Đánh giá hiệu năng của hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền với điều chế thích nghi

On the Performance of Underlay Cognitive Networks with Adaptive Modulation

Nguyễn Văn Chính, Võ Nguyễn Quốc Bảo

***Abstract**: In this paper, we study adaptive modulation for cognitive underlay networks taking into account the interference link from the secondary transmitter to the primary receiver. We have proposed the mathematical analysis framework to derive the system performance in terms of outage probability, spectral efficiency and average bit error rate over Rayleigh fading channels. Monte-Carlo simulations based on Matlab have been performed to verify the correctness of the analysis as well as to show the advantages of the proposed system.*

I. GIỚI THIỆU

Truyền thông nhận thức là một công nghệ tiềm năng cho phép cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần bằng cách cho phép các mạng thứ cấp (không có phép sử dụng tần số) hoạt động trên cùng băng tần với mạng sơ cấp (được cấp phép sử dụng tần số) với điều kiện là hoạt động truyền phát của mạng thứ cấp không gây hại cho mạng sơ cấp [1]. Trong ba loại mạng vô tuyến nhận thức: dạng nền, dạng đan xen và dạng chồng chập thì mạng vô tuyến nhận thức dạng nền nhận được sự quan tâm của các nhà nghiên cứu khi mạng thứ cấp không bị giới hạn bởi hoạt động của mạng sơ cấp [2,3].

Tuy nhiên, để tránh gây can nhiễu cho mạng sơ cấp, máy phát thứ cấp của mạng vô tuyến nhận thức dạng nền phải điều chỉnh công suất phát để công suất can nhiễu nhận tại máy thu sơ cấp phải nhỏ hơn một giá trị quy định trước, thường được gọi là công suất can nhiễu tối đa cho phép [4-8]. Trong thực tế, giá trị của công suất can nhiễu tối đa cho phép thường nhỏ dẫn đến vùng phủ sóng của mạng thứ cấp giới hạn và việc đảm bảo chất lượng dịch vụ cho mạng thứ cấp (QoS) là một bài toán khó [6].

Truyền dẫn thích nghi là một kỹ thuật đơn giản nhưng hiệu quả đối với mạng vô tuyến và kênh truyền fading [9,10]. Truyền thích nghi cho phép các hệ thống điều chỉnh mức điều chế và/hoặc công suất phát phù hợp với điều kiện kênh truyền để cải thiện dung lượng hoặc hiệu suất phổ tần. Đến nay, truyền thích nghi được áp dụng trong hầu hết các chuẩn vô tuyến thế hệ mới [11].

Cho đến nay, đã có một số nghiên cứu đề xuất áp dụng kỹ thuật truyền thích nghi cho mạng vô tuyến nhận thức, ví dụ [12-20]. Bài báo [12] khảo sát dung lượng của hệ thống thứ cấp với điều kiện xác suất dừng can nhiễu và với điều kiện xác suất dừng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu. Trong [13-15], tác giả áp dụng kỹ thuật điều chế thích nghi cho hệ thống switch- and-scan combining (SSC) thứ cấp trong đó anten được chọn để phát là anten có tỷ số tín hiệu trên nhiễu đến máy thu thứ cấp tốt nhất và tỷ số tín hiệu trên nhiễu đến máy thu sơ cấp nhỏ hơn giá trị ngưỡng quy định. Bài báo [16] và [17] khảo sát ảnh hưởng của hệ thống sơ cấp lên hệ thống thứ cấp sử dụng kỹ thuật điều chế thích nghi ở kênh truyền fading Nakagami-*m*.

Trong bài báo [18-20], tác giả xem xét bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống thứ cấp với giả sử rằng thông tin lượng tử của kênh truyền thứ cấp và kênh truyền can nhiễu là sẵn có. Sử dụng phương pháp lặp, bài báo chứng minh rằng hiệu suất tần tối ưu của hệ thống là gần bằng với hệ thống sử dụng thông tin kênh truyền đầy đủ. Trong các bài báo kể trên,

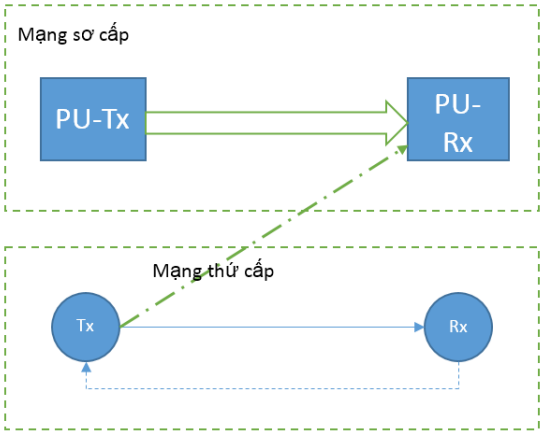
ngoại trừ bài báo [12], đều điều chỉnh mức điều chế theo tỷ số tín hiệu của kênh truyền thứ cấp mà bỏ qua kênh truyền can nhiễu. Tuy nhiên, trong thực tế, kênh truyền can nhiễu đóng vai trò quan trọng trong tỷ số tín hiệu trên nhiễu tại máy thu thứ cấp.

