

LUẬN VĂN

Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao – OFDM

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ OFDM

1.1 Giới thiệu chương

Trong những năm gần đây, ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) đã được đề xuất và chuẩn hoá cho truyền thông tốc độ cao. Để đi sâu vào tìm hiểu kỹ thuật OFDM, chúng ta hãy làm quen với những khái niệm ban đầu như: Hệ thống đa sóng mang, ghép kênh phân chia theo tần số FDM (Frequency Division Multiplexing), tính trực giao... Biểu diễn toán học của tín hiệu OFDM và hệ thống OFDM bằng cơ sở. Cuối cùng, chúng ta đánh giá ưu khuyết điểm của kỹ thuật OFDM.

1.2 Sơ lược về OFDM

OFDM nằm trong một lớp các kỹ thuật điều chế đa sóng mang (MCM) trong thông tin vô tuyến. Còn trong các hệ thống thông tin hữu tuyến các kỹ thuật này thường được nhắc đến dưới cái tên: đa tần (DMT). Kỹ thuật OFDM lần đầu tiên được giới thiệu trong bài báo của R.W.Chang năm 1966 về vấn đề tổng hợp các tín hiệu có dải tần hạn chế khi thực hiện truyền tín hiệu qua nhiều kênh con. Tuy nhiên, cho tới gần đây, kỹ thuật OFDM mới được quan tâm nhờ có những tiến bộ vượt bậc trong lĩnh vực xử lý tín hiệu và vi điện tử.

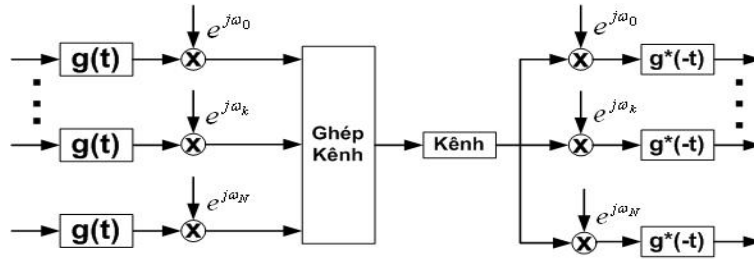
Ý tưởng chính trong kỹ thuật OFDM là việc chia luồng dữ liệu trước khi phát đi thành N luồng dữ liệu song song có tốc độ thấp hơn và phát mỗi luồng dữ liệu trên một sóng mang con khác nhau. Các sóng mang này là trực giao nhau, điều này được thực hiện bằng cách chọn độ giãn cách tần số giữa chúng một cách hợp lý.

1.3 Các khái niệm liên quan đến OFDM

1.3.1 Hệ thống đa sóng mang

Chương 1 Tổng quan về OFDM

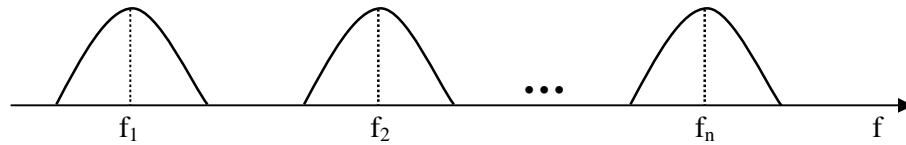
Hệ thống đa sóng mang là hệ thống có dữ liệu được điều chế và truyền đi trên nhiều sóng mang khác nhau. Nói cách khác, hệ thống đa sóng mang thực hiện chia một tín hiệu thành một số tín hiệu, điều chế mỗi tín hiệu mới này trên các sóng mang và truyền trên các kênh tần số khác nhau, ghép những kênh tần số này lại với nhau theo kiểu FDM.



Hình 1.1[7] Cấu trúc hệ thống đa sóng mang

1.3.2 Ghép kênh phân chia theo tần số FDM

Ghép kênh phân chia theo tần số là phương pháp phân chia nhiều kênh thông tin trên trục tần số. Sắp xếp chúng trong những băng tần riêng biệt liên tiếp nhau. Mỗi kênh thông tin được xác định bởi tần số trung tâm mà nó truyền dẫn. Tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số có dải phổ khác nhau nhưng xảy ra đồng thời trong không gian, thời gian.



Hình 1.2[7] Ghép kênh phân chia theo tần số

Để đảm bảo tín hiệu của một kênh không bị chồng lên tín hiệu của các kênh lân cận, tránh nhiễu kênh, đòi hỏi phải có các khoảng trống hay các băng bảo vệ xen giữa các kênh. Điều này dẫn đến sự không hiệu quả về phổ.

1.4 Biểu diễn toán học của tín hiệu OFDM

1.4.1 Trục giao

Các tín hiệu là trục giao nếu chúng độc lập với nhau. Trong OFDM, các sóng mang con được chồng lấp với nhau nhưng tín hiệu vẫn có thể được khôi phục mà không có xuyên nhiễu giữa các sóng mang kế cận bởi vì giữa các sóng mang con có

Chương 1 Tổng quan về OFDM

tính trực giao. Xét một tập các sóng mang con: $f_n(t)$, $n=0, 1, \dots, N-1$, $t_1 \leq t \leq t_2$. Tập sóng mang con này sẽ trực giao khi:

$$\int_{t_1}^{t_2} f_n(t) f_m^*(t) dt = \begin{cases} 0, & n \neq m \\ K, & n = m \end{cases} \quad [7] \quad (1.1)$$

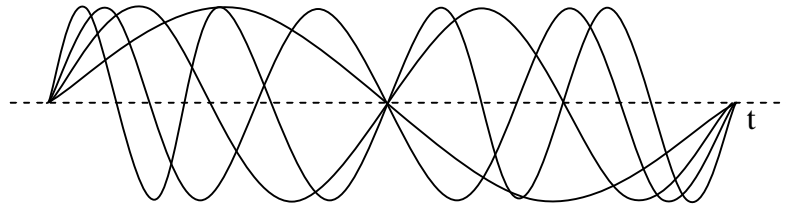
Trong đó: K là hằng số không phụ thuộc t , n hoặc m . Và trong OFDM, tập các sóng mang con được truyền có thể được viết là:

$$f_n(t) = \exp(j2\pi f_n t) \quad [7] \quad (1.2)$$

$$\text{với } j = \sqrt{-1} \text{ và } f_n = f_0 + n\Delta f = f_0 + n/T \quad [7] \quad (1.3)$$

với f_0 là tần số offset ban đầu.

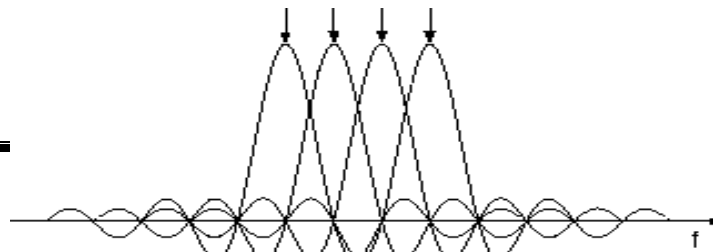
Tín hiệu OFDM được hình thành bằng cách tổng hợp các sóng sine. Tần số băng gốc của mỗi sóng mang con được chọn là bội số của nghịch đảo khoảng thời ký tự, vì vậy tất cả sóng mang con có một số nguyên lần chu kỳ trong mỗi ký tự. Điều này phù hợp với kết quả tính trực giao vừa được chứng minh ở trên. Hình 1.3 minh họa cấu trúc của một tín hiệu OFDM có bốn sóng mang con.



Hình 1.3[7] Tín hiệu OFDM có 4 sóng mang con

Trong minh họa này, mỗi sóng mang có số nguyên chu kỳ trong khoảng thời gian T và số chu kỳ của các sóng mang kế cận nhau hơn kém nhau đúng một chu kỳ. Tính chất này giải thích cho sự trực giao giữa các sóng mang.

Một cách khác để xem xét tính chất trực giao của tín hiệu OFDM là quan sát phổ của nó. Trong miền tần số, mỗi sóng mang con OFDM có đáp ứng tần số là sinc hay $\sin(x)/x$. Hình 1.4 mô tả phổ của ký tự OFDM có 4 sóng mang con là tổng hợp phổ của 4 hàm sinc.



Hình 1.4 [7] Phổ tín hiệu OFDM với 4 sóng mang

1.4.2 Tạo sóng mang con sử dụng IFFT

Nếu gọi d_i là chuỗi dữ liệu QAM phức, N là số lượng sóng mang con, T là khoảng thời ký tự và f_c là tần số sóng mang, thì ký tự OFDM bắt đầu tại $t=t_s$ có thể được viết như sau:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0,5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad [20] \quad (1.4)$$

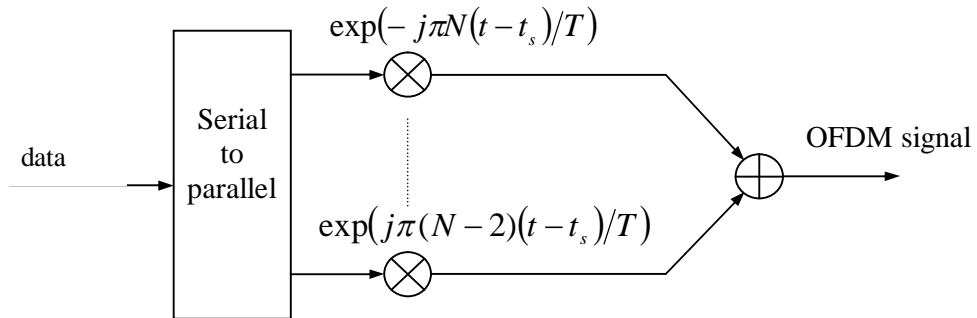
$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T$$

Để cho dễ tính toán, ta có thể thay thế ký tự OFDM trên như sau:

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right), t_s \leq t \leq t_s + T \quad [20] \quad (1.5)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T$$

Trong biểu thức trên, phần thực và phần ảo tương ứng với thành phần cùng pha và vuông pha của tín hiệu OFDM, mà sẽ được nhân với hàm cos và sin của tần số sóng mang con riêng rẽ để tổng hợp được tín hiệu OFDM sau cùng.



Hình 1.5[20] Bộ điều chế OFDM

Khi tín hiệu OFDM $s(t)$ ở (1.5) được truyền đi tới phía thu, sau khi loại bỏ thành phần tần số cao f_c , tín hiệu sẽ được giải điều chế bằng cách nhân với các liên

Chương 1 Tổng quan về OFDM

hiệp phức của các sóng mang con. Nếu liên hiệp phức của sóng mang con thứ j được nhân với $s(t)$, thì sẽ thu được ký tự QAM $d_{j+N/2}$ (được nhân với hệ số T), còn đối với các sóng mang con khác, giá trị sẽ nhân bằng không bởi vì sự sai biệt tần số $(i-j)/T$ tạo ra một số nguyên chu kỳ trong khoảng thời ký tự T , cho nên kết quả nhân sẽ bằng không.

$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{j+N/2} T \quad [20] \quad (1.6) \end{aligned}$$

Tín hiệu OFDM được mô tả trong (1.5) thực tế không khác gì hơn so với biến đổi Fourier ngược của N ký tự QAM ngõ vào. Lượng thời gian rời rạc cũng chính là biến đổi ngược Fourier rời rạc, công thức được cho ở (1.7), với thời gian t được thay thế bởi số mẫu n .

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{in}{N}\right) \quad [20] \quad (1.7)$$

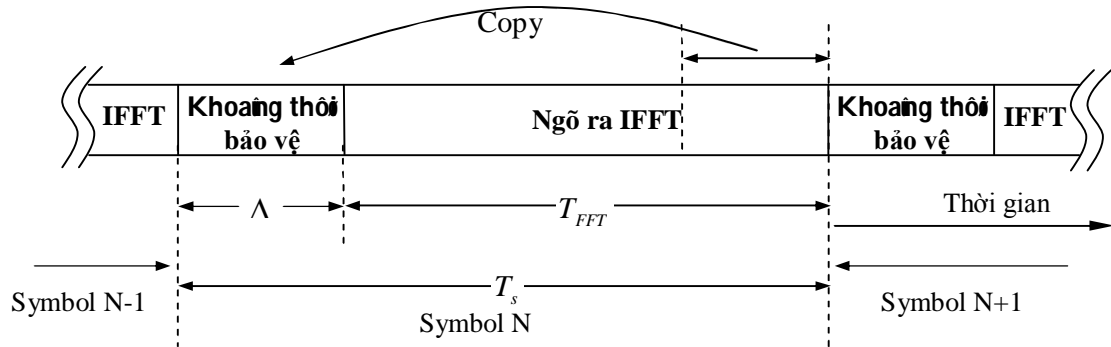
1.5 Khoảng thời gian bảo vệ và mở rộng chu kỳ

Với một băng thông cho trước, tốc độ ký tự của OFDM thấp hơn nhiều so với phương thức truyền dẫn đơn sóng mang. Ví dụ, đối với kiểu điều chế BPSK đơn sóng mang, tốc độ ký tự tương đương với tốc độ bit truyền dẫn. Còn đối với hệ thống OFDM, băng thông được chia nhỏ cho N sóng mang con làm cho tốc độ ký tự thấp hơn N lần so với truyền dẫn đơn sóng mang. Tốc độ ký tự thấp này làm cho OFDM chống lại được ảnh hưởng của nhiễu ISI gây ra do truyền đa đường.

Ảnh hưởng của ISI lên tín hiệu OFDM có thể cải tiến hơn nữa bằng cách thêm vào một khoảng thời bảo vệ lúc bắt đầu mỗi ký tự. Khoảng thời gian bảo vệ này chính là copy lặp lại dạng sóng làm tăng thêm chiều dài của ký tự. Khoảng thời bảo vệ này được chọn sao cho lớn hơn độ trễ ước lượng kênh, để cho các thành phần đa đường từ một ký tự không thể nào gây nhiễu cho ký tự kế cận. Mỗi sóng mang con, trong khoảng thời gian ký tự của tín hiệu OFDM khi không có cộng thêm

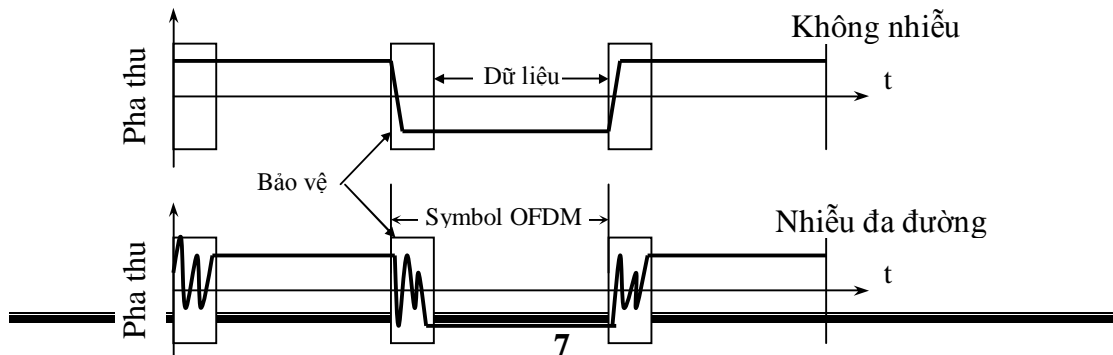
Chương 1 Tổng quan về OFDM

khoảng thời gian bảo vệ, (tức khoảng thời thực hiện biến đổi IFFT dùng để phát tín hiệu), sẽ có một số nguyên chu kỳ. Bởi vì việc sao chép phần cuối của ký tự và gắn vào phần đầu cho nên ta sẽ có khoảng thời ký tự dài hơn. Hình (1.6) minh hoạ việc chèn thêm khoảng thời bảo vệ. Chiều dài tổng cộng của ký tự là $T_s = \Delta + T$, với T_s là chiều dài tổng cộng của ký tự, Δ là chiều dài khoảng thời bảo vệ, và T khoảng thời gian thực hiện biến đổi IFFT để phát tín hiệu OFDM.



Hình 1.6[22] Chèn khoảng thời gian bảo vệ vào tín hiệu

Trong một tín hiệu OFDM, biên độ và pha của sóng mang con phải ổn định trong suốt khoảng thời gian ký tự để cho các sóng mang con luôn trực giao nhau. Nếu nó không ổn định có nghĩa là dạng phổ của sóng mang con không có dạng sinc chính xác. Tại biên của ký tự, biên độ và pha thay đổi đột ngột theo giá trị mới của dữ liệu kế tiếp. Chiều dài của các ảnh hưởng đột biến này tương ứng với trải trễ của kênh vô tuyến. Các tín hiệu đột biến này là kết quả của mỗi thành phần đa đường đến ở những thời điểm khác nhau. Hình (1.7) minh hoạ ảnh hưởng này. Việc thêm vào một khoảng thời gian bảo vệ làm cho thời gian phần đột biến của tín hiệu giảm xuống. Ảnh hưởng của ISI sẽ càng giảm xuống khi khoảng thời gian bảo vệ dài hơn độ trải trễ của kênh vô tuyến.



Hình 1.7[22] Khoảng thời gian bảo vệ giảm ảnh hưởng của ISI

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Chúng ta có thể thấy rằng năng lượng phát sẽ tăng khi chiều dài của CP Δ tăng, trong khi đó năng lượng của tín hiệu thu và lấy mẫu vẫn giữ nguyên. Năng lượng của một sóng mang nhánh là:

$$\int |\phi(t)|^2 = \frac{T_s}{T_s - \Delta} \quad [7] \quad (1.8)$$

Và suy giảm SNR do loại bỏ CP tại máy thu là:

$$SNR_{loss} = -10 \lg \left(1 - \frac{\Delta}{T_s} \right) [7] \quad (1.9)$$

Như vậy, CP có chiều dài càng lớn thì suy giảm SNR càng nhiều. Thông thường, chiều dài tương đối của CP sẽ được giữ ở mức nhỏ, còn suy giảm SNR chủ yếu là do yêu cầu loại bỏ xuyên nhiễu ICI và ISI (nhỏ hơn 1 dB khi $\Delta/T_s < 0,2$).

Trong hệ thống OFDM, mỗi sóng mang nhánh có thể được biểu diễn:

$$s_{n,m}(t) = x_{n,m} \exp(j2\pi f_n t) [7] \quad (1.10)$$

Trong đó $x_{n,m}$ là modul của số phức tương ứng với sóng mang nhánh thứ n trong ký tự OFDM thứ m có giá trị khác 0 trên $[(m-1)T_s, mT_s)$, với T_s là chu kỳ tín hiệu; f_n là tần số sóng mang nhánh thứ n .

