Thỏa hiệp phẩm chất BER-độ phức tạp trong các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO-SDM-AF sử dụng tách tín hiệu kết hợp rút gọn dàn

BER Performance-Complexity Trade-off in MIMO-SDM-AF Relay Systems using Lattice-Reduction Aided Detectors

Trần Văn Cảnh, Trần Xuân Nam

Abstract: *Relay communication systems have attracted great attention recently due to their advantages in coverage extension, improved signal quality as well as increased end-to-end throughput. In the multiple-input multiple-output (MIMO) spatial-division multiplexing (SDM) amplify-and-forward (AF) relay communication systems, the bit error rate (BER) performance of the system depends significantly on the signal detector at the destination. However, optimal detectors which provide the minimum BER often require probitive complexity. In order to make it possible for practical implementation, we propose to apply the lattice reduction (LR) to the linear detectors at the destination receiver in order to balance the trade-off between their detection performance and computational complexity. Our analysis shows that the LR-aided (LRA) linear detectors using zero forcing (ZF) and minimum mean square error (MMSE) can achieve signifcant improvement in BER performance over the linear ZF and MMSE detectors while requiring the same complexity order.*

Key words: *MIMO systems, SDM, AF, linear detectors, ZF, MMSE, LRA, relay selection, MSE, trade-off.*

I. GIỚI THIỆU

Tiềm năng của các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến truyền dẫn đa đầu vào, đa đầu ra (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) [1] đã thu hút được sự quan tâm đáng kể của các nhà nghiên cứu và đây cũng là động lực thúc đẩy mạnh mẽ các hoạt động nghiên cứu của các nhà khoa học trong những năm gần đây. Các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến nhờ sử dụng kỹ thuật phân tập không gian và sự hỗ trợ của các trạm (nút) trung gian có thể cho phép cải thiện đáng kể dung lượng hệ thống [2], mở rộng phạm vi vùng phủ, nâng cao phẩm chất tín hiệu và độ tin cậy các đường liên kết [3], giảm thiểu công suất tiêu thụ [4].

Tuy nhiên, khác với các hệ thống truyền thông hợp tác, các hệ thống "*chuyển tiếp vô tuyến*" do không có sự hiện diện của đường liên kết trực tiếp nguồn-đích vì vậy phẩm chất hệ thống thông qua tỉ lệ lỗi bít (BER: Bit Error Rate) tại máy thu nút đích bị suy giảm đáng kể. Khắc phục nhược điểm đó, đến nay, giới nghiên cứu khoa học không ngừng nghiên cứu và đề xuất các giải pháp tối ưu khác nhau cho các hệ thống này, chẳng hạn: tối ưu phân bổ công suất; tối ưu hóa lựa chọn ăng-ten [5]; tối ưu lựa chọn chuyển tiếp (RS: Relay Selection) [6-8]; và tối ưu các nút nguồn, chuyển tiếp, đích [9], [10].

Phẩm chất của các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO lại phụ thuộc vào nhiều yếu tố, trong đó có thể nói yếu tố quan trọng ảnh hưởng đáng kể đến cả chất lượng tín hiệu nhận được cũng như độ phức tạp trong tính toán, xử lý là kỹ thuật tách tín hiệu tại máy thu nút đích [11]-[13]. Vấn đề then chốt và cũng là nhiệm vụ thách thức đặt ra đối với việc thiết kế các bộ tách tín hiệu là sao cho tín hiệu nhận được tại nút đích sau

tách sóng đạt được phẩm chất theo yêu cầu trong khi độ phức tạp tính toán có thể chấp nhận được. Tùy theo yêu cầu về độ phức tạp tính toán, yêu cầu về phẩm chất tín hiệu đạt được sau tách sóng mà máy thu sẽ sử dụng các bộ tách tín hiệu với các thuật toán phù hợp khác nhau.

Trong các hệ thống MIMO ghép kênh phân chia không gian (SDM: Spatial Division Multiplexing), có thể nói hai bộ tách tín hiệu tuyến tính cưỡng bức không (ZF: Zero Forcing) và sai số bình phương trung bình nhỏ nhất (MMSE: Minimum Mean-Square Error) được sử dụng phổ biến do các bộ tách này có độ phức tạp tính toán, xử lý thấp đồng thời chúng dễ dàng thực hiện nhờ các thuật toán thích nghi [1]. Tuy nhiên, phẩm chất tách tín hiệu của các bộ tách này còn thấp, đặc biệt khi các máy thu, phát sử dụng số lượng ăng-ten lớn [11], [12]. Khắc phục nhược điểm này, các bộ tách thường được đề xuất dùng kết hợp với nhau [13] hoặc kết hợp với thuật toán phù hợp [14], [15]. Đặc biệt, để nâng cao phẩm chất hơn nữa cho các bộ tách tín hiệu, phương pháp rút gọn dàn (LR: Lattice-Reduction) [16], [17] đã được đề xuất sử dụng kết hợp với các bộ tách tín hiệu. Trên thực tế, các máy thu với bộ tách tín hiệu có sự hỗ trợ rút gọn dàn (LRA: Lattice-Reduction Aided) cho phép mang lại phẩm chất BER vượt trội so với các máy thu sử dụng các bộ tách tín hiệu tuyến tính thông thường [14], [15], [18]-[22] trong khi độ phức tạp tăng không đáng kể. Điều này đã thu hút được sự quan tâm đáng kể trong giới khoa học gần đây. Tuy nhiên, theo hiểu biết của chúng tôi thì việc áp dụng LR vào các bộ tách tín hiệu tuyến tính cho hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO-SDM vẫn còn là chủ đề mở và cần thiết được nghiên cứu.

Xuất phát từ vấn đề mở trên, trong công trình này, chúng tôi đề xuất sử dụng các bộ tách tín hiệu tuyến tính kết hợp với LR tại nút đích cho hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO–SDM nhằm đạt được sự thỏa hiệp tốt giữa phẩm chất BER và độ phức tạp tính toán. Một số đóng góp của bài báo có thể được tóm tắt như sau:

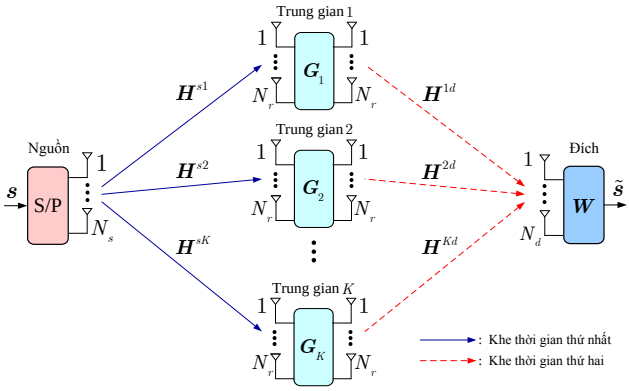
- Đề xuất sử dụng hai bộ tách tín hiệu LRA-ZF và LRA-MMSE tại nút đích cho bài toán RS theo tiêu chuẩn sai số bình phương trung bình (MSE: Mean-Square Error). Kết quả mô phỏng BER theo phương pháp Monte-Carlo minh chứng, giải pháp đề xuất cho phép cải thiện phẩm chất BER của hệ thống rõ rệt so với nút đích sử dụng các bộ tách tín hiệu ZF và MMSE thông thường.
- Phân tích sự thỏa hiệp (trade-off) giữa BER đạt được với độ phức tạp tính toán gia tăng. Kết quả tính toán và mô phỏng cho thấy, các bộ tách tín hiệu LRA-ZF và LRA-MMSE đề xuất có độ phức tạp tăng không đáng kể và vẫn cùng bậc phức tạp với các bộ tách ZF và MMSE thông thường.
- Phẩm chất BER của giải pháp đề xuất cũng được cải thiện khi tăng số nút trung gian tham gia RS. Lợi ích BER mang lại này cũng bảo đảm tốt sự thỏa hiệp với độ phức tạp tính toán gia tăng.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau: Mục II trình bày mô hình hệ thống khảo sát. Đề xuất giải pháp được trình bày ở Mục III. Mô phỏng Monte-Carlo và phân tích các kết quả được làm rõ trong Mục IV. Mục V là kết luận và hướng nghiên cứu đề xuất.

