

Chương 1.

TỔNG QUAN KỸ THUẬT OFDM

1.1. Giới thiệu về OFDM

Lịch sử OFDM

Mặc dù OFDM được phát minh từ những năm 1950. Nhưng do việc điều chế dữ liệu các sóng mang một cách chính xác, việc tách các sóng phụ quá phức tạp và thiếu các thiết bị phụ vụ cho việc thực hiện kỹ thuật nên hệ thống chưa phát triển vào thời điểm đó. Tuy nhiên sau 20 năm được phát minh, kỹ thuật OFDM đã được ứng dụng rộng rãi nhờ vào sự phát triển của phép biến đổi Fourier nhanh FFT và IFFT. Cũng giống như kỹ thuật CDM, kỹ thuật OFDM được ứng dụng đầu tiên trong lĩnh vực quân sự.

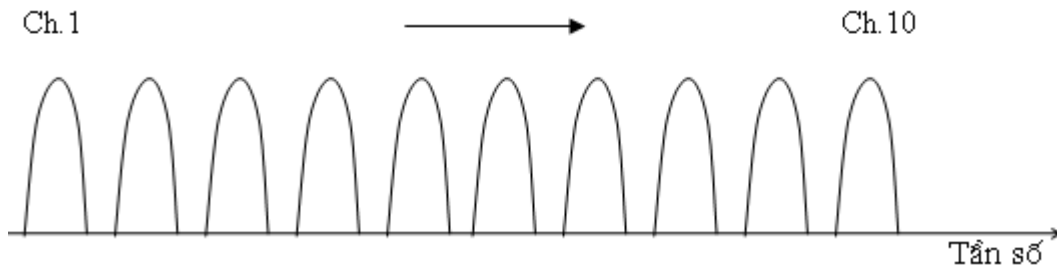
Đến những năm 1980, kỹ thuật OFDM được nghiên cứu nhằm ứng dụng trong modem tốc độ cao và trong truyền thông di động. Và những năm 1990, OFDM được ứng dụng trong truyền dẫn thông tin băng rộng như HDSL, ADSL, VHDSL sau đó OFDM được ứng dụng rộng rãi trong phát thanh số DAB và truyền hình số DVB. Trong những năm gần đây, OFDM đã được sử dụng trong các hệ thống không dây như IEEE 802.11n (Wi - Fi) và IEEE 802.16e (WiMAX) và tiếp tục được nghiên cứu ứng dụng trong chuẩn di động 3.75G và 4G.

Sự phát triển của OFDM

Kỹ thuật ghép kênh theo tần số FDM

Kỹ thuật ghép kênh theo tần số FDM (Frequency Division Multiplexing) đã được sử dụng một thời gian dài nhằm ghép nhiều kênh tín hiệu để truyền qua một đường dây điện thoại. Mỗi kênh được xác định bằng một tần số trung tâm và các kênh được phân cách bởi các dải bảo vệ nhằm đảm bảo phổ của mỗi kênh không chồng lấn lên nhau. Dải bảo vệ này là nguyên nhân dẫn tới việc sử dụng băng thông không hiệu quả trong FDM.

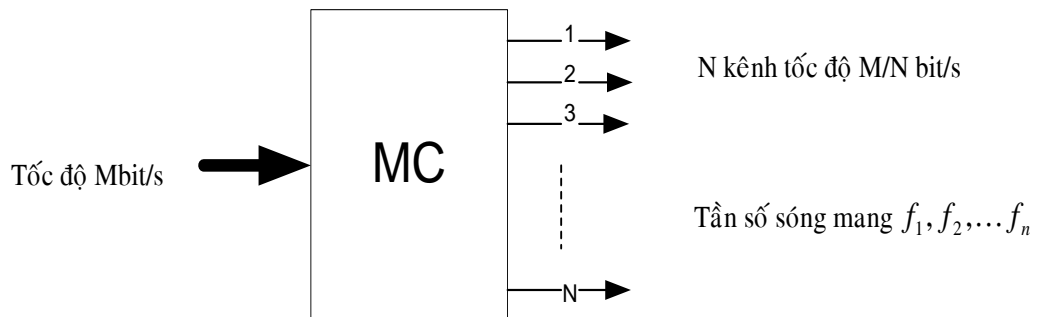
Hình sau mô tả việc sử dụng băng thông trong hệ thống FDM



Hình 1.1. FDM truyền thống

Truyền dẫn đa sóng mang

Truyền dẫn đa sóng mang MC (Multicarrier Communication) là một dạng FDM nhưng được dùng cho một luồng dữ liệu phát và một luồng dữ liệu thu tương ứng. MC được dùng để chia nhỏ luồng dữ liệu thành các luồng dữ liệu song song. Luồng dữ liệu cần truyền được chia ra làm nhiều luồng dữ liệu con. Sau đó, các luồng dữ liệu con này được đưa qua bộ biến đổi nối tiếp - song song và được truyền song song trên nhiều sóng mang khác nhau (mỗi luồng con được truyền trên một sóng mang) với tốc độ truyền thích hợp, nhưng tốc độ truyền dữ liệu trên các sóng mang con phải thấp hơn nhiều lần tốc độ truyền ban đầu. Tốc độ dữ liệu tổng thể là tổng của các tốc độ dữ liệu trên tất cả các kênh con. Dạng MC đơn giản nhất chia luồng dữ liệu vào thành N luồng tín hiệu nhỏ để truyền qua N kênh truyền. N luồng này điều chế tại N tần số sóng mang khác nhau rồi được ghép kênh rồi đưa lên kênh truyền. Ở phía thu thì làm ngược lại phân kênh, giải điều chế, và ghép các luồng dữ liệu song song thành một luồng duy nhất như ban đầu. N được chọn sao cho độ rộng một symbol lớn hơn nhiều trải trễ của kênh truyền.

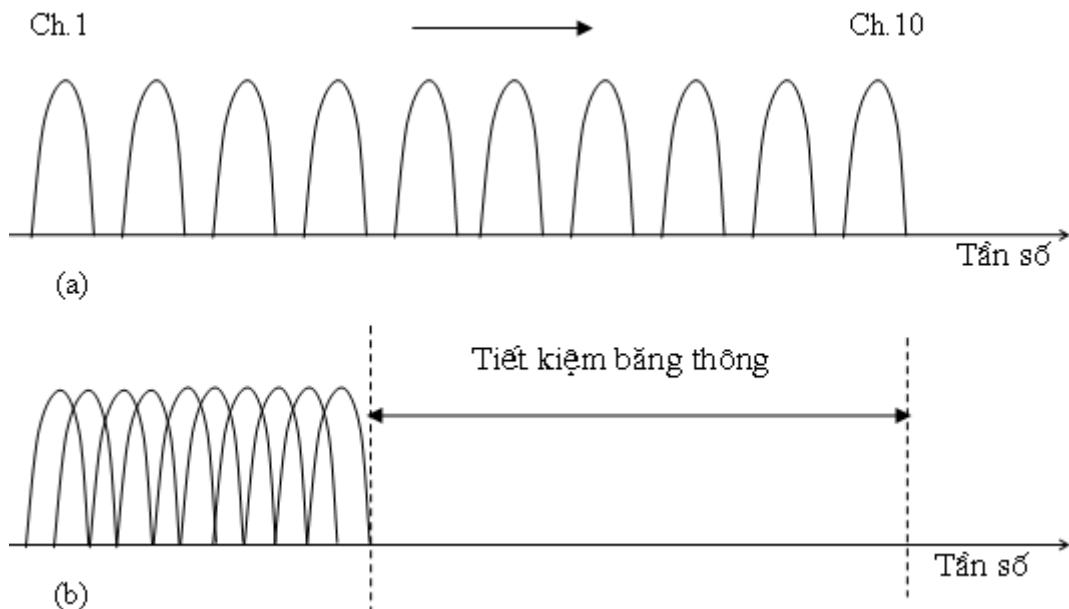


Hình 1.2. Hệ thống thông tin đa sóng mang

Kỹ thuật ghép kênh theo tần số trực giao OFDM

MC là cơ sở của OFDM, điểm khác biệt đó là OFDM sử dụng tập các sóng mang trực giao nhau. Tính trực giao có nghĩa là các tín hiệu được điều chế sẽ hoàn toàn độc lập với nhau. Tính trực giao với nhau đạt được do các sóng mang được đặt chính xác tại các vị trí “null” của các phổ tín hiệu đã điều chế, điều này cho phép phổ của các tín hiệu có thể chồng lấn lên nhau tức là hoàn toàn không cần dải bảo vệ, nên tiết kiệm băng thông đáng kể so với FDM truyền thống.

Hình 1.3. cho thấy việc sử dụng hiệu quả băng thông trong OFDM.



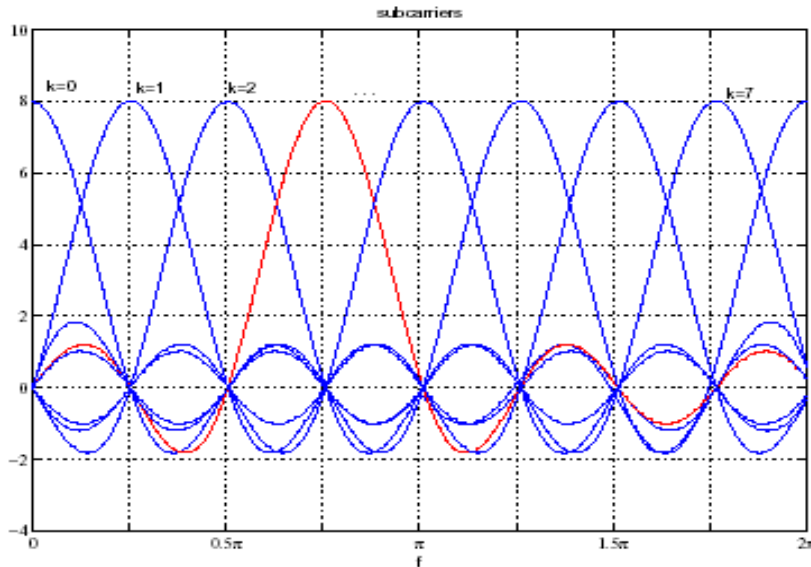
Hình 1.3. Băng thông được sử dụng hiệu quả trong OFDM

(a) Phổ của FDM; (b) Phổ của OFDM

1.2. Nguyên lý kỹ thuật OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) là kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao. OFDM phân toàn bộ băng tần thành nhiều kênh băng hẹp, mỗi kênh có một sóng mang riêng biệt. Các sóng mang này trực giao với các sóng mang khác có nghĩa là có một số nguyên lần lặp trên một chu kỳ ký tự. Vì vậy, phổ của mỗi sóng mang bằng “không” tại tần số trung tâm của tần số sóng mang khác trong hệ thống. Kết quả là không có nhiễu giữa các sóng mang phụ.

Sóng mang của OFDM được biểu diễn như hình 1.4.



Hình 1.4. Sóng mang OFDM (N=8)

1.2.1. Nguyên lý OFDM

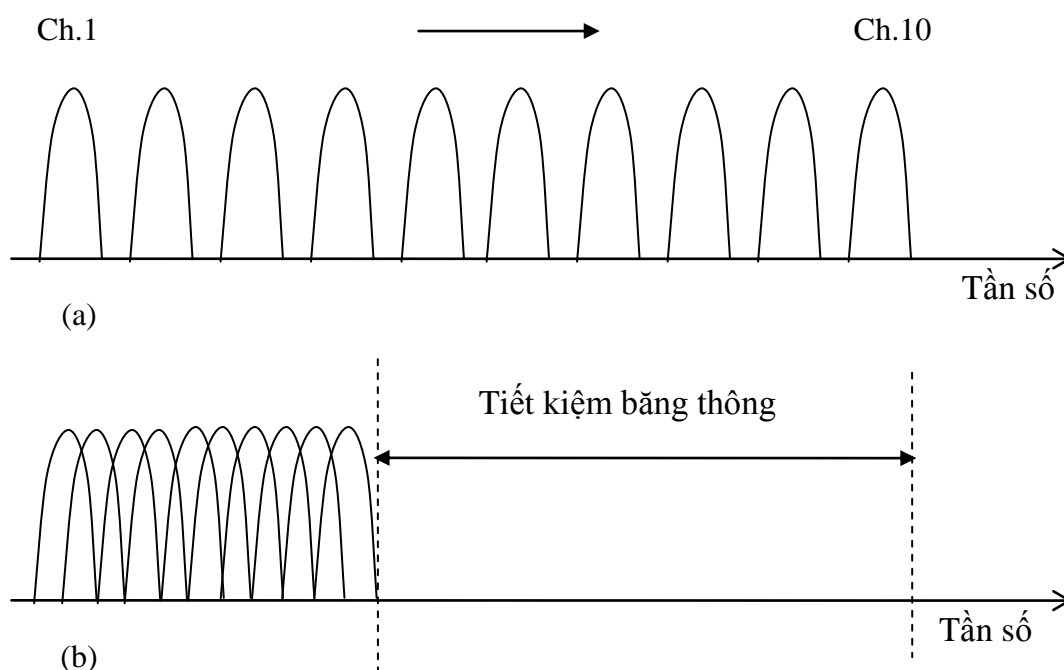
Nguyên lý cơ bản của OFDM là chia nhỏ một luồng dữ liệu tốc độ cao trước khi phát thành nhiều luồng dữ liệu tốc độ thấp hơn và phát mỗi luồng dữ liệu đó trên một sóng mang con khác nhau. Các sóng mang này là trực giao với nhau, điều này được thực hiện bằng cách chọn độ giãn tần số một cách hợp lý. Vì khoảng thời gian symbol tăng lên làm cho các sóng mang con song song tốc độ thấp hơn, cho nên lượng nhiễu gây ra do độ trải trễ đa đường được giảm xuống. Nhiễu xuyên ký tự ISI được hạn chế hầu như hoàn toàn do việc đưa vào một khoảng thời gian bảo vệ trong mỗi symbol OFDM. Trong khoảng thời gian bảo vệ, mỗi symbol OFDM được mở rộng theo chu kỳ để tránh nhiễu giữa các sóng mang ICI.

Về bản chất, OFDM là một trường hợp đặc biệt của phương thức phát đa sóng mang theo nguyên lý chia dòng dữ liệu tốc độ cao thành tốc độ thấp hơn và phát đồng thời trên một số sóng mang được phân bố một cách trực giao. Nhờ thực hiện biến đổi chuỗi dữ liệu từ nối tiếp sang song song nên thời gian symbol tăng lên. Do đó, sự phân tán theo thời gian gây bởi trải rộng trễ do truyền dẫn đa đường (multipath) giảm xuống.

