

Cảm nhận phổ trong vô tuyến nhận thức cho tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số trực giao qua kênh truyền nhiễu trắng

- Nguyễn Minh Trí
- Nguyễn Thanh Tú
- Nguyễn Hữu Phương

Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM

(Bài nhận ngày 26 tháng 12 năm 2016, nhận đăng ngày 30 tháng 10 năm 2017)

TÓM TẮT

Hệ thống vô tuyến nhận thức (CR) đang là một trong những đề tài được quan tâm trong những năm gần đây. Chúng giúp cho việc sử dụng băng tần hiệu quả hơn. Vấn đề chính của hệ thống vô tuyến nhận thức là phải xác định chính xác được việc sử dụng băng tần của người dùng chính. Hiện nay có nhiều phương pháp được sử dụng để thực hiện điều này như dựa trên năng lượng (ED), cửa sổ trượt, Axell's detector. Trong

đó, phương pháp dựa trên đặc điểm tín hiệu (cyclostationarity - CS) luôn thu hút nhiều sự quan tâm do hiệu quả của nó ở miền SNR thấp. Với cyclic prefix lặp lại, tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM) cho kết quả phát hiện tốt theo phương pháp này. Bài báo này đề xuất một phương pháp dựa trên đặc tính tự tương quan của tín hiệu OFDM trong môi trường nhiễu trắng (AWGN).

Từ khóa: vô tuyến nhận thức (CR), cyclostationary (CS), OFDM, AWGN

MỞ ĐẦU

Trong những thập kỷ gần đây, nhiều nghiên cứu trên thế giới và ở Việt Nam chỉ ra rằng trong rất nhiều khoảng băng tần được cấp phép không được sử dụng hiệu quả [1, 2]. Điều này gây ra sự thiếu hụt nghiêm trọng về phổ tần vô tuyến và để giải quyết vấn đề trên, mạng vô tuyến nhận thức (CR) được đề xuất. Dựa trên ý tưởng sử dụng lại những vùng tần số không được sử dụng bởi người sử dụng chính (Primary user - PU) để cấp cho người sử dụng thứ cấp (Secondary user - SU). Hiện nay, CR được xem là một giải pháp hiệu quả trong việc tăng khả năng sử dụng phổ tần của mạng không dây và thu hút được nhiều sự quan tâm [3-5]. Trong mạng vô tuyến nhận thức, các người sử dụng thứ cấp SU sẽ được phép sử dụng tạm thời những phổ tần của người sử dụng chính PU mà không gây can nhiễu đến PU. Vì vậy, các SU phải có khả năng nhận thức được khi nào PU đang sử dụng và khi nào các SU có thể sử

dụng phổ tần được cấp cho PU. Có thể thấy được, việc cảm nhận phổ tần đóng vai trò quyết định trong hệ thống vô tuyến nhận thức và vì thế đã có nhiều phương pháp được nghiên cứu và đề xuất. Trong đó, được quan tâm nhiều nhất là các phương pháp dựa trên năng lượng (ED) [6], dựa trên dạng sóng hay lọc phối hợp, dựa trên đặc trưng tín hiệu (cyclostationarity detection - CS) [7], dựa trên wavelet hay eigenvalue [8]. Những phương pháp này có những ưu điểm và nhược điểm riêng về khả năng cảm nhận, độ phức tạp, thời gian cảm nhận và yêu cầu đối với tín hiệu PU. Thí dụ, phương pháp cảm nhận phổ dựa trên năng lượng có ưu điểm là đơn giản, không có yêu cầu về thông tin tín hiệu của PU tuy nhiên phương pháp này lại không hiệu quả trong môi trường nhiễu lớn. Các thuật toán cảm nhận dựa trên dạng sóng hay lọc phối hợp đòi hỏi các điều kiện rõ ràng về dạng sóng pilot biết trước hay tín

hiệu truyền làm ảnh hưởng đến bảo mật trong truyền thông. Với phương pháp cảm nhận dựa trên đặc điểm tín hiệu chỉ sử dụng cấu trúc và đặc điểm thống kê của tín hiệu PU. Đối với tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM), dựa trên đặc điểm tự tương quan tuần hoàn của cyclic prefix khi có tín hiệu OFDM sẽ cho giá trị khác không và bằng không khi không có tín hiệu để cảm nhận sự hiện diện của tín hiệu. Kỹ thuật này có ưu điểm là đơn giản và cảm nhận được tín hiệu ở vùng tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) thấp.

