

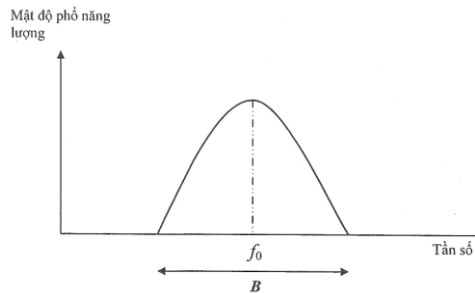
# Báo cáo nghiên cứu tìm hiểu về OFDM

**Yêu cầu:** Báo cáo nghiên cứu về kỹ thuật điều chế trực giao OFDM, kỹ thuật giải điều chế OFDM, phổ tín hiệu, ước lượng kênh và cân bằng kênh OFDM ...

## 1. Điều chế đơn sóng mang, điều chế đa sóng mang FDM và điều chế trực giao OFDM

### 1.1. Phương pháp điều chế đơn sóng mang

- Dòng tín hiệu được truyền đi trên toàn bộ băng tần  $B$ , (tần số lấy mẫu của hệ thống bằng độ rộng băng tần) và mỗi mẫu tín hiệu có độ dài là :  $T_{sc} = 1/B$  ( $T_{sc}$  là độ dài của một mẫu tín hiệu (s);  $B$  là bề rộng băng tần của hệ thống với đơn vị là hertz (Hz)).



Hình 2.1.1: Mật độ phổ năng lượng của hệ truyền dẫn đơn sóng mang

- Phổ tín hiệu của hệ thống điều chế đơn tần được mô tả như ở Hình 2.1.1, trong đó toàn bộ hệ thống được điều chế trên sóng mang là  $f_0$ .

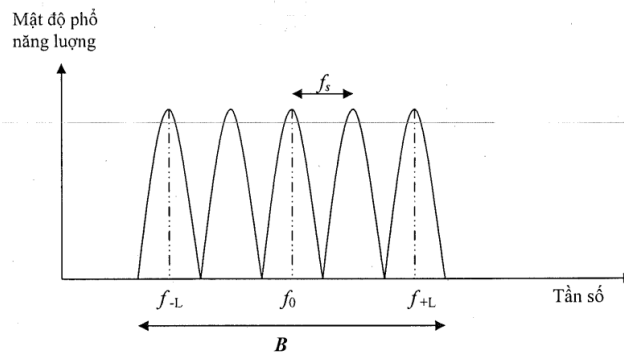
- Kênh vô tuyến thường là kênh phụ thuộc tần số (frequency selective channel). Tốc độ lấy mẫu ở thông tin băng rộng sẽ rất lớn  $\Rightarrow T_{sc}$  sẽ rất nhỏ.  $\Rightarrow$  phương pháp điều chế đơn sóng mang có các nhược điểm cơ bản sau:

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

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

### 1.2. Phương pháp điều chế đa sóng mang FDM

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



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

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

- Độ dài của một mẫu tín hiệu trong điều chế đa sóng mang sẽ lớn hơn  $N_C$  lần so với độ dài mẫu tín hiệu trong điều chế đơn sóng mang  $T_s^{(MC)} = \frac{1}{f_s} = T_s^{(SC)} N_C$

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

$$R_{MC} = \frac{\tau_{max}}{T_{MC}} = R_{sc}/N_C$$

- Do vậy nhiễu liên tín hiệu ISI gây ra bởi trễ truyền dẫn chỉ ảnh hưởng đến một số ít các mẫu tín hiệu. Chất lượng hệ thống ít bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng phân tập đa đường.

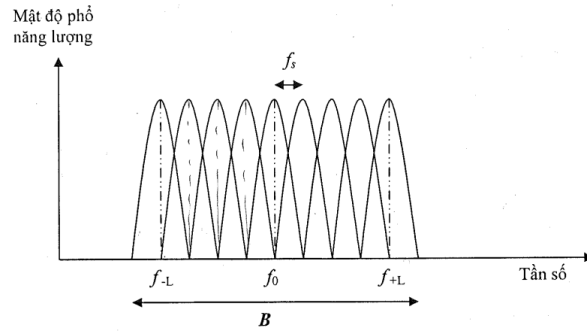
=> Phương pháp điều chế đa sóng mang không làm tăng hiệu quả sử dụng băng tần của hệ thống so với phương pháp điều chế đơn tần, ngược lại nếu các kênh phụ được phân cách với nhau ở một khoảng nhất định thì điều này lại làm giảm hiệu quả sử dụng phổ.

Để làm tăng hiệu quả sử dụng phổ của hệ thống đồng thời vẫn kế thừa được các ưu điểm của phương pháp điều chế đa sóng mang, phương pháp điều chế đa sóng mang trực giao OFDM đã ra đời.

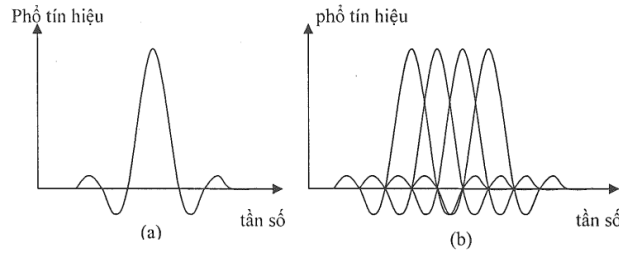
### 1.3. Phương pháp điều chế đa sóng mang trực giao OFDM

- Điều chế đa sóng mang trực giao OFDM là một dạng đặc biệt của phép điều chế đa sóng mang thông thường FDM với các sóng mang phụ được lựa chọn sao cho mỗi sóng mang phụ là trực giao với các sóng mang phụ còn lại.

