

آشکارسازی سیگنال لینک ۱۶

مهدی تیموری^۱، استادیار

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

چکیده: شناسایی سیگنال لینک ۱۶ به مفهوم تشخیص حضور یا عدم حضور سامانه مذکور در محیط نبرد، به دلیل کاربرد زیاد این سیستم دارای اهمیت بسیار بالایی است. در این مقاله، روشی جدید برای شناسایی سیگنال لینک ۱۶ ارائه می شود که نسبت به روش های موجود برای شناسایی این سیگنال، دارای پیچیدگی بسیار پایین تر و عملکرد نسبتاً مناسب تر است. در روش ارائه شده، با در نظر گرفتن متناوب بودن انرژی ارسالی، سه مشخصه مختلف تعریف و استخراج شده است که باعث می شود آشکارسازی با دقت بیش از ۸۰٪ در نسبت سیگنال به نویز حدود ۱۶- دسی بل صورت گیرد. این روش به دلیل استخراج مشخصه هایی مفید از سیگنال نمونه برداری و استفاده از قواعد ساده تصمیم گیری به دست آمده از یادگیری ماشین به راحتی قابل پیاده سازی به صورت زمان واقعی در سامانه های عملی شناسایی است.

واژه های کلیدی: لینک ۱۶، شناسایی، یادگیری ماشین

Detection of Link 16 Signal

M. Teimouri¹, Assistant Professor

1- Faculty of New Sciences and Technologies, University of Tehran, Tehran, Iran, Email: mehditeimouri@ut.ac.ir

Abstract: Detection of link 16 signal, i.e. identifying the presence/absence of this system in battlefield, is of great interest. In this paper, a new method for detection of link 16 signal is proposed with a very lower complexity and better performance compared to the current methods. Due to the periodic nature of transmitted energy, three different features are defined and extracted which result in a detection probability more than 80% for the values of signal to noise ratio around -16 dB. Since this method extracts suitable features from the sampled signal and applies simple rules which are obtained via machine learning, it can be realized in real-time practical detection systems.

Keywords: Link 16, detection, machine learning.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴/۹/۱۳۹۴

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۴/۱۲/۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱/۱۷

نام نویسنده مسئول: مهدی تیموری

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

۱- مقدمه

لینک‌های داده تاکتیکی نقشی بسیار مهم در حوزه نظامی نوین دارند و اساس جنگ متمرکز شبکه‌ای (NCW^۱) هستند، نه فقط به این دلیل که آگاهی همه‌جانبه را برای مراکز فرماندهی فراهم می‌کنند بلکه به این دلیل که مخابرات مطمئن و امن را برقرار می‌کنند. سامانه Link-16^۲ یک سامانه مخابراتی طیف گسترده ترکیبی دنباله‌مستقیم-پرش فرکانسی است که با سازوکار تسهیم زمانی (TDMA^۳) دسترسی چندگانه را فراهم می‌کند. سامانه Link-16 زاده مشکلات ایالات متحده آمریکا در جنگ ویتنام بود و در جهت همسوسازی بخش‌های مختلف ارتش به وجود آمد. این مشکلات در هماهنگ‌سازی در حالی خود را نشان می‌داد که انواع ابتدایی تر لینک‌های داده تاکتیکی شامل Link-4، Link-11 و Link-14 هر کدام دارای محدودیت‌هایی در عملکرد و پیاده‌سازی بودند و فقط در دسترس بخش‌های خاصی از نیروی خاصی بودند.

در سامانه لینک ۱۶ تمامی ارتباطات از شیارهای زمانی به طول ۷/۸۱۲۵ میلی‌ثانیه استفاده می‌کنند. در هر شیار زمانی، اطلاعات به صورت رشته‌ای از پالس‌ها ارسال می‌گردد که هر پالس حاوی ۵ بیت اطلاعات ارسال شده توسط مدوله‌سازی ترکیبی^۴ CCSK و^۵ MSK است. از آنجاکه هر پالس دارای ۳۲ چپ CCSK و طول هر چپ ۰/۲ میکروثانیه است، طول هر پالس برابر ۶/۴ میکروثانیه است. پالس‌ها ۱۳ میکروثانیه از هم فاصله دارند که معنی آن خاموش بودن فرستنده به طول ۶/۶ میکروثانیه است. تعداد پالس‌ها در یک شیار زمانی متغیر است و هر پالس بر روی یک حامل فرکانسی انتخاب شده به صورت شبه تصادفی از یک مجموعه ۵۱ تایی در بازه فرکانسی ۹۶۹ تا ۱۲۰۶ مگاهرتز ارسال می‌گردد. البته لازم به ذکر است که در برخی حالت‌های کاری سامانه، ارسال اطلاعات تنها بر روی یک فرکانس انجام می‌پذیرد [۱].