Trong bài báo này, chúng tôi thống nhất sử dụng một số ký hiệu như sau: chữ thường, in nghiêng biểu diễn biến số; chữ thường và chữ hoa, in nghiêng, đậm lần lượt biểu diễn véc-tơ và ma trận; các kí hiệu viết bên phải phía trên $(\cdot)^{\mathrm{T}}$, $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ lần lượt biểu thị chuyển vị và chuyển vị liên hợp (Hermitian) của ma trận; $\mathbb{E}\{\cdot\}$, $\|\cdot\|_{\mathrm{F}}^2$ lần lượt biểu diễn toán tử kỳ vọng và chuẩn Frobenious của ma trận; $\triangleq$, $\det(\cdot)$, $\mathcal{CN}(\mu,\sigma^2)$ lần lượt biểu thị phép toán định nghĩa, phép toán định thức và phân bố Gauss phức có kỳ vọng μ và phương sai σ^2; $\mathbb{C}^{u\times v}$, $\boldsymbol{I}_K$ và $\boldsymbol{A}=\mathrm{diag}\{a_n;\ n=1,2,...,K\}$ lần lượt biểu diễn ma trận với các giá trị phức kích thước $u\times v$, ma trận đơn vị bậc K và ma trận đường chéo kích thước $(K\times K)$.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Mô hình chúng tôi đề xuất khảo sát trong công trình này cơ bản như mô hình trong [7]. Tuy nhiên, trong công trình này chúng tôi đề xuất mô hình cho hệ thống "*chuyển tiếp vô tuyến*" ở đó không có sự hiện diện của đường liên kết trực tiếp nguồn-đích, với sự giả định khoảng cách giữa nguồn và đích là xa và tín hiệu nhận được tại đích của đường trực tiếp từ nguồn-đích là rất nhỏ coi như không đáng kể.



Hình 1. Mô hình một hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO–SDM một chiều, hai chặng.

Cụ thể, trên Hình 1, một hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO–SDM một chiều hai chặng, tuyến tính, một nút nguồn, một nút đích và K nút trung gian. Các nút nguồn, đích và mỗi nút trung gian lần lượt được trang bị $N_s = N_d = N_r = N$ ăng-ten. Phương thức làm việc bán song công, kỹ thuật xử lý tín hiệu tại các nút trung gian là khuếch đại chuyển tiếp (AF: Amplify-and-Forward).

Chúng tôi định nghĩa, véc-tơ tín hiệu phát từ nguồn là $\boldsymbol{s} = [s_1, s_2, ..., s_N]^{\mathrm{T}}$, trong đó s_i, $(i = 1, 2, ..., N)$ là symbol được phát đi từ ăng-ten thứ i của nút nguồn. $\boldsymbol{n}_r \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ là véc-tơ tạp âm tại nút trung gian thứ r trong khe thời gian thứ nhất, $\boldsymbol{n}_d \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ là véc-tơ tạp âm tại nút đích trong khe thời gian thứ hai. Giả thiết các véc-tơ tạp âm này là các biến ngẫu nhiên Gauss phức độc lập và phân bố đồng nhất (i.i.d.: independent and identically distributed), có giá trị trung bình bằng 0 với phương sai đơn vị, nghĩa là: $n_{r,i} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ và $n_{d,i} \sim \mathcal{CN}(0,1)$. Ma trận hiệp phương sai của véc-tơ tín hiệu phát là $\boldsymbol{R}_{ss} = \mathbb{E}\{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\} = \sigma_s^2 \boldsymbol{I}_N = \frac{E_s}{N}\boldsymbol{I}_N$, với E_s là năng lượng symbol, $1/N$ là hệ số chuẩn hóa công suất phát. Theo phương thức bán song công, dữ liệu truyền từ nguồn đến đích diễn ra trong hai khe thời gian, cụ thể:

Trong khe thời gian thứ nhất, véc-tơ phát $\boldsymbol{s}$ từ nguồn phát quảng bá đến K nút trung gian. Véc-tơ tín hiệu nhận được tại nút trung gian thứ r được cho bởi

$$\boldsymbol{x}_r = \boldsymbol{H}^{sr}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n}_r. \tag{1}$$

Giả định rằng sau khe thời gian thứ nhất, K nút trung gian hợp tác với nhau thành công để chọn ra một nút trung gian tốt nhất đóng vai trò chuyển tiếp [6], [7]. Trong bài báo này, chúng tôi giả định nút trung gian tốt nhất được chọn là nút trung gian thứ k.

Trong khe thời gian thứ hai, nút nguồn dừng phát trong khi nút chuyển tiếp thứ k khuếch đại véc-tơ tín hiệu nhận được $\boldsymbol{x}_k$ bởi ma trận khuếch đại $\boldsymbol{G}_k = \mathrm{diag}\{g_1^k, g_2^k, ..., g_N^k\}$ trước khi truyền đến đích, với g_i^k, $(i = 1, 2, ..., N)$ là hệ số khuếch đại tương ứng cho nhánh trên ăng-ten thứ i của nút chuyển tiếp thứ k, g_i^k được tính như trong [7]

$$g_i^k = \sqrt{\frac{E_s}{N\left(\frac{E_s}{N}\left\|\boldsymbol{h}_i^{sk}\right\|_{\mathrm{F}}^2 + 1\right)}}. \tag{2}$$

Véc-tơ tín hiệu nhận được tại nút đích của đường qua nút chuyển tiếp thứ k sau khe thời gian thứ hai là

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y} &= \boldsymbol{H}^{kd}\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{n}_d \\ &= \boldsymbol{H}^{kd}\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{H}^{sk}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{H}^{kd}\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{n}_k + \boldsymbol{n}_d.\end{aligned} \tag{3}$$

Sử dụng các định nghĩa $\boldsymbol{H} \triangleq \boldsymbol{H}^{kd}\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{H}^{sk}$ và $\boldsymbol{n} \triangleq \boldsymbol{H}^{kd}\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{n}_k + \boldsymbol{n}_d$ cùng với bỏ qua tạp âm $\boldsymbol{n}$ trong bộ tách ZF, phương trình (3) có thể viết gọn như sau

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n}. \tag{4}$$

Theo nguyên lý tách tín hiệu tuyến tính, véc-tơ tín hiệu ước lượng được tại nút đích của đường qua nút chuyển tiếp thứ k là

$$\tilde{\boldsymbol{s}} = \boldsymbol{W}\boldsymbol{y}, \quad (5)$$

trong đó $\boldsymbol{W}$ là ma trận trọng số kết hợp tại nút đích cho đường qua nút chuyển tiếp thứ k

$$\boldsymbol{W} = \begin{cases} \sigma_s^2 \boldsymbol{H}^H \left(\sigma_s^2 \boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H\right)^{-1} & \text{cho ZF} \\ \sigma_s^2 \boldsymbol{H}^H \left(\sigma_s^2 \boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H + \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{nn}}\right)^{-1} & \text{cho MMSE} \end{cases}. \quad (6)$$

Và $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{nn}}$ là ma trận hiệp phương sai của véc-tơ tạp âm $\boldsymbol{n}$ tại nút đích cho đường qua nút chuyển tiếp thứ k

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{nn}} = \sigma_k^2 \boldsymbol{H}^{kd} \boldsymbol{G}_k^2 \left(\boldsymbol{H}^{kd}\right)^H + \sigma_d^2 \boldsymbol{I}_N. \quad (7)$$

Tương tự tính toán trong [7], ma trận MSE của bộ tách ZF/MMSE [1] tính được là

$$\boldsymbol{E} = \sigma_s^2 \left(\boldsymbol{I}_N - \boldsymbol{H}\boldsymbol{W}\right). \quad (8)$$

Giá trị MSE của dòng dữ liệu phát thứ $\boldsymbol{s}_i$ là phần tử thứ i trên đường chéo chính của $\boldsymbol{E}$ và được cho bởi

$$\mathrm{MSE}_i = \sigma_s^2 \left(\boldsymbol{I}_N - \boldsymbol{H}\boldsymbol{W}\right)_{ii}. \quad (9)$$

Theo tiêu chuẩn RS phân tán MSE, mỗi nút trung gian sẽ chọn giá trị $\mathrm{MSE}_{\max}$ trong số N giá trị MSE trên đường chéo chính của $\boldsymbol{E}_k$

$$e_k = \max_i \left[\boldsymbol{E}_k\right]_{ii} = \max_i E_s \left[\boldsymbol{I}_N - \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{W}_k\right]_{ii}. \quad (10)$$

Nút trung gian tốt nhất được chọn làm nút chuyển tiếp là nút tương ứng có $\mathrm{MSE}_{\min}$ trong K giá trị $\mathrm{MSE}_{\max}$.

