

Trường Đại học Bách Khoa – Đại học Đà Nẵng

Khoa Điện Tử - Viễn Thông



PBL 4: BÁO CÁO CHƯƠNG 7

Nhóm 6

Sinh viên thực hiện

Đinh Văn Quang 20DT1

Nguyễn Anh Tuấn 20DT1

Giảng viên hướng dẫn

TS. Võ Duy Phúc

Đà Nẵng, 5/2024

CHƯƠNG 7: OFDM

I. GIỚI THIỆU

1. OFDM là gì? Tính chất

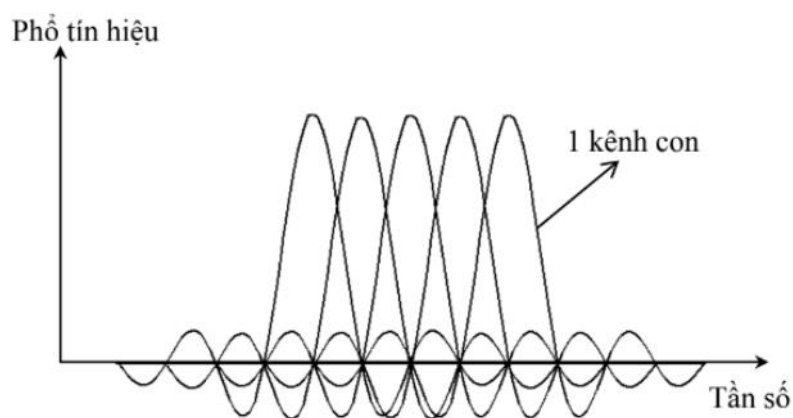
- OFDM, viết tắt của từ Orthogonal frequency-division multiplexing, là kỹ thuật phân chia theo tần số trực giao. OFDM phân toàn bộ băng tần thành nhiều kênh băng hẹp, mỗi kênh có một sóng mang riêng biệt. Các sóng mang này trực giao với các sóng mang khác.

- Tính chất của OFDM:

+ Tính trực giao: Các sóng mang phụ trong OFDM trực giao với nhau, nghĩa là chúng không nhiễu lẫn nhau. Nhờ vậy, các luồng dữ liệu có thể chồng lấn lên nhau mà không ảnh hưởng đến chất lượng tín hiệu.

+ Khả năng thích ứng với kênh: OFDM có thể thích ứng với các điều kiện kênh khác nhau nhờ sử dụng các kỹ thuật như mã hóa kênh và điều chỉnh năng lượng truyền.

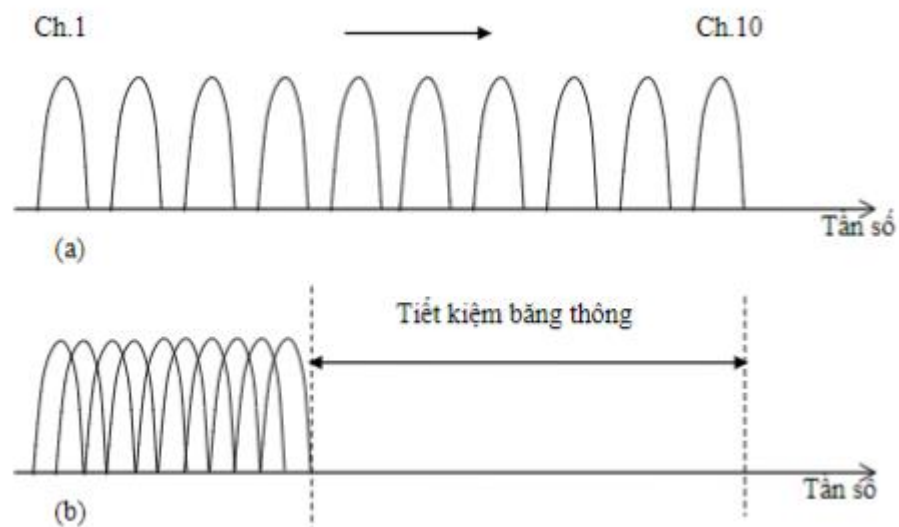
+ Độ phức tạp: OFDM là kỹ thuật tương đối phức tạp so với các kỹ thuật truyền thống. Tuy nhiên, sự phức tạp này được bù đắp bởi nhiều ưu điểm mà OFDM mang lại.



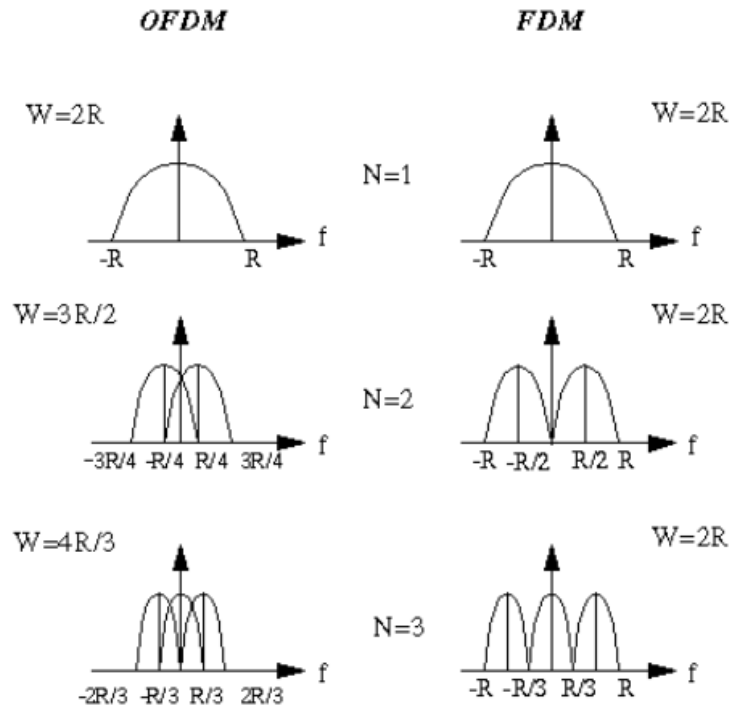
Hình 1. Phổ của tín hiệu OFDM dùng 5 kênh con

2. Sự khác biệt giữa OFDM và FDM

- Kỹ thuật ghép kênh theo tần số FDM (Frequency Division Multiplexing) là truyền đồng thời các tín hiệu nhánh khác nhau qua cùng một kênh băng rộng bằng cách sử dụng các sóng mang tần số khác nhau
- Phổ tín hiệu FDM gồm phổ tất cả các sóng mang điều chế nằm cạnh nhau và không chồng lên nhau



Hình 2. (a) Phổ của FDM; (b) Phổ của OFDM



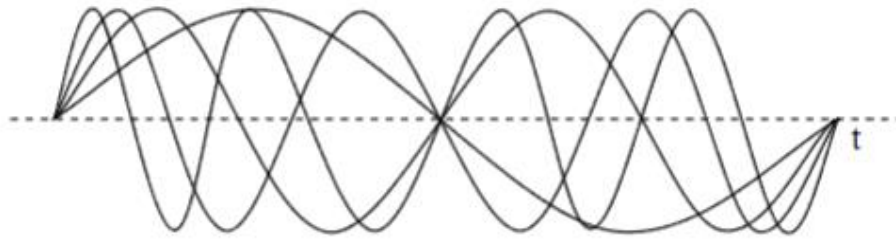
Hình 3. So sánh sự chiếm phổ của OFDM và FDM

Ở FDM hay các loại đơn sóng mang thì mỗi kênh là 1 sóng mang còn OFDM thì mỗi kênh có thể có 1 hoặc nhiều sóng mang. Sóng mang của OFDM trực giao nên dù bị chồng lấn như thế nhưng ở các điểm lấy mẫu để thu tín hiệu (các chỗ nét thẳng ấy) thì lại không ảnh hưởng lẫn nhau (không bị ISI).