Biểu diễn tín hiệu dưới dạng trung bình của các sóng mang phức liên tục theo thời gian, với m cho trước:

$$s_m(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,m} \exp(j2\pi f_n t) [7] \quad (1.11)$$

Trong đó, $f_n = f_0 + n\Delta f$ với f_0 là tần số gốc và Δf là khoảng dẫn cách giữa các sóng mang. Không mất tính tổng quát, gán $f_0 = 0$. Thay giá trị f_n và lấy mẫu $s_m(t)$ tại tần số $1/T$, ta có:

Chương 1 Tổng quan về OFDM

$$s_m(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,m} \exp(j(2\pi n \Delta f) \Delta t) [7] \quad (1.12)$$

Ta chọn N mẫu tín hiệu trên một chu kỳ tín hiệu, và sử dụng quan hệ $t = NT$, so sánh phương trình trên với dạng tổng quát phép biến đổi IDFT:

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) \exp(j(2\pi n \Delta f) \Delta t) [7] \quad (1.13)$$

Chúng ta thấy rằng, hàm phức $x_{n,m}$ theo biến n chính là định nghĩa của tín hiệu được lấy mẫu biểu diễn trong miền tần số và $s(kT)$ là dạng biểu diễn trong miền thời gian. Do mối quan hệ giữa hai phép biến đổi DFT và IDFT:

$$G[n] = G\left(e^{j\omega}\right) \Big|_{\omega = \frac{2\pi}{N}n} [7] \quad (1.14)$$

Nên phương trình (1.13) và (1.14) tương đương với nhau, nếu:

$$\Delta f = \frac{1}{NT} = \frac{1}{\tau} [7]$$

Điều kiện này giống với điều kiện về tính trực giao giữa các sóng mang nhánh. Như vậy, để có thể duy trì tính trực giao hệ thống OFDM có thể sử dụng phép biến đổi DFT. Đây là một đặc điểm rất quan trọng vì hai lý do chính sau: Thứ nhất, DFT là một dạng của phép biến đổi Fourier mà ở đó tín hiệu được lấy mẫu và nhờ vậy chúng trở nên tuần hoàn cả trong miền thời gian lẫn tần số. Phép biến đổi này cùng với việc chèn thêm các dải bảo vệ nhằm giúp cho mỗi ký tự OFDM tuần hoàn đã giúp cho việc thực hiện tích chập tuần hoàn với hàm truyền đạt của kênh trở nên dễ dàng hơn. Ưu điểm thứ hai của việc sử dụng DFT là phép biến đổi này có thể dễ thực khá đơn giản và hiệu quả cao bằng thuật toán FFT.

1.6 Điều chế trong OFDM

1.6.1 Điều chế QPSK

Đây là một trong những phương pháp điều chế thông dụng nhất trong truyền dẫn. Công thức cho sóng mang được điều chế PSK 4 mức như sau:

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi t + \theta(t) + \theta] & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t < 0; t > T \end{cases} [2] \quad (1.15)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Với θ pha ban đầu ta cho bằng 0 $\theta(t) = (2i-1)\frac{\pi}{4}$ (1.16)

Trong đó: $i = 1, 2, 3, 4$ tương ứng là các ký tự được phát đi là “00”, “01”, “11”, “10”

$$T = 2.T_b \text{ (} T_b \text{ là thời gian của một bit, } T \text{ là thời gian của một ký tự)}$$

E là năng lượng của tín hiệu phát trên một ký tự.

Khai triển $s(t)$ ta được :

$$S_i(t) = \begin{cases} \frac{2E}{T} \cos[(2i-1)\frac{\pi}{4}] \cos(2\pi f_c t) - \frac{2E}{T} \sin[(2i-1)\frac{\pi}{4}] \sin(2\pi f_c t) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t < 0; t > T) \end{cases} \quad [2](1.17)$$

Chọn các hàm năng lượng trực chuẩn như sau:

$$\Phi_1(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin[2\pi f_c t]; \quad 0 \leq t \leq T \quad [2] \quad (1.18)$$

$$\Phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin[2\pi f_c t]; \quad 0 \leq t \leq T_b \quad [2] \quad (1.19)$$

Khi đó: $S_i(t) = \phi_1(t)\sqrt{E} \sin[(2i-1)\frac{\pi}{4}] + \phi_2(t)\sqrt{E} \cos[(2i-1)\frac{\pi}{4}] \quad [2] \quad (1.20)$

Vậy bốn điểm bản tin ứng với các vector được xác định như sau :

$$S_i = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \sin[(2i-1)\frac{\pi}{4}] \\ \sqrt{E} \cos[(2i-1)\frac{\pi}{4}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{i1} \\ S_{i2} \end{bmatrix} \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad [2] \quad (1.21)$$

Quan hệ của cặp bit điều chế và tọa độ của các điểm tín hiệu điều chế QPSK trong không gian tín hiệu được cho ở bảng sau:

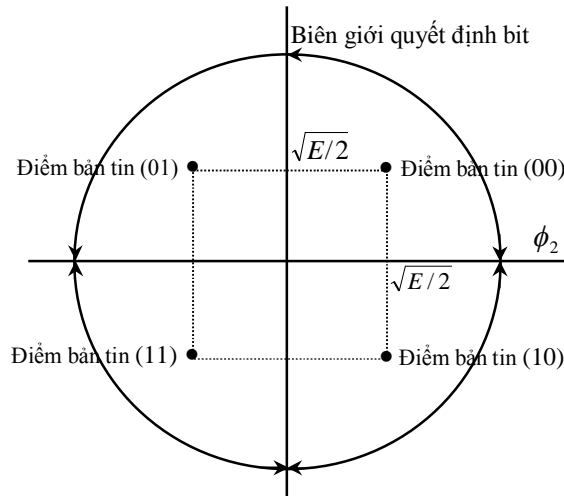
Cặp bit vào	Pha của tín hiệu QPSK	Điểm tín hiệu S_i	Tọa độ các điểm bản tin	
			Φ_1	Φ_2
00	$\pi/4$	S_1	$\sqrt{E/2}$	$\sqrt{E/2}$
01	$3\pi/4$	S_2	$\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
11	$5\pi/4$	S_3	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

10	$7\pi/4$	S_4	$-\sqrt{E/2}$	$\sqrt{E/2}$
----	----------	-------	---------------	--------------

Bảng 1.1[2] Thông số của điều chế QPSK

Ta thấy một tín hiệu PSK 4 mức được đặc trưng bởi một vector tín hiệu hai chiều và bốn điểm bản tin như hình vẽ:



Hình 1.8[2] Biểu đồ không gian tín hiệu QPSK.

1.6.2 Điều chế QAM

Ở hệ thống điều chế PSK, các thành phần đồng pha và vuông pha được kết hợp với nhau sao cho tạo thành một tín hiệu đường bao không đổi. Tuy nhiên, nếu loại bỏ điều này và để cho các thành phần đồng pha và vuông pha có thể độc lập với nhau thì ta được một sơ đồ điều chế mới gọi là điều biên cầu phương QAM (Quadrature Amplitude Modulation: Điều chế biên độ vuông góc). Ở sơ đồ điều chế này, sóng mang được điều chế cả biên độ lẫn pha. Điều chế QAM có ưu điểm là tăng dung lượng đường truyền dẫn số.

Dạng tổng quát của điều chế QAM m mức (m - QAM) được xác định như sau:

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (0 \leq t \leq T) \quad [2] \quad (1.22)$$

Trong đó: E_0 là năng lượng của tín hiệu có biên độ thấp nhất.

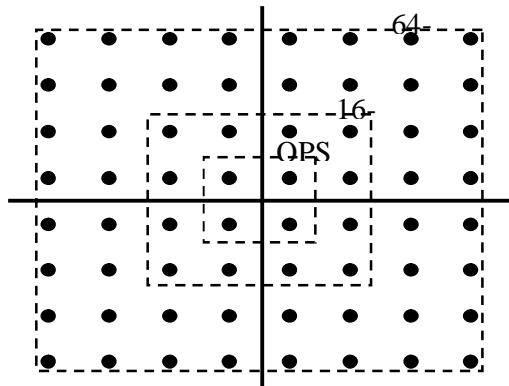
a_i, b_i : là cặp số nguyên độc lập được chọn tùy theo vị trí bản tin.

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Tín hiệu sóng mang gồm 2 thành phần vuông góc được điều chế bởi một tập hợp bản tin tín hiệu rời rạc vì thế có tên là “điều chế biên độ vuông góc”.

Có thể phân tích $S_i(t)$ thành cặp hàm cơ sở:

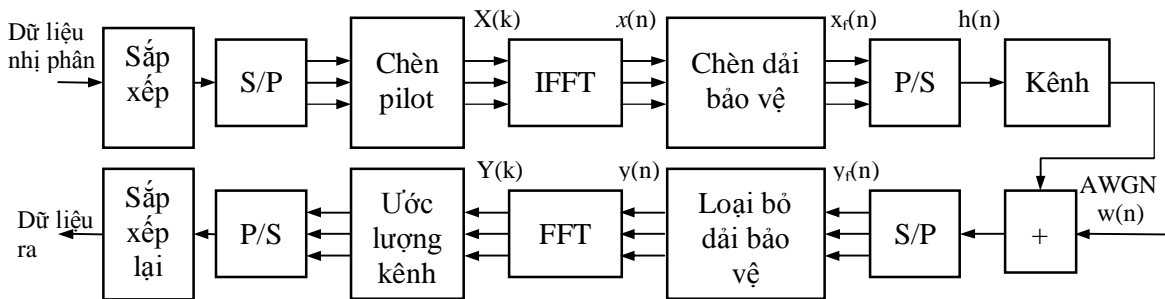
$$\begin{aligned}\Phi_1(t) &= -\sqrt{\frac{2}{T}}b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (0 \leq t \leq T) \\ \Phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}}a_i \sin(2\pi f_c t) \quad (0 \leq t \leq T)\end{aligned}\quad [2] \quad (1.23)$$



Hình 1.9[2] Chùm tín hiệu M-QAM

1.7 Hệ thống OFDM băng gốc

1.7.1 Sơ đồ hệ thống OFDM băng gốc



Hình 1.10 Sơ đồ hệ thống OFDM

Đầu tiên, dòng dữ liệu vào tốc độ cao được chia thành nhiều dòng dữ liệu song song (S/P: Serial/Parallel). Mỗi dòng dữ liệu song song sau đó được mã hoá và được sắp xếp theo một trình tự hỗn hợp. Khối sắp xếp và mã hoá (Coding and Mapping) có thể đặt ở trước đầu vào bộ S/P. Những ký tự hỗn hợp được đưa đến đầu vào của khối IFFT. Khối này sẽ tính toán các mẫu thời gian tương ứng với các

Chương 1 Tổng quan về OFDM

kênh nhánh trong miền tần số. Sau đó, khoảng bảo vệ được chèn vào để giảm nhiễu xuyên ký tự ISI. Cuối cùng, bộ lọc phía phát định dạng tín hiệu thời gian liên tục sẽ chuyển đổi lên tần số cao để truyền trên các kênh.

Trong quá trình truyền, trên các kênh sẽ có các nguồn nhiễu gây ảnh hưởng như nhiễu Gaussian trắng cộng AWGN (Additive White Gaussian Noise),...

Ở phía thu, tín hiệu thu được chuyển xuống tần số thấp và tín hiệu rời rạc đạt được tại bộ lọc thu. Khoảng bảo vệ được loại bỏ và các mẫu được chuyển đổi từ miền thời gian sang miền tần số bằng phép biến đổi FFT. Các ký tự hỗn hợp thu được sẽ được sắp xếp ngược trở lại và được giải mã. Cuối cùng, chúng ta nhận được dòng dữ liệu nối tiếp ban đầu.

1.7.2 Biểu diễn tín hiệu

Tín hiệu trước hết được tổng hợp lại và sắp xếp hợp lý rồi được điều chế. Sau khi đi qua bộ chuyển đổi S/P thành các luồng dữ liệu song song. Khối IDFT được sử dụng để biến đổi chuỗi dữ liệu có chiều dài N $\{X(k)\}$ thành các tín hiệu rời rạc miền thời gian $\{x(n)\}$, với công thức sau:

$$x(n) = \text{IDFT} \{X(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1.24)$$

Trong đó: N là chiều dài DFT.

Sau khối IDFT, khoảng thời gian bảo vệ được chèn vào để giảm nhiễu ISI. Dải bảo vệ này gồm phần mở rộng có tính chu kỳ của ký tự OFDM nhằm hạn chế ICI. Kết quả là ký tự OFDM sẽ có dạng như sau:

$$x_f(n) = \begin{cases} x(n+N) & n = -\Delta, -\Delta+1, \dots, -1 \\ x(n) & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases}$$

Ở đây Δ là chiều dài của dải bảo vệ

Tín hiệu phát $x_f(n)$ sẽ truyền qua kênh fading biến đổi thời gian chọn lọc tần số với nhiễu cộng. Tín hiệu thu được là:

$$y_f(n) = x_f(n) * h(n) + w(n) \quad (1.25)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Ở đây $w(n)$ là nhiễu trắng Gaussian cộng AWGN và $h(n)$ là đáp ứng xung của kênh truyền, $h(n)$ có thể được biểu diễn:

$$h(n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j2\pi f_{D_i} T n / N} \delta(\lambda - \tau_i) \quad \text{với } 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.26)$$

Trong đó: r là tổng số đường truyền; h_i là đáp ứng xung phức của đường truyền thứ i ; f_{D_i} là độ dịch tần Doppler của đường truyền thứ i ; λ là chỉ số trải trễ; T là chu kỳ lấy mẫu; τ_i : độ trễ được chuẩn hoá bằng thời gian lấy mẫu của đường truyền thứ i .

Tại phía thu, tín hiệu sau khi được chuyển đổi đến miền thời gian rời rạc bởi bộ ADC và qua bộ lọc thông thấp, khoảng bảo vệ được loại bỏ:

$$\begin{aligned} y_f(n) & \quad -\Delta \leq n \leq N-1 \\ y(n) = y_f(n + \Delta) & \quad \text{với } n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (1.27)$$

Sau đó, $y(n)$ được đưa đến khối DFT, thu được $\{Y(k)\}$:

$$Y(k) = \text{DFT} \{y(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{j2\pi kn / N} \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (1.28)$$

Giả sử không có ISI, mối quan hệ giữa $Y(k)$ với $H(k) = \text{DFT} \{h(n)\}$, nhiễu ICI $I(k)$ do sự dịch chuyển tần số Doppler và $W(k) = \text{DFT} \{w(n)\}$ như sau:

$$Y(k) = X(k).H(k) + I(k) + W(k) \quad \text{với } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.29)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} H(k) &= \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j\pi f_{D_i} T} \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T} e^{-j2\pi T_i k / N} \\ I(k) &= \sum_{i=0}^{r-1} \sum_{m=0; m \neq k}^{N-1} \frac{h_i X(m)}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} - k + m)}}{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} - k + m) / N}} e^{-j2\pi T_i m / N} \end{aligned}$$

Nếu ở trước khối IDFT ta có đưa khối chèn pilot để ước lượng kênh thì sau khối DFT sẽ có bộ ước lượng kênh có hàm truyền $H_e(k)$. Khi đó, dữ liệu phát có thể được ước lượng như sau:

$$X_e(k) = \frac{Y(k)}{H_e(k)} \quad \text{với } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.30)$$

Sau đó tín hiệu ở dạng nhị phân được đưa đến khối “Sắp xếp lại” (Remapping).

1.8 Đánh giá về kỹ thuật OFDM

1.8.1 Ưu điểm

Chương 1 Tổng quan về OFDM

- Sử dụng dải tần rất hiệu quả do phép chồng phủ giữa các sóng mang. Hạn chế được ảnh hưởng fading và hiệu ứng đa đường bằng cách chia kênh fading chọn lọc tần số thành các kênh fading phẳng tương ứng với các tần số sóng mang OFDM khác nhau

- Loại bỏ được hầu hết giao thoa giữa các ký tự (ISI) do sử dụng CP và giao thoa sóng mang (ICI)

- Nếu sử dụng các biện pháp xen kẽ và mã hoá kênh thích hợp có thể khắc phục được hiện tượng suy giảm xác suất lỗi trên ký tự do các hiệu ứng chọn lọc tần số ở kênh gây ra. Quá trình cân bằng kênh được thực hiện đơn giản hơn so với việc sử dụng cân bằng thích nghi trong các hệ thống đơn sóng tần.

1.8.2 Nhược điểm

- Hệ thống OFDM sẽ tạo ra các tín hiệu trên nhiều sóng mang, các bộ khuếch đại công suất phát cao cần độ tuyến tính, các bộ khuếch đại công suất thu nhiều thấp đòi hỏi dải động của tín hiệu lớn nên tỷ số công suất đỉnh trên công suất trung bình (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) lớn, tỷ số PAPR cao là một bất lợi nghiêm trọng của OFDM nếu dùng bộ khuếch đại công suất hoạt động ở miền bão hoà để khuếch đại tín hiệu OFDM. Nếu tín hiệu OFDM có tỷ số PAPR lớn thì sẽ gây nên nhiễu xuyên điều chế.

- OFDM nhạy với dịch tần và sự trượt của sóng mang hơn các hệ thống đơn sóng mang. Vấn đề đồng bộ tần số trong các hệ thống OFDM phức tạp hơn hệ thống sóng mang đơn.

1.9 Kết luận chương

Trong chương này, chúng ta đã tìm hiểu tổng quan về kỹ thuật OFDM. Với những ưu điểm nó cho thấy đây là một giải pháp công nghệ hứa hẹn sự lựa chọn cho tương lai. Tuy nhiên, OFDM vẫn còn có một số nhược điểm để áp dụng được OFDM vào những hệ thống thực tế chúng ta cần giải quyết những nhược điểm này. Đó là vấn đề về: Ước lượng tham số kênh truyền, Đồng bộ trong hệ thống OFDM. Ở những chương tiếp theo chúng ta sẽ tập trung giải quyết những vấn đề này.

Chương 2: ƯỚC LƯỢNG KÊNH TRONG OFDM

2.1 Giới thiệu chương

Trong chương 1 chúng ta đã giới thiệu tổng quan về hệ thống OFDM. Trong đó, chúng ta đề cập đến những vấn đề kỹ thuật mà hệ thống OFDM gặp phải. Ở chương này, chúng ta giải quyết vấn đề ước lượng tham số kênh. Ước lượng tham số kênh (Channel Estimation) trong hệ thống OFDM bao gồm: xác định hàm truyền đạt kênh nhánh và thời gian thực hiện giải điều chế kết hợp bên thu. Trong chương này chúng ta tìm hiểu các phương pháp ước lượng kênh: ước lượng kênh sử dụng ký tự dẫn đường và ước lượng Wiener. Trước hết, chúng ta hãy giới thiệu sơ về đặc tính của kênh vô tuyến di động và những ảnh hưởng của nó đến tín hiệu.

2.2 Tổng quan về kênh vô tuyến

2.2.1 Suy hao

Trong quá trình truyền, tín hiệu vô tuyến sẽ yếu đi khi khoảng cách xa. Phương trình (2.1) cho ta công suất tín hiệu thu được khi truyền trong không gian tự do:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad [10] \quad (2.1)$$

Trong đó: P_R là công suất thu được (W); P_T là công suất phát (W); G_T là độ lợi anten phát (dB); G_R là độ lợi anten thu (dB); λ là bước sóng của sóng mang vô tuyến (m); R là khoảng cách truyền dẫn (m).

2.2.2 Bóng mờ và Fading chậm

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Các ứng dụng di động vô tuyến, môi trường truyền thường có các vật cản. Các vật này gây ra phản xạ trên bề mặt và làm suy hao tín hiệu truyền qua chúng gây nên hiện tượng bóng mờ. Sự thay đổi trong suy hao đường truyền xuất hiện khi khoảng cách lớn và phụ thuộc vào kích thước vật cản gây nên bóng mờ hơn là bước sóng của tín hiệu RF. Vì sự thay đổi này thường xảy ra chậm nên nó còn được gọi là fading chậm. Công thức (2.2) cho chúng ta công suất thu của tín hiệu trong môi trường có các thành phần suy hao đường truyền.