- Nhờ sự trực giao này phổ tín hiệu của các kênh con cho phép chồng lấn lên nhau. => hiệu quả sử dụng phổ tín hiệu của toàn hệ thống tăng rõ rệt. Sự chồng lấn về phổ tín hiệu của các kênh con được mô tả như ở hình 2.3.1 và 2.3.2.



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



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

- Hình 2.3.2 minh họa một cách đơn giản về nguyên lý trực giao, trong đó phổ tín hiệu của một kênh con có dạng tín hiệu hình  $\sin(x)/x$ . Các kênh con được xếp đặt trên miền tần số cách nhau một khoảng đều 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 lấn lên nhau.

## 2. Lý thuyết về điều chế OFDM

### 2.1. Trực giao của 2 tín hiệu

- Về mặt toán học xét tập các tín hiệu  $\Psi$  với  $\Psi_p$  là phần tử thứ  $p$  của tập, điều kiện để các tín hiệu trong tập ý trực giao đôi một với nhau là

$$\int_b^a \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = \begin{cases} k, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases}$$

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

### 2.2. Bộ điều chế OFDM

- Dựa vào tính trực giao, phổ tín hiệu của các sóng mang phụ cho phép chồng lấn lên nhau. Sự chồng lấn phổ tín hiệu này làm hiệu suất sử dụng phổ của toàn bộ băng tần tăng lên một cách đáng kể.

- Sự trực giao của các sóng mang phụ được thực hiện như sau:

+ Phổ tín hiệu của sóng mang phụ thứ  $p$  được dịch vào một kênh con thứ  $p$  thông qua phép nhân với hàm phức  $e^{jp\omega_s t}$ , là  $\omega_s$  là khoảng cách tần số giữa hai sóng mang. Thông qua phép nhân với số phức này mà các sóng mang phụ trực giao với nhau.

+ Tính trực giao của hai sóng mang phụ  $p$  và  $q$  được kiểm chứng như sau:

$$\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{jp\omega_s t} e^{jp\omega_s t^*}(t) dt = \begin{cases} 0, & p \neq q \\ T_s, & p = q \end{cases}$$

- Sự trực giao này là nguyên tắc của phép giải điều chế OFDM
- Giả thiết toàn bộ băng tần của hệ thống B được chia thành  $N_C$  kênh con, với chỉ số của các kênh con là  $n, n \in \{-L, -L+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, L-1, L\}$  Do vậy  $N_{FFT} = 2L+1$
- Đầu vào bộ điều chế là dòng dữ liệu  $\{a_i\}$  được chia thành NFFT dòng dữ liệu song song với tốc độ dữ liệu giảm đi  $N_{FFT}$  lần thông qua bộ phân chia nối tiếp/song song.
- + Dòng bit trên mỗi luồng song song  $\{a_{i,n}\}$  lại được điều chế thành mẫu tín hiệu phức đa mức  $\{d_{k,n}\}$ , với chỉ số  $n$  là chỉ số của sóng mang phụ,  $i$  là chỉ số của khe thời gian tương ứng với  $N_C$  bit song song sau khi qua bộ biến đổi nối tiếp/song song, chỉ số  $k$  là chỉ số của khe thời gian tương ứng với  $N_C$  mẫu tín hiệu phức.
- Phương pháp điều chế ở băng tần cơ sở thường được sử dụng là M-QAM, QPSK.
- + Tín hiệu sau khi nhân với xung cơ sở và dịch tần được cộng lại qua bộ tổng và cuối cùng được biểu diễn như sau:

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

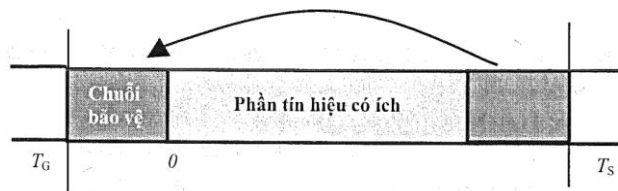
- Tín hiệu này được gọi là mẫu tín hiệu OFDM thứ  $k$ . **Sự biểu diễn tín hiệu OFDM tổng quát**

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

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

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

### 2.3. Chuỗi bảo vệ CP trong OFDM



Hình 3.3.1. Mô tả khái niệm về chuỗi bảo vệ

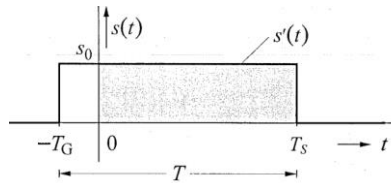
- Giả thiết một mẫu tín hiệu OFDM có độ dài là  $T_s$  như ở hình 3.3.1. Chuỗi bảo vệ là 1 chuỗi tín hiệu có độ dài là  $T_G$  ở phía sau sao chép lên phần phía trước của mẫu tín hiệu này. Sự sao chép này có tác dụng chống lại nhiễu xuyên tín hiệu gây ra bởi hiệu ứng phân tán đa đường.