3. Tín hiệu trực giao

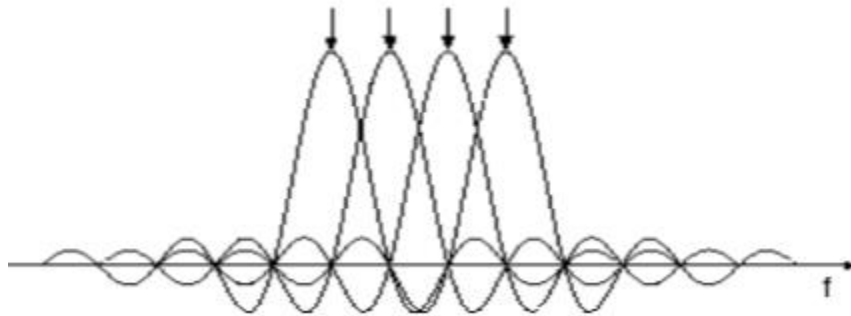
Các tín hiệu là trực giao nếu chúng độc lập với nhau. Trong OFDM, các sóng mang con được chồng lấp với nhau nhưng tín hiệu vẫn có thể được khôi phục mà không có xuyên nhiễu giữa các sóng mang kề cận bởi vì giữa các sóng mang con có tính trực giao.

Tín hiệu của một kênh con có dạng tín hiệu $\sin(x)/x$. Các kênh con được xếp đặt trên miền tần số cách nhau một khoảng đều đặn sao cho điểm cực đại của một kênh con là điểm không của kênh con lân cận. Điều này làm nguyên lý trực giao thỏa mãn và cho phép máy thu khôi phục lại tín hiệu mặc dù phổ của các kênh con chồng lên nhau.



Hình 4. Tín hiệu OFDM có 4 sóng mang con

Mỗi sóng mang con 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.

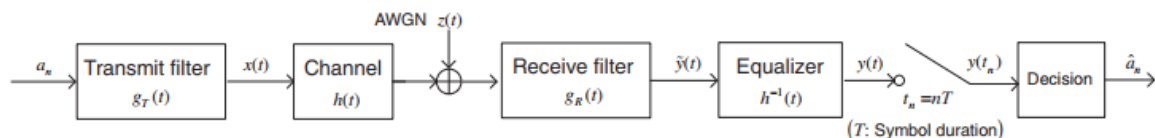


Hình 5. Phổ tín hiệu OFDM với 4 sóng mang con

II. NHỮNG KỸ THUẬT TRONG OFDM

1. Mô hình truyền đơn sóng mang

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



Hình 6. Mô hình hệ thống truyền thông băng cơ sở đơn sóng mang

Mô hình hệ thống truyền thông băng cơ sở đơn sóng mang có cấu hình end-to-end điển hình cho hệ thống truyền thông một sóng mang. Hãy xem xét kênh giới hạn băng tần $h(t)$

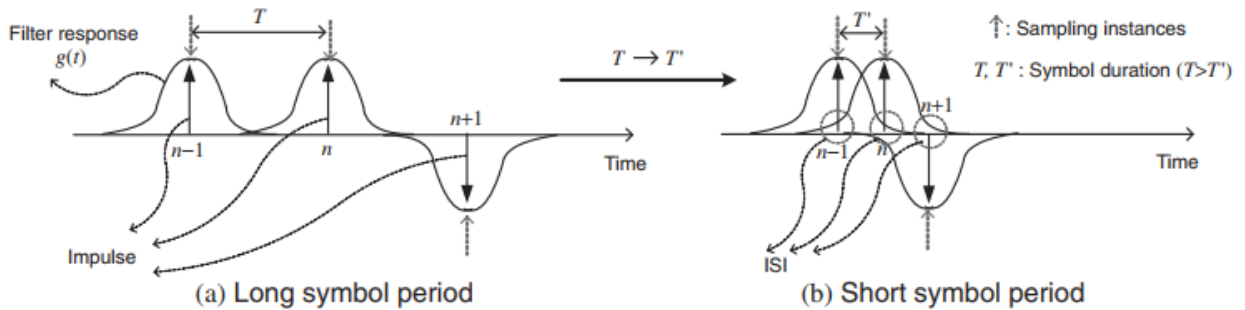
có băng thông W . Các ký hiệu truyền fang, mỗi ký hiệu có chu kỳ ký hiệu là T giây, nghĩa là tốc độ dữ liệu $R=1/T$, được định dạng xung bởi bộ lọc truyền $g_T(t)$ trong máy phát. Sau khi nhận được chúng qua kênh, chúng được xử lý bằng bộ lọc thu, bộ cân bằng và bộ dò trong máy thu.

Bộ cân bằng được thiết kế để bù hiệu ứng của kênh. Đáp ứng xung tổng thể chỉ phụ thuộc vào các bộ lọc truyền và nhận. Khi bỏ qua nhiễu, tín hiệu đầu ra được lấy mẫu của bộ cân bằng có thể được biểu thị dưới dạng

$$y(t_n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g((n-m)T) \quad \text{with} \quad t_n = nT$$

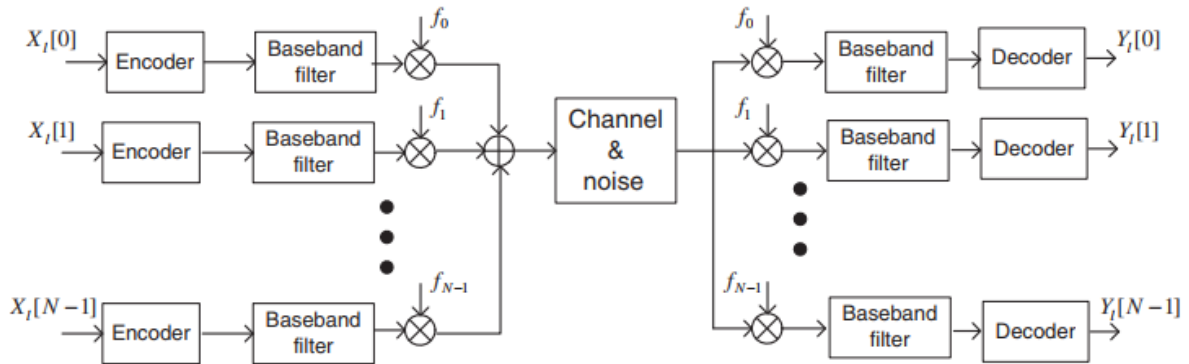
Trong đó, $g(t)$ không thể bị giới hạn thời gian do băng thông kênh hữu hạn.

Trong trường hợp $g((n-m)T) \neq 0, \forall m \neq n$ thì $g((n-m)T)$ vẫn là nhiễu giữa các ký hiệu (ISI). Trên thực tế, ISI được gây ra bởi một vệt của đáp ứng xung tổng thể, có thể làm suy giảm hiệu suất của hệ thống truyền thông kỹ thuật số. Vì vậy, việc truyền bộ lọc và bộ lọc nhận phải được thiết kế có chủ ý để giảm thiểu hoặc loại bỏ hoàn toàn ISI trong một hệ thống thực tế.

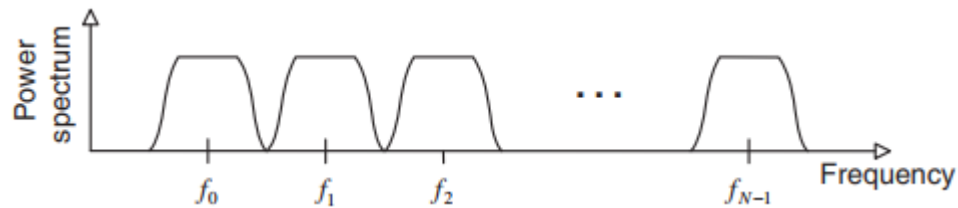


Hình 7. Nhiễu giữa các ký hiệu (ISI) và chu kỳ ký hiệu.

2. Mô hình truyền đa sóng mang



Hình 8. Cấu trúc cơ bản của hệ thống đa sóng mang



Hình 9. Đặc tính quang phổ của hệ thống đa sóng mang

Để khắc phục tính chọn lọc tần số của kênh băng rộng do truyền dẫn đơn sóng mang gặp phải, nhiều sóng mang có thể được sử dụng để truyền dữ liệu tốc độ cao. Hình 8 tín hiệu băng rộng được phân tích (thông qua nhiều bộ lọc băng hẹp $H_k(f)$) thành nhiều tín hiệu băng hẹp tại máy phát và được tổng hợp thông qua nhiều bộ lọc băng hẹp $G_k(f)$, mỗi tín hiệu được khớp với $H_k(f)$ tại máy thu sao cho kênh băng rộng chọn lọc tần số có thể được phân tích. được xấp xỉ bằng nhiều kênh băng hẹp phẳng tần số như mô tả trong Hình 9. Lưu ý rằng tính không chọn lọc tần số của các kênh băng hẹp làm giảm độ phức tạp của bộ cân bằng cho từng kênh con. Miễn là tính trực giao giữa các kênh con được duy trì, ICI (nhiều giữa các sóng mang) có thể bị triệt tiêu, dẫn đến truyền dẫn không bị méo.

