



ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN
KHOA ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG

ĐỒ ÁN MÔN HỌC: THÔNG TIN DI ĐỘNG:

TỔNG QUAN HỆ THỐNG MIMO VÀ KỸ THUẬT OFDM

GVHD: Ths. Trương Tấn Quang.

SVTH: Võ Tấn Tài	0920218.
Nguyễn Tấn Phát	0920081.
Trần Minh Đức	0920026.
Lê Hồng Phúc	0920088.

Sau quá trình thực hiện đề tài “Tổng quan hệ thống MIMO và kỹ thuật OFDM”, chúng em đã có cái nhìn tổng quan về các hệ thống trong viễn thông, có cái nhìn toàn diện và hiểu sâu hơn về kỹ thuật OFDM. Nhóm đã thống nhất không đi sâu vào các kỹ thuật cụ thể mà tìm hiểu tổng quan để có kiến thức nền cơ bản để làm luận văn trong học kỳ tiếp theo, ngoài những kiến thức thu thập được trong quá trình làm đề tài chúng em còn có thêm kỹ năng làm việc nhóm, phân tích và tiếp cận vấn đề tốt hơn.

Mặc dù đã rất cố gắng, song do thời gian có hạn và kiến thức hạn chế của nhóm, nên không tránh khỏi thiếu sót nhờ thầy và các bạn góp ý để chúng em sửa chữa đề tài hoàn chỉnh hơn.

Nhóm thực hiện

Mục Lục

Lời nói đầu.....	1
CHƯƠNG I: CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN KHÔNG DÂY.....	4
I. Hệ thống SISO.....	4
II. Hệ thống MISO.....	4
III. Hệ thống SIMO.....	5
IV. Hệ thống MIMO.....	5
CHƯƠNG II: HỆ THỐNG MIMO.....	6
I. Kỹ thuật phân tập.....	6
1. <i>Phân tập thời gian</i>	6
2. <i>Phân tập tần số</i>	8
3. <i>Phân tập không gian</i>	8
II. Độ lợi trong hệ thống MIMO.....	9
1. <i>Độ lợi Beamforming</i>	9
2. <i>Độ lợi ghép kênh không gian</i>	9
3. <i>Độ lợi phân tập</i>	10
III. Kỹ thuật mã hóa không gian và thời gian.....	10
1. <i>Mã khối không gian thời gian STBC</i>	10
2. <i>Mã lưới không gian thời gian STTC</i>	13
3. <i>Mô hình hệ thống MIMO</i>	15
IV. Ưu ,nhược điểm hệ thống MIMO.....	19
1. <i>Ưu điểm</i>	19
2. <i>Nhược điểm</i>	19
V. Kết Luận.....	19

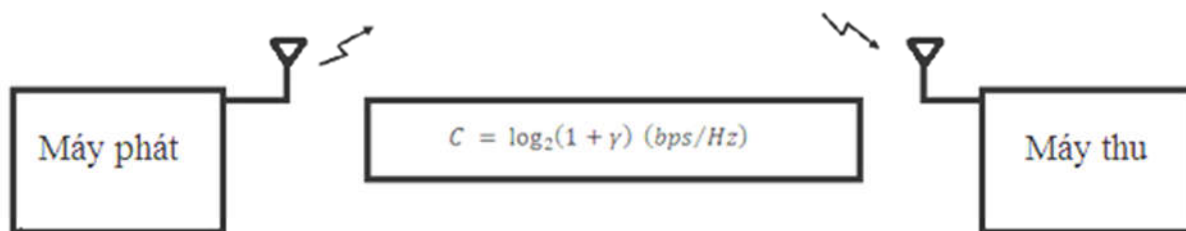
Chương III : KỸ THUẬT OFDM.....	20
I. Tính trực giao trong OFDM.	20
II. Mô hình hệ thống.	22
III. Mã hóa kênh.	22
IV. Kỹ thuật phân tán dữ liệu.	23
V. Chuyển đổi song song/nối tiếp, nối tiếp/song song.	23
VI. Điều chế sóng mang con	25
VII. Kỹ thuật IFT và FFT.	26
VIII. Khoảng bảo vệ.	27
IX. Biến đổi D/A, A/D.	32
X. Up converter và Down converter	32
XI. Bộ cân bằng.	33
XII. Ưu và nhược điểm của kỹ thuật OFDM.	34
1. Ưu điểm.	34
2. Nhược điểm.	34
CHƯƠNG IV: KẾT HỢP KỸ THUẬT OFDM VỚI HỆ THỐNG MIMO.....	35
I. Tổng quan.	35
II. Hệ thống MIMO OFDM.	36
III. Giới thiệu mô hình hệ thống MIMO-OFDM Alamouti.	39
TÀI LIỆU THAM KHẢO	43

CHƯƠNG I: CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN KHÔNG DÂY

Các mô hình hệ thống thông tin không dây có thể được phân loại thành 4 hệ thống cơ bản gồm:

- SISO (Single Input Single Output)
- SIMO (Single Input Multiple Output)
- MISO (Multiple Input Single Output)
- MIMO (Multiple Input Multiple Output)

I. Hệ thống SISO.

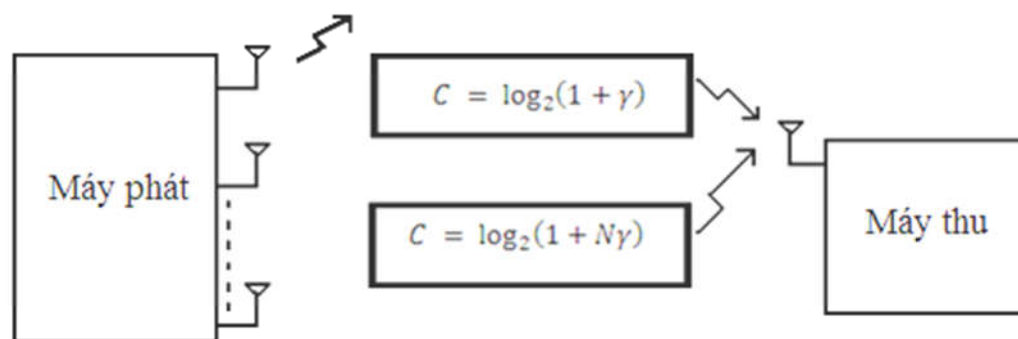


Hình 1.1: Hệ thống SISO

Hệ thống SISO là hệ thống thông tin không dây truyền thống chỉ sử dụng một anten phát và một anten thu. Máy phát và máy thu chỉ có một bộ cao tần và một bộ điều chế, giải điều chế. Hệ thống SISO thường dùng trong phát thanh và phát hình, và các kỹ thuật truyền dẫn vô tuyến cá nhân như Wi-Fi hay Bluetooth. Dung lượng hệ thống phụ thuộc vào tỉ số tín hiệu trên nhiễu được xác định theo công thức Shannon:

$$C = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad \text{bit/s/Hz.}$$

II. Hệ thống MISO.



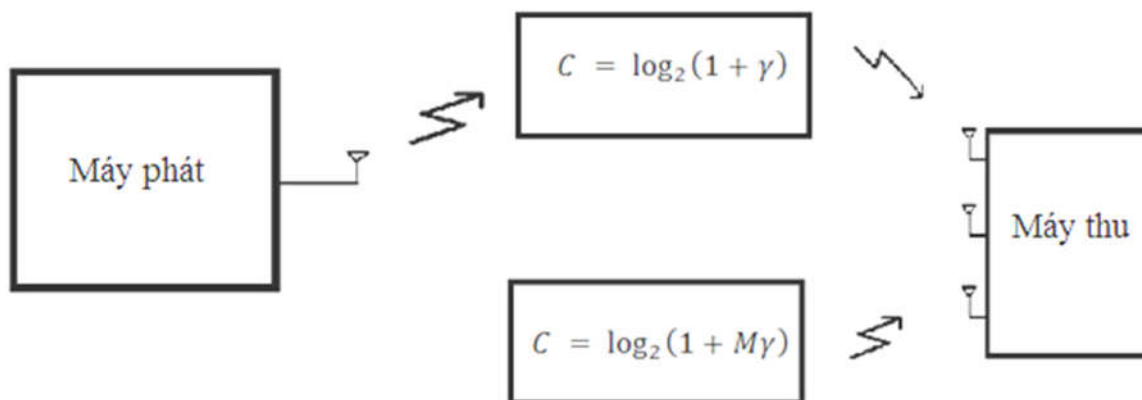
Hình 1.2: Hệ thống MISO.

Hệ thống sử dụng nhiều anten phát và một anten thu được gọi là hệ thống MISO. Hệ thống này có thể cung cấp phân tập phát thông qua kỹ thuật Alamouti từ đó cải thiện

lượng tín hiệu hoặc sử dụng Beamforming để tăng hiệu suất phát và vùng bao phủ. Khi máy phát biết được thông tin kênh truyền, dung lượng hệ thống tăng theo hàm logarit của số anten phát và có thể được xác định gần đúng theo công thức:

$$C = \log_2(1+N.SNR) \text{ bit/s/Hz.}$$

III. Hệ thống SIMO.

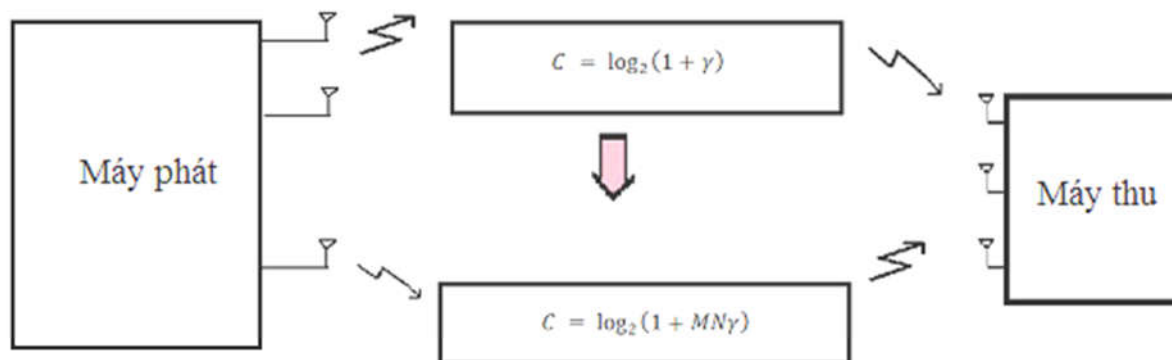


Hình 1.3: Hệ thống SIMO.

Hệ thống sử dụng một anten phát và nhiều anten thu được gọi là hệ thống SIMO. Trong hệ thống này máy thu có thể lựa chọn hoặc kết hợp tín hiệu từ các anten thu nhằm tối đa tỷ số tín hiệu trên nhiễu thông qua các giải thuật beamforming hoặc MMRC (Maximal- Ratio Receive Combining). Khi máy thu biết thông tin kênh truyền, dung lượng hệ thống tăng theo hàm logarit của số anten thu, được tính theo công thức:

$$C = \log_2(1+M.SNR) \text{ bit/s/Hz.}$$

IV. Hệ thống MIMO.



Hình 1.4: Hệ thống MIMO.

Hệ thống MIMO là hệ thống sử dụng đa anten cả nơi phát và nơi thu. Hệ thống có thể cung cấp phân tập phát nhờ đa anten phát, cung cấp phân tập thu nhờ vào đa anten thu

nhằm tăng chất lượng hệ thống hoặc thực hiện Beamforming tại nơi phát và nơi thu để tăng hiệu suất sử dụng công suất, triệt can nhiễu. Ngoài ra dung lượng hệ thống có thể cải thiện đáng kể nhờ vào độ lợi ghép kênh cung cấp bởi kỹ thuật mã hoá không gian - thời gian V-BLAST. Khi thông tin kênh truyền được biết tại cả nơi phát và thu, hệ thống có thể cung cấp độ lợi phân tập cực cao và độ lợi ghép kênh cực đại, dung lượng hệ thống trong trường hợp phân tập cực đại có thể xác định theo công thức:

$$C = \log_2(1 + M \cdot N \cdot \text{SNR}) \text{ bit/s/Hz.}$$

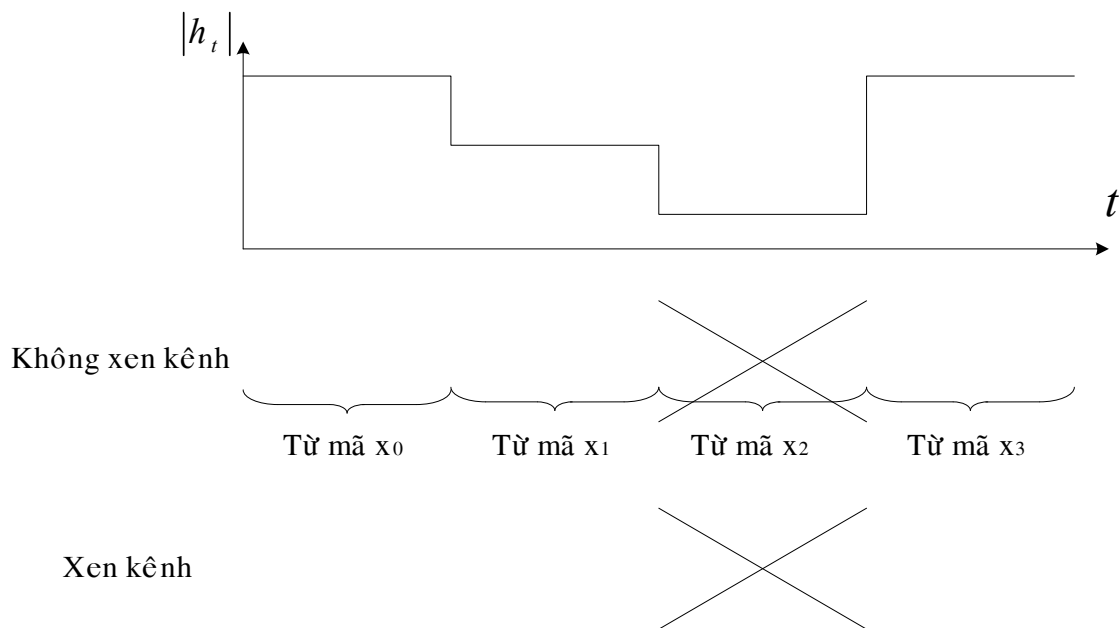
CHƯƠNG II: HỆ THỐNG MIMO

I. Kỹ thuật phân tập.

Trong các hệ thống thông tin vô tuyến di động, các kỹ thuật phân tập được sử dụng rộng rãi để giảm ảnh hưởng của Fading đa đường và cải thiện độ tin cậy của truyền dẫn mà không phải tăng công suất phát hoặc mở rộng băng thông. Kỹ thuật phân tập dựa trên các mô hình mà ở đó tại bộ thu sẽ nhận được các bản sao chép của tín hiệu phát, tất cả các sóng mang sẽ có cùng một thông tin nhưng sự tương quan về Fading thống kê là rất nhỏ. Ý tưởng cơ bản của phân tập là ở chỗ, nếu hai hoặc nhiều mẫu độc lập của tín hiệu được đưa tới và các mẫu đó bị ảnh hưởng của Fading là độc lập với nhau, có nghĩa là trong số chúng, có những tín hiệu bị ảnh hưởng nhiều, trong khi các mẫu khác bị ảnh hưởng ít hơn. Điều đó có nghĩa là khả năng của các mẫu đồng thời chịu ảnh hưởng của Fading dưới một mức cho trước là thấp hơn nhiều so với khả năng một vài mẫu độc lập bị nằm dưới mức đó. Do vậy, bằng cách kết hợp một cách thích hợp các mẫu khác nhau sẽ dẫn tới giảm ảnh hưởng của Fading và do đó tăng độ tin cậy của việc phát tín hiệu. Một số phương pháp phân tập được sử dụng để có được chất lượng như mong muốn tương ứng với phạm vi phân tập được giới thiệu, các kỹ thuật phân tập được phân lớp thành phân tập thời gian, tần số và phân tập không gian.