## 2.4. Phép nhân với xung cơ bản

- Trong bất kỳ hệ thống truyền dẫn vô tuyến nào, tín hiệu trước khi được truyền đi đều được nhân với xung cơ bản. Mục đích của phép nhân này là giới hạn phổ của tín hiệu phát sao cho phù hợp với bề rộng cho phép của kênh truyền.

- Trong trường hợp bề rộng của phổ tín hiệu phát lớn hơn bề rộng kênh truyền cho phép thì tín hiệu phát này sẽ gây ra nhiễu xuyên kênh đối với các hệ thống khác. Trong hệ thống OFDM, tín hiệu trước khi phát đi được nhân với xung cơ bản là  $s'(t)$ . Xung cơ bản có bề rộng đúng bằng bề rộng của một mẫu tín hiệu OFDM. Sau khi chèn chuỗi bảo vệ thì xung cơ bản ký hiệu là  $s(t)$  có độ rộng là  $T_s + T_G$

- Dạng xung cơ bản đơn giản nhất là xung vuông mô tả như ở hình 3.4.1  $s(t) = \begin{cases} s_0, & -T_G \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{còn lại} \end{cases}$



Hình 3.4.1. Xung cơ sở

- Trong thực tế xung cơ sở thường được sử dụng là bộ lọc cos nâng.

## 2.5. Thực hiện bộ điều chế OFDM bằng thuật toán IFFT

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

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

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

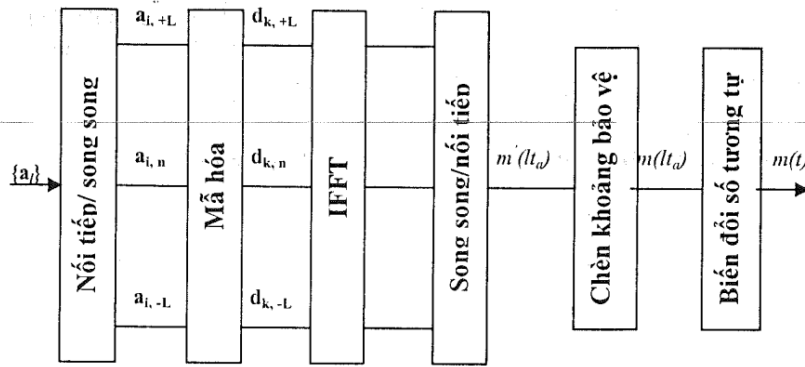
$$t_a = \frac{1}{B} = \frac{T_s}{N_{FFT}}$$

trong đó  $B$  là toàn bộ bề rộng của băng tần của hệ thống. Ở tại thời điểm lấy mẫu  $t = kT + lt_a$ ,

$$S'(t - kT) = s_0 \Rightarrow m'_k(kT_s + lt_a) = s_0 \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} e^{j2\pi \frac{nl}{N_{FFT}}}$$

- Phép biểu diễn tín hiệu OFDM ở PT trên trùng hợp với phép biến đổi IDFT.

- Do vậy, bộ điều chế OFDM có thể thực hiện một cách dễ dàng bằng phép biến đổi IDFT. Trong trường hợp  $N_{FFT}$  là bội số của 2, phép biến đổi IDFT được thay thế bằng phép biến đổi nhanh IFFT. Sơ đồ bộ điều chế OFDM sử dụng thuật toán IFFT được thể hiện như ở hình



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

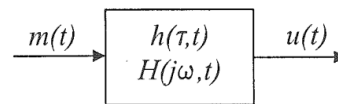
### 3. Lý thuyết về giải điều chế OFDM

#### 3.1. Kênh truyền dẫn phân tập đa đường

- Kênh truyền dẫn phân tập đa đường được biểu hiện về mặt toán học thông qua đáp ứng xung  $h(\tau, t)$  và hàm truyền đạt  $H(j\omega, t)$ . Đối với đáp ứng xung  $h(\tau, t)$ , biến  $\tau$  ký hiệu là trễ truyền dẫn của kênh.

- Trễ truyền dẫn là khoảng thời gian cần thiết để tín hiệu chuyển từ máy phát đến máy thu. Biến  $t$  là thời gian tuyệt đối (hay là thời điểm quan sát kênh). Biến đổi Fourier của đáp ứng xung đối với biến  $\tau \Rightarrow$  hàm truyền đạt của kênh:  $H(j\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j\omega\tau} d\tau$

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

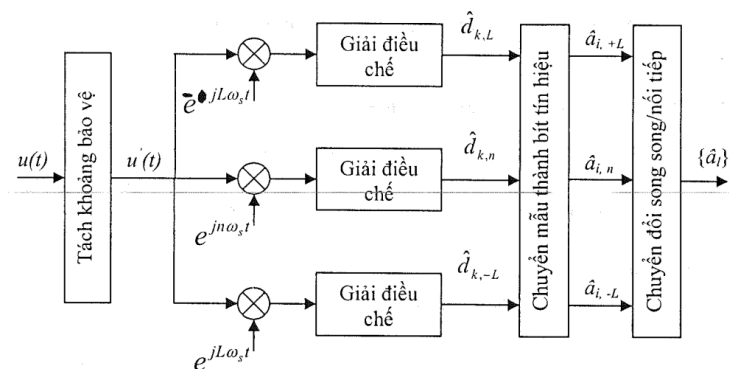


Hình 4.1.1. Mô hình kênh truyền

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

$$u(t) = m(t) * h(\tau, t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau, t)(t - \tau) d\tau$$

