

Hiệu năng đường xuống trong hệ thống đa truy nhập phi trực giao sử dụng tỷ số Log-Likelihood

Ngô Thanh Hải, Nguyễn Thái Công Nghĩa, Đặng Lê Khoa*



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

TÓM TẮT

Đa truy nhập phi trực giao (NOMA: Non-orthogonal Multiple Access) là một trong những kỹ thuật đầy tiềm năng cho mạng di động thế hệ thứ 5. Kỹ thuật này có thể kết hợp với các kỹ thuật khác như ghép kênh phân chia tần số trực giao (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing), và hệ thống nhiều anten phát nhiều anten thu (MIMO: Multiple Input Multiple Output). Trong hệ thống NOMA đường xuống, tín hiệu từ nhiều người dùng được truyền chồng lên nhau trong miền thời gian và tần số. Nhờ vậy, hệ thống NOMA có thông lượng lớn hơn các hệ thống đa truy cập trực giao. Có nhiều phương pháp tách tín hiệu trong hệ thống NOMA. Phương pháp triệt nhiễu nối tiếp (SIC: Successive Interference Cancellation) được sử dụng phổ biến để tách tín hiệu mong muốn ở đầu thu. Phương pháp này có các dạng như SIC lý tưởng, SIC mức ký hiệu, và SIC mức từ mã. Các nghiên cứu trước chỉ ra rằng phương pháp tỷ số log-likelihood (LLR) có hiệu năng đạt đến SIC lý tưởng được sử dụng ở đầu thu. Trong bài báo này, chúng tôi xây dựng công thức xác định tỉ lệ lỗi bit cho hệ thống NOMA đường xuống với 2 người dùng (UE: User Equipment) sử dụng đầu thu LLR. Nghiên cứu này xem xét trong điều kiện kênh truyền có phân bố Rayleigh và nhiễu Gaussian. Biểu thức đề xuất ở dạng từng minh cho trường hợp từng người dùng sử dụng phương pháp điều biến QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu năng của hệ thống phù hợp với công thức đề xuất.

Từ khóa: đa truy nhập phi trực giao, hiệu năng, mạng di động thế hệ thứ 5, Log-Likelihood

GIỚI THIỆU

Mạng thông tin di động thế hệ thứ năm (5G) có nhiều ưu điểm như hỗ trợ kết nối với tốc độ cao, sử dụng hiệu quả nguồn tài nguyên vô tuyến, và thiết lập đa kết nối để đáp ứng nhu cầu ngày càng phát triển mạnh của các thiết bị di động. Đa truy nhập phi trực giao (NOMA) nhận được nhiều sự chú ý cho mạng di động thế hệ thứ năm, do khả năng phục vụ nhiều người dùng trên cùng miền thời gian và tần số. So với hệ thống đa truy nhập trực giao OMA (Orthogonal Multiple Access), NOMA đạt được sự tối ưu hơn về khả năng sử dụng hiệu quả băng thông hệ thống¹. Về cơ bản, NOMA được phân chia thành hai loại: NOMA miễn mã và NOMA miễn năng lượng. Yuan và các cộng sự đã đưa ra hệ thống NOMA với mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC: Low Density Parity Check)². Đồng thời, các tác giả đã khảo sát hiệu năng của hệ thống gồm 2 UE tại đầu thu với phương pháp tách tín hiệu dùng các phiên bản khác nhau của SIC. Ngoài ra NOMA miễn mã còn có các phương pháp khác như đa truy cập mã hóa Trellis (TCMA: Trellis Coded Multiple Access), đa truy cập phân chia theo mẫu (PDMA: Pattern Division Multiple Access), hay đa truy cập mã hóa thưa (SCMA – Sparse Code

Multiple Access)³. Đối với NOMA miễn năng lượng, Ding và cộng sự đã khảo sát hệ thống NOMA kết hợp với MIMO và mạng vô tuyến nhận thức và chứng tỏ được hệ thống NOMA có thông lượng vượt trội so với OMA (Orthogonal Multiple Access)⁴. Trong NOMA miễn năng lượng, các người dùng UE cùng sử dụng khối tài nguyên tần số và thời gian. Sự phân biệt giữa UE thông qua mức công suất phân bố. NOMA đã được đưa vào 3 GPP trong LTE Release 13 vào tháng 10 năm 2015⁵. Một phiên bản của NOMA là truyền dẫn đa người dùng chồng lên nhau (MUST: Multi-user Superposition Transmission). Với MUST, các trạm gốc (BS: Base Station) thực hiện điều chế và giải điều chế các thông tin dựa trên kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Mặc dù, phổ tần của các UE chồng lên nhau trên miền thời gian và tần số, nhưng các UE có thể tách tín hiệu mong muốn dựa trên sự phân bố các mức công suất khác nhau cho mỗi tín hiệu OFDM. Kỹ thuật NOMA có thể ứng dụng trong mạng hợp tác⁶. hường pháp SIC được sử dụng khá phổ biến để tách tín hiệu trong hệ thống NOMA đường xuống⁷. Nguyên lý cơ bản của SIC là đầu thu giải mã tín hiệu của các UE khác với mức công suất lớn hơn mức công

Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM, Việt Nam

Liên hệ

Đặng Lê Khoa, Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM, Việt Nam

Email: dlkhoa@hcmus.edu.vn

Lịch sử

- Ngày nhận: 21-12-2018
- Ngày chấp nhận: 07-8-2020
- Ngày đăng: 16-8-2020

DOI: 10.32508/stdjns.v4i3.662



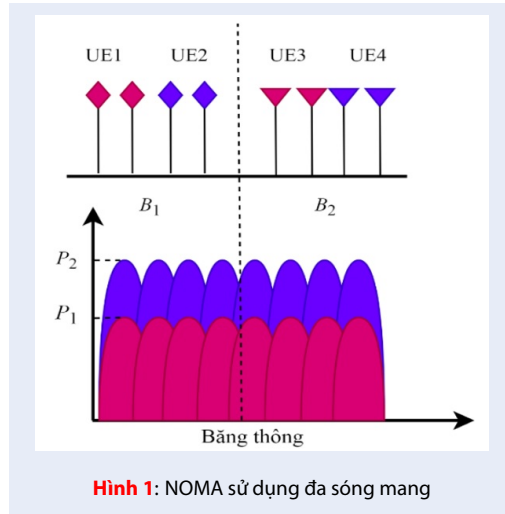
Bản quyền

© ĐHQG Tp.HCM. Đây là bài báo công bố mở được phát hành theo các điều khoản của the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Trích dẫn bài báo này: Hải N T, Nghĩa N T C, Khoa D L. Hiệu năng đường xuống trong hệ thống đa truy nhập phi trực giao sử dụng tỷ số Log-Likelihood. *Sci. Tech. Dev. J. - Nat. Sci.*; 4(3):621-632.

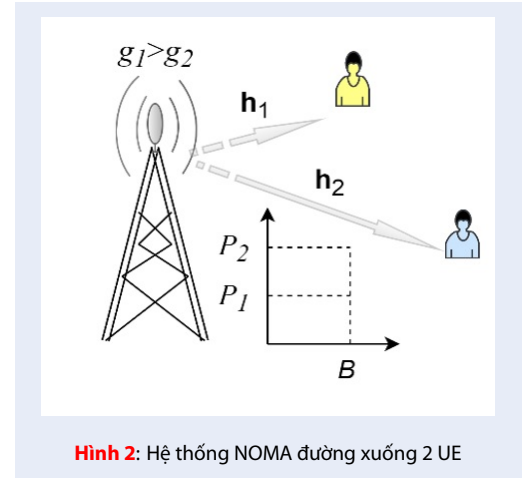
suất tín hiệu mong muốn. Sau đó, tiến hành loại bỏ tín hiệu của các UE khác, kết quả của tiến trình SIC là tín hiệu cần nhận bị cộng với nhiễu từ các tín hiệu của UE với công suất thấp hơn⁸. Tuy nhiên, nếu có quá nhiều người dùng chia sẻ trên một khối tài nguyên, điều đó dẫn đến UE có mức công suất thấp nhất phải giải mã hết tất cả UE còn lại để đạt tín hiệu mong muốn. Vì vậy, việc phân chia nhóm người dùng cùng chia sẻ tài nguyên là cần thiết. Khi đó, các UE trong một ô được phân chia thành các nhóm nhỏ, và mỗi nhóm khai thác một tập sóng mang con riêng biệt như Hình 1. Alli và công sự đã đưa ra phương pháp phân nhóm người dùng động dựa trên sự bất cập giữa UE có độ lợi kênh cao với UE có độ lợi kênh thấp và đề xuất phương pháp phân bổ công suất cho các nhóm người dùng này⁹. Ngoài ra, một phương pháp phân nhóm người dùng khác bằng thuật toán K-means cũng được đề cập bởi Jingjing Cui và công sự¹⁰.



