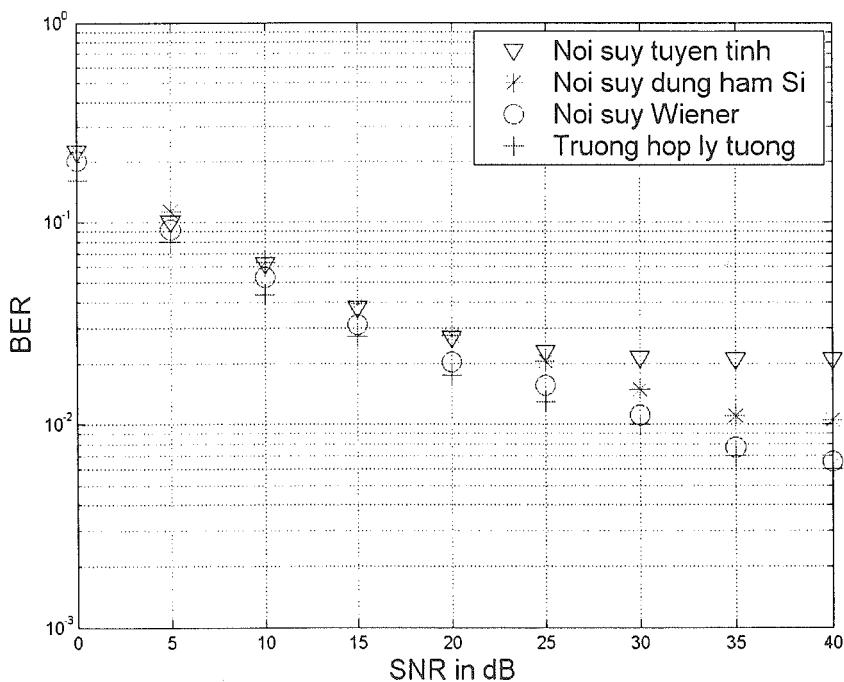
Tín hiệu phát được khôi phục lại thông qua phép chia của tín hiệu sau khi giải điều chế với hệ số hàm truyền như sau

$$d_{k,n} = \frac{1}{H(jn\omega_s; kT)} \tilde{d}_{k,n} \quad \text{PT(6.5.5)}$$

Phương trình trên chứng tỏ bộ cân bằng kênh cho hệ thống OFDM được thực hiện một cách rất đơn giản khi hàm truyền kênh vô tuyến đã được khôi phục. Bộ cân bằng kênh được thực hiện đơn giản bằng phép chia tín hiệu nhận được cho hệ số hàm truyền của kênh.

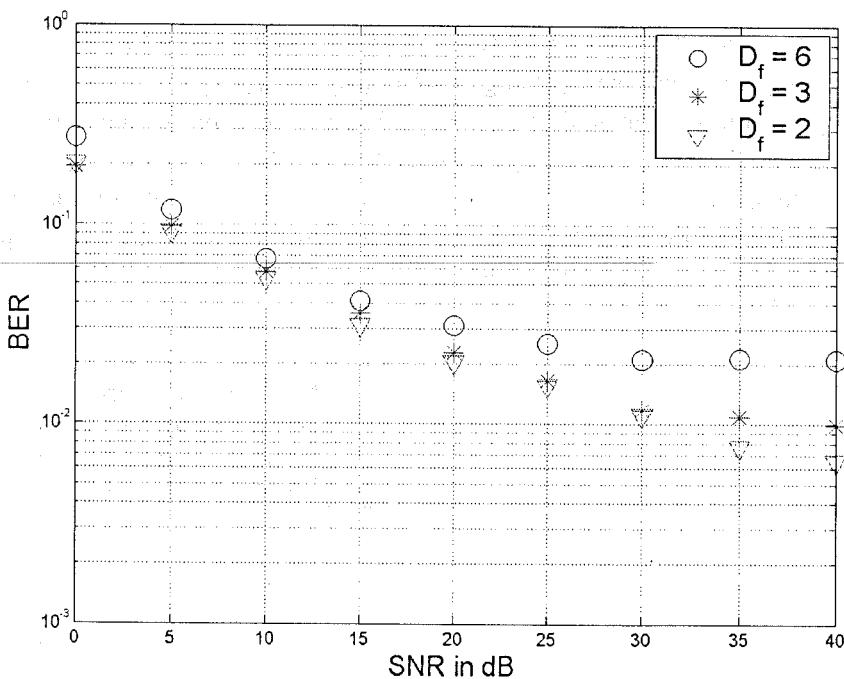
6.6. Một số kết quả mô phỏng

Để mô phỏng hệ thống OFDM, các tham số của hệ thống truyền dẫn DRM được sử dụng. Các tham số hệ thống và kênh truyền được giới thiệu ở chương 8. Kênh truyền được khôi phục theo các phép nội suy tuyến tính, sử dụng hàm SI và sử dụng bộ lọc Wiener. Chất lượng hệ thống được đánh giá theo tiêu chuẩn lỗi bit (BER) và được thể hiện ở hình 6.6.1. Ở hình này ta nhận thấy rằng bộ lọc tối ưu Wiener cho kết quả tốt nhất. Kết quả lỗi bit BER tiếp cận trường hợp lý tưởng, khi mà kênh truyền giả thiết được biết ở bộ thu.



Hình 6.6.1: So sánh chất lượng hệ thống khi sử dụng các phép nội suy khác nhau để khôi phục hàm truyền đạt của kênh [Duc99]

Sự phụ thuộc của chất lượng bộ khôi phục kênh truyền vào khoảng cách các mẫu tin dẫn đường được thể hiện ở hình 6.6.2. Trong đó bộ lọc Wiener được sử dụng. Ta dễ dàng thấy rằng nếu khoảng cách hai mẫu tin dẫn đường càng lớn thì chất lượng bộ khôi phục kênh truyền càng kém.



Hình 6.6.2: Sự phụ thuộc của chất lượng bộ khôi phục kênh đối với khoảng cách mẫu tín
dẫn đường [Duc99]

Bài tập 6.1:

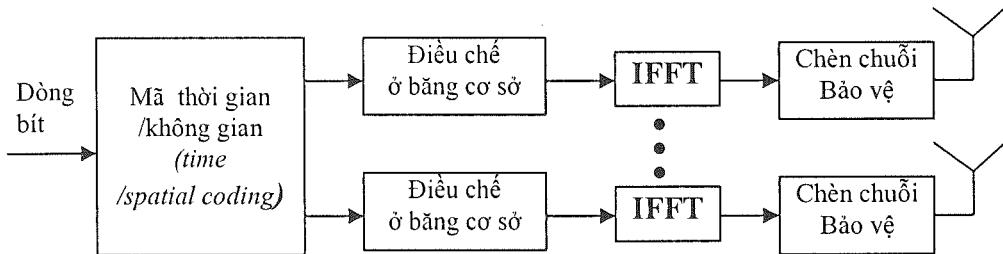
Viết chương trình thực hiện việc khôi phục kênh truyền theo phương pháp thông thường cho hệ thống OFDM sử dụng các tham số theo tiêu chuẩn HiperLAN/2 được trình bày ở chương 8. Giả sử hệ thống được thiết kế cho môi trường ngoài trời với hàm suy hao rời rạc của kênh (*discrete channel delay profile*) $\rho(\tau_k)$ cho ở bài tập 8.1 [Wan04]. Kênh truyền được mô phỏng theo phương pháp Monte Carlo như trình bày ở bài tập 8 trong tài liệu [Wan04]. Đánh giá hệ thống theo tiêu chuẩn lỗi mẫu tín hiệu SER trong sự phụ thuộc vào mức can nhiễu trống SNR.

CHƯƠNG 7: HỆ THỐNG MIMO-OFDM

7.1. Giới thiệu về hệ thống MIMO-OFDM

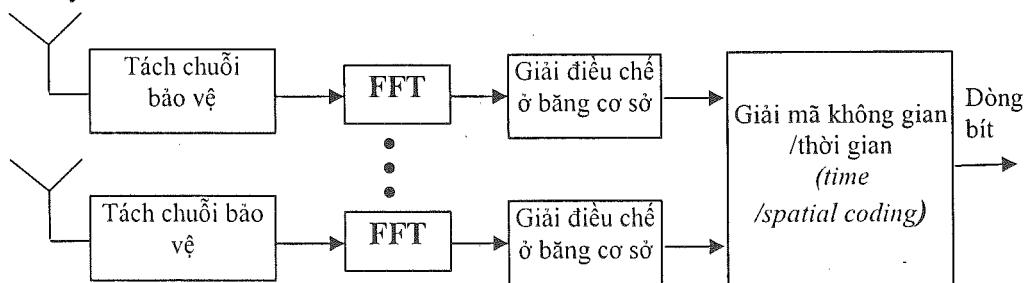
Hệ thống nhiều đầu vào nhiều đầu ra (MIMO) là hệ thống với nhiều anten phát và nhiều anten thu. So sánh với hệ thống một anten thu và một anten phát (SISO) thì kỹ thuật sử dụng nhiều anten phát nhiều anten thu có thể cải thiện hiệu quả sử dụng tần số cũng như dung lượng của hệ thống thông tin. Việc nâng cao hiệu quả phụ thuộc vào số lượng anten thu phát và độ tản xạ của môi trường truyền dẫn. Độ phức tạp của hệ thống MIMO tăng lên khi tăng số lượng anten thu phát.

Hệ thống MIMO-OFDM ra đời nhằm mục đích kết hợp các ưu điểm của hệ thống MIMO và hệ thống OFDM.



Hình 7.1.1: Cấu trúc máy phát MIMO-OFDM

Cấu trúc của một máy phát MIMO-OFDM như được trình bày ở hình 7.1.1, trong đó các bộ phát tín hiệu OFDM được kết hợp với nhau thông qua bộ mã hóa thời gian/không gian (*time/spatial coding*). Bộ mã hóa này nhằm tạo ra các luồng bít khác nhau cho các anten phát đồng thời tận dụng sự phân tán về không gian (*spatial diversity*) của các tín hiệu phát qua các anten khác nhau để sửa lỗi đường truyền.



Hình 7.1.2: Cấu trúc máy thu MIMO-OFDM

Cấu trúc bộ thu MIMO-OFDM được trình bày như ở hình 7.1.2. Các chức năng ngược lại so với bộ thu được thực hiện. Nhờ có sự phân tách không gian và sự độc lập tần số (hoặc tương đối độc lập) của tín hiệu phát mà chất lượng của tín hiệu thu cũng như là dung lượng của kênh được cải thiện.