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^\alpha \quad [10] \quad (2.2)$$

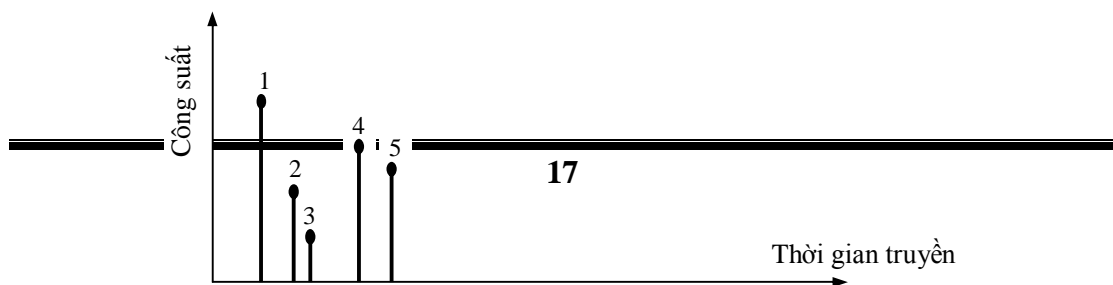
Trong đó: α là thành phần suy hao đường truyền

Môi trường	Tần số (MHz)	Hệ số suy hao đường α
Cửa hàng bán lẻ	914	2,2
Cửa hàng bách hoá	914	1,8
Văn phòng có vách ngăn	1500	3,0
Văn phòng	900	2,4
Văn phòng	1900	2,6
Xưởng dệt/cơ khí	1300	2,0
Xưởng dệt/cơ khí	4000	2,1

Bảng 2.1[10] Hệ số suy hao đường truyền trong các môi trường khác nhau

2.2.3 Ảnh hưởng đa đường và Fading nhanh

Trong quá trình truyền, tín hiệu RF có thể bị phản xạ từ các vật thể như nhà cao tầng, đồi núi, tường, xe cộ v.v... Môi trường đa đường có các tia phản xạ là nguyên nhân chính gây ra fading nhanh. Nếu chúng ta truyền một xung RF qua môi trường đa đường, thì tại đầu thu ta sẽ thu được tín hiệu như hình (2.1). Mỗi xung tương ứng với một đường, cường độ phụ thuộc vào suy hao đường của đường đó. Đối với tín hiệu tần số cố định (chẳng hạn sóng sin), trễ đường truyền sẽ gây nên sự quay pha của tín hiệu.



Hình 2.1[10] Đáp ứng xung thu được khi truyền một xung RF

2.2.4 Độ trễ

Độ trễ là lượng thời gian trải trong khi các tín hiệu đa đường tới đầu thu. Khi ta có giá trị ước lượng độ trễ của kênh thông tin, ta có thể xác định được tốc độ ký tự tối đa có thể đạt được trong khi bảo đảm nhiễu ISI vẫn ở mức độ cho phép.

Đối với truyền dẫn OFDM, mỗi ký tự tương ứng với nhiều sóng mang con băng nhỏ truyền dẫn song song. Nếu thời gian ký tự nhỏ hơn độ trễ, hai ký tự kề nhau sẽ chồng chập nhau tại đầu thu. Điều này gây nhiễu xuyên ký tự ISI. Các phương thức điều chế bậc cao hơn như 16-QAM, 256-QAM v.v... có hiệu suất sử dụng phổ cao hơn, nhạy hơn nhiều đối với nhiễu ISI và như vậy độ trễ phải ít hơn nhiều so với khoảng thời gian ký tự.

2.2.5 Độ dịch Doppler

Bất cứ khi nào trạm phát và trạm thu có sự di chuyển so với nhau, tần số thu được của sóng mang sẽ khác với tần số sóng mang f_c được truyền. Khi một trạm di động di chuyển với vận tốc không đổi v tạo thành một góc θ đối với phương của tín hiệu tới. Tín hiệu thu được $s(t)$ có thể viết như sau:

$$s(t) = \text{Re}\{A \exp(j2\pi[f_c - f_D]t)\} \quad [12] \quad (2.3)$$

Trong đó: A là biên độ; f_c là tần số phát; f_D độ dịch tần Doppler.

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) = \frac{vf_c}{c} \cos(\theta) \quad [12] \quad (2.4)$$

do vậy tần số thu được là: $f_r = f_c \pm f_D$ [12] (2.5)

Độ dịch Doppler lớn nhất f_m được cho bởi:

$$f_m = \frac{vf_c}{c} \quad [12] \quad (2.6)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

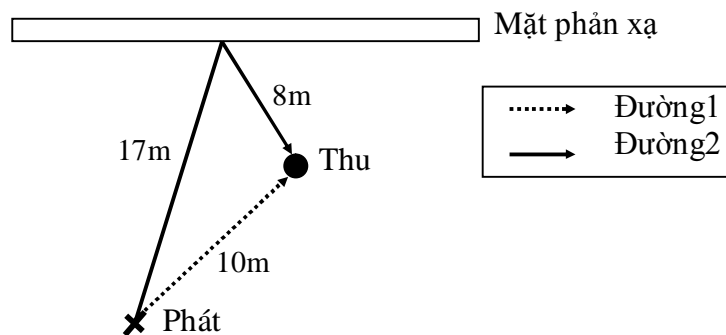
Trong môi trường thực tế, tín hiệu thu được đến từ nhiều đường phản xạ có khoảng cách khác nhau và góc đến khác nhau. Vì vậy, khi phát một sóng sin có thêm độ dịch Doppler, khi thu sẽ có phổ mở rộng từ $f_c(1-v/c)$ và $f_c(1+v/c)$, được gọi là phổ Doppler. Khi tất cả các hướng di chuyển của trạm di động hoặc tất cả các góc tới được giả sử là có xác suất bằng nhau, thì mật độ phổ công suất của tín hiệu thu được cho bởi:

$$S(f) = \frac{K}{2\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad [12] \quad (2.7)$$

Trong đó: K là hằng số

2.2.6 Fading lựa chọn tần số và Fading phẳng

Ảnh hưởng đa đường cũng gây nên sự thay đổi fading cùng với tần số, là do đáp ứng pha của các thành phần đa đường sẽ thay đổi cùng với tần số. Bước sóng tỷ lệ nghịch với tần số và vì thế đối với đường truyền cố định thì pha sẽ thay đổi theo tần số. Khoảng cách đường truyền của mỗi thành phần đa đường khác nhau và như vậy sự thay đổi pha cũng khác nhau. Hình (2.3) biểu diễn một ví dụ về truyền hai đường. Đường 1 hướng trực tiếp cách 10 m, đường 2 hướng phản xạ cách 25 m. Đối với bước sóng 1 m. Nếu chúng ta thay đổi tần số là 0,9 m thì đường một sẽ có $10/0,9 = 11,111\lambda$ hay có pha là $0,111 \times 360^\circ = 40^\circ$, trong khi đường thứ hai có $25/0,9 = 27,778\lambda$, hay có pha là $0,778 \times 360^\circ = 280^\circ$, điều này làm hai đường khác pha nhau, sẽ làm suy giảm biên độ tín hiệu ở tần số này.



Hình 2.3[12] Minh họa fading lựa chọn tần số

Chương 1 Tổng quan về OFDM

2.3 Mô hình kênh và ước lượng kênh

2.3.1 Mô hình kênh

Trong hệ thống OFDM, đáp ứng xung của kênh có thể được biểu diễn như sau:

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad [13] \quad (2.11)$$

Trong đó: τ_k là thời gian trễ của đường truyền thứ k , $\gamma_k(t)$ là biên độ phức tương ứng

Rời rạc hóa mô hình trên, nghĩhoà $h(t, \tau) = h(nT_f, lT_s)$, rồi áp dụng DFT ta được:

$$H[n, k] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{K_0-1} h(n, l) \exp\left(-\frac{j2\pi kl}{N}\right) \quad [13] \quad (2.12)$$

Trong đó: N là số kênh nhánh của một khối OFDM. T_f , Δf là độ dài thời gian và khoảng cách kênh nhánh của hệ thống OFDM, chu kỳ mẫu quan hệ với Δf như sau: $T_f = 1/N\Delta f$, K_0 là thời gian trễ trong mẫu hoặc độ dài đáp ứng xung kênh truyền, thường thì rất nhỏ hơn N ($K_0 \ll N$).

2.3.2 Ước lượng kênh

Một kỹ thuật đơn giản để ước lượng kênh là gửi tín hiệu pilot $t[n, k]$ trong quá trình truyền trên mọi kênh nhánh:

$$r[n, k] = H[n, k]t[n, k] + w[n, k] \quad \text{với } k=0, 1, \dots, N-1 \quad [13] \quad (2.13)$$

Trong đó: N là số kênh nhánh của khối OFDM, $H[n, k]$ là đáp ứng tần số của kênh thứ k , $w[n, k]$ là AWGN.

Ước lượng kênh trong miền tần số thực hiện độc lập với mọi kênh nhánh. Các ước lượng kênh $H_{FDE}[n, k]$ nhận được bằng cách chia tín hiệu thu $r[n, k]$ cho tín hiệu truyền $t[n, k]$ và chuyển đến ước lượng miền tần số (FDE: Frequency Domain Estimation) nghĩa là:

$$H_{FDE}[n, k] = \frac{r[n, k]}{t[n, k]} \quad \text{với } k=0, 1, \dots, N-1 \quad [13] \quad (2.14)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Kỹ thuật này thực hiện đơn giản, tuy nhiên không diễn tả được mối tương quan trong các phép ước lượng kênh nhánh. Để thực hiện ước lượng kênh, chúng ta lợi dụng mối tương quan của các phép ước lượng kênh nhánh trong miền tần số bằng cách chuyển đến miền thời gian. Chúng ta biết rằng các phép ước lượng kênh nhánh trong miền thời gian thường bị giới hạn bởi độ dài trải trễ kênh K_0 , mà K_0 thì nhỏ hơn chiều dài tiền tố lặp (CP) là Δ . Do đó, phép lấy cửa sổ chỉ yêu cầu các ước lượng kênh K_0 đầu tiên trong miền thời gian giúp cho giảm nhiễu về không, mặt khác nó thể hiện kết quả các ước lượng kênh tốt hơn. Sau đó chuyển đổi ngược trở lại miền tần số cho yêu cầu của phép ước lượng kênh được đề nghị. Biểu diễn bằng công thức:

$$h_{FDE}[n, l] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} H_{FDE}[n, k] \exp\left(\frac{j2\pi kl}{K}\right) \text{ với } l=0, 1, \dots, N-1 \quad [13] \quad (2.15)$$

$$h_{PRO}[n, l] = h_{FDE}[n, l] \gamma[n, l] \text{ với } l=0, 1, \dots, N-1 \quad [13] \quad (2.16)$$

$$\gamma[n, l] = \begin{cases} 1, & l = 0, 1, \dots, K_0 - 1 \\ 0, & l = K_0, K_0 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} [13] \quad (2.17)$$

$$H_{PRO}[n, k] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum h_{PRO}[n, l] \exp\left(-\frac{j2\pi lk}{K}\right) \text{ với } k=0, 1, \dots, N-1 \quad [13] \quad (2.18)$$

Trong đó: $h_{FDE}[n, l]$ là IDFT của $h_{FDE}[n, k]$

$\gamma[n, k]$ là cửa sổ miền thời gian

$h_{PRO}[n, l]$ là các ước lượng kênh nhánh được lấy cửa sổ trong miền thời gian

$H_{PRO}[n, k]$ là các ước lượng kênh miền tần số, là IDFT của $h_{PRO}[n, l]$

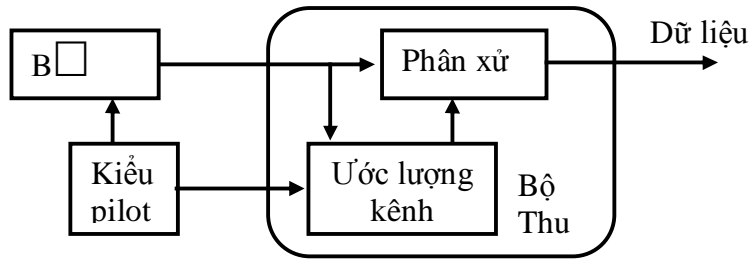
2.4 Các phương pháp ước lượng kênh

2.4.1 Phương pháp ước lượng kênh dùng pilot

Phương pháp này được thực hiện bằng cách chèn các tone pilot vào mọi sóng mang nhánh của các ký tự OFDM theo một chu kỳ nào đó hoặc chèn các tone pilot vào mỗi ký tự OFDM. Tín hiệu pilot bên phát sử dụng là tín hiệu bên thu đã biết. Tại bên thu so sánh tín hiệu thu được với tín hiệu pilot ban đầu sẽ cho biết ảnh

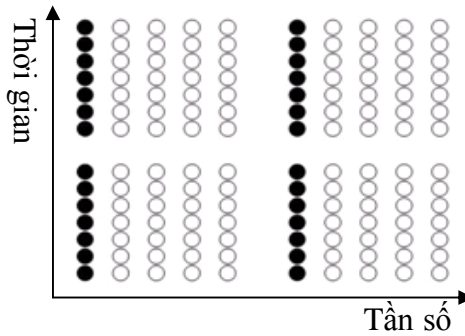
Chương 1 Tổng quan về OFDM

hưởng của các kênh truyền dẫn đến tín hiệu phát. Ở bên thu, tín hiệu thu đưa đến bộ ước lượng kênh sau khi được ước lượng rồi được đưa đến khối phân xử (decision), khối này sẽ so sánh đánh giá để đưa ra dữ liệu chính xác.

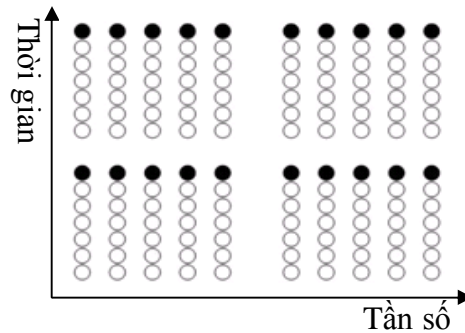


Hình 2.6[4] Mô hình hệ thống ước lượng kênh dùng pilot

Có hai kiểu sắp xếp pilot chính, đó là sắp xếp pilot theo kiểu khối (Block type) và sắp xếp pilot theo kiểu răng lược (Comb type).



Hình 2.7[4] Pilot sắp xếp theo kiểu khối



Hình 2.8[4] Pilot sắp xếp theo kiểu răng lược

Chương 1 Tổng quan về OFDM

2.4.1.1 Ước lượng kênh dựa trên sự sắp xếp pilot theo kiểu khối

Trong kỹ thuật ước lượng kênh dựa trên sự sắp xếp pilot theo kiểu khối, các ký tự ước lượng kênh được phát theo chu kỳ, trong đó mọi sóng mang nhánh đều sử dụng các pilot. Nếu kênh không đổi trong một khối thì sẽ không xảy ra lỗi ước lượng kênh vì các pilot được gửi đến mọi sóng mang nhánh. Quá trình ước lượng có thể thực hiện bằng cách sử dụng nguyên lý bình phương nhỏ nhất (Least Square: LS) hoặc nguyên lý lỗi bình quân nhỏ nhất (Minimum Mean Squared Error: MMSE). Tín hiệu ở đầu thu có thể được biểu diễn, sau khi qua bộ DFT:

$$Y(k) = X(k)H(k) + I(k) + W(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad [18] \quad (2.19)$$

Trong đó: N là độ dài DFT

$$X(k) = DFT\{x(n)\} \text{ với } x(n) \text{ là tín hiệu vào rời rạc miền thời gian}$$

$$H(k) = DFT\{h(n)\} \text{ với } h(n) \text{ là đáp ứng xung của kênh truyền}$$

$$I(k) = DFT\{i(n)\} \text{ với } i(n) \text{ là hàm truyền của nhiễu ICI do tần số Doppler}$$

Nếu nhiễu ICI được hạn chế bằng cách chèn các dải bảo vệ thì (2.19) có thể được viết lại:

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad [18] \quad (2.20)$$

Viết dưới dạng ma trận:

$$Y = XFh + W \quad [18] \quad (2.21)$$

Trong đó: $X = (X(0), X(1), \dots, X(N-1))$

$$Y = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T$$

$$W = [W(0), W(1), \dots, W(N-1)]^T$$

$$H = [H(0), H(1), \dots, H(N-1)]^T = DFT_N\{h\}$$

$$F = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$$

$$W_N^{nk} = \frac{1}{N} e^{-j2\pi(n/N)k} \quad [18] \quad (2.22)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Nếu vector kênh miền thời gian h là Gaussian và không tương quan với nhiễu kênh W , phương pháp ước lượng MMSE cho h như sau:

$$H_{MMSE} = FR_{hY}R_{YY}^{-1}Y \quad [18] \quad (2.23)$$

Trong đó: $R_{hY} = E\{hY\} = R_{hh}F^H X^H$

$$R_{YY} = E\{YY\} = XFR_{hh}F^H X^H + \sigma^2 I_N \quad [18] \quad (2.24)$$

R_{hY} là ma trận tương quan chéo giữa h và Y

R_{YY} là ma trận tổ hợp biến của Y

R_{hh} là ma trận tổ hợp biến của h

σ^2 biểu diễn phương sai của nhiễu $E\{W(k)^2\}$

Ước lượng theo thuật toán LS có thể được biểu diễn:

$$H_{LS} = X^{-1}Y \text{ với } (Y - XFh)^H (Y - XFh) \text{ cực tiểu} \quad (2.25)$$

Khi kênh pha đình là chậm, ước lượng kênh bên trong khối có thể được cập nhật bằng cách sử dụng bộ cân bằng hồi tiếp quyết định tại mỗi sóng mang nhánh. Bộ cân bằng hồi tiếp quyết định cho sóng mang nhánh thứ k có thể được diễn tả như sau:

- Đáp ứng của kênh tại sóng mang nhánh thứ k ước lượng từ ký tự đầu tiên $\{H_e(k)\}$ được dùng để tìm ký tự phát được ước lượng $\{X_e(k)\}$:

$$X_e(k) = \frac{Y(k)}{H_e(k)} \text{ với } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad [18] \quad (2.26)$$

- $\{X_e(k)\}$ được sắp xếp vào dãy dữ liệu nhị phân thông qua bộ “Sắp xếp lại tín hiệu” thành $\{X_{pure}(k)\}$.

- Kênh được ước lượng $\{H_e(k)\}$ cập nhật bằng:

$$H_e(k) = \frac{Y(k)}{X_{pure}(k)} \text{ với } k=0, 1, \dots, N-1 \quad [18] \quad (2.27)$$

- Vì ta giả sử bộ cân bằng hồi tiếp đưa ra các quyết định chính xác nên các kênh fading nhanh sẽ gây mất hoàn toàn các thông số ước lượng kênh. Do đó, khi fading kênh trở nên nhanh hơn cần phải dung hoà giữa lỗi ước lượng do nội suy và

Chương 1 Tổng quan về OFDM

lỗi do mất sự bám đuôi kênh. Để thực hiện tốt ước lượng các kênh fading nhanh, phương pháp dựa trên sự sắp xếp pilot kiểu răng lược (Comb type) được thực hiện.

