Đề xuất thuật giải mã V-BLAST mới cho các hệ thống MIMO-OFDM

Proposal of A Novel Decoding Algorithm for V-BLAST MIMO-OFDM Systems

Đào Minh Hưng, Nguyễn Văn Đức, Nguyễn Quốc Khương, Nguyễn Quốc Trung, Nguyễn Thu Nga

Abstract: *In this paper, we propose a new V-BLAST (Vertical-Bell Labs Layered Space-Time) decoding algorithm for MIMO-OFDM (Multiple–Input Multiple-Output-Orthogonal Frequency Division Multiple-xing) system to improve the spectral efficiency of very high speed channels. The proposed algorithm considers the decision errors caused by error propagation and a linear signal detector using probabilistic data association. The results of calculations and simulations in terms of SER ratio indicates that the proposed scheme improves the system performance significantly compared to the proposed scheme in [4] (7 dB gain at SER = 10^{-2} for 4-QAM modulation) without increasing the complexity of computing.*

I. GIỚI THIỆU

Các công trình nghiên cứu [1-3] đã chứng tỏ kỹ thuật MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) có thể tăng đáng kể hiệu quả sử dụng phổ của kênh truyền trong môi trường truyền dẫn đa đường. Kỹ thuật mã hóa không gian thời gian (Space-time coding) trong hệ thống MIMO-OFDM có thể cải thiện đáng kể dung lượng kênh truyền. Thuật toán không gian thời gian phân lớp theo đường chéo D-BLAST (Diagonal-Bell Labs Layered Space-Time) được đề xuất trong [1] bởi Foschini làm tăng cơ bản một phần dung lượng kênh với độ phức tạp tính toán cao. Một phiên bản khác BLAST có độ phức tạp thấp hơn đồng thời cũng cho hiệu quả sử dụng phổ cao hơn đã được đề xuất trong [4], [5].

V-BLAST trong [4] đã sử dụng độ lợi ghép cực đại để xử lý làm tăng hiệu quả băng thông nên nâng cao dung lượng của hệ thống. Đồng thời V-BLAST trong [4] cũng có khả năng triệt nhiễu nhờ thực hiện tách các ký hiệu (symbol) kết hợp kỹ thuật tuyến tính và phi tuyến: trước tiên triệt tiêu nhiễu từ các tín hiệu chưa được tách và sau đó khử nhiễu bằng cách sử dụng các tín hiệu đã được tách. Tuy nhiên phương pháp này tồn tại 2 vấn đề cần được cải thiện:

+ Trong quá trình giải mã, mặc dù có triệt nhiễu bằng cách loại tín hiệu chưa được tách từ tín hiệu hiệu thu được để giảm lan truyền lỗi. Tuy nhiên lan truyền lỗi vẫn tồn tại trong quá trình thực hiện hồi tiếp quyết định nên ảnh hưởng đến chất lượng của bộ tách tín hiệu. Vì vậy cần phải bù lan truyền sai số trước khi thực hiện giải mã.

+ Thực hiện triệt nhiễu đơn giản nhưng hiệu năng hệ thống chưa được cải thiện nhiều vì đã xử lý các ký hiệu chưa được tách như là tạp âm.

Trong [6] đã xem xét đến vấn đề thứ nhất nhưng chưa giải quyết vấn đề thứ hai. Ngược lại trong [7] đề xuất bộ tách tín hiệu tuyến tính LSD (Linear Signal Detector) sử dụng kết hợp xác suất dữ liệu (Probabilistic Data Association) có xét đến vấn đề thứ hai nhưng không đề cập đến vấn đề thứ nhất.

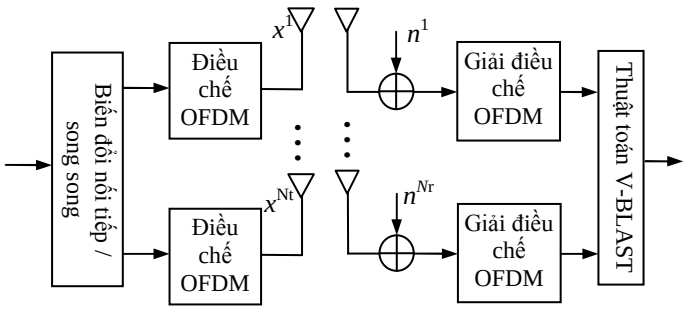
Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất thuật toán mới để tách tín hiệu sử dụng V-BLAST cho hệ thống MIMO-OFDM giải quyết 2 vấn đề đã nêu ở trên. Trước tiên xác định ma trận triệt tiêu theo tiêu chí MMSE trong trường hợp có xét đến các sai số quyết định do lan truyền lỗi, xác định thứ tự tách tối ưu. Tiếp

theo xử lý các ký hiệu chưa tách và tạp âm xấp xỉ như là quá trình Gauss để thực hiện làm trắng (whitening filter) sau đó thực hiện tách tín hiệu tuyến tính như đã đề xuất trong [7]. Các kết quả tính toán và mô phỏng cho thấy thuật toán đề xuất có khả năng khử nhiễu tốt hơn nên kết quả SER (Symbol Error Ratio) được cải thiện đáng kể so với thuật toán giải mã thông thường, đồng thời mức độ phức tạp tính toán cũng đơn giản hơn.

