

NGHIÊN CỨU BỘ TÁCH TÍN HIỆU MMSE-SIC TRIỆT ICI CHO HỆ THỐNG MIMO-OFDM TRÊN KÊNH THỦY ÂM

Bùi Thị Thanh Tâm*, Trần Xuân Nam
 Học viện Kỹ thuật Quân sự

TÓM TẮT

Các hệ thống thông tin thủy âm ngày càng được phát triển đáp ứng nhu cầu truyền số liệu tốc độ cao. Kỹ thuật MIMO-OFDM hiện đang được quan tâm nghiên cứu và đề xuất ứng dụng cho các hệ thống thông tin thủy âm. Tuy nhiên, do tính chất biến đổi theo thời gian, kênh thủy âm gây hiệu ứng Doppler làm mất tính trực giao của OFDM gây ra nhiễu liên kênh ICI. Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất một bộ tách tín hiệu kết hợp triệt nhiễu ICI sử dụng nguyên lý MMSE-SIC (Minimum Mean Square Error- Successive Interference Cancellation). Bộ tách tín hiệu đề xuất có hiệu quả triệt nhiễu ICI tốt trong khi chi đòi hỏi độ phức tạp thấp.

Từ khóa: MIMO-OFDM, thông tin thủy âm, hiệu ứng Doppler, ICI.

GIỚI THIỆU

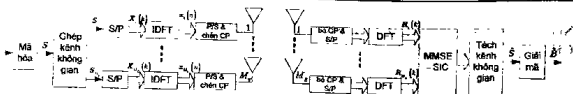
Các hệ thống thông tin thủy âm ngày càng được phát triển đáp ứng nhu cầu truyền số liệu tốc độ cao. Kỹ thuật truyền dẫn đa ăng-ten MIMO (Multiple Input Multiple Output) sử dụng ghép kênh phân chia tần số trực giao OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) hiện đang được nghiên cứu ứng dụng cho các hệ thống thông tin vô tuyến và cả các hệ thống thông tin thủy âm, cho phép hệ thống đạt dung lượng cao trên kênh pha-định chọn lọc theo tần số. Tuy nhiên, do kênh thủy âm có đặc tính biến đổi nhanh theo thời gian, trải trễ đa đường lớn, chịu tác động của hiệu ứng Doppler nên sẽ gây nên nhiễu liên symbol ISI (Inter-Symbol Interference) và nhiễu liên kênh ICI (Inter-Channel Interference). Việc triệt nhiễu ISI có thể thực hiện được nhờ sử dụng giải pháp chèn tiếp đầu tuần hoàn CP (Cyclic Prefix) với độ dài phù hợp với bậc của kênh truyền. Trong khi đó hiệu ứng Doppler làm mất tính trực giao giữa các sóng mang con sinh ra nhiễu ICI và hiệu tượng sản lỗi nên đòi hỏi phải có một giải pháp triệt nhiễu hiệu quả. Đối với hệ thống MIMO-OFDM bộ tách tín hiệu phải thực hiện đồng thời 2 chức năng là triệt nhiễu ICI giữa các ăng-ten phát và nhiễu ICI do mất tính trực giao giữa các sóng mang con.

Một số kết quả nghiên cứu trước đây về bộ ước lượng và nén Doppler trên kênh thủy âm, như là sử dụng LFM (Linear Frequency Modulation) trước và sau mỗi nhóm dữ liệu

để ước lượng sự thay đổi của dạng sóng nhỏ do ước lượng được độ dịch tần số Doppler [1]. Phương pháp này cần phải lưu nhóm dữ liệu vào bộ đệm trước khi giải điều chế, điều này không đáp ứng được yêu cầu với các hệ thống thông tin thủy âm thời gian thực. Thêm chuỗi huấn luyện vào giữa tín hiệu để ước lượng trực tiếp độ dịch Doppler cũng đạt được kết quả tốt [5], [3]. Tuy nhiên, thêm chuỗi huấn luyện sẽ tiêu phí công suất truyền dẫn, giảm tốc độ truyền dữ liệu, và làm tăng độ phức tạp cho xử lý ở máy thu. Một giải pháp được đề xuất trong [4] sử dụng cho hệ thống OFDM trên kênh vô tuyến di động. Giải pháp sử dụng một bộ san bằng MMSE (Minimum Mean Square Error) kết hợp với phương pháp triệt ICI theo nhóm cho phẩm chất hệ thống tốt.

