

## آشکارسازی کور سیگنال‌های برست در محیط غیر همیار

مریم زبردی<sup>۱</sup>، کارشناس ارشد؛ مهدی تیموری<sup>۲</sup>، استادیار

۱- دانشکده علوم و فنون نوین - دانشگاه تهران - تهران - ایران - m.zebarjad@ut.ac.ir

۲- دانشکده علوم و فنون نوین - دانشگاه تهران - تهران - ایران - mehditeimouri@ut.ac.ir

**چکیده:** شناسایی کور سیگنال در یک گیرنده هوشمند، از جمله ملزومات در سامانه‌های مخابراتی نوین محسوب می‌شود. به دلیل کاربرد گسترده ارتباطات مبتنی بر سیگنال‌های برست، آشکارسازی برست‌ها به مفهوم یافتن زمان ابتدا و انتهای آن‌ها از اهمیت بالایی برخوردار است. در این مقاله، روشی جدید برای آشکارسازی کور برست ارائه می‌گردد. در این روش نقاط ابتدا و انتهای برست با توجه به تغییرات نسبت انرژی به دست می‌آیند. علاوه بر معیار تشابه دایس، معیارهای خطای برست و خطای زمان محافظ (با همان زمان سکوت) نیز برای بررسی عملکرد آشکارگرها پیشنهاد گردیده است. مقایسه نتایج شبیه‌سازی با روش‌های موجود نشان می‌دهد که آشکارگر پیشنهادی دارای عملکرد بسیار خوبی است. به عنوان مثال، برای طول‌های برست کوتاه، آشکارگر نسبت انرژی در سیگنال به نویز ۲ دسی‌بل به ضریب دایس ۰/۹۹۹ می‌رسد که در مقایسه با آشکارگر خودهمبستگی (با ضریب دایس حدود ۰/۹۶) بسیار بهتر است.

**واژه‌های کلیدی:** گیرنده هوشمند، شناسایی کور، آشکارسازی برست.

## Blind Detection of Burst Signals in Non-Cooperative Environment

M. Zebarjadi<sup>1</sup>, MSc; M. Teimouri<sup>2</sup>, Assistant Professor

1- Faculty of New Science and Technology, University of Tehran, Tehran, Iran, Email: m.zebarjad@ut.ac.ir

2- Faculty of New Science and Technology, University of Tehran, Tehran, Iran, Email: mehditeimouri@ut.ac.ir

**Abstract:** Blind signal identification is one of the necessities of intelligent receivers. Since burst-mode signal transmission is widely used, burst detection, i.e. detecting the beginning and the end of bursts, is an important problem. In this paper, a new method for burst detection is proposed. In this method, the beginning and the end of bursts are detected according to the energy ratio changes. In addition to Dice similarity coefficient, burst and silence error errors are proposed to evaluate detection methods. Simulation results demonstrate the superiority of the proposed method compared to the conventional methods. For example, for signal to noise ratio of 2 dB, Dice coefficient of the proposed method is around 0.999 which is much better compared to auto-correlation detector with dice coefficient of 0.96.

**Keywords:** Intelligent receiver, blind recognition, burst detection.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۱۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۶/۲۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۲۶

نام نویسنده مسئول: مهدی تیموری

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - خیابان کارگر شمالی - دانشکده علوم و فنون نوین دانشگاه تهران.

## ۱- مقدمه

شناسایی کور سیگنال با توجه به گسترش و لزوم استفاده از سامانه‌های هوشمند، نقش بسیار مهمی در زمینه‌های نظامی و تجاری دارد. شناسایی کور می‌تواند در بخش‌های مختلف یک سامانه هوشمند از جمله آشکارسازی [۱]، مدوله‌زدایی و کدگشایی [۲] وجود داشته باشد. آشکارسازی یکی از اولین مراحل پردازش سیگنال برای شناسایی آن است. آشکارسازی سیگنال به مفهوم تشخیص حضور یا عدم حضور سیگنال مطرح می‌شود. سایر پردازش‌های کور مربوط به استخراج اطلاعات پس از تأیید حضور سیگنال صورت می‌گیرد؛ بنابراین وجود یک آشکارگر با دقت بالا در گیرنده از اهمیت بسیار بالایی برخوردار است.

روش‌های مختلفی برای آشکارسازی سیگنال از جمله در تکنولوژی سنجش طیف ارائه شده است. بررسی و مقایسه این روش‌ها در [۳] و [۴] به خوبی انجام شده است. روش‌های آشکارسازی به طور کلی در چهار گروه قرار می‌گیرند. ۱- آشکارگر انرژی، ۲- آشکارگر ویژگی، ۳- آشکارگر فیلتر منطبق و ۴- روش‌های الهام گرفته از روش‌های گروه‌های قبل و یا ترکیبی از آن‌ها مانند روش ماتریس کوواریانس و مقادیر ویژه آن. در آشکارگر انرژی نیازی به اطلاعات اولیه از سیگنال دریافتی نیست ولی دانستن سطح نویز لازم است. در کارهایی مانند [۱۴-۵] به آشکارسازی سیگنال و تعیین آستانه وابسته به نویز پرداخته شده است. آستانه برای یک احتمال هشدار اشتباه<sup>۱</sup> مشخص  $P_f$  محاسبه می‌گردد. در [۱۵] و [۱۶] روش مبتنی بر ویژگی‌های ایستان دوری و در [۱۹-۱۷] روش فیلتر منطبق مورد بررسی قرار گرفته‌اند. روش‌های فیلتر منطبق و الگوریتم‌های مبتنی بر ویژگی هرچند روش‌هایی با دقت بالاتر نسبت به روش انرژی هستند؛ ولی نیاز به آگاهی از اطلاعات سیگنال باعث شده است که کم‌تر مورد استفاده قرار بگیرند؛ بنابراین هنگامی که اطلاعات اولیه در اختیار نیست، آشکارگر انرژی می‌تواند روشی مناسب باشد. در سال‌های اخیر آشکارسازی بر اساس مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس نیز به عنوان یک راه‌حل برای برطرف نمودن مشکل وابسته بودن به سطح نویز در آشکارگر انرژی ارائه شده است. این روش که توسعه یافته آشکارگر انرژی است در [۲۰] و [۲۱] پیشنهاد و در [۲۶-۲۲] مورد استفاده قرار گرفته و توسعه یافته است. در تمام روش‌های مطرح شده فرآیند تصمیم‌گیری برای تشخیص حضور سیگنال، به عنوان یک مسئله آزمون فرض مطرح می‌شود که به طور معمول فرض صفر بیانگر زمانی است که تنها نویز حضور دارد و فرض دیگر، حالتی را توصیف می‌کند که کاربر در محیط نویزی فعال است. پیش از این، این روش‌ها برای بررسی سیگنال‌های برست مورد آزمون قرار نگرفته‌اند. در این مقاله علاوه بر معرفی آشکارگر نسبت انرژی (ERD<sup>۲</sup>) و معیارهای ارزیابی عملکرد آشکارگر، پیشنهاد شده است که می‌توان برای آشکارسازی سیگنال‌های برست، با در نظر گرفتن تغییراتی از روش‌های آشکارسازی معمول (روش انرژی و مقادیر ویژه) نیز استفاده نمود.

مسئله آشکارسازی در ارتباطات مبتنی بر برست<sup>۳</sup> تنها با بررسی حضور یا عدم حضور سیگنال (برست) به اتمام نمی‌رسد. در این حالت،

به تشخیص موقعیت برست نیز نیاز است. ارتباطات مبتنی بر برست با هدف مدیریت پهنای باند و استفاده بهینه از آن طراحی شده‌اند. در این نوع ارتباطات، کاربران مختلف اطلاعات برست خود را با استفاده از یک کانال رادیویی برای گیرنده ارسال می‌کنند. برای جلوگیری از تداخل برست‌ها یک زمان محافظ<sup>۴</sup> (یا سکوت) میان آن‌ها در نظر گرفته می‌شود. در گیرنده برای شناسایی سیگنال برست و استخراج اطلاعات برست‌ها ابتدا باید مکان برست‌ها و زمان‌های محافظ مشخص شود؛ بنابراین آشکارسازی سیگنال‌های برست پس از تأیید حضور آن، به صورت تشخیص زمان ابتدا و انتهای برست‌ها تعریف می‌شود.

آشکارسازی کور برست‌ها در یک محیط غیرهمیار پیچیده‌تر هم خواهد شد. در یک شبکه مخابراتی مبتنی بر برست، دسترسی کاربران به کانال می‌تواند به دو صورت رقابتی و دسترسی چندگانه تسهیم زمانی (TDMA<sup>۵</sup>) اجرا شود. به عنوان مثال، حالت اول در IEEE802.11 مورد استفاده قرار می‌گیرد. TDMA هم به طور گسترده در مخابرات ماهواره‌ای و شبکه‌های سلولی نسل دوم مانند GSM به کار می‌رود؛ بنابراین سیگنال دریافتی ممکن است دارای برست‌هایی با طول‌های متفاوت (در حالت رقابتی) و یا یکسان (در حالت TDMA) باشد. آشکارگر برست در یک محیط غیرهمیار هم باید قادر به آشکارسازی برست‌ها با طول‌های کوتاه و بلند (نسبت به پنجره‌های مشاهده) باشد و هم بتواند برست‌هایی با زمان‌های محافظ خیلی کوتاه را شناسایی نماید.

قبل از این، طراحی یک گیرنده مناسب برای دریافت سیگنال‌های برست به ویژه در ارتباطات مبتنی بر TDMA در یک محیط همیار<sup>۶</sup> مورد توجه بسیاری قرار گرفته است. به عنوان نمونه در [۲۷] ساختار گیرنده TDMA در مخابرات ماهواره‌ای، در [۲۸] نحوه دستیابی به ساختار برست و فریم توسط الگوی کلمه واحد<sup>۷</sup> و همچنین در [۲۹] دسترسی به سیگنال برست از طریق درون‌یابی چندجمله‌ای صورت گرفته است. در [۳۰]، از روش نسبت انرژی برای تعیین ابتدای برست در یک محیط همیار استفاده شده است؛ اما در ادامه آن از روش فیلتر منطبق برای آشکارسازی سیگنال مشخص ماهواره‌ای استفاده شده است. با توجه به این موضوع می‌توان گفت که در تمام روش‌های مطرح شده در این زمینه، آشکارسازی و دستیابی به ساختار فریم و برست TDMA با توجه به اطلاع از نوع ساختار سیگنال دریافتی مورد بررسی قرار گرفته است که این موضوع متفاوت از موضوع مورد توجه در این مقاله یعنی آشکارسازی کور می‌باشد.