سیستم JTIDS از تکنیک کدگذاری جرخشی (CRC) استفاده می‌کند. این روش کدگذاری فقط قابلیت تشخیص خطا را داراست. زمانی که در گیرنده خطایی تشخیص داده می‌شود از فرستنده درخواست می‌شود که این رشته داده را دوباره ارسال نماید. در پیام‌های با قالب ثابت و متغیر، قبل از کدگذاری RS، دوازده بیت پریته برای تشخیص خطا در هر بلوک ۲۱۰ بیتی داده تولید می‌شوند. دوازده بیت پریته به سه گروه چهار بیتی تقسیم می‌شوند و یک بیت صفر به ابتدای هر چهار بیت اضافه می‌شود تا بایت پریته را تکمیل نماید. این بایت‌ها سپس با هفتاد بیت داده ترکیب می‌شوند تا کلمات ۷۵ بیتی را ایجاد نمایند. کدگذاری RS این اطمینان را ایجاد می‌کند که حتی اگر نیمی از داده‌ها در حین ارتباط از دست بروند، مکانیسم تشخیص و تصحیح خطا قابلیت بازیابی داده اصلی را دارا است. سیستم JTIDS از جایگزین^۶ بعد از کدگذاری RS استفاده می‌کند. این کار باعث می‌شود که اختلال‌های رگباری به اختلال‌های تصادفی تبدیل شوند. در چنین حالتی، خطاها به جای حضور در یک کلمه کد در تمامی کلمه‌های کد

توزیع شده و در این صورت به طور کامل از توانایی تصحیح خطای کدگذاری RS استفاده می‌گردد [۱].

شناسایی سیگنال لینک ۱۶ در یک محیط عملیاتی، با مفهوم تشخیص فعالیت یا عدم فعالیت سامانه، از اهمیت بسیار بالایی برخوردار است. شناسایی سیگنال‌های پرش فرکانسی به صورت عمومی در منابع زیادی مورد بررسی قرار گرفته است [۲-۴]. برخی نیز به تخمین پارامترهای مختلف چنین سیگنال‌هایی مانند نرخ پرش پرداخته‌اند [۵-۷]؛ اما در حال حاضر، اثر کمی از شناسایی سیگنال لینک ۱۶ در منابع علمی دیده می‌شود. جدیدترین تحقیق در این زمینه، روشی برای شناسایی این نوع سیگنال با استفاده از تحلیل توزیع زمان-فرکانس طیف‌نگاره^۷ پیشنهاد داده است که دارای پیچیدگی بسیار زیاد و خطای تشخیص حدود ۲۰٪ در نسبت سیگنال به نویز (SNR^۸) حدود ۸- دسی‌بل است [۸]. در [۹] نیز پیاده‌سازی چنین سامانه‌های بر روی FPGA مورد بررسی قرار گرفته است.

در این مقاله روشی جدید برای شناسایی سیگنال لینک ۱۶ ارائه می‌گردد که نسبت به روش‌های موجود برای شناسایی این سیگنال، دارای پیچیدگی بسیار پایین‌تر و عملکرد نسبتاً مناسب‌تر است. تا جایی که نویسنده مقاله اطلاع دارد، در زمینه تشخیص حضور سیگنال لینک ۱۶ تاکنون روشی به غیر از روش پیشنهادی در [۸] ارائه نشده است؛ لذا تنها روش برای مقایسه، روش مرجع [۸] است. با انجام این مقایسه خواهیم دید که روش پیشنهادی حدود ۹ دسی‌بل بهتر است. این بهبود به دلیل استخراج مشخصه‌هایی مفید از سیگنال نمونه‌برداری و استفاده از قواعد ساده تصمیم‌گیری به دست آمده از یادگیری ماشین حاصل شده است؛ این در حالی است که [۸] از تحلیل توزیع زمان-فرکانس طیف‌نگاره استفاده کرده است که نسبت به نویز بسیار حساس می‌باشد. به دلیل سادگی، روش پیشنهادی به راحتی قابل پیاده‌سازی به صورت زمان واقعی در سامانه‌های عملی شناسایی است. در حقیقت، با معرفی سه مشخصه مفید و انجام شبیه‌سازی‌های دقیق یادگیری ماشین، در نهایت خواهیم دید که بخش تصمیم‌گیری نهایی بسیار ساده است؛ این بخش در حقیقت مقایسه‌ای ساده با یک آستانه از پیش تعیین شده است. به عبارت دیگر، یادگیری ماشین صرفاً برای طراحی مورد استفاده قرار گرفته (در سیستم شناسایی نهایی حضور ندارد) و به ما کمک می‌کند که بخش تصمیم‌گیر آشکارساز را به شکلی ساده طراحی نماییم.

در این راستا و در بخش دوم، ابتدا روش پیشنهادی معرفی می‌گردد و سپس، در بخش سوم با ارائه نتایج شبیه‌سازی عملکرد آن مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در پایان و در بخش چهارم نیز جمع‌بندی صورت خواهد گرفت.