THUẬT TOÁN CẢM NHẬN PHỔ TÍN HIỆU OFDM

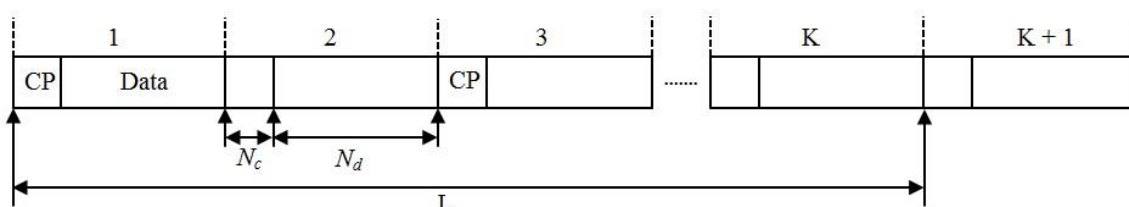
Tổng quan cảm nhận phổ tín hiệu OFDM

Trong mô hình truyền OFDM, người sử dụng chính sẽ truyền tín hiệu ghép kênh phân chia theo

tần số trực giao (OFDM) với N_d sóng mang con. Đây cũng là số lượng mẫu dữ liệu trong một symbol OFDM và đồng thời cũng là kích thước bộ IFFT (Inverse fast Fourier transform). Sau bộ IFFT, để giảm hiệu ứng nhiễu liên ký tự (ISI), tín hiệu sẽ được chèn thêm một khoảng bảo vệ có chiều dài N_c . Khoảng bảo vệ được tạo bằng cách sao chép N_c mẫu cuối của symbol OFDM và chèn vào đầu symbol và được gọi là cyclic prefix (CP). Như vậy một symbol OFDM gồm $N_s = N_c + N_d$ mẫu. Sử dụng cửa sổ quan sát có chiều dài $L + N_d$ mẫu gồm K symbol OFDM và N_d mẫu của symbol $K + 1$, $L = K(N_c + N_d)$ được minh họa ở Hình 1.

Trong môi trường nhiễu Gauss (AWGN), tín hiệu nhận được tại người sử dụng thứ cấp là

$$y(k) = s(k) + n(k), \quad k = 0, 1, \dots, L + N_d - 1. \quad (1)$$



Hình 1. Cấu trúc tín hiệu OFDM với CP

Về cơ bản, cảm nhận phổ là quá trình quyết định sự hiện diện của tín hiệu truyền dựa trên tín hiệu thu được tại đầu thu người sử dụng thứ cấp. Điều này có thể thể hiện dưới dạng phương trình như sau:

$$\begin{cases} H_1 : y(k) = s(k) + n(k), \\ H_0 : y(k) = n(k) \end{cases}, \quad (2)$$

$$k = 0, 1, \dots, L + N_d - 1$$

$$k = 0, 1, \dots, L + N_d - 1'$$

với H_1 và H_0 lần lượt là giả thuyết có tín hiệu OFDM và không có tín hiệu. Số lượng mẫu thu thập trong quá trình cảm nhận là $L + N_d$ mẫu. Như vậy, sẽ có các trường hợp xảy ra khi cảm nhận phổ gồm: báo lỗi xảy ra khi kênh truyền trống mà quyết định có tín hiệu, phát hiện nhầm khi kênh truyền bận mà quyết định không có tín

hiệu. Đây là hai trường hợp ảnh hưởng đến hiệu quả của việc cảm nhận phổ. Ngoài ra, xác suất phát hiện tín hiệu xảy ra khi phát hiện đúng sự hiện diện của PU, $P_d = 1 - P_{md} = P(H_1/H_1)$ với P_{md} là xác suất phát hiện nhầm. Cuối cùng là xác suất phát hiện lỗi trống khi phát hiện đúng sự vắng mặt của tín hiệu người sử dụng chính. Để thiết kế một bộ cảm nhận tốt là xem xét việc cực đại xác suất phát hiện đúng với xác suất báo lỗi P_{fa} cho trước.

