

سنجش طیف فرکانسی توسط الگوریتم چند مرحله‌ای وفقی با روش غیر همکارانه بهینه در رادیو

شناختگر به همراه پیاده‌سازی روی سخت‌افزار

حمیدرضا خدادادی^{۱*}، محمدعلی عطائی^۲

۱- استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع)، ۲- دانشجوی دکتری مخابرات

(دریافت: ۹۸/۰۵/۱۶، پذیرش: ۹۸/۱۱/۱۲)

چکیده

حسگرهای طیفی، به‌عنوان اصلی‌ترین بخش یک سامانه رادیو شناختگر، ابزاری هستند که با تشخیص حفره‌های طیفی، موجب استفاده بهینه از پهنای باند فرکانسی محیط شده و از تداخل بین کاربران مجاز ممانعت می‌کنند. عملکرد این حسگرها به دلایلی مانند اثرات نویز محیطی، سطح پایین سیگنال، محوشدگی، چند مسیری و حساسیت گیرنده، همواره با مشکل مواجه می‌شود. در این مقاله، ابتدا با استفاده از روش چند آنتنه در گیرنده با اخذ سیگنال‌های محیطی و استفاده از روش آشکارساز انرژی، آستانه آشکارسازی به‌صورت وفقی با روش CFAR تعیین شده و سنجش اولیه طیف محیطی انجام می‌گیرد. محدوده‌ای از طیف که سیگنال در آن تشخیص داده نشده جهت تصمیم‌گیری به مرحله نهایی وارد می‌گردد. در این مرحله، سنجش نهایی طیف با یافتن مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال توسط روش MME به‌صورت کاملاً کور و غیر همکارانه صورت می‌گیرد که باعث افزایش قابلیت اطمینان در تصمیم‌گیری و افزایش احتمال آشکارسازی صحیح حفره‌های طیفی و جلوگیری از تداخل کاربران مجاز می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها حاکی از احتمال آشکارسازی ۷۵ درصدی در SNR محیطی ۲۵dB می‌باشد که در مقایسه با مراجع بهبود ۱۵dB را داشته است. همچنین نتایج شبیه‌سازی این مقاله بعد از پیاده‌سازی روی برد سخت‌افزاری با نتایج حاصل از آزمون عملی در محیط واقعی مقایسه شده است.

کلیدواژه‌ها: رادیو شناختگر، حسگرهای طیفی، آشکارساز انرژی، حفره‌های طیفی، مقادیر ویژه، ماتریس کوواریانس

۱- مقدمه

طیف فرکانسی را دارند، اصطلاحاً کاربران اولیه^۱ اطلاق می‌گردد. کاربران اولیه را می‌توان در حقیقت مالکان اصلی بخشی از طیف فرکانسی که مجاز به فعالیت در آن هستند، در نظر گرفت. کاربران ثانویه^۲ به کاربرانی اطلاق می‌شوند که به‌صورت آگاهانه یا غیر آگاهانه از حفره‌های خالی طیف فرکانسی، در زمان عدم حضور کاربر اولیه استفاده می‌نمایند. یافتن حفره‌های خالی فرکانسی جهت استفاده کاربران ثانویه از اهداف سنجش طیف فرکانسی است که در این زمینه روش‌ها و الگوریتم‌های متعددی تاکنون ارائه شده است.

در مراجع [۲ و ۳] آشکارسازی طیف بر اساس خواص ایستاد چرخشی^۴ بررسی شده است. در این روش، به جای چگالی طیف توان از تابع خود همبستگی متناوب برای آشکارسازی حضور سیگنال، استفاده شده است. الگوریتم‌های آشکارسازی بر اساس ایستاد چرخشی، نویز را از سیگنال کاربران اولیه متمایز می‌کنند ولی دارای حجم محاسبات زیاد می‌باشند و نمی‌توانند عملکرد بلادرنگی برای سنجش طیف در رادیو شناختگر را برآورده کند.

گسترش روز افزون استفاده از سامانه‌های مخابراتی در دهه‌های اخیر باعث ازدحام و ترافیک در طیف فرکانسی شده است. طیف فرکانسی یک منبع طبیعی محدود است و با توجه به تقاضای زیاد، باید به شکل بهینه استفاده شود. از طرف دیگر، نتایج سنجش طیف نشان می‌دهد که در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم بخش‌های عمده‌ای از طیف فرکانسی کاربران در زمان‌هایی بدون استفاده می‌ماند. هدف مقاله حاضر، ارتقای سنجش طیف فرکانسی محیط با سامانه سخت‌افزاری طراحی شده است که به‌منظور تخمین سریع طیف‌های خالی فرکانس محیطی در رادیو شناختگرها می‌باشد.

رادیو شناختگر اولین بار در سال ۱۹۹۹ توسط میتولا در مقاله‌ای در کارگاه آموزشی ارتباطات چند رسانه‌ای موبایل مطرح شد [۱]. رادیو شناختگر سامانه‌ای است که توانایی سنجش طیفی محیط اطراف خود را دارد. در این زمینه، به کاربرانی که از طریق سازمان‌های تخصیص فرکانسی، حق استفاده از قسمت خاصی از

^۲ Primary User

^۳ Secondary User

^۴ Cyclo Stationary

* رایانامه نویسنده مسئول: hkhodadi@ihu.ac.ir

در صورتی که روش پیشنهادی دارای حداقل تأخیر بوده و به صورت بلادرنگ عمل می‌کند.

در مرجع [۴] با استفاده از فیلتر کالمن سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط خطی با نویز گوسی می‌باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. در صورتی که طیف می‌تواند دارای شرایط غیر خطی با نویز غیر گوسی باشد که در این حالت این روش کارایی مناسب را ندارد. روش پیشنهادی این مقاله، این مشکل را حل نموده ولی از زمان سنجش بیشتری برخوردار است.

در مرجع [۵] با استفاده از فیلتر کالمن پیشرفته سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط غیر خطی با نویز گوسی می‌باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. شرایط نویز غیر گوسی محیطی نیز می‌تواند کارایی این روش را کاهش دهد.

در مرجع [۶] از روش ترکیبی آشکارساز انرژی و الگوریتم فیلتر ذره برای سنجش طیف فرکانسی استفاده شده است که گرچه دقت و سرعت پردازش طیف را افزایش داده اما کاربرد آن در یک محدوده باند باریک، از نقاط ضعف این الگوریتم ترکیبی محسوب می‌گردد.

در این مقاله، ابتدا با استفاده از روش چند آنتنه در گیرنده با اخذ سیگنال‌های محیطی و استفاده از روش آشکارساز انرژی آستانه آشکارسازی به صورت وفقی با روش $CFAR^1$ تعیین شده و سنجش اولیه طیف محیطی انجام می‌گیرد. محدوده‌ای از طیف که سیگنال در آن تشخیص داده نشده، جهت تصمیم‌گیری به مرحله نهایی وارد می‌گردد. در این مرحله، سنجش نهایی با یافتن مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال با روش MME به صورت کاملاً کور، صورت می‌گیرد که باعث افزایش قابلیت اطمینان در تصمیم‌گیری و افزایش احتمال آشکارسازی صحیح حفره‌های طیفی و جلوگیری از تداخل کاربران مجاز می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها حاکی از احتمال آشکارسازی ۷۵ درصدی در SNR محیطی $-25dB$ است که در مقایسه با مراجع بهبود $15dB$ را داشته است. همچنین نتایج شبیه‌سازی این مقاله بعد از پیاده‌سازی روی برد سخت‌افزاری با نتایج حاصل از آزمون عملی در محیط واقعی مقایسه شده است.

در ادامه سنجش طیف فرکانسی و روش‌های مورد استفاده در این مقاله مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش دوم مروری بر انواع روش‌های طیف فرکانسی صورت می‌گیرد. مدل‌سازی سامانه بر اساس مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس و مقادیر ویژه این ماتریس و انواع روش‌های به‌کارگیری این مقادیر ویژه در فصل سوم صورت گرفته است. در بخش چهارم نیز به ساختار پیشنهادی این مقاله به همراه پیاده‌سازی آن روی سخت‌افزار اشاره شده است.

در مرجع [۴] با استفاده از فیلتر کالمن سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط خطی با نویز گوسی می‌باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. در صورتی که طیف می‌تواند دارای شرایط غیر خطی با نویز غیر گوسی باشد که در این حالت این روش کارایی مناسب را ندارد. روش پیشنهادی این مقاله، این مشکل را حل نموده ولی از زمان سنجش بیشتری برخوردار است.

در مرجع [۵] با استفاده از فیلتر کالمن پیشرفته سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط غیر خطی با نویز گوسی می‌باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. شرایط نویز غیر گوسی محیطی نیز می‌تواند کارایی این روش را کاهش دهد.

در مرجع [۶] از روش ترکیبی آشکارساز انرژی و الگوریتم فیلتر ذره برای سنجش طیف فرکانسی استفاده شده است که گرچه دقت و سرعت پردازش طیف را افزایش داده اما کاربرد آن در یک محدوده باند باریک، از نقاط ضعف این الگوریتم ترکیبی محسوب می‌گردد.