۲- روش پیشنهادی

همان‌طور که در مقدمه اشاره شد، سیگنال لینک ۱۶ دارای ویژگی پالسی است که در آن فرستنده به مدت ۶/۴ میکروثانیه روشن و به مدت

فوریه چندفازه شکل ۲ است. آخرین بلوک در شکل ۲، تبدیل فوریه سریع K نقطه‌ای است.

با استفاده از ساختار تبدیل فوریه چندفازه برای گیرنده کانالیزه، روش آشکارسازی پیشنهادی به صورت آنچه در شکل ۳ نشان داده شده است خواهد بود.

دلیل استفاده از بلوک کاهش نرخ به نسبت M در نمودار بلوکی شکل ۳ این است که سیگنال انرژی خروجی جمع‌کننده در صورتی که ورودی آن سیگنال لینک ۱۶ باشد، دارای ماهیتی با فرکانس پایین است و لذا می‌توان آن را کاهش نرخ داد، بدون اینکه اطلاعات آن از دست برود. برای روشن‌تر شدن موضوع، فرض کنید سیگنال ورودی با فرکانس ۲۴۰ مگاهرتز نمونه‌برداری شده است. برای این کار ابتدا باید سیگنال ورودی به باند پایه منتقل گردد. سیگنال ورودی، در محدوده فرکانسی ۹۶۹ مگاهرتز تا ۱۲۰۶ مگاهرتز قرار دارد که با ضرب در فرکانس مرکزی ۱۰۸۶ مگاهرتز و اعمال یک فیلتر پایین‌گذر به باند پایه منتقل شده است. با انجام این کار، سیگنالی در محدوده فرکانسی ۱۱۷ - مگاهرتز تا ۱۲۰ مگاهرتز خواهیم داشت که می‌توان با نرخ نایکوئیست ۲۴۰ مگاهرتز آن را نمونه‌برداری نمود. این سیگنال نمونه‌برداری شده منجر به یک سیگنال انرژی متناوب با فرکانس پایه ۷۶۹۲۳ هرتز در خروجی جمع‌کننده شکل ۳ می‌گردد. به عنوان یک مثال، در شکل ۴ یک نمونه از سیگنال انرژی در خروجی جمع‌کننده شکل ۳ برای نسبت سیگنال به نویز ۱۰ دسی‌بل نمایش داده شده است. این سیگنال انرژی دارای نرخ نمونه‌ای برابر ۳ مگاهرتز است. لذا با کاهش نرخ نمونه‌برداری این سیگنال به نسبت $M=10$ و تبدیل نرخ نمونه آن به ۳۰۰ کیلوهرتز، کماکان فرکانس پایه ۷۶۹۲۳ هرتز به راحتی قابل مشاهده خواهد بود.

اگر فیلتر $h[n]$ از نوع FIR^۱ و با طول $K=80$ طراحی شود، طرح ارائه شده در شکل ۳ قابلیت ساده‌سازی بیشتری دارد. برای دیدن این موضوع، فرض کنید $h[n] = \sum_{m=0}^{K-1} h_m \delta[n-m]$ و تابع ضربه گسسته واحد است، لذا برای مقادیر $i = 0, 1, \dots, K-1$ می‌توان گفت:

$$p_i[n] = h[nK-i] = \sum_{m=0}^{K-1} h_m \delta[nK-i-m] \quad (3)$$

$$= \begin{cases} h_0 \delta[n] & i=0 \\ h_{K-i} \delta[n-1] & i=1, 2, \dots, K-1 \end{cases}$$

رابطه (۳) به این معنی است که هر یک از فیلترهای $p_i[n]$ در شکل ۳، با یک ضرب‌کننده (و یک بلوک تأخیر قبل از آن، به جز در اولین ضرب‌کننده) قابل جایگزینی هستند. همچنین بلوک کاهش نرخ نیز می‌تواند به قبل از ضرب‌کننده‌ها انتقال پیدا کند. نمودار بلوکی آشکارساز پیشنهادی با پیچیدگی کم در شکل ۵ آورده شده است. توجه کنید که بلوک جمع‌کننده هم در شکل ۳ و هم در شکل ۵، عمل جمع را تنها بر روی ۵۱ شاخه متناظر با ۵۱ فرکانس موردنظر انجام می‌دهند.

۶/۶ ثانیه خاموش است. این ویژگی پالسی بودن موجب نرخ خاموش/روشن شدن برابر با ۷۶۹۲۳ بار در ثانیه می‌شود که ویژگی بارز این لینک است. لذا، برای آشکارسازی وجود یا عدم وجود لینک ۱۶ می‌توان از این ویژگی استفاده نمود. ایده اصلی استفاده از این خاصیت پالسی از [۵] الهام گرفته شده است.