Hình 1: NOMA sử dụng đa sóng mang

Phương pháp khác thay thế cho SIC là kỹ thuật LLR (Log-likelihood Ratio). Kỹ thuật này cho chất lượng đạt đến SIC lý tưởng trong hệ thống NOMA¹¹. Hiệu năng sử dụng phương pháp LLR đã được phân tích trong hệ thống đơn và đa anten¹². Chất lượng của hệ thống NOMA trong chọn người dùng ngẫu nhiên đã được phân tích¹³. Trong bài báo này, chúng tôi xây dựng công thức đánh giá hiệu năng cho hệ thống NOMA đường xuống gồm 2 người dùng sử dụng tỷ số LLR cho hệ thống NOMA đường xuống gồm 2 người dùng với giả định kênh truyền theo phân bố Rayleigh. Trạm phát mã hóa dữ liệu dựa trên MUST¹⁴. Phần còn lại của bài báo này sẽ trình bày như sau: phần 2 trình bày cơ sở lý thuyết gồm mô hình hệ thống NOMA và công suất phân bổ cho hệ thống NOMA 2 người dùng để tổng thông lượng đạt cực đại. Phần 3

trình bày hệ thống NOMA sử dụng kỹ thuật LLR và phần 4 là đánh giá hiệu năng của hệ thống với đầu thu sử dụng LLR. Phần 5 là kết quả mô phỏng và thảo luận và phần cuối cùng là kết luận.



Hình 2: Hệ thống NOMA đường xuống 2 UE

PHƯƠNG PHÁP

Mô hình hệ thống

Trong hệ thống NOMA đường xuống, tín hiệu cho nhiều người dùng được ghép một cách phi trực giao trên miền năng lượng. Các tín hiệu được phân biệt bởi công suất phân bổ cho mỗi đầu thu. Đầu thu được thiết kế dựa trên phương pháp SIC để tách tín hiệu mong muốn⁷.

Hình 2 là hệ thống NOMA đường xuống gồm 2 UE với đơn anten phát và đơn anten ở mỗi đầu thu. Trong đó, UE2 ở xa trạm phát so với UE1 được phân bổ công suất tương ứng là P₁ và P₂. Tín hiệu truyền ở trạm phát của 2 UE lần lượt s₁ và s₂. Tín hiệu truyền tại trạm phát s được viết:

$$s = \sqrt{P_1}s_1 + \sqrt{P_2}s_2 \quad (1)$$

với $E[||s_1||^2] = E[||s_2||^2] = 1$. $E[.]$ là kỳ vọng và $||.||$ là chuẩn bậc 2. Xét kênh truyền Rayleigh, đáp ứng kênh truyền cho UE1 và UE2 tương ứng là h_1 và h_2 , độ lợi kênh trung bình tương ứng là $g_1 = E[||h_1||^2]$ và $g_2 = E[||h_2||^2]$. Gọi d^{UE1} và d^{UE2} tương ứng là khoảng cách từ trạm phát đến UE1 và UE2. Vì khoảng cách từ UE1 đến trạm gần hơn so với UE2, nên $g_1 > g_2$.

Phương trình tín hiệu tại đầu thu UE1:

$$y_1 = h_1 * s + n_1 = h_1 * \sqrt{P_1}s_1 + h_1 * \sqrt{P_2}s_2 + n_1 \quad (2)$$

với * là tổng nhân chập. Tại đầu thu UE2:

$$\begin{aligned} y_2 &= h_2 * s + n_2 \\ &= h_2 * \sqrt{P_1} s_1 + h_2 * \sqrt{P_2} s_2 + n_2 \end{aligned} \quad (3)$$

Nhiều tác động lên mỗi tín hiệu thu là nhiễu Gauss phức có trị trung bình bằng 0 và phương sai nhiễu là σ^2 , với i là chỉ số UE thì $n_i \sim CN(0, \sigma^2)$. Tại phía thu, UE2 giải điều chế trực tiếp tín hiệu nhận được và xem tín hiệu của UE1 là nhiễu. Đối với UE1, SIC được áp dụng để loại bỏ tín hiệu UE2 trước khi giải điều chế tín hiệu mong muốn.

Tối ưu thông lượng cho hệ thống NOMA

Giả sử đầu thu gần trạm sử dụng SIC để loại bỏ hoàn toàn nhiễu từ các UE xa trạm. Từ phương trình (2) và (3), tỷ số tín hiệu trên nhiễu và can nhiễu SINR tại UE1 và UE2 tương ứng:

$$SINR_1 = \frac{P_1 g_1}{N_0 \omega B} \quad (4)$$

$$SINR_2 = \frac{P_2 g_1}{P_1 g_1 + N_0 \omega B} \quad (5)$$

với N_0 là mật độ công suất nhiễu, ω là số khối nguồn cấp cho hệ thống (xét trong hệ thống LTE/LTE A), và B là băng thông một khối nguồn. Thông lượng của UE1, và UE2:

$$R_1 = \omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_1 g_1}{N_0 \omega B} \right) \quad (6)$$

$$R_2 = \omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_2 g_2}{P_1 g_2 + N_0 \omega B} \right) \quad (7)$$

Bài toán cực đại tổng thông lượng đường xuống được định nghĩa⁹:

$$\begin{aligned} \arg \max : \\ P_1, P_2 \\ f(P_1, P_2) &= \omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_1 g_1}{N_0 \omega B} \right) \\ &+ \omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_2 g_2}{P_1 g_2 + N_0 \omega B} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

với điều kiện:

$$C1 : \quad P_1 + P_2 \leq P_t, \quad (9)$$

$$C2 : \quad \omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_1 g_1}{N_0 \omega B} \right) \geq R_1, \quad (10)$$

$$\omega B \log_2 \left(1 + \frac{P_2 g_2}{P_1 g_2 + N_0 \omega B} \right) \geq R_2, \quad (11)$$

$$\frac{P_2 g_1}{N_0 \omega B} - \frac{P_1 g_1}{N_0 \omega B} \geq P_{th} \quad (12)$$

C1 là điều kiện về quỹ công suất đường xuống sao cho tổng công suất truyền cho 2 UE nhỏ hơn hoặc bằng công suất truyền P_t . C2 và C3 là điều kiện đảm bảo mức thông lượng tối thiểu R_1 và R_2 của mỗi UE. C4 là điều kiện để UE1 có thể dùng SIC loại bỏ nhiễu từ UE2, với P_{th} là sự khác biệt công suất tối thiểu cần thiết để phân biệt tín hiệu của UE1 và UE2. Sử dụng điều kiện KKT (Karush Kuhn Tucker) cho bài toán cực đại thông lượng như trên, mức công suất tối ưu tìm được như sau⁹:

$$\left\{ \begin{aligned} P_1 &= \frac{P_t}{2} - \frac{\omega(\varphi_2 - 1)}{2\gamma_1} \\ P_2 &= \frac{P_t(\varphi_2 - 1)}{\varphi_2} - \frac{\omega(\varphi_2 - 1)}{2\gamma_1} \\ P_1 \gamma_1 - (\varphi_2 - 1)\omega &> 0 \\ (P_2 - P_1)\gamma_1 - P_{th} &> 0 \end{aligned} \right. \quad (13)$$

với $\varphi_i = \frac{2R_i}{\omega B}$ và $\gamma_i = \frac{g_i}{N_0 B}$.

