

GIẢM CAN NHIỀU GIỮA CÁC SÓNG MANG CON TRONG HỆ THỐNG MIMO-OFDM BẰNG CÂN BẰNG MÙ MIỀN TẦN SỐ KẾT HỢP VỚI PHƯƠNG PHÁP LẶP

ICI CANCELLATION IN MIMO-OFDM SYSTEM BY FREQUENCY BLIND EQUALIZER AND REPETITION TECHNIQUE

Nguyễn Kim Quang

TÓM TẮT

Bài báo trình bày một giải pháp mới để giảm can nhiễu giữa các sóng mang con trong hệ thống MIMO-OFDM. Giải pháp được xây dựng dựa trên việc kết hợp bộ cân bằng mù miền tần số với tiêu chí cực đại hóa độ đo tính độc lập tương hỗ giữa các sóng mang con bằng kỹ thuật phân tích các thành phần độc lập và phương pháp lặp tuần tự để giảm can nhiễu. Đặc điểm của giải pháp này là không sử dụng các tín hiệu thử để phục vụ cho việc giảm can nhiễu và do đó tiết kiệm dung lượng đường truyền. Các kết quả mô phỏng cho thấy giải pháp đạt hiệu quả giảm can nhiễu cao trong môi trường kênh fading chậm.

Từ khóa: Can nhiễu giữa các sóng mang con, phân tích các thành phần độc lập, lặp giảm tuần tự

ABSTRACT

This paper proposes a solution to reduce Inter-Carrier Interference in the MIMO-OFDM system. The solution is built from combination of frequency blind equalizer and sequence repetition. The blind equalizer is objective to maximize the independent metrics between subcarriers by Independent Component Analysis Technique. The solution does not use trial signals in order to reduce interference. So, the transmission capacity is reduced. The simulation results show that this solution is more effective for slow fading transmission environment.

Keywords: MIMO-OFDM, Inter-Carrier Interference, Independent Component Analysis, sequence reducing repetition.

Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Email: quangnk66@gmail.com

Ngày nhận bài: 19/7/2018

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 25/10/2018

Ngày chấp nhận đăng: 25/12/2018

1. GIỚI THIỆU

Công nghệ MIMO với việc sử dụng nhiều anten ở cả đầu phát và đầu thu đã cho phép tăng dung lượng đường truyền [5] mà không cần tăng công suất phát hoặc tăng băng thông. Công nghệ ghép kênh phân chia theo tần số trực giao cho phép truyền dữ liệu đồng thời trên những sóng mang con băng hẹp, qua đó giảm thiểu hiệu ứng fading lựa chọn tần số và fading đa đường [4]. Hệ quả, là

vấn đề can nhiễu giữa các ký tự vốn là một vấn đề nan giải về cơ bản được giải quyết [6]. Hơn nữa, khác với kiểu điều chế đa sóng mang trước đây, OFDM điều chế tín hiệu trên các sóng mang trực giao nhau nhưng cho phép phổ của chúng chõm lên nhau là một giải pháp hiệu quả để tận dụng phổ tần. Hệ thống sử dụng hai công nghệ kết hợp MIMO và OFDM được gọi là hệ thống MIMO-OFDM, một hệ thống hứa hẹn nhiều tiềm năng trong thông tin vô tuyến hiện đại. Trên thực tế, hệ thống này được lựa chọn cho nhiều loại hình mạng, dịch vụ truyền thông vô tuyến hiện nay như mạng di động 4G LTE, WiMax, truyền hình số mặt đất DVB-T...[7].

Bên cạnh những ưu điểm nổi bật như đã nêu trên, hệ thống MIMO-OFDM cũng đặt ra những thách thức không nhỏ. Để đảm bảo truyền và nhận dữ liệu một cách chính xác, hệ thống MIMO-OFDM đòi hỏi tất cả các sóng mang con phải duy trì tính trực giao nghiêm ngặt. Tuy nhiên trong thực tế, khi truyền qua kênh vô tuyến, mỗi sóng mang con chịu ảnh hưởng của kênh truyền sẽ bị dịch tần số, phá vỡ tính trực giao với các sóng mang khác, từ đó gây ra can nhiễu. Can nhiễu giữa các sóng mang con như vậy người ta gọi là ICI [1, 11].

Đã có nhiều giải pháp giảm ICI được nghiên cứu, đề xuất và được áp dụng trong thực tế. Nói chung, các giải pháp này có thể được chia thành hai loại như sau [12]:

- Loại thứ nhất là tự giảm nhiễu, tức là phát dữ liệu một cách dư thừa sao cho các kênh con có can nhiễu sang nhau nhưng những can nhiễu này cũng lại loại trừ nhau.

- Loại thứ hai là ước lượng yếu tố gây ra ICI bằng các tín hiệu thử, chẳng hạn như ước lượng độ dịch tần số sóng mang, ước lượng trải Doppler hoặc ước lượng ảnh hưởng của phi tuyến để từ đó đưa ra các giải pháp giảm ICI.

Dù là thuộc loại nào thì những giải pháp này đều có một đặc điểm chung là phải sử dụng một phần dung lượng đường truyền để phục vụ cho việc giảm ICI.

Trong bài báo này, tác giả mong muốn đề xuất một giải pháp mới nhằm giải quyết bài toán giảm ICI trong hệ thống

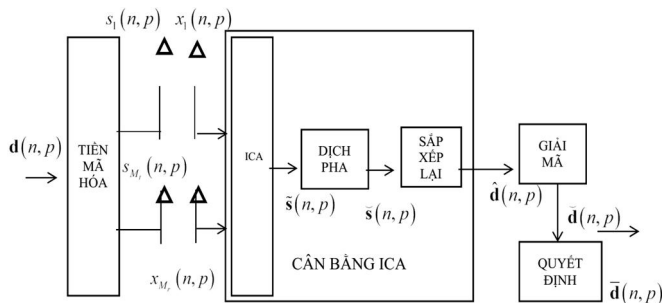
MIMO-OFDM sao cho không làm tiêu tốn thêm dung lượng đường truyền, nâng cao hiệu quả truyền thông vô tuyến.

