

Joint Sensing and Transmission Strategy Considering Imperfect Signal Cancellation in Cognitive Radio Communications

Javad Zeraatkar Moghaddam^{1*}, Mohammad Soruri², Mohammad Sadeghian-Kerdabadi³

1 Assistant Professor, University of Birjand, Birjand.Iran

(Correspondence: javad.zeraatkar.m@birjand.ac.ir)

2 Researcher. University of Birjand- Birjand- Iran. mohamad.soruri@birjand.ac.ir

3 Researcher.Malek-Ashtar University of Technology. Isfahan. Iran. sadeghian@mut-es.ac.ir

ARTICLE INFO

Article history:

Article Type: Research paper

Receive: 14 October 2025

Revise: 20 December 2025

Accept: 02 January 2026

Available online: 16 January 2026

Keywords:

Cognitive radio

Spectrum Sensing

Imperfect Decoding

Throughput

ABSTRACT

Recently, the smartening of electronic warfare using cognitive radio technology can be very useful. Among the results of the application of this technology, the ability to understand the surrounding environment includes the automatic detection of friendly signals from the enemy, identification of jamming threats and transmission operations to different frequencies in order to prevent jamming attacks. In common cognitive radio systems, the secondary user detects the presence or absence of the primary user's signal by using suitable spectrometric patterns before starting the conversation. However, one of the challenges of this method is the reduction of the secondary user throughput, because no data is sent in the spectrum sensing time frame. In this paper, the idea of joint spectrum sensing and information transmission is studied, which is achieved with the cooperation of the secondary transmitter and receiver. First, the secondary transmitter signal is decoded by the secondary receiver. Then, it is subtracted from the total received signal and finally the presence or absence of the primary user is detected from the remaining signal. Contrary to common methods, in this work, Imperfect Decoding of the signal and the effect of decoding errors on the spectrum sensing reliability is evaluated. Then, analytical expressions for the probability of false alarm are obtained. The simulation results show that the proposed method improves the spectral efficiency of the cognitive radio system. Comparing the proposed method with the conventional sensing method, as well as with the antenna splitting, power splitting, and joint antenna splitting and energy harvesting methods, shows that at different sensing times, the proposed method achieves higher throughput than the other mentioned methods, and a maximum throughput of 2 b/s/Hz can be achieved which is independent of the sensing time.

Cite this article: Zeraatkar Moghaddam, J., Soruri, M., Sadeghian, M. Joint Sensing and Transmission Strategy Considering Imperfect Signal Cancellation in Cognitive Radio Communications. *Electronic and Cyber Defense*, 2025; 13(4): 143- 156
DOI: <https://doi.org/10.47176/ECDJ.2025.1607>



© The Author(s). retain the copyright and full publishing rights
Publisher: Imam Hossein University

طیف‌سنجی و ارسال داده به طور همزمان با در نظر گرفتن حذف ناقص سیگنال در شبکه‌های رادیوشناختگر

جواد زراعت‌کار مقدم^{۱*}، محمد سروری^۲، محمد صادقیان کردآبادی^۳

^۱ استادیار، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران (نویسنده مسئول: javad.zeraatkar.m@birjand.ac.ir)

^۲ پژوهشگر، دانشگاه بیرجند، بیرجند، ایران mohamad.soruri@birjand.ac.ir

^۳ پژوهشگر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، اصفهان، ایران sadeghian@mut-es.ac.ir

چکیده	مشخصات مقاله
امروزه، هوشمندسازی جنگ الکترونیک با استفاده از فناوری رادیوشناختگر می‌تواند بسیار مفید باشد. از نتایج کاربرد این فناوری، توانایی درک محیط اطراف شامل تشخیص خودکار سیگنال‌های دوست از دشمن، شناسایی تهدیدات جمینگ و عملیات انتقال به فرکانس‌های مختلف به منظور جلوگیری از حمله جمینگ است. در سامانه‌های رادیوشناختگر رایج، کاربر ثانویه قبل از شروع گفتگو، با استفاده از الگوهای طیف‌سنجی مناسب، حضور یا عدم حضور سیگنال کاربر اولیه را تشخیص می‌دهد. با این حال، از چالش‌های این روش، کاهش گذردهی کاربر ثانویه است، زیرا هیچ ارسال داده‌ای در بازه زمانی طیف‌سنجی انجام نمی‌شود. در این مقاله، با در نظر گرفتن همکاری بین فرستنده و گیرنده ثانویه، شبکه‌ای شامل طیف‌سنجی توأم با ارسال اطلاعات مدنظر قرار گرفته است. ابتدا، سیگنال فرستنده ثانویه توسط گیرنده ثانویه کدگذاری می‌شود. سپس، آن را از مجموع سیگنال دریافتی کم می‌کند و در نهایت تشخیص حضور یا عدم حضور کاربر اولیه، از سیگنال باقیمانده انجام می‌شود. برخلاف روش‌های متداول، در این مقاله، حذف ناقص سیگنال و تأثیر خطاهای کدگذاری بر قابلیت اطمینان طیف‌سنجی ارزیابی و عبارت‌های تحلیلی برای احتمال هشدار خطا حاصل می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ایده‌ی پیشنهادی باعث بهبود بهره‌وری طیفی سامانه رادیوشناختگر می‌شود. مقایسه روش پیشنهادی با روش متداول طیف‌سنجی و همچنین روش‌های تقسیم آنتنی، تقسیم توانی و تقسیم آنتنی توأم با برداشت انرژی، نشان می‌دهد که در زمان‌های طیف‌سنجی مختلف، گذردهی بیشتری نسبت به سایر روش‌های ذکر شده حاصل می‌گردد؛ لذا حداکثر گذردهی 2 b/s/Hz به طور مستقل از زمان طیف‌سنجی قابل‌دستیابی است.	تاریخچه مقاله: نوع مقاله: علمی - پژوهشی دریافت: 1404/07/22 بازنگری: 1404/09/29 پذیرش: 1404/10/12 ارائه آنلاین: 1404/10/26 کلیدواژه‌ها: رادیوشناختگر طیف‌سنجی حذف ناقص سیگنال گذردهی

۱. مقدمه

جنگ الکترونیک یا جنگال اصطلاحی نظامی و بیانگر کاربرد الکترونیک و امواج الکترومغناطیس در نبردها است و شامل ارتباطات رادیویی، شنود گفتگوها و ایجاد اختلال در ارتباطات رادیویی دشمن است. از این رو، با ارائه فناوری رادیوشناختگر^۱ (CR)، هوشمندسازی جنگ الکترونیک می‌تواند بسیار مفید باشد. رادیوشناختگر در جنگ الکترونیک، در واقع توانایی درک محیط اطراف شامل تشخیص خودکار سیگنال‌های دوستانه از دشمن، تشخیص تهدیدات جمنینگ و سپس عملیات انتقال به فرکانس‌های مختلف برای جلوگیری از حمله جمنینگ است.