1. Phân tập thời gian.

Phân tập theo thời gian có thể thu được qua mã hóa và xen kênh. Sau đây ta sẽ so sánh hai trường hợp: truyền ký tự liên tiếp và dùng xen kênh khi độ lợi kênh truyền rất nhỏ.



Hình 2.1: Phân tập theo thời gian.

Từ hình vẽ ta thấy rằng: từ mã x_2 bị triệt tiêu bởi Fading nếu không dùng bộ xen kênh, nếu dùng bộ xen kênh thì mỗi từ mã chỉ mất một ký tự và ta có thể phục hồi lại từ 3 ký tự ít bị ảnh hưởng bởi Fading.

Phân tập thời gian có thể đạt được bằng cách truyền dữ liệu giống nhau qua những khe thời gian khác nhau, tại nơi thu các tín hiệu Fading không tương quan với nhau. Khoảng cách thời gian yêu cầu ít nhất bằng thời gian nhất quán của kênh truyền hoặc nghịch đảo của tốc độ Fading.

$$\frac{1}{f_d} = \frac{c}{v \cdot f_c}$$

Mã điều khiển lỗi thường được sử dụng trong hệ thống truyền thông để cung cấp độ lợi mã (coding gain) so với hệ thống không mã hóa. Trong truyền thông di động, mã điều khiển lỗi kết hợp với xen kênh để đạt được sự phân tập thời gian. Trong trường hợp này, các phiên bản của tín hiệu phát đến nơi thu dưới dạng dư thừa trong miền thời gian. Khoảng thời gian lặp lại các phiên bản của tín hiệu phát được quy định bởi thời gian xen kênh để thu được Fading độc lập ở ngõ vào bộ giải mã. Vì tốn thời gian cho bộ xen kênh dẫn đến trì hoãn việc giải mã, kỹ thuật này thường hiệu quả trong môi trường Fading

nhanh, ở đó thời gian nhất quán của kênh truyền nhỏ. Đối với kênh truyền Fading chậm nếu xen kênh quá nhiều thì có thể dẫn đến trì hoãn đáng kể.

2. Phân tập tần số.

Trong phân tập tần số, sử dụng các thành phần tần số khác nhau để phát cùng một thông tin. Các tần số cần được phân chia để đảm bảo bị ảnh hưởng của fading một cách độc lập. Khoảng cách giữa các tần số phải lớn hơn vài lần băng thông nhất quán để đảm bảo rằng fading trên các tần số khác nhau là không tương quan với nhau. Trong truyền thông di động, các phiên bản của tín hiệu phát thường được cung cấp cho nơi thu ở dạng dư thừa trong miền tần số còn được gọi là trải phổ, ví dụ như trải phổ trực tiếp, điều chế đa sóng mang và nhảy tần. Kỹ thuật trải phổ rất hiệu quả khi băng thông nhất quán của kênh truyền nhỏ. Tuy nhiên, khi băng thông nhất quán của kênh truyền lớn hơn băng thông trải phổ, trải trễ đa đường sẽ nhỏ hơn chu kỳ của tín hiệu. Trong trường hợp này, trải phổ là không hiệu quả để cung cấp phân tập tần số. Phân tập tần số gây ra sự tổn hao hiệu suất băng thông tùy thuộc vào sự dư thừa thông tin trong cùng băng tần số.

3. Phân tập không gian.

Phân tập không gian còn gọi là phân tập anten. Phân tập không gian được sử dụng phổ biến trong truyền thông không dây dùng sóng viba. Phân tập không gian sử dụng nhiều anten hoặc chuỗi array được sắp xếp trong không gian tại phía phát hoặc phía thu. Các anten được phân chia ở những khoảng cách đủ lớn, sao cho tín hiệu không tương quan với nhau.

Yêu cầu về khoảng cách giữa các anten tùy thuộc vào độ cao của anten, môi trường lan truyền và tần số làm việc. Khoảng cách điển hình khoảng vài bước sóng là đủ để các tín hiệu không tương quan với nhau. Trong phân tập không gian, các phiên bản của tín hiệu phát được truyền đến nơi thu tạo nên sự dư thừa trong miền không gian. Không giống như phân tập thời gian và tần số, phân tập không gian không làm giảm hiệu suất băng thông. Đặc tính này rất quan trọng trong truyền thông không dây tốc độ cao trong tương lai.

Tùy thuộc vào việc sử dụng nhiều anten hoặc ở nơi phát hoặc nơi thu mà người ta chia phân tập không gian thành ba loại:

- phân tập anten phát (hệ thống MISO)

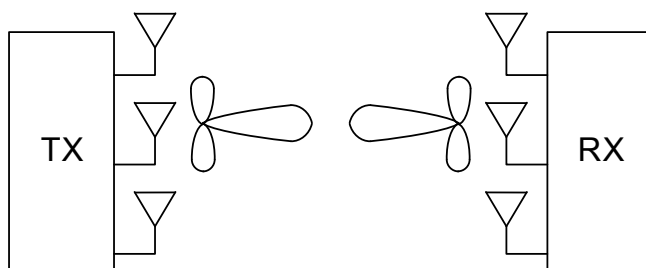
- phân tập anten thu (hệ thống SIMO)
- phân tập anten phát và thu (hệ thống MIMO).

Trong phân tập anten thu, nhiều anten được sử dụng ở nơi thu để nhận các phiên bản của tín hiệu phát một cách độc lập. Các phiên bản của tín hiệu phát được kết hợp một cách hoàn hảo để tăng SNR của tín hiệu thu và làm giảm bớt Fading đa đường.

II. Độ lợi trong hệ thống MIMO.

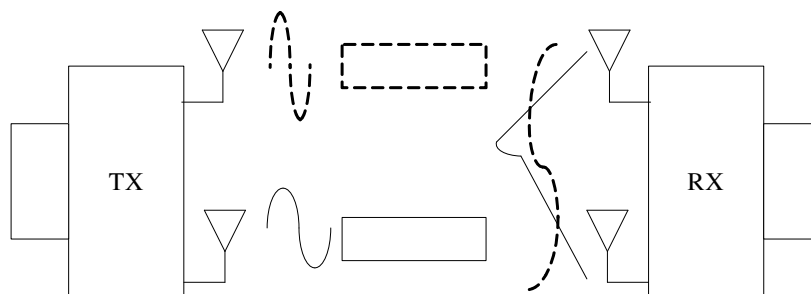
1. Độ lợi Beamforming.

Beamforming giúp hệ thống tập trung năng lượng bức xạ theo hướng mong muốn giúp tăng hiệu quả công suất, giảm can nhiễu và tránh được can nhiễu tới từ các hướng không mong muốn, từ đó giúp cải thiện chất lượng kênh truyền và tăng độ bao phủ của hệ thống. Để có thể thực hiện Beamforming, khoảng cách giữa các anten trong hệ thống MIMO thường nhỏ hơn bước sóng λ (thông thường là $\lambda/2$), Beamforming thường được thực hiện trong môi trường ít tán xạ. Khi môi trường tán xạ mạnh hệ thống MIMO có thể cung cấp độ lợi ghép kênh không gian và độ lợi phân tập.



Hình 2.2: Kỹ thuật Beamforming.

2. Độ lợi ghép kênh không gian.

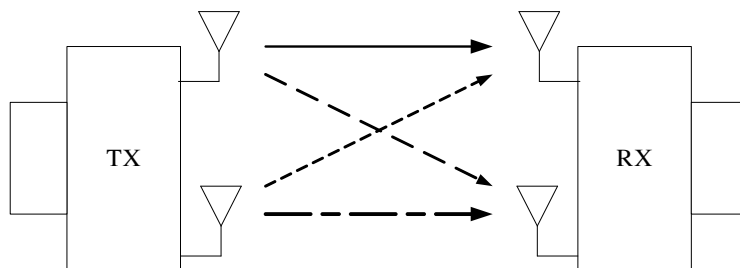


Hình 2.3: Ghép kênh không gian giúp tăng tốc độ truyền.

Tận dụng các kênh truyền song song có được từ đa anten tại phía phát và phía thu trong hệ thống MIMO, các tín hiệu sẽ được phát độc lập và đồng thời ra các anten (hình 2.3), nhằm tăng dung lượng kênh truyền mà không cần tăng công suất phát hay tăng băng thông hệ thống. Dung lượng hệ thống sẽ tăng tuyến tính theo số các kênh truyền song

song trong hệ thống. Để cực đại độ lợi ghép kênh qua đó cực đại dung lượng kênh truyền thuật toán V-BLAST (Vertical- Bell Laboratories Layered Space-Time) được áp dụng.

3. Độ lợi phân tập.



Hình 2.4: Không gian phân tập giúp cải thiện SNR.

Trong truyền dẫn vô tuyến, mức tín hiệu luôn thay đổi, bị Fading liên tục theo không gian, thời gian và tần số, khiến cho tín hiệu tại nơi thu không ổn định, việc phân tập cung cấp cho các bộ thu các bản sao tín hiệu giống nhau qua các kênh truyền Fading khác nhau (hình 2.4), bộ thu có thể lựa chọn hay kết hợp hay kết hợp các bản sao tín hiệu này để giảm thiểu tốc độ sai bit BER, chống Fading qua đó tăng độ tin cậy của hệ thống. Để cực đại độ lợi phân tập, giảm BER và chống lại Fading, thuật toán STBC (Space-Time Block Code) và STTC (Space-Time Trellis Code) được áp dụng.

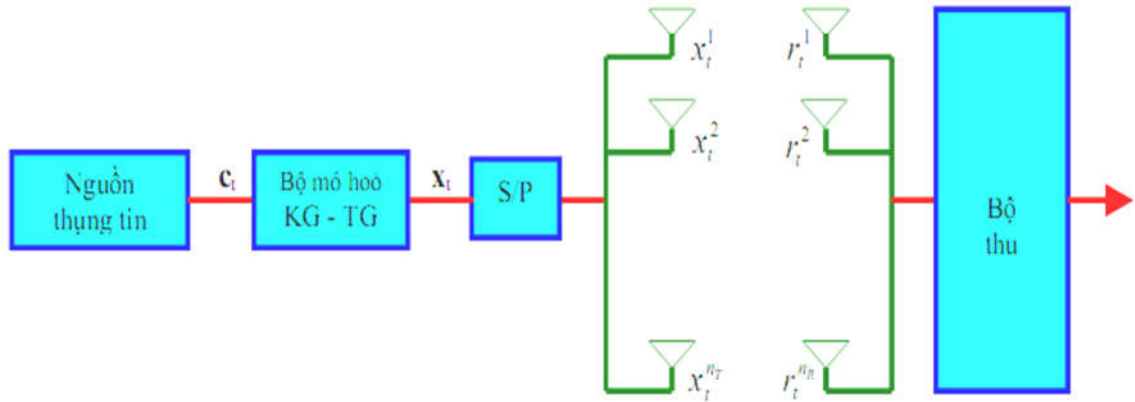
Thực tế, để hệ thống có dung lượng cao, BER thấp, chống được Fading, ta phải có sự tương quan giữa độ lợi phân tập và độ lợi ghép kênh trong việc thiết kế hệ thống.

III. Kỹ thuật mã hóa không gian và thời gian.

1. Mã khối không gian thời gian STBC.

Để có thể cải thiện chất lượng lỗi của truyền dẫn nhiều anten người ta có khả năng kết hợp mã hóa chống lỗi với thiết kế phân tập phát. Mã chống lỗi kết hợp với các phương pháp phân tập có thể vừa đạt được độ tăng ích mã lại vừa có lợi từ việc phân tập, tuy nhiên ta sẽ gặp phải vấn đề tổn thất về băng thông do việc dư thừa của mã.

Chúng ta xem xét một hệ thống thông tin sử dụng mã không gian thời gian trên băng gốc với N_T antenna phát và N_R antenna thu như hình 2.5. Các dữ liệu phát đi được mã hóa bởi bộ mã hóa không gian thời gian.



Hình 2.5: Mô hình hệ thống băng gốc.

Tại mỗi khoảng thời gian t , một khối gồm m symbol thông tin nhị phân được biểu diễn bởi:

$$C_t = (c_t^1, c_t^2 \dots c_t^m)$$

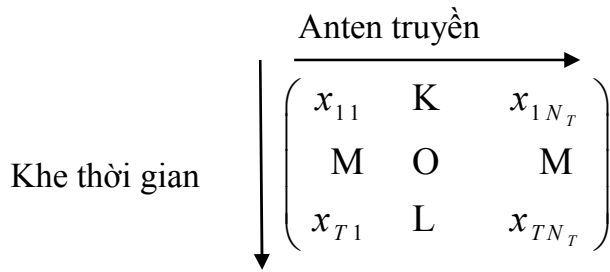
Được đưa vào bộ mã hóa không gian - thời gian. Bộ mã hóa không gian thời gian sẽ ánh xạ khối dữ liệu vào nhị phân m với N_T symbol điều chế từ một tập tín hiệu của $M = 2^m$ điểm. Dữ liệu được mã hóa sẽ được đưa tới bộ biến đổi nối tiếp / song song (S/P) sinh ra một chuỗi N_T symbol song song, được sắp xếp vào vectơ $N_T \times 1$ cột.

$$x_t = (x_t^1, x_t^2 \dots x_t^m)^T$$

Ở đây T biểu thị sự chuyển vị của ma trận, các đầu ra song song N_T đồng thời được phát bởi N_T antenna khác nhau, ở đây symbol x_t^i , $1 \leq i \leq N_T$ được phát đi bởi anten i và tất cả các symbol được phát trong cùng một khoảng thời gian T giây. Vectơ của các symbol được điều chế mã như được gọi là symbol không gian-thời gian.

STBC (Space Time Block Codes) là kỹ thuật mã hóa tín hiệu theo không gian và thời gian nhằm khai thác độ lợi phân tập không gian và phân tập thời gian của kênh truyền vô tuyến.

Mã STBC được đưa ra dưới dạng một ma trận. Mỗi cột tượng trưng cho một khe thời gian, còn mỗi hàng tượng trưng cho quá trình phát của 1 anten trên toàn miền thời gian.



Hình 2.6: Ma trận mã STBC.

Trong đó, s_{ij} là symbol điều chế được phát từ anten thứ j vào khe thời gian thứ i . Ở đây có T khe thời gian và N_T anten phát và N_R anten thu.