2.4.1.2 Ước lượng kênh dựa trên sự sắp xếp pilot theo kiểu răng lược

Trong ước lượng kênh dựa trên sự sắp xếp pilot kiểu răng lược, N_p tín hiệu pilot được chèn như nhau vào $X(k)$ theo phương trình sau:

$$X(k) = X(mL + l) = \begin{cases} x_{p(m)} & l = 0 \\ \text{inf. data} & l = 1, \dots, L-1 \end{cases} \quad [18] \quad (2.28)$$

Trong đó: $L = \frac{\text{so sóng mang}}{N_p}$

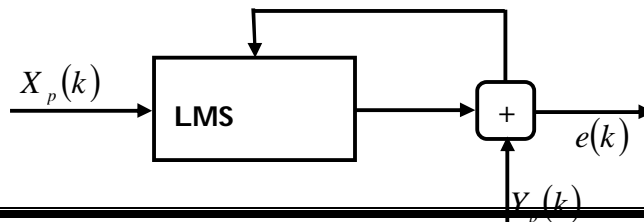
$x_p(m)$ là giá trị sóng mang pilot thứ m

Ta định nghĩa $\{H_p(k)\}$ $k = 0, 1, \dots, N_p - 1$ là đáp ứng tần số của kênh tại các sóng mang nhánh pilot. Ước lượng kênh tại các sóng mang nhánh pilot dựa vào thuật toán LS như sau:

$$H_e(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} \text{ với } k = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad [18] \quad (2.29)$$

Trong đó: $X_p(k)$, $Y_p(k)$ lần lượt là tín hiệu vào và ra các sóng mang nhánh pilot thứ k

Bởi vì ước lượng kênh theo thuật toán LS nhạy với nhiễu ICI nên thuật toán MMSE được đề nghị để thay thế. Nhưng sẽ có độ phức tạp cao hơn vì MMSE gồm các ma trận nghịch đảo tại mỗi vị trí lặp, bộ ước lượng kênh MMSE tuyến tính đơn giản được đề xuất. Ngoài ra có thể kết hợp LS với LMS để ước lượng tại các tần số pilot. Bộ ước lượng kênh theo thuật toán LMS dùng một công bộ lọc thích nghi LMS tại mỗi tần số pilot. Giá trị đầu tiên được tìm ra nhờ bộ ước lượng LS và sau đó các giá trị được tính toán dựa trên quá trình ước lượng trước đó và đầu ra kênh hiện tại,



Hình 2.9[18] Sơ đồ bộ ước lượng kênh theo thuật toán LMS

2.4.2 Ước lượng Wiener

Chúng ta giả thiết mô hình kênh rời rạc cho OFDM có thể được viết như sau:

$$r_{kl} = \sqrt{\frac{T}{T_s}} c_{kl} s_{kl} + n_{kl} \quad [8] \quad (2.30)$$

Trong đó: c_{kl} là biên độ fading phức của mô hình kênh rời rạc thời gian-tần số với chỉ số tần số k và chỉ số thời gian l ;

Chúng ta có thể giữ chỉ số thời gian hoặc chỉ số tần số cố định và xét chỉ một chiều. Những mẫu y_l phải được đánh giá từ những số đo x_m với x_m là những số đo kênh nhiều tại những vị trí pilot. Chúng ta nhìn vào một ước lượng tuyến tính, tức là, chúng ta giả thiết rằng sự ước lượng \hat{y}_l của quá trình y_l có thể được viết:

$$\hat{y}_l = \sum_m b_{lm} x_m \quad [8] \quad (2.31)$$

với b_{lm} là những hệ số ước lượng. Phép cộng có thể hữu hạn hoặc vô hạn. Để đơn giản, chúng ta giả thiết rằng chỉ một số hữu hạn L mẫu y_l phải được ước lượng từ số hữu hạn M của những phép đo x_m . Chúng ta có thể viết sự ước lượng tuyến tính như

$$\hat{y} = Bx \quad [8] \quad (2.32)$$

với vector $\hat{y} = (\hat{y}_1, \dots, \hat{y}_L)^T$ và $x = (x_1, \dots, x_M)^T$ và ma trận ước lượng

$$B = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1M} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{L1} & b_{L2} & \dots & b_{LM} \end{pmatrix} \quad [8]$$

Cho $e_l = y_l - \hat{y}_l$ là lỗi của ước lượng cho mẫu thứ l . Để tối thiểu lỗi bình phương trung bình (MMSE) cho mỗi mẫu, tức là:

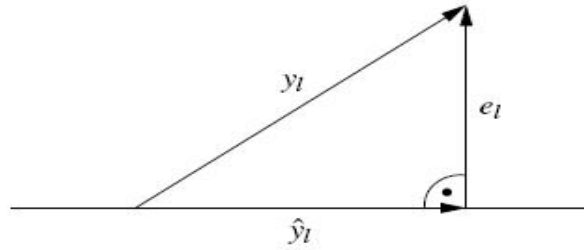
$$E\{e_l^2\} = \min.$$

Nguyên lý trực giao (hoặc định lý hình chiếu) của lý thuyết xác suất (Papoulis 1991; Therrien 1992) nói rằng điều này là tương đương đến điều kiện trực giao

Chương 1 Tổng quan về OFDM

$$E\{e_l x_m^*\} = 0 \quad [8] \quad (2.33)$$

Nguyên lý trực giao này có thể được làm cho trực quan bằng không gian vector của biến ngẫu nhiên. Khi đó $E\{e_l x_m^*\}$ là tích vô hướng của những biến ngẫu nhiên (vector) e_l và x_m , và $E\{e_l^2\} = E\{y_l - \hat{y}_l\}^2$ là bình phương khoảng cách giữa vector y_l và \hat{y}_l . Phương trình (2.31) nói rằng \hat{y}_l nằm trong mặt phẳng mà được trải bởi biến ngẫu nhiên (vector) x_1, \dots, x_l . Khi đó, như mô tả trong Hình 2.10,



Hình 2.10 Minh họa cho nguyên lý tính trực giao

khoảng cách này (chiều dài của vector lỗi) trở nên cực tiểu nếu \hat{y}_l là hình chiếu trực giao của y_l trên mặt phẳng này. Trong trường hợp, $e_l = y_l - \hat{y}_l$ là trực giao tới mỗi vector x_m , tức là, Phương trình (2.33) vẫn đúng. Để tiện lợi viết Phương trình (2.33) trong ký hiệu vector như:

$$E\{e \cdot x^t\} = 0$$

tức là, ma trận đường chéo tương quan $L \times M$ giữa vector lỗi $e = (e_1, \dots, e_M)^T$ và vector của những phép đo $x = (x_1, \dots, x_M)^T$ biến mất. Viết $e = y - \hat{y}$, chúng ta thu được

$$E\{(y - \hat{y}) \cdot x^t\} = 0,$$

và, dùng Phương trình (2.32)

$$E\{y \cdot x^t\} = E\{Bx \cdot x^t\}$$

Phương trình Wiener-Hopf này có thể được viết lại

$$R_{yx} = BR_{xx} \quad [8] \quad (2.42)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Trong đó: $R_{xx} = E\{x \cdot x'\}$ biểu thị ma trận tương quan của x (2.43)

$$R_{yx} = E\{y \cdot x'\} \text{ ma trận tương quan chéo giữa } y \text{ và } x \quad (2.44)$$

Phương trình Wiener-Hopf có thể được giải quyết bởi ma trận đảo, tức là,

$$B = R_{yx} R_{xx}^{-1}$$

2.4.2.1 Lỗi ước lượng

Lỗi ước lượng của sự dự đoán tuyến tính được suy ra như sau. Chúng ta định nghĩa ma trận lỗi bình phương trung bình (MSE) E bởi

$$E = E\{e \cdot e'\} = E\{(y - \hat{y}) \cdot (y - \hat{y})'\} \quad [8]$$

Nhưng phần tử đường chéo $E\{|e_i|^2\}$ của ma trận ấy là MSE cho sự ước lượng. Cho một sự ước lượng tuyến tính của Phương trình (2.32), chúng ta có được

$$E = E\{(y - Bx) \cdot (y - Bx)'\} \quad [8]$$

và

$$E = E\{y \cdot y' - Bx \cdot y' - y \cdot (Bx)' + Bx \cdot (Bx)'\} \quad [8]$$

Với phương trình (2.43) và (2.44) chúng ta thu được

$$E = R_{yy} - BB'_{yx} - (R_{yx} - BR_{xx})B' \quad [8]$$

Đây là một sự ước lượng cho bất kỳ sự ước lượng tuyến tính B nào. Nếu B là nghiệm của phương trình Wiener-Hopf, biểu thức trong dấu ngoặc biến mất và chúng ta thu được ma trận lỗi MMSE.

$$E = R_{yy} - BR'_{yx} \quad [8]$$

2.5 Kết luận chương

Trong chương này chúng ta đã đề cập đến một vấn đề kỹ thuật trong hệ thống OFDM đó là ước lượng tham số kênh. Ở đây chúng ta chỉ xét đến những phương pháp ước lượng đã được nghiên cứu và áp dụng, còn một số phương pháp khác chưa được đề cập ở đây. Vì đặc tính của kênh vô tuyến di động là rất phức tạp nên việc ước lượng những tham số kênh cũng gặp rất nhiều khó

Chương 1 Tổng quan về OFDM

khăn. Ước lượng kênh trong hệ thống OFDM là vấn đề đang được quan tâm nghiên cứu.

Chương 3: ĐỒNG BỘ TRONG OFDM

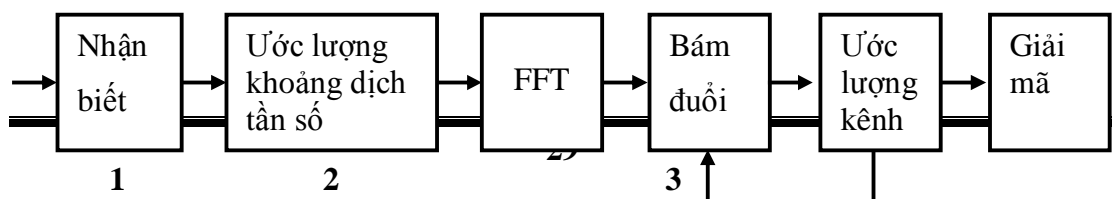
3.1 Giới thiệu chương

Trong hệ thống thông tin số, các ký tự đã được mã hoá trải qua quá trình điều chế và được truyền trên các kênh hay bị ảnh hưởng bởi xuyên nhiễu. Ở phía thu, thông thường bộ giải điều chế xem như đã biết tần số sóng mang và đa số các bộ giải mã đã biết thời khoảng của ký tự. Bởi vì quá trình xuyên nhiễu kênh nên các tham số tần số sóng mang và thời khoảng ký tự không còn chính xác. Do đó, cần phải ước lượng và đồng bộ chúng. Như vậy, ở phía thu phải giải quyết sự đồng bộ hoá. Đồng bộ là một trong những vấn đề quan trọng trong hệ thống OFDM. Một trong những hạn chế của hệ thống OFDM là khả năng dễ bị ảnh hưởng bởi lỗi do đồng bộ, đặc biệt là đồng bộ tần số do mất tính trực giao của các sóng mang nhánh.

3.2 Tổng quan về đồng bộ trong hệ thống OFDM

Có một vài khía cạnh đặc biệt mà làm cho sự đồng bộ hệ thống OFDM rất khác với những hệ thống đơn sóng mang. OFDM chia luồng dữ liệu thành vào một số lượng lớn sóng mang phụ. Mỗi sóng mang phụ của chúng có tốc độ dữ liệu thấp và thời gian tồn tại ký tự T_S . Nó làm cho hệ thống trở nên mạnh trong việc chống lại tiếng vọng

Mặt khác, bởi vì khoảng cách sóng mang phụ T^{-1} thông thường là phải nhỏ hơn nhiều so với tổng băng thông, sự đồng bộ tần số trở nên khó khăn. Trong hệ thống OFDM, quá trình đồng bộ gồm có ba bước: Nhận biết khung, ước lượng khoảng dịch tần số, bám đuôi pha.



Hình 3.1 Quá trình đồng bộ trong OFDM

3.2.1 Nhận biết khung

Nhận biết khung nhằm tìm ra ranh giới giữa các ký tự OFDM. Để nhận biết khung chúng ta sử dụng chuỗi PN miền thời gian được mã hoá vi phân. Nhờ đặc điểm tương quan, chuỗi PN cho phép tìm ra vị trí định thời chính xác. Khi chuỗi PN phát đồng bộ với chuỗi PN thu có thể suy ra ranh giới giữa các ký tự OFDM bằng việc quan sát đỉnh tương quan.

Trong kênh đa đường, nhiều đỉnh tương quan PN được quan sát phụ thuộc vào trễ đa đường (được đo trong chu kỳ lấy mẫu tín hiệu). Đỉnh tương quan lớn nhất này dùng để định vị ranh giới ký tự OFDM. Một điểm mấu chốt là do nhận biết khung được thực hiện trước khi ước lượng khoảng dịch tần số nên sai lệch pha không được bù giữa các mẫu tín hiệu do khoảng dịch tần số sẽ phá vỡ tính tương quan của chuỗi PN. Điều này dẫn đến sự phân phối đỉnh tương quan giống dạng sine. Khi không có ước lượng khoảng dịch tần số, điều chế vi phân được sử dụng, nghĩa là chuỗi PN có thể được điều chế vi phân trên những mẫu tín hiệu lân cận. Tại phía thu, tín hiệu được giải mã vi phân và được tính tương quan với chuỗi PN đã biết.

Giải thuật nhận biết đỉnh sử dụng một bộ đệm có kích thước cố định để lưu kết quả tính toán tạm thời là các giá trị metric định thời kết quả $|M(g)|$. Sự nhận biết khung thành công khi:

- Phần tử trung tâm của bộ đệm lớn nhất
- Tỷ lệ của giá trị phần tử trung tâm và trung bình bộ đệm vượt quá ngưỡng nhất định.

3.2.2 Ước lượng khoảng dịch tần số

Khoảng dịch tần số gây ra do sự sai khác tần số sóng mang giữa phía phát và phía thu. Khoảng dịch tần số là vấn đề đặc biệt trong hệ thống OFDM đa sóng mang

Chương 1 Tổng quan về OFDM

so với hệ thống đơn sóng mang. Ước lượng khoảng dịch tần số sử dụng hai ký tự OFDM dẫn đường với ký tự thứ hai bằng ký tự thứ nhất dịch sang trái Δ (Δ là chiều dài tiền tố lặp CP). Các mẫu tín hiệu cách nhau khoảng thời gian T (độ dài ký tự FFT) thì giống hệt nhau ngoại trừ thừa số pha $e^{j2\pi(\Delta f_c T)}$ do khoảng dịch tần số. Khoảng dịch tần số được phân thành phần nguyên và phần thập phân:

$$\Delta f_c T = A + \rho \quad [18] \quad (3.1)$$

Trong đó: A là phần nguyên và $\rho \in (-1/2 \div 1/2)$.

3.2.2.1 Ước lượng phần thập phân

Khi không có nhiễu ISI, các mẫu tín hiệu thu được biểu diễn như sau:

$$y(l) = s(l) \exp\left(j2\pi(\Delta f_c T) \frac{l}{N}\right) + z(l) \quad [18] \quad (3.2)$$

Trong đó: l là chỉ số mẫu (miền thời gian)

$y(l)$ là mẫu tín hiệu thu

N là tổng số sóng mang nhánh

$z(l)$ là mẫu nhiễu

Và mẫu tín hiệu $s(l)$ được biểu diễn như sau:

$$s(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} U(k) C(k) e^{j2\pi k \frac{l}{N}} \quad [18] \quad (3.3)$$

Trong đó: k là chỉ số sóng mang nhánh

$U(k)$ là dữ liệu được điều chế trên sóng mang nhánh

$C(k)$ là đáp ứng tần số sóng mang nhánh.

Tính tương quan giữa các mẫu cách nhau khoảng T (nghĩa là N mẫu) ta có:

$$R_{yy} = \sum_{l=0}^{N-1} y(l) \cdot y^*(l+N) \quad [18] \quad (3.4)$$

Và phần thập phân của khoảng dịch tần số được ước lượng như sau:

$$\hat{\rho} = \frac{1}{2\pi} \arg[R_{yy}^*] \quad [18] \quad (3.5)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Nếu SNR cao và bỏ qua mọi xuyên nhiễu như ở trong (3.4), R_{yy} có thể được khai triển và sắp xếp lại thành phần tín hiệu và phần nhiễu Gaussian. Định nghĩa lỗi ước lượng phần thập phân:

$$\varepsilon_\rho = \hat{\rho} - \rho \quad [18] \quad (3.6)$$

Độ lệch chuẩn của lỗi được tính như sau:

$$\sqrt{E[\varepsilon_\rho^2]} = \frac{1}{2\pi\sqrt{N}\sqrt{SNR}} \quad (3.7)$$

3.2.2.2 Ước lượng phần nguyên

Đối với ước lượng phần nguyên, $2N$ mẫu tín hiệu liên tiếp của ký hiệu FOE dài là phân thập phân đầu tiên được bù:

$$y'(l) = \exp\left(-j2\pi\hat{\rho}\frac{l}{N}\right)y(l) \quad l \in [0, 2N) \quad [18] \quad (3.8)$$

Giả sử ước lượng phần thập phân là hoàn hảo, các mẫu tín hiệu được bù có thể được tách thành hai ký hiệu FFT:

$$\begin{aligned} y_1 &= [y'(0), \dots, y'(N-1)] = s - z_1 \\ y_2 &= [y'(N), \dots, y'(2N-1)] = s + z_2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

Ở đây vector ρ có các thành phần: $s(l) \cdot \exp\left(j2\pi A \frac{l}{N}\right) \quad l \in [0, N)$

Vì hai ký hiệu FFT có cùng vector tín hiệu, một ký hiệu FFT mới có thể được tạo ra bằng cách cộng chúng với nhau để tăng SNR lên gần $3dB$, nghĩa là:

$$y = y_1 + y_2 = 2s + z_1 + z_2 \quad (3.10)$$

Để thuận tiện, ở phần sau ta dùng $y/2$ và nhiễu cũng tỷ lệ theo đó. FFT cho $y/2$:

$$\begin{aligned} Y(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} \left[s(l) \cdot \exp\left(j2\pi A \frac{l}{N}\right) + z(l) \right] \exp\left(-j2\pi n \frac{l}{N}\right) \\ &= \{U(k)C(k)\}_{k=\text{mod}(n-A, N)} + Z(n) \quad [18] \end{aligned} \quad (3.11)$$

Một chuỗi PN được mã hoá vi phân qua các sóng mang nhánh lân cận để ước lượng xoay vòng phần nguyên A . Giải mã vi phân các $Y(n)$ rồi tính tương quan giữa

Chương 1 Tổng quan về OFDM

kết quả với các phiên bản xoay vòng của chuỗi PN ta sẽ tìm được một đỉnh biên độ duy nhất xác định A.

3.2.3 Bám đuôi lỗi thặng dư FOE

Lỗi thặng dư FOE trong công thức (3.6) sẽ gây nên một khoảng dịch pha lớn nếu không được bù trừ. Để phân tích ảnh hưởng này, ta xét một hệ thống OFDM với chu kỳ ký hiệu: $T_s = \Delta + T$ hoặc $N_s = N_\Delta + N$ biểu diễn số mẫu tín hiệu. Thừa số pha của khoảng dịch tần số trong N mẫu tín hiệu FFT của ký hiệu OFDM được biểu diễn:

$$\exp(j(2\pi\Delta f_c T)(mN_s / N + l / N)) = \exp(j2\pi(A + \rho)(mN_s / N + l / N)) \quad (3.12)$$

Trong đó: m là chỉ số ký tự, l là chỉ số mẫu

Giả sử phân nguyên của FOE luôn đúng, thừa số pha sau khi bù khoảng dịch tần số là:

$$\exp(-j2\pi\varepsilon_\rho(mN_s / N + l / N)) = \exp(-j2\pi\varepsilon_\rho mN_s / N) \exp(-j2\pi\varepsilon_\rho l / N) \quad (3.13)$$

Trong đó: ε_ρ được định nghĩa trong (3.6)

Giá trị số hạng trong $\exp(-j2\pi\varepsilon_\rho mN_s / N)$ (3.13) gây lỗi pha ký tự, còn số hạng $\exp(-j2\pi\varepsilon_\rho l / N)$ trong công thức (3.13) gây ra nhiễu ICI.

Vì thừa số lỗi pha là không đổi trên toàn bộ ký tự nên có thể được bù trong miền tần số sau bộ FFT. Tín hiệu sau FFT được biểu diễn:

$$Y(m, k) = \exp(-j2\pi\varepsilon_\rho mN_s / N) U(m, k) C(m, k) + Z(m, k) \quad (3.14)$$

Trong đó: k là chỉ số sóng mang nhánh và ta đã bỏ qua nhiễu ICI. Lỗi pha $(-2\pi\varepsilon_\rho mN_s / N)$ tăng tuyến tính trên các ký tự.

