

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Đinh Thị Thái Mai

**NGHIÊN CỨU VÔ TUYẾN NHẬN THỨC HỢP
TÁC CẢM NHẬN PHỔ TRONG MÔI TRƯỜNG
PHA ĐÌNH**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 62 52 02 08

**TÓM TẮT LUẬN ÁN TIẾN SĨ NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT
ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG**

Hà Nội - 2016

Công trình được hoàn thành tại: Trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc Gia Hà Nội.

Người hướng dẫn khoa học: PGS. TS. Nguyễn Quốc Tuấn.

Phản biện: PGS. TS. Đào Ngọc Chiến.

Phản biện: PGS. TS. Lê Nhật Thăng.

Phản biện: TS. Lê Hải Nam.

Luận án được bảo vệ trước Hội đồng cấp Đại học Quốc Gia chấm luận án tiến sỹ họp tại P.212 - Nhà E3, Trường Đại học Công Nghệ, Đại học Quốc Gia Hà Nội.

Vào hồi 09 giờ 00 ngày 15 tháng 12 năm 2016. Có thể tìm hiểu luận án tại:

- Thư viện Quốc gia Việt Nam.
- Trung tâm Thông tin - Thư viện, Đại học Quốc gia Hà Nội.

MỞ ĐẦU

Đặt vấn đề

Tổng quan về nghiên cứu mạng cảm nhận phổ vô tuyến nhận thức trên thế giới

Vô tuyến nhận thức (Cognitive Radio) ngày nay đang trở thành một công nghệ hứa hẹn cho phép truy cập vào các dải tần trống. Nhiệm vụ chính của mỗi người dùng CR trong mạng CR đó là phát hiện ra các người dùng được cấp phép (PU) có tồn tại hay không và xác định phổ tần trống nếu PU vắng mặt. Hiệu năng phát hiện (Detection Performance) trong cảm nhận phổ là cực kỳ quan trọng đối với hiệu năng của cả mạng CR và mạng sơ cấp.

Rất nhiều nhân tố trong thực tế như pha đình đa đường, pha đình che khuất, và hiện tượng không xác định bộ thu có thể ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng phát hiện trong cảm nhận phổ. Quyết định hợp tác kết hợp từ các quan sát được lựa chọn theo phân bố không gian có thể khắc phục yếu điểm của các quan sát riêng lẻ tại mỗi một người dùng CR. Đây chính là lý do cảm nhận phổ hợp tác là một hướng tiếp cận hiệu quả và hấp dẫn để hạn chế pha đình đa đường và pha đình che khuất cũng như làm giảm nhẹ vấn đề không xác định bộ thu.

Việc gửi thông tin cảm nhận của các CR đến FC hoặc chia sẻ các kết quả cảm nhận đến các nút lân cận được thực hiện trên kênh điều khiển chung còn được gọi là *kênh thông báo*. Hiện tượng suy giảm kênh cần được xem xét trong vấn đề độ tin cậy của kênh điều khiển. Trong các nghiên cứu trước đây sử dụng giả thiết kênh điều khiển hoàn hảo không bị lỗi trong cảm nhận hợp tác, các nghiên cứu gần đây nghiên cứu ảnh hưởng của tạp âm Gauss, pha đình đa đường và pha đình tương quan.

Tình hình nghiên cứu về Vô tuyến nhận thức trong nước

Ở Việt Nam hiện nay các vấn đề về nghiên cứu Vô tuyến nhận thức chủ yếu tập trung vào vấn đề chia sẻ phổ trong truyền tin (spectrum

sharing), cụ thể: (i) Nhóm tác giả thuộc Học viện Công Nghệ Bưu chính viễn thông đã có rất nhiều bài viết chuyên sâu về đánh giá hiệu năng của mạng chuyển tiếp vô tuyến nhận thức khi thực hiện chia sẻ phổ dạng nền hay chồng lấn; (ii) Nhóm tác giả thuộc Đại học Bách Khoa Hà nội tập trung giải quyết bài toán phân bố công suất để tránh nhiễu khi thực hiện chia sẻ phổ và đã thực thi một số Testbed trên nền tảng SDR; (iii) Một nghiên cứu sinh khác của trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà nội tập trung nghiên cứu nâng cao dung lượng của hệ thống thông tin Vô tuyến có nhận thức dựa trên OFDM dựa trên các giải pháp phân bố công suất cho các sóng mang con, đảm bảo được điều kiện bảo vệ về nhiễu cho các PU.

Trước xu hướng nghiên cứu của thế giới cũng như trong nước về vô tuyến nhận thức hiện nay, luận án được giới hạn trong phạm vi như sau: (i) Tập trung đi vào giải quyết các bài toán trong cảm nhận phổ sử dụng bộ phát hiện năng lượng, (ii) Nghiên cứu vấn đề cảm nhận phổ hợp tác sử dụng kỹ thuật hợp tác cảm nhận tập trung, (iii) Cải thiện hiệu năng của mạng hợp tác cảm nhận cũng như độ tin cậy trong truyền tin trên kênh thông báo dưới ảnh hưởng của pha đình.

Những hạn chế nghiên cứu về cảm nhận phổ trong vô tuyến nhận thức

Như đã trình bày ở trên, pha đình là một trong những nhân tố gây ảnh hưởng mạnh mẽ đối với hệ thống vô tuyến nhận thức trên cả hai kênh cảm nhận và kênh thông báo. Có hai bài toán đặt ra đó là: (i) *Đối với kênh cảm nhận*: Đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ của các CR dưới ảnh hưởng của pha đình; (ii) *Đối với kênh thông báo*: nâng cao độ tin cậy của kênh thông báo dưới ảnh hưởng của pha đình. Rất nhiều nhà khoa học đã đi vào nghiên cứu hai bài toán nêu trên, tuy nhiên phần lớn chỉ tập trung vào hai mô hình kênh pha đình phổ biến là pha đình đa đường Rayleigh và pha đình che khuất. Ảnh hưởng của pha đình trong kênh thông báo cũng đã được xem xét trong pha đình đa đường và pha đình tương quan. Trong khi đó, một mô hình pha đình rất phù hợp với thực tế trong môi trường truyền lan đô thị do Suzuki đề xuất lại chưa thực sự được quan tâm nhiều. Ảnh hưởng của pha đình Suzuki đối với kênh thông báo trong hợp tác cảm nhận thì cho đến nay theo như hiểu biết của Nghiên cứu sinh chưa hề được đề cập đến.

Mục đích nghiên cứu

Các kết quả nghiên cứu của luận án nhằm mục đích *nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức cảm nhận phổ hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki*.

Phương pháp nghiên cứu

Trong luận án, nghiên cứu sinh đã sử dụng các phương pháp nghiên cứu sau: (i) Khảo sát các hướng đang nghiên cứu trên thế giới; (ii) Xác định bài toán nâng cao hiệu năng cảm nhận; (iii) Xác định bài toán nâng cao hiệu năng cảm nhận; (iv) Sử dụng Matlab tiến hành mô phỏng để thu thập số liệu, xử lý, xem xét đặc tính, minh chứng.

Nội dung nghiên cứu

Nội dung nghiên cứu của luận án bao gồm: (i) Nghiên cứu về mô hình phân tập thu MRC trong mô hình kênh pha đỉnh Suzuki tương quan và không tương quan. (ii) Tính toán hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ của CR dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Suzuki; (iii) Mô hình mạng chuyển tiếp phân tập AF và ứng dụng trong việc hỗ trợ truyền tin trên mạng thông báo của mạng vô tuyến nhận thức trong môi trường pha đỉnh Suzuki.