Trong bài báo này, chúng tôi nghiên cứu áp dụng kỹ thuật truyền thích nghi cho mạng vô tuyến nhận thức dạng nền để cải thiện hiệu năng của hệ thống trong đó xem xét đến kênh truyền can nhiễu từ nút phát thứ cấp đến nút thu sơ cấp trong tỷ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống thứ cấp. Bài báo đã phân tích hiệu năng của hệ thống báo gồm xác suất của mỗi chế độ truyền, xác suất dừng, hiệu suất phổ tần và xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống ở kênh truyền fading Rayleigh.

Phần tiếp theo của bài báo bao gồm bốn Phần: đề xuất mô hình và xây dựng mô hình toán cho hệ thống ở Phần II; tính toán hiệu năng của hệ thống trên kênh truyền fading Rayleigh ở Phần III; và mô phỏng Monte Carlo kiểm chứng trên phần mềm Matlab ở Phần IV.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Xem xét hệ thống vô tuyến nhận thức như Hình 1 trong đó máy phát thứ cấp (Tx) truyền tín hiệu đến máy thu thứ cấp (Rx) trên cùng băng tần với hệ thống sơ cấp (PU-Tx và PU-Rx) sử dụng kỹ thuật truyền dạng nền.



Hình 1. Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền sử dụng điều chế thích nghi.

Gọi h và f lần lượt là hệ số kênh truyền của kênh truyền từ máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp và máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp. Khi sử dụng kỹ thuật truyền nền, công suất phát của máy phát thứ cấp, P, sẽ điều chỉnh phụ thuộc vào độ lợi kênh truyền tức thời của kênh truyền can nhiễu để không gây quá mức can nhiễu chịu đựng tại máy thu sơ cấp, I_p, dẫn đến

$$P \le \min\left(\frac{I_p}{|f|^2}, P_{max}\right). \quad (1)$$

Với công nghệ loại can nhiễu hiện tại, giá trị của I_p thường nhỏ hơn nhiều so với P_{max}, tức là, $I_p \ll P_{max}$. Do đó, để nâng cao hiệu năng của hệ thống thứ cấp, giá trị của P thường được chọn như sau:

$$P = \frac{I_p}{|f|^2}. \quad (2)$$

Tỷ số tín hiệu trên nhiễu thu được tại máy thu thứ cấp như sau:

$$\gamma = \frac{I_p}{N_0}\frac{|h|^2}{|f|^2} \quad (3)$$

với N_0 là công suất của nhiễu trắng tại máy thu. Ở đây, chúng ta giả sử rằng vùng phủ sóng của máy phát sơ cấp lớn hơn rất nhiều so với máy phát thứ cấp, ví dụ mô hình hệ thống đề cập trong chuẩn IEEE 802.22, nên công suất can nhiễu do máy phát sơ cấp gây tại máy thu thứ cấp rất nhỏ nên ta có thể xem công suất can nhiễu như nhiễu trắng [21-24].

Xem xét kênh truyền fading Rayleigh, $|h|^2$ và $|f|^2$ sẽ có phân bố hàm mũ với trung bình lần lượt $\lambda_h = E\{|h|^2\}$ và $\lambda_f = E\{|f|^2\}$ với $E\{.\}$ là toán tử trung bình thống kê. Sử dụng xác suất có điều kiện, hàm phân bố xác suất tích lũy (Cummulative Distribution Function - CDF) của γ có thể được tính như sau [25]

$$\begin{aligned} F_\gamma(\gamma) &= \Pr\left(\frac{I_p}{N_0}\frac{|h|^2}{|f|^2} < \gamma\right) \\ &= \int_0^\infty F_{|h|^2}\left(\frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0}}\right) f_{|f|^2}(x)dx \\ &= \int_0^\infty \left[1-\exp\left(-\frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0}\lambda_h}\right)\right] f_{|f|^2}(x)dx \\ &= \frac{\gamma}{\gamma+\alpha} \end{aligned} \quad (4)$$

với $\alpha = \frac{\lambda_h}{\lambda_f}$.

