

طیف‌سنجی بر اساس روش‌های مبتنی بر فرض ایستادن گردشی بودن سیگنال

انسیه برنجکوب^۱ و محمد جواد امیدی^۲

دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی اصفهان

e.berenjkoob@ec.iut.ac.ir

omidi@ec.iut.ac.ir

چکیده:

در طیف‌سنجی باید به دو نکته توجه نمود: نیاز به تشخیص حضور کاربر اولیه حتی در SNR بسیار کم و لزوم سوئیچ سریع به کانال‌هایی که خالی تشخیص داده می‌شوند ([۹]). روش‌های مختلفی برای سنجش طیف در محیط به کار گرفته می‌شود که هر کدام ممکن است یکی یا هر دو نیازمندی فوق را برآورده ننمایند. از جمله مهم‌ترین این روش‌ها می‌توان به روش استفاده از فیلتر منطبق^۵، روش آشکارسازی بر اساس انرژی^۶، و استفاده از ویژگی‌های حاصل از فرض ایستادن گردشی بودن^۷ سیگنال‌های مخابراتی اشاره نمود.

روش فیلتر منطبق در SNR پایین بسیار خوب عمل می‌کند ولی به اطلاعات زیادی از سیگنال ارسالی نیازمند است. بنابراین، این روش در طیف‌سنجی به صورت کور قابل استفاده نیست. به علاوه در این روش، برای هر دسته از سیگنال‌ها به یک گیرنده مجزا نیاز داریم. به ویژه مشکل دوم باعث می‌شود که فیلتر منطبق در اکثر مواقع برای رادیو هوشمند قابل استفاده نباشد. روش آشکارسازی با استفاده از انرژی، روش ساده و سریعی است اما این اشکال را دارد که در SNR پایین عملکردش به شدت افت می‌کند. به علاوه این گیرنده سطح آستانه‌ای برای توان سیگنال کاربر اولیه در نظر می‌گیرد که به شدت به توان نویز متغیر در کانال بی‌سیم وابسته است. حتی اگر از روش‌های وفقی برای تعیین سطح آستانه استفاده شود، وجود تداخل‌های داخل باند می‌تواند عملکرد گیرنده را با مشکل مواجه کند. این مشکلات در کانال‌های فرکانس انتخابی^۸ به مراتب شدیدتر است. همچنین این گیرنده تفاوتی میان نویز، تداخل و سیگنال قائل نیست و به همین جهت از روش‌ها حذف تداخل نمی‌تواند استفاده کند. علاوه بر این، این گیرنده برای آشکارسازی سیگنال‌های طیف گسترده به هیچ وجه مناسب نیست. در حقیقت این گیرنده از اطلاعات سیگنال هیچ استفاده‌ای نمی‌کند در حالی که با استفاده از برخی ویژگی‌های سیگنال ارسالی می‌توان عملکرد گیرنده را بهبود بخشید. روش‌های مبتنی بر فرض ایستادن گردشی بودن سیگنال، که در اکثر مواقع فرض قابل قبولی است، به دلیل عملکرد مناسب در SNR پایین و همچنین

عدم وجود باندهای خالی برای متقاضیان طیف فرکانسی مشکلات عمده‌ای را پدید آورده است. از طرف دیگر، بسیاری از باندهای اختصاص داده شده نیز به طور بهینه مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. ایده رادیو هوشمند، به همین جهت اخیراً مورد توجه قرار گرفته است. یکی از مهم‌ترین مسائل در رادیو هوشمند، سنجش طیف فرکانسی است. روش‌های مختلفی برای طیف‌سنجی ارائه شده که از میان آن‌ها، روش طیف‌سنجی به کمک خواص ایستادن گردشی به دلیل قابلیت آشکارسازی سیگنال در SNR پایین بسیار مورد توجه است. با این وجود، مشکلات این روش، که مهم‌ترین آن‌ها پیچیدگی بالا است، استفاده از آن را با چالش روبه‌رو کرده است. در این مقاله روش‌های طیف‌سنجی مبتنی بر خواص ایستادن گردشی معرفی شده و راهکارهایی برای مقابله با مشکلات آن ارائه می‌شود.

کلمات کلیدی: رادیو هوشمند، طیف‌سنجی، ایستادن گردشی.