Các ký hiệu khác nhau được truyền đi bằng các kênh con trực giao ở dạng song song. Truyền dẫn đa sóng mang có thể được coi là một loại phương pháp FDMA (đa truy nhập phân chia theo tần số). Phổ tín hiệu được truyền trong hệ thống truyền dẫn đa sóng mang, chiếm nhiều băng con có băng thông bằng nhau, mỗi băng tần tập trung ở tần số sóng mang khác nhau.

3. Điều chế và giải điều chế OFDM

Bộ phát OFDM ánh xạ các bit thông báo thành một chuỗi symbol PSK hoặc QAM, sau đó sẽ được chuyển đổi thành N luồng song song. Mỗi symbol trong số N từ chuyển đổi nối tiếp sang song song (S/P) được thực hiện bởi sóng mang con khác nhau. Đặt $X_l[k]$ biểu thị symbol truyền thứ l tại sóng mang con thứ k, $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Do chuyển đổi S/P, khoảng thời gian truyền của N symbol được mở rộng đến NT_s , tạo thành một symbol OFDM duy nhất có độ dài T_{sym} (i.e., $T_{\text{sym}} = NT_s$). Đặt $\Psi_{l,k}(t)$ biểu thị tín hiệu OFDM thứ l tại sóng mang con thứ k, được cho là

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}, & 0 < t \leq T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

Sau đó, tín hiệu OFDM băng thông và băng cơ sở trong miền thời gian liên tục có thể được thể hiện tương ứng như

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{\text{sym}}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\}$$

Và

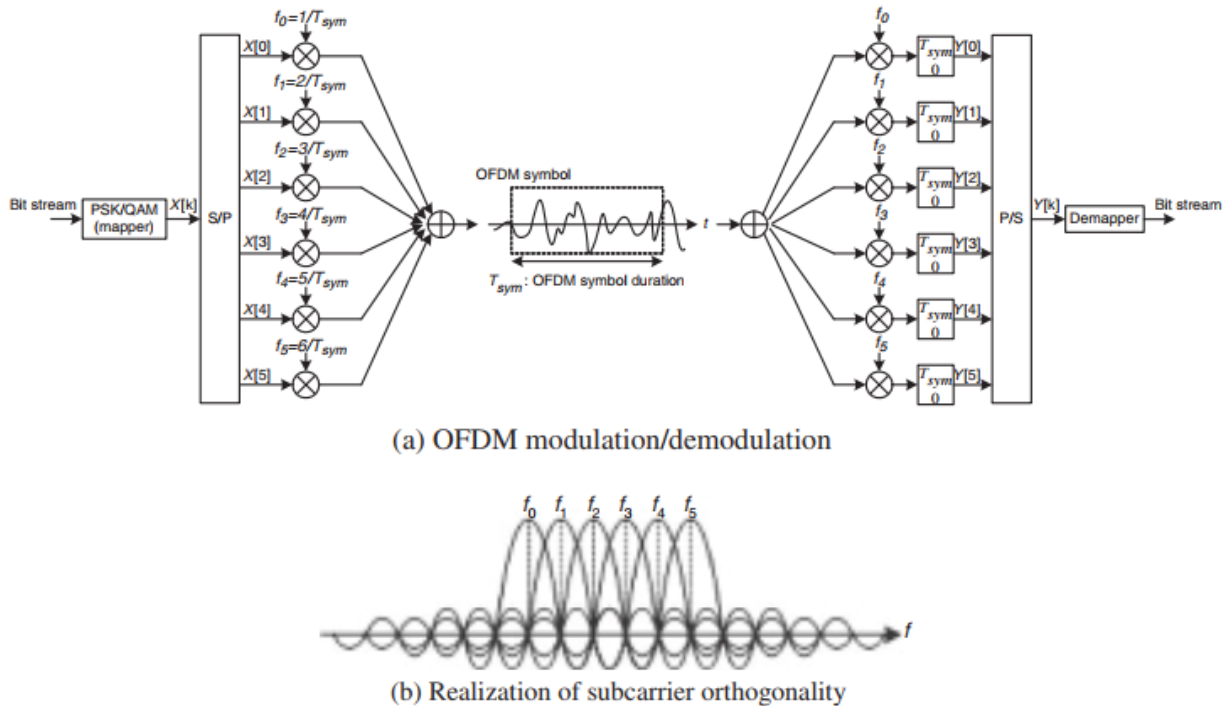
$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}$$

Tín hiệu OFDM băng gốc thời gian liên tục trong phương trình có thể được lấy mẫu tại $t = lT_{\text{sym}} + nT_s$ với $T_s = T_{\text{sym}}/N$ và $f_k = k/T_{\text{sym}}$ để tạo ra ký hiệu OFDM thời gian rời rạc tương ứng như

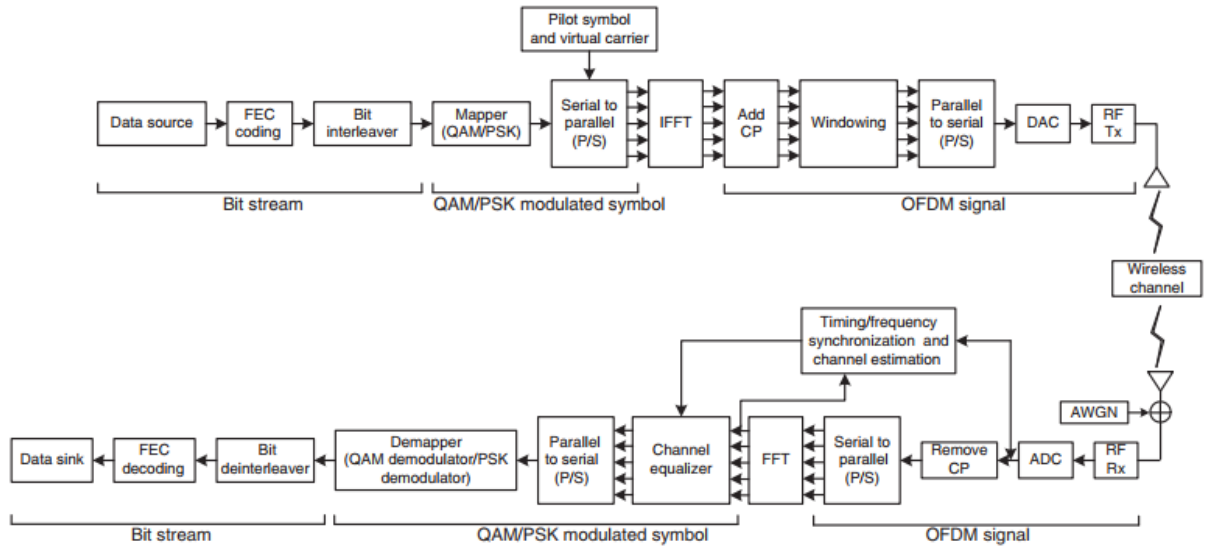
$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, N-1$$

Việc điều chế và giải điều chế OFDM có thể được minh họa bằng sơ đồ khối trong Hình 10, cho thấy ký hiệu miền tần số $X[k]$ điều chế sóng mang con với tần số $f_k = k/T_{\text{sym}}$, với $N = 6$ ($k = 0, 1, 2, \dots, 5$), trong khi nó có thể được giải điều chế bằng cách sử dụng tính trực giao giữa các sóng mang phụ trong máy thu. Lưu ý rằng ký hiệu ban đầu $X[k]$ có thời lượng T_s , nhưng độ dài của nó đã được mở rộng đến $T_{\text{sym}} = NT_s$ bằng cách truyền N ký hiệu ở dạng song song. Ký hiệu OFDM tương ứng với

tín hiệu tổng hợp gồm N ký hiệu ở dạng song song, hiện có thời lượng T_{sym} . Trong khi đó, Hình 10 minh họa cách thể hiện điển hình về tính trực giao giữa tất cả các sóng mang con. Hơn nữa, người ta đã chứng minh rằng điều chế đa sóng mang này có thể được thực hiện bằng IFFT và FFT tương ứng ở máy phát và máy thu. Hình 11 cho thấy sơ đồ khối hoàn chỉnh của máy phát và máy thu OFDM điển hình, bao gồm các hoạt động IFFT và FFT. Mỗi chi tiết của các khối trong sơ đồ này sẽ được thảo luận trong các phần phụ sau.