Thuật toán cảm nhận phổ dựa trên CS

Phần này trình bày thuật toán cảm nhận phổ dựa trên đặc điểm tuần hoàn của tín hiệu OFDM với các điều kiện giả định như sau:

Phương sai nhiễu σ_n^2 và phương sai tín hiệu σ_s^2 là không biết.

Các thông số N_d và N_c biết trước.

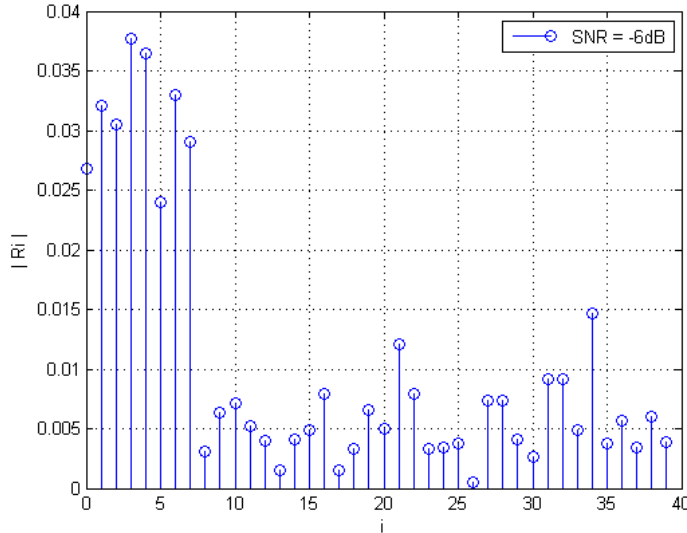
Tại đầu thu, quan sát thấy K symbols OFDM.

Gọi r_n là tích của hai mẫu tín hiệu thu y_n và y_{n+N_d} với khoảng cách N_d trong toàn cửa sổ quan sát chiều dài $L + N_d$, sẽ có (3).

$$\hat{r}_n = y_n y_{n+N_d}, \quad n = 0, \dots, K(N_d + N_c) - 1 \quad (3)$$

Dựa vào sự tuần hoàn của hàm tự tương quan của tín hiệu OFDM với CP lấy từ data. Chu kỳ này bằng độ dài một symbol OFDM $N_s = N_c + N_d$. Giả sử rằng các symbol OFDM độc lập và với K symbol OFDM, sẽ đo được độ tương quan giữa 2 mẫu có khoảng cách N_d trong một chu kỳ là (4).

$$\hat{R}_k = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \hat{r}_{k+l(N_c+N_d)}, \quad k = 0, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4)$$



Hình 2. Ví dụ hàm tự tương quan của tín hiệu OFDM

Với hai giả thuyết trong vấn đề cảm nhận tín hiệu, tất cả các giá trị \hat{R}_i ở H_0 được phân bố đều do tín hiệu nhận được chỉ có nhiễu. Trong khi ở giả thuyết H_1 do có sự lặp lại N_c giá trị dữ liệu ở CP nên sẽ có N_c giá trị \hat{R}_i có tương quan cao hơn N_d giá trị còn lại. Tại Hình 2, đặc điểm khi có tín hiệu OFDM được thể hiện rõ với các giá trị $N_d = 32$ (kích thước khối IFFT), cyclic prefix $N_c = N_d/4 = 8$, số symbol OFDM là $K = 500$, tám mẫu tương ứng trong vùng CP của bất kỳ symbol OFDM sẽ có độ lớn giá trị tương quan cao hơn các giá trị còn lại do khi có tín hiệu OFDM, hàm

tương quan đạt giá trị đỉnh tại vùng CP. Ngược lại, các mẫu tín hiệu hay nhiễu không có tương quan có giá trị nhỏ.

Dựa vào đặc điểm trên, tín hiệu OFDM có thể được phát hiện mà không cần biết các thông tin về công suất tín hiệu σ_s^2 và công suất nhiễu σ_n^2 .