۱- مقدمه

ایده رادیو هوشمند^۱ به دلیل عدم استفاده بهینه از باندهای فرکانسی موجود از طرفی، و کمبود باند فرکانسی تخصیص نایافته از جهت دیگر، مطرح شد و بسیار مورد توجه قرار گرفت. رادیو هوشمند به عنوان کاربر ثانویه^۲ در یک محیط، به دلیل توانایی شناخت محیط اطراف، می‌تواند بفهمد که کدام باند فرکانسی در یک زمان و مکان خاص مورد استفاده کاربر اولیه^۳ (کاربر دارای حق دسترسی) قرار نمی‌گیرد و از آن کانال به طور موقت استفاده نماید. برای تحقق چنین موضوعی، رادیو باید بتواند در محیط اطراف خود طیف را بسنجد و حضور و یا عدم حضور کاربر اولیه را به درستی تشخیص دهد. روشی است که کاربر ثانویه باید به گونه‌ای عمل کند که در عین استفاده بهینه از باندهای خالی، به هیچ وجه برای کاربر دارای حق دسترسی تداخل ایجاد نکند و استفاده او از کانال را تحت تاثیر قرار ندهد. به همین جهت طیف‌سنجی^۴ یکی از موضوعات اساسی در بحث رادیو هوشمند است.

^۵ Matched filter

^۶ Energy detection

^۷ Cyclostationarity

^۸ Frequency selective channel

^۱ Cognitive radio

^۲ Secondary user

^۳ Primary user

^۴ Spectrum sensing

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (3)$$

که در آن ضرایب سری فوریه برابرند با:

$$R_x^{\alpha}(\tau) = 1/T_0 \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (4)$$

تابع فوق را تابع خودهمبستگی گردشی^۵ و $\alpha = n/T_0$ و $n \in \mathbb{Z}$ را فرکانس گردش^۶ می‌نامند. در تعریف وسیع‌تری، فرآیند تصادفی $x(t)$ را تقریباً ایستاد گردشی می‌نامند اگر ([۱]):

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha \in A} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (5)$$

که:

$$R_x^{\alpha}(\tau) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} 1/T_0 \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (6)$$

مجموعه A شامل مقادیری از α است که به ازای آن‌ها $R_x^{\alpha}(\tau) \neq 0$ باشد. در ادامه فرآیندی که در تعریف اخیر صدق کند را نیز ایستاد گردشی می‌نامیم.

با توجه به این که نویز کانال معمولاً نویز سفید گوسی در نظر گرفته می‌شود. بنابراین $R_n(t, \tau) = R_n(\tau)$ و در نتیجه به ازای تمام فرکانس‌های $\alpha \neq 0$ مقدار تابع خودهمبستگی گردشی برابر صفر است و نویز خواص ایستاد گردشی بودن از خود نشان نمی‌دهد. البته باید توجه داشت که هر چند به طور ایده‌آل طیف گردشی نویز تصادفی ایستاد باید صفر باشد، اما در عمل این مقدار یک فرآیند تصادفی است. بنابراین نمونه‌های آن متغیرهای تصادفی هستند و عملکرد آشکارساز به رفتار این متغیرها وابسته است. برای امکان آشکارسازی سیگنال در محیطی با SNR پایین، نیاز داریم که واریانس این متغیرهای تصادفی تا حد امکان کم باشد. میزان این واریانس به روش اندازه‌گیری طیف گردشی وابسته است.

با توجه به عدم ایستاد گردشی بودن نویز و همچنین تداخل، با تحلیل سیگنال دریافت شده و بررسی خواص آن می‌توان حضور و یا عدم حضور کاربر اولیه را آشکار نمود. در ادامه تلاش می‌شود بر اساس خواص گفته شده آمارگان^۷ مناسبی به دست آید.

با اخذ تبدیل فوریه از تابع خودهمبستگی گردشی، تابع چگالی همبستگی طیفی^۸ (یا طیف گردشی^۹) به دست می‌آید:

$$S_x^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \quad (7)$$

می‌توان ثابت کرد ([۴]) که طیف گردشی از روابط زیر قابل محاسبه است:

$$S_x^{\alpha}(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{+\Delta t/2} \Delta f X_{\frac{1}{\Delta f}} \left(t, f + \frac{\alpha}{2} \right) X_{\frac{1}{\Delta f}}^* \left(t, f - \frac{\alpha}{2} \right) dt \quad (8)$$

که در آن:

استحکام^۱ در برابر عدم قطعیت میزان توان نویز مورد توجه هستند. در این روش‌ها، بر خلاف روش آشکارسازی بر اساس انرژی، با توجه به این که تداخل و نویز ایستاد گردشی نیستند، سیگنال از این دو جدا می‌شود. همچنین مدولاسیون‌های مختلف از هم قابل تمایز هستند و به همین جهت بهتر از روش قبل می‌توان سیگنال ارسالی توسط کاربر اولیه را از سیگنال ارسالی توسط کاربران ثانویه تشخیص داد. اما این روش‌ها به دلیل پیچیدگی زیاد نیازمند زمان زیادی برای اجرای عملیات هستند ([۷] و [۸]).