Các định nghĩa trong STBC-MIMO

- Tỷ lệ mã: của 1 mã khối không gain thời gian được định nghĩa như tỷ số giữa số symbol mà bộ mã hóa đưa vào đầu vào của nó và số khe thời gian của 1 khối. Nếu 1 khối mã hóa k symbol thì tỷ lệ mã là:

$$r = \frac{k}{t}$$

- Hiệu suất phổ của hệ thống:

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m r}{r_s} = \frac{k \text{mbit}}{T \text{sec}} / \text{Hz}$$

- Độ phân tập:

Gọi 1 từ mã là:

$$x = x_1^1 x_1^2 \dots x_1^{N_T} x_2^1 x_2^2 \dots x_2^{N_T} \dots x_T^1 x_T^2 \dots x_T^{N_T}$$

1 từ mã khác là :

$$x' = x_1'^1 x_1'^2 \dots x_1'^{N_T} x_2'^1 x_2'^2 \dots x_2'^{N_T} \dots x_T'^1 x_T'^2 \dots x_T'^{N_T}$$

Khi đó, ta có ma trận

$$D(x, x') = \begin{bmatrix} x_1'^1 - x_1^1 & x_2'^1 - x_2^1 & \dots & x_T'^1 - x_T^1 \\ x_1'^2 - x_1^2 & x_2'^2 - x_2^2 & \dots & x_T'^2 - x_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1'^{N_T} - x_1^{N_T} & x_2'^{N_T} - x_2^{N_T} & \dots & x_T'^{N_T} - x_T^{N_T} \end{bmatrix}$$

Nếu ma trận D có hạng đầy đủ (full rank) cho mọi cặp từ $x \neq x'$ bất kỳ thì ta đạt được sự phân tập lớn nhất có thể $N_T N_R$.

2. Mã lưới không gian thời gian STTC.

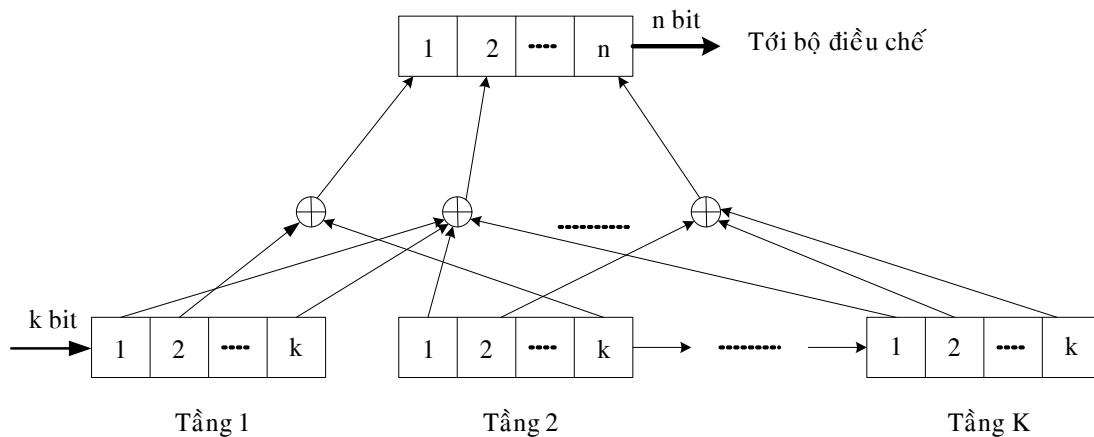
STTC cho phép phân tập đầy đủ và độ lợi mã cao, STTC là loại mã chấp được mở rộng cho trường hợp MIMO. Cấu trúc mã chấp đặt biệt phù hợp với truyền thông vũ trụ và vệ tinh, do chỉ sử dụng bộ mã hóa đơn giản nhưng đạt được hiệu quả cao nhờ vào phương pháp giải mã phức tạp.

Nếu như STBC xử lý độc lập từng khối ký tự đầu vào để tạo ra một chuỗi các vector mã độc lập, thì STTC xử lý từng chuỗi ký tự đầu vào để tạo ra từng chuỗi vector mã phụ thuộc vào trạng thái mã trước đó của bộ mã hóa.

Bộ mã hóa tạo các vector mã bằng cách dịch chuyển các bit dữ liệu qua thanh ghi dịch qua K tầng mỗi tầng có k bit. Một bộ n phép cộng nhị phân với đầu vào là K tầng sẽ tạo ra vector mã n bit cho mỗi k bit đầu vào. Tại một thời điểm, k bit dữ liệu đầu vào sẽ được dịch vào tầng đầu tiên của thanh ghi dịch, k bit của tầng đầu sẽ được dịch vào k bit của tầng kế. Mỗi lần dịch k bit dữ liệu vào sẽ tạo ra một vector mã n bit.

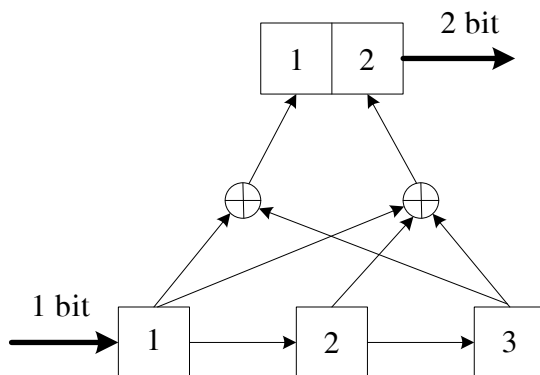
Tốc độ mã là $R_c = k/n$.

K là số tầng của thanh ghi dịch được gọi là constraint length của bộ mã. Hình dưới cho ta thấy rõ mỗi vector mã trong mã lưới phụ thuộc vào kK bit, bao gồm k bit dữ liệu vào tầng đầu tiên và (K-1)k bit của K-1 tầng cuối của bộ mã hoá, K-1 tầng cuối này gọi là trạng thái của bộ mã hoá, trong khi đó chỉ có k bit dữ liệu đầu vào trong mã khối ảnh hưởng tới vector mã.

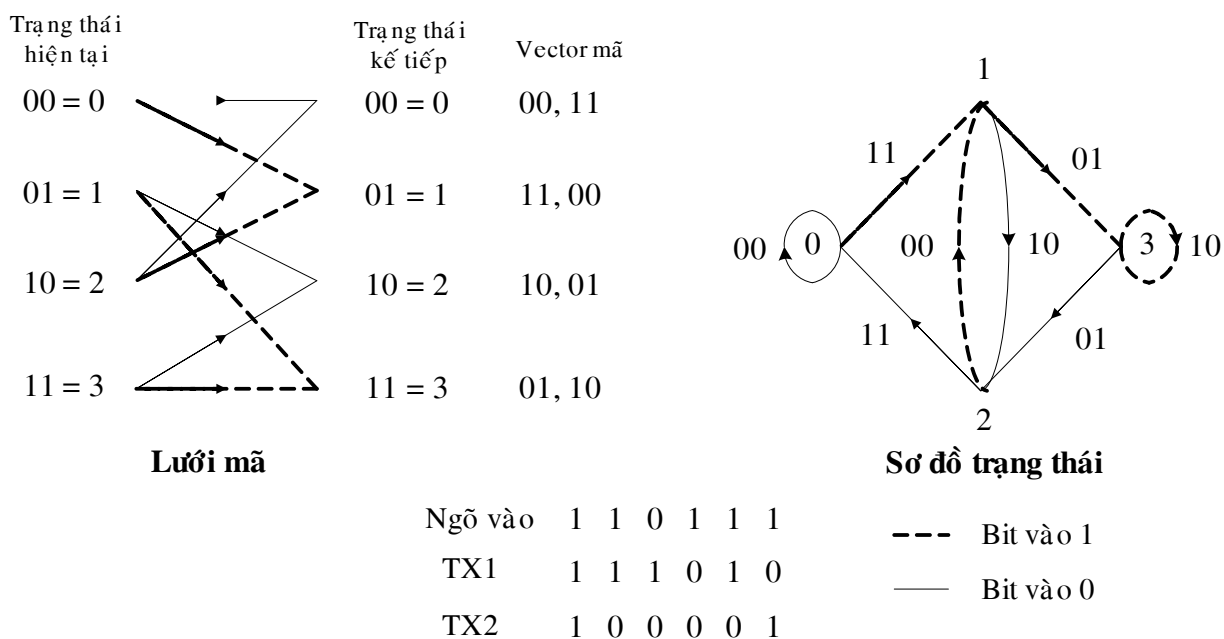


Hình 2.7: Sơ đồ mã lưới.

Mã lưới được biểu diễn thông qua lưới mã (code trellis) hoặc sơ đồ trạng thái (state diagram) mô tả sự biến đổi từ trạng thái hiện tại sang trạng thái kế tiếp tùy thuộc k bit dữ liệu đầu vào ví dụ: Bộ mã lưới $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$.



Hình 2.8: Mô tả sơ đồ mã hóa với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$



Hình 2.9: Lưới mã và sơ đồ trạng thái với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$

Tín hiệu nhận được tại máy thu sẽ được bộ giải mã tương quan tối đa không gian-thời gian STMLD (Space-Time Maximum Likelihood Decoder) giải mã. Bộ STMLD sẽ được thực hiện thành giải thuật vector Viterbi, đường mã nào có metric tích lũy nhỏ nhất sẽ được chọn là chuỗi dữ liệu được giải mã. Độ phức tạp của bộ giải mã tăng theo hàm mũ với số trạng thái trên giản đồ chòm sao và số trạng thái mã lưới, một bộ mã STTC có

bậc phân tập là D truyền dữ liệu với tốc độ R bps thì độ phức tạp của bộ giải mã tỉ lệ với hệ số $2^{R(D-1)}$.

STTC cung cấp độ lợi mã tốt hơn nhiều STBC độ lợi mã của STTC tăng lên khi tăng số trạng thái của lưới mã. Tuy nhiên độ phức tạp của STBC thấp hơn nhiều độ phức tạp của STTC, do STBC được mã hoá và giải mã đơn giản nhờ vào các giải thuật xử lý tuyến tính, nên STBC phù hợp với các ứng dụng thực tế trong hệ thống MIMO hơn STTC.

3. Mô hình hệ thống MIMO.

Đối với hệ thống đa anten gồm có N_T anten phát và N_R anten thu.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Với $y \in C^{N_R}$ biểu diễn tín hiệu nhận được từ N_R chiều (N_R anten). $x \in C^{N_T}$ biểu diễn tín hiệu truyền đi bởi N_T anten. $n \in C^{N_R}$ ký hiệu nhiễu trắng Gauss với phân bố chuẩn $N(0, \sigma^2)$. $H \in C^{N_R \times N_T}$ là ma trận kênh truyền chứa các hệ số h_{ij} , kích thước $N_R \times N_T$, h_{ij} biểu diễn độ lợi của kênh truyền từ anten phát j đến anten thu i .

Phương sai của tín hiệu phát đi là:

$$Q = E(x x^H)$$

Với E là phép tính kỳ vọng và x^H là phép chuyển vị và lấy liên hợp phức của x

Tổng công suất phát đi trong 1 chu kỳ symbol là P . Và điều kiện ràng buộc là $P \geq \text{trace}(Q)$ Trace là phép toán lấy hạng của ma trận.

Giả sử công suất phát của mỗi anten là như nhau và bằng P/N_T .

Nhiều tại bộ thu được biểu diễn qua vectơ $n [n_R, 1]$. Các thành phần nhiễu có phân phối Gauss độc lập thống kê và trung bình bằng 0. Phương sai của tín hiệu nhiễu là :

$$R = E(n n^H) = \sigma^2 I_{N_R}$$

Mỗi anten thu chịu công suất nhiễu là σ^2

Với P_r là công suất trung bình của mỗi anten, và chúng ta giả sử rằng tổng công suất thu được ở 1 anten bằng tổng công suất phát $P_r = P$.

Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR tại mỗi anten thu là :

$$SNR = \frac{Pr}{\sigma^2} = \frac{P}{\sigma^2}$$

- Dung lượng của kênh truyền MIMO

Ma trận kênh truyền H của kênh truyền MIMO định trước và được xem là bất biến trong suốt thời gian truyền và tổng công suất phát trên N_T là P được xem là không đổi.

Theo lý thuyết tách ma trận SVD cho ma trận bất kì ta có.

$$H = UD^H$$

Với D là ma trận đường chéo với các hệ số thực không âm có kích thước $(n_R \times n_T)$, U và V là ma trận vuông $(n_R \times n_R)$ và $(n_T \times n_T)$. Các ma trận này có những tính chất trực giao: $UU^H = I_{N_r}$ và $VV^H = I_{N_t}$

Các hệ số thực của D là $d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_N$ với $N = \min(N_t, N_r)$ có thể tính được bằng căn bậc hai của các trị riêng λ^n ma trận $H^H H$

$$d_n = \sqrt{\lambda_n}$$

Tín hiệu ở phía thu nhận được là:

$$r = UD^H V^H x + n$$

Nhân ma trận U^H vào cả hai vế của phương trình trên và ta được:

$$r = UD^H V^H x + U^H n$$

Đặt $r' = U^H r$, $x' = V^H x$, $n' = U^H n$. Vectơ n' có phần thực và phần ảo là biến ngẫu nhiên Gaussian trung bình 0.

Vì thế kênh truyền ban đầu có thể viết lại dưới dạng như sau:

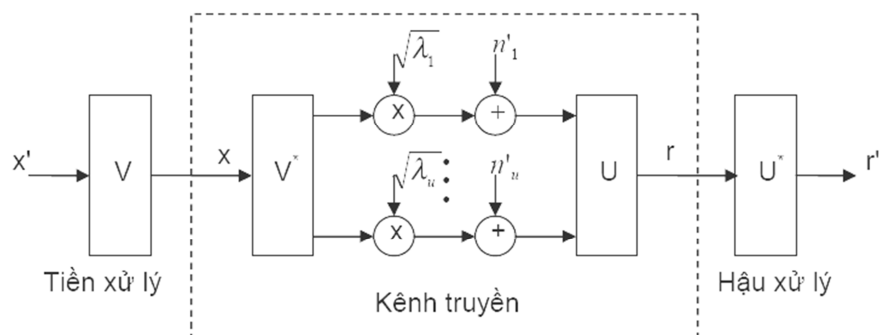
$$r' = Dx' + n$$

Đặt $\sqrt{\lambda_i}$ là căn của các giá trị riêng khác 0 của $H^H H$, với $i = 1, 2, \dots, u$. Các thành phần tín hiệu nhận được có dạng:

$$r' = \sqrt{\lambda_i} x'_i + n'_i \quad i=1, 2 \dots u$$

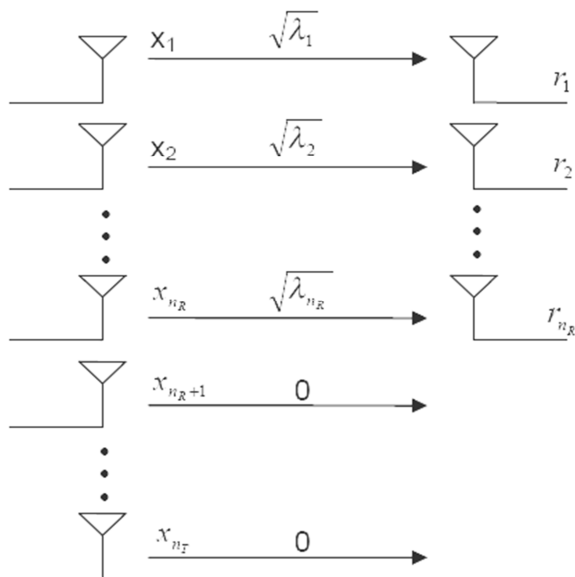
$$r' = n'_i \quad i=u+1 \dots N$$

Sơ đồ hệ thống tương đương:



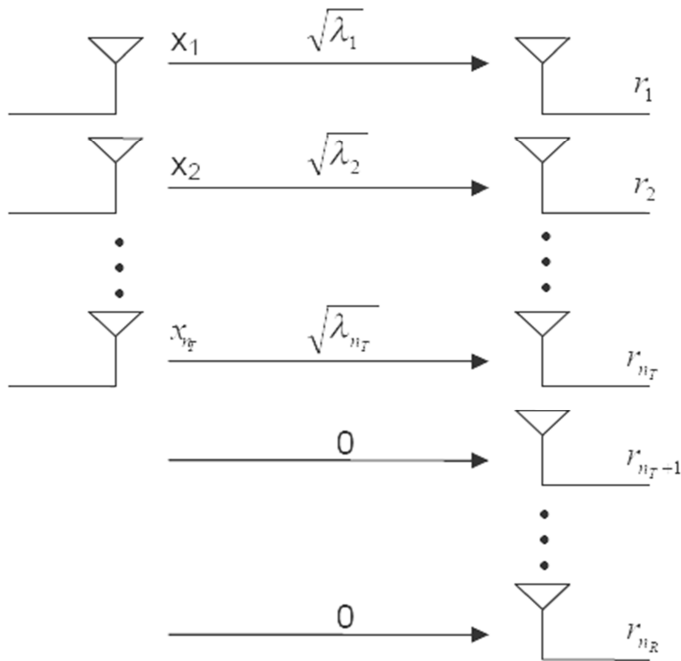
Hình 2.10 : Chuyển đổi kênh truyền MIMO thành các kênh truyền song

Mô hình phân tập khi $N_T > N_R$



Hình 2.11: Mô hình phân tập $N_T > N_R$

Khi $N_T < N_R$



Hình 2.12: Mô hình phân tập khi $N_T < N_R$

Giả sử rằng công suất phát của mỗi anten trong mô hình tương đương MIMO là P/N_T .