III. ĐỀ XUẤT SỬ DỤNG CÁC BỘ TÁCH LRA-ZF/LRA-MMSE CHO CÁC HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP MIMO–SDM–AF

III.1. Ý tưởng bộ tách tín hiệu kết hợp LRA

Xuất phát từ bản chất của phương pháp rút gọn cơ sở dàn hay gọi ngắn gọn là phương pháp LR là biến đổi một cơ sở cho trước $\boldsymbol{B}$ thành một cơ sở mới $\boldsymbol{B}'$ có các cột gần trực giao với nhau. Điều này tương đương với việc tạo nên một cơ sở mới $\boldsymbol{B}'$ có các véc-tơ cơ sở ngắn nhất. Nền tảng của phương pháp LR dựa trên thuật toán trực giao hóa Gram-Schmidt. Trên thực tế, toàn bộ thuật toán LR có thể được mô tả bằng một phép biến đổi tuyến tính $\boldsymbol{B}' = \boldsymbol{B}\boldsymbol{T}$, trong đó ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}$ là một ma trận đơn có $\det\left(\boldsymbol{T}\right) = \pm 1$. Trong các bộ tách tín hiệu kết hợp LR, ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}$ được dùng để lượng tử hóa các ước lượng tín hiệu về chòm sao tín hiệu.

III.2. Nguyên lý rút gọn dàn

Nguyên lý LR mà chúng tôi sử dụng cho giải pháp đề xuất được xây dựng dựa trên nền tảng của thuật toán LR phổ biến LLL (Lenstra Lenstra Lovász) do A. K. Lenstra, H. W. Lenstra và L. Lovász đề xuất trong [16]. Thuật toán LLL cho phép chuyển đổi ma trận $\boldsymbol{H}$ cơ sở cho trước thành một ma trận cơ sở mới $\boldsymbol{H}'$ có các cột gần trực giao với nhau, cụ thể

$$\boldsymbol{h}'_p = \boldsymbol{h}_p - \sum_{q=1}^{p-1} \lceil \varepsilon_{pq} \rfloor \boldsymbol{h}'_q, \quad (11)$$

trong đó

$$\varepsilon_{pq} = \frac{\boldsymbol{h}'^{\mathrm{H}}_q}{\left\|\boldsymbol{h}'_q\right\|^2}, \quad (12)$$

và $\lceil \cdot \rfloor$ biểu diễn phép toán làm tròn riêng biệt cho phần thực và phần ảo. Điều kiện cho $\boldsymbol{H}' = \left[\boldsymbol{h}'_1, \boldsymbol{h}'_2, \ldots, \boldsymbol{h}'_N\right]$ được rút gọn dàn theo phương pháp LLL ở đây là

$$\left|\varepsilon_{pq}\right| \le \tfrac{1}{2}, \text{ trong đó } 1 \le q < p \le N, \quad (13)$$

với

$$\delta \left\|\boldsymbol{h}'_{p-1}\right\|^2 \le \left\|\boldsymbol{h}'_p + \varepsilon_{pq-1} \boldsymbol{h}'_{p-1}\right\|^2, \quad (14)$$

cho bất kỳ $p \in \{2, \ldots, N\}$ nào và $\frac{1}{4} < \delta \le 1$. Thông thường $\delta = \frac{3}{4}$ hay được sử dụng ở thuật toán này [16].

Phép rút gọn trong (11) được gọi là phép rút gọn cơ sở yếu. Tuy nhiên, phép rút gọn cơ sở yếu này không đảm bảo tất cả các véc-tơ cơ sở có độ dài ngắn nhất do các véc-tơ ở phía trước trong dãy $\left[\boldsymbol{h}'_1, \boldsymbol{h}'_2, \ldots, \boldsymbol{h}'_N\right]$ có thể dài hơn các véc-tơ ở phía sau. Khắc phục vấn đề này, thuật toán LLL được sửa đổi cho phép nhận được ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}$ mới phù hợp hơn.

---

[1] Trong bài báo, để cho gọn trong diễn đạt từ nay về sau chúng tôi thống nhất thay cụm từ: "các bộ tách tín hiệu ZF và MMSE thông thường" bằng cụm từ "các bộ tách ZF/MMSE" và thay cụm từ "các bộ tách tín hiệu LRA-ZF và LRA-MMSE" bằng cụm từ "các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE".

Bảng 1. Thuật toán rút gọn cơ sở dàn LLL.

BEGIN: Nhập $\boldsymbol{H}$, đặt $p := 2, \beta = 3/4$ và $\boldsymbol{T} = \boldsymbol{I}_M$
  while $p \le N$
    for $q := p-1,\ldots,1$
      tính ε_{pq} theo (12)
      $\boldsymbol{h}_p := \boldsymbol{h}_p - \lceil \varepsilon_{pq} \rfloor \boldsymbol{h}_q$
      $\boldsymbol{T}_p := \boldsymbol{T}_p - \lceil \varepsilon_{pq} \rfloor \boldsymbol{T}_q$
    end
    Cập nhật $\boldsymbol{h}'_p, \varepsilon_{p1},\ldots,\varepsilon_{pq-1}$ sử dụng (11), (12)
    if $\delta \left\| \boldsymbol{h}'_p - 1 \right\|^2 \le \left\| \boldsymbol{h}'_p + \varepsilon_{pp-1} \boldsymbol{h}'_{p-1} \right\|^2$
      Hoán đổi các cột $p-1$ và p ở $\boldsymbol{H}$ và $\boldsymbol{T}$
      $p := \max\{p-1, 2\}$
    else
      $p := p+1$
    end
  end
END: Xuất $\boldsymbol{H}' = \boldsymbol{H}$ và $\boldsymbol{T}$.

III.3. Đề xuất các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE

Sử dụng ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}$, áp dụng thuật toán LLL, phương trình hệ thống của máy thu sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE tại nút đích tương ứng với (4) được biểu diễn

$$\boldsymbol{y}' = (\boldsymbol{HT})(\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{s}) + \boldsymbol{n} = \boldsymbol{H}'\boldsymbol{u} + \boldsymbol{n}. \quad (15)$$

Trong đó, $\boldsymbol{H}' = \boldsymbol{HT}$ và $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{s}$ lần lượt là các ma trận kênh truyền và véc-tơ tín hiệu phát sau khi đã LR. Lúc này, ma trận trọng số của các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE có dạng

$$\boldsymbol{W}' = \begin{cases} \sigma_s^2 \boldsymbol{H}'^{\mathrm{H}} \left(\sigma_s^2 \boldsymbol{H}\boldsymbol{H}'^{\mathrm{H}} \right)^{-1} & \text{cho LRA-ZF} \\ \sigma_s^2 \boldsymbol{H}'^{\mathrm{H}} \left(\sigma_s^2 \boldsymbol{H}\boldsymbol{H}'^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{R}_{nn} \right)^{-1} & \text{cho LRA-MMSE} \end{cases}. \quad (16)$$

Sử dụng mô hình mới trong (15), các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE thực hiện ước lượng $\boldsymbol{u}$ trước, sau đó dùng $\boldsymbol{T}$ để tính lại $\boldsymbol{s}$ thay vì ước lượng $\boldsymbol{s}$ như ở các bộ tách ZF/MMSE. Do ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}^{-1}$ chỉ chứa các số nguyên, nên nếu $\boldsymbol{s}$ được chọn từ một tập các số nguyên phức thì $\boldsymbol{u}$ cũng là một véc-tơ nguyên phức. Vì vậy, thao tác lượng tử hóa ước lượng $\hat{u}_i$ từ đầu ra bộ tách tín hiệu tương đương với phép làm tròn riêng biệt phần thực và phần ảo, nghĩa là

$$\tilde{\boldsymbol{u}}_i = \lceil \Re\{\hat{u}_i\} \rfloor + \lceil \Im\{\hat{u}_i\} \rfloor, \quad (17)$$

với: $j = \sqrt{-1}$; $\Re$ và $\Im$ lần lượt biểu diễn phép lấy phần thực và phần ảo. Khi đó, véc-tơ tín hiệu phát gốc được khôi phục nhờ ma trận chuyển đổi $\boldsymbol{T}$ là

$$\hat{\boldsymbol{s}} = \boldsymbol{T}\tilde{\boldsymbol{u}}. \quad (18)$$

Cuối cùng, véc-tơ tín hiệu ước lượng tại nút đích khi sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE được cho bởi

$$\tilde{\boldsymbol{s}} = \mathcal{Q}\{\hat{\boldsymbol{s}}\}. \quad (19)$$

Giá trị MSE gắn với dòng dữ liệu phát thứ s_i của các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE lúc này có dạng

$$\mathrm{MSE}'_i = \sigma_s^2 \left(\boldsymbol{I}_N - \boldsymbol{H}'\boldsymbol{W}' \right)_{ii}. \quad (20)$$