آشکارسازی سیگنال گذرا<sup>۸</sup> نیز موضوعی است که ارتباط بسیار نزدیکی به آشکارسازی برست‌ها دارد. سیگنال گذرا به صورت یک سیگنال با طول زمانی کوتاه در مقایسه با بازه مشاهده تعریف می‌شود و هدف آشکارسازی چنین سیگنالی این است که تشخیص دهد آیا در بازه مشاهده، سیگنال به همراه نویز وجود دارد یا بازه مشاهده تنها شامل نویز است [۳۱]. در این زمینه کارهای متنوعی انجام شده است که هرکدام متناسب با شرایط و اطلاعات در دسترس گیرنده با دیگری متفاوت است. در برخی از روش‌ها نیاز به اطلاعاتی همچون طول سیگنال

سیس در بخش چهارم با ارائه نتایج شبیه‌سازی عملکرد روش پیشنهادی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در پایان و در بخش پنجم نیز جمع‌بندی صورت خواهد گرفت.

## ۲- مدل سیگنال

همان‌طور که در مقدمه اشاره شد در ارتباطات مبتنی بر برست هر کاربر، برست اطلاعات مربوط به خود را در یک بازه زمانی ارسال می‌کند و برست‌ها توسط زمان‌های محافظ (یا سکوت) از یکدیگر مجزا می‌شوند. مدل سیگنال برست دریافتی را می‌توان با تعمیم مدل معرفی شده برای سیگنال گذرا در [۳۵] بیان نمود. اگر تعداد نمونه‌های موجود در برست  $i$  ام برابر  $n_B(i)$  باشد و تعداد نمونه‌های موجود در بازه مشاهده برابر  $N_s$  در نظر گرفته شود، می‌توان سیگنال برست دریافتی را که شامل  $M$  برست است به‌صورت:

$$r(j) = \begin{cases} s(j) + n(j) & \text{for } \sum_{i=1}^M n_B(i) \text{ samples} \\ n(j) & \text{for } N_s - \sum_{i=1}^M n_B(i) \text{ samples} \end{cases} \quad (1)$$

نمایش داد که  $s(j)$  سیگنال ارسالی و  $n(j)$  نویز گوسی سفید است. می‌تواند سیگنال حقیقی دریافتی در فرکانس رادیویی و یا سیگنال مختلط معادل باند پایه باشد. اگر در رابطه (۱) مقدار  $M=1$  و نمونه‌های  $n_B(1)$  به‌صورت متوالی در نظر گرفته شوند به حالت خاص مدل سیگنال گذرا می‌رسیم. همچنین اگر تعداد نمونه‌های  $n_B$  برای برست‌ها با یکدیگر برابر باشد، به مدل سیگنال برست TDMA می‌رسیم. هدف در آشکارسازی برست‌ها، یافتن مقدار  $n_B$  مربوط به هر برست و همچنین موقعیت دقیق هر برست در بازه مشاهده است. موقعیت برست‌ها را می‌توان توسط یک تابع دودویی<sup>۱۱</sup> نشان داد. به این‌صورت که برای نمونه‌های واقع در برست مقدار یک و برای نمونه‌های صرفاً نویز مقدار صفر در نظر گرفته می‌شود. در این مقاله تابع  $W_D$  برای نشان دادن موقعیت برست‌های آشکار شده استفاده می‌شود؛ بنابراین سیگنال آشکار شده  $s_D$  را می‌توان به‌صورت رابطه (۲) نمایش داد.

$$s_D(j) = W_D(j) \times r(j), \quad j = 1, \dots, N_s, \quad (2)$$

اگر تابع موقعیت واقعی برست‌ها را با  $W_R$  نشان دهیم، سیگنال دریافتی را می‌توان به این‌صورت نیز نوشت:

$$s_R(j) = r(j) = W_R(j) \times s(j) + n(j), \quad j = 1, \dots, N_s. \quad (3)$$

بدیهی است که هر چه میزان شباهت  $W_D$  و  $W_R$  بیش‌تر باشد، آشکارسازی دقیق‌تر است. ضریب تشابه دایس معیاری است که شباهت دو مجموعه را می‌سنجد [۳۶]. از این‌رو در این مقاله پیشنهاد می‌شود برای سنجش عملکرد آشکارگر از معیار دایس ( $D$ ) استفاده نماییم. معیار  $D$  میزان شباهت دو سیگنال  $W_D$  و  $W_R$  را می‌سنجد. در شکل ۱ مثالی از آشکارسازی  $W_D$  در مقایسه با  $W_R$  نشان داده شده است.

گذرا و شکل موج سیگنال است. در صورتی که در برخی از روش‌ها از جمله [۳۲] روش آشکارسازی به همراه الگوریتمی برای تشخیص زمان ابتدای سیگنال گذرا ارائه شده است. در [۳۳] روشی بر مبنای آنتروپی جایگشت<sup>۹</sup> برای تشخیص زمان ابتدای سیگنال گذرا پیشنهاد شده است. آنتروپی جایگشت در ابتدای سیگنال گذرا که سری زمانی دچار تغییرات بیش‌تری است، مقدار بالاتری دارد. برای بررسی عملکرد آشکارگر نیز از سیگنال GSM استفاده شده است. به این‌صورت که هر شیار زمانی به‌عنوان یک سیگنال گذرا در نظر گرفته می‌شود؛ اما از آنجا که در آشکارسازی کور سیگنال برست در محیط غیرهمیار اطلاعاتی از ساختار فریم و شیار زمانی در دسترس نیست، بازه مشاهده حالت‌های مختلفی می‌تواند داشته باشد. لذا در بازه مشاهده، احتمال حضور چند برست با طول‌های متفاوت نیز وجود دارد که در آشکارسازی سیگنال گذرا در نظر گرفته نمی‌شود.

همان‌طور که پیش‌تر نیز ذکر شد، روش‌های موجود برای آشکارسازی سیگنال‌های برست مبتنی بر اطلاع کامل از ساختار سیگنال هستند. در آشکارسازی سیگنال‌های گذرا نیز حضور چند برست در یک بازه مشاهده مورد توجه و بررسی قرار نگرفته است. لذا برای به‌کارگیری روش‌های موجود در آشکارسازی سیگنال برست، نیاز است که تغییراتی در آن‌ها انجام شود. علاوه بر این، در هیچ‌کدام از این روش‌ها معیاری مناسب برای بررسی عملکرد آشکارگرهای برست معرفی نشده است. در این مقاله با استفاده از تعمیم مدل سیگنال گذرا، مدلی برای سیگنال‌های برست پیشنهاد می‌شود. همچنین، علاوه بر ارائه الگوریتمی کامل بر مبنای نسبت انرژی برای آشکارسازی برست، معیارهایی به نام معیار دایس<sup>۱۰</sup> و خطای برست و خطای نویز برای ارزیابی عملکرد آشکارگرها معرفی می‌شود. تا جایی که نویسندگان مقاله اطلاع دارند، در زمینه آشکارسازی کور سیگنال برست در محیط غیرهمیار، تاکنون تحقیق جامعی که شامل بررسی عملکرد آشکارگر هم باشد انجام نشده است. تنها در [۳۴]، آشکارسازی کور سیگنال‌های برست به مفهوم تشخیص ابتدا و انتهای برست بررسی شده است. در مقاله مذکور از این نکته استفاده شده است که مقدار تابع خودهمبستگی سیگنال در صورت حضور برست در مقایسه با زمانی که تنها نویز وجود داشته باشد، مقداری بیش‌تر دارد. با این حال، آشکارسازی تنها برای برست‌های با طول بلند (نسبت به پنجره‌های مشاهده) اجرا شده و هیچ‌گونه ارزیابی عملکردی برای آشکارگر پیشنهادی ارائه نشده است. در این مقاله، ما روش آشکارسازی مبتنی بر نسبت انرژی را برای انواع حالت‌های رقابتی و TDMA شبیه‌سازی کرده و نتایج آن را با روش خودهمبستگی معرفی شده در [۳۴] مورد مقایسه قرار خواهیم داد. همچنین روش‌های انرژی و بیشینه مقادیر ویژه را برای سیگنال‌های برست نیز به کار گرفته و ارزیابی خواهیم نمود.

ساختار مقاله به این شرح است. در ادامه و در بخش دوم، ابتدا مدل سیگنال ارائه و روش‌های مختلف ارزیابی آشکارگر سیگنال بررسی می‌گردد. در بخش سوم، روش آشکارسازی پیشنهادی ارائه می‌شود.

نمونه‌ها، می‌توان تعداد نمونه‌هایی را که اشتباه تشخیص داده شده‌اند (صرفاً نویز به‌عنوان برست و یا برست به‌عنوان صرفاً نویز) بر تعداد کل نمونه‌های دریافتی  $N_s$  تقسیم کرد و خطای کلی آشکارگر را محاسبه نمود [۳۳]. با داشتن معیار دایس و دو خطای  $E_B$  و  $E_G$  می‌توان عملکرد یک آشکارگر و سنجش  $W_D$  در مقایسه با  $W_R$  را به‌خوبی تحلیل نمود. در بخش بعد، نحوه به‌دست آوردن  $W_D$  مورد بررسی قرار می‌گیرد.