به نظر می‌رسد روش‌هایی مانند روش آشکارسازی به کمک انرژی برای به کارگیری در رادیو هوشمند دارای مشکلات ذاتی هستند. برای مثال، استاندارد IEEE 802.22 برای سنجش طیف سیگنال‌های ATSC DTV^۲ به ازای آژیر غلط^۳ 0.1 و SNR = -20.8 dB احتمال عدم آشکارسازی 0.1 را قابل قبول دانسته است ([۴]) که به کمک این روش قابل حصول نیست. به همین جهت روش‌های مبتنی بر فرض ایستاد گردشی بودن سیگنال‌های مخابراتی اخیراً بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. همچنین سعی شده است راهکارهایی برای کاهش زمان محاسبات در این روش‌ها ارائه شود.

در ادامه، ابتدا در بخش ۲ مفاهیم اولیه ایستاد گردشی به طور مختصر بیان می‌شود. پس از آن در بخش ۳ روش آشکارسازی به کمک خواص ایستاد گردشی و ساختار گیرنده توضیح داده می‌شود. همچنین در این بخش مشکلات این روش به صورت مختصر بیان شده و راهکارهایی برای رفع آن‌ها ارائه می‌شود. در آخر و در بخش ۴ نتیجه‌گیری انجام می‌گردد.

۲- تعاریف و اصول ایستاد گردشی

با توجه به این که معمولاً سیگنال مخابراتی را قبل از مدوله کردن، ایستاد فرض می‌کنیم، سیگنال‌های مخابراتی به دلیل مدولاسیون انجام شده، کدگذاری، استفاده از سیگنال پایلوت و ... با فرض ایستاد گردشی بودن مطابق هستند. به همین جهت در ادامه به معرفی مفاهیم مرتبط با ایستاد گردشی پرداخته می‌شود و در ادامه روش‌های آشکارسازی بر اساس این فرض معرفی می‌شود.

فرآیند تصادفی $x(t)$ را ایستاد گردشی (به مفهوم وسیع و از مرتبه ۲) می‌گوییم اگر تابع متوسط و خودهمبستگی^۴ آن پریودیک باشد ([۱])، یعنی یک $T_0 > 0$ وجود داشته باشد که:

$$\mu_x(t) = \mu_x(t + T_0) \quad \forall t \quad (1)$$

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + T_0, \tau) \quad \forall t, \tau \quad (2)$$

در این صورت می‌توان بسط سری فوریه را برای تابع خودهمبستگی نوشت:

⁵ Cyclic auto-correlation function

⁶ Cycle frequency

⁷ Statistic

⁸ Spectral Correlation Density Function (SCD)

⁹ Cyclic spectrum

¹ Robustness

² Advanced Television Systems Committee Digital TeleVision

³ False alarm

⁴ Auto-correlation function

مورد نظر است. بنابراین ابتدا سعی می‌کنیم به ازای نمونه‌های در دسترس از سیگنال $x(t)$ و به ازای زوج‌های (α, τ) ($\alpha \neq 0$) تخمینی از $R_x^\alpha(\tau)$ بزنیم. اگر مقدار به دست آمده غیر صفر شد، سیگنال $x(t)$ ایستادگی خواهد بود. بر این اساس با در اختیار داشتن T نمونه از سیگنال $x(t)$ و به ازای فرکانس گردش α داریم ([۲]):

$$\hat{R}_x^\alpha(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} x(t)x(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha\tau} = R_x^\alpha(\tau) + \varepsilon_x^\alpha(\tau) \quad (13)$$

با توجه به این که $\hat{R}_x^\alpha(\tau)$ مقداری است که بر اساس تخمین به دست آمده و با مقدار واقعی به اندازه $\varepsilon_x^\alpha(\tau)$ فاصله دارد، این مقدار کاملاً صفر نخواهد شد. بنابراین با به کارگیری آزمون فرضیه و یک آستانه مناسب، می‌توان در مورد ایستادگی گردشی بودن یا نبودن $x(t)$ تصمیم گرفت. در عمل به ازای هر فرکانس گردش در نظر گرفته شده، برای N تاخیر $\tau_1, \dots, \tau_N$ مقدار فوق محاسبه شده و مجموعه آن با هم در نظر گرفته می‌شود. بر این اساس بردار $1*2N$ بعدی $\hat{R}_x^\alpha$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\hat{R}_x^\alpha = [\text{Re}\{\hat{R}_x^\alpha(\tau_1)\}, \dots, \text{Re}\{\hat{R}_x^\alpha(\tau_N)\}, \text{Im}\{\hat{R}_x^\alpha(\tau_1)\}, \dots, \text{Im}\{\hat{R}_x^\alpha(\tau_N)\}] \quad (14)$$