IV. KẾT QUẢ TÍNH TOÁN VÀ MÔ PHỎNG

IV.1. Phẩm chất BER của các bộ tách

- ***Mô hình mô phỏng***

Để chứng minh hiệu quả của giải pháp đề xuất, chúng tôi thực hiện mô phỏng Monte-Carlo cho mô hình đề xuất ở Mục II với điều chế $M-\mathrm{QAM}$, $N = 4$ ăng-ten, cùng sự giả định máy thu biết đầy đủ thông tin trạng thái kênh của tất cả các ma trận kênh truyền và đồng bộ giữa các máy thu-phát đạt được. Tạp âm tại các nút trung gian, tại nút đích trong hai khe thời gian đều có dạng $\sim \mathcal{CN}(0,1)$ và i.i.d.. Kênh truyền giữa các nút mạng là kênh MIMO không tương quan, pha-đinh Rayleigh phẳng, giả tĩnh có dạng $\sim \mathcal{CN}(0,1)$. Mô phỏng cho bài toán RS theo tiêu chuẩn MSE khi nút đích sử dụng:

(i) Các bộ tách ZF/MMSE;

(ii) Các bộ tách đề xuất LRA-ZF/LRA-MMSE.

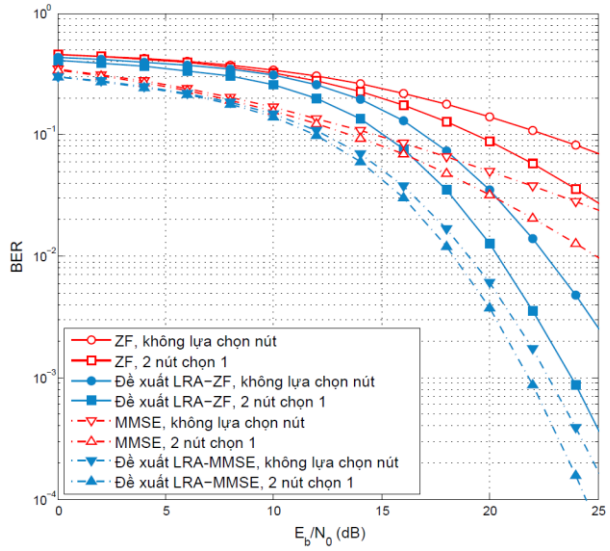
Mô phỏng được thực hiện cho hai trường hợp:

(1) Không lựa chọn nút, nghĩa là chỉ có 1 nút trung gian đóng vai trò chuyển tiếp;

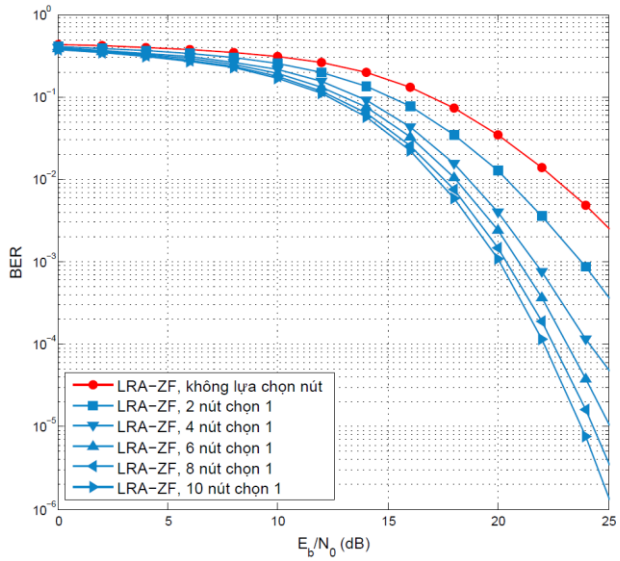
(2) Có lựa chọn nút, nghĩa là số nút trung gian tham gia thay đổi và thuật toán sẽ lựa chọn ra một nút chuyển tiếp tốt nhất làm nút chuyển tiếp (ký hiệu là "K nút chọn 1").

- ***Phân tích kết quả mô phỏng BER***

Từ các kết quả trên các Hình 2 - Hình 5, chúng tôi rút ra một số nhận xét sau:



Hình 2. BER khi nút đích sử dụng các bộ tách tín hiệu khác nhau, điều chế $4-\text{QAM}$, $N=4$.

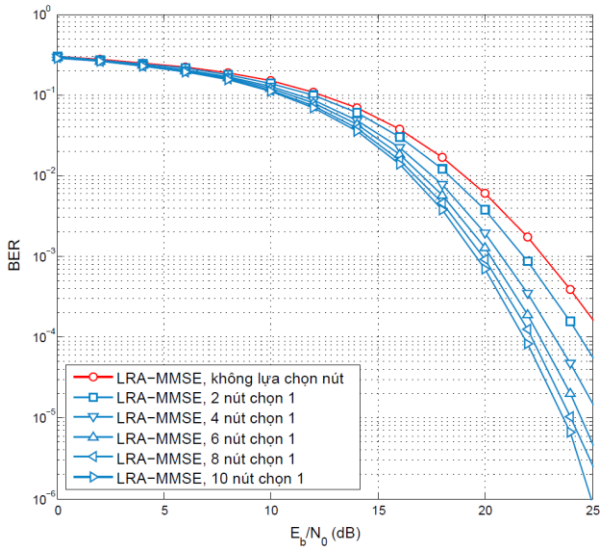


Hình 3. BER khi nút đích sử dụng bộ tách LRA-ZF, với K thay đổi khi có RS, $4-\text{QAM}$, $N=4$.

Trên Hình 2, dễ dàng nhận thấy như mong đợi, phẩm chất BER khi nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE đề xuất tốt hơn hẳn so với trường hợp nút đích sử dụng các bộ tách ZF/MMSE, tương ứng. Cụ thể tại $\text{BER}=7\times10^{-2}$ cho các bộ tách ZF/LRA-ZF và $\text{BER}=3\times10^{-2}$ cho các bộ tách MMSE/LRA-MMSE, khi không RS cũng như khi có RS với 2 nút chọn 1 (nghĩa là trong 2 nút trung gian chỉ chọn ra 1 nút trung gian tốt hơn làm nút chuyển tiếp), nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE cải thiện khoảng $5\,\text{dB}$ so với nút đích sử dụng các bộ tách ZF/MMSE. Kết quả này thể hiện rõ tính ưu việt của giải pháp đề xuất.

Đồng thời, BER của các bộ tách MMSE tốt hơn so với các bộ tách ZF cũng đã phản ánh đúng bản chất của các bộ tách tuyến tính [1], [12] ZF/MMSE cả trong trường hợp nút đích sử dụng và không sử dụng LRA.

Xem xét trường hợp RS, kết quả BER trên Hình 3 và Hình 4 cho thấy, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE khi có RS đều cho phẩm chất BER tốt hơn so với không có RS. Cụ thể, RS với 2 nút chọn 1: bộ tách LRA-ZF cải thiện khoảng $2,2\,\text{dB}$ tại $\text{BER}=10^{-2}$; còn bộ tách LRA-MMSE cải thiện khoảng $0,8\,\text{dB}$ tại $\text{BER}=10^{-3}$ so với không có RS. Phẩm chất BER được cải thiện cho thấy, bài toán RS phân tán trong các công trình [7], [8], [10] mà nhóm chúng tôi đã thực hiện thành công cho các mạng truyền thông hợp tác cũng đạt được kết quả khả quan đối với đề xuất này của chúng tôi cho các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến.



