

Cảm biến phổ tần dựa vào năng lượng của tín hiệu không xác định trong kênh truyền fading

- Nguyễn Thanh Tú
- Đặng Lê Khoa
- Nguyễn Thị Hồng Thư
- Nguyễn Hữu Phương

Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM

(Bài nhận ngày 20 tháng 3 năm 2013, nhận đăng ngày 20 tháng 3 năm 2014)

TÓM TẮT

Trong mạng vô tuyến nhận thức, việc phát hiện đúng phổ tần số nhằm tái sử dụng và làm sao để giảm ảnh hưởng của người sử dụng thứ cấp (Secondary User – SU) lên tín hiệu của người sử dụng chính (Primary User – PU) là một khía cạnh phức tạp và vô cùng quan trọng. Chính vì thế, các thuật toán nhằm xác định các khoảng phổ tần trống một cách chính xác đóng vai trò quyết định đến chất lượng của mạng vô tuyến nhận thức. Trong bài báo này, chúng tôi tập trung vào thuật toán cảm biến phổ tần của các SU nhằm tìm ra được những khoảng phổ tần trống (Spectrum Hole – SH) đã được cấp phép cho các PU nhằm tận dụng những

khoảng phổ tần trống này. Cụ thể hơn, chúng tôi tập trung nghiên cứu và đánh giá thuật toán cảm biến dựa trên mức năng lượng của tín hiệu không xác định trong nhiều loại kênh truyền fading khác nhau. Kết quả mô phỏng đạt được gần như trùng khớp với phân tích lý thuyết. Kết quả thể hiện rằng chất lượng của thuật toán dò tìm phổ tần số dựa trên mức năng lượng tín hiệu trong kênh truyền AWGN là chấp nhận được trong điều kiện tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR không quá thấp, tuy nhiên hiệu suất phát hiện tín hiệu của hệ thống sẽ giảm nghiêm trọng trong môi trường fading.

Từ khóa: cảm biến phổ, vô tuyến nhận thức, kênh truyền fading, người dùng chính, người dùng thứ cấp

MỞ ĐẦU

Trong vài thập kỷ qua, sự thiếu hụt nghiêm trọng của phổ tần vô tuyến là một trong những động lực chính của các nhà nghiên cứu trong lĩnh vực truyền thông không dây. Nhu cầu truyền thông tốc độ cao là kết quả tất yếu của phát triển xã hội con người về truyền thông đa phương tiện thay vì chỉ truyền thoại như trước. Với nguồn tài nguyên tần số có hạn thì việc phân bổ tài nguyên

phổ tần tĩnh như hiện nay không thể đáp ứng được nhu cầu ngày càng phát triển đó.

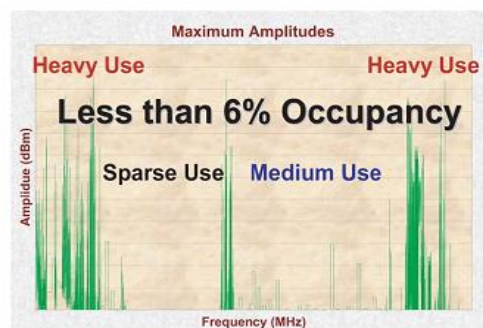
Người ta tin rằng, sự thiếu hụt tần số chủ yếu là do sự khan hiếm vật lý của phổ vô tuyến và sự phát triển nhanh chóng của các thiết bị tương tác không dây như điện thoại di động, máy tính xách tay, thiết bị gia dụng, thẻ không dây,... Tuy nhiên, một báo cáo gần đây của ủy ban truyền

thông liên bang Mỹ (Federal Communication Commission-FCC) đã cho thấy [1]: Trong rất nhiều khoảng băng tần, thì việc truy cập, sử dụng phổ tần chưa hiệu quả lại chính là nguyên nhân chính dẫn đến sự thiếu hụt này. Ở Hình 1 cho ta thấy sự thiếu hụt tài nguyên phổ tần chỉ thực sự xảy ra ở một vài khoảng băng tần, còn đa số các khoảng băng tần còn lại thì chúng ta chưa thật sự khai thác hết nguồn tài nguyên này. Thống kê lại thì băng tần chỉ được sử dụng trong khoảng 6% thời gian [2][3]. Ở một báo cáo khác được tiến hành tại Tp Hồ Chí Minh và tỉnh Long An [4], kết quả cũng xảy ra tương tự, phổ tần chỉ bị chiếm khoảng 10% đến 15% thời gian, điều đó có nghĩa là hơn 80% thời gian còn lại phổ tần chưa thật sự được khai thác. Từ đó, mạng vô tuyến nhận thức (Cognitive Radio Network – CRN) ra đời để giải quyết vấn đề trên, với ý tưởng sử dụng lại phổ tần số đã được cấp phát tại những khoảng thời gian, không gian nào đó khi các PU chưa có nhu cầu. Hình 2 mô tả những khoảng phổ tần trống theo chiều thời gian và tần số mà các PU không có nhu cầu sử dụng, những khoảng phổ tần này là cơ hội để các SU trong mạng vô tuyến nhận thức khai thác nhằm nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần số. Thông thường các SU thường là những thiết bị vô tuyến hoạt động ở những khoảng phổ tần số được cấp phát miễn phí (phổ tần ISM - The Industrial, Scientific and Medical Radio Bands), nơi mà vấn đề lưu lượng và kiểm soát nhiễu giữa các thiết bị luôn được đặt ưu tiên lên hàng đầu.

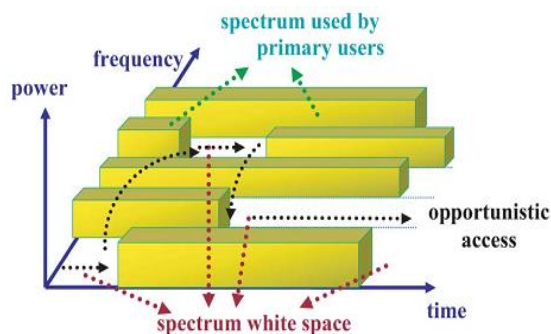
Theo định nghĩa của FCC [1] thì mạng vô tuyến nhận thức là hệ thống vô tuyến có khả năng “nhận thức”, “cảm nhận” được môi trường xung quanh. Từ đó, nó có khả năng thay đổi các tham số truyền dẫn như là công suất phát, tần số sóng mang, phương pháp điều chế... một cách tự động nhằm tối ưu hiệu suất truyền dẫn (tốc độ truyền, giảm nhiễu,...). Từ định nghĩa đó, chúng ta thấy rằng một trong những nhiệm vụ chính của mạng vô tuyến nhận thức là làm sao khai thác được

những khoảng phổ tần chưa được sử dụng trong một khoảng thời gian hoặc không gian nào đó nhằm cung cấp các giải pháp truy cập phổ tần số cho các SU.