Xuất phát từ việc can nhiễu giữa các sóng mang con đã làm cho tín hiệu tại các sóng mang con đó mất đi tính độc lập tương hỗ với nhau như ban đầu chúng vốn có, bài báo đề xuất ý tưởng giải pháp cân bằng mù miền tần số dựa trên tiêu chí cực đại hóa tính độc lập của các tín hiệu tại các sóng mang con. Nhằm hiện thực hóa ý tưởng, bài báo đã xây dựng máy thu MIMO-OFDM với cân bằng mù dựa trên kỹ thuật phân tích các thành phần độc lập (ICA) [2] và kết hợp bộ cân bằng này với phương pháp lặp giảm can nhiễu. Để xây dựng máy thu có cân bằng dựa trên ICA, bài báo đã kế thừa và phát triển từ máy thu MIMO dựa trên ICA được đề xuất trong [14]. Bằng cách xây dựng cân bằng dựa trên ICA cho một sóng mang con tham chiếu và cân bằng MMSE cho các sóng mang con khác, hệ thống MIMO-OFDM sẽ có một bộ cân bằng mù miền tần số và từ đó, kết hợp với phương pháp lặp để giải quyết bài toán giảm ICI mà không làm tiêu tốn dung lượng đường truyền.

2. XÂY DỰNG MÔ HÌNH MÁY THU MIMO-OFDM CÓ CÂN BẰNG MÙ MIỀN TẦN SỐ DỰA TRÊN ICA

2.1. Máy thu MIMO có cân bằng dựa trên ICA

Theo [14], hệ thống MIMO không dây với M_t anten phát và M_r anten thu được mô tả tại hình 1.



Hình 1. Mô hình hệ thống MIMO với máy thu có cân bằng dựa trên ICA

Dòng dữ liệu nối tiếp được chia vào M_t dòng dữ liệu song song, dữ liệu được điều chế QPSK và được tổ chức dưới dạng các khung gồm N_s ký tự để truyền đi. Đáp ứng xung của kênh giữ không đổi trong khoảng thời gian của một khung và thay đổi từ khung này sang khung khác. Các ký tự thu được là:

$$\mathbf{x}(n,p) = [x_1(n,p), x_2(n,p), \dots, x_{M_t}(n,p)]^T \quad (1)$$

Trong đó, $x_j(n,p)$ là tín hiệu thu được tại thời điểm thứ n của ký tự thứ p tại anten thu thứ j ; $p = 1, 2, \dots, N_s$; $j = 1, 2, \dots, M_r$.

Ta có phương trình của hệ thống như sau:

$$\mathbf{x}(n,p) = \mathbf{h}(n)\mathbf{s}(n,p) + \mathbf{n}(n,p) \quad (2)$$

$$= \begin{pmatrix} h_{1,1}(l) & h_{1,2}(l) & \dots & h_{1,M_t}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M_r,1}(l) & h_{M_r,2}(l) & \dots & h_{M_r,M_t}(l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(n,p) \\ \vdots \\ s_{M_t}(n,p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(n,p)$$

Trong đó, $\mathbf{s}(n,p)$ có kích thước $M_t \times N_s$ và $\mathbf{x}(n,p)$ có kích thước $M_r \times N_s$ là các tín hiệu phức bằng gốc tương đương,

$\mathbf{h}(n)$ có kích thước $M_r \times M_t$ là đáp ứng xung của kênh fading phẳng. Các phần tử của $\mathbf{h}(n)$ có giá trị phức có phân phối là i.i.d. $\mathbf{n}(n,p)$ có kích thước là $M_r \times N_s$ là nhiễu cộng Gauss trắng có giá trị trung bình 0 và phương sai là $\frac{1}{2}\sigma_n^2$.

Dữ liệu gốc trước khi phát đi sẽ được tiền mã hóa bằng cách thêm vào một dữ liệu tham chiếu như sau:

$$\mathbf{s}(n,p) = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} [\mathbf{d}(n,p) + a\mathbf{d}_{ref}(n,p)] \quad (3)$$

Trong đó, $\mathbf{d}_{ref}(n,p)$ là dữ liệu tham chiếu mà cả bên phát và bên thu đều đã được biết trước. Dữ liệu tham chiếu này được lựa chọn một cách ngẫu nhiên, có kích thước và cấu trúc giống như dữ liệu nguồn, các thành phần của $\mathbf{d}_{ref}(n,p)$ là độc lập với nhau; a là một hằng số tiền mã hóa với $0 < a < 1$.

Trong mô hình máy thu MIMO dựa trên ICA được trình bày tại hình 1, ngoài các khối giải mã và quyết định, còn có ba khối khác là khối ICA, khối dịch pha và khối sắp xếp lại. Các khối này được xây dựng để thực hiện ICA và khắc phục các nhược điểm của ICA là nhạy nhằng về tính hoán vị và nhạy nhằng về nhân vô hướng. Hoạt động của các khối này được mô tả như sau:

Khối ICA

Khối ICA thực hiện tách dữ liệu gốc từ một trộn tuyến tính dựa trên số liệu thống kê của các ký tự thu nhận được. Để làm được điều này khi không biết thông tin trạng thái của kênh thì cần phải đáp ứng được các giả định sau đây:

1. Các dữ liệu nguồn phải độc lập thống kê.
2. Dữ liệu nguồn phải có phân phối phi Gauss (tức là không có phân phối Gauss).
3. Dữ liệu nguồn có trung bình bằng 0.
4. Số anten thu phải lớn hơn hoặc bằng số anten phát.