### ۳- روش آشکارسازی پیشنهادی

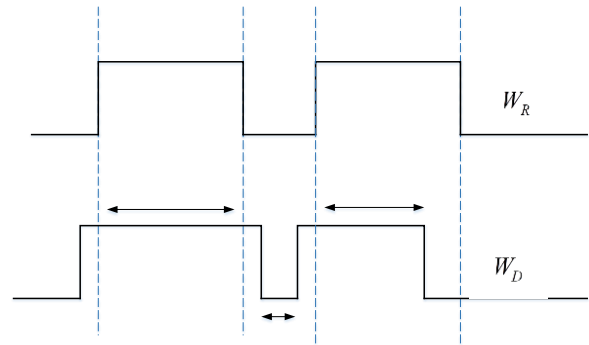
در این مقاله پیشنهاد می‌شود که برای یافتن تابع موقعیت برست‌ها ( $W_D$ ) از تابع تغییرات نسبت انرژی استفاده شود. ابتدا و انتهای برست‌ها، محل‌هایی هستند که انرژی سیگنال با شدت بیش‌تری تغییر می‌کند. در ابتدای برست میزان انرژی افزایش و با پایان یافتن برست میزان انرژی کاهش می‌یابد. برای بررسی تغییرات انرژی، دو پنجره کنار هم را با طول‌های یکسان  $L$  در نظر می‌گیریم و این دو پنجره را به‌طور هم‌زمان در طول سیگنال و با قدم‌های یک نمونه‌ای می‌لغزیم. زمانی که نسبت انرژی پنجره اول به پنجره دوم بیشینه شود (شکل ۲ را ببینید)، زمان مربوط به ابتدای برست است. به بیان دیگر، بیشینه مقدار نسبت انرژی دو پنجره زمانی رخ می‌دهد که پنجره اول به‌طور کامل در برست و پنجره دوم به‌طور کامل در نویز قرار گیرد. در این حالت، اولین نمونه پنجره اول به‌عنوان زمان ابتدای برست تعیین می‌شود. همین روند را می‌توان برای یافتن نقاط انتهایی برست‌ها نیز به کار برد. با این تفاوت که بیشینه مقدار نسبت انرژی پنجره دوم به اول در نظر گرفته شود. شکل ۲ ایده اصلی این روش را به‌خوبی نشان می‌دهد. در این شکل، پنجره اول با  $W1$  و پنجره دوم با  $W2$  نشان داده شده است.

تابع نسبت انرژی برای تشخیص ابتدا و انتهای برست را می‌توان به ترتیب به‌صورت روابط (۵) و (۶) نوشت:

$$ER_S(k) = \frac{\sum_{m=k}^{k+L-1} |r(m)|^2}{\sum_{m=k-L}^{k-1} |r(m)|^2}, \quad k = L+1, \dots, N_s - L + 1, \quad (5)$$

$$ER_E(k) = \frac{\sum_{m=k-L}^{k-1} |r(m)|^2}{\sum_{m=k}^{k+L-1} |r(m)|^2}, \quad k = L+1, \dots, N_s - L + 1. \quad (6)$$

برای به‌دست آوردن زمان ابتدا و انتهای برست‌ها باید به ترتیب مقادیر بیشینه محلی توابع نسبت انرژی (۵) و (۶) یافت شوند. برای این منظور ابتدا باید آستانه‌ای در نظر گرفته شود تا مقدار بیشینه در هر همسایگی از میان نقاطی که بالاتر از سطح آستانه قرار می‌گیرند، انتخاب شود. از آنجا که اطلاعاتی از طول برست و زمان محافظ در دسترس نیست و علاوه بر این طول برست‌های مختلف نیز ممکن است متفاوت باشد، مقادیر بیشینه محلی تابع نسبت انرژی با یکدیگر متفاوت خواهد بود.



شکل ۱: مقایسه توابع  $W_R$  و  $W_D$ .

میزان شباهت دایس را می‌توان به‌صورت رابطه (۴) نشان داد.

$$D(W_R, W_D) = \frac{\sum_{j=0}^{N_s-1} W_R(j)W_D(j)}{N_s} + \frac{\sum_{j=0}^{N_s-1} (1-W_R(j))(1-W_D(j))}{N_s}. \quad (4)$$

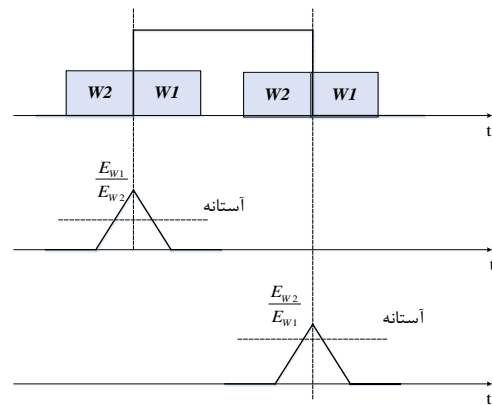
هر چه میزان شباهت دو سیگنال بیش‌تر باشد، مقدار  $D$  به یک نزدیک‌تر می‌شود و در صورت منطبق بودن دو سیگنال مقدار  $D$  برابر یک می‌شود. زمانی که آشکارگر قادر به آشکارسازی نباشد میزان  $D$  به میزان درصد اشغال کانال توسط کاربران بستگی دارد. برای مثال اگر در  $N_s = 100$  تعداد نمونه‌های برست به‌صورت  $n_B = 70$  باشد و آشکارگر  $W_D(j) = 0$  را نشان دهد، داریم  $D = 0.3$ .

ضریب تشابه دایس اگرچه معیار خوبی برای ارزیابی دقت آشکارگر است ولی برای مقایسه آشکارگرها کافی نیست. برای روشن‌تر شدن موضوع سیگنال برستی را در نظر می‌گیریم که دارای زمان‌های محافظ خیلی کوتاه و زمان‌های برست طولانی باشد. در این صورت یکی از حالت‌های آشکارسازی می‌تواند این باشد که آشکارگر موقعیت برست‌ها را تشخیص دهد ولی قادر به شناسایی زمان‌های محافظ نباشد. در این حالت به‌دلیل تعداد نمونه‌های زیاد برست، میزان دایس بالا خواهد بود. علاوه بر این در حالت کلی هم ممکن است آشکارگری طول برست‌ها را بزرگ‌تر و یا کوچک‌تر از مقدار واقعی نشان دهد. در این حالت نیز معیار دایس نمی‌تواند به‌تنهایی وضعیت را ارزیابی نماید. در این مقاله برای بررسی این موضوع دو خطای  $E_B$  و  $E_G$  نیز در نظر گرفته می‌شوند.  $E_B$  یا خطای برست از حاصل تقسیم تعداد نمونه‌های برستی که به‌اشتباه نویز تشخیص داده شده‌اند بر کل تعداد نمونه‌های برست به‌دست می‌آید.  $E_G$  یا خطای زمان محافظ (یا خطای زمان سکوت) نیز از حاصل تقسیم تعداد نمونه‌های صرفاً نویزی که به‌اشتباه به‌عنوان نمونه‌های برست تشخیص داده شده‌اند بر کل تعداد نمونه‌های صرفاً نویز به‌دست می‌آید. همچنین بدون توجه به برست یا صرفاً نویز بودن

شروع برست حذف می‌کنیم. به طریق مشابه نقاط کاندید برای پایان برست را مشخص می‌کنیم. بدیهی است که در مقادیر پایین نسبت سیگنال به نویز، ممکن است که تعداد نقاط کاندید برای ابتدا و انتهای برست یکسان نباشد.

مجموعه نقاط کاندید برای ابتدای برست را با  $\mathcal{E}$  و مجموعه نقاط کاندید برای انتهای برست را با  $\mathcal{E}'$  نشان می‌دهیم. در این حالت، با شروع از کوچک‌ترین عنصر  $t_e$  در  $\mathcal{E}$ ، نزدیک‌ترین نقطه  $t_s$  در  $\mathcal{E}'$  را با شرط  $t_s < t_e$  یافته و برای برست  $[t_s, t_e]$  (یعنی برستی با شروع  $t_s$  و پایان  $t_e$ ) اعلام حضور می‌گردد. همچنین علاوه بر حذف  $t_s$  از  $\mathcal{E}$  و حذف  $t_e$  از  $\mathcal{E}'$ ، تمام نقاط عضو  $\mathcal{E}$  را که مقداری کوچک‌تر از  $t_s$  دارند از مجموعه  $\mathcal{E}$  حذف می‌کنیم. در صورتی که نقطه  $t_s$  در  $\mathcal{E}$  با شرط  $t_s < t_e$  یافت نشود،  $t_e$  از  $\mathcal{E}$  حذف می‌گردد و هیچ برستی مرتبط با آن آشکار نمی‌شود. فرایند جستجوی برست را مجدداً با کوچک‌ترین عنصر  $\mathcal{E}$  تکرار می‌کنیم. این فرایند را تا جایی ادامه می‌دهیم که مجموعه  $\mathcal{E}$  خالی شود. برای به‌دست آوردن نتیجه مطلوب باید طول مناسبی برای پنجره انتخاب شود. انتخاب طول پنجره مناسب با طول برست و زمان محافظ در ارتباط است. وقتی که زمان محافظ کوچک باشد، باید پنجره را کوچک انتخاب نمود تا بتوان زمان محافظ را تشخیص داد. با این حال در چنین حالتی، احتمال تشخیص اشتباه تعدادی نقاط اضافی به‌عنوان نقاط ابتدا و انتها افزایش می‌یابد؛ بنابراین اگر اطلاعات اولیه‌ای از طول برست و زمان محافظ در اختیار باشد، آشکارگر نسبت انرژی با انتخاب پنجره مناسب قادر است به‌خوبی آشکارسازی را انجام دهد. همچنین این الگوریتم نیاز به تخمین مقدار  $SNR$  دارد. روش پیشنهادی در الگوریتم ۱ تشریح شده است.