Như vậy, mạng vô tuyến nhận thức có khả năng đo đạc, cảm nhận, học và nhận thức được các tham số liên quan đến đặc tính kênh truyền vô tuyến, sự hiện diện của các thiết bị đang hoạt động trong phổ tần quan sát,... Trong mạng vô tuyến nhận thức thì các PU được xem là người dùng có quyền ưu tiên cao nhất, hay là người dùng hợp pháp được cấp phép sử dụng phổ tần đó, còn những SU là những người có quyền ưu tiên thấp hơn trong việc truy cập tài nguyên phổ tần của các PU.



Hình 1. Thống kê thời gian sử dụng phổ tần [2]



Hình 2. Mô tả khoảng tần số trống do các PU tạo ra theo thời gian và tần số [5]

Dĩ nhiên, người dùng thứ cấp SU phải khai thác phổ tần của các PU theo một cách mà không gây bất kỳ can nhiễu nào cho các PU. Chính vì thế, các SU cần có khả năng “nhận thức”, như việc phải nhận biết được khi nào thì phổ tần được

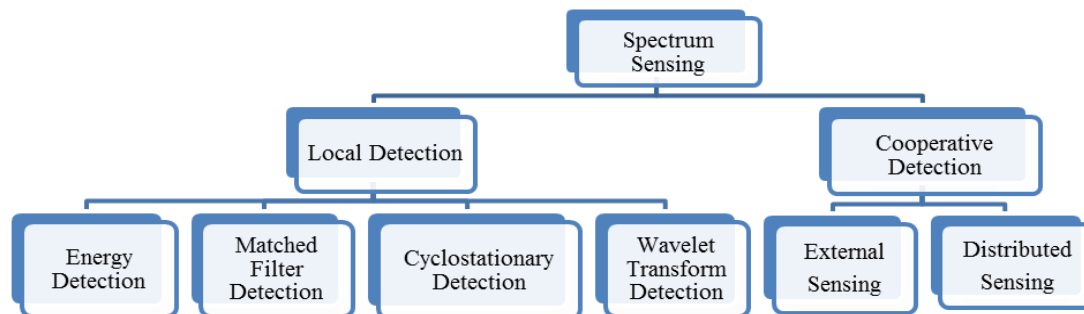
cấp phép cho những PU đang trong tình trạng trống, và khi nào thì các SU không được sử dụng phổ tần đó, và từ đó thay đổi các tham số truyền dẫn nhằm khai thác những khoảng tần số chưa được sử dụng này.

Vì tính quan trọng của việc nhận thức được phổ tần, các thuật toán phổ tần đã và đang nhận được rất nhiều sự quan tâm của các nhà khoa học trên thế giới. Có thể tạm phân loại các thuật toán cảm biến phổ tần gồm nhóm các thuật toán cảm biến địa phương (bất hợp tác) và nhóm các thuật toán cảm biến hợp tác [6]. Chúng tôi quan tâm đến nhóm các thuật toán cảm biến bất hợp tác. Hình 3 mô tả phân loại các loại cảm biến phổ tần trong mạng vô tuyến nhận thức.

Mỗi thuật toán đều có những ưu và nhược điểm riêng. Trong đó nổi bật là thuật toán cảm biến dựa vào năng lượng của tín hiệu (Energy Detection) và nhóm thuật toán dựa vào đặc trưng của tín hiệu (Cyclostationary Detection) đang nhận được rất nhiều sự quan tâm. Được biết đến bởi tính hiệu quả cao nhất, nhóm thuật toán dựa vào đặc trưng của tín hiệu tỏ rõ nhược điểm là độ phức tạp cao, dẫn đến khó thi công trên phần

cứng. Có tính khả thi cao nhất phải kể đến nhóm thuật toán cảm biến dựa vào năng lượng của tín hiệu. Đây là thuật toán có độ phức tạp thấp nhất mà vẫn đảm bảo được xác suất phát hiện ở một ngưỡng chấp nhận được nào đó. Một ưu điểm khác của thuật toán dựa trên năng lượng của tín hiệu là nó không cần thông tin về tín hiệu phát là tín hiệu gì, ví dụ nó không cần quan tâm các pilot chèn như thế nào, sử dụng phép điều chế gì, ... Hiện tại chuẩn WRAN (Wireless Regional Area Network) IEEE 802.22 vẫn đang được các nhà khoa học xây dựng. Nhiều bản nháp đã được hoàn thiện và công bố ở thư viện điện tử IEEE Xplore, trong đó thì nhóm thuật toán cảm biến phổ tần dựa trên mức năng lượng của tín hiệu được đề xuất trong mạng vô tuyến nhận thức nhằm tái sử dụng phổ tần số dành cho các dịch vụ truyền hình số mặt đất [7].

Ở Việt Nam, mạng vô tuyến nhận thức cũng dần dần nhận được sự quan tâm đặc biệt. Các báo cáo về tình trạng sử dụng phổ tần số ở thành phố Hồ Chí Minh và Long An ở [4] đã phản ánh cho thấy hiện trạng sử dụng phổ tần hiện nay của nước ta.



Hình 3. Phân loại các thuật toán cảm biến phổ tần trong mạng vô tuyến nhận thức [6]

Từ những lý do trên, việc nghiên cứu các thuật toán cảm biến phổ tần cho mạng vô tuyến nhận thức là cần thiết. Trong bài báo này, chúng tôi tập trung vào thuật toán cảm biến phổ tần dựa trên năng lượng của tín hiệu. Cơ sở lý thuyết cũng như mô hình mô phỏng thuật toán cảm biến

phổ tần trong các loại kênh truyền fading được nghiên cứu chi tiết. Các kết quả đạt được cũng chứng tỏ rằng thuật toán này hoàn toàn phù hợp để có thể phát triển xuống phần cứng và là ứng viên cho mạng vô tuyến nhận thức trong tương lai gần.

CƠ SỞ LÝ THUYẾT

Cảm biến tín hiệu trong môi trường nhiễu trắng cộng

Hình 4 mô tả các khối chức năng có trong thuật toán cảm biến phổ tần dựa vào mức năng lượng của tín hiệu. Bộ cảm biến này bao gồm một bộ tiền lọc chống nhiễu – lọc thông dải, một



Hình 4. Sơ đồ khối hệ thống cảm biến dựa vào năng lượng tín hiệu

Tín hiệu ngõ ra của bộ phát tín hiệu là một phép thử, tuân theo một trong hai giả thuyết sau:

$$\begin{cases} y(t) = hs(t) + n(t) & :H_1 \\ y(t) = n(t) & :H_0 \end{cases} \quad (1)$$

Với H_0 là giả thuyết không có sự hiện diện của PU, khi đó tín hiệu ngõ vào chỉ là nhiễu. H_1 là giả thuyết có sự hiện diện của PU, tức là tín hiệu vào bao gồm tín hiệu của PU và nhiễu. Nhiễu được mô tả như là các biến ngẫu nhiên độc lập có phân bố Gaussian – trung bình $E\{n(t)\} = 0$ và mật độ phổ công suất nhiễu hai bên N_{02} . Giả sử nhiễu chỉ tồn tại trong băng thông W . Hệ số kênh truyền h , trong mô hình chỉ xét nhiễu trắng cộng thì h là hằng số.