با در نظر گرفتن تعریفی مشابه فوق برای بردار R_x^α روی مقادیر واقعی $R_x^\alpha(\tau_i)$ ها داریم:

$$\hat{R}_x^\alpha = R_x^\alpha + \varepsilon_x^\alpha \quad (15)$$

بنابراین آزمون فرضیه را به صورت زیر تعریف می‌کنیم ([۲]):

$$H_0: \forall \tau_i, i = 1, \dots, N \Rightarrow \hat{R}_x^\alpha = \varepsilon_x^\alpha (\alpha \notin A) \quad (16)$$

که A مجموعه تعریف شده در بخش ۲ است. ثابت می‌شود ([۲]) که رابطه زیر برای توزیع ε_x^α برقرار است:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{T} \varepsilon_x^\alpha \sim \mathcal{N}(0, \Sigma_R) \quad (17)$$

که $\mathcal{N}(0, \Sigma_R)$ بیانگر تابع توزیع نرمال با متوسط صفر و ماتریس کواریانس Σ_R است. مقدار Σ_R بر اساس مقدار طیف گردشی قابل محاسبه است ([۲]). مقدار قرار گرفته در نمای تابع توزیع نرمال در فرض H_0 برابر $\hat{R}_x^\alpha \Sigma_R^{-1} \hat{R}_x^{\alpha T}$ و در فرض H_1 برابر $\hat{R}_x^\alpha \Sigma_R^{-1} \hat{R}_x^{\alpha T} - R_x^\alpha \Sigma_R^{-1} R_x^{\alpha T}$ خواهد بود که در آن Σ_R تخمینی از Σ_R است. این مقادیر آمارگان کافی برای آزمون فرضیه هستند و ثابت می‌شود که ([۲]) مقدار اول توزیع مجانبی متناسب با توزیع مربع کای^۴ با درجه آزادی $2N$ و مقدار دوم توزیع مجانبی نرمال با متوسط صفر و ماتریس کواریانس $\frac{4}{T} R_x^\alpha \Sigma_R^{-1} R_x^{\alpha T}$ دارد. بنابراین آمارگان به دست آمده $\mathcal{T} = T \hat{R}_x^\alpha \Sigma_R^{-1} \hat{R}_x^{\alpha T}$ است که بر اساس فرض H_0 توزیع مربع کای با

$$X_{\Delta f}(t, f) = \int_{t-1/2\Delta f}^{t+1/2\Delta f} x(s) e^{-j2\pi f s} ds \quad (9)$$

روابط فوق بر اساس تخمین به روش هموارسازی زمانی^۱ به دست می‌آید. همچنین براساس روش هموارسازی فرکانسی^۲ داریم ([۴]):

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta f} \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} \frac{1}{\Delta t} X_{\Delta t}(t, v + \frac{\alpha}{2}) X_{\Delta t}^*(t, v - \frac{\alpha}{2}) dv \quad (10)$$

که در آن:

$$X_{\Delta t}(t, f) = \int_{t-\Delta t/2}^{t+\Delta t/2} x(s) e^{-j2\pi f s} ds \quad (11)$$

در این جا باید به این نکته توجه کرد که سیگنال ارسالی ممکن است چند پرپود داشته باشد. این پرپودها ناشی از پرپود سمبل و ضرایب صحیح آن، کدگذاری، پرپودهای مربوط به گارد و یا مدولاسیون انجام شده است ([۳]). در حالت کلی فرض می‌شود که فرکانس‌های گردش سیگنال مورد نظر در دست و یا قابل تخمین زدن باشد.

۳- آشکارسازی به کمک فرض ایستادگی گردشی بودن

الف- به کارگیری آزمون فرضیه بر اساس خواص ایستادگی گردشی

در این زیربخش سعی می‌شود بر اساس مفاهیم بیان شده در بخش ۲ روش کلی برای آشکارسازی سیگنال مورد نظر ارائه شود. ابتدا توجه می‌کنیم که برای تصمیم به حضور یا عدم حضور یک سیگنال از آزمون فرضیه^۳ استفاده می‌کنیم. در ساده‌ترین حالت و برای یک کانال AWGN فرض کنیم x بردار نمونه‌های دریافت شده باشد. در این صورت:

$$H_0: x = n \quad (12)$$

$$H_1: x = s + n$$

که در آن s بردار سیگنال ارسالی و n بردار نویز سفید گوسی است. پس فرض H_0 بیانگر عدم حضور سیگنال و فرض H_1 بیانگر حضور سیگنال است. برای تشخیص این که کدام فرض صحیح است نیاز به یک آمارگان مناسب داریم که با در نظر گرفتن یک آستانه تصمیم بگیریم که کدام فرض صحیح است. در حالت کلی، کانال بسیار پیچیده‌تر از توصیف ارائه شده در فوق است، اما مطالب بیان شده در هر حالت برقرار است.