Có thể bám đuôi lỗi pha bằng cách dùng vòng khoá pha số DPLL. Ngoài ra, DPLL cũng bám theo nhiễu pha ở trong độ rộng băng thông của vòng lặp của nó. Cấu trúc của DPLL gồm một bộ tách sóng pha, bộ lọc vòng và một VCO. Hàm truyền đạt của DPLL là:

$$H(z) = \frac{2\eta\omega_n(z-1) + \omega_n^2}{(z-1)^2 + 2\eta\omega_n(z-1) + \omega_n^2} \quad (3.15)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Trong đó: η và ω_n được gọi là hệ số tắt dần và tần số của DPLL. DPLL bậc hai hay được sử dụng thay cho DPLL bậc một vì ta yêu cầu lỗi trạng thái là ổn định với đầu vào tuyến tính, nghĩa là $(2\pi\varepsilon_\rho m \frac{N_s}{N})$. Miền ổn định cho DPPL là:

$$\begin{cases} \eta > 1 \\ 0 < \omega_n < 2 \\ \eta\omega_n < \frac{\omega_n^2}{4} + 1 \end{cases} \quad \text{hoặc} \quad \begin{cases} \eta \leq 1 \\ 0 < \omega_n < 2\eta \end{cases} \quad (3.16)$$

Điều kiện này phải thoả mãn khi chọn các thông số của DPLL.

Để thực hiện tách sóng pha, phải ước lượng được hệ số lỗi pha. Bởi vì hệ số lỗi pha là chung cho tất cả các sóng mang nhánh nên được ước lượng sử dụng J :

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} U^*(m,k) C^*(m,k) Y(m,k) \quad (3.17)$$

Để tính J phải biết được cả dữ liệu $U(m,k)$ và các đáp ứng kênh $C(m,k)$.

Tách sóng pha được thực hiện:

$$e(m) = \arg[J] - \hat{\Phi}(m) \quad (3.18)$$

Trong đó: $e(m)$ là giá trị ra của bộ tách sóng pha, $\hat{\Phi}(m)$ là giá trị ra của DPLL. Chú ý rằng $\arg[J]$ là một ước lượng nhiễu và có độ lệch chuẩn (STD: Standard

deviation) là: $\frac{1}{\sqrt{2N} \sqrt{SNR}}$

3.3 Đồng bộ thời gian

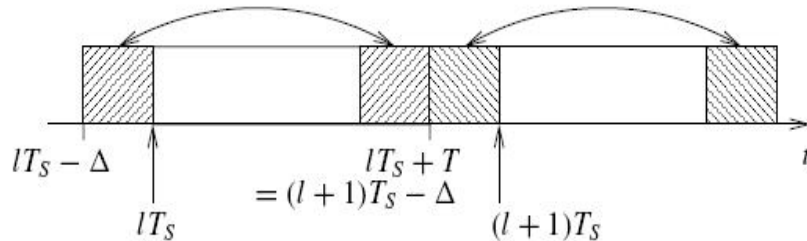
Một cách hiển nhiên để thu được sự đồng bộ thời gian là đưa một loại thời gian làm dấu (time stamp) vào thời gian tín hiệu OFDM giống như nhiễu và không theo một quy luật. Những tiếng vọng bắt buộc không thể vượt quá chiều dài của khoảng thời gian bảo vệ, đáp ứng xung của kênh có thể được đo bởi mối liên hệ bất chéo giữa ký tự tham chiếu truyền và nhận. Chúng ta chú ý rằng tín hiệu OFDM $s(t)$ được cho có thuộc tính

$$s(t) = s(t+T) \quad [8] \quad (3.19)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Trong đó: $lT_s - \Delta < t < lT_s$ (l là số nguyên)

Bởi vậy, điểm bắt đầu và kết thúc của mỗi ký tự OFDM là giống nhau. Hình 3.2 cho thấy điều này



Hình 3.2[8] Những phần giống nhau của ký tự OFDM

Chúng ta có thể có tương quan giữa $s(t)$ với $s(t+T)$ bởi việc sử dụng của số phân tích tương quan trượt có chiều dài Δ , tức là, chúng ta tính toán tín hiệu đầu ra của bộ tương quan.

$$y(t) = \Delta^{-1} \int_{t-\Delta}^t \{s(\tau)s^*(\tau+T)\} d\tau \quad [8] \quad (3.20)$$

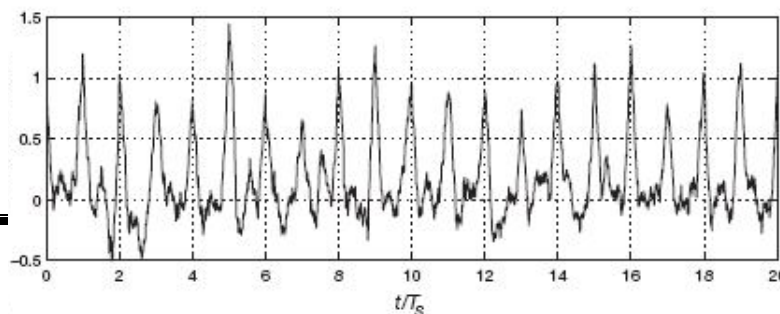
Ngõ ra của bộ tương quan này có thể được xét như một sự trượt trung bình được cho bởi tích chập.

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (3.21)$$

Trong đó: $h(t) = \Delta^{-1} \Pi\left(\frac{t}{\Delta} - \frac{1}{2}\right)$ là hàm chữ nhật giữa $t = 0$ và $t = \Delta$ (3.22)

$$x(t) = \{s(\tau)s^*(\tau+T)\} \text{ là hàm đã được tính trung bình} \quad (3.23)$$

Tín hiệu $y(t)$ có những đỉnh tại $t = lT_s$, tức là, tại điểm bắt đầu của cửa sổ phân tích cho mỗi ký tự, (Hình 3.3). Không cần thiết để đặt cửa sổ phân tích cho mỗi ký tự OFDM. Chỉ vị trí có liên quan là thích đáng và nó phải được cập nhật từ thời gian này đến thời gian khác. Bởi vậy, chúng ta có thể lấy trung bình trên vài ký tự OFDM để thu được tín hiệu đồng bộ ký tự chính xác hơn (Hình 3.4).



Hình 3.3[8] Ngõ ra của bộ tương quan

Một số phương pháp đồng bộ thời gian ký tự (hay còn gọi là đồng bộ ký tự) trong hệ thống OFDM dựa trên việc sử dụng CP hoặc các ký tự dẫn đường. Khi các phần đầu lặp lại trong ký tự huấn luyện, đồ thị thời gian được tính toán thông qua phép tự tương quan, đó là phép tương quan của các mẫu thu được và các bản sao trễ của chúng.

Khi phần đầu ký tự được biết trước tại máy thu, đồ thị thời gian có thể được tính toán bằng tương quan chéo, đó là phép tính tương quan giữa các mẫu thu được và các mẫu được tạo ra tại máy thu. Quá trình đồng bộ thời gian thông thường được chia thành hai bước đó là: đồng bộ thô (Coarse Synchronization) và đồng bộ tinh (Fine Synchronization).

Xét một hệ thống OFDM sử dụng N sóng mang để truyền dẫn các dòng dữ liệu song song. Tại bên phát, dòng dữ liệu được sắp xếp vào N ký tự trong miền tần số. N ký tự này được điều chế trên N sóng mang bằng cách sử dụng IFFT để có được một ký tự OFDM trong miền thời gian, được miêu tả như sau:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.24)$$

Trong đó: $X(k)$ là ký tự dữ liệu của sóng mang thứ k

$x(n)$ là mẫu thứ n của ký tự OFDM

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Tín hiệu nhận được khi truyền thông qua một kênh đa đường được biểu thị bởi:

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N_h-1} x(n-\theta-i)h(i)e^{\frac{j2\pi n\theta}{N}} + w(n) \quad (3.25)$$

Trong đó: $h(i)$ là đáp ứng xung của kênh

N_h là độ dài của đáp ứng x

θ là khoảng dịch thời gian

ε là khoảng dịch tần số sóng mang

$w(n)$ là nhiễu trắng Gauss

Sau khi loại bỏ CP trong tín hiệu thu được và giải điều chế tín hiệu FFT, tín hiệu giải điều chế của sóng mang thứ k là:

$$Y(k) = X(k)H(k)e^{\frac{j2\pi k\theta}{N}} \quad (3.26)$$

Trong đó: $H(k)$ là hàm truyền của kênh

$e^{\frac{j2\pi k\theta}{N}}$ là độ xoay pha được biểu diễn phụ thuộc vào khoảng dịch thời gian θ .

Nếu khoảng dịch thời gian θ không nằm trong khoảng thời gian của CP, nó sẽ tạo ra nhiễu ISI và ICI. Tương tự như điều chế Coherent được sử dụng cho truyền dẫn ảnh hưởng của kênh phải được ước lượng và bù.

3.3.1 Thuật toán đồng bộ thô

Với các ký tự huấn luyện ngắn lặp lại, chúng ta có thể sử dụng phép tự tương quan để thực hiện đồng bộ thời gian thô. Chúng ta tính toán hai biểu thức tự tương quan chuẩn hoá:

- $M_1(\theta)$ là tương quan chuẩn hoá của tín hiệu thu và một bản sao của chính nó với độ trễ là một ký tự ngắn $N_s = 16\mu s$.

- $M_2(\theta)$ là tương quan chuẩn hoá của tín hiệu thu và một bản sao của chính nó với độ trễ bằng hai ký tự ngắn $2N_s = 32\mu s$.

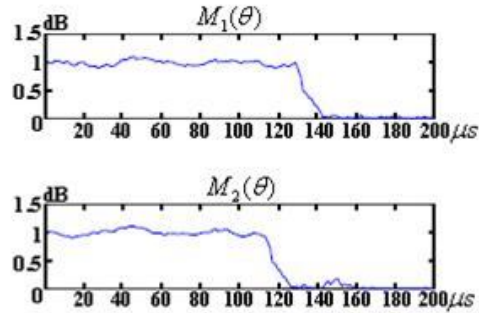
$M_1(\theta)$ và $M_2(\theta)$ được viết như sau:

Chương 1 Tổng quan về OFDM

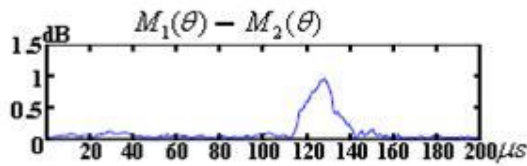
$$M_1(\theta) = \frac{\sum_{m=0}^{N_s-1} r(\theta+m) \times r^*(\theta+m+N_s)}{\sum_{m=0}^{N_s-1} |r(\theta+m)|^2} \quad [15] \quad (3.27)$$

$$M_2(\theta) = \frac{\sum_{m=0}^{N_s-1} r(\theta+m) \times r^*(\theta+m+2N_s)}{\sum_{m=0}^{N_s-1} |r(\theta+m)|^2} \quad (3.28)$$

Đồ thị thời gian của $M_1(\theta)$ và $M_2(\theta)$ được vẽ trong Hình 3.5. Thực hiện phép trừ đồ thị $[M_1(\theta) - M_2(\theta)]$, chúng ta thu được một đồ thị thời gian có dạng tam giác, như trong Hình 3.6



Hình 3.5 Đồ thị thời gian của $M_1(\theta)$ và $M_2(\theta)$



Hình 3.6[15] Đồ thị thời gian của $[M_1(\theta) - M_2(\theta)]$

Bằng cách tìm giá trị lớn nhất của $[M_1(\theta) - M_2(\theta)]$ chúng ta phát hiện ra đỉnh tương quan cho biết điểm bắt đầu của ký tự. Từ đó, ước lượng thời gian thô đã được thực hiện

khoảng dịch thời gian được viết như sau:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} [M_1(\theta) - M_2(\theta)] \quad (3.29)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Khoảng thời gian ước lượng ký tự $\hat{\theta}$ có thể sớm hoặc trễ hơn thời gian thực. Nếu $\hat{\theta}$ sớm hơn thời gian thực, một phần của CP của ký tự hiện thời có chứa dữ liệu, do đó sẽ không gây nhiễu. Ngược lại, nếu $\hat{\theta}$ trễ hơn thời gian thực, một phần của CP ký tự tiếp theo chứa dữ liệu nên gây ra nhiễu ISI.

3.3.2 Thuật toán đồng bộ tinh

Phương pháp truyền thống để thực hiện đồng bộ thời gian ký tự tinh là tính tương quan chéo giữa các mẫu thu được với các ký tự huấn luyện dài biết trước. Các mẫu tín hiệu nhận được trước hết được biến đổi sang miền tần số bởi bộ FFT, sau đó các ký tự huấn luyện dài được sử dụng để ước lượng đáp ứng tần số kênh. Phép ước lượng bậc thấp của đáp ứng tần số của kênh sử dụng các ký tự huấn luyện dài được viết bởi :

$$H(k) = \begin{cases} \frac{Y(k)}{X_{LP}(k)}, & k \in N_u \\ 0, & k \notin N_u \end{cases} \quad [15] \quad (3.30)$$

Trong đó: $H(k)$ là đáp ứng tần số của kênh tại sóng mang thứ k

$X_{LP}(k)$ là mẫu thứ k của ký tự huấn luyện dài

Đáp ứng xung của kênh trong miền thời gian có thể thu được thông qua biến đổi IFFT:

$$h(i) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{j2\pi ki/N}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.31)$$

Một cách gần đúng để tìm trễ đường truyền là sử dụng đồng bộ thời gian tối ưu. Thời gian tối ưu được định nghĩa là thời gian bắt đầu của một cửa sổ với một độ rộng đúng bằng CP, nó chứa công suất cực đại của đáp ứng xung của kênh ước lượng.

Để nhận được giá trị công suất trung bình của đáp ứng xung liên tục qua một cửa sổ, thời gian tối ưu được nhắc đến như là thời gian bắt đầu của cửa sổ chứa công suất cực đại, khi đó :

$$\hat{\theta}_e = \arg \max_i \left\{ \sum_{j=0}^{N_w-1} |h(i+j)|^2 \right\} \quad (3.32)$$

Chương 1 Tổng quan về OFDM

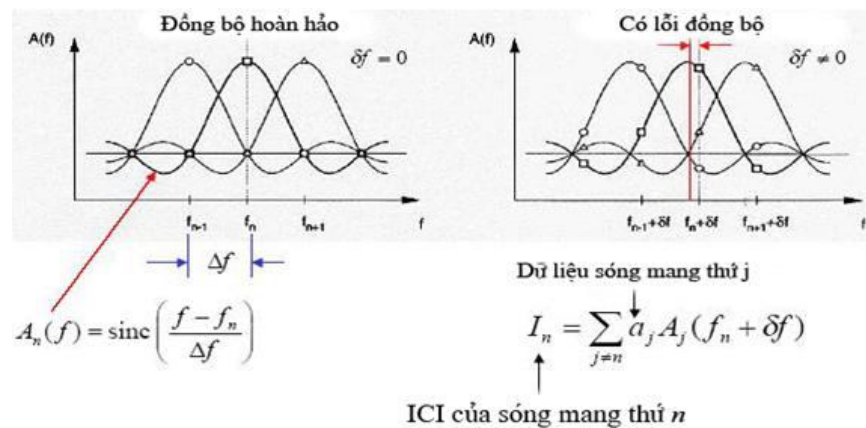
Trong đó: N_w là độ rộng của cửa sổ

Nếu độ dài kênh ngắn hơn khoảng thời gian của CP, kích thước của cửa sổ được lựa chọn không phụ thuộc vào độ dài kênh. Nếu độ dài kênh là dài hơn CP, kích thước cửa sổ được lựa chọn bằng với CP.

3.4 Đồng bộ tần số

Hai ảnh hưởng lỗi tần số gây ra là suy giảm biên độ tín hiệu (do tín hiệu có dạng hàm sin) được lấy mẫu không phải tại đỉnh và tạo ra xuyên nhiễu kênh ICI giữa các kênh nhánh do mất tính trực giao của các sóng mang nhánh, như mô tả ở Hình 3.7.

Vấn đề đồng bộ tần số trong hệ thống OFDM gồm có đồng bộ tần số lấy mẫu và đồng bộ tần số sóng mang.



Hình 3.7[5] Lỗi đồng bộ gây ra nhiều ICI

Bởi vì khoảng cách T^{-1} giữa những sóng mang phụ kế cận nhau thông thường là rất nhỏ, sự đồng bộ tần số chính xác là một phần quan trọng cho hệ thống OFDM. Sự chính xác cao như vậy thông thường không phải do bộ dao động của chính nó cung cấp

Những cơ chế bám đuổi tần số chuẩn có thể được áp dụng nếu những số đo của sự lệch

tần số δf là sẵn có. Đầu tiên, chúng ta thảo luận xem điều gì sẽ xảy ra cho một hệ thống OFDM nếu có một tần số offset δf mà không chính xác. Có hai tác động:

Chương 1 Tổng quan về OFDM

- Tính trực giao giữa những xung nhận và truyền sẽ bị lỗi.
- Có một sự quay pha theo biến thời gian của những tín hiệu nhận.

Tác động sau xuất hiện cho mọi hệ thống số, nhưng đầu tiên là một mục OFDM đặc biệt được hiểu như sau.

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g'_{kl}(t) \quad [8] \quad (3.33)$$

Trong đó: s_{kl} là ký tự được điều chế

$$g'_{kl}(t) = g'_k(t - lT_s)$$

$$g'_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t + \Delta}{T_s} - \frac{1}{2}\right) \text{ là những hàm cơ sở Fourier}$$

$$T_s = T + \Delta$$

cho những tín hiệu OFDM được truyền mã đã điều chế, ví dụ, với ký tự QAM phức s_{kl} . Ở đây, k và l là những chỉ số thời gian và tần số tương ứng. Chúng ta giả thiết một kênh nhiễu tự do với một sự thay đổi thời gian mà mô tả sự dịch tần số. Tín hiệu nhận được cho bởi:

$$r(t) = \exp(j2\pi\delta t) s(t) \quad [8] \quad (3.34)$$

Để xem xét tác động đầu tiên (mất tính trực giao), chúng ta chỉ xét đến ký tự OFDM đầu tiên và giảm chỉ số thời gian tương ứng $l=0$. Bộ tách sóng cho sóng mang phụ tại tần số $f_k = k/T$ được cho bởi hoạt động phân tích Fourier.

$$D_k[k] = \langle g_k, r \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} g_k^*(t) r(t) dt = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T \exp(-j2\pi f_k t) r(t) dt \quad [8] \quad (3.35)$$

Bởi vì tính trực giao

$$\langle g_k, g_{k'} \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_s}} \delta_{kk'} \quad [8] \quad (3.36)$$

giữa những xung gốc truyền và nhận, bộ tách sóng phân tích Fourier không phục những ký tự QAM bị nhiễu từ ký tự truyền gốc, tức là,

$$D_k[s] = s_k \quad [8] \quad (3.37)$$

Tần số offset, tuy nhiên, những lỗi trực giao dẫn đến, ngõ ra bộ tách sóng

Chương 1 Tổng quan về OFDM

$$D_k[r] = \sqrt{\frac{T}{T_s}} \sum_m \gamma_{km}(\delta f) s_m [8] \quad (3.38)$$

$$\text{Trong đó: } \gamma_{km}(\delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_k^*(t) g_m(t) \exp(j2\pi\delta f t) dt [8] \quad (3.39)$$

Điều hình, cho tần số offset nhỏ với $\delta = \delta f \cdot T \ll 1$, điều kiện $k = m$ chi phối tổng, nhưng tất cả những điều kiện khác cũng góp phần và nguyên nhân nhiều xuyên ký tự mà phải được để ý như nhiễu cộng ký tự QAM.