در مرجع [۷] از روش موجک^۱ با آشکارسازی لبه به بررسی دو روش سطح‌بندی MSS^2 و MSP^3 پرداخته است که روش MSS گرچه دارای سرعت بیشتری هست اما در تشخیص لبه گاهی دچار خطا می‌شود. از طرفی روش MSP دارای دقت بیشتری بوده ولی سرعت پردازش آن کمتر است. در مقایسه با روش پیشنهادی این مقاله، در مواقعی که محدوده فرکانسی مورد نظر دارای طیف وسیعی باشد، روش MSS دارای خطای بیشتر و MSP دارای سرعت کمتری است. روش موجک نسبت به روش‌های دیگر در برابر شرایط غیر خطی و نویز غیر گوسی دارای عملکرد بهتری است. از مزایای این روش می‌توان به آشکارسازی در SNR پایین اشاره نمود و از ایرادهای این روش نبود ملاکی برای تعیین آستانه سیگنال و حساس بودن آن به لبه حتی برای نویز می‌باشد.

در مراجع [۸] و [۹] آشکارسازی طیف فرکانسی محیط به روش فیلترینگ منطبق^۵ انجام شده است. این روش، مشابه روش‌های آشکارسازی فیلتر منطبق مرسوم به‌کار گرفته شده در گیرنده‌های دیجیتال است. آشکارساز فیلتر منطبق در بین

¹ Wavelet

² Multi Scale Sum

³ Multi Scale Product

⁴ Signal to Noise Ratio

⁵ Match Filter

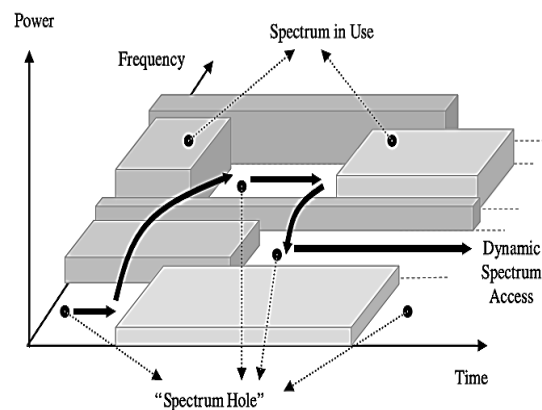
⁶ Max Eigenvalue Detection

⁷ Max to Min Eigenvalue

⁸ Constant False Alarm Rate

۲- سنجش طیف فرکانسی

سنجش طیف فرکانسی یکی از مهم‌ترین وظایف رادیوهای شناختگر برای مشخص نمودن طیف مشغول و حفره‌های طیفی است. شکل (۱) حفره‌های طیفی را در زمان، فرکانس و توان‌های مختلف نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود تنها بخشی از منابع زمانی و فرکانسی توسط کاربران اولیه استفاده می‌شود. بنابراین کاربر ثانویه می‌بایست برای تعیین فرکانس کاری، به‌صورت مداوم و هم‌زمان وضعیت طیف فرکانسی را بررسی نموده تا در زمان لازم بتواند فرکانس کاری خود را تغییر دهد.



شکل (۱): حفره‌های طیفی در زمان، فرکانس و توان‌های مختلف [۱۲].

پس از سنجش طیف فرکانسی، کاربران ثانویه می‌توانند از طیف به‌صورت فرصت طلبانه استفاده کنند. کاربران ثانویه قادر به استفاده از طیف به سه صورت هستند [۱۳]:

۱. ارسال به روش هم‌پوشانی طیف (استفاده از حفره‌های خالی طیف)^۱

۲. ارسال به روش پس‌زمینه‌ای^۲

۳. ارسال به روش روی هم‌گذاری^۳

در طرح هم‌پوشانی طیف، کاربران ثانویه قسمتی از طیف که توسط کاربران اولیه استفاده نمی‌شود را به‌صورت فرصت طلبانه مورد استفاده قرار می‌دهند. روشن است مهم‌ترین مرحله در این طرح، یافتن فرصت‌های ارسال خواهد بود.

در روش ارسال پس‌زمینه‌ای، کاربر ثانویه با استفاده از روش طیف گسترده از محدوده وسیعی از باند فرکانسی استفاده نموده و به صورت هم‌زمان و هم‌کانال با فعالیت کاربر اولیه البته با توان

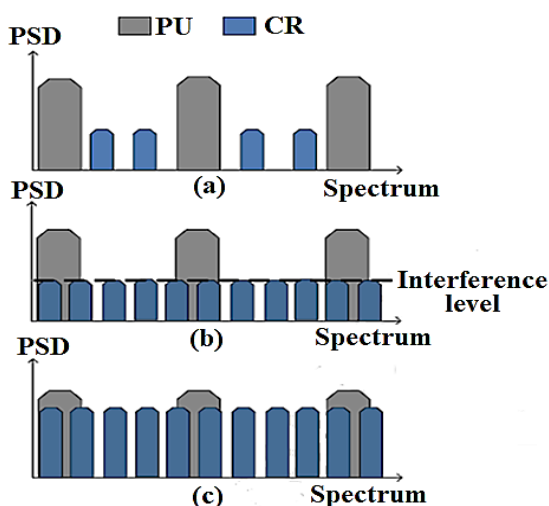
پایین بهره می‌برد. مهم‌ترین مسئله در این روش، کنترل توان ارسال به‌منظور عدم تداخل با فعالیت کاربران اولیه، خواهد بود. هدف در این روش این است که حضور کاربر ثانویه برای کاربر اولیه همانند نویز تلقی شود [۱۴]. در روش ارسال روی هم‌گذاری، از پردازش سیگنال پیشرفته و برنامه‌نویسی، برای حفظ یا بهبود ارتباط رادیویی غیر شناختی استفاده می‌شود [۱۴]، همچنین در این روش برای ارتباطات، پهنای باند پهنای باند بیشتری در دسترس است [۱۵]. در شکل (۲) نمایشی از این روش‌ها برای اشتراک‌گذاری طیفی نشان داده شده است. انجام فعالیت کار کاربر ثانویه در کنار کاربر اولیه به دو صورت زیر انجام می‌شود:

۱. همکارانه^۴

۲. غیر همکارانه^۵

در روش همکارانه، کاربر ثانویه با هماهنگی کاربر اولیه از طیف استفاده می‌کند، بنابراین اطلاعات کاملی از زمان‌بندی فرکانسی کاربران اولیه دارد. در این روش استفاده از محدوده‌های خالی طیف ساده‌تر است.

در روش غیر همکارانه، کاربران ثانویه بدون هماهنگی با کاربران اولیه از طیف استفاده می‌کنند. برای انجام صحیح این کار رادیو شناختگر می‌بایست کانال‌های خالی را سریع و صحیح شناسایی کرده و مورد استفاده قرار دهد و کانال خالی را قبل از بازگشت کاربر اولیه ترک کند.



شکل (۲): (۱) اشتراک‌گذاری طیفی به روش‌های (a) ارسال زمینه‌ای، (b) هم‌پوشانی سیگنال‌ها و (c) روی هم‌گذاری سیگنال‌ها [۱۳].

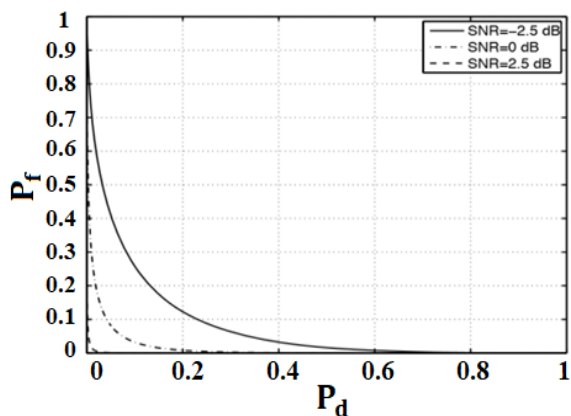
^۴ Cooperative
^۵ Non-cooperative

^۱ Interweave
^۲ Underlay
^۳ Overlay

$$\begin{cases} P_{fa} = Q\left(\frac{\lambda_x - \sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2/\sqrt{N}}\right) \\ P_d = Q\left(\frac{\lambda_x - \sigma_\eta^2(1+\rho)}{\sigma_\eta^2(1+\rho)/\sqrt{N}}\right) \end{cases} \quad (3)$$

که در آن، تابع $Q(\cdot)$ مکمل استاندارد گوسی، ρ نسبت سیگنال به نویز و N نیز تعداد نمونه‌ها است. آستانه تصمیم بهینه، λ_x ، با به حداقل رساندن P_{md} و P_{fa} انتخاب می‌شود. اما همچنان نیاز به داشتن اطلاعات قبلی درباره نویز و قدرت سیگنال دریافت شده دارد. آشکارساز انرژی به دلیل پیچیدگی‌های اجرایی و محاسباتی کم، محبوب‌ترین روش سنجش طیف است. در عمل، آستانه آشکارسازی سیگنال طوری انتخاب می‌شود که احتمال آشکارسازی اشتباه از یک حدی بالاتر نرود. بنابراین، آشکارساز انرژی به‌عنوان یک آشکارساز نیمه کور در نظر گرفته می‌شود، زیرا برای محاسبه λ_x کافی است واریانس نویز معلوم باشد. با وجود سادگی آشکارساز انرژی، نقص اصلی آن در حساسیت آن نسبت به عدم قطعیت قدرت نویز است. هر خطای کوچکی در تخمین قدرت نویز می‌تواند موجب تخریب در عملکرد الگوریتم شود.