Hình 10. Sơ đồ khối minh họa điều chế và giải điều chế OFDM: $N=6$.



Hình 11. Sơ đồ khối máy phát và máy thu trong hệ thống OFDM

4. Khoảng bảo vệ của OFDM

4.1 Ảnh của kênh đa đường đến ký hiệu OFDM

Xem xét tín hiệu OFDM thứ l

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}, lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s.$$

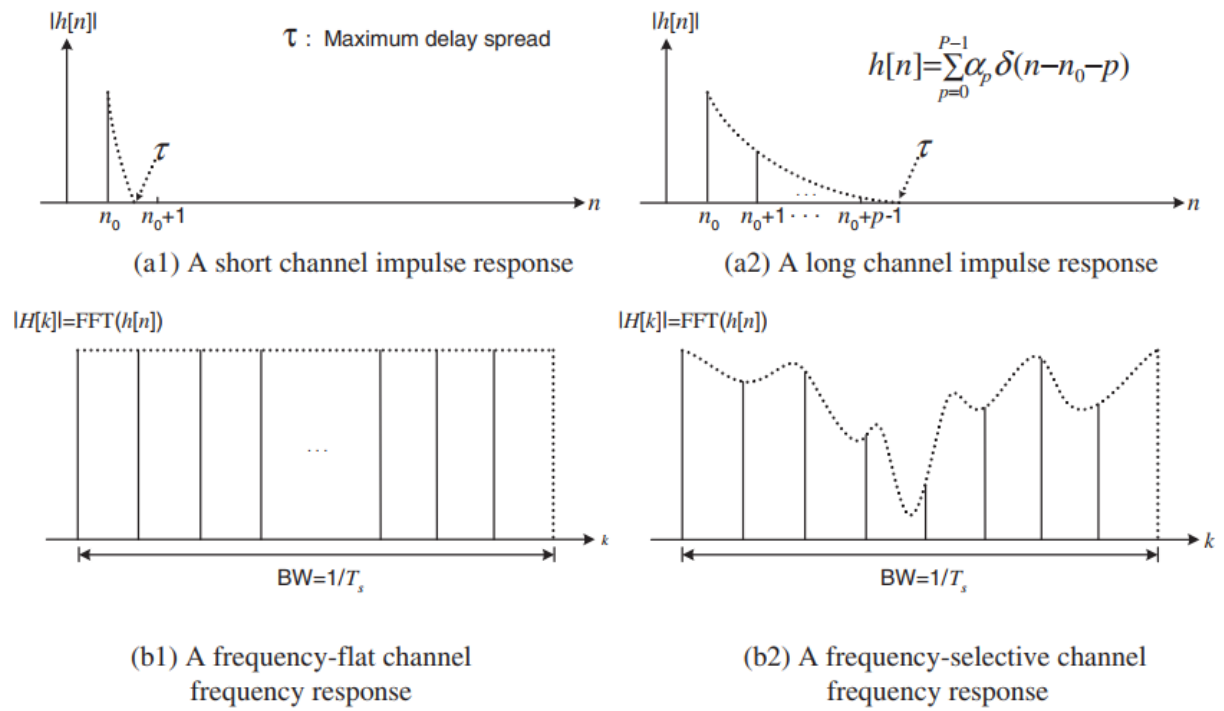
Vì kênh có đáp ứng xung $h_l(t)$, tín hiệu nhận được đưa ra dạng

$$y_l(t) = x_l(t) * h_l(t) + z_l(t) = \int_0^\infty h_l(\tau) x_l(t-\tau) d\tau + z_l(t), lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s$$

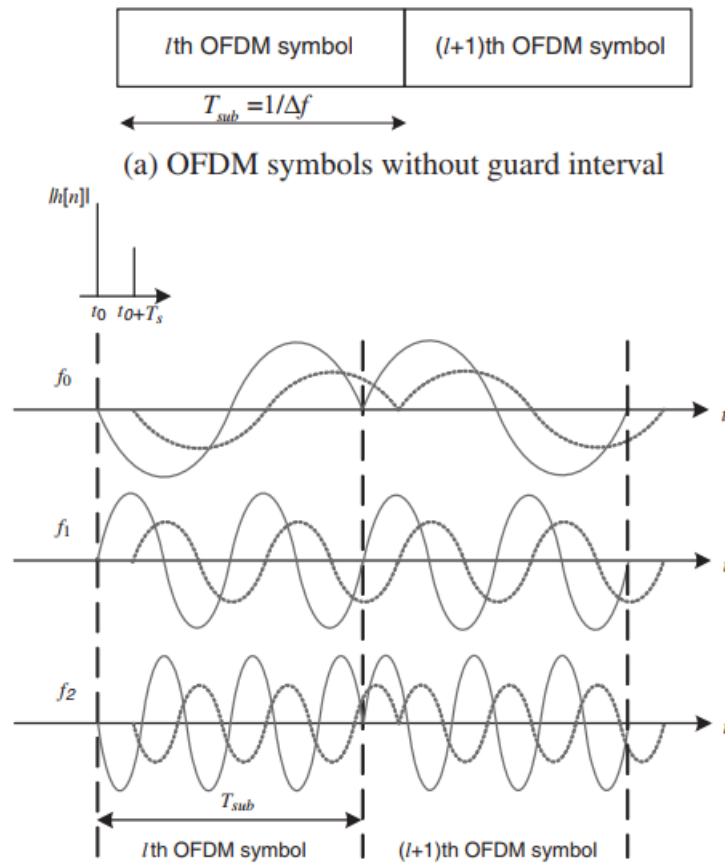
(1)

Khi $z_l[n]$ là quá trình nhiễu Gaussian trắng (AWGN). Lấy mẫu của phương trình (1) tại $nT_s = nT_{sym}/N$, phương trình (1) có thể biểu diễn theo thời gian rời rạc như sau

$$y_l[n] = x_l[n] * h_l[n] + z_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n-m] + z_l[n]$$



Hình 12. Đáp ứng xung/ tần số của kênh thời gian rời rạc



(b) ISI effect of a multipath channel on the received signal

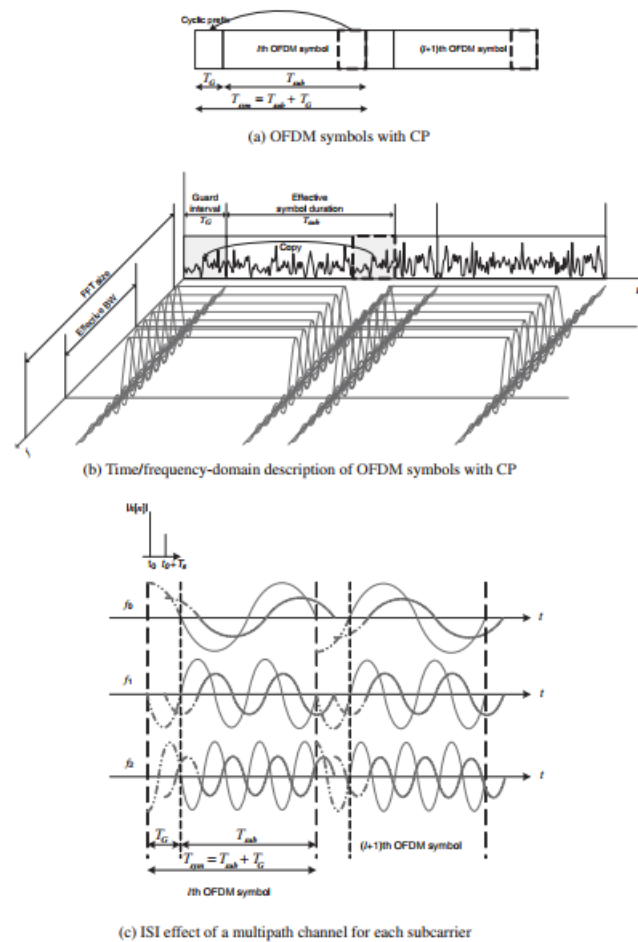
Hình 13. Ảnh hưởng của kênh đa đường đến tín hiệu nhận không có khoảng bảo vệ

Giữa các sóng mang con trong sơ đồ OFDM. Như được hiển thị trong hình 2 (b). Dữ liệu đầu tiên nhận được ký hiệu (được vẽ bằng đường liền nét) được trộn lẫn với ký hiệu nhận được thứ hai (được vẽ bằng dấu chấm dòng), phát sinh ISI. Rõ ràng là tất cả các sóng mang con không còn trực giao trên thời lượng của mỗi ký hiệu OFDM phải có một số phương tiện xử lý hiệu ứng ISI trên kênh đa đường.