Hoặc:

$$\left\{ \begin{aligned} P_1 &= \frac{P_t}{2} - \frac{P_{th}}{2\gamma_1} \\ P_2 &= \frac{P_t}{2} + \frac{P_{th}}{2\gamma_1} \\ P_1 \gamma_1 - (\varphi_2 - 1)\omega &> 0 \\ P_2 \gamma_2 - (\varphi_1 - 1)(P_1 \gamma_2 + \omega) &> 0 \end{aligned} \right. \quad (14)$$

Trong phần tiếp theo, mức công suất tối ưu sẽ được áp dụng trong thiết kế đầu phát và thu sử dụng kỹ thuật Log Likelihood Ratio (LLR).

Hệ thống noma sử dụng IIR

Phương pháp truyền tín hiệu cho phía phát

Xét hệ thống đường xuống như Hình 2, công suất tối ưu phân bổ đường xuống cho UE1, UE2 tương ứng là P_1 và P_2 ($P_2 > P_1$) được xác định trong (13) hoặc (14). Gọi $d_1 = (\sqrt{P_2} - \sqrt{P_1})/\sqrt{2}$, và $d_2 = (\sqrt{P_2} + \sqrt{P_1})/\sqrt{2}$, phương pháp ghép tín hiệu tại đầu phát được đưa ra trong 3GPP là MUST loại 1 như Hình 3⁵. Trong phương pháp điều chế này, tín hiệu từ các UE được xử lý độc lập theo thứ tự: điều chế QPSK, phân bổ công suất và tổng hợp tín hiệu. Tuy nhiên, sau khi ghép hai luồng dữ liệu QPSK, sự phân bố các điểm tín hiệu trên giản đồ 16QAM không tuân theo mã Gray. Điều đó có nghĩa, hai điểm tín hiệu liền kề nhau khác nhau 2 bit. 3GPP cũng đưa ra một dạng ghép khác để đảm bảo sự phân bố các điểm trên giản đồ tuân theo mã Gray, và gọi là MUST loại 2⁵. Với phương thức truyền này, các bit dữ liệu khác nhau của các UE được ghép chung vào một ký tự truyền dẫn. Sự

phân bố các điểm trên giản đồ được xác định bởi số bit trên một ký tự và công suất phân bổ cho các UE. Trong hệ thống NOMA đường xuống gồm 2 UE, nếu sử dụng QPSK, hai bit mỗi UE được ghép chung trong một ký hiệu tạo thành chòm sao có dạng 16QAM và tuân theo mã Gray như Hình 4. Sơ đồ khối thực hiện tại đầu phát như Hình 5.

Nguyên lý chính là dựa trên kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM gồm chuyển đổi từ nối tiếp sang song song (S/P: Serial to Parallel), biến đổi Fourier rời rạc đảo (IFFT: Inverse fast Fourier transform), chuyển nối tiếp sang song song (P/S: Parallel to Serial), và thêm tiền tố vòng (CP: cyclic prefix). Các ký hiệu từ các UE sẽ ghép chung với nhau và được ánh xạ lên giản đồ chòm sao theo mã Gray tương ứng.

Nguyên lý tách tín hiệu tại đầu thu

Việc tách tín hiệu được thực hiện tại mỗi đầu thu thông qua phương pháp tỷ số Log Likelihood Ratio (LLR) như Hình 6

Trong OFDM, việc chèn CP nhằm tránh nhiễu liên ký hiệu do hiệu ứng đa đường mà không làm mất trực giao giữa các sóng mang con. Hơn nữa, tích chập tuyến tính của tín hiệu x với đáp ứng kênh truyền h_i được chuyển thành tích chập vòng đối với phần tín hiệu. Điều đó cho phép các mẫu ký hiệu thứ k tại người dùng thứ i nhận được $Y_{ik}(k=0 \rightarrow (N_{FFT}-1)$ và $(i=1,2)$ sau khi qua bộ FFT được biểu diễn¹⁴:

$$Y_{ik} = H_{ik}S_k + N_{ik}, \tag{15}$$

với H_{ik} là đáp ứng kênh ở miền tần số và N_{ik} là nhiễu Gauss của người dùng thứ i tần số thứ k . Xét kênh truyền Rayleigh đa đường với L tap có đáp ứng kênh $h_i = \{h_{i0}, h_{i1}, \dots, h_{i(L-1)}\}$.

Viết lại (15) cho vector ký hiệu sau khi FFT tại đầu thu của mỗi UE:

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{S} + \mathbf{N}_i \tag{16}$$

Phương trình (16) tương đương ở miền tần số của (2) và (3), với \mathbf{S} là vector truyền gồm các ký hiệu $S_k = \sqrt{P_1}S_{1k} + \sqrt{P_2}S_{2k}$. S_k là một điểm trên giản đồ chòm sao theo MUST 2.

Giả sử kênh Rayleigh đa đường với $H_{ik} \sim CN(0, E[|H_{ik}|^2])$ đặt $G_i = E[|H_{ik}|^2]$ và nhiễu Gauss tác động lên tín hiệu của hai UE $N_{ik} \sim CN(0, N_0)$, dựa vào giản đồ chòm sao trong Hình 4, tỷ số LLR được định nghĩa cho mỗi bit b_1, b_2, b_3 và b_4 tại sóng mang thứ k và người dùng thứ i như sau:

$$LLR(b_m) = \log \left(\frac{\Pr\{b_m = 1|Y_{ik}, H_{ik}\}}{\Pr\{b_m = 0|Y_{ik}, H_{ik}\}} \right) \tag{17}$$

với $\Pr\{\cdot\}$ là xác suất có điều kiện. Nếu $LLR(b_m) \geq 0$ suy ra $b_m = 1$, ngược lại $LLR(b_m) < 0$ suy ra $b_m = 0$. Gọi S_m^1 và S_m^0 là các tập các ký tự, trong đó bit thứ m tương ứng là bit “1” và bit “0”. S_α và S_β là một điểm sao thuộc tập tương ứng là S_m^1 và S_m^0 . Phương trình (17) được viết lại:

$$LLR(b_m) = \log \left(\frac{\sum_{S_\alpha \in S_m^1} \Pr\{S_\alpha|Y_{ik}, H_{ik}\}}{\sum_{S_\beta \in S_m^0} \Pr\{S_\beta|Y_{ik}, H_{ik}\}} \right) \tag{18}$$

Áp dụng định lý Bayes, phương trình trên được viết lại:

$$LLR(b_m) = \log \left(\frac{\sum_{S_\alpha \in S_m^1} \Pr\{Y_{ik}|S_\alpha, H_{ik}\}}{\sum_{S_\beta \in S_m^0} \Pr\{Y_{ik}|S_\beta, H_{ik}\}} \right) \tag{19}$$

Ta có¹⁵:

$$\Pr\{Y_{ik}|S_k, H_{ik}\} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left(-\frac{1}{N_0} \|Y_{ik} - H_{ik}S_k\|^2 \right) \tag{20}$$

Tỷ số LLR cho bit b_m được viết lại:

$$LLR(b_m) = \log \left(\frac{\sum_{S_\alpha \in S_m^1} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \|Y_{ik} - H_{ik}S_\alpha\|^2 \right\}}{\sum_{S_\beta \in S_m^0} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \|Y_{ik} - H_{ik}S_\beta\|^2 \right\}} \right) \tag{21}$$