Trong OFDM, dữ liệu trên mỗi sóng mang chồng lên dữ liệu trên các sóng mang lân cận. Sự chồng chập này là nguyên nhân làm tăng hiệu quả sử dụng phổ trong OFDM. Trong một số điều kiện cụ thể, có thể tăng dung lượng đáng kể cho hệ thống OFDM bằng cách làm thích nghi tốc độ dữ liệu

trên mỗi sóng mang tùy theo tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR của sóng mang đó.

Giữa kỹ thuật điều chế đa sóng mang không chồng phổ và kỹ thuật điều chế đa sóng mang chồng phổ có sự khác nhau. Trong kỹ thuật đa sóng mang chồng phổ, ta có thể tiết kiệm được khoảng 50% băng thông (hình 1.5). Để đạt được hiệu quả đó, trong kỹ thuật đa sóng mang chồng phổ cần triệt để giảm xuyên nhiễu giữa các sóng mang. Điều này có nghĩa là các sóng này cần trực giao với nhau. Sự trực giao giữa các sóng mang là mối quan hệ toán học một cách chính xác giữa các tần số của các sóng mang.



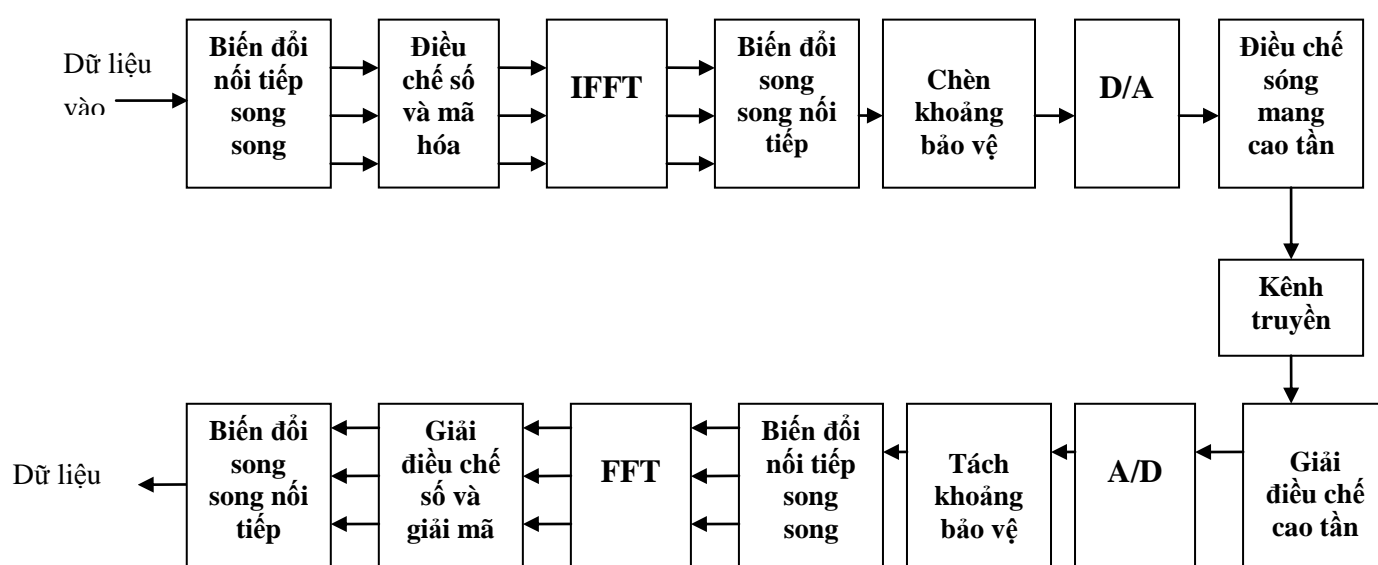
Hình 1.5. So sánh kỹ thuật sóng mang không chồng phổ (a) và kỹ thuật sóng mang chồng phổ (b)

OFDM khác với FDM ở nhiều điểm. Trong phát thanh thông thường mỗi đài phát thanh truyền trên một tần số khác nhau, sử dụng hiệu quả FDM để duy trì sự ngăn cách giữa những đài. Tuy nhiên không có sự kết hợp đồng bộ giữa mỗi trạm với các trạm khác. Với cách truyền OFDM, những tín hiệu thông tin từ nhiều trạm được kết hợp trong một dòng dữ liệu ghép kênh đơn. Sau đó dữ liệu này được truyền khi sử dụng khối OFDM được tạo ra từ nhiều sóng mang. Tất cả các sóng mang thứ cấp trong tín hiệu OFDM được đồng bộ thời gian và tần số với nhau, cho phép kiểm soát can nhiễu giữa

những sóng mang. Các sóng mang này chồng lấp nhau trong miền tần số, nhưng không gây can nhiễu giữa các sóng mang (ICI) do bản chất trực giao của điều chế. Với FDM những tín hiệu truyền cần có khoảng bảo vệ tần số lớn giữa những kênh để ngăn ngừa can nhiễu. Điều này làm giảm hiệu quả phổ. Tuy nhiên với OFDM sự trực giao những sóng mang làm giảm đáng kể khoảng bảo vệ cải thiện hiệu quả phổ.

1.2.2. Sơ đồ khối OFDM

Cơ bản hệ thống OFDM có sơ đồ khối tổng quát như sau:



Hình 1.6. Sơ đồ hệ thống OFDM

Đầu tiên, dữ liệu vào tốc độ cao được chia thành nhiều dòng dữ liệu song song tốc độ thấp hơn nhờ bộ chuyển đổi nối tiếp/song song (S/P). Mỗi dòng dữ liệu song song sau đó được đưa qua khối mã hóa dữ liệu và điều chế số để mã hoá dữ liệu dưới dạng số, mã hóa sử dụng thuật toán sửa lỗi tiến (FEC) và được sắp xếp theo một trình tự hỗn hợp. Sau đó, những symbol hỗn hợp này được đưa qua bộ biến đổi IFFT tạo ra đặc trưng trực giao của các sóng mang con. Tín hiệu sau khi được trực giao hóa nhờ bộ IFFT sẽ được chuyển đổi trở về dạng dữ liệu nối tiếp bằng bộ chuyển đổi song song - nối tiếp (P/S). Sau đó, khoảng bảo vệ được chèn vào để giảm nhiễu xuyên ký tự ISI do truyền trên các kênh di động vô tuyến đa đường. Sau khi đã được chèn khoảng bảo vệ, tín hiệu dạng số đó sẽ được chuyển đổi sang dạng tín

hiệu tương tự (D/A) để truyền trên các kênh. Trong quá trình truyền, trên các kênh sẽ có các nguồn nhiễu gây ảnh hưởng như nhiễu trắng cộng AWGN,...

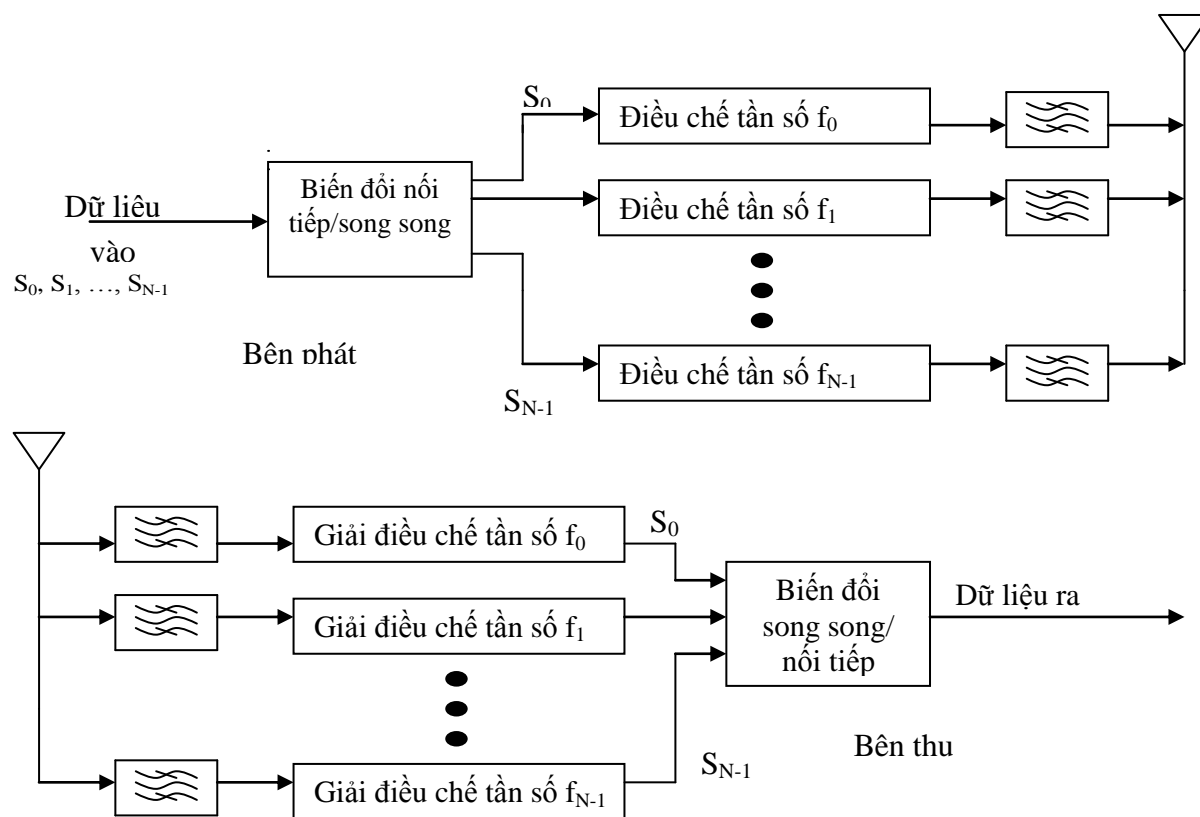
Ở phía thu, quá trình được thực hiện ngược lại với quá trình phát. Tín hiệu được lấy mẫu và sau khi qua bộ biến đổi A/D để chuyển đổi tín hiệu sang dạng số. Tiếp đến, phần CP được loại bỏ. Sau khi loại bỏ khoảng lặp, tín hiệu được đưa qua bộ biến đổi S/P để chuyển từ dạng nối tiếp sang song song, rồi đưa qua bộ biến đổi FFT. Các symbol hỗn hợp thu được sẽ được sắp xếp ngược trở lại và được giải mã. Các symbol song song sau bộ FFT được chuyển về dạng nối tiếp qua bộ P/S. Cuối cùng chúng ta sẽ thu nhận được dòng dữ liệu nối tiếp ban đầu.

1.3. Hệ thống OFDM cơ bản

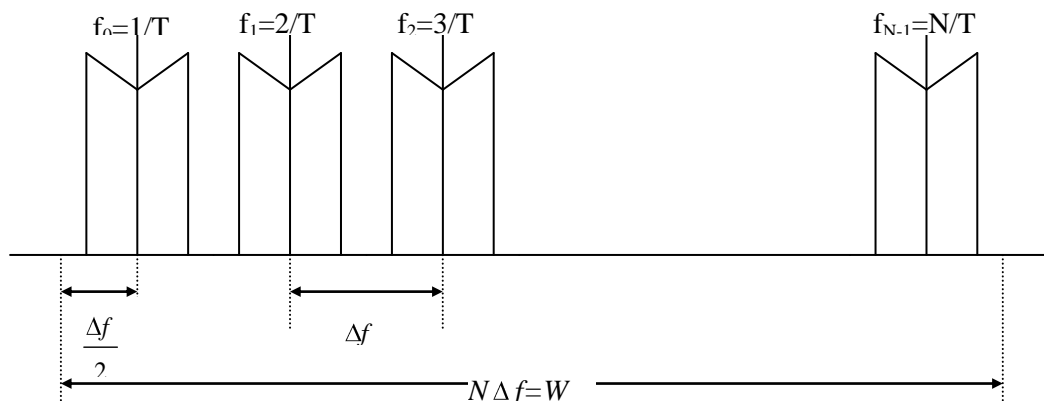
Tất cả các hệ thống truyền thông vô tuyến sử dụng sơ đồ điều chế để ánh xạ tín hiệu thông tin tạo thành dạng có thể truyền hiệu quả trên kênh thông tin. Sơ đồ điều chế phụ thuộc vào tín hiệu thông tin là dạng sóng analog hoặc digital. Các sơ đồ điều chế sóng mang đơn chung cho thông tin số bao gồm khoá dịch biên độ (ASK), khoá dịch tần số (FSK), khoá dịch pha (PSK), điều chế QAM.

Kỹ thuật điều chế đa sóng mang trực giao dựa trên nguyên tắc phân chia luồng dữ liệu có tốc độ cao R (bit/s) thành k luồng dữ liệu thành phần có tốc độ thấp R/k (bit/s); mỗi luồng dữ liệu thành phần được trải phổ với các chuỗi ngẫu nhiên PN có tốc độ R_c (bit/s). Sau đó điều chế với sóng mang thành phần OFDM, truyền trên nhiều sóng mang trực giao. Phương pháp này cho phép sử dụng hiệu quả băng thông kênh truyền, tăng hệ số trải phổ, giảm tạp âm giao thoa ký tự ISI nhưng tăng khả năng giao thoa sóng mang.