Để thực hiện tách trộn, trước hết vectơ tín hiệu thu được $\mathbf{x}(n,p)$ cần được làm trắng để nhận được một vectơ mới là $\mathbf{y}(n,p)$ mà các thành phần của nó là không tương quan với nhau.

$$\mathbf{y}(n,p) = \mathbf{V}(n)\mathbf{x}(n,p) \quad (4)$$

Trong đó, $\mathbf{V}(n)$ là ma trận làm trắng. Sao cho:

$$\mathbb{E}_p \{ \mathbf{y}(n,p)\mathbf{y}^H(n,p) \} = \mathbf{I}_{M_r} \quad (5)$$

Trong đó, \mathbf{I}_{M_r} là ma trận đơn vị kích thước $M_r \times M_r$.

Một cách thường được dùng để tìm ma trận làm trắng $\mathbf{V}(n)$ [8] là thực hiện phân rã trị riêng trên ma trận tự tương quan của $\mathbf{x}(n,p)$ là $\mathbf{R}_{xx}(n)$.

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = \mathbb{E}_p \{ \mathbf{x}(n,p)\mathbf{x}^H(n,p) \}$$

Khi đó, $\mathbf{V}(n)$ được xác định như sau:

$$\mathbf{V}(n) = \mathbf{E}(n)\mathbf{D}(n)^{-1/2}\mathbf{E}(n)^T \quad (6)$$

Trong đó, $\mathbf{E}(n)$ là ma trận của các vectơ riêng (eigenvector) và $\mathbf{D}(n)$ là ma trận đường chéo của các trị

riêng của $\mathbf{R}_{xx}(n)$. Tín hiệu thu được sau khi đã được làm trắng sẽ được đưa đến bộ tách các thành phần độc lập để nhận được ước lượng của tín hiệu đã phát đi:

$$\tilde{\mathbf{s}}(n,p) = \mathbf{W}(n)\mathbf{y}(n,p) = \mathbf{W}(n)\mathbf{V}(n)\mathbf{s}(n,p) \quad (7)$$

Tuy nhiên, do tính chất nhập nhằng của ICA, $\tilde{\mathbf{s}}(n,p)$ có thể có thứ tự và pha khác với tín hiệu phát $\mathbf{s}(n,p)$ ban đầu. Điều này có thể biểu diễn bằng biểu thức sau:

$$\tilde{\mathbf{s}}(n,p) = \mathbf{D}(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{s}(n,p) \quad (8)$$

Trong đó, ma trận đường chéo $\mathbf{D}(n)$ thể hiện cho sự nhập nhằng về pha và ma trận $\mathbf{P}(n)$ thể hiện cho sự nhập nhằng về tính hoán vị. Các nhập nhằng này sẽ được xử lý tiếp bằng khối dịch pha và khối sắp xếp lại sau đây:

Khối dịch pha

Nhập nhằng về pha có thể giải quyết bằng cách quay vectơ tín hiệu $\tilde{\mathbf{s}}(k,p)$.

$$\bar{s}_i(n,p) = \tilde{s}_i(n,p) \frac{\alpha_i(n)}{|\alpha_i(n)|} \quad (9)$$

Trong đó, $i = 1, 2, \dots, M_t$ là chỉ số anten phát, $\alpha_i(n)$ là ước lượng độ dịch pha tại anten thứ i , với điều chế QPSK thì $\alpha_i(n)$ xác định bởi:

$$\alpha_i(n) = \mathbb{E}_p \left\{ \left(\tilde{s}_i(n,p) \right)^{-1/4} \right\} e^{j\pi/4} \quad (10)$$

Tuy nhiên, biểu thức (10) lại đưa ra một nhập nhằng về góc quay pha θ đối với $\tilde{s}_i(n,p)$. Đối với điều chế QPSK thì $\theta \in \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \pi \right\}$. Nhập nhằng này có thể được giải quyết cùng với việc giải quyết nhập nhằng về tính hoán vị bằng khối sắp xếp lại như sau:

Khối sắp xếp lại

Việc sắp xếp lại thứ tự các dữ liệu nhận được sẽ được thực hiện bằng cách tìm ra một cách sắp xếp π_k của M_t dòng dữ liệu nguồn (tương ứng với M_t anten) sao cho với cách sắp xếp này thì giá trị tuyệt đối của ước lượng tương quan chéo $\rho(i,n,\pi)$ giữa các dòng dữ liệu dò được với dữ liệu tham là lớn nhất. Tức là:

$$\pi(k) = \arg \max_{\pi} \sum_{i=1}^{M_t} |\rho(i,n,\pi)| \quad (11)$$

Ước lượng của dữ liệu $\hat{\mathbf{d}}(n,p)$ sau khi sắp xếp lại sẽ là:

$$\hat{\mathbf{d}}(n,p) = \bar{\mathbf{D}}(k) \left[\bar{d}_{\pi_k(1)}(n,p), \dots, \bar{d}_{\pi_k(M_t)}(n,p) \right]^T \quad (12)$$

Trong đó, ma trận đường chéo $\bar{\mathbf{D}}(k)$ được xác định bởi:

$$\bar{\mathbf{D}}(n) = \text{diag} \left[j e^{-j\pi/4} \text{sign} \left(\frac{\rho(i,n,\pi)}{|\rho(i,n,\pi)|} e^{j\pi/4} \right) \right] \quad (13)$$