Từ hàm CDF của γ ở (4), ta tìm được hàm mật độ phân bố xác suất (Probability Density Function – PDF) của γ như sau

$$\begin{aligned} f_\gamma(\gamma) &= \frac{dF_\gamma(\gamma)}{d\gamma} \\ &= \frac{\alpha}{(\gamma+\alpha)^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Do hệ thống thứ cấp sử dụng điều chế thích nghi với mục đích cải thiện hiệu suất phổ tần trong khi vẫn đảm bảo chất lượng dịch vụ quy đổi ở mức xác suất lỗi bit yêu cầu cho trước, BEP_T. Giả sử rằng hệ thống sử dụng điều chế thích nghi M-QAM với K chế độ truyền, nút đích thứ cấp sẽ chia tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu tức thời nhận mà nó nhận được thành K vùng không trùng lặp được phân biệt bởi các ngưỡng chuyển, $\{\gamma_T^k\}_{k=0}^K$ với $\gamma_T^0 = 0$ và $\gamma_T^K = \infty$. Mỗi vùng tương ứng với một chế độ truyền và các giá trị này sẽ được tính toán để đảm bảo xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống nhỏ hơn hoặc bằng giá trị yêu cầu, BEP_T.

Nút đích sẽ so sánh tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu tức thời mà nó nhận được với các ngưỡng ở trên, cụ thể nếu $\gamma_T^{k-1} \le \gamma \le \gamma_T^k$ với $k \ge 1$ thì chế độ truyền thứ k, sẽ được sử dụng. Nút đích sẽ hồi tiếp thông tin của mức điều chế này về máy phát sơ cấp sử dụng đường truyền hồi tiếp với số bit hồi tiếp tối thiểu là $\lceil \log_2 K \rceil$ với $\lceil . \rceil$ là hàm lấy số nguyên trên gần nhất [26]. Ở đây, để dễ dàng đánh giá ảnh hưởng của điều chế thích nghi lên hệ thống thứ cấp dạng nền, chúng ta giả sử rằng đường truyền hồi tiếp là không lỗi và không trễ. Tuy nhiên, ảnh hưởng của lỗi và trễ có thể đánh giá sử dụng phương pháp đề cập ở bài báo [27, 28].

Với xác suất lỗi bit cho trước, BEP_T, ngưỡng chuyển của chế độ thứ k, γ_T^k, sẽ được tính để đảm bảo rằng xác suất lỗi bit tức thời của hệ thống[1] sẽ nhỏ hơn hoặc bằng BEP_T. Khi hệ thống sử dụng điều chế kết hợp (coherent modulation), ta có thể viết

$$\alpha_k Q\left(\sqrt{\beta_k \gamma_T^k}\right) \le \mathrm{BEP}_T \quad (6)$$

với α_k và β_k là giá trị tương ứng với mỗi mức điều chế [29]. Ví dụ, với BPSK giá trị α_k và β_k lần lượt là $\alpha_k = 1$ và $\beta_k = 2$ và với QPSK giá trị α_k và β_k lần lượt là $\alpha_k = 1$ và $\beta_k = 1$.

Từ (6), ta có thể tính γ_T^k như sau:

$$\gamma_T^k = \frac{1}{\beta_k}\left[Q^{-1}\left(\frac{\mathrm{BEP}_T}{\alpha_k}\right)\right]^2. \quad (7)$$

III. PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG THỨ CẤP

Trong phần này, chúng tôi sẽ phân tích hiệu năng của hệ thống ở kênh truyền fading Rayleigh, bao gồm: xác suất của mỗi chế độ truyền, xác suất dừng, hiệu suất phổ tần, và xác suất lỗi bit trung bình.

III.1. Xác suất của mỗi chế độ truyền

Với điều chế thích nghi M QAM K chế độ, hệ thống sẽ truyền với $K-1$ mức điều chế. Xác suất xảy ra của chế độ thứ k với $k = 1,\ldots,K$ như sau:

$$\begin{aligned} \pi_k &= \Pr\left(\gamma_T^k \le \gamma \le \gamma_T^{k+1}\right) \\ &= \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} f_\gamma(\gamma)d\gamma. \end{aligned} \quad (8)$$

[1] Tương đương với xác suất lỗi bit ở kênh truyền nhiễu trắng

Thay thế (5) vào (8) và sau đó thực hiện tích phân, ta có thể xác định xác suất của chế độ truyền thứ k như sau:

$$\pi_k = \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{\alpha}{(\gamma+\alpha)^2} d\gamma = \frac{\gamma_T^{k+1}}{\gamma_T^{k+1}+\alpha} - \frac{\gamma_T^k}{\gamma_T^k+\alpha}. \quad (9)$$

Tổng xác suất của các chế độ truyền sẽ bằng một, thật vậy, từ (9), ta có

$$\sum_{k=0}^{K}\pi_k = 1 - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1+\alpha} + \left(\frac{\gamma_T^2}{\gamma_T^2+\alpha} - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1+\alpha}\right) + \cdots + \frac{\gamma_T^K}{\gamma_T^K+\alpha} - \frac{\gamma_T^{K-1}}{\gamma_T^{K-1}+\alpha}. \quad (10)$$

Chú ý rằng ở vế phải của (10), các phần tử loại trừ lẫn nhau dẫn đến $\sum_{k=0}^{K}\pi_k = 1$.