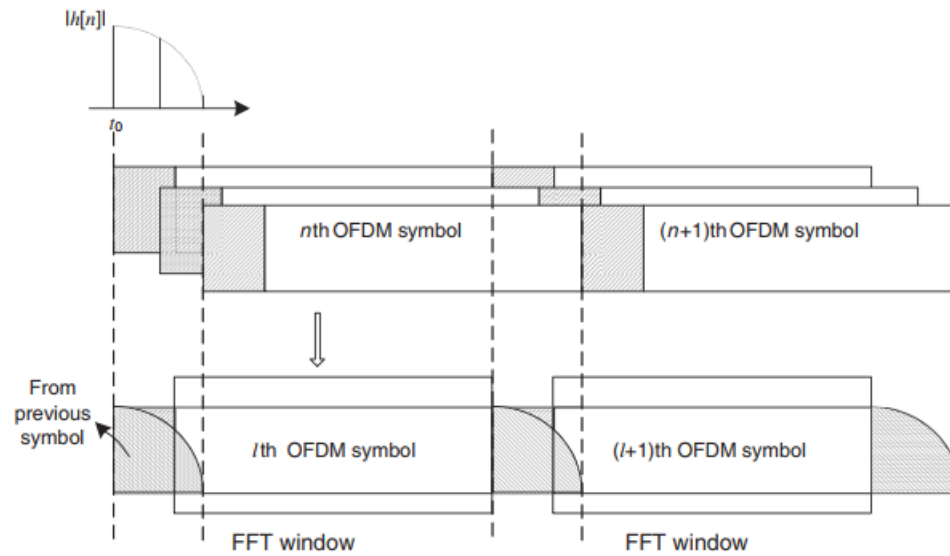
4.2 Cyclic Prefix (CP)

Khoảng bảo vệ OFDM có thể được chèn theo hai cách khác nhau. Một là phần đệm bằng 0 (ZP) đệm khoảng bảo vệ bằng số không. Cái còn lại là phần mở rộng theo chu kỳ của ký hiệu OFDM (đối với một số tính liên tục) với CP (tiền tố tuần hoàn) hoặc CS (hậu tố tuần

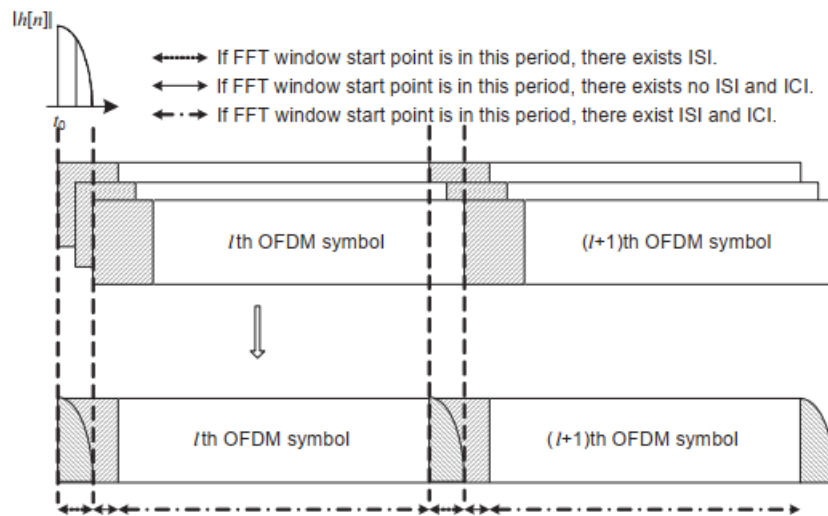
hoàn). CP là để mở rộng Ký hiệu OFDM bằng cách sao chép các mẫu cuối cùng của ký hiệu OFDM vào mặt trước của nó. Gọi TG ký hiệu là độ dài của CP về mặt mẫu



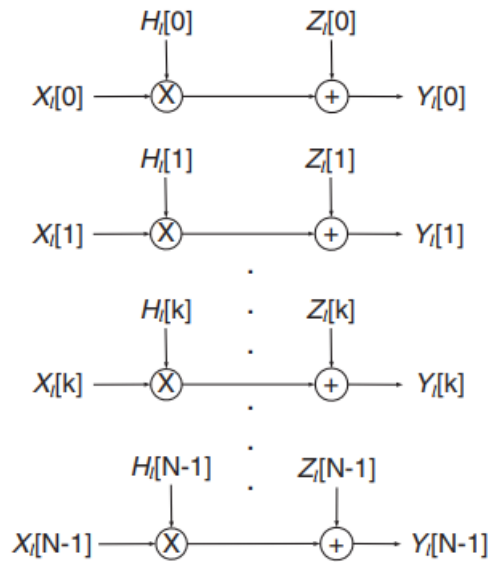
Hình 14. Ảnh hưởng của kênh đa đường lên các ký hiệu OFDM với CP



Hình 15. Hiệu ứng ISI của kênh đa đường trên các ký hiệu OFDM có độ dài CP ngắn hơn độ trễ tối đa của kênh



Hình 16. Hiệu ứng ISI/ICI tùy thuộc vào điểm bắt đầu của cửa sổ FFT

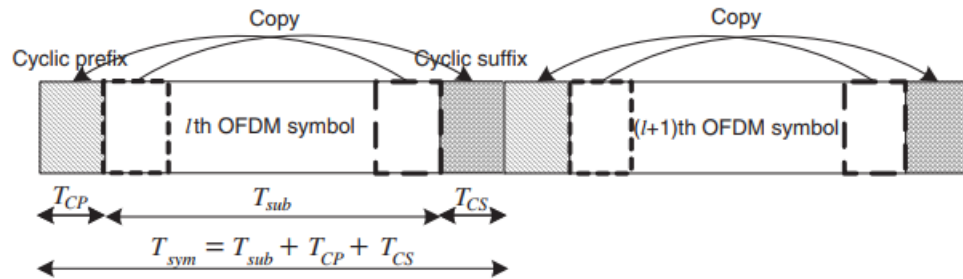


Hình 17. Mô hình tương đương miền tần số của hệ thống OFDM

Giả sử rằng độ dài CP được đặt không ngắn hơn độ trễ tối đa của kênh và điểm bắt đầu của số FFT của ký hiệu OFDM được xác định trong khoảng CP của nó.

4.3. Cyclic Suffix (CS)

Hệ thống tuần hoàn (CS) cũng là phần mở rộng tuần hoàn của hệ thống OFDM. Nó chỉ khác CP ở chỗ CS là bản sao phần đầu của ký hiệu OFDM hiệu dụng và được chèn vào cuối ký hiệu. CS được sử dụng để ngăn chặn nhiễu giữa luồng lên và luồng xuống và cũng được sử dụng làm khoảng bảo vệ cho việc nhảy tần hoặc hội tụ RF, v.v. Cả CP và CS đều được sử dụng trong các hệ thống VDSL dựa trên Zipper, trong đó kỹ thuật song công Zipper là một dạng FDD (Song công phân chia tần số) phân bổ các dải tần số khác nhau (sóng mang phụ) để truyền tải xuôi dòng hoặc ngược dòng trong ký hiệu OFDM, cho phép truyền hai chiều luồng tín hiệu cùng một lúc. Ở đây, mục đích của CP và CS là triệt tiêu hiệu ứng ISI của kênh đa đường, đồng thời đảm bảo tính trực giao giữa đường lên và tín hiệu xuống.



Hình 18. Ký hiệu OFDM có cả CP và CS

4.4. Zero Padding (ZP)

Chúng ta có thể chèn số 0 vào khoảng bảo vệ. Cách tiếp cận cụ thể này được áp dụng bởi multiband OFDM (MB-OFDM) trong hệ thống Ultra Wide-band (UWB). Ngay cả khi độ dài của ZP dài hơn độ trễ tối đa của kênh đa đường, một STO nhỏ làm cho ký hiệu OFDM có thời lượng hiệu dụng có gián đoạn trong cửa sổ FFT và do đó, phần khoảng bảo vệ của OFDM tiếp theo ký hiệu được sao chép và thêm vào phần đầu của ký hiệu hiện tại để ngăn ICI.