Các đóng góp

Những kết quả nghiên cứu trong luận án đã đạt được mục đích nghiên cứu đề ra. Những kết quả này nằm trong chương 2 và chương 3 của luận án, bao gồm: (i) Đề xuất một số phương pháp nhằm cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ trong môi trường pha đỉnh và (ii) Nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác trong môi trường kênh pha đỉnh Suzuki bằng cách tái sử dụng các vô tuyến nhận thức bị pha đỉnh sâu thành các bộ chuyển tiếp phân tập AF.

Bố cục của luận án

Luận án bao gồm phần mở đầu, 3 chương, phần kết luận và kiến nghị. *Chương 1* trình bày cơ sở của vô tuyến nhận thức. *Chương 2* là một số các đề xuất của luận án trong việc phát hiện các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh lognormal tương quan, tái sử dụng các CR bị loại bỏ làm nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận và giới hạn số lượng người CR tham gia hợp tác cảm nhận. *Chương 3* là các nghiên cứu của luận án về đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác trong môi trường kênh pha đỉnh Suzuki khi sử dụng mạng chuyển tiếp phân tập AF trên kênh thông báo. Cuối cùng là kết luận và kiến nghị.

Chương 1

CƠ SỞ CẢM NHẬN PHỔ SỬ DỤNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC

Chương này sẽ hệ thống một số kiến thức cơ sở liên quan đến cảm nhận phổ nhằm làm nền tảng cho các nội dung nghiên cứu của luận án trong các chương tiếp theo. Trong chương này, luận án cũng sẽ đề xuất phương pháp tính xấp xỉ hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ trong kênh pha đỉnh Suzuki sử dụng đa thức Gauss - Hermite.

1.1 Tổng quan về vô tuyến nhận thức

Vô tuyến nhận thức được định nghĩa là một bộ vô tuyến trên nền tảng phần mềm (Software Defined Radio) thúc đẩy sự linh hoạt các dịch vụ vô tuyến cá nhân.

Hố phổ (Spectrum hole) là một dải tần số được cấp phép cho người dùng sơ cấp (Primary User), nhưng tại một thời điểm cụ thể và một vị trí địa lý cụ thể, dải tần này chưa được sử dụng bởi người này.

1.1.1 Phân loại CR

Vô tuyến nhận thức được chia làm hai loại: (i) Vô tuyến nhận thức đầy đủ và (ii) Vô tuyến nhận thức cảm nhận phổ.

1.1.2 Các đặc tính của CR

Có hai đặc tính chính của vô tuyến nhận thức cần được xác định đó là: (i) khả năng nhận thức và (ii) khả năng tái cấu hình.

1.1.3 Các chức năng của CR

Vô tuyến nhận thức có bốn chức năng chính: (i) Cảm nhận phổ (Spectrum Sensing); (ii) Quyết định phổ (Spectrum Decision); (iii) Chia sẻ phổ (Spectrum Sharing) và (iv) Di chuyển phổ (Spectrum Mobility).

Ở đây, luận án chỉ tập trung nghiên cứu chức năng *cảm nhận phổ* của vô tuyến nhận thức và các vấn đề liên quan đến việc cải thiện hiệu năng của cảm nhận phổ.

1.2 Các kỹ thuật cảm nhận phổ

Luận án trình bày ba kỹ thuật phổ biến nhất trong cảm nhận hợp tác: phát hiện năng lượng, phát hiện đặc tính dừng lặp và phát hiện bộ lọc hòa hợp.

1.3 Mô hình kênh truyền vô tuyến

1.3.1 Mô hình tổng các tích

Phương trình hệ thống tổng quát mô tả mối quan hệ giữa tín hiệu phát $s(t)$, tín hiệu thu $r(t)$ thông qua kênh $h(t)$ với tạp âm Gauss trắng cộng $n(t)$ được biểu diễn như sau:

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (1.1)$$

Mô hình kênh vô tuyến được mô hình hóa như một bộ lọc tuyến tính với đáp ứng xung băng thấp phức, phù hợp với truyền lan đa đường khoảng cách xa trong vùng đô thị, như sau:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K a_k e^{j(\omega t + \theta_k)} \quad (1.2)$$

trong đó môi trường truyền dẫn được đặc trưng hóa bởi tập các biến a_k, t_k, θ_k tương ứng là độ lớn (độ lợi hoặc mất mát), thời gian trễ và độ dịch pha sóng mang của đường truyền thứ k . θ_k thường được mô hình hóa dưới dạng phân bố đều trong khoảng $[0, 2\pi]$. Độ trễ trễ $t_k - t_0$, trong đó t_0 là độ trễ đường truyền thẳng, được giả thiết là tạo thành một chuỗi Poisson. Tín hiệu nhận được khi đó sẽ là:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k s(t - t_k) e^{j\theta_k} + n(t) \quad (1.3)$$

Một mô hình tổng các tích cho độ lợi hay mất mát kênh được đề xuất phù hợp hơn như sau:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K \left(\prod_{l=1}^{L_k} a_{lk} \right) \exp \left[j \left(\omega \sum_{l=1}^{L_k} t_{lk} + \sum_{l=1}^{L_k} \theta_{lk} \right) \right] \quad (1.4)$$

1.3.2 Mô hình pha đỉnh Rayleigh

Đường bao của đáp ứng xung kênh khi đó có phân bố Rayleigh và PDF có dạng như sau:

$$f_R(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-r^2/\Omega}, r \geq 0 \quad (1.5)$$

với $\Omega = E(R^2)$. Độ lợi công suất của pha đỉnh đa đường được mô hình hóa thành biến ngẫu nhiên có phân bố mũ, tức là, $p = |h|^2$ và có hàm mật độ xác suất là:

$$f_{Rayleigh}(p) = \frac{1}{\bar{p}} e^{-\frac{p}{\bar{p}}} \quad (1.6)$$

với độ lợi công suất kênh trung bình $\bar{p} = E(|h|^2)$.

1.3.3 Mô hình pha đỉnh Lognormal

Hàm mật độ xác suất của công suất độ lợi kênh Lognormal p sẽ là:

$$f_{lognormal}(p) = \frac{1}{p} \frac{\xi}{\sigma_Z \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} p - \mu_Z)^2}{2\sigma_Z^2}\right) \quad (1.7)$$

trong đó $\xi = 10/\ln(10)$ là hằng số chuyển đổi giữa đơn vị dB và net, p được tính theo đơn vị tuyến tính.

1.3.4 Mô hình pha đỉnh Suzuki

Hàm mật độ xác suất cận biên của kênh Suzuki được tính bằng cách cân bằng công suất trung bình cục bộ của tín hiệu pha đỉnh nhanh Rayleigh với công suất tức thời của tín hiệu lognormal. Phân bố phức hợp trong mỗi kênh phân tập là hàm phân bố xác suất của độ lợi công suất của kênh:

$$p = |h_{R-Ln}|^2 = |h_R|^2 |h_{Ln}|^2 \quad (1.8)$$

là tích của hai kênh thành phần h_{R_i} và h_{Ln_i} . PDF phức hợp có thể được biểu diễn hoặc dưới dạng độ lợi công suất tín hiệu phức hợp mũ - lognormal p :

$$f_{R-Ln}(p) = \frac{\xi}{\sigma_Z \sqrt{(2\pi)}} \int_0^\infty \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{p}{x}\right) \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10}(x) - \mu_Z)^2}{2\sigma_Z^2}\right] dx \quad (1.9)$$

Khi đó phương trình (1.9) được rút gọn như sau :

$$f_{R-Ln} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{g(z)} \exp\left(-\frac{p}{g(z)}\right) \exp(-z^2) dz \quad (1.10)$$

1.4 Đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ trong kênh pha đình sử dụng bộ phát hiện năng lượng

1.4.1 Hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ

Xác suất phát hiện sai được định nghĩa như sau:

$$P_f = P(y > \lambda | H_0) = \frac{\Gamma(u, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(u)} \quad (1.11)$$

trong đó u là tích độ rộng băng tần với thời gian, tức là, $u = TW$, $\Gamma(\cdot)$ và $\Gamma(\cdot, \cdot)$ tương ứng là hàm Gamma đủ và Gamma thiếu.