Gọi V là ngõ ra của bộ phận tích phân trong khoảng thời gian T . Để thuận tiện cho việc tính toán về sau, chúng ta đặt:

$$V = \frac{V}{N_{02}} = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T y^2(t) dt \quad (2)$$

V gọi là thống kê kiểm tra của thuật toán.

Trong thực tế, tín hiệu cao tần RF nhận trước hết được cho qua một bộ lọc thông dải có băng thông là $2W$, trung tâm quanh tần số sóng mang, để giới hạn công suất nhiễu. Mô hình thông thấp tương đương có băng thông là W , và được lấy

thiết bị bình phương và một bộ tích phân hữu hạn. Tín hiệu tại ngõ ra của bộ tích phân tại một thời điểm t nào đó là năng lượng của tín hiệu trên toàn khoảng thời gian từ $t - T$ đến t . Mức năng lượng này được so sánh với một giá trị ngưỡng đã được thiết lập từ trước để quyết định xem kênh truyền có đang bị chiếm bởi PU hay không.

mẫu theo tần số Nyquist là $f_s = 1/2W$. Dù bài toán được giải theo mô hình thông thấp hay thông dải thì kết quả đạt được là như nhau [8]. Do đó, để tiện cho việc tính toán, chúng tôi chọn cách xử lý thông thấp.

Tín nhiễu theo thời gian có thể biểu diễn thông qua một tập các mẫu nhiễu được lấy mẫu với chu kỳ T_s [9]:

$$n(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{i}{2W} \right) \sin c(2Wt - i) \quad (3)$$

Với $n(1/2W) \equiv n(i) : \forall (0, \delta_n^2)$ tuân theo phân bố Gaussian có trung bình bằng 0, phương sai δ_n^2

Hàm $\sin c = \sin \pi x / \pi x$. Hiển nhiên $\delta_n^2 = 2N_{02}W$ là năng lượng của nhiễu trong băng thông W .

Dựa vào thực tế là:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{+\infty} \sin c(2Wt - i) \sin c(2Wt - k) dt \\ & = \begin{cases} 1/2W, & i=k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

Chúng ta có thể viết lại công thức (3):

$$\int_{-\infty}^{+\infty} n^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \alpha_i^2 \quad (5)$$

Với $\alpha_i = n(i/2W)$. Trong khoảng thời gian quan sát T, n(t) có thể được xấp xỉ bởi tổng của 2TW thành phần:

$$n(t) = \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i \sin c(2Wt - i), \quad 0 < t < T \quad (6)$$

Từ công thức (5) và (6), chúng ta có thể xấp xỉ năng lượng của nhiễu trong khoảng thời gian quan sát T:

$$\int_0^T n(t)^2 dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 \quad (7)$$

Đặt $b_i = \alpha_i / \sqrt{2WN_{02}}$ Từ (2) và (7), thống kê kiểm tra V' dưới giả thuyết H₀ có thể viết lại là:

$$V' = \sum_{i=1}^{2TW} b_i^2 \quad (8)$$

Để dàng thấy ở phương trình (8), V' là tổng bình phương của 2TW các biến có phân bố Gaussian $\mathcal{N}(0, 1)$. Hay nói cách khác, V' có phân bố Chi bình phương trung tâm với độ tự do là 2TW [10].

Khi tín hiệu ngõ vào có sự hiện diện của s(t). Giả sử tín hiệu vào s(t) cũng có phân bố Gaussian $\mathcal{N}(0, \sigma_s^2)$, phần tín hiệu s(t) trong khoảng thời gian quan sát T có thể được xấp xỉ một cách tương tự:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{2TW} s\left(\frac{i}{2W}\right) \sin c(2Wt - i) \quad (9)$$

Và

$$\int_0^T s^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 \quad (10)$$

Với $\alpha_i = s\left(\frac{i}{2W}\right)$

Đặt $\beta_i = \frac{\alpha_i}{\sqrt{2WN_{02}}}$

Suy ra:

$$\frac{1}{N_{02}} \int_0^T s(t)^2 dt = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 \quad (11)$$

Khi có cả nhiễu n(t) và tín hiệu s(t) hiện diện, thì ngõ ra y(t) được xấp xỉ một cách tương tự:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{2TW} (a_i + \alpha_i) \sin c(2Wt - i) \quad (12)$$

Khi đó năng lượng của y(t) trong khoảng thời gian quan sát T là:

$$\int_0^T y^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} (a_i + \alpha_i)^2 \quad (13)$$

Như vậy khi cả tín hiệu của PU và nhiễu hiện diện, thì thống kê kiểm tra V' được viết:

$$V' = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T y^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2TW} (b_i + \beta_i)^2 \quad (14)$$

Nói cách khác, dưới giả thuyết H₁, thống kê kiểm tra V' là tổng bình phương của 2TW biến ngẫu nhiên có phân bố Gaussian có trung bình bằng 0 và phương sai khác không. Thống kê kiểm tra V' được gọi là có phân bố Chi bình phương bất trung tâm với độ tự do là 2TW [10]. Tham số bất trung tâm λ được tính [11]:

$$\lambda = \sum_{i=1}^{2TW} \beta_i^2 = \frac{1}{N_{02}} \int_0^T s^2(t) dt = \frac{E_s}{N_{02}} \quad (15)$$

γ là tỉ số năng lượng trên mật độ công suất nhiễu hai bên. Gọi $\gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ là tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR. Để dàng ta có: $\lambda = 2\gamma$. Tóm tắt tại thống kê kiểm tra V' dưới cả hai giả thuyết thì được viết:

$$V' : \begin{cases} \chi_{2TW}^2(0) & :H_0 \\ \chi_{2TW}^2(2\gamma) & :H_1 \end{cases} \quad (16)$$

Đặt N = 2TW, giả sử TW là một số nguyên, do đó N = 2TW là một số chẵn, không âm. Hàm mật độ phân bố xác suất (PDF) của thống kê kiểm tra V' được cho bởi [12]:

$$f_v(v) = \begin{cases} \frac{1}{\delta_n^N 2^{N/2} \Gamma(N/2)} v^{N/2-1} e^{-v/2\delta_n^2} & :H_0 \\ \frac{1}{2\delta_n^2} \left(\frac{v}{2\gamma}\right)^{\frac{N-2}{4}} e^{-\frac{2\gamma+v}{2\delta_n^2}} I_{N/2-1}\left(\frac{\sqrt{2\gamma v}}{\delta_n^2}\right) & :H_1 \end{cases} \quad (17)$$