Dựa vào phương trình xấp xỉ được đề xuất bởi Viterbi (1998)¹⁶ như sau:

$$\log(\sum_i \exp(\zeta_i)) \approx \max_i(\zeta_i) \tag{22}$$

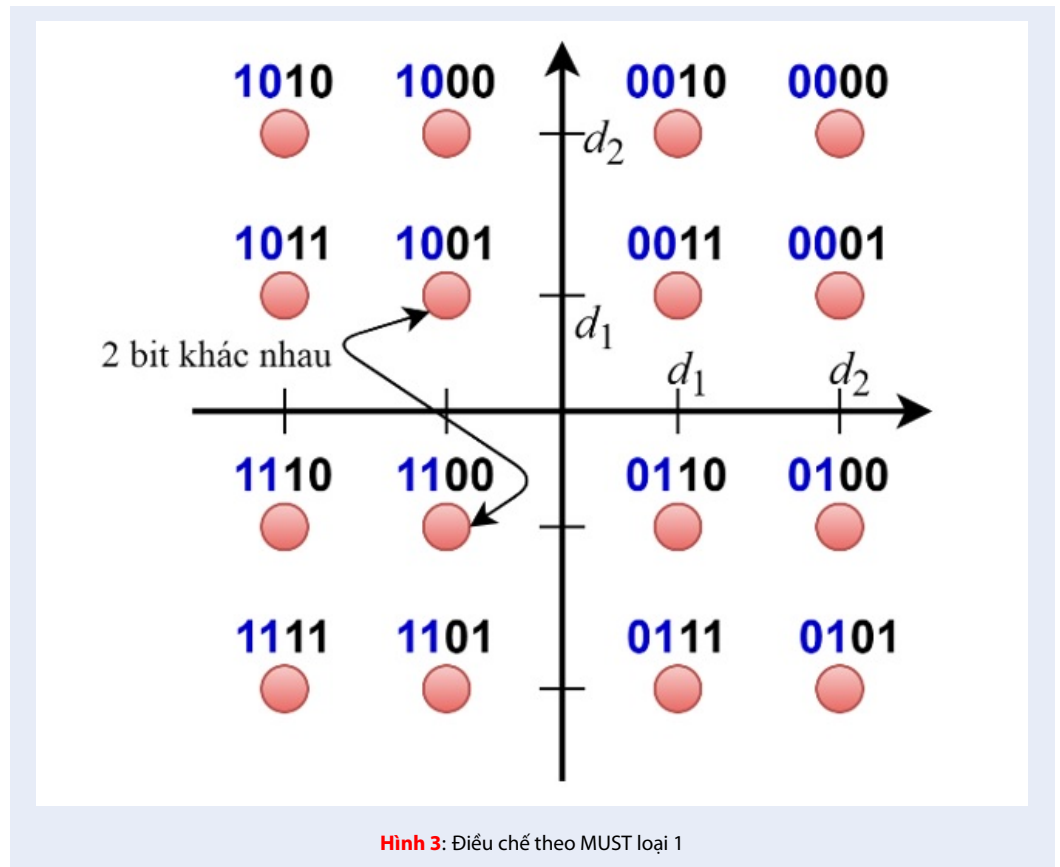
Phương trình (21) viết lại:

$$LLR(b_m) = -\min_{S_\alpha \in S_m^1} \left(\frac{1}{N_0} \|Y_{ik} - H_{ik}S_\alpha\|^2 \right) + \min_{S_\beta \in S_m^0} \left(\frac{1}{N_0} \|Y_{ik} - H_{ik}S_\beta\|^2 \right) \tag{23}$$

Do chỉ xét dấu của $LLR(b_m)$,

$$LLR(b_m) = -\min_{S_\beta \in S_m^0} (|Z_{ik} - S_\beta|^2) + \min_{S_\alpha \in S_m^1} (|Z_{ik} - S_\alpha|^2) \tag{24}$$

với $Z_{ik} = \frac{Y_{ik}}{H_{ik}} = S_{ik} + \frac{N_{ik}}{H_{ik}} = S_{ik} + N_{ik}$. Phương trình (24) được xác định tỷ số LLR của các bit b_m trong một ký tự tương ứng với điểm sao ký hiệu Z_{ik} nhận được tại mỗi đầu thu. Bằng cách so sánh với ngưỡng 0 cho mỗi giá trị LLR, ta có thể xác định giá trị bit bằng 0 hoặc 1.



Hiệu năng hệ thống noma sử dụng LLR

Đánh giá hiệu năng người dùng ở xa trạm gốc UE2

Hai bit của UE2 được ghép vào một ký tự truyền dẫn là b_1 và b_2 . Xác suất lỗi bit của UE2 được xác định thông qua xác suất lỗi bit thứ nhất và thứ 2 tương ứng là P_{b_1} và P_{b_2} của chòm sao:

$$P_{UE2} = \frac{1}{2} (P_{b_1} + P_{b_2}) \tag{25}$$

- Tính xác suất lỗi bit P_{b_1}

Dựa vào giản đồ chòm sao, gọi S_1 và S_Q là thành phần đồng pha và vuông pha của bit thứ 1, người dùng thứ 2 và sóng mang thứ k :

$$b_1 = 1 \text{ khi } S_1 = -d_1 \text{ hoặc } S_1 = -d_2,$$

$$b_1 = 0 \text{ khi } S_1 = d_1 \text{ hoặc } S_1 = d_2,$$

$$\text{và } \Pr\{S_1 = \pm d_1\} = \Pr\{S_1 = \pm d_2\} = \frac{1}{4}.$$

$$P_{b_1} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} P_{b_1|S_1=-d_1} & +P_{b_1|S_1=-d_2} \\ +P_{b_1|S_1=d_1} & +P_{b_1|S_1=d_2} \end{pmatrix} \tag{26}$$

- Tính $P_{b_1|S_1=-d_1}$

$$P_{b_1|S_1=-d_1} = \Pr\{\text{LLR}(b_1) < 0 | S_1 = -d_1, \mathbf{H}_2\} \tag{27}$$

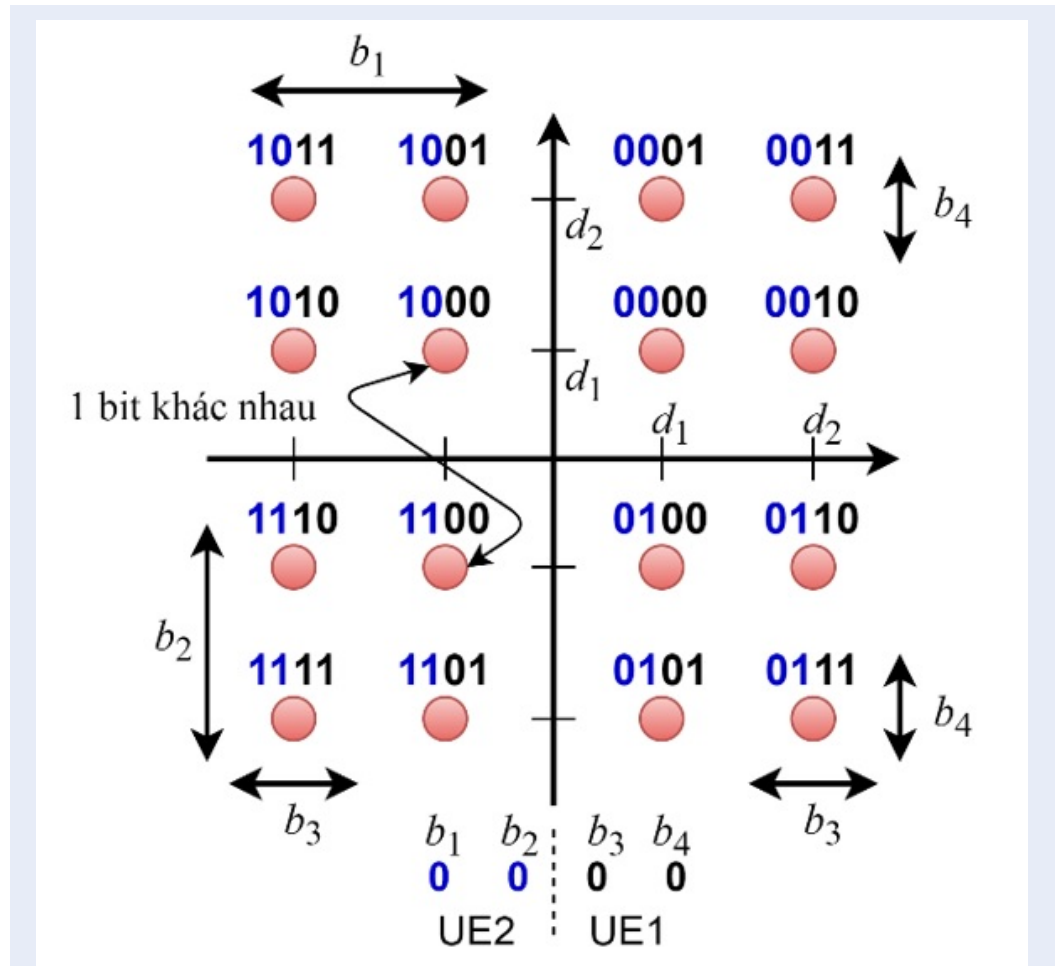
Từ phương trình (24):

$$\text{LLR}(b_1) = - \min_{S_\beta \in S_1^0} (||S_{ik} - S_\beta + N_{2k}||^2) + \min_{S_\alpha \in S_1^1} (||S_{ik} - S_\alpha + N_{2k}||^2) \tag{28}$$