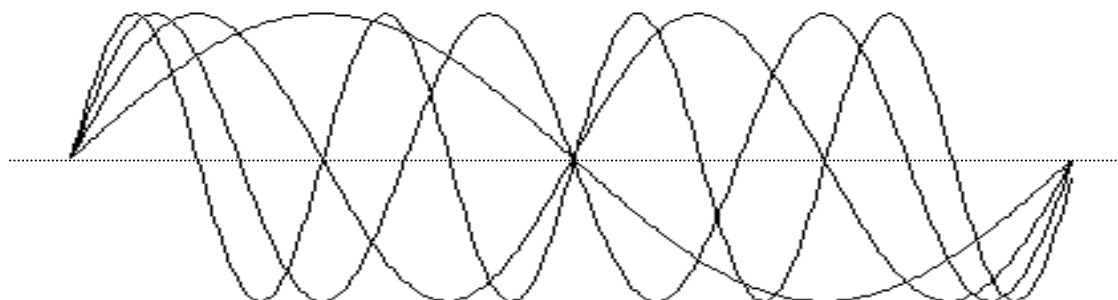
Sau đây là hệ thống OFDM cơ bản:



Hình 1.7. Hệ thống OFDM cơ bản

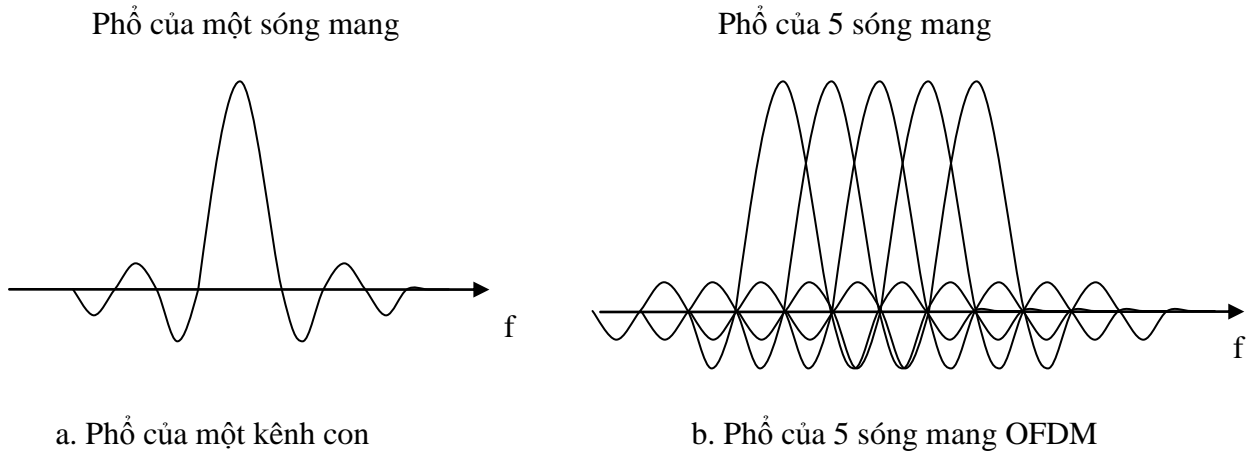


Hình 1.8. Sắp xếp tần số trong hệ thống OFDM



Hình 1.9. Symbol OFDM với 4 sóng mang con

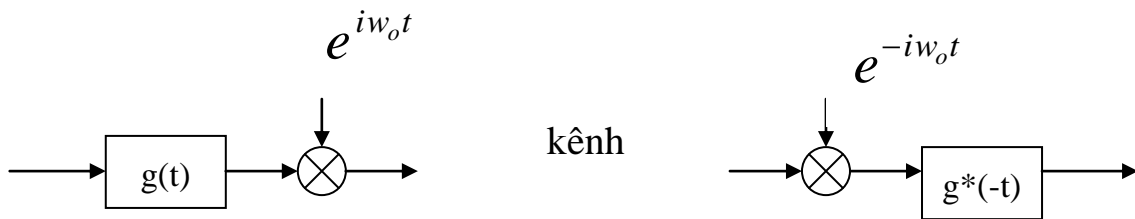
Trong công nghệ FDM truyền thống, các sóng mang được lọc ra riêng biệt để bảo đảm không có sự chồng phổ, do đó không có hiện tượng giao thoa ký tự ISI giữa những sóng mang nhưng phổ lại chưa được sử dụng với hiệu quả cao nhất. Với kỹ thuật OFDM, nếu khoảng cách sóng mang được chọn sao cho những sóng mang trực giao trong chu kỳ ký tự thì những tín hiệu được khôi phục mà không giao thoa hay chồng phổ.



Hình 1.10. Phổ của sóng mang con OFDM

1.4. Đơn sóng mang (Single Carrier)

Hệ thống đơn sóng mang là một hệ thống có dữ liệu được điều chế và truyền đi chỉ trên một sóng mang.

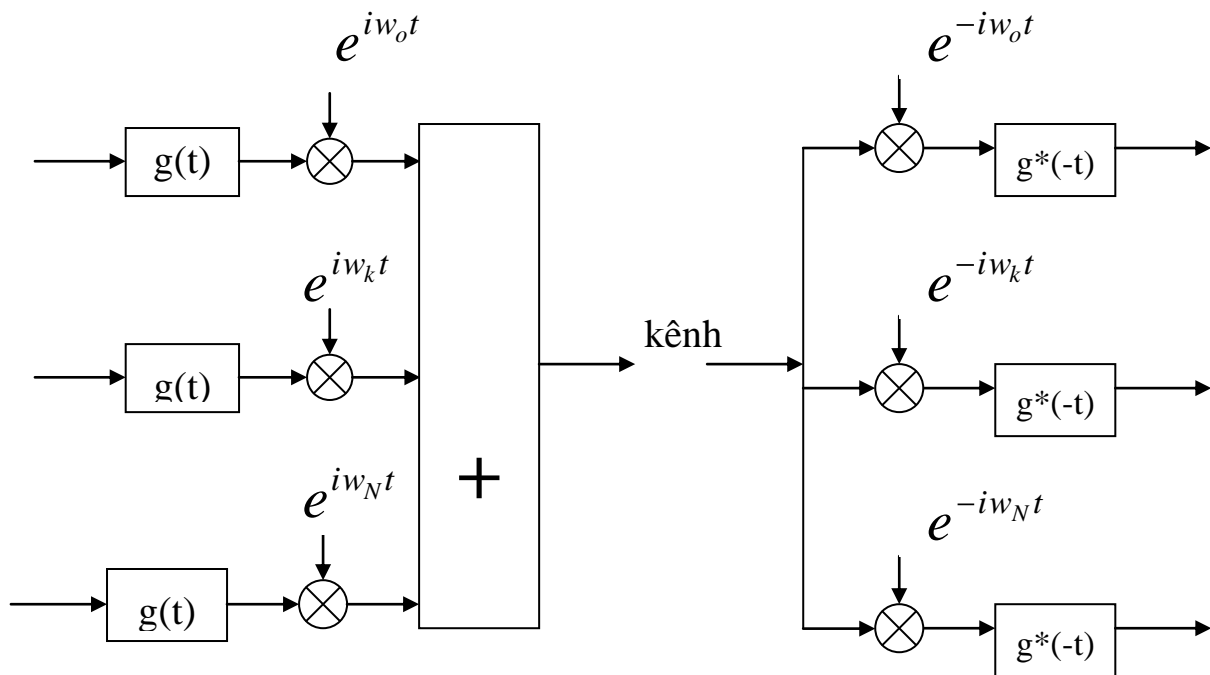


Hình 1.11. Truyền dẫn sóng mang đơn

Hình 1.11. mô tả cấu trúc chung của một hệ thống truyền dẫn đơn sóng mang. Các ký tự phát đi là các xung được định dạng bằng bộ lọc ở phía phát. Sau khi truyền trên kênh đa đường. Ở phía thu, một bộ lọc phối hợp với kênh truyền được sử dụng nhằm cực đại tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) ở thiết bị thu nhận dữ liệu. Đối với hệ thống đơn sóng mang, việc loại bỏ nhiễu giao thoa bên thu cực kỳ phức tạp. Đây chính là nguyên nhân để các hệ thống đa sóng mang chiếm ưu thế hơn các hệ thống đơn sóng mang.

1.5. Đa sóng mang (Multi - Carrier)

Nếu truyền tín hiệu không phải bằng một sóng mang mà bằng nhiều sóng mang, mỗi sóng mang tải một phần dữ liệu có ích và được trải đều trên cả băng thông thì khi chịu ảnh hưởng xấu của đáp tuyến kênh sẽ chỉ có một phần dữ liệu có ích bị mất, trên cơ sở dữ liệu mà các sóng mang khác mang tải có thể khôi phục dữ liệu có ích.



Hình 1. 12. Cấu trúc hệ thống truyền dẫn đa sóng mang

Do vậy, khi sử dụng nhiều sóng mang có tốc độ bit thấp, các dữ liệu gốc sẽ thu được chính xác. Để khôi phục dữ liệu đã mất, người ta sử dụng phương pháp sửa lỗi tiến FEC. Bên máy thu, mỗi sóng mang được tách ra khi dùng bộ lọc thông thường và giải điều chế. Tuy nhiên, để không có can nhiễu giữa các sóng mang (ICI) phải có khoảng bảo vệ khi hiệu quả phổ kém.

OFDM là một kỹ thuật điều chế đa sóng mang, trong đó dữ liệu được truyền song song nhờ vô số sóng mang phụ mang các bit thông tin. Bằng cách này ta có thể tận dụng băng thông tín hiệu, chống lại nhiễu giữa các ký tự, ... Để làm được điều này, một sóng mang phụ cần một máy phát sóng sin, một bộ điều chế và giải điều chế của riêng nó. Trong trường hợp số sóng

mang phụ là khá lớn, để giải quyết vấn đề này, khối thực hiện chức năng biến đổi IDFT/DFT được dùng để thay thế hàng loạt các bộ dao động tạo sóng sin, bộ điều chế, giải điều chế. Hơn nữa, IFFT/FFT được xem là một thuật toán giúp cho việc biến đổi IDFT/DFT nhanh và gọn hơn.

1.6. Tính trực giao (Orthogonal) của tín hiệu OFDM

1.6.1. Tính trực giao

Các tín hiệu là trực giao nhau nếu chúng độc lập tuyến tính với nhau. Trực giao là một đặc tính giúp cho các tín hiệu đa thông tin (multiple information signal) được truyền một cách hoàn hảo trên cùng một kênh truyền thông thường và được tách ra mà không gây nhiễu xuyên kênh. Việc mất tính trực giao giữa các sóng mang sẽ tạo ra sự chồng lấp giữa các tín hiệu mang tin và làm suy giảm chất lượng tín hiệu và làm cho đầu thu khó khôi phục lại được hoàn toàn thông tin ban đầu.

Trong OFDM, các sóng mang con được chồng lấp với nhau nhưng tín hiệu vẫn có thể được khôi phục mà không có nhiễu xuyên giữa các sóng mang kế cận bởi vì giữa các sóng mang con có 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:

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

Trong đó,

K là hằng số không phụ thuộc t , n hoặc m

$f_m^*(t)$ là liên hợp phức của $f_m(t)$

t_1, t_2 là chu kỳ của tín hiệu

Và trong OFDM, tập các sóng mang con được truyền có thể được viết là:

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

Trong đó, $j = \sqrt{-1}$ và $f_n = f_0 + n\Delta f = f_0 + n/T$ (1.3)

f_0 là tần số offset ban đầu

Bây giờ ta chứng minh tính trực giao của các sóng mang con. Xét biểu thức (1.1) ta có :

$$\begin{aligned}
 \int_{t_1}^{t_2} f_n(t) \cdot f_m^*(t) dt &= \int_{t_1}^{t_2} \exp \left\{ j2\pi(n-m)t/T \right\} dt \\
 &= \frac{\exp \left\{ j2\pi(n-m)t_2/T \right\} - \exp \left\{ j2\pi(n-m)t_1/T \right\}}{j2\pi(n-m)/T} \\
 &= \frac{\exp \left\{ j2\pi(n-m)t_2/T \right\} - \exp \left\{ j2\pi(n-m)(t_1 - t_2)/T \right\}}{j2\pi(n-m)/T} \\
 &= 0 \quad \text{với } n \neq m
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

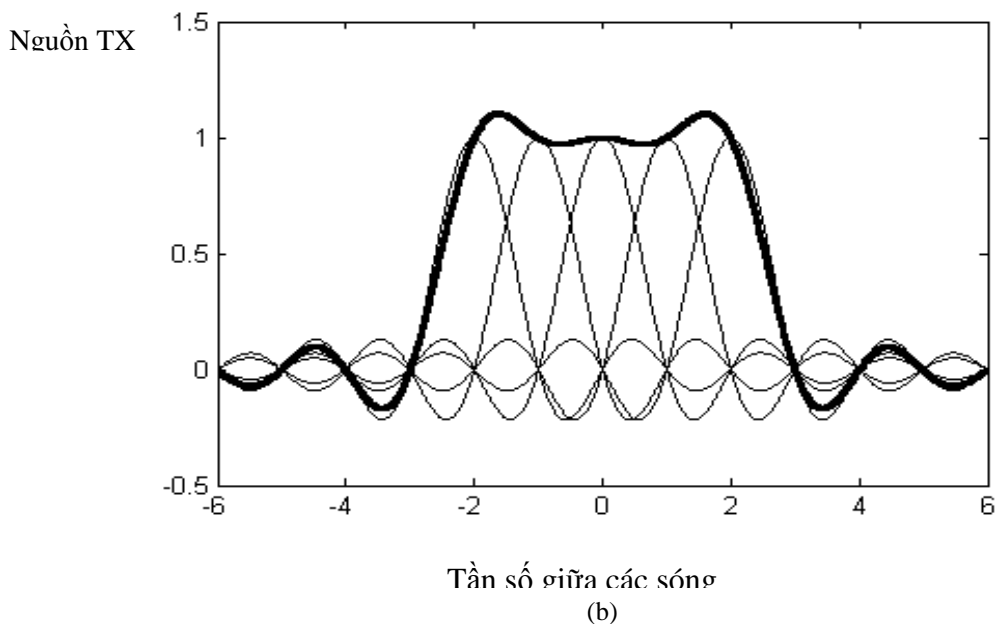
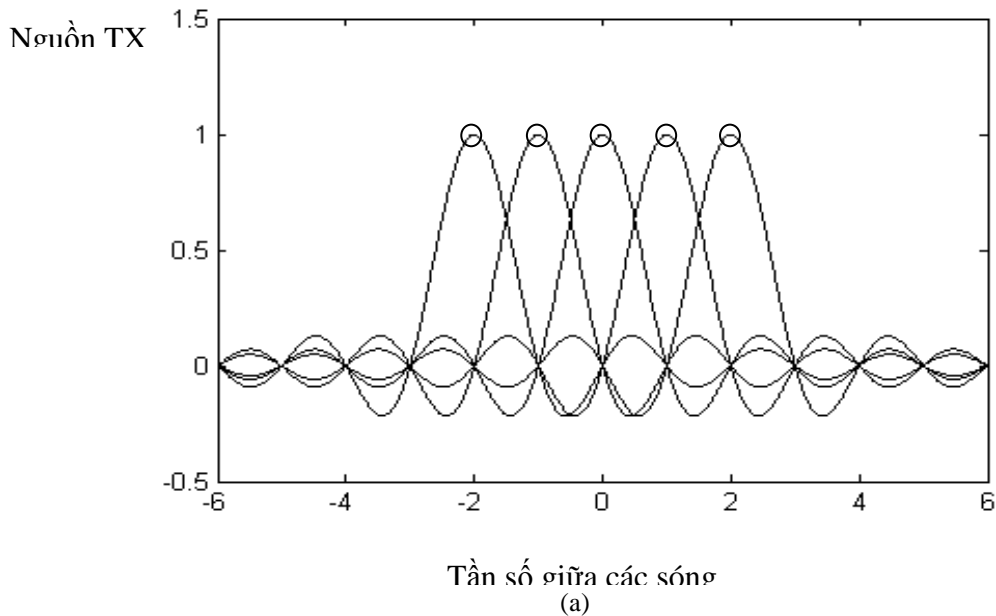
Nếu các sóng mang con trực giao nhau thì biểu thức (1.1) phải xảy ra, tức biểu thức (1.4) luôn đúng. Khi $n=m$ thì tích phân trên bằng $T/2$ không phụ thuộc vào n, m . Vì vậy, nếu như các sóng mang con cách nhau một khoảng bằng $1/T$, thì chúng sẽ trực giao với nhau trong khoảng $t_2 - t_1$ là bội số của T . OFDM đạt được tính trực giao trong miền tần số bằng cách phân bố mỗi khoảng tín hiệu thông tin vào các sóng mang con khác nhau. Tín hiệu OFDM được hình thành bằng cách tổng hợp các sóng sin, tương ứng với một sóng mang con. Tần số băng gốc của mỗi sóng mang con được chọn là bội số của nghịch đảo khoảng thời symbol, vì vậy tất cả sóng mang con có một số nguyên lần chu kỳ trong mỗi symbol.