7.2. Phương pháp ước lượng kênh dụng bộ lọc LS (*least square filter*) cho hệ thống MIMO-OFDM

Như đã giới thiệu ở chương 6, để thực hiện việc ước lượng kênh tín hiệu dẫn đường được chèn vào trong dòng dữ liệu ở cả miền thời gian và tần số. Ở bên thu, tín hiệu dẫn đường nhận được sẽ được tách ra từ dòng tín hiệu thu được và đưa tới bộ ước lượng kênh. Ta hãy xét một mẫu tín hiệu dẫn đường nhận được trong miền tần số, nghĩa là sau khi áp dụng biến đổi Fourier rời rạc. Ký hiệu $Y_r[l, i]$ là tín hiệu dẫn đường nhận được từ sóng mang phụ l và ký hiệu OFDM thứ i ở anten thu r . Tín hiệu này có thể được viết như phương trình sau

$$Y_r[l, i] = \sum_{t=1}^{N_T} H_{t,r}[l, i] X_t[l, i] + W_r[l, i] \quad \text{PT(7.2.1)}$$

ở đây $H_{t,r}[l, i]$ là các hệ số kênh truyền trong miền tần số giữa anten phát t và anten thu r . Trong PT(7.2.1), $X_t[l, i]$ và $W_r[l, i]$ tín hiệu dẫn đường phát đi ở máy phát và can nhiễu ở máy thu. N_T là số lượng anten phát.

Để biểu diễn tín hiệu dẫn đường nhận được của tất cả các sóng mang con $Y_r[l, i]$, với $l = 0, \dots, N_{FFT} - 1$, ta định nghĩa tín hiệu dẫn đường nhận được từ anten thu r dưới dạng vectơ như sau

$$\vec{Y}_r[i] = [Y_r[0, i], \dots, Y_r[N_{FFT} - 1, i]]^T \quad \text{PT(7.2.2)}$$

Ký hiệu của vectơ nhiễu

$$\vec{W}_r[i] = [W_r[0, i], \dots, W_r[N_{FFT} - 1, i]]^T \quad \text{PT(7.2.3)}$$

Trong phương trình trên, N_{FFT} là số sóng mang và được xác định bằng độ dài FFT. Toán hạng $(\cdot)^T$ là toán hạng chuyển vị ma trận. Các hệ số kênh truyền giữa tất cả anten phát và anten thu thứ r là một vectơ cột với kích cỡ $(N_T, N) \times 1$

$$\vec{H}_r[i] = [\vec{H}_{1,r}[i], \dots, \vec{H}_{t,r}[i], \dots, \vec{H}_{N_T,r}[i]]^T \quad \text{PT(7.2.4)}$$

ở PT trên $\vec{H}_{t,r}[i] = [H_{1,r}[i], \dots, H_{t,r}[i]]^T$ là đáp ứng tần số kênh truyền giữa anten

phát t và anten thu r . Tín hiệu dẫn đường được biểu diễn thông qua ma trận với kích thước $N_T \times N_r$ như sau

$$\vec{X}[i] = [diag\{\vec{X}_1[i]\}, \dots, diag\{\vec{X}_{N_T}[i]\}, \dots, diag\{\vec{X}_{N_r}[i]\}] \quad PT(7.2.5)$$

với $\vec{X}_t[i] = [X_t[0, i], \dots, X_t[N-1, i]]^T$ và $diag\{\vec{X}_t[i]\}$ là ma trận đường chéo với các thành phần của vectơ $\vec{X}_t[i]$ trên đường chéo của nó. Cuối cùng vectơ tín hiệu dẫn đường nhận được có thể viết

$$\vec{Y}_r[i] = \vec{X}[i] \vec{H}_r[i] + \vec{W}_r[i] \quad PT(7.2.6)$$

Quan hệ giữa đáp ứng thời gian $\vec{h}_{t,r}[i] = [h_{t,r}[0, i], \dots, h_{t,r}[L-1, i]]^T$ và đáp ứng tần số của kênh $\vec{H}_{t,r}[i]$ có thể mô tả bằng phương trình sau

$$\vec{h}_{t,r}[i] = \mathbf{F}_L \vec{H}_{t,r}[i] \quad PT(7.2.7)$$

với \mathbf{F}_L là ma trận chứa L cột đầu tiên của ma trận FFT sau đây

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_{0,0} & F_{0,1} & \dots & F_{0,N_{FFT}-1} \\ F_{1,0} & F_{1,1} & \dots & F_{1,N_{FFT}-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N_{FFT}-1,0} & F_{N_{FFT}-1,1} & \dots & F_{N_{FFT}-1,N_{FFT}-1} \end{bmatrix} \quad PT(7.2.8)$$

các thành phần của ma trận \mathbf{F} có giá trị là $F_{p,q} = e^{-j2\pi pq/N}$. Đáp ứng thời gian của kênh có độ dài L tương ứng với độ dài tối đa của trễ truyền dẫn của kênh ở dạng rời rạc tuy nhiên với điều kiện phải nhỏ hơn độ dài FFT. Bằng việc biểu diễn đáp ứng thời gian của kênh như ở PT(7.2.7), vectơ của tín hiệu sau khi giải điều chế như ở PT(7.2.6) được viết lại

$$\vec{Y}_r[i] = \mathbf{Q} \vec{h}_r[i] + \vec{W}_r[i] \quad PT(7.2.9)$$

với ma trận

$$\mathbf{Q} = [diag\{\vec{X}_1[i]\}\mathbf{F}_L, \dots, diag\{\vec{X}_{N_r}[i]\}\mathbf{F}_L] \quad PT(7.2.10)$$

và vectơ

$$\vec{h}_r[i] = [\vec{h}_{1,r}[i], \dots, \vec{h}_{t,r}[i], \dots, \vec{h}_{N_T,r}[i]]^T \quad PT(7.2.11)$$

Việc ước lượng vectơ đáp ứng thời gian của kênh truyền có thể thực hiện được bằng bộ lọc LS theo [Scharf91]

$$\vec{\hat{h}}_r[i] = (\mathbf{Q}^H \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H \vec{Y}_r \quad \text{PT(7.2.12)}$$

ở đây toán tử $(\cdot)^H$ là chuyển đổi Hermitian. Việc ước lượng thành công kênh truyền theo phương pháp LS phụ thuộc vào sự tồn tại của ma trận nghịch đảo $(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q})^{-1}$. Nếu hạng của ma trận $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q}$ có thể giảm được (singular matrix) thì lời giải cho phương pháp LS không tồn tại.

7.3. Cân bằng tín hiệu cho hệ thống MIMO-OFDM

Tương tự như sự biểu diễn của tín hiệu dẫn đường $\mathbf{Y}_r[l, i]$ ở PT(7.2.1), mẫu tín hiệu có ích nhận được $z_r[l, i]$ có thể được diễn tả bởi

$$z_r[l, i] = \sum_{t=1}^{N_T} H_{t,r}[l, i] d_t[l, i] + W_r[l, i] \quad \text{PT(7.3.1)}$$

ở phương trình trên $d_t[l, i]$ là dữ liệu truyền đi. Nếu ta bỏ qua sự ảnh hưởng của nhiễu và thay thế các hệ số kênh lý tưởng $H_{t,r}[l, i]$ trong (7.3.1) bằng các hệ số kênh ước lượng $\hat{H}_{t,r}[l, i]$ thì mẫu tín hiệu có ích nhận được có thể viết lại

$$z_r[l, i] = \sum_{t=1}^{N_T} \hat{H}_{t,r}[l, i] d_t[l, i] \quad \text{PT(7.3.2)}$$

Nếu ta biểu diễn tín hiệu nhận được từ tất cả các anten, thì PT(7.3.2) sẽ trở thành một tập phương trình tuyến tính. Kết quả của lời giải hệ phương trình tuyến tính này cho ta tín hiệu phát $d_t[l, i]$. Việc giải hệ phương trình tuyến tính với ẩn số là các tín hiệu phát được gọi là phương pháp cân bằng tín hiệu cho hệ thống MIMO-OFDM. So sánh với sự cân bằng tín hiệu trong hệ thống MIMO-OFDM, sự cân bằng tín hiệu trong hệ thống OFDM chỉ đơn giản là phép chia của tín hiệu giải điều chế với các hệ số kênh ước lượng [Duc03]. Do vậy cân bằng tín hiệu cho hệ thống MIMO-OFDM có độ phức tạp lớn hơn nhiều so với hệ thống OFDM. Hệ phương trình phương trình tuyến tính mở rộng từ PT(7.3.2) được trình bày ở dạng ma trận như sau

$$\vec{z}[l, i] = \mathbf{H}[l, i] \vec{d}[l, i] \quad \text{PT(7.3.3)}$$

với

$$\vec{d}[l, i] = [d_1[l, i], \dots, d_{N_T}[l, i]]^T \quad \text{PT(7.3.4)}$$

và

$$\vec{z}[l,i] = [z_1[l,i], \dots, z_{N_R}[l,i]]^T \quad \text{PT(7.3.5)}$$

là các vecto với kích cỡ $N_T \times 1$ và $N_R \times 1$ của các ký hiệu dữ liệu được phát đi và nhận nhận được ở phía thu. Trong công thức (7.3.3)

$$\mathbf{H}[l,i] = \begin{bmatrix} \hat{H}_{1,1}[l,i] & \hat{H}_{1,2}[l,i] & \dots & \hat{H}_{1,N_T}[l,i] \\ \hat{H}_{2,1}[l,i] & \hat{H}_{2,2}[l,i] & \dots & \hat{H}_{2,N_T}[l,i] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{H}_{N_R,1}[l,i] & \hat{H}_{N_R,2}[l,i] & \dots & \hat{H}_{N_R,N_T}[l,i] \end{bmatrix} \quad \text{PT(7.3.6)}$$

là ma trận $N_R \times N_T$ tương ứng với sóng mang l và ký hiệu OFDM thứ i . Giả sử rằng số lượng anten phát bằng số anten thu và tồn tại ma trận nghịch đảo của ma trận $\mathbf{H}[l,i]$ thì cân bằng việc cân bằng tín hiệu cho hệ thống MIMO-OFDM được thực hiện theo phương trình sau

$$\vec{d}[l,i] = \mathbf{H}[l,i]^{-1} \vec{z}[l,i] \quad \text{PT(7.3.7)}$$

Các tín hiệu thu được sau khi thực hiện cân bằng kênh như biểu diễn ở phương trình trên có thể bị lỗi vì việc khôi phục kênh có thể không hoàn toàn chính xác và hệ thống trên thực tế còn bị nhiều cộng tác động vào.