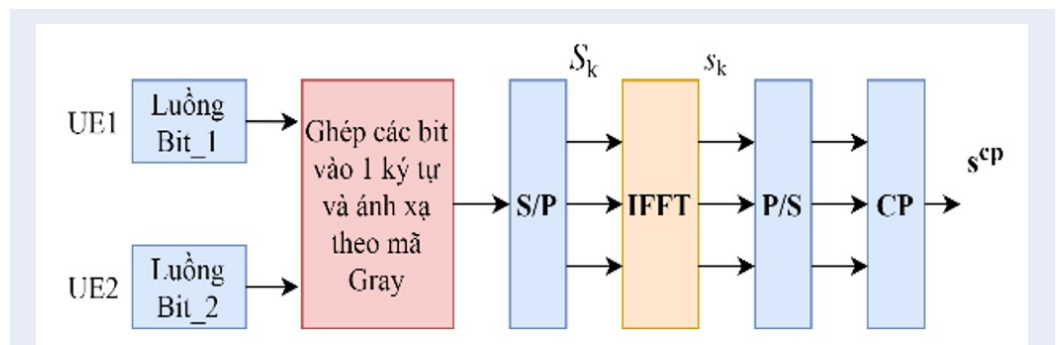
$S_{ik}, s_\alpha, s_\beta$ và N_{2k} là các giá trị phức. Giả sử tồn tại S_α^* với $S_\alpha^* \in S_1^1$ và S_β^* với $S_\beta^* \in S_1^0$ sao cho khoảng cách S_α^*, S_β^* đến $S_{ik} + N_{2k}$ là nhỏ nhất. Khi đó, dựa vào chòm sao ở Hình 4, ta có $S_{\beta Q}^* = S_{\alpha Q}^*$. Phương trình (28) được viết lại cho các thành phần đồng pha I và vuông pha Q :

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_1) &= \left(\left| (S_I - S_{\beta I}^* + N_{2kI}) + j(S_Q - S_{\beta Q}^* + N_{2kQ}) \right|^2 \right) \\ &\quad - \left| (S_I - S_{\alpha I}^* + N_{2kI}) + j(S_Q - S_{\alpha Q}^* + N_{2kQ}) \right|^2 \tag{29} \\ &= (S_{\beta I}^* - S_{\alpha I}^*) (S_{\beta I}^* + S_{\alpha I}^* - 2S_I - 2N_{2kI}) \end{aligned}$$

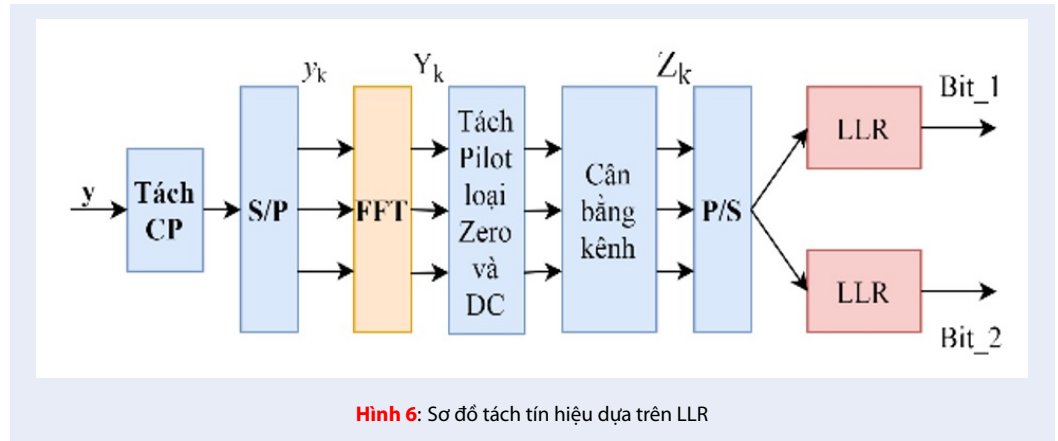
với $S_{\alpha I}^* = \{-d_1, -d_2\}$ và $S_{\beta I}^* = \{d_1, d_2\}$. Xét lần lượt trường hợp của S_α^* và S_β^* cùng với $S_I = -d_1$. Từ



Hình 4: Điều chế theo MUST loại 2



Hình 5: Mô hình đầu phát của hệ thống NOMA 2 người dùng



Hình 6: Sơ đồ tách tín hiệu dựa trên LLR

(27) và (29), giải $LLR(b_1) < 0$, điều kiện của nhiễu khi nhận sai bit khi:

$$N_{2kl} > d_1 \quad (30)$$

Khi đó, $P_{b_1|S_1=-d_1}$ được viết lại:

$$P_{b_1|S_1=-d_1} = \Pr\{N_{2kl} > d_1\} \quad (31)$$

$N_{2kl} = \text{Re}\left\{\frac{N_{2k}}{H_{2k}}\right\} = \frac{H_{2kl}}{H_{2kl}^2 + H_{2kQ}^2} N_{2kl}$. Theo giả thiết $N_{2k} \sim \text{CN}(0, N_0)$, nhiễu trên trục đồng pha là $N_{2kl} \sim N(0, \frac{N_0}{2})$. Do đó, nhiễu là $N_{2kl} \sim N(0, \frac{1}{\|H_{2k}\|^2} \frac{N_0}{2})$ và hàm mật độ là

$$f_{N_{2kl}}(n) = \frac{\|H_{2k}\|}{\sqrt{N_0}\pi} \exp\left(-\|H_{2k}\|^2 \left(\frac{n}{\sqrt{N_0}}\right)^2\right)$$

Phương trình (31) được khai triển như sau:

$$\begin{aligned} \Pr(N_{2kl} > d_1) &= \int_{d_1}^{+\infty} f_{N_{2kl}}(n) dn \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2d_1^2 \|H_{2k}\|^2}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (32)$$

với $Q(\cdot)$ là hàm Q. Từ giả thiết $H_{2k} \sim \text{CN}(0, E[\|H_{2k}\|^2])$, và đặt $G_2 = E[\|H_{2k}\|^2]$ là độ lợi kênh trung bình của UE2, $\|H_{2k}\|^2$ tuân theo phân bố kênh Rayleigh, hàm mật độ xác suất là

$$f_{\|H_{2k}\|^2}(x) = \frac{1}{G_2} \exp\left(-\frac{1}{G_2}x\right)$$

Xác suất $P_{b_1|S_1=-d_1}$ được viết:

$$P_{b_1|S_1=-d_1} = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2d_1^2 x}{N_0}}\right) \frac{1}{G_2} e^{-\frac{1}{G_2}x} dx \quad (33)$$

Dựa trên xấp xỉ cho việc tích phân trên cho $\alpha_M Q(\sqrt{\beta_M x})$ trong ¹⁵, với α_M là số điểm lân cận gần nhất trong chùm sao, và β_M là hằng số liên quan đến

khoảng cách tối thiểu tới năng lượng trung bình của ký hiệu, tỉ lệ lỗi bit được xác định:

$$P_{b_1|S_1=-d_1} \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{G_2 d_1^2 / N_0}{1 + G_2 d_1^2 / N_0}}\right) \quad (34)$$

Một cách tính tương tự cho $P_{b_1|S_1=-d_2}$. Từ (29), với $S_{\alpha l}^* = \{-d_1, -d_2\}$ và $S_{\beta l}^* = \{d_1, d_2\}$. Xét lần lượt trường hợp của $S_{\alpha l}^*$ và $S_{\beta l}^*$ cùng với $S_1 = -d_2$. Tỉ lệ lỗi bit cho trường hợp này như sau:

$$\begin{aligned} P_{b_1|S_1=-d_1} &= \Pr\{N_{2kl} > d_2\} \\ &\approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{G_2 d_2^2 / N_0}{1 + G_2 d_2^2 / N_0}}\right) \end{aligned} \quad (35)$$

Dựa trên tính đối xứng của giản đồ chùm sao giữa các tập điểm với $S_l = d_1$ và $S_l = -d_1$, $S_l = d_2$ và $S_l = -d_2$. Ta xác định được $P_{b_1|S_1=d_1} = P_{b_1|S_1=-d_1}$, và $P_{b_1|S_1=d_2} = P_{b_1|S_1=-d_2}$.