1.6.2. Trực giao trong miền tần số của tín hiệu OFDM

Một cách khác để xem xét tính trực giao của tín hiệu OFDM là xem phổ của nó. Phổ của tín hiệu OFDM chính là tích chập của các xung dirac tại các tần số sóng mang với phổ của xung hình chữ nhật (bằng 1 trong khoảng thời gian symbol, bằng 0 tại các vị trí khác). Phổ biên độ của xung hình chữ nhật là $\text{sinc}(\pi fT)$. Hình dạng của hình sinc có một búp chính hẹp và nhiều búp phụ có biên độ suy hao chậm với các tần số xa trung tâm. Mỗi sóng mang con có một đỉnh tại tần số trung tâm và bằng không tại tất cả các tần số là bội số của $1/T$. Hình 1.13. mô tả phổ của tín hiệu OFDM.

Tính trực giao là kết quả của việc đỉnh của mỗi sóng mang con tương ứng với các giá trị không của tất cả các sóng mang con khác. Khi tín hiệu này được tách bằng cách sử dụng biến đổi Fourier rời rạc (DFT), phổ của

chúng không liên tục như hình 1.13_(a), mà là những mẫu rời rạc. Phổ của tín hiệu lấy mẫu tại các giá trị '0' trong hình vẽ. Nếu DFT được đồng bộ theo thời gian, các mẫu tần số chồng lấp giữa các sóng mang con không ảnh hưởng tới bộ thu. Giá trị đỉnh đo được tương ứng với giá trị 'null' của tất cả các sóng mang con khác do đó có tính trực giao giữa các sóng mang con.

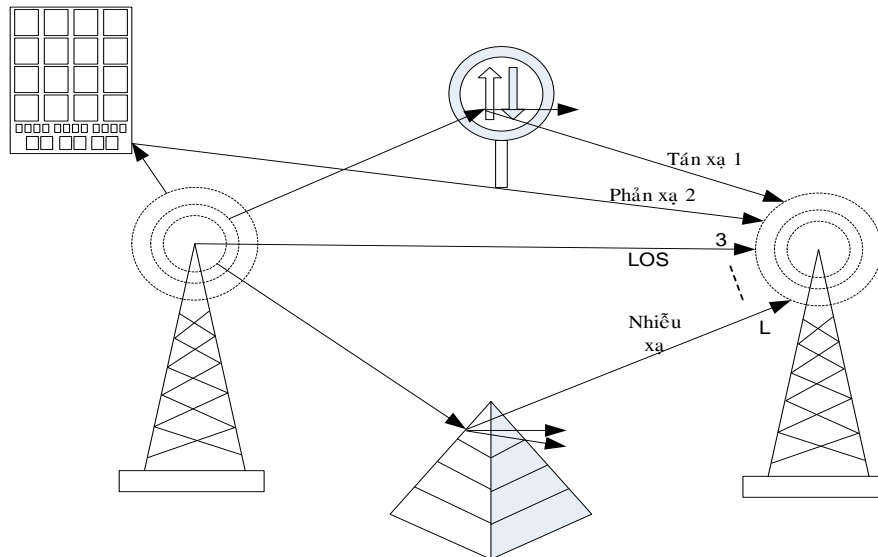


Hình 1.13. Đáp ứng tần số của các sóng mang con
(a) Mô tả phổ của mỗi sóng mang con và mẫu tần số rời rạc được nhìn thấy của bộ thu OFDM.
(b) Mô tả đáp ứng tổng cộng của 5 sóng mang con đường tô đậm).

1.7. Đặc tính kênh truyền vô tuyến trong hệ thống OFDM

1.7.1. Đặc trưng kênh đa đường

Trong thông tin di động vô tuyến, ngoài việc giải quyết vấn đề nhiễu trên đường truyền tin cần giải quyết nhiều vấn đề phát sinh từ môi trường truyền như: máy thu - phát di chuyển; đường truyền phát - thu bị chắn; tín hiệu bị phản xạ, khúc xạ, tán xạ trước khi tới được máy thu (hình 1.14.). Do vậy tín hiệu nhận được tại bộ thu là tổ hợp của nhiều đường truyền, các tín hiệu đó có thể mạnh, yếu khác nhau hay thời gian truyền nhanh, chậm không đồng đều hay thậm chí tần số tín hiệu đã bị dịch đi đôi chút. Để đặc trưng cho những yếu tố tác động ấy, người ta đưa ra hai thông số, độ trải trễ và độ dịch tần Doppler, giúp cho việc đánh giá kênh được chính xác hơn.



Hình 1.14. Mô tả truyền tín hiệu đa đường tới máy thu

Thông số độ trải trễ là đại lượng thể hiện độ trễ cũng như cường độ trung bình của kênh truyền. Đại lượng căn trung bình bình phương trải trễ (gọi là trải trễ rms) được tính toán dựa vào biên độ và thời gian trễ của các đường truyền như sau:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \left(\frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \right)^2} \quad (1.5)$$

Trong đó, σ_{τ} trải trễ rms, $P(\tau_k)$ là công suất tại thời gian trễ τ_k .

Bên cạnh đó, trễ trội cực đại (X dB) cũng là đại lượng thể hiện mức độ ảnh hưởng của kênh truyền. Trễ trội cực đại là thời gian trễ mà năng lượng đa đường giảm thấp hơn X dB. Vì do sự phản xạ là vô hạn, nên không thể “chờ” thu để thu hết tín hiệu phản xạ rồi giải mã mà cần chấp nhận “bỏ” một phần tín hiệu phản xạ quá yếu (nhỏ hơn X dB) để đảm bảo thời gian.

Các thông số độ trải trễ mới chỉ là đặc trưng kênh về mặt thời gian, còn băng thông kết hợp là đặc trưng cho kênh về tần số. Đó là dải tần trên đó kênh có thể coi là bằng phẳng (cho tần số đi qua với hệ số bằng nhau và pha tuyến tính).

Trải trễ và băng thông kết hợp là các thông số mô tả bản chất phân tán thời gian của kênh trong một vùng cục bộ, tuy nhiên nó không thể hiện về sự thay đổi theo thời gian của kênh do sự chuyển động của máy thu đối với máy phát. Độ dịch tần Doppler là thông số biểu thị sự di chuyển ấy. Khi một tần số f_c phát tới máy thu, mà máy thu chuyển động tương đối với máy phát vận tốc v , hướng di động lệch góc φ thì tần số thu được sẽ dịch đi:

$$f_d = |f_c - f| = \frac{v}{c} f_c \cos\varphi = \frac{v}{\lambda_c} \cos\varphi \quad (1.6)$$

Với $\varphi = 0$, nghĩa là máy thu di chuyển hướng thẳng về phía máy phát thì độ dịch tần Doppler là tối đa, và $f_{d\max} = \frac{v}{\lambda_c}$.

Nếu v là vận tốc tối đa của máy di động thì tần số thu được sẽ nằm trong khoảng $\lfloor f_c - f_{d\max} \rfloor \div \lceil f_c + f_{d\max} \rceil$. Cùng với đó, thời gian kết hợp là một đại lượng biểu thị cho sự tác động của dịch tần Doppler về mặt thời gian. Thời gian kết hợp chính là khoảng thời gian trong đó đáp ứng xung của kênh có thể coi là không đổi. Tức là, khi 2 tín hiệu cách nhau một khoảng nhỏ hơn thời gian kết hợp sẽ có tương quan biên độ lớn. Nếu nghịch đảo độ rộng của tín hiệu băng cơ sở lớn hơn thời gian kết hợp kênh thì kênh sẽ suy giảm nhanh (gây méo tại bộ thu). Ngược lại, khi nghịch đảo độ rộng băng cơ sở nhỏ hơn thời gian kết hợp kênh thì kênh sẽ suy giảm chậm.

1.7.2. Vấn đề ISI, ICI trong hệ thống OFDM

Nhiều ISI và ICI là hai loại nhiễu thường gặp nhất do ảnh hưởng của kênh truyền ngoài nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN). ISI (Inter Symbol Interference) là hiện tượng nhiễu liên ký tự, ISI gây ra do trải trễ đa đường. Để giảm ISI, cách tốt nhất là giảm tốc độ dữ liệu. Nhưng với nhu cầu hiện nay là yêu cầu tốc độ truyền phải tăng nhanh. Do đó giải pháp này là không thể thực hiện được. Đề nghị đưa ra để giảm ISI và đã được đưa vào ứng dụng thực tế là chèn tiền tố lặp CP vào mỗi ký tự OFDM. Ngoài nhiễu ISI, nhiễu ICI cũng tác động không nhỏ đến chất lượng tín hiệu thu được, do đó việc tìm hiểu nó cũng rất quan trọng để nâng cao chất lượng của hệ thống OFDM.

- ***Nhiều liên ký tự ISI (InterSymbol Interference)***

Trong môi trường đa đường, ký tự phát đến đầu vào máy thu với các khoảng thời gian khác nhau thông qua nhiều đường khác nhau. Sự mở rộng của chu kỳ ký tự gây ra sự chồng lấn giữa ký tự hiện thời với ký tự trước đó và kết quả là có nhiễu liên ký tự ISI. Trong OFDM, ISI thường đề cập đến nhiễu của một ký tự OFDM với ký tự trước đó.

Trong các hệ thống đơn sóng mang, ISI là một vấn đề khá nan giải. Lí do là độ rộng băng tần tỉ lệ nghịch với khoảng thời gian ký hiệu. Do vậy, muốn tăng tốc độ truyền dữ liệu trong các hệ thống này, tức là giảm khoảng thời gian ký hiệu, vô hình dung đã làm tăng khoảng trải trễ. Lúc này hệ thống rất nhạy với trải trễ. Và việc thêm khoảng bảo vệ khó triệt tiêu hết ISI. Phương án giải quyết được lựa chọn là tạo các đường truyền thẳng bằng cách nâng chiều cao anten hệ thống thu và phát nhằm lấy đường truyền. Tuy nhiên, đó cũng không phải là một cách hiệu quả.

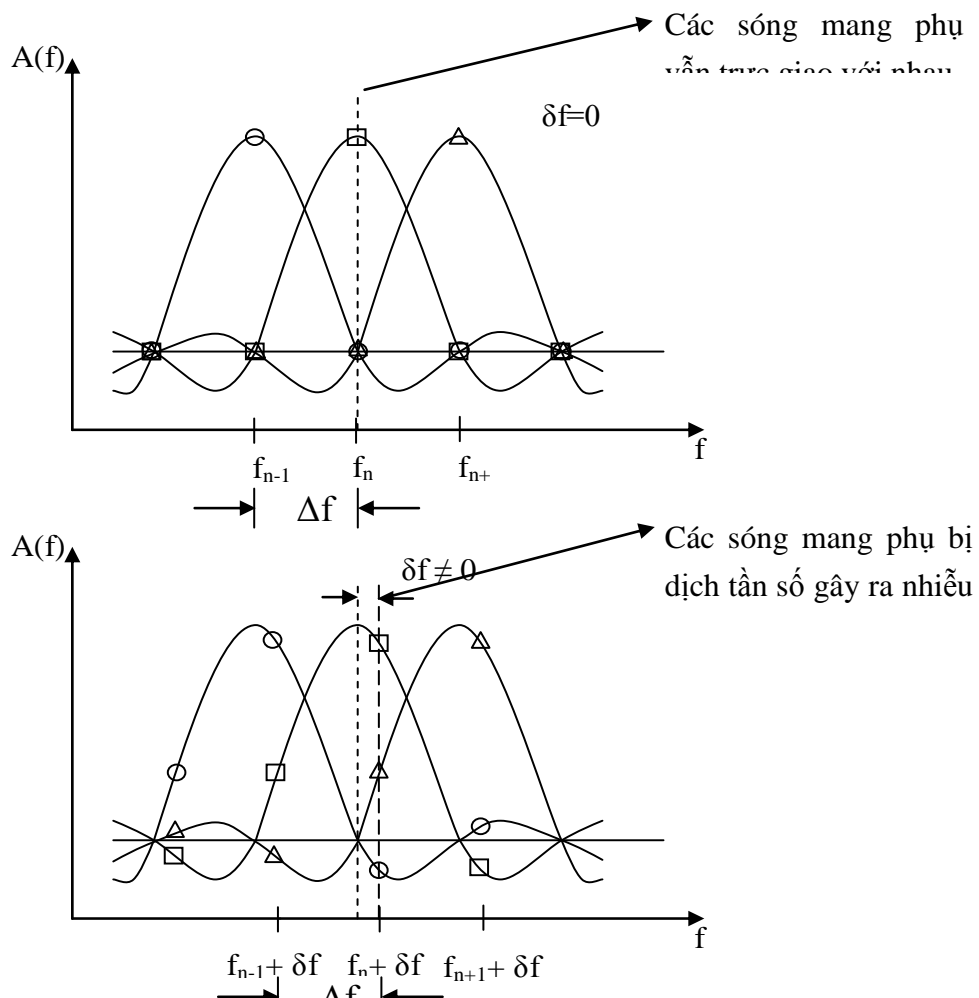
Một trong những lý do quan trọng nhất để sử dụng kỹ thuật OFDM là kỹ thuật này có khả năng giải quyết một cách hiệu quả vấn đề trải trễ đa đường. Bằng cách chia nhỏ luồng dữ liệu thành N_s luồng song song điều chế sóng mang con, chu kỳ một symbol được tăng lên N_s lần, , tốc độ symbol thấp hơn N_s lần so với truyền dẫn đơn sóng mang. Do đó sẽ làm giảm tỉ lệ giữa trải trễ đa đường với chu kỳ symbol xuống N_s lần. Để loại bỏ ISI một cách gần như triệt để, khoảng thời gian bảo vệ được thêm vào mỗi symbol

OFDM. Khoảng thời gian được chọn sao cho lớn hơn trải trễ ước lượng của kênh, để các thành phần đa đường từ một symbol không thể gây nhiễu lên symbol kế cận.