Trong bài báo này, chúng tôi dựa trên phương pháp triệt ICI theo nhóm cho hệ thống OFDM [4], hệ thống MIMO-OFDM $M_T \times M_R$ anten. K sóng mang được coi như hệ thống MIMO $(M_T \times K) \times (M_R \times K)$. Các kỹ thuật triệt nhiễu nhiều cho hệ thống MIMO được sử dụng để triệt ICI. Giải pháp MMSE-SIC thực hiện triệt đồng thời nhiễu nhiều trên kênh MIMO và nhiễu xuyên sóng mang do trải Doppler trên miền tần số, tương tự như kỹ thuật V-BLAST (Vertical Bell-Labs Layered Space-Time) trên miền thời gian cho hệ thống MIMO. Giải pháp MMSE-SIC cải thiện đáng kể phẩm chất của hệ thống trên kênh thủy âm biến đổi theo thời gian.

*Tel: 0988034672, Email: thanhthambui85@gmail.com



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống MIMO-OFDM có bộ tách MMSE-SIC

MÔ HÌNH HỆ THỐNG MIMO-OFDM

Sơ đồ khối hệ thống MIMO-OFDM có M_T anten phát và M_R anten thu như trên Hình 1. Chuỗi dữ liệu phát $\{B(k)\}$ được điều chế thành các symbol phức $\{S(k)\}$ M-PSK hoặc M-QAM. Chuỗi symbol $\{S(k)\}$ đi qua bộ ghép kênh không gian được chia thành M_T luồng độc lập. $X_p, p = \{1 \div M_T\}$ biểu diễn luồng dữ liệu thứ p sau khi đi qua bộ biến đổi nối tiếp/song song (S/P: serial/parallel):

$$X_p = [X_p(0), X_p(1), \dots, X_p(K-1)]^T \quad (12)$$

trong đó $X_p(k)$ là symbol thông tin được phát trên sóng mang thứ k ở luồng thứ p , K là số điểm biến đổi IDFT. Chu kỳ mỗi symbol OFDM $X_p(k)$ là T . Sau khi biến đổi IDFT, tín hiệu trên luồng thứ p có thể được biểu diễn:

$$x_p = F^H X_p = [x_p(0), x_p(1), \dots, x_p(K-1)]^T \quad (13)$$

trong đó F^H là ma trận IFFT $K \times K$:

$$F^H = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{K}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi(K-1)}{K}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(K-1)(K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Để tránh trải trễ do truyền lan đa đường, khoảng bảo vệ GI (Guard Interval) được chèn vào mỗi symbol OFDM, GI có độ dài G lớn hơn trải trễ cực đại của kênh $\tau_{\max} \geq G$. Ta có mẫu dữ liệu thứ n trên anten phát p trong một symbol OFDM:

$$x_p(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} X_p(k) e^{j2\pi \frac{nk}{K}} \quad (15)$$

trong đó, $-G \leq n \leq K$ và G mẫu đầu tiên $\{x_p(n), -G \leq n < 0\}$ là thành phần tiếp đầu. Khi đó chiều dài mỗi symbol OFDM là $T_s = (G + K)T$. Sau đó, các symbol OFDM được truyền qua kênh thủy âm biến đổi theo thời gian. Giả thiết kênh truyền là kênh phẳng có phân bố độc lập và giống nhau với độ trễ $\tau_{\max} = (L - 1)T_s$. Kênh truyền được mô hình gồm các tia trễ có khoảng cách giữa các tia trễ là T_s , các hệ số kênh biến đổi theo thời gian $h_{p,q}(n)$, mô hình kênh rời rạc:

$$h_{p,q}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{p,q}(l, n) \delta(n - l) \quad (16)$$

trong đó, $\delta(\bullet)$ là hàm xung Dirac. Tín hiệu thu được trên anten $q, q = \{1 \div M_R\}$ tại thời điểm n :

$$r_q(n) = \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=0}^{L-1} h_{p,q}(l, n) x_p(n-l) + z_q(n), \quad (17)$$