Bài tập 7.1:

Viết chương trình mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM với các tham số hệ thống lựa chọn như hệ thống HiperLAN/2 trình bày ở chương 8. Các đường truyền được phỏng tạo như kênh trong nhà (*indoor channel*) [Medbo98]. Hệ thống sử dụng 2 anten thu và 2 anten phát. Phương pháp điều chế cho tất cả các sóng mang là QASK. Đánh giá việc ước lượng kênh theo phương pháp LS theo tiêu chuẩn lỗi bình phương MSE như sau

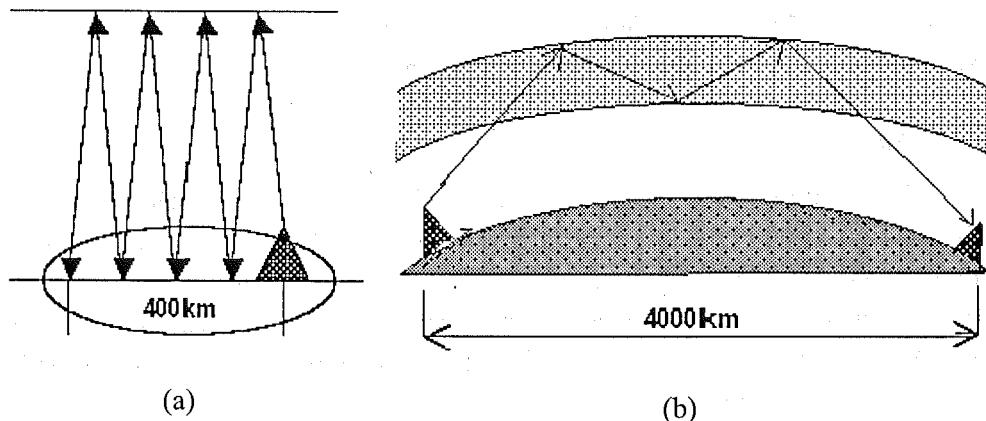
$$MSE = \frac{1}{N_R} \sum_{r=1}^{N_R} E \left[(\vec{h}_r[i] - \vec{\hat{h}}_r[i])^H (\vec{h}_r[i] - \vec{\hat{h}}_r[i]) \right] \quad \text{PT(7.3.8)}$$

và đánh giá hệ thống theo tiêu chuẩn lỗi mẫu tín hiệu SER.

CHƯƠNG 8: MỘT SỐ HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỬ DỤNG KỸ THUẬT OFDM

8.1. Hệ thống DRM

DRM là hệ thống phát thanh số thay thế cho hệ thống phát thanh điều tần truyền thông AM. Tần số sóng mang cho hệ thống DRM tương đối thấp, cụ thể là nhỏ hơn 30 MHz, phù hợp cho việc truyền sóng ở khoảng cách lớn. Môi trường truyền sóng của hệ thống là kênh phân tập đa đường có sự tham gia phản xạ của mặt đất và tầng điện li như mô tả ở hình 8.1.1 Phạm vi phủ sóng của DRM do vậy rất lớn, có thể là đa quốc gia hoặc liên lục địa. Do sử dụng kỹ thuật số và công nghệ OFDM, chất lượng tín hiệu của hệ thống DRM tương đối tốt.



Truyền dẫn ở khoảng cách nhỏ
(Góc phát gần thẳng đứng)

Truyền dẫn ở khoảng cách lớn
(Góc phát thấp)

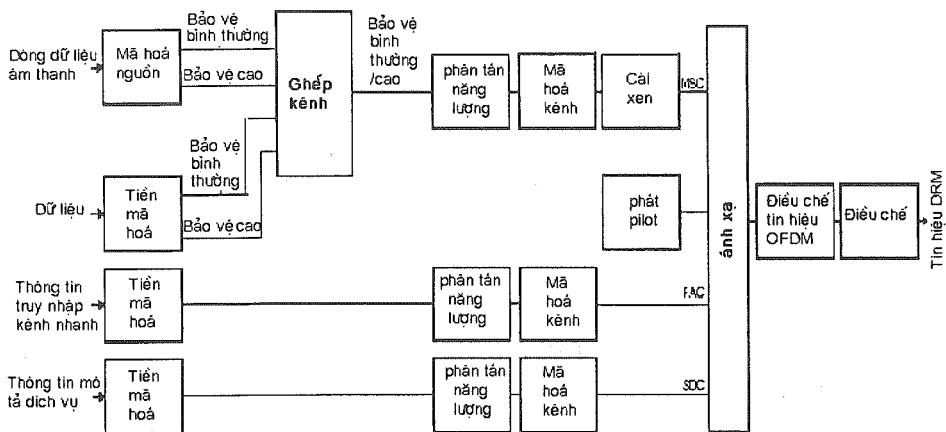
Hình 8.1.1: Môi trường truyền sóng của hệ thống DRM

Hình 8.1.2 mô tả sơ đồ khối một hệ thống DRM, trong đó hệ thống có thể truyền tải cả dữ liệu và âm thanh và các dịch vụ khác. Sự sử dụng mã hóa kênh cho phép sửa lỗi ở phía thu.

Các tham số cơ bản của hệ thống được đưa ra như sau [ETSI-DRM]

Bề rộng băng tần $B = 9.328 \text{ kHz}$

- Độ dài FFT $N_{FFT} = 256$
- Độ dài chuỗi bảo vệ $T_G = 5.3ms$
- Số sóng mang sử dụng để truyền tin $N_C = 198$



Hình 8.1.2: Sơ đồ khái niệm của hệ thống DRM [ETSI-DRM]

Mô hình kênh truyền dẫn

Tham số	Tuyến phản xạ thứ nhất	Tuyến phản xạ thứ hai
Trễ truyền dẫn τ_{max}	0	1.664 ms
Tần số Doppler lớn nhất f_D	1 Hz	1Hz

Từ mô hình kênh truyền dẫn ta thấy kênh truyền dẫn có trễ truyền dẫn lớn, có nghĩa là kênh tương đối phụ thuộc vào tần số. Tần số Doppler tương đối nhỏ so với khoảng cách giữa hai sóng mang. Hệ thống DRM được thiết kế chỉ cho các máy thu tĩnh hoặc xách tay. Điều này khác hẳn so với hệ thống DAB, hệ thống này được thiết kế cho cả các máy thu có tốc độ chuyển động tương đối lớn như ôtô, tàu hỏa, v.v.v.

8.2. Hệ thống HiperLAN/2 (IEEE802.11a)

Hệ thống HiperLAN/2 tương đương với tiêu chuẩn IEEE802.11a được thiết kế cho mạng máy tính không dây WLAN. Tốc độ truyền dẫn lớn nhất hệ thống có thể cung cấp được vào khoảng 54 Mbits/s tùy thuộc vào môi trường truyền dẫn. Bề rộng băng tần sử dụng là 20 MHz và được khai thác ở vượng tần số khoảng 5GHz. Môi trường truyền dẫn là ở trong nhà và giữa các tòa nhà. Khoảng cách truyền dẫn

tương đối nhỏ khoảng vài mét đến vài trăm mét.

Các tham số cơ bản của hệ thống được liệt kê như sau [ETSI-2]:

- Bề rộng băng tần: $B = 20\text{MHz}$.
- Độ dài FFT: $N_{\text{FFT}} = 64$.
- Chu kỳ lấy mẫu $t_a = \frac{1}{B} = 50\text{ ns}$.
- Độ dài chuỗi bảo vệ $T_G = 0.4\mu\text{s}$ đối với môi trường truyền dẫn trong nhà và khoảng $0.8\mu\text{s}$ đối với môi trường truyền dẫn ngoài trời.

Tham số kênh truyền dẫn cho WLAN được mô tả ở tài liệu [Medbo98]

8.3. Hệ thống WiMax (IEEE802.16a, e)

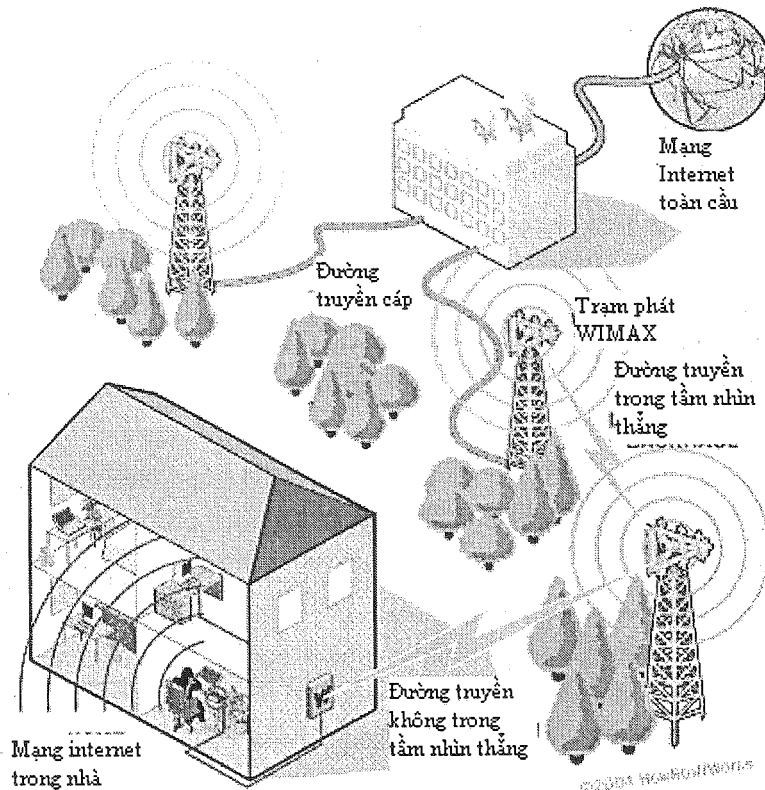
WiMax[IEEE-1] ra đời nhằm cung cấp một phương tiện truy cập Internet không dây tổng hợp có thể thay thế cho ADSL và WLAN. Hệ thống WiMax có khả năng cung cấp đường truyền với tốc độ lên đến 70Mb/s và với bán kính phủ sóng của một trạm anten phát lên đến 50 km. Mô hình phủ sóng của mạng WiMax tương tự như mạng điện thoại di động. Một hệ thống WiMax như mô tả ở hình 8.3.1 gồm 2 phần:

- Trạm phát: giống như các trạm BTS trong mạng thông tin di động với công suất lớn có thể phủ sóng một vùng rộng tới 8000km^2
- Trạm thu: có thể là các anten nhỏ như các Card mạng cắm vào hoặc được thiết lập sẵn trên Mainboard bên trong các máy tính, theo cách mà WLAN vẫn dùng

Các trạm phát BTS được kết nối tới mạng Internet thông qua các đường truyền tốc độ cao riêng hoặc có thể được nối tới một BTS khác như một trạm trung chuyển bằng đường truyền thẳng (line of sight), và chính vì vậy WiMax có thể phủ sóng đến những vùng rất xa.