برای فهم بهتر این الگوریتم، در اینجا یک مثال عددی را ارائه می‌دهیم. فرض کنید مقدار آستانه برابر با ۷ و طول پنجره برابر ۲۰ باشد و تابع نسبت انرژی ابتدای برست‌ها در ۹ نقطه بالاتر از این مقدار آستانه باشد. فرض کنید این مقادیر به‌صورت  $\{7/1, 7/4, 8/1, 7/2\}$  و  $\{7/1, 8/2, 7/9, 7/6, 7/2\}$  هستند که به ترتیب متناظر با نمونه‌های شماره  $\{20, 21, 22, 23\}$  و  $\{111, 112, 113, 114, 115\}$  می‌باشند. به همین ترتیب فرض کنید که برای تابع نسبت انرژی انتهای برست‌ها مقادیر  $\{7/2, 7/5, 8/1, 8/4, 7/8, 7/5\}$  و  $\{7/8, 8/5, 9/8, 8/7, 7/4\}$  و مقادیر دوم متناظر با نمونه‌های ۱۸۹ تا ۱۹۴ می‌باشد. در مرحله بعد الگوریتم، نقاط کاندید غیر بیشینه حذف می‌شوند؛ بنابراین مجموعه  $\{8/1, 8/2\}$  مقادیر مربوط به نقاط شروع ابتدای برست (متناظر با نمونه‌های  $\{22, 112\}$ ) و مجموعه  $\{9/8, 8/4\}$  مقادیر مربوط به نقاط انتهای برست (متناظر با نمونه‌های  $\{102, 192\}$ ) هستند. در مرحله بعد باید مقادیر ابتدا و انتهای متناظر با هر برست شناسایی شود. با این کار دو برست تشخیص داده می‌شود: برست متناظر با نقاط شروع و پایان  $[22, 102]$  و برست متناظر با نقاط شروع و پایان  $[112, 192]$ .



شکل ۲: توابع نسبت انرژی برای یافتن ابتدا و انتهای برست.

دلیل این مسئله این است که با لغزاندن دو پنجره مجاور هم شرایط متنوع و مختلفی از تعداد نمونه‌های برست و زمان محافظ در شروع و پایان برست‌ها ملاحظه خواهد شد. برای به‌دست آوردن آستانه می‌توان از مقدار بیشینه ممکن برای نسبت انرژی استفاده نمود. همان‌طور که بیان شد مقدار بیشینه زمانی به‌دست می‌آید که پنجره اول به‌طور کامل در برست و پنجره دوم به‌طور کامل در نویز قرار گیرد. اگر توان سیگنال دریافتی در زمان روشن بودن فرستنده (ها) ثابت و برابر  $P_S$  و توان نویز برابر  $P_N$  باشد، نسبت متوسط انرژی در پنجره شامل نمونه‌های برست نویزی به متوسط انرژی در پنجره شامل نمونه‌های صرفاً نویز ( $AER$ ) برابر با:

$$AER_{max} = \frac{P_S \times L + P_N \times L}{P_N \times L} = 1 + SNR \quad (7)$$

است که در آن  $SNR$  نسبت سیگنال به نویز (خطی و نه دسی‌بل) در زمان دریافت برست‌ها است. مقدار آستانه تصمیم‌گیری می‌تواند ضریبی از این مقدار باشد:

$$T = \alpha(1 + SNR) \quad (8)$$

با استفاده از مقدار آستانه بر روی مقادیر هر یک از دو تابع  $ER_S(k)$  و  $ER_E(k)$ ، نقاطی از هر دو تابع که دارای مقداری بیش از مقدار آستانه  $T$  باشند به ترتیب به‌عنوان نقاط (زمان‌های) شروع و پایان برست کاندید می‌شوند. سپس در مرحله بعد، با پردازش جداگانه هر یک از این دو مجموعه، حداکثر یک نقطه در هر همسایگی به طول  $L$  در مجموعه کاندیدها باقی می‌ماند. این کار می‌تواند با استفاده از یک پنجره لغزان به طول  $L$  و با قدم‌های یک نمونه‌ای بر روی نمونه‌های سیگنال انجام شود. به‌عنوان مثال  $ER_S(k)$  را در نظر بگیرید. در هنگام بررسی نقاط کاندید در این سیگنال، هرگاه تعدادی نقطه از نقاط کاندید در پنجره لغزان به طول  $L$  قرار گرفت، بیشینه آن‌ها (نقطه دارای بیشترین مقدار  $ER_S(k)$ ) به‌عنوان نقطه شروع برست انتخاب شده و در مجموعه کاندیدها باقی می‌ماند. باقی نقاط کاندید درون این پنجره نیز از مجموعه کاندیدها حذف می‌شوند. همچنین، اگر نقطه‌ای قبل از این نقطه انتخابی و در فاصله  $L-1$  یا کمتر از آن در مجموعه کاندیدها باقی مانده باشد، از بین این دو نقطه، نقطه دارای مقدار  $ER_S$  کمتر را از مجموعه نقاط

**الگوریتم ۱: الگوریتم آشکارسازی پرست با استفاده از نسبت انرژی**

**ورودی‌ها:**  $N_s$  نمونه از سیگنال، طول  $L$  هر یک از پنجره‌ها، نسبت سیگنال به نویز  $SNR$  و ضریب آستانه تصمیم‌گیری  $\alpha$

**پردازش اولیه:**

- ۱- با استفاده از روابط (۵) و (۶) توابع نسبت انرژی برای تشخیص ابتدا و انتهای پرست (یعنی  $ER_s(k)$  و  $ER_e(k)$ ) را به دست می‌آوریم.
- ۲- مقادیری از  $k \in \{L+1, L+2, \dots, N_s - L + 1\}$  را که به ازای آن‌ها رابطه  $ER_s(k) > \alpha(1 + SNR)$  برقرار است در مجموعه زمان‌های کاندید برای ابتدای پرست (به نام مجموعه  $\mathcal{E}$ ) ذخیره می‌کنیم.
- ۳- مقادیری از  $k \in \{L+1, L+2, \dots, N_s - L + 1\}$  را که به ازای آن‌ها رابطه  $ER_e(k) > \alpha(1 + SNR)$  برقرار است در مجموعه زمان‌های کاندید برای انتهای پرست (به نام مجموعه  $\mathcal{E}$ ) ذخیره می‌کنیم.

**حذف نقاط کاندید غیر بیشینه:**

- ۴- با استفاده از یک پنجره لغزان به طول  $L$  و با قدم‌های یک نمونه‌ای بر روی نمونه‌های سیگنال، هرگاه تعدادی نقطه از نقاط کاندید  $\mathcal{E}$  در پنجره لغزان به طول  $L$  قرار گرفت، زمان  $k$  ای که دارای بیشینه مقدار  $ER_s(k)$  در بین این زمان‌ها است، در مجموعه کاندیدها باقی می‌ماند. باقی نقاط کاندید درون این پنجره نیز از مجموعه کاندیدها حذف می‌شوند. همچنین، اگر نقطه‌ای قبل از نقطه انتخابی  $k$  و در فاصله  $L-1$  یا کمتر از آن در مجموعه کاندیدها باقی مانده باشد، از بین این نقطه و نقطه  $k$ ، نقطه دارای مقدار کمتر  $ER_s$  را از مجموعه نقاط شروع پرست حذف می‌کنیم.
- ۵- با انجام پردازش مشابه پردازش فوق بر روی مجموعه  $\mathcal{E}$ ، نقاط غیر بیشینه در  $\mathcal{E}$  را حذف می‌کنیم.

**تعیین پرست‌ها:**

- ۶- اگر مجموعه  $\mathcal{E}$  خالی بود به مرحله ۱۰ می‌رویم، در غیر این صورت به مرحله ۷ می‌رویم.
- ۷- کوچک‌ترین عنصر  $t_e$  در  $\mathcal{E}$  را می‌یابیم.
- ۸- نزدیک‌ترین نقطه  $t_s$  در  $\mathcal{E}$  را با شرط  $t_s < t_e$  یافته و برای پرست  $[t_s, t_e]$  (یعنی پرستی با شروع  $t_s$  و پایان  $t_e$ ) اعلام حضور می‌کنیم. در صورتی که نقطه  $t_s$  در  $\mathcal{E}$  با شرط  $t_s < t_e$  یافت نشود،  $t_e$  را از  $\mathcal{E}$  حذف می‌کنیم و به مرحله ۶ می‌رویم.
- ۹- علاوه بر حذف  $t_s$  از  $\mathcal{E}$  و حذف  $t_e$  از  $\mathcal{E}$ ، تمام نقاط عضو  $\mathcal{E}$  را که مقداری کوچک‌تر از  $t_s$  دارند از مجموعه  $\mathcal{E}$  حذف می‌کنیم. به مرحله ۶ می‌رویم.
- ۱۰- پایان الگوریتم

صورت می‌گیرد، اگر طول پنجره‌های مشاهده در روش نسبت انرژی از طول یک پرست بیشتر نباشد، احتمال وقوع چهار پیشامد برای هر پنجره وجود دارد:

- (۱) هر دو پنجره به‌طور کامل شامل نمونه‌های صرفاً نویز و یا نمونه‌های پرست نویزی باشند.
- (۲) یکی از پنجره‌ها به‌طور کامل شامل نمونه‌های پرست نویزی و دیگری شامل نمونه‌های صرفاً نویز باشد.
- (۳) یک گذار (یا از ۰ به ۱ و یا از ۱ به ۰) در تابع  $W_R$  متناظر با نمونه‌های یکی از پنجره‌ها داشته باشیم.
- (۴) بیش از یک گذار در تابع  $W_R$  متناظر با نمونه‌های یکی از پنجره‌ها داشته باشیم.

انتظار می‌رود که در پیشامدهای ۱ و ۲ آشکارسازی به‌خوبی انجام شود و احتمال اشتباه پایین باشد. در پیشامد ۳ احتمال اشتباه افزایش می‌یابد که باعث می‌شود طول تخمینی پرست کوچک‌تر یا بزرگ‌تر از مقدار واقعی شود. در پیشامد ۴، دو پرست مجاور ممکن است به‌عنوان یک پرست دیده شده و زمان محافظ بین آن‌ها (که تنها شامل نویز است) به‌عنوان سیگنال نویزی در نظر گرفته شود. چنین حالتی در زمانی رخ می‌دهد که طول زمان محافظ از طول پنجره مشاهده کوچک‌تر باشد. در ارتباطاتی که طول زمان‌های محافظ کوتاه است، پنجره‌ای کوچک می‌تواند فواصل کوتاه میان پرست‌ها یا همان زمان‌های محافظ را نشان دهد. از طرف دیگر، چنین پنجره‌ای ممکن است بخش‌هایی از نمونه‌های صرفاً نویز را به‌عنوان پرست آشکار کند (به‌خصوص در حالتی که نسبت سیگنال به نویز کم باشد). در چنین شرایطی، انتخاب طول پنجره بزرگ‌تر گرچه قدرت آشکارسازی زمان‌های محافظ کوتاه را کاهش می‌دهد، ولی باعث می‌شود که بتوانیم محدوده حضور پرست‌ها را با اطمینان بیش‌تری آشکار نماییم.