با توجه به تعاریف ارائه شده در بخش ۲، اگر برای یک سیگنال مفروض، فرکانسی یافته شود که به ازای آن تابع خودهمبستگی گردشی مخالف صفر باشد، در حقیقت یک فرکانس گردش برای سیگنال یافته شده که این به معنای ایستادگی گردشی بودن سیگنال

^۱ Temporal smoothing

^۲ Spectral smoothing

^۳ Hypothesis test

^۴ Chi square

فوق انجام شود. به طور کلی در اختیار داشتن اطلاعاتی از سیگنال، علاوه بر کاهش پیچیدگی این روش (که در ادامه به آن اشاره خواهد شد) مزایای دیگری نیز در بر دارد. برای مثال در صورتی که از مدولاسیون، فرکانس حامل و ... سیگنال کاربر اولیه اطلاع داشته باشیم، می‌توانیم فرکانس (های) گردش به دست آمده در گیرنده را با فرکانس (های) گردش مورد انتظار مقایسه نماییم و به این وسیله، سیگنال کاربر اولیه را از سیگنال کاربران ثانویه دیگر تشخیص دهیم. همچنین با این روش می‌توان تا حدی با jamming مقابله نمود.

ب- روش‌های بهبود عملکرد گیرنده

در این زیر بخش به معرفی اجمالی برخی پیشنهادات صورت گرفته برای بهبود عملکرد گیرنده پرداخته می‌شود.

در [۵] و [۶] و [۱۰] نشان داده شده که با داشتن چند آنتن در گیرنده و به کارگیری روش ترکیب نسبت حداکثر^۱ بهبود قابل توجهی در روش به کار گرفته شده در [۳] (که در بالا توضیح داده شد) حاصل می‌گردد. همچنین در [۳] و [۸] نشان داده شده که ایده آشکارسازی با همکاری^۲ همه رادیوهای هوشمند موجود در محیط می‌تواند عملکرد را به طور قابل ملاحظه‌ای ارتقا دهد و امکان افزایش ناحیه پوشش داده شده را فراهم می‌نماید. در این حالت ممکن است هر یک از کاربران ثانویه سنجش بخشی یا تمام باند را بر عهده داشته باشند. به علاوه ممکن است که اطلاعات به دست آمده به یک مرکز فرستاده شود و یا این که تحلیل و تصمیم نیز به صورت غیرمتمرکز انجام شود. با فرض وجود مرکز تصمیم‌گیری متمرکز و ارسال اطلاعات از تمام کاربران برای او، به ویژه در شبیه‌سازی کانال با نویز سفید گوسی و تحت تاثیر محو شدگی، عملکرد گیرنده بهبود زیادی پیدا می‌کند ([۳]). بر این اساس، با داشتن K کاربر دو آمارگان ارائه شده در روابط (۱۷) و (۱۸) به صورت زیر درمی‌آیند:

$$D_{m,K} = \max_{\alpha \in A} \sum_{i=1}^K T_i^\alpha \quad (19)$$

$$D_{s,K} = \sum_{\alpha \in A} \sum_{i=1}^K T_i^\alpha \quad (20)$$

که در آن آمارگان به دست آمده توسط کاربر نام برای فرکانس گردش α است. به دست آوردن توزیع دو آمارگان فوق با داشتن توزیع آمارگان برای یک کاربر بسیار ساده است ([۳]).