Xác suất phát hiện trong môi trường kênh AWGN (không bị ảnh hưởng của pha đình) được tính như sau:

$$P_d = P(Y > \lambda | H_1) = Q_u(\sqrt{2u\gamma}, \sqrt{\lambda}) \quad (1.12)$$

trong đó $Q_u(\cdot, \cdot)$ là hàm Q Marcum tổng quát.

Dưới ảnh hưởng của kênh pha đình, xác suất phát hiện dưới ảnh hưởng của kênh pha đình được định nghĩa là:

$$P_d = \int_{\gamma} Q_u(\sqrt{2ux}, \sqrt{\lambda}) f_{\gamma}(x) dx \quad (1.13)$$

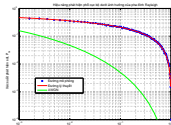
trong đó $f_{\gamma}(x)$ là PDF của SNR γ trong kênh pha đình.

Xác suất phát hiện sót là xác suất mà một CR cho rằng không tồn tại tín hiệu PU trên kênh cảm nhận, nhưng trong thực tế thì ngược lại. Do đó, xác suất phát hiện sót $P_m = P(Y < \lambda | H_1) = 1 - P_d$. Hiệu năng của bộ phát hiện năng lượng với các giá trị SNR trung bình và u khác nhau có thể được đặc trưng hóa bởi đường đặc tính hoạt động bộ thu (Receiver Operating Characteristics - ROC) là đồ thị vẽ P_m theo P_f hoặc P_d theo P_f .

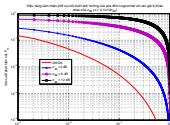
Trong kênh pha đình Rayleigh với SNR trung bình $\bar{\gamma}$, xác suất phát hiện của một CR được tính như sau:

$$P_{d, Rayleigh}(\bar{\gamma}) = \frac{\Gamma(u-1, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(u-1)} + \exp\left(-\frac{\lambda}{2(1+u\bar{\gamma})}\right) \times \left(1 + \frac{1}{u\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left[1 - \frac{\Gamma\left(u-1, \frac{\lambda u \bar{\gamma}}{2(1+u\bar{\gamma})}\right)}{\Gamma(u-1)}\right] \quad (1.14)$$

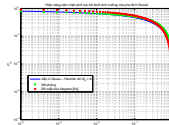
Hình 1.1 biểu diễn hiệu năng phát hiện của một CR trong môi trường pha đình Rayleigh có SNR = 5 dB và $u = 5$.



Hình 1.1: ROC (P_m vs P_f) dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh có $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$



Hình 1.2: ROC (P_m vs P_f) dưới ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất có phân bố lognormal với các giá trị khác nhau của σ_{dB} và $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$



Hình 1.3: ROC Suzuki sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite

Trong kênh pha đỉnh che khuất lognormal, xác suất phát hiện của CR chưa có dạng đóng và có dạng:

$$P_{d,Lognormal}(\bar{\gamma}) = \int_{\gamma} Q_u(\sqrt{2ux}, \sqrt{\lambda}) \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \quad (1.15)$$

Hình 1.2 biểu diễn hiệu năng phát hiện trong môi trường pha đỉnh che khuất có SNR trung bình $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$ với các giá trị độ lệch chuẩn theo đơn vị dB σ_{dB} là khác nhau (trong đó ta có $\sigma = 0.1 \ln(10)\sigma_{dB}$).

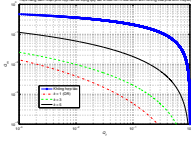
Trong kênh pha đỉnh Suzuki, luận án đã đề xuất phương pháp tính xác suất phát hiện trong kênh Suzuki sử dụng hàm xấp xỉ Gauss - Hermite:

$$P_{d,Suzuki} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{N_p} w_i P_{d,Ray}(\bar{\gamma} = e^{(\sqrt{2}\sigma a_i + \mu)}) \quad (1.16)$$

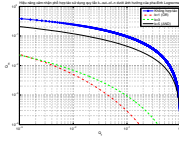
trong đó a_i và w_i là các hoành độ và trọng số của tích phân Gauss - Hermite, N_p là số lượng mẫu. a_i và w_i có các giá trị khác nhau phụ thuộc vào giá trị N_p . N_p càng lớn thì độ chính xác xấp xỉ càng cao. Hình 1.3 cho ta thấy đường vẽ lý thuyết sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite tương thích rất tốt với đường mô phỏng Monte - Carlo. Kết quả này sẽ được sử dụng để tính toán từ nay về sau trong luận án.

1.4.2 Hợp tác cảm nhận trong kênh pha đỉnh

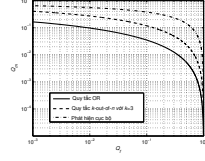
Ở đây, luận án chỉ xem xét hợp tác cảm nhận phổ tập trung sử dụng quyết định cứng do tính đơn giản và ít phức tạp trong xử lý tính toán. Khi đó, xác suất phát hiện sai và xác suất phát hiện tổng hợp của hợp



Hình 1.4: ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đỉnh Rayleigh sử dụng quy tắc k -out-of- n với $\bar{\gamma} = 5dB$, $u = 5$, $n = 7$ và k thay đổi.



Hình 1.5: ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đỉnh lognormal sử dụng quy tắc k -out-of- n với $\bar{\gamma} = 5dB$, $\sigma_{dB} = 3dB$, $u = 5$, $n = 5$ và k thay đổi.



Hình 1.6: ROCs trong môi trường pha đỉnh Suzuki sử dụng quy tắc k -out-of- n với $\mu_Z = 2dB$, $\sigma_Z = 5dB$, và $n = 5$.

tác cảm nhận phổ thứ tự được tính như sau:

$$Q_f = \text{Prob}(H_1|H_0) = \sum_{j=k}^N \sum_{\sum u_i=j} \prod_{i=1}^N (P_{F_i})^{u_i} (1 - P_{F_i})^{1-u_i} \quad (1.17)$$

$$Q_d = \text{Prob}(H_1|H_1) = \sum_{j=k}^N \sum_{\sum u_i=j} \prod_{i=1}^N (P_{D_i})^{u_i} (1 - P_{D_i})^{1-u_i} \quad (1.18)$$

Trường hợp các tín hiệu thu nhận được tại các CR là độc lập và giống nhau, khi đó xác suất phát hiện và xác suất phát hiện sai cục bộ tại các CR là như nhau. Ta có công thức tính rút gọn của xác suất phát hiện sai và xác suất phát hiện tổng hợp tại FC sẽ là:

$$Q_f = \sum_{i=k}^N C_n^i P_f^i (1 - P_f)^{n-i} \quad (1.19)$$

$$Q_d = \sum_{i=k}^N C_n^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i} \quad (1.20)$$

trong đó, $C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}$

Hình 1.4, Hình 1.5 và Hình 1.6 tương ứng biểu diễn hiệu năng của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đỉnh Rayleigh, Lognormal và Suzuki. Có thể thấy, khi có sự tham gia hợp tác cảm nhận của nhiều CR thì hiệu năng phát hiện được cải thiện một cách đáng kể so với việc cảm nhận cục bộ trong môi trường pha đỉnh Suzuki.

1.5 Kết luận chương

Chương 1 đã trình bày các kiến thức cơ bản liên quan đến vô tuyến nhận thức và các kỹ thuật cảm nhận phổ. Ngoài ra, trong chương này, luận án đã đề xuất phương pháp xấp xỉ tính toán hiệu năng phát hiện cục bộ của vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.