سیگنال لینک ۱۶ در ۵۱ فرکانس مشخص ارسال می‌شود؛ بنابراین می‌توان از یک گیرنده کانالیزه شامل این ۵۱ کانال برای آشکارسازی لینک ۱۶ استفاده نمود. سیگنال دریافتی با ۵۱ شیفت فرکانسی مختلف به باند پایه منتقل می‌شود و در هر شاخه گیرنده ابتدا از یک فیلتر پایین‌گذر با پهنای باند ۳ مگاهرتز کرده و سپس انرژی آن اندازه‌گیری می‌شود. با توجه به اینکه پس از عبور از فیلتر پایین‌گذر پهنای باند سیگنال کاهش پیدا می‌کند، می‌توان نرخ نمونه‌برداری آن را کاهش داد. در انتها، انرژی خروجی همه ۵۱ کانال با یکدیگر جمع می‌شود. انتظار می‌رود که در صورت وجود سیگنال لینک ۱۶ در ورودی گیرنده، سیگنال ناشی از مجموع انرژی تمامی کانال‌ها (تقریباً) متناوب با دوره تناوب ۱۳ میکروثانیه باشد. لذا، وجود پیک در حوالی فرکانس ۷۶۹۲۳ هرتز نشان‌دهنده فرکانس این سیگنال متناوب است.

همان‌طور که در مقدمه اشاره شد، لینک ۱۶ در بازه فرکانسی ۹۶۹ مگاهرتز تا ۱۲۰۶ مگاهرتز عمل می‌کند. این بازه به ۸۰ کانال با عرض ۳ مگاهرتز قابل تقسیم است که ۵۱ عدد از این کانال‌ها برای ارسال اطلاعات لینک ۱۶ مورد استفاده قرار می‌گیرد.

با توجه به این موضوع، می‌توان گفت که استفاده از ساختار تبدیل فوریه چند فازه سبب کاهش پیچیدگی گیرنده خواهد شد. برای روشن‌تر شدن موضوع، گیرنده کانالیزه نشان داده شده در شکل ۱ را با K کانال در نظر بگیرید. در این گیرنده، خروجی هر کانال را می‌توان به صورت رابطه (۱) نمایش داد.

$$X_k[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[nD-m] x[m] e^{-j\omega_k m}, \quad (1)$$

$$k = 0, 1, \dots, K-1,$$

که در آن $\omega_k = \frac{2\pi k}{K}$ شیفت فرکانسی کانال k ام و D عامل کاهش نرخ است. با تعریف $p_i[n] = h[nK-i]$ و $x_i[n] = x[nK+i]$ برای مقادیر $i = 0, 1, \dots, K-1$ و با فرض $K = D = 80$ رابطه (۱) به صورت رابطه (۲) ساده می‌شود.

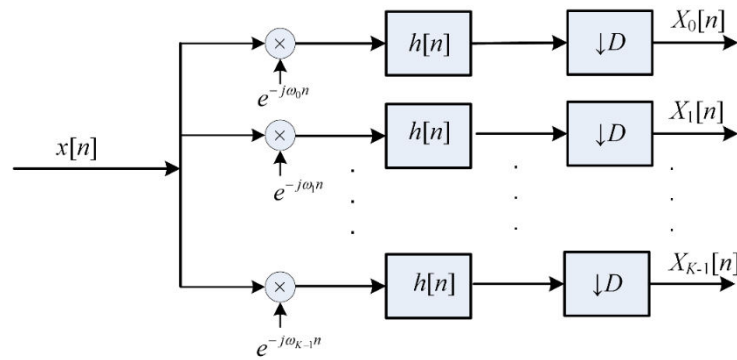
$$X_k[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[nK-m] x[m] e^{-j2\pi \frac{k}{K} m}$$

$$= \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h[nK-rK-i] x[rK+i] e^{-j2\pi \frac{k}{K} (rK+i)} \quad (2)$$

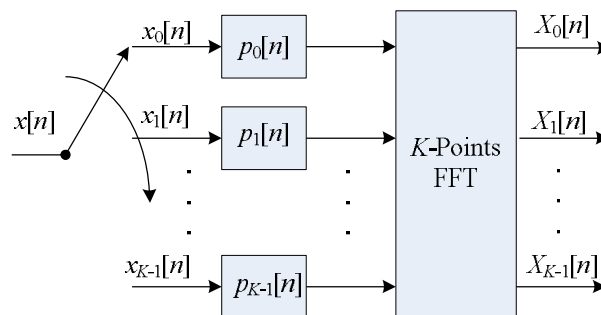
$$= \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} p_i[n-r] x_i[r] e^{-j2\pi \frac{k}{K} (rK+i)}$$