trong đó $h_{p,q}(l, n)$ là tăng ích đường truyền thứ l giữa anten phát p và anten thu q tại thời điểm n , $z_q(n)$ là tạp âm Gauss trắng cộng tính AWGN (additive white Gaussian noise). Sau khi loại bỏ tiếp đầu, thực hiện biến đổi FFT trên tín hiệu thu được $\{r_q(n), 0 \leq n \leq K-1\}$, symbol thu được ở anten q và sóng mang thứ k được biểu diễn như công thức (6) dưới đây. Trong đó $Z_q(k)$ là biến đổi DFT của tạp âm, $H_p^{p,q}(k)$ là biểu

diễn DFT của kênh thùy âm biến đổi theo thời gian $h_{p,q}(l, n)$.

$$R_q(k) = \underbrace{\sum_{p=1}^{M_r} \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_l^{p,q}(0) e^{-j2\pi nl/N} \right] X_p(k)}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sum_{p=1}^{M_r} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{p,q}(k-m) X_p(m) e^{-j2\pi nm/N}}_{\text{ICI component}} + Z_q(k) \quad (6)$$

$H_l^{p,q}(k)$ được xác định bởi:

$$H_l^{p,q}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h_{p,q}(l, n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (18)$$

Nếu kênh được giả thiết là không biến đổi trong một chu kỳ symbol, thì không có ICI từ các sóng mang con lân cận, tín hiệu thu được không có nhiễu xuyên kênh. Tuy nhiên, trong hầu hết các trường hợp kênh có trải Doppler, giả thiết này là không đúng. Do đó, ICI phải được triệt trước khi tín hiệu được tách (detection). Tín hiệu thu được trên M_r anten có thể được biểu diễn ở dạng ma trận:

$$R = \mathcal{H}X + Z, \quad (19)$$

với $X = [X_1, \dots, X_{M_r}]^T$, $R = [R_1, \dots, R_{M_r}]^T$

và R_q là tín hiệu thu được trên anten q :

$$R_q = [R_q(0), R_q(1), \dots, R_q(K-1)]^T,$$

\mathcal{H} là ma trận kênh sau biến đổi DFT:

$$\mathcal{H} = \begin{pmatrix} H_{1,1} & H_{2,1} & \dots & H_{M_r,1} \\ H_{1,2} & H_{2,2} & \dots & H_{M_r,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1,M_r} & H_{2,M_r} & \dots & H_{M_r,M_r} \end{pmatrix} \quad (20)$$

trong đó

$$H_{p,q} = \begin{pmatrix} \alpha_{0,0}^{p,q} & \alpha_{0,1}^{p,q} & \dots & \alpha_{0,K-1}^{p,q} \\ \alpha_{1,0}^{p,q} & \alpha_{1,1}^{p,q} & \dots & \alpha_{1,K-1}^{p,q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{K-1,0}^{p,q} & \alpha_{K-1,1}^{p,q} & \dots & \alpha_{K-1,K-1}^{p,q} \end{pmatrix} \quad (21)$$

với $\alpha_{n,m}^{p,q}$ là hệ số ICI được định nghĩa:

$$\alpha_{n,m}^{p,q} = \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{p,q}(n-m) e^{-j2\pi lm/N}, \quad (22)$$

trong đó $0 \leq (n, m) \leq K-1$. Với cách biểu diễn trên, ma trận kênh \mathcal{H} lúc này có kích thước $(M_r \times K) \times (M_r \times K)$, và hệ thống MIMO-OFDM được xem như hệ thống MIMO có $(M_r \times K)$ anten phát và $(M_r \times K)$ anten thu.