Chương 2

MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CẢM NHẬN PHỔ TRONG MÔI TRƯỜNG PHA ĐỈNH

Như đã trình bày trong phần mở đầu, pha đỉnh có ảnh hưởng sâu sắc đến hiệu năng phát hiện của mạng vô tuyến nhận thức hợp tác cảm nhận. Trong chương này, luận án sẽ đề xuất một số giải pháp cải thiện hiệu năng của việc cảm nhận phổ trong môi trường pha đỉnh.

2.1 Phát hiện và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh lognormal tương quan

2.1.1 Mô hình pha đỉnh che khuất tương quan

Độ tương quan chuẩn hóa giữa hai điểm có khoảng cách d được cho bởi:

$$R(d) = e^{-\beta d} \quad (2.1)$$

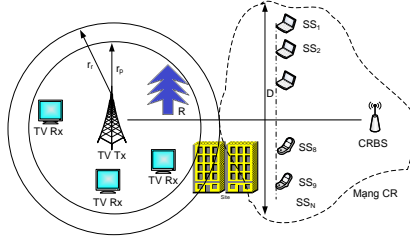
trong đó, d là khoảng cách giữa hai vị trí, β là hằng số phụ thuộc môi trường tính theo các phép đo của ε_D , tương quan giữa hai điểm cách nhau một khoảng cách là D , tức là, $\varepsilon_D = \exp(-\beta D)$.

Tương quan chuẩn hóa giữa hai điểm riêng biệt cách nhau một khoảng kvT được cho bởi $R(k) = a^{|k|}$ và $a = \varepsilon_D^{vT/D}$ với v là vận tốc di chuyển, T là thời gian lấy mẫu. Ở đây ta có các giá trị v và T tương ứng là 50km/s và 0.5s theo các phép đo Gudmundson. Điều này cho ta $a = 0.986313$ trong vùng ngoại ô và $a = 0.433403$ trong môi trường đô thị.

Luận án tạo các biến log-normal bằng cách cho các biến AWGN đi qua bộ lọc số bậc 1 có điểm cực $R(1) = a$.

2.1.2 Xác định các tín hiệu bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan

Ở đây, luận án đã xác định những CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan bằng cách kiểm tra ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa của tín hiệu nhận được với các phần tử $\rho(i, j)$ là hệ số tương



Hình 2.1: Mạng vô tuyến nhận thức thực hiện cảm nhận phổ của trạm truyền hình trong vùng ngoại ô

quan $\rho(i, j) = \frac{R(i, j)}{\sqrt{R(i)R(j)}}$ với $R(i, j)$ là hàm tương quan của tín hiệu nhận được tại CR thứ i và CR thứ j . Dựa trên các hệ số tương quan, ta tìm ra các nhóm CR lân cận nhau có hệ số tương quan đều cao hơn một mức ngưỡng cho trước hoặc cao hơn hẳn khi so với các hệ số tương quan của các CR khác. Nhóm các CR này bị ảnh hưởng bởi hiện tượng pha đỉnh che khuất tương quan và sẽ bị loại bỏ ra khỏi quá trình cảm nhận phổ hợp tác.

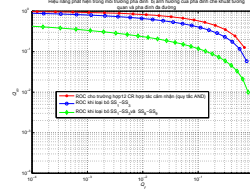
2.1.3 Mô phỏng và các kết quả

Hình 2.1 mô tả một mạng vô tuyến nhận thức trong một khu vực ngoại ô. Mạng bao gồm một trạm gốc CRBS đóng vai trò là FC và 12 trạm thứ cấp SS thực hiện cảm nhận phổ của một trạm sơ cấp là đài phát thanh truyền hình. Giả thiết rằng $SS_1, SS_2, SS_3, SS_8, SS_9$ bị pha đỉnh che khuất 0 dB do bị, các SS còn lại bị ảnh hưởng của pha đỉnh đa đường có độ lợi công suất là 7 dB.

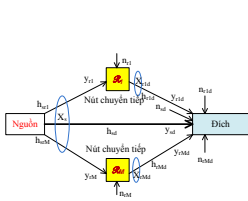
Từ Hình 2.2 có thể dễ dàng thấy rằng SS_1, SS_2 và SS_3 tương quan với nhau khi các hệ số tương quan trong ma trận tương quan chéo khác không và tương đối lớn khi so sánh với các giá trị khác trong ma trận hiệp phương sai. Tương tự, ta cũng xác định được SS_8 và SS_9 cũng có sự tương quan với nhau. Hình 2.3 cho thấy khi chúng ta loại bỏ 5 SS bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan, hiệu năng phát hiện khi sử dụng 7 SS còn lại được cải thiện một cách đáng kể.

	SS_1	SS_2	SS_3	SS_4	SS_5	SS_6	SS_7	SS_8	SS_9	SS_{10}	SS_{11}	SS_{12}
SS_1	1.0000	0.0009	-0.0017	0.0021	-0.0009	-0.0030	0.0001	-0.0008	-0.0047	0.0001	-0.0006	-0.0008
SS_2	0.0010	1.0000	-0.0001	0.0007	-0.0003	-0.0002	0.0004	-0.0001	0.0011	-0.0013	-0.0013	-0.0008
SS_3	-0.0018	-0.0005	1.0000	-0.0004	0.0013	0.0010	-0.0014	-0.0009	0.0018	0.0002	0.0001	-0.0005
SS_4	0.0021	0.0007	-0.0004	1.0000	0.0012	0.0008	-0.0009	-0.0013	-0.0011	-0.0004	0.0017	-0.0013
SS_5	-0.0009	-0.0003	0.0012	0.0012	1.0000	-0.0003	0.0008	-0.0007	0.0007	-0.0004	-0.0002	-0.0005
SS_6	-0.0001	-0.0002	0.0003	0.0008	-0.0003	1.0000	-0.0011	-0.0006	0.0002	0.0001	0.0017	-0.0002
SS_7	0.0003	0.0009	0.0004	0.0009	-0.0003	-0.0011	1.0000	-0.0004	0.0018	0.0000	-0.0011	-0.0008
SS_8	0.0008	-0.0020	-0.0011	-0.0019	0.0009	-0.0006	-0.0004	1.0000	-0.0014	0.0001	0.0001	-0.0018
SS_9	-0.0001	-0.0001	-0.0001	0.0013	-0.0007	-0.0018	0.0021	-0.0020	1.0000	0.0017	0.0007	-0.0004
SS_{10}	-0.0017	-0.0011	-0.0001	0.0004	-0.0010	0.0012	0.0002	-0.0003	0.0007	1.0000	-0.0004	-0.0011
SS_{11}	-0.0006	-0.0003	0.0001	0.0017	-0.0002	0.0017	-0.0011	0.0001	0.0001	-0.0004	1.0000	-0.0005
SS_{12}	-0.0004	-0.0006	0.0013	0.0010	-0.0005	-0.0002	0.0008	-0.0018	0.0004	0.0011	0.0006	1.0000

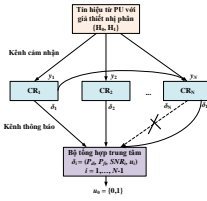
Hình 2.2: Ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa của các tín hiệu nhận được tại các SS_i với $i = 1, 2, \dots, 12$.



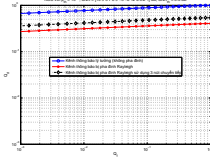
Hình 2.3: So sánh ROC của ba trường hợp: không loại bỏ và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu



Hình 2.4: Sơ đồ mạng chuyển tiếp phân tập M nút chuyển tiếp



Hình 2.5: Sơ đồ tái sử dụng CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu làm nút chuyển tiếp



Hình 2.6: Hiệu năng cảm nhận khi sử dụng và không sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu thành các nút chuyển tiếp phân tập.