Chúng ta có thể tính dung lượng kênh truyền tổng cộng qua công thức Shannon:

$$C = B \sum_{i=1}^u \log_2 \left(1 + \frac{P_{r_i}}{\sigma} \right)$$

C là tổng dung lượng kênh truyền.

B là băng thông mỗi kênh truyền đơn và P_{r_i} là công suất tín hiệu nhận được trên mỗi kênh truyền đơn.

$$P_{r_i} = \frac{\lambda_i P}{N_T}$$

Vì thế dung lượng tổng cộng có thể viết lại như sau:

$$C = B \sum_{i=1}^u \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_i P}{N_T \sigma^2} \right)$$

Hay là :

$$C = B \log_2 \prod_{i=1}^u \left(1 + \frac{\lambda_i P}{N_T \sigma^2} \right)$$

IV. Ưu, nhược điểm hệ thống MIMO.

1. Ưu điểm.

- Có hiệu suất sử dụng phổ tần cao đáp ứng được nhu cầu về dung lượng
- Khắc phục được nhược điểm của truyền đa đường để tăng dung lượng và chất lượng truyền dẫn.
- Trong các hệ thống MIMO, phađinh ngẫu nhiên và trải trễ có thể được sử dụng để tăng thông lượng.
- Các hệ thống MIMO cho phép tăng dung lượng mà không cần tăng băng thông và công suất.

2. Nhược điểm.

- Hệ thống MIMO chứa nhiều anten dẫn đến: tăng độ phức tạp, thể tích, giá thành phần cứng so với SISO.
- Vì điều kiện kênh phụ thuộc vào môi trường vô tuyến nên không phải bao giờ hệ thống MIMO cũng có lợi.
- Khi tồn tại đường truyền thẳng (LOS), cường độ trường LOS cao hơn tại máy thu sẽ dẫn đến hiệu năng cũng như dung lượng của hệ thống SISO tốt hơn, trong khi đó dung lượng của hệ thống MIMO lại giảm. Lý do vì các đóng góp mạnh của LOS dẫn đến tương quan giữa các anten mạnh hơn và điều này làm giảm ưu điểm sử dụng hệ thống MIMO.

V. Kết Luận

- Công nghệ MIMO cho phép các hệ thống tin có thể đạt được dung năng cao hơn và kết nối tin cậy hơn các hệ hiện có.
- Hệ MIMO bằng việc sử dụng nhiều anten ở cả máy phát và máy thu, đã biến nhược điểm của việc truyền đa đường thành ưu thế của nó.
- Hệ MIMO cho ta dung năng tăng tuyến tính với số anten mà hệ sử dụng, mà không cần tăng độ rộng băng thông hay công suất phát.

- Hệ MIMO còn có ưu điểm mạnh về mật phân tập so với các hệ không dây hiện có, tốc độ của hệ MIMO có thể được tăng khi ta sử dụng mã không gian_ thời gian với điều kiện khoảng cách giữa các anten là đủ và trong môi trường fading phong phú.

Chương III : KỸ THUẬT OFDM.

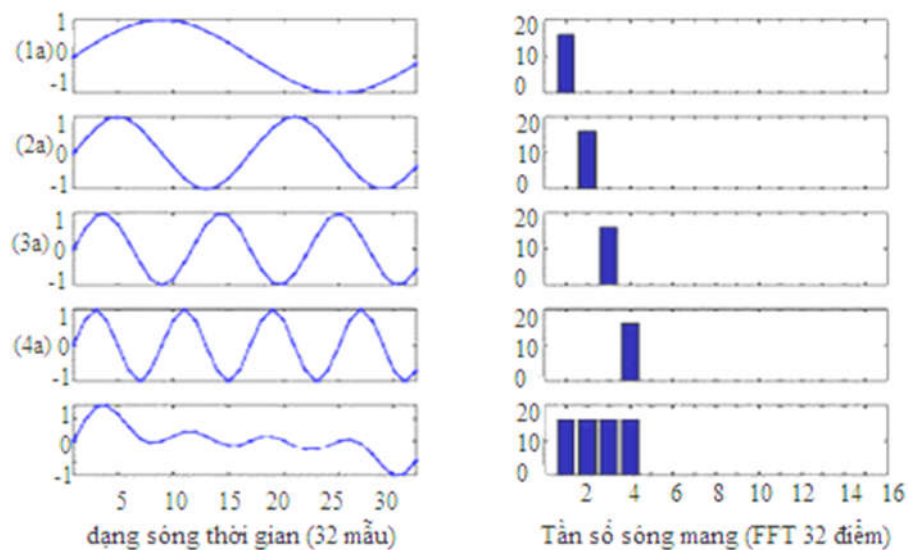
Trong những năm gần đây, phương thức ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) không ngừng được nghiên cứu và mở rộng phạm vi ứng dụng bởi những ưu điểm của nó trong tiết kiệm băng tần và khả năng chống lại Fading chọn lọc theo tần số cũng như xuyên nhiễu băng hẹp.

Kỹ thuật điều chế OFDM là một trường hợp đặc biệt của phương pháp điều chế đa sóng mang trong đó các sóng mang phụ trực giao với nhau, nhờ vậy phổ tín hiệu ở các sóng mang phụ cho phép chồng lấn lên nhau mà phía thu vẫn có thể khôi phục lại tín hiệu ban đầu.

I. Tính trực giao trong OFDM.

Một tín hiệu được gọi là trực giao nếu nó có quan hệ độc lập với tín hiệu khác. Tính trực giao là một đặc tính cho phép truyền một lúc nhiều thông tin trên một kênh chung mà không gây ra nhiễu. Chính sự mất tính trực giao là nguyên nhân gây ra sự suy giảm tín hiệu trong viễn thông.

OFDM đạt được sự trực giao bằng cách cấp phát cho mỗi nguồn thông tin một số sóng mang nhất định khác nhau. Tín hiệu OFDM đạt được chính là tổng hợp của tất cả các sóng sin này. Mỗi một sóng mang có một chu kỳ sao cho bằng một số nguyên lần thời gian cần thiết để truyền một ký hiệu (symbol duration). Tức là để truyền một ký hiệu chúng ta sẽ cần một số nguyên lần của chu kỳ. Hình 3.1 là trường hợp của tín hiệu OFDM với 4 sóng mang phụ.



Hình 3.1: Cấu trúc của một tín hiệu OFDM.

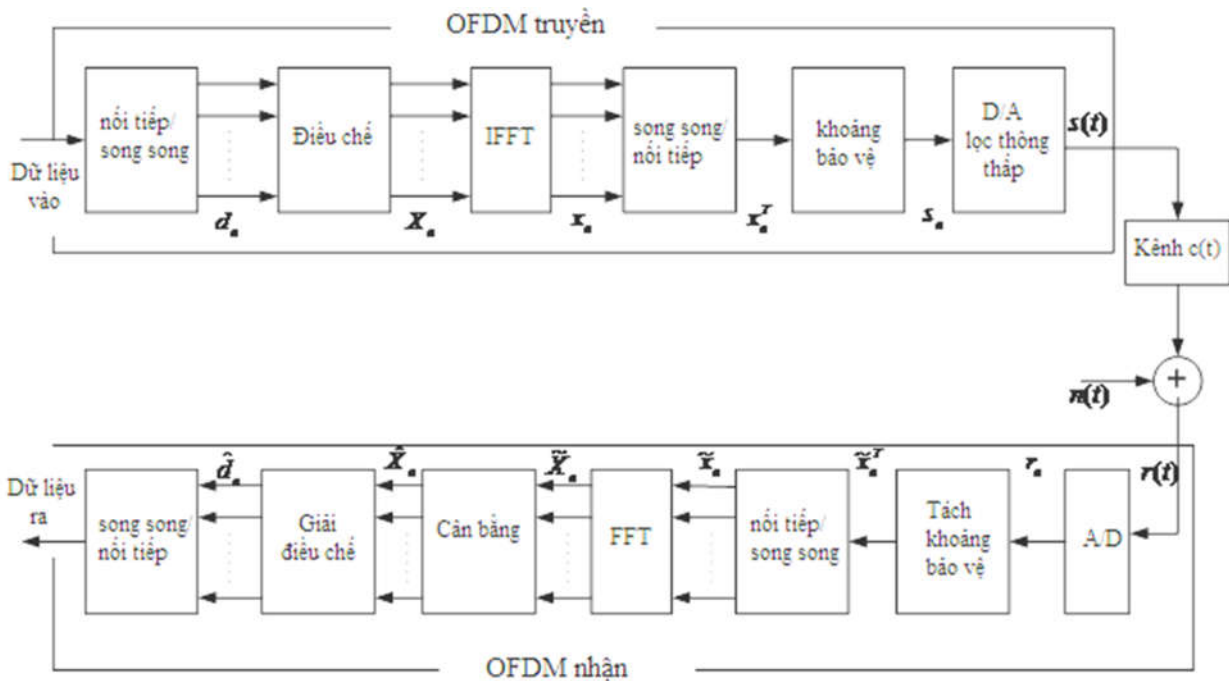
Các hình (1a), (2a), (3a), (4a) là miền thời gian của các sóng mang đơn tần với các chỉ số 1, 2, 3, 4 là số chu kỳ trên mỗi ký hiệu. Các hình (1b), (2b), (3b), (4b) là miền tần số nhờ sử dụng biến đổi Fourier nhanh của tín hiệu. Hình phía dưới cùng là tín hiệu tổng hợp của 4 sóng mang phụ.

Tập hợp các hàm được gọi là trực giao nếu thỏa mãn biểu thức (2.1)

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = C * \delta(i - j) = \begin{cases} C & \Leftrightarrow i = j \\ 0 & \Leftrightarrow i \neq j \end{cases}$$

Những sóng mang này trực giao với nhau vì khi nhận dạng sóng của 2 sóng mang bất kỳ và sau đó lấy tích phân trong khoảng thời gian T sẽ có kết quả bằng không.

II. Mô hình hệ thống.



Hình 3.2: Mô hình hệ thống OFDM.

III. Mã hóa kênh.

- Tín hiệu qua kênh truyền sẽ bị ảnh hưởng bởi nhiễu, can nhiễu, fading,... Do đó, tín hiệu ở đầu thu sẽ bị sai so với tín hiệu truyền.
- Kỹ thuật mã hóa kiểm soát lỗi có thể tách và sửa lỗi xảy ra khi thông điệp được truyền trên hệ thống thông tin số.
- Mã hóa kênh: dùng để bảo vệ dữ liệu không bị sai bằng cách thêm vào các bit dư thừa (Redundancy). Nhờ đó bộ giải mã sử dụng các ký tự dư này để tách và chỉnh sửa lỗi xuất hiện trong khi truyền.
- Mã hóa kênh không làm giảm lỗi bit truyền mà chỉ là giảm lỗi bit dữ liệu.
- Các loại mã hóa FEC (Forward error control) trong hệ thống thông tin:

+ Mã hóa khối (Block Codes)

- Mã hóa Reed-Solomon
- Mã hóa BCH
- Mã hóa vòng
- Mã hóa Hamming
- Mã hóa khối tuyến tính

+ Mã hóa chập (Convolutional Codes)

Với hệ thống OFDM để sửa sai bit khi sóng mang của hệ thống bị ảnh hưởng bởi fading chọn lọc tần số và ICI gây ra bởi fading nhanh thường sử dụng FEC là mã hóa khối Reed-Solomon và mã hóa chập.

IV. Kỹ thuật phân tán dữ liệu.

Bộ xáo trộn hay còn gọi là bộ đan xen (Interleaving) là một tiến trình thực hiện hoán vị trật tự sắp xếp của chuỗi gốc theo một quan hệ xác định.

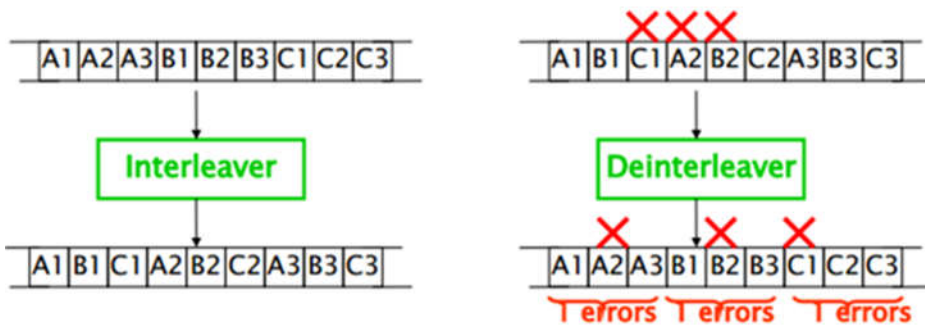
Fading chọn lọc tần số của kênh truyền vô tuyến thường tạo ra chùm lỗi liên tiếp (bursty error) hơn lỗi phân tán ngẫu nhiên (dưới tác động của AWGN). Mà hầu hết các mã tiền sửa lỗi FEC không thể giải quyết lỗi chùm nên phải dùng bộ đan xen để biến lỗi chùm thành lỗi phân tán ngẫu nhiên. Từ đó, ta có thể dùng các bộ mã chập, mã khối để sửa lỗi.

Các loại đan xen:

- + Đan xen khối (Block Interleaving).
- + Đan xen chồng chập / Chéo (Convolutinal or cross interleaving) .
 - Xét 1 mã có 3 coded bits.
 - Nếu 1 chùm lỗi có độ dài 3 bit:



- Nếu dùng 1 khối đan xen 3X3:



Nhìn chung thì mục đích cuối cùng của việc thực hiện Interleaving là đảm bảo cho xác suất xuất hiện bit 1 và bit 0 là đều nhau.