$\Gamma(.)$ là hàm gamma hoàn chỉnh, và $I_v(.)$ là hàm Bessel bổ xung bậc thứ v [13]:

Từ đó, xác suất báo lỗi P_{FA} và xác suất tác tính hiệu P_D có thể được tính dựa vào hàm phân phối tích lũy CDF:

$$\begin{cases} P_{FA} = P_r(V' > V_T | H_0) = 1 - P_r(V' \leq V_T | H_0) = 1 - F_{V'}(V_T | H_0) \\ P_D = P_r(V' > V_T | H_1) = 1 - P_r(V' \leq V_T | H_1) = 1 - F_{V'}(V_T | H_1) \end{cases} \quad (18)$$

Với V_T là ngưỡng phát hiện. Hàm CDF của thống kê kiểm tra V' trong hai giả thuyết H_0 và H_1 được tính từ (17):

$$F_{V'}(v) = \begin{cases} \frac{\Gamma\left(\frac{N}{2}, \frac{v}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)}, & :H_0 \\ 1 - Q_{\frac{N}{2}}(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}), & :H_1 \end{cases} \quad (19)$$

Với Q_m là hàm Marcum với độ tự do là $2m$, được định nghĩa [14]:

$$Q_m(a, b) = \int_b^{+\infty} \frac{x^m}{a^{m-1}} e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx \quad (20)$$

Từ đó xác suất báo lỗi P_{FA} và xác suất phát hiện tín hiệu P_D được tính:

$$\begin{cases} P_{FA} = 1 - \frac{\Gamma\left(\frac{N}{2}, \frac{v}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{N}{2}\right)} \\ P_D = 1 - Q_{\frac{N}{2}}(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}), \end{cases} \quad (21)$$

Trong đó $\Gamma(.,.)$ là hàm gamma bất hoàn chỉnh [13].

Cảm biến tín hiệu trong môi trường fading

Trong truyền thông vô tuyến thì ngoài nhiễu trắng cộng AWGN thì tín hiệu còn bị ảnh hưởng bởi hiện tượng fading. Kênh truyền Fading nói chung là kênh truyền gây nên hiện tượng thăng giáng cường độ tín hiệu từ đầu phát đến đầu thu, có thể theo thời gian, tần số hoặc không theo thời gian, tần số. Hiệu quả của thuật toán cảm biến phổ tần trong môi trường fading sẽ được mô tả trong phần này.

Xác suất phát hiện tín hiệu trung bình trong kênh truyền fading \bar{P}_d được tính bằng cách lấy trung bình xác suất phát hiện tức thời P_d với hàm PDF của tỉ số tín hiệu trên nhiễu γ đối với kênh truyền fading đó:

$$\bar{P}_d = \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (22)$$

Trong $f_\gamma(\gamma)$ là hàm mật độ xác suất của γ trong kênh truyền fading, $\bar{\gamma}$ là tỷ số tín hiệu trên nhiễu trung bình.

Trong kênh truyền Rayleigh fading thì đáp ứng kênh truyền h biến đổi theo hàm mũ, PDF được cho bởi [15] :

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma \geq 0 \quad (23)$$

Xác suất phát hiện trung bình \bar{P}_{dRay} trong kênh truyền Rayleigh được tính theo công thức (22) :

$$\bar{P}_{dRay} = \int_0^{+\infty} P_d f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} d\gamma = \frac{1}{\bar{\gamma}} \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} d\gamma \quad (24)$$

Giải (24) theo H. NuHall [14,16], ta tính được xác suất phát hiện tín hiệu trung bình trong kênh truyền fading Rayleigh được viết dưới dạng tường minh như sau:

$$\bar{P}_{dRay} = e^{-\frac{V_T}{2}} \sum_{k=0}^{u-2} \frac{1}{k!} \left(\frac{V_T}{2}\right)^k + \left(\frac{1+\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left(e^{-\frac{V_T}{2(1+\bar{\gamma})}} - e^{-\frac{V_T}{2}} \sum_{k=0}^{u-2} \frac{1}{k!} \left(\frac{V_T \bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})}\right)^k \right) \quad (25)$$

Đáp ứng kênh truyền h biến đổi trong kênh truyền Fading Nakagami, khi đó tỉ số tín hiệu trên nhiễu tức thời γ tuân theo phân bố Gamma, với hàm PDF được cho bởi [15]:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \gamma^{m-1} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}, \gamma \geq 0 \quad (26)$$

Với m là tham số Nakagami. Đề ý rằng khi m = 1 thì kênh truyền Nakagami fading trở thành kênh truyền Rayleigh fading. Xác suất phát hiện tín hiệu trung bình \bar{P}_{Naka} trong kênh truyền fading Nakagami cũng được tính bằng trung bình hàm mật độ xác suất của γ với xác suất phát hiện tức thời trong môi trường AWGN:

$$\bar{P}_{dNaka} = \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \gamma^{m-1} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma} d\gamma \quad (27)$$

Giả sử m là số nguyên dương, dạng tường minh của \bar{P}_{dNaka} trong kênh truyền Nakagami có thể được biểu diễn dạng tường minh như sau [16]:

$$\bar{P}_{dNaka} = \alpha \left[G_1 + \beta \sum_{n=1}^{u-1} \frac{\left(\frac{V_T}{2}\right)^n}{2(N)} {}_1F_1\left(m, n+1, \frac{V_T}{2} \frac{\bar{\gamma}}{m+\bar{\gamma}}\right) \right] \quad (28)$$

Trong đó:

$$\alpha = \frac{1}{\Gamma(m) 2^{m-1}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m, \beta = \Gamma(m) \left(\frac{2\bar{\gamma}}{m+\bar{\gamma}}\right)^m e^{-\frac{V_T}{2}} \quad (29)$$

Và

$$G_1 = \int_0^{+\infty} x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{2\bar{\gamma}}} Q(x, \sqrt{V_T}) dx \quad (30)$$

Với ${}_1F_1(.,.;.)$ là hàm confluent hypergeometric, $Q(.,.) = Q_1(.,.)$ là hàm Marcum Q bậc thứ nhất [17].