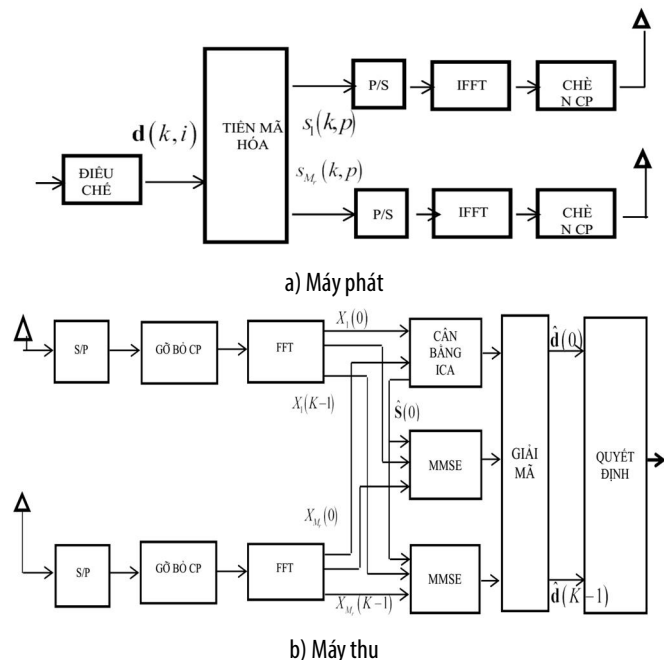
Trong đó, $\text{sign}(\cdot)$ là hàm dấu. Cuối cùng, ước lượng mềm của dữ liệu nguồn nhận được bằng cách giải mã:

$$\bar{d}_i(n,p) = \sqrt{1+a^2} \tilde{s}_i(n,p) - a d_{\text{ref},i}(n,p) \quad (14)$$

Ước lượng mềm này được đưa tới bộ quyết định để nhận được ước lượng cứng $\bar{d}_i(n,p)$ của dữ liệu nguồn $d_i(n,p)$.

2.2. Mô hình máy thu MIMO-OFDM có cân bằng ICA-MMSE

Dựa trên mô hình hệ thống MIMO [14] đã nêu ở phần trên, xây dựng mô hình hệ thống MIMO-OFDM có máy phát và máy thu được trình bày tại hình 2.



Hình 2. Mô hình hệ thống MIMO-OFDM với cân bằng ICA-MMSE

Tại phần máy phát, chọn dữ liệu tại một sóng mang con nào đó (trong hình 2 đã chọn $k_r = 0$) làm dữ liệu tham chiếu, ký hiệu sóng mang con đó là k_r . Ký hiệu $\mathbf{d}(pK + k)$ là vectơ tín hiệu nguồn tại sóng mang con thứ k và được định nghĩa như sau:

$$\mathbf{d}(pK + k) = [d_1(pK + k), d_2(pK + k), \dots, d_{M_t}(pK + k)]^T \quad (15)$$

Trong đó, $d_i(pK + k)$ là tín hiệu nguồn của ký tự thứ p tại sóng mang con thứ k ở anten thứ i .

Tín hiệu nguồn này sẽ được tiền mã hóa để tạo thành tín hiệu phát đi tương tự như (3) như sau:

$$S_i(pK + k) = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} [d_i(pK + k) + a d_i(pK + k_r)] \quad (16)$$

Trong đó: $S_i(pK + k)$ là tín hiệu phát tại sóng mang con thứ k ($k \neq k_r$) của ký tự OFDM thứ p tại anten thứ i , k_r là sóng mang con tham chiếu, a là hằng số tiền mã hóa với $0 < a < 1$.

Lưu ý rằng, riêng tín hiệu nguồn tại sóng mang con tham chiếu không được tiền mã hóa, tức là:

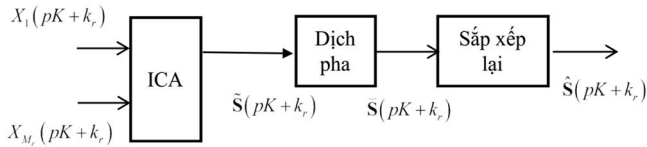
$$S_i(pK + k_r) = d_i(pK + k_r)$$

Tại phần máy thu, chỉ giữ lại một bộ cân bằng ICA cho sóng mang con tham chiếu k_r , còn đối với các sóng mang con khác, sử dụng cân bằng MMSE để tách trộn các tín

hiệu. Bài báo sẽ chứng minh rằng mô hình này sẽ tách trộn được tín hiệu một cách chính xác tất cả các sóng mang con. Chúng ta sẽ lần lượt xem xét lần lượt các thành phần của mô hình này như sau:

Bộ cân bằng ICA

Bộ cân bằng ICA cho sóng mang con tham chiếu k_r cũng tương tự như bộ cân bằng ICA của máy thu MIMO [14] đã nêu ở trên và được trình bày tại hình 3.



Hình 3. Bộ cân bằng ICA cho sóng mang con tham chiếu k_r

Đầu tiên, làm trắng vectơ tín hiệu $\mathbf{X}(pK+k)$ bằng ma trận làm trắng $\mathbf{V}(pK+k)$ để nhận được một vectơ mới là $\mathbf{Y}(pK+k)$ mà các thành phần của nó là không tương quan với nhau:

$$\mathbf{Y}(pK+k) = \mathbf{V}(pK+k)\mathbf{X}(pK+k) \quad (17)$$

Bước tiếp theo tìm ma trận trực giao $\mathbf{G}(pK+k)$ sao cho ma trận tách để tách trộn $\mathbf{W}(pK+k) = \mathbf{G}(pK+k)\mathbf{V}(pK+k)$ có thể tách trộn các tín hiệu:

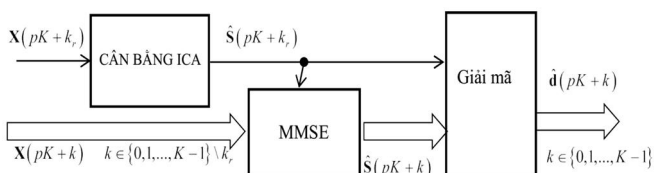
$$\tilde{\mathbf{S}}(pK+k) = \mathbf{W}(pK+k)\mathbf{X}(pK+k) \quad (18)$$

Vectơ tín hiệu $\tilde{\mathbf{S}}(pK+k)$ sẽ tiếp tục được xử lý các nhập nhằng về pha và tính hoán vị như trong [14] để nhận được ước lượng tín hiệu phát $\hat{\mathbf{S}}(pK+k_r)$, đó cũng chính là tín hiệu gốc tại sóng mang con $\hat{\mathbf{d}}(pK+k_r)$ vì tại sóng mang con tham chiếu, tín hiệu gốc không được tiền mã hóa.