Các anten thu/phát có thể trao đổi thông tin với nhau qua các tia sóng truyền thẳng hoặc các tia phản xạ. Trong trường hợp truyền thẳng LOS (*line of sight*), các anten được đặt cố định trên các điểm cao, tín hiệu trong trường hợp này ổn định và tốc độ truyền có thể đạt tối đa. Băng tần sử dụng có thể dùng ở tần số cao đến 66GHz vì ở tần số này tín hiệu ít bị giao thoa với các kênh tín hiệu khác và băng thông sử dụng cũng lớn hơn. Đối với trường hợp có vật chắn NLOS (*non line of*

sight), WiMax sử dụng băng tần thấp hơn, 2-11GHz, tương tự như ở WLAN, tín hiệu có thể vượt qua các vật cản thông qua phản xạ, nhiễu xạ, uốn cong, vòng qua các vật thể để đến đích.



Hình 8.3.1: Mô hình truyền thông của WiMax [Wimax1]

Hệ thống WiMax có các đặc điểm chính sau [IEEE-1]:

- Khoảng cách giữa trạm thu và phát có thể tới 50km.
- Tốc độ truyền có thể thay đổi, tối đa 70Mb/s.
- Hoạt động trong cả hai môi trường truyền dẫn: đường truyền tầm nhìn thẳng LOS và đường truyền che khuất NLOS .
- Dải tần làm việc 2-11GHz và từ 10-66GHz hiện đã và đang được tiêu chuẩn hóa.

- Trong WiMax hướng truyền tin được chia thành hai đường lên và xuống. Đường lên có tần số thấp hơn đường xuống và đều sử dụng công nghệ OFDM để truyền. OFDM trong WiMax sử dụng tối đa 2048 sóng mang, trong đó có 1536 sóng mang dành cho thông tin được chia thành 32 kênh con mỗi kênh con tương đương với 48 sóng mang. WiMax sử dụng điều chế nhiều mức thích ứng từ BPSK, QPSK đến 256-QAM kết hợp các phương pháp sửa lỗi dữ liệu như ngẫu nhiên hoá, với mã hoá sửa lỗi Reed Solomon, mã xoắn tỷ lệ mã từ 1/2 đến 7/8.
- Độ rộng băng tần của WiMax từ 5MHz đến trên 20MHz được chia thành nhiều băng con 1,75MHz. Mỗi băng con này được chia nhỏ hơn nữa nhờ công nghệ OFDM, cho phép nhiều thuê bao có thể truy cập đồng thời một hay nhiều kênh một cách linh hoạt để đảm bảo tối ưu hiệu quả sử dụng băng tần. Công nghệ này được gọi là công nghệ đa truy nhập OFDMA (*OFDMA access*).
- Cho phép sử dụng cả hai công nghệ TDD (time division duplexing) và FDD (frequency division duplexing) cho việc phân chia truyền dẫn của hướng lên (uplink) và hướng xuống (downlink).
- Về cấu trúc phân lớp, hệ thống WiMax được phân chia thành 4 lớp : Lớp con tiếp ứng (Convergence) làm nhiệm vụ giao diện giữa lớp đa truy nhập và các lớp trên, lớp đa truy nhập (MAC layer), lớp truyền dẫn (Transmission) và lớp vật lý (Physical). Các lớp này tương đương với hai lớp dưới của mô hình OSI và được tiêu chuẩn hóa để có thể giao tiếp với nhiều ứng dụng lớp trên.

PHỤ LỤC: Lời giải các bài tập

Bài tập 2.1

$$T_{\text{SC}} = \frac{1}{B} = 0.131 \mu\text{s}$$

Bài tập 2.2

$$R_{\text{SC}} = \frac{\tau_{\text{max}}}{T_{\text{SC}}} = 1709.9$$

Nhiều ISI ảnh hưởng đến 1710 mẫu tín hiệu

Bài tập 2.3

$$R_{\text{MC}} = R_{\text{SC}} / N_{\text{C}} = 0.83$$

Nhiều ISI ảnh hưởng đến 1 mẫu tín hiệu

Bài tập 3.1

Để tín hiệu thu không bị ảnh hưởng của nhiều ISI thì độ dài chuỗi bảo vệ phải lớn hơn trễ truyền dẫn của kênh ($T_G \geq \tau_{\text{max}}$), khi đó phô tín hiệu lớn nhất tương ứng là

$$\eta = \frac{T_s}{T_s + \tau_{\text{max}}}$$

$T_s = N_{\text{FFT}} t_a$ là độ dài của một mẫu tin OFDM và được tính thông qua chu kỳ lấy mẫu tín hiệu $t_a = 1/B$ và độ dài FFT. Do vậy

$$\eta = \frac{N_{\text{FFT}} \frac{1}{t_a}}{N_{\text{FFT}} \frac{1}{t_a} + \tau_{\text{max}}} = 0.87$$

Trong trường hợp này ít nhất 13% của phô tín hiệu phải dùng cho việc truyền dẫn chuỗi bảo vệ.

Bài tập 4.1

Tính toán công suất tín hiệu thu có ích:

Các bước tính toán của tín hiệu thu có ích được trình bày trong phụ lục D, mục 1.2, trong tài liệu [Duc03]. Các bước này được trình bày vẫn tắt như sau:

Công suất của tín hiệu có ích là kỳ vọng (*expectation*) của bình phương biên độ tín hiệu nhận được biểu diễn ở PT(4.2.9), có nghĩa là

$$\begin{aligned} P_U &= E[d_{k,l}^U \cdot (d_{k,l}^U)^*] \\ &= \frac{1}{T_S^2} \int_{t=kT_S}^{(k+1)T_S} \int_{t'=kT_S}^{(k+1)T_S} E[d_{k,l}(d_{k,l})^*] E[H(l\omega_s, t)(H^*(l\omega_s, t'))] dt dt' \end{aligned}$$

Kỳ vọng của bình phương mẫu tín hiệu phát $d_{k,l}^U$ là công suất phát E_s . Trong công thức ở PT(4.2.9), để đơn giản, ta đã thay $S_0 = 1$. Cuối cùng ta nhận được

$$P_U = \frac{E_s}{T_S^2} \int_{t=kT_S}^{(k+1)T_S} \int_{t'=kT_S}^{(k+1)T_S} E[H(l\omega_s, t)(H^*(l\omega_s, t'))] dt dt'$$

Với hướng dẫn ở PT(4.3.6) ta nhận được kết quả

$$P_U = \frac{E_s}{T_S^2} \int_{t=kT_S}^{(k+1)T_S} \int_{t'=kT_S}^{(k+1)T_S} J_0(2\pi f_{D,\max}(t-t')) dt dt'$$

trong đó $J_0(2\pi f_{D,\max}(\Delta t))$ là hàm bessel bậc không loại thứ nhất (tham khảo bài tập thứ 2 trong tài liệu [Wan04]).

Tính toán công suất nhiễu liên kênh ICI:

Tương tự như các bước ở trên ta nhận được kết quả (xem các bước tính toán chi tiết ở tài liệu [Duc03]):

$$P_{ICI} = \frac{E_s}{T_S^2} \sum_{\substack{n=-L \\ n \neq l}}^L \int_{t=kT_S}^{(k+1)T_S} \int_{t'=kT_S}^{(k+1)T_S} J_0(2\pi f_{D,\max}(t-t')) e^{-j2\pi(n-l)f_s(t-t')} dt dt'$$

Bài tập 6.1:

Chương trình chính:

Viết chương trình chính với tên là “main_program61.m” như sau. Chương trình này gọi các chương trình phụ sau đây

1. “Insert_PilotSymbol.m”: Chương trình này chèn mẫu tin dẫn đường vào dòng số liệu để thực hiện việc ước lượng lượng kênh ở phía thu.
2. “OFDM_Modulator.m”: Chương trình điều chế tín hiệu OFDM như đã giới thiệu ở quyển sách [Wan04], bài tập 8.1.
3. “OFDM_Demodulator.m”: Chương trình giải điều chế tín hiệu OFDM như đã giới thiệu ở quyển sách [Wan04].
4. “MCM_channel_model.m”: Chương trình mô phỏng kênh vô tuyến theo phương pháp Monte Carlo như giới thiệu trong tài liệu [Wan04], bài tập 8.3.

```
%=====
% Channel Estimation for QFDM System
% Van Duc Nguyen, 15.06.2004, Agder University College, Norway
% Results of SER
%=====
```

```
clear all;

NFFT = 64;           % FFT length
G = 10;              % Guard interval length

M_ary = 4;           % Multilevel of M-ary symbol
P_A = sqrt(2);        % Amplitude of pilot symbol

D_f = 1;             % Pilot distance in frequency domain
D_t = 2;              % pilot distance in time domain
NofZeros = D_f-1;
M = NFFT / (D_f);   % Number of pilot symbols per OFDM symbol
```

```
t_a = 50*10^(-9);    % Sampling duration of HiperLAN/2
```

```
%-----
% Parameters for Monte Carlo channel
%-----
```

```
symbol_duration = NFFT * t_a; % OFDM symbol duration
number_of_summations = 40;    % Number of summations for Monte-Carlo method
```

```
f_dmax = 50.0;           % Maximum Doppler frequency in Hz
```

```
rho =[1.0, 0.6095, 0.4945, 0.3940, 0.2371, 0.1900, 0.1159, 0.0699, 0.0462];
% indoor discrete channel delay profile
```

```
N_P = length(rho);
```

```
% channel impulse response length

NofOFDMSymbol = 10;
% Number of data and pilot OFDM symbol which will be processed

No_Of_OFDM_Data_Symbol = NofOFDMSymbol-ceil(NofOFDMSymbol/D_t);
% Number of data symbols

length_data = (No_Of_OFDM_Data_Symbol) * NFFT;

% The total data length

Number_Relz = 100;
% number of realization (to obtain a precise result)

ser_relz = [];

for number_of_relialization= 1: Number_Relz;

u = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable

%-----
% Source bites
%-----
source_data = randint(length_data,2);

%-----
% bit to symbol coder
%-----

symbols = bi2de(source_data);

%-----
% QASK modulator in base band
%-----
QASK_Symbol = dmodce(symbols,1,1,'qask',M_ary);
%-----

% Preparing data pattern
%-----

Data_Pattern = []; % Transmitted Signal before IFFT

for i=0:No_Of_OFDM_Data_Symbol-1;

QASK_tem = [];
for n=1:NFFT;
    QASK_tem = [QASK_tem,QASK_Symbol(i*NFFT+n)];
end;
Data_Pattern = [Data_Pattern;QASK_tem];

clear QASK_tem;
```

```

end;
%-----
% Preparing pilot pattern
%-----

PP_A = [];
for m = 0:M-1;

    PP_A = [PP_A,P_A*exp(j*D_f*pi*(m)^2/NFFT)];
    for l = 1:D_f-1;
        PP_A=[PP_A,zeros(1,NofZeros)];
    end;

end;

%-----
% Insert pilot sequence into data sequence
%-----

TS_BeforeIFFT = Insert_PilotSymbol(PP_A,Data_Pattern,D_t,NofOFDMSymbol,NFFT);

%-----
% Evaluation of system performance based on SER
ser_i= [];
snr_min =0;
snr_max =50;
step = 5;
for snr_i = snr_min:step:snr_max;
    snr = snr_i + log10(NFFT/(NFFT+G));
    % miss-matching effect
    rs_frame = [];

    initial_time=0; % Initial time

    for i=0:NofOFDMSymbol-1;
        OFDM_signal_tem = OFDM_Modulator(TS_BeforeIFFT(i+1,:),NFFT,G);
        % OFDM signal from the first transmitt antenna is created

        [h, t] = MCM_channel_model(u, initial_time, number_of_summations, ...,
            symbol_duration, f_dmax, rho);

        initial_time = t; % transfer a new value to the initial time

        rs = conv(OFDM_signal_tem, h);

        % The received signal over multipath channel is created
        rs = awgn(rs,snr,'measured','dB');
        % add additive noise

        rs_frame = [rs_frame; rs];
    end;
end;