#### 3.2. Bộ giải điều chế OFDM



Hình 4.2.1. Sơ đồ cấu trúc bộ giải điều chế OFDM

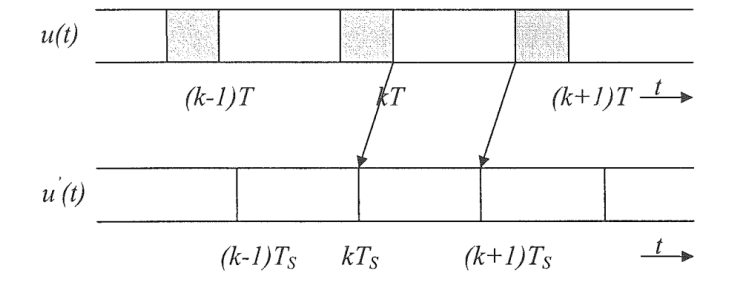
- Sơ đồ cấu trúc bộ giải điều chế OFDM được mô tả như ở hình 4.2.1. Tín hiệu đưa vào bộ giải điều chế là  $u(t)$ . Với tín hiệu phát  $m(t)$ , biểu diễn của  $u(t)$  được viết tiếp dưới dạng

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

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

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

### 3.2.1. Tách khoảng bảo vệ



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

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

$$u'(kT_s + t) = u(kT + t) \text{ nếu } 0 \leq t \leq T_s, \text{ mọi } k \quad (4.2.2)$$

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

### 3.2.2. Tín hiệu sau giải điều chế

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

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

trong đó  $\hat{d}_{k,l}$  là tín hiệu ra của bộ tích phân nằm ở sóng mang phụ thứ  $l$  và mẫu  $k, l$  tín hiệu OFDM thứ  $k$  (khe thời gian thứ  $k$ ).

- Tín hiệu sau giải điều chế trên mỗi sóng mang phụ được biểu diễn dưới dạng

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{S_0}{T_0} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} H(n\omega_s, t) e^{j\omega_s(N-T)(t-kT_s)} dt$$

Trong phương trình trên, kết quả tích phân cho trường hợp  $n = 1$  sẽ cho ta tín hiệu có ích  $d_{k,l}^U$ , còn kết quả tích phân cho các trường hợp  $n \neq 1$  sẽ là kết quả của can nhiễu liên kênh ICI (intercarrier interference)  $d_{k,l}^{ICI}$ .

- Phần tín hiệu có ích:  $d_{k,l}^U = \frac{s_0}{T_0} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} d_{k,l} H(l\omega_s, t) dt$  và phần can nhiễu liên kênh được biểu diễn bởi  $d_{k,l}^{ICI} = \frac{s_0}{T_0} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} \sum_{n=-L}^{+L} d_{k,n} H(n\omega_s, t) e^{j\omega_s(N-T)(t-kT_S)} dt$

- Giả sử kênh vô tuyến không phụ thuộc vào thời gian trong độ dài của một mẫu tín hiệu  $T_S$ , có nghĩa là biến thời gian  $t$  trong hàm truyền đạt của kênh  $H(n\omega_s, t)$  được loại bỏ trong phép lấy tích phân, thì thành phần có ích được viết lại dưới dạng  $d_{k,l}^U = s_0 H(l\omega_s)$

- Thành phần nhiễu liên kênh được viết lại:  $d_{k,l}^{ICI} = 0$  (4.2.12)

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

### 3.3. Thực hiện bộ giải điều chế OFDM bằng phép biến đổi nhanh FFT

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

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

$$u'_k(t) \Rightarrow u'_k(kT_S + nt_a)$$

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

$$\hat{d}_{k,l} = \frac{t_a}{T_S} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} u'_k(kT_S + nt_a) e^{jl\omega_s(kT_S + nt_a)}$$

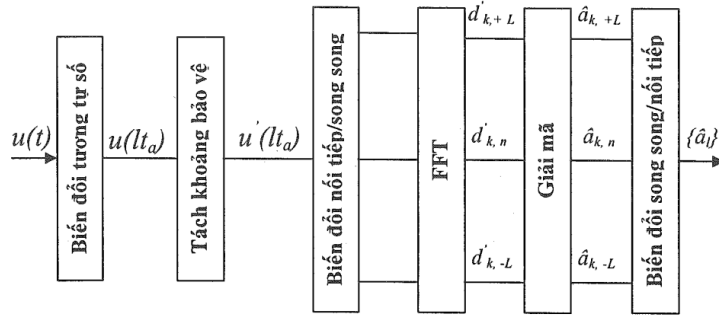
- Tách sự biểu diễn của thành phần hàm số mũ thành tích của hai thành phần, PT (4.3.3) được biểu diễn lại dưới dạng:  $\hat{d}_{k,l} = \frac{t_a}{T_S} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} u'_k(kT_S + nt_a) e^{-jnl\omega_s t_a} e^{-jkl\omega_s T_S}$

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

- Biểu thức trên lại chính là phép biểu diễn DFT với chiều dài  $N_{FFT}$ . Nhờ có sự phát triển của kỹ thuật số, phép thực hiện DFT được dễ dàng thực hiện. Đặc biệt là khi  $N_{FFT}$  là bội số của cơ số 2, phép thực hiện DFT được thay thế bằng phép biến đổi nhanh FFT.