Bộ cân bằng MMSE

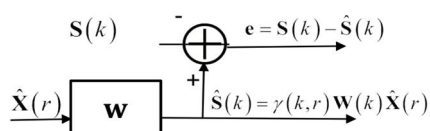
Mô hình máy thu có cân bằng ICA-MMSE tại hình 2 được vẽ lại dưới dạng sơ đồ khối như hình 4.

Các ma trận tách tín hiệu $\mathbf{W}(pK+k)$ đối với các sóng mang con k khác với sóng mang con tham chiếu $k \in \{0, 1, \dots, K-1\} \setminus k_r$ sẽ xác định bằng MMSE có sử dụng cấu trúc tương quan tín hiệu như đã trình bày tại (16).



Hình 4. Sơ đồ khối máy thu MIMO-OFDM có cân bằng ICA-MMSE

Sơ đồ bộ cân bằng MMSE [3] cho sóng mang con k được trình bày tại hình 5.



Hình 5. Sơ đồ MMSE cho sóng mang con

Khi ma trận cân bằng của khối MMSE là $\mathbf{W}(pK+k)$ thì ước lượng $\hat{\mathbf{S}}(pK+k)$ của $\mathbf{S}(pK+k)$ được xác định bởi:

$$\hat{\mathbf{S}}(pK+k) = \mathbf{W}(pK+k)\mathbf{X}(pK+k) \quad (19)$$

Định nghĩa vectơ lỗi tại sóng mang con k như sau:

$$\mathbf{e}(pK+k) = \mathbf{S}(pK+k) - \beta\hat{\mathbf{S}}(pK+k) \quad (20)$$

Phương pháp MMSE [3] là tìm $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k)$ sao cho:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k) = \arg \min_{\mathbf{W}(pK+k)} \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{S}}(pK+k) - \beta\hat{\mathbf{S}}(pK+k_r) \right\|^2 \right\} \quad (21)$$

Khi đó, $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k)$ được xác định như sau:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k) = \beta \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{s}}^H(k, k_r) \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1}(k) \quad (22)$$

Trong đó, $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(k)$ là ma trận tự tương quan của $\mathbf{X}(pK+k)$ và $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{s}}(k, k_r)$ là ma trận tương quan chéo giữa $\mathbf{X}(pK+k)$ và $\hat{\mathbf{S}}(pK+k_r)$, β là một hằng số sẽ được đề cập đến sau đây:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(k) = \mathbb{E}_p \left\{ \mathbf{X}(pK+k)(\mathbf{X}(pK+k))^H \right\} \quad (23)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{s}}(k, k_r) = \mathbb{E}_p \left\{ \mathbf{X}(pK+k)(\hat{\mathbf{S}}(pK+k_r))^H \right\}$$

Sau đây, bài báo chứng minh rằng cân bằng MMSE cho sóng mang con k có ma trận cân bằng được xác định tại (22) sẽ tách trộn được tín hiệu tại sóng mang con thứ k với cùng thứ tự và pha như sóng mang con tham chiếu k_r nếu như hằng số β được lựa chọn một cách phù hợp.

Nếu chọn $\beta = \frac{\sqrt{1+a^2}}{a}$ trong đó a được tính từ

$$\mathbf{R}_s(k, k_r) = \frac{a}{\sqrt{1+a^2}} \mathbf{I}_{M_t}, \text{ ta có:}$$

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k) = [\mathbf{H}_p(k, k)]^{-1} \mathbf{W}(pK+k_r) \mathbf{I}_{M_t} \quad (24)$$

Khi đó:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}(pK+k)\mathbf{X}(pK+k) = \mathbf{S}(pK+k)\mathbf{W}(pK+k_r) \mathbf{I}_{M_t} \quad (25)$$

Điều này có nghĩa rằng bộ cân bằng MMSE cho sóng mang con thứ k sẽ tách trộn được tín hiệu với thứ tự và pha giống như tại sóng mang con tham chiếu k_r .

Như vậy mô hình với một bộ cân bằng ICA cho sóng mang con tham chiếu và các bộ cân bằng MMSE cho các sóng mang con còn lại đảm bảo tách trộn tín hiệu tại tất cả các sóng mang con với cùng một thứ tự và độ dịch pha.

Giải mã

Sau khi tách trộn, ước lượng mềm $\hat{\mathbf{S}}(pK+k)$ sẽ được giải mã để nhận $\tilde{\mathbf{d}}(pK+k)$ được xác định bởi:

$$\tilde{\mathbf{d}}_i(pK+k) = \sqrt{1+a^2} \hat{\mathbf{S}}_i(pK+k) - a \hat{\mathbf{S}}_i(pK+k_r) \quad (26)$$

Lưu ý rằng dữ liệu tại sóng mang con tham chiếu không được tiền mã hóa, tức là:

$$\bar{d}_i(pK + k_r) = \hat{S}_i(pK + k_r)$$

$\bar{\mathbf{d}}(pK + k)$ sau đó được đưa qua bộ quyết định để nhận được ước lượng cứng $\bar{\mathbf{d}}(pK + k)$ được định nghĩa bởi:

$$\bar{\mathbf{d}}(pK + k) = [\bar{d}_1(pK + k), \bar{d}_2(pK + k), \dots, \bar{d}_{M_t}(pK + k)] \quad (27)$$

với $\bar{d}_i(pK + k)$ được xác định bởi:

$$\bar{d}_i(pK + k) = Q[\bar{d}_i(pK + k)\alpha_i] \quad (28)$$

Trong đó, $Q[\cdot]$ là hàm ước lượng cứng của dữ liệu.