V. Chuyển đổi song song/nối tiếp, nối tiếp/song song.

Theo Shannon tốc độ dữ liệu cao nhất cho kênh truyền chỉ có nhiễu trắng AWGN (không có fading):

$$C_{\max} = B \cdot \log_2 (1 + S/N) \text{ [b/s]}$$

- Với :
- B là băng thông của kênh truyền [Hz]
 - S/N là tỉ số tín hiệu trên nhiễu của kênh truyền.

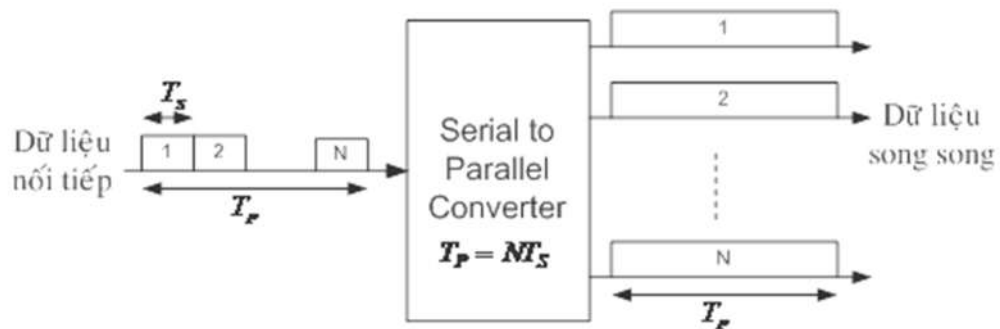
Vì vậy muốn truyền dữ liệu với tốc độ cao hơn C_{\max} ta phải chia nhỏ luồng dữ liệu tốc độ cao thành các luồng dữ liệu tốc độ thấp hơn C_{\max} bằng cách sử dụng bộ chuyển đổi nối tiếp song song Serial/Parallel.

Tức là chia luồng dữ liệu vào thành từng frame nhỏ có chiều dài :

$$k \times b \text{ Bit } (k \leq N)$$

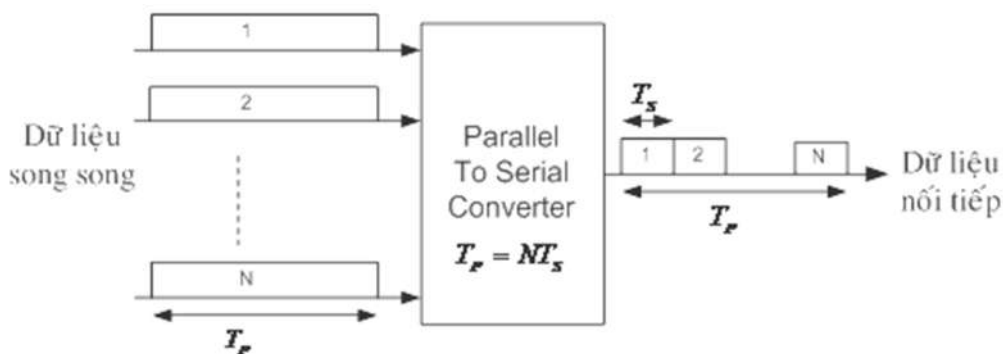
- với :
- b là số bit trong mô hình điều chế số
 - N số sóng mang,

k, N sẽ được chọn sao cho các luồng dữ liệu song song có tốc độ đủ thấp, để băng thông tương ứng đủ hẹp, sao cho hàm truyền trong khoảng băng thông đó có thể xem là phẳng. Bằng cách sử dụng bộ S/P ta đã chuyển kênh truyền fading chọn lọc tần số thành kênh truyền fading phẳng.



Hình 3.3: Bộ chuyển đổi S/P.

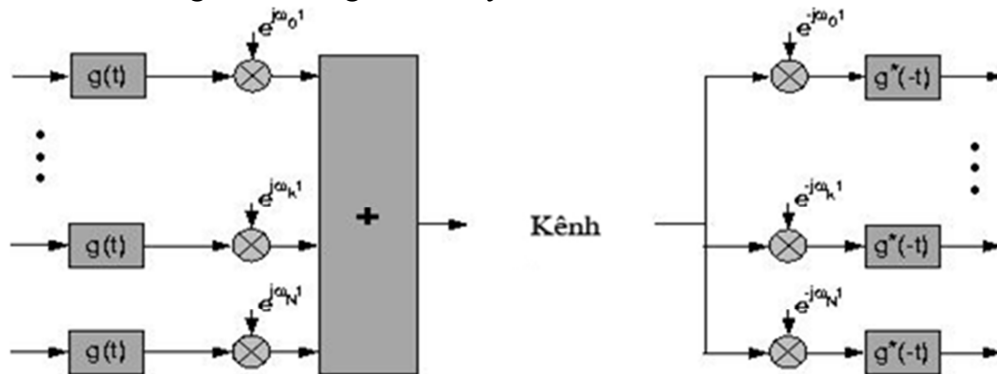
Ngược lại phía phát, phía thu sẽ dùng bộ Parallel/Serial để ghép N luồng dữ liệu tốc độ thấp thành một luồng dữ liệu tốc độ cao duy nhất.



Hình 3.4: Bộ chuyển đổi P/S.

VI. Điều chế sóng mang con.

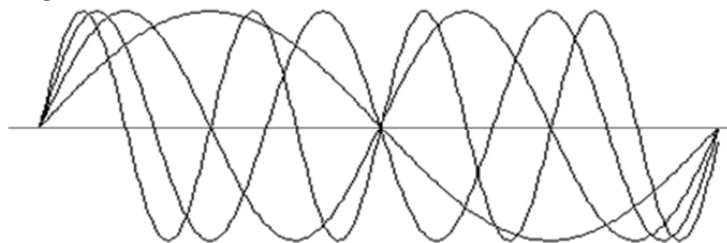
OFDM là một kỹ thuật điều chế đa sóng mang, trong đó dữ liệu được truyền song song nhờ vô số sóng mang phụ mang các bit thông tin. Bằng cách này ta có thể tận dụng băng thông tín hiệu, chống lại nhiễu giữa các ký tự,...



Hình 3.5: Điều chế đa sóng mang con.

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.

Trong hệ thống FDM thông thường, các sóng mang được cách nhau trong một khoảng phù hợp để tín hiệu thu có thể nhận lại bằng cách sử dụng các bộ lọc và các bộ giải điều chế thông thường. Trong các máy như vậy, các khoảng bảo vệ cần được dự liệu trước giữa các sóng mang khác nhau. Việc đưa vào các khoảng bảo vệ này làm giảm hiệu quả sử dụng phổ của hệ thống. Tuy nhiên, trong OFDM có thể sắp xếp các sóng mang sao cho các dải biên của chúng che phủ lên nhau mà các tín hiệu vẫn có thể thu được chính xác mà không có sự can nhiễu giữa các sóng mang. Để có được kết quả như vậy, các sóng mang phải trực giao về mặt toán học.



Tín hiệu vào mỗi luồng của OFDM có thể được điều chế bằng các kỹ thuật điều chế BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Tín hiệu ngõ vào là chuỗi M bits và ngõ ra được biểu diễn bởi số phức $d_n = a_n + jb_n$ gồm thành phần I và Q.

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

VII. Kỹ thuật IFFT và FFT.

Như đã đề cập trong phần khái niệm về OFDM, ta đã biết OFDM là kỹ thuật điều chế đa sóng mang, trong đó dữ liệu được truyền song song nhờ rất nhiều sóng mang phụ. Để làm được điều này, cứ mỗi kênh phụ, ta cần một máy phát sóng sin, một bộ điều chế và một bộ giải điều chế. Trong trường hợp số kênh phụ là khá lớn thì cách làm trên không hiệu quả, nhiều khi là không thể thực hiện được.

Nhằm giải quyết vấn đề này, khối thực hiện chức năng biến đổi DFT/IDFT được dùng để thay thế toàn bộ các bộ tạo dao động sóng sin, bộ điều chế, giải điều chế dùng trong mỗi kênh phụ. FFT/IFFT được xem là một thuật toán giúp cho việc thực hiện phép biến đổi DFT/IDFT nhanh và gọn hơn bằng cách giảm số phép nhân phức khi thực hiện phép biến đổi DFT/IDFT.

Ta quy ước: Chuỗi tín hiệu vào $X(k)$, $0 \leq k \leq N-1$

Khoảng cách tần số giữa các sóng mang là: Δf

Chu kỳ của một ký tự OFDM là: T_s

Tần số trên sóng mang thứ k là $f_k = f_0 + k\Delta f$

Tín hiệu phát đi có thể biểu diễn dưới dạng:

$$\begin{aligned}x(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi(f_0 + k\Delta f)t} & 0 \leq t \leq T_s \\ &= e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k\Delta f t}\end{aligned}$$

Trong đó:

$$x_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k\Delta f t} \quad \text{Là tín hiệu băng gốc.}$$

Ở băng gốc:

+ Nếu lấy mẫu tín hiệu với một chu kỳ T_s/N , tức là chọn N mẫu trong một chu kỳ tín hiệu, phương trình (2.2) được viết lại như sau:

$$x_a(t) = x_a\left(\frac{n}{N}T_s\right) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk\Delta f T_s / N}$$

+ Nếu thỏa mãn điều kiện:

$$\Delta f T_s = 1 \quad (\Delta f = \frac{1}{T_s})$$

Thì các sóng mang sẽ trực giao với nhau, lúc này phương trình trên được viết lại:

$$x_a(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} = N \cdot \text{IDFT} \{X(k)\}$$

Phương trình trên chứng tỏ tín hiệu ra của bộ IDFT là một tín hiệu rời rạc cũng có chiều dài là N nhưng trong miền thời gian.

Tại bộ thu, bộ DFT được sử dụng để lấy lại tín hiệu X(k) ban đầu

Thật vậy, ta có :

$$\begin{aligned} X^*(k) &= \text{DFT}\{x_a(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} x_a(n) e^{-j2\pi nk/N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j2\pi n(m-k)/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(m-k)/N} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) N \delta(m-k) \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \delta(m-k) = X(k) \end{aligned}$$

Ở đây, hàm $\delta(m-k)$ là hàm delta, được định nghĩa là:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & \text{khi } n = 0 \\ 0 & \text{khi } n \neq 0 \end{cases}$$

VIII. Khoảng bảo vệ.

Giả thiết một mẫu tín hiệu OFDM có độ dài là T_s . Chuỗi bảo vệ là một chuỗi tín hiệu có độ dài là T_G ở phía sau sao chép lên phần phía trước của tín hiệu này. Sự sao chép này có tác dụng chống lại nhiễu ISI (nhiễu liên ký tự) gây ra bởi hiệu ứng đa đường.

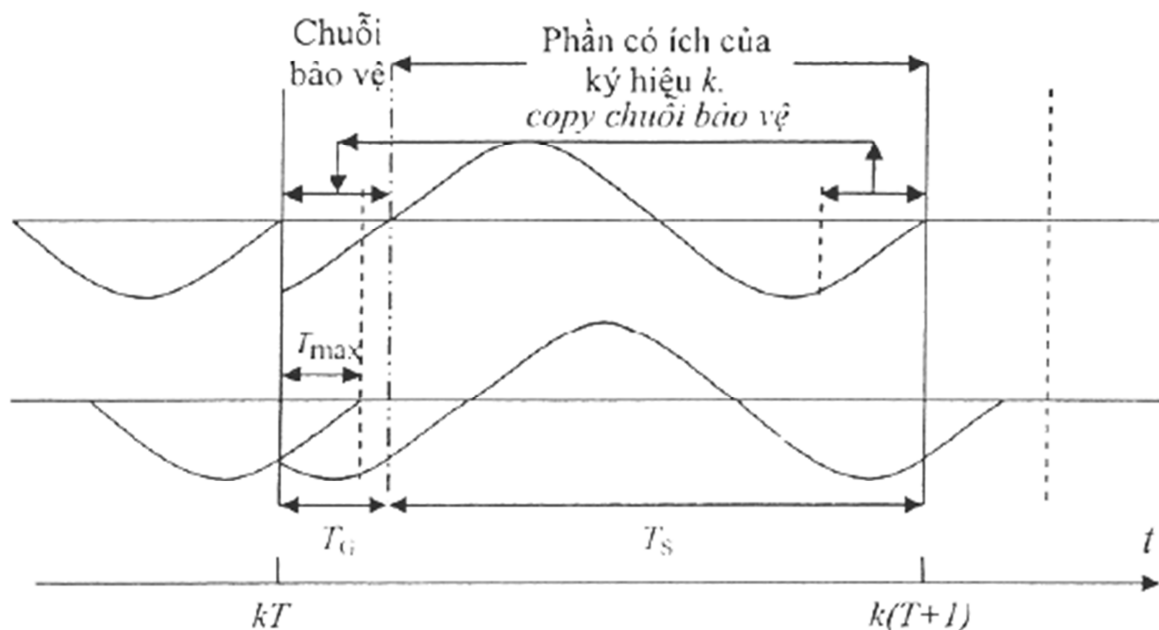
Nguyên tắc này được giải thích như sau:

Giả thiết máy phát phát đi 1 khoảng tín hiệu hình sin có chiều dài là T_s . Sau khi chèn chuỗi bảo vệ tín hiệu này có chu kỳ là $T = T_s + T_G$. Do hiệu ứng đa đường tín hiệu này sẽ đến máy thu qua nhiều tuyến đường truyền với trễ truyền dẫn khác nhau. Để đơn giản cho việc giải thích nguyên lý này, hình dưới chỉ mô tả tín hiệu thu được từ hai tuyến

truyền dẫn, trong đó một tuyến truyền dẫn không có trễ, tuyến còn lại trễ so với tuyến đầu tiên là τ_{\max} .

Ở tuyến đầu tiên ta nhận thấy mẫu tín hiệu thứ $(k-1)$ không chồng lấn lên mẫu tín hiệu thứ k . Điều này là do ta giả sử rằng tuyến đầu tiên không có trễ truyền dẫn. Tuy nhiên ở tuyến 2, mẫu tín hiệu thứ $(k-1)$ bị dịch sang mẫu tín hiệu thứ k một khoảng là τ_{\max} do trễ truyền dẫn. Tương tự như vậy mẫu tín hiệu thứ k bị dịch sang tín hiệu thứ $(k+1)$ một khoảng cũng là τ_{\max} . Tín hiệu thu được ở máy thu sẽ là tổng của tín hiệu tất cả các tuyến. Sự dịch tín hiệu do trễ truyền dẫn trong các phương pháp điều chế thông thường sẽ gây ra nhiễu ISI. Tuy nhiên trong hệ thống OFDM có sử dụng chuỗi bảo vệ sẽ loại bỏ được nhiễu này. Trong trường hợp $T_G \geq \tau_{\max}$ như mô tả ở hình 2.5, thì phần bị chồng lấn tín hiệu gây nhiễu ISI chỉ nằm trong khoảng của chuỗi bảo vệ. Khoảng tín hiệu có ích có độ dài T_S không bị chồng lấn bởi các mẫu tín hiệu khác. Ở phía thu, chuỗi bảo vệ sẽ bị gạt bỏ trước khi gửi đến bộ giải điều chế OFDM. Điều kiện quyết định để đảm bảo hệ thống OFDM không bị ảnh hưởng bởi nhiễu ISI là:

$$T_G \geq \tau_{\max}$$

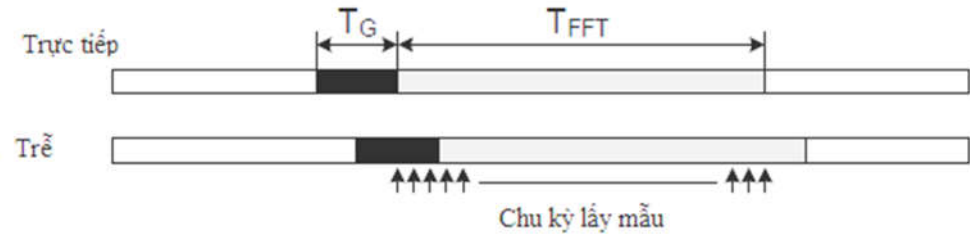


Hình 3.6: Mô tả ứng dụng của chuỗi bảo vệ trong việc chống nhiễu ISI.