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



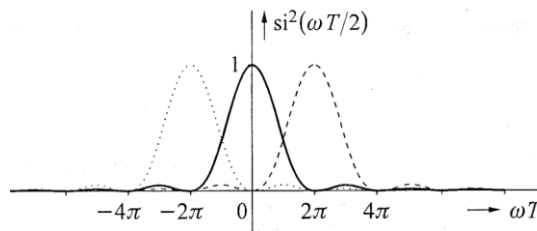


Hình 4.3.1. Sơ đồ khối của bộ giải điều chế OFDM thực hiện bằng phép biến đổi nhanh FFT

## 4. Phổ tín hiệu OFDM

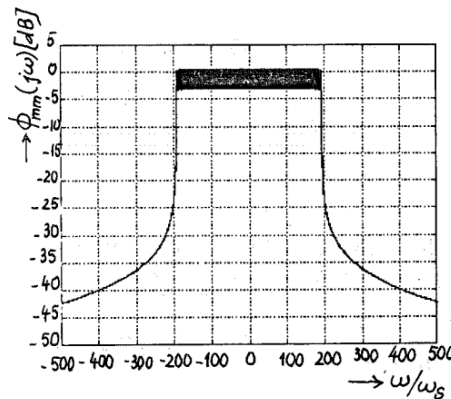
### 4.1. Biểu diễn toán học phổ tín hiệu OFDM

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



Hình 5.1.1. Phổ tín hiệu của các đơn sóng mang

- Phép biểu diễn toán học của phổ:  $\Phi_{nm}(j\omega) = E_s T \sum_{n=-L}^L si^2((\omega - n\omega_s) \frac{T}{2})$



Hình 5.1.2. Phổ tín hiệu OFDM

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

### 4.2. Hiệu suất phổ tín hiệu của hệ OFDM

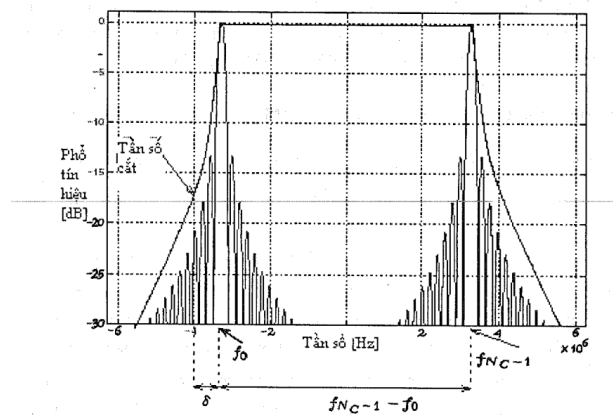
- Hiệu suất phổ tín hiệu của một hệ thống được đánh giá theo công thức:

$$R_{eff} = R_b [\text{bits/s}] / B [\text{Hz}]$$

trong đó  $R_b$  là tốc độ bit trong một đơn vị thời gian là giây và  $B$  là toàn bộ băng tần chiếm dụng của hệ thống.

- Giả thiết hệ thống OFDM sử dụng phương pháp điều chế  $M$  mức trên mỗi sóng mang ( $M$ -ary symbol), khi đó số bit tương ứng với mỗi mẫu tín hiệu sẽ là  $\log_2(M)$ . Hệ thống sử dụng  $N_c$  sóng mang phụ để mang tin, ( $N \leq N_{FFT}$ ), khi đó tổng số bit tương ứng với một mẫu tín hiệu OFDM có độ dài  $T$  (kể cả chuỗi bảo vệ) là  $N_c \log_2(M)$ .  $\Rightarrow$  Trong một giây tốc độ bit sẽ là  $R_b = N_c \log_2(M)/T$

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



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

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

$$B = f_{N_c-1} - f_0 + 2\delta$$

với  $f_{N_c-1}$  là tần số sóng mang phụ lớn nhất và  $f_0$  là tần số sóng mang phụ nhỏ nhất,  $\delta$  là bề rộng của một nửa khoảng cách hai sóng mang phụ kế tiếp bao gồm cả hệ số cắt  $\beta$  của bộ lọc cos nâng.

$$\Rightarrow \delta = (1 + \beta)(f_s/2). \Rightarrow R_{eff} = \frac{\log_2(M)}{1 + \frac{\beta}{N_c}} \frac{T_s}{T_s + T_G}$$

- Hiệu quả sử dụng phổ tín hiệu OFDM càng lớn nếu số sóng mang sử dụng cho việc mang tin có ích càng lớn. Thêm vào đó độ dài của chuỗi bảo vệ phải tương đối nhỏ so với độ dài mẫu tín hiệu OFDM.

