

بررسی دقیق آشکارساز MME بر مبنای ماتریس کوواریانس برای طیف‌سنجی کاملاً پنهان و غیرهمکارانه به‌منظور بهبود لینک مخابراتی OFDM

محمدعلی عطایی^۱ حمیدرضا خدادادی^۲

۱- دانشجوی دکتری مخابرات سیستم- دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه جامع امام حسین (ع)- تهران - ایران
mal1355340@gmail.com

۲- استادیار- دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه جامع امام حسین (ع)- تهران - ایران
hkhdadi@ihu.ac.ir

چکیده: حسگری طیفی یکی از مؤلفه‌های دسترسی فرصت‌طلبانه به منابع فرکانسی را فراهم می‌آورد. این حسگرها بایستی در زمانی اندک با دقت بالا، سنجش طیف محیطی را انجام دهند. استفاده از روش‌ها و الگوریتم‌هایی که قابلیت پیاده‌سازی عملی را داشته باشند، حائز اهمیت است؛ بنابراین باید پیچیدگی محاسبات تاحدامکان کاهش یابد. عملکرد آشکارسازی به دلیل مسائلی همچون اثر سایه، محوشدگی و چندمسیرگی با مشکل مواجه می‌شود؛ لذا برای غلبه بر این مشکلات و در دسترس نبودن اطلاعات سیگنال‌های دریافتی کاربران اولیه و سطح قدرت و نویز سیگنال‌های دریافتی، روش‌هایی مانند به‌کارگیری چندین آنتن در حسگر طیفی، مقاوم‌سازی روش‌های طیف‌سنجی در برابر نویز نامعین، استفاده می‌شود. در این مقاله به بررسی سنج‌های متفاوت تصمیم‌گیری و تعیین آستانه مناسب با استخراج مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس پرداخته شده است. همچنین با محاسبه چند لحظه زمانی از آشکارساز حداکثر به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس MME توسط توزیع پیشنهادی GEV استاندارد، شبیه سازی‌ها صورت گرفته و نتایج آن با توزیع Tracy-Widom مقایسه شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها با تعداد محدود ۴ آنتن حاکی از احتمال آشکارسازی سیگنال در SNR با میزان 30dB- می‌باشد که در مقایسه با توزیع Tracy-Widom افزایش دقت 3dB را داشته است. به‌منظور بررسی کارایی این روش برای اجرای سخت‌افزاری، نتایج حاصل از الگوریتم پیشنهادی توسط یک پردازنده آرایه‌ای FPGA به همراه پردازنده با معماری ARM شرکت XILINX که سیستم‌های نهفته در تراشه SOC نام‌برده می‌شود، بررسی و پیاده‌سازی شده است.

واژه‌های کلیدی: رادیو شناختگر، حسگرهای طیفی، آشکارساز انرژی، حفره‌های طیفی، مقادیر ویژه، ماتریس کوواریانس.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.29252/jiaeee.18.3.1130

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۲/۲۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۱۲/۰۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۲/۱۸

نام نویسنده مسئول: حمیدرضا خدادادی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - بزرگراه بابایی - دانشگاه جامع امام حسین (ع) - دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات

۱- مقدمه

هدف مقاله حاضر، ارتقای به کارگیری طیف فرکانسی با استفاده از سنجش طیف توسط کاربر ثانویه به صورت غیرهمکارانه^۱ و کاملاً پنهان^۲ است که به معنی نداشتن هیچ عامل کمکی یا ساختار دیگر برای طیف سنجی و همچنین اطلاع نداشتن، از هیچ یک از پارامترهای مخابراتی مانند اطلاعات زمانی، مدولاسیون، فرکانس حامل و غیره می باشد. در این نوع طیف سنجی هیچ اطلاعاتی از توان سیگنال ارسالی و موقعیت ارسال آن و سطح سیگنال به نویز محیط در دسترس نیست. می توان گفت این روش برای ارسال اطلاعات در پروژه های عملیاتی که غالباً شرایط ذکر شده را دارند و در باندهای غیراستاندارد اقدام به ارسال و دریافت اطلاعات دارند بسیار حائز اهمیت است. در این راستا بررسی روش های طیف سنجی و همچنین نحوه پیاده سازی آن ها برای ادغام با لینک های رادیویی به منظور بالابردن کیفیت لینک رادیویی مورد بررسی قرار می گیرد.

۱-۱- مروری بر فعالیت های پیشین در این حوزه

در [۱]، آشکارسازی طیف بر اساس خواص ایستادن چرخشی^۳ بررسی شده است. در این روش، به جای چگالی طیف توان از تابع خودهمبستگی متناوب برای آشکارسازی حضور سیگنال، استفاده می شود. الگوریتم های آشکارسازی بر اساس ایستادن چرخشی، نویز را از سیگنال کاربر اولیه متمایز می کنند ولی دارای حجم محاسبات زیاد می باشند و نمی توانند طیف فرکانسی را به صورت همزمان یا با تأخیر کم، مورد سنجش قرار دهند. در [۲]، با استفاده از فیلترکالمن سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط خطی با نویز گوسی می باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. در صورتی که طیف می تواند دارای شرایط غیرخطی با نویز غیرگوسی 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 [۳]، با استفاده از فیلترکالمن پیشرفته سنجش طیف فرکانسی انجام شده است. مبنای سنجش در این روش، بر اساس شرایط غیرخطی با نویز گوسی می باشد. از مزایای این روش، سادگی و سرعت تخمین طیف است. شرایط نویز غیرگوسی محیطی نیز می تواند کارایی این روش را کاهش دهد. در [۴]، 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 می گردد. در [۵]، از روش مویک^۴ با آشکارسازی لبه به بررسی دو روش سطح بندی MSS^۵ و MSP^۶ پرداخته است که روش MSS گرچه دارای سرعت بیشتری هست اما در تشخیص لبه گاهی دچار خطا می شود. 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 مویک نسبت به روش های دیگر در برابر شرایط غیرخطی و نویز غیر گوسی دارای عملکرد بهتری است. از مزایای این روش می توان به آشکارسازی در SNR^۷ پایین اشاره نمود و از ایرادهای این روش نبود ملاکی برای تعیین آستانه سیگنال و حساس بودن آن به لبه حتی برای نویز می باشد. در [۶]، آشکارسازی طیف فرکانسی محیط به روش فیلترینگ منطق^۸ انجام شده است. در این نوع آشکارساز یکسری اطلاعات شامل مدولاسیون فرستنده اولیه، شکل پالس، فرکانس حامل و پارامترهای کانال نیاز است. در [۷]، از روش ماتریس کواریانس و الگوریتم های MED^۹ و MME^{۱۰} برای طیف سنجی استفاده شده است. در روش MME سنجه مقایسه گر با یک سطح آستانه برای بررسی کانال استفاده می شود. از مزایای این روش می توان به دقت بالا، عدم نیاز به اطلاعات کاربر اولیه و عدم نیاز به واریانس نویز محیطی اشاره نمود. زمان بر بودن و پیچیدگی محاسباتی از نقاط ضعف این روش است. البته با بهینه کردن این روش می توان به راهکارهای مناسبی در طیف سنجی دست یافت [۴]. در [۸]، سنجه MME به صورت تقریبی بررسی شده است و سطح آستانه آن طبق قانون مارچنکو پاستور MP ارائه گردیده است. اگر اندازه ماتریس گیرنده $K \times N$ باشد (K تعداد آنتن و N تعداد نمونه ها)، قانون مارچنکو پاستور ثابت می کند که بزرگ ترین مقادیر ویژه ماتریس کواریانس درگیرنده، با شرط زیاد بودن تعداد آنتن ها و نمونه ها، با نسبت K/N به یک عدد ثابت همگرا می شود [۹]. این مقدار ثابت بوده و به قدرت سیگنال و نویز نیز بستگی دارد. در [۷، ۱۰]، نویسندگان با استفاده از توزیع تریسی وایدوم TW^{۱۱} دقت مدل توزیع تقریبی روش MME را بهبود بخشیده اند. این تقریب منجر به رابطه تقریبی بین آستانه تصمیم گیری و احتمال آشکارسازی اشتباه می شود. در [۱۱]، شکل دقیق توزیع MME بر اساس توزیع مشترک مقادیر ویژه مرتب شده ماتریس ویشارت ارائه شده است. در [۱۲]، نیز شکل های دقیق PF مربوط به آشکارساز MME برای رادیو شناختگر با دو آنتن ارائه گردیده است. همچنین احتمال آشکارسازی برای سامانه های دوبعدی با استفاده از تقریب غیر مرکزی/ مرکزی تقریب زده شده و نتایج تکمیلی در [۱۱]، ارائه شده است. همچنین در [۱۳]، به بررسی پیاده سازی بهینه الگوریتم مقادیر ویژه ماتریس کواریانس بر روی سخت افزار پرداخته شده است و مقایسه بین روش های قابل پیاده سازی انجام شده است. در این مقاله روش های مبتنی بر ماتریس کواریانس و مقادیر ویژه ماتریس کواریانس مورد بررسی قرار می گیرند، تعداد آنتن های گیرنده محدود در نظر گرفته شده و ورودی اطلاعات از یک ماتریس ویشارت با مقدار محدود استفاده شده است. به کمک توزیع GEV^{۱۲} استاندارد و روش تطبیق لحظه ای^{۱۳} تقریبی، محاسبه روش MME و احتمال آشکارسازی و کسب آستانه مناسب بررسی شده است. این روش با توزیع مرسوم Tracy-Widom نیز

صفر خواهند بود [۱۶، ۱۷]. این روش نیاز به اطلاعات قبلی از کاربر اولیه ندارد و می‌تواند سیگنال را از نویز تشخیص دهد.

برای پیاده‌سازی آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه، کاربر ثانویه اطلاعات سیگنال‌های محیطی را دریافت و ماتریس کوواریانس اطلاعات را محاسبه می‌کند و با استفاده از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس و روابط مربوط به تصمیم‌گیری، آشکارساز اجرا می‌شود [۱۸]. تکنیک‌هایی برای پیاده‌سازی بهتر آشکارسازی و جمع‌آوری اطلاعات در روش‌های ماتریس کوواریانس وجود دارند، مانند نمونه برداری کسری که در این روش یک سیستم تک ورودی و تک-خروجی^{۱۷} به صورت مجازی به یک سیستم تک ورودی و چند خروجی^{۱۸} تبدیل می‌شود. این تکنیک به افزایش سطح سیگنال و کاهش اثرات محوشدگی کانال در فرکانس مورد نظر منجر می‌گردد. در رادیوشناختگر با استفاده از نمونه‌برداری کسری، بالاتر از نرخ نایکویست^{۱۹} با هدف دستیابی به تنوع فرکانسی، نمونه‌برداری انجام می‌شود [۱۹]. این روش دارای معایبی چون افزایش حجم محاسباتی و نیازمندی به نرخ نمونه‌برداری بالا می‌باشد. از جمله مزایای این روش می‌توان به استفاده از مقادیر ویژه، هزینه کمتر نسبت به روش استفاده از چند سخت‌افزار مستقل برای مبدل آنالوگ به دیجیتال و فیلترهای ورودی اشاره نمود.