2.2 Đề xuất tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu làm nút chuyển tiếp (relay) cho quá trình hợp tác cảm nhận phổ

2.2.1 Hệ thống chuyển tiếp hợp tác

Hình 2.4 biểu diễn một mô hình mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác sử dụng M nhánh chuyển tiếp. Tín hiệu thu được tại nguồn là :

$$\begin{aligned}
 y_{rd}[k] &= \sum_{m=1}^M \sqrt{P_{r_m}} h_{r_m d} x_{r_m}[k] + n_{r_m d}[k] \\
 y_{sd}[k] &= \sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} h_{s d} x_s[k] + n_{s d}[k]
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

trong đó x, y, n và P tương ứng là các tín hiệu phát đã được chuẩn hóa (tức là, $E(|x|^2) = 1$), tín hiệu thu, tạp âm cộng tính có phân bố Gauss $n \sim N(0, \sigma^2)$ và công suất phát. Các chỉ số i, j biểu diễn đường liên kết kênh từ i tới j .

Xác suất rớt của đường truyền vô tuyến giữa hai điểm i và j có độ lợi kênh tức thời h_{ij} với một ngưỡng tốc độ thông tin rớt cho trước R_{th} , được định nghĩa như sau:

$$P_{h_{ij}}^{out}(SNR, R_{th}) = F_{h_{ij}}(\mu_{th}) \quad (2.3)$$

trong đó ngưỡng độ lợi kênh được xác định: $\mu_{th} = \frac{2^{(M+1)R_{th}-1}}{SNR}$ với M là số nút chuyển tiếp trong mạng phân tập chuyển tiếp.

Vì độ lợi công suất của kênh pha đình Rayleigh có phân bố mũ với trung bình μ_{ij} , xác suất rớt của đường truyền trực tiếp giữa nguồn và đích (không có nút chuyển tiếp), đơn giản được định nghĩa là:

$$P_{sd}^{out} = F_{h_{sd}}(\mu_{th}) = 1 - e^{\mu_{th}/\mu_{sd}} \quad (2.4)$$

2.2.2 Xác suất rớt của mạng chuyển tiếp DF hợp tác

Do đó, xác suất rớt dưới điều kiện phân bố mũ sẽ là:

$$\begin{aligned} P_{SDF}^{out}(\mu_{th}) &= Pr(|h_{SDF}|^2 \leq \mu_{th}) \\ &= Pr(2|h_{sd}|^2 < \mu_{th})Pr(|h_{sr}|^2 < \mu_{th}) \\ &\quad + Pr(|h_{sr}|^2 \geq \mu_{th})Pr(\{|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2\} < \mu_{th}) \\ &= \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{2\mu_{sd}}}\right) \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{sr}}}\right) \\ &\quad + \frac{e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{sr}}}}{\mu_{sd} - \mu_{rd}} \left\{ \mu_{sd} \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{sd}}}\right) - \mu_{rd} \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{rd}}}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.2.3 Thuật toán tái sử dụng các CR trong cảm nhận hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đình sâu

Do các kênh thông báo giữa CRs và FC bị pha đình, nên hiện tượng đứt liên kết có thể thường xảy ra. Xác suất phát hiện hiệu dụng nhận được từ CR thứ i tại FC sẽ là:

$$P_{De}(i) = P_{Di}\{1 - P_{out}(i)\} \quad (2.6)$$

trong đó $P_{out}(i)$ là xác suất rớt của kênh giữa CR thứ i với FC.

Luận án đề xuất một phương pháp tận dụng các CR bị loại bỏ bằng cách gán chúng để hoạt động với vai trò là các nút chuyển tiếp phân tập hợp tác cho các CR đang tham gia hợp tác cảm nhận như minh họa trong Hình 2.5.

2.2.4 Kết quả

Sử dụng mô hình kịch bản như trong Hình 2.1, ở đây có các CR 7, 8, 11, 12 bị ảnh hưởng của pha đỉnh log-normal và các CR còn lại bị ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh.

Hình 2.6 biểu diễn các kết quả mô phỏng của đường ROC trong mạng cảm nhận hợp tác trong ba môi trường: (i) các kênh thông báo trong suốt (không bị ảnh hưởng của pha đỉnh), (ii) kênh thông báo bị ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh nhưng không sử dụng nút chuyển tiếp và (iii) có sử dụng các CR bị loại bỏ hoạt động như các nút chuyển tiếp. Hình vẽ đều cho thấy lợi ích của việc tái sử dụng các CR làm nút chuyển tiếp hỗ trợ trong việc truyền thông tin cảm nhận của các CR tham gia hợp tác cảm nhận đến FC.

2.3 Đề xuất giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong mạng cảm nhận phổ hợp tác

Trong mục này, luận án đã đề xuất việc giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận dựa trên ngưỡng mong muốn của xác suất phát hiện được tính toán theo một tham số dung sai ϵ cho trước.

Ở đây bài toán được xem xét dưới các giả thiết như sau: (i) Các tín hiệu đến các CR là giống nhau và độc lập, tại các CR, bộ phát hiện năng lượng sử dụng cùng một ngưỡng năng lượng. Do đó, xác suất phát hiện và xác phát hiện nhầm cục bộ tại các CR là như nhau và (ii) Kênh thông báo là lý tưởng (không bị ảnh hưởng của pha đỉnh).

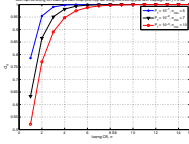
Từ phương trình (1.20), chúng ta có thể thấy rằng khi $n \rightarrow \infty$: $Q_d \rightarrow 1$. Ta chọn một giá trị ϵ đủ nhỏ sao cho khi n tăng lên đến một giá trị nhất định thì điều kiện $1 - Q_d < \epsilon$ luôn được thỏa mãn.

Một cách tổng quát, công thức tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong mạng vô tuyến nhận thức được biểu diễn như sau:

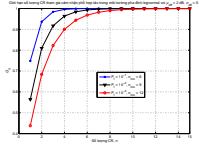
$$n = \min \left\{ \arg\{\epsilon \geq \sum_{i=0}^{k-1} C_d^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i}\} \right\} \quad (2.7)$$

Kết quả mô phỏng

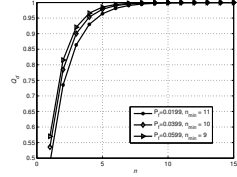
Hình 2.7, Hình 2.8 và Hình 2.9 biểu diễn Q_d thay đổi theo giá trị n trong điều kiện kênh pha đỉnh Rayleigh, lognormal và Suzuki tương



Hình 2.7: Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Rayleigh với các giá trị khác nhau của P_f sử dụng quy tắc OR, $\epsilon = 10^{-3}$.



Hình 2.8: Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Lognormal với các giá trị khác nhau của P_f sử dụng quy tắc OR, $\epsilon = 10^{-3}$.



Hình 2.9: Tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong môi trường Suzuki sử dụng OR rule với $\epsilon = 10^{-3}$

ứng. Có thể thấy ứng với các giá trị khác nhau của P_f ta có các giá trị n_{min} khác nhau và phù hợp với thuật toán tính toán được đề xuất

2.4 Kết luận chương

Như vậy với mục tiêu làm tăng hiệu năng cảm nhận của mạng vô tuyến nhận thức cũng như tăng độ tin cậy truyền tin giữa các CR đến FC, trong chương này, luận án đã đề xuất một số phương pháp nhằm nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức trong những trường hợp cụ thể.

Thông qua mô phỏng kiểm chứng cho thấy các đề xuất của luận án đều cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ của hệ thống vô tuyến nhận thức.