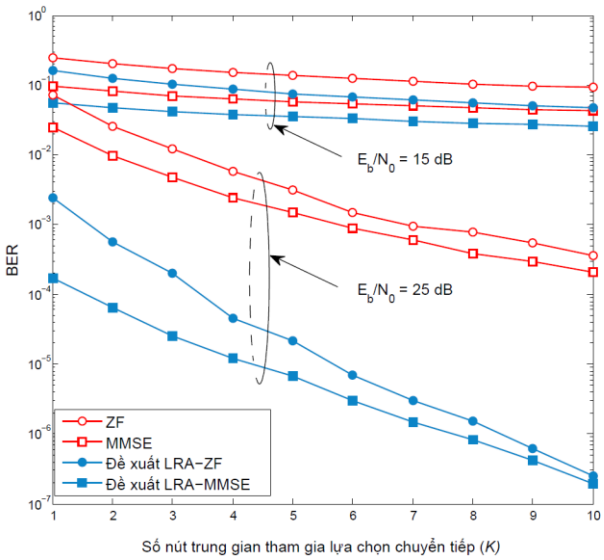
Hình 4. BER khi nút đích sử dụng bộ tách LRA-MMSE, K thay đổi khi có RS, $4-\text{QAM}$, $N=4$.

Khi số nút trung gian K tham gia RS thay đổi trong tập $\{1,2,4,\ldots,10\}$ ta thấy, K tăng phẩm chất BER của tất cả các máy thu nút đích sử dụng các bộ tách khác nhau đều được cải thiện. Tuy nhiên, có thể nhận thấy xu thế cải thiện phẩm chất BER không tăng theo hàm tuyến tính và có xu thế giảm dần. Điều này có thể lý giải dựa trên đặc tính phân bố Rayleigh của độ lợi kênh truyền. Do xác suất đạt được độ lợi kênh truyền cao giảm dần nên mức độ cải thiện về phẩm chất BER cũng giảm dần. Khi số nút đạt đến một ngưỡng nhất định thì mức độ cải thiện hầu như không đáng kể và vì vậy, các đường cong BER có xu thế gần như hội tụ trên đồ thị phẩm chất BER.

Một điều đáng chú ý mà chúng ta cũng dễ dàng nhận thấy là trong trường hợp không có RS, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE cho phẩm chất BER tốt hơn hẳn so với sử dụng các bộ tách ZF/MMSE. Tuy nhiên, trong trường hợp có RS, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE lại cải thiện BER ít hơn so với khi sử dụng các bộ tách ZF/MMSE. Kết quả này cho phép chúng ta rút ra một kết luận quan trọng là BER chụi sự ảnh hưởng của phương pháp LR đối với các máy thu sử dụng các bộ tách tuyến tính lớn hơn nhiều so với sự ảnh hưởng của giải pháp RS. Kết quả này càng thể hiện rõ tính ưu việt của việc giải pháp sử dụng LRA trong các bộ tách ZF/MMSE tại nút đích.

Trên Hình 5, khi xem xét phẩm chất BER tại E_b/N_0 = 15 dB và E_b/N_0 = 25 dB với K tham gia RS thay đổi, cùng với những kết quả mà chúng tôi đã thực hiện mô phỏng, chúng tôi nhận thấy tại vùng E_b/N_0 thấp hơn 20 dB tăng K phẩm chất BER ít được cải thiện, BER chỉ được cải thiện tại vùng $E_b/N_0 \geq 20$ dB và tại vùng $E_b/N_0 \geq 20$ dB bộ tách LRA-ZF cải thiện BER tốt hơn bộ tách LRA-MMSE.

Hình 5 biểu diễn phẩm chất BER khi số lượng các nút trung gian tham gia lựa chọn nút và giá trị E_b/N_0 thay đổi. Để thuận tiện cho biểu diễn hai giá trị E_b/N_0 điển hình tại vùng giá trị trung bình (15 dB) và cao (25 dB) được lựa chọn để minh họa. Từ các kết quả trên hình vẽ có thể nhận xét thấy ngay rằng việc sử dụng bộ tách có hỗ trợ suy giảm dàn (LRA) cho phép cải thiện đáng kể phẩm chất BER đối với tất cả các trường hợp. Tuy nhiên, mức độ hiệu quả đạt được cho các trường hợp khác nhau lại có xu thế khác nhau. Đối với trường hợp E_b/N_0 = 15 dB (cũng như tại các giá trị nhỏ hơn không biểu diễn trên hình vẽ) thì hiệu quả đạt được thấp mặc dù số nút trung gian tham gia tăng lên đáng kể.



Hình 5. BER tại E_b/N_0 = 15 dB và E_b/N_0 = 25 dB, với K tham gia RS thay đổi, $4-\text{QAM}$, $N=4$.

Điều này có thể giải thích thông qua mức độ ảnh hưởng của tạp âm đến biên quyết định của bộ tách. Tại vùng E_b/N_0 thấp thì mức độ ảnh hưởng của tạp âm lớn vì vậy mặc dù có sử dụng LR để đạt được dàn tín hiệu trước khi quyết định gần vuông nhưng do cường độ tạp âm lớn nên biên quyết định bị thu hẹp lại dẫn đến tỉ lệ BER lớn. Khi tăng số nút trung gian tham gia lựa chọn K cho phép chọn ra được nút có độ lợi kênh truyền tốt nhất để chuyển tiếp. Tuy nhiên, do E_b/N_0 nhỏ nên cường độ của kênh truyền lựa chọn được cũng không bù được ảnh hưởng của tạp âm dẫn đến phẩm chất BER hầu như không thay đổi. Với trường hợp E_b/N_0 = 25 dB (cũng như các giá trị từ 20 dB trở lên nhưng không biểu diễn trong hình vẽ) thì cải thiện phẩm chất BER tăng lên đáng kể. Điều này có thể thấy được là do lúc này ảnh hưởng của tạp âm không còn đáng kể nên biên quyết định của bộ tách tín hiệu đã được mở rộng hơn.

Việc sử dụng LR sẽ giúp cho dàn tín hiệu trước khi tách gần vuông hơn, dẫn đến biên quyết định đều cho tất cả các hướng và vì vậy cải thiện đáng kể phẩm chất BER. Trong trường hợp đó nếu số nút tham gia lựa chọn tăng lên thì giá trị kênh truyền lựa chọn được tốt hơn sẽ giúp mở rộng thêm biên quyết định và vì vậy cho phép cải thiện hơn nữa phẩm chất BER. Phẩm chất đạt được của trường hợp tách MMSE đạt được tốt hơn so với trường hợp tách ZF là do bộ tách ZF chịu ảnh hưởng của hiệu ứng khuếch đại tạp âm. Tuy nhiên, ở vùng E_b/N_0 cao và khi kênh truyền lựa chọn được tốt thì miền quyết định của ZF và MMSE nhờ sử dụng LR là gần như nhau và vì vậy, phẩm chất đạt được sẽ có xu thế trùng nhau.

IV.2. Độ phức tạp của các bộ tách

Tính toán được độ phức tạp cho phép xác định được chi phí giá thành, thiết kế phần cứng, đặc biệt là xác định được chất lượng dịch vụ (QoS: Quality-of-Service) cũng như tính chất thời gian thực (real time) của hệ thống. Thỏa hiệp giữa độ phức tạp tính toán với phẩm chất BER của một số bộ tách được làm rõ trong [11] và [23]. Mặc dù chưa có một sự thống nhất thực sự trong cộng đồng truyền thông về biểu diễn chính xác khái niệm độ phức tạp, tuy nhiên, trên thực tế độ phức tạp trong tính toán xử lý tín hiệu truyền thông thường được tính thông qua các phép toán dấu phẩy động (floating point operations) như cộng (addition) và nhân (multiplication) hoặc thời gian chạy thuật toán [12], [15], [22], [24]-[26]. Trong công trình này chúng tôi thực hiện tính toán độ phức tạp của các bộ tách theo các phép tính dấu phẩy động, đơn vị tính là flop, kết quả được mô phỏng Matlab theo phương pháp Monte-Carlo.