۲-۳- سنجه‌های تصمیم‌گیری

در روش مبتنی بر استفاده از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس داده‌های دریافتی، سنجه‌های متفاوتی در سطح مقالات ارائه شده است. هر کدام از این سنجه‌ها با آستانه مربوط به خود مقایسه و بررسی می‌شوند. در این سنجه‌ها با تعیین سطح آستانه مختص خود مشغول بودن یا مشغول نبودن طیف، مورد سنجش قرار می‌گیرد.

۲-۳-۱- آشکارساز حداکثر به حداقل مقادیر ویژه MME^{۲۰}

آشکارساز حداکثر به حداقل مقدار ویژه، 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 می‌شود [۸]:

$$\begin{cases} H_0: \lambda_M / \lambda_1 < \gamma \\ H_1: \lambda_M / \lambda_1 > \gamma \end{cases} \quad (1)$$

که γ میزان آستانه است. این نوع دیگری از آشکارساز کاملاً کور از گروه EBD است که هیچ دانش قبلی برای آن نیاز نیست [۸]. این آشکارساز توجه زیادی را به خود جلب کرده است و مطالعات بسیاری در تحلیل آن انجام شده است.

۲-۳-۲- بزرگ‌ترین مقدار ویژه مقیاس‌بندی شده SLE^{۲۱}

آشکارساز بزرگ‌ترین مقدار ویژه مقیاس‌بندی شده عبارت است از نسبت بزرگ‌ترین مقدار ویژه یعنی λ_M به میانگین کل مقادیر ویژه که به صورت زیر بیان می‌شود [۲۰]:

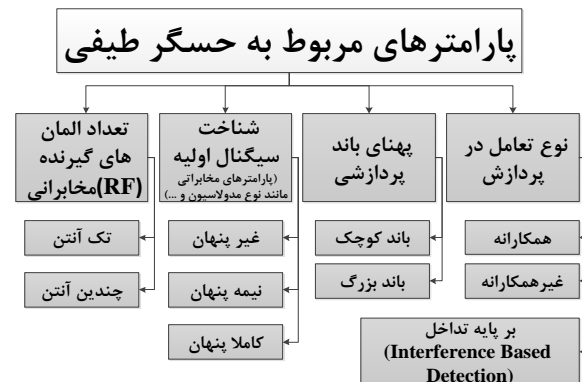
مقایسه شده، که نتایج آن حاکی از افزایش دقت در سطح سیگنال به نویز پایین بوده است. نتایج الگوریتم پیشنهادی در سخت‌افزار نیز مورد بررسی قرار گرفته است.

۲- طیف‌سنجی

فرصت طیفی به طور سنتی به عنوان یک باند فرکانس خالی در یک‌زمان ویژه و در یک منطقه جغرافیایی خاص تعریف شده است. به عبارت دیگر فرصت طیفی، حفره‌ای خالی در سه بعد زمان، فرکانس و فضا می‌باشد. ابر فضای انتقال^{۱۴} نیز می‌تواند به عنوان یک فضای الکترومغناطیسی دیده شود که توسط تمام ابعاد زمان، فرکانس، فضا، کدینگ، قطبش، زاویه ورود و ... محدود شده است. در نتیجه، یک فرصت طیفی می‌تواند به عنوان یک حفره خالی در چنین فضای بزرگی تصور شود که از آن به عنوان حفره طیفی یاد می‌شود. سنجش طیف باید تمام ابعاد ابر فضای انتقال را برای استفاده مطلوب مورد توجه قرار دهد [۱۴].

۲-۱- دسته‌بندی‌های طیف‌سنجی

پارامترهایی مثل پهنای باند آنی، هم کارانه یا غیرهمکارانه بودن طیف سنجی، شناخت اولیه از اطلاعات، قدرت سیگنال‌ها، حسگرهای دریافتی در طیف‌سنجی را می‌توان از مهم‌ترین پارامترها در این زمینه دانست که در شکل (۱) دسته‌بندی شده است.



شکل (۱): دسته‌بندی پارامترهای طیف‌سنجی در رادیوشناختگرها [۷]

۲-۲- آشکارساز مقدار ویژه ماتریس کوواریانس

این آشکارسازها که تحت نام آشکارساز مبتنی بر مقادیر ویژه^{۱۵} طبقه‌بندی می‌شوند، به استفاده از نظریه ماتریس تصادفی^{۱۶} و خواص متفاوت مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه در تصمیم‌گیری متکی هستند. محاسبات مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس به عنوان یک آشکارساز کاملاً کور از تنوع فضایی بهره‌برداری می‌کند و بر چالش‌های عدم قطعیت نویز غلبه می‌کند [۱۵] و حتی در شرایط با SNR کم نیز به خوبی عمل می‌کند. مؤلفه‌های غیرقطری ماتریس کوواریانس سیگنال دریافتی در حضور کاربر، صفر بوده و این عناصر بدون حضور کاربر، غیر

$$\begin{cases} H_0 : X_{EME} < \gamma \\ H_1 : X_{EME} > \gamma \end{cases} \quad (7)$$

۲-۳-۶- آشکارساز جان John Detection^{۱۵}

آشکارساز جان نسبت میانگین ابعاد چهارگانه به میانگین ریاضی مقادیر خاصی از ماتریس کوواریانس نمونه است [۲۲]. سنجۀ تصمیم به شکل زیر بیان می‌شود [۲۲]:

$$X_{JD} = \frac{\sum_{i=1}^K \lambda_i^2}{(\sum_{i=1}^K \lambda_i)^2} \quad (8)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0 : X_{JD} < \gamma \\ H_1 : X_{JD} > \gamma \end{cases} \quad (9)$$

۲-۳-۷- آشکارساز شماره وضعیت دیمل Demmel^{۱۶}

این آشکارساز به صورت نسبت دنباله به حداقل مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه تعریف شده است [۲۳]. سنجۀ تصمیم به شکل زیر بیان می‌شود [۲۳]:

$$X_{DCN} = \frac{\text{tr}(W)}{\lambda_K} = \frac{\sum_{i=1}^K \lambda_i}{\lambda_K} \quad (10)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0 : X_{DCN} < \gamma \\ H_1 : X_{DCN} > \gamma \end{cases} \quad (11)$$

هرکدام از این سنجه‌ها دارای معایب و محاسن خود از قبیل بار پردازشی و دقت آشکارسازی می‌باشند، در این پژوهش به بررسی دقیق‌تر سنجۀ حداکثر به حداقل مقدار ویژه به دلیل عدم نیاز به هیچ دانشی از سیگنال و میزان سطح سیگنال و نویز پرداخته شده است. همچنین در بخش شبیه‌سازی نشان داده شده که این روش بالاترین دقت را نسبت به دیگر سنجه‌ها دارا می‌باشد.

۳- آشکارساز با سنجۀ MME

علی‌رغم ویژگی‌های ذکر شده درباره آشکارساز با سنجۀ حداکثر به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس، مشکل اصلی آن عمدتاً در پیچیدگی محاسبات برای بیان آستانه تصمیم‌گیری است؛ بنابراین برای بیان ساده و دقیق توزیع آشکارساز با سنجۀ حداکثر به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس، می‌توان در آشکارسازی سیگنال از دو روش متناهی (تعداد آنتن محدود) و مجانبی (تعداد آنتن بالا) استفاده نمود که هرکدام از روش‌ها دارای مزایا و معایبی به شرح زیر است:

۱. **مزایا و معایب روش مورد مجانبی:** دارای سطح سیگنال به نویز دریافتی بالایی بوده ولی باتوجه به لزوم پیاده‌سازی در این مقاله، این روش کارایی ندارد.

$$\begin{cases} H_0 : \frac{\lambda_M}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} < \gamma \\ H_1 : \frac{\lambda_M}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} > \gamma \end{cases} \quad (2)$$

این روش نیز یک آشکارساز کاملاً کور است که به اطلاعات قبلی در مورد قدرت نویز نیاز ندارد؛ لذا محیط‌هایی که واریانس نویز محیطی مشخص نباشد این روش بهینه است [۲۰].

۲-۳-۳- آشکارساز حداکثر مقدار ویژه LE^{۱۷}

آشکارساز حداکثر مقدار ویژه که به عنوان بزرگ‌ترین آزمون ریشه نیز شناخته می‌شود، بزرگ‌ترین مقدار ویژه ماتریس کوواریانس نمونه است که نسبت به توان نویز، نرمالیزه شده و به صورت زیر بیان می‌شود [۸]:

$$\begin{cases} H_0 : \frac{\lambda_M}{\sigma_w^2} < \gamma \\ H_1 : \frac{\lambda_M}{\sigma_w^2} > \gamma \end{cases} \quad (3)$$

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 [۸، ۲۱].

۲-۳-۴- آشکارساز آزمون کروی ST^{۱۸}

آشکارساز کروی، نسبت میانگین هندسی به میانگین ریاضی مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نمونه است [۲۲]. این آشکارساز کاملاً کور است و سنجۀ تصمیم‌گیری آن به شرح زیر بیان می‌شود [۲۲]:

$$X_{st} = \frac{(\det(W))^{1/K}}{\frac{1}{K} \text{tr}(W)} = \frac{(\prod_{i=1}^K \lambda_i)^{1/K}}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i} \quad (4)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} H_0 : X_{st} < \gamma \\ H_1 : X_{st} > \gamma \end{cases} \quad (5)$$

۲-۳-۵- انرژی با حداقل مقدار ویژه EME^{۱۹}

انرژی با حداقل مقدار ویژه مبتنی بر نسبت متوسط تمام مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نمونه به حداقل مقدار ویژه‌ای است که منتج به یک آشکارساز کاملاً کور می‌شود [۱۰]. از آنجا که میانگین مقادیر ویژه تقریباً معادل همان انرژی سیگنال است، سنجۀ تصمیم از طریق فرمول زیر بیان می‌شود [۱۰]:

$$X_{EME} = \frac{1}{KN} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |y_k(n)|^2 \lambda_K \quad (6)$$

و سرانجام تصمیم‌گیری به صورت زیر خواهد بود:

۲. مزایا و معایب روش متناهی: نسبت به روش مجانبی دارای سطح سیگنال به نویز پایین تری است ولی قابلیت پیاده سازی را دارد.

در این مقاله باتوجه به پیاده سازی بر روی سخت افزار از روش دوم با تعداد آنتن محدود استفاده شده است.

۳-۱- مدل سازی سیستم بر اساس روش های مبتنی بر ماتریس کوواریانس

یک سیستم حسگر فرکانسی دارای K آنتن که از هر آنتن N نمونه دریافت می گردد با تعداد P کاربر اولیه در نظر گرفته می شود. اگر ماتریس $K \times N$ دریافتی از آنتن ها با $Y(n)$ 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 [۷]:

$$\begin{cases} H_0: Y(n) = A(n) \\ H_1: Y(n) = HS(n) + A(n) \end{cases} \quad (12)$$

که H یک ماتریس $K \times P$ است که ضرایب کانال بین کاربران اولیه تا آنتن ها را نشان می دهد، $A(n)$ نویز سفید گوسی است. σ_s^2 و σ_n^2 نیز به ترتیب واریانس نویز و سیگنال کاربر اولیه است [۲۴].