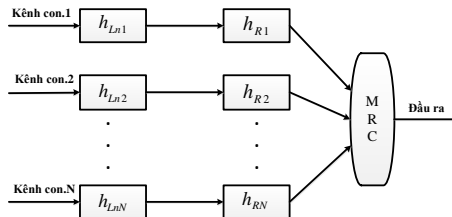
Chương 3

TÁI SỬ DỤNG CÁC VÔ TUYẾN NHẬN THỨC BI PHA ĐÌNH SÂU THÀNH CÁC BỘ CHUYỂN TIẾP PHÂN TẬP AF TRONG HỢP TÁC CẢM NHẬN PHỔ DƯỚI ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH PHA ĐÌNH SUZUKI

Trong chương này, luận án nghiên cứu ảnh hưởng của hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác dưới ảnh hưởng của môi trường pha đình Suzuki trên kênh thông báo. Từ đó, đề xuất phương pháp làm tăng hiệu năng cảm nhận cũng như độ tin cậy trong việc truyền thông tin cảm nhận từ các CR đến FC.

3.1 Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình phức hợp

3.1.1 Phát hiện kết hợp tỷ số lớn nhất MRC



Hình 3.1: Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình Suzuki.

Chúng ta xem xét thu phân tập sử dụng kỹ thuật kết hợp tỷ số lớn nhất như được mô hình trong Hình 3.1.

3.1.2 Mô hình phân tập vi mô (micro - diversity) trong kênh pha đình phức hợp

Tất cả các nhánh phân tập trong Hình 3.1 chịu ảnh hưởng của cùng một pha đình che khuất như nhau có phân bố $LN(\mu_z, \sigma_z^2)$ thì ta có môi trường phân tập vi mô. Khi đó PDF của độ lợi công suất tại đầu ra của bộ thu MRC phân tập vi mô dưới ảnh hưởng của kênh pha đình Suzuki là:

$$f_{R-Ln, microMRC}(p) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{p^{N-1}}{\Gamma(N)} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{g(z)^N} \exp[-p/g(z)] \exp(-z^2) dz \quad (3.1)$$

Áp dụng các phép biến đổi và xấp xỉ đa thức Gauss - Hermite, ta đưa biểu thức BER của tín hiệu QPSK trong mô hình phân tập vi mô thành:

$$BER_{R-Ln, QPSK, microMRC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{N_p} w_n BER_{Rayleigh, QPSK, MRC}(g(a_n)) + R_{N_p} \quad (3.2)$$

trong đó w_n và α_n tương ứng là trọng số và nghiệm của đa thức Gauss - Hermite, R_{N_p} là phần dư, giá trị của R_{N_p} giảm khi tăng bậc xấp xỉ N_p . Phần dư có thể loại bỏ với $N_p > 12$.

3.1.3 Mô hình phân tập vĩ mô (macro-diversity) trong kênh pha đình phức hợp

Mô tả mô hình phân tập vĩ mô

Trong môi trường phân tập vĩ mô, các kênh lognormal là khác nhau cho các kênh Rayleigh khác nhau, tức là: $h_{Ln1} \neq h_{Ln2} \neq \dots \neq h_{LnN}$. Do đó, đầu vào bộ thu MRC trong mô hình phân tập vĩ mô sẽ là tổng các tích $\sum_{l=1}^N h_{Ln1} h_{Rl}$.

Ước tính PDF của độ lợi công suất đầu ra từ bộ thu MRC phân tập vĩ mô

Độ lợi công suất p có MGF được định nghĩa là biến đổi Laplace của PDF:

$$M_{R-Ln}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + sg(z)} \exp(-z^2) dz \quad (3.3)$$

Sử dụng xấp xỉ Gauss - Hermite, phương trình (3.3) có thể được xấp xỉ như sau:

$$M_{R-Ln}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{1 + sg(\alpha_n)} + R_{N_p} \quad (3.4)$$

Phương trình (3.4) có thể đạt độ chính xác với giá trị $N_p = 6$. MGF của tổng công suất $Y_{R-Ln} = \sum_{l=1}^N p_l$ với MGF của p_l như trong phương trình (3.4) là:

$$\begin{aligned} M_{Y_{R-Ln}}(s) &= \prod_{l=1}^N M_{p_l}(s) = \left(\sqrt{\frac{1}{\sqrt{\pi}}} \right)^N \left(\sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{1 + sk_{n1}(a_n; \mu_{z1}, \sigma_{z1})} \right) \\ &\quad \dots \left(\sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{1 + sk_{nN}(a_{nN}; \mu_{zN}, \sigma_{zN})} \right) \quad (3.5) \end{aligned}$$

Phương pháp xấp xỉ sử dụng gán MGF hai điểm

Mehta và các đồng nghiệp xấp xỉ tổng các biến Suzuki bằng một biến lognormal $\hat{Y}_{R-Ln} = 10^{0.1\hat{Z}}$ trong đó $\hat{Z} = N(\hat{\mu}_Z, \hat{\sigma}_Z^2)$, và $\hat{\mu}_Z, \hat{\sigma}_Z^2$ là các tham số được tính toán khi gán MGF của \hat{Y}_{R-Ln} với MGF của tổng các biến Suzuki trong phương trình (3.5) tại hai giá trị thực dương khác nhau s_1 và s_2 . Tighe và Ha xấp xỉ tổng các biến ngẫu nhiên Suzuki bằng một biến ngẫu nhiên Suzuki bằng cách gán trực tiếp các giá trị của μ và σ^2 .

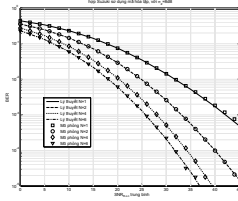
Phương pháp xấp xỉ sử dụng gán MGF một điểm và MRC không tổn hao

Độ tin cậy của phương pháp gán MGF hai điểm trong phần trước có thể được cải thiện bằng cách gán MGF chỉ tại một điểm, tương đương với một phương trình phi tuyến. Phương trình thứ hai có được bằng cách sử dụng giả thiết bộ kết hợp MRC không bị mất mát. Độ lợi công suất trung bình của mỗi một nhánh phân tập tại đầu vào của bộ thu MRC là:

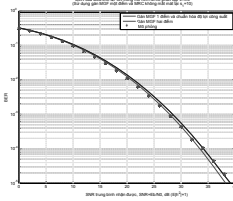
$$\exp(\mu_{Zl} + \frac{1}{2}\sigma_{Zl}^2) = 1, \quad l = 1, 2, \dots, N \quad (3.6)$$

Do đó, về mặt lý thuyết MRC sẽ cho độ lợi công suất tương ứng tại đầu ra là:

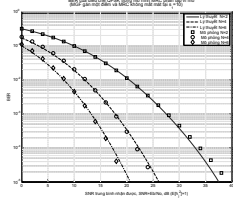
$$\exp(\hat{\mu}_Z + \frac{1}{2}\hat{\sigma}_Z^2) = N \quad (3.7)$$



Hình 3.2: BER lý thuyết (đường liền nét) và BER mô phỏng Monte - Carlo (đường hình sao) của tín hiệu QPSK mã hóa Gray sử dụng mô hình MRC phân tập vi mô trong kênh pha đình Suzuki.



Hình 3.3: So sánh hiệu năng BER của phương pháp gần MGF hai điểm và phương pháp gần MGF 1 điểm và MRC không tồn hao.



Hình 3.4: BER lý thuyết và BER mô phỏng Monte - Carlo của tín hiệu QPSK sử dụng mô hình MRC phân tập vi mô trong kênh pha đình Suzuki.