Vector tương quan được định nghĩa là $\hat{\mathbf{R}} = [\hat{R}_0 \hat{R}_1 \dots \hat{R}_{N_d+N_c-1}]^T$ và tính logarithm tự nhiên của tỷ số tương tự (LLRT) [9]

$$\Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) = \ln \left(\frac{\max_{\theta, \hat{\sigma}_n^2, \hat{\sigma}_s^2} f_{\hat{\mathbf{R}}/H_1}(\hat{\mathbf{R}}/H_1, \theta, \hat{\sigma}_n^2, \hat{\sigma}_s^2)}{\max_{\theta} f_{\hat{\mathbf{R}}/H_0}(\hat{\mathbf{R}}/H_0, \hat{\sigma}_n^2)} \right) = \max \ln \left(\frac{f_{\hat{\mathbf{R}}/H_1}(\hat{\mathbf{R}}/H_1, \theta, \hat{\sigma}_n^2, \hat{\sigma}_s^2)}{f_{\hat{\mathbf{R}}/H_0}(\hat{\mathbf{R}}/H_0, \hat{\sigma}_n^2)} \right), \quad \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) > \lambda : H_1, \quad \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) < \lambda : H_0 \quad (5)$$

với $\ln(\cdot)$ là logarit tự nhiên, $\hat{(\cdot)}$ là giá trị ước lượng ML và λ là ngưỡng quyết định. Nói một cách đơn giản, giả sử rằng \hat{R}_k là độc lập, vì thế hàm mật độ xác suất (pdf) của (5) được viết như (6).

$$f_{\hat{\mathbf{R}}/H_i}(\hat{\mathbf{R}}/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\hat{R}_k/H_i}(\hat{R}_k/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2), \quad (6)$$

với $i = 0, 1$.

Do \hat{R}_k , $k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1$ là các biến ngẫu nhiên phức, chúng có thể xác định dưới dạng tổng của hai biến ngẫu nhiên thực \bar{R}_k và \tilde{R}_k , nghĩa là $\hat{R}_k = \bar{R}_k + j\tilde{R}_k$, vì thế sẽ có (7) và (8).

$$\bar{R}_k = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \hat{r}_{i+l(N_d+N_c)} \quad (7)$$

$$\tilde{R}_k = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \tilde{\hat{r}}_{i+l(N_d+N_c)}, \quad (8)$$

với $k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1$

Hàm xác suất có điều kiện pdf cho bởi (6) có thể viết lại sử dụng (7), (8) như sau

$$f_{\hat{\mathbf{R}}/H_i}(\hat{\mathbf{R}}/H_i, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k, \tilde{R}_k/H_i}(\bar{R}_k, \tilde{R}_k/H_i, \sigma_n^2, \sigma_s^2). \quad (9)$$

Vì thế cần xác định hàm mật độ xác suất kết hợp của \bar{R}_k và \tilde{R}_k dưới điều kiện H_0 và H_1 .

Trong SNR thấp, \bar{R}_k và \tilde{R}_k thì không tương quan. Vì thế, pdf của chúng dưới điều kiện H_0 cho bởi

$$f_{\bar{R}_k, \tilde{R}_k/H_0}(\bar{R}_k/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{(\bar{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right] \quad (10)$$

Do \bar{R}_k và \tilde{R}_k là không tương quan, (9) trở thành

$$f_{\hat{\mathbf{R}}/H_i}(\hat{\mathbf{R}}/H_i, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_i}(\bar{R}_k/H_i, \sigma_n^2, \sigma_s^2) f_{\tilde{R}_k/H_i}(\tilde{R}_k/H_i, \sigma_n^2, \sigma_s^2) \quad (15)$$

Thay (15) vào (5), có LLRT

$$\Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) = \max_{\theta} \ln \left(\frac{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1, \hat{\sigma}_n^2, \hat{\sigma}_s^2)}{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_0}(\bar{R}_k/H_0, \hat{\sigma}_n^2)} \right), \quad \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) > \lambda : H_1$$

$$\Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) < \lambda : H_0 \quad (16)$$

$$f_{\tilde{R}_k/H_0}(\tilde{R}_k/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{(\tilde{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right], \quad (11)$$

với $\sigma_0^2 = \sigma_n^4/2K$, σ_n^2 là công suất nhiễu và K là số symbol OFDM.