$$= \sum_{i=0}^{K-1} (p_i[n] * x_i[n]) e^{-j2\pi \frac{k}{K} i},$$

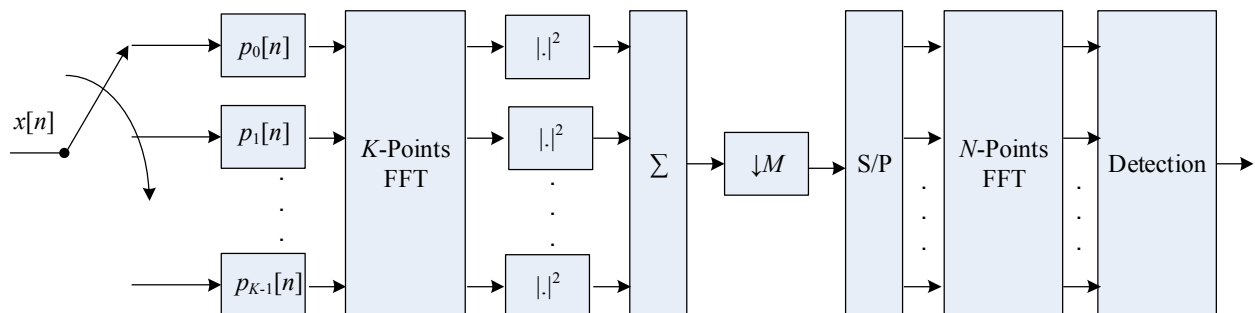
که در آن $*$ نماد کانولوشن در حوزه زمان است. با توجه به رابطه (۲)، می‌توان دید که ساختار گیرنده کانالیزه شکل ۱ معادل ساختار تبدیل



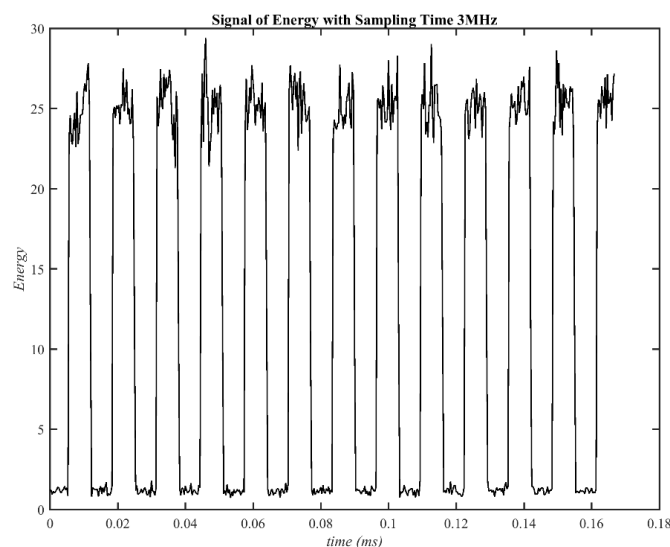
شکل ۱: نمونه‌ای از یک گیرنده کانالیزه



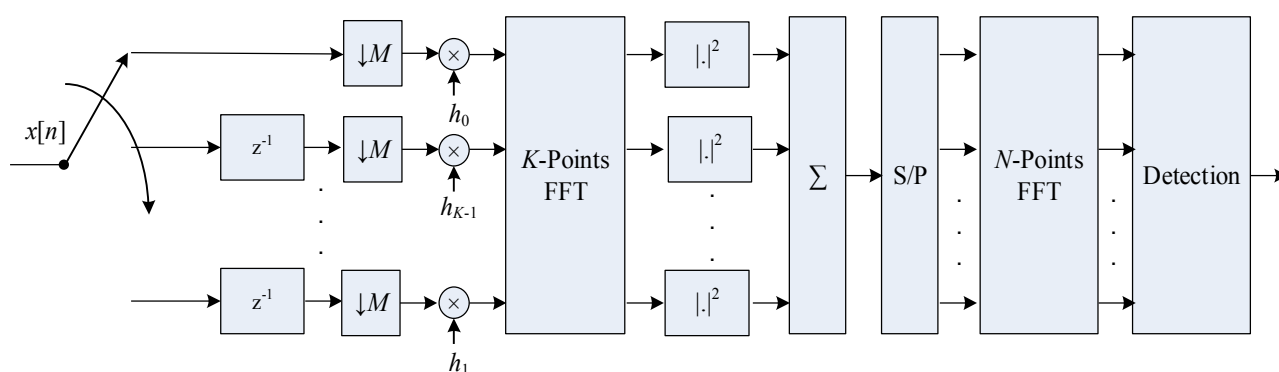
شکل ۲: ساختار تبدیل فوریه چندفازه یک گیرنده کانالیزه



شکل ۳: نمودار بلوکی آشکارساز پیشنهادی



شکل ۴: مجموع سیگنال انرژی خروجی جمع کننده در شکل ۳ در نسبت سیگنال به نویز برابر ۱۰ دسی بل



شکل ۵: نمودار بلوکی آشکارساز پیشنهادی با پیچیدگی کم

با $R^{(5)} (0 < R^{(5)} \leq 1)$ نشان می‌دهیم که انتظار داریم در حالتی که سیگنال لینک ۱۶ وجود دارد و قدرت نویز کم است، این عدد نزدیک به یک باشد.