با توجه به مسائل فوق، در این مقاله پیشنهاد می‌کنیم که جهت دستیابی به نتیجه بهتر، به‌طور جداگانه از روش نسبت انرژی با دو طول پنجره مختلف استفاده شود. روش کار به این شکل است که پنجره با طول کوتاه برای آشکارسازی دقیق زمان‌های محافظ کوتاه و پنجره با طول بلند برای آشکارسازی موقعیت پرست‌ها استفاده شود. اگر نتیجه این دو آشکارسازی را به ترتیب با  $W_{D1}$  و  $W_{D2}$  نمایش دهیم، می‌توان گفت که  $W_{D2}$  به‌احتمال زیاد شامل همه پرست‌ها (با صرف‌نظر کردن از چند نمونه خطا در تشخیص طول آن‌ها) است، با این حال برخی از پرست‌ها را با حذف زمان محافظ بین آن‌ها به‌صورت یک پرست واحد نشان می‌دهد. همچنین انتظار داریم که  $W_{D1}$  با احتمال زیاد همه پرست‌ها را به همراه زمان‌های محافظ آن‌ها درست پیش‌بینی کرده باشد، با این حال برخی از نمونه‌های صرفاً نویز را نیز به‌عنوان پرست تشخیص داده باشد. لذا با ضرب این دو تابع، می‌توان تابع آشکارسازی نزدیک‌تری به  $W_R$  داشت.

در حالت کلی، از آنجا که اطلاعاتی در مورد طول پرست و زمان محافظ در گیرنده در اختیار نیست و آشکارسازی در محیط غیر همیار

بیش‌تر از آستانه باشد آن نمونه در  $W_D$  مقدار یک می‌گیرد و در غیر این‌صورت مقداری برابر صفر خواهد گرفت. در روش نسبت بیشینه به کمینه مقادیر ویژه نیز با لغزاندن پنجره در طول سیگنال نسبت بیشینه مقادیر ویژه به کمینه مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس در آن پنجره محاسبه و با آستانه مقایسه می‌گردد. در اینجا می‌توان برای تمام نمونه‌های پنجره‌ای که مقداری بیش‌تر از آستانه دارند عدد یک را در نظر گرفت؛ بنابراین بیش‌ترین مقداری که یک نمونه می‌تواند داشته باشد برابر طول پنجره است. در نهایت با تعریف یک آستانه به اندازه نصف پنجره مقدار هر نمونه (۰ و ۱) در  $W_D$  مشخص می‌شود.

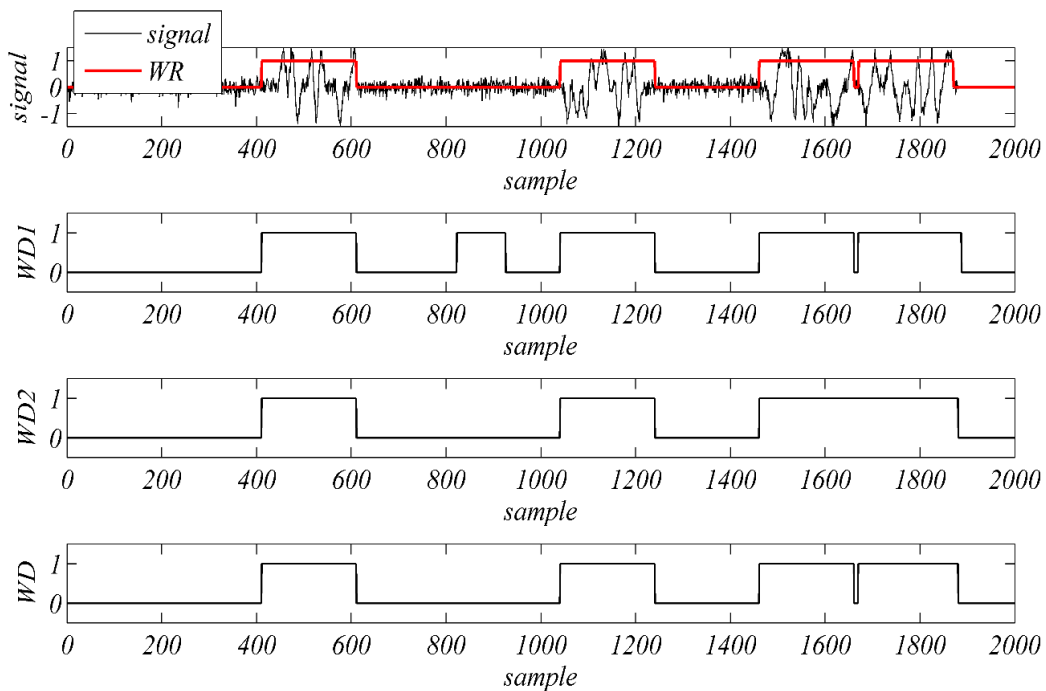
#### ۴- نتایج و بحث

برای انجام شبیه‌سازی‌ها سیگنالی شامل  $M=10$  برست که به‌طور تصادفی شامل ۴۰ تا ۲۰۰ بیت اطلاعات و زمان محافظ تصادفی ۲ تا ۱۰ بیت هستند، تولید می‌شود. برست‌ها با مدولاسیون QPSK و شکل پالس Raised-Cosine مدوله شده‌اند. فرض می‌شود که سیگنال دریافتی با نرخ ۱۰ نمونه بر سمبل نمونه‌برداری شده است. میزان اشغال کانال نیز برابر ۷۰ درصد در نظر گرفته شده است، یعنی در ۳۰٪ از زمان‌ها برستی ارسال نمی‌شود. برای بررسی بهتر عملکرد آشکارگر یک مرتبه میزان تشخیص درست آن‌ها برای طول برست‌ها کوتاه و بار دیگر برای طول برست‌های بلند سنجیده می‌شود. در حالت اول که مربوط به طول برست‌های کوتاه است، برست‌ها حاوی ۴۰ تا ۵۰ بیت اطلاعات (۲۰۰ تا ۲۵۰ نمونه) هستند و طول زمان محافظ ۲ تا ۳ بیت (۱۰ تا ۱۵ نمونه) در نظر گرفته می‌شود. برای طول برست‌های بلند، ۱۶۰ تا ۲۰۰ بیت اطلاعات در برست‌ها (۸۰۰ تا ۱۰۰۰ نمونه) و طول زمان‌های محافظ ۵ تا ۶ بیت (۲۵ تا ۳۰ نمونه) در نظر گرفته شده است. در پیاده‌سازی آشکارسازی نسبت انرژی از دو طول پنجره  $L_1=10$  و  $L_2=200$  استفاده می‌شود. حاصل ضرب دو آشکارسازی به‌عنوان آشکارسازی نهایی انتخاب می‌شود. جهت ارزیابی عملکرد آشکارگر در بازه نسبت سیگنال به نویز بین ۲- تا ۱۰ دسی‌بل شبیه‌سازی مونت‌کارلو انجام می‌دهیم. روش کار به این‌صورت است که برای هر مقدار مشخص از نسبت سیگنال به نویز ۱۰۰ آزمایش انجام شده است.

در جدول ۱، عملکرد آشکارگر نسبت انرژی در آشکارسازی برای طول برست کوتاه با آشکارسازی برای طول برست‌های بلند مقایسه شده است. همان‌طور که در این جدول مشاهده می‌شود، آشکارگر پیشنهادی قادر به آشکارسازی مناسب هر دو نوع برست بلند و کوتاه است. لذا این آشکارگر آشکارگری مناسب برای محیط غیرهمیار است. همان‌طور که در جدول ۱ دیده می‌شود، آشکارسازی طول برست‌های کوتاه دارای خطای بیشتری است و چالش بیشتری دارد؛ بنابراین در ادامه، مقایسه روش پیشنهادی نسبت انرژی با سایر روش‌های موجود تنها برای طول برست‌های کوتاه بیان می‌گردد.

برای تشریح این ادعا، در شکل ۳ سیگنالی با ۴ برست که با مدولاسیون QPSK و شکل پالس Raised-Cosine مدوله شده، نمایش داده شده است. این سیگنال با نرخ ۱۰ نمونه بر سمبل و با نسبت سیگنال به نویز -۲dB نمونه‌برداری شده است. برست‌ها با طول غیر یکسان و حاوی ۴۰ تا ۵۰ بیت اطلاعات هستند. زمان محافظ نیز ۲ تا ۳ بیت در نظر گرفته شده است. ابتدا آشکارگر با طول پنجره کوچک ۱۰ نمونه به آشکارسازی می‌پردازد و  $W_{D1}$  حاصل می‌شود. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، این آشکارساز زمان محافظ کوچک بین دو برست آخر را تشخیص داده است، ولی تغییراتی در طول نویز را هم به‌عنوان برست آشکار کرده است. تابع آشکارسازی با طول پنجره ۱۰۰ نمونه نیز به‌صورت  $W_{D2}$  به‌دست آمده که مکان برست‌ها را به‌خوبی نشان می‌دهد ولی زمان محافظ کوتاه بین برست سوم و چهارم را آشکار نمی‌کند. در شکل ۳، نمودار آخر حاصل ضرب این دو آشکارسازی (یعنی  $W_D$ ) را نشان می‌دهد. با این کار، میزان شباهت دایس از ۰/۹۴ در آشکارسازی با طول پنجره کوتاه و ۰/۹۸ در آشکارسازی با طول پنجره بلند، به ۰/۹۹ در  $W_D$  افزایش یافته است. علاوه بر این، در این مثال خاص دو خطای آشکارسازی  $E_G$  و  $E_B$  برای  $W_{D1}$  به ترتیب برابر ۰/۰۹ و ۰ و برای  $W_{D2}$  به ترتیب برابر ۰/۰۱ و ۰ حاصل شده‌اند. این مقادیر برای آشکارسازی نهایی به ۰/۰۷ و ۰ کاهش یافته‌اند. مقادیر به‌دست‌آمده برای این دو نوع خطا نشان می‌دهد که هیچ نمونه‌ای از برست‌ها در آشکارسازی از دست داده نشده است ولی طول برست‌ها بزرگ‌تر از مقدار واقعی آشکار شده است.