Dưới điều kiện H_1 , sẽ có 2 trường hợp. Trường hợp 1, có tín hiệu OFDM và k nằm trong vùng CP như hình 2. Trong trường hợp này, pdf của \bar{R}_k là

$$f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{(\bar{R}_k - \sigma_s^2)^2}{2\sigma_0^2}\right], \quad k \in \text{CP} \quad (12)$$

với σ_s^2 là công suất tín hiệu thu được. Trong trường hợp 2, có tín hiệu OFDM nhưng k không nằm trong vùng CP và có pdf là

$$f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{(\bar{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right], \quad k \notin \text{CP} \quad (13)$$

Cần lưu ý rằng pdf của \tilde{R}_k dưới điều kiện H_1 không phụ thuộc k và được cho bởi

$$f_{\tilde{R}_k/H_1}(\tilde{R}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left[-\frac{(\tilde{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right]. \quad (14)$$

Từ (11) và (14) thấy rằng các giá trị \tilde{R}_k có cùng hàm mật độ phân bố xác suất và không phụ thuộc vào điều kiện giả thiết. Chỉ có \bar{R}_k phụ thuộc vào điều kiện H_1 và H_0 .

Từ (16), nhận thấy rằng hàm kiểm tra chỉ phụ thuộc phần thực của \hat{R}_k , trong khi đó phần ảo không đóng góp hoặc chứa bất kỳ thông tin nào về thống kê.

Từ đó được hàm pdf của phần thực \bar{R}_k dưới hai giả thuyết H_1 và H_0 như (17) và (18).

$$\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_0}(\bar{R}_k/H_0, \theta, \sigma_n^2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_0)^{N_d+N_c}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{k=0}^{N_d+N_c-1} (\bar{R}_k)^2\right) \quad (17)$$

và

$$\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_0)^{N_d+N_c}} \exp\left(-\frac{\sum_{k \in CP} (\bar{R}_k - \sigma_s^2)^2 + \sum_{l \notin CP} (\bar{R}_l)^2}{2\sigma_0^2}\right). \quad (18)$$

Ước lượng ML của phương sai tín hiệu σ_s^2 là

$$\hat{\sigma}_s^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{k \in CP} \bar{R}_k. \quad (19)$$

Với ước lượng σ_0^2 , chỉ xem xét N_d biến ngẫu nhiên \bar{R}_k không ở trong vùng CP và theo đó ước lượng ML của σ_0^2 dưới giả thuyết không có tín hiệu H_0 và có tín hiệu H_1 là giống nhau

$$\hat{\sigma}_0^2/H_0 = \hat{\sigma}_0^2/H_1 = \frac{1}{N_d} \sum_{\substack{k=0 \\ k \notin CP}}^{N_d+N_c-1} (\bar{R}_k)^2. \quad (20)$$

Nhận thấy rằng việc chọn những mẫu dữ liệu N_d (không chọn vùng CP) để ước lượng σ_0^2 là chính xác bởi vì do có cùng ước lượng cho các mẫu N_d sẽ cho kết quả quyết định đơn giản ở (20). Thay thế σ_0^2 và σ_s^2 , sẽ có quy luật quyết định như (21) [7].

$$\Lambda_g(\bar{\mathbf{R}}) = \begin{cases} \max_{\theta \in \{0, \dots, N_c+N_d-1\}} \left(\sum_{k \in CP} \bar{R}_k \right)^2, & \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) > \eta \hat{\sigma}_0^2 : H_1 \\ \sum_{k \in CP} \bar{R}_k^2, & \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) < \eta \hat{\sigma}_0^2 : H_0 \end{cases}, \quad (21)$$

với η là hệ số nhân ngưỡng được xác định dựa vào xác suất báo lỗi P_{fa} cho trước.