Bài báo được chia làm 4 mục. Mục I giới thiệu như đã trình bày, các mục còn lại được tổ chức như sau: mục II đề xuất thuật toán V-BLAST mới cho các hệ thống MIMO-OFDM, mục III là các kết quả tính toán và mô phỏng, cuối cùng là phần kết luận trong mục IV và tài liệu tham khảo.

II. ĐỀ XUẤT THUẬT TOÁN V-BLAST MỚI CHO CÁC HỆ THỐNG MIMO-OFDM

1. Mô hình tín hiệu V-BLAST MIMO-OFDM



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống MIMO-OFDM V-BLAST

Xét mô hình hệ thống MIMO-OFDM V-BLAST có N_t anten phát và N_r anten thu như Hình 1. Luồng bit thông tin được chuyển đổi thành N_t luồng con song song, mỗi luồng được điều chế và ánh xạ đến các anten phát tương ứng. Tín hiệu thu, sau khi giải điều chế OFDM được đưa đến bộ tách V-BLAST. Gọi vector các ký hiệu cần truyền là vector $\mathbf{x} = \left[x^1 x^2 ... x^{N_t}\right]^T$ có kích thước $N_t \times 1$, x^n là ký hiệu phát trên anten phát thứ n, $(.)^T$ là toán tử chuyển vị. Phương sai của tín hiệu phát là σ_s^2 và tổng công suất phát là không đổi. Giả sử thông tin trạng thái kênh truyền được biết tại phía thu. Vector tín hiệu thu được viết dưới dạng ma trận:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{1}$$

trong đó, $\mathbf{y} = \left[y^1,...,y^{N_r}\right]^T$ có kích thước $N_r \times 1$, $\mathbf{n} = \left[n^1,...,n^{N_r}\right]^T$ có kích thước $N_r \times 1$ là vector tạp âm AWGN có trung bình không, phương sai bằng σ_n^2.

$$\mathbf{H} = \left[\mathbf{h}^1, \mathbf{h}^2, ..., \mathbf{h}^{N_t}\right] = \begin{bmatrix} h^{11} & \cdots & h^{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h^{N_r 1} & \cdots & h^{N_r N_t} \end{bmatrix}$$

với $\mathbf{h}^n$ là cột thứ n của ma trận kênh $\mathbf{H}$ kích thước $N_r \times N_t$, các phần tử của nó giả sử là thành phần Gauss phức phân bố độc lập có phương sai bằng đơn vị, trung bình bằng không.

Giả sử $\hat{x}^n$ là tín hiệu ký hiệu tại máy thu đã được tách từ lớp n theo thuật toán V-BLAST. Để đơn giản chúng ta giả sử rằng thứ tự các quyết định $\left\{\hat{x}^1 \hat{x}^2 ... \hat{x}^{i-1}\right\}$ được thực hiện tương ứng với thứ tự tách tối ưu trong [4]. Các ký hiệu được sử dụng $\mathbf{x}^i \equiv \left[x^i x^{i+1} ... x^{N_t}\right]^T$, $\mathbf{H}^{i:j} \equiv \left[\mathbf{h}^i \mathbf{h}^{i+1} ... \mathbf{h}^j\right]$ $\hat{\mathbf{x}}^{i-1} \equiv \left[\hat{x}^1 \hat{x}^2 ... \hat{x}^{i-1}\right]^T$.

Trong thuật toán V-BLAST thông thường, vector ký hiệu đã tách trước $\hat{x}^{i-1}$ cho đến bước $i-1$ triệt tiêu từ vector tín hiệu thu, do đó vector thu tại bước i là:

$$\mathbf{y}^i = \mathbf{y} - \mathbf{H}^{1:i-1}\hat{\mathbf{x}}^{i-1} = \mathbf{H}^{i:N_t}\mathbf{x}^i + \mathbf{n} \tag{2}$$

trong đó, chúng ta giả sử rằng tất cả các quyết định trước đó là chính xác ($\hat{x}^n = x^n$ khi $n = 1, 2, ..., i-1$). Tại bước i, các ký hiệu tín hiệu chưa tách còn lại $[x^i, x^{i+1}, ..., x^{N_t}]$ được xem như là nhiễu.