3.4.1 Đồng bộ tần số sóng mang

Đồng bộ tần số sóng mang là vấn đề quyết định đối với hệ thống thông tin đa sóng mang. Để thực hiện đồng bộ tần số sóng mang phải ước lượng khoảng dịch tần số sóng mang (CFO: Carrier Frequency Offset). Cũng giống như đồng bộ thời gian, có thể chia các giải pháp để ước lượng tần số thành các loại.

3.4.1.1 Ước lượng khoảng dịch tần số sóng mang sử dụng CP:

Xét một sóng mang nhánh được điều chế bởi một dòng dữ liệu:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \exp\left(j2\pi \frac{nk}{N}\right), \quad n = -\Delta + 1, \dots, N - 1 [15] \quad (3.40)$$

$$\text{Tín hiệu ở nơi phát: } x(t) = \sum_n s(n) g(t - nT_s) \quad (3.41)$$

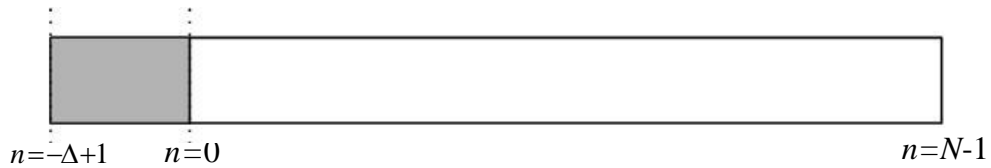
$$\text{Tín hiệu ở phía thu: } y(t) = \sum_n s(n) h(t - nT_s) + n(t) \quad (3.42)$$

Trong đó: $h(t)$ là đáp ứng kênh truyền

$n(t)$ là nhiễu cộng

Khi có CP với chiều dài Δ như Hình 3.8, tín hiệu ở phía thu sẽ là:

$$y_m(i) = \exp(j2\pi\epsilon i / N) u(i) + n(i) [15] \quad (3.43)$$



Hình 3.8 CP trong ký tự OFDM

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Đối với $I = \{-\Delta + 1, \dots, 0\}, i \in I$ hàm

$$E\{y_m(i)y_m^*(i+l)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & l = 0 \\ \sigma_s^2 \exp(-j2\pi\varepsilon) & l = N \end{cases} \quad [15] \quad (3.44)$$

$$\text{Hàm ước lượng } \hat{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \angle y \text{ với } y = \sum_{i=-L+1}^0 y_m(i)y_m^*(i+N) \quad (3.45)$$

Giá trị ước lượng chỉ thỏa mãn khi $|\varepsilon| \leq 0,5$ còn không thỏa phải thực hiện lại.

3.4.1.2 Ước lượng khoảng dịch tần số sóng mang dựa trên chính dữ liệu

Tín hiệu ở phía thu được biểu diễn:

$$y_m(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum S(k)H_k \exp(j2\pi n(k + \varepsilon)/N) \quad n = 0, 1, \dots, 2N - 1 \quad (3.46)$$

Chúng ta có thể tách thành hai thành phần sau khi qua FFT:

$$Y_1(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right) \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} Y_2(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=N}^{2N-1} y_m(n) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n+N) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right) \\ &= \frac{\exp(j2\pi\varepsilon)}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right) \end{aligned} \quad (3.48)$$

Hàm ước lượng:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[Y_2(k)Y_1^*(k)]}{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[Y_2(k)Y_1^*(k)]} \right\} \quad (3.49)$$

Giá trị ước lượng chỉ thỏa mãn khi $|\varepsilon| \leq 0,5$ còn không thỏa phải thực hiện lại.

3.5 Kết luận chương

Trong chương này chúng ta đã giới thiệu tổng quan về đồng bộ và một số phương pháp đồng bộ cho hệ thống OFDM. Đồng bộ ký tự cũng chính là đồng bộ thời gian vì nó khắc phục được lỗi thời gian. Vấn đề đồng bộ thời gian tương đối dễ thực hiện hơn đồng bộ tần số mà cụ thể là đồng bộ tần số sóng mang. Có nhiều

Chương 1 Tổng quan về OFDM

phương pháp ước lượng khoảng dịch tần số sóng mang, nhưng ở đây chúng ta chỉ trình bày một số phương pháp đó là dựa trên CP, và dựa trên chính dữ liệu.

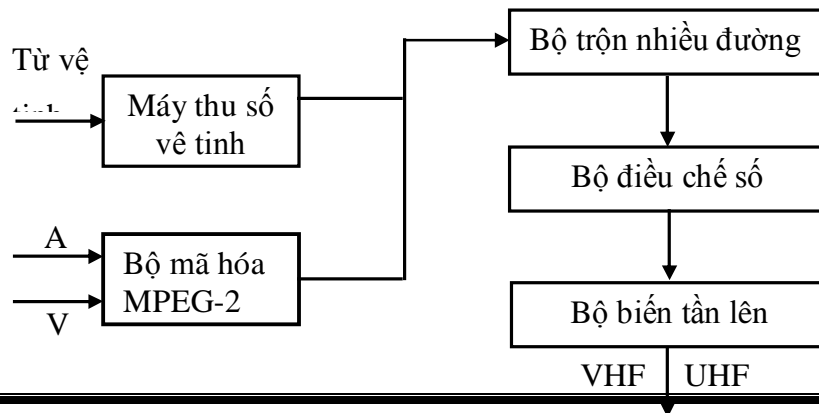
Chương 4: ỨNG DỤNG OFDM TRONG DVB-T

4.1 Giới thiệu chương

Ngoài hai đặc điểm nổi bật là khả năng chống nhiễu ISI, ICI và nâng cao hiệu suất sử dụng phổ, việc sử dụng OFDM còn có các ưu điểm là cho phép thông tin tốc độ được truyền song song với tốc độ thấp trên các kênh hẹp. Hệ thống OFDM chống được ảnh hưởng của fading lựa chọn tần số và thực hiện điều chế đơn giản, hiệu quả nhờ sử dụng kỹ thuật biến đổi FFT. Trong những chương trước chúng ta đã tìm hiểu một số vấn đề kỹ thuật trong OFDM, chương này chúng ta sẽ trình bày ứng dụng của nó trong việc truyền tín hiệu của hệ thống truyền hình số mặt đất (DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial)

4.2 Tổng quan về DVB-T

Truyền hình số mặt đất DVB-T được tiêu chuẩn hoá vào năm 1997 do Viện tiêu chuẩn truyền thông châu Âu (ETSI: European Telecommunication Standards Institute). DVB-T thích ứng với truyền hình băng tần gốc từ ngõ ra của bộ ghép MPEG-2 thành các đặc tính mặt đất và truyền dẫn với băng tần UHF và VHF. Sự truyền dẫn của hệ thống quảng bá truyền hình số mặt đất là tương đối đặc biệt. Do hiện tượng phản xạ nhiều lần tín hiệu, can nhiễu rất nghiêm trọng. Để giải quyết vấn đề này, trong hệ thống sử dụng phương thức xử lý của bộ OFDM – ghép kênh phân chia theo tần số trực giao.

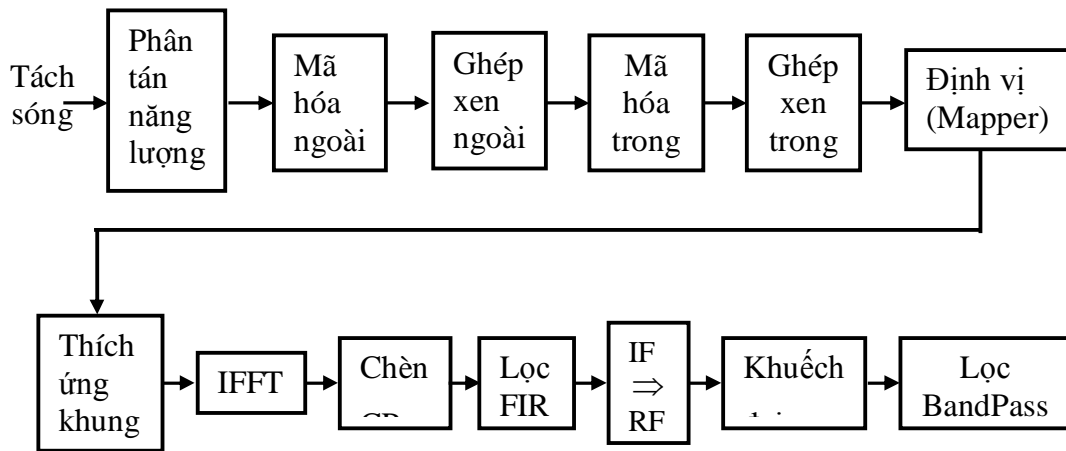


Hình 4.1 Sơ đồ khối máy phát DVB-T

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Thế hệ máy phát số DVB-T ra đời đã khắc phục được các nhược điểm của thế hệ máy phát tương tự như khả năng mang nhiều chương trình trong một kênh RF, hỗ trợ khả năng thu tín hiệu đa đường và thu di động...

Về cấu trúc máy phát số DVB-T và máy phát hình tương tự là giống nhau nhưng điểm khác nhau biệt là phân điều chế. Hình 4.2 biểu diễn sơ đồ khối bộ điều chế DVB-T.



Hình 4.2 Sơ đồ khối bộ điều chế số của DVB-T

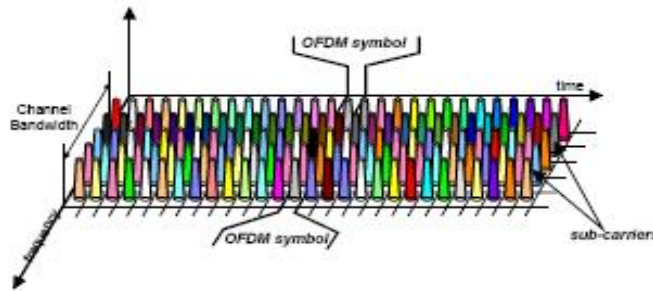
Có hai kiểu tín hiệu được sử dụng truyền dẫn là: kiểu 2K và 8K.

Thông số	Kiểu 8K	Kiểu 2K
Số sóng mang thực tế	6817	1705
Chu kỳ ký tự T	896 μs	224 μs
Khoảng bảo vệ Δ	$T/4, T/8$	$T/4, T/8, T/12$
Khoảng cách 2 sóng mang kế tiếp ($1/T$)	1116 MHz	4464 MHz
Khoảng cách giữa 2 sóng mang ngoài cùng	7,61 MHz	7,62 MHz
Phương thức điều chế	QPSK, 16-64QAM	QPSK, 16-64QAM

Bảng 4.1 [22] Các đặc điểm của tiêu chuẩn DVB-T

4.3 Số lượng, vị trí và nhiệm vụ của các sóng mang

Tín hiệu truyền đi được tổ chức thành các khung (Frame). Cứ 4 khung liên tiếp tạo thành một siêu khung. Mỗi khung chứa 68 ký tự OFDM trong miền thời gian (được đánh số 0 đến 67). Mỗi symbol này chứa hàng ngàn sóng mang (6817 sóng mang cho chế độ 8k, và 1705 sóng mang với chế độ 2k) nằm dày đặc trong dải thông 8 MHz (Việt Nam chọn dải thông 8 MHz). Hình 4.1 biểu diễn phân bố sóng mang của DVB-T theo thời gian và tần số. Như vậy trong một ký tự OFDM sẽ chứa:



Hình 4.3[6] Phân bố sóng mang của DVB-T (chưa chèn khoảng bảo vệ)

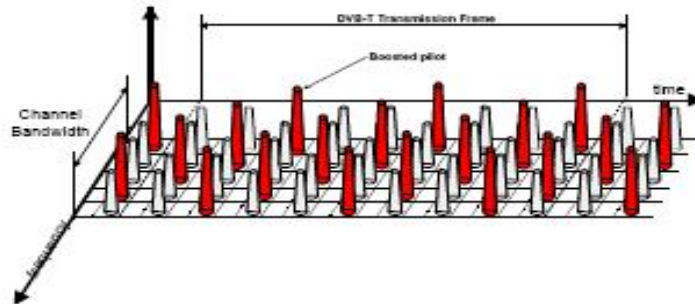
- Các sóng mang dữ liệu (video, audio,...) được điều chế M-QAM. Số lượng các sóng mang dữ liệu này 6048 với 8K, và 1512 với 2K.

- **Các pilot liên tục: bao gồm 177 pilot với 8K, và 45 pilot với 2K. Các pilot này có vị trí cố định trong dải tần 8MHz và cố định trong biểu đồ chòm sao để đầu thu sửa lỗi tần số, tự động điều chỉnh tần số (AFC) sửa lỗi pha**

- **Các pilot rời rạc (phân tán): bao gồm 524 pilot với 8K, và 131 pilot với 2K có vị trí cố định trong biểu đồ chòm sao. Chúng không có vị trí cố định trong miền tần số, nhưng được trải đều trong dải thông 8MHz.**

- Khác với các sóng mang chương trình, các pilot không điều chế QAM, mà chỉ điều chế BPSK với mức công suất lớn hơn 2,5 dB so với các sóng mang khác. Hình 4.2 biểu diễn phân bố sóng mang pilot rời rạc là liên tục với mức công suất lớn hơn các sóng mang dữ liệu 2,5 dB.

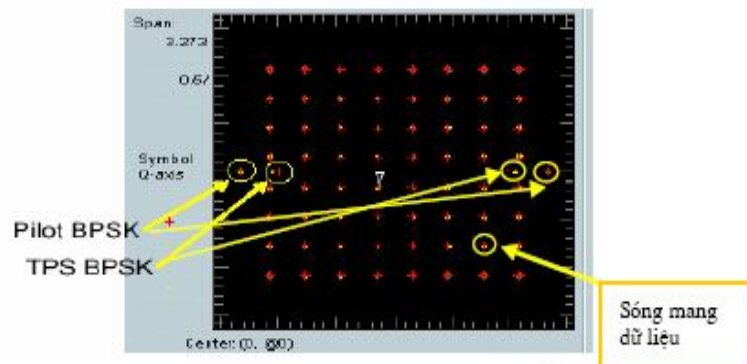
Chương 1 Tổng quan về OFDM



Hình 4.4[6] Phân bố pilot của DVB-T

- Các sóng mang thông số phát TPS (Transmission Parameter Signalling) chứa nhóm thông số phát được điều chế BPSK vì thế trên biểu đồ chòm sao, chúng nằm trên trục thực. Sóng mang TPS bao gồm 68 sóng mang trong chế độ 8K và 17 sóng mang trong chế độ 2K. Các sóng mang TPS này không những có vị trí cố định trên biểu đồ chòm sao, mà còn hoàn toàn cố định ở các vị trí xác định trong dải tần 8MHz. Hình 4.3 biểu diễn vị trí các pilot và sóng mang TPS được điều chế BPSK.

DVB-T Constellation Overlay

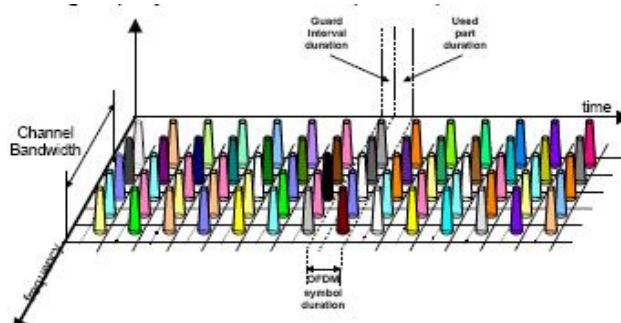


Hình 4.5[6] Phân bố các pilot của DVB-T trên biểu đồ chòm

4.4 Chèn khoảng thời gian bảo vệ

Chương 1 Tổng quan về OFDM

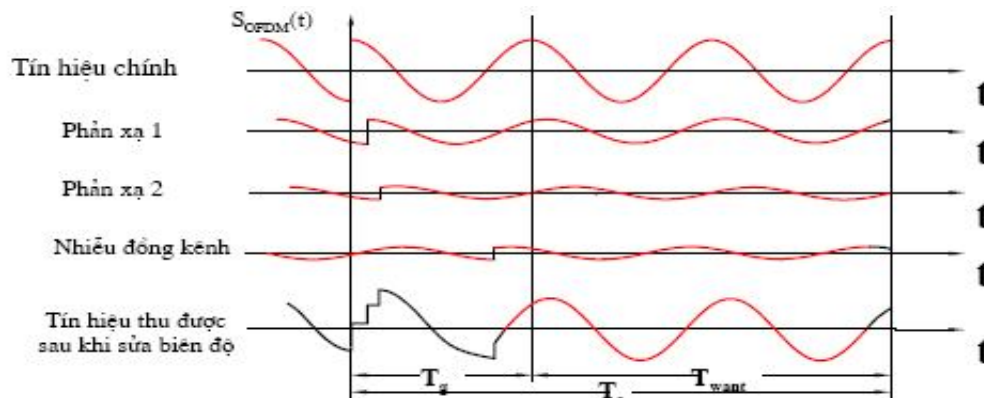
Trong thực tế khoảng tổ hợp thu được trải dài theo 2 ký tự thì không chỉ có nhiễu giữa các ký tự (ISI) mà còn cả nhiễu tương hỗ giữa các sóng mang (ICI). Để tránh nhiễu này người ta chèn thêm khoảng bảo vệ (Guard Interval duration) Δ trước mỗi ký tự để đảm bảo các thông tin là đến từ cùng một ký tự và xuất hiện cố định.



Hình 4.6[6] Phân bố sóng mang khi chèn thêm khoảng thời gian bảo vệ

Mỗi khoảng symbol được kéo dài thêm vì thế nó sẽ vượt quá khoảng tổ hợp của máy thu T . Như vậy đoạn thêm vào tại phần đầu của ký tự để tạo nên khoảng bảo vệ sẽ giống với đoạn có cùng độ dài tại cuối ký tự. Miễn là trễ không vượt quá đoạn bảo vệ, tất cả thành phần tín hiệu trong khoảng tổ hợp sẽ đến từ cùng một ký tự và tiêu chuẩn trực giao được thỏa mãn. ICI và ISI chỉ xảy ra khi trễ vượt quá khoảng bảo vệ.

Độ dài khoảng bảo vệ được lựa chọn sao cho phù hợp với mức độ thu đa đường của máy thu. Việc chèn khoảng thời gian bảo vệ được thực hiện tại phía phát. Khoảng thời gian bảo vệ Δ có giá trị khác nhau theo quy định của DVB: $1/4T$, $1/8T$, $1/16T$ và $1/32T$.



Hình 4.7[6] Các tia sóng đến trong khoảng thời gian bảo vệ

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Khi chênh lệch thời gian của các tia sóng đến đầu thu không vượt qua khoảng thời gian bảo vệ Δ , thì máy thu hoàn toàn khắc phục tốt hiện tượng phản xạ. Thực chất, khoảng thời gian bảo vệ Δ là khoảng thời gian trống không mang thông tin hữu ích. Vì vậy, cùng chế độ phát, Δ càng lớn, thông tin hữu ích sẽ càng ít, số lượng chương trình sẽ giảm. Nhưng Δ càng lớn khả năng khắc phục các tia sóng phản xạ từ xa đến càng hiệu quả. Với kỹ thuật ghép kênh đa tần trực giao và với thông số khoảng thời gian bảo vệ này tạo điều kiện cho việc thiết lập mạng đơn tần DVB-T. Các máy phát thuộc mạng đơn tần đều phát cùng một kênh sóng, rất thuận lợi cho quy hoạch và tiết kiệm tài nguyên tần số.