Nếu không quan tâm đến yêu cầu đồng bộ, có thể sắp xếp các phần tử \bar{R}_k tăng dần và chỉ lấy N_c mẫu lớn nhất, sẽ có (22).

$$\Lambda_g(\bar{\mathbf{R}}) = \begin{cases} \left(\sum_{j=N_d}^{N_d+N_c-1} \bar{R}_{os,j} \right)^2, & \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) > \eta \hat{\sigma}_0^2 : H_1 \\ \sum_{j=N_d}^{N_d+N_c-1} \bar{R}_{os,j}^2, & \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) < \eta \hat{\sigma}_0^2 : H_0 \end{cases} \quad (22)$$

Thuật toán để dò tìm tín hiệu OFDM đề xuất có thể toán tắt như sau:

Sử dụng các mẫu quan sát trong cửa sổ K symbol OFDM, tính giá trị $N_c + N_d$ của phần thực hàm tự tương quan trong thời gian N_d . Gọi những giá trị này là correlation bins, tương ứng với một chu kỳ của hàm tự tương quan được định nghĩa ở (7)

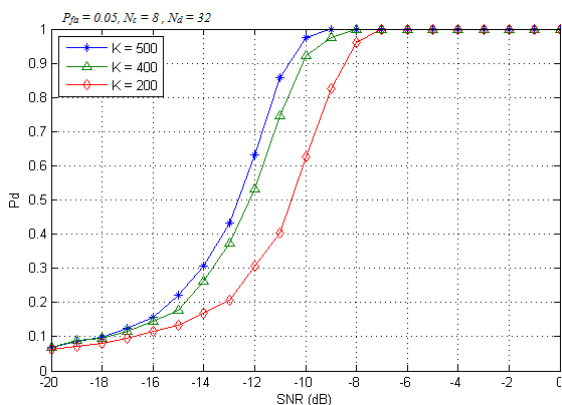
Ngõ ra của bộ tương quan, các correlation bins được gửi tuần tự vào một thanh ghi dịch có chiều dài $N_c + N_d$.

$N_c + N_d$ ô nhớ này được sắp xếp tăng dần theo độ lớn của chúng, các giá trị lớn để tính thống kê kiểm tra, trong khi các giá trị nhỏ được sử dụng để ước lượng mức nhiễu nền $\hat{\sigma}_0^2$. Giá trị ước lượng này sau đó được nhân với hằng số η gọi là hệ số nhân ngưỡng, được chọn sao cho đạt được xác suất báo lỗi mong đợi.

Cuối cùng, so sánh $\Lambda_g(\bar{\mathbf{R}})$ được tính ở (22) với ngưỡng đạt được để quyết định có hay không tín hiệu OFDM.

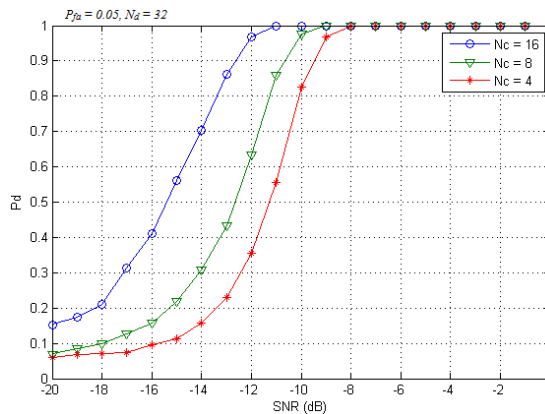
KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Phần này trình bày kết quả mô phỏng bằng Matlab Simulink thể hiện hiệu quả của thuật toán thông qua xác suất phát hiện đúng P_d với các SNR khác nhau của tín hiệu người sử dụng chính. PU sẽ truyền tín hiệu OFDM có điều chế QPSK với N_d sóng mang con và cyclic prefix có chiều dài N_c . Biểu đồ P_d theo SNR của thuật toán được thực hiện với xác suất báo lỗi P_{fa} cố định, trong các mô phỏng xác suất này là $P_{fa} = 0.05$.



Hình 3. Xác suất phát hiện đúng với thời gian quan sát khác nhau

Đầu tiên, thay đổi số lượng mẫu K symbol OFDM để đánh giá khả năng của thuật toán thông qua những thời gian quan sát khác nhau. Kích thước symbol OFDM gồm 32 mẫu với $N_d = 32$ và cyclic prefix $N_c = N_d/4 = 8$, như Hình 3. Từ kết quả Hình 3, với K thay đổi từ 200-500, nhận thấy với cùng một SNR, xác suất phát hiện đúng tăng tương ứng với thời gian quan sát. Thí dụ, với SNR = -10dB, K = 500 symbol thì xác suất phát hiện đúng là 97 %, trong đó với K = 200 thì Pd chỉ là 65 %. Tuy nhiên, sẽ có sự đánh đổi giữa khả năng phát hiện tín hiệu và thời gian xử lý, tùy vào điều kiện khác nhau để có lựa chọn phù hợp.