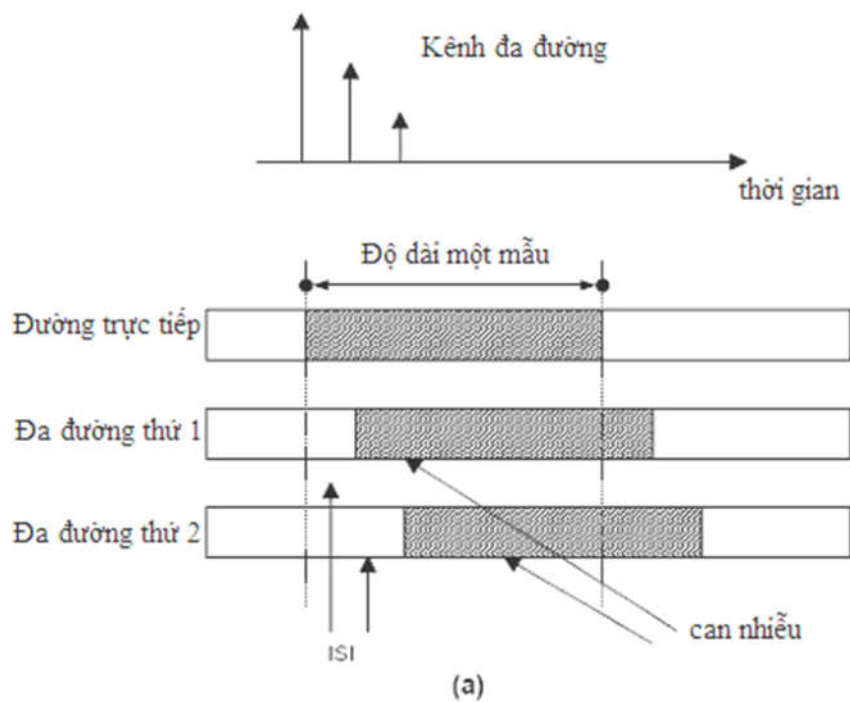
Việc sử dụng chuỗi bảo vệ sẽ đảm bảo được tính trực giao của các sóng mang phụ, do vậy đơn giản hóa cấu trúc bộ ước lượng kênh truyền, bộ cân bằng tín hiệu ở phía máy

thu. Tuy nhiên chuỗi bảo vệ không mang thông tin có ích nên phổ tín hiệu của hệ thống bị giảm đi một hệ số là:

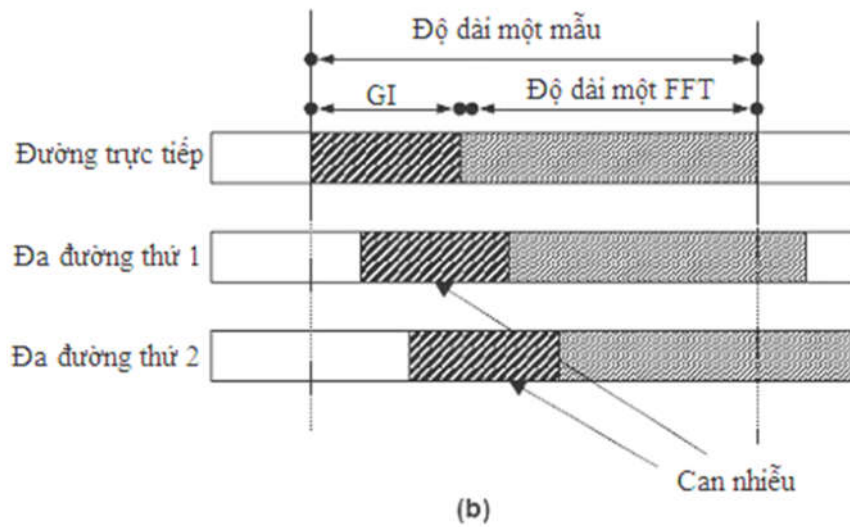
$$\eta = \frac{T_s}{T_s + T_G} \text{ hiệu suất} = \text{phat/thu}$$



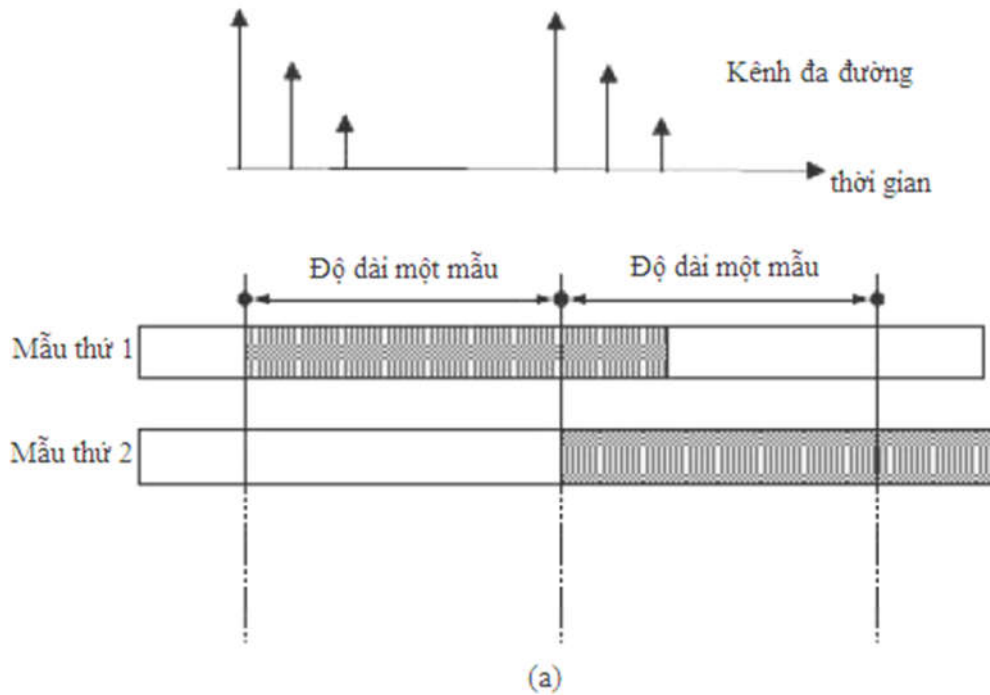
Hình 3.7: Trễ nhỏ hơn khoảng bảo vệ sẽ không gây ra ISI và ICI.



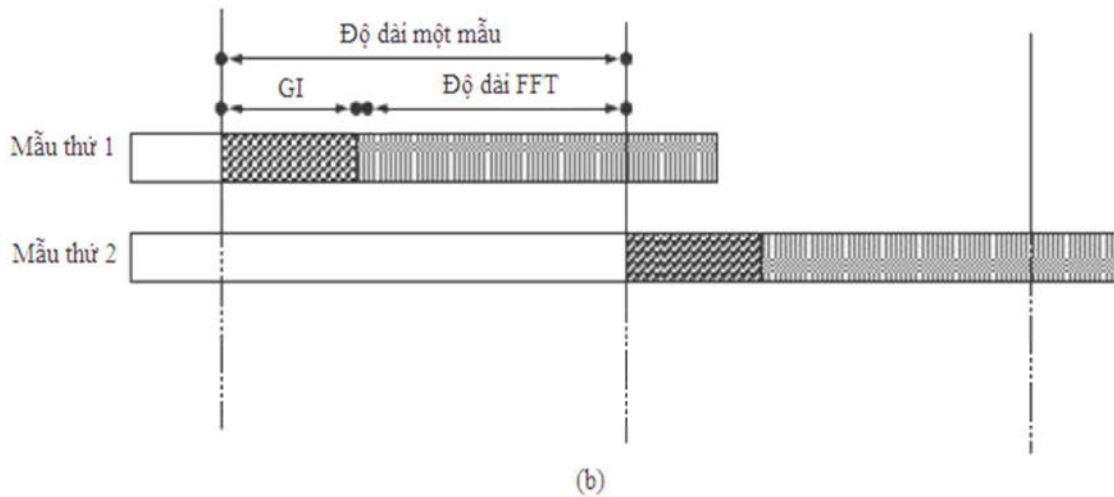
Hình 3.8a



Hình 3.8: Thành phần của ký tự OFDM thu được khi truyền qua kênh Multipath, (a) không có khoảng bảo vệ, (b) có khoảng bảo vệ.



Hình 3.9a

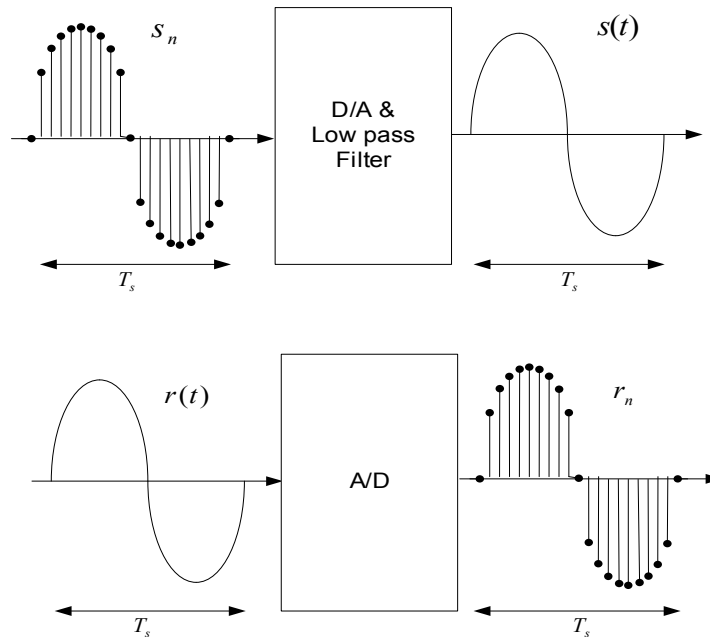


Hình 3.9: Những ký tự OFDM thu được sau khi truyền qua kênh truyền Multipath, (a) không khoảng bảo vệ, (b) có khoảng bảo vệ

Hình 3.8 minh họa khái niệm chèn khoảng thời gian bảo vệ trong hệ thống OFDM và hình 3.9 minh họa ý tưởng dùng khoảng bảo vệ để loại bỏ khoảng ISI giữa những ký tự OFDM, ở hình 3.9 (a) thì ký tự OFDM thu được bị can nhiễu bởi ký tự OFDM trước nó, ở hình 3.9 (b) thì ký tự OFDM thu được không còn bị ảnh hưởng của ký tự OFDM trước đó. Trong khoảng thời gian bảo vệ, máy thu bỏ qua tất cả các tín hiệu, như vậy có nghĩa là khoảng bảo vệ là khoảng vô ích, nó không mang dữ liệu có ích. Lựa chọn khoảng bảo vệ liên quan đến thời gian trễ của echo, đồng thời cũng liên quan mật thiết đến số lượng sóng mang. Trong thực tế khoảng thời gian bảo vệ được tạo ra bằng cách lặp lại một tỷ lệ của dòng bit tích cực trong chu kỳ trước đó, khoảng bảo vệ được chọn dựa vào khoảng thời gian tích cực của symbol, có thể là $1/4$, $1/8$, $1/16$, $1/32$ thời gian symbol tích cực. Thật ra ý tưởng của phương pháp này có từ giữa những năm 1980. Nhưng do lúc đó còn hạn chế về mặt công nghệ (khó tạo ra các bộ điều chế và giải điều chế đa sóng mang giá thành thấp theo biến đổi nhanh Fourier (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT) nên cho tới nay dựa trên những thành tựu của công nghệ mạch tích hợp, phương pháp này mới được đưa vào thực tiễn.

IX. Biến đổi D/A, A/D.

Chuỗi symbol rời rạc $s[n]$ sau khi được chèn khoảng bảo vệ ΔG , sẽ được đưa vào bộ biến đổi từ số sang tương tự D/A và bộ lọc thông thấp (low pass filter) tạo ra tín hiệu liên tục $s(t)$ để có thể đưa ra kênh truyền vô tuyến.

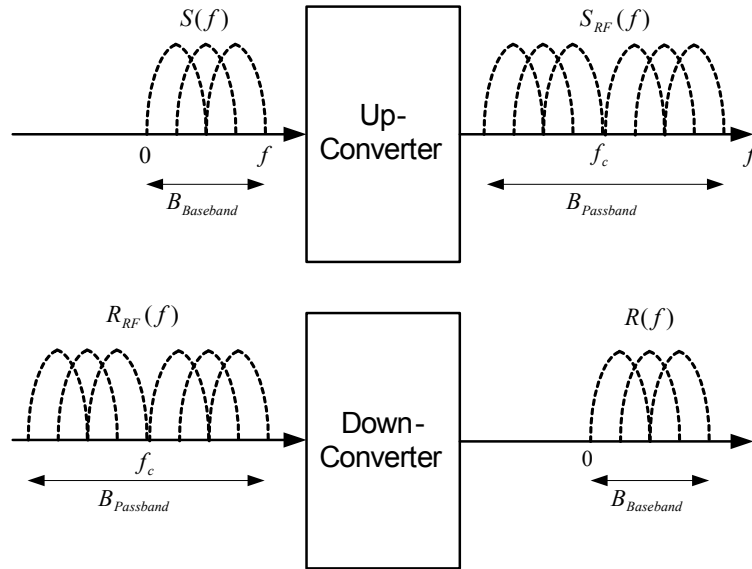


Hình 3.10: Bộ chuyển đổi D/A và A/D.

Ở phía thu, bộ A/D làm động tác ngược lại bộ D/A, bộ A/D sẽ lấy mẫu tín hiệu OFDM thu được $s'(t)$, lượng tử và mã hóa cho ra tín hiệu số rời rạc, sau đó tín hiệu rời rạc này sẽ đi qua bộ Guard Interval Removal để loại bỏ khoảng bảo vệ.