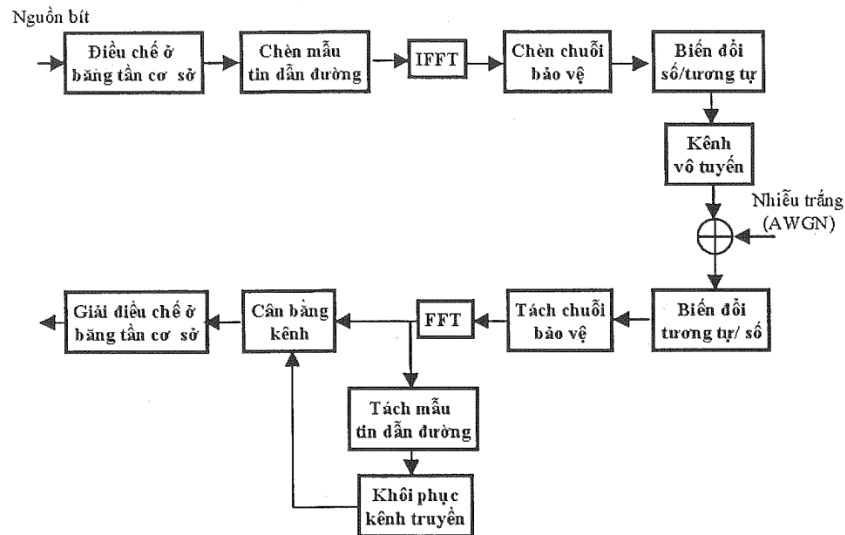
- Sự lựa chọn tham số cho hệ thống OFDM để nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tín hiệu của hệ thống phải đảm bảo điều kiện  $T_G \ll T_s$ ; mặt khác để loại bỏ được toàn bộ nhiễu liên tín hiệu cho hệ thống thì chuỗi bảo vệ phải lớn hơn trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh  $T_G \gg \tau_{max}$

- Để giảm sự ảnh hưởng của sự phụ thuộc theo thời gian của kênh đối với chất lượng hệ thống thì độ dài một mẫu tín hiệu OFDM phải nhỏ hơn nhiều độ dài phụ thuộc thời gian của kênh  $T_s \ll \frac{1}{2f_{Dmax}}$

$\Rightarrow$  Các điều kiện trên là các điều kiện cơ bản để lựa chọn tham số cho việc thiết kế hệ thống OFDM.

## 5. Ước lượng kênh và cân bằng kênh OFDM

## Tổng quan hệ thống OFDM



Hình 6.1.1. Tổng quan hệ thống OFDM.

- Nguồn tín hiệu là một luồng bit được điều chế ở băng tần cơ sở thông qua các phương pháp điều chế như QPSK, Mary-QAM.

+ Tín hiệu dẫn đường (pilot symbols) được chèn vào nguồn tín hiệu, sau đó được điều chế thành tín hiệu OFDM thông qua bộ biến đổi IFFT và chèn chuỗi bảo vệ.

+ Luồng tín hiệu số được chuyển thành luồng tín hiệu tương tự qua bộ chuyển đổi số/tương tự trước khi truyền trên kênh vô tuyến qua anten phát.

+ Tín hiệu truyền qua kênh vô tuyến bị ảnh hưởng bởi nhiễu fading và nhiễu trắng

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

- Máy thu thực hiện các chức năng ngược lại như đã thực hiện ở máy phát. Tuy nhiên để khôi phục được tín hiệu phát thì hàm truyền của kênh vô tuyến cũng phải được khôi phục. Việc thực hiện khôi phục hàm truyền kênh vô tuyến được thực hiện thông qua mẫu tín hiệu dẫn đường nhận được ở phía thu.

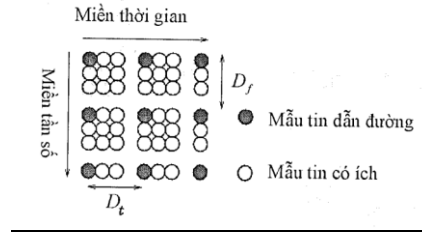
+ Tín hiệu nhận được sau khi giải điều chế OFDM được chia làm hai luồng tín hiệu.

- Luồng tín hiệu thứ nhất là tín hiệu có ích được đưa đến bộ cân bằng kênh.
- Luồng tín hiệu thứ hai là mẫu tín hiệu dẫn đường được đưa vào bộ khôi phục kênh truyền.

+ Kênh truyền sau khi được khôi phục cũng sẽ được đưa vào bộ cân bằng kênh để khôi phục lại tín hiệu ban đầu.

### 5.1. Khôi phục kênh/Uớc lượng kênh

#### 5.1.1. Nguyên tắc chèn mẫu dẫn đường ở miền tần số và thời gian



Hình 6.2.1: Sự sắp xếp mẫu tin dẫn đường và mẫu tin có ích ở miền tần số và miền thời gian

- Khoảng cách giữa hai mẫu tin dẫn đường liên tiếp nhau phải tuân theo quy luật lấy mẫu cả ở miền tần số và miền thời gian. Ở miền tần số, sự biến đổi của kênh vô tuyến phụ thuộc vào thời gian trễ truyền dẫn lớn nhất của kênh  $\tau_{max}$ .  $r_f$  là tỷ số lấy mẫu (oversampling rate) ở miền tần số,  $f_s$  là khoảng cách liên tiếp giữa hai sóng mang phụ, khoảng cách giữa hai mẫu tin dẫn đường ở miền tần số  $D_f$  phải thỏa mãn  $r_f = \frac{1}{D_f f_s \tau_{max}} \geq 1$ .

- Tỷ số lấy mẫu tối thiểu ở miền tần số  $r_f$  phải là 1. Khi  $r_f < 1$ , thì kênh truyền không thể khôi phục lại được hoàn toàn thông qua mẫu tin dẫn đường.