4.5 Tổng vận tốc dòng dữ liệu của máy phát số DVB-T

Thông thường, thông tin trên một kênh cao tần 8MHz của máy phát DVB-T phụ thuộc vào tổng vận tốc dòng dữ liệu mà nó có khả năng truyền tải và có thể thấy các tham số phát như kiểu điều chế, tỷ lệ mã và khoảng thời gian bảo vệ sẽ quyết định khả năng này. Bảng 4.3 thống kê tổng vận tốc dòng dữ liệu máy phát DVB-T có thể tải từ 4,98 Mbit/s đến 31,67 Mbit/s trên một kênh cao tần 8MHz với các nhóm thông số khác nhau

Modulation	Code rate	Guard interval			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,66	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

Bảng 4.3 Tổng vận tốc dòng dữ liệu

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Chế độ phát 2K sử dụng 1705 sóng pilot. Trong chế độ 8K số sóng mang dữ liệu gấp 4 lần trong chế độ 2K nhưng thời gian để truyền hết số lượng sóng mang này cũng gấp 4 lần nên tổng vận tốc dòng dữ liệu cũng kiểu 2K.mang, trong đó có 1512 sóng mang dữ liệu và 193 sóng mang tham số phát và các pilots. Chế độ phát 8K sử dụng 6817 sóng mang, trong đó có 6048 sóng mang dữ liệu và 769 sóng mang tham số phát và các

4.6 Điều chế tín hiệu

Chuỗi ký tự phát OFDM được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{m,l,k} \psi_{m,l,k}(t) \quad (4.1)$$

$$\psi_{m,l,k} = \begin{cases} \exp\left(j2\pi \frac{k'}{T} (t - \Delta - T_s l - 68m T_s)\right) & (l + 68m)T_s \leq t \leq (l + 68m + 1)T_s \\ 0 & t \neq \end{cases} \quad (4.2)$$

Trong đó: k là chỉ số sóng mang thứ k

l số ký tự OFDM trong khung

m số khung truyền dẫn

K số sóng mang phát

T_s khoảng thời gian của một ký tự

T khoảng thời gian của FFT

Δ khoảng thời gian của CP

f_c tần số sóng mang

k' là chỉ số sóng mang thứ k' với $k' = k - (K_{\max} - K_{\min})/2$

$C_{m,l,k}$ là ký tự dữ liệu l trong khung thứ m của sóng mang thứ k .

Xét công thức (4.1) trong khoảng thời gian $t = 0$ đến $t = T_s$, tức là ta chỉ xét

khoảng thời gian một ký tự:

$$s(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{0,0,k} \exp(j2\pi k' (t - \Delta)/T) \quad (4.3)$$

Phép biến đổi FFT:

Chương 1 Tổng quan về OFDM

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left(j2\pi \frac{kn}{N}\right) \quad (4.4)$$

So sánh hai biểu thức trên, ta thấy rằng có thể sử dụng các thuật toán FFT để tạo ra N mẫu ký tự x_k tương ứng với khoảng thời gian hữu ích T cho mỗi ký tự. Khoảng bảo vệ (CP) giữa các ký tự được thêm vào bằng cách sao chép $N\Delta/T$ mẫu cuối ký tự và chèn chúng vào phần đầu của mỗi ký tự.

4.6 Kết luận chương

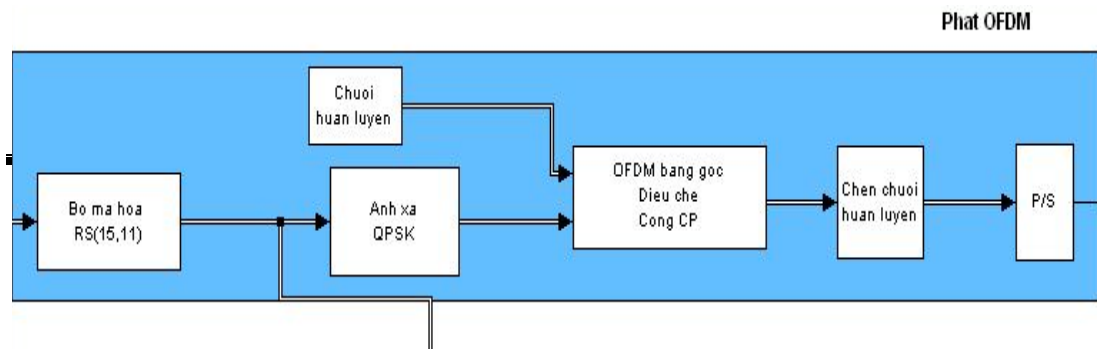
Trong chương này, trình bày ứng dụng OFDM trong truyền hình số mặt đất. Giới thiệu tổng quan về hệ thống DVB-T, thông số của các kiểu truyền, số lượng vị trí nhiệm vụ các sóng mang, chèn khoảng thời gian bảo vệ và điều chế tín hiệu. Tuy nhiên giới hạn trong một chương của đồ án nên không thể trình bày hết các vấn đề có liên quan.

Chương 5: CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG HỆ THỐNG OFDM

5.1 Giới thiệu chương

Để hiểu hơn những vấn đề lý thuyết được trình bày trong những chương trước. Trong chương cuối cùng này, chúng ta giới thiệu chương trình mô phỏng hệ thống ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM: orthogonal frequency division multiplex). Đây là chương trình được viết bằng Matlab, chương trình bao gồm sơ đồ khối mô phỏng sự phát và thu OFDM, mô phỏng kênh truyền, so sánh tín hiệu OFDM và QAM, sơ đồ khối mô phỏng hệ thống OFDM bằng simulink của Matlab.

5.2 Mô phỏng hệ thống OFDM bằng simulink

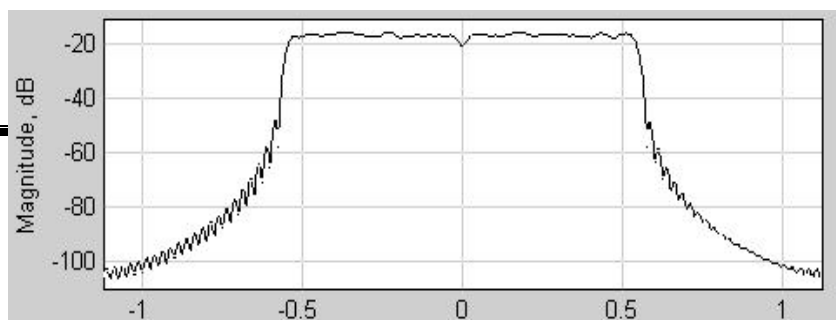


Chương 1 Tổng quan về OFDM

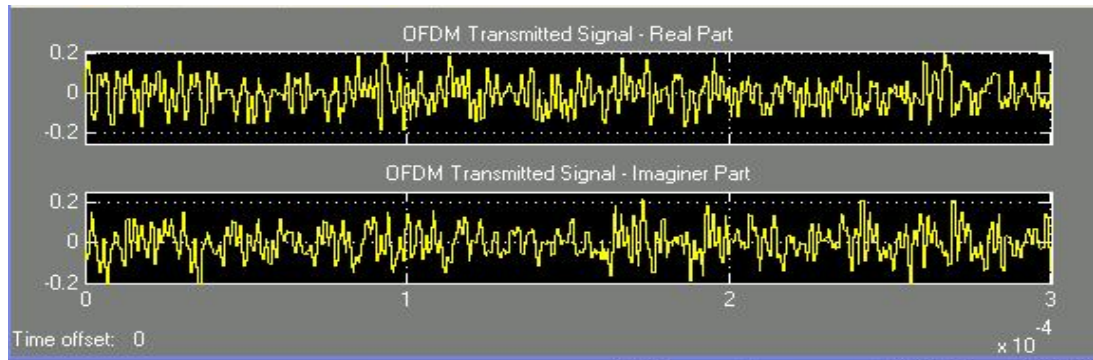
Đầu tiên, bộ phát nhị phân Bernoulli sẽ tạo chuỗi tín hiệu. Chuỗi dữ liệu đầu vào được mã hoá bởi bộ mã Reed-Solomon và được điều chế bởi bộ Mapping QPSK. IFFT là hữu ích cho OFDM vì nó phát ra các mẫu của dạng sóng có thành phần tần số thoả mãn điều kiện trực giao. Dữ liệu sau khi được biến đổi sẽ được chèn thêm CP và chuỗi huấn luyện để giúp cho quá trình ước lượng kênh và đồng bộ ở máy thu.

Mô phỏng kênh truyền đưa ra các đặc trưng của kênh truyền vô tuyến chung như nhiễu, đa đường và xén tín hiệu. Dùng hai khối trong Matlab: Multipath Rayleigh fading, AWGN

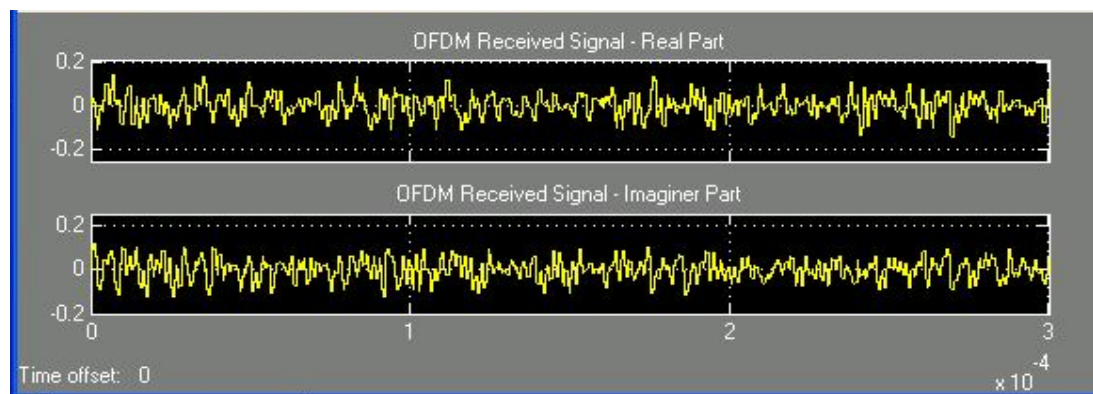
Tín hiệu thu sau khi loại bỏ CP và chuỗi huấn luyện sẽ được đưa vào IFFT để chuyển các mẫu miền thời gian trở lại miền tần số. Đưa vào bộ ước lượng kênh và bù kênh để giảm ảnh hưởng kênh truyền đến tín hiệu. Cuối cùng, tín hiệu được giải điều chế và giải mã RS



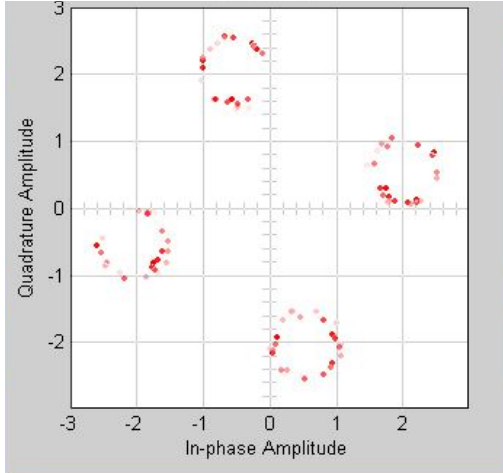
Chương 1 Tổng quan về OFDM



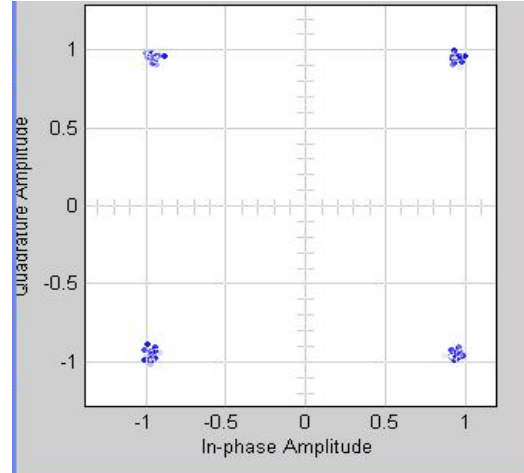
Hình 5.4 Dạng sóng tín hiệu OFDM truyền



Hình 5.5 Dạng sóng tín hiệu OFDM nhận



Hình 5.6 Chòm sao QPSK trước CE



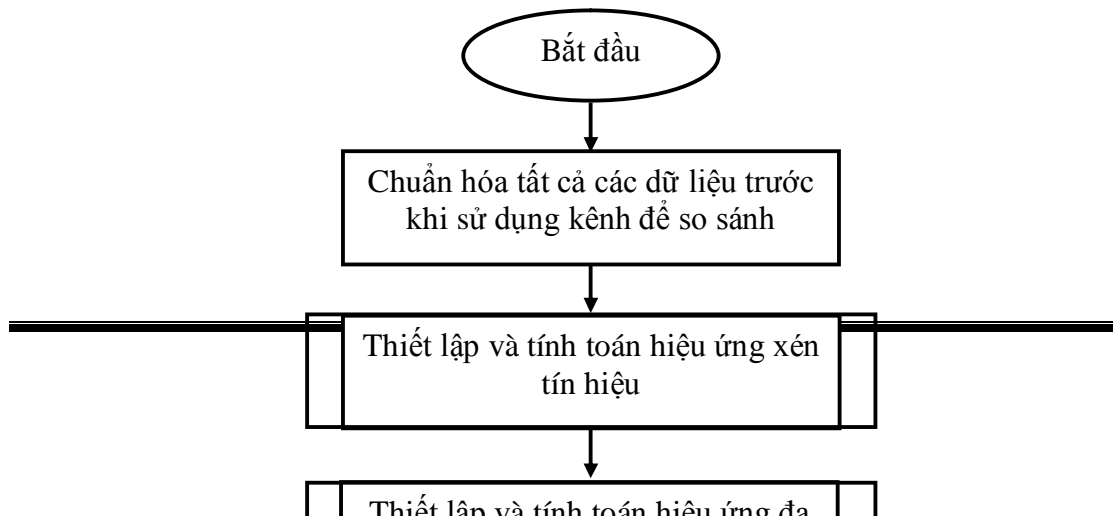
Hình 5.7 Chòm sao QPSK sau CE

Hình 5.2 và 5.3 cho thấy tác động của kênh truyền đến phổ tín hiệu OFDM. Vì kênh truyền là một kênh fading chọn lọc tần số nên phổ tín hiệu OFDM nhận ở những tần số khác nhau chịu sự tác động khác nhau. Hình 5.4 và 5.5 cho thấy biên độ tín hiệu OFDM nhận nhỏ hơn biên độ tín hiệu OFDM truyền đi.

Hình 5.6 và 5.7 cho thấy tác dụng của bộ ước lượng và bù kênh. Hình 5.6 chòm sao QPSK trước khi ước lượng kênh có biên độ và pha rất không ổn định. Hình 5.7 chòm sao QPSK sau khi ước lượng kênh những điểm chỉ dao động nhỏ quanh một vị trí cố định tức là biên độ và pha gần như ổn định.

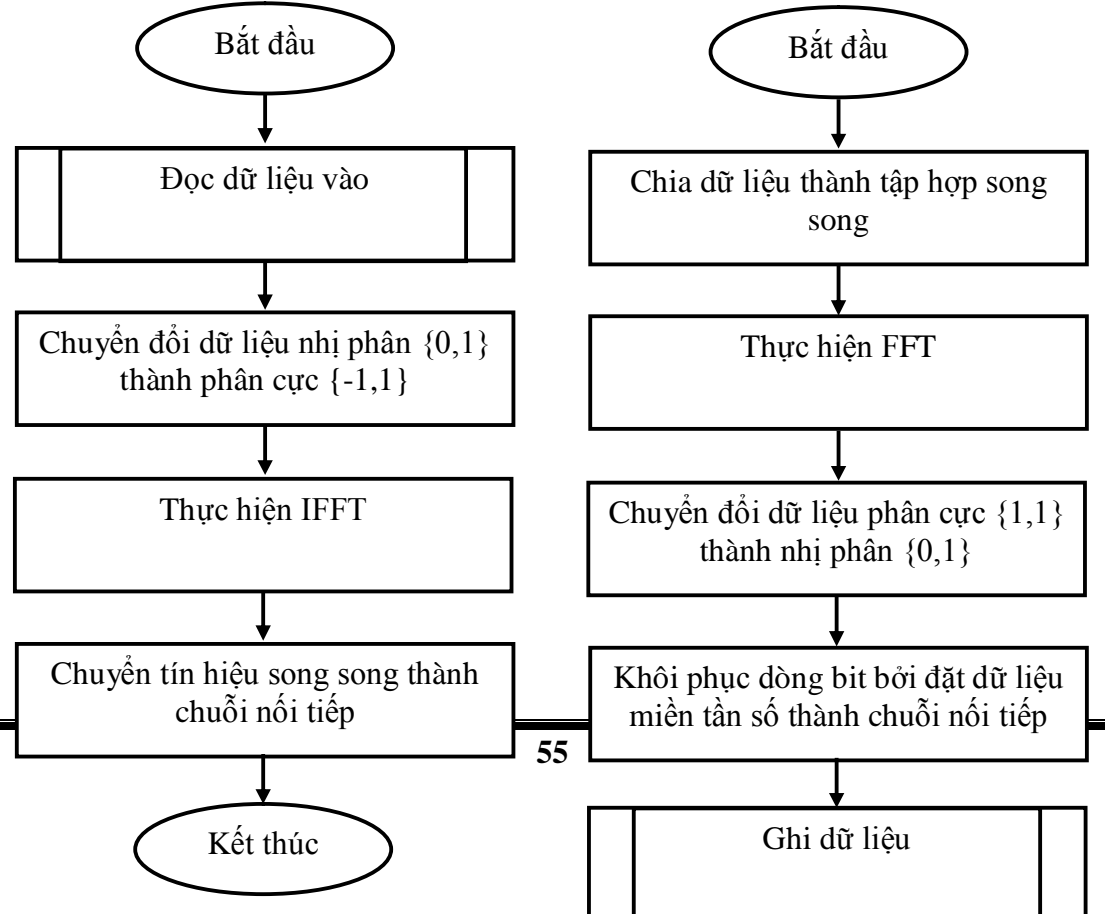
5.3 Một số lưu đồ thuật toán của chương trình

5.3.1 Lưu đồ mô phỏng kênh truyền



Tham khảo mã nguồn Matlab tại file chương trình: *ch.m*, *ch_clipping.m*, *ch_noise.m*, *ch_multipath.m*,