همان گونه که اشاره شد، برای دستیابی به آمارگان مورد نظر نیاز به تخمینی از طیف گردشی سیگنال داریم. با توجه به توضیحات ارائه شده در بخش ۲ و روابط (۸) و (۱۰)، برای تخمین طیف گردشی می‌توان از هر دو روش هموارسازی زمانی و فرکانسی استفاده نمود. در [۴] و [۷] با توجه به برخی مشکلات روش هموارسازی زمانی که کارایی آن را کاهش می‌دهد، روش هموارسازی فرکانسی مورد استفاده

درجه آزادی 2N و بر اساس فرض H_1 توزیع نرمال با متوسط $\text{TR}_x^\alpha \Sigma_R^{-1} \text{R}_x^{\alpha T}$ و ماتریس کواریانس $4\text{TR}_x^\alpha \Sigma_R^{-1} \text{R}_x^{\alpha T}$ دارد. بر این اساس آستانه بهینه قابل محاسبه است ([۲]). بنابراین اگر $\mathcal{T}$ از آستانه تعیین شده گذشت، سیگنال $x(t)$ ایستادن گردشی است و در غیر این صورت ایستادن گردشی نیست. محاسبه آستانه مناسب بر اساس میزان خطای آشکارسازی قابل قبول انجام می‌شود. با توجه به اهمیت عدم ایجاد تداخل برای کاربر اولیه، روش به کار رفته در سنجش طیف باید بتواند به ازای میزان مفروض آثر غلط و مقدار SNR مشخص، با احتمال تقریباً یک حضور سیگنال را آشکار سازد. در رادیو هوشمند بسیار مهم است که میزان آثر غلط کنترل شده باشد، زیرا در صورتی که کانال مدام در حال استفاده توسط کاربر اولیه اعلام شود، عملاً به کارگیری رادیو هوشمند تاثیر مثبت عمده‌ای نخواهد داشت (لازم به ذکر است که منظور از خطا در آشکارسازی سیگنال، وجود سیگنال کاربر اولیه و تصمیم به برقراری فرض H_0 است. همچنین منظور از آثر غلط، عدم وجود سیگنال و تصمیم به برقراری فرض H_1 است).

در [۳] و [۶] نشان داده شده است که با در نظر گرفتن چند فرکانس گردش به جای یک فرکانس و اجرای آزمون فرضیه، عملکرد گیرنده بهتر می‌شود. در این حالت آزمون فرضیه به صورت زیر درمی‌آید:

$$H_0: \forall \tau_i, i = 1, \dots, N, \forall \alpha \in A: \hat{R}_x^\alpha = \varepsilon_x^\alpha$$

$$H_1: \text{for some } \alpha \in A \exists \tau_i, i = 1, \dots, N: \hat{R}_x^\alpha = R_x^\alpha + \varepsilon_x^\alpha \quad (16)$$

در این حالت آمارگان را می‌توان به یکی از دو صورت زیر تعریف نمود ([۳]):

$$D_m = \max_{\alpha \in A} \mathcal{T}^\alpha \quad (17)$$

$$D_s = \sum_{\alpha \in A} \mathcal{T}^\alpha \quad (18)$$

که در آن آمارگان تعریف شده در فوق برای فرکانس گردش α است. در [۷] و [۹] از رابطه (۱۷) استفاده شده، اما شبیه‌سازی‌های [۳] و [۶] نشان می‌دهند که آمارگان معرفی شده در رابطه (۱۸) نتایج بهتری به همراه دارد. اما هر دو آمارگان نتایج بهتری از حالت استفاده از فقط یک فرکانس به همراه دارند. در این دو مقاله فقط با استفاده از دو فرکانس گردش $1/T_s$ و $2/T_s$ که در آن دوره T_s سمبل است به نتایج کاملاً بهتری از حالت فقط در نظر گرفتن فرکانس $1/T_s$ دست یافته شده است. در [۳] بر اساس توزیع‌های به دست آمده برای $\mathcal{T}^\alpha$ در [۲] توزیع هر یک از آمارگان‌های معرفی شده تحت فرض‌های H_0 و H_1 به دست آمده است.

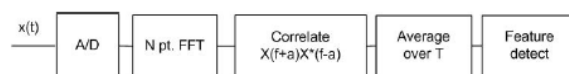
لازم به ذکر است که آزمون فرضیه‌های فوق با فرض در اختیار داشتن اطلاعاتی از سیگنال ارسالی و حدس فرکانس‌های گردشی آن انجام شده است. در حالت کلی که اطلاعاتی از سیگنال در دست نیست، لازم است که به ازای طیف وسیعی از فرکانس گردشی، آزمون

¹ Maximal Ratio Combining (MRC)