```

```

clear OFDM_signal_tem;
end;

%-----
% Receiver : OFDM demodulator, channel estimation
%-----

Received_PP= []; % Prepare a matrix for received pilot symbols
Receiver_Data = []; % Prepare a matrix for received data symbols

d = []; % Received signal

data_symbol = [];

for i=1:NofOFDMSymbol;
    if (N_P > G+1) & (i>1)
        % if it is not the first symbol and the length of CIR is longer than
        % the guard interval length, then the ISI term must be taken into
        % account
        previous_symbol = rs_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol

        ISI_term = previous_symbol(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
        % the position from NFFT+2G+1: NFFT+G+N_P-1 is ISI term
        ISI = [ISI_term,zeros(1,length(previous_symbol)-length(ISI_term))];

        rs_i = rs_frame(i,:) + ISI;
        % the ISI term is added to the current OFDM symbol
    else
        rs_i = rs_frame(i,:);
    end;

    if(mod(i-1,D_t)==0)
        Demodulated_Pilot = OFDM_Demodulator(rs_i,NFFT,NFFT,G);
        H_i = Demodulated_Pilot ./ PP_A;
        he11_i = ifft([H_i]);
    else
        %-----
        % OFDM demodulator
        %-----
        Demodulated_signal_i = OFDM_Demodulator(rs_i,NFFT,NFFT,G);
    end;
end;

```

```

d_i = Demodulated_signal_i./H_i;

%-----
% Demodulated signal
%-----
d = [d; d_i];

demodulated_symbol_i = ddemodce(d_i,1,1,'qask',M_ary);

data_symbol = [data_symbol, demodulated_symbol_i];

end;

data_symbol = data_symbol';

[number, ratio] = symerr(symbols,data_symbol);

ser_i=[ser_i, ratio];

end;

ser_relz=[ser_relz;ser_i];
end;

ser = sum(ser_relz)/Number_Relz;

snr = snr_min:step:snr_max;

semilogy(snr, ser,'b*');

ylabel('SER');
xlabel('SNR');

title('SER of QASK for an OFDM system over an indoor time-variant channel');

```



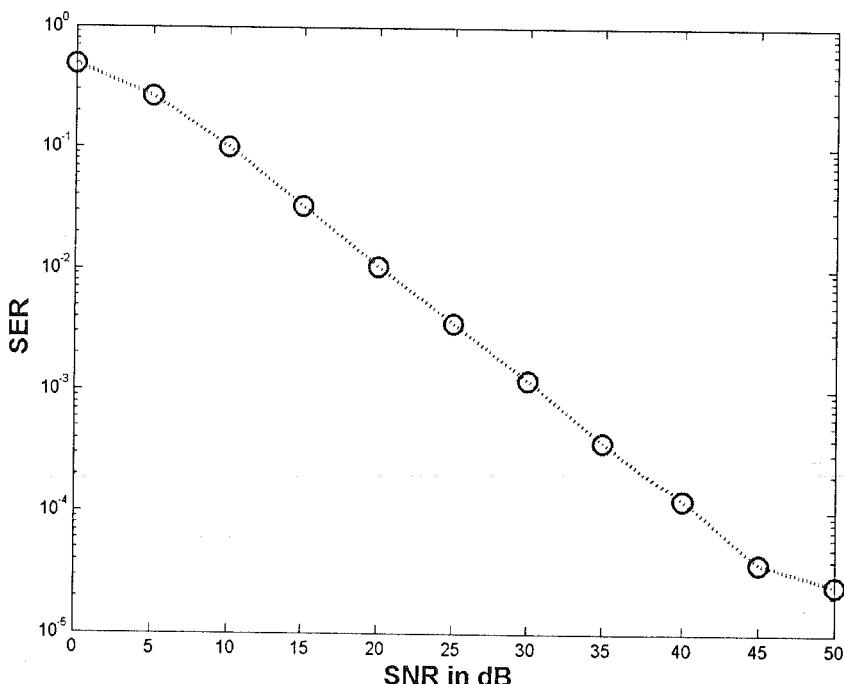
Chương trình con

Viết chương trình con như sau, ghi vào cùng thư mục với chương trình chính và đặt tên là “Insert_PilotSymbol.m”.

```
%=====
% insert pilot symbols
%=====
function [IPS] = Insert_PilotSymbol(PP_A,QASK_Symbol,Pilot_Distance,NofOFDMSymbol,NFFT)

TS2_BeforeIFFT = []; % Transmitted Signal before IFFT
m = 0;
for i=0:NofOFDMSymbol-1;
    QASK_tem = [];
    if(mod(i,Pilot_Distance)==0)
        TS2_BeforeIFFT = [TS2_BeforeIFFT; PP_A];
        m=m+1;
    else
        TS2_BeforeIFFT = [TS2_BeforeIFFT; QASK_Symbol(i-m+1,:)];
    end;
    clear QASK_tem;
end;

IPS = TS2_BeforeIFFT;
```



Tỷ lệ tín hiệu lỗi của QASK cho hệ thống OFDM truyền dẫn qua kênh phụ thuộc thời gian và sử dụng phương pháp ước lượng kênh thông thường

Bài tập 7.1:

a) Chương trình chính tính MSE của kênh ước lượng:

Viết chương trình chính với tên là “main_program71_mse.m” như trình bày ở dưới đây. Chương trình này gọi các chương trình phụ sau đây

1. “Insert_PilotSymbol.m”: Như ở bài tập 6.1.
2. “OFDM_Modulator.m”: Chương trình điều chế tín hiệu OFDM như đã giới thiệu ở quyển sách [Wan04], bài tập 8.1.
3. “OFDM_Demodulator.m”: Chương trình giải điều chế tín hiệu OFDM như đã giới thiệu ở quyển sách [Wan04].
4. “MCM_channel_model.m”: Chương trình mô phỏng kênh vô tuyến theo phương pháp Monte Carlo như giới thiệu trong tài liệu [Wan04], bài tập 8.3.

```
%=====
% Least Square Channel Estimation for MIMO OFDM Systems
% Van Duc Nguyen, 15.06.2004, Agder University College, Norway
% Results of MSE of estimated channel
%=====

clear all;

%-----
% Parameters for MIMO-OFDM system
%-----

NFFT = 64;           % FFT length
G = 10;              % Guard interval length

M_ary = 4;           % Multilevel of M-ary symbol
P_A = sqrt(2);        % Amplitude of pilot symbols

D_f = 2;             % Pilot distance in frequency domain
D_t = 4;              % pilot distance in time domain
NofZeros = D_f-1;
M = NFFT / (D_f);   % number of pilot symbols per OFDM symbol
t_a = 50*10^(-9);    % Sampling duration of HiperLAN/2

%-----
% Parameters for Monte Carlo channel
%-----

symbol_duration = NFFT * t_a; %OFDM symbol duration
number_of_summations = 40;    % Number of summations for Monte-Carlo method

f_dmax = 50.0;            % Maximum Doppler frequency
```

```

rho=[1.0, 0.6095, 0.4945, 0.3940, 0.2371, 0.1900, 0.1159, 0.0699, 0.0462];
% discrete indoor channel profile

h11_initial = rho;
% discrete channel profile of the link between the first transmitt antenna and the first receive antenna

h12_initial = rho;

h21_initial = rho;

h22_initial = rho;

N_P = length(rho); % channel impulse response length

%-----
% Preparing pilot pattern for Antenna 1
%-----

PP_A1 = [];

for m = 0:M-1;

randm = rand(1,1);
PP_A1 = [PP_A1,P_A*exp(j*2*pi*randm)];
% pilot symbols with random phases
for l = 1:D_f-1;
    PP_A1=[PP_A1,zeros(1,NofZeros)];
end;

end;

%-----
% Preparing pilot pattern for Antenna 2
%-----

PP_A2 = [];

for m = 0:M-1;

randm = rand(1,1);
PP_A2 = [PP_A2,P_A*exp(j*2*pi*randm)];
% pilot symbols with random phases
for l = 1:D_f-1;
    PP_A2=[PP_A2,zeros(1,NofZeros)];
end;

end;