همچنین جهت مقایسه، در این مقاله علاوه بر آشکارگر نسبت انرژی پیشنهاد شده، آشکارگر مبتنی بر خودهمبستگی (ACD<sup>[۳]</sup>) ارائه شده در [۳۴] نیز مورد پیاده‌سازی و ارزیابی قرار می‌گیرد. این روش از نوع روش‌هایی است که در آن‌ها از یک پنجره لغزان بر روی سیگنال دریافتی به همراه تنها یک تابع آشکارسازی (انرژی سیگنال، خودهمبستگی سیگنال و یا سایر ویژگی‌های نشان‌دهنده وجود سیگنال) استفاده می‌شود. این نوع از توابع آشکارسازی در حقیقت نشان می‌دهند که آیا پنجره مورد نظر شامل سیگنال است یا خیر؟ در صورتی که بر اساس تابع آشکارسازی مورد استفاده، به این نتیجه برسیم که پنجره حاوی سیگنال است، مقدار تابع  $W_D$  در زمان متناظر با نمونه مرکزی پنجره برابر یک قرار داده می‌شود. در غیر این‌صورت، مقدار  $W_D$  در این زمان برابر صفر قرار داده می‌شود. همچنین آشکارگر انرژی (ED<sup>[۴]</sup>) و آشکارگر نسبت بیشینه به کمینه مقادیر ویژه (MMED<sup>[۵]</sup>) ماتریس کوواریانس که پیش از این برای بررسی حضور و عدم حضور سیگنال استفاده شده‌اند، در قالب روش پیشنهادی این مقاله برای آشکارسازی برست‌ها (یعنی به‌کارگیری دو پنجره با طول متفاوت) به کار گرفته شده‌اند. روش آشکارگر انرژی به این‌صورت است که با استفاده از یک پنجره لغزان به طول  $L$  و با قدم‌های یک نمونه‌ای بر روی نمونه‌های سیگنال، انرژی پنجره به‌عنوان تابع آشکارسازی محاسبه می‌گردد. اگر مقدار انرژی



شکل ۳: آشکارسازی با روش نسبت انرژی با استفاده از طول پنجره  $(W_{D1})$  ۱۰، طول پنجره  $(W_{D2})$  ۱۰۰ و حاصل ضرب آن‌ها.

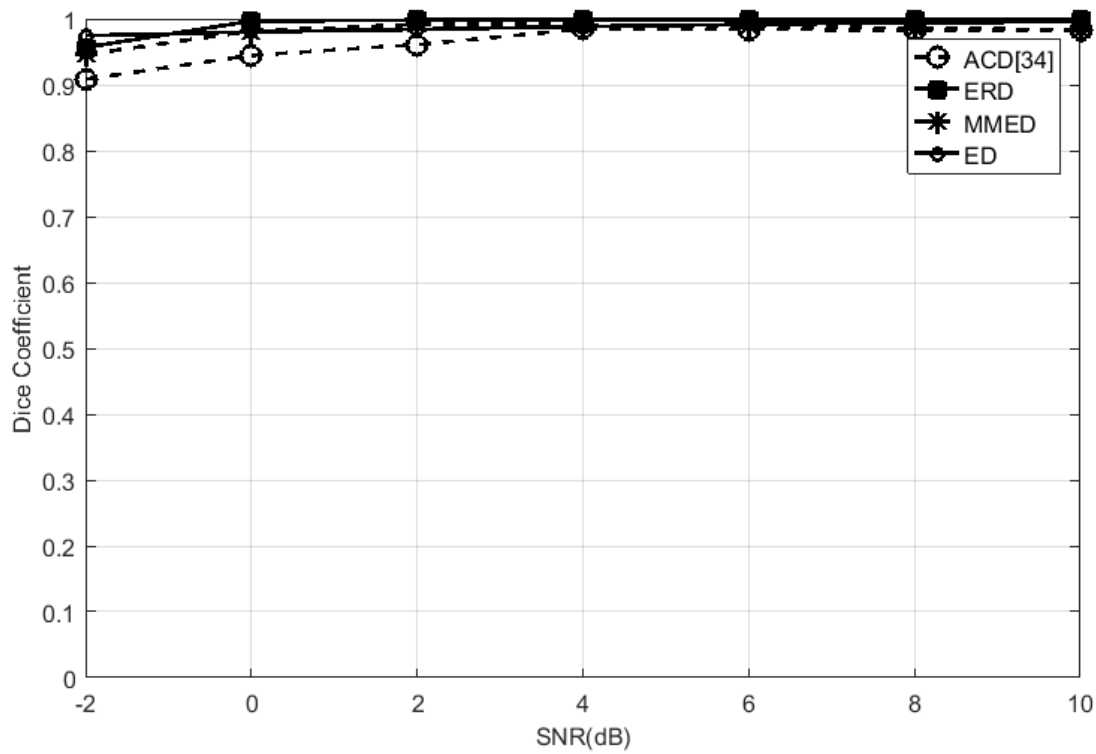
جدول ۱: مقایسه آشکارگر نسبت انرژی برای سیگنال‌های برست با طول کوتاه و بلند.

SNR(dB) \ نوع سیگنال		-۲	۰	۲	۴	۶	۸	۱۰
طول برست و زمان محافظ کوتاه	$D$	۰/۹۶۴	۰/۹۸۰	۰/۹۹۷	۰/۹۹۸	۰/۹۹۹	۱	۱
	$E_G$	۰/۰۱	۰/۰۰۶	۰/۰۰۵	۰/۰۰۴	۰/۰۰۴	۰/۰۰۴	۰/۰۰۳
	$E_B$	۰/۰۶	۰/۰۰۲	۰	۰	۰	۰	۰
طول برست و زمان محافظ بلند	$D$	۰/۹۰	۰/۹۹۴	۰/۹۹۹	۰/۹۹۹	۱	۱	۱
	$E_G$	۰/۰۰۲	۰/۰۰۲	۰/۰۰۱	۰/۰۰۱	۰/۰۰۱	۰/۰۰۱	۰/۰۰۱
	$E_B$	۰/۱	۰/۰۱	۰	۰	۰	۰	۰

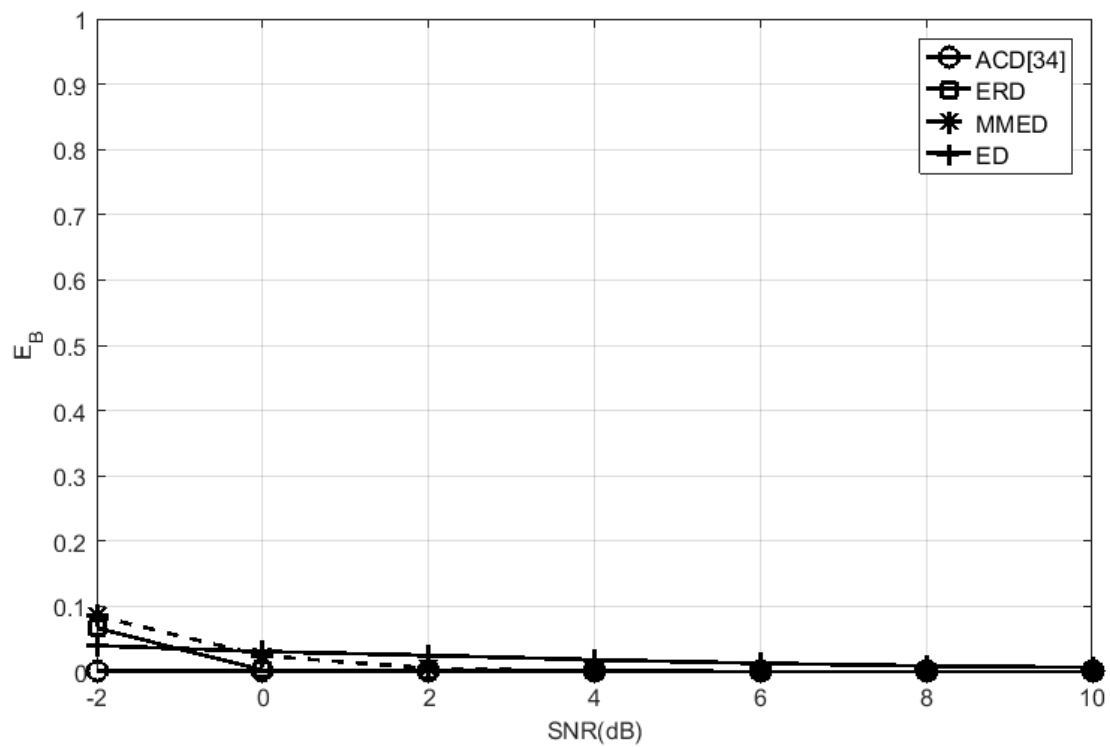
پارامترها نیز مانند پارامترهای مورد استفاده برای نتایج شبیه‌سازی ارائه شده در جدول ۱ می‌باشد با این تفاوت که طول پنجره بزرگ‌تر به جای ۲۰۰ برابر ۱۰۰ در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی برای هر سه آشکارگر پیشنهادی و آشکارگر خودهمبستگی در شکل ۴ نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود که با افزایش سیگنال به نوبت میزان دایس افزایش می‌یابد. آشکارگر نسبت انرژی نیز در سیگنال به نوبت ۲dB میزان دایس ۰/۹۹۹ را (برای طول برست‌های کوتاه) فراهم می‌کند که بهتر از آشکارگر خودهمبستگی (با میزان دایس حدود ۰/۹۶) است. دو آشکارگر پیشنهادی دیگر نیز با فاصله کمی پایین‌تر از آشکارگر نسبت انرژی قرار گرفته‌اند.