3. GIẢM ICI BẰNG MÁY THU DỰA TRÊN CÂN BẰNG ICA-MMSE KẾT HỢP VỚI PHƯƠNG PHÁP LẶP

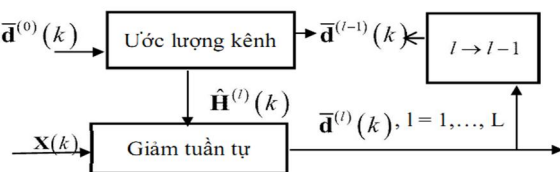
Như vậy, sau phần trên đã xây dựng được mô hình hệ thống MIMO-OFDM có máy thu dựa trên cân bằng ICA-MMSE. Tiếp theo, sử dụng kết hợp các bộ cân bằng này với phương pháp lặp [10] để giảm ICI. Ý tưởng của phương pháp lặp nhằm giảm ICI được đề xuất bởi [10] là các quyết định về tín hiệu trên các sóng mang con được cải thiện một cách lặp đi lặp lại. Những cải thiện này được thực hiện từ việc xác định và trừ đi sự can nhiễu của tất cả các sóng mang con khác, dựa trên các quyết định của lần lặp lại trước đó. Ở đây, có thể phân biệt hai loại giảm ICI dựa trên phương pháp lặp là: giảm song song (PIC) và giảm tuần tự (SIC) tùy thuộc vào cách thức mà các quyết định tín hiệu tại các sóng mang con được thực hiện.

Việc kết hợp giữa cân bằng ICA-MMSE với phương pháp lặp được trình bày tại hình 6 và được mô tả như sau:

Với mỗi sóng mang con k , bằng cân bằng ICA-MMSE, chúng ta có được ước lượng ban đầu của dữ liệu phát như đã trình bày ở trên, ký hiệu ước lượng này là $\bar{\mathbf{d}}^{(0)}(k)$.

Với $\bar{\mathbf{d}}^{(l-1)}(pK + k)$ đã ước lượng được, từ (16) chúng ta sẽ có ước lượng $\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(pK + k)$. Giả thiết rằng kênh không thay đổi trong khoảng thời gian truyền N_s ký tự. Từ các ước lượng $\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(pK + k)$, tiến hành xây dựng khối dữ liệu $\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)$ có N_s ký tự. Tương ứng với N_s ký tự phát này ta có N_s ký tự thu được, ký hiệu là $\bar{\mathbf{X}}(k)$.

$$\bar{\mathbf{X}}(k) = [\mathbf{X}(k), \mathbf{X}(K + k), \dots, \mathbf{X}((N_s - 1)K + k)]$$



Hình 6. Giảm ICI bằng máy thu ICA-MMSE kết hợp lặp tuần tự

Ước lượng kênh theo phương pháp bình phương tối thiểu như sau [13]:

$$\hat{\mathbf{H}}^{(l)}(k) = \bar{\mathbf{X}}(k) [\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)]^\dagger \quad (29)$$

Trong đó, $[\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)]^\dagger$ là nghịch đảo Moore-Penrose của $\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)$ và được xác định bởi:

$$[\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)]^\dagger = [\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)]^H \left\{ \bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k) [\bar{\mathbf{S}}^{(l-1)}(k)]^H \right\}^{-1} \quad (30)$$

Sử dụng ước lượng kênh này, $\hat{\mathbf{e}}$ có được ước lượng mềm như sau:

$$\hat{S}_i^{(l)}(pK + k) = [\mathbf{g}_i^{(l)}(k)]^H \mathbf{X}(pK + k) \quad (31)$$

Trong đó, $\mathbf{g}_i^{(l)}(k)$ là vectơ cân bằng của MMSE đối với dòng dữ liệu thứ i ; $i \in \{1, 2, \dots, M_t\}$ tại vòng lặp thứ l được xác định như sau:

$$\mathbf{g}_i^{(l)}(k) = [\mathbf{R}^{(l)}(k)]^{-1} \mathbf{h}_i^{(l)}(k) \quad (32)$$

Trong đó, $\mathbf{h}_i^{(l)}(k)$ là ký hiệu của cột thứ i của $\hat{\mathbf{H}}^{(l)}(k)$ và $\mathbf{R}^{(l)}(k)$ là ma trận tự tương quan của bộ trộn thu được xác định bởi:

$$\mathbf{R}^{(l)}(k) = \left[\sum_i \mathbf{h}_i^{(l)}(k) (\mathbf{h}_i^{(l)}(k))^H \right] + \sigma^2 \mathbf{I}_{M_t} \quad (33)$$

Thứ tự trích từ bé nhất tới lớn nhất MSE:

$$\text{MSE}_i^{(l)}(k) = 1 - (\mathbf{h}_i^{(l)}(k))^H [\mathbf{R}^{(l)}(k)]^{-1} \mathbf{h}_i^{(l)}(k) \quad (34)$$

Cuối cùng, dữ liệu được giải mã theo (26) để nhận được ước lượng mềm $\bar{d}_i^{(l)}(pK + k)$.

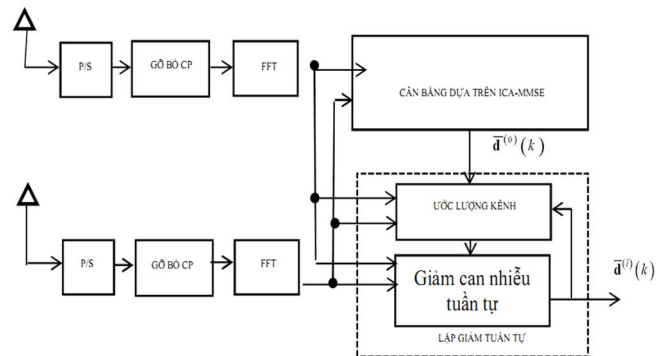
Ước lượng mềm này được đưa tới bộ quyết định để thu được ước lượng cứng:

$$\bar{d}_i^{(l)}(pK + k) = Q[\bar{d}_i^{(l)}(pK + k)] \quad (35)$$

Trong đó, $Q[\cdot]$ là hàm ước lượng cứng. Trước khi thực hiện lặp tiếp theo, phần can nhiễu ICI được trừ đi từ tín hiệu thu tại mỗi sóng mang con:

$$\mathbf{X}(pK + k) = \mathbf{X}(pK + k) - \mathbf{h}_i^{(l)} \bar{d}_i^{(l)}(pK + k) \quad (36)$$

Mô hình tổng thể hệ thống MIMO-OFDM có cân bằng miền tần số kết hợp với lặp giảm tuần tự ICI được trình bày tại hình 7.