5.3.2 Lưu đồ mô phỏng thu phát tín hiệu OFDM

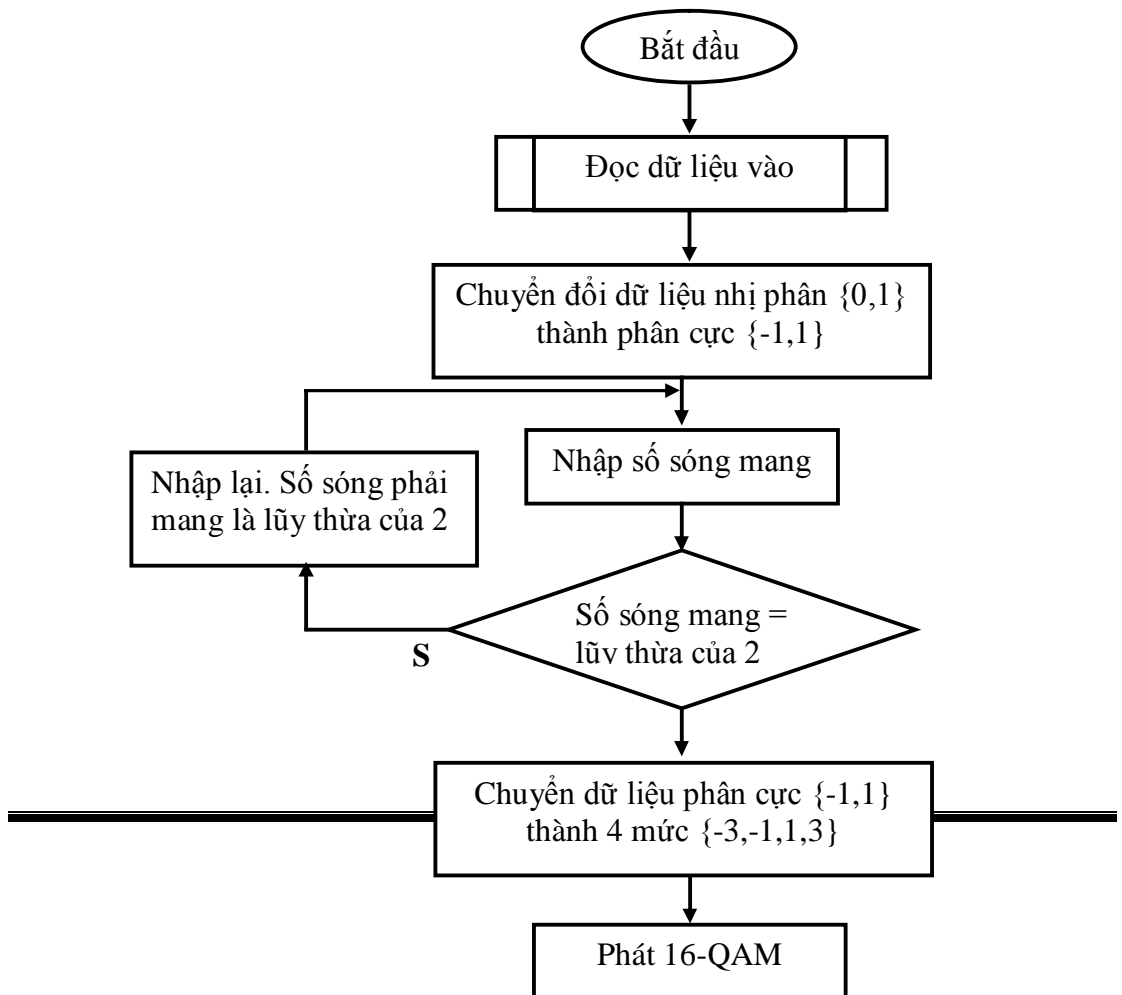


Chương 1 Tổng quan về OFDM

Với lưu đồ thuật toán phát ký tự OFDM tham khảo mã nguồn tại file: *tx.m*, *read.m*, *tx_chunk.m*, *tx_dechunk.m*

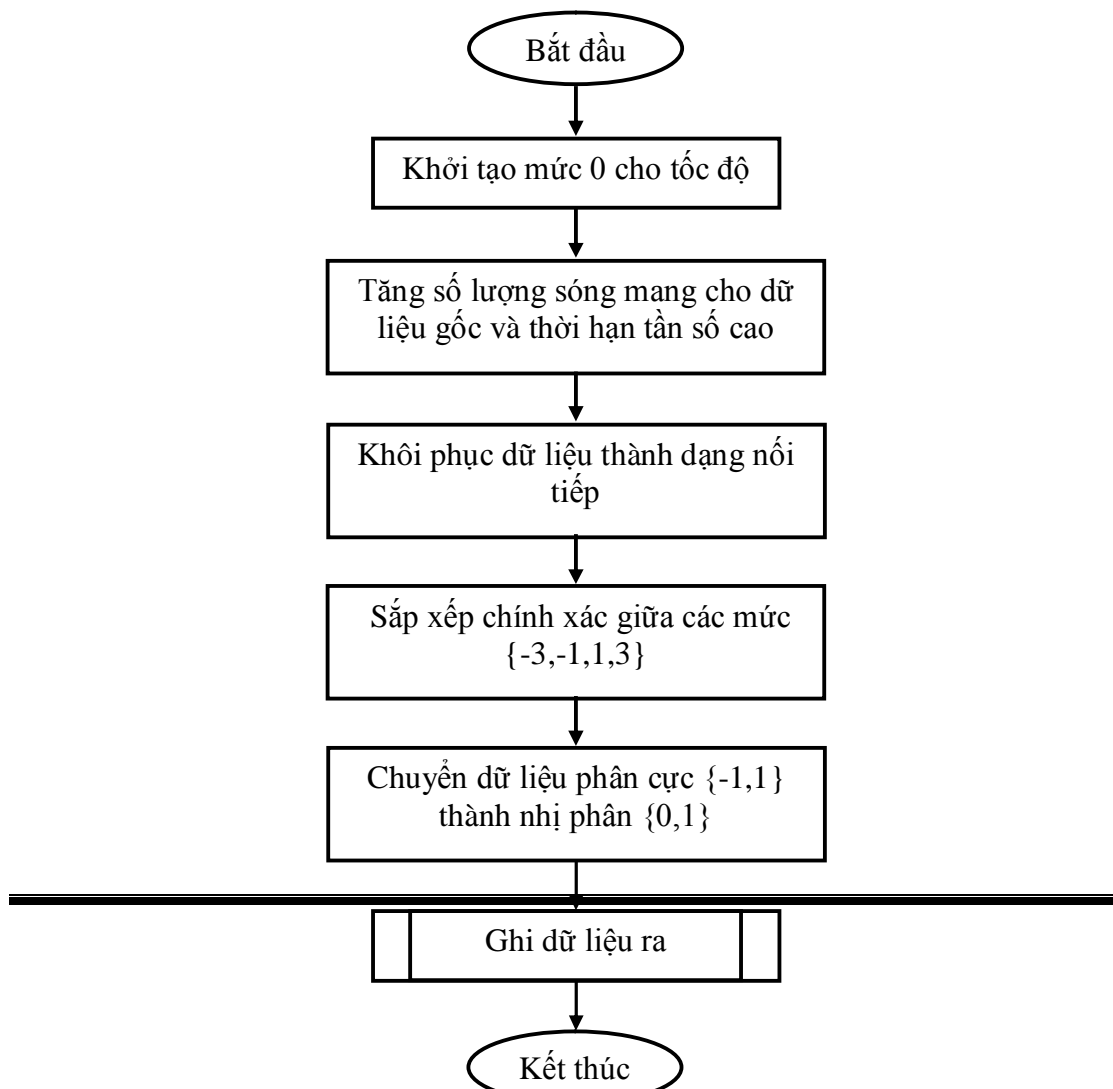
Với lưu đồ thuật toán thu ký tự OFDM tham khảo mã nguồn tại file: *rx.m*, *write.m*, *rx_chunk.m*, *rx_dechunk.m*,

5.3.3 Lưu đồ mô phỏng thu phát tín hiệu QAM



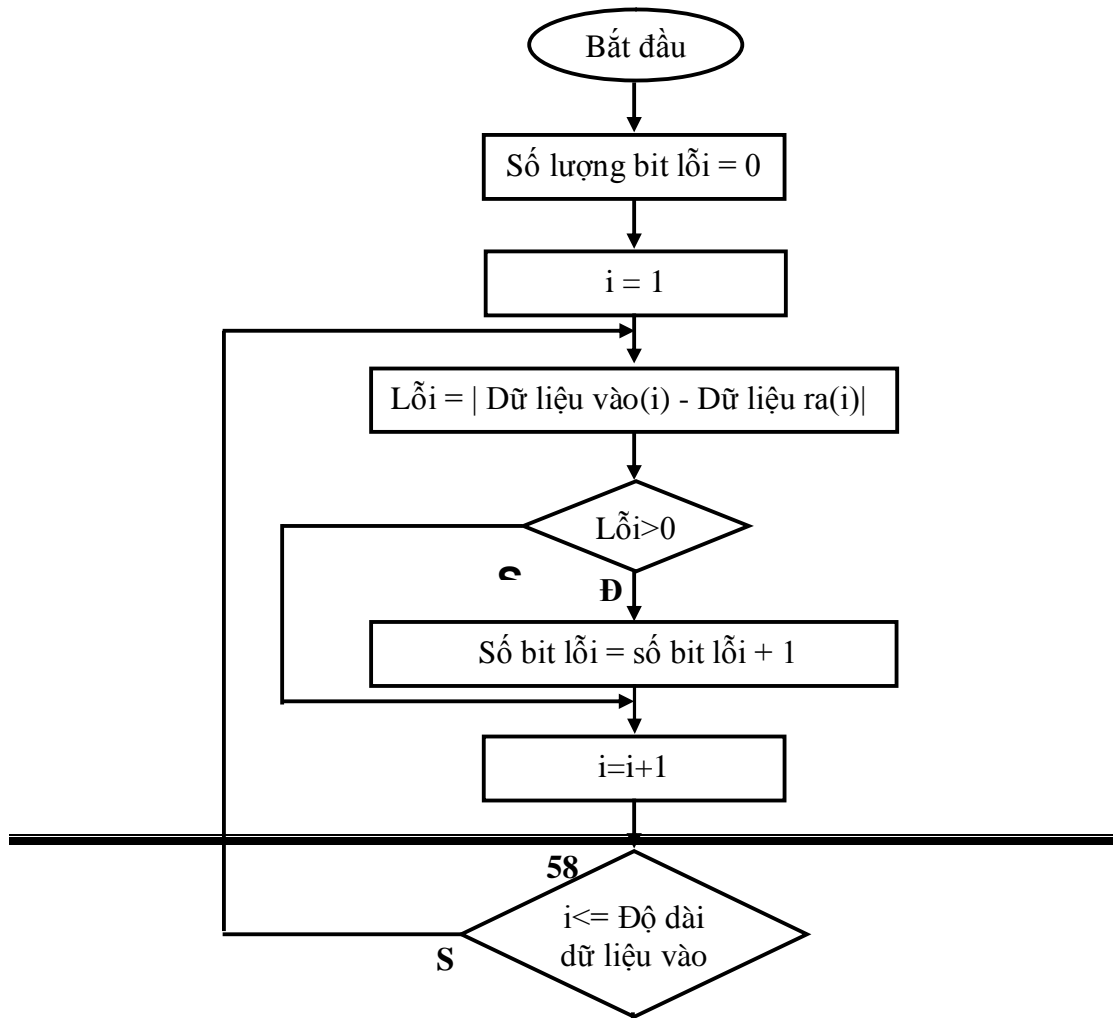
Chương 1 Tổng quan về OFDM

Với lưu đồ thuật toán mô phỏng phát tín hiệu QAM tham khảo mã nguồn tại file chương trình: *QAM.m*, *read.m*



Với lưu đồ thuật toán mô phỏng thu tín hiệu QAM tham khảo mã nguồn tại file chương trình: *QAM.m, write.m*

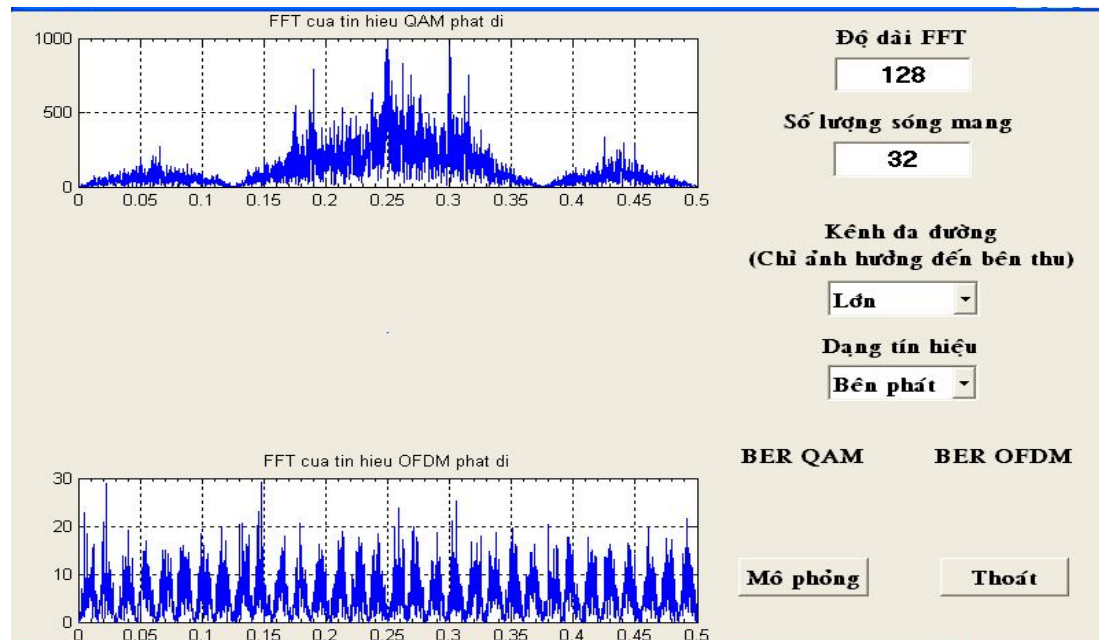
5.3.4 Lưu đồ mô phỏng thuật toán tính BER



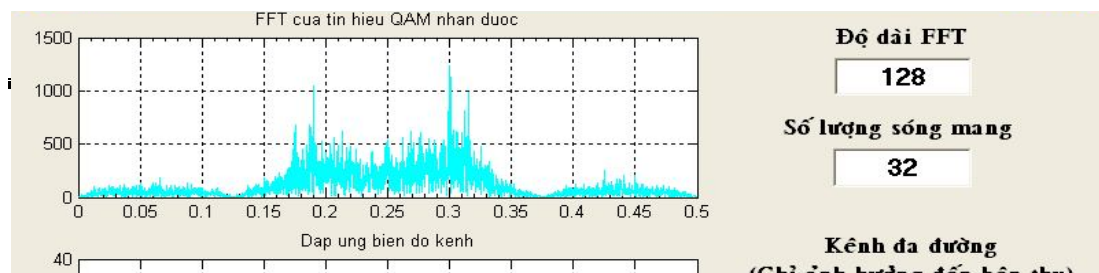
Chương 1 Tổng quan về OFDM

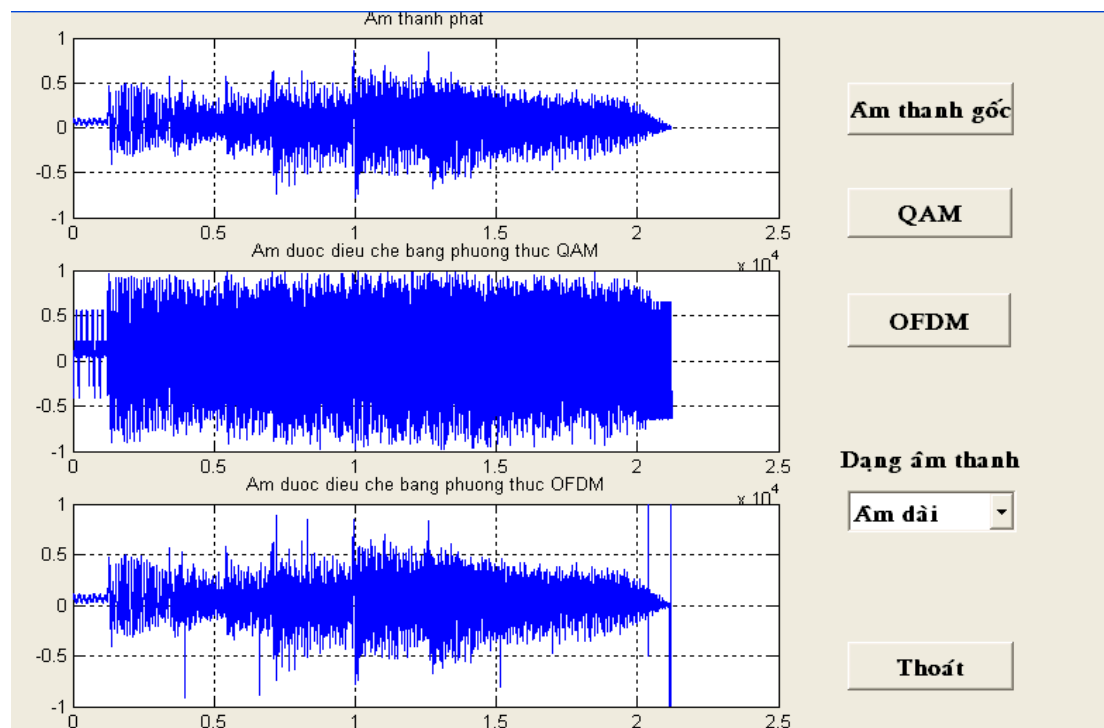
5.4 Kết quả chương trình mô phỏng

5.4.1 So sánh tín hiệu QAM và OFDM



Hình 5.14 Tín hiệu QAM và OFDM phát ở miền tần số





Hình 5.16 So sánh tín hiệu âm thanh được điều chế bằng phương thức QAM và OFDM

Chương 1 Tổng quan về OFDM

Hình 5.16 cho chúng ta thấy phổ của tín hiệu OFDM rất giống với phổ tín hiệu của âm thanh ban đầu. Chứng tỏ phương thức điều chế OFDM tốt hơn so với QAM

5.5 Kết luận chương

Trong chương cuối cùng này đã mô phỏng hệ thống OFDM bằng simulink của Matlab, với những scope để hiển thị tín hiệu giúp cho việc phân tích đánh giá tác động của kênh truyền đến tín hiệu, tác dụng của bộ ước lượng và bù kênh. Tuy nhiên, simulink này chỉ dừng lại ở mức độ đơn giản, tức là chỉ mô phỏng hệ thống OFDM bằng gốc với phương thức điều chế QPSK. Trong chương cũng đã so sánh tín hiệu OFDM và tín hiệu QAM, file âm thanh của chúng để thấy rõ những ưu điểm của OFDM.

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN ĐỀ TÀI

Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao – OFDM là một kỹ thuật hiện đại với nhiều ưu điểm nổi bật. Tuy nhiên, để ứng dụng kỹ thuật này vào trong thực tế thì phải giải quyết một số vấn đề kỹ thuật của nó. Đề án tốt nghiệp này em chỉ tìm hiểu một số vấn đề kỹ thuật chính trong hệ thống OFDM đó là: ước lượng kênh, đồng bộ và ứng dụng OFDM trong truyền hình số mặt đất DVB-T.

Chương 2 trình bày tổng quan về ước lượng kênh và vài phương pháp ước lượng kênh. Trong chương này em chưa thể đi vào thiết kế bộ ước lượng kênh được.

Chương 3 trình bày vấn đề đồng bộ trong hệ thống OFDM bao gồm đồng bộ thời gian và đồng bộ tần số. Còn một số vấn đề đồng bộ khác mà chưa được đề cập đến đó là đồng bộ khung, đồng bộ gói

Chương 4 giới thiệu tổng quan về hệ thống truyền hình số mặt đất, các kiểu truyền, số lượng vị trí và nhiệm vụ các sóng mang, điều chế tín hiệu. Tuy nhiên, trong phạm vi một chương đề án nên không thể trình bày hết các vấn đề có liên quan.

Chương 5 chương trình mô phỏng hệ thống OFDM. Mô phỏng hệ thống OFDM với simulink của Matlab nhưng chỉ dừng lại ở mức độ đơn giản. So sánh tín hiệu QAM và OFDM trong kênh truyền để thấy được ưu điểm của OFDM.

Chúng ta có thể hướng đến những tài liệu liên quan đến công nghệ OFDM đó là:

- Những kỹ thuật OFDM nâng cao: VOFDM (Vector OFDM), COFDM (Code OFDM), WOFDM (Wideband OFDM), OFDMA (OFDM Access)
- Kết hợp OFDM với những công nghệ khác như: CDMA
- Ứng dụng OFDM trong WLAN, Wimax, ứng dụng điện thoại di động trong truyền hình số mặt đất DVB-T