Từ phương trình (26), xác suất lỗi bit thứ 1:

$$P_{b_1} \approx \frac{1}{4} \left(2 - \sqrt{\frac{G_2 d_1^2 / N_0}{1 + G_2 d_1^2 / N_0}} - \sqrt{\frac{G_2 d_2^2 / N_0}{1 + G_2 d_2^2 / N_0}}\right) \quad (36)$$

Đồng thời, giản đồ chùm sao Hình 4 cho thấy $P_{b_1} = P_{b_2}$. Xác suất lỗi bit của UE2:

$$\begin{aligned} P_{UE2} &= \frac{1}{2} (P_{b_1} + P_{b_2}) \\ &\approx \frac{1}{4} \left(\sqrt{\frac{G_2 d_1^2 / N_0}{1 + G_2 d_1^2 / N_0}} + \sqrt{\frac{G_2 d_2^2 / N_0}{1 + G_2 d_2^2 / N_0}}\right) \end{aligned} \quad (37)$$

Hiệu năng người dùng ở gần trạm gốc UE1

Hai bit tín hiệu của UE1 được ghép vào một ký tự truyền dẫn là b_3 và b_4 . Xác suất lỗi bit của UE1 được xác định:

$$P_{UE1} = \frac{1}{2} (P_{b_3} + P_{b_4}) \quad (38)$$

Gọi S_I là thành phần đồng pha của bit thứ 3, người dùng thứ 1 và sóng mang thứ k , xác suất lỗi của bit b_3 :

$$P_{b_3} = \frac{1}{4} \left(P_{b_3|S_I=-d_1} + P_{b_3|S_I=-d_2} + P_{b_3|S_I=d_1} + P_{b_3|S_I=d_2} \right) \quad (39)$$

với các xuất lỗi được khai triển như sau:

$$P_{b_3|S_I=-d_1} = P_{b_3|S_I=d_1} = \Pr \{ \text{LLR}(b_3) \geq 0 | S_I = -d_1 | \mathbf{H}_1 \} \quad (40)$$

$$P_{b_3|S_I=-d_2} = P_{b_3|S_I=d_2} = \Pr \{ \text{LLR}(b_3) < 0 | S_I = -d_2 | \mathbf{H}_1 \} \quad (41)$$

Tương tự cho việc khai triển $\text{LLR}(b_3)$ như (29) và giải các bất phương trình trong (40) và (41):

$$P_{b_3|S_I=-d_1} = P_{b_3|S_I=d_1} = \Pr \left\{ N_{1kl} > \frac{d_2 - d_1}{2} \right\} + \Pr \left\{ N_{1kl} > \frac{3d_1 + d_2}{2} \right\}$$

$$P_{b_3|S_I=-d_2} = P_{b_3|S_I=d_2} = \Pr \left\{ \frac{d_2 - d_1}{2} < N_{1l} < \frac{d_1 + 3d_2}{2} \right\}. \quad (43)$$

Tương tự UE2, hàm mật độ của N_{1kl}

$$f_{N_{1kl}}(n) = \frac{\|H_{1k}\|}{\sqrt{N_0\pi}} \exp \left(-\|H_{1k}\|^2 \left(\frac{n}{\sqrt{N_0}} \right)^2 \right),$$

xác suất lỗi bit b_3 được xác định:

$$P_{b_3} \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{G_1 (d_2 - d_1)^2 / N_0}{4 + G_1 (d_2 - d_1)^2 / N_0}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_1 (3d_1 + d_2)^2 / N_0}{4 + G_1 (3d_1 + d_2)^2 / N_0}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_1 (d_1 + 3d_2)^2 / N_0}{4 + G_1 (d_1 + 3d_2)^2 / N_0}} \right) \quad (44)$$

Giản đồ chòm sao Hình 4 cho thấy $P_{b_3} = P_{b_4}$. Xác suất lỗi bit của UE1 là:

$$P_{UE1} \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{G_1 (d_2 - d_1)^2 / N_0}{4 + G_1 (d_2 - d_1)^2 / N_0}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_1 (3d_1 + d_2)^2 / N_0}{4 + G_1 (3d_1 + d_2)^2 / N_0}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_1 (d_1 + 3d_2)^2 / N_0}{4 + G_1 (d_1 + 3d_2)^2 / N_0}} \right) \quad (45)$$

KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Thông số mô phỏng

Tham số mô phỏng của bài viết dựa trên chuẩn LTE/LTE Advance¹⁷ như Bảng 1. UE1 gần trạm phát có độ lợi kênh trung bình cao hơn so với UE2. Mật độ công suất nhiễu AWGN khởi tạo là $1,15 \times 10^{-4} W$. Thông lượng giới hạn cho phép $R_1 = R_2 = 100 Kbps$. Giới hạn công suất cho đầu thu SIC là $P_{tot} = 10 dBm$. Mô phỏng sử dụng phương pháp Monte Carlo trên phần mềm Matlab.

Tham số mô phỏng trình bày trong Bảng 1 để mô phỏng kiểm tra việc công suất tối ưu để thông lượng hệ thống đạt cực đại và đánh giá hiệu năng của hệ thống thông qua tỷ lệ lỗi bit BER.

Bảng 1: Tham số mô phỏng

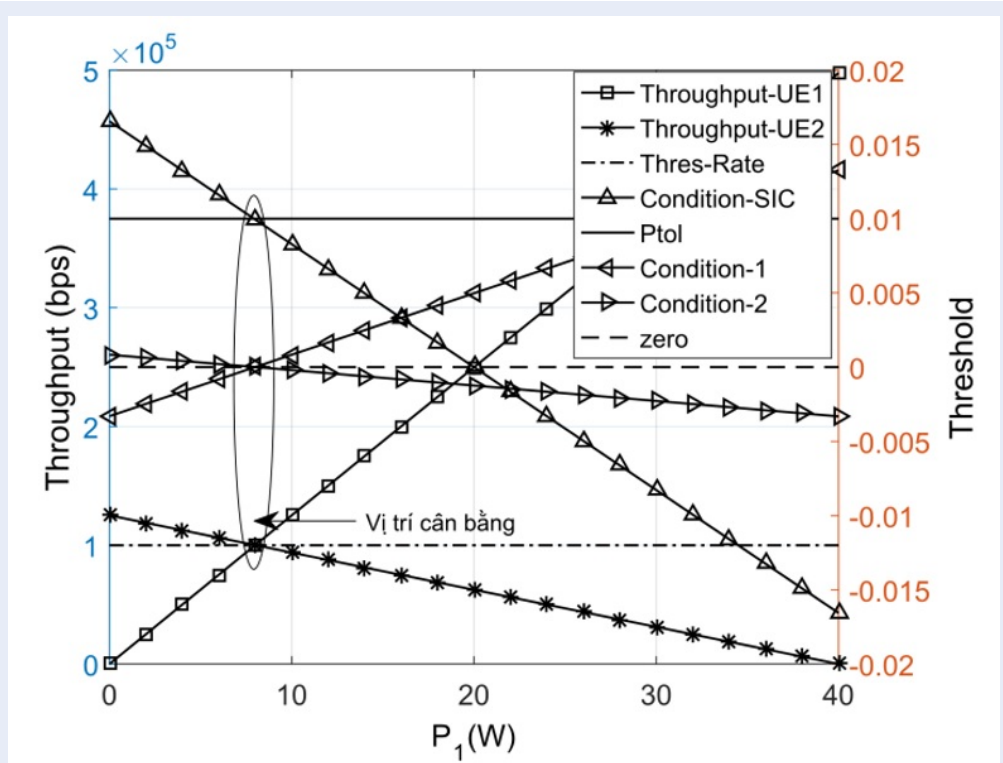
Thông số	Giá trị
Tổng băng thông hệ thống, B	21 MHz
Số khối nguồn khả dụng, ω	1
Tổng công suất đường xuống, P_t	40 W
Ngưỡng hoạt động của đầu thu SIC, P_{th}	10 dBm
Ngưỡng dưới của thông lượng, $R_1 = R_2$	100 Kbps
Mật độ công suất nhiễu N_0	$1,15 \times 10^{-4} W$ $1,15 \times 10^{-6} W$
Khoảng cách từ UE1 và UE2 đến trạm phát tương ứng là	$d^{UE1} = 100 m$ $d^{UE2} = 200 m$