Phương trình (2) chỉ xảy ra nếu các vector ký hiệu đã tách trước đó $\hat{x}_k^{i-1}$ là chính xác. Khi xét đến lan

truyền lỗi thì sẽ có các sai số trong quyết định tách, (2) trở thành:

$$\mathbf{y}^i = \mathbf{H}^{i:N_t}\mathbf{x}^i + \mathbf{H}^{1:i-1}\hat{\mathbf{e}}^{i-1} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\begin{bmatrix}\hat{\mathbf{e}}^{i-1}\\ \mathbf{x}^i\end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (3)$$

trong đó: $\hat{\mathbf{e}}^{i-1} = \left[e^1,...,e^{i-1}\right]^T$ được định nghĩa với $e^n = x^n - \hat{x}^n$.

Khi không xét sai số quyết định thì ma trận triệt tiêu theo tiêu chuẩn MMSE là:

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \left[\mathbf{H}^H\mathbf{H} + N_0\mathbf{I}\right]^{-1}\mathbf{H}^H \quad (4)$$

2. *Tìm ma trận triệt tiêu trong trường hợp có lan đường lỗi [6]*

Ma trận triệt tiêu **G** theo tiêu chuẩn MMSE có xét đến các sai số quyết định (do lan truyền lỗi) trong biểu thức (3) được thiết lập theo tiêu chí tối thiểu giá trị bình phương trung bình của sai số được định nghĩa:

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}^i - \hat{\mathbf{x}}^i = \mathbf{x}^i - \mathbf{G}\mathbf{y}^i \quad (5)$$

G có thể tìm được bằng cách vận dụng nguyên lý trực giao [8]. Theo đó ta có:

$$E[\mathbf{e}\mathbf{y}^{i\,H}] = E[(\mathbf{x}^i - \mathbf{G}\mathbf{y}^i)\mathbf{y}^{i\,H}] = 0 \quad (6)$$

Từ đó ta có:

$$\mathbf{G} = \mathbf{Q}_{\mathbf{x}^i\mathbf{y}^i}\mathbf{Q}_{\mathbf{y}^i}^{-1} \quad (7)$$

Với định nghĩa ma trận hiệp biến:

$\mathbf{Q}_{\mathbf{AB}} = E[\mathbf{A}\mathbf{B}^H]$ và $\mathbf{Q}_{\mathbf{A}} = E[\mathbf{A}\mathbf{A}^H]$, đặt $\alpha = \dfrac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$

Từ (3) và (7) ta có thể tìm được **G** bằng:

$$\mathbf{G} = \sigma_s^2\mathbf{H}^{i:N_t\,H}\left(\mathbf{H}\begin{bmatrix}\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}} & 0\\ 0 & \sigma_s^2\mathbf{I}_{N_{t-i+1}}\end{bmatrix}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1} \quad (8)$$

$$= \mathbf{H}^{i:N_t\,H}\left(\mathbf{H}^{i:N_t}\mathbf{H}^{i:N_t\,H} + \frac{1}{\sigma_s^2}\mathbf{H}^{1:i-1}\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}}\mathbf{H}^{1:i-1\,H} + \alpha\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}$$

Ký hiệu $(.)^H$ là phép toán chuyển vị liên hợp phức. Ma trận hiệp phương sai sai số quyết định $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}}$ được mô tả trong [9]. $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}}$ được viết ngắn gọn bằng:

$$\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}} = diag\left[E\left[\left|e^1\right|^2\left|\hat{x}^1\right.\right],...,E\left[\left|e^{i-1}\right|^2\hat{x}^{i-1}\right]\right] \quad (9)$$

trong đó, *diag*(.) là ký hiệu ma trận chéo.

Dễ dàng thấy rằng ma trận **G** đơn giản hơn so với ma trận MMSE thông thường. Khi các quyết định tách trước đó được giả sử là chính xác không xảy ra lỗi đường truyền, tức là $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}} = \mathbf{0}$ trong (8), vì vậy chúng ta có:

$$\begin{aligned}\mathbf{G} &= \mathbf{H}^{i:N_t\,H}\left(\mathbf{H}^{i:N_t}\mathbf{H}^{i:N_t\,H} + \alpha\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}\mathbf{H}^{i:N_t\,H}\\ &= \left(\mathbf{H}^{i:N_t\,H}\mathbf{H}^{i:N_t} + \alpha\mathbf{I}_{N_{t-i+1}}\right)^{-1}\mathbf{H}^{i:N_t\,H}\end{aligned} \quad (10)$$

Tức là trùng với biểu thức (4).

Để tăng hiệu năng hệ thống chúng ta áp dụng giải mã mềm [10]. Với một số giả định trên đầu ra của bộ cân bằng MMSE sẽ nhận được ma trận bit mềm tối ưu trong trường hợp có tính đến các sai số quyết định.