III.2. Xác suất dừng của hệ thống

Trong các chế độ truyền của hệ thống, tồn tại một chế độ mà máy phát thứ cấp sẽ không truyền khi mà không có mức điều chế nào trong K chế độ đảm bảo được xác suất lỗi bit yêu cầu của hệ thống, khi đó hệ thống được xem là dừng. Xác suất dừng của hệ thống được tính như sau:

$$\begin{aligned} \mathrm{OP} &= \Pr\left(\gamma \le \gamma_T^1\right) \\ &= \int_0^{\gamma_T^1} f_\gamma(\gamma) d\gamma \\ &= 1 - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1+\alpha} \end{aligned} \quad (10)$$

Chú ý rằng, xác suất dừng hệ thống cũng chính là xác suất của chế độ thứ $0, \pi_0$, từ công thức (9).

III.3. Hiệu suất phổ tần

Với cùng một băng tần cho trước, số lượng bit truyền là thay đổi phụ thuộc vào điều kiện kênh truyền, khi đó hiệu suất phổ tần – số lượng bit truyền trung bình - của hệ thống thứ cấp sử dụng điều chế thích nghi có dạng như sau [10]

$$\mathrm{ASE} = \sum_{k=2}^{K}\pi_k m_k \quad (11)$$

với $m_k = \log_2 M_k$. Chú ý rằng với chế độ đầu tiên, $k=1$, hệ thống không truyền nên $m_1 = 0$.

III.4. Xác suất lỗi bit trung bình

Trong chế độ truyền thích nghi, mỗi mức điều chế chỉ được sử dụng trong một vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu, quy định bởi các ngưỡng chuyển. Do đó xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống là trung bình của các xác suất lỗi bit tương ứng với các chế độ truyền như sau [30]

$$\mathrm{BEP} = \frac{\sum_{k=2}^{K} m_k \mathrm{BEP}_k}{\sum_{k=2}^{K} m_k \pi_k}, \quad (12)$$

trong đó BEP_k là xác suất lỗi bit trung bình trong chế độ thứ k, được tính như sau

$$\mathrm{BEP}_k = \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k} \alpha_k Q\left(\sqrt{\beta_k \gamma}\right) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (13)$$

Thay thế biểu thức của $f_\gamma(\gamma)$ vào (10) và thực hiện tích phân theo γ, tuy nhiên tích phân của BEP_k ở (13) không tồn tại dạng đóng (closed-form)[2] với định nghĩa dạng tích phân của hàm $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right)du$. Để giải quyết vấn đề này, chúng tôi đề xuất xấp xỉ hàm Q(.) theo phương pháp Chiani [31], cụ thể

$$Q\left(\sqrt{\beta_k \gamma}\right) \approx \frac{1}{4}\left(\frac{1}{3}e^{-\frac{\beta_k}{2}\gamma} + e^{-\frac{2\beta_k}{x}\gamma}\right), \quad (14)$$

dẫn đến

$$\begin{aligned} \mathrm{BEP}_k &\approx \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k} \alpha_k \frac{1}{4}\left(\frac{1}{3}e^{-\frac{\beta_k}{2}\gamma} + e^{-\frac{2\beta_k}{3}\gamma}\right)\frac{\alpha}{(\gamma+\alpha)^2} d\gamma \\ &= \frac{\alpha_k \alpha}{4}\left[\frac{1}{3}\int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{e^{-\frac{\beta_k}{2}\gamma}}{(\gamma+\alpha)^2} d\gamma + \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{e^{-\frac{2\beta_k}{3}\gamma}}{(\gamma+\alpha)^2} d\gamma\right] \\ &= \frac{\alpha_k \alpha}{4}\left[\frac{1}{3} I\left(\tfrac{\beta_k}{2}\right) + I\left(\tfrac{2\beta_k}{3}\right)\right] \end{aligned} \quad (15)$$

với $I(\mu)$ được định nghĩa như sau

[2] Nghĩa là được biểu diễn bằng các hàm cơ bản.

$$I(\mu)=\int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k}\frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma+\alpha)^2}d\gamma. \quad (16)$$

Sử dụng kết quả trong [32, Eq. (3.353)][3], ta viết lại (16) như sau

$$\begin{aligned}I(\mu)&=\int_{\gamma_T^{k-1}}^{\infty}\frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma+\alpha)^2}d\gamma-\int_{\gamma_T^{k}}^{\infty}\frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma+\alpha)^2}d\gamma\\&=\frac{e^{-\gamma_T^{k-1}\mu}}{\gamma_T^{k-1}+\alpha}+\mu e^{\mu\alpha}\,\mathrm{Ei}\left[-(\gamma_T^{k-1}+\alpha)\mu\right]\\&\quad-\left(\frac{e^{-\gamma_T^{k}\mu}}{\gamma_T^{k}+\alpha}+\mu e^{\mu\alpha}\,\mathrm{Ei}\left[-(\gamma_T^{k}+\alpha)\mu\right]\right)\end{aligned} \quad (17)$$

với $\mathrm{Ei}(.)=-\int_{-x}^{\infty}\frac{e^{-t}}{t}dt$ là hàm tích phân mũ [33].