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، یک آشکارساز کاملاً پنهان یا کور است. اساس کار این نوع آشکارسازها استفاده از مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس از سیگنال دریافتی $Y(n)$ می باشد که ماتریس کوواریانس سیگنال دریافتی به صورت زیر بیان می گردد [۷]:

$$W(N) = \frac{1}{N} YY^T \quad (13)$$

۳-۱-۱- تجزیه و تحلیل فرضیه

اگر در محیط، کاربران اولیه حضور نداشته باشند، آنگاه فرضیه H_0 در رابطه (۱۲) در نظر گرفته می شود و میزان ماتریس کوواریانس برابر با $\sigma_n^2 I_K$ خواهد بود که I_K ماتریس واحد است. در صورتی که کاربران در محیط حضور داشته باشند فرضیه H_1 لحاظ خواهد شد. ماتریس کوواریانس سیگنال دریافتی $Y(n)$ نیز دارای K مقدار ویژه با ترتیب $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_K$ خواهد بود. برای تصمیم گیری بین دو فرضیه ذکر شده، آمار سنجه تصمیم باید از فرضیه H_0 به فرضیه H_1 متفاوت باشد. در ادامه آمار ماتریس کوواریانس نمونه تحت هر دو فرضیه تجزیه و تحلیل گردیده است.

فرضیه H_0 : ماتریس تصادفی $W = YY^T$ با ابعاد $K \times K$ یک ماتریس ویشارت مرکزی حقیقی یا مختلط با درجه آزادی N است [۹]، که در این فرضیه جمله های ماتریس Y گاوسی پیچیده با

میانگین صفر و واریانس σ_n^2 هستند. میزان ماتریس کوواریانس برابر است با $\Sigma = \sigma_n^2 I_K$ و W یک ماتریس ویشارت مختلط مرکزی غیر همبسته $K \times K$ است که به شکل زیر نشان داده می شود [۲۵]:

$$W \sim CW_K(N, \sigma_n^2 I_K) \quad (14)$$

فرضیه H_1 : در این فرضیه یک کاربر اولیه به صورت ناشناخته در نظر گرفته می شود و دامنه سیگنال آن به طور مستقل از یک فرایند گاوسی برای هر نمونه پیروی می کند. کانال در زمان سنش، مسطح و نزولی در نظر گرفته شده است. بر این اساس، ماتریس میانگین، M ، از ماتریس سیگنال دریافت شده توسط [۲۶، ۲۷]، به شکل زیر نشان داده می شود:

$$M = hs^T \quad (15)$$

$$s = [s(1), s(2), \dots, s(N)]^T, h = [h_1, h_2, \dots, h_K]^T$$

در این راستا ماتریس ویشارت غیر مرکزی را می توان به عنوان امتدادی از ماتریس ویشارت مرکزی در نظر گرفت، البته زمانی که از یک ماتریس با جملات گوسی غیر مرکزی یعنی با میانگین غیر صفر منشعب شده باشد. ماتریس تصادفی $W = YY^T$ با ابعاد $K \times K$ تحت فرضیه H_1 از یک توزیع ویشارت مختلط غیر مرکزی غیر همبسته پیروی می کند و به صورت زیر نشان داده می شود [۲۵]:

$$W \sim CW_K(N, \sigma_n^2 I_K, \Omega) \quad (16)$$

پارامتر Ω نیز یک ماتریس غیر مرکزی است که به شکل زیر بیان می گردد:

$$\Omega = \Sigma^{-1} MM^T = \frac{1}{\sigma_n^2} \|s\|^2 hh^T \quad (17)$$

که در آنکه Σ ماتریس کوواریانس Y است که به شکل $\Sigma = E[(Y - M)(Y - M)^T] = \sigma_n^2 I_K$ تعریف می شود و M ماتریس میانگین ارائه شده در (۱۵) است. بدیهی است، Ω یک ماتریس مرتبه یک است که در آن مقدار ویژه غیر صفر توسط ω_1 مشخص می شود. میانگین نسبت سیگنال به نویز SNR توسط فرمول زیر محاسبه می شود [۲۶، ۲۷]:

$$\rho = \frac{\sigma_s^2 \sigma_h^2}{\sigma_n^2} \quad (18)$$

که در آن قدرت سیگنال کاربر اولیه را می توان از $\sigma_s^2 = (\|s\|^2 / N)$ و قدرت کانال را از $\sigma_h^2 = (\|h\|^2 / K)$ تخمین زد. در نتیجه، با استفاده از ویژگی که دنباله یک ماتریس برابر با مجموع مقادیر ویژه آن است، سپس ω_1 می تواند به صورت زیر محاسبه شود [۲۶، ۲۷]:

$$\omega_1 = \text{tr}(\Omega) = \frac{1}{\sigma_n^2} \|s\|^2 (hh^T) = \frac{1}{\sigma_n^2} \|s\|^2 \|h\|^2 = NK\rho \quad (19)$$

لازم به ذکر است که $\sigma_n^2 = 1$ مقدار معقولی است زیرا MME تحت تأثیر مقدار قدرت نویز قرار نمی گیرد.

$$f_i(\lambda_j) = \begin{cases} 0^{F_1(N-K+1, \omega_1 \lambda_j)} & i = 1 \\ \frac{\lambda_j^{K-i} \cdot (N-K)!}{(N-i)!} & i = 2, \dots, K \end{cases} \quad (23)$$

که $0^{F_1(\cdot)}$ تابع سوپر هندسی (هایپر جئومتریک) عمومیت یافته است [30]. \mathcal{K}_{nu} نیز به صورت زیر تعریف می شود [31]:

$$\mathcal{K}_{nu} = \frac{e^{-\omega_1} \cdot [(N-K)!]^{-K}}{\Gamma_{K-1}(K-1) \cdot \omega_1^{K-1}} \quad (24)$$

حال اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \Sigma)$ ماتریس ویشارت نیمه همبسته مرکزی باشد و $\sigma_1 > \sigma_2 > \dots > \sigma_p = \dots = \sigma_q > \dots > \sigma_K > 0$ باشد، مقادیر ویژه مرتب شده از Σ مرتبه کامل با L مقدار ویژه مساوی از p تا q با $D = p + L - 1$ فرض می شود، سپس PDF مشترک λ را می توان به صورت زیر نوشت [25]:

$$f(\lambda) = \mathcal{K}_{cc} |V(\lambda)| \times |E(\lambda, \sigma)| \prod_{i=1}^K \lambda_i^{N-K} \quad (25)$$

که \mathcal{K}_{cc1} ثابت عادی سازی است که از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\mathcal{K}_{cc} = \frac{\prod_{i < j}^K \sigma_i \sigma_j}{\prod_{i=1}^K (N-i)! \sigma_i^N \prod_{i < j}^K (\sigma_j - \sigma_i) \Gamma_L(L)} \quad (26)$$

و $E(\lambda, \sigma)$ یک ماتریس $K \times K$ با عبارت (i, j) ام است:

$$[E(\lambda, \sigma)]_{i,j} = \begin{cases} \frac{\delta^{q-i} \left(e^{-\frac{\lambda_j}{\sigma_p}} \right)}{\delta \sigma_p^{q-i}} & p \leq i \leq q \\ e^{-\frac{\lambda_j}{\sigma_i}} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (27)$$

که در آن مشتق جزئی n ام در (31) توسط (32) و عدد Lah به صورت $(n, k) = \binom{n}{k} \binom{n-1}{k-1} (n-k)!$ تعریف شده است [32].

$$\frac{\delta^n \left(e^{-\frac{\lambda_j}{\sigma_p}} \right)}{\delta^n \sigma_p^n} = \begin{cases} e^{-\frac{\lambda_j}{\sigma_p}} \sum_{k=1}^n \frac{(-1)^{k+n} \mathcal{L}(n, k) \lambda_j^k}{\sigma_p^{n+k}} & \text{if } n > 0 \\ e^{-\frac{\lambda_j}{\sigma_p}} & \text{if } n = 0 \end{cases} \quad (28)$$

۲-۲-۳-۱- لحظات MME

برای به دست آوردن شکل دقیقی از توزیع و احتمالات روش طیف سنجی نیاز به حل حالات متفاوت با توجه به توزیع در نظر گرفته شده است. برای انجام این مرحله باید جداول جستجو LUT برای اجتناب از پیچیدگی محاسباتی ساخته شود. در این مقاله، یک راه حل جایگزین برای روش MME استفاده توزیع کران تعیین یافته (GEV) پیشنهاد است. برای این منظور، شکل دقیق لحظه p ام MME محاسبه می گردد تا با سه لحظه اول توزیع GEV مطابقت داشته باشد. در این تقریب حتی اگر پیچیدگی محاسباتی لحظات

۲-۳-۲- توزیع مقادیر ویژه مرتب شده منتج از ماتریس کوواریانس

در EBD، ماتریس های تصمیم گیری، مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نمونه یا ترکیبی از آن ها هستند. هنگامی که تعداد آنتن ها K ، یک مقدار محدود دارد، نتایجی که از نظریه ماتریس تصادفی محدود RMT حاصل می شود، در استخراج CDF دقیق ماتریس تصمیم گیری نقش دارند. ویژگی آماری سنج های تصمیم EBD معمولاً نیاز به توزیع مشترک مقادیر ویژه ماتریس ویشارت دارند. در این رابطه، توزیع مشترک مقادیر ویژه مرتب شده و مرتب نشده ماتریس ویشارت حقیقی / مختلط و مرکزی / غیر مرکزی و همبسته / غیر همبسته از [28, 26]، مشتق می شوند. توزیع مشترک مقادیر ویژه مرتب شده که به شکل $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K > 0$ نشان داده می شود، برگرفته از ماتریس های ویشارت مختلط غیر همبسته مرکزی در فرضیه H_0 و دو ماتریس ویشارت مختلط غیر همبسته غیر مرکزی و ماتریس ویشارت پیچیده مرکزی شبه همبسته در فرضیه H_1 در نظر گرفته می شود که در ادامه هر یک از این فرضیه ها بررسی می گردند.

فرضیه H_0 : اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma^2 \mathbf{I}_K)$ یک ماتریس کوواریانس ویشارت مرکزی نا همبسته با درجه آزادی N و ماتریس همبستگی \mathbf{I}_K و λ بردار مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس باشد. توزیع مشترک مقادیر ویژه مرتب شده آن به صورت زیر بیان می گردد [25, 29]:

$$f(\lambda) = \mathcal{K}_{cu} |V(\lambda)|^2 \prod_{i=1}^K \lambda_i^{N-K} e^{-\lambda_i}, \quad (29)$$

که در آن $V(\lambda)$ یک ماتریس با عبارات (i, j) ام \mathcal{K}_{cu} و $v_i(\lambda_j) = \lambda_j^{i-1}$ یک مقدار مشخص ثابت است. با در نظر گرفتن $\Gamma_n(m) = \prod_{i=0}^{n-1} (m-i)!$ می توان نوشت:

$$\mathcal{K}_{cu} = [\Gamma_K(N) \Gamma_K(K)]^{-1} \quad (30)$$

فرضیه H_1 : این فرضیه در دو حالت برای ماتریس ویشارت W روی می دهد. اول اینکه این ماتریس، غیر همبسته غیر مرکزی باشد و دیگر اینکه این ماتریس نیمه همبسته مرکزی باشد که در این دو حالت مورد تحلیل قرار می گیرد. اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma^2 \mathbf{I}_K, \Omega)$ ماتریس ویشارت مختلط غیر همبسته غیر مرکزی با درجه آزادی N و ماتریس همبستگی $\sigma^2 \mathbf{I}_K$ و ماتریس غیر مرکزی Ω مربوط به مقادیر ویژه $\omega_1 > \omega_2 = \dots = \omega_K = 0$ باشد، توزیع مشترک مقادیر ویژه مرتب شده یعنی $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$ از W طریق زیر محاسبه می شود [25]:

$$f(\lambda) = \mathcal{K}_{nu} |U(\lambda)| \times |F(\lambda, \omega_1)| \prod_{i=1}^K \lambda_i^{N-K} \cdot e^{-\lambda_i} \quad (31)$$

که در آن $U(\lambda)$ و $F(\lambda, \omega_1)$ ماتریس های $K \times K$ عبارات (i, j) ام هستند که به ترتیب به صورت $\lambda_j^{K-i} = u_i(\lambda_j)$ و عبارت زیر مشخص می شوند.