۳. آنتروپی نسبی^{۱۰} اندازه دامنه‌های به‌دست آمده و توزیع یکنواخت که آن را با D نمایش می‌دهیم. برای محاسبه آنتروپی نسبی، سری N تایی قدر مطلق اندازه‌های دامنه به‌دست آمده را طوری نرمالیزه می‌کنیم که مجموع آن‌ها برابر یک شود. سپس، آنتروپی نسبی نمونه‌های حاصل و یک توزیع یکنواخت (یک سری با طول N و اندازه ثابت $\frac{1}{N}$ برای هر نمونه) را محاسبه می‌کنیم. انتظار داریم که اگر سیگنال ورودی نویز باشد، حاصل بسیار کوچک باشد، زیرا در این حالت توزیع نمونه‌های حاصل نزدیک به توزیع یکنواخت خواهد بود. برای محاسبه آنتروپی نسبی، اگر مقادیر خروجی FFT را با a_k نمایش دهیم، داریم:

$$D = \sum_{k=0}^{N-1} b_k \log_2(Nb_k) \quad (4)$$

که در آن $b_k = |a_k| / \sum_{i=0}^{N-1} |a_i|$

توجه کنید که هر سه مشخصه معرفی شده می‌توانند به تنهایی در شناسایی مورد استفاده قرار گیرند. اما از آنجاکه نمی‌دانیم بهترین تصمیم ممکن با استفاده از این سه مشخصه چه تصمیمی است، از یادگیری ماشین استفاده می‌کنیم تا بهترین تصمیم‌گیر ممکن را طراحی نماییم. با تولید داده‌های آموزشی مختلف و استفاده از یکی از روش‌های مرسوم یادگیری ماشین، مانند درخت تصمیم‌گیری یا جداساز خطی، می‌توان قواعدی ساده برای آشکارسازی بر اساس این سه مشخصه ارائه داد. در این مقاله از درخت تصمیم برای این کار استفاده خواهیم کرد. در بخش شبیه‌سازی به این موضوع خواهیم پرداخت.

۳- نتایج و بحث

برای انجام شبیه‌سازی‌ها، پارامترهای پیاده‌سازی سامانه را به این صورت در نظر می‌گیریم. نرخ نمونه‌برداری برای تولید سیگنال $x[n]$ برابر ۲۴۰ مگاهرتز و طول بسته‌های ورودی برابر ۱۶۳۸۳۹۹ نمونه است که معادل ۲۰۴۸ نمونه ورودی برای بلوک FFT دوم N نقطه‌ای است

با داشتن نمونه‌های خروجی FFT، نوبت به طراحی بخش تصمیم‌گیر می‌رسد. برای طراحی این بخش، باید ابتدا مشخصه‌هایی مفید از سیگنال استخراج نمود و سپس آن‌ها را در یک فرایند تصمیم‌گیری مورد استفاده قرار داد. برای طراحی فرایند تصمیم‌گیری دو روش متداول وجود دارد. اولین روش استفاده ابزارهای تحلیلی است که نتایج دقیقی در اختیار ما قرار می‌دهند، اما نیاز به مدل احتمالی دقیقی از سیگنال دارند. روش دوم، استفاده از روش‌های یادگیری ماشین است که در سال‌های اخیر و در مسائل مختلف مهندسی استفاده زیادی از آن‌ها شده است [۱۱، ۱۲]. در این مقاله از روش دوم استفاده شده است.

در مرحله تصمیم‌گیری (آشکارسازی) ابتدا درصد کمی (حدود سه درصد) از نمونه‌های خروجی‌های FFT که متناظر با فرکانس‌های پایین هستند برابر صفر قرار می‌گیرند. دلیل این کار این است که سیگنال انرژی به‌دست آمده، ماهیتی فرکانس پایین نیز دارد که اگر آن را حذف نکنیم، ممکن است منجر به تصمیم اشتباه شود. برای تصمیم‌گیری از سه مشخصه استفاده می‌شود:

۱. مقدار فرکانس نرمالیزه دارای بزرگ‌ترین دامنه در بین N

نمونه FFT که آن را با $f_{\max}$ ($0 < f_{\max} < \frac{1}{2}$) نمایش

می‌دهیم که انتظار داریم در حالت وجود سیگنال لینک ۱۶

این عدد برابر $\frac{76923}{f_s/(80 \times M)}$ (یا معادل نمونه

$\left\lceil \frac{76923 \times N}{f_s/(80 \times M)} \right\rceil$ ام FFT که $[\cdot]$ به معنی نزدیک‌ترین عدد

صحیح به آرگومان است) باشد که N برابر تعداد نقاط FFT

و f_s نرخ نمونه‌برداری است. به‌عنوان مثال، برای نرخ نمونه‌برداری ۲۴۰ مگاهرتز، $N=2048$ و نرخ کاهش نمونه

$M=10$ ، داریم: $\frac{76923}{f_s/(80 \times M)} \cong 0.2564$ که معادل

نمونه $\left\lceil \frac{76923 \times N}{f_s/(80 \times M)} \right\rceil = 525$ ام FFT است.