```

```

%-----
% FFT matrix
%-----,k-----

F = [];

for k=0:NFFT-1
    W_tem = [];
    for n = 0:NFFT-1;
        W_tem = [W_tem,exp(-j*2*pi*n*k/NFFT)];
    end;
    F = [F;W_tem];
end;

%-----
% Least square filter coefficients
%-----

PP = [diag(PP_A1)*F(:,1:N_P),diag(PP_A2)*F(:,1:N_P)];
Q = inv(PP'*PP);

R = Q * PP';

NofOFDMSymbol = 1000; % Number of OFDM symbole to be processed
No_Of_OFDM_Data_Symbol = NofOFDMSymbol.ceil(NofOFDMSymbol/D_t);
    % Number of data symbol
length_data = NofOFDMSymbol * NFFT;
    % The total data length

Number_Relz = 100;
mse_relz = [];
for number_of_relielization= 1: Number_Relz;

u1 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable
u2 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable

%-----
% Generation of source_bits
%-----
source_data1 = randint(length_data,2);
source_data2 = randint(length_data,2);

%-----
% bit to symbol coder
%-----

symbols1 = bi2de(source_data1);
symbols2 = bi2de(source_data2);

```

```

%-----
% QPSK modulator in base band
%-----

QASK_Symbol1 = dmodce(symbols1,1,1,'qask',M_ary);
QASK_Symbol2 = dmodce(symbols2,1,1,'qask',M_ary);

%-----
% Preparation of data pattern
%-----
Data_Pattern1 = []; % Transmitted Signal before IFFT from the first antenna
m = 0;
for i=0:Nof_OFDM_Data_Symbol-1;
    QASK_tem = [];
    for n=1:NFFT;
        QASK_tem = [QASK_tem,QASK_Symbol1(i*NFFT+n)];
    end;
    Data_Pattern1 = [Data_Pattern1;QASK_tem];
    clear QASK_tem;
end;

Data_Pattern2 = []; % Transmitted Signal before IFFT from the second antenna
m = 0;
for i=0:Nof_OFDM_Data_Symbol-1;
    QASK_tem = [];
    for n=1:NFFT;
        QASK_tem = [QASK_tem,QASK_Symbol2(i*NFFT+n)];
    end;
    Data_Pattern2 = [Data_Pattern2;QASK_tem];
    clear QASK_tem;
end;

%*****%
% Transmitted Signal of Antenna 1
%-----

TS1_BeforeIFFT = Insert_PilotSymbol(PP_A1,Data_Pattern1,D_t,NofOFDMSymbol,NFFT);

%*****%
% Transmitted Signal of Antenna 2
%-----

```

```

TS2_BeforeIFFT = Insert_PilotSymbol(PP_A2,Data_Pattern2,D_t,NofOFDMSymbol,NFFT);

mse = []; % for evaluation of mean square error

snr_min = 0; % minimum signal-to-noise ratio
snr_max = 50; % maximum signal-to-noise ratio
step = 5;

for snr_i = snr_min:step:snr_max;
    snr = snr_i + log10(NFFT/(NFFT+G));

```

initial_time=0; % Initial time

```

%-----%
% Transmitted signal of trasmitt antenna 1 to receive antenna 1 (channel: h11)
%-----%
rs1_t_frame = [];
rs2_t_frame = [];
h11_frame = [];
% CIR frame of the link between the first transmitt antenna to the second
% receive antenna
h21_frame = [];

for i=0:NofOFDMSymbol-1;
    OFDM_signal_tern1 = OFDM_Modulator(TS1_BeforeIFFT(i+1,:),NFFT,G);
    % OFDM signal from the first antenna is created
    [h11_t] = MCM_channel_model(u1,initial_time,number_of_summations,symbol_duration,...,
        f_dmax,h11_initial);
    h11_frame = [h11_frame;h11_t];

    rs1_t = conv(OFDM_signal_tern1,h11_t);
    % The received signal over multipath channel is created
    rs1_t = awgn(rs1_t,snr,'measured','dB');
    % The received signal over multipath channel with additive noise is created
    rs1_t_frame = [rs1_t_frame;rs1_t];
    clear OFDM_signal_tern1;

```

```

%-----%
% Transmitted signal of the second transmitt antenna 2 to
% the first receive antenna (CIR: h21)
%-----%

```

```

OFDM_signal_tern2 = OFDM_Modulator(TS2_BeforeIFFT(i+1,:),NFFT,G);
% OFDM signal from the second antenna is created

[h21_t] = MCM_channel_model(u2,initial_time,number_of_summations,symbol_duration,...,
    f_dmax,h21_initial);

```

```

h21_frame = [h21_frame; h21];
initial_time = t;

rs2_t = conv(OFDM_signal_tem2, h21);
% The received signal over multipath channel is created
rs2_t = awgn(rs2_t,snr,'measured','dB');
% The received signal over multipath channel with additive noise is created
rs2_t_frame = [rs2_t_frame; rs2_t];
clear OFDM_signal_tem2;
end;

%-----
% Receiver I: OFDM demodulator, channel estimation
%-----
Estimated_CTF = [];
mse_v = [];
estimated_cir = [];
estimated_h11 = []; % Prepare a vector for the estimated CIR h11
estimated_h21 = []; % Prepare a vector for the estimated CIR h21

Received_PP= []; % Prepare a matrix for received pilot symbols
Receiver_Data = [];% Prepare a matrix for received data symbols

rs = [];
rs_f_frame = [];
for i=1:NofOFDMSymbol;
    if (N_P > G+1) & (i>1)
        % If it is not the first symbol and the length of CIR is longer than
        % the gaurd interval length, then the ISI term must be taken into
        % account
        previous_symbol1 = rs1_t_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the first antenna
        previous_symbol2 = rs2_t_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the second antenna

    %-----
    % Extract the ISI term from the previous symbol
    %-----
    ISI_term1 = previous_symbol1(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
    % The position from NFFT+2G+1: NFFT+G+N_P-1 is ISI term
    ISI_extended1 = [ISI_term1,zeros(1,length(previous_symbol1)-length(ISI_term1))];

    ISI_term2 = previous_symbol2(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
    ISI_extended2 = [ISI_term2,zeros(1,length(previous_symbol2)-length(ISI_term2))];

    rs_t = rs1_t_frame(i,:) + rs2_t_frame(i,:) + ISI_extended1 + ISI_extended2;
    % The ISI term is added to the current OFDM symbol

else

```

```

rs_t = rs1_t_frame(i,:)+rs2_t_frame(i,:);
% if G> tau_max, then received signal is free of ISI

end;
%-----
% Extract the pilot symbols and channel estimation
%-----

if (mod(i-1,D_t)==0)
    % Demodulation of pilot signal
    Demodulated_Pilot = OFDM_Demodulator(rs_t,NFFT,NFFT,G);

    % Extraction of pilot symbols
    Demodulated_P = [];
    for i = 1:NFFT;
        Demodulated_P = [Demodulated_P, Demodulated_Pilot(i)];
    end;
    %-----
    % LS channel estimation
    %-----

    estimated_cir_i_tem = R * Demodulated_P;
    estimated_cir_i = [];
    for i = 1:length(estimated_cir_i_tem);
        estimated_cir_i = [estimated_cir_i, estimated_cir_i_tem(i)];
    end;

    estimated_h11_i = [estimated_cir_i(1:N_P)];
    estimated_h21_i = [estimated_cir_i(N_P+1:length(estimated_cir_i))];

    estimated_h11 = [estimated_h11; estimated_h11_i];
    estimated_h21 = [estimated_h21; estimated_h21_i];

else
    Demodulated_signal = OFDM_Demodulator(rs_t,NFFT,NFFT,G);
    % OFDM demodulator
    Receiver_Data = [Receiver_Data; Demodulated_signal];

end;
end;

%-----
% Evaluation of estimated channel according to MSE criteria
%-----
mse_v1 = sum((abs(h11_frame(1:D_t:NofOFDSymbol,:)-estimated_h11).^2)')/N_P;
mse_awgn1 = sum(mse_v1)/length(mse_v1);

```

```

mse_v2 = sum((abs(h21_frame(1:D_t:NofOFDMSymbol,:)-estimated_h21).^2));

mse_awgn2 = sum(mse_v2)/length(mse_v2);
mse_awgn = (mse_awgn1 + mse_awgn2)/2;

mse = [mse, mse_awgn];
end;

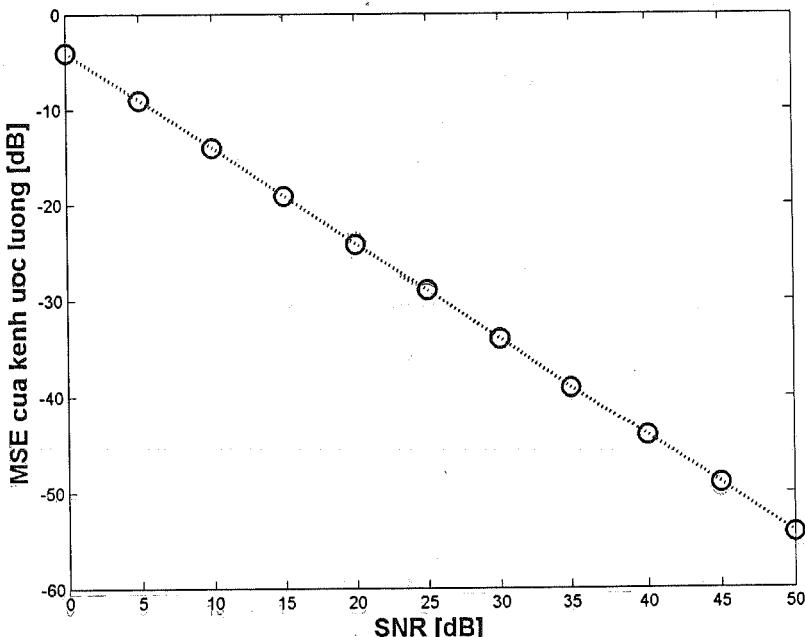
mse_relz = [mse_relz;mse];
end;

mse = sum(mse_relz)/Number_Relz;
%-----
% plot results
%-----
snr = snr_min:step:snr_max;

plot(snr,10*log10(mse),'bo-');
xlabel('SNR in dB');
ylabel('MSE of estimated channel');
title('Least Square Channel Estimation for MIMO-OFDM System');

```

Kết quả mô phỏng:



Đánh giá chất lượng của phương pháp ước lượng kenh LS cho hệ thống MIMO-OFDM theo tiêu chuẩn MSE

b) Chương trình chính tính SER của tín hiệu thu:

```
%-----
% "Least Square Channel Estimation Using Special Training Sequences for MIMO
% OFDM Systems"
% Van Duc Nguyen, 15.06.2004, Agder University College, Norway
% Results of SER
%-----
```

clear all;