Mức công suất phân bổ tối ưu

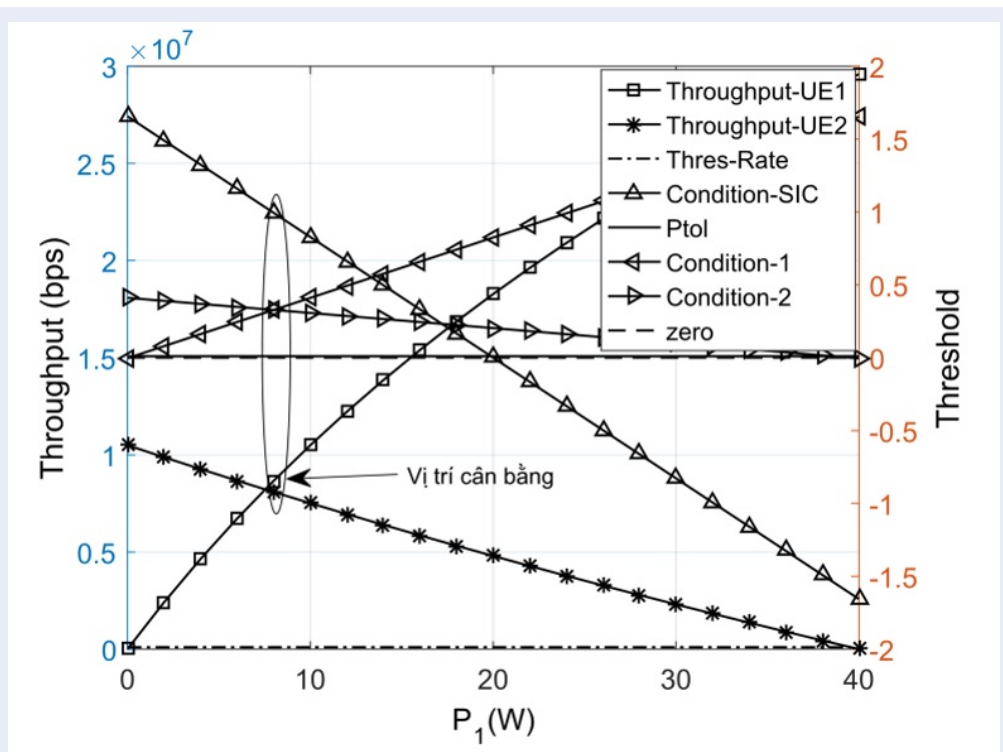
Bằng việc tính toán lý thuyết thông qua (14), mức công suất tối ưu cho hệ thống là $P_1 = 8 W$ và $P_2 = 32 W$. Tức là, hệ số phân bổ công suất cho UE1 và UE2 là $(P_1, P_2) = (0, 2; 0, 8)$. Kiểm chứng trên mô phỏng như Hình 7 bằng cách khảo sát công suất P_1 từ 0 W đến 40 W, mức phân bổ công suất tối ưu đạt được tại $P_1 = 8 W$ như lý thuyết và thỏa mãn 2 điều kiện nghiệm trong (14) (Condition-1 và Condition-2 như hình vẽ). Đồng thời thông lượng của UE1 bằng UE2 và được xem như điểm cân bằng của hệ thống. Khi giảm N_0 đến $N_0 = 1,15 \times 10^{-6} W$, thông lượng tại vị trí cân bằng cho cả 2 UE tăng đến $R_1 = R_2 = 8,07 Mbps$ như Hình 8 và mức công suất phân bổ cho UE1 vẫn đạt được $P_1 = 8 W$.

Hiệu năng hệ thống NOMA đường xuống sử dụng LLR

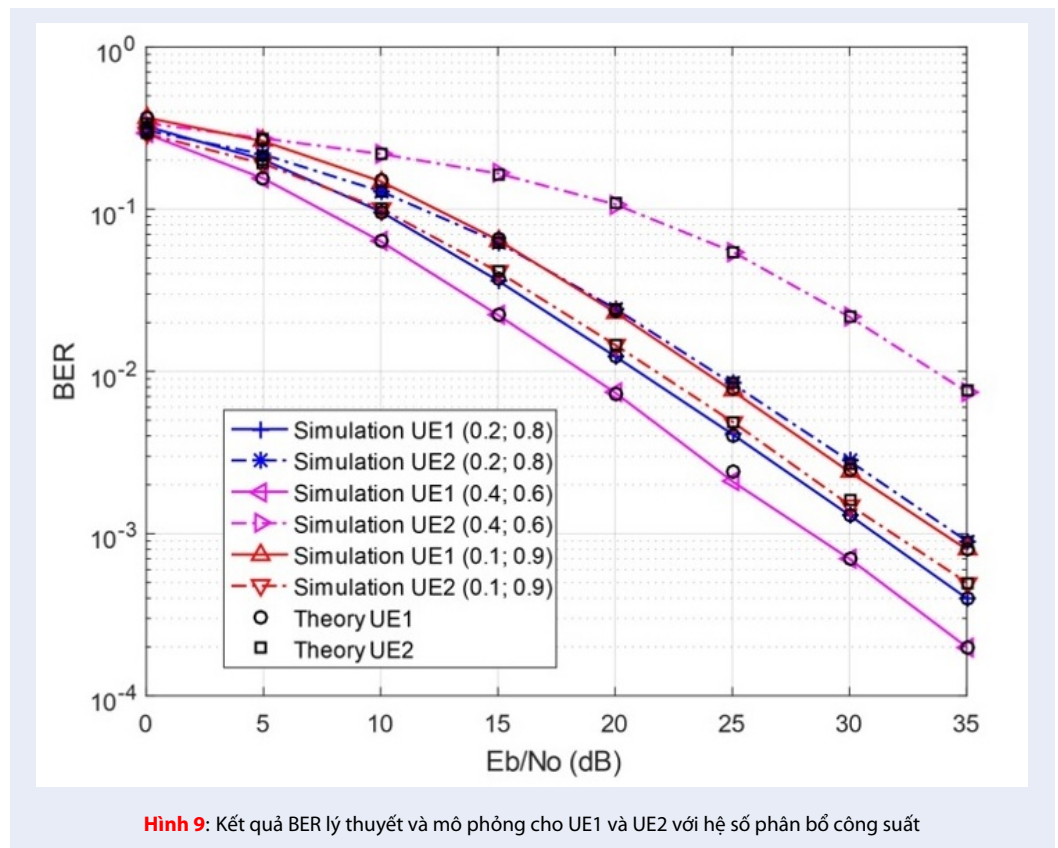
Dựa trên mức công suất tối ưu đạt được ở trên với hệ số công suất phân bổ $(P_1, P_2) = (0, 2, 0, 8)$, hiệu năng



Hình 7: Mức công suất tối ưu phân bổ của UE1 với $N_0=1,15 \times 10^{-4}$ W



Hình 8: Mức công suất tối ưu phân bổ của UE1 với $N_0=1,15 \times 10^{-6}$ W



của hệ thống được đánh giá thông qua tỷ lệ lỗi bit BER tại đầu thu của mỗi UE sử dụng phương pháp LLR để tách tín hiệu tương ứng. Kênh truyền Rayleigh với đáp ứng kênh truyền gồm 10 tap. Tỷ lệ lỗi bit BER được khảo sát theo $E_b/N_0 = [0 : 5 : 35]$ dB.