۲. نسبت دو برابر مجموع انرژی (مربع اندازه دامنه) در نقطه هدف

و چهار نمونه اطراف آن به انرژی کل که آن را $\left\lceil \frac{76923 \times N}{f_s/(80 \times M)} \right\rceil$

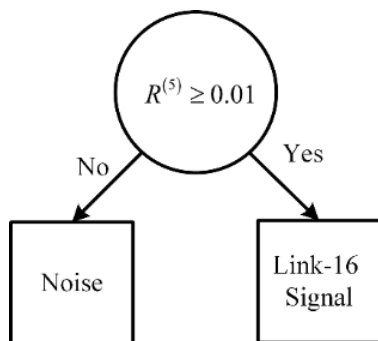
نتایج ارائه شده قبلی است که دلیل آن استفاده از مشخصه‌ای است که در برابر نویز بسیار مقاوم‌تر است. در حقیقت همان گونه که ملاحظه می‌شود در روش آشکارسازی با دقت بیش از ۸۰٪ در نسبت سیگنال به نویز حدود ۱۶ - دسی بل صورت می‌گیرد، در حالی که برای [۸] همین عملکرد در نسبت سیگنال به نویز حدود ۸ - دسی بل حاصل می‌شود.

برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، تنها بررسی احتمال عدم تشخیص کافی نیست و باید احتمال هشدار اشتباه نیز مورد بررسی قرار گیرد. احتمال هشدار اشتباه روش پیشنهادی حدود ۰/۰۲ است. روش پیشنهادی قابلیت تنظیم (و تغییر دلخواه) این احتمال را ندارد، اما در ازای این مسئله، روش پیشنهادی ارائه شده نیازی به دانستن نسبت سیگنال به نویز ندارد که این مزیت دیگر این روش نسبت به روش ارائه شده در [۸] است. لازم به ذکر است که به دلیل عدم ارائه احتمال هشدار اشتباه در [۸]، امکان مقایسه در این حالت وجود ندارد. نکته مقایسه‌ای دیگری که در اینجا باید به آن اشاره شود، این است که روش پیشنهادی در این مقاله تنها به تشخیص حضور (عدم حضور) یک سیگنال لینک ۱۶ می‌پردازد، اما روش ارائه شده در [۸] قابلیت شناسایی حداقل دو سیگنال مختلف را دارد.

۴ - نتیجه گیری

در این مقاله روشی جدید برای شناسایی سیگنال لینک ۱۶ ارائه شد که نسبت به روش‌های موجود برای شناسایی این سیگنال، دارای پیچیدگی بسیار پایین‌تر و عملکرد حدود ۹ دسی بل بهتر است که دلیل آن استفاده از مشخصه‌ای بسیار مقاوم‌تر در برابر نویز است.

هر چند در روش پیشنهادی با استفاده از تفکیک کانولوشن بین K بازه، سرعت محاسبه کانولوشن سریع‌تر شده است، اما نوآوری اصلی مقاله در معرفی و استفاده مفید از سه مشخصه متفاوت در شناسایی سیگنال لینک ۱۶ است که باعث بهبود چشمگیر عملکرد سامانه شناسایی در مقادیر SNR بسیار پایین شده است؛ در حقیقت، این روش تصمیم‌سازی منجر به حدود ۹ دسی بل افزایش کارایی نسبت به [۸] شده است.