Hình 7. Mô hình tổng thể của giải pháp giảm ICI đề xuất

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

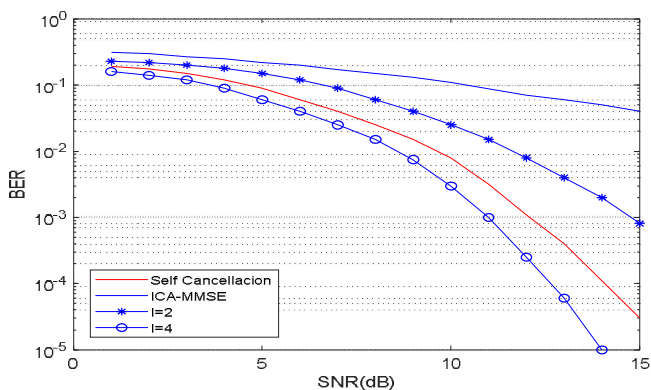
Một kịch bản mô phỏng được xây dựng nhằm đánh giá hiệu quả của giải pháp trong trường hợp ICI sinh ra do dịch tần số sóng mang giữa bên phát và bên thu. Trong kịch bản này, mô phỏng được thực hiện nhằm phân tích đánh giá tỷ lệ lỗi bit (BER) theo tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) với những độ dịch tần số chuẩn hóa khác nhau là $\varepsilon = 0,15$ và $\varepsilon = 0,3$ và với hai phương pháp điều chế là BPSK và QPSK. Kết quả mô phỏng cũng được so sánh với kết quả của giải pháp “Tự giảm can nhiễu”, là một trong những giải pháp phổ biến nhất hiện nay, đã được trình bày tại [9].

Các tham số mô phỏng được trình bày tại bảng 1.

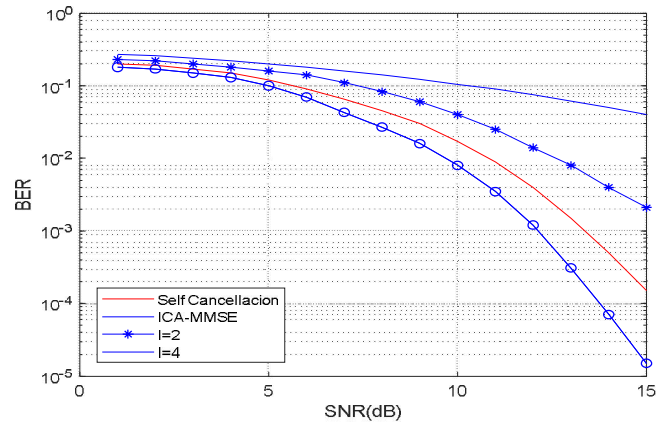
Bảng 1. Bộ tham số mô phỏng giải pháp giảm ICI bằng cân bằng mù miền tần số kết hợp lặp giảm can nhiễu

Số sóng mang con	$K = 64$
Độ dài CP	$K_{CP} = 12$
Phương pháp điều chế	BPSK hoặc QPSK
Kênh	Rayleigh
Độ dài kênh	$L = 5$
Sóng mang con tham chiếu	$k_r = 0$
Hằng số tiền mã hóa	$\alpha = 0,6$
Số anten phát	$M_t = 2$
Số anten thu	$M_r = 2$
Chiều dài khối ký tự	$N_s = 200$

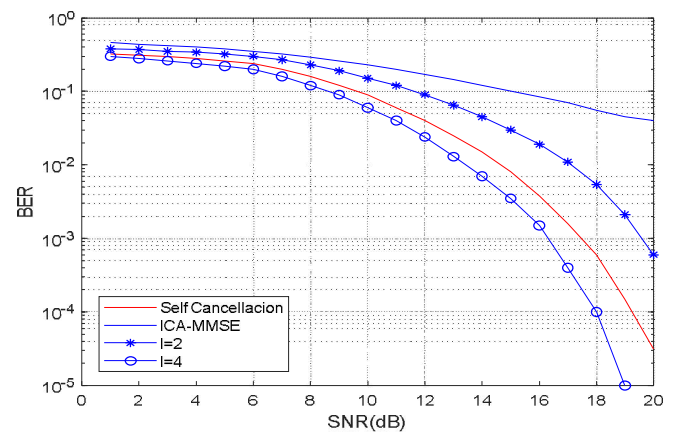
Kết quả phân tích BER theo SNR cho thấy rằng nếu chỉ sử dụng cân bằng ICA-MMSE mà không kết hợp với lặp giảm ICI tuần tự hoặc có kết hợp nhưng với số vòng lặp ít (nhỏ hơn hoặc bằng 2) thì hiệu quả giảm can nhiễu kém so với giải pháp “Tự giảm nhiễu” (Self Cancellation-SC). Tuy nhiên, nếu thực hiện giải pháp với số vòng lặp thích hợp (cụ thể ở đây là 4 vòng lặp) thì hiệu quả giảm can nhiễu của giải pháp đã trở nên tốt hơn so với SC. Cần lưu ý rằng, trong khi SC tiêu tốn rất nhiều dung lượng đường truyền [14] để phục vụ giảm can nhiễu thì giải pháp đề xuất dựa trên phân tách mù các thành phần độc lập hầu như không làm ảnh hưởng đến dung lượng đường truyền. Mặc dù giải pháp đòi hỏi phải thực hiện khối lượng tính toán lớn hơn nhiều so với SC (đặc biệt là khi số lượng các vòng lặp tăng lên) nhưng với tốc độ tính toán của các máy tính hiện nay, điều này không phải là một trở ngại lớn.