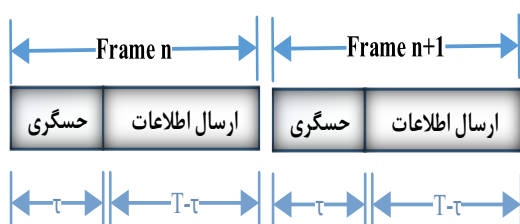
طیف فرکانسی یکی از منابع مخبراتی کمیاب است که اجازه دسترسی آن معمولاً توسط دولت‌ها، به فرستنده‌ها و گیرنده‌ها داده می‌شود. سیاست اصلی فناوری‌های ارتباط بی‌سیم فعلی دسترسی طیفی ایستگاه^۲ (SSA) است [۴-۱]. بر اساس این سیاست، به کاربران مجاز یا کاربران اولیه^۳ (PU) کانال‌های فرکانسی ثابتی تخصیص می‌یابد در حالی که کاربران بدون مجوز یا کاربران ثانویه^۴ (SU) حتی در زمان خالی بودن این کانال‌ها نیز اجازه استفاده از آن کانال‌ها را ندارند. در واقع، در SSA، بخش زیادی از طیف فرکانسی اختصاص یافته به PUها بدون استفاده باقی می‌ماند و این امر باعث هدر رفتن منابع خواهد شد [۴-۷].

برای حل مشکل عدم استفاده بهینه از طیف فرکانسی، فناوری رادیوشناختگر، پیشرفت قابل توجهی در زمینه استفاده مؤثر از طیف فرکانسی به ارمغان می‌آورد. طراحی این فناوری به گونه‌ای است که با تغییر پارامترهای رادیویی، از طیف فرکانسی موجود استفاده بهینه می‌شود [۸-۱۰]. تحقیقات اولیه روی طیف‌سنجی در CR، عمدتاً بر روی روش‌های تخصیص برش زمانی متمرکز بود؛ به طوری که طیف‌سنجی و ارسال در یک فرکانس مشخص ولی در بازه‌های زمانی متفاوت انجام می‌شد. این روش‌ها به دلیل عدم برقراری ارتباط تا پایان زمان طیف‌سنجی، موجب کاهش گذردهی خواهد شد. از طرف دیگر به دلیل انجام طیف‌سنجی در دوره‌های خاص و نه همیشه، عملکرد آشکارسازی کاهش می‌یابد [۸-۱۲]. برای حل این مسائل، CRهای با قابلیت طیف‌سنجی و ارسال به صورت توأم پیشنهاد شده است. ساختار فریم زمانی در روش‌های متداول طیف‌سنجی و همچنین روش توأم با ارسال داده، به ترتیب در شکل‌های (۱) و (۲) نمایش داده شده است. تحقیقات انجام شده در روش‌های طیف‌سنجی توأم با ارسال داده به دو گروه اصلی تقسیم می‌شوند که شامل:

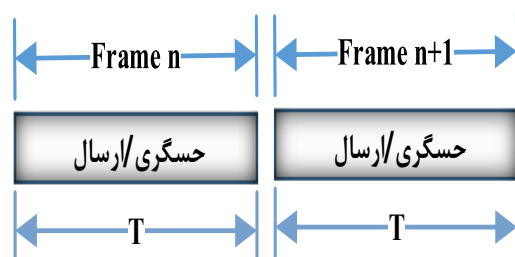
۱. روش‌هایی که طیف‌سنجی را در سمت فرستنده SU استفاده می‌کنند.

۲. روش‌هایی که طیف‌سنجی با همکاری بین فرستنده SU و یک SU غیرفعال، یا بین فرستنده و گیرنده SU از طریق یک کانال کنترلی انجام می‌شود.

در گروه اول، CR طیف‌سنجی توأم با ارسال داده را انجام می‌دهد که در این حالت، فرستنده به واحدهای طیف‌سنجی و ارسال مجهز می‌شود. چالش اصلی این روش، خود تداخلی^۵ (SI) به وجود آمده بین مسیر طیف‌سنجی و ارسال به دلیل نزدیکی آنتن‌ها است. از این رو، عملکرد بهینه این روش به توانایی جداسازی آنتن‌های واحد ارسال و طیف‌سنجی و حذف خود تداخلی بستگی دارد.



شکل (۱). ساختار فریم در روش طیف‌سنجی معمولی



شکل (۲). ساختار فریم در روش طیف‌سنجی توأم با ارسال داده

از تحقیقات انجام شده در گروه دوم، می‌توان به مدل پیشنهادی در [۱۴] اشاره کرد که طیف‌سنجی توسط یک SU غیرفعال انجام می‌شود در حالی که یک SU فعال در حال ارسال اطلاعات است. در طرح [۱۵] تحلیل مشابهی ارائه شده است که در آن یک ایستگاه پایه با استفاده از روش ZF اطلاعاتی را به تعدادی SU ارسال می‌کند در حالی که تعدادی دیگر از SUها وظیفه طیف‌سنجی را بر عهده دارند. با این حال، طرح‌های پیشنهادی آن‌ها با چالش‌هایی از جمله مصرف انرژی بیش از حد و اتلاف منابع ناشی از استفاده از SU غیرفعال یا تعدادی SU دیگر برای طیف‌سنجی روبرو هستند. در [۱۶]، رهیافت متفاوتی ارائه شده است که در آن طیف‌سنجی و ارسال داده به صورت توأم از طریق همکاری فرستنده و گیرنده SU فراهم شده است. انتقال داده توسط فرستنده SU انجام می‌شود در حالی که گیرنده SU سیگنال را از فرستنده ثانویه کدگذاری می‌کند، آن را از مجموع سیگنال دریافتی کم کرده و طیف‌سنجی را در سیگنال باقیمانده انجام می‌دهد. دو مزیت اصلی این روش نسبت به رویکرد دسته‌

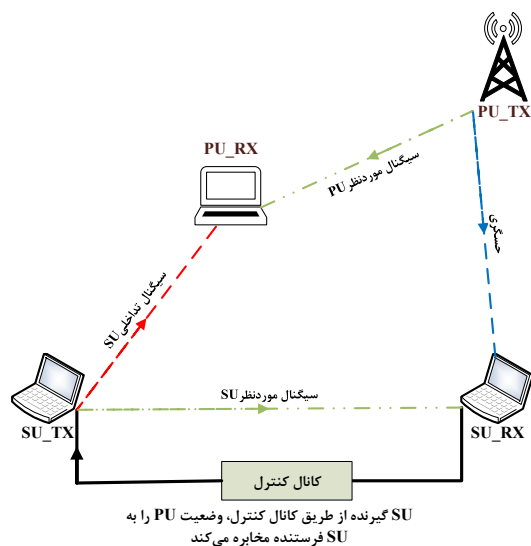
⁵ Self Interference

¹ Cognitive Radio

² Static Spectrum Access

³ Primary User

⁴ Secondary User



شکل (۳). مدل سامانه

که h ضریب کانال تخت از SU-Tx به SU-Rx است و در کاربر ثانویه، معلوم فرض می‌شود. توان کانال برابر γ و $s = [s(1), \dots, s(N)]^T$ سیگنال مدوله شده ارسالی توسط SU-Tx با توان PS است. $\mathbf{x}_p = [x_p(1), \dots, x_p(N)]^T$ سیگنال دریافتی از PU-Tx و $\mathbf{w} = [w(1), \dots, w(N)]^T$ نویز جمع‌شونده در آنتن گیرنده SU-Rx است که با یک بردار گوسی مختلط مستقل و توزیع یکسان (i.i.d.) با میانگین صفر و ماتریس کوواریانس $E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ مدل می‌شود. $\mathbf{I}_N$ ماتریس واحد با سایز N و $\mathbf{y} = [y(1), \dots, y(N)]^T$ بیانگر مجموعه سیگنال دریافتی در SU-Rx است. در یک شبکه CR، هدف SU-Tx دسترسی به طیف در هنگام عدم استفاده توسط PU و پرهیز از ایجاد تداخل برای سیگنال PU است. از این‌رو، فریم زمانی انتقال داده SU-Tx، به دو برش زمانی زیر تقسیم می‌شود:

۱. برش طیف‌سنجی (τ واحد زمانی)

۲. برش ارسال داده (T واحد زمانی)

اگر در طول بازه زمانی طیف‌سنجی، عدم حضور سیگنال PU تشخیص داده شد، SU-Tx شروع به ارسال داده به SU-Rx می‌کند. در فریم‌های بعدی، SU-Rx سیگنال ارسال شده از SU-Tx را کدگذاری کرده و از مجموع کل سیگنال دریافتی کم می‌کند. سپس یک آشکارساز به سیگنال باقی‌مانده برای طیف-سنجی اعمال می‌شود. در انتهای فریم اگر SU تغییری در وضعیت PU تشخیص دهد (یعنی PU بعد از دوره طیف‌سنجی شروع به ارسال کند) آنگاه SU-Rx از طریق یک کانال کنترلی، SU-Tx را آگاه می‌کند و SU-Tx به‌منظور پرهیز از ایجاد تداخل بر روی PU، ارسال را متوقف می‌کند. در فریم بعدی، SU-Tx دوباره فریم را به دو برش زمانی تقسیم کرده و این فرایند تکرار می‌شود. بالاین‌حال، اگر در انتهای فریم، باند فرکانسی توسط SU خالی تشخیص داده شود (نبودن PU)، در فریم بعدی نیازی به تخصیص زمان برای طیف‌سنجی نیست و در نتیجه، ایده طیف-سنجی توأم با ارسال داده باهدف بهبود گذردهی SUها فراهم

اول عبارت‌اند از اولاً عدم استفاده از آنتن‌های اضافه برای طیف-سنجی که می‌تواند در سامانه‌های فعلی بدون هیچ تغییر سخت‌افزاری اضافه، پیاده‌سازی شوند. ثانیاً، حل مسئله خود تداخلی است. علاوه بر این، با فرض استفاده از روش آشکارساز انرژی^۱ (ED)، عملکرد آشکارسازی بسیار بهتری نسبت به استفاده از SUهای غیرفعال فراهم خواهد شد.

برخلاف تحقیقات انجام‌گرفته تاکنون که مبتنی بر حذف کامل سیگنال بوده است، در این مقاله، طیف‌سنجی توأم با ارسال داده با در نظر گرفتن حذف ناقص سیگنال مدنظر قرار می‌گیرد. بدین منظور، خطاهای بازسازی سیگنال نیز در نظر گرفته می‌شود و سپس برای تشخیص حضور یا عدم حضور PU از ED استفاده خواهد شد. علاوه بر این، میزان تأثیر حذف ناقص سیگنال ناشی از خطاهای کدگذاری بر عملکرد طیف‌سنجی بررسی می‌شود. همچنین، پارامترهای طیف‌سنجی مانند احتمال آشکارسازی صحیح (PD) و احتمال هشدار خطا^۲ (FA) برای سیگنال‌های SU مدوله شده توسط مدولاسیون BPSK و QPSK به دست می‌آید.

در ادامه، در بخش ۲، ابتدا مدل پیشنهادی توصیف می‌شود و سپس ساختار گیرنده و ساختار فریم روش طیف‌سنجی توأم با ارسال داده و فرمول‌بندی‌های مربوطه معرفی می‌گردد. در بخش ۳، احتمال هشدار خطا برای سیگنال‌های BPSK و QPSK و همچنین احتمال آشکارسازی صحیح محاسبه می‌شود. در بخش ۴، نتایج حاصل از شبیه‌سازی به‌صورت تجزیه‌وتحلیل عملکرد سامانه با توجه به گذردهی و احتمال آشکارسازی، بررسی منحنی ROC، بررسی رابطه SINR و سطح آستانه آشکارسازی روش پیشنهادی و همچنین بررسی تأثیر تعداد نمونه‌ها بر میزان آشکارسازی ارائه شده است. در نهایت، نتیجه‌گیری حاصل از این پژوهش در بخش ۵ بیان شده است.

۲. مدل پیشنهادی

مدل سامانه پیشنهادی در شکل (۳) نمایش داده شده است. در این مدل، فرستنده کاربر اولیه (PU-Tx) و فرستنده/گیرنده کاربر ثانویه (SU-Tx/Rx) به یک آنتن مجهز شده‌اند. هدف سامانه، تشخیص حضور یا عدم حضور PU از طریق همکاری SU-Tx و SU-Rx و با کمک قابلیت طیف‌سنجی توأم با ارسال داده است.

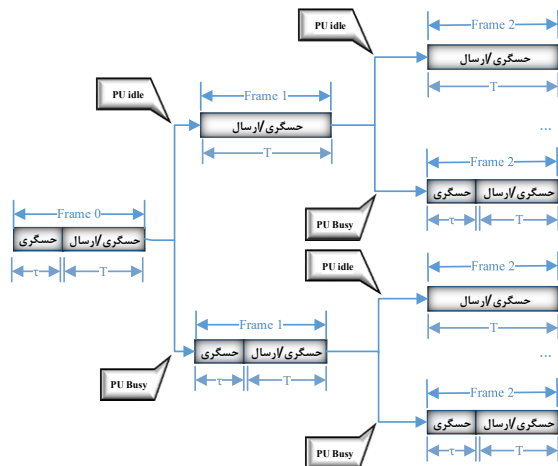
مسئله آشکارسازی می‌تواند به‌صورت آزمون فرضیه دودویی زیر بیان شود:

$$H_0 : \mathbf{y} = h\mathbf{s} + \mathbf{w}, \quad (1)$$

$$H_1 : \mathbf{y} = \mathbf{x}_p + h\mathbf{s} + \mathbf{w}, \quad (2)$$

^۱ Energy Detection

^۲ False Alarm



شکل (۵). ساختار فریم روش طیف‌سنجی توأم با ارسال داده

۳. احتمال هشدار خطا و احتمال آشکارسازی صحیح

محاسبه سطح آستانه آشکارسازی ε مستقل از سیگنال اولیه رسانی است. ارزیابی روش آشکارسازی پیشنهادی با محاسبه P_{FA} انجام می‌شود؛ بنابراین، در این بخش عمدتاً تمرکز روی به‌دست‌آوردن P_{FA} برای سیگنال SU در حالت BPSK و سپس QPSK است. بعلاوه، برای سیگنال‌های مدوله شده SU، P_D را با فرض اینکه PU دارای توزیع گوسی است، حساب می‌شود.