همچنین نسبت P_d به P_f در SNRهای مختلف محیطی برای روش آشکارساز انرژی محاسبه شده که در شکل (۴) نمایش داده شده است. همان‌گونه که دیده می‌شود، این روش بسیار به سطح نویز و تفکیک‌پذیری سیگنال از نویز وابسته است و هر چه مقدار سیگنال به نویز بهبود داده شود، میزان خطا کاهش می‌یابد.



شکل (۴): نمودار احتمال آشکارسازی سیگنال بر حسب هشدار غلط بر اساس SNRهای متفاوت [۱۷].

۲-۲- سنجش طیف فرکانسی بر اساس ماتریس کوواریانس

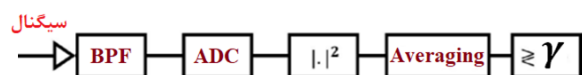
آشکارساز کوواریانس از میزان همبستگی بین سیگنال و نویز برای شناسایی کاربر اولیه بهره می‌برد. در این روش، با گرفتن خود همبستگی از سیگنال در حوزه فرکانس و حذف سیگنال‌های

۱-۲- سنجش طیف فرکانسی بر اساس آشکارسازی انرژی

آشکارساز انرژی، به دلیل پیچیدگی کمتر در محاسبات، مرسوم‌ترین روش برای حسگرهای طیف شناخته می‌شود. در این آشکارساز، گیرنده نیاز به هیچ اطلاعاتی از سیگنال اولیه ندارد. سیگنال با استفاده از مقایسه بین خروجی آشکارساز انرژی و یک سطح آستانه که بستگی به پایین‌ترین حد نویز دارد، تشخیص داده می‌شود. بعضی از چالش‌های آشکارساز انرژی عبارتند از: انتخاب سطح آستانه برای تشخیص سیگنال اولیه، عدم تمایز بین تداخل از کاربر اولیه به نویز و عملکرد ضعیف تحت شرایطی که میزان SNR پایین است. علاوه بر این، آشکارسازهای انرژی برای تشخیص سیگنال‌های با طیف گسترده به خوبی عمل نمی‌کنند. میانگین انرژی سیگنال به‌صورت زیر محاسبه می‌شود [۱۶]:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \quad (1)$$

بلوک دیاگرام الگوریتم سنجش طیف با استفاده از روش آشکارسازی انرژی در شکل (۳) نشان داده شده است. در این روش با الگوریتم‌های مختلف، سطح آستانه‌ای برای تصمیم‌گیری سیگنال انتخاب می‌شود.



شکل (۳): مراحل اجرای آشکارسازی سیگنال به روش انرژی.

توزیع دقیق ماتریس تصمیم‌گیری آشکارساز انرژی یک توزیع کای دو^۱ است. با این حال، با توجه به تعداد زیاد نمونه‌ها در تشخیص (N)، نشان داده شده است که در سناریوهای عملی می‌توان با استفاده از قضیه حد مرکزی^۲ به درستی فرض کرد که توزیع X از توزیع گوسی پیروی می‌کند. در نتیجه، می‌توان فرضیه‌های H_0 و H_1 را مطابق با مرجع [۱۶] به‌صورت زیر در نظر گرفت:

$$\begin{cases} H_0: X \sim N\left(\sigma_\eta^2, \frac{\sigma_\eta^4}{N}\right) \\ H_1: X \sim N\left(\sigma_\eta^2 + \sigma_s^2, \frac{(\sigma_\eta^2 + \sigma_s^2)^2}{N}\right) \end{cases} \quad (2)$$

که در آن، σ_s^2 انرژی سیگنال در SR^۳ است (از جمله اثر کانال). بنابراین P_{fa} ، P_d و P_{md} با استفاده از (۲،۶)، (۲،۷) و (۲،۸)، به صورت مستقیم به‌صورت زیر بیان می‌شوند:

¹ Chi-squared Distribution

² Central Limit Theorem (CLT)

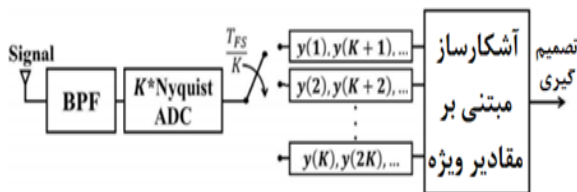
³ Secondary Receiver

آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه (EBD)^۲ طبقه‌بندی می‌شوند، به استفاده از نظریه ماتریس تصادفی^۳ و خواص متفاوت مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه در تصمیم‌گیری متکی هستند. برای پیاده‌سازی آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه، کاربران ثانویه باید با جمع‌آوری سیگنال ماتریس نمونه در مرحله اول، ماتریس کوواریانس نمونه در مرحله دوم را محاسبه و سپس آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه را اجرا کنند [۲۰].

چند روش برای پیاده‌سازی بهتر آشکارسازی بر اساس مقادیر ویژه وجود دارد که در ادامه تشریح شده است.

۲-۳-۱- نمونه‌برداری کسری^۴

در این روش یک سامانه تک ورودی و تک خروجی^۵ را به صورت مجازی به یک سامانه تک ورودی و چند خروجی^۶ تبدیل می‌شود. این روش به افزایش سطح سیگنال و کاهش اثرات محوشدگی کانال در فرکانس مورد نظر منجر می‌گردد. در رادیو شناختگر با استفاده از نمونه‌برداری کسری، بالاتر از نرخ نایکوئیست^۷ با هدف دستیابی به تنوع فرکانسی، نمونه‌برداری انجام می‌شود [۲۱] و [۲۲]. این فرآیند در شکل (۶) نشان داده شده که در آن T_{p_f} نرخ نمونه‌برداری کسری است. این روش دارای معایبی از جمله نیازمندی به نرخ نمونه‌برداری بالا و حجم محاسباتی بالاتری است. از جمله مزایای این روش استفاده از مقادیر ویژه و هزینه کمتر نسبت به روش استفاده از چند سخت‌افزار مستقل برای A/D و فیلترهای ورودی را می‌توان نام برد.



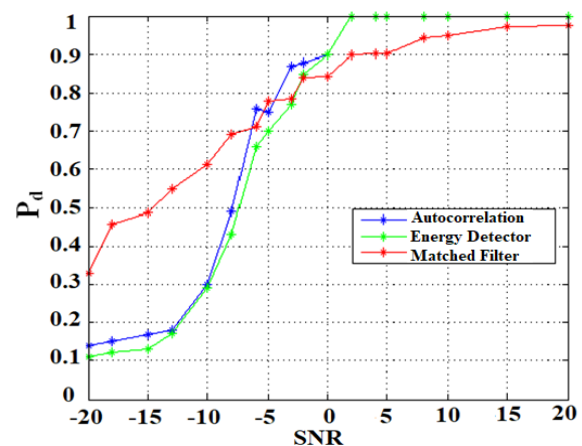
شکل (۶): آشکارساز مبتنی بر مقدار ویژه با استفاده از نمونه‌برداری کسری [۲۲].

۲-۳-۲- آنتن‌های چندگانه

آشکارساز مجهز به آنتن چندگانه، همان‌طور که در شکل (۷) نیز نشان داده شده، از سیگنال مستقل هر آنتن برای انجام EBD استفاده می‌کند [۲۳].

ناهمبسته، سیگنال واقعی استخراج شده و باندهای مشغول مشخص می‌شوند. مؤلفه‌های غیر قطری ماتریس کوواریانس سیگنال دریافتی در حضور کاربر، صفر بوده و این عناصر بدون حضور کاربر، غیر صفر خواهند بود [۱۸ و ۱۹]. این روش نیاز به اطلاعات قبلی از کاربر اولیه ندارد و می‌تواند سیگنال را از نویز تشخیص دهد. در این روش با استفاده از تشکیل ماتریس کوواریانس، ضمن آشکارسازی سیگنال، حضور یا عدم حضور کاربر اولیه تشخیص داده می‌شود. این روش نسبت به آشکارساز انرژی دارای دقت بیشتری است ولی به دلیل گرفتن همبستگی^۱ از سیگنال در کلیه فرکانس‌ها تقریباً زمانی دو برابر آشکارساز انرژی دارد بنابراین از محدودیت‌های این روش می‌توان به زمان‌بر بودن و پیچیدگی بالای محاسبات اشاره نمود.

شبیه‌سازی صورت گرفته جهت مقایسه روش‌های آشکارساز انرژی و آشکارساز فیلتر منطبق با روش ماتریس کوواریانس حاکی از آن است که روش آشکارساز منطبق در SNRهای پایین نسبت به دو روش دیگر بسیار بهتر عمل می‌کند که نتایج آن در شکل (۵) نمایش داده شده است. لازم به ذکر است که نقاط ضعف فیلتر منطبق به دلایلی که در مقدمه ذکر شد از اهداف این مقاله نیست.