Theo đó ma trận hiệp biến $\mathbf{Q}_{\mathbf{e}}$ của sai số ước lượng $\mathbf{e} = \mathbf{x}^i - \mathbf{G}\mathbf{y}^i$ có thể được tính bằng:

$$\mathbf{Q}_{\mathbf{e}} = E[\mathbf{e}\mathbf{e}^H] = \sigma_s^2\left(\mathbf{I}_{N_{t-i+1}} - \mathbf{G}\mathbf{H}^{i:N_t}\right) \quad (11)$$

Các phần tử trên đường chéo của $\mathbf{Q}_{\mathbf{e}}$ biểu hiện giá trị sai số bình phương trung bình (MSE) đối với mỗi ký hiệu đã được tách. Vì vậy, thứ tự tách được xác định bằng cách xác định vị trí phần tử trên đường chéo của $\mathbf{Q}_{\mathbf{e}}$ nhỏ nhất**,** điều này tương đương với vị trí của phần tử đường chéo lớn nhất của $\mathbf{G}\mathbf{H}^{i:N_t}$ trong (11).

Giả sử *t* là vị trí mà ở đó MSE có phần tử nhỏ nhất đối với $\mathbf{Q}_{\mathbf{e}}$**.** Mặt khác, $\hat{x}_t^i$ là tín hiệu ký hiệu quyết định tại bước *i* ($i \le t \le N_t$). $\mathbf{g_t}$ là hàng thứ t của **G** tương ứng tín hiệu được tách $\hat{x}_t^i$. Nhân $\mathbf{g_t}$ vào 2 vế (3) ta có:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_t^i &= \mathbf{g}_t\mathbf{y}^i = \mathbf{g_t}\mathbf{H}^{i:N_t}\mathbf{x}^i + \mathbf{g_t}\mathbf{H}^{1:i-1}\hat{\mathbf{e}}^{i-1} + \mathbf{g_t}\mathbf{n}\\ &= \mathbf{g_t}\mathbf{h}_t^i x_t^i + \sum_{\substack{j=i\\ j\ne i}}^{N}\mathbf{g_t}\mathbf{h}^j x^j + \mathbf{g_t}\mathbf{H}^{1:i-1}\hat{\mathbf{e}}^{i-1} + \mathbf{g_t}\mathbf{n}\\ &= \beta x^t + w\end{aligned} \quad (12)$$

trong đó:

$$\beta = \mathbf{g_t}\mathbf{h}_t^i \text{ và } w = \sum_{\substack{j=i\\ j\ne i}}^{N}\mathbf{g}_t\mathbf{h}^j x^j + \mathbf{g}_t\mathbf{H}^{1:i-1}\hat{\mathbf{e}}^{i-1} + \mathbf{g_t}\mathbf{n}$$

Như trình bày trong [11], xác suất lỗi đối với bộ tách MMSE có thể được xấp xỉ bằng cách xem *w* như là phân bố Gauss. Theo đó, chúng ta có thể xem các thành phần trong *w* xấp xỉ phân bố Gauss phức. Vì các thành phần trong *w* được giả sử độc lập đối với các thành phần khác, phương sai của *w* được tính như sau:

$$\sigma_w^2 = \sum_{\substack{j=i \\ j\neq i}}^{N} \left|\mathbf{g_t}\mathbf{h}^j\right|^2 \sigma_s^2 + \sum_{j=1}^{i-1} \left|\mathbf{g_t}\mathbf{h}^j\right|^2 E\left[\left|e^j\right|^2 \middle| \hat{x}^j\right] + \sigma_n^2 \left\|\mathbf{g_t}\right\|^2 \quad (13)$$

Biểu thức phương sai ở trên đã xét đến ảnh hưởng của sai số lan truyền trên thành phần nhiễu cộng (interference-plus-noise**)**. Từ (5), (12), (13) chúng ta có thể tính toán σ_w^2 đơn giản bởi [12]:

$$\sigma_w^2 = \sigma_s^2(\beta - \beta^2) \quad (14)$$

Chú ý rằng số hạng thứ 2 trong (13) làm cho phương sai tăng do lỗi quyết định cho đến bước *i - 1*, số hạng này được bằng không trong V-BLAST thông thường.

Để thực hiện bước tiếp theo *i* + 1 cần phải tính toán giá trị kỳ vọng có điều kiện $E\left[\left|e^t\right|^2 \middle| \hat{x}^t\right]$ trong (9) như sau:

$$E\left[\left|e^t\right|^2 \middle| \hat{x}^t\right] = \sum_{s\in\Re_{\hat{x}^t}} \left|s - \hat{x}^t\right|^2 \mathbf{P}\left(x^t = s \middle| \hat{x}^t\right) \quad (15)$$

trong đó $\Re_{\hat{x}^t}$ bao gồm các điểm trên chòm sao xung quanh điểm quyết định cứng $\hat{x}^t$. Xác suất có điều kiện $\mathbf{P}(x^t = s|\hat{x}^t)$ có thể được tính toán bằng xấp xỉ Gauss trong [9]. Chẳng hạn đối với điều chế 4-QAM, $\mathbf{P}(x^t = s|\hat{x}^t)$ được tính bằng [14]:

$$\mathbf{P}(x^t = s|\hat{x}^t) = \begin{cases} 1 - 2P_e + P^2 & \text{(a)} \\ P_e - P_e^2 & \text{(b)} \\ P_e^2 & \text{(c)} \end{cases} \quad (16)$$