² Cooperative detection

قرار گرفته است. (در [۴] رابطه‌ای برای تخمین طیف گردشی ارائه شده و بر دو روش گفته شده ترجیح داده شده که آن روش نیز بر اساس هموارسازی فرکانسی است.) اما در [۹] با توجه به پیچیدگی کمتر روش هموارسازی زمانی، این روش مورد استفاده قرار گرفته است. این تخمین به کمک FFT انجام می‌شود. برای داشتن تخمین مناسب سائز FFT بسیار بزرگ و در نتیجه محاسبات پیچیده و وقت‌گیر می‌شود ([۴]). در حقیقت برای داشتن تخمین بهتر باید مدت زمان نمونه‌برداری (تعداد نمونه‌ها N) تا حد امکان زیاد و Δf تا حد امکان کوچک باشد که منجر به پیچیدگی بیشتر می‌شود ([۷]). بنابراین مصالحه‌ای^۱ میان کارایی و بازده سیستم وجود دارد. برای تخمین طیف گردشی می‌توان از پنجره‌های مختلفی مانند پنجره مستطیلی، همینگ، Blackman و Kaiser استفاده نمود که تحلیل‌ها نشان می‌دهد پنجره Kaiser بهترین عملکرد را داراست ([۷]). شکل ۱ نمایی کلی از یک گیرنده مبتنی بر فرض ایستادن گردشی بودن سیگنال را نشان می‌دهد. پنجره‌گذاری قبل از گرفتن FFT صورت می‌گیرد.

نقاط $\alpha = 0$ و $f = \pm f_c$ و $\alpha = \pm 2f_c$ و $f = 0$ واقع است، که در آن f_c فرکانس حامل است. بنابراین کافی است که طیف گردشی در دو حالت $S_x^a(f)$ و $S_x^a(0)$ محاسبه شود. بر اساس چنین رویکردی، محاسبات مربوط به طیف گردشی به طور قابل ملاحظه کاهش خواهد یافت. در [۱۰] با استفاده از همین ایده گیرنده‌ای طراحی شده است که به ازای هر یک از دو حالت فوق سطح آستانه جداگانه‌ای دارد و در صورتی که هر یک از مقادیر از سطح آستانه عبور کرد، تصمیم به ایستادن گردشی بودن سیگنال دریافتی (فرض H_1) گرفته می‌شود. البته در [۱۱] نشان داده شده که به طور کلی‌تر در نقاط $\alpha = +m/T_0$ و $f = \pm f_c$ و همچنین $\alpha = \pm 2f_c + m/T_0$ و $f = 0$ ، که در آن $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ و T_0 پریود ارسال سمبل است، پیک دارد. در این مقاله سعی شده به کمک شبیه‌سازی بهترین نقاط برای محاسبه طیف گردشی به دست آید. به طور کلی یک رویکرد مهم برای کاهش حجم محاسبات، محاسبه طیف گردشی در نقاط خاص به جای محاسبه کلی آن است. اهمیت این موضوع با توجه به این که رادیو هوشمند به طور اولیه باید بخش عظیمی از طیف را پوشش دهد، روشن‌تر می‌گردد. در [۱۲] علاوه بر استفاده از ایده فوق به منظور یک بعدی کردن طیف گردشی، بر اساس شبیه‌سازی‌های صورت گرفته پیشنهاد شده از ساخت‌افزار خاص‌منظوره برای پیاده‌سازی گیرنده استفاده شود. در این مقاله پیشنهاد شده که سائز FFT با توجه به اطلاعاتی که از سیگنال داریم تعیین شود. البته باید توجه داشت که استفاده از این روش‌ها در صورتی امکان‌پذیر است که اطلاعاتی از سیگنال در دست باشد و یا فرکانس حامل و نرخ سمبل آن قابل تخمین باشد. همچنین پارامترهای استفاده شده با تغییر سیگنال، عوض می‌شوند. بنابراین رویکرد اخیر به سمت مشکلاتی که روش فیلتر منطبق با آن‌ها مواجه بود (لزوم داشتن اطلاعات از سیگنال و نیاز به گیرنده‌های متعدد) پیش می‌رود.



شکل ۱: ساختار گیرنده مبتنی بر خواص ایستادن گردشی

پ- مشکلات روش آشکارسازی بر اساس خواص ایستادن گردشی و ارائه راهکارهای پیشنهادی

مشکل اساسی روش‌های مبتنی بر خواص ایستادن گردشی بودن سیگنال، پیچیدگی زیاد و وقت‌گیر بودن عملیات آن‌هاست که به طور اساسی ناشی از دو بعدی بودن طیف گردشی و به همراه داشتن توام اطلاعات فرکانس و فرکانس گردشی است. وقت‌گیر بودن آشکارسازی این مشکل اساسی را دارد که ممکن است کاربر ثانویه فرصت استفاده از باند خالی را از دست بدهد. به همین جهت تلاش‌هایی در جهت کاهش پیچیدگی انجام شده است. در ادامه به صورت فهرست‌وار به توضیح برخی از این تلاش‌ها پرداخته می‌شود.