شکل (۵): مقایسه احتمال آشکارسازی سیگنال با روش‌های مختلف با SNRهای متفاوت [۹].

۲-۳-۳- سنجش طیف فرکانسی بر اساس مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس

روش‌های سنجش طیف با عملکرد عالی و قابلیت اطمینان را می‌توان با استفاده از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال دریافت شده، طراحی کرد. این آشکارسازها، که تحت نام

^۲ Eigenvalue Base Detection (EBD)

^۳ Random Matix Theory

^۴ Fractional Sampling

^۵ SingleInput Single Output

^۶ Single Input Multi Output

^۷ Nyquist

^۱ Correlation

گوسی با توزیع یکنواخت است. σ_s^2 و σ_w^2 نیز به ترتیب واریانس نویز و سیگنال کاربر اولیه خواهد بود و \mathbf{I}_M نیز ماتریس واحد است.

برای آشکارساز بهینه فرض بر این است که بردار بهره کانال شناخته شده باشد و برای دیگر آشکارسازهای عملی، فرض می-شود که بهره کانال ناشناخته است که باید این پارامتر تخمین زده شود که به آن آشکارساز زیر بهینه گویند. در حالتی که آشکارساز زیر بهینه هیچ دانش قبلی از سیگنال دریافتی نداشته باشد، این آشکارساز یک آشکارساز کور است. اساس کار این نوع آشکارسازها استفاده از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس از ماتریس سیگنال دریافتی $\mathbf{Y}(n)$ می باشد که ماتریس کوواریانس سیگنال دریافتی به صورت زیر بیان می گردد:

$$\mathbf{R}(N) = \frac{1}{N} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \quad (5)$$

در صورتی که کاربران اولیه در محیط حضور نداشته باشند H_0 ، آنگاه میزان ماتریس کوواریانس برابر با $\sigma_w^2 \mathbf{I}_M$ خواهد بود. در صورتی که کاربران در محیط حضور داشته باشند H_1 ، ماتریس کوواریانس دارای M مقدار ویژه با ترتیب $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_M$ خواهد بود. سنجهای مختلف تصمیم گیری می توانند از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس، گرفته شوند. در ادامه برخی از مهم ترین آنها شرح داده شده است.

۳-۱- آشکارساز حداکثر به حداقل مقادیر ویژه

آشکارساز حداکثر به حداقل مقدار ویژه^۱ که آشکارساز شماره وضعیت استاندارد^۲ هم شناخته می شود، نسبت بزرگترین مقدار ویژه λ_M به کوچکترین مقدار ویژه یعنی λ_1 گرفته شده از ماتریس کوواریانس نمونه است که با رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\begin{cases} H_0: \lambda_M / \lambda_1 < \bar{a} \\ H_1: \lambda_M / \lambda_1 > \bar{a} \end{cases} \quad (6)$$

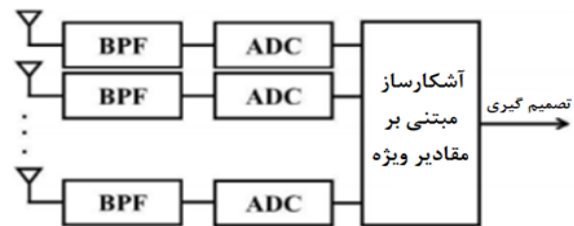
که در آن، \bar{a} میزان آستانه است. این نوع دیگری از آشکارساز کاملاً کور از گروه EBD است که هیچ دانش قبلی برای آن نیاز نیست [۲۴ و ۲۵].

۳-۲- آشکارساز بزرگترین مقدار ویژه مقیاس بندی شده

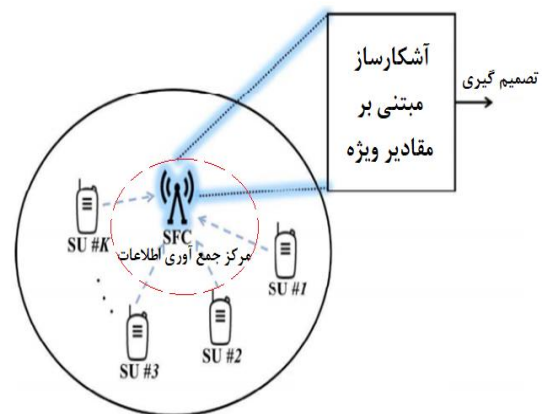
آشکارساز بزرگترین مقدار ویژه مقیاس بندی شده^۳ عبارت است از نسبت بزرگترین مقدار ویژه یعنی λ_M به میانگین کل مقادیر

۳-۳- مشارکت

به صورت کلی، چندین گروه می توانند از طریق مشارکت با انتقال اطلاعات اولیه خود به مرکز، کمک به تنوع سنجش طیف فرکانسی نمایند. مرکز ترکیب اطلاعات جایی است که در آن EBD انجام می شود. در شکل (۸) آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه با استفاده از روش مشارکت نشان داده شده است. علاوه بر این، هر ترکیبی از این روش های تنوع نیز می تواند در انجام EBD مورد استفاده قرار بگیرد [۱۳].



شکل (۷): آشکارساز مبتنی بر مقدار ویژه با استفاده از آنتن های چندگانه [۲۳].



شکل (۸): آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه با روش مشارکت [۱۳].

۳- مدل سازی سامانه بر اساس مقادیر ویژه

ماتریس کوواریانس

یک سامانه حسگر فرکانسی دارای M آنتن در نظر گرفته شده است. به صورتی که از هر آنتن N نمونه دریافت می گردد و تعداد کاربر اولیه نیز در محیط حضور دارند. اگر ماتریس $M \times N$ دریافتی از آنتن ها با $\mathbf{Y}(n)$ نمایش گردد، موضوع حسگری طیف می تواند به صورت یک فرضیه باینری با دو شرط H_0 و H_1 برای هر آنتن به صورت زیر بیان گردد:

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{Y}(n) = \mathbf{W}(n) \sim N(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_M) \\ H_1: \mathbf{Y}(n) = \mathbf{H} \mathbf{S}(n) + \mathbf{W}(n) \sim N(0, \sigma_s^2 \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M) \end{cases} \quad (4)$$

به طوری که \mathbf{H} یک ماتریس $M \times P$ است که ضرایب کانال بین کاربران اولیه تا آنتن ها را نشان می دهد، $\mathbf{W}(n)$ نویز سفید

¹ Max to Min Eigenvalue (MME)

² Standard Condition Number (SCN)

³ Scaled Largest Eigenvalue Detector (SLE)

ویژه که به صورت زیر بیان می‌شود:

۳-۵- آشکارساز انرژی با حداقل مقدار ویژه

انرژی با حداقل مقدار ویژه^۳ مبتنی بر نسبت متوسط تمام مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نمونه به حداقل مقدار ویژه‌ای است که منتج به یک آشکارساز کاملاً کور می‌شود [۱۱]. از آنجا که میانگین مقادیر ویژه تقریباً معادل همان انرژی سیگنال است، سنج تصمیم از طریق فرمول زیر بیان می‌شود:

$$X_{EME} = \frac{\frac{1}{KN} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |y_k(n)|^2}{\lambda_K} \quad (11)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0: X_{EME} < \gamma \\ H_1: X_{EME} > \gamma \end{cases} \quad (12)$$

۳-۶- آشکارساز جان

آشکارساز جان^۴ نسبت میانگین ابعاد چهارگانه به میانگین ریاضی مقادیر خاصی از ماتریس کوواریانس نمونه است [۳۱ و ۳۲]. سنج تصمیم به شکل زیر بیان می‌شود:

$$X_{JD} = \frac{\sum_{i=1}^K \lambda_i^2}{(\sum_{i=1}^K \lambda_i)^2} \quad (13)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0: X_{JD} < \gamma \\ H_1: X_{JD} > \gamma \end{cases} \quad (14)$$

۳-۷- آشکارساز شماره وضعیت دمل

آشکارساز شماره وضعیت دمل^۵ به صورت نسبت دنباله به حداقل مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه تعریف شده است [۳۳-۳۵]. سنج تصمیم به شکل زیر بیان می‌شود:

$$X_{DCN} = \frac{\text{tr}(W)}{\lambda_K} = \frac{\sum_{i=1}^K \lambda_i}{\lambda_K} \quad (15)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0: X_{DCN} < \gamma \\ H_1: X_{DCN} > \gamma \end{cases} \quad (16)$$

در جدول (۱) نیز مقایسه‌ای بین سایر روش‌های شبیه‌سازی شده، بیان شده است و زمان پردازشی هر یک از این روش‌ها که با تراشه INTEL_RUC5i7 مدل COREI7، سرعت ۳/۶ Ghz و رم ۸ گیگابایت انجام گرفته، درج شده است.

$$\begin{cases} H_0: \frac{\lambda_M}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} < \gamma \\ H_1: \frac{\lambda_M}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} > \gamma \end{cases} \quad (7)$$

این روش نیز یک آشکارساز کاملاً کور است که به اطلاعات قبلی در مورد قدرت نویز نیاز ندارد بنابراین محیط‌هایی که وارایانس نویز محیطی مشخص نباشد این روش بهینه است [۲۶ و ۲۷].