- Tương tự như ở miền tần số, khoảng cách ở miền thời gian của hai mẫu tin dẫn đường liên tiếp  $D_t$ , cũng phải thỏa mãn tiêu chuẩn lấy mẫu ở miền thời gian. Sự biến đổi của hàm truyền vô tuyến ở miền thời gian phụ thuộc vào tần số Doppler. Theo tiêu chuẩn lấy mẫu ở miền tần số, khoảng cách  $D_t$  phải thỏa mãn điều kiện  $r_t = \frac{1}{2f_{D,max} D_t (T_S + T_G)} \geq 1$ . Tỷ số  $r_t$  là tỷ số lấy mẫu ở miền thời gian. Trong trường hợp điều kiện không thỏa mãn thì hàm truyền kênh vô tuyến cũng không thể hoàn toàn khôi phục được ở phía máy thu.

### 5.1.2. Khôi phục kênh theo phương pháp thông thường

- Giả sử ở mẫu tin OFDM  $i'$  và trên sóng mang phụ  $n'$  mẫu tin dẫn đường  $S_{i',n'}$  được phát đi. Sau khi giải điều chế ở phía thu, mẫu tin này được biểu diễn với sự có mặt của can nhiễu trắng như sau:  $R_{i',n'} = H_{i',n'}(1 + S_{i',n'})$ .

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

+ Bước 1:

- Hệ số kênh truyền tại các mẫu tin dẫn đường  $\tilde{H}_{i',n'}$  được khôi phục lại bằng cách chia mẫu tin dẫn đường nhận được  $R_{i',n'}$  cho mẫu tin dẫn đường đã phát đi  $S_{i',n'} \Rightarrow \tilde{H}_{i',n'} = R_{i',n'} / S_{i',n'}$
- Tuy nhiên chỉ hàm truyền vô tuyến tại vị trí của mẫu tin dẫn đường được khôi phục được, còn hàm truyền tại các vị trí của mẫu tin có ích vẫn là những ẩn số. Vấn đề này được giải quyết thông qua các thuật toán nội suy (interpolation technique).

+ Bước 2:

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

$$\hat{H}_{i',n'} = \text{nội suy của } \{\tilde{H}_{i',n'}\}$$

- Có nhiều phương pháp nội suy được có thể được sử dụng ví dụ như phép nội suy tuyến tính, nội suy sử dụng hàm SI, hàm đa thức cubic, hoặc nội suy sử dụng bộ lọc tối ưu Wiener.

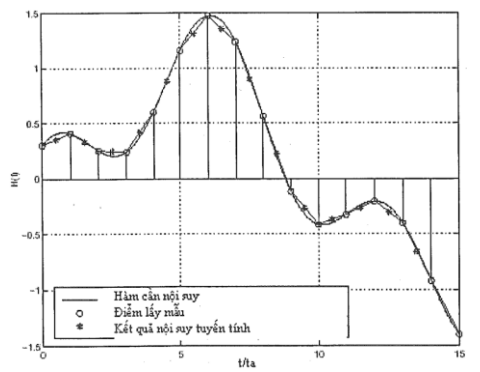
### 5.1.2. Các kỹ thuật nội suy để khôi phục hàm truyền

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

+ Nội suy sử dụng hàm tuyến tính (*linear interpolation*), nội suy sử dụng hàm  $S_i(x) = \sin(x)/x$ , hoặc nội suy hàm đa thức (*cubic interpolation*). Ở phép nội suy tuyến tính, hàm truyền tại vị trí mẫu tin có ích được nội suy chỉ thông qua hai điểm kế cận của hai mẫu tin dẫn đường.

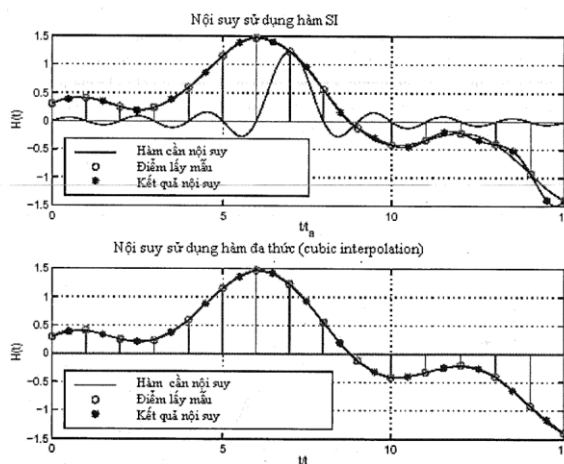
+ Tuy nhiên ở phép nội suy đa thức, hàm truyền của mẫu tin có ích được nội suy thông qua nhiều điểm khác nhau của mẫu tin dẫn đường. Do vậy nội suy đa thức có chất lượng tốt hơn so với nội suy tuyến tính nhưng độ phức tạp lại cao hơn.