Kết quả trong Hình 9 cho thấy, đầu thu dùng phương pháp LLR để tách tín hiệu cho tỷ lệ lỗi BER trùng với lý thuyết được tìm trong [35, 45]. Như kết quả trong Hình 9, tỷ lệ lỗi BER của UE1 và UE2 tương ứng là 4×10^{-4} và 9×10^{-4} tại E_b/N_0 là 35 dB. Trường hợp (0, 1, 0, 9), UE2 cho hiệu năng tốt hơn so với UE1 do nhận được nhiều công suất hơn giá trị tối ưu, mức chênh lệch khoảng 2 dB. Ngược lại, khi giảm mức công suất phân bổ cho UE2 đến 0,6, tỷ lệ lỗi BER của UE2 cao hơn UE1 khoảng 12,5 dB.

KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất hai công thức lỗi bit BER trong hệ thống NOMA có hai UE với giả định kênh truyền Rayleigh. Hai phương trình được kiểm chứng kết quả thông qua mô phỏng. Trong hệ thống NOMA, việc phân bổ công suất cho từng người dùng cần được xem xét để đảm bảo hiệu năng của hệ thống được cân bằng giữa các UE. Nghiên cứu này đang được xem xét cho trường hợp có nhiều người dùng hơn.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ Đề tài mã số C2019-18-32.

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

- 3GPP:** Third Generation Partnership Project
- 5G:** thế hệ thứ năm
- BER:** Bit Error Rate
- BS:** Base Station
- CP:** cyclic prefix
- IFFT:** Inverse fast Fourier transform
- KKT:** Karush Kuhn Tucker
- LDPC:** Low Density Parity Check
- LLR:** tỷ số log-likelihood
- MUST:** Multi-user Superposition Transmission
- NOMA:** Non-orthogonal Multiple Access
- OFDM:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- OMA:** Orthogonal Multiple Access
- P/S:** Parallel to Serial
- PDMA:** Pattern Division Multiple Access
- QAM:** Quadrature amplitude modulation

QPSK: Quadrature phase-shift keying
S/P: Serial to Parallel
SCMA: Sparse Code Multiple Access
SIC: Successive Interference Cancellation
TCMA: Trellis Coded Multiple Access
UE: User Equipment

XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả cam kết không mâu thuẫn quyền lợi và nghĩa vụ của các thành viên.

ĐÓNG GÓP CỦA TÁC GIẢ

Tác giả Ngô Thanh Hải chịu trách nhiệm viết bản thảo, thực hiện mô phỏng, và tính toán các công thức.

Tác giả Nguyễn Thái Công Nghĩa tham gia thảo luận để xuất phương pháp thực hiện, và phối hợp chỉnh sửa bản thảo.

Tác giả Đặng Lê Khoa kiểm tra và chỉnh sửa bản thảo trước khi nộp. Đề xuất phương pháp, phối hợp thực hiện mô phỏng và tính toán các công thức, liên hệ phản hồi các câu hỏi và yêu cầu của phản biện và ban biên tập tạp chí.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Zeng M, Yadav A, Dobre OA, Tsiropoulos GI, Poor HV. On the sum rate of MIMO-NOMA and MIMO-OMA systems. *IEEE Wireless Communications Letters*. 2017;6(4):534–537. Available from: <https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2712149>.
2. Yuan L, Pan J, Yang N, Ding Z, Yuan J. Successive Interference Cancellation for LDPC Coded Non-Orthogonal Multiple Access Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2018;67(6):5460–5464. Available from: <https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2831213>.
3. Zhang S, Xu X, Lu L, Wu Y, He G, Chen Y, editors. Sparse code multiple access: An energy efficient uplink approach for 5G wireless systems. *IEEE Global Communications Conference*. 2014;p. 8–12. Available from: <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2014.7037563>.
4. Ding Z, Adachi F, Poor HV. The application of MIMO to non-orthogonal multiple access. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2016;15(1):537–552. Available from: <https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2475746>.
5. Americar G. *Wireless Technology Evolution Towards 5G: 3GPP release 13 to release 15 and beyond*. 2017;.
6. Tran TN, Voznak M. Multi-Points Cooperative Relay in NOMA System with N-1 DF Relaying Nodes in HD/FD Mode for N User Equipments with Energy Harvesting. *Electronics*. 2019;8(2). Available from: <https://doi.org/10.3390/electronics8020167>.
7. Higuchi K, Benjebbour A. Non-orthogonal multiple access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access. *IEICE Transactions on Communications*. 2015;98(3):403–414. Available from: <https://doi.org/10.1587/transcom.E98.B.403>.
8. Li A, Lan Y, Chen X, Jiang H. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for future downlink radio access of 5G. *China Communications*. 2015;12:28–37. Available from: <https://doi.org/10.1109/CC.2015.7386168>.
9. Ali MS, Tabassum H, Hossain E. Dynamic user clustering and power allocation for uplink and downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) systems. *IEEE Access*. 2016;4:6325–6343. Available from: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2016.2604821>.
10. Cui J, Ding Z, Fan P, Al-Dahhir N. Unsupervised Machine Learning-Based User Clustering in Millimeter-Wave-NOMA Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2018;17(11):7425–7440. Available from: <https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2867180>.
11. Yan C, Harada A, Benjebbour A, Lan Y, Li A, Jiang H, editors. Receiver Design for Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA). 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2015;p. 11–14. Available from: <https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7146043>.
12. Raju MS, Ramesh A, Chockalingam A, editors. BER analysis of QAM with transmit diversity in Rayleigh fading channels. *IEEE Global Telecommunications Conference (IGLOBECOM)*. 2003;p. 1–5.
13. Ding Z, Yang Z, Fan P, Poor HV. On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users. *IEEE Signal Processing Letters*. 2014;21(12):1501–1505. Available from: <https://doi.org/10.1109/LSP.2014.2343971>.
14. Cho YS, Kim J, Yang WY, Kang CG. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*: Wiley. 2010; Available from: <https://doi.org/10.1002/9780470825631>.
15. Goldsmith A. *Wireless Communications*: Cambridge University Press. 2005; Available from: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511841224>.
16. Viterbi AJ. An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1998;16(2):260–264. Available from: <https://doi.org/10.1109/49.661114>.
17. Hara S, Prasad R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*: Artech House Publishers. 2003;.

Performance of non-orthogonal multiple access downlink system using the Log-Likelihood ratio

Ngo Thanh Hai, Nguyen Thai Cong Nghia, Dang Le Khoa*



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

ABSTRACT

Non-orthogonal multiple access (NOMA) is one of the potential technologies for fifth generation (5G) cellular networks. This technique can combine with other techniques such as Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Multiple Input Multiple Output (MIMO). In NOMA downlink, signals from multiple users are superposed in time-frequency domain. Hence, NOMA systems have a larger throughput than orthogonal multiple access systems. There are several schemes for NOMA detection. The successive interference cancellation (SIC) is commonly used to decode desired signals at the receivers. Some NOMA schemes with SIC are ideal SIC, symbol-level SIC and codeword-level SIC. The previous studies showed that the log-likelihood ratio (LLR) has a performance as ideal SIC. In this paper, we derive the bit error rate for a NOMA downlink system with 2 users (UE) using LLR receiver. This study considers the system over a Rayleigh fading channel and the presence of Additive White Gaussian Noise. The closed-form equations have been proposed for each user with QPSK mapping. The simulation results show that the performance of the system is consistent with the proposed formula

Key words: Non-orthogonal multiple access (NOMA), Performance, 5G cellular, Log-Likelihood ratio (LLR)

University of Science, VNU-HCM,
Vietnam

Correspondence

Dang Le Khoa, University of Science,
VNU-HCM, Vietnam

Email: dlkhoa@hcmus.edu.vn

History

- Received: 21-12-2018
- Accepted: 07-8-2020
- Published: 16-8-2020

DOI : 10.32508/stdjns.v4i3.662



Copyright

© VNU-HCM Press. This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Cite this article : Hai NT, Nghia NT C, Khoa DL. Performance of non-orthogonal multiple access down-link system using the Log-Likelihood ratio . *Sci. Tech. Dev. J. - Nat. Sci.*; 4(3):621-632.