Xấp xỉ sử dụng phương pháp biến đổi Laplace ngược (ILT)

Với trường hợp đơn giản $N = 2$, $f_{R-Ln,macroMRC}(p)$ có thể được tính bằng biến đổi Laplace ngược từ MGF và ta có:

$$f_{R-Ln,macroMRC}(p) = \frac{1}{\pi} \left(\sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n^2}{k_n^2(\cdot)} p e^{-p/k_n} + \sum_{n=1}^{N_p} w_n w_{\neq n} \frac{e^{-p/k_n} - e^{-p/k_{\neq n}}}{[k_n(\cdot) - k_{\neq n}(\cdot)]} \right) \quad (3.8)$$

Phương pháp ILT trong thực tế cho ta kết quả chính xác nhưng lại có yếu điểm đó là độ phức tạp trong việc khai triển tổng các tích thành các phần tử có bậc thấp hơn theo các ILT chuẩn. Từ phương trình (3.8), ta có thể tính toán BER của mô hình phân tập vi mô là:

$$BER_{R-Ln,QPSK,macroMRC} = \int_0^{\infty} BER_{AWGN,QPSK}(p) f_{R-Ln,macroMRC}(p) dp \quad (3.9)$$

3.1.4 Các kết quả mô phỏng và số học

Mô phỏng Monte - Carlo cho BER của QPSK sử dụng bộ thu MRC

Hình 3.2 minh họa đường BER lý thuyết được tính từ phương trình (3.2) và BER mô phỏng Monte - Carlo sử dụng mô hình phân tập vi

mô theo hàm của SNR ký tự trung bình, $\bar{\gamma}_{RLn}$, của mỗi một tín hiệu nhánh phân tập vi mô bị ảnh hưởng của pha đỉnh phức hợp Rayleigh - lognormal.

Ước tính tổng các biến Suzuki trong MRC phân tập vi mô

BER của truyền dẫn QPSK sử dụng bộ thu MRC phân tập vi mô tương ứng với hai phương pháp gán MGF được minh họa trong Hình 3.3 cho trường hợp $N = 2$. Từ đồ thị BER, rất dễ dàng nhận thấy phương pháp gán MGF một điểm và MRC không mất mát mà luận án đề xuất cho ta kết quả tốt hơn so với phương pháp gán MGF hai điểm. Hình 3.4 biểu diễn hiệu năng BER của điều chế QPSK sử dụng mô hình MRC phân tập vi mô với các bậc phân tập khác nhau.

3.2 Mô hình của pha đỉnh Suzuki tương quan tại bộ thu MRC

Như minh họa trong hình 3.1, trong mỗi một nhánh phân tập, giao diện giữa sóng lognormal có độ lợi công suất là p_{Ln} với sóng Rayleigh đa đường có độ lợi công suất là p_R , chúng ta có $p_R = p_{Ln}$. Ma trận hiệp phương sai của thành phần lognormal tương quan sẽ giống với ma trận hiệp phương sai của thành phần Rayleigh có phân tử thứ (i, j) là $C_{Ln}(i, j) = \sigma_i \sigma_j \rho^{|i-j|}$. Khi đó ta có:

$$f(p) = \sum_{n_2=1}^{N_p} \sum_{n_1=1}^{N_p} \frac{w_{n_1} w_{n_2}}{\pi} \frac{e^{-p/k(1)} - e^{-p/k(2)}}{k(1) - k(2)} \quad (3.10)$$

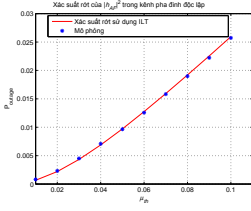
$$\text{với } k(i) = \exp \left(\frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{j=1}^L c_{i,j} a_n + \frac{\mu_i}{\xi} \right).$$

3.3 Chuyển tiếp phân tập hợp tác AF trong kênh pha đỉnh Suzuki

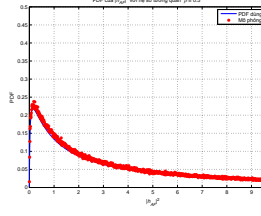
3.3.1 Giao thức chuyển tiếp hợp tác Khuếch đại - Chuyển tiếp (Amplify and Forward)

Độ lợi công suất của kênh chuyển tiếp là:

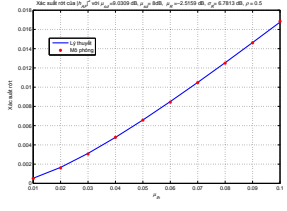
$$|h_R|^2 = \frac{|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2 + 1/SNR_0} \quad (3.11)$$



Hình 3.5: Xác suất rơi trong mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki độc lập



Hình 3.6: PDF của $|h_{AF}|^2$ tính toán theo lý thuyết khi so sánh với mô phỏng



Hình 3.7: Xác suất rơi của kênh Suzuki tương quan theo mô phỏng và lý thuyết

Độ lợi công suất đầu cuối - đến - đầu cuối của mạng vô tuyến chuyển tiếp AF phân tập hợp tác sử dụng bộ thu MRC tại đích là:

$$|h_{AF}|^2 = |h_{sd}|^2 + |h_R|^2 \quad (3.12)$$

3.3.2 Đề xuất tính toán xác suất rơi của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki độc lập

Ta có thể tính toán xác suất rơi của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF như sau:

$$P_{AF}^{out}(\mu_{th}) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n w_m}{k_{n,sd}(\cdot) - k_{m,R}(\cdot)} \left[k_{n,sd} \left(1 - e^{-p/k_{n,sd}} \right) - k_{m,R} \left(1 - e^{-p/k_{m,R}} \right) \right] \quad (3.13)$$

với $k_{n,sd}(a_n; \mu_{sd}, \sigma_{sd}) = \exp\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_{sd}a_n + \mu_{sd}}{\xi}\right)$ và $k_{m,R}(a_m; \hat{\mu}_R, \hat{\sigma}_R) = \exp\left(\frac{\sqrt{2}\hat{\sigma}_R a_m + \hat{\mu}_R}{\xi}\right)$.

Hình 3.5 biểu diễn đường tính xác suất rơi của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki theo tính toán lý thuyết mà luận án đề xuất và so sánh với đường vẽ mô phỏng. Như hình vẽ thể hiện, chúng ta có thể thấy rằng đề xuất tính toán của luận án tương thích tốt với mô phỏng.

3.3.3 Đề xuất tính toán xác suất rớt của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki tương quan

Phân bố đầu ra của mạng chuyển tiếp AF

Ta có PDF của $|h_{AF}|^2$ là:

$$f_{|h_{AF}|^2}(p) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} w_m w_n \frac{\left(e^{-p/k_{n,sd}} - e^{-p/k_{m,sd}} \right)}{k_{n,sd}(\cdot) - k_{m,R}(\cdot)} \quad (3.14)$$

Hình 3.6 kiểm chứng tính toán đề xuất của luận án khi so sánh với mô phỏng. Như thể hiện trên hình, chúng ta có thể thấy đề xuất tính toán của luận án là phù hợp với mô phỏng.

Tính toán xác suất rớt của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trong kênh pha đình Suzuki tương quan

Với PDF of $|h_{AF}|^2$ được cho bởi (3.14), chúng ta có xác suất rớt trong phương trình (3.13) của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF được cho bởi:

$$P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th}) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{N_p} \sum_{m=1}^{N_p} w_n w_m \left[1 - \frac{k_{n,s_j d}(\cdot) e^{-\frac{\mu_{th}}{k_{n,s_j d}(\cdot)}} - k_{m,R_i}(\cdot) e^{-\frac{\mu_{th}}{k_{m,R_i}(\cdot)}}}{k_{n,s_j d}(\cdot) - k_{m,R_i}(\cdot)} \right] \quad (3.15)$$

Với trường hợp một đường bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki đơn lẻ h_{sd} giữa một CR và FC, chúng ta có:

$$P_{|h_{sd}|^2}^{out} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} w_n \left(1 - e^{-\mu_{th}/k_{n,sd}} \right) \quad (3.16)$$

Như minh họa trong Hình 3.7, ta có thể thấy đề xuất tính toán của luận án là phù hợp.

3.4 Đề xuất thuật toán gán các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận

3.4.1 Thuật toán loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu

Phát hiện ra các CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu dựa trên tham số SNR và loại bỏ ra khỏi quá trình hợp tác.