MME هنوز وجود داشته باشد، ساده و دقیق است. باین حال، همان طور که فقط سه لحظه اول نیاز است، لحظه p ام را می توان بلافاصله محاسبه و ذخیره کرد. رابطه لحظه p ام سنجۀ MME توسط در زیر به دست می آید [۲۵، ۳۰]:

$$M(p) = \int_0^\infty \int_{\lambda_K}^\infty \dots \int_{\lambda_2}^\infty \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_K} \right) f(\lambda) d\lambda_1 \dots d\lambda_K \quad (۲۹)$$

لذا این محاسبات برای دو فرضیه H_0 و H_1 مطرح شده، به صورت زیر بیان می گردد:

فرضیه H_0 : بیان دقیق لحظه p ام سنجۀ MME مربوط به ماتریس ویشارت پیچیده مرکزی غیر همبسته به این صورت ارائه شده است که

اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_K)$ یک ماتریس ویشارت پیچیده غیر همبسته مرکزی با N درجه آزادی و ماتریس همبستگی $\sigma_\eta^2 \mathbf{I}_K$ باشد، لحظه p ام سنجۀ MME ماتریس W از رابطه زیر به دست می آید [۲۵]:

$$M(p) = K_{cu} \sum_{\delta \in \mathbb{P}_0} \text{sgn}(\delta) \sum_{\alpha \in \mathbb{P}_0} \text{sgn}(\alpha) \frac{\prod_i (N-K-2 + \delta(i) + l_{i-1} + C_{i,p})!}{\prod_i l_i! \cdot \prod_i t^{N-K-1 + \delta(i) + \alpha(i) + l_{i-1} - l_i + C_{i,p}}}$$

$$C_{i,p} = \begin{cases} p & i=1 \\ 0 & 1 < i < K \\ -p & i=K \end{cases} \quad (۳۰)$$

$$L_j = N - K - 2 + \sum_{l_1 \dots l_{K-1}} \dots \sum_{l_1=0}^{L_1} \dots \sum_{l_{K-1}=0}^{L_{K-1}} \delta(j) + \alpha(j) + l_{j-1} + C_{j,p}, \Pi_i(\cdot) \quad i=1 \dots K \quad i_0 = l_K = 0 \quad \text{است} \quad [۲۵، ۳۰].$$

فرضیه H_1 : بیان دقیق لحظه p ام سنجۀ MME مربوط به ماتریس ویشارت مختلط مرکزی غیر همبسته به این صورت بیان شده است که اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_K, \Omega)$ یک ماتریس ویشارت پیچیده غیر همبسته غیر مرکزی باشد و ماتریس غیر مرکزیت Ω مربوط به مقادیر ویژه $\omega_1 > \omega_2 = \dots = \omega_K = 0$ باشد، سپس بیان دقیق لحظه p ام سنجۀ MME، $M(p)$ ماتریس W از رابطه زیر به دست می آید [۲۵]:

$$M(p) = K_{nu} \sum_{n=1}^K (-1)^{n+1} \sum_{\delta \in \mathbb{P}_0} \text{sgn}(\delta) \sum_{\alpha \in \mathbb{P}_1} \text{sgn}(\alpha) \sum_{h=0}^\infty \frac{\omega_1^h}{(N-K+h)! h!} \times \sum_{l_1 \dots l_{K-1}} \frac{\prod_i (N + \delta(i) + G_{i,n}(0, K, \alpha) + l_{i-1} + C_{i,p} - K - 1)!}{\prod_i l_i! \cdot \prod_i \left[\sum_{j=1}^i \frac{1}{\sigma_{bj,n}} \right]^{N + \delta(i) + G_{i,n}(0, K, \alpha) + C_{i,p} + l_{i-1} - l_i + 1}} \quad (۳۱)$$

$$C_{i,p}(h, K, \alpha) = \begin{cases} K - r_{\alpha}(i), 1 & i=1 \\ h & 1 < i < K \\ K - r_{\alpha}(i), 1 & i=K \end{cases} \quad (۳۲)$$

و $L_j = N - K - 2 + \sum_{l_1 \dots l_{K-1}} \dots \sum_{l_1=0}^{L_1} \dots \sum_{l_{K-1}=0}^{L_{K-1}} \delta(j) + \alpha(j) + l_{j-1} + C_{j,p}$ [۲۵، ۳۰].
اگر $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \Sigma_K)$ یک ماتریس ویشارت نیمه همبسته مرکزی باشد با N درجه آزادی، ماتریس همبستگی Σ مربوط به مقادیر ویژه $\sigma_1 > \sigma_1 = \dots = \sigma_K$ ، بیان دقیق لحظه p ام سنجۀ MME $M(p)$ ماتریس $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \Sigma_K)$ از رابطه زیر به دست می آید [۲۵]:

$$M(p) = K_{cc} \sum_{n=1}^K (-1)^n \sum_{\delta \in \mathbf{P}} \text{sgn}(\delta) \sum_{\alpha \in \mathbf{P}_i} \text{sgn}(\alpha) \sum_{l_1 \dots l_K} \frac{\prod_i O}{\prod_i l_i! \prod_i \left[\prod_{j=1}^i \frac{1}{\sigma_{bj,n}} \right]^{(L_i)}} \quad (۳۳)$$

$$b_{i,n} = \begin{cases} 1 & n=i \\ 2 & n \neq n \end{cases} \quad (۳۴)$$

و $\sum_{l_1 \dots l_K} \dots \sum_{l_1=0}^{L_1} \dots \sum_{l_K=0}^{L_K} \delta(j) + \alpha(j) + l_{j-1} + C_{j,p}, \Pi_i(\cdot)$ [۲۵، ۳۰] بر اساس این لحظات، تقریب MME پیشنهاد شده است. در واقع، از توزیع MME با استفاده از روش تطبیق لحظه ای تقریب گرفته شده است. در ادامه، برای محاسبه میزان آستانه، سه لحظه اول اصلی این سنجه با سه لحظه اول توزیع GEV تطبیق داده می شود.

۳-۳- تقریب توزیع MME با توزیع GEV

این بخش تقریبی برای توزیع MME بر اساس توزیع GEV ارائه می دهد. چارچوب تقریب بر مبنای روش تطبیق لحظه ای است که بیان دقیق لحظات MME در بخش قبلی مطرح شد. با در نظر گرفتن لحظات MME، در روابط (۲۲)، (۲۳) و (۲۴)، میانگین، واریانس و چولگی MME هر یک از ماتریس های ویشارت مورد نظر به صورت زیر نوشته می شوند [۲۵]:

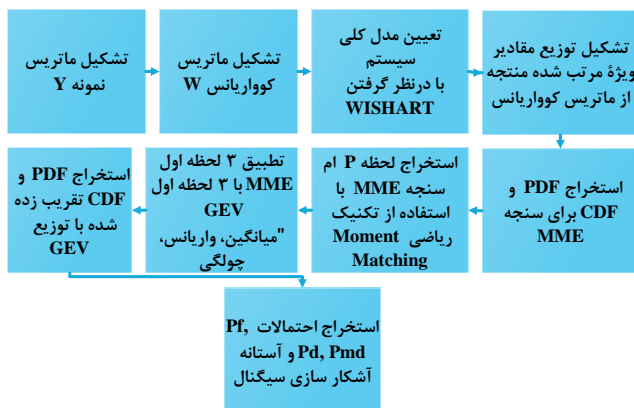
$$P_{fa} = 1 - e^{-\left(1 + \left(\frac{\lambda_{MME} - \theta_0}{\beta_0}\right) \xi_0\right)^{-1/\xi_0}} \quad (43)$$

$$P_{md} = 1 - P_d = e^{-\left(1 + \left(\frac{\lambda_{MME} - \theta_0}{\beta_1}\right) \xi_1\right)^{-1/\xi_0}} \quad (44)$$

که در آن ξ_0 ، β_0 و θ_0 به ترتیب پارامترهای شکل، مقیاس و مکان در شرایط فرضیه H_0 هستند و به ترتیب با استفاده از (۴۱)، (۴۲) و (۴۳) با توجه به لحظات ذکر شده در قضیه (۲۲) ارزیابی می‌شوند. برای CFAR آستانه توسط رابطه زیر محاسبه می‌شود [۲۵]:

$$\hat{\lambda}_{MME} = \theta_0 + \frac{\beta_0}{\xi_0} \left(-1 + \left[-\ln(1 - P_{fa}) \right]^{-\xi_0} \right) \quad (45)$$

در عمل، شرایط کانال پایدار نیست و K و N ممکن است اغلب تغییر کنند. در نتیجه، اجرای آستانه تصمیم باید پویا باشد. محاسبات زمان واقعی با استفاده از آستانه پیشنهادی در (۴۶) انجام می‌شود. می‌توان روند کلی محاسبات با استفاده از این توزیع را مطابق شکل زیر متصور شد.



شکل (۲): نمودار روند محاسبات

۴-۳- تقریب توزیع MME با توزیع TW

در روشی دیگر توزیع مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس برای سنجه مقادیر حداکثر به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس را منطبق با توزیع Tracy-Widom در نظر می‌گیریم. باتوجه به این توزیع پارامترهای زیر تعریف می‌شوند [۳۳]:

$$P_f = P(\lambda_{\max} > \gamma \lambda_{\min}) \quad (46)$$

$$P_f = 1 - F_1\left(\frac{a_1 \gamma - a_2}{a_3}\right) \quad (47)$$

که در آن $F_1(\cdot)$ میزان CDF سیگنال [۷]، و

$$a_1 = (\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 \quad (48)$$

$$a_2 = (\sqrt{N_s - 1} + \sqrt{ML})^2 \quad (49)$$

$$\mu_{X_{MME}} = M(1) \quad (35)$$

$$\sigma_{X_{MME}}^2 = M(2) - \mu_{X_{MME}}^2 \quad (36)$$

$$S_{X_{MME}}^2 = \frac{M(3) - 3M(2)\mu_{X_{MME}} + 2\mu_{X_{MME}}^3}{\sigma_{X_{MME}}^3} \quad (37)$$

براین اساس، تقریب توزیع MME مربوط به ماتریس‌های ویشارت غیر همبسته مرکزی و غیر همبسته غیر مرکزی و نیمه همبسته مرکزی با استفاده از توزیع GEV به شرح زیر است:

اگر X_{MME} روش حداکثر به حداقل مقادیر ویژه مربوط به ماتریس W باشد و سه حالت زیر را در نظر بگیرد:

حالت ۱: $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_K)$ یک ماتریس ویشارت غیر همبسته مرکزی است.