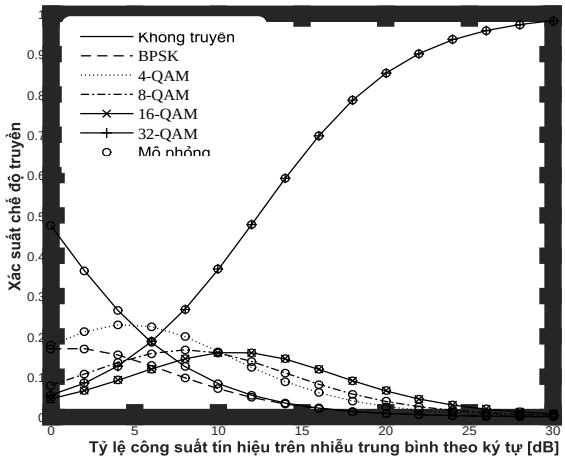
IV. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

Trong phần này, chúng tôi sẽ trình bày các kết quả mô phỏng để kiểm chứng các kết quả phân tích ở trên. Xem xét hệ thống có 6 chế độ truyền bao gồm: không truyền, BPSK, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM và 32-QAM. Xác suất lỗi bit mong muốn của hệ thống thứ cấp $\mathrm{BEP}_T=10^{-2}$. Kênh truyền xem xét là kênh truyền fading Rayleigh với độ lợi kênh truyền thứ cấp và kênh truyền can nhiễu lần lượt cho bởi $\lambda_h=1$ và $\lambda_f=1/3$. Khi đó giá trị α_k và β_k tương ứng với 6 chế độ truyền được tính như trong Bảng 1.

Hình 2 trình bày xác suất của 6 chế độ truyền theo giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ [dB]. Chú ý rằng tổng xác suất của tất cả các chế độ truyền luôn luôn bằng bằng một. Ở vùng giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ nhỏ, trong khoảng 0-7 dB, hệ thống thường xuyên dừng truyền vì không đảm bảo xác suất lỗi bit theo yêu cầu. Ví dụ với $\frac{I_p}{N_0}$ = 0 dB, xác suất không truyền lên đến gần 58%. Tuy nhiên, khi giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ tăng làm hệ thống có xu hướng sử dụng các chế độ truyền cao hơn. Khi giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ lớn hơn 8 dB, chế độ truyền 32-QAM sẽ có xác suất lớn nhất nghĩa là hệ thống sẽ đạt được hiệu suất phổ cao nhất. Một nhận xét khác không kém phần quan trọng là kết quả phân tích và kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khít nhau, xác nhận phương pháp phân tích lý thuyết đề xuất ở phần trên là đúng.

Bảng1. Giá trị của γ_T^k của 6 chế độ truyền.

k	Chế độ truyền	α_k	β_k	γ_T^k
1	Không truyền			0
2	BPSK	1	2	4,7748
3	4-QAM	1	1	9,5495
4	8-QAM	$\frac{4}{3}$	$\frac{3}{7}$	23,5168
5	16-QAM	1	$\frac{1}{5}$	47,7477
6	32-QAM	$\frac{4}{5}$	$\frac{3}{31}$	94,5428



Hình 2. Xác suất của các chế độ truyền.

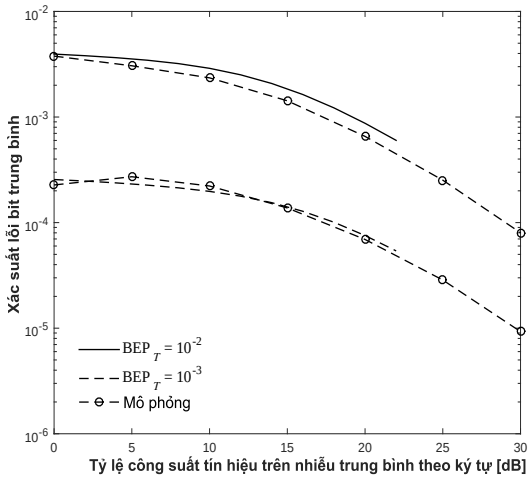
Tiếp theo, chúng tôi khảo sát hiệu năng của hệ thống khi xác suất lỗi bit yêu cầu của hệ thống thay đổi từ $\mathrm{BEP}_T=10^{-2}$ và $\mathrm{BEP}_T=10^{-3}$. Hình 3 chỉ ra rằng khi xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống luôn luôn nhỏ hơn xác suất lỗi bit yêu cầu, nghĩa là luôn đảm bảo QoS yêu cầu của hệ thống. Tuy nhiên, xác

[3] Công thức [32] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, A. Jeffrey, and D. Zwillinger, *Table of integrals, series and products*, 7th ed. Amsterdam ; Boston: Elsevier, 2007, không chính xác do thiếu một thành phần ở hàm mũ thứ 2.