- **Nhiễu liên sóng mang ICI (InterCarrier Interference)**

Trong OFDM, phổ của các sóng mang chồng lấn nhưng vẫn trực giao với sóng mang khác. Điều này có nghĩa là tại tần số cực đại của phổ mỗi sóng mang thì phổ của các sóng mang khác bằng không. Máy thu lấy mẫu các ký tự dữ liệu trên các sóng mang riêng lẻ tại điểm cực đại và điều chế chúng tránh nhiễu từ các sóng mang khác. Nhiễu gây ra bởi các dữ liệu trên sóng mang kế cận được xem là nhiễu xuyên kênh (ICI) như ở hình 1.17.

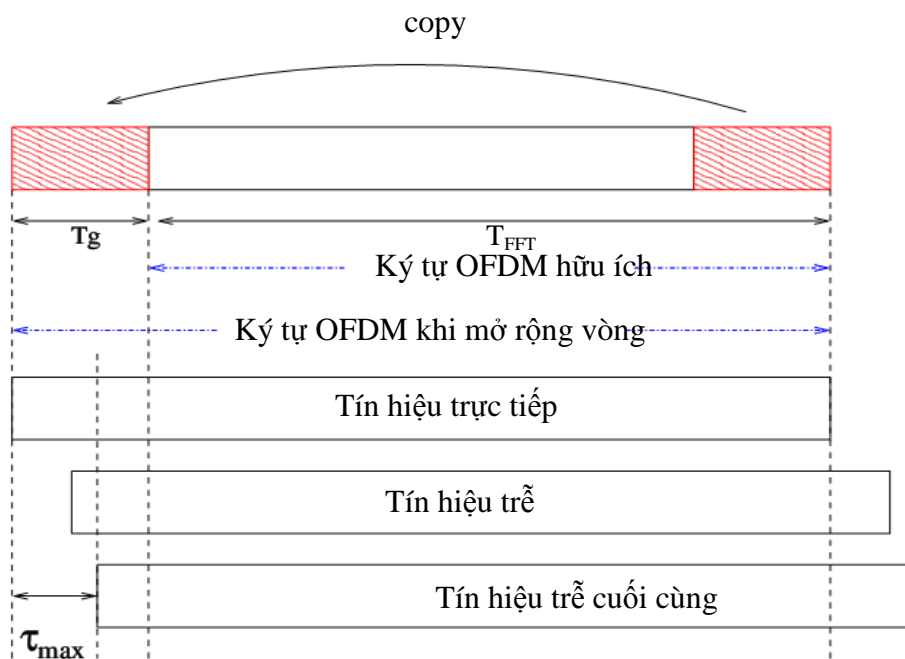
ICI xảy ra khi kênh đa đường khác nhau trên thời gian ký tự OFDM. Dịch Doppler trên mỗi thành phần đa đường gây ra dịch tần số trên mỗi sóng mang, kết quả là mất tính trực giao giữa chúng. ICI cũng xảy ra khi một ký tự OFDM bị nhiễu ISI. Sự lệch tần số sóng mang của máy phát và máy thu cũng gây ra nhiễu ICI trong hệ thống OFDM.



Hình 1.15. Lỗi dịch tần số gây nhiễu ICI trong hệ thống OFDM

1.7.3. Tiền tố lặp CP (Cyclic Prefix) trong hệ thống OFDM

Tiền tố lặp (CP) là một kỹ thuật xử lý tín hiệu trong OFDM nhằm hạn chế đến mức thấp nhất ảnh hưởng của nhiễu xuyên ký tự (ISI), nhiễu xuyên kênh (ICI) đến tín hiệu OFDM, đảm bảo yêu cầu về tính trực giao của các sóng mang phụ. Để thực hiện kỹ thuật này, trong quá trình xử lý, tín hiệu OFDM được lặp lại có chu kỳ và phần lặp lại ở phía trước mỗi ký tự OFDM được sử dụng như là một khoảng thời gian bảo vệ giữa các ký tự phát kế nhau. Vậy sau khi chèn thêm khoảng bảo vệ, thời gian truyền một ký tự (T_S) lúc này bao gồm thời gian khoảng bảo vệ (T_g) và thời gian truyền thông tin có ích T_{FFT} (cũng chính là khoảng thời gian bộ IFFT/FFT phát đi một ký tự).



Hình 1.16. Mô tả tiền tố lặp

Ta có:
$$T_S = T_g + T_{FFT} \quad (1.7)$$

Ký tự OFDM lúc này có dạng:

$$x_T(n) = \begin{cases} x(n+N) & n = -N, -N+1, \dots, -1 \\ x(n) & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1.8)$$

Tỉ lệ của khoảng bảo vệ T_g và thời khoảng ký tự hữu ích T_{FFT} bị hạn chế nhằm đảm bảo hiệu suất sử dụng dải tần và nó còn phụ thuộc vào từng ứng dụng khác nhau. Nếu tỉ lệ đó lớn tức là T_g tăng làm giảm hiệu suất hệ thống. Tuy nhiên, nó phải bằng hoặc lớn hơn giá trị trải trễ cực đại τ_{max} nhằm duy trì tính trực giao giữa các sóng mang con và loại bỏ được các xuyên nhiễu ICI, ISI. Ở đây, giá trị trải trễ cực đại là một thông số xuất hiện khi tín hiệu truyền trong không gian chịu ảnh hưởng của hiện tượng đa đường.

Tiền tố lặp (CP) có khả năng loại bỏ nhiễu ISI, nhiễu ICI vì nó cho phép tăng khả năng đồng bộ (đồng bộ ký tự, đồng bộ tần số sóng mang) trong hệ thống OFDM.

1.8. Điều chế số tín hiệu

Trong hệ thống OFDM, tín hiệu đầu vào là ở dạng bit nhị phân. Do đó, điều chế trong OFDM là các quá trình điều chế số và có thể lựa chọn trên yêu cầu hoặc hiệu suất sử dụng băng thông kênh. Dạng điều chế có thể qui định bởi số bit vào M và số phức $d_n = a_n + b_n$ ở đầu ra. Ví dụ, các ký tự a_n, b_n có thể được chọn là $\{\pm 1, \pm 3\}$ cho 16 QAM và $\{\pm 1\}$ cho QPSK.

M	Dạng điều chế	a_n, b_n
2	BPSK	± 1
4	QPSK	± 1
16	16 - QAM	$\pm 1, \pm 3$
64	64 - QAM	$\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$

Một tín hiệu OFDM bao gồm tổng hợp các sóng mang con, các sóng mang con được điều chế bằng cách sử dụng khóa dịch pha PSK hoặc điều chế biên độ vuông góc QAM. Chúng ta sẽ xét đến phương pháp điều chế QAM.

Trong hệ thống PSK, các thành phần đồng pha và vuông pha được kết hợp với nhau tạo thành một tín hiệu đường bao không đổi. Tuy nhiên, nếu loại bỏ loại này và để cho các thành phần đồng pha và vuông pha có thể độc lập với nhau thì ta được một sơ đồ mới gọi là điều biên cầu phương điều chế biên độ sóng mang QAM (điều chế biên độ góc). Ở sơ đồ điều chế này, sóng

mang bị điều chế cả biên độ lẫn pha. Điều chế QAM là có ưu điểm là tăng dung lượng truyền dẫn số.

Dạng tổng quát của điều chế QAM, 14 mức (m - QAM) được xác định như sau:

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t); (0 \leq t \leq T) \quad (1.9)$$

Trong đó,

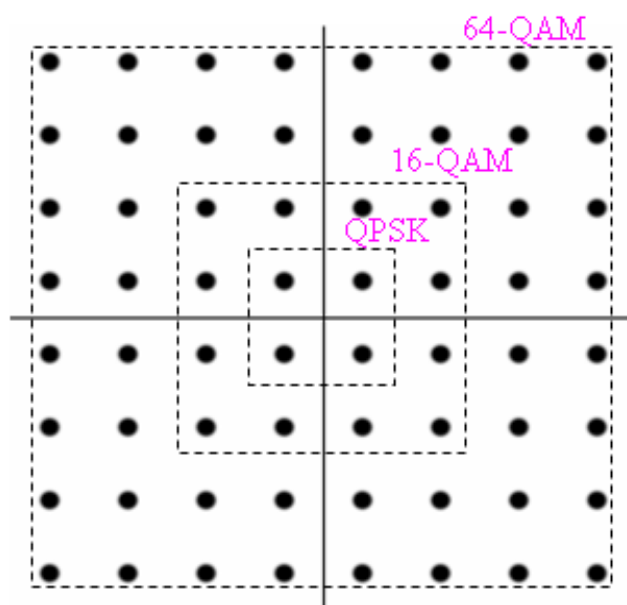
E_0 : năng lượng của tín hiệu có biên độ thấp nhất

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

Tín hiệu sóng mang gồm hai thành phần vuông góc được điều chế bởi một tập hợp bản tin tín hiệu rời rạc. Vì thế có tên là " điều chế tín hiệu vuông góc".

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

$$\begin{aligned} \Phi_1(t) &= -\sqrt{\frac{2}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t) & 0 \leq t \leq T \\ \Phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} a_i \sin(2\pi f_c t) & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (1.10)$$



Hình 1.17. Chùm tín hiệu M - QAM

Chương 2.

ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ ĐA SÓNG MANG TRONG OFDM

2.1. Các phép biến đổi

2.1.1. Biến đổi DFT/IDFT

Khi tín hiệu tương tự là một tín hiệu tuần hoàn với chu kỳ N, tức là:

$$\tilde{x}(n) = \tilde{x}(n + N) \quad -\infty < n < \infty \quad (2.1)$$

Như vậy $\tilde{x}(n)$ có thể biểu diễn bằng tổng rời rạc, ta có thể thay thế công thức tích phân bằng công thức tổng. Biểu diễn Fourier của một dãy tuần hoàn là:

$$\tilde{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2.2a)$$

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2.2b)$$

Đây là sự biểu diễn chính xác của dãy tuần hoàn. Bây giờ ta xét đến dãy có độ dài hữu hạn, tức là các giá trị nằm ngoài khoảng $0 \leq n \leq N-1$ đều bằng không, biến đổi Z của dãy đó sẽ là:

$$X(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) Z^{-n} \quad (2.3)$$

Nếu tính $X(Z)$ tại N điểm cách đều nhau trên vòng tròn đơn vị, tức là $Z_k = e^{j\frac{2\pi}{N}k}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, ta sẽ được:

$$X\left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

Nếu ta cấu trúc một dãy thành vô hạn, bằng cách lặp lại dãy $x(n)$ như sau:

$$\tilde{x}(k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(k+rN) \quad (2.5)$$

Ta dễ dàng thấy rằng tính $X\left(e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right)$ bằng phương trình (2.2a). Như vậy một dãy có độ dài hữu hạn có thể sử dụng biến đổi Fourier rời rạc (Discrete Fourier Transform_DFT) theo công thức:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.6a)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.6b)$$

Rõ ràng rằng phương trình (2.6) và (2.2) chỉ khác nhau là bỏ kí hiệu \sim (kí hiệu chỉ tính tuần hoàn) và hạn chế trong khoảng $0 \leq k \leq N-1, 0 \leq n \leq N-1$. Tuy nhiên một điều quan trọng khi sử dụng biểu diễn DFT là tất cả các dãy được xét đến như là tuần hoàn. Tức là DFT thực sự là sự biểu diễn của dãy tuần hoàn đưa ra trong phương trình (2.5). Một điểm khác là khi biểu diễn DFT được sử dụng thì các chỉ số dãy phải được thể hiện phần dư của N (mod). Điều này xuất phát từ thực tế là nếu x(n) có độ dài N thì

$$\tilde{x}(k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(k+rN) = x(n \bmod N) = x(k) \quad (2.7)$$

Kí hiệu dấu ngoặc đơn kép ở trên để chỉ tính chu kỳ lặp lại của biểu diễn DFT. Một đặc điểm hiển nhiên nhất là dãy dịch chuyển được dịch đi phần dư của N.

Biểu diễn DFT có những ưu điểm sau

- DFT, X(k) có thể được xem như cấp độ lấy mẫu của biến đổi Z (hoặc biến đổi Fourier) của dãy hữu hạn.
- DFT có các thuộc tính rất giống với nhiều thuộc tính hữu ích của biến đổi Z và biến đổi Fourier.
- Giá trị N của X(k) có thể tính rất hiệu quả bằng cách sử dụng các thuật toán như FFT (Fast Fourier Transform).

Sau đây là một số tính chất quan trọng của biến đổi DFT

Bảng 2.1. Các dãy và DFT của nó

Các tính chất	Dãy miền n	DFT N điểm
1. Tính tuyến tính	$ax_1(n)+bx_2(n)$	$aX_1(k)+bX_2(k)$
2. Tính dịch chuyển theo thời gian	$x((n+n_0))_N$	$e^{j\frac{2\pi}{N}kn_0} X(k)$
3. Đảo trục thời gian	$x((-n))_N$	$X^*(k)$
4. Tích chập của hai dãy	$\sum_{m=0}^{N-1} x(n-h)w(n-m)$	$X(k).H(k)$
5. Tích của hai dãy	$x(n).w(n)$	$\frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} X(k)W(k-r)$

Chuyển đổi Fourier nhanh (FFT) là thuật toán giúp cho việc tính toán DFT nhanh và gọn hơn. Từ công thức (2.6) ta thấy thời gian tính DFT bao gồm:

- Thời gian thực hiện phép nhân phức.
- Thời gian thực hiện phép cộng phức.
- Thời gian đọc các hệ số $e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.
- Thời gian truyền số liệu.