Vì ZP chứa đầy các số 0 nên độ dài thực tế của ký hiệu OFDM chứa ZP là ngắn hơn ký hiệu OFDM chứa CP hoặc CS và do đó, độ dài của ký hiệu Cửa sổ hình chữ nhật để truyền cũng ngắn hơn, do đó loại chân tương ứng phổ có thể rộng hơn. Điều này ngụ ý rằng so với ký hiệu OFDM chứa CP hoặc CS, ký hiệu OFDM chứa ZP có PSD (Mật độ phổ công suất) với độ gợn trong dải nhỏ hơn và công suất ngoài dải lớn hơn.

5. OFDMA là gì?

OFDMA là một kỹ thuật có thể tận dụng tối đa lợi ích phân tập đa người dùng vốn có của hệ thống đa sóng mang. Lượng tài nguyên vật lý (khe thời gian, sóng mang con và mã trải phổ) được gán cho mỗi người dùng trong kỹ thuật này) không chỉ phụ thuộc vào tốc độ dữ liệu yêu cầu của mỗi người dùng mà còn phụ thuộc vào mức tăng phân tập đa người dùng giữa những người dùng.

III. ĐỒNG BỘ TÍN HIỆU ĐỐI VỚI ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU OFDM

1. Ảnh hưởng của STO:

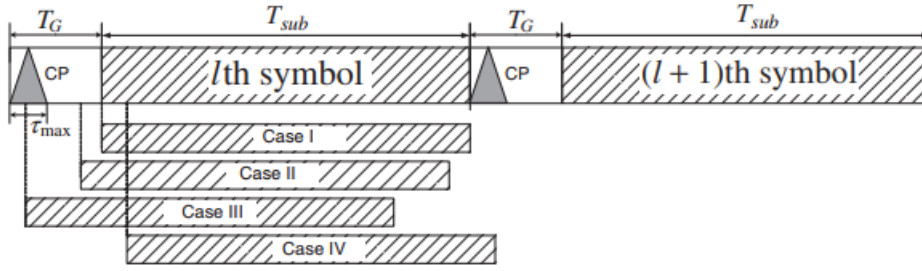
IFFT và FFT lần lượt là các chức năng cơ bản cần thiết cho việc điều chế và giải điều chế tại máy phát và máy thu của hệ thống OFDM. Để lấy FFT điểm N trong máy thu, chúng ta cần các mẫu chính xác của tín hiệu được truyền trong khoảng thời gian ký hiệu OFDM. Nói cách khác, việc đồng bộ hóa thời gian ký hiệu phải được thực hiện để phát hiện điểm bắt đầu của từng ký hiệu OFDM (đã loại bỏ CP), điều này tạo điều kiện thuận lợi cho việc thu được các mẫu chính xác. Bảng 5.1 cho thấy STO của δ mẫu ảnh hưởng như thế nào đến các ký hiệu nhận được trong miền thời gian và tần số trong đó ảnh hưởng của kênh và nhiễu bị bỏ qua để đơn giản cho việc trình bày. Lưu ý rằng STO bằng δ trong miền thời gian phát sinh độ lệch pha là $2\pi k\delta/N$ trong miền tần số, tỉ lệ thuận với chỉ số sóng mang phụ k cũng như STO δ .

Table 5.1 The effect of symbol time offset (STO).

	Received signal	STO (δ)
Time domain	$y[n]$	$x[n + \delta]$
Frequency domain	$Y[k]$	$e^{j2\pi k\delta/N} X[k]$

Tùy thuộc vào vị trí điểm bắt đầu ước tính của ký hiệu OFDM, hiệu ứng của STO có thể khác nhau. Hình 5.1 cho thấy bốn trường hợp bù thời gian khác nhau, trong đó điểm bắt đầu ước tính là chính xác, sớm hơn một chút, quá sớm hoặc muộn hơn một chút so với trường hợp định thời chính xác. Ở đây, chúng tôi giả định rằng độ trễ trải rộng trên nhiều đường phát sinh phản ứng trễ của kênh

Tmax. Trong phân tích hiện tại, ảnh hưởng của nhiễu và kênh bị bỏ qua. Tham khảo Hình 5.1, chúng ta hãy thảo luận về tác động của STO đối với bốn trường hợp khác nhau dưới đây.



Hình 19. Bốn trường hợp khác nhau của điểm bắt đầu biểu tượng OFDM tuân theo STO

• **Trường hợp I:** Đây là trường hợp khi điểm bắt đầu ước tính của ký hiệu OFDM trùng với thời gian chính xác, bảo đảm tính trực giao giữa các thành phần tần số sóng mang con. Trong trường hợp này, ký hiệu OFDM có thể được phục hồi hoàn hảo mà không có bất kỳ loại nhiễu nào.

• **Trường hợp II:** Đây là trường hợp khi điểm bắt đầu ước tính của ký hiệu OFDM nằm trước điểm chính xác nhưng lại nằm sau điểm cuối của phản hồi kênh (bị trễ) đối với ký hiệu OFDM trước đó. Trong trường hợp này, ký hiệu thứ l không bị trùng lặp với ký hiệu OFDM thứ $(l-1)$ trước đó, nghĩa là không phát sinh bất kỳ ISI nào bởi ký hiệu trước đó trong trường hợp này. Để thấy tác động của STO, hãy xem xét tín hiệu nhận được trong miền tần số bằng cách lấy FFT của các mẫu nhận được trong miền thời gian được cho là

$$\{x_l[n + \delta]\}_{n=0}^{N-1}$$

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_l[n + \delta] e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right\} e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\ &= X_l[k] e^{j2\pi k\delta/N} \end{aligned}$$

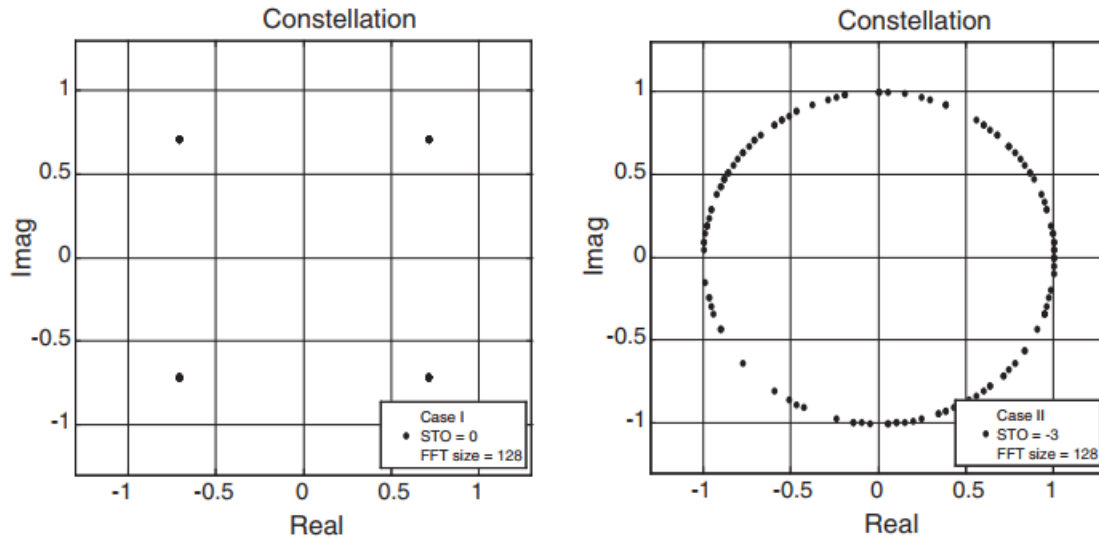
Trong đó dòng cuối tuân theo tính chất sau:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N}n} = e^{j\pi(p-k)\frac{N-1}{N}} \cdot \frac{\sin[\pi(k-p)]}{\sin[\pi(k-p)/N]}$$

$$= \begin{cases} N & \text{for } k = p \\ 0 & \text{for } k \neq p \end{cases}$$

Biểu thức trong phương trình (5.2) ngụ ý rằng tính trực giao giữa các thành phần tần số sóng mang phụ có thể được bảo toàn hoàn toàn. Tuy nhiên, tồn tại độ lệch pha tỷ lệ với STO δ và chỉ số sóng mang phụ k , buộc chùm tín hiệu phải quay quanh gốc. Hình 9(a) và (b) hiển thị các ký hiệu nhận được trong chùm tín hiệu tương ứng cho Trường hợp I và Trường hợp II. Đúng như dự đoán, độ lệch pha do STO được quan sát thấy trong Trường hợp II. Lưu ý rằng việc bù độ lệch pha

rất đơn giản chỉ bằng bộ cân bằng miền tần số một chạm.