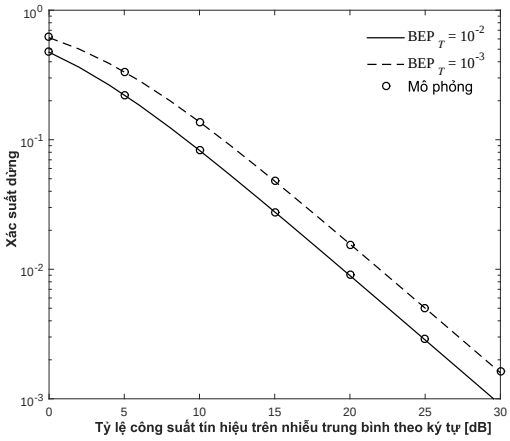
suất lỗi bit trung bình của hệ thống đạt được vẫn còn nhỏ hơn nhiều so với mức yêu cầu và dẫn đến sự mất mát trong hiệu suất phổ tần.

Bên cạnh đó, như chỉ ra trên Hình 4, khi giá trị BEP_T giảm cũng làm xác suất dừng của hệ thống tăng cao, nghĩa là hệ thống sẽ thường rơi vào trạng thái không truyền do không đảm bảo được QoS yêu cầu.

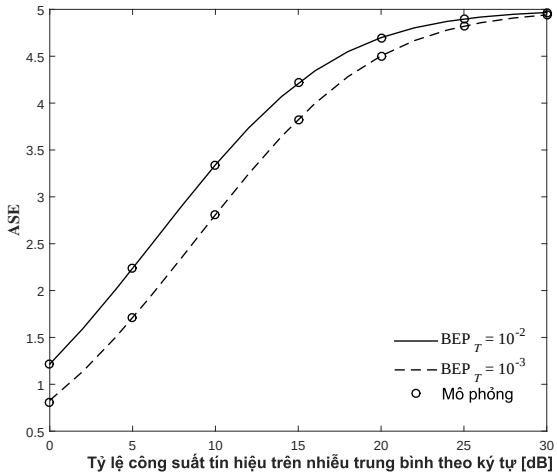
Ngoài ra, khi giá trị BEP_T tăng cũng làm hiệu suất phổ tần giảm xuống như trên Hình 5. Bên cạnh đó, chúng ta có thể thấy rằng hiệu suất phổ tần của hệ thống sẽ tiến tới $\log_2(M_{\max})$ với $M_{\max}$ là mức điều chế lớn nhất mà hệ thống sử dụng. Trong trường hợp đang khảo sát, hiệu suất phổ tần sẽ tiến tới $\log_2 32 = 5$.



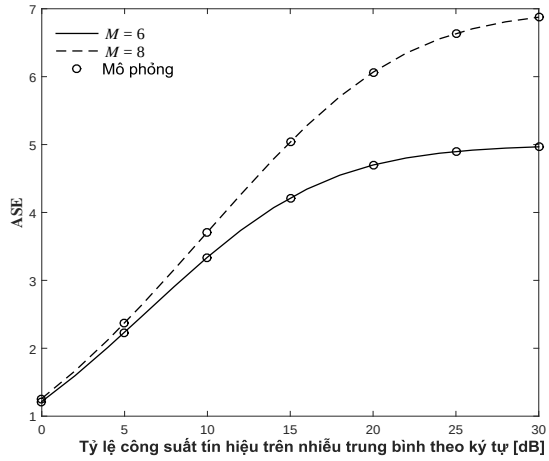
Hình 3. Xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống với 6 chế độ truyền.



Hình 4. Xác suất dừng hệ thống.



Hình 5. Hiệu suất phổ tần của hệ thống với 6 chế độ truyền.



Hình 6. Ảnh hưởng của số lượng chế độ truyền lên hiệu suất phổ tần.

Từ đó ta có thể đi đến kết luận rằng, khi chúng ta tăng QoS dẫn đến sự đánh đổi với hiệu suất phổ tần của hệ thống. Hay nói cách khác, xác suất lỗi bit trung bình và hiệu suất phổ tần là hai đại lượng không thể cùng được cải thiện trong hệ thống.