Trong đó chủ yếu là thời gian thực hiện phép nhân phức. Vì vậy, muốn giảm thời gian tính toán DFT thì người ta tập trung chủ yếu vào việc giảm thời gian thực hiện phép nhân phức. Mà thời gian thực hiện phép nhân phức tỉ lệ với số phép nhân. Do đó để giảm thời gian tính DFT thì người ta phải giảm được số lượng phép tính nhân bằng cách sử dụng thuật toán FFT. Để tính trực tiếp cần N^2 phép nhân. Khi tính bằng FFT số phép nhân chỉ còn $\frac{N}{2} \log_2 N$. Vì vậy tốc độ tính bằng FFT nhanh hơn tính trực tiếp là $\frac{2N}{\log_2 N}$.

Ngoài ra FFT cũng có ưu điểm giúp tiết kiệm bộ nhớ bằng cách tính tại chỗ.

2.2. Phép biến đổi FFT/IFFT (Fast Fourier Transform)

Ở trên chúng ta đã biết biến đổi Fourier rời rạc (DFT). Nhưng trong tính toán, để tăng tốc độ tính, người ta đã tìm ra thuật toán tính DFT một cách nhanh chóng và hiệu quả được gọi là phép biến đổi nhanh Fourier.

Như chúng ta đã biết, DFT của dãy $x(n)$ là:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

trong đó

$$W_N^{kn} = e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right)$$

Biến đổi Fourier rời rạc ngược (IDFT) của $X(k)$ là:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

Trong công thức (2.8) và (2.9), cả $x(n)$ và $X(k)$ đều có thể là số phức

$$x(n) = a(n) + jb(n)$$

$$X(k) = A(k) + jB(k)$$

Do đó

$$A(k) + jB(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [a(n) + jb(n)] \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right] \quad (2.10)$$

hoặc

$$A(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[a(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) + b(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right] \quad (2.11)$$

$$B(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[b(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) + a(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right] \quad (2.12)$$

Các biểu thức (2.8) và (2.9) chỉ khác nhau về dấu của số mũ của W và ở hệ số tỉ lệ lên $1/N$. vì vậy mọi lý luận về cách tính biểu thức (2.8) đều được áp dụng cho biểu thức (2.9) với một vài thay đổi nhỏ về dấu và hệ số tỉ lệ. Trước hết chúng ta xem xét qua cách tính trực tiếp DFT với một số nhận xét và lưu ý sau:

- Một phép nhân số phức tương đương với bốn phép nhân số thực

- Số lượng phép tính chỉ là tương đối, ví dụ như phép nhân với $W=1$ trong thực tế không cần thực hiện nhưng ta vẫn tính, vì n lớn nên các phép tính kiểu này sẽ không đáng kể.
- Thời gian làm một phép nhân (t_n), trong máy tính vụn năng lớn hơn rất nhiều thời gian làm một phép cộng (t_c). Vì vậy chúng ta phải quan tâm làm giảm nhỏ phép nhân là chính. Thời gian phụ (t_p) làm các công việc khác như truyền số liệu, đọc các hệ số sẽ có thể tạm bỏ qua. Do vậy độ phức tạp tính toán trên phương diện thời gian sẽ tỉ lệ với số phép tính số học (số phép tính nhân là chính và số phép tính cộng).

Việc tính $X(k)$ tương đương với việc tính phần thực $A(k)$ và phần ảo $B(k)$. Ta thấy rằng đối với mỗi giá trị của k , việc tính toán trực tiếp $X(k)$ cần $4N$ phép nhân số thực và $(4N-2)$ phép cộng số thực. Vì $X(k)$ phải tính cho các giá trị khác nhau của k , cho nên cách tính trực tiếp DFT của một dãy $x(n)$ cần có $4N^2$ phép tính nhân thực và $N(4N-2)$ phép cộng số thực. Hay nói cách khác cần có N^2 phép nhân số phức và $N(N-1)$ phép cộng số phức. Do số lần tính toán và do đó thời gian tính toán tỉ lệ gần đúng với N^2 nên rõ ràng rằng số phép toán số học cần có để tính trực tiếp DFT sẽ trở lên rất lớn khi N tăng. Do vậy mọi thuật toán đều cố gắng tìm mọi cách làm giảm số phép tính, đặc biệt là số phép nhân.

Chúng ta sẽ xét một vài thuật toán FFT cơ bản nhất và hiệu quả, các thuật toán này có số phép tính tỉ lệ với $N \cdot \log_2(N)$. Nguyên tắc cơ bản của tất cả các thuật toán là dựa trên việc phân tích cách tính DFT của một dãy N điểm (gọi tắt là DFT N điểm) thành các phép tính DFT của các dãy nhỏ hơn. Nguyên tắc này đã dẫn đến các thuật toán khác nhau và tất cả đều giảm đáng kể thời gian tính toán. Trong phần này chúng ta sẽ xét đến hai lớp cơ bản nhất của thuật toán FFT: Thuật toán FFT phân chia theo thời gian và phân chia theo tần số.

2.2.1. Thuật toán FFT phân chia theo thời gian

Nguyên tắc chung

Nguyên tắc cơ bản nhất của tất cả các thuật toán FFT là dựa trên việc phân tách DFT N điểm thành DFT nhỏ hơn (tức là số điểm tính DFT nhỏ

hơn). Theo cách này chúng ta sẽ khai thác cả tính tuần hoàn và tính đối xứng của W .

* Tính đối xứng $W^{k(N-n)} = W^{kn}$

* Tính tuần hoàn $W^{kn} = W^{k(N+N)} = W^{k(N)} = W^{k(N)} = W^{k(N)}$

Thuật toán phân chia dựa trên việc phân chia dãy $x(n)$ thành các dãy nhỏ hơn gọi là thuật toán phân chia theo thời gian, vì chỉ số n thường được gắn với thời gian. Nguyên tắc của thuật toán này được minh họa rõ rệt nhất khi ta xem xét trường hợp N lấy các giá trị đặc biệt: N là lũy thừa của 2, (do đó nó còn có tên là FFT cơ số 2), tức là $N=2^M$.

Do N là một số chẵn nên ta có thể tính $X(k)$ bằng cách tách $x(n)$ thành hai dãy, mỗi dãy có $N/2$ điểm, một dãy chứa điểm lẻ của $x(n)$ và một dãy chứa điểm chẵn của $x(n)$. Cụ thể từ công thức tính $X(k)$ ta có:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

Sau khi tách dãy $x(n)$ thành các dãy đánh số chẵn và số lẻ, ta có:

$$X(k) = \sum_{n=\text{chẵn}}^{N-1} x(n) W_N^{kn} + \sum_{n=\text{lẻ}}^{N-1} x(n) W_N^{kn}$$

hoặc bằng cách thay thế biến $n=2r$ đối với N chẵn và $n=2r+1$ đối với N là lẻ

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) W_N^{(2r+1)k} \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_N^{2rk} + W_N^k \cdot \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) W_N^{2rk} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Bởi vì $W_N^2 = W_{N/2}$, $W_N^2 = e^{-j2\frac{2\pi}{N}} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}} = W_{N/2}$ nên biểu thức (2.13) có thể

viết lại thành:

$$X(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_{N/2}^{rk} + W_N^k \cdot \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) W_{N/2}^{rk}$$

Đặt $X_0(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_{N/2}^{rk}$ (X_0 tương ứng với r chẵn)

$$\text{và } X_1(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(r+1) W_{N/2}^{rk} \quad (X_1 \text{ tương ứng với } r \text{ lẻ})$$

ta có

$$X(k) = X_0(k) + W^k \cdot X_1(k) \quad (2.14)$$

Có thể thấy ngay $X_0(k)$ và $X_1(k)$ chính là DFT của $N/2$ điểm, trong đó $X_0(k)$ là DFT $N/2$ điểm của các điểm đánh số chẵn của dãy $x(n)$ ban đầu, còn $X_1(k)$ là DFT $N/2$ điểm đánh số lẻ của dãy ban đầu. Mặc dù chỉ số k của dãy $X(k)$ chạy qua N giá trị: $k=0, 1, \dots, N-1$ nhưng ta chỉ cần tính $X_0(k)$ và $X_1(k)$ với k chạy từ 0 đến $N/2 - 1$, do $X_0(k)$ và $X_1(k)$ tuần hoàn với chu kỳ $N/2$. Sau khi hai DFT $X_0(k)$ và $X_1(k)$ tương ứng được tính, chúng sẽ được kết hợp với nhau để tạo ra DFT N điểm là $X(k)$.

Bây giờ ta có thể sơ bộ tính số phép nhân và cộng cần có cho cách tính DFT kiểu này. Ta biết rằng một DFT N điểm nếu tính trực tiếp thì cần N^2 phép nhân phức và khoảng N^2 (chính xác là $N(N-1)$) phép cộng phức. Sau khi phân tách thành 2 DFT $N/2$ điểm ta cần $2(N/2)^2$ phép nhân phức và khoảng $2(N/2)^2$ phép cộng phức để thực hiện $X_0(k)$ và $X_1(k)$. Sau đó ta mất thêm N phép nhân phức để thực hiện nhân giữa W^k và $X_1(k)$ và thêm N phép cộng phức để tính $X(k)$ từ $X_0(k)$ và $W^k \cdot X_1(k)$. Tổng cộng lại ta cần $2N + 2(N/2)^2 = 2N + N^2/2$ phép nhân phức và phép cộng phức để tính tất cả các giá trị $X(k)$. Dễ dàng kiểm tra lại rằng với $N > 2$ thì $2N + N^2/2$ sẽ nhỏ hơn N^2 . Như vậy với N chẵn ta đã chia nhỏ DFT N điểm thành 2 DFT $N/2$ điểm với số phép tính và thời gian tính nhỏ hơn. Với $N/2$ là một số chẵn thì lại hoàn toàn tương tự, ta lại có thể chia DFT $N/2$ điểm thành các DFT $N/4$ điểm. Nếu số N có dạng $N=2^M$ thì ta có thể chia đôi như vậy M lần, cho đến khi số điểm tính DFT là bằng 2. Do việc liên tục chia 2 nên người ta còn gọi FFT cơ số 2 để phân biệt FFT cơ số 4 nếu $N=4^M$. Cụ thể $X_0(k)$ có thể lại được tách như sau:

$$X_0(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(r) W_{N/2}^{rk} = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} g(l) W_{N/2}^{rk}$$

tương tự như trước, ta đặt $l=2r$ để tách $g(r)$ thành hai dãy chẵn lẻ

$$\begin{aligned}
X_0(k) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} g(l) W_{N/2}^{2lk} + \sum_{l=0}^{N/2-1} g(l+1) W_{N/2}^{(l+1)k} \\
&= \sum_{l=0}^{N/2-1} g(l) W_{N/2}^{2lk} + W_{N/2}^k \sum_{l=0}^{N/2-1} g(l+1) W_{N/2}^{2lk} \\
&= X_{00}(k) + W_{N/2}^k X_{01}(k)
\end{aligned}$$

Như vậy $X_0(k)$ lại được tách thành 2 DFT là $X_{00}(k)$ và $X_{01}(k)$. Với $X_{00}(k)$ là DFT của dãy $g(r)$ có chỉ số chẵn và $X_{01}(k)$ là DFT của dãy $g(r)$ có chỉ số lẻ. Công việc được làm hoàn toàn tương tự cho $X_1(k)$.

Cuối cùng việc phân tách như vậy dẫn đến các DFT 2 điểm, khi đó các hệ số W thực sự mang giá trị đặc biệt là 1 và -1 nên trong thực tế không phải làm phép nhân nữa và việc phân chia cũng dừng lại ở đây.

Với $N=2^M$, số lần phân chia là M lần. Số phép tính nhân và cộng phức cần thực hiện sau $M=\log_2 N$ phân chia có thể tính như sau: tương ứng với mỗi lần phân chia ta cần N phép nhân phức để nhân các kết quả của DFT của tầng trước với hệ số W tương ứng và N phép cộng phức để nhóm kết quả lại với nhau. Tổng cộng lại, ta chỉ cần $N \cdot \log_2 N$ phép nhân phức và $N \log_2 N$ phép cộng phức để thực hiện FFT.

2.2.2. Thuật toán FFT cơ số 2 phân chia theo tần số

Nguyên tắc chung

Ở trên chúng ta đã trình bày thuật toán FFT dựa trên việc phân chia nhỏ dãy vào $x(n)$ để phân tách việc tính DFT N điểm thành các DFT nhỏ hơn. Trong phần này chúng ta sẽ xem xét thuật toán FFT dựa trên việc phân tách dãy ra $X(k)$ thành các dãy nhỏ hơn theo cùng một cách phân tách dãy $x(n)$. Do chỉ số k của dãy $X(k)$ gắn liền với thang tần số nên các thuật toán này được gọi là các thuật toán FFT phân chia theo tần số.

Với giả thiết $N=2^M$, ta có thể chia dãy vào thành hai nửa, một nửa chứa $N/2$ mẫu đầu, $x(n)$ với $n=0, 1, \dots, N/2-1$, nửa sau chứa $N/2$ mẫu còn lại, ta có:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{kn} + \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n) W_N^{kn}$$

hoặc

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n) W_N^{kn} + W_N^{N/2 k} \sum_{n=0}^{N/2-1} x\left(n + \frac{N}{2}\right) W_N^{kn}$$

Với $W_N^{N/2} = -1$ và kết hợp tổng lại ta có:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \left[x(n) + (-1)^k x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{kn}$$

xét $k=2r$ (k chẵn) và $k=2r+1$ (k lẻ) ta nhận được $X(2r)$ và $X(2r+1)$ tương ứng với dãy ra chỉ số chẵn và dãy ra chỉ số lẻ:

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{2rn} \quad \text{với } r=0, 1, \dots, (N/2-1)$$

$$X(2r+1) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n W_N^{2rn}$$

Do $W_N^{2rn} = W_{N/2}^{rn}$ nên ta có thể thấy ngay $X(2r)$ chính là DFT $N/2$ điểm của dãy $g(n)=x(n)+x(n+N/2)$; $g(n)$ là tổng của nửa đầu của dãy $x(n)$ với nửa sau dãy $x(n)$. Còn $X(2r+1)$ là DFT $N/2$ điểm của tích W với dãy $h(n)=x(n)-x(n+N/2)$; $h(n)$ là hiệu của nửa đầu dãy $x(n)$ với nửa sau của dãy $x(n)$. Như vậy DFT N điểm của dãy $x(n)$ có thể được tính như sau:

Trước hết tạo ra hai dãy $h(n)$ và $g(n)$, sau đó thực hiện $W.h(n)$. Cuối cùng thực hiện DFT của hai dãy này, ta sẽ có các điểm ra $X(k)$ chỉ số chẵn và $X(k)$ chỉ số lẻ.