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



Hình 6.4.1: Các kỹ thuật nội suy tuyến tính

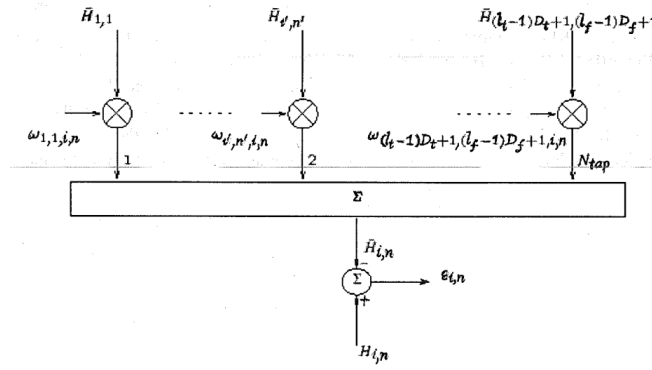
Hình 6.4.2 minh họa hai phương pháp nội suy đa thức và nội suy  $S_i(x)$ . Cả hai phương pháp này đều thông dụng trong thực tế. Nội suy  $S_i(x)$  thực chất là việc sử dụng bộ lọc thông thấp ở miền tần số. Ở miền thời gian nó được biểu diễn thông qua hàm  $S_i(x)$



Hình 6.4.2: Các kỹ thuật nội suy SI và nội suy cubic

- Nội suy sử dụng bộ lọc tối ưu Wiener (*Wiener filter*)

+ Bộ lọc tối ưu Wiener còn được gọi là bộ lọc lỗi bình phương tối thiểu (MMSE - minimum mean square error). Bộ lọc Wiener được ứng dụng rộng rãi trong các kỹ thuật cân bằng tín hiệu hay ước lượng kênh truyền. Cấu trúc bộ lọc được mô tả như ở hình dưới.



Hình: Bộ lọc Wiener

- Đầu vào bộ lọc các các giá trị hệ số kênh truyền  $\tilde{H}_{i,n'}$ , tại các mẫu tin dẫn đường thu được ở PT(6.3.2).
- Các giá trị của kênh truyền được nhân với các hệ số của bộ lọc  $\omega_{i,n',i,n}$  như ở phương trình:

$$\hat{H}_{i,n'} = \sum \omega_{i,n',i,n} \tilde{H}_{i,n'}$$

- tập P là tập tất cả các giá trị của  $i'$  và  $n'$ . Một giá trị  $\hat{H}_{i,n'}$  được nội suy từ các phần tử  $\tilde{H}_{i,n'}$  khác nhau ở cả miền tần số và miền thời gian. Khi đó người ta gọi phép nội suy là phép nội suy hai chiều
- Bộ lọc Wiener hai chiều có thể tách thành hai bộ lọc Wiener một chiều (một bộ lọc thực hiện ở miền thời gian và một bộ lọc thực hiện ở miền tần số). Nhờ đó mà độ phức tạp khi thực hiện bộ lọc giảm đi nhiều, tuy nhiên chất lượng tín hiệu lọc không giảm đáng kể.
- Nếu ta biểu diễn các giá trị đầu vào  $\tilde{H}_{i,n'}$  ở dạng vector cột như sau:

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \tilde{H}_{1,1}(1) \\ \vdots \\ \tilde{H}_{i',n'}(k) \\ \vdots \\ \tilde{H}_{(l_t-1)D_t+1, (l_f-1)D_f+1}(N_{tap}) \end{pmatrix}$$

và các hệ số bộ lọc  $\omega_{i,n',i,n}$  dưới dạng vecto:  $\mathbf{W}_{i,n}^T = \{(\omega_{i,n',i,n}, \omega_{(l_t-1)D_t+1, (l_f-1)D_f+1, i,n})$

$$\Rightarrow \hat{H}_{i,n'} = \mathbf{W}_{i,n}^T \tilde{\mathbf{h}}$$

+ Ở hình 6.4.3,  $N_{tap}$  là số các hệ số của bộ lọc, tương đương với số các tín hiệu tap đầu vào  $\tilde{H}_{i,n'}$  sử dụng để nội suy cho một giá trị đầu ra. Nếu các hệ số của bộ lọc được thiết kế một cách tối ưu, thì lỗi bình phương giữa kết quả nội suy  $\hat{H}_{i,n'}$  và giá trị lý tưởng  $H_{i,n}$  là tối thiểu.

+ Phương trình của Wiener-Hop sử dụng để tính toán các hệ số của bộ lọc. Mục đích của bộ lọc là để tối thiểu lỗi bình phương giữa hệ số lý tưởng của kênh và hệ số được ước lượng khi dùng bộ lọc.

$$\mathbf{W}_{i,n}^T = \mathbf{P}_{i,n}^T \mathbf{R}^{-1}$$

PT trên được gọi là PT Wiener-Hop cho phép tính vector hệ số bộ lọc  $\mathbf{W}_{i,n}^T$  sao cho giá trị trung bình lỗi bình phương là tối thiểu. Điều kiện để tính toán được các hệ số của bộ lọc là ma trận tương quan

của kênh  $\mathbf{R}$  và vector tương quan chéo của kênh  $\mathbf{P}_{i,n}^T$  phải được biết trước (với  $\mathbf{P}_{i,n}^T = E[H_{i,n}\check{h}^H]$  và  $\mathbf{R} = E[\check{h}\check{h}^H]$ )

## 5.2. Cân bằng kênh cho hệ thống OFDM

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

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

và ở miền tần số

$$H(j\omega, t) = H(jn\omega_s, t) \text{ với } (n - T/2)\omega_s \leq \omega \leq (n + T/2)\omega_s$$

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

$$H(j\omega, t) = H(jn\omega_s, t) \text{ với } \begin{cases} kT \leq t \leq (k+1)T \\ (n - T/2)\omega_s \leq \omega \leq (n + T/2)\omega_s \end{cases}$$

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

$$\check{d}_{k,n} = H(jn\omega_s, kT)d_{k,n}$$

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

$$d_{k,n} = \check{d}_{k,n}/H(jn\omega_s, kT)$$

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