Hệ số kênh truyền trong môi trường Shadowing có thể được mô hình hóa như những biến ngẫu nhiên Log-Normal, $h = \exp(x)$, trong đó x là biến ngẫu nhiên phân bố Gaussian, trung bình 0, phương sai δ^2 . δ được biết với tên gọi khác là tham số trải rộng (spread parameter), thông thường δ được tính theo giai dB, δ_{dB} , có mối quan hệ với giai tuyến tính như sau [15]:

$$\delta = 0.1\delta_{dB} \ln(10) \quad (31)$$

Khi tỉ số tín hiệu trên nhiễu tức thời γ biến đổi theo phân bố Log-normal gây ra bởi hiệu ứng Shadowing, chúng ta có thể tính xác suất phát hiện tín hiệu trung bình \bar{P}_{dsh} trong kênh truyền Shadowing Log-normal một cách tương tự như trên:

$$\bar{P}_{dsh} = \int_0^{+\infty} Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{V_T}) f_{sh}(\gamma) d\gamma \quad (32)$$

Với $f_{sh}(\gamma)$ là PDF của γ theo phân bố Log-normal. Tích phân ở (32) không thể tính được bằng biểu diễn dạng tường minh toán học [8]. Do đó, xác suất phát hiện tín hiệu trung bình trong kênh truyền fading Shadowing cần được ước lượng nhờ vào cách tiếp cận thực nghiệm.

THAM SỐ VÀ MÔ HÌNH MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

Trong phần này, chúng tôi trình bày mô hình hệ thống vô tuyến nhận thức gồm có 4 users, trong đó có 2 PU và 2 SU bằng phần mềm Matlab phiên bản 2009, thư viện Simulink. Hệ thống được mô phỏng và đo đạc các giá trị xác suất báo lỗi $P_{FA} = P_r(V' > V_T | H_0)$ xác suất phát hiện tín hiệu $P_D = P_r(V' > V_T | H_1)$ xác suất phát hiện nhầm $P_m = P_r(V' > V_T | H_1)$ đối với kênh truyền nhiễu trắng cộng AWGN. Các tham số của mô hình được mô tả chi tiết trong Bảng 1.

Mô hình Simulink hệ thống được thể hiện trong Hình 5. Chúng tôi thực hiện các phép đo số trên mô hình và so sánh với các xác suất báo lỗi và xác suất phát hiện tín hiệu ở công thức (21).

Bảng 1. Các tham số hệ thống

Tham số	Giá trị
Tốc độ bit	1 Mbps
Phương pháp điều chế số	4-QAM
Hệ số tăng mẫu	8
Công suất phát	1W
Hệ số uốn của bộ lọc nắn xung	0.3
Số lượng mẫu quan sát	8, 12, 16
Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR	-25 đến 20 dB

KẾT QUẢ

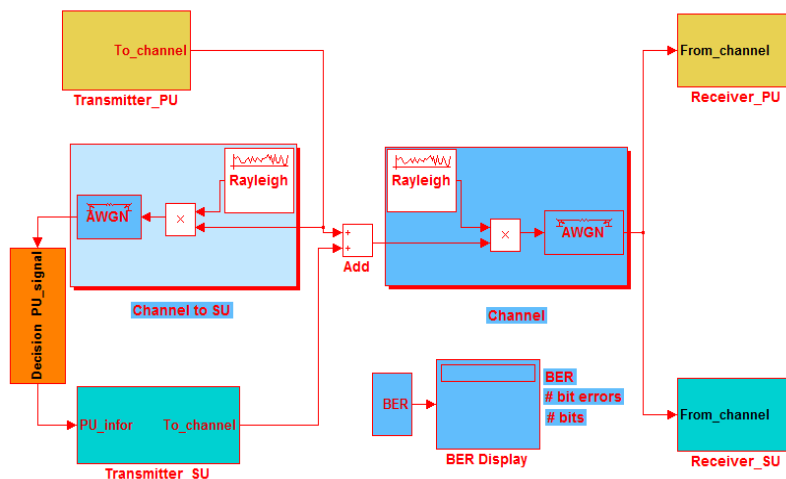
Ở phần này, chúng tôi đánh giá chất lượng hệ thống dựa vào các đường biểu diễn sự phụ thuộc của xác suất phát hiện tín hiệu PD theo xác suất báo lỗi PFA, hoặc sự phụ thuộc của xác suất phát hiện nhầm Pm theo xác suất báo lỗi PFA tùy vào từng tình huống quan tâm cụ thể. Hiển nhiên PD + Pm = 1 nên việc biểu diễn PD hay Pm theo PFA không làm thay đổi bản chất vấn đề. Chúng ta mong muốn xác suất phát hiện nhầm càng thấp càng tốt để tối thiểu can nhiễu do các SU gây ra cho PU. Các đường biểu diễn sự phụ thuộc đó người ta gọi là các đường đặc trưng hoạt động của bộ thu ROC (Receiver Operating Characteristic) hoặc C-ROC (Complementary Receiver Operating Characteristic).

Hiệu quả thuật toán trong kênh truyền Non-Fading (kênh truyền chỉ có nhiễu trắng cộng AWGN)

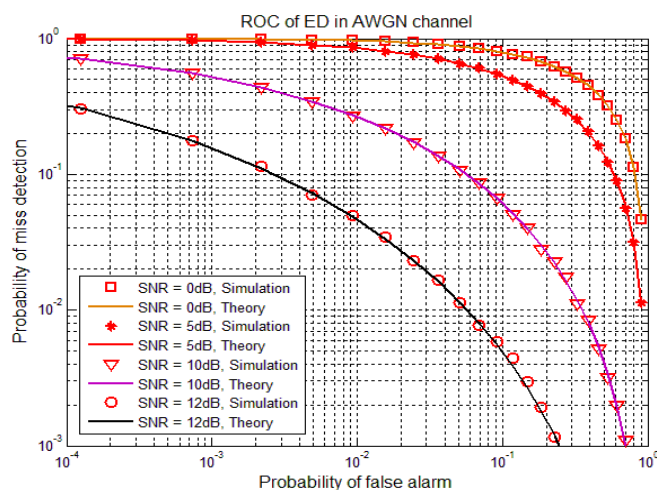
Hình 6 biểu diễn hiệu quả cảm biến dựa trên năng lượng của tín hiệu trong kênh truyền chỉ có nhiễu trắng cộng AWGN. Kết quả chỉ ra rằng chất lượng của thuật toán cảm biến bị ảnh hưởng nghiêm trọng trong môi trường nhiễu tương đối lớn. Cụ thể, khi SNR khoảng 5dB thì tỷ lệ phát hiện nhầm Pm đã lên đến khoảng 60% tương ứng với xác suất báo lỗi 10%. Chất lượng của thuật toán chỉ chấp nhận được khi SNR lớn (khoảng trên 10 dB). Từ kết quả mô phỏng đạt được, chúng ta dễ dàng thấy rằng kết quả mô phỏng và lý thuyết là khớp nhau. Trong quá trình chuẩn

hóa chuẩn WRAN IEEE 802.22, người ta khuyến cáo xác suất báo lỗi nên nằm trong 1-10% [1]. Do đó, từ kết quả này ta có thể thấy rằng xác suất phát hiện nhầm của trường hợp SNR = 10dB đạt