Để xác định phép tính là nhân hay cộng chúng tôi cũng thống nhất biểu diễn M, M_{cr}, A lần lượt là phép tính nhân hai số phức; nhân một số phức với một số thực; và phép cộng hai số phức. Thông qua phân tích chúng tôi rút ra một số công thức tổng quát tính toán độ phức tạp như sau:

- Số phép tính của tích hai ma trận phức bất kỳ $\boldsymbol{A} \in \mathbb{C}^{D\times E} \boldsymbol{B} \in \mathbb{C}^{E\times F}$ được xác định là $DF\left[E\text{M} + (E-1)\text{A}\right]$;
- Số phép tính của tích một ma trận phức với một ma trận thực bất kỳ $\boldsymbol{A} \in \mathbb{C}^{D\times E} \boldsymbol{B} \in \mathbb{C}^{E\times F}$ được xác định là $DF\left[E\text{M}_{\text{cr}} + (E-1)\text{A}\right]$;
- Số phép tính của tổng hai ma trận có cùng kích thước $\in \mathbb{C}^{D\times E}$ là $DE\text{A}$;
- Số phép tính nghịch đảo một ma trận vuông có kích thước N là $N^3\text{M} + N^3\text{A}$;
- Số phép tính xác định một giá trị cực tiểu trong N giá trị là $N-1$.

Số các phép tính sẽ được quy đổi tương ứng với số flop, cụ thể: phép nhân hai số phức là 6 flops; nhân số phức với số thực là 2 flops; cộng hai số phức là 2 flops; cộng cũng như nhân hai số thực là 1 flop. Với chòm sao $M-\text{QAM}$ phần thực và phần ảo được tách riêng biệt, mỗi phần được chia đều thành $\sqrt{M}$ khoảng. Độ phức tạp của mỗi phần tương đương với $\log_2\sqrt{M}$, vì vậy, độ phức tạp tổng cộng của phương thức điều chế $M-\text{QAM}$ sẽ là $2\log_2\sqrt{M}$.

Chúng tôi tiến hành phân tích, so sánh và đánh giá độ phức tạp của giải pháp đề xuất cho cả hai trường hợp có và không có RS như sau:

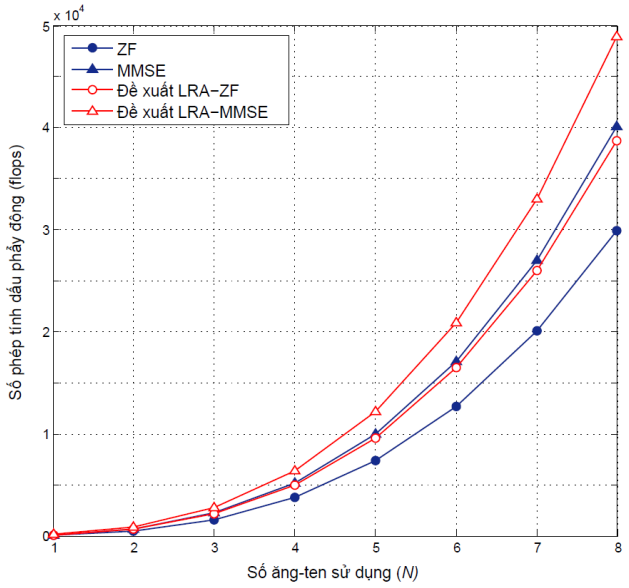
(i) Xây dựng công thức tổng quát tính độ phức tạp của các bộ tách cho hệ thống $M-\text{QAM}$, số ăng-ten tại các nút N và số nút trung gian K tham gia RS.

(ii) Tính toán định lượng và mô phỏng Monte-Carlo độ phức tạp của các bộ tách.

Từ các kết quả tính toán và mô phỏng trong Bảng 2, Hình 10, ta thấy độ phức tạp của tất cả các bộ tách đều có cùng tỉ lệ với hàm bậc ba của số ăng-ten $C \sim \mathcal{O}\left(\left[N^3\right]\right)$. Độ phức tạp của các bộ tách MMSE/LRA-MMSE cao hơn ZF/LRA-ZF cùng loại.

- ***Trường hợp không có lựa chọn chuyển tiếp***

Máy thu nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE có độ phức tạp cao hơn so với sử dụng các bộ tách ZF/MMSE một lượng $16N^3 + 10N^2 - 2N$, do các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE phải thực hiện thêm thuật toán LR. Cụ thể, các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE phải thực hiện thêm: 01 phép chuyển đổi ma trận kênh $\boldsymbol{H}' = \boldsymbol{HT}$; 01 phép nghịch đảo ma trận $\boldsymbol{T}^{-1}$; và 01 một phép nhân ma trận $\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{s}$.



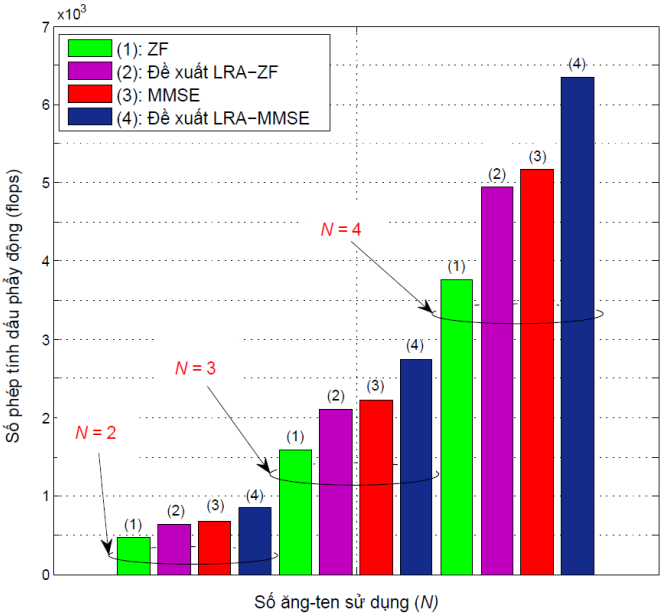
Hình 6. Độ phức tạp theo N khi không RS, nút đích sử dụng các bộ tách khác nhau, $4-\text{QAM}$.

Máy thu nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE có độ phức tạp cao hơn so với sử dụng các bộ tách ZF/MMSE một lượng $16N^3+10N^2-2N$, do các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE phải thực hiện thêm thuật toán LR. Cụ thể, các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE phải thực hiện thêm: 01 phép chuyển đổi ma trận kênh $\boldsymbol{H}'=\boldsymbol{HT}$; 01 phép nghịch đảo ma trận $\boldsymbol{T}^{-1}$; và 01 một phép nhân ma trận $\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{s}$.

Kết quả trong Bảng 2 cho thấy, khi N tăng thì số phép tính cũng tăng tương ứng. Sự thỏa hiệp này là hoàn toàn là hợp lý và được chúng tôi giải thích như sau, xuất phát từ mô hình đề xuất là hệ thống MIMO–SDM, theo nguyên lý MIMO–SDM, tại mỗi khe thời gian sẽ có N symbol phát được truyền đồng thời trên N ăng-ten do vậy khi số ăng-ten N tăng đồng nghĩa với số symbol phát được truyền đi trong một khe thời gian tăng, tức là thu được lợi thế về tốc độ truyền, tuy nhiên một hệ quả tất yếu là quá trình xử lý tách tín hiệu tại nút đích cũng sẽ phức tạp hơn.

Bảng 2. Đặc tính của một số bộ tách khi không có RS, điều chế $M-\text{QAM}$ và số ăng-ten N.

Bộ tách	**Độ phức tạp tính toán xử lý**		
ZF	$58N^3+4N^2-4N+2\log\left(\sqrt{M}\right)$		
LRA-ZF	$74N^3+14N^2-6N+2\log\left(\sqrt{M}\right)$		
MMSE	$76N^3+20N^2-4N+2\log\left(\sqrt{M}\right)$		
LRA-MMSE	$92N^3+30N^2-6N+2\log\left(\sqrt{M}\right)$		
	N	**Số phép tính** (flops) $M=4.$	**Tỉ lệ so sánh**
ZF LRA-ZF MMSE LRA-MMSE	1	60 84 94 118	$C_{\text{LRA-ZF}}\simeq 1,40\,C_{\text{ZF}}$ $C_{\text{LRA-MMSE}}\simeq 1,26\,C_{\text{MMSE}}$
ZF LRA-ZF MMSE LRA-MMSE	2	474 638 682 856	$C_{\text{LRA-ZF}}\simeq 1,35\,C_{\text{ZF}}$ $C_{\text{LRA-MMSE}}\simeq 1,24\,C_{\text{MMSE}}$
ZF LRA-ZF MMSE LRA-MMSE	8	29922 38738 40162 48978	$C_{\text{LRA-ZF}}\simeq 1,29\,C_{\text{ZF}}$ $C_{\text{LRA-MMSE}}\simeq 1,22\,C_{\text{MMSE}}$



Hình 7. Độ phức tạp theo $N=2,3,4$ khi không RS, nút đích sử dụng các bộ tách khác nhau, $4-\text{QAM}$.