۳-۱. احتمال هشدار خطا برای سیگنال‌های BPSK

در این بخش، احتمال هشدار خطا برای حالت BPSK ($P_{FA,B}$) تعیین می‌شود. یک کاربر SU تجهیز شده با یک آنتن گیرنده در نظر بگیرید که تعداد زیادی نمونه N دریافت می‌کند. SU-Rx نمونه‌های دریافتی را کدگذاری کرده، آن‌ها را از مجموع سیگنال دریافتی کم کرده و روی سیگنال باقیمانده ED اعمال می‌کند. سپس، $P_{FA,B}$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود [۱۴].

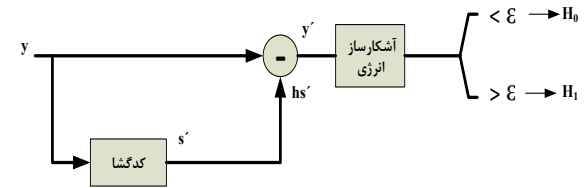
$$P_{FA,B} = \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} P_{k,B} P_{e,B}^k (1 - P_{e,B})^{N-k} \quad (7)$$

در این رابطه، k نشان‌دهنده تعداد بیت‌های کدگذاری شده به‌صورت غلط است. $P_{e,B}$ احتمال خطای بیت برای BPSK برابر خواهد بود با:

$$P_{e,B} = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma P_s}{\sigma_w^2}}\right) \quad (8)$$

همچنین، $P_{k,B}$ احتمال هشدار خطا برای حالتی است که k بیت به‌صورت غلط کدگذاری شده باشد که می‌تواند به‌صورت تقریبی زیر محاسبه شود.

خواهد شد. ساختار گیرنده SU در شکل (۴) و ساختار فریم زمانی این طرح در شکل (۵) نشان داده شده است.



شکل (۴). ساختار گیرنده روش طیف‌سنجی توأم با ارسال داده

روش فوق قابل استفاده برای هر نوع مدولاسیونی است؛ اما برای سادگی، در این مرحله، سیگنال رسانی از SU، BPSK فرض می‌شود. بعد از اولین مرحله طیف‌سنجی، SU-Rx با استفاده از BPSK و بر اساس فاصله اقلیدسی، سعی در کدگذاری سیگنال رسانی از SU-Tx می‌کند. در این حالت، $s = \sqrt{P_s}$ سمبل رسانی، $\hat{s} = \sqrt{P_s}$ سیگنالی کدگذاری شده به‌صورت صحیح و $\hat{s} = -\sqrt{P_s}$ سیگنال کدگذاری شده به‌صورت غلط است؛ یعنی

$$\hat{s} = \begin{cases} +s \xrightarrow{\text{yields}} \text{correct decoding} \\ -s \xrightarrow{\text{yields}} \text{wrong decoding} \end{cases} \quad (3)$$

سپس، سیگنال کدگذاری شده از مجموع سیگنال دریافتی کم می‌شود و آزمون فرضیه جدید به‌صورت زیر فرمول‌سازی می‌شود:

$$H_{0B} = \begin{cases} H_{00B} : y'(n) = w(n) \\ H_{01B} : y'(n) = 2hs(n) + w(n) \end{cases} \quad (4)$$

$$H_{1B} = \begin{cases} H_{10B} : y'(n) = x_p(n) + w(n) \\ H_{11B} : y'(n) = x_p(n) + 2hs(n) + w(n) \end{cases} \quad (5)$$

که $n=0,1,\dots,N-1$ و نمایه B. بیانگر سناریوی BPSK است. H_{00B} و H_{10B} به ترتیب، کدگذاری سیگنال دریافتی در حالت عدم حضور PU است. H_{01B} و H_{11B} حالت کدگذاری غلط به ترتیب برای عدم حضور یا حضور PU هستند؛ بنابراین، واضح است که بدون در نظر گرفتن خطاهای کدگذاری (فرضیه‌های H_{01B} و H_{11B})، آزمون فرضیه جدید همان طیف‌سنجی آرام است؛ با این تفاوت که در این حالت تمام مدت فریم (بجای یک دوره آرام کوتاه) برای طیف‌سنجی استفاده می‌شود.

آخرین مرحله، اعمال ED روی سیگنال باقی‌مانده است که هدف آن بررسی تأثیر خطاهای کدگذاری بر عملکرد طیف‌سنجی است. دلیل انتخاب ED، عدم نیاز به دانستن اطلاعات سیگنال PU (مانند نوع مدولاسیون، شکل پالس و...) که اغلب نامعلوم‌اند، است. نحوه آشکارسازی سیگنال توسط ED در رابطه (۶) نشان داده شده است که ε ، بیانگر سطح آستانه آشکارسازی است.

$$T(y) = \|y\|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 \begin{cases} < \varepsilon \longrightarrow H_{0B} \\ > \varepsilon \longrightarrow H_{1B} \end{cases} \quad (6)$$

هستند. با محاسبه میانگین و واریانس $T(y'|H_{0B})$ مطابق روش BPSK (به پیوست مقاله مراجعه شود) و جای‌گذاری در رابطه (۱۱)، احتمال هشدار خطا به صورت رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

$$P_{FA,Q_{apr}} = Q\left(\frac{M1}{M2}\right) \quad (13)$$

$$M1 = \varepsilon - N(1 - P_{e,Q})^2 \mu_{H_{00Q}} - N(1 - P_{e,Q})P_{e,Q}(\mu_{H_{01Q}} + \mu_{H_{02Q}}) - NP_{e,Q}^2 \mu_{H_{03Q}}$$

$$M2 = \sqrt{N(1 - P_{e,Q})^2 V_{H_{00Q}} - N(1 - P_{e,Q})P_{e,Q}(V_{H_{01Q}} + V_{H_{02Q}}) - NP_{e,Q}^2 V_{H_{03Q}}}$$

که میانگین‌ها و واریانس‌ها به صورت زیر خواهند بود.

$$\begin{aligned} \mu_{H_{00Q}} &= 2\mu_{H_{00B}}, & V_{H_{00Q}} &= 2V_{H_{00B}} \\ \mu_{H_{01Q}} &= \mu_{H_{00B}} + \mu_{H_{01B}}, & V_{H_{01Q}} &= V_{H_{00B}} + V_{H_{01B}} \\ \mu_{H_{02Q}} &= \mu_{H_{00B}} + \mu_{H_{01B}}, & V_{H_{02Q}} &= V_{H_{00B}} + V_{H_{01B}} \\ \mu_{H_{03Q}} &= 2\mu_{H_{01B}}, & V_{H_{03Q}} &= 2V_{H_{01B}} \end{aligned} \quad (14)$$