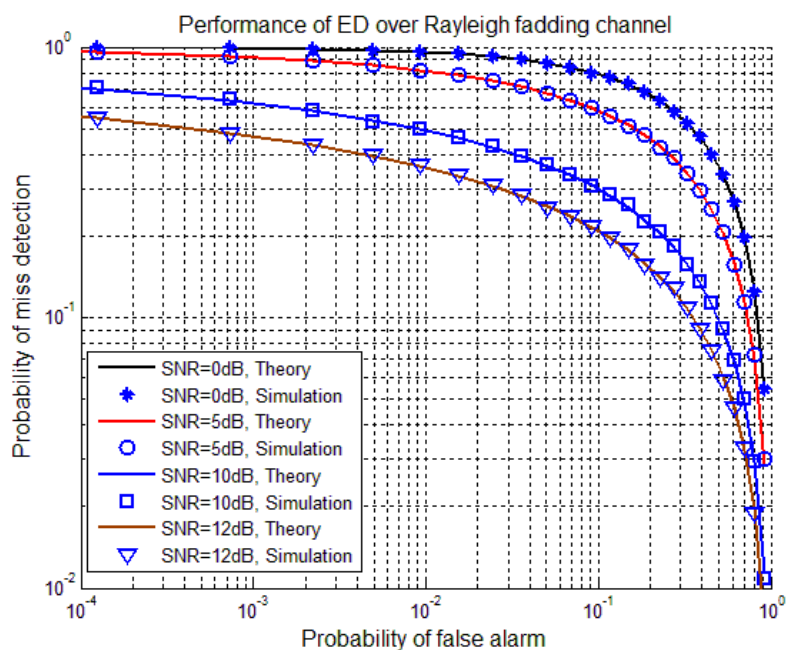
được là rất tốt, dưới 10%. Nếu công suất nhiễu tăng lên thì chất lượng hệ thống sau đó giảm xuống một cách đáng kể.



Hình 5. Mô hình hệ thống vô tuyến nhận thức 2 SU và 2 PU



Hình 6. Chất lượng thuật toán ED trong kênh truyền AWGN



Hình 7. Ảnh hưởng của kênh truyền Rayleigh đến hệ thống

Chất lượng hệ thống trong môi trường fading rayleigh

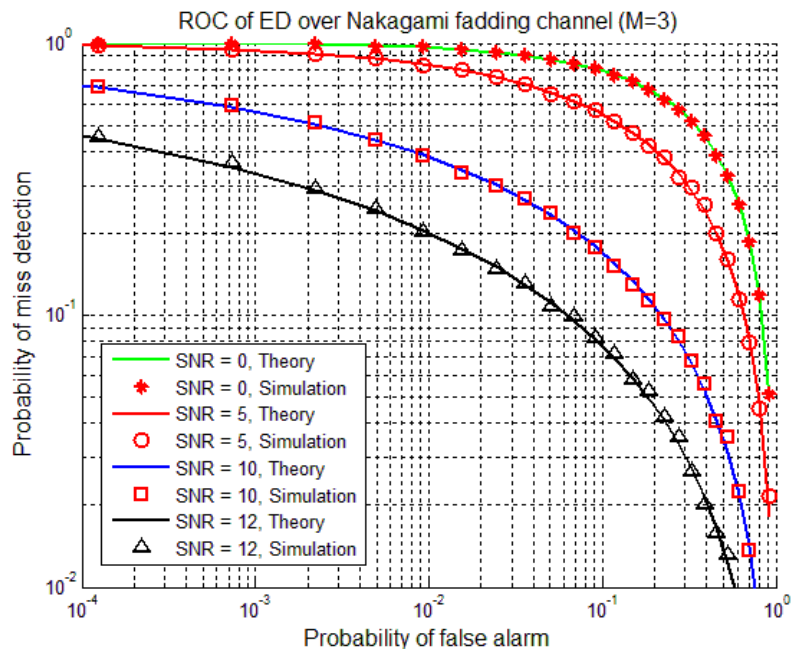
Các kết quả thuật toán cảm biến tín hiệu dựa trên mức năng lượng tín hiệu trong kênh truyền fading Rayleigh được đưa ra ở Hình 7 trong nhiều điều kiện nhiễu khác nhau. So sánh với kết quả thu được ở Hình 6 ta thấy rằng chất lượng của thuật toán giảm nghiêm trọng trong môi trường fading. So sánh tại cùng một xác suất báo lỗi là 2%, SNR = 10 dB, xác suất phát hiện nhầm đối với trường hợp chỉ có nhiễu AWGN là gần 20%, con số này ở trường hợp có fading tăng lên khoảng 35%.

Chất lượng hệ thống đối với kênh Nakagami Fading

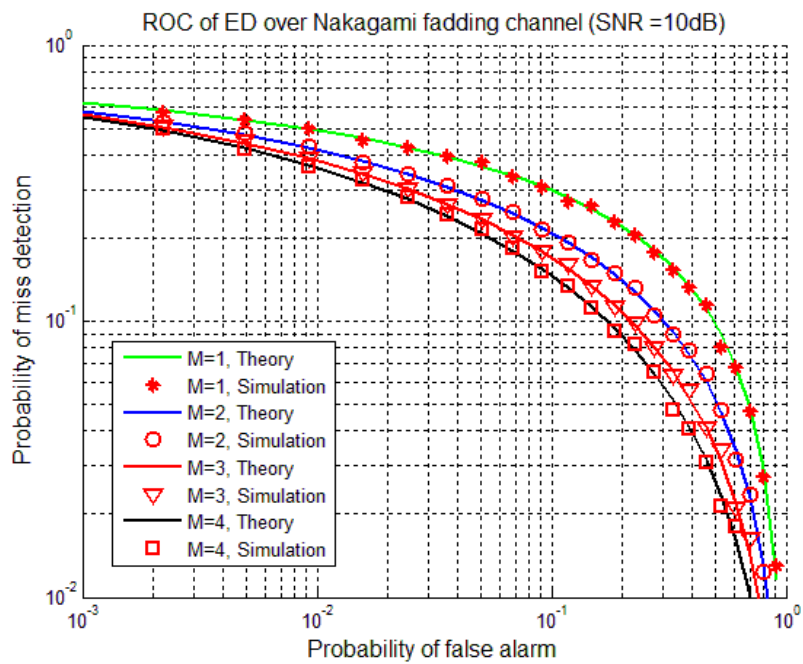
Như đã trình bày ở trên, kênh truyền fading Nakagami là trường hợp tổng quát hóa kênh truyền fading Rayleigh. Hình 8 mô tả chất lượng thuật toán dò phổ tần dựa vào đặc trưng năng lượng của tín hiệu đối với kênh truyền Nakagami với tham số Nakagami $m = 3$. Ở đây ta cũng thấy

chất lượng cảm biến của hệ thống giảm đáng kể trong môi trường fading Nakagami. Tuy nhiên, so với kênh truyền fading Rayleigh thì chất lượng của hệ thống trong kênh truyền Nakagami tương đối tốt hơn một chút.