۳-۳- آشکارساز حداکثر مقدار ویژه

آشکارساز حداکثر مقدار ویژه^۱ که به عنوان بزرگ‌ترین آزمون ریشه نیز شناخته می‌شود، بزرگ‌ترین مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه است که توسط نسبت به توان نویز، نرمالیزه شده است و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{cases} H_0: \frac{\lambda_M}{\sigma_w^2} < \bar{a} \\ H_1: \frac{\lambda_M}{\sigma_w^2} > \bar{a} \end{cases} \quad (8)$$

این یک آشکارساز نیمه کور است زیرا به دانش پیشین درباره قدرت نویز نیاز دارد. ولی با این حال، اگر دانش کامل در دسترس باشد، آشکارساز بزرگ‌ترین مقدار ویژه بهینه خواهد بود [۲۴ و ۲۸].

۳-۴- آشکارساز آزمون کروی

آشکارساز آزمون کروی (ST^۲)، نسبت میانگین هندسی به میانگین ریاضی مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نمونه است [۳۱-۳۹]. این آشکارساز کاملاً کور است و سنج تصمیم‌گیری آن به شرح زیر بیان می‌شود:

$$X_{st} = \frac{(\det(W))^{1/K}}{\frac{1}{K} \text{tr}(W)} = \frac{(\prod_{i=1}^K \lambda_i)^{1/K}}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} \quad (9)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0: X_{st} < \gamma \\ H_1: X_{st} > \gamma \end{cases} \quad (10)$$

³ Energy with Min Eigenvalue (EME)

⁴ John Detection

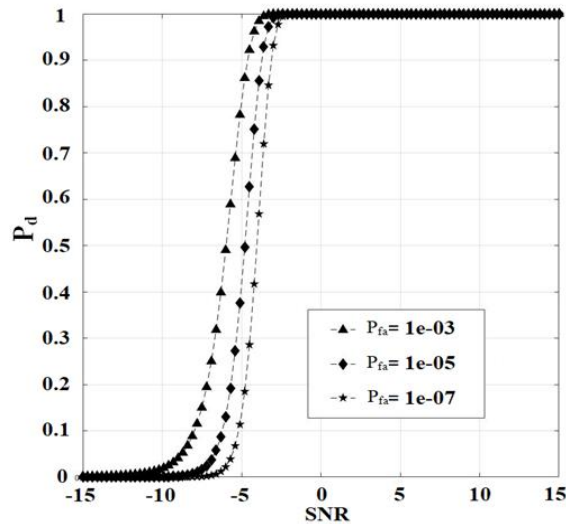
⁵ Demmel Condition Number (DCN)

¹ Largest Eigenvalue (LE)

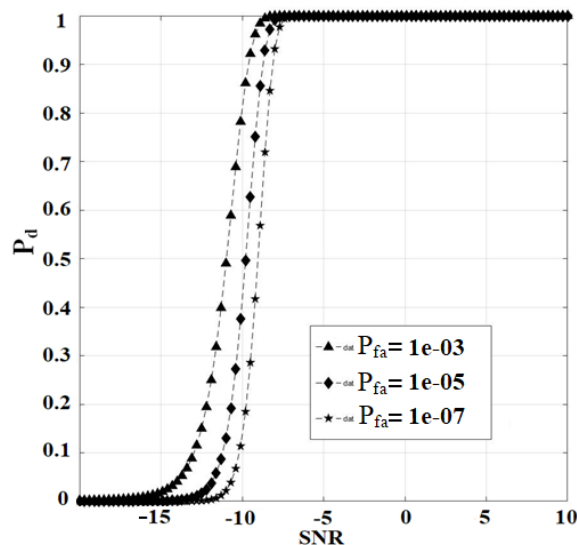
² ST

در مرحله اول این مقاله، روش آشکارساز انرژی شبیه‌سازی گردید. نتایج شبیه‌سازی احتمال آشکارسازی سیگنال بر حسب SNR با احتمال تشخیص غلط‌های متفاوت در شکل (۱۰) نمایش شده است. گرچه این الگوریتم، روش سریعی است، اما در SNRهای پایین همان‌گونه که در شکل (۱۰) نشان داده شده است، ضعیف عمل می‌کند.

در مرحله دوم، برای تعیین سطح آستانه از روش CFAR استفاده گردید که سطح آستانه مطابق با نویز محیطی در هر لحظه به‌صورت وقتی مطابق با شکل (۱۱) تغییر می‌کند. اگر چه این روش با متغیر بودن سطح آستانه، بهبود عملکردی حدود ۵dB در SNRهای پایین دارد ولی همچنان برخی از سیگنال‌ها قابل تفکیک از نویز محیطی نیستند.



شکل (۱۰): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب SNR با احتمال خطاهای متفاوت در روش آشکارساز انرژی



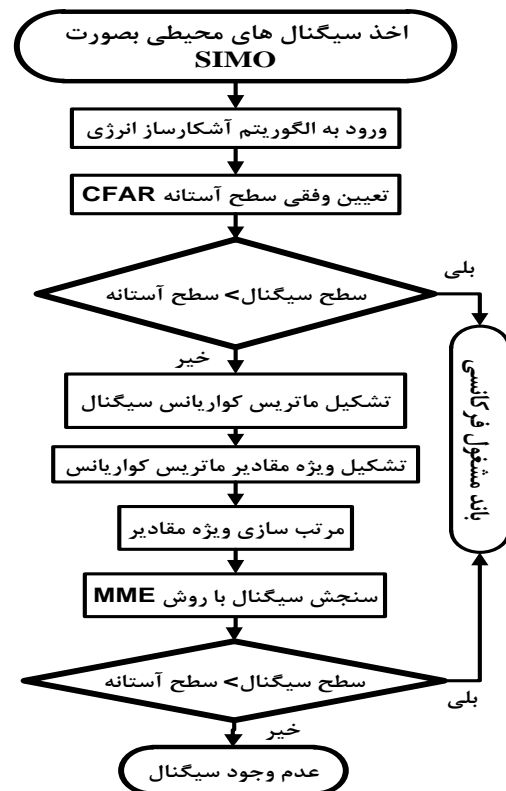
شکل (۱۱): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب SNR در روش آشکارساز انرژی با تعیین سطح آستانه به روش CFAR

جدول (۱): مقایسه برخی از انواع روش‌های حسگر طیفی

عدم نیاز به اطلاعات قبلی سیگنال کاربر اولیه		نیاز به اطلاعات قبلی سیگنال		روش حسگری طیفی
زمان پردازش (ms)	میزان SNR برای $P_d > 0.9$	توان نویز	شکل موج	
۰/۰۴۹	-10dB	دارد	ندارد	حسگر آشکارساز انرژی
۲/۶	-10dB	دارد	ندارد	حسگر آشکارساز مقدار ویژه بیشینه
۲/۸	-10dB	ندارد	ندارد	حسگر آشکارساز کوواریانس
۲/۵	-10dB	ندارد	ندارد	حسگر آشکارساز MME

۴- الگوریتم پیشنهادی

در این مقاله، طی چهار مرحله مجزا به سنجش طیف فرکانسی محیط پرداخته شده است و نتایج این مراحل نیز با یکدیگر مقایسه شده است. از نرم‌افزار Matlab برای شبیه‌سازی سیگنال ورودی استفاده شده است و احتمال آشکارسازی از طریق ۱۰۰۰ آزمایش مستقل محاسبه شده است. در شکل (۹) عملکرد کلی الگوریتم پیشنهادی نمایش داده شده است.

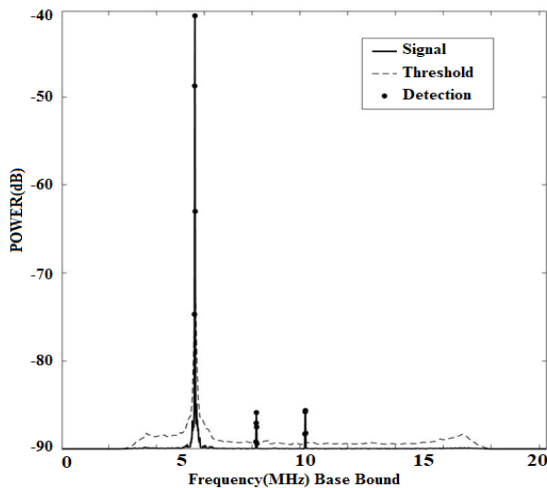


شکل (۹): عملکرد کلی الگوریتم پیشنهادی

$$\gamma = \sigma_w^2 \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_f)}{\sqrt{N}}\right) \quad (17)$$

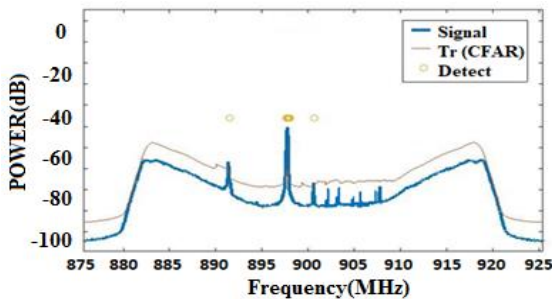
آستانه بهینه (γ)، با به حداقل رساندن P_{fd} و P_f انتخاب می‌شود. شکل (۱۴) انتخاب سطح آستانه با روش CFAR را برای آشکارساز انرژی نشان می‌دهد.