(a) Nếu $s = \hat{x}^t$

(b) Nếu *s* là một trong hai tín hiệu lân cận gần nhất của $\hat{x}^t$

(c) Các trường hợp còn lại

trong đó P_e là xác suất lỗi đối với (12) và được tính bằng [14]:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{\beta^2\sigma_s^2}{\sigma_w^2}}\right) \quad (17)$$

với $Q(x) = \int_x^\infty (1/2)\exp(-u^2/2)du.$ Sự xấp xỉ chính xác của hàm *Q* được trình bày trong [15]. Thế (14) vào (17) ta có biểu thức đơn giản đối với 4-QAM là:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{\beta}{1-\beta}}\right)$$

Sau khi tính (15), thế vào ma trận hiệp phương sai (9) để thực hiện bước tiếp theo *i + 1*.

3. *Lọc làm trắng và lọc phối hợp (Whitening filter and Matched Filter)*

Trước khi tách tín hiệu $\hat{x}_t^i$, để tăng cường khả năng triệt nhiễu, nhiễu Gauss xấp xỉ *w* được làm phẳng phổ bằng bộ lọc làm trắng (Whitening) trước khi đưa qua bộ lọc phối hợp (Matched Filter). Bộ lọc làm trắng sử dụng phương pháp dự đoán tuyến tính nghịch đảo đã trình bày trong [13]. Bộ lọc này thực hiện chuyển đổi tín hiệu tương quan ở đầu vào thành tín hiệu không tương quan ở đầu ra có phổ tín hiệu phẳng. Bộ lọc phối hợp là bộ lọc tối ưu đối với nhiễu trắng do đó sẽ cho SNR ở ngõ ra cực đại.

Để thực hiện làm phẳng phổ, nhân hai vế (12) với $\boldsymbol{\theta}^i = \left(\sigma_w^2\right)^{-1/2}$ [7] chúng ta có:

$$\boldsymbol{\theta}^i\tilde{\mathbf{x}}_t^i = \beta\boldsymbol{\theta}^i x_t^i + \boldsymbol{\theta}^i w \quad (18)$$

Sự biến đổi trên là tuyến tính nên hiệu năng tối ưu của (12) được bảo toàn. Vì các thành phần nhiễu là không tương quan, tín hiệu qua bộ lọc phối hợp $\Phi = \left(\boldsymbol{\theta}^i\mathbf{h}_t^i\right)^H$ ta có:

$$\left(\boldsymbol{\theta}^i\mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i\tilde{\mathbf{x}}_t^i = \beta\left(\boldsymbol{\theta}^i\mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i x_t^i + \left(\boldsymbol{\theta}^i\mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i w \quad (19)$$

Hay

$$r^i = \rho^i x_t^i + \eta^i \quad (20)$$

với: $\begin{cases} r^i = \left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i \tilde{\mathbf{x}}_t^i, \\ \rho^i = \beta\left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i = (\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i)\left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H = \left\|\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right\|^2, \\ \eta^i = \left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i w. \end{cases}$

Thành phần nhiễu $\eta^i = \left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i w$ cũng là phân bố Gauss có trung bình bằng không và phương sai bằng $\left\|\left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H \boldsymbol{\theta}^i w\right\|^2 = \left\|\left(\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right)^H\right\|^2$ [7].

4. *Tách tín hiệu dùng phương pháp gần ML (Near Maximum Likelihood)*

η^i được xem như là nhiễu Gauss phức, hàm hợp lý (likelihood function) $p\left(x_t^i \middle| r^i, \rho^i\right)$ được xác định bởi [10]:

$$p\left(x_t^i \middle| r^i, \rho^i\right) = \frac{1}{\pi\left\|\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right\|^2} \exp\left(-\frac{\left|r^i - \rho^i x_t^i\right|^2}{\left\|\boldsymbol{\theta}^i \mathbf{h}_t^i\right\|^2}\right) \quad (21)$$

Vì vậy, tất cả các ký hiệu tín hiệu cần tách $\hat{x}_t^i$ được xác định bằng:

$$\hat{x}_t^i = \arg\min_{x_t^i} \left|r^i - \rho^i x_t^i\right|^2 \quad (22)$$

Biểu thức (22) cho thấy rằng, máy thu MIMO có thể được xử lý tương đương như hệ thống một đầu vào một đầu ra SISO, trong đó mỗi mẫu tín hiệu được thực hiện tách riêng từ $i = 1$ đến N_t.

5. *Tóm tắt thuật toán V-BLAST mới đề xuất*

Khởi tạo, $k = 1$

B1. Từ biểu thức (15) tính ma trận hiệp phương sai $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{e}}^{i-1}}$ (9).

B2. Tính ma trận triệt tiêu **G** (8).