۳-۳. احتمال آشکارسازی صحیح

در این بخش، احتمال آشکارسازی صحیح با فرض توزیع گوسی سیگنال اولیه x_p با میانگین صفر و واریانس σ_{PU}^2 به دست می‌آید. مقدار نظریه PD با جایگزین کردن $\sigma_w^2 + \sigma_{pu}^2$ با σ_w^2 در قسمت‌های مرتبط در رابطه (۱۰) حاصل می‌شود و به صورت زیر محاسبه خواهد شد:

$$P_{D,B_{apr}} = Q\left(\frac{\varepsilon - N(1 - P'_{e,B})\mu_{H_{10B}} - NP'_{e,B}\mu_{H_{11B}}}{\sqrt{N(1 - P'_{e,B})V_{H_{10B}} + NP'_{e,B}V_{H_{11B}}}}\right) \quad (15)$$

$$P'_{e,B} = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma P_s}{\sigma_w^2 + \sigma_{PU}^2}}\right)$$

به طور مشابه، P_D تحت سناریوی QPSK با جای‌گذاری $\sigma_w^2 + \sigma_{pu}^2$ به جای σ_w^2 در قسمت‌های مرتبط در رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

۴. نتایج شبیه‌سازی

ابتدا با توجه به گذردهی قابل‌دستیابی، عملکرد سامانه تحلیل و سپس با توجه به احتمال آشکارسازی، عملکرد آن ارزیابی خواهد شد. همچنین، منحنی ROC ارائه می‌شود. علاوه بر این، رابطه SINR و سطح آستانه روش پیشنهادی بیان می‌شود. در نهایت، تأثیر تعداد نمونه‌ها بر میزان آشکارسازی بررسی خواهد شد.

در این بخش، گذردهی (بهره‌وری طیفی) روش پیشنهادی با روش متداول [۱۷]، روش تقسیم آنتنی (Antenna splitting) [۱۸]، روش تقسیم توانی (Power splitting) [۱۹] و روش تقسیم آنتنی توأم با برداشت انرژی [۲۰] نیز مقایسه می‌گردد.

$$P_{k,B} = Q\left(\frac{\varepsilon - \mu_{H_{0B}}}{\sqrt{V_{H_{0B}}}}\right) \quad (9)$$

که $\mu_{H_{0B}}$ و $V_{H_{0B}}$ به ترتیب بیانگر میانگین و واریانس آماری آزمون $T(y'|H_{0B})$ هستند. به منظور ارزیابی آشکارساز، باید سطح آستانه آشکارسازی ε محاسبه شود. با این حال، استفاده از رابطه (۷) به‌ویژه با افزایش N بسیار پیچیده است. به همین دلیل، با استفاده از [۱۴] و [۱۷] می‌توان احتمال هشدار خطا را به صورت زیر تقریب زد که در پیوست نیز نحوه محاسبه آن مختصراً توضیح داده شده است.

$$P_{FA,B_{apr}} = Q\left(\frac{\varepsilon - N(1 - P_{e,B})\mu_{H_{00B}} - NP_{e,B}\mu_{H_{01B}}}{\sqrt{N(1 - P_{e,B})V_{H_{00B}} + NP_{e,B}V_{H_{01B}}}}\right) \quad (10)$$

نمایه Bapr بیانگر تقریب تحت سناریوی BPSK است. این رابطه، بر اساس این واقعیت بیان شده است که برای تعداد زیادی از نمونه‌ها، تعداد بیت‌های موردانتظار کدگشایی شده صحیح و غلط به ترتیب می‌تواند با کمک احتمال بیت‌های صحیح - 1 ($P_{e,B}$) و بیت‌های غلط $P_{e,B}$ تقریب زده شود. حال بر اساس رابطه (۸) برای محاسبه ε باید از معکوس تابع Q استفاده کرد.

۳-۲. احتمال هشدار خطا برای سیگنال‌های QPSK

در این بخش، P_{FA} تحت سناریوی QPSK به دست می‌آید. با توجه به این واقعیت که سیگنال QPSK از دو سیگنال BPSK عمود بر هم تشکیل شده است؛ با تممیم احتمال هشدار خطا در حالت BPSK به حالت QPSK، احتمال هشدار خطا به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$P_{FAQ} = \sum_{k=0}^{2N} \binom{2N}{k} P_{kQ} P_{eQ}^k (1 - P_{eQ})^{2N-k} N_t \quad (11)$$

آزمون فرضیه (۱) نیز برای الگوریتم پیشنهادی تحت سناریوی QPSK، به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$(12)$$

$$H_{00Q} : y(n) = \text{Re}\{w(n)\} + \text{Im}\{w(n)\}$$

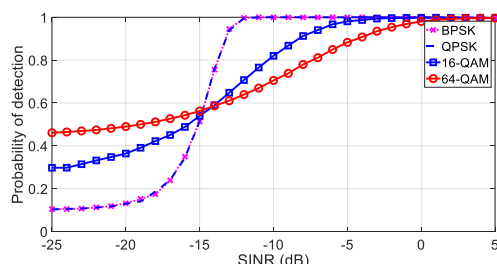
$$H_{01Q} : y(n) = 2h\text{Re}\{s(n)\} + \text{Re}\{w(n)\} + \text{Im}\{w(n)\}$$

$$H_{02Q} : y(n) = 2h\text{Im}\{s(n)\} + \text{Re}\{w(n)\} + \text{Im}\{w(n)\}$$

$$H_{03Q} : y(n) = 2h\text{Re}\{s(n)\} + 2h\text{Im}\{s(n)\} + \text{Re}\{w(n)\} + \text{Im}\{w(n)\}$$

که $m=0,1,\dots,N-1$ نمایه Q متناظر با سناریوی QPSK است، آزمون فرضیه H_{00Q} بیانگر حالت کدگشایی صحیح سیگنال دریافتی است و چون اثری از سیگنال $s(n)$ وجود ندارد، بدین معنی است که به طور کامل کدگشایی و حذف شده است. فرضیه‌های $H_{01Q}, H_{02Q}, H_{03Q}$ متناظر با حالت کدگشایی غلط

احتمال آشکارسازی روش پیشنهادی را بر حسب SINR کاربر اولیه نمایش می‌دهد. P_{FA} برابر ۰/۱ فرض شده و سیگنال ارسالی کاربر ثانویه به ترتیب با استفاده از 64-QAM, 16QAM, QPSK, BPSK مدوله می‌شود.

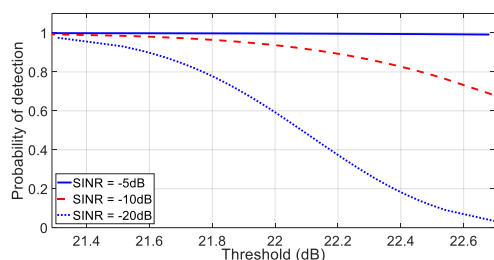


شکل (۷). احتمال آشکارسازی روش پیشنهادی بر حسب SINR

مشاهده می‌شود که در SINR پایین‌تر از 15 dB، استفاده از مدولاسیون‌های 64-QAM و 16QAM در ارسال سیگنال SU، عملکرد آشکارسازی بهتر است. در مقادیر SINR بالاتر از 15 dB، با استفاده از مدولاسیون‌های BPSK و QPSK نتیجه‌ی بهتری حاصل می‌شود. مثلاً در SINR برابر 10 dB، احتمال آشکارسازی برابر ۰/۷۰۵۱، ۰/۸۲۰۱، ۱ و ۱ به ترتیب با استفاده از مدولاسیون‌های 64-QAM، 16-QAM، QPSK و BPSK حاصل می‌شود؛ لذا می‌توان با توجه به مقدار SINR، مدولاسیون مناسب را انتخاب کرد.