در [۹] پس از تشریح عملکرد الگوریتم FAM، که با وجود کارامدی محاسباتی در حالت کلی، برای انجام محاسبات سنگین به دست آوردن طیف گردشی کند عمل می‌کند، به کمک موازی‌سازی زمان لازم حدود هفت برابر کاهش داده شده است. پس از آن طیف گردشی برای مدولاسیون‌های مختلف در شرایط مختلف (کانال AWGN، کانال با محو شدگی چند مسیره و ...) به کمک الگوریتم FAM (و به ازای پارامترهای مشخص) محاسبه شده و از نتایج به دست آمده برای تصحیح روش اولیه آشکارسازی استفاده شده است. یک نتیجه مهم این شبیه‌سازی‌ها این است که پیک طیف گردشی در

علاوه بر ضعف اساسی روش آشکارسازی بر اساس خواص ایستادن گردشی که در فوق به آن اشاره شد، این روش با مشکلات دیگری نیز مواجه است. یکی از این مشکلات افت شدید عملکرد در اثر لرزش فرکانس نمونه‌برداری است که در [۱۳] مورد بررسی قرار گرفته است.

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روش آشکارسازی بر اساس خواص ایستادن گردشی بودن سیگنال، به عنوان یک روش مورد توجه در طیف‌سنجی معرفی شد. این روش علاوه بر حفظ کارایی در SNR پایین، که در محیط به کارگیری رادیو هوشمند در بسیاری مواقع اجتناب‌ناپذیر است، قابلیت تشخیص برخی ویژگی‌های سیگنال را نیز دارد. در مقابل این روش به دلیل حجم بالا و وقت‌گیر بودن محاسبات برای استفاده با چالش‌هایی روبه‌رو است. هر چند تلاش‌هایی برای برطرف کردن این ضعف انجام شده، این حیطة همچنان نیاز به انجام پژوهش‌های بیش‌تر دارد.

¹ Trade off

٥- مراجع

- [1] William A. Gardner, Antonio Napolitano, and Luigi Paura, "Cyclostationarity: Half a century of research", Elsevier, Signal Processing, Volume 86, Issue 4, April 2006, Available at www.sciencedirect.com.
- [2] Amod V. Dandawate and Georgios B. Giannakis, "Statistical Tests for Presence of Cyclostationarity", IEEE Transactions on Signal Processing, Sep 1994.
- [3] Jarmo Lunden, Visa Koivunen, Anu Huttunen, and H. Vincent Poor, "Spectrum Sensing in Cognitive Radios Based on Multiple Cyclic Frequencies", 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, CrownCom 2007.
- [4] H.S. Chen, W. Gao, and D.G. Daut, "Spectrum Sensing Using Cyclostationary Properties and Application to IEEE 802.22 WRAN", IEEE Global Telecommunications Conference, 2007.
- [5] Rajarshi Mahapatra, M. Krusheel, "CycloStationary Detection for Cognitive Radio with Multiple Receivers", IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, 2008.
- [6] Hamed Sadeghi and Paeiz Azmi, "A Novel Primary User Detection Method for Multiple-Antenna Cognitive Radio", International Symposium on Telecommunications, IST 2008.
- [7] Jian Chen, Andrew Gibson, and Junaid Zafar, "Cyclostationary Spectrum Detection in Cognitive Radios", IET Seminar on Cognitive Radio and Software Defined Radios: Technologies and Techniques, 2008.
- [8] D. Cabric, S.M. Mishra, and R.W. Brodersen, "Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios", Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004.
- [9] Fenq Ge and C.W. Bostian, "A Parallel Computing Based Spectrum Sensing Approach for Signal Detection under Conditions of Low SNR and Rayleigh Multipath Fading", 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2008.
- [10] Tengyi Zhang, Guanding Yu, and Chi Sun, "Performance of Cyclostationary Features Based Spectrum Sensing Method in A Multiple Antenna Cognitive Radio System", IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2009.
- [11] Shiyu Xu, Zhijin Zhao, and Junna Shang, "Spectrum Sensing Based on Cyclostationarity", Workshop on Power Electronics and Intelligent Transportation System, 2008.
- [12] Zhuan Ye, John Grosspietsch, Gokhan Memik, "Spectrum Sensing using Cyclostationary Spectrum Density for Cognitive Radios ", IEEE Workshop on Signal Processing Systems, 2007.
- [13] Menguc Oner, "On the Effect of Random Sampling Jitter on Cyclostationarity Based Spectrum Sensing Algorithms For Cognitive Radio", IEEE 69th Vehicular Technology Conference, 2009.