(a) Case I: $\delta = 0$

(b) Case II: $\delta = -3$

Hình 20. Chòm sao tín hiệu tuân theo STO

Trường hợp III: Đây là trường hợp khi điểm bắt đầu của ký hiệu OFDM được ước tính tồn tại trước khi kết thúc đáp ứng kênh (bị trễ) đối với ký hiệu OFDM trước đó và do đó, chu kỳ ký hiệu quá sớm để tránh ISI. Trong trường hợp này, tính trực giao giữa các thành phần sóng mang phụ bị ISI (từ ký hiệu trước đó) phá hủy và hơn nữa, xảy ra ICI (Nhiều giữa các kênh).

Trường hợp IV: Đây là trường hợp khi điểm bắt đầu ước tính của ký hiệu OFDM nằm sau điểm chính xác, có nghĩa là thời gian của ký hiệu muộn hơn một chút so với điểm chính xác. Trong trường hợp này, tín hiệu trong khoảng FFT bao gồm một phần ký hiệu OFDM hiện tại tại $x_l[n]$ và một

$$y_l[n] = \begin{cases} x_l[n + \delta] & \text{for } 0 \leq n \leq N-1-\delta \\ x_{l+1}[n + 2\delta - N_g] & \text{for } N-\delta \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (5.3)$$

phần của ký hiệu OFDM tiếp theo $x_{l+1}[n]$; cụ thể hơn: $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$

Với N_g là độ dài GI. Lấy FFT của tín hiệu tổng hợp này để giải điều chế,

$$\begin{aligned}
Y_l[k] &= \text{FFT}\{y_l[n]\} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} x_l[n+\delta] e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} x_{l+1}[n+2\delta-N_g] e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
&\quad + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi(n+2\delta-N_g)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \tag{5.4} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi p(2\delta-N_g)/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&= \frac{N-\delta}{N} X_l[p] e^{j2\pi p\delta/N} + \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} X_l[p] e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{l+1}[p] e^{j2\pi p(2\delta-N_g)/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n}
\end{aligned}$$

Xét tính chất sau:

$$\sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{(p-k)}{N} n} = e^{j\pi(p-k)\frac{N-1-\delta}{N}} \cdot \frac{\sin[(N-\delta)\pi(k-p)/N]}{\sin[\pi(k-p)/N]} = \begin{cases} N-\delta & \text{for } p = k \\ \text{Nonzero} & \text{for } p \neq k \end{cases}$$

số hạng thứ hai ở dòng cuối cùng của phương trình (5.4) tương ứng với ICI, ngụ ý rằng tính trực giao đã bị phá hủy. Hơn nữa, cũng rõ ràng từ số hạng thứ ba trong dòng cuối cùng của phương trình (5.4) rằng tín hiệu nhận được liên quan đến ISI (từ ký hiệu OFDM $X_{l+1}[p]$ tiếp theo). Hình 5.3(a) và (b) lần lượt thể hiện chùm tín hiệu cho Trường hợp III và Trường hợp IV. Lưu ý rằng độ méo (bao gồm cả độ lệch pha) trong Trường hợp IV quá nghiêm trọng để có thể bù được. Nó ngụ ý rằng sơ đồ định thời ký hiệu là điều cần thiết để ngăn chặn STO trong trường hợp này.

2. Ảnh hưởng của CFO (carrier frequency offset):

Tín hiệu truyền bằng gốc được chuyển đổi thành băng thông bằng điều chế sóng mang và sau đó được chuyển đổi xuống băng gốc bằng cách sử

dụng tín hiệu sóng mang cục bộ có cùng tần số sóng mang ở máy thu. Nói chung, có hai loại méo liên quan đến tín hiệu sóng mang. Một là nhiễu pha do sự không ổn định của các bộ tạo tín hiệu sóng mang được sử dụng ở máy phát và máy thu, có thể được mô hình hóa như một quá trình ngẫu nhiên Wiener trung bình bằng 0. Cái còn lại là độ lệch tần số sóng mang (CFO) do dịch tần số Doppler f_d gây ra. Hơn nữa, ngay cả khi chúng ta có ý định tạo ra các tần số sóng mang giống hệt nhau ở máy phát và máy thu thì vẫn có thể có sự khác biệt không thể tránh khỏi giữa chúng do tính chất vật lý vốn có của các bộ dao động. Gọi f_c và f'_c lần lượt là tần số sóng mang trong máy phát và máy thu. Đặt f_{offset} biểu thị sự khác biệt của chúng (tức là $f_{\text{offset}} = f_c - f'_c$). Trong khi đó, tần số Doppler f_d được xác định bởi tần số sóng mang f_c và vận tốc v của thiết bị đầu cuối (máy thu) như

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c}$$

Với c là tốc độ ánh sáng. Định nghĩa CFO chuẩn hóa, ε , là tỉ số giữa CFO và khoảng cách giữa các sóng mang phụ Δf :

$$\varepsilon = \frac{f_{\text{offset}}}{\Delta f}$$

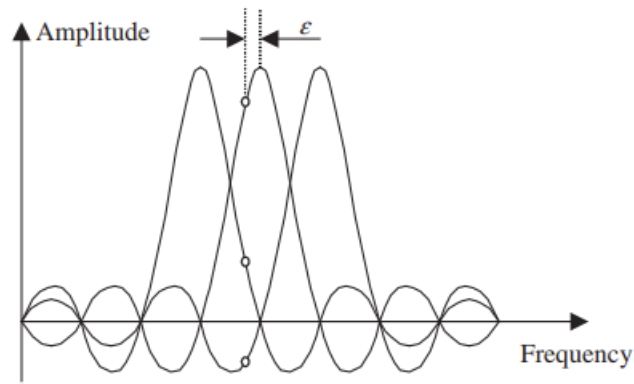
Đặt ε_i và ε_f tương ứng là phần nguyên và phần phân số của ε , và do đó, $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$, với $\varepsilon_i = [\varepsilon]$. Bảng 5.2 trình bày các ví dụ về tần số Doppler và CFO chuẩn hóa ở tốc độ di động 120 km/h cho các hệ thống thương mại khác nhau, mỗi hệ thống sử dụng tần số sóng mang khác nhau. Đối với tín hiệu miền thời gian $x[n]$, CFO của ε gây ra độ lệch pha là $2\pi n \varepsilon$, nghĩa là tỷ lệ thuận với CFO ε và chỉ số thời gian n . Lưu ý rằng nó tương đương với độ dịch tần số - ε trên tín hiệu miền tần số $X[k]$. Đối với tín hiệu truyền $x[n]$, ảnh hưởng của CFO ε đến tín hiệu thu $y[n]$ được tóm tắt trong Bảng 5.3

Table 5.2 Doppler frequency and normalized CFO: an example.

System	Carrier frequency (f_c)	Subcarrier spacing (Δf)	Velocity (v)	Maximum Doppler frequency (f_d)	Normalized CFO (ε)
DMB	375 MHz	1 kHz	120 km/h	41.67 Hz	0.042
3GPP	2 GHz	15 kHz	120 km/h	222.22 Hz	0.0148
Mobile WiMAX	2.3 GHz	9.765 kHz	120 km/h	255.55 Hz	0.0263

Table 5.3 The effect of CFO on the received signal.