در روش ترکیبی تا مرحله سوم، همچنان نیاز به دانستن واریانس نویز محیطی و قدرت سیگنال دریافت شده، می‌باشد. بنابراین همچنان یک آشکارساز نیمه کور است، زیرا برای محاسبه γ باید واریانس نویز مشخص شود. هر خطای کوچکی در تخمین قدرت نویز می‌تواند موجب تخریب قابل توجهی در عملکرد شود.



شکل (۱۴): انتخاب سطح آستانه γ با روش CFAR در روش آشکارساز انرژی

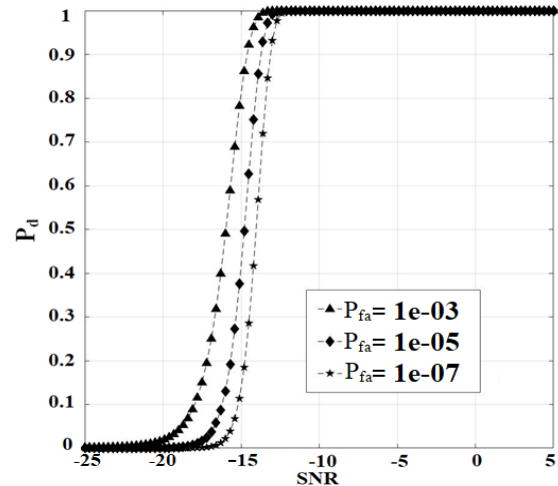
در شکل (۱۵) سیگنال دریافتی به همراه سطح آستانه CFAR مشخص شده است. همان‌گونه که در این شکل دیده می‌شود، همچنان در محدوده‌هایی سیگنال‌هایی وجود دارند که زیر سطح آستانه هستند، بنابراین استفاده از الگوریتم کمکی جهت آشکارسازی سیگنال، ضروری است.



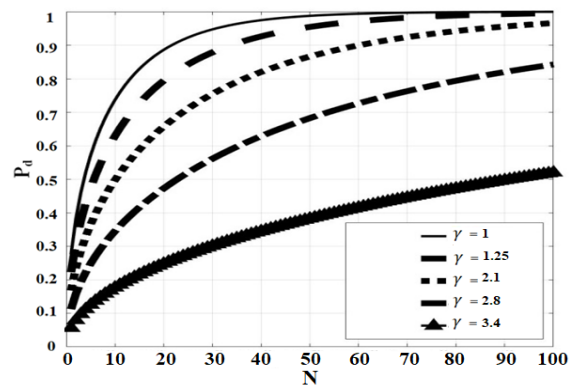
شکل (۱۵): سیگنال دریافتی به همراه سطح آستانه CFAR

بنابراین در مرحله سوم، از الگوریتم پیشنهادی این مقاله مطابق با شکل (۹)، ورودی سیگنال جهت پردازش، از طریق چند آنتنه نمودن گیرنده صورت گرفته است. بنابراین سیگنال ورودی از روش SIMO دریافت شده و توسط الگوریتم آشکارساز انرژی و تعیین آستانه به روش CFAR مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. همان‌گونه که در شکل (۱۲) نیز نمایش داده شده، این مرحله از الگوریتم، موجب افزایش احتمال آشکارسازی P_d می‌گردد و سطح آستانه آشکارسازی را به میزان ۱۰dB افزایش داده است.

شکل (۱۳) احتمال آشکارسازی سیگنال بر حسب نمونه‌های N را با تغییر میزان سطح آستانه γ در شرایطی که میزان $\rho = -5\text{dB}$ است در روش آشکارساز انرژی با ورودی SIMO را نشان می‌دهد.



شکل (۱۲): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب SNRهای مختلف برای CFAR و $N=100$ و $M=2$ در روش ترکیبی آشکارساز انرژی با CFAR



شکل (۱۳): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب تعداد نمونه‌های N با تغییر میزان سطح آستانه γ در شرایطی که $\rho = -5\text{dB}$ در روش آشکارساز انرژی با ورودی SIMO

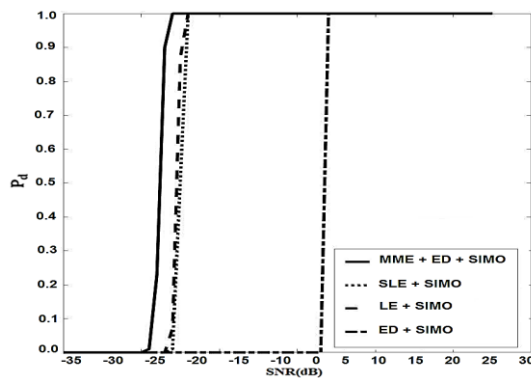
میزان آستانه الگوریتم پیشنهادی، توسط الگوریتم CFAR به صورت زیر تعیین می‌گردد [۱۶]:

$$\gamma = \frac{a_3 F_1^{-1}(1 - P_f) + a_2}{a_1} \quad (23)$$

این آستانه بهینه، γ با به حداقل رساندن P_f و P_{md} انتخاب می‌شود. احتمال آشکارسازی نیز به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$P_d = 1 - F_1\left(\frac{\gamma N_s + \frac{N_s(\gamma \cdot \lambda_M - \lambda_1)}{\sigma_w^2} - a_2}{a_3}\right) \quad (24)$$

که در آن، λ_M بیشترین و λ_1 کمترین مقدار ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال است. در شکل (۱۷) نمودار احتمال آشکارسازی الگوریتم پیشنهادی در مرحله چهارم را در SNRهای مختلف نمایش می‌دهد.

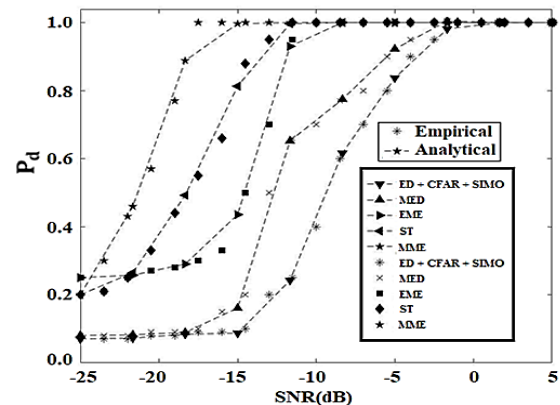


شکل (۱۷): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب SNR مختلف برای $M=4$ و $N=100$ و $P_f = 1e-09$ در گام سوم الگوریتم پیشنهادی.

همان‌گونه که مشاهده می‌شود، در SNR با مقدار -25 dB و تعداد نمونه‌های $N=100$ میزان احتمال آشکارسازی بیش از ۷۵ درصد شده است که نسبت به مرجع [۱۰] با روش MME میزان ۴۴ درصد در SNR -25 dB، احتمال آشکارسازی بهبود یافته است. در مرجع [۱۰] فقط با استفاده از روش کوواریانس به دقت الگوریتم پیشنهادی این مقاله رسیده است که البته این روش نیاز به زمان پردازشی بیشتری دارد. همچنین نسبت به مرجع [۱۹] با روش MME در SNR با مقدار -25 dB و تعداد نمونه‌های $N=100$ میزان ۳۱ درصد احتمال آشکارسازی داشته که الگوریتم پیشنهادی این مقاله، ارتقای ۴۴ درصدی را داشته است. در مرجع [۳۶] با استفاده از ۳ آنتن و ترکیب دو روش MME و SIMO در SNR با مقدار -5 dB به احتمال آشکارسازی ۷۵ درصد رسیده است که الگوریتم پیشنهادی، دقت مناسبی نسبت به این مقاله داشته است. در مرجع [۱۱] با روش MME در بهترین حالت، در SNR با مقدار -20 dB و تعداد نمونه‌های $N=100$ میزان ۷۰ درصد احتمال آشکارسازی داشته است.

در گام نهایی با طراحی یک سخت‌افزار مناسب، عملکرد الگوریتم پیشنهادی سنجیده شده است. سخت‌افزار استفاده شده، پردازنده آرایه‌ای نسل هفتم شرکت XILINX و یک گیرنده

در مرحله چهارم از الگوریتم پیشنهادی، بخشی از طیف که در مرحله سوم به‌عنوان سیگنال، آشکارسازی نگردد، توسط الگوریتم آشکارسازی مبتنی بر ویژه مقادیر ماتریس کوواریانس تحلیل می‌گردد. برای این مرحله از الگوریتم پیشنهادی، انتخاب نوع آشکارساز ویژه مقادیر که در بخش (۳-۱) تا (۳-۷) اشاره شد، ضروری است. بنابراین برای انتخاب یکی از انواع مختلف ویژه مقادیر، یک شبیه‌سازی با کلیه این مقادیر به همراه روش آشکارساز انرژی و مرحله سوم الگوریتم پیشنهادی یعنی ترکیب روش آشکارساز انرژی به همراه CFAR صورت گرفته است که نتیجه برخی از مقادیر ویژه با پاسخ‌دهی مناسب در شکل (۱۶) آورده شده است.