Trong hình tiếp theo, Hình 6, chúng tôi khảo sát hiệu suất phổ tần khi tăng số lượng chế độ truyền từ 6 lên 8. Hình đã chỉ ra rằng trong cùng điều kiện kênh truyền, việc tăng số lượng chế độ truyền sẽ cải thiện đán kể hiệu suất phổ tần, đặc biệt ở vùng tín hiệu trên nhiễu cao. Tuy nhiên, khi ngưỡng chuyển là không thay đổi sẽ dẫn đến xác suất dừng của hệ thống sẽ không phụ thuộc vào số lượng chế độ truyền.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã nghiên cứu kỹ thuật điều chế thích nghi và áp dụng cho hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền. Chúng tôi cũng đề xuất phương pháp đánh giá hiệu năng của hệ thống bao gồm: xác suất dừng, xác suất lỗi bit trung bình, hiệu suất phổ tần và xác suất của các chế độ truyền ở kênh truyền fading Rayleigh. Phương pháp này là tổng quát và có thể áp dụng cho các mô hình kênh khác, ví dụ Rician và Nakagami-*m*. Các kết quả trong chuyên đề này là những kết quả cơ bản để phát triển các bài toán, ví dụ: (1) Áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống truyền thông nhận thức dạng nền, (2) áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống MIMO và (3) tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống truyền thông nhận thức dạng nền có sử dụng truyền thích nghi.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông năm 2015.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] A. GOLDSMITH, S. A. JAFAR, I. MARIC, AND S. SRINIVASA, "*Breaking Spectrum Gridlock With Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective*," Proceedings of the IEEE, vol. 97, pp. 894-914, 2009.

[2] H. JUN-PYO and C. WAN, "*Throughput Characteristics by Multiuser Diversity in a Cognitive Radio System*," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 59, pp. 3749-3763, 2011.

[3] J. HONG, B. HONG, T. BAN, and W. CHOI, "*On the Cooperative Diversity Gain in Underlay Cognitive Radio Systems,"* IEEE Transactions on Communications, vol. PP, pp. 1-11, 2011.

[4] B. TAE WON, C. WAN, J. BANG CHUL, and S. DAN KEUN, "*Multi-user diversity in a spectrum sharing system,"* IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, pp. 102-106, 2009.

[5] Z. CAIJUN, T. RATNARAJAH, and W. KAI-KIT, "*Outage Analysis of Decode-and-Forward Cognitive Dual-Hop Systems With the Interference Constraint in Nakagami-m Fading Channels*," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, pp. 2875-2879, 2011.

[6] J. LEE, H. WANG, J. G. ANDREWS, and D. HONG, "*Outage Probability of Cognitive Relay Networks with Interference Constraints*," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 10, pp. 390-395, 2011.

[7] V. N. Q. BAO and D. Q. TRUNG, "*Exact Outage Probability of Cognitive Underlay DF Relay Networks with Best Relay Selection*," IEICE Trans Commun, 2012.

[8] T. Q. DUONG, D. BENEVIDES DA COSTA, M. ELKASHLAN, and B. VO NGUYEN QUOC, "*Cognitive Amplify-and-Forward Relay Networks Over Nakagami-m Fading*," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 61, pp. 2368-2374, 2012.

[9] A. J. GOLDSMITH and C. SOON-GHEE, "*Variable-rate variable-power MQAM for fading channels*," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, pp. 1218-1230, 1997.

[10] M. S. ALOUINI and A. GOLDSMITH, "*Capacity of Nakagami multipath fading channels*," in 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference, 1997, pp. 358-362 vol.1.

[11] A. E. EKPENYONG and Y. F. HUANG, "*Feedback Constraints for Adaptive Transmission*," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, pp. 69-78, 2007.

[12] Z. REZKI and M. S. ALOUINI, "*On the Capacity of Cognitive Radio under Limited Channel State Information over Fading Channels*," in 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2011, pp. 1-5.

[13] K. A. QARAQE, Z. BOUIDA, M. ABDALLAH, and M.-S. ALOUINI, "*Joint switched transmit diversity and adaptive modulation in spectrum sharing systems*," in 2011 Sixth International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), 2011, pp. 86-90.

[14] Z. BOUIDA, K. TOURKI, A. GHRAYEB, K. QARAQE, and M. ALOUINI, "*Power Adaptation for*

Joint Switched Diversity and Adaptive Modulation Schemes in Spectrum Sharing Systems," IEEE Communications Letters, vol. PP, pp. 1-4, 2012.

[15] Z. BOUIDA, M. ABDALLAH, K. A. QARAQE, and M.-S. ALOUINI, "*Spectrally Efficient Switched Transmit Diversity for Spectrum Sharing Systems*," in 2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall) 2011, pp. 1-5.

[16] C. YUNFEI, M. S. ALOUINI, and T. LIANG, "*Performance Analysis of Adaptive Modulation for Cognitive Radios with Opportunistic Access*," in *2011* IEEE International Conference on Communications (ICC), 2011, pp. 1-5.

[17] Y. CHEN, M. S. ALOUINI, L. TANG, and F. KHAN, "*Analytical Evaluation of Adaptive-Modulation-Based Opportunistic Cognitive Radio in Nakagami-m Fading Channels*," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. PP, pp. 1-1, 2012.

[18] M. ABDALLAH, A. SALEM, M. ALOUINI, and K. QARAQE, "*Adaptive Discrete Rate and Power Transmission for Spectrum Sharing Systems*," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 11, pp. 1283 - 1289, 2012.