جهت مقایسه، روش پیشنهادی را علاوه بر روش خودهمبستگی با دو روش انرژی و بیشینه مقادیر ویژه نیز مقایسه می‌کنیم. برای آشکارگر مبتنی بر خودهمبستگی [۳۴] از طول پنجره  $L=10$  استفاده می‌شود. همچنین تأخیر در نظر گرفته شده در تابع خودهمبستگی برابر ۱ و مرتبه هموارسازی<sup>۱۶</sup> برابر ۲ در نظر گرفته شده است. در آشکارگر انرژی، آستانه را می‌توان با استفاده از تعیین مقدار  $P_f$  و یا آستانه‌ای همانند روش خودهمبستگی و یا ضربی از بیشینه انرژی در نظر گرفت که در این مقاله از روش سوم (با ضریب ۰/۵) استفاده شده است. در روش بیشینه مقدار ویژه نیز مقدار  $P_f = 0/01$  در نظر گرفته شده است. سایر

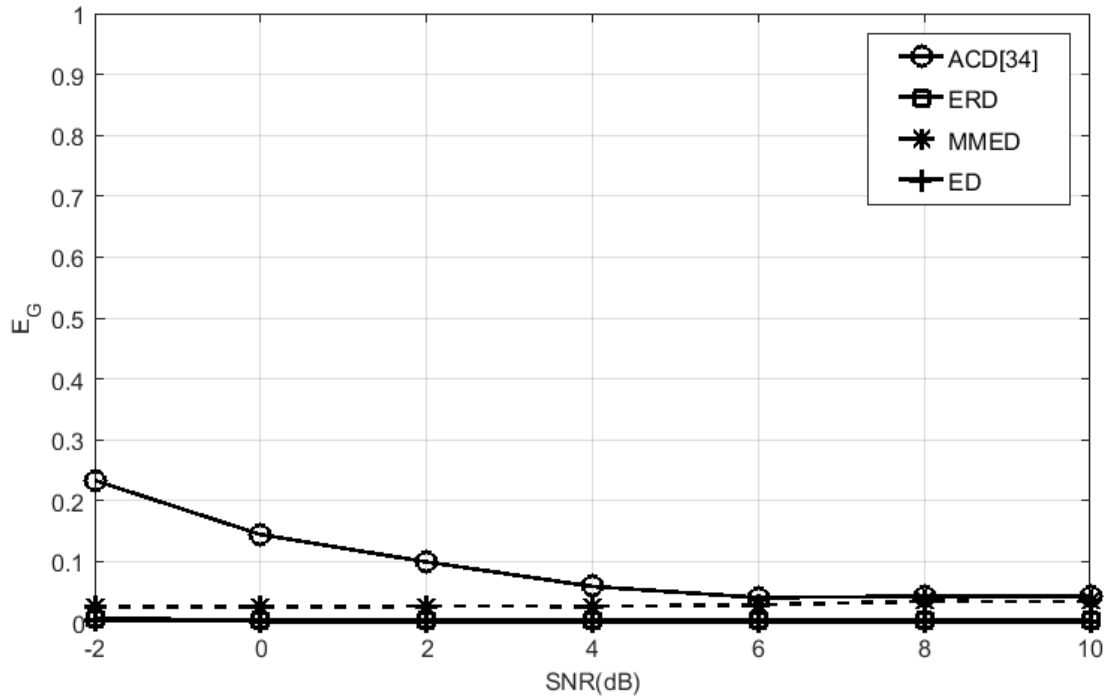




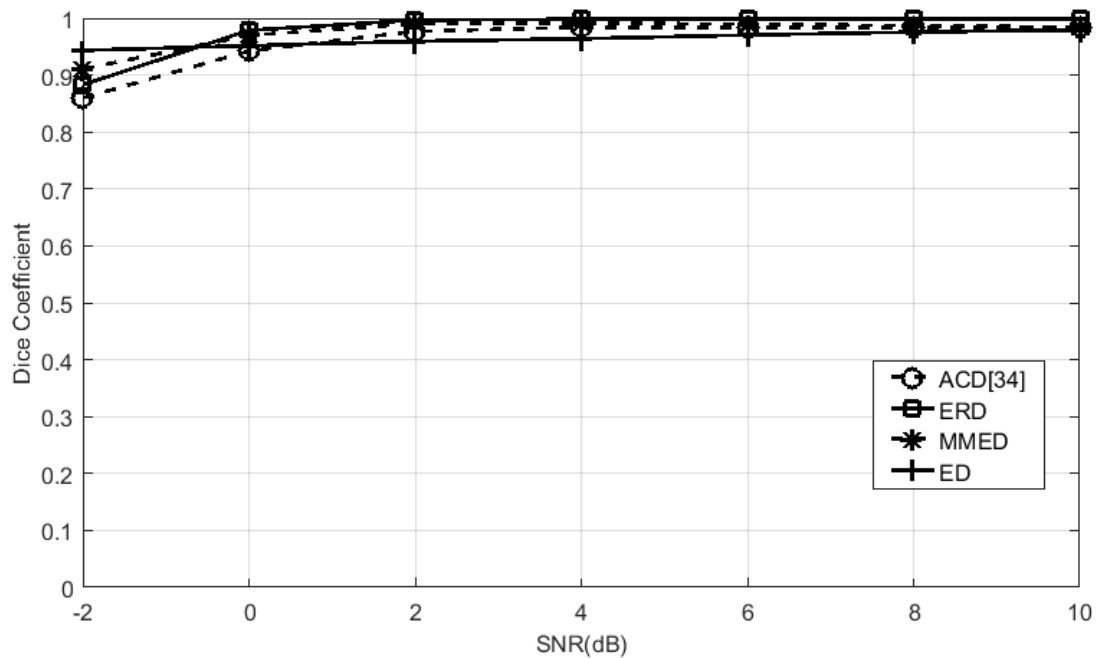
شکل ۴: مقایسه ضریب دایس برای آشکارگرهای مختلف در طول برست‌های کوتاه.



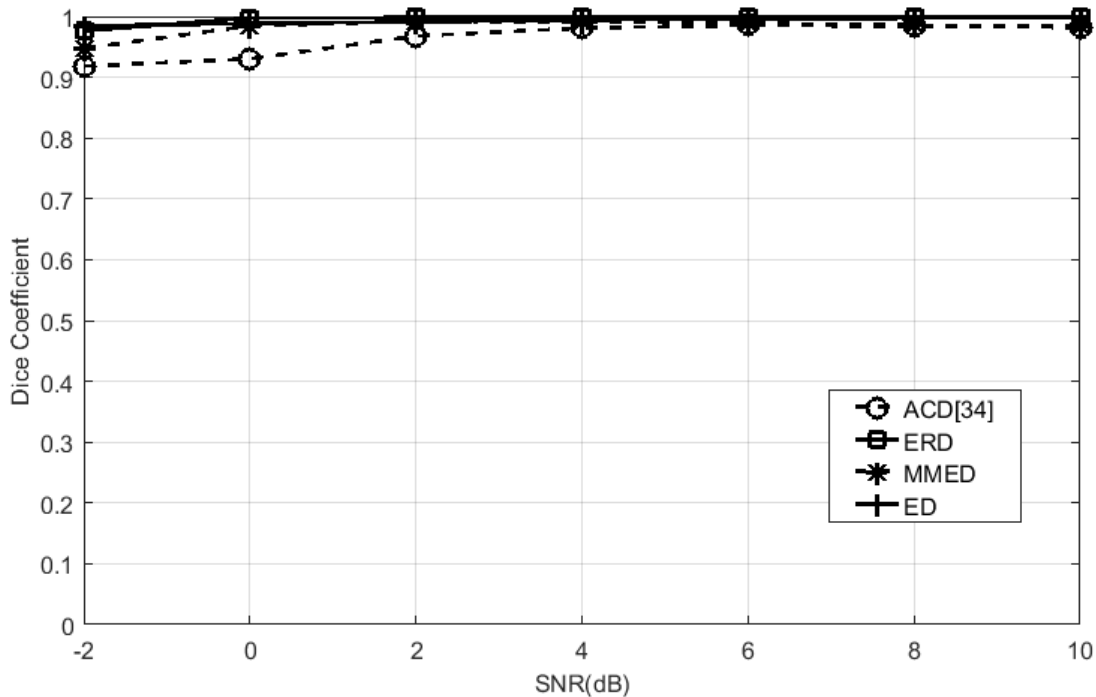
شکل ۵: خطای برست برای آشکارگرهای مختلف در طول برست‌های کوتاه.



شکل ۶: خطای زمان سکوت برای آشکارگرهای مختلف در طول برست‌های کوتاه.



شکل ۷: ضریب دایس برای آشکارگرهای مختلف در طول برست‌های کوتاه و برای مدولاسیون BPSK.



شکل ۸: ضریب دایس برای آشکارگرهای مختلف در طول برست‌های کوتاه و برای مدولاسیون 8-PSK.

مناسبی هستند. در این مقاله، علاوه بر معیار تشابه دایس، معیارهای خطای برست و خطای زمان محافظ (یا همان زمان سکوت) برای بررسی عملکرد آشکارگرها پیشنهاد گردیده است که می‌تواند مبنای مقایسه برای کارهای آینده باشد.

برای آشکارسازی پیشنهادی نسبت انرژی، از آنجا که در حالت غیر همیار اطلاعات دقیقی از طول برست و زمان محافظ در اختیار نیست، از دو طول پنجره متفاوت کوچک و بزرگ استفاده شده است و حاصل ضرب آشکارسازی‌های انجام شده توسط این دو پنجره به‌عنوان آشکارسازی نهایی در نظر گرفته شده است.