شکل (۱۶): احتمال آشکارسازی P_d بر حسب SNR مختلف با مقادیر ویژه و آشکارساز انرژی با CFAR در $P_f = 1e-08$.

در این شبیه‌سازی $M=2$ تعداد آنتن و $N=100$ تعداد نمونه‌ها و $P_f = 1e-09$ در نظر گرفته شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود روش MME در بین روش‌های مقادیر ویژه در SNRهای کمتر، پاسخ‌دهی بهتری داشته است. بنابراین برای گام سوم الگوریتم پیشنهادی، از ویژه مقادیر MME استفاده شده است. در این روش میزان P_f به صورت زیر محاسبه می‌گردد [۱۶]:

$$P_f = P(\lambda_{\max} > \gamma \lambda_{\min}) \quad (18)$$

$$P_f = 1 - F_1\left(\frac{a_1 \gamma - a_2}{a_3}\right) \quad (19)$$

که در آن، $F_1(\cdot)$ میزان CDF سیگنال [۱۰] و

$$a_1 = (\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 \quad (20)$$

$$a_2 = (\sqrt{N_s - 1} + \sqrt{ML})^2 \quad (21)$$

$$a_3 = (\sqrt{N_s - 1} + \sqrt{ML})^2 \quad (22)$$

که در آن‌ها، N_s تعداد نمونه‌ها و M تعداد آنتن‌ها است. میزان آستانه بهینه، γ نیز به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

جدول (۲): شرایط محیطی و مشخصات سخت‌افزار جهت آزمون واقعی

محیط آزمون	بیابانی
درجه حرارت	۲۷ تا ۳۳ درجه سانتی‌گراد
رطوبت هوا	۳ تا ۱۰ درصد
سرعت باد	۵m/s تا ۲m/s
پردازنده آرایه‌ای	Zynq-7000 SoC XC7Z020-CLG484-1
گیرنده مخابراتی چند آنتنه	AD9361 RF Agile Transceiver
رنج پهنای باند آنتی ورودی	۲۰۰ کیلوهرتز تا ۵۶ مگاهرتز
محدوده فرکانسی	۷۰ مگاهرتز تا ۶ گیگاهرتز
رزولوشن دریافت اطلاعات دیجیتال	۱۲ بیتی

۵- نتیجه‌گیری

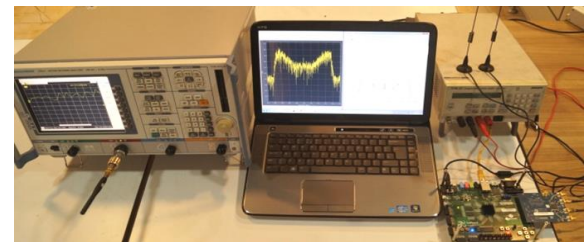
در این مقاله تخمین فضای باند فرکانسی از طریق الگوریتم چند مرحله‌ای بررسی گردید. حسگر طیفی طراحی شده در این مقاله، به‌عنوان بخشی از سامانه رادیو شناختگر، با تشخیص حفره‌های طیفی، موجب استفاده بهینه از پهنای باند فرکانسی محیط شده و از تداخل بین کاربران مجاز نیز ممانعت نموده است. از آنجا که الگوریتم‌های استفاده شده در این حسگرها به دلایلی مانند اثرات نویز محیطی، سطح پایین سیگنال، محوشدگی، چند مسیری و حساسیت گیرنده، همواره با مشکل مواجه است، در این مقاله با ارائه یک الگوریتم چند مرحله سریع به سنجش هوشمند طیف محیطی پرداخته شد. از آنجا که در بین روش‌های مرسوم، روش حسگر طیفی مبتنی بر آشکارساز انرژی، دارای سرعت بالا و محاسبات ساده است برای پیاده‌سازی عملی، مفید تشخیص داده شد. ولی در این الگوریتم باید واریانس نویز محیطی به‌صورت دقیق مشخص باشد و نیز اینکه در SNRهای پایین محیطی، عملکرد مناسبی ندارد. بنابراین از روش‌های تکمیلی برای بهبود عملکرد حسگر طیفی طراحی شده استفاده شد. طی ابتکاری در این مقاله، ابتدا سطح آستانه حسگر طیفی به‌صورت وقتی، متناسب با نویز محیطی در روش آشکارساز انرژی تعیین گردید، سپس تصمیم‌گیری نهایی با یافتن مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال و استفاده از روش MME با سنج کاملاً کور انجام گرفت. بنابراین برای محدوده‌هایی از طیف فرکانسی که توسط آشکارساز انرژی، به‌عنوان سیگنال تشخیص داده نمی‌شود، در گام‌های بعدی الگوریتم پیشنهادی مورد پردازش واقع می‌گردد که باعث افزایش قابلیت اطمینان تصمیم‌گیری و افزایش احتمال آشکارسازی صحیح حفره‌های طیفی و جلوگیری از تداخل کاربران مجاز شده است.

نتایج شبیه‌سازی‌ها حاکی از آشکارسازی بیش از ۷۵ درصدی سیگنال با میزان SNR محیطی ۲۵dB- است. همچنین نتایج

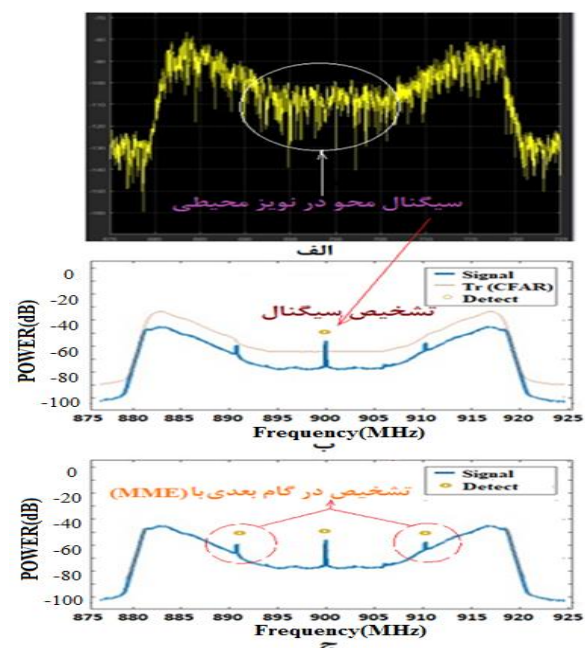
مخابراتی با پهنای باند آبی بیش از ۵۶MHz است. بنابراین در یک آزمون عملی، الگوریتم پیشنهادی در یک محیط واقعی با شرایط مندرج در جدول (۲) مورد بررسی قرار گرفت. بلوک‌های سخت‌افزاری برای آزمون عملی شامل گیرنده مخابراتی و پردازنده آرایه‌ای و مشخصات آن‌ها نیز جدول (۲) آورده شده است.

نمایی از سخت‌افزار استفاده شده در این مقاله، در شکل (۱۸) نمایش داده شده است.

در شکل (۱۹)، نتایج آشکارساز طراحی شده در محیط واقعی برای سه سیگنال در فرکانس‌های ۸۹۰MHz، ۹۰۰MHz و ۹۱۰MHz نشان داده شده است. در مرحله اول با روش ترکیبی آشکارساز انرژی و سطح آستانه CFAR سیگنال ۹۰۰MHz آشکار می‌گردد ولی دو سیگنال بعدی در گام بعدی با الگوریتم MME آشکارسازی شده‌اند. لازم به ذکر است از آنجا که روش MME زمان پردازشی بیشتری لازم دارد، بنابراین محدوده‌هایی که در گام اول، سیگنال تشخیص داده شوند، وارد این مرحله نمی‌گردند.



شکل (۱۸): نمایی از سخت‌افزار استفاده شده برای پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی.



شکل (۱۹): نمایی از نحوه آشکارسازی سیگنال‌های محیطی در سخت‌افزار طراحی شده، (الف) نمایش سیگنال محو در نویز محیطی، (ب) تشخیص سیگنال با روش CFAR و (ج) تشخیص با روش MME.

"Energy Detection Technique for Spectrum Sensing In Cognitive Radio: A Survey," *Int. J. of Computer Networks*, vol. 4, no. 5, p. 223, 2012.