B3. Chọn vector hàng $\mathbf{g}_k$ của ma trận **G** sao cho giá trị MSE của một phần tử của **(**11) nhỏ nhất.

B4. Xác định ký hiệu đầu ra của bộ cân bằng MMSE **G** và thực hiện xấp xỉ Gauss (12).

B5.Tính phương sai xấp xỉ Gauss (14).

B6. Sử dụng bộ lọc làm trắng (18) và lọc phối hợp (19).

B7. Thực hiện tách ký hiệu theo (22).

B8. Thực hiện triệt tiêu ký hiệu đã tách (2).

B9. Thực hiện lặp quay lại bước 1.

6. *Phân tích độ phức tạp*

Độ phức tạp tính toán của bộ giải mã đề xuất có thể phân tích như sau:

Thuật toán đề xuất thực hiện tách tín hiệu tuyến tính trong biểu thức (22), hệ thống MIMO tương đương hệ thống một đầu vào một đầu ra SISO (Single Input Single Output), do đó giảm được độ phức tạp tính toán.

Tính toán đại lượng $\boldsymbol{\theta}^i = \left(\sigma_w^2\right)^{-1/2}$ có độ phức tạp giảm bậc 2 bằng cách sử dụng ma trận Lemma nghịch đảo [18].

Ma trận triệt tiêu khi có xét đến lan truyền lỗi trong biểu thức (10) đơn giản hơn ma trận triệt tiêu MMSE thông thường trong biểu thức (4).

Từ các phân tích trên, so với độ phức tạp tính toán của thuật toán V-BLAST MMSE thông thường [4] và các so sánh đã được trình bày trong [19-22] thì có thể thấy rằng độ phức tạp của thuật toán đề xuất đơn giản hơn.

III. KẾT QUẢ TÍNH TOÁN VÀ MÔ PHỎNG

Các tính toán mô phỏng sử dụng phần mềm Matlab. Mô hình kênh tương quan không gian MIMO băng rộng, đáp ứng kênh con từ anten phát *p* đến anten thu *q* được xác định bằng [16]:

$$h_{q,p}(\tau,t) = \sum_{l}^{L} \frac{c_l}{\sqrt{N_l}} \sum_{n=1}^{N_l} a_{n,p,l} b_{n,q,l} \times e^{j(2\pi f_{n,l} t + \theta_{n,l})} \delta(\tau - \tau_l) \quad (23)$$

trong đó, $a_{n,p,l}, b_{n,q,l}, f_{n,l}$ và $\theta_{n,l}$ là các tham số, $\delta(\tau)$ là hàm Delta Dirac, *L* số lượng đường truyền dẫn, τ_l và c_l là thời gian trễ và hệ số suy hao của đường truyền thứ *l*, *N* là số phần tử phân tán hay số các sóng tới.

Trong bài báo thực hiện mô phỏng theo kịch bản: các phần tử anten thu và anten phát đặt vuông góc với phương ngang, góc ngẩng của anten thu và phát bằng $\pi/2$.

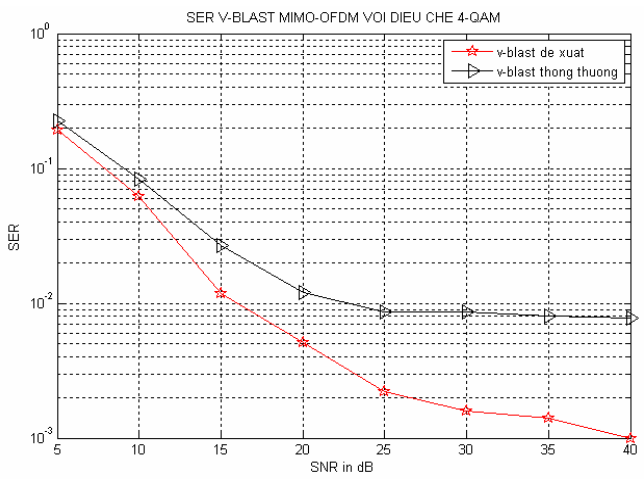
Sự tương quan không gian được xác định bằng:

$$\rho(\delta_t, \delta_r) = J_0\left[2\pi\left(\Delta\frac{\delta_t}{\lambda} + \frac{\delta_r}{\lambda}\right)\right] \quad (24)$$

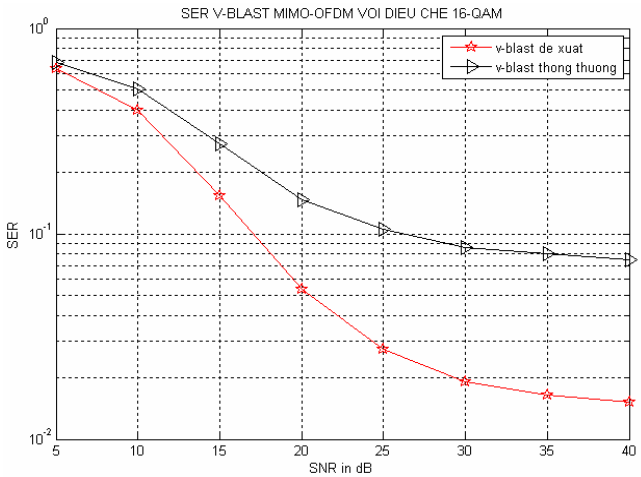
Với δ_t, δ_r là khoảng cách giữa hai phần tử anten phát và anten thu, λ là bước sóng của sóng mang, Δ là góc lệch cực đại, $J_0(x)$ là hàm Bessel loại một bậc không.