۴-۳. بررسی رابطه SINR و سطح آستانه آشکارسازی روش پیشنهادی

در این بخش، به تجزیه و تحلیل ارتباط SINR ناشی از PU و احتمال آشکارسازی پرداخته می‌شود. همچنین، تأثیر انتخاب سطوح آستانه مختلف بر روند کشف PU متمرکز خواهد بود. بدین منظور، به جای در نظر گرفتن یک P_{FA} مشخص، چندین مقدار از P_{FA} در بازه ۰/۰۰۱ تا ۰/۹۹۹ در نظر گرفته می‌شود و به ازای هر کدام از این مقادیر، یک سطح آستانه به دست می‌آید. شکل (۸)، احتمال آشکارسازی صحیح را برای سطوح آستانه مختلف و برای سه مقدار از SINR نشان می‌دهد. به عنوان مثال، در سطح آستانه 22 dB، احتمال آشکارسازی برابر ۰/۵۸۹۷، ۰/۹۳۶۶ و ۰/۹۹۷ به ترتیب به ازای SINRهای 20 dB، 10 dB و 5 dB به دست می‌آید.

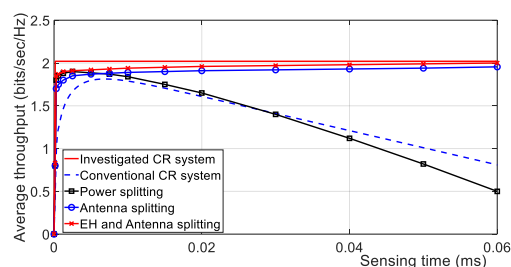


شکل (۸). احتمال آشکارسازی بر حسب سطح آستانه‌های مختلف

۴-۱. تجزیه و تحلیل عملکرد با توجه به گذردهی

در شبیه‌سازی‌ها، طول فریم زمانی 100 ms و فرکانس نمونه برداری 6 MHz فرض شده است. احتمال آشکارسازی نیز برابر ۰/۸ در نظر شده است. همچنین، SNR ارسالی کاربر ثانویه (SNR_{SU}) و SNR دریافتی کاربر اولیه (SNR_{PU}) به ترتیب 7 dB و 20 dB در نظر گرفته می‌شود.

شکل (۶) متوسط گذردهی قابل‌دستیابی را در مقایسه با زمان طیف‌سنجی τ در حالتی که احتمال آشکارسازی برابر ۰/۸ است نشان می‌دهد. در این شکل، روش پیشنهادی با روش ذکر شده در [۱۷-۲۰] مقایسه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، حداکثر گذردهی در روش متداول [۱۷] برابر 1/81 b/s/Hz است که با افزایش زمان طیف‌سنجی، شاهد کاهش گذردهی شبکه هستیم. در [۱۸] از روش تقسیم آنتنی برای طیف‌سنجی توأم با ارسال اطلاعات استفاده می‌شود؛ به طوری که تعدادی از آنتن‌های ثانویه به منظور طیف‌سنجی و مابقی آنتن‌ها برای ارسال اطلاعات مورد استفاده قرار می‌گیرند. با استفاده از روش پیشنهادی [۱۸] مشاهده می‌شود که با افزایش زمان طیف‌سنجی، گذردهی شبکه افزایش می‌یابد. در [۱۹] که از روش تقسیم توانی استفاده می‌شود، حداکثر گذردهی 1/90 b/s/Hz قابل‌دستیابی است. در این روش نیز افزایش زمان طیف‌سنجی سبب کاهش گذردهی شبکه می‌شود. در [۲۰] که از روش تقسیم آنتنی توأم با برداشت انرژی استفاده می‌شود، گذردهی بیشتری نسبت به روش‌های قبلی قابل‌دستیابی است. اما همان‌طور که مشاهده می‌شود، گذردهی حاصله در روش پیشنهادی از سایر روش‌های ذکر شده بیشتر است. همچنین در روش پیشنهادی، افزایش زمان طیف‌سنجی تأثیری در عملکرد ندارد؛ زیرا گذردهی شبکه مستقل از زمان طیف‌سنجی است.



شکل (۶). متوسط گذردهی روش پیشنهادی و روش معمولی، با $P_{H0} = 0.9$

۴-۲. تجزیه و تحلیل عملکرد با توجه به PD

به منظور تجزیه و تحلیل قابلیت اطمینان آشکارساز انرژی با حذف ناقص سیگنال، فریمی با طیف‌سنجی توأم با ارسال داده، در نظر گرفته می‌شود. PU دارای توزیع گوسی با میانگین صفر و واریانس σ_{PU}^2 و توان کانال برابر واحد فرض می‌شود. باید توجه داشت که در اینجا منظور از تداخل، حضور SU-Tx است. شکل (۷)

using Reinforcement Learning,” Scientific Journal of Electronical & Cyber Defence, vol. 10, no. 4, pp. 1-9, 2023, (DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1401.10.4.1.1>), (In Persian).

[2] H. R. Khodadadi and S. Falsafi, “Improvement of Security in Wireless Communication Networks with Directional Modulation and Artificial Noise,” Scientific Journal of Electronical & Cyber Defence, vol. 10, no. 4, pp. 11-18, 2023, (DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1401.10.4.2.2>), (In Persian).

[3] R. Janani and R. Fatemi Mofrad, “A New Method in Wide Band Adaptive Beam Forming By Deep Learning Method In An Array System,” Scientific Journal of Electronical & Cyber Defence, vol. 11, no. 3, pp. 35-47, 2023, (DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1402.11.3.4.9>), (In Persian).

[4] J. Ge, YC. Liang, S. Wang, and C. Sun, “RIS-Assisted Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 23, no. 9, pp. 12547-12562, 2024, (DOI: 10.1109/TWC.2024.3393516).

[5] B. Zhang, J. Wu, M. Su, M. He, C. Wang, Z. Zhang, M. Dai, and W. Cao, “An efficient cooperative spectrum sensing for cognitive wireless sensor networks,” IEEE Access, vol. 11, pp. 132544-132556, 2023, (DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3336654).

[6] A. Kumar, P. Thakur, S. Pandit, and G. Singh, “Analysis of optimal threshold selection for spectrum sensing in a cognitive radio network: an energy detection approach,” Wireless Networks, vol. 25, no. 7, pp. 3917-3931, 2019, (DOI: <https://doi.org/10.1007/s11276-018-01927-y>).

[7] W. Wu, Z. Wang, Y. Wu, F. Zhou, B. Wang, Q. Wu, and D.W. Ng, “Joint sensing and transmission optimization for IRS-assisted cognitive radio networks,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 22, no. 9, pp. 5941-5956, 2023, (DOI: 10.1109/TWC.2023.3238684).