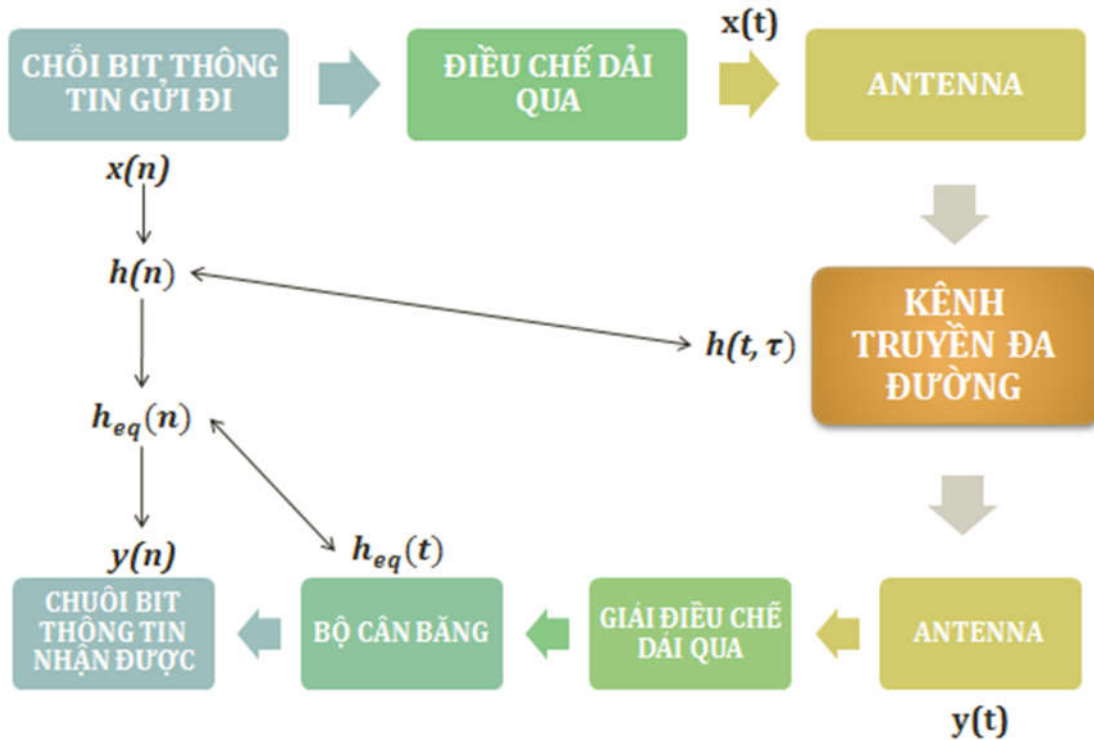
X. Up converter và Down converter.

Các bộ Up-Converter và Down-Converter chính là các bộ đổi tần số cân bằng (Balance Modulator). Sau khi qua bộ biến đổi D/A và lọc thông thấp, tín hiệu $s(t)$ lên tần số cao tạo thành tín hiệu $s_{RF}(t)$ để anten phát có thể dễ dàng bức xạ tín hiệu ra không gian. Ở phía thu, tín hiệu $r_{RF}(t)$ thu được từ anten phát sẽ được đổi tần xuống thành tín hiệu $r(t)$ nhờ bộ Down-Converter.



Hình 3.11: Bộ up-converter và down-converter.

XI. Bộ cân bằng.



Hình 3.12: Ý tưởng về bộ cân bằng.

Mong muốn ngõ ra là dữ liệu gửi đi $x(t)$ nên:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= x(t) * h(t) * h_{eq}(t) = x(t) \\
 \Leftrightarrow h(t) * h_{eq}(t) &= \delta(t) \\
 \Leftrightarrow H(f) \cdot H_{eq}(f) &= 1
 \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow H_{eq}(f) = \frac{1}{H(f)}$$

Tuy nhiên, đáp ứng kênh truyền thay đổi theo thời gian

→ Bộ cân bằng là bộ lọc có đáp ứng là nghịch đảo của kênh truyền và cần có khả năng thay đổi theo kênh truyền → Bộ cân bằng thích nghi.

XII. Ưu và nhược điểm của kỹ thuật OFDM.

1. Ưu điểm.

- OFDM tăng hiệu suất sử dụng băng cách cho phép chồng lấp những sóng mang con.
- Bằng cách chia kênh thông tin ra thành nhiều kênh con fading phẳng băng hẹp, các hệ thống OFDM chịu đựng fading lựa chọn tần số tốt hơn những hệ thống sóng mang đơn.
- OFDM loại trừ nhiễu symbol (ISI) và xuyên nhiễu giữa các sóng mang (ICI) bằng cách chèn thêm vào một khoảng thời gian bảo vệ trước mỗi symbol.
- Sử dụng việc chèn kênh và mã kênh thích hợp, hệ thống OFDM có thể khôi phục lại được các symbol bị mất do hiện tượng lựa chọn tần số của các kênh.
- Kỹ thuật cân bằng kênh trở nên đơn giản hơn kỹ thuật cân bằng kênh thích ứng được sử dụng trong những hệ thống đơn sóng mang.
- Sử dụng kỹ thuật DFT để bổ sung vào các chức năng điều chế và giải điều chế làm giảm chức năng phức tạp của OFDM.
- Các phương pháp điều chế vi sai (differential modulation) giúp tránh yêu cầu vào bổ sung bộ giám sát kênh.
- OFDM ít bị ảnh hưởng với khoảng thời gian lấy mẫu (sample timing offsets) hơn so với hệ thống đơn sóng mang.
- OFDM chịu đựng tốt nhiễu xung với và nhiễu xuyên kênh kết hợp.

2. Nhược điểm.

Ngoài những ưu điểm trên thì OFDM cũng có những hạn chế.

- Symbol OFDM bị nhiễu biên độ với một khoảng động lớn. Vì tất cả các hệ thống thông tin thực tế đều bị giới hạn công suất, tỷ số PARR cao là một bất lợi nghiêm trọng của OFDM nếu dùng bộ khuếch đại công suất hoạt động ở miền bão hòa đều khuếch đại tín hiệu OFDM. Nếu tín hiệu OFDM tỷ số PARR lớn hơn thì sẽ gây nên nhiễu xuyên

điều chế. Điều này cũng sẽ tăng độ phức tạp của các bộ biến đổi từ analog sang digital và từ digital sang analog. Việc rút ngắn (clipping) tín hiệu cũng sẽ làm xuất hiện cả méo nhiễu (distortion) trong băng, lẫn bức xạ ngoài băng.

- OFDM nhạy với tần số offset và sự trượt của sóng mang hơn các hệ thống đơn sóng mang. Vấn đề đồng bộ tần số trong hệ thống OFDM phức tạp hơn hệ thống đơn sóng mang. Tần số offset của sóng mang gây nhiễu cho các sóng mang con trực giao và gây nên nhiễu liên kênh làm giảm hoạt động của các bộ giải điều chế một cách trầm trọng.

Vì vậy, đồng bộ tần số là một trong những nhiệm vụ thiết yếu cần phải đạt trong bộ thu OFDM.

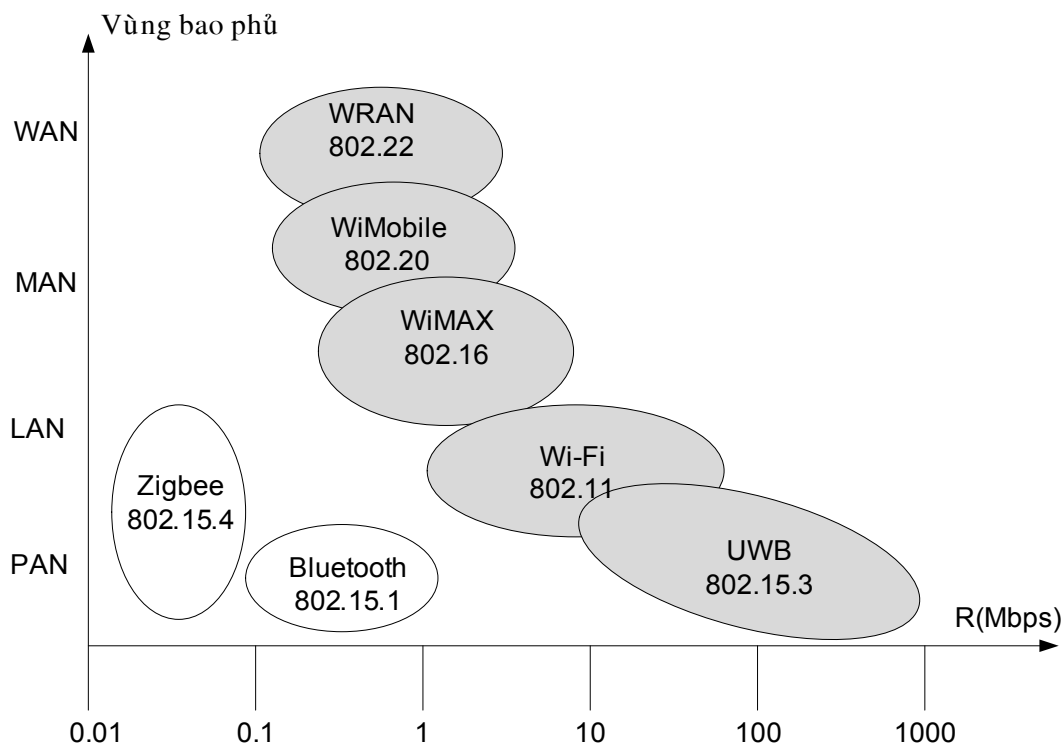
CHƯƠNG IV: KẾT HỢP KỸ THUẬT OFDM VỚI HỆ THỐNG MIMO.

I. Tổng quan.

Các hệ thống thông tin không dây luôn được nghiên cứu nhằm cải thiện chất lượng dung lượng cũng như khả năng chống lại hiện tượng đa đường. Đối với các hệ thống thông tin chất lượng tín hiệu có thể cải thiện bằng cách tăng công suất, dung lượng hệ thống có thể tăng khi tăng băng thông. Tuy nhiên công suất cũng chỉ có thể tăng tới một mức giới hạn nào đó vì công suất phát càng tăng thì hệ thống càng gây nhiễu cho các hệ thống thông tin xung quanh, băng thông của hệ thống cũng không thể tăng mãi lên vì việc phân bố băng thông đã được định chuẩn sẵn.

Hệ thống MIMO có thể tăng dung lượng kênh truyền, sử dụng băng thông rất hiệu quả nhờ ghép kênh không gian (V-BLAST), cải thiện chất lượng của hệ thống đáng kể nhờ vào phân tập tại phía phát và phía thu (STBC, STTC) mà không cần tăng công suất phát cũng như tăng băng thông của hệ thống. Kỹ thuật OFDM là một phương thức truyền dẫn tốc độ cao với cấu trúc đơn giản nhưng có thể chống fading chọn lọc tần số, bằng cách chia luồng dữ liệu tốc độ cao thành N luồng dữ liệu tốc độ thấp truyền qua N kênh truyền con sử dụng tập tần số trực giao. Kênh truyền chịu fading chọn lọc tần số được

chia thành N kênh truyền con có băng thông nhỏ hơn, khi N đủ lớn các kênh truyền con chịu fading phẳng. OFDM còn loại bỏ được hiệu ứng ISI khi sử dụng khoảng bảo vệ đủ lớn. Ngoài ra việc sử dụng kỹ thuật OFDM còn giảm độ phức tạp của bộ Equalizer đáng kể bằng cách cho phép cân bằng tín hiệu trong miền tần số. Từ những ưu điểm nổi bật của hệ thống MIMO và kỹ thuật OFDM, việc kết hợp hệ thống MIMO và kỹ thuật OFDM là một giải pháp hứa hẹn cho hệ thống thông tin không dây băng rộng tương lai.

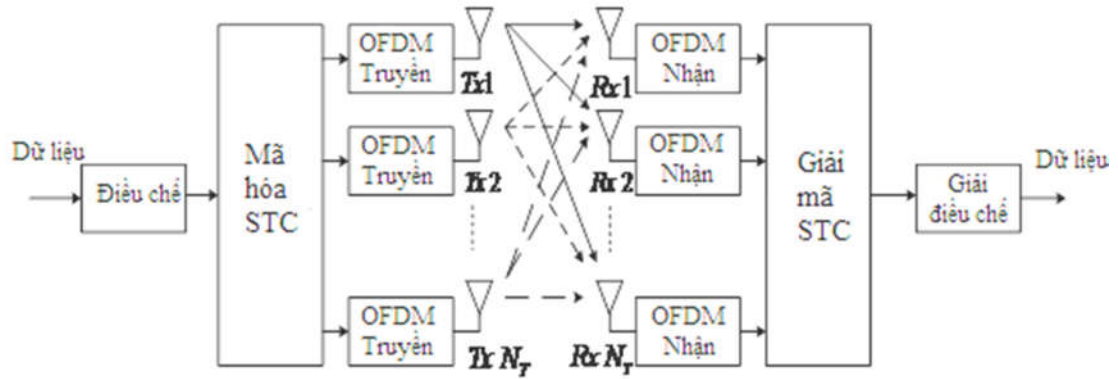


Hình 4.1: Các chuẩn thông tin không dây của IEEE

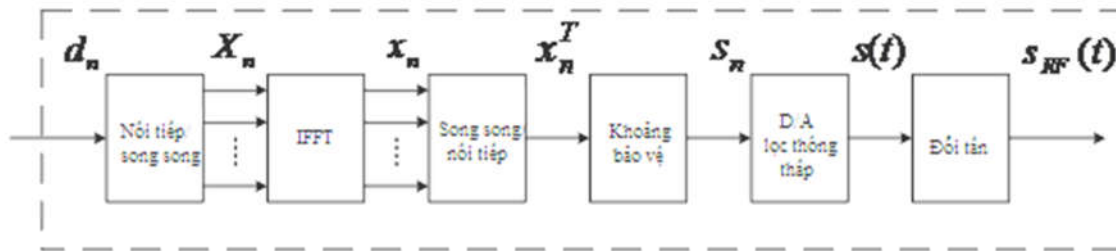
Hình 4.1 mô tả các chuẩn thông tin không dây của IEEE tương ứng tốc độ bit và vùng bao phủ, trong đó các chuẩn màu sẫm sẽ được ứng dụng hệ thống MIMO-OFDM trong tương lai, điều này cho thấy tầm ứng dụng của hệ thống MIMO-OFDM rất rộng.

II. Hệ thống MIMO OFDM.

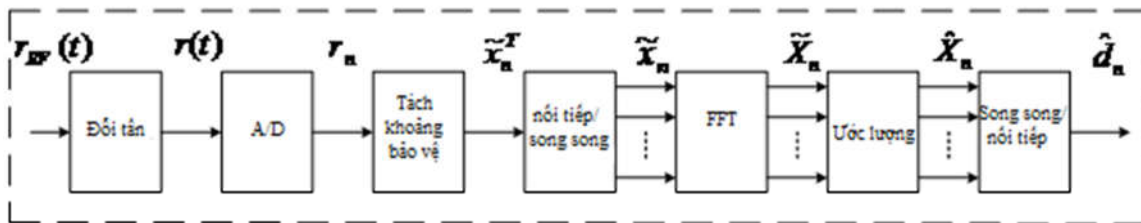
Cấu trúc máy thu và phát của hệ thống MIMO-OFDM bao gồm hệ MIMO N_T anten phát và N_R anten thu, kỹ thuật OFDM sử dụng N sóng mang phụ được mô tả như hình 4.2. Chi tiết từng khối của hệ thống đã được trình bày trong chương II và chương III.



Hình 4.2: Sơ đồ khối hệ thống MIMO-OFDM



Hình 4.3: Sơ đồ khối bộ phát OFDM



Hình 4.4: Sơ đồ khối bộ thu OFDM

Symbol thu được từ anten thu thứ i , tại sóng mang phụ thứ k của symbol OFDM có thể biểu diễn như sau:

$$Y_1(k) = \lambda_{11}(k)X_1(k) + \lambda_{12}(k)X_2(k) + \Lambda + \lambda_{1N_T}(k)X_{N_T}(k) + V_1(k)$$

$$Y_2(k) = \lambda_{21}(k)X_1(k) + \lambda_{22}(k)X_2(k) + \Lambda + \lambda_{2N_T}(k)X_{N_T}(k) + V_2(k)$$

M

$$Y_{N_R}(k) = \lambda_{N_R1}(k)X_1(k) + \lambda_{N_R2}(k)X_2(k) + \Lambda + \lambda_{N_RN_T}(k)X_{N_T}(k) + V_{N_R}(k)$$

$$k = 1, 2, 3, \dots, N$$

Với: $X_j(k)$ là symbol phát trên sóng mang thứ k trong symbol OFDM.