NFFT = 64; % FFT length
G = 10; % Guard interval length

M_ary =4; % Multilevel of M-ary symbol
P_A = sqrt(2); % Amplitude of pilot symbol

D_f = 2; % Pilot distance in frequency domain
D_t = 4; % pilot distance in time domain

NofZeros = D_f-1;
M = NFFT / (D_f); % Number of pilot symbol per OFDM symbol

t_a = 50*10^(-9); % Sampling duration of HiperLAN/2

```
%-----
% Parameters for Monte Carlo channel
%-----
```

symbol_duration = NFFT * t_a; % OFDM symbol duration
number_of_summations = 40; % Number of summations for Monte-Carlo method

f_dmax = 50.0; % Maximum Doppler frequency

rho =[1.0, 0.6095, 0.4945, 0.3940, 0.2371, 0.1900, 0.1159, 0.0699, 0.0462];
h11_initial = rho;

h12_initial = rho;

h21_initial = rho;

```
h22_initial = rho;
```

```
N_P = length(rho);
```

```
NofOFDMSymbol = 50; % Number of data and pilot OFDM symbol
```

```
No_Of_OFDM_Data_Symbol = NofOFDMSymbol.ceil(NofOFDMSymbol/D_t);
% Number of data symbols
length_data = (No_Of_OFDM_Data_Symbol) * NFFT;
% Total data length
```

```
Number_Relz = 50;
ser_relz = [];
for number_of_relialization= 1: Number_Relz;
```

```
u11 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable
u12 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable
u21 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable
u22 = rand(N_P,number_of_summations); % A random variable
```

```
%
% Source bits
%
source_data1 = randint(length_data,2);
source_data2 = randint(length_data,2);
%
% bit to symbol encoder
%
```

```
symbols1 = bi2de(source_data1);
symbols2 = bi2de(source_data2);
%
% QPSK modulator in base band
%
QASK_Symbol1 = dmodce(symbols1,1,1,'qask',M_ary);
QASK_Symbol2 = dmodce(symbols2,1,1,'qask',M_ary);
%
```

```

% Preparing data pattern
%
%-----
Data_Pattern1 = []; % Transmitted Signal before IFFT
m = 0;
for i=0:No_OFDM_Data_Symbol-1;
    QASK_tem = [];
    for n=1:NFFT;
        QASK_tem = [QASK_tem,QASK_Symbol1(i*NFFT+n)];
    end;
    Data_Pattern1 = [Data_Pattern1;QASK_tem];
    clear QASK_tem;
end;

Data_Pattern2 = []; % Transmitted Signal before IFFT
m = 0;
for i=0:No_OFDM_Data_Symbol-1;
    QASK_tem = [];
    for n=1:NFFT;
        QASK_tem = [QASK_tem,QASK_Symbol2(i*NFFT+n)];
    end;
    Data_Pattern2 = [Data_Pattern2;QASK_tem];
    clear QASK_tem;
end;

%-----
% Preparing pilot pattern for Antenna 1
%-----
PP_A1 = [];

for m = 0:M-1;
    PP_A1 = [PP_A1,P_A*exp(j*D_f*pi*(m)^2/NFFT)];
    for l = 1:D_f-1;
        PP_A1=[PP_A1,zeros(1,NofZeros)];
    end;
end;

```

```

%-----
% preparing pilot pattern for Antenna 2
%-----

PP_A2 = [];

for m = 0:M-1;
    PP_A2 = [PP_A2,P_A*exp(j*D_f*pi*(m+M/2)^2/NFFT)];

    for l = 1:D_f-1;
        PP_A2=[PP_A2,zeros(1,NofZeros)];
    end;

end;

%-----
% FFT matrix
%-----

F = [];

for k=0:NFFT-1
    W_tem = [];
    for n = 0:NFFT-1;
        W_tem = [W_tem,exp(-j*2*pi*n*k/NFFT)];
    end;
    F = [F;W_tem];
end;

%-----
% Least square filter coefficients
%-----

PP = [diag(PP_A1)*F(:,1:N_P),diag(PP_A2)*F(:,1:N_P)];
Q = inv(PP'*PP);

%*****
% Transmitted Signal of Antenna 1 (Insert pilot sequence into data
% sequence)
%-----

```

```

TS1_BeforeIFFT =
Insert_PilotSymbol(PP_A1,Data_Pattern1,D_t,NofOFDMSymbol,NFFT);

%*****%
% Transmitted Signal of Antenna 2 (Insert pilot sequence into data
% sequence)
%-----
TS2_BeforeIFFT =
Insert_PilotSymbol(PP_A2,Data_Pattern2,D_t,NofOFDMSymbol,NFFT);

%-----
% Transmitted signal of trasmitt antena 1 to receive antenna 1 (channel: h11)
% and transmitted signal of trasmitt antena 1 to receive antenna 2 (channel: h12)
%-----
ser_without_isic = [];

snr_min =0;
snr_max =50;
step = 5;
for snr = snr_min:step:snr_max;

rs11_frame = [];
rs12_frame = [];
initial_time=0; % Initial time

for i=0:NofOFDMSymbol-1;
    OFDM_signal_tem = OFDM_Modulator(TS1_BeforeIFFT(i+1,:),NFFT,G);
    % OFDM signal from the first transmitt antenna is created

    [h11, t] = MCM_channel_model(u11, initial_time, number_of_summations,
symbol_duration, ...,
f_dmax, h11_initial);

    [h12, t] = MCM_channel_model(u12, initial_time, number_of_summations,
symbol_duration, ...,
f_dmax, h12_initial);

```

```

initial_time = t;

rs11 = conv(OFDM_signal_tem, h11);
rs12 = conv(OFDM_signal_tem, h12);
% The received signal over multipath channel is created
rs11 = awgn(rs11,snr,'measured','dB');
rs12 = awgn(rs12,snr,'measured','dB');

rs11_frame = [rs11_frame; rs11];
rs12_frame = [rs12_frame; rs12];
clear OFDM_signal_tem;
end;

%-----
% Transmitted signal of antenna 2 to receive antenna 1 (channel: h21)
% and transmitted signal of antenna 2 to receive antenna 2 (channel: h22)
%-----

rs21_frame = [];
rs22_frame = [];

initial_time=0; % Initial time
for i=0:NofOFDMSymbol-1;
    OFDM_signal_tem = OFDM_Modulator(TS2_BeforeIFFT(i+1,:),NFFT,G);
    % OFDM signal from the second antenna is created

    [h21, t] = MCM_channel_model(u21, initial_time, number_of_summations,
symbol_duration, ...,
f_dmax, h21_initial);

    [h22, t] = MCM_channel_model(u22, initial_time, number_of_summations,
symbol_duration, ...,
f_dmax, h22_initial);

initial_time = t;

rs21 = conv(OFDM_signal_tem, h21);
rs22 = conv(OFDM_signal_tem, h22);
% The received signal over multipath channel is created
rs21 = awgn(rs21,snr,'measured','dB');
rs22 = awgn(rs22,snr,'measured','dB');

```

```

rs21_frame = [rs21_frame; rs21];
rs22_frame = [rs22_frame; rs22];
clear OFDM_signal_tem;
end;

%-----
% Receiver 1: OFDM demodulator, channel estimation
%-----

estimated_h11_21 = [];
Received_PP= []; % Prepare a matrix for receiving pilot symbols
Receiver_Data = [];% Prepare a matrix for receiving data symbols

SignalPostFFT1 = [];
SignalPostFFT2 = [];

d1 = [];% Received signal of the first receive antenna
d2 = [];% Received signal of the second receive antenna
data_symbol_1 = [];
data_symbol_2 = [];

for i=1:NofOFDMSymbol;
if (N_P > G+1) & (i>1)
    % if it is not the first symbol and the length of CIR is longer than
    % the gaurd interval length, then the ISI term must be taken into
    % account
    previous_symbol11 = rs11_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the first transmitt
        % antenna to the first receive antenna
    previous_symbol21 = rs21_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the second transmitt antenna
        % to the first receive antenna
    previous_symbol12 = rs12_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the first transmitt
        % antenna to the second receive antenna
    previous_symbol22 = rs22_frame(i-1,:);
        % previous OFDM symbol of the second transmitt antenna
        % to the second receive antenna

    ISI_term11 = previous_symbol11(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
        % the position from NFFT+2G+1: NFFT+G+N_P-1 is ISI term
    ISI_11 = [ISI_term11,zeros(1,length(previous_symbol11)-length(ISI_term11))];

end;

```

```

ISI_term21 = previous_symbol21(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
ISI_21 = [ISI_term21,zeros(1,length(previous_symbol21)-length(ISI_term21))];

ISI_term12 = previous_symbol12(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
% the position from NFFT+2G+1: NFFT+G+N_P-1 is ISI term
ISI_12 = [ISI_term12,zeros(1,length(previous_symbol12)-length(ISI_term12))];

ISI_term22 = previous_symbol22(NFFT+2*G+1:NFFT+G+N_P-1);
ISI_22 = [ISI_term22,zeros(1,length(previous_symbol22)-length(ISI_term22))];

%rs1_i = rs11_frame(i,:) + rs21_frame(i,:);
%rs2_i = rs12_frame(i,:) + rs22_frame(i,:);

rs1_i = rs11_frame(i,:) + rs21_frame(i,:) + ISI_11 + ISI_21;
rs2_i = rs12_frame(i,:) + rs22_frame(i,:) + ISI_12 + ISI_22;
% the ISI term is added to the current OFDM symbol
else
    rs1_i = rs11_frame(i,:) + rs21_frame(i,:);
    rs2_i = rs12_frame(i,:) + rs22_frame(i,:);

end;

if (mod(i-1,D_t)==0)
    %Demodulated_Pilot1 = PilotSymbolExtractor(rs1_i,NFFT,NFFT,G,D_f);
    Demodulated_Pilot1 = OFDM_Demodulator(rs1_i,NFFT,NFFT,G);

    SignalPostFFT1 = [SignalPostFFT1; Demodulated_Pilot1];
    %Demodulated_Pilot2 = PilotSymbolExtractor(rs2_i,NFFT,NFFT,G,D_f);
    Demodulated_Pilot2 = OFDM_Demodulator(rs2_i,NFFT,NFFT,G);

    SignalPostFFT2 = [SignalPostFFT2; Demodulated_Pilot2];
    Demodulated_P1 = [];
    Demodulated_P2 = [];
    for i = 1:NFFT;
        Demodulated_P1 = [Demodulated_P1; Demodulated_Pilot1(i)];
        Demodulated_P2 = [Demodulated_P2; Demodulated_Pilot2(i)];
    end;