[8] M. Meena, and V. Rajendran, “Spectrum sensing and resource allocation for proficient transmission in cognitive radio with 5G,” IETE Journal of Research, vol. 68, no. 3, pp. 1772-1788, 2019, (DOI: <https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1672585>).

[9] G. P. Aswathy, K. Gopakumar, and T. P. Imthias Ahamed, “Joint sub-Nyquist wideband spectrum sensing and reliable data transmission for cognitive radio networks over white space,” Digital Signal Processing, vol. 101, pp. 102713, 2020, (DOI: <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2020.102713>).

[10] Zhang, Deyu, Z. Chen, J. Ren, N. Zhang, M. K. Awad, H. Zhou, and X. S. Shen, “Energy-harvesting-aided spectrum sensing and data transmission in heterogeneous cognitive radio sensor network,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 1, pp. 831-843, 2016, (DOI: 10.1109/TVT.2016.2551721).

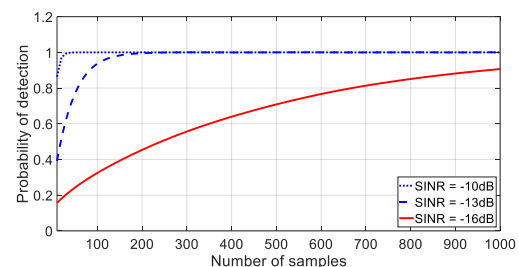
[11] S. P. Thuraipandi and S. K. Nagarajan, “Cooperative spectrum sensing based hybrid machine learning technique for prediction of secondary user in cognitive radio networks,” Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, vol. 44, no. 3, pp. 3959-3971, 2023, (DOI: 10.3233/JIFS-222983).

مشاهده می‌شود که با افزایش SINR تأثیر سطح آستانه در آشکارسازی PU کمتر می‌شود و احتمال آشکارسازی مستقل از سطح آستانه می‌شود.

۴-۴. بررسی تأثیر تعداد نمونه‌ها بر میزان آشکارسازی

احتمال آشکارسازی برای حالتی که سیگنال ارسالی توسط کاربر ثابته BPSK است و بر حسب سه مقدار مختلف SINR و مقادیر مختلف N ، رسم می‌شود. به عنوان مثال به ازای تعداد ۱۰۰ نمونه، احتمال آشکارسازی برابر ۰/۳۳۳۲، ۰/۹۳۵۳ و ۱ به ترتیب به ازای SINRهای ۱۰ dB، ۱۳ dB و ۱۶ dB به دست می‌آید.

در شکل (۹) مشاهده می‌شود که با افزایش تعداد نمونه‌ها، عملکرد آشکارسازی بهتر می‌شود؛ بنابراین، می‌توان دریافت که برای داشتن آشکارسازی مناسب، به چه مقدار نمونه نیاز است.



شکل (۹). احتمال آشکارسازی بر حسب تعداد نمونه‌ها

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله، ایده طیف‌سنجی توأم با ارسال اطلاعات با در نظر گرفتن حذف ناقص سیگنال مورد توجه قرار گرفت. همچنین، میزان تأثیر خطاهای کدگذاری بر قابلیت اطمینان آشکارسازی سامانه تجزیه و تحلیل شد. همچنین، با استفاده از عبارت‌های تحلیلی برای احتمال هشدار خطا و فرض سیگنال‌های مدوله شده دیجیتال (BPSK، QPSK و M-QAM)، نمودارهای آشکارسازی سامانه از جنبه‌های مختلف مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان داد که عملکرد روش پیشنهادی از روش‌های متداول، تقسیم آنتنی، تقسیم توانی و تقسیم آنتنی توأم با برداشت انرژی بهتر است؛ به طوری که گذردهی شبکه در روش پیشنهادی، مستقل از زمان طیف‌سنجی است.

به منظور بهبود بهره‌وری سامانه رادیوشناختگر می‌توان در تحقیقات آینده همکاری بین کاربران ثانویه و اولیه را نیز لحاظ کرد. همچنین با در نظر گرفتن خطاهای تخمین کانال، می‌توان سامانه واقعی‌تری را ارائه داد.

۶. مراجع

[1] S. Z. Majidian, “Reducing the Destructive Effect of Misbehaving Users in Cooperative Spectrum Sensing

میانگین و واریانس $T(y'|H_{0B})$ به ترتیب برابر است با:

$$\mu_{H_{0B}} = (N - k)\mu_{H_{00B}} + k\mu_{H_{01B}} \quad (۱۶)$$

$$V_{H_{0B}} = (N - k)V_{H_{00B}} + kV_{H_{01B}} \quad (۱۷)$$

محاسبه این پارامترها با کمک دو لم زیر به دست می‌آید. لم ۱ وقتی معتبر است که متغیر در بازه $[a, b]$ باشد. لم ۲ در حالتی که $b = \infty$ باشد معتبر است. [۱۷]

لم ۱: میانگین و واریانس در بازه $[a, b]$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\mu_c^{[a, b]} = 1 + 2 \left[\frac{af_{x_1^2}(a) - bf_{x_1^2}(b)}{F_{x_1^2}(b) - F_{x_1^2}(a)} \right] \quad (۱۸)$$

$$V_c^{[a, b]} = 2 - 4 \left[\frac{af_{x_1^2}(a) - bf_{x_1^2}(b)}{F_{x_1^2}(b) - F_{x_1^2}(a)} \right]^2 + 2 \left[\frac{a^2f_{x_1^2}(a) + af_{x_1^2}(a) - b^2f_{x_1^2}(b) - bf_{x_1^2}(b)}{F_{x_1^2}(b) - F_{x_1^2}(a)} \right] \quad (۱۹)$$

که f_x و F_x به ترتیب CDF و PDF متغیر نرمال x هستند.

لم ۲: میانگین و واریانس یک متغیر گوسی در بازه $[-\infty, a]$ یا $[a, +\infty]$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\mu_{nc\ inf}^{[-\infty, a]} = \mu^2 - 2\mu\sigma \frac{f_x(d)}{F_x(d)} + \sigma^2 \left(1 - d \frac{f_x(d)}{F_x(d)} \right) \quad (۲۰)$$

$$V_{nc\ inf}^{[-\infty, a]} = \mu^4 - 4\mu^3\sigma \frac{f_x(d)}{F_x(d)} + 6\mu^2\sigma^2 \left(1 - d \frac{f_x(d)}{F_x(d)} \right) + 4\mu\sigma^3 \left(-d^2 \frac{f_x(d)}{F_x(d)} \right) - 2 \frac{f_x(d)}{F_x(d)} + \sigma^4 \left(-d^3 \frac{f_x(d)}{F_x(d)} - 3d \frac{f_x(d)}{F_x(d)} + 3 \right) - (\mu_{nc\ inf}^{[a, b]})^2 \quad (۲۱)$$

که $d = a - \mu$ است.