[19] M. ABDALLAH, A. SALEM, M. S. ALOUINI, and K. A. QARAQE, "*Adaptive rate transmission for spectrum sharing system with quantized channel state information*," in 2011 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS), 2011, pp. 1-5.

[20] M. Abdallah, A. Salem, M. S. Alouini, and K. Qaraqe, "Discrete rate and variable power adaptation for underlay cognitive networks," in *2010 European Wireless Conference (EW)*, 2010, pp. 733-737.

[21] S. CHIN-SEAN, G. P. VILLARDI, M. A. RAHMAN, T. BAYKAS, T. HA NGUYEN, L. ZHOU, *et al.*, "*Cognitive communication in TV white spaces: An overview of regulations, standards, and technology [Accepted From Open Call]*," IEEE Communications Magazine, vol. 51, pp. 138-145, 2013.

[22] F. XIAOJUN, Z. QIAN, and L. BO, "*Enabling co-channel coexistence of 802.22 and 802.11af systems in TV White Spaces*," in 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2013, pp. 6040-6044.

[23] S. DEBROY, S. BHATTACHARJEE, M. CHATTERJEE, and K. KWIAT, "*An effective use of spectrum usage estimation for IEEE 802.22 networks*," in 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012, pp. 3239-3243.

[24] R. A. SAEED and R. A. MOKHTAR, "*TV white spaces spectrum sensing: Recent developments, opportunities and challenges*," in 2012 6th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT), 2012, pp. 634-638.

[25] V. N. Q. BAO and D. H. BAC, "*A Unified Framework for Performance Analysis of DF Cognitive Relay Networks under Interference Constraints*," in International Conference on ICT Convergence 2011, Seoul, Korea, 2011, pp. 537 - 542.

[26] T. NECHIPORENKO, K. T. PHAN, C. TELLAMBURA, and H. H. NGUYEN, "*Performance Analysis of Adaptive M-QAM for Rayleigh Fading Cooperative Systems*," in IEEE International Conference on Communications 2008 (ICC '08), 2008, pp. 3393-3399.

[27] S. PRAKASH and I. MCLOUGHLIN, "*Analysis of adaptive modulation with antenna selection under channel prediction errors*," in 2011 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP), 2011, pp. 504-508.

[28] J. PEREZ and J. IBANEZ, "*Adaptive modulation and power in wireless communication systems with delay constraints*," in 2011 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP) 2011, pp. 73-76.

[29] A. GOLDSMITH, *Wireless communications*. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 2005.

[30] M.-S. ALOUINI and A. J. GOLDSMITH, "*Adaptive Modulation over Nakagami Fading Channels*," Wireless Personal Communications, vol. 13, pp. 119-143, 2000.

[31] M. CHIANI and D. DARDARI, "*Improved exponential bounds and approximation for the Q-*

function with application to average error probability computation," in IEEE 2002 Global Telecommunications Conference, 2002, pp. 1399-1402 vol.2.

[32] I. S. GRADSHTEYN, I. M. RYZHIK, A. JEFFREY, and D. ZWILLINGER, *Table of integrals, series and products*, 7th ed. Amsterdam ; Boston: Elsevier, 2007.

[33] M. ABRAMOWITZ and I. A. STEGUN, *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables*, 10th printing, with corrections. ed. Washington: U.S. Govt. Print. Off., 1972.

Nhận bài ngày: 5/3/2015

SƠ LƯỢC VỀ TÁC GIẢ

NGUYỄN VĂN CHÍNH

Sinh ngày 31 tháng 7 năm 1968.

Nhận bằng thạc sỹ chuyên ngành vô tuyến điện tử và thông tin liên lạc tại Học Viện Kỹ Thuật Quân Sự năm 2000.

Hiện là nghiên cứu sinh tại Học Viện Bưu Chính Viễn Thông.

Hiện công tác tại Trường Sỹ Quan Thông Tin Nha Trang

Lĩnh vực nghiên cứu: thông tin vô tuyến và vô tuyến nhận thức

Điện thoại: 0989689387

E-mail: vanchinhsqtt@gmail.com

VÕ NGUYỄN QUỐC BẢO

Sinh ngày 03 tháng 6 năm 1979.

Nhận bằng tiến sỹ chuyên ngành thông tin vô tuyến tại Đại Học Ulsan Hàn Quốc vào năm 2010.

Hiện là giảng viên tại Bộ môn Vô Tuyến, Khoa Viễn Thông, Học Viện CN Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở TP. Hồ Chí Minh.

Lĩnh vực nghiên cứu: truyền thông hợp tác, hệ thống MIMO, năng lượng xanh, hệ thống vô tuyến thu thập năng lượng, vô tuyến nhận thức và bảo mật lớp vật lý.

Điện thoại: 0913454446

Email: baovnq@ptithcm.edu.vn