$V_i(k)$ là nhiễu Gauss tại anten thu thứ i trong miền tần số, tức là N-FFT của nhiễu trong miền thời gian $v_i(t)$.

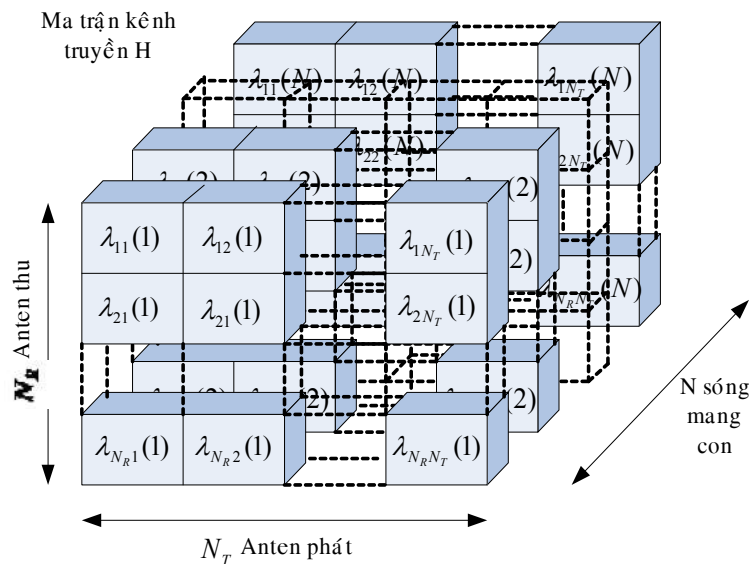
$\lambda_{ij}(k)$ là độ lợi kênh truyền từ anten phát thứ j tới anten thu thứ i tại sóng mang phụ thứ n . $\lambda_{ij}(k)$ chính là N-FFT của đáp ứng xung của kênh truyền $C_{ij}(t)$ từ anten phát thứ j tới anten thu thứ i . Nếu máy thu có thể ước lượng chính xác trạng thái kênh truyền thì $\lambda_{ij}(k)$ sẽ được biết chính xác ứng với mỗi symbol OFDM.

Để hiểu rõ hơn về bản chất của hệ thống MIMO-OFDM, ta sẽ thiết lập công thức chi tiết ở phần sau.

Kênh truyền hệ thống MIMO-OFDM có thể mô tả thông qua ma trận H như sau

$$H(k) = \begin{bmatrix} \lambda_{11}(k) & \lambda_{12}(k) & \Lambda & \lambda_{1N_T}(k) \\ \lambda_{21}(k) & \lambda_{22}(k) & \Lambda & \lambda_{2N_T}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \lambda_{N_R1}(k) & \lambda_{N_R2}(k) & \Lambda & \lambda_{N_RN_T}(k) \end{bmatrix}$$

Hình 4.5 mô tả rõ hơn ma trận H , kỹ thuật OFDM có tác dụng chia kênh truyền chọn lọc tần số thành N kênh truyền con fading phẳng. Hệ thống MIMO-OFDM tương đương với hệ thống MIMO

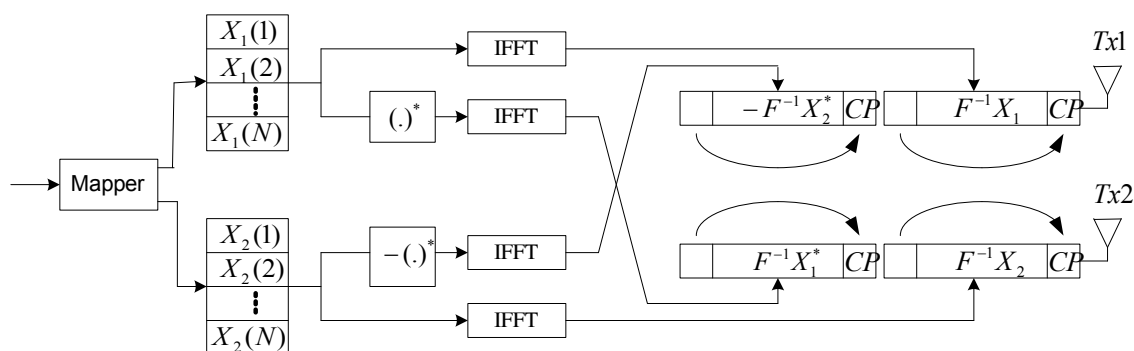


Hình 4.5: Ma trận kênh truyền.

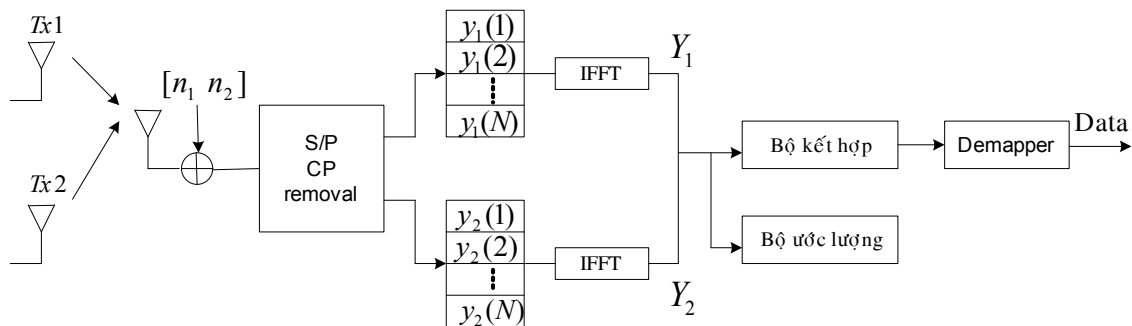
Tiếp theo ta sẽ xét hệ thống MIMO-OFDM Alamouti với mục đích đạt độ lợi phân tập tối đa nhằm tối ưu chất lượng hệ thống và ta sẽ xét hệ thống MIMO-OFDM V-BLAST với mục đích đạt độ lợi lớn nhất nhằm tăng tối đa dung lượng hệ thống thông tin không dây trong môi trường fading chọn lọc tần số.

III. Giới thiệu mô hình hệ thống MIMO-OFDM Alamouti.

Hình 4.6 là sơ đồ hệ thống MIMO-OFDM Alamouti với các khối cơ bản nhất. Sơ đồ Alamouti được áp dụng nhằm đạt được độ lợi phân tập lớn nhất trong môi trường fading chọn lọc tần số với cấu trúc phần cứng khá đơn giản.



Hình 4.6: Máy phát MIMO-OFDM Alamouti



Hình 4.7: Máy thu MIMO-OFDM Alamouti.

Tại phía phát dữ liệu sau khi được bộ mapper điều chế sẽ được đưa qua biến đổi rời rạc sang song song và đưa vào 2 vector N symbol X_1 và X_2 .

Ta kí hiệu F^{-1} là ma trận biến đổi IFFT và F là ma trận biến đổi FFT

$$F^{-1} = \frac{1}{N} F^*$$

Trong chu kỳ symbol k X_1 sẽ được cho qua bộ biến đổi IFFT tạo ra khối N symbol.

$$s_1 = F^{-1}X_1$$

Sau khi s_1 được chèn khoảng bảo vệ CP, vector dữ liệu sẽ được đưa ra anten phát thứ nhất. Cũng trong chu kỳ symbol thứ k , X_2 sẽ được cho qua bộ IFFT tạo ra khối N symbol.

$$s_2 = F^{-1}X_2$$

Sau khi s_2 được chèn khoảng bảo vệ CP, vector dữ liệu sẽ được đưa vào anten phát thứ hai.

Trong chu kỳ symbol thứ $k+1$, X_1 sẽ được cho qua bộ đảo và lấy liên hiệp phức khi cho qua IFFT để tạo ra khối N symbol.

$$s'_2 = F^{-1}X_1^*$$

Với ký hiệu X_1^* cho liên hợp của X

Sau khi s'_2 được chèn khoảng bảo vệ CP, vector dữ liệu sẽ được đưa ra anten thứ hai. Cũng trong chu kỳ symbol thứ $k+1$, X_2 sẽ được cho qua bộ đảo và lấy liên hiệp phức trước khi cho qua IFFT để tạo ra khối N symol.

$$s'_1 = -F^{-1}X_2^*$$

Sau khi s'_1 được chèn khoảng bảo vệ CP, vector dữ liệu sẽ được đưa ra anten thứ nhất. Quá trình phát sẽ lặp lại quá trình trình bày trong chu kỳ symbol k và $k+1$.

Tại phía thu, vector thu sau khi được loại bỏ khoảng bảo vệ có dạng sau:

$$\begin{aligned} y_1 &= H_1s_1 + H_2s_2 + v_1 = H_1F^{-1}X_1 + H_2F^{-1}X_2 + v_1 \\ y_1 &= H_1s'_1 + H_2s'_2 + v_1 = -H_1F^{-1}X_2^* + H_2F^{-1}X_1^* + v_2 \end{aligned}$$

Với H_1 là ma trận vòng của kênh truyền từ anten phát thứ nhất tới anten thu và H_2 là ma trận vòng của kênh truyền từ anten phát thứ hai tới anten thu.

Sau khi qua bộ FFT vector thu sẽ có biểu thức sau:

$$\begin{aligned} Y_1 &= \Lambda_1X_1 + \Lambda_2X_2 + V_1 \\ Y_2 &= -\Lambda_1X_2^* + \Lambda_2X_1^* + V_2 \end{aligned}$$

Với $Y_1 = Fy_1$, $Y_2 = Fy_2$, $X_1 = Fx_1$, $X_2 = Fx_2$, là các FFT tương ứng của y_1 , y_2 , x_1 , x_2 , Λ_1 , và Λ_2 là các ma trận được tính theo biểu thức sau:

$$\Lambda_1 = FH_1F^{-1}$$

$$\Lambda_2 = FH_2F^{-1}$$

Do tính chất của phép biến đổi FFT và IFFT đối với ma trận vòng H_1 và H_2 , Λ_1 , và Λ_2 là các ma trận đường chéo.

$$\Lambda_1 = \text{diag}(\lambda_1)$$

$$\Lambda_2 = \text{diag}(\lambda_2)$$

Các giá trị $\lambda_1(k)$ với $k = 1, 2, \dots, N$ chính là N-FFT của đáp ứng kênh truyền từ anten phát thứ 1 tới anten thu, tương tự các giá trị $\lambda_2(k)$ với $k = 1, 2, \dots, N$ chính là N-FFT của đáp ứng kênh truyền từ anten thứ 2 tới anten thu.

Sau đó Y_1 và Y_2 sẽ được đưa qua bộ ước lượng Λ_1 , và Λ_2 . Kênh truyền sẽ được ước lượng thông qua chuỗi huấn luyện biết trước, ta có thể viết lại vector thu Y_1 và Y_2 theo dạng sau:

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi_1 & \chi_2 \\ -\chi_2^* & \chi_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$2N \times 1$ $2N \times 2N$ $2N \times 1$ $2N \times 1$

Với χ_1 và χ_2 là các ma trận đường chéo, có đường chéo là X_1 và X_2

$$\chi_1 = \text{diag}(X_1)$$

$$\chi_2 = \text{diag}(X_2)$$

Vector huấn luyện đã được quy ước trước tại máy thu và có tính chất sau:

$$\begin{bmatrix} \chi_1^* & -\chi_2^* \\ \chi_2 & \chi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_1 & \chi_2 \\ -\chi_2^* & \chi_1^* \end{bmatrix} = \alpha I$$

Λ_1 , và Λ_2 được ước lượng theo biểu thức sau:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_1 \\ \tilde{\lambda}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \chi_1^* & -\chi_2^* \\ \chi_2 & \chi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi_1^* & -\chi_2^* \\ \chi_2 & \chi_1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \chi_1 & \chi_2 \\ -\chi_2^* & \chi_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right) \\ &= \alpha \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \chi_1^* & -\chi_2^* \\ \chi_2 & \chi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Ta ước lượng được $\hat{\Lambda}_1$, và $\hat{\Lambda}_2$ theo biểu thức sau:

$$\begin{aligned}\tilde{\Lambda}_1 &= \text{diag}(\tilde{\lambda}_1) \\ \tilde{\Lambda}_2 &= \text{diag}(\tilde{\lambda}_2)\end{aligned}$$

Sau khi ước lượng được $\hat{\Lambda}_1$, và $\hat{\Lambda}_2$, các vector Y_1 và Y_2 theo sau chuỗi vector huấn luyện sẽ được đưa vào bộ kết hợp để khôi phục lại X_1 và X_2 . Viết lại biểu thức trên ta được biểu thức thu như sau:

$$\begin{bmatrix} Y_1(1) \\ M \\ Y_1(N) \\ Y_2(1) \\ M \\ Y_2(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1(1) & & X_2(1) & & & \\ & O & & O & & \\ & & X_1(N) & & X_2(N) & \\ -X_2^*(1) & & & X_1^*(1) & & \\ & O & & & O & \\ & & -X_1^*(N) & & X_1^*(N) & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1(1) \\ M \\ \lambda_1(N) \\ \lambda_2(1) \\ M \\ \lambda_2(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1(1) \\ M \\ V_1(N) \\ V_2(1) \\ M \\ V_2(N) \end{bmatrix}$$

Sắp xếp lại thứ tự vector thu ta được biểu thức:

$$\begin{bmatrix} Y_1(1) \\ Y_2(1) \\ M \\ M \\ Y_1(N) \\ Y_2(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1(1) & X_2(1) & & & & \\ -X_2^*(1) & X_1^*(1) & & & & \\ & & O & & & \\ & & & O & & \\ & & & & X_1(N) & X_2(N) \\ & & & & -X_2^*(N) & X_1^*(N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1(1) \\ \lambda_2(1) \\ M \\ M \\ \lambda_1(N) \\ \lambda_2(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1(1) \\ V_2(1) \\ M \\ M \\ V_1(N) \\ V_2(N) \end{bmatrix}$$

Biểu thức trên cho thấy kỹ thuật OFDM đã chia kênh truyền fading chọn lọc tần số thành N kênh truyền nhỏ chỉ chịu fading phẳng, tức là hệ thống MIMO-OFDM có khả năng chống lại fading chọn lọc tần số và đạt được sự phân tập lớn nhất nhờ vào sơ đồ Alamouti. Tiếp theo bộ kết hợp sẽ kết hợp symbol $Y_1(k)$ và $Y_2(k)$ rồi đưa vào bộ giải mã ML.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Giáo trình dạy môn “Thông Tin Di Động” của Ths. Trương Tấn Quang.
- [2] Giáo trình dạy môn “Truyền Thông Không Dây” của Ths. Đặng Lê Khoa.
- [3] “Xử Lí Tín Hiệu Số” của PGS. TS Nguyễn Hữu Phương.
- [4] “Fundamentals of Wireless Communication” của David Tse Pramod Viswanath.
- [5] Luận văn thạc sĩ kỹ thuật của Phạm Minh Triết.
- [6] Một số nguồn khác từ internet.