حالت ۲: $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_K, \Omega)$ یک ماتریس ویشارت غیر همبسته غیر مرکزی است که در آن Ω فقط یک مقدار ویژه غیر صفر دارد، یعنی ω_1 .

حالت ۳: $W \sim \mathcal{CW}_K(N, \Sigma_K)$ یک ماتریس ویشارت نیمه همبسته مرکزی است با ماتریس همبستگی Σ با داشتن $K-1$ مقدار ویژه برابر $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_K$.

سپس PDF و CDF مربوط به X_{SCN} را می‌توان با استفاده از روابط زیر به ترتیب تقریب زد [۲۵]:

$$F(x; \theta; \beta; \xi) = e^{-\left(1 + \left(\frac{x - \theta}{\beta}\right) \xi\right)^{-1/\xi}} \quad (38)$$

$$f(x; \theta; \beta; \xi) = \frac{1}{\beta} \left(1 + \left(\frac{x - \theta}{\beta}\right) \xi\right)^{-1/\xi - 1} e^{-\left(1 + \left(\frac{x - \theta}{\beta}\right) \xi\right)^{-1/\xi}} \quad (39)$$

که در آن ξ ، β و θ به ترتیب به شکل زیر تعریف می‌شوند [۲۵]:

$$\xi = -0.06393S_{X_{MME}}^2 + 0.3173S_{X_{MME}} - 0.2771 \quad (40)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\sigma_{X_{MME}}^2 \xi^2}{g_2 - g_1^2}} \quad (41)$$

$$\theta = \mu_{X_{MME}} - \frac{(g_1 - 1) \beta}{\xi} \quad (42)$$

که در آن $g_i = \Gamma(1 - i\xi)$ به ترتیب میانگین، واریانس و چولگی، مربوط به (۳۶)، (۳۷) و (۳۸) هستند، $M(p)$ لحظه p ام مورد نظر است که به ترتیب برای هر مورد توسط روابط (۲۶)، (۲۷) و (۲۸) داده شده است [۲۵].

۳-۳-۱- محاسبه احتمالات و تعیین آستانه تصمیم‌گیری

باتوجه به روابط ذکر شده، P_{fa} ، P_d و P_{md} به ترتیب توسط روابط زیر به دست می‌آیند [۲۵]:

$$X_i = [x[i], x[i+1], \dots, x[i+L-1]]^T \quad (54)$$

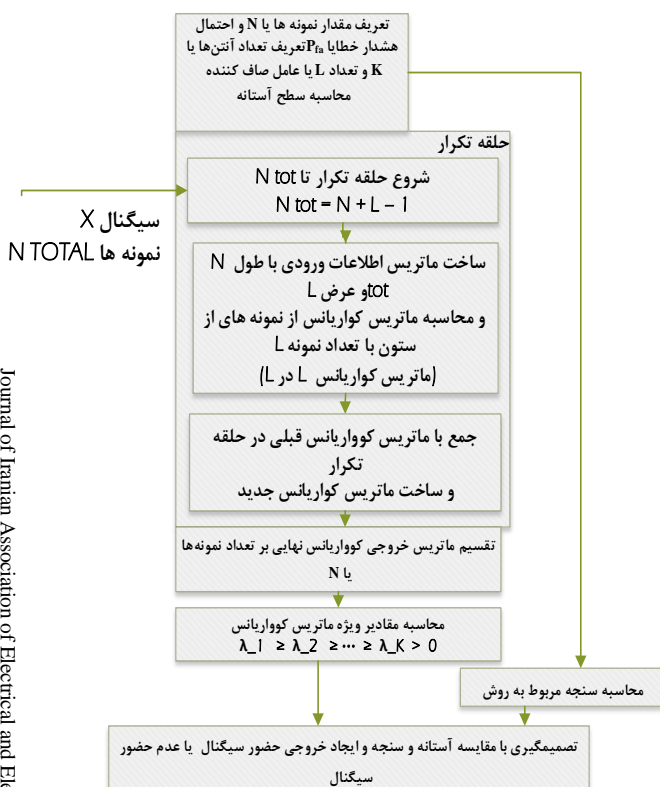
که تابع توزیع X_i به صورت، $X_i \sim \mathcal{N}(\bar{X}, \mathcal{R}_x)$ است که \bar{X} میزان میانگین از X_i ، همچنین \mathcal{R}_x نیز ماتریس کوواریانس می باشد. بنابراین کل نمونه های دریافتی N_{tot} به صورت زیر بیان می گردد [34]:

$$N_{tot} = N + L - 1 \quad (55)$$

باتوجه به تعریف ماتریس کوواریانس به صورت [34]:

$$\hat{\mathcal{R}}_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i X_i^T \quad (56)$$

بیان می گردد که در این مقاله، میانگین نمونه ها، \bar{X} صفر در نظر گرفته شده است. محاسبه ماتریس کوواریانس و مقادیر ویژه در اکثر روش های بر مبنای مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس به طور یکسان محاسبه می شود. با محاسبه ماتریس کوواریانس نهایی، مقادیر ویژه استخراج می شوند. در صورت عدم حضور سیگنال یا کاربر اولیه، عناصر غیر قطری ماتریس کوواریانس تشکیل شده که به صورت مربعی با ابعاد $L \times L$ هست، صفر خواهد بود. در صورت وجود سیگنال یا کاربر اولیه، عناصر غیرقطری نیز دارای مقادیری هستند که مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس وابسته به این مقادیر می باشند [34].



شکل (3): روند نحوه اجرای روش شبیه سازی [34]

$$a_3 = a_2 \left(\frac{1}{\sqrt{N_s - 1}} - \frac{1}{\sqrt{ML}} \right)^{1/3} \quad (50)$$

که N_s تعداد نمونه ها و M تعداد آنتن ها است. میزان آستانه بهینه، γ نیز به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$\hat{\lambda}_{MME} = \frac{a_3 F_1^{-1}(1 - P_f) + a_2}{a_1} \quad (51)$$

این آستانه بهینه، γ با به حداقل رساندن P_{md} و P_f انتخاب می شود.

احتمال آشکارسازی نیز به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$P_d = 1 - F_1 \left(\frac{\gamma N_s + \frac{N_s (\gamma \lambda_M - \lambda_1)}{\sigma_w^2} - a_2}{a_3} \right) \quad (52)$$

که بیشترین و کمترین مقدار ویژه ماتریس کوواریانس سیگنال است.

۴- نتایج و بحث عددی

در بخش دوم به معرفی انواع سنجه های موجود در روش های مبتنی بر مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس پرداختیم، همچنین ۲ مدل های تقریبی برای سنجه حداکثر به حداقل مقدار ویژه ماتریس کوواریانس ارائه شد، در ادامه به بررسی دقیق تر سنجه ها و شبیه سازی و مقایسه دو توزیع پرداخته می شود.

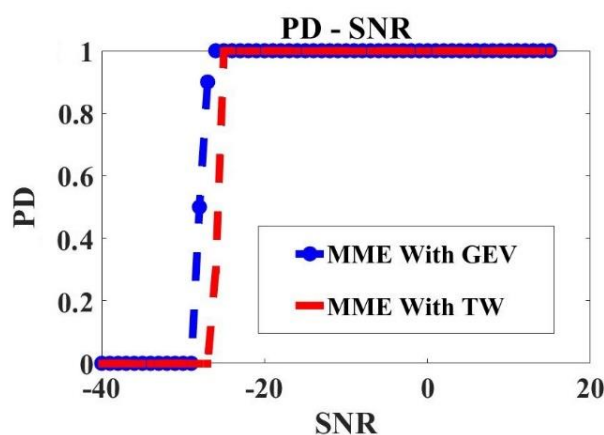
۴-۱- سنجه مناسب غیر همکارانه و کاملاً پنهان

گیرنده با استفاده از یک یا چندین آنتن به نمونه برداری اطلاعات محیطی می پردازد. تعداد آنتن ها K و تعداد نمونه ها N_{tot} می باشند که در آن $N_{tot} > K$ است. در مرحله اول ماتریسی از اطلاعات ورودی تشکیل داده می شود که این اطلاعات شامل نمونه هایی است که از هر آنتن دریافت شده است، در مرحله بعد، ماتریس کوواریانس از ماتریس اطلاعات ورودی که شامل اطلاعات ورودی های آنتن هاست، تشکیل می شود. برای تشکیل ماتریس کوواریانس اطلاعات، دیتای به دست آمده به صورت فریم های با تعداد نمونه های N_{tot} تایی در نظر گرفته خواهند شد. فریم به دست آمده مطابق با شکل (۳) به صورت ماتریس $N \times L$ مورد پردازش قرار می گیرد که N تعداد نمونه های هر ستون از ماتریس، L نیز عامل صاف کننده [34, 17] و تعداد سطرهای ماتریس کوواریانس می باشد. به عبارت دیگر از نمونه های دریافتی کلی N_{tot} ، در هر قسمت به اندازه L نمونه برداری انجام می شود و این کار برای تمامی اطلاعات دریافتی از آنتن ها یعنی K انجام می شود. بنابراین i امین سنجش فرکانسی N تایی که با $\Gamma_{x,i}$ نمایش داده می شود به صورت زیر بیان می گردد [34]:

$$\Gamma_{x,i} = [X_{(i-1)N+1}, X_{(i-1)N+2}, \dots, X_{(i-1)N+N}] \quad (53)$$

هر عنصر از این مجموعه نیز مطابق زیر بیان می گردد [34]:

MME با استفاده از مدل TW دارد. در واقع میتوان گفت در مدل سازی و تعیین سطح آستانه با مدل GEV میتوان به دقت و صحت مدل سازی بالاتر در تفکیک نویز به سیگنال در مقایسه با روش TW رسید.



شکل (۶): مقایسه تشخیص سیگنال با در اعمال دو نوع توزیع متفاوت

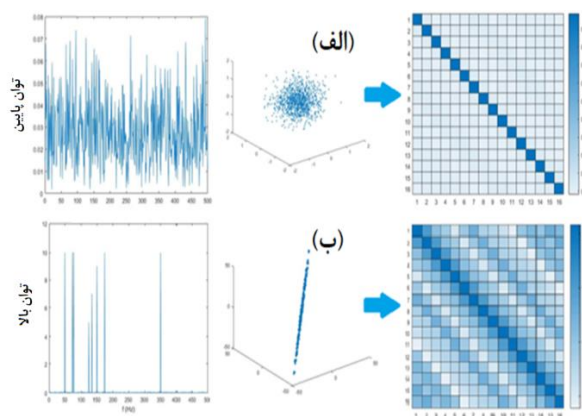
۵- پیاده سازی

استفاده از روش های حسگری طیفی را می توان با روش هایی که در این مقاله مطرح شد پیاده سازی نمود. الگوریتم های آشکارساز انرژی به دلیل تأثیر پذیری بسیار بالا نسبت به سطح سیگنال به نویز نامعین برای بررسی کانال های حساس مناسب نیستند، برای بهبود عملکرد آن ها در ارتباطات بیسیم و تشخیص سیگنال های ضعیفی که ممکن است در گیرنده یک سیگنال قوی باشد. در بستر پیاده سازی می توان از روش های بر مبنای ماتریس کوواریانس استفاده کرد. برای این منظور از یک سخت افزار با پردازنده آرایه ای FPGA شرکت XILINX مدل ZYNQ استفاده شده است.