GIẢI PHÁP TRIỆT ICI THEO MMSE-SIC

Nguyên lý của giải pháp triệt ICI theo MMSE-SIC là sử dụng phương pháp tách tín hiệu vòng lặp, trong đó tại mỗi vòng lặp sẽ chỉ có tín hiệu của một lớp được tách ra. Tín hiệu tách được của một lớp sau đó được phân hồi lại để triệt tiêu khỏi tín hiệu thu nhằm loại bỏ ảnh hưởng của nó đến quá trình tách tín hiệu của các lớp còn lại, quá trình lặp được thực hiện cho đến khi tách hết các lớp tín hiệu. Ở mỗi vòng lặp, lớp tín hiệu có sai số bình phương trung bình nhỏ nhất (MSE_{min}) được tách trước, MSE của các lớp được tính toán từ ma trận kênh truyền. Để giảm bớt độ phức tạp tính toán, việc tách tín hiệu của từng lớp được tiến hành dựa trên phương pháp tuyến tính MMSE. Nguyên lý hoạt động của bộ tách tín hiệu MMSE-SIC được trình bày tóm tắt dưới đây.

Trước hết, để tách đồng thời các symbol trên các luồng dữ liệu song song thu được R , ta cần tìm bộ kết hợp tuyến tính biểu diễn bằng ma trận nghịch đảo W theo chuẩn MMSE. Sai số bình phương trung bình được tính như sau:

$$E \left\{ \left\| \Delta \hat{X} \right\|^2 \right\} = E \left\{ \left\| X - W^H R \right\|^2 \right\} \quad (23)$$

trong đó, $(\bullet)^H$ và $E\{\bullet\}$ lần lượt biểu diễn chuyển vị Hermit và phép lấy kỳ vọng. Để giải (23), ta có các giả thiết: $E\{XX^H\} = \zeta_x^2 I$, $E\{ZZ^H\} = N_0 I$, $E\{XZ^H\} = 0$, trong đó ζ_x^2 và N_0 lần lượt là công suất tín hiệu trung bình và phương sai tạp âm. Thực hiện khai triển (23), sử dụng các giả trên, lấy đạo hàm theo biểu thức (23) theo W và cho biểu thức bằng 0, ta nhận được:

$$W = (C_x^2 \mathcal{H} \mathcal{H}^H + N_0 I)^{-1} C_x^2 \mathcal{H} \quad (24)$$

Quá trình triệt tiêu xuyên nhiễu nối tiếp (SIC) được thực hiện như sau. Tại vòng lặp thứ i , tính toán sai số MSE _{j} :

$$\{MSE_j\} = \text{diag} \left\{ \mathcal{H}^t (\mathcal{H}^t)^H \right\}, \quad (25)$$

với $j = 1, 2, \dots, (M_T \times K - i + 1)$ và chọn ra lớp có MSE nhỏ nhất, tức là:

$$i_{\min} = \min \{MSE_j, j = 1, 2, \dots, (M_T \times K - i + 1)\}$$

sau khi đã xác định được lớp i_{\min} với

MSE _{i_{\min}} , bộ tách tín hiệu sử dụng phương pháp tách tín hiệu MMSE để tách ra tín hiệu ứng với lớp đã xác định:

$$\hat{X}_{i_{\min}} = Q \left\{ w_{i_{\min}}^H R^{(i)} \right\}, \quad (26)$$

trong đó $w_{i_{\min}}^H$ là cột thứ i_{\min} của ma trận trọng số W của bộ tách MMSE trong công thức (24). Tiếp theo, tín hiệu tách được $\hat{X}_{i_{\min}}$ được phản hồi về bộ tách tín hiệu tuyến tính để triệt tiêu khối vector tín hiệu thu R ở vòng lặp tách tín hiệu tiếp theo:

$$R^{(i+1)} = R^{(i)} - \hat{X}_{i_{\min}} h_{i_{\min}} \quad (27)$$

trong đó $h_{i_{\min}}$ là vector được xây dựng từ cột thứ i_{\min} của ma trận \mathcal{H} . Các thao tác tách và triệt tiêu này được lặp lại cho đến khi tín hiệu của tất cả các luồng tín hiệu được tách xong.