- [13] H. M. Farag and E. M. Mohamed, "Soft decision Cooperative Spectrum Sensing with Noise Uncertainty Reduction," *Pervasive and Mobile Computing*, vol. 35, pp. 146-164, 2017/02 2017, doi: 10.1016/j.pmcj.2016.04.001.
- [14] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. J. p. I. Srinivasa, "Breaking Spectrum Gridlock with Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894-914, 2009.
- [15] M. Al-Husseini, K. Y. Kabalan, A. El-Hajj, and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable Microstrip Antennas for Cognitive Radio," In *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications: InTech.*, 2013.
- [16] J. Nikonowicz, P. Kubczak, and Ł. Matuszewski, "Hybrid Detection Based on Energy and Entropy Analysis as a Novel Approach for Spectrum Sensing," In *Signals and Electronic Systems (ICSES), 2016 Int. Conf. on, IEEE*, pp. 206-211, 2016.
- [17] T. Yucek, H. J. I. c. s. Arslan, and tutorials, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications," vol. 11, no. 1, pp. 116-130, 2009.
- [18] Y. Zeng and Y.-C. Liang, "Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Based on Statistical Covariances," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 4, pp. 1804 - 1815, 2008.
- [19] A. Bishnu and V. J. I. T. o. V. T. Bhatia, "LogDet Covariance Based Spectrum Sensing under Colored Noise," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 7, pp. 6716 - 6720, 2018.
- [20] C. Liu, H. Li, J. Wang, and M. J. I. T. o. W. C. Jin, "Optimal Eigenvalue Weighting Detection for Multi-Antenna Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 4, pp. 2083-2096, 2017.
- [21] C. Tepedelenlioglu and R. Challagulla, "Low Complexity Multipath Diversity through Fractional Sampling in OFDM," In *Conf: Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 2: IEEE, pp. 1813-1817, 2002.
- [22] H. Nishimura, M. Inamori, and Y. Sanada, "Sampling Rate Selection for Fractional Sampling in OFDM," *IEICE Transactions on Communications*, vol. 91, no. 9, pp. 2876-2882, 2008.
- [23] C. G. Tsinos and K. s. Berberidis, "Decentralized Adaptive Eigenvalue-Based Spectrum Sensing for Multiantenna Cognitive Radio Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 1703-1715, 2015.
- [24] L. S. Cardoso, M. Debbah, P. Bianchi, and J. Najim, "Cooperative Spectrum Sensing Using Random Matrix Theory," In *2008 3rd Int. Symposium on Wireless Pervasive Computing, 2008: IEEE*, pp. 334-338.
- [25] F. Penna, R. Garello, and M. A. Spirito, "Cooperative

مقایسه شبیه‌سازی این مقاله با نتایج پیاده‌سازی عملی روی برد سخت‌افزاری و آزمون عملی در محیط واقعی حاکی از تأیید نتایج شبیه‌سازی‌ها داشته و مقادیر نزدیک نتایج را نشان می‌دهد.

۶- مراجع

- [1] J. Mitola and G. Q. J. I. p. c. Maguire, "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, 1999.
- [2] J. Chen, A. Gibson, and J. Zafar, "Cyclostationary Spectrum Detection in Cognitive Radios," 2008.
- [3] Y. Mingchuan, L. Yuan, L. Xiaofeng, and T. J. C. C. Wenyan, "Cyclostationary feature Detection Based Spectrum Sensing Algorithm under Complicated Electromagnetic Environment in Cognitive Radio Networks," *China Communications*, vol. 12, no. 9, pp. 35-44, 2015.
- [4] Z. Wen, T. Luo, W. Xiang, S. Majhi, and Y. Ma, "Autoregressive Spectrum Hole Prediction Model for Cognitive Radio Systems," In *ICC Workshops-2008 IEEE Int. Conf. on Communications Workshops, IEEE*, pp. 154-157, 2008.
- [5] S. Kandeepan, S. Reisenfeld, T. C. Aysal, D. Lowe, and R. Piesiewicz, "Bayesian Tracking in cooperative Localization for Cognitive Radio Networks," In *VTC Spring 2009-IEEE 69th Vehicular Technology Conf., IEEE*, pp. 1-5, 2009.
- [6] M. A. Shorche, H. Khaleghi Bizaki, "Estimation Of Frequency Spectrum In Cognitive Radios Using Particle Filtering Based On Open Sampling Method," *Electronic Industries Quarterly, Volume: 5, Issue: 2, 2014 (In Persian)*.
- [7] S. Imani, A. B. Dehkordi, and M. Kamarei, "Using Weighted Multilevel Wavelet Decomposition for Wideband Spectrum Sensing in Cognitive Radios," In *Electrical Engineering (ICEE), 2011 19th Iranian Conf. on, IEEE*, pp. 1-5, 2011.
- [8] D. Joshi, N. Sharma, and J. Singh, "Spectrum Sensing for Cognitive Radio Using Hybrid Matched Filter Single Cycle Cyclostationary Feature Detector," *Int. J. Inf. Eng. Electron. Bus*, vol. 7, 2015.
- [9] F. Salahdine, H. El Ghazi, N. Kaabouch, and W. F. Fihri, "Matched Filter Detection with Dynamic Threshold for Cognitive Radio Networks," In *Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2015 Int. Conf. on, IEEE*, pp. 1-6, 2015.
- [10] F. A.-R. Awin, Esam Tepe, Kemal, "Blind Spectrum Sensing Approaches for Interweaved Cognitive Radio System: A Tutorial and Short Course," *IEEE Communications Surveys&Tutorials*, vol. 10, no. 2, pp. 650-674, 2018.
- [11] Y. Zeng and Y.-C. Liang, "Eigenvalue-based spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1784-1793, 2009.
- [12] M. A. Abdulsattar and Z. A. J. I. J. o. C. N. Hussein,

- [31] L. Wei and O. Tirkkonen, "Spectrum Sensing in the Presence of Multiple Primary Users," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 5, pp. 1268-1277, 2012.
- [32] S. John, "Some Optimal Multivariate Tests," *Biometrika*, vol. 58, no. 1, pp. 123-127, 1971.
- [33] A. Edelman, "On the Distribution of a Scaled Condition Number," *Mathematics of computation*, vol. 58, no. 197, pp. 185-190, 1992.
- [34] C. Zhong, M. R. McKay, T. Ratnarajah, and K.-K. Wong, "Distribution of the Demmel Condition Number of Wishart Matrices," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 5, pp. 1309-1320, 2011.
- [35] S. Qin, W. Zhang, H. Xiong, and D. Chen, "Cooperative Spectrum Sensing Using Finite Demmel Condition Numbers," *Wireless Personal Communications*, vol. 80, no. 1, pp. 335-346, 2015.
- [36] X. Ren and C. J. A.-I. J. o. E. C. Chen, "Spectrum Sensing Algorithm Based on Sample Variance in Multi-Antenna Cognitive Radio Systems," *AEU-Int. J. of Electronics Communications*, vol. 70, no. 12, pp. 1601-1609, 2016.
- Spectrum Sensing Based on the Limiting Eigenvalue Ratio Distribution in Wishart Matrices," arXiv preprint arXiv:0902.1947, 2009.
- [26] P. Wang, J. Fang, N. Han, and H. Li, "Multiantenna-Assisted Spectrum Sensing for Cognitive Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 4, pp. 1791-1800, 2009.
- [27] P. Bianchi, M. Debbah, M. Maïda, and J. Najim, "Performance of Statistical Tests for Single-Source Detection Using Random Matrix Theory," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 4, pp. 2400-2419, 2011.
- [28] B. Nadler, F. Penna, and R. Garello, "Performance of Eigenvalue-Based Signal Detectors with Known and Unknown Noise Level," In *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, IEEE, pp. 1-5, 2011.
- [29] J. W. Mauchly, "Significance Test for Sphericity of a Normal N-Variate Distribution," *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 11, no. 2, pp. 204-209, 1940.
- [30] R. Zhang, T. J. Lim, Y.-C. Liang, and Y. Zeng, "Multi-Antenna Based Spectrum Sensing for Cognitive Radios: A GLRT Approach," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 1, pp. 84-88, 2010.

Frequency Spectrum Sensing by Multi-Stage Adaptive Optimization Algorithm with the Efficient Non-Cooperative Technique in Cognitive radios with hardware implementation

H. R. Khodadadi*, M. A. Ataei

*Imam Hossein Comprehensive University

(Received: 07/08/2019, Accepted: 01/02/2020)

ABSTRACT

Cognitive sensors, as the main part of cognitive radio systems, are the instruments which determine the spectral cavity, and thus provide optimal use of the bandwidth and prevent interference between permissible users. For reasons such as environmental noise effects, low levels of the signal, fading and multi-path phenomena, and receiver sensitivity, the functionality of these sensors encounters many problems. In this paper, by first applying the multi-antenna method in the receiver to obtain environmental signals and then applying the energy detector method, the detection threshold is adaptively determined with the CFAR method and the initial measurements of the environmental spectrum are achieved. The range of the spectrum where the signal is not detected is entered into the final step for decision making. In this stage, the final measurement of the spectrum is performed blindly and non-cooperatively by finding specific values of the signal covariance matrix by the MME method, to increase the reliability in decision making and also to increase the likelihood of correct detection of the spectral cavity, in addition to preventing interference between authorized users. Simulation results show the probability of detection in the -25dB environmental SNR to be 75 %, which has improved by 15 dB compared to the benchmarks. After hardware implementation, the simulation results are compared with the results obtained by experimental tests in the real environment.

Keywords: Cognitive Radio, Spectral Sensors, Energy Detector, Spectral Holes, Specific Values, Covariance Matrix.

* Corresponding Author Email: hkhddadi@ihu.ac.ir