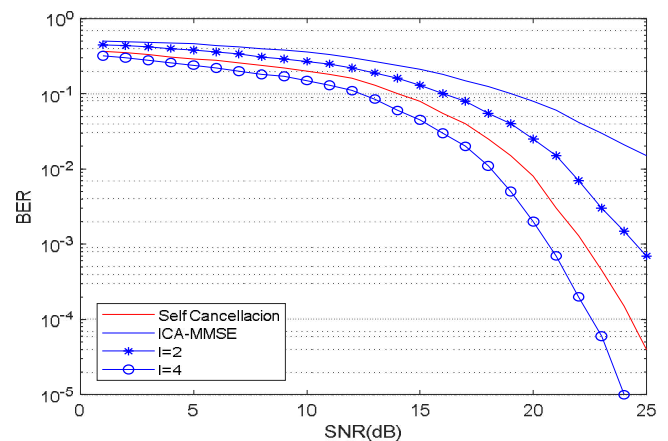
Hình 8. BER theo SNR của giải pháp đề xuất và giải pháp “Tự giảm can nhiễu” khi độ dịch tần số chuẩn hóa $\varepsilon = 0,15$ và điều chế BPSK



Hình 9. BER theo SNR của giải pháp đề xuất và giải pháp “Tự giảm can nhiễu” khi độ dịch tần số chuẩn hóa $\varepsilon = 0,30$ và điều chế BPSK



Hình 10. BER theo SNR của giải pháp đề xuất và giải pháp “Tự giảm can nhiễu” khi độ dịch tần số chuẩn hóa $\varepsilon = 0,15$ và điều chế QPSK



Hình 11. BER theo SNR của giải pháp đề xuất và giải pháp “Tự giảm can nhiễu” khi độ dịch tần số chuẩn hóa $\varepsilon = 0,30$ và điều chế QPSK A

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất một giải pháp giảm can nhiễu giữa các sóng mang con mà không làm tiêu tốn dung lượng đường truyền như những giải pháp đã có trước đây. Giải pháp được xây dựng dựa trên cân bằng mù miền tần số kết hợp lặp giảm can nhiễu. Giải pháp này tỏ ra hiệu quả để giảm ICI do dịch tần số sóng mang, là một trong những nguyên nhân cơ bản gây ra hiện tượng ICI trong hệ thống

MIMO-OFDM. Tuy nhiên, nhược điểm của giải pháp này là không phù hợp với môi trường kênh biến đổi nhanh và do đó chỉ phù hợp với những môi trường vô tuyến di chuyển tốc độ chậm (như Wireless LAN) mà không phù hợp với môi trường thông tin di động.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Cai, J, Mark. J. W and Shen. X, 2002. "ICI cancellation in OFDM wireless communication systems". in Proc. IEEE Global Telecomm. Conf., pp. 656–660.
- [2]. Cichocki. A, Douglas. S.C, Amari. S, 1998. "Robust techniques for independent component analysis (ICA) with noisy data". NeuroComputing 22.
- [3]. Dapena. A, Iglesia. D and Escudero. C. J, 2010. "An MMSE-Based Method to Avoid Permutation/Gain Indeterminacy in Frequency-Domain Blind Source Separation". Circuits System Signal Process, vol. 29, pp.403-417.
- [4]. Hongwei Yang, 2005. "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM Based air interface". IEEE Communications Magazine, vol. 43, no. 1, pp. 53- 60.
- [5]. Marzetta. T. L and Hochwald. B. M, 1999. "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading". IEEE Transactions Information Theory, vol. 45, pp. 139-157.
- [6]. Richard Van Nee and Ramjee Prasad, 2000. "OFDM For Wireless Multimedia Communications". Artech House Publishers, Norwood MA.
- [7]. Sampath. H, Talwar. S, Tellado. J, Erceg. V and Paulraj. A., 2002. "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance and field trial results". IEEE Communications Magazine, no. 9, pp. 143-149.
- [8]. Shyu. K, Lee. M, Wu. Y and Lee. P, 2008. "Implementation of Pipelined FastICA on FPGA for Real-Time Blind Source Separation". IEEE Transactions on Neural Networks, vol.19, pp.958-970.
- [9]. Sreekanth.N and Giri Prasad. M.N, 2012. "Effect of TO & CFO on OFDM and SIR Analysis and Interference Cancellation in MIMO-OFDM". International Journal of Modern Engineering Research, Vol.49, Issue.4, pp-1958-1967.
- [10]. Toeltsch. M and Molisch. A. F, 2001. "Equalization of OFDM-systems by interference cancellation techniques". in Proc. ICC, 2001, pp. 1950–.
- [11]. Vaibhav Chaudhary, 2015. "Minimization of ICI Using Pulse Shaping in MIMO OFDM". International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, vol. 3, no.4.
- [12]. Vaibhav Chaudhary, Rakesh Mandal, 2015. "A Review on Various Approaches to Reduce ICI in MIMO OFDM System". International Journal for Innovative Research in Science & Technology, vol. 1, Issue 8.
- [13]. Venkateswarlu. P, Nagendra. R, 2014. "Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems". International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), Vol. 15, no.5.
- [14]. Yufei Jiang, Xu Zhu, Enggee Lim, Linhao Dong, and Yi Huang, 2011. "Low-Complexity Independent Component Analysis Based Semi-Blind Receiver for Wireless Multiple-Input Multiple-Output Systems". International Journal Of Design, Analysis And Tools For Circuits And System, Vol. 2, No. 2.