Với mỗi DFT $N/2$ điểm ta lại tiến hành hoàn toàn tương tự như đã làm ở trên để tách mỗi DFT $N/2$ điểm thành 2 DFT $N/4$ điểm. Cứ thế cho đến khi DFT cuối cùng là các DFT hai điểm. Qua quá trình như vậy tại mỗi lần phân tách, ta cần $N/2$ phép nhân và tất cả có $M=\log_2 N$ lần phân tách. Số phép nhân tổng cộng là $\frac{N}{2} \log_2 N$, bằng với phép nhân trong cách tính theo phương pháp phân chia theo thời gian, số phép cộng cũng như vậy.

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

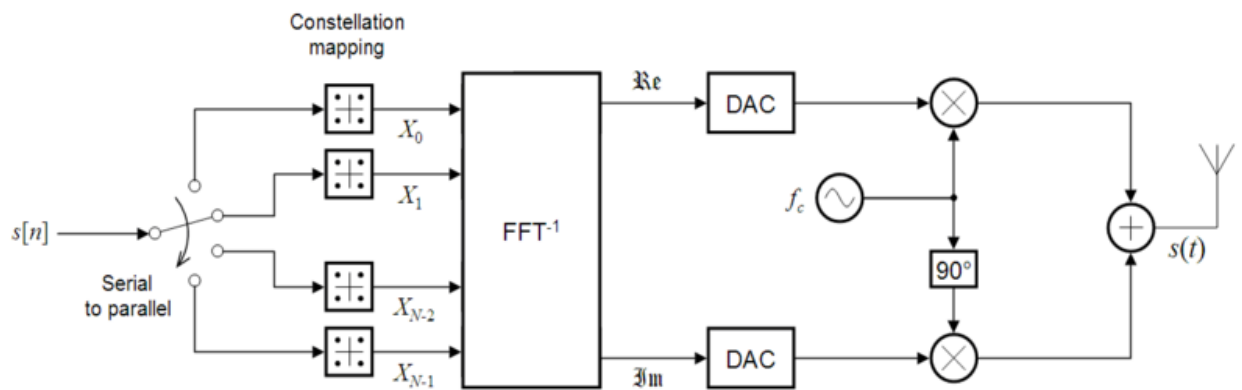
2.3.1. Sơ đồ điều chế OFDM dùng thuật toán IFFT

Theo Fourier thì tín hiệu có thể phân tích thành tập hợp của những sóng hình sin trực giao với nhau. Vì thế người ta lợi dụng đặc tính trực giao của tập hợp trực giao này để điều chế tín hiệu trong OFDM:

- Tín hiệu sẽ được phân ra mỗi kênh ghép trên một sóng hình sin, hay chính là biến nó thành hệ số của từng tần số trong miền tần số. Như vậy đảm bảo các kênh được điều chế trên các sóng mang trực giao nhau.

- Dùng IFFT để chuyển toàn bộ tín hiệu (của tất cả các kênh) về miền thời gian để phát đi. Như vậy tín hiệu của kênh này sẽ không xen kẽ sang kênh khác mà không cần khoảng tần số bảo vệ giữa các kênh.

- Mỗi lần thực hiện IFFT, mỗi sóng mang con, hay mỗi kênh tần số trực giao ở đầu vào của IFFT chỉ mang thông tin của một tín hiệu cho mỗi kênh, và chúng trực giao với nhau. Đây là lý do phải dùng IFFT mà không thể dùng FFT ở đầu phát.



Hình 2.1. Sơ đồ bên phát khi điều chế OFDM dùng IFFT

2.3.2. Hoạt động của bên phát khi điều chế OFDM dùng IFFT

Từ công thức (2.9) ta có: $x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k W_N^{-kn}$, $n = 0, 1, \dots, N-1$

trong đó

$$W_N^{kn} = e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = W_N^{-kn} = \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right)$$

nên ta có:

$$\text{Re} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$\text{Im} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

tín hiệu sau biến đổi DAC:

$$\text{Re} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos\left(\frac{2\pi k}{N} f_s t\right)$$

$$\text{Im} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sin\left(\frac{2\pi k}{N} f_s t\right)$$

Điều chế với sóng mang có tần số f_c :

$$\begin{aligned} \text{Out1} = \text{Re} \times \cos(2\pi f_c t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos\left(\frac{2\pi k}{N} f_s t\right) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \left[\cos\left(2\pi \left(\frac{k}{N} f_s + f_c\right) t\right) + \cos\left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{N} f_s\right) t\right) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Out2} = \text{Im} \times \sin(2\pi f_c t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sin\left(\frac{2\pi k}{N} f_s t\right) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \left[\cos\left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{N} f_s\right) t\right) - \cos\left(2\pi \left(f_c + \frac{k}{N} f_s\right) t\right) \right] \end{aligned}$$

từ đó ta có:

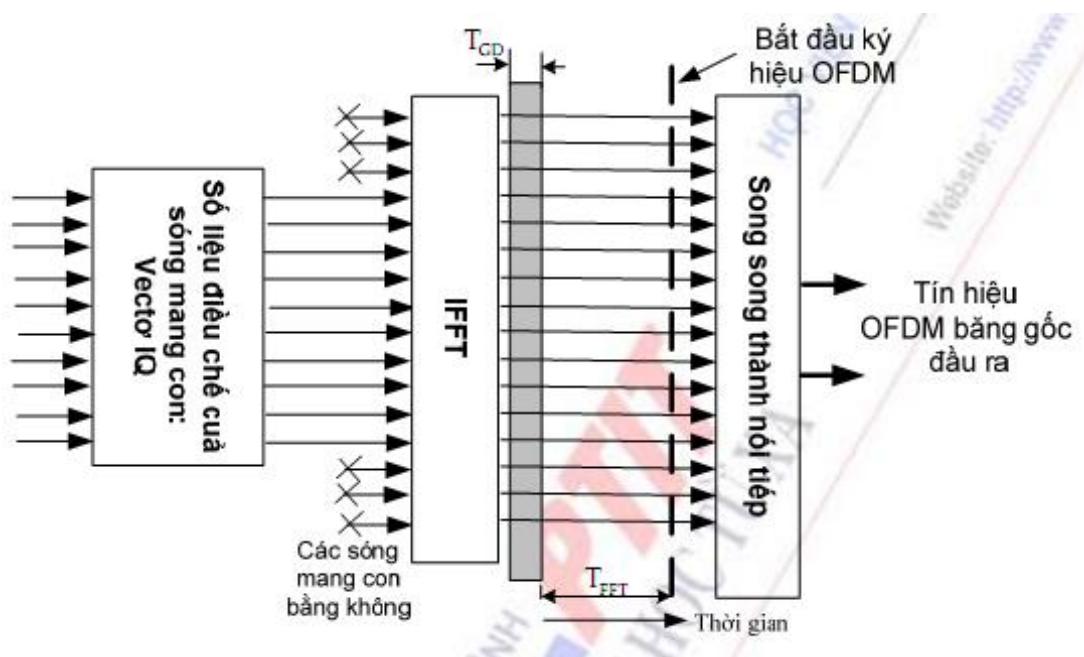
$$s = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos\left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{N} f_s\right) t\right)$$

Một tín hiệu sóng mang OFDM là tổng các sóng mang thành phần trực giao, với dữ liệu băng cơ sở trên mỗi sóng mang phụ được điều chế độc lập, thường sử dụng điều chế biên độ vuông góc (QAM) hay khóa dịch pha (PSK). Tín hiệu băng gốc tổng hợp thường được sử dụng để điều chỉnh sóng mang RF chính $s(n)$, là một luồng nối tiếp các số nhị phân. Bằng ghép kênh ngược, đầu tiên giải mã kênh thành những luồng song song, và mỗi một ánh xạ tới một luồng kí hiệu (có thể là phức) sử dụng một số điều chế chòm sao (QAM, PSK, ...). Lưu ý rằng các chòm sao có thể khác nhau, do đó một số luồng có thể có tốc độ bit cao hơn những luồng khác.

Một FFT ngược được tính toán trên mỗi tập hợp các kí hiệu, đưa ra một tập hợp các mẫu trong miền thời gian phức. Những mẫu này sau đó được trộn vuông góc với dải thông trong các tiêu chuẩn. Các thành phần thực và ảo đầu tiên chuyển đổi sang tương tự bằng cách sử dụng các bộ chuyển đổi số-tương tự (DACs), các tín hiệu tương tự sau đó được sử dụng để điều

chỉnh sóng cosin và sin tại tần số sóng mang tương ứng. Những tín hiệu này sau đó được tổng hợp để cung cấp cho các tín hiệu truyền dẫn.

Hoạt động của tầng IFFT được thể hiện bằng hình 2.2.



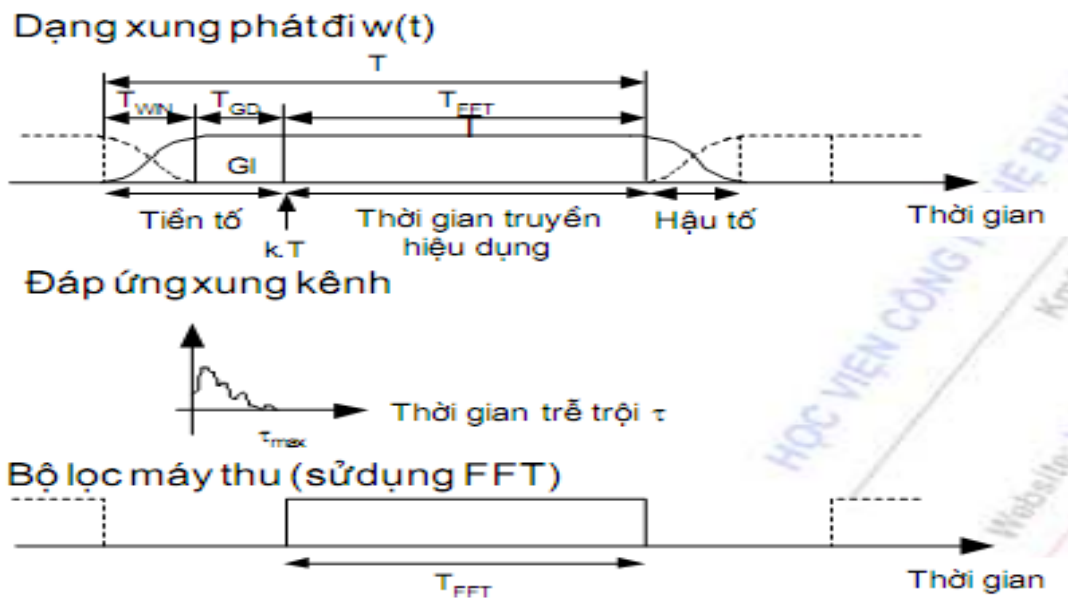
Hình 2.2. Nguyên lý của tầng IFFT

Trong miền tần số, trước khi đưa IFFT mỗi mẫu rời rạc của IFFT tương ứng với một sóng mang con. Hầu hết các sóng mang con được điều chế bởi số liệu lưu lượng. Các sóng mang con bên ngoài không bị điều chế và biên độ được đặt bằng không. Các sóng mang con không điều chế này được dùng để tạo ra băng tần để bảo vệ trước tần số Nyquist và để đảm bảo độ dốc của bộ lọc tương tự.

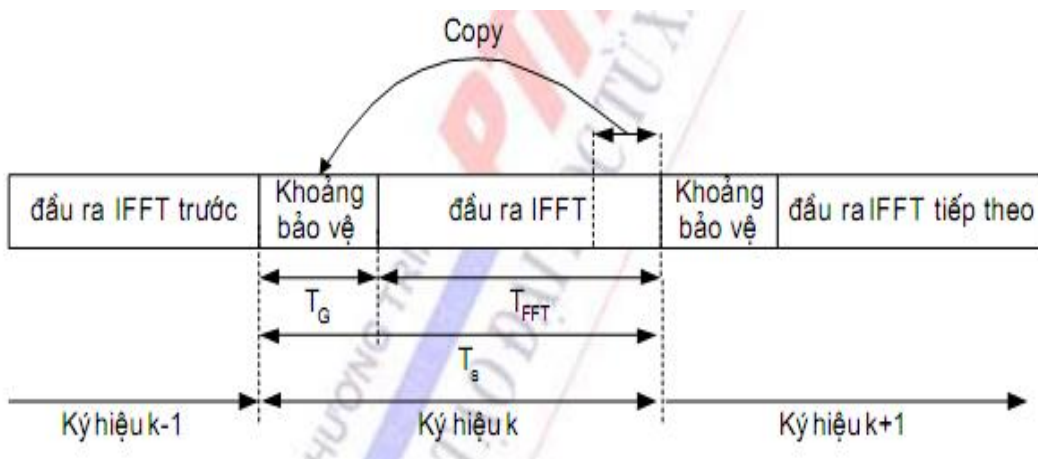
Sau IFFT tín hiệu OFDM băng gốc được đưa lên bộ chèn khoảng bảo vệ và tạo cửa sổ. Tại đây tín hiệu OFDM được chèn đoạn tiền tố chu trình đóng vai trò khoảng bảo vệ và chèn đoạn mở cổng tiền và hậu tố để tạo dạng phổ (hình 2.3)

Thời gian của khoảng bảo vệ được ký hiệu là T_{GD} được chọn lớn hơn thời gian trễ trễ cực đại của kênh truyền. Vì thế phần hiệu dụng của tín hiệu thu (đoạn T_{FFT}) có thể coi là tích chập của tín hiệu OFDM với đáp ứng xung kim của kênh. Đoạn bảo vệ được đưa vào để duy trì tính trực giao của các sóng mang con và tính độc lập của các tín hiệu OFDM nối tiếp nhau khi tín hiệu OFDM được truyền trên kênh vô tuyến đa đường. Việc

duy trì tính trực giao của các sóng mang con cho phép tránh được ICI (inter-carrier interference: nhiễu giữa các sóng mang) và việc duy trì tính độc lập giữa các ký hiệu cho phép tránh được ISI (inter-symbol interference: nhiễu giữa các ký hiệu). Khoảng bảo vệ là một tiền tố có chu trình, nó được sao chép phần cuối cùng của ký hiệu OFDM được truyền trước đó (xem hình 2.4)



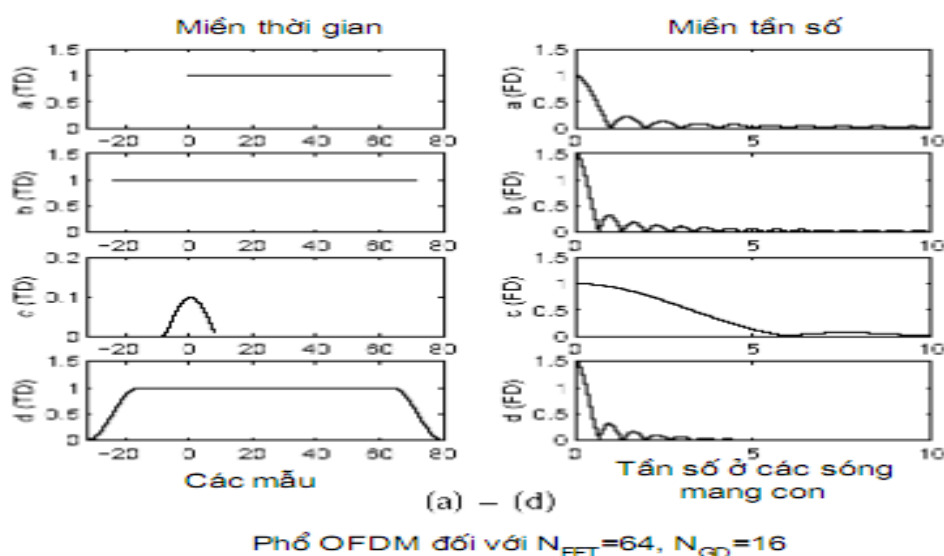
Hình 2.3. Dạng ký hiệu sau khi chèn và lập cửa sổ phía phát đáp ứng xung kim của kênh và ký hiệu OFDM hiệu dụng được lấy ra ở phía thu.