با استفاده از نتیجه لم ۱ می‌توان میانگین $\mu_{H_{00B}}$ و واریانس $V_{H_{00B}}$ موردنیاز را برای محاسبه $\mu_{H_{0B}}$ و $V_{H_{0B}}$ به صورت زیر معرفی کرد.

$$\mu_{H_{00B}} = \mu_c^{[0, P_t]} P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} + \mu_c^{[P_t, \infty]} P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} \quad (۲۲)$$

$$V_{H_{00B}} = V_c^{[0, P_t]} P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} + V_c^{[P_t, \infty]} P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} + (\mu_c^{[P_t, \infty]})^2 \left(1 - P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} \right) P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} + (\mu_c^{[0, P_t]})^2 \left(1 - P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} \right) P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} - 2\mu_c^{[0, P_t]} \mu_c^{[P_t, \infty]} P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} \quad (۲۳)$$

- [12] W. Wu, Z. Wang, Y. Wu, F. Zhou, B. Wang, Q. Wu, and D. W. Ng, "Joint sensing and transmission optimization for IRS-assisted cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 22, no. 9, pp. 5941-5956, 2023, (DOI: 10.1109/TWC.2023.3238684).
- [13] I. Bala, K. Ahuja, K. Arora, and D. Mandal, "A comprehensive survey on heterogeneous cognitive radio networks," *Comprehensive Guide to Heterogeneous Networks*, pp. 149-178, 2023, (DOI: https://doi.org/10.1016/B978-0-323-90527-5.00010-1).
- [14] M. Ranjbar, H. L. Nguyen, N. H. Tran, T. Karacolak, S. Sastry, and L. D. Nguyen, "Energy efficiency of full-duplex cognitive radio in low-power regimes under imperfect spectrum sensing," *Mobile Networks and Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 1750-1764, 2021, (DOI: https://doi.org/10.1007/s11036-021-01755-z).
- [15] K. Guo, K. An, F. Zhou, T. A. Tsiftsis, G. Zheng, and S. Chatzinotas, "On the secrecy performance of NOMA-based integrated satellite multiple-terrestrial relay networks with hardware impairments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 4, pp. 3661-3676, 2021, (DOI: 10.1109/TVT.2021.3068062).
- [16] S. Stotas and A. Nallanathan, "On the Throughput and Spectrum Sensing Enhancement of Opportunistic Spectrum Access Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 1, pp. 97-107, 2012, (DOI: 10.1109/TWC.2011.111611.101716).
- [17] E. Hossain, D. Niyato, and Z. Han, "Dynamic Spectrum Access and Management in Cognitive Radio Networks," Cambridge university press, 2010, (DOI: https://doi.org/10.1017/CBO9780511609909).
- [18] S. Zhiquan, Z. Zhang, X. Liu, Y. Liu, and L. Fan, "Simultaneous cooperative spectrum sensing and wireless power transfer in multi-antenna cognitive radio," *Physical Communication*, vol. 29, pp. 78-85, 2018, (DOI: https://doi.org/10.1016/j.phycom.2018.04.022).
- [19] X. Liu, K. Chen, J. Yan, and Z. Na, "Optimal energy harvesting-based weighed cooperative spectrum sensing in cognitive radio network," *Mobile Netw. Appl.*, vol. 21, no. 6, pp. 908-919, 2016, (DOI: https://doi.org/10.1007/s11036-016-0711-y).
- [20] M. Sadeghian Kerdabadi, R. Ghazizadeh, and H. Farrokhi, X. Liu, K. Chen, J. Yan, and Z. Na, "Joint Improvement of Spectral and Energy Efficiency in Energy Harvesting Based Cognitive Radio Networks," *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations (JECEI)*, vol. 10, no. 1, pp. 1-16, 2022, (DOI: https://doi.org/10.22061/jecei.2021.7501.396).

پيوست:

احتمال هشدار خطا، با استفاده از روش آشکارسازی انرژی از رابطه $P_{k_B}(\mathcal{E}) = Pr(T(y') > \mathcal{E} | H_{0B})$ به دست می‌آید؛ لذا بایستی توزیع آماری $T(y' | H_{0B})$ را به دست آورد.

$$\begin{aligned}
V_{H_{00B}} &= V_{nc}^{[0.P_t]} P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} + V_{nc \inf}^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} \\
&+ \left(\mu_{nc \inf}^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} \right)^2 \left(1 - P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} \right) P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} \\
&+ \left(\mu_{nc}^{[0.P_t]} \right)^2 \left(1 - P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} \right) P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} \\
&- 2\mu_{nc}^{[0.P_t]} \mu_{nc \inf}^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]}
\end{aligned}$$

که

$$\begin{aligned}
P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} &= \frac{P(\sqrt{P_t} \leq w \leq 3\sqrt{P_t})}{P_{C_B}} \\
&= \frac{F_x(3\sqrt{P_t}) - F_x(\sqrt{P_t})}{P_{C_B}}
\end{aligned} \quad (27)$$

$$P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} = \frac{P(w \geq 3\sqrt{P_t})}{P_{C_B}} = \frac{F_x(-3\sqrt{P_t})}{P_{C_B}} \quad (28)$$

که $\mu_{nc}^{[0.P_t]}$ و $V_{nc}^{[0.P_t]}$ و $\mu_{nc \inf}^{[P_t, \infty]}$ و $V_{nc \inf}^{[P_t, \infty]}$ به وسیله‌ی لم ۱ و ۲ تعریف می‌شوند.

بنابراین، با جای‌گذاری $\mu_{H_{0B}}$ و $V_{H_{0B}}$ در رابطه (۹)، احتمال هشدار خطا در رابطه (۱۰) به دست می‌آید.

که $\mu_c^{[0.P_t]}$ و $V_c^{[0.P_t]}$ و $\mu_c^{[P_t, \infty]}$ و $V_c^{[P_t, \infty]}$ به وسیله لم ۱ تعریف می‌شوند. درحالی‌که

$$\begin{aligned}
P_w^{[-\sqrt{P_t}, \sqrt{P_t}]} &= \frac{P(-\sqrt{P_t} \leq w \leq \sqrt{P_t})}{P_{C_B}} \\
&= \frac{F_y(\sqrt{P_t}) - F_y(-\sqrt{P_t})}{P_{C_B}}
\end{aligned} \quad (24)$$

$$P_w^{[\sqrt{P_t}, \infty]} = \frac{P(w \geq \sqrt{P_t})}{P_{C_B}} = \frac{F_y(-\sqrt{P_t})}{P_{C_B}} \quad (25)$$

که $F_y(\cdot)$ ، CDF متغیر نرمال y و P_{C_B} احتمال تصمیم‌گیری صحیح برای BPSK است.

به روش مشابه، با استفاده از نتایج لم ۱ و ۲، می‌توان میانگین $\mu_{H_{01B}}$ و واریانس $V_{H_{01B}}$ را برای محاسبه‌ی $\mu_{H_{0B}}$ و $V_{H_{0B}}$ به صورت زیر تعریف کرد.

$$\mu_{H_{01B}} = \mu_{nc}^{[0.P_t]} P_w^{[\sqrt{P_t}, 3\sqrt{P_t}]} + \mu_{nc \inf}^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} P_w^{[3\sqrt{P_t}, \infty]} \quad (26)$$