۵-۱- روش پیشنهادی ترکیبی

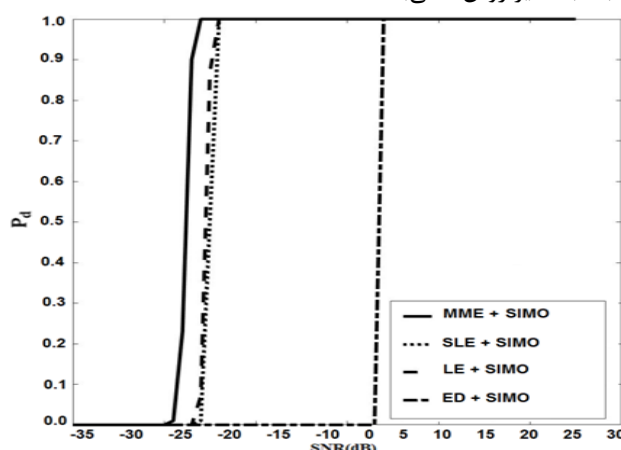
استفاده از روش های هم کارانه برای طیف سنجی مانند تلفیق آشکارساز انرژی با سطح آستانه $CFAR^{28}$ به همراه آشکارساز مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس باعث بالابردن سرعت و کم کردن حجم پردازش و دقت در طیف سنجی می شود. در شکل (۷) عملکرد کلی الگوریتم پیشنهادی نمایش داده شده است.

در مرحله اول با استفاده از آشکارساز انرژی و آستانه تطبیقی CFAR به بررسی کانال پرداخته و در صورت مشغول بودن مرحله دوم اجرا نمی شود، در غیر این صورت روش دوم که استفاده از آشکارساز مبتنی بر سنج بیشترین به کمترین مقدار ویژه ماتریس کوواریانس است اجرا می شود.



شکل (۴): مقایسه خروجی ماتریس کوواریانس با $L=16$ (الف) بدون حضور سیگنال یا کاربر اولیه و حضور نویز نامعین (ب) با حضور سیگنال یا کاربر اولیه و حضور نویز نامعین

شبیه سازی روش های مختلف بر مبنای مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس و سنج های متفاوت آن ها در نرم افزار متلب و اجرا برای ۱۰۰۰۰ نمونه تصادفی را در شکل (۵) نشان می دهد. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که احتمال آشکارسازی با سنج MME دارای عملکرد بهتری در $N_{tot} = 1000, L=16$ و $P_{fa} = 0.01$ و $K = 4$ تعداد آنتن نسبت به سایر روش ها می باشد.



شکل (۵): مقایسه روش های مختلف مقادیر ویژه و آشکارساز انرژی

شبیه سازی با استفاده نرم افزار متلب طبق روابط مطرح شده برای دو توزیع TW و GEV انجام شده است. در این شبیه سازی مقادیری به صورت ثابت تعریف شده اند که شامل تعداد نمونه های دریافت شده توسط گیرنده $N = 1000$ و تعداد آنتن ها و یا المان های مورد استفاده توسط گیرنده $K = 4$ است که این دو در تعیین سطح آستانه و مقادیر از پیش تعریف شده P_d و P_f تأثیرگذار هستند. همچنین سیگنالی ثابت با توان مشخص به همراه نویز با دامنه مشخص به ورودی ماتریس کوواریانس برای محاسبه مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس تزریق شده است، سطح سیگنال به نویز این سیگنال در زمان های متفاوت و مراحل مشخص تغییر می کند. نتایج به دست آمده در شکل (۶) نشان می دهد در روش MME با استفاده از مدل GEV عملکرد بهتری نسبت به

قابلیت استفاده از ۲ ورودی و خروجی همزمان است که به منظور سر جلوبی^{۲۹} مخابراتی سیستم استفاده شده است. این تراشه نمونه کاملی از یک SDR^{۳۰} حرفه‌ای است که می‌تواند از فرکانس ۷۰ مگاهرتز الی ۶ گیگاهرتز را پوشش دهد. پهنای باند این سیستم می‌تواند بین ۵۶ کیلوهرتز تا ۲۰۰ مگاهرتز تنظیم شود. در بخش فرستنده نیز مشابه گیرنده، تمامی المان‌های لازم برای تبدیل سیگنال دیجیتال ساخته شده در FPGA به سیگنال RF قابل ارسال روی آنتن وجود دارد. در این پژوهش دو روش پیاده‌سازی برای بهبود طیف‌سنجی مطابق با شکل (۹) بررسی شده است که شامل:

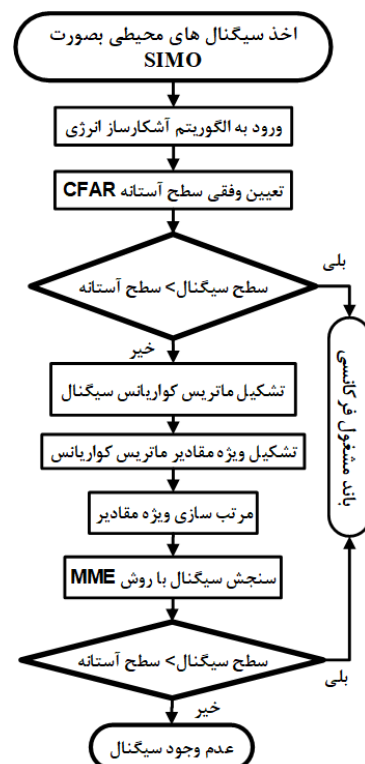
۱- استفاده از کانالیزه کردن یا Channelizer

۲- استفاده از تبدیل فوریه سریع یا FFT^{۳۱}

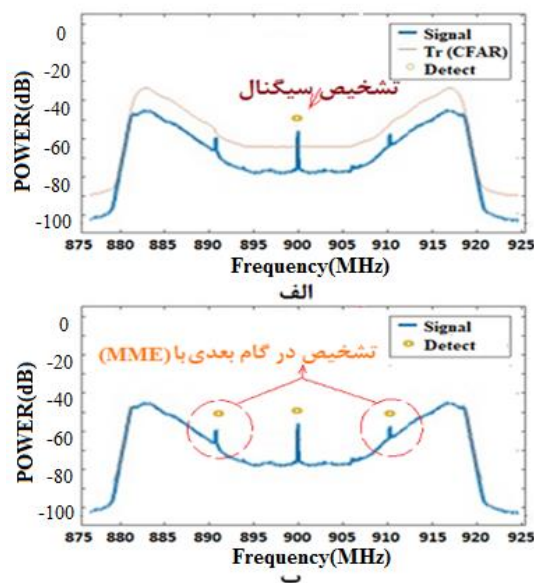
۵-۲-۱- استفاده از Channelizer

دارای سه بخش اصلی شامل، Channelizer، پایش طیف و سنکرون سازی فرستنده و گیرنده می‌باشد. در بخش Channelizer سیگنال محیطی از طریق بخش RF، با پهنای باند 5MHz دریافت می‌شود و در ادامه این طیف به طور مثال به ۵۰۰ کانال با پهنای 10KHz تقسیم می‌شود.

بعد از تفکیک کانال‌های فرکانسی بایستی هر کدام از کانال‌ها توسط بلوک پایش طیف سنجش شوند. ابتدا با استفاده از Energy Detector انرژی سیگنال موجود در هر کدام از کانال‌ها را تشخیص و کانال‌هایی که سطح انرژی آنها پایین‌تر باشد را انتخاب کرده و در مرحله بعد وجود سیگنال ارتباطی بر روی کانال‌های انتخاب شده را با استفاده از الگوریتم‌های EBD بررسی می‌شوند. در این مرحله هر کدام از کانال‌هایی که سیگنال ارتباطی در آنها تشخیص داده شود کنار گذاشته می‌شود و کانال‌های باقی‌مانده برای برقراری ارتباط مورداستفاده قرار می‌گیرد. هدف از این بلوک انتخاب کانال‌هایی است که هم SNR بالایی داشته باشد و هم ارتباط فعالی بر روی آنها برقرار نباشد. بعد از انتخاب کانال‌های مناسب در سمت فرستنده و گیرنده، در بخش فرستنده سیگنال‌هایی با مدولاسیون مشخص تولید شده و بر روی کانال‌های مناسب ارسال می‌شود. در هر بار ارسال فرستنده به اندازه کافی روی کانال جاری حضور خواهد داشت تا سیگنال تصدیق یا Acknowledge را از طرف گیرنده دریافت کند. در صورتی که این سیگنال دریافت نشود مجدداً روی کانال جاری یا روی کانال بعدی تلاش می‌شود. در سمت گیرندگی نیز کانال‌های مناسب تشخیص داده شده و روی این کانال‌ها دنباله‌ای که از قبل هماهنگ شده به صورت متناوب جستجو می‌شود. روی هر کانالی که این سیگنال دریافت شود بلافاصله سیگنال تصدیق یا Acknowledge با همان مدولاسیون تولید شده و برای فرستنده ارسال می‌شود. به این صورت ارتباط مناسب میان فرستنده و گیرنده روی کانالی که هم SNR بالا دارد و هم ارتباط فعالی حضور ندارد برقرار می‌شود.



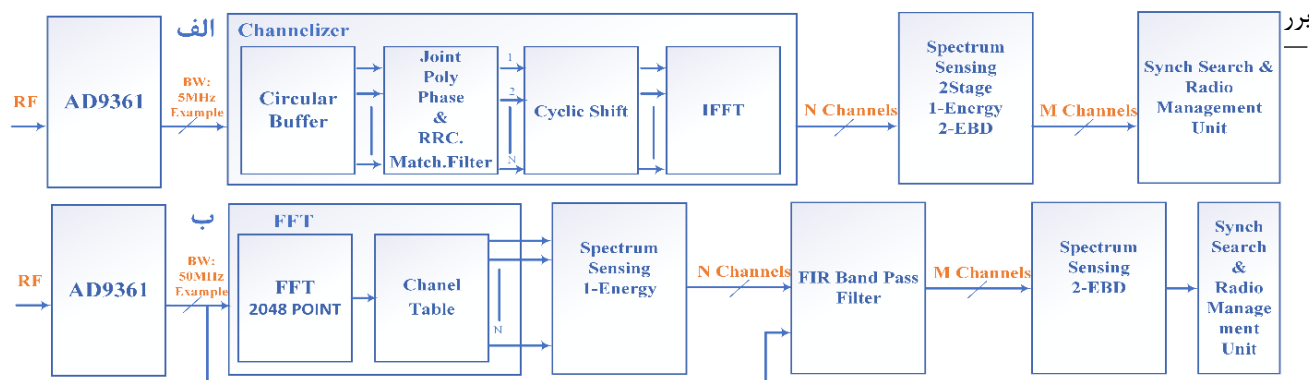
شکل (۷): عملکرد کلی الگوریتم پیشنهادی



شکل (۸): سیگنال دریافتی و اعمال آستانه‌ها در دو مرحله برای دستیابی به دقت بالاتر به صورت جداگانه الف) تشخیص سیگنال با روش CFAR ب) تشخیص با روش MME

۵-۲-۲- بستر پیاده‌سازی و بلوک‌های استفاده شده

بستر پیاده‌سازی تراشه XC7Z020CLG484-1 با ۸۵ کیلو Logic Cell و ۴,۹ مگابایت Block RAM و ۲۲۰ واحد DSP slices می‌باشد. تراشه AD9361 که یک گیرنده و فرستنده ۱۲ بیتی با



شکل (۹): بلوک دیگرام ۲ روش الف) کانالیزه کردن یا Channelizer ب) تبدیل فوری به سریع یا FFT

مگاهرتز قرار داده شده است، استفاده از روش FFT اجازه بالاتر رفتن پهنای باند آنی پردازشی با منابع محدود را می‌دهد، به همین دلیل پهنای باند آنی وارد شده به FFT ۵۰ مگاهرتز قرار داده‌ایم. در نتیجه در نهایت به دلیل افزایش پهنای باند آنی روشی مناسب در حوزه زمان اجرا است.