Hình 9 biểu diễn sự phụ thuộc của chất lượng cảm biến phổ tần của SU trong kênh truyền Nakagami khi tham số Nakagami thay đổi. Đề ý từ Hình 7 và Hình 9, ta có thể thấy rằng kênh truyền Rayleigh chính là kênh truyền Nakagami khi hệ số Nakagami $m=1$. Với cùng một mức nhiễu thì chất lượng cảm biến trong môi trường fading Nakagami sẽ tăng khi tham số Nakagami tăng. Theo lý thuyết thì chất lượng của hệ thống trong môi trường fading Nakagami sẽ tiến tới trường hợp lý tưởng chỉ có nhiễu AWGN khi tham số m tiến tới vô cùng. Ở Hình 9 ta thấy xác suất phát hiện nhầm được cải thiện ở mức 30% xuống còn khoảng 5% khi tham số m tăng từ 1 lên 4 với cùng một xác suất báo lỗi 10%.



Hình 8. Chất lượng hệ thống trong kênh truyền fading Nakagami với hệ số Nakagami $m=3$

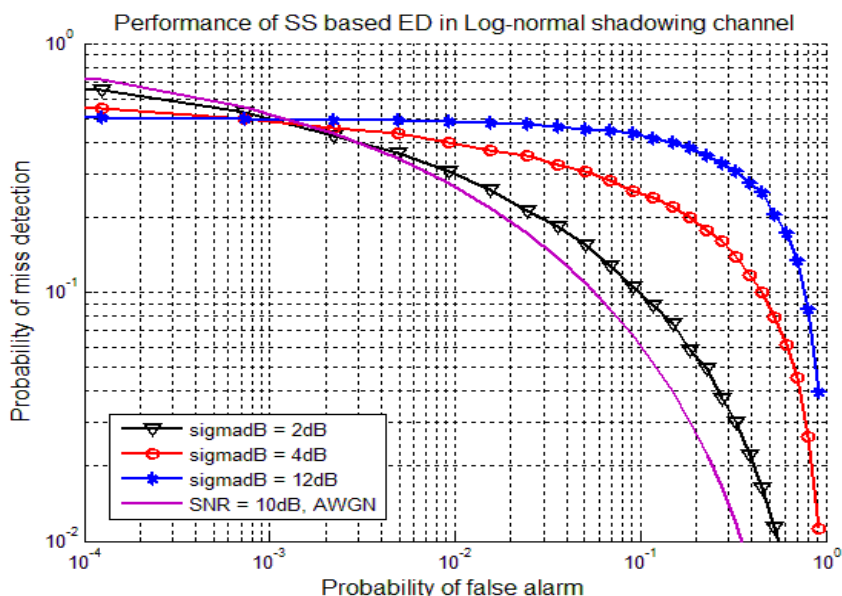


Hình 9. Khảo sát ảnh hưởng của hệ số Nakagami $-m$

Kênh truyền Shadowing Log-normal

Như đã trình bày, đối với kênh truyền Shadowing Log-normal thì chúng ta không thể tìm thấy dạng tường minh toán học của xác suất phát hiện tín hiệu theo xác suất báo lỗi. Do đó, các kết quả mô phỏng như chỉ ra ở Hình 10 là cần thiết nhằm xác định chất lượng hệ thống trong

môi trường Shadowing. Đường cong ROC trong trường hợp chỉ có nhiễu AWGN được đưa ra nhằm so sánh với các kết quả đạt được. Từ các kết quả ở Hình 10, ta cũng thấy rằng chất lượng cảm biến sẽ giảm mạnh trong môi trường Shadowing với độ trải Shadowing σ_{dB} trên 4 dB.

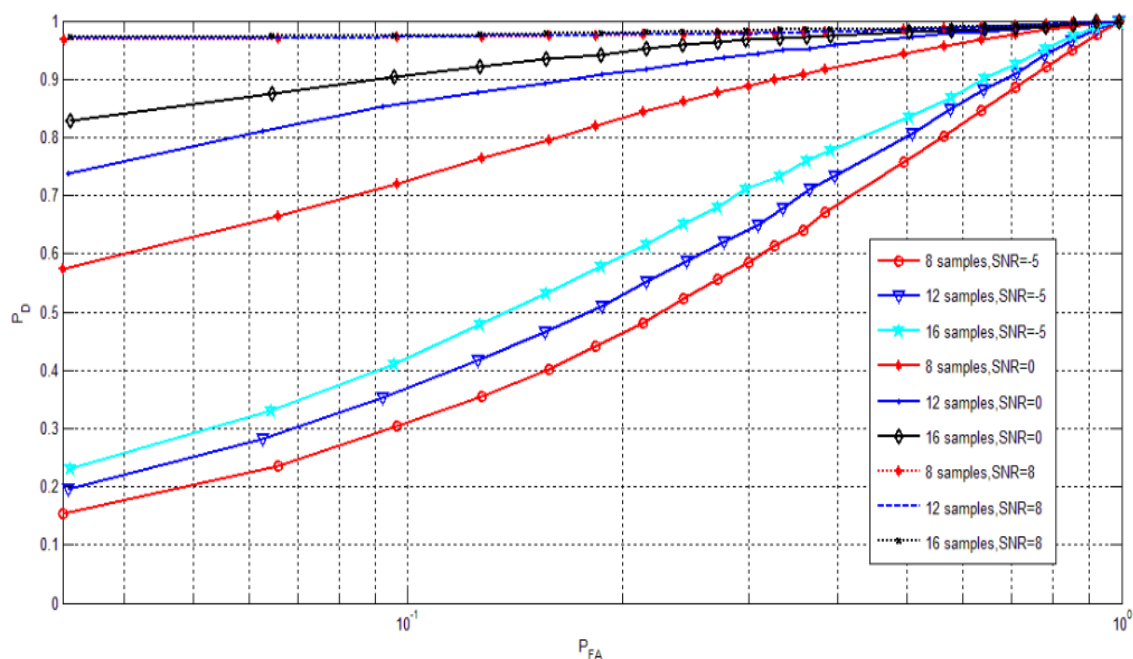


Hình 10. Chất lượng hệ thống trong môi trường Shadowing Log-normal

Chất lượng thuật toán với thời gian quan sát khác nhau

Hình 11 biểu diễn sự phụ thuộc của các xác suất phát hiện tín hiệu và xác suất báo lỗi theo thời gian quan sát, hay nói cách khác, theo số mẫu mà bộ quyết định dùng để tính toán giá trị ngưỡng trong kênh truyền AWGN. Rõ ràng ta thấy thời gian quan sát càng lớn thì xác suất phát hiện tín hiệu càng cao do số mẫu dùng để tính toán ngưỡng lớn. Tuy nhiên, chúng ta cũng phải cân nhắc sao cho số lượng mẫu không lớn quá bởi nếu số lượng mẫu lớn quá thì đáp ứng của bộ quyết định càng dài, độ phức tạp cũng cao lên, gây giảm hiệu suất sử dụng phổ tần của hệ thống

vô tuyến thông minh. Ở kết quả này, chúng ta cũng thấy rằng chất lượng hệ thống được cải thiện đáng kể nếu chúng ta tăng số mẫu quan sát. Tuy nhiên trong môi trường nhiễu thấp thì sự cải thiện này không còn rõ ràng, ví dụ như trường hợp SNR = 8dB như trên hình. Khi đó, chúng ta sẽ giảm số mẫu xuống sao cho thời gian đáp ứng của hệ thống là ngắn nhất mà vẫn đạt được một xác suất phát hiện tín hiệu mong muốn với cùng một xác suất báo lỗi. Ví dụ trong trường hợp SNR = 8dB, chúng ta chỉ cần sử dụng 8 mẫu để xác định ngưỡng thay vì 16 mẫu để đạt cùng một xác suất báo lỗi là 10% và xác suất phát hiện tín hiệu trên 95%.