Các tham số mô phỏng đối với mô hình kênh tương quan không gian có $\delta_t/\lambda = 5$, $\delta_r/\lambda = 0.5$, tương ứng hệ số tương quan $\rho = 0.371$, tần số Doppler $f_D = 50$ *Hz*, góc lệch cực đại bằng 2 độ. Các tham số hệ thống MIMO-OFDM chọn như HiperLAN/2 [17] với $N_t = N_r = 2$, số sóng mang con $N = N_{FFT} = 64$, chu kỳ lấy mẫu $T_a = 50$ *ns*, độ dài ký hiệu OFDM $T_s = N.T_a = 3200$ *ns*, tần số sóng mang $f_c = 5$ GHz.

Hình 2, 3 là kết quả mô phỏng tỷ số SER (Symbol Error Ratio) theo SNR (Signal to Noise Ratio) đối với chòm sao 4-QAM và 16-QAM. Đối với chòm sao 4-QAM trên Hình 2, chúng ta thấy rằng thuật toán V-BLAST đề xuất có SNR tăng khoảng 7 dB so với thuật toán thông thường trong [4] tại SER bằng 10^{-2}, tương tự mức độ tăng khoảng 8 dB tại SER bằng 10^{-1} đối với chòm sao 16-QAM, Hình 3.



Hình 2. SER với điều chế 4-QAM



Hình 3. SER với điều chế 16-QAM

Chú ý rằng trên mô hình kênh tương quan không gian, chất lượng hệ thống càng tăng khi tăng khoảng cách giữa các phần tử anten thu và anten phát [16].

Thời gian chạy (running times) của mô hình với số ký hiệu 20.000, lần lượt đối với thuật toán V-BLAST trong [4] và thuật toán đề xuất trên máy tính có chip Intel core 2 Duo CPU T7100 @ 1.80 GHz là: 10 giờ 24 phút, 8 giờ 52 phút. Như vậy thời gian chạy thuật toán đề xuất ngắn hơn.

IV. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất sơ đồ V-BLAST mới cho hệ thống MIMO-OFDM có xét đến các sai số quyết định do lan truyền lỗi và tách tín hiệu tuyến tính sử dụng kết hợp xác suất dữ liệu. Các kết quả mô phỏng trên mô hình kênh tương quan không gian cho thấy rằng hiệu năng hệ thống đối với sơ đồ đề xuất mới tăng đáng kể mà không làm tăng độ phức tạp tính toán.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. G.J FOSCHINI, "*Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas*", Bell Lab. Tech. J., Vol. 1, No. 2, pp. 41-59, 1996.

[2]. FOSCHINI, G.J., GANS M.J., "*On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas*", Wireless Personal

Communications, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, March 1998.

[3]. I.E. TELATAR, "*Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels,*" AT&T Bell Lab. Internal Tech. Memo., June 1995 (European Trans. Telecom., v.10, N.6, Dec.1999).

[4]. P. W. WOLNIANSKY, G. J. FOSCHINI, G. D. GOLDEN, AND R. A. VALENZUELA, "*V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scatteringwireless channel,*" in Proc.URSI Int. Symp. Signals, Syst., Electron., Sep. 1998, pp. 295–300.

[5]. G.D. GOLDEN, G.J. FOSCHINI, R.A. VALENZUELA, P.W. WOLNIANSKY, "*Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using V-BLAST Space-Time Communication Architecture*", Electronics Letters, Vol. 35, No. 1, pp.14-16, 7th January 1999.

[6]. H. LEE, B. LEE, I. LEE, "*Iterative Detection and Decoding With an Improved V-BLAST for MIMO-OFDM Systems,*" IEEE Journal on selected areas in communication, Vol. 24, No. 3, pp. 504-513, March 2006.

[7]. L. SONG, A. HJøRUNGNES AND H. LI, "*Linear Signal Detector for V-BLAST Scheme Based on Probabilistic Data Association*" IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pp. 1324-1328, Sept. 2007.

[8]. J. G. PROAKIS, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001, Series in Electrical and Computer Engineering.

[9]. H. LEE AND I. LEE, "*New approach for coded layered space-time architecture for MIMO-OFDM systems,*" in Proc. ICC, May 2005, pp. 608–612.