۵-۳-۲- دقت اجرا

به میزان بال رفتن تعداد نمونه‌برداری طیفی، از هر کانال دقت پیش‌گر طیف بالا خواهد رفت، همچنین زمان و دقت با یکدیگر تناسب و تقابل نسبی دارند. در Channelizer به دلیل استفاده از پهنای باند آنی کمتر می‌توان به دقت بیشتری در یک محدوده خاص برای طیف‌سنجی رسید ولی برای پایش طیف وسیع‌تر به مشکل زمان و منابع مصرفی روبه‌رو هستیم. در FFT به دلیل استفاده از پهنای باند آنی بالا طیف بیشتری را مورد سنجش قرار می‌دهیم که دقت طیف‌سنجی نقطه‌ای را کم می‌کند ولی در نهایت به دلیل پهنای باند بالا قابلیت طیف‌سنجی در کانال‌های بسیار بیشتر، در نتیجه امکان پیدا شدن کانال‌های مناسب‌تر و زمان کلی پردازشی کمتر برای پهنای باند آنی بالا و منابع مصرفی کمتری را فراهم خواهد ساخت.

۵-۳-۳- منابع مورد استفاده

در جدول و شکل زیر منابع مورد استفاده توسط Channelizer آورده شده است.

جدول (۱): منابع مصرفی Channelizer

Resource	Utilization	Available	Utilization %
LUT	13864	53200	26.06
LUTRAM	486	17400	2.79
FF	19903	106400	18.71
BRAM	22.50	140	16.07
DSP	33	220	15.00
IO	139	200	69.50
BUFG	5	32	15.63
MMCM	1	4	25.00

۵-۲-۲- با استفاده از تبدیل فوری به سریع FFT

در گام اول تمامی پهنای باند قابل نمونه‌برداری با مبدل آنالوگ به دیجیتال تراشه AD9361 که نزدیک به ۵۰ مگاهرتز می‌باشد به صورت آنی پردازش می‌شود. یک تبدیل فوری به ۲۰۴۸ نقطه بر روی سیگنال اجرا شده و طیف سیگنال از حوزه زمان به حوزه فرکانس منتقل می‌شود. هر ۵ نقطه از تبدیل فوری به نشان‌دهنده تقریبی از ۱۲۲ کیلوهرتز از طیف وسیع وارد شده می‌باشد. هر ۵ نقطه را یک کانال در نظر گرفته و با روش میانگین انرژی و آستانه CFAR ارزیابی می‌شود. در صورتی که کانال مشغول نبود، با توجه به ضعف آشکارساز انرژی و رزولوشن پایین با ۵ نقطه، نیاز به اعمال گام دوم طیف‌سنجی است. در گام دوم فیلترهای گسسته دیجیتال FIR^{۳۲} در آن ناحیه مورد نظر اعمال شده و از ۵۰ مگاهرتز پهنای باند ورودی مقداری محدود به روش نهایی و دقیق آشکارساز کوواریانس بررسی می‌شود. این روش سیگنال را در حوزه زمان مورد بررسی قرار داده و خروجی نهایی به سیستم مدیریت لینک به منظور ارسال فریم و سنکرون‌سازی با گیرنده ارسال می‌شود. یکی از دلایل استفاده از فیلتر FIR در ورودی سیگنال به دلیل بالا بودن پهنای باند اولیه و عدم تشخیص مناسب برای ۵۰ مگاهرتز و همچنین پیدا کردن کانال مناسب با پهنای باند دلخواه است.

۵-۳-۵- مقایسه دو روش پیاده‌سازی

در هر دو روش از الگوریتم ترکیبی انرژی و کوواریانس استفاده شده است، هر کدام دارای مزایا و معایب خود هستند، می‌توان مقایسه‌ای در حوزه زمان اجرا و دقت و منابع مورد استفاده برای این دو روش انجام داده شود.

۵-۳-۱- زمان اجرای

با استفاده از Channelizer به دقت بالاتر و زمانی مناسب‌تر در کانالیزه کردن طیف ورودی نسبت به FFT می‌توان رسید، همچنین ارتباطات ترکیبی و ترتیبی کمتری نسبت به روش FFT دارد.

طیف آنی را به دلیل مصرف بسیار زیاد منابع توسط Channelizer در تراشه‌های با منابع محدود، نمی‌توان بالا در نظر گرفت، به همین دلیل پهنای باند آنی وارد شده به Channelizer ۵

سنکرون سازی زمانی و ۳ تا تبدیل فوریه استفاده نموده است که بنابراین مقدار نمونه برداری برای هر فریم برابر ۱۸۵۰ تا می باشد.

$$\text{TotalSamples} = 74 + 3 * (512 + 80) = 1850 \text{ samples}$$

باتوجه به پهنای باند در نظر گرفته شده که ۷۰۲ مگاهرتز ($BW = 702 \text{ MHz}$) می باشد، سایر پارامترها را به دست می آوریم. تعداد کانال های مفید از ۵۱۲ تا کانال OFDM برای این طرح ۳۶۰ تا ($\text{UsefulNFFT} = 360$) در نظر گرفته شده است. با فرمول زیر نرخ هر زیر حامل محاسبه می گردد.

$$\text{Subcarrier} = \frac{0.9 * BW}{\text{UsefulNFFT}} = \frac{648000}{360} = 18 \text{ KHz} \quad (57)$$

بر اساس نرخ هر زیر حامل که برابر ۱۸ کیلوهرتز می باشد بنابراین نرخ نمونه برداری برای ۵۱۲ تا برابر ۹۰۲۱۶ مگاهرتز می شود.

$$\text{SamplingFrequency} = 18 \text{ KHz} * 512 = 9.216 \text{ MHz} \quad (58)$$

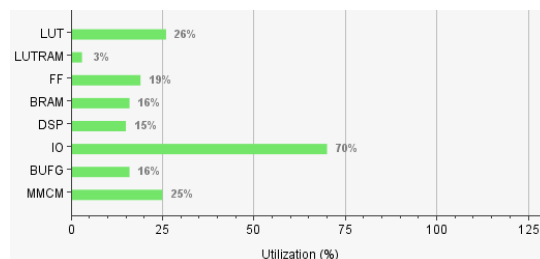
باتوجه به این که یکی از ۳ تبدیل فوریه در اینجا برای پابلوت گذاری استفاده شده است از این رو ۲ فریم از ۳ فریم برای ارسال دیتا مورد استفاده قرار می گیرد که برای همین یک ۲/۳ در نرخ ضرب می گردد. عدد ۲ برای مدولاسیون 4-QAM می باشد. عدد ۳۶۰ نیز همان تعداد زیر حامل های مفید می باشد.

$$\text{Throughput} = 18000 * \left(\frac{2}{3}\right) * 2 * 360 = 8.64 \text{ Mbps}$$

همچنین بلوک هایی که در شبیه سازی و پیاده سازی استفاده شده اند به طور دقیق در جدول (۳) آورده شده است. شبیه سازی لینک با در نظر گرفتن مدل نویز AWGN و محدوده ای از کانال ها با سیگنال به نویز متفاوت انجام شده است. نتیجه شبیه سازی حاکی از پایین آمدن نرخ خطای بیت BER در لینک و همچنین بالا بردن میزان نرخ ارسال اطلاعات یا Throughput لینک با اضافه شدن سیستم طیف سنجی دومرحله ای است.

جدول (۳): بلوک دیاگرام لینک ارتباطی

ردیف	بلوک های واحد فرستنده	بلوک های واحد گیرنده
۱	طیف سنج کوواریانس کانال از پیش تعریف شده	آنتن و واسط RF گیرنده
۲	اینترفیس فرستنده	گرددش در کانال های برای سنکرون سازی
۳	کدینگ	سنکرون سازی زمانی
۴	مدولاتور	سنکرون سازی فرکانسی
۵	پابلوت گذاری	حذف گارد باند
۶	فریم بندی	تبدیل فوریه
۷	تبدیل معکوس فوریه	دی فریمینگ و استخراج سیمبل ها
۸	گارد باند گذاری	تخمین کانال
۹	سنکرون سازی زمانی	اکولایزر کانال
۱۰	پیوسته سازی ارسال	دی مدولاتور
۱۱	قسمت RF فرستنده و واسط فرستنده	دی کدینگ
۱۲	-	برد واسط کاربری

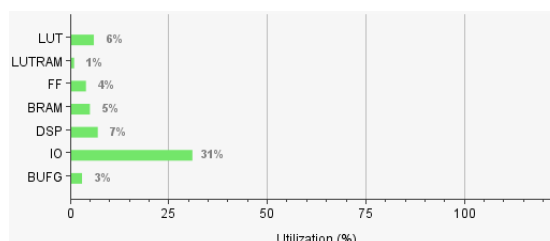


شکل (۱۰): منابع مصرفی Channelizer

در جدول و شکل زیر منابع مورد استفاده توسط FFT آورده شده است.

جدول (۲): منابع مصرفی FFT

Resource	Utilization	Available	Utilization %
LUT	3305	53200	6.21
LUTRAM	193	17400	1.11
FF	4472	106400	4.20
BRAM	7	140	5.00
DSP	15	220	6.82
IO	62	200	31.00
BUFG	1	32	3.13



شکل (۱۱): منابع مصرفی FFT

همان طور که در جدول ها و شکل های بالا مشخص شده است، منابع مورد استفاده در Channelizer به دلیل بلوک های پردازشی بیشتر شامل IFFT, FFT بیشتر از روش FFT که فقط از یک FFT استفاده می کند، است.

۴-۵- طراحی سیستمی لینک

استفاده از تکنیک OFDM و ادغام آن با روش های حسگری دقیق باعث بالا بردن اطمینان لینک مخابراتی می شود. در این پیاده سازی برنامه نویسی و تست نمونه آزمایشگاهی یک فرستنده گیرنده FDD با تکنیک OFDM و باند فرکانسی ۷۰۰ مگاهرتز تا ۸۰۰ گیگاهرتز و مدولاسیون 4-QAM می باشد [۳۵].