در روش پیشنهادی نسبت انرژی (و همچنین در روش خودهمبستگی) به‌طور ضمنی فرض شده است که حد پایین طول برست‌ها مشخص است و لذا طول پنجره‌های آشکارسازی بزرگ‌تر از این حد انتخاب نمی‌شود. همچنین روش نسبت انرژی مقدار نسبت سیگنال به نویز را دانسته فرض می‌کند. تخمین این مقادیر می‌تواند زمینه کارهای آینده باشد.

### مراجع

- [۱] مهدی تیموری، «آشکارسازی سیگنال لینک ۱۶»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۴، ص. ۸۴-۸۷، ۱۳۹۵.
- [۲] مهدی تیموری، حمیدرضا کاکایی مطلق و مرتضی حدادی، «شناسایی کور کدهای ضریبی BCH»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۱، ص. ۴۹-۵۴، ۱۳۹۶.

خطای برست و زمان محافظ هر چهار روش نیز به ترتیب در شکل ۵ و شکل ۶ نمایش داده شده‌اند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، آشکارگر نسبت انرژی نسبت به آشکارگر خودهمبستگی خطای زمان محافظ خیلی کمتری دارد. همچنین میزان خطای برست آن نیز از در مقادیر سیگنال به نویز بیشتر از ۰ dB بسیار کم شده و به نتیجه آشکارگر خودهمبستگی نزدیک می‌شود. این نتایج، عملکرد مناسب آشکارگر نسبت انرژی را تأیید می‌کنند. آشکارگرهای انرژی و مقادیر ویژه نیز به فاصله کمی از نسبت انرژی قرار گرفته‌اند.

شبیه‌سازی آشکارگرها برای مدولاسیون‌های BPSK و 8-PSK نیز انجام شده است. ضرایب دایس حاصل از آشکارگرهای مختلف برای این دو مدولاسیون به ترتیب در شکل‌های ۷ و ۸ نشان داده شده است که نتایج قبلی برای مدولاسیون QPSK را تأیید می‌کنند.

### ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله آشکارسازی کور سیگنال‌های برست مورد بررسی قرار گرفت. این موضوع در محیط غیرهمیار تا به حال مورد بررسی دقیق قرار نگرفته بود. در این مقاله روشی مبتنی بر نسبت انرژی برای یافتن نقاط ابتدا و انتهای برست‌ها پیشنهاد گردید. این روش که بر مبنای تغییرات شدید نسبت انرژی در ابتدا و انتهای برست‌ها عمل می‌کند، نسبت به آشکارگر خودهمبستگی معرفی شده در [۳۴] دارای عملکرد مناسب‌تری است. همچنین آشکارگر انرژی و آشکارگر نسبت بیشینه به کمینه مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس همراه با تغییراتی برای آشکارسازی سیگنال‌های برست پیشنهاد گردید که با توجه به نتایج شبیه‌سازی دارای عملکرد

- 2008 IET Seminar on, 2008, pp. 1-5.
- [17] D. Cabric, A. Tkachenko, and R. W. Brodersen, "Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection," in *MILCOM 2006-2006 IEEE Military Communications conference*, 2006, pp. 1-7.
- [18] H. Tang, "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems," in *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005.*, 2005, pp. 151-159.
- [19] H.-S. Chen, W. Gao, and D. G. Daut, "Signature based spectrum sensing algorithms for IEEE 802.22 WRAN," in *2007 IEEE International Conference on Communications*, 2007, pp. 6487-6492.
- [20] Y. Zeng and Y.-C. Liang, "Covariance based signal detections for cognitive radio," in *2007 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, 2007, pp. 202-207.
- [21] Y. Zeng and Y.-C. Liang, "Spectrum-sensing algorithms for cognitive radio based on statistical covariances," *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 1804-1815, 2009.
- [22] N. P. Sonawane and P. V. Ahire, "Proportional study of Eigen value Based Spectrum Sensing Techniques for Cognitive Radio Network," 2016.
- [23] A. Kortun, T. Ratnarajah, M. Sellathurai, C. Zhong, and C. B. Papadias, "On the performance of eigenvalue-based cooperative spectrum sensing for cognitive radio," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, pp. 49-55, 2011.
- [24] R. R. Nadakuditi and J. W. Silverstein, "Fundamental limit of sample generalized eigenvalue based detection of signals in noise using relatively few signal-bearing and noise-only samples," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, pp. 468-480, 2010.
- [25] Y. Zeng, C. L. Koh, and Y.-C. Liang, "Maximum eigenvalue detection: Theory and application," in *2008 IEEE International Conference on Communications*, 2008, pp. 4160-4164.
- [26] Y. Zeng and Y.-C. Liang, "Maximum-minimum eigenvalue detection for cognitive radio," in *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007, pp. 1-5.
- [27] P. Burzigotti, A. Ginesi, and G. Colavolpe, "Advanced receiver design for satellite-based automatic identification system signal detection," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 30, pp. 52-63, 2012.
- [28] V. K. Oduol and C. Ardil, "Frame and burst acquisition in tdma satellite communication networks with transponder hopping," *Int. Journal of Electronics, Communication and Computer Engineering*, vol. 1, p. 2, 2009.
- [29] T. Zhao, A. Nehorai, and B. Porat, "K-means clustering-based data detection and symbol-timing recovery for burst-mode optical receiver," *IEEE transactions on Communications*, vol. 54, pp. 1492-1501, 2006.
- [30] F. Yue, W. Guangzhi, and T. Min, "Detection and demodulation of non-cooperative burst signal," in *International Conference on Applied Science and Engineering Innovation*, 2015, pp. 1560-1564.
- [3] B. Wang and K. R. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, vol. 5, pp. 5-23, 2011...
- [4] T. Yücek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 11, pp. 116-130, 2009...
- [5] F. F. Digham, M.-S. Alouini, and M. K. Simon, "On the energy detection of unknown signals over fading channels," in *Communications, 2003. ICC'03. IEEE International Conference on*, 2003, pp. 3575-3579.
- [6] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions: with formulas, graphs, and mathematical tables* vol. 55: Courier Corporation, 1964.
- [7] M. P. Olivieri, G. Barnett, A. Lackpour, A. Davis, and P. Ngo, "A scalable dynamic spectrum allocation system with interference mitigation for teams of spectrally agile software defined radios," in *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005.*, 2005, pp. 170-179.
- [8] J. J. Lehtomaki, J. Vartiainen, M. Juntti, and H. Saarnisaari, "Spectrum sensing with forward methods," in *MILCOM 2006-2006 IEEE Military Communications conference*, 2006, pp. 1-7.
- [9] S. Geirhofer, L. Tong, and B. M. Sadler, "Dynamic spectrum access in WLAN channels: Empirical model and its stochastic analysis," in *Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum*, 2006, pp. 1-10.
- [10] S. Geirhofer, L. Tong, and B. M. Sadler, "A measurement-based model for dynamic spectrum access in WLAN channels," in *MILCOM 2006-2006 IEEE Military Communications conference*, 2006, pp. 1-7.
- [11] S. Geirhofer, L. Tong, and B. M. Sadler, "Cognitive radios for dynamic spectrum access-dynamic spectrum access in the time domain: Modeling and exploiting white space," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, pp. 66-72, 2007.
- [12] S. Sankaranarayanan, P. Papadimitratos, A. Bradley, and S. Hershey, "A bandwidth sharing approach to improve licensed spectrum utilization," in *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005.*, 2005, pp. 279-288.
- [13] A. Bagheri, P. C. Sofotasios, T. A. Tsiftsis, K. Ho-Van, M. I. Loupis, S. Freear, *et al.*, "Energy Detection Based Spectrum Sensing over Enriched Multipath Fading Channels," 2016.
- [14] E. Chatziantoniou, B. Allen, V. Velisavljevic, P. Karadimas, and J. Coon, "Energy Detection based Spectrum Sensing over Two-wave and Diffuse Power Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016
- [15] D. Cabric, S. M. Mishra, and R. W. Brodersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," in *Signals, systems and computers, 2004. Conference record of the thirty-eighth Asilomar conference on*, 2004, pp. 772-776.
- [16] J. Chen, A. Gibson, and J. Zafar, "Cyclostationary spectrum detection in cognitive radios," in *Cognitive Radio and Software Defined Radios: Technologies and Techniques*,

- detector for burst signals based on the fluctuation of the correlation function,” in *Signal Processing (ICSP), 2010 IEEE 10th International Conference on*, 2010, pp. 1628-1631.
- [35] T.-f. HAN and W.-d. CHEN, “Transient Signal Detection Using Higher Order Moments,” *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, vol. 2, p. 023, 1999.
- [36] L. R. Dice, “Measures of the amount of ecologic association between species,” *Ecology*, vol. 26, pp. 297-302, 1945.
- [31] L.-K. Shark and C. Yu, “Weak transient signal detection based on continuous wavelet and cumulant analysis,” in *Signal Processing, 2002 6th International Conference on*, 2002, pp. 1851-1854.
- [32] E. Fishler and H. Messer, “Detection and parameter estimation of a transient signal using order statistics,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 48, 2000, pp 1548-55.
- [33] Y.-J. Yuan, X. Wang, Z.-T. Huang, and Z.-C. Sha, “Detection of radio transient signal based on permutation entropy and GLRT,” *Wireless Personal Communications*, vol. 82, pp. 1047-1057, 2015.
- [34] S. Dan, X. Xiaojian, and W. Jing, “A novel presence

## زیر نویس‌ها

<sup>9</sup> Permutation Entropy

<sup>10</sup> Dice

<sup>11</sup> Binary Function

<sup>12</sup> Average-Energies Ratio

<sup>13</sup> Auto-Correlation Detector

<sup>14</sup> Energy Detector

<sup>15</sup> Maximum-Minimum Eigenvalue Detector

<sup>16</sup> Smoothing

<sup>1</sup> False Alarm Probability

<sup>2</sup> Energy Ratio Detector

<sup>3</sup> Burst

<sup>4</sup> Guard Time

<sup>5</sup> Time-Division Multiple Access

<sup>6</sup> Cooperative

<sup>7</sup> Unique word pattern

<sup>8</sup> Transient Signals