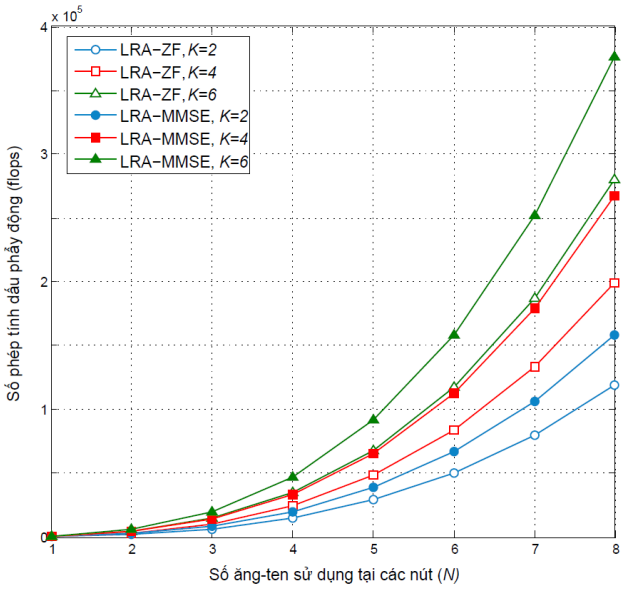
- ***Trường hợp có lựa chọn chuyển tiếp***

Bảng 3. Đặc tính của các bộ tách LRA-ZF/ LRA-MMSE khi có RS.

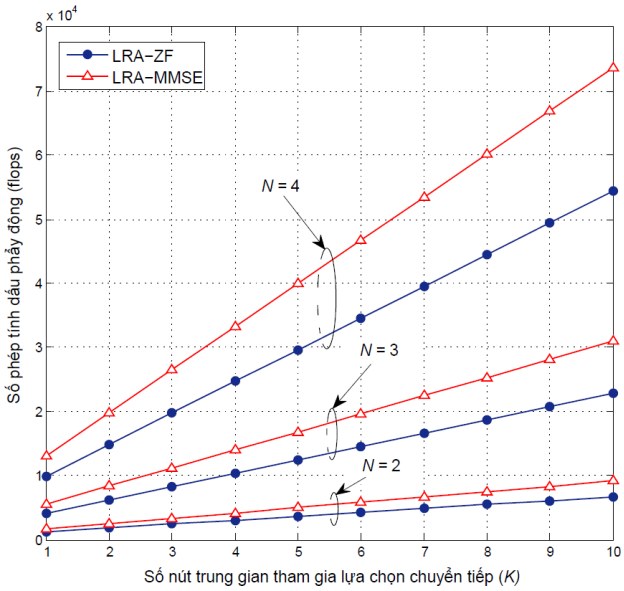
Bộ tách	**Độ phức tạp tính toán xử lý**		
LRA-ZF	$N^3(80K+74)-N^2(12K-14)$ $+N(K-6)+K^2+2K+2\log(\sqrt{M})$		
LRA-MMSE	$N^3(108K+92)-N^2(12K-30)$ $+N(K-6)+K^2+2K+2\log(\sqrt{M})$		
	K	**Số phép tính** (flops) $M=N=4$	**Tỉ lệ so sánh**
LRA-ZF LRA-MMSE	1	9873 13073	$C_{\text{LRA-MMSE}_{K=1}} \simeq 1{,}32\, C_{\text{LRA-ZF}_{K=1}}$
LRA-ZF	2	14810	$C_{\text{LRA-ZF}_{K=2}} \simeq 1{,}50\, C_{\text{LRA-ZF}_{K=1}}$
LRA-MMSE		19802	$C_{\text{LRA-MMSE}_{K=2}} \simeq 1{,}52\, C_{\text{LRA-MMSE}_{K=1}}$
LRA-ZF	10	54378	$C_{\text{LRA-ZF}_{K=10}} \simeq 5{,}51\, C_{\text{LRA-ZF}_{K=1}}$
LRA-MMSE		73706	$C_{\text{LRA-MMSE}_{K=10}} \simeq 5{,}64\, C_{\text{LRA-MMSE}_{K=1}}$

Khi số nút trung gian K tham gia RS tăng độ phức tạp của các bộ tách cũng tăng. Giải thích cho lý do này, chúng tôi cho rằng khi K tăng, điều này sẽ dẫn đến cơ hội lớn để chọn được đường qua một nút trung gian có độ lợi kênh truyền tốt nhất (phẩm chất BER được cải thiện). Tuy nhiên, hệ quả tất yếu là sự trả giá về độ phức tạp tính toán cũng tăng theo do thuật toán RS theo tiêu chuẩn MSE cần thực hiện tính toán hàm chi phí MSE cho tất cả các nút.

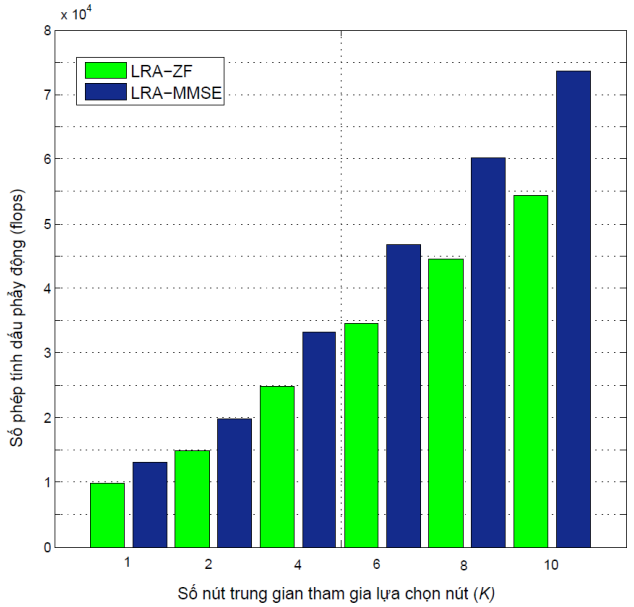
Trên thực tế đối với các hệ thống truyền thông MIMO-SDM nói chung, các hệ thống truyền thông chuyển tiếp MIMO-SDM-AF nói riêng, việc tìm mối quan hệ tường minh qua lại giữa phẩm chất BER của hệ thống với độ phức tạp tính toán thông qua các tham số như: độ lợi kênh truyền; số ăng-ten; bậc điều chế; và số nút trung gian tham gia lựa chọn chuyển tiếp là quá khó. Hiện tại theo sự hiểu biết của tác giả thì bài toán này vẫn chưa có lời giải cụ thể, vì vậy, việc xác định mối quan hệ giữa các đại lượng này là không thể thực hiện.



Hình 8. Độ phức tạp theo N khi có RS, với $K=2,4,6$, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE, $4-\text{QAM}$.



Hình 9. Độ phức theo K tham gia RS, với $N=2,3,4$, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE, $4-\text{QAM}$.



Hình 10. Độ phức theo K tham gia RS, nút đích sử dụng các bộ tách LRA-ZF/ LRA-MMSE, $N = 4$, $4-\text{QAM}$.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã đề xuất sử dụng hai bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE tại nút đích cho giải pháp RS trong hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO–SDM–AF một chiều, hai chặng, tuyến tính, làm việc trên kênh pha-đinh Rayleigh phẳng, giả tĩnh. Giải pháp đề xuất chứng minh rằng, kết hợp thuật toán LRA với các bộ tách tuyến tính tại máy thu nút đích, LRA-ZF/LRA-MMSE cho phép thỏa hiệp tốt giữa độ phức tạp tính toán và phẩm chất BER trong cả hai trường hợp có cũng như không có RS, cụ thể, các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE có phẩm chất BER vượt trội trong khi độ phức tạp tính toán tăng không đáng kể so với các bộ tách ZF/MMSE thông thường.

Giải pháp đề xuất của chúng tôi, không những góp phần giải quyết triệt để hơn bài toán RS trong các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO–SDM, củng cố và hoàn thiện lý thuyết tách tín hiệu cho các hệ thống MIMO, nâng cao phẩm chất cho các hệ thống chuyển tiếp vô tuyến MIMO, mà còn mở ra các hướng nghiên cứu trong tương lai, chẳng hạn như sử dụng các bộ tách LRA-ZF/LRA-MMSE cho các bài toán tối ưu các hệ thống MIMO cũng như các bài toán RS trong các hệ thống MIMO trên kênh chọn lọc tần số.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi đề tài nghiên cứu khoa học và phát triển công nghệ của Học viện Kỹ thuật Quân sự.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] H. K. BIZAKI, *MIMO systems, theory and applications*, Publisher: InTech, Apr. 2011.