3.4.2 Thuật toán gán các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp

Thuật toán ghép cặp CR - nút chuyển tiếp được thực hiện dựa trên việc tìm kiếm xác suất tốt nhất của toàn mạng thông báo, tức là:

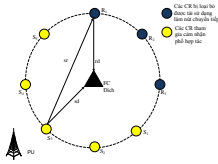
$$(S_j, R_i) = \arg_{(j,i)} \min \{P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th})\} \quad (3.17)$$

của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác tạo ra từ mỗi một bộ (S_j, R_i) được tính toán theo phương trình (3.13) và (3.15) tương ứng cho hai trường hợp kênh Suzuki độc lập và trường hợp kênh Suzuki tương quan. Thuật toán mà luận án đề xuất đơn giản là lựa chọn cặp CR - nút chuyển tiếp sao cho xác suất tốt nhất $P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th})$ là thấp nhất.

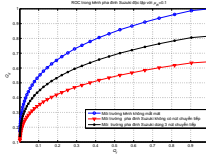
3.5 Kịch bản và Kết quả

3.5.1 Kịch bản

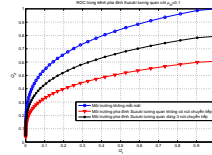
Luận án xem xét một mô hình của mạng thông báo vô tuyến nhận thức như minh họa trong Hình 3.8. Các CR được phân bố đều trên một đường tròn, FC ở chính giữa tâm đường tròn. SNRs của tín hiệu thu được tại 8 CRs là $SNR_i = [2.8782, 8.3683, 9.3683, 5.1447, 2.0362, -3.458, 0.2434, -6.8987]$ dB, và ngưỡng được thiết lập bởi FC là $SNR_{th} = 0.5$ dB. FC loại bỏ 3 CRs (S_6, S_7, S_8) có SNR trung bình thấp hơn SNR_{th} ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận. Trong pha thông báo, FC gán các CR bị loại bỏ để hoạt động thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận nhằm cải thiện độ tin cậy truyền dẫn của các kênh thông báo CR đến FC, mỗi một nút chuyển tiếp sẽ chỉ hỗ trợ chuyển thông tin của một CR.



Hình 3.8: Mô hình mô phỏng mạng thông báo để minh họa thuật toán ghép đôi CR - nút chuyển tiếp đề xuất trong luận án



Hình 3.9: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác sử dụng CR làm nút chuyển tiếp trong kênh Suzuki độc lập ngưỡng rớt $\mu_{th} = 0.1$.



Hình 3.10: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki tương quan, ngưỡng rớt $\mu_{th} = 0.1$.

3.5.2 Các kết quả

Các kết quả xét trong môi trường pha đình Suzuki độc lập

Như ta có thể thấy trong Hình 3.9, việc sử dụng nút chuyển tiếp hỗ trợ cho việc truyền thông tin cảm nhận đến FC đã cải thiện đáng kể hiệu năng phát hiện của hợp tác cảm nhận phổ khi so sánh với trường hợp không sử dụng nút chuyển tiếp.

Các kết quả xét trong môi trường pha đình Suzuki tương quan

Hình 3.10 biểu diễn các kết quả của đường đặc tính hoạt động bộ thu (ROC) của mạng cảm nhận hợp tác trong ba môi trường khác nhau: các kênh thông báo không mất mát, kênh thông báo pha đình Suzuki tương quan không sử dụng nút chuyển tiếp và kênh thông báo pha đình Suzuki tương quan tái sử dụng các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền tin cho các CR còn lại.

3.6 Kết luận chương

Trong chương này, luận án đã tập trung nghiên cứu hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

Kết luận của luận án Như vậy với mục tiêu đã đặt ra trước đó, luận án đã hoàn thành được những nội dung liên quan đến việc tìm hiểu các phương pháp nâng cao hiệu năng cảm nhận dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh, đặc biệt tập trung đi nghiên cứu về pha đỉnh phức hợp Rayleigh-lognormal hay còn gọi là pha đỉnh Suzuki, tính toán hiệu năng phát hiện của vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của môi trường pha đỉnh Suzuki và đề xuất biện pháp nhằm nâng cao độ tin cậy trong việc truyền thông tin cảm nhận từ CR đến FC trong điều kiện môi trường vô tuyến bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.

Những kiến nghị nghiên cứu tiếp theo

1. Tối ưu hóa việc lựa chọn số người dùng CR tham gia hợp tác cảm nhận dựa trên bài toán trade-off giữa hiệu năng phát hiện hợp tác với overhead của mạng.
2. Tìm phương pháp cải thiện hiệu năng của mạng hướng tới mục tiêu tiệm cận hiệu năng cảm nhận gần sát với hiệu năng cảm nhận trong môi trường lý tưởng của kênh thông báo.
3. Thực thi các nghiên cứu lý thuyết trên hệ thống Test-bed của Vô tuyến nhận thức. Bước đầu đã được thực hiện như trong công trình số 6 của luận án.

DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC

GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

1. Dinh Thi Thai Mai, Trang Cong Chung, Nguyen Quoc Tuan, Dinh-Thong Nguyen(2010), “Improving Cooperative Spectrum Sensing under Correlated Log-Normal Shadowing”, *Proceeding of Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery (CyberC)*, pp. 365-370.
2. Dinh Thi Thai Mai, Nguyen Quoc Tuan, Dinh-Thong Nguyen (2011), “Efficient re-use of CRs under deep fading for improving cooperative sensing performance”, *Proceedings of the 2012 International Conference on Communications and Electronics IEEE Region 10 Conference TENCN 2011*, pp. 479-483.
3. Dinh Thi Thai Mai, Lam Sinh Cong, Nguyen Quoc Tuan, Dinh -Thong Nguyen (2012), “BER of QPSK using MRC reception in a composite fading environment”, *Proceedings of the 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 486-491.
4. Dinh Thi Thai Mai, Nguyen Quoc Tuan, Lam Sinh Cong, Dinh-Thong Nguyen (2012), “Algorithm for Re-use of Shadowed CRs as Relays for Improving Cooperative Sensing Performance”, *Proceeding of TENCN 2012 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-6.
5. NQ Tuan, DT Nguyen, LS Cong and DTT Mai (2013), “Two composite fading models for diversity reception in mobile wireless networks”, *Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 10, No. 4, pp. 417 - 427, (*Tạp chí quốc tế Scopus, SCI - indexed*).
6. Dinh Thi Thai Mai, Nguyen Nam Hoang, Nguyen Van Hoang and Tran Viet Duc (2013), “ Performance of Cooperative Spectrum Sensing over Nakagami Channel ”, *Proceeding of National Conference on Electronics and Communications*, pp. 164-169.

7. Thai Mai Dinh Thi, Quoc-Tuan Nguyen, Khac-Hoang Ngo (2014), "Implementation of Spectrum Sensing Scheme in Software-Defined Radio Testbed", *Proceedings of The 2014 International Conference on Integrated Circuits, Design, and Verification*, pp. 147 - 151.
8. Thai-Mai Dinh Thi, Quoc-Tuan Nguyen and Dinh - Thong Nguyen (2015), "On the Reuse of Shadowed CRs as AF Diversity Relays in Cooperative Spectrum Sensing in Correlated Suzuki Fading Channels", *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E98-B, no. 1, pp. 55-68, (*Tạp chí quốc tế ISI, SCI - indexed*).
9. Thai-Mai Dinh-Thi, Thanh-Long Nguyen, Quoc-Tuan Nguyen (2016), "Selection of Appropriate Number of CRs in Cooperative Spectrum Sensing over Suzuki Fading", *VNU Journal of Computer Science and Communication Engineering*, Vol. 32, No. 2, pp. 1 - 9.