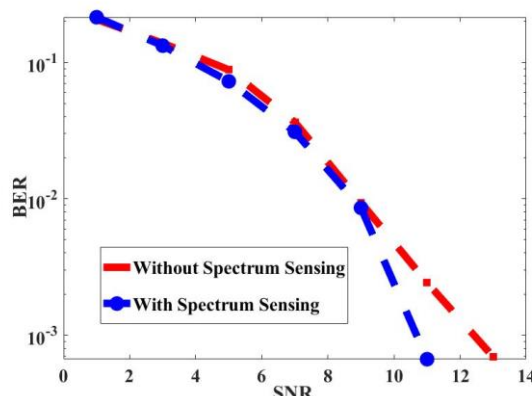
طول پنجره تبدیل فوریه ۵۱۲ تایی ($NFFT = 512$) می باشد. طول رشته سنکرون سازی ۷۴ تایی ($\text{TimeSynchPreamble} = 74$) می باشد. در اول هر ۳ فریم یک بار این رشته برای سنکرون کردن سیگنال دریافتی استفاده می گردد. باند محافظ زمانی برای جلوگیری از روی هم افتادگی کانال ها در کانال های چندمسیره است. این عدد ۸۰ ($\text{CyclicPrifex} = 80$) در نظر گرفته شده است که به معنای ۸۰ تا نمونه برداری زمانی فاصله ایجاد می نماید. هر فریم از یک سیگنال

در این رابطه، EBD یک آشکارساز کاملاً پنهان یا کور مبتنی بر چند آنتن است که در محیط با SNR پایین کار می‌کند و می‌تواند بدون هیچ دانش قبلی در مورد کاربر اولیه و واریانس نویز برای تشخیص حفره‌های طیفی در ابر فضای انتقال با ابعاد زمان فرکانس فضا زاویه ورودی عمل کند. این آشکارسازها بایستی در زمانی اندک با دقت بالا، سنجش طیف محیطی را انجام دهند و علاوه بر آن قابلیت پیاده‌سازی عملی را داشته باشند، در این مقاله به بررسی شبیه‌سازی سنج‌های متفاوت از این آشکارساز پرداخته شده و سنج‌ها که به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس MME به‌عنوان سنج‌های با کارکرد مناسب معرفی شد. با محاسبه چند لحظه زمانی از آشکارساز حداکثر به حداقل مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس MME توسط توزیع پیشنهادی GEV استاندارد، شبیه‌سازی‌ها انجام گرفت. همچنین نتایج آن با توزیع مرسوم Tracy-Widom مقایسه گردید. نتایج حاصل از شبیه‌سازی با تعداد محدود ۴ آنتن نیز حاکی از افزایش دقت با طیف‌سنجی با مدل‌سازی توسط توزیع GEV است.

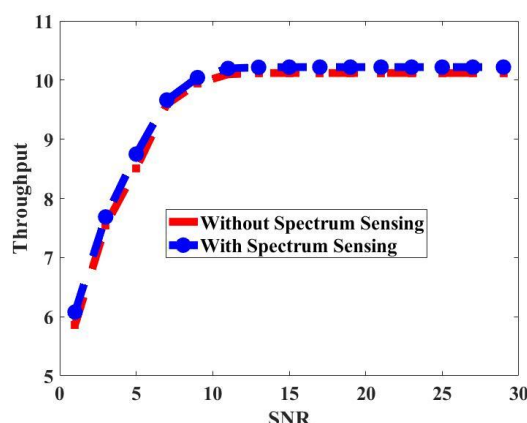
همچنین پیاده‌سازی و بررسی دو روش Channelizer و FFT به‌منظور پایش طیف نشان‌دهنده کارایی بالاتر روش FFT نسبت به روش Channelizer است، همچنین نسبت به [۱۳] روشی بهینه‌تر از لحاظ منابع مصرفی می‌باشد.

مراجع

- [1] J. Chen, A. Gibson, and J. Zafar, "Cyclostationary spectrum detection in cognitive radios," 2008.
- [2] 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 International Conference on Communications Workshops, 2008: IEEE, pp. 154-157.
- [3] 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 Conference, 2009: IEEE, pp. 1-5.
- [4] شورش محمد علی، خالقی بیزکی حسین، "تخمین طیف فرکانسی در رادیوهای شناختگر به کمک فیلتر ذره مبتنی بر روش باز نمونه برداری" فصلنامه صنایع الکترونیک، سال ۱۳۹۳، دوره: ۵، شماره: ۲.
- [5] 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 Conference on, 2011: IEEE, pp. 1-5.
- [6] 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 International Conference on, 2015: IEEE, pp. 1-6.
- [7] 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.
- [8] L. S. Cardoso, M. Debbah, P. Bianchi, and J. Najim, "Cooperative spectrum sensing using random matrix

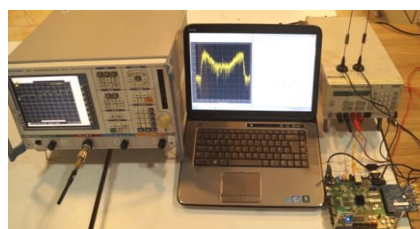


شکل (۱۲): نسبت نرخ خطا به سطح سیگنال به نویز محیطی



شکل (۱۳): نسبت میزان اطلاعات ارسالی به سطح سیگنال به نویز محیطی

نمایی از سخت‌افزار استفاده شده در این مقاله، در شکل (۱۴) نمایش داده شده است.



شکل (۱۴): نمایی از سخت‌افزار استفاده شده برای پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی

۶- نتیجه‌گیری

در برخی از تکنیک‌های رادیو شناختگر به اطلاعات پیشین کاربر اولیه تکیه نموده و در برخی نیز به شناخت نویز محیطی متکی هستند. در تعداد کمی از این تکنیک‌ها، نیاز به هیچ دانش قبلی از سیگنال نیست که به‌عنوان آشکارسازهای کاملاً پنهان یا کور شناخته می‌شوند. آشکارسازهای کاملاً پنهان یا کور در هر وضعیت قابل استفاده هستند و می‌تواند بدون تأثیر گرفتن از عدم قطعیت نویز به‌طور مؤثر در تشخیص حفره‌های طیف عمل می‌کند.

[۲۴] کریمی علی، طاهرپور عباس. "حسگری طیفی در حضور مهاجم هوشمند تقلیدکننده‌ی کاربر اولیه و تأثیر آن بر عملکرد و برون دهی شبکه‌های رادیوشناختی،" *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، سال ۱۳۹۸، دوره: ۱۶، شماره: ۴.

- [25] H. Kobeissi, A. Nafkha, Y. Nasser, Y. Louët, and O. Bazzi, "Approximating the standard condition number for cognitive radio spectrum sensing with finite number of sensors," *IET Signal Processing*, vol. 11, no. 2, pp. 145-154, 2016.
- [26] A. Maaref and S. Aissa, "Joint and marginal eigenvalue distributions of (non) central complex Wishart matrices and PDF-based approach for characterizing the capacity statistics of MIMO Ricean and Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 10, pp. 3607-3619, 2007.
- [27] O. Tirkkonen and L. Wei, "Exact and asymptotic analysis of largest eigenvalue based spectrum sensing," in *Foundation of Cognitive Radio Systems: IntechOpen*, 2012.
- [28] M. Kang and M.-S. Alouini, "Largest eigenvalue of complex Wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 418-426, 2003.
- [29] A. Zanella, M. Chiani, and M. Z. Win, "On the marginal distribution of the eigenvalues of Wishart matrices," 2009: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [30] A. Jeffrey and D. Zwillinger, *Table of integrals, series, and products*. Elsevier, 2007.
- [31] S. Jin, M. R. McKay, X. Gao, and I. B. Collings, "MIMO multichannel beamforming: SER and outage using new eigenvalue distributions of complex noncentral Wishart matrices," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 3, pp. 424-434, 2008.
- [32] M. Chiani, M. Z. Win, and H. Shin, "MIMO networks: The effects of interference," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 56, no. 1, pp. 336-349, 2009.
- [33] 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 International Conference on*, 2016: IEEE, pp. 206-211.
- [34] F. Lin, R. C. Qiu, and J. P. J. I. t. o. v. t. Browning, "Spectrum sensing with small-sized data sets in cognitive radio: Algorithms and analysis," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 64, no. 1, pp. 77-87, 2015.

[۳۵] غلامرضائی علیرضا، حمید فرخی، زراعتکارمقدم جواد، "تخصیص عادلانه منابع در سیستم چندپخش مبتنی بر MIMO-OFDM با استفاده از الگوریتم،" *GA/PSO* "مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال ۱۳۹۹، دوره: ۱۷، شماره: ۱.

- theory," in *2008 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, 2008: IEEE, pp. 334-338.
- [9] R. Couillet and M. Debbah, *Random matrix methods for wireless communications*. Cambridge University Press, 2011.
- [10] 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.
- [11] M. Matthaiou, M. R. McKay, P. J. Smith, and J. A. Nossek, "On the condition number distribution of complex Wishart matrices," 2010.
- [12] W. Zhang, G. Abreu, M. Inamori, and Y. Sanada, "Spectrum sensing algorithms via finite random matrices," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 1, pp. 164-175, 2011.
- [13] R. B. Chaurasiya and R. Shrestha, "Hardware-Efficient and Fast Sensing-Time Maximum-Minimum-Eigenvalue-Based Spectrum Sensor for Cognitive Radio Network," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 11, pp. 4448-4461, 2019.
- [14] A. L. Drozd, I. P. Kasperovich, C. E. Carroll, and A. C. Blackburn, "Computational electromagnetics applied to analyzing the efficient utilization of the RF transmission hyperspace," in *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, 2005., 2005: IEEE, pp. 1077-1085.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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)*, 2011: IEEE, pp. 1-5.
- [22] 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.
- [23] 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.

¹Non-Cooperative

²Total Blind

³Cyclo stationary

⁴Wavelet

⁵Multi Scale Sum

⁶Multi Scale Product

⁷Signal to Noise Ratio

⁸Match Filter

⁹Max Eigenvalue Detection

¹⁰Max to Min Eigenvalue

-
- ¹¹ Tracy Widom (TW)
 - ¹² Generalised Extreme Value
 - ¹³ Moment Matching
 - ¹⁴ Transmission Hyperspace
 - ¹⁵ Eigenvalue Base Detection (EBD)
 - ¹⁶ Random Matix Theory
 - ¹⁷ Single In Single Out
 - ¹⁸ Single In Multi Out
 - ¹⁹ Nyquist
 - ²⁰ Max to Min Eigenvalue (MME)
 - ²¹ Scaled Largest Eigenvalue Detector (SLE)
 - ²² Largest Eigenvalue (LE)
 - ²³ Spherical Test
 - ²⁴ Energy with Min Eigenvalue (EME)
 - ²⁵ John Detection
 - ²⁶ Demmel
 - ²⁷ Smoothing Factor
 - ²⁸ Constant False Alarm Rate
 - ²⁹ Front End
 - ³⁰ Software Defined Radio
 - ³¹ Fast Fourier Transform
 - ³² Finite Impulse Response