	Received signal	Effect of CFO ε on the received signal
Time-domain signal	$y[n]$	$e^{j2\pi n\varepsilon/N} x[n]$
Frequency-domain signal	$Y[k]$	$X[k-\varepsilon]$

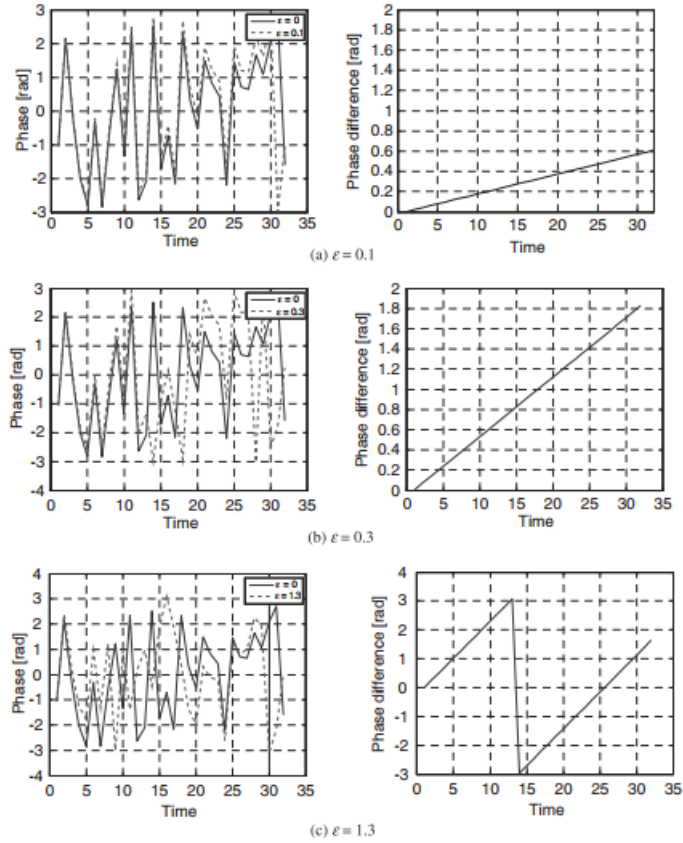
**Hình 21.** Nhiều giữa các sóng mang (ICI) phải tuân theo CFO

Hình 5.4 cho thấy sự dịch chuyển tần số của ε trong tín hiệu miền tần số $X[k]$ phụ thuộc vào CFO của ε và dẫn đến nhiễu giữa các sóng mang con (ICI), có nghĩa là thành phần tần số sóng mang con bị ảnh hưởng bởi các thành phần tần số sóng mang con khác. Để nhìn vào hiệu ứng của CFO, chúng tôi giả định rằng chỉ có CFO của ε tồn tại giữa máy phát và máy thu, không có bất kỳ nhiễu pha nào. Từ phương trình (5.1), tín hiệu nhận được trong miền thời gian có thể viết như là:

$$y_l[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] X_l[k] e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N} + z_l[n]$$

Hình 5.5(a), (b) và (c) cho thấy pha của tín hiệu miền thời gian bị ảnh hưởng bởi CFO như có thể được dự đoán từ Bảng 5.3 hoặc Phương trình (5.7). Ở đây, chúng ta giả sử kích thước FFT là $N = 32$ với điều chế QPSK không có nhiễu. Các đường liền nét và chấm trong biểu đồ ở phía bên trái của Hình 5.5 lần lượt thể hiện trường hợp lý tưởng không có CFO (tức là $\varepsilon = 0$) và trường hợp có CFO (tức là $\varepsilon \neq 0$). Các biểu đồ ở phía bên phải cho thấy sự khác biệt về pha giữa chúng. Từ những số liệu này, chúng ta có thể thấy rằng tín hiệu nhận được sẽ quay nhanh hơn trong miền thời gian khi CFO tăng. Trong khi đó, độ lệch pha tăng tuyến tính theo thời gian, với độ dốc của chúng tăng theo CFO. Như minh họa trong hình 5.5(c), nếu $\varepsilon > 0.5$ thì độ lệch pha vượt quá π trong ký hiệu OFDM, dẫn đến pha không rõ ràng. Điều này liên quan đến phạm vi ước tính của CFO, sẽ được thảo luận trong Phần 5.4.1.

Hãy nhớ lại rằng CFO chuẩn hóa có thể được chia thành hai phần: CFO nguyên (IFO) ε_i và CFO phân số (FFO) ε_f (tức là $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$). Trong các phần phụ sau đây, chúng ta hãy xem xét từng yếu tố này ảnh hưởng như thế nào đến tín hiệu nhận được trong miền tần số.



Hình 22. Ảnh hưởng của CFO ε đến pha của tín hiệu miền thời gian

3. Kỹ thuật ước tính cho STO

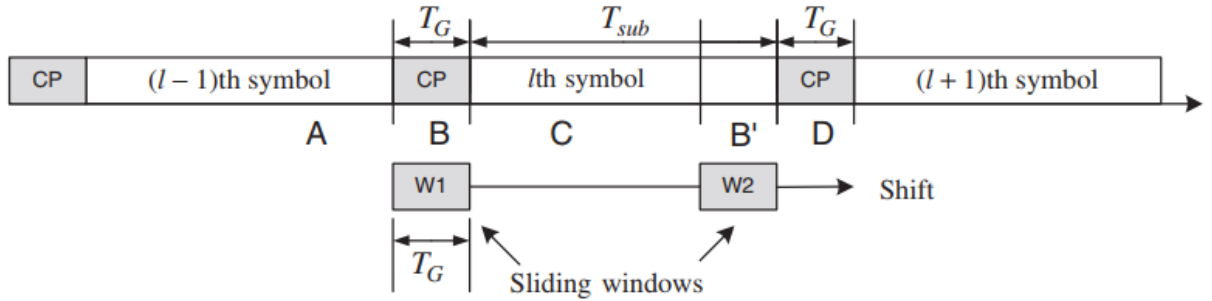
3.1 Kỹ thuật ước tính miền thời gian cho STO

Hãy xem xét ký hiệu OFDM có tiền tố tuần hoàn (CP) của các mẫu N_G trên giây TG và dữ liệu hiệu dụng của các mẫu N_{sub} trên giây T_{sub} . Trong miền thời gian, STO có thể được ước tính bằng cách sử dụng CP hoặc ký hiệu huấn luyện. Trong phần tiếp theo, chúng ta thảo luận về các kỹ thuật ước tính STO với CP hoặc ký hiệu huấn luyện.

3.1.1 Kỹ thuật ước tính STO sử dụng tiền tố tuần hoàn (CP)

Hãy nhớ lại rằng CP là bản sao của phần dữ liệu trong ký hiệu OFDM. Nó ngụ ý rằng CP và phần dữ liệu tương ứng sẽ có những điểm tương đồng có thể được sử dụng để ước tính STO. Hình 5.8 biểu thị các mẫu N_G của CP và các mẫu N_G khác của phần dữ liệu lần lượt là B và B'. Lưu ý rằng hai khối mẫu giống hệt nhau trong B và B' được đặt cách nhau các mẫu N_{sub} . Như được hiển thị trong Hình 5.8, hãy xem xét hai cửa sổ trượt, W1 và W2, được đặt cách nhau các mẫu N_{sub} . Các cửa sổ này có

thể trượt để tìm sự giống nhau giữa các mẫu trong W1 và W2. Độ tương tự giữa hai khối mẫu N_G trong W1 và W2 được tối đa hóa khi CP của ký hiệu OFDM rơi vào cửa sổ trượt đầu tiên. Trên thực tế, điểm tối đa này có thể được sử dụng để xác định STO.

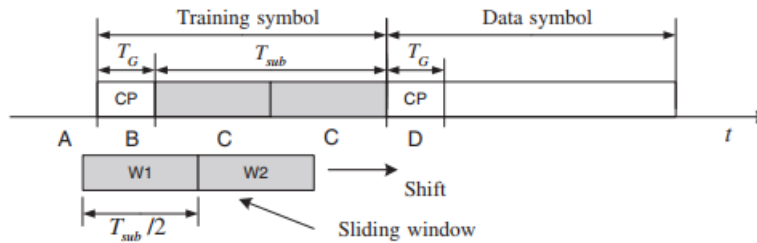


Hình 23. Kỹ thuật ước tính STO sử dụng cửa sổ trượt đôi

Do độ tương tự giữa hai khối trong W1 và W2 được tối đa hóa khi sự khác biệt giữa chúng được giảm thiểu, nên có thể tìm thấy STO bằng cách tìm kiếm điểm mà ở đó sự khác biệt giữa hai khối mẫu N_G trong hai cửa sổ trượt này được giảm thiểu, tức là,

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i] - y_l[n+N+i]| \right\}$$

3.1.2 Kỹ thuật ước tính STO bằng ký hiệu đào tạo:



Hình 24. Ước tính STO bằng cách sử dụng ký hiệu huấn luyện lặp đi lặp lại (giai đoạn $\frac{1}{4} T_{sub}=2$).

Đối với cấu trúc có chu kỳ $T_{sub}/2$ trong Hình 5.9, sử dụng thực tế là các phần của tín hiệu thu được, ký hiệu là A, B và D, khác với phần còn lại, ký hiệu là C, hai cửa sổ trượt, W1 và W2, có thể được hình thành để ước tính STO. Ví dụ, như trong kỹ thuật ước tính STO sử dụng CP, STO

có thể được ước tính bằng cách giảm thiểu chênh lệch bình phương giữa hai khối mẫu nhận được trong $W1$ và $W2$.