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

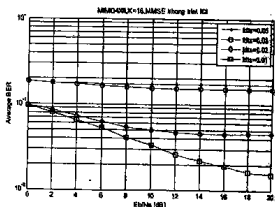
Các tham số của hệ thống

Hệ thống MIMO-OFDM trong mô phỏng là hệ thống MIMO 4x4, điều chế BPSK. Để giảm thời gian mô phỏng, kỹ thuật OFDM với 16 sóng mang. Kênh thủy âm sử dụng cho mô phỏng là kênh có phân bố Rayleigh 2 đường có công suất bằng nhau, mô hình này được sử dụng trong điều kiện truyền sóng âm thanh ở vùng nước nông [2]. Giá thiết máy thu và máy phát hoàn toàn đồng bộ, máy thu đã biết thông tin về kênh. Bài báo thực hiện mô phỏng, đánh giá phẩm chất BER của hệ thống với các độ dịch tần Doppler khác nhau ở Hình

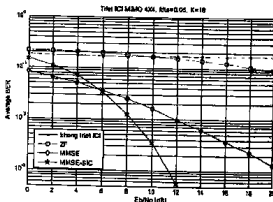
2. Với cùng độ dịch Doppler $f_d T_s = 5 \cdot 10^{-2}$, phẩm chất BER của các bộ tách tín hiệu khác nhau ở Hình 3.

Kết quả mô phỏng

Ở Hình 2, máy thu không sử dụng bộ triệt ICI, khi tăng độ dịch tần Doppler, tức là tăng hệ số $f_d T_s$, thì phẩm chất hệ thống giảm nhanh do xảy ra ICI tăng. Trong các trường hợp, đường BER đều nằm ngang nếu cứ tăng Eb/No, tức là xảy ra sàn lỗi.



Hình 2. Phẩm chất BER hệ thống với kênh có $f_d T_s$ khác nhau.



Hình 3. Phẩm chất BER của hệ thống sử dụng các bộ tách khác nhau.

Hình 3, máy thu sử dụng các giải pháp triệt ICI bằng cách dùng bộ tách MMSE, ZF và bộ tách để xuất MMSE-SIC. Bộ tách ZF cải thiện phẩm chất hệ thống không đáng kể, với $E_b / N_0 = 20\text{dB}$, BER=10⁻¹. Bộ tách MMSE cho phẩm chất tốt hơn, và MMSE-SIC cho phẩm chất tốt nhất. Với BER=10⁻², MMSE-SIC cho độ lợi bằng 4dB so với MMSE.

KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất bộ tách tín hiệu MMSE-SIC thực hiện tách đồng thời các luồng tín hiệu song song của hệ thống MIMO-OFDM và triệt ICI xảy ra do ảnh hưởng của Doppler trên kênh biến đổi theo thời gian. Bộ tách cho phép cải thiện phẩm chất của hệ thống với độ phức tạp tương đương bộ tách MMSE.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. B. S. Sharif, J. Neasham, O. R. Hinton, and A. E. Adams, "A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 25, no. 1, pp. 52-61, Jan. 2000.

2. M. Chitre, "A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements," *J. Acoustic Society of America*, pp. 2580-2586, Nov. 2007.

3. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. on Commun.*, 1994.42(10):2908-2914.

4. X. N. Tran and T. Fujino, "Groupwise Successive ICI Cancellation for OFDM Systems in Time-Varying Channels," *Proceedings of the Fifth IEEE Int'l Symp. on thSignal Processing and Infor. Tech.*, 2005.

5. H. Kim, I. Song, S. Yoon, S. R. Park, "An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol.50, no.5, pp.1307-1312, Sep 2001.

SUMMARY

MMSE-SIC BASED ICI CANCELLATION FOR MIMO-OFDM SYSTEMS IN UNDERWATER ACOUSTIC CHANNEL

Bui Thi Thanh Tam*, Tran Xuan Nam
Le Quy Don Technical University

MIMO-OFDM is known as a high capacity system for data transmission over broadband wireless communication channels. However, the time-varying fading and Doppler effect of the underwater acoustic channel can destroy the orthogonality of subcarriers, causing intercarrier interference (ICI). In this paper, we propose an MMSE-SIC based canceller to mitigate ICI. The proposed canceller can effectively improve the performance of the MIMO-OFDM system.

Keywords: MIMO-OFDM, acoustic communication, Doppler effect, ICI

Ngày nhận bài: 14/3/2016; Ngày phân biên: 24/3/2016, Ngày duyệt đăng: 30/5/2016
Phân biên khoa học: TS. Phùng Trung Nghĩa - Trường ĐH CNTT & TT - ĐH Thái Nguyên

* Tel: 0988034672; Email: thanhambui85@gmail.com