Hình 11. Sự phụ thuộc hiệu suất phát hiện tín hiệu theo thời gian quan sát

THẢO LUẬN

Chúng tôi đã xây dựng thành công cơ sở lý thuyết cũng như xây dựng mô phỏng để kiểm chứng thuật toán cảm biến phổ tần dựa trên mức công suất của tín hiệu không xác định áp dụng cho hệ thống vô tuyến nhận thức đối với kênh truyền nhiễu trắng cộng AWGN và một số loại kênh truyền fading. Các kết quả mô phỏng mà đề tài đạt được đều tương đối trùng khớp với phân tích lý thuyết. Từ đó, chúng ta có thể thấy rằng chất lượng hệ thống là tương đối tốt trong môi trường nhiễu không lớn lắm. Tuy nhiên hiệu suất phát hiện tín hiệu của hệ thống sẽ giảm nghiêm trọng khi xét đến ảnh hưởng của các loại fading. Để nâng cao hiệu suất của thuật toán thì chúng ta cần tăng thời gian quan sát. Đây là sự đánh đổi khả dĩ nhằm nâng cao chất lượng thuật toán bởi thuật toán này được coi là đơn giản, không quan tâm đến đặc tính của tín hiệu, có thể thực thi trên phần cứng.

Tuy nhiên, qua kết quả đạt được, thuật toán cảm biến phổ tần dựa vào mức năng lượng của tín hiệu cũng bộc lộ một số hạn chế, đó là hiệu quả của thuật toán giảm nhanh chóng trong môi trường nhiễu lớn, chưa kể công suất nhiễu phải được ước lượng một cách chính xác, điều mà không dễ thực hiện trong thực tế.

Một số hướng tiếp tục được nhóm chúng tôi nghiên cứu đó là làm sao ước lượng công suất nhiễu một cách chính xác nhất, thực hiện cải thiện xác suất phát hiện tín hiệu của thuật toán trong một số loại môi trường fading. Đó có thể là các phương pháp cảm biến phổ hợp tác hoặc phương pháp cảm biến phổ dựa trên đặc trưng Cyclostationary của tín hiệu. Thuật toán đang được nhóm chúng tôi thực thi trên phần cứng ứng dụng trong mạng vô tuyến nhận thức.

Spectrum sensing based on energy of unknown deterministic signals over fading channels

- Nguyen Thanh Tu
 - Dang Le Khoa
 - Nguyen Thi Hong Thu
 - Nguyen Huu Phuong
- University of Science, VNU-HCM

ABSTRACT

In cognitive radio network, how to minimize the impact of secondary user on primary user's signal plays a very important and complex role. Therefore, spectrum sensing is one of the most essential components of cognitive radio. Therefore, the effect of spectrum sensing algorithms plays a key role to the system's performance. In this paper, we concentrate on spectrum sensing algorithms in order to find out spectrum hole or while hole for

reusing it. Specifically, we will highlight the energy detector algorithm of unknown deterministic signals over fading channels. The numerical results match well with theoretical analysis. The system's performance of energy detection in AWGN channel is acceptable in case of relatively low signal to noise ratio (SNR). However, the performance of system will be degraded remarkable over fading environments.

Keywords: Spectrum sensing, cognitive radio network, secondary user, primary user

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. FCC, *Spectrum policy task force report*, in Proceedings of the Federal Communications Commission (FCC'02), Washington, DC, USA (2002).
- [2]. E. Axell, G. Leus, E.G. Larsson, Overview of spectrum sensing for cognitive radio, *2010 2nd International Workshop on Cognitive Information Processing*, 3, 322–327 (2010).
- [3]. G. Kalogeridou, N. Sklavos, P. Kitsos, Cognitive Radio and its Application for Next Generation Cellular and Wireless Networks, 116, 383–404 (2012).
- [4]. N.Q.B. Vo, Q.C. Le, Q.P. Le, D.T. Tran, T.Q. Nguyen, M.T. Lam, Vietnam spectrum occupancy measurements and analysis for cognitive radio applications, *The 2011 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2011)*, Atc, 135–143 (2011).
- [5]. K.J.R. Liu, Advances in cognitive radio networks: A survey, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 5, 1, 5–23 (2011).
- [6]. T. Yucek, H. Arslan, A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 11, 1, 116–130 (2009).
- [7]. C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, S.S.N, B. Manor, S. Shankar, *IEEE 802, 22*, The

- First Worldwide Wireless Standard based on Cognitive Radios, 328–337 (2005).
- [8]. D.T.T. Mai, T.C. Chung, N.Q. Tuan, DT. Nguyen, Improving cooperative spectrum sensing under correlated log-Normal shadowing, *2010 International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery*, 365–370 (2010).
- [9]. Z. Quan, S. Cui, A.H. Sayed, Cognitive Radio Networks, 2, 1, 28–40 (2008).
- [10]. J.G. Proakis, *Digital communication*, 4th ed. McGrawHill (2001).
- [11]. H. Urkowitz, Energy detection of unknown deterministic signals, *Proc. of IEEE*, 55, 4, 523–531 (1967).
- [12]. F. F. Digham, M. Alouini, S. Member, M.K. Simon, On the energy detection of unknown signals over fading channels, 55, 1, 21–24 (2007).
- [13]. I.S.G., I.M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5th ed. Academic Press (1994).
- [14]. A.H. Nuttall, Some intergrals involving the Q function, *IEEE Transactions on Information Theory*, 21, 1, 95–96 (1974).
- [15]. J. G. and S. M. Proakis, *Digital communications*, 5th ed. McGraw-Hill (2008).
- [16]. S. Atapattu, S. Member, C. Tellambura, H. Jiang, Energy detection based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, 10, 4, 1232–1241 (2011).
- [17]. I.S.G. and I. M. Ryzhik, *Table of Intergrals, Series, and Products*, 7th ed. Elsevier (2007).