Hình 4. Xác suất phát hiện đúng với CP khác nhau

Hình 4 thể hiện sự phụ thuộc của chất lượng cảm nhận vào số mẫu cyclic prefix tại đầu thu SU. Với cùng số mẫu dữ liệu $N_d = 32$, số mẫu CP càng lớn thì khả năng cảm nhận càng tăng. Điều này là do khi CP càng nhiều thì trong một symbol OFDM càng có nhiều thành phần tương quan, do đó việc quyết định sẽ dễ dàng hơn. Theo hình 4, với $N_c = 1/2N_d = 16$ cho kết quả tốt nhất. Tuy các hệ thống truyền thực tế sẽ có CP với tỉ lệ từ 1/4 đến 1/8 nhưng kết quả này vẫn cho thấy ảnh hưởng của CP đến chất lượng cảm nhận.

KẾT LUẬN

Bài báo trình bày một thuật toán cảm nhận phổ nhanh cho tín hiệu OFDM với môi trường nhiễu AWGN. Dựa vào đặc trưng cyclostationarity của tín hiệu với CP, thuật toán tính sự tương quan khi có tín hiệu OFDM từ đó quyết định sự hiện diện của tín hiệu. Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu quả của thuật toán đối với môi trường nhiễu lớn và sự ảnh hưởng của thời gian quan sát và cấu trúc tín hiệu đến chất lượng cảm nhận. Hướng tiếp theo là nghiên cứu việc cảm nhận trong môi trường fading và ứng dụng thuật toán trên phần cứng của hệ thống vô tuyến nhận thức.

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 C2015-18-01.

Spectrum sensing in cognitive radio wireless networks for orthogonal frequency division multiplexing in additive white Gaussian noise channel

- Nguyen Minh Tri
- Nguyen Thanh Tu
- Nguyen Huu Phuong

University of Science, VNU-HCM

ABSTRACT

Cognitive radio (CR) systems are one of the most interesting topics in recent years. They would enable more efficient use of the spectrum. The main problem of CR is how to detect exactly the spectrum usage of primary users. There are many ways to do this, such as energy detector (ED), Axell's detector, the sliding window

detector, etc. Among them, cyclostationarity (CS) based detection methods attracted much attention because of their better results in low-SNR regimes. This paper will propose a method based on the autocorrelation property of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signals in additive white Gaussian noise (AWGN).

Từ khóa: cognitive radio (CR), cyclostationary (CS), OFDM, AWGN

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. I.F. Akyildiz, W.Y. Lee, M.C. Vuran, S. Mohanty, Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey, *Computer Networks*, 50, 13, 2127–2159 (2006).
- [2]. 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).
- [3]. E. Hossain, V.K. Bhargava, *Cognitive Wireless Communication Networks*, Springer (2007).
- [4]. J. Ma, G.Y. Li, B.H. Juang, Signal Processing in Cognitive Radio, *Proceedings of the IEEE*, 97, 5, 805–823 (2009).
- [5]. E. Larsson, M. Skoglund, Cognitive radio in a frequency-planned environment: some basic limits, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7, 12, 4800–4806 (2008).
- [6]. N.T. Tú, Đ.L. Khoa, N.T.H. Thư, N.H. Phương, Cảm biến phổ tần dựa vào năng lượng của tín hiệu không xác định trong kênh truyền fading, *Tạp chí Phát triển KH&CN*, 17, 1, 17–31 (2014).
- [7]. E. Axell and E. G. Larsson, Optimal and sub-optimal spectrum sensing of OFDM signals in known and unknown noise variance, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 29, 2, 290–304 (2011).
- [8]. Tefvik Yucek, and Huseyin Arslan, A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 11, 1, 116–130 (2009).
- [9]. Kamel Berbra, Mourad Barkat, Fulvio Gini, Maria Greco, Pietro Stinco, A fast spectrum sensing for CP-OFDM cognitive radio based on adaptive thresholding, *Signal Processing*, 128, 252–261 (2016).