```

```

estimated_h11_21_i = Q * PP' * Demodulated_P1;

he11_21_i = estimated_h11_21_i;
he11_i = he11_21_i(1:length(estimated_h11_21_i)/2);
H11_i = fft([he11_i;zeros(NFFT-N_P,1)]);
he21_i = he11_21_i(length(he11_21_i)/2+1:length(he11_21_i));
H21_i = fft([he21_i;zeros(NFFT-N_P,1)]);

estimated_h12_22_i = Q * PP' * Demodulated_P2;

he12_22_i = estimated_h12_22_i;
he12_i = he12_22_i(1:length(he12_22_i)/2);
H12_i = fft([he12_i;zeros(NFFT-N_P,1)]);

he22_i = he12_22_i(length(he12_22_i)/2+1:length(he12_22_i));
H22_i = fft([he22_i;zeros(NFFT-N_P,1)]);

else
%-----
% OFDM demodulator
%-----
Demodulated_signal1_i = OFDM_Demodulator(rs1_i,NFFT,NFFT,G);
SignalPostFFT1 = [SignalPostFFT1; Demodulated_signal1_i];
Demodulated_signal2_i = OFDM_Demodulator(rs2_i,NFFT,NFFT,G);
SignalPostFFT2 = [SignalPostFFT2; Demodulated_signal2_i];

d1_i = [];
d2_i = [];
for k = 1:NFFT;
    H_k = [H11_i(k),H21_i(k); H12_i(k),H22_i(k)];
    y = [Demodulated_signal1_i(k); Demodulated_signal2_i(k)];
    x = inv(H_k) * y;
    d1_i = [d1_i,x(1)];
    d2_i = [d2_i,x(2)];
end;

%-----
% Demodulated signal
%-----
d1 = [d1; d1_i];
d2 = [d2; d2_i];

```

```
demodulated_symbol_1i = ddemodce(d1_i,1,1,'qask',M_ary);
demodulated_symbol_2i = ddemodce(d2_i,1,1,'qask',M_ary);
data_symbol_1 = [data_symbol_1, demodulated_symbol_1i];
data_symbol_2 = [data_symbol_2, demodulated_symbol_2i];

end;

data_symbol_1 = data_symbol_1';
data_symbol_2 = data_symbol_2';
[number1_without_isic, ratio1_without_isic] = symerr(symbols1,data_symbol_1);

ser_without_isic = [ser_without_isic, ratio1_without_isic];

end;

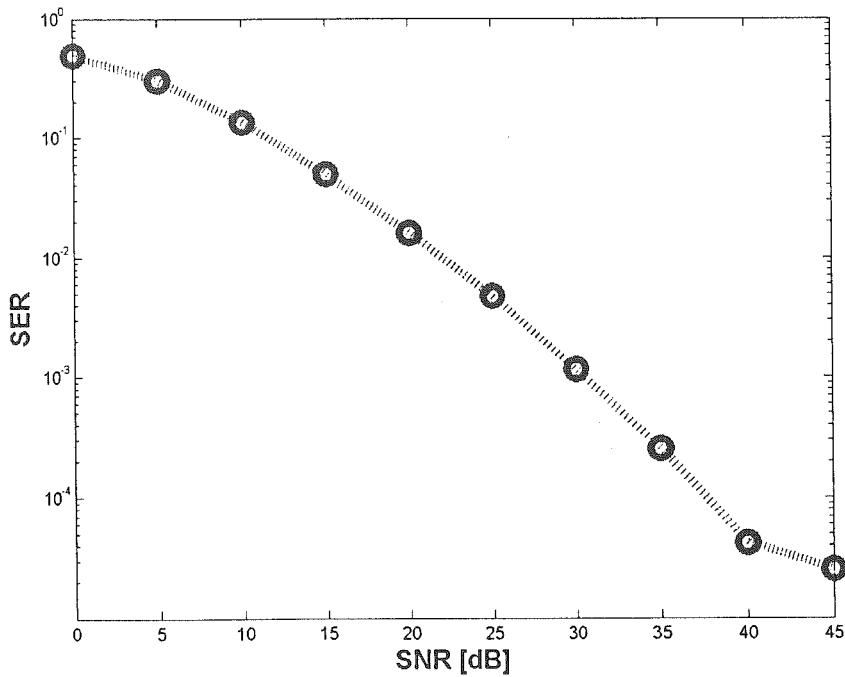
ser_relz = [ser_relz;ser_without_isic];
end;

ser = sum(ser_relz)/Number_Relz;

snr = snr_min:step:snr_max;

semilogy(snr, ser,'bo:');
ylabel('SER');
xlabel('SNR [dB]');
```

Kết quả mô phỏng:



Đánh giá chất lượng của hệ thống theo tiêu chuẩn lỗi mău tín hiệu SER.

Tài liệu tham khảo

- [Cha66] R. W. Chang:
‘Orthogonal Frequency Division Multiplexing’, U. S. Patent 3488 455, filed in Nov. 1966, issued in Jan. 1970.
- [Cla96] F. Classen:
‘Systemkomponenten fuer eine terrestrische digitale mobile Breitbanduebertragung’
Aachen: Shaker Verlag, 1996, in German.
- [Wan04] Cheng-Xiang Wang, Nguyễn Văn Đức
‘Các bài tập Matlab về thông tin vô tuyến’
Trong tuyển tập ‘Kỹ thuật thông tin số’, tập1, Hà Nội, Việt Nam: Nhà xuất bản Khoa học Kỹ thuật
- [Kai98] S. Kaiser :
‘Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems-Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation’
Germany: VDI publish, Jan. 1998.
- [Kam96] K.D. Kammeyer:
‘Nachrichtenübertragung’, 2. Auflage, Stuttgart: B.G. Teubner, 1996.
- [Hay86] S. Hayking:
‘Adaptive Filter Theory’,
Prentice Hall, 1986, USA.
- [Hoh91] P. Hoeher:
‘TCM on Frequency-Selective Land-Mobile Fading Channels’
In Proc. 5th Tirrenia International Workshop on Digital Communications, Tirrenia, Italy, Sep. 1991, p. 317-328.
- [Medbo98] J. Medbo, P. Schramm:
‘Channel Model for HiperLAN/2’
in Diferent Indoor Scenarios. ETSI EP BRAN 3ERI085B,
30 March 1998.
- [Duc99] V. D. Nguyen:
‘Untersuchungen zur Kanalschaetzung dispersiver Mobilfunkkanäle fuer das Mehrträgerverfahren OFDM’, Studie vom Institut für Allgemeine Nachrichtentechnik, Universitaet Hannover, 1999, in German.
- [Duc00] V. D. Nguyen, C. Hansen, H.-P. Kuchenbecker:
‘Performance of Channel Estimation Using Pilot Symbols for a Coherent OFDM Systems’
In Proc. International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC’00), vol. 2, 2000, p. 842-847.
- [Duc03] V. D. Nguyen :
‘Channel Impulse Response Length Estimation and Interference Cancellation for OFDM Systems’
Germany: Shaker Verlag, Aachen 2004.

- [Opp99] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer
'Discrete-time signal processing'
Pential Hall, 1999
- [Pau98] M. Pauli:
'On the Reduction of the Out-of-Band Radiation of OFDM-Signals',
In Proc. IEEE ICC Conf., 1998, p. 1304-1308.
- [Pau98] M. Pauli:
'On the Reduction of the Out-of-Band Radiation of OFDM-Signals',
In Proc. IEEE ICC Conf., 1998, p. 1304-1308.
- [Pro95] J.G. Proakis:
'Digital Communications'
3rd. edition, New York: McGraw-Hill, 1995.
- [Scharf91] L. L. Scharf:
'Statistical Signal Processing'
USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- [Wei71] S. B. Weinstein, P. M. Ebert:
'Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform', IEEE trans. Communications, vol. 19, no. 5, 628-634, Oct. 1971.
- [ETSI-1] Technical Specification TS101 980 V1.1.1 (2001-09) :
'Digital Radio Mondiale (DRM)',
ETSI, 2001
- [ETSI-2] Technical Specification TS101 475 V1.1.1 (2000-04) :
'HiperLAN/2; Physical Layer',
ETSI, 2000
- [IEEE-1] IEEE 802.16a-2003:
'Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems',
IEEE, 2003
- [Wimax1] <http://computer.howstuffworks.com/wimax1.htm>

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Tác giả: Nguyễn Văn Đức

BỘ SÁCH: KỸ THUẬT THÔNG TIN SỐ

Tập 2

LÝ THUYẾT VÀ CÁC ỨNG DỤNG CỦA KỸ THUẬT OFDM

DIGITAL COMMUNICATION
TECHNIQUE
Band 2

Theory and Applications of the OFDM Technique

Chủ trách nhiệm xuất bản:

PGS. TS. Tô Đăng Hải

Biên tập và sửa bài:

ThS. Nguyễn Huy Tiến

Ngọc Linh

Trình bày bìa:

Hương Lan

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70 Trần Hưng Đạo - Hà Nội

In 1000 cuốn, khổ 16 x 24 cm tại Xưởng in NXB Văn hóa Dân tộc
Quyết định xuất bản số: 136-2006/CXB/272.2-06/KHKT ngày 23/3/06.
In xong và nộp lưu chiểu tháng 6 năm 2006.

**DIGITAL COMMUNICATION
TECHNIQUE**

**Quang Trung 200 Anh Tuyenthi
Moto Nguyn Kh Aco**

**Theory and Applications
of the OFDM Technique**

Responsible for Publishing: **Prof. Dr. To Dang Hai**
Publishing Editor: **MSc. Nguyen Huy Tien**
Cover design: **Huong Lan**

SCIENCE AND TECHNICS PUBLISHING HOUSE

70, Tran Hung Dao Str., Hanoi, Vietnam

Publishing Licence No: 136-2006/CXB/272.2-06/KHKT, dated 23/3/06.

Quantity: 1000 PCs, size 16 x 24 cm

Printed at Ethnical Culture Publishing House

Printing finished and Copyright deposited in June 2006.



1956 - 2006

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI
50 NĂM XÂY DỰNG
VÀ PHÁT TRIỂN

206097

A standard barcode is located in a white rectangular box. Below the barcode, the number "8 935048 960974" is printed.

Giá: 15,000đ

68