[2] P. W. WOLNIALSKY, G. J. FOSCHINI, G. D. GOLDEN, and R. A. VALENZUELA, "*VBLAST, an architecture for realizing very high data rates over the richscattering wireless channel*," URSI Int. Symp. on Signals, Syst and Electron. (ISSSE'98), Pisa, Italy, pp. 295–300, Sept. 1998.

[3] S. M. ALAMOUTI, "*A simple transmit diversity technique for wireless communications*," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.

[4] M. T. LE, V. D. NGO, H. A. MAI, X. N. TRAN, and M. DI RENZO, "*Spatially modulated orthogonal space-time block codes with non-vanishing determinants*," IEEE Trans. Commun., vol. 62, no. 1, pp. 85–99, Jan. 2014.

[5] T. T. BUI, X. N. TRAN, and T. FUJINO, "*MSE based antenna selection for MIMO-SDM systems*," Proc. 2008 Int. Conf. on Advanced Technol. for Commun., pp. 108–112, Oct. 2009.

[6] A. BLETSAS, A. KHISTI, D. P. REED, A. LIPPIMAN, and et al., "*A simple cooperative diversity method based on network path selection*," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 24, no. 3, pp. 659–672, 2006.

[7] X. N. TRAN, V. H. NGUYEN, T. T. BUI, and T. C. DINH, "*Distributed relay selection for MIMO-SDM cooperative networks*," IEICE Trans. Commun., vol. E95–B(4), pp. 1170–1179, Apr. 2012.

[8] D. H. VU, Q. T. DO, X. N. TRAN, and V. N. Q. BAO, "*Improved relay selection for MIMO-SDM cooperative communication*," Int. Conf. on Green and Human Inform. Technol. 2013, Hanoi, Vietnam, Feb. 27–Mar. 1, 2013.

[9] W. GUAN and H. LUO, "*Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems*," IEEE Commun., Lett., vol. 12, no. 7, July 2008.

[10] T. V. CANH and T. X. NAM, "*Combined relay selection and optimization for cooperative MIMO networks*," J. Sci. and Technol., Le Quy Don Tech. Univ., no. 3, Nov. 2013.

[11] C. WINDPASSINGER, L. LAMPE, R. F. H. FISCHER, and T. HEHN, "*A performance study of MIMO detectors*," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 5, no. 8, pp. 2004–2008, Aug. 2006.

[12] A. M. ELSHOKRY, *Complexity and performance evaluation of detection schemes for spatial multiplexing MIMO systems*, Master of Sci. in Elect. Eng., Islamic Univ., Gaza, Palestine, Jan. 2010.

[13] X. N. TRAN, A. T. LE, and T. FUJINO, "*Performance comparison of MMSE-SIC and MMSE-ML multiuser detectors in a STBC-OFDM system*," 2005 IEEE 16th Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 2005), vol. 2, pp. 1050–1054, 11–14 Sept. 2005.

[14] H. NEGISHI, W. HOU, and T. FUJINO, "*An MMSE detector applying reciprocal-lattice reduction in MIMO systems*," 2010 Int. Conf. 2010 Int. Conf. on Advanced Technol. for Commun. (ATC 2010), pp. 74–79, 20–22 Oct. 2010.

[15] D. WÜBBEN, R. BÖHNKE, V. KÜHN, and K. D. KAMMEYER, "*Near-maximum-likelihood detection of MIMO systems using mmse-based lattice reduction*," 2004 IEEE Int. Conf. on Commun., Paris, vol. 2, pp. 798–802, June 2004.

[16] A. K. LENSTRA, H. W. LENSTRA, and L. LOVÁSZ, "*Factoring polynomials with rational coefficients*," Mathematische Annalen, vol. 261, pp. 515–534, Dec. 1982.

[17] E. AGRELL, T. ERIKSSON, A. VARDY, and K. ZEGER, "*Closest point search in lattices*," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, no. 8, pp. 2201–2214, Aug. 2002.

[18] H. YAO and G. W. WORNELL, "*Lattice-reduction-aided detectors for MIMO communication systems*," IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM'02), vol. 1, pp. 424–428, Nov. 2002.

[19] A. M. M. TAHERZADEH and A. K. KHANDANI, "*LLL lattice-basis reduction achieves maximum diversity in MIMO systems*," in Proc. IEEE Int. Symp. on Inform. Theory (ISIT), Adelaide, Australia, Sept.4–9, 2005.

[20] B. HASSIBI, "*An efficient square-root algorithm for BLAST*," Proc. in 2000 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal, vol. 2, pp. II737–II740, vol. 2, 2000.

[21] D. N. TIEN, X. N. TRAN, and T FUJINO, "*Layer error characteristics of lattice-reduction aided V-BLAST detectors*," 2006 IEEE 17th Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 2006), pp. 1–5, 11–14 Sept. 2006.

[22] C. WINDPASSINGER and R. F. H. FISCHER, "*Low-complexity near-maximum-likelihood detection and precoding for MIMO systems using lattice reduction*," Proc. in 2003 IEEE on Inform. Theory Workshop, pp. 345–348, 31 Mar.–4 Apr. 2003.

[23] F. HASEGAWA, J. LUO, K. R. PATTIPATI, P. WILLETT, and D. PHAM, "*Speed and accuracy comparision of techniques for multiuser detection in synchronous CDMA*," IEEE Trans. Commun., vol. 54, no. 4, pp. 540–545, Apr. 2004.

[24] R. BÖHNKE, D. WÜBBEN, V. KÜHN, and K. D. KAMMEYER, "*Reduced complexity MMSE detection for BLAST architectures*," Proc. in IEEE on Globecom, San Francisco, California, USA, Dec. 2003.

[25] Y. H. GAN, C. LING, and W. H. MOW, "*Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection*," Proc. in IEEE Trans. on Signal, vol. 57, no. 7, pp. 2701–2710, July 2009.

[26] G. H. GOLUB and C. F. VAN LOAN, *Matrix computations*, Johns Hopkins studies in the mathematical sciences, Hardcover, Dec. 27, 2012.

Nhận bài ngày: 21/3/2015

SƠ LƯỢC VỀ TÁC GIẢ

TRẦN VĂN CẢNH

Sinh ngày 11 tháng 11 năm 1975 tại Quảng Ninh.

Tốt nghiệp thủ khoa cử nhân Vô tuyến điện, Trường ĐH Thông tin Liên lạc, năm 1997; Kỹ sư Điện-Điện tử và Thạc sỹ Kỹ thuật Điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự vào các năm 2006 và 2009.

Hiện là giảng viên Trường ĐH Thông tin Liên lạc, đang làm NCS ngành Kỹ thuật Điện tử tại Học viện Kỹ thuật Quân sự.

Lĩnh vực nghiên cứu: xử lý tín hiệu không gian-thời gian; truyền thông hợp tác; kỹ thuật truyền dẫn OFDM; kỹ thuật tách tín hiệu MIMO; tối ưu mạng hợp tác MIMO.

Mobile: 0989686520

Email: canhncs32@gmail.com

TRẦN XUÂN NAM

Sinh ngày 08 tháng 9 năm 1971 tại Thanh Hóa.

Tốt nghiệp thủ khoa Kỹ sư Thông tin, Học viện Kỹ thuật Quân sự, năm 1993; Thạc sỹ Kỹ thuật viễn thông, ĐH Kỹ thuật Sydney, Australia, năm 1998; Tiến sỹ Kỹ thuật Điện tử, ĐH Điện-Thông tin, Nhật Bản, năm 2003; Được phong Phó Giáo sư, năm 2009.

Hiện là Phó Chủ nhiệm Khoa Vô tuyến Điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự.

Lĩnh vực nghiên cứu: anten thích nghi; xử lý tín hiệu không gian-thời gian; mạng viễn thông; truyền thông hợp tác; kỹ thuật truyền dẫn OFDM; kỹ thuật tách tín hiệu MIMO; tối ưu mạng hợp tác MIMO.

Mobile: 0982080971

Email: namtx@mta.edu.vn