[10]. F. TOSATO AND P. BISAGLIA, "*Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2,*" in Proc. Int.Conf. Commun., Sep. 2002, pp. 664–668.

[11]. H. V. POOR AND S. VERDU, "*Probability of error in MMSE multiuser detection,*" IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 43, No. 3, pp. 858–871, May 1997.

[12]. X. WANG AND H.V. POOR, "*Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA,*" IEEE Trans. Commun., pp.1046–1061, Jul. 1999.

[13]. SAEED V. VASEGHI, *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, 2th ed. Copyright © 2000 John Wiley & Sons Ltd.

[14]. J. M. CIOFFI, EE379A Class Note: *Signal Processing and Detection*. Stanford, CA: Stanford Univ..

[15]. P. O. BORJESSON AND C.-E. SUNDBERG, "*Simple approximation of the error function Q(x),*" IEEE Trans. Commun., Vol. 27, pp. 639–643, Mar. 1979.

[16]. H. ZHANG, D. YUAN, M. PATZOLD, Y. WU AND V.D. NGUYEN, "*A novel wideband space-time channel simulator based on the geometrical one-ring model with application in MIMO-OFDM systems,*" Wirless communications and mobile computing, Copyright © 2009 John Wiley & Sons, Ltd.

[17]. ETSI DTS/BRAN-0023003 HiperLAN/2 Technical Specification; Physical (PHY) layer, 1999.

[18]. G.H. GOLUB AND C. D. LOAN, *Matrix Computations*, 3rd ed. Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1996.

[19]. L. G. BARBERO AND J. S. THOMPSON, "*Performance Analysis of a Fixed-Complexity Sphere Decoder in High-Dimensional MIMO Systems*", ICASSP'06, Vol. 4, pp. 557-560, Toulouse, France, May 2006.

[20]. Y. JIA, C. ANDRIEU, R. J. PIECHOCKI AND M. SANDELL, "*Gaussian Approxi-mation Based Mixture Reduction for Near Optimum Detection in MIMO Systems,*" IEEE Commun. Letters, Vol. 9, No. 11, pp. 997-999, Nov. 2005.

[21]. S. HAYKIN, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, Inc; Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.

[22]. A. ZELST, *MIMO OFDM for Wireless LANs*, April 2004

Nhận bài ngày: 29/04/2011

SƠ LƯỢC VỀ TÁC GIẢ

ĐÀO MINH HƯNG

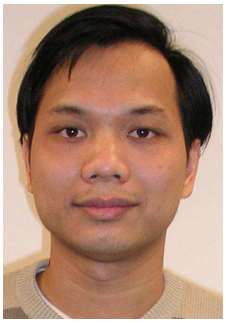
Sinh năm 1969.

Tốt nghiệp đại học chuyên ngành Vật Lý năm 1991, chuyên ngành Điện tử Viễn thông năm 1998 và nhận bằng Thạc sỹ năm 2004.

Lĩnh vực nghiên cứu: Kỹ thuật thông tin, thông tin vô tuyến, MIMO-OFDM.

Hiện đang công tác tại Trường Đại học Quy Nhơn.

Email: daominhhungqn@gmail.com



NGUYỄN VĂN ĐỨC

Sinh năm 1973.

Nhận bằng tốt nghiệp Đại học năm 1995 và Cao học năm 1997 chuyên ngành Điện tử -Viễn thông tại Trường Đại học Bách Khoa Hà nội. Nhận bằng Tiến sỹ chuyên ngành thông tin năm 2003 tại Trường Đại học Hannover - Cộng hòa dân chủ Đức. Được phong Phó Giáo sư năm 2009.

Lĩnh vực nghiên cứu: thông tin vô tuyến OFDM, MIMO-OFDM, DSP và ứng dụng, mã hóa kênh truyền.

NGUYỄN QUỐC KHƯƠNG

Sinh năm 1973.

Tốt nghiệp đại học chuyên ngành Điện tử Viễn thông năm 1995 và nhận bằng Thạc sỹ năm 1997 và bằng Tiến sỹ năm 2011 tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.

Lĩnh vực nghiên cứu: thông tin vô tuyến-MIMO-OFDMA, Xử lý tín hiệu, DSP và ứng dụng.

Hiện đang công tác tại Viện Điện tử - Viễn thông Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.

NGUYỄN QUỐC TRUNG

Sinh năm 1949.

Bảo vệ luận án Tiến sỹ năm 1982 ở Hungary. Được phong Phó Giáo sư năm 2004.

Lĩnh vực nghiên cứu: thông tin vô tuyến, Xử lý tín hiệu và lọc số.

NGUYỄN THU NGA

Sinh năm 1980 - Việt Nam.

Lĩnh vực nghiên cứu: thông tin vô tuyến, MIMO-OFDM.

Hiện công tác tại Bộ môn Kỹ thuật thông tin, Viện Điện tử - Viễn thông trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.