Hình 2.4. Chèn khoảng bảo vệ

Xung chữ nhật có độ rộng phổ rất lớn do các búp bên của biến đổi Fourier có dạng sin. Tạo cửa sổ là một kỹ thuật giảm các búp bên này và nhờ

vậy giảm công suất phát ngoài băng. Trong hệ thống OFDM cửa sổ phải được sử dụng không ảnh hưởng lên tín hiệu trong thời gian hiệu dụng của nó. Vì thế các phần mở rộng theo chu kỳ như hình 2.5. Tạo cửa sổ cho xung phát sử dụng hàm cosin tăng có thể coi là tích chập của xung chữ nhật có độ dài T với nửa sóng sin như hình 2.5. Trong miền tần số tích chập này tương đương với nhân phổ sin của xung chữ nhật với phổ của nửa sóng sin. Từ hình 2.5. ta thấy việc nhân này cho phép giảm các búp bên của phổ xung phát. Trên hình 2.5. (a) các giá trị phổ bằng xảy ra tại các vị trí i . $\Delta F = i/T_{FFT}, i = \{\pm 1; \pm 2; \dots\}$, nghĩa là tại các vị trí đặt các sóng mang con lân cận. Việc mở rộng xung đến xung đến độ dài $T = T_{FFT} + T_{GD} + T_{WIN}$ giảm khoảng cách giữa các giá trị phổ bằng không xuống còn $1/T$ hình 2.5. (b). Hàm tạo cửa sổ hình 2.5. (c) nhận các giá trị không tại $\{\pm 3/2; \pm 5/2; \pm 7/2; \dots\} / T_{WIN}$. Tích phổ trên hình 2.5. (b) và hình 2.5. (c) cho ta kết quả của tạo cửa sổ hình 2.5. (d). Nhận xét hình 2.5. (d) ta thấy nhờ tạo cửa sổ các búp bên giảm đáng kể.

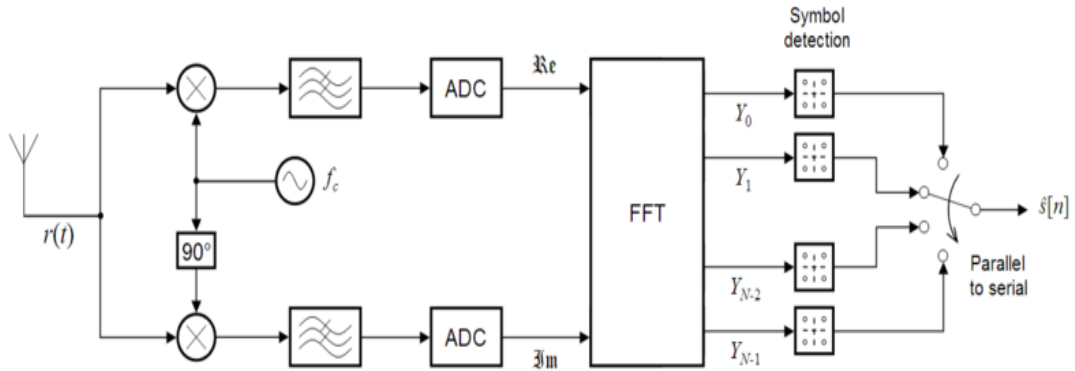


Hình 2.5. (a) Dạng xung và phổ của ký hiệu OFDM hiệu dụng (được thực hiện bởi IFFT); (b) Xung độ dài T và phổ của nó; (c) Xung nửa sin được sử dụng để tạo dạng xung và phổ của nó; (d) Xung phát $w(t)$ và phổ của nó.

Các độ dài xung thường được đo bằng số mẫu, trong đó N_{FFT} , N_{GD} và N_{WIN} xác định số mẫu trong phần hiệu dụng, khoảng bảo vệ và khoảng tạo cửa sổ.

2.4. Thực hiện bộ giải điều chế OFDM bằng thuật toán FFT

2.4.1. Sơ đồ điều chế OFDM dùng thuật toán FFT



Hình 2.6. Sơ đồ bên thu khi điều chế OFDM dùng thuật toán FFT

2.4.2. Hoạt động của bên thu khi điều chế OFDM dùng FFT

Tín hiệu thu:

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cos\left(2\pi\left(f_c - \frac{k}{N}f_s\right)t\right)$$

Qua bộ nhân với tần số f_c :

$$\begin{aligned} Out1 &= r(t) \cos(2\pi f_c t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cos\left(2\pi\left(f_c - \frac{k}{N}f_s\right)t\right) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \left[\cos\left(2\pi \frac{k}{N} f_s t\right) + \cos\left(2\pi\left(2f_c - \frac{k}{N}f_s\right)t\right) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Out2 &= r(t) \sin(2\pi f_c t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cos\left(2\pi\left(f_c - \frac{k}{N}f_s\right)t\right) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \left[\sin\left(2\pi\left(2f_c - \frac{k}{N}f_s\right)t\right) + \sin\left(2\pi \frac{k}{N} f_s t\right) \right] \end{aligned}$$

Qua bộ lọc thông thấp loại bỏ đi thành phần tần số $\left(2f_c - \frac{k}{N}f_s\right)$,

và qua bộ chuyển đổi ADC ta được:

$$Re = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \cos\left(\frac{2\pi k n}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$Im = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \sin\left(\frac{2\pi k n}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

Đầu ra sau bộ FFT ta thu được

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

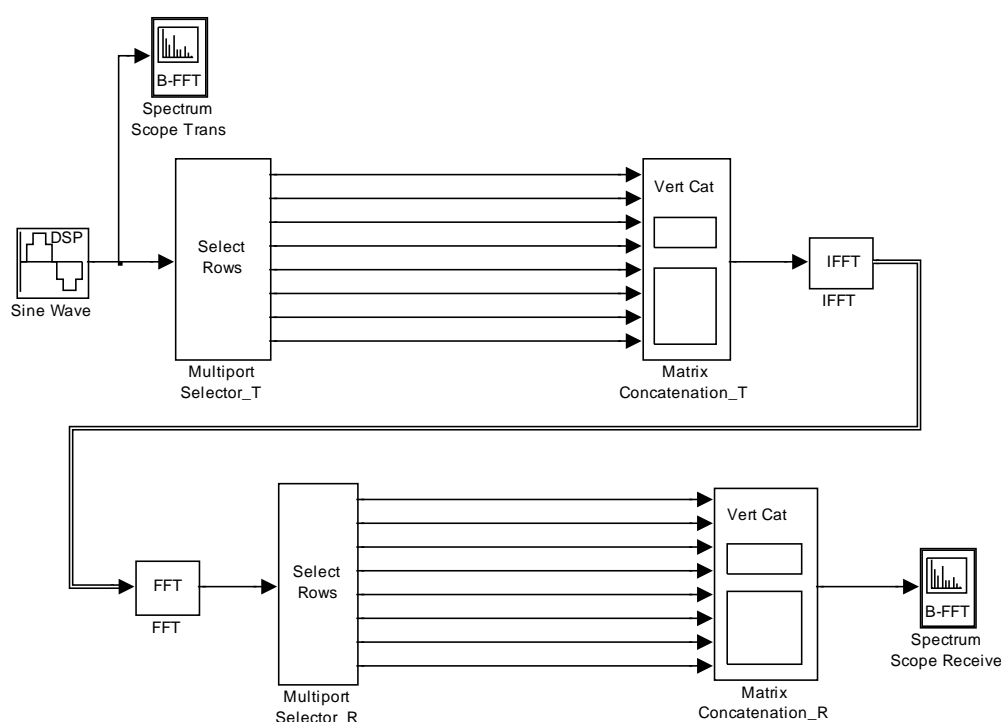
Bộ thu nhận các tín hiệu $r(t)$, sau đó trộn vuông góc xuống bằng gốc bằng cách sử dụng sóng cosin và sin tại tần số sóng mang. Điều này cũng tạo ra tín hiệu trung tâm có tần số $2f_c$, do đó bộ lọc thông thấp được sử dụng để loại bỏ chúng. Các tín hiệu băng gốc sau đó lấy mẫu và số hóa bằng cách sử dụng bộ chuyển đổi tương tự số (ADCs), và cho qua bộ biến đổi FFT để chuyển ngược trở lại miền tần số.

Điều này trả lại về luồng song song N đường, mỗi đường trong đó được chuyển thành luồng nhị phân bằng cách sử dụng một bộ tách kí hiệu thích hợp. Luồng này sau đó lại kết hợp thành một luồng nối tiếp, đó là một ước lượng của dòng nhị phân ban đầu tại máy phát.

Chương 3.

MÔ PHÒNG ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ ĐA SÓNG MANG

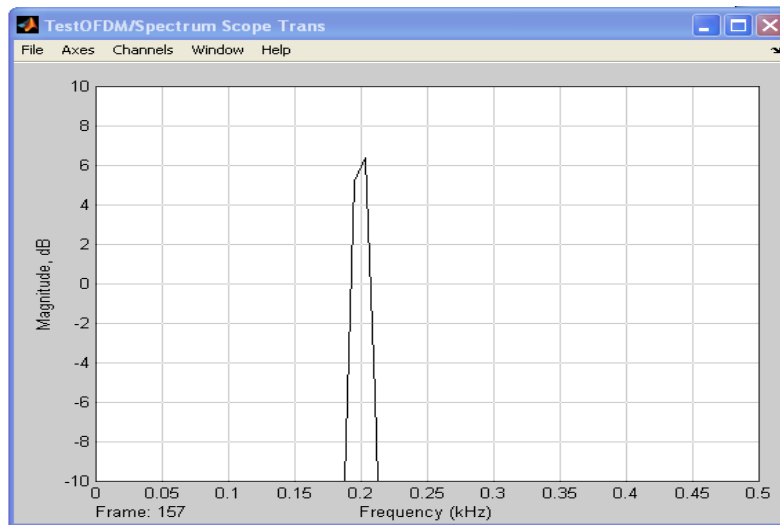
Ta có sơ đồ mô phỏng điều chế và giải điều chế đa sóng mang như trong hình 3.1.



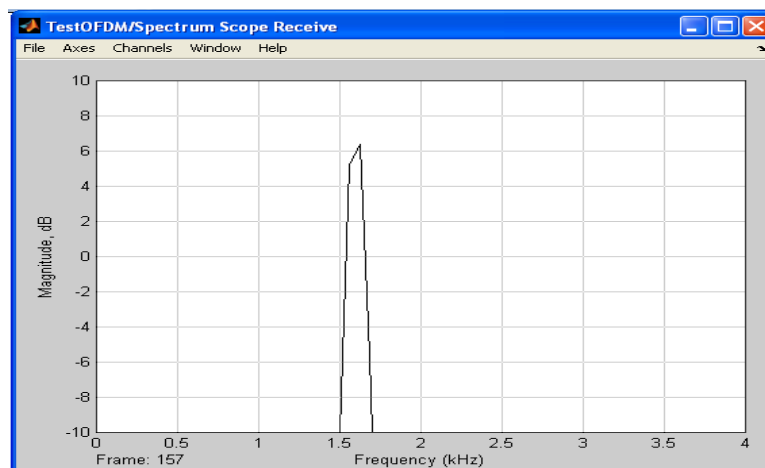
Hình 3.1. Sơ đồ mô phỏng điều chế và giải điều chế đa sóng mang

Tín hiệu từ nguồn, qua bộ Multiport Selector_T để chuyển các mẫu từ nối tiếp thành song song, sau đó tín hiệu được điều chế với các sóng mang con, chèn thêm khoảng bảo vệ và qua bộ Matrix Concatenation_T để chuyển thành các X_k ($k = 0, 1, \dots, N$) nối tiếp nhau. Qua bộ IFFT chuyển sang miền thời gian với đa sóng mang, tín hiệu này tiếp tục được điều chế với sóng mang chính và truyền đi. Tại phía thu ta làm ngược lại, giải điều chế sóng mang chính, qua bộ FFT chuyển sang miền tần số, qua bộ Multiport Selector_R để chuyển các mẫu từ nối tiếp thành song song, sau đó tín hiệu được giải điều chế với các sóng mang con, tách khoảng bảo vệ và qua bộ Matrix Concatenation_T thu lại được tín hiệu từ phía phát.

Kết quả mô phỏng với tín hiệu phát dạng sin có tần số 0.2kHz được thể hiện trên hình 3.2. và 3.3.



Hình 3.2. Phổ tín hiệu tại bộ phát



Hình 3.3. Phổ tín hiệu thu được tại bộ thu