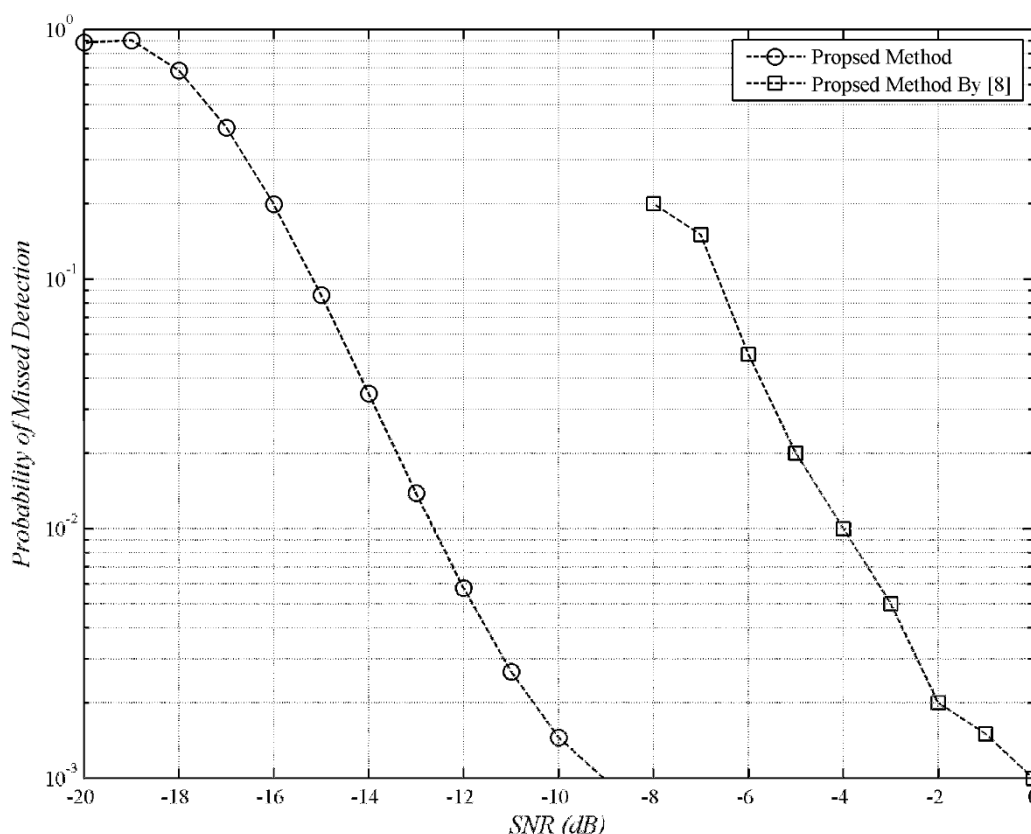
شکل ۶: درخت تصمیم‌گیری مورد استفاده

(یعنی $N=2048$). از پنجره بلک‌من^{۱۱} به طول ۸۰ با پهنای باند ۳ دسی بل حدود ۲/۸ مگاهرتز به عنوان فیلتر استفاده می‌کنیم، هر چند می‌توان فیلترهای دیگر را در این زمینه مورد آزمایش و ارزیابی قرار داد. ضرایب فیلتر مورد استفاده عبارت هستند از:

$$h_n = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{79}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{79}\right), \quad 0 \leq n \leq 79. \quad (5)$$

نرخ کاهش نمونه ورودی را برابر $M=10$ در نظر می‌گیریم. با این انتخاب برای پارامترها، می‌بینیم که ورودی بلوک‌های ضرب کننده (و بلوک FFT گیرنده کانالیزه چند فازه) با نرخ $\frac{240}{80 \times 10} = 0.3$ مگاهرتز (۳۰۰ کیلوهرتز) وارد می‌شوند که نسبت به پهنای باند سیگنال مورد پردازش بسیار کمتر است. برای تولید درخت تصمیم‌گیری، ۱۲۰ نمونه (مورد) آموزشی تولید می‌کنیم که به صورت یکنواخت هر دو حالت وجود سیگنال لینک ۱۶ و عدم وجود آن (وجود نویز) را در بازه نسبت سیگنال به نویز سیگنال ورودی بین ۲۰ - تا ۵+ دسی بل (با فواصل ۵ دسی‌بلی) تأمین می‌کند. برای تولید درخت از معیار کاهش ضریب جینی^{۱۲} استفاده می‌کنیم و برای پیش‌گیری از بیش‌برازش^{۱۳} اجازه نمی‌دهیم اندازه هیچ برگ‌ی برابر ۹ یا کمتر شود. درخت تصمیم‌گیری حاصل در شکل ۶ نمایش داده شده است. برخلاف انتظار و تصور اولیه، درخت مورد نظر از مشخصه $f_{\max}$ (و همین‌طور مشخصه D) استفاده نمی‌کند و تنها به مشخصه $R^{(5)}$ اکتفا می‌کند. این درخت به عنوان بخش تصمیم‌گیرنده (آشکارساز) در سامانه پیشنهادی (شکل ۵) مورد استفاده قرار می‌گیرد. البته توجه داشته باشید که درخت پیشنهاد شده، چیزی جز یک مقایسه ساده با یک آستانه ثابت نیست و لذا عملاً بخش تصمیم‌گیرنده در شکل ۵ یک مقایسه کننده ساده است. لازم به ذکر است که اگر قیدی روی اندازه برگ گذاشته نشود، درخت رشد بیش‌تری خواهد کرد و ویژگی‌های دیگر را هم در نظر خواهد گرفت؛ اما در حقیقت در چنین حالتی پدیده بیش‌برازش رخ داده است و درخت سعی در یادگیری الگوی نویز خواهد داشت که نتیجه آن کاملاً ویرانگر است؛ زیرا درخت نویز نمونه آموزشی را فرامی‌گیرد، اما وقتی داده جدید با نویزی متفاوت وارد آن می‌شود در تصمیم‌گیری اشتباه خواهد کرد. در چنین حالتی احتمال هشدار اشتباه^{۱۴} سامانه افزایش پیدا می‌کند.

جهت ارزیابی عملکرد سامانه پیشنهادی، در بازه سیگنال به نویز بین ۲۰ - تا صفر دسی بل (با فواصل یک دسی‌بلی) شبیه‌سازی مونت‌کارلو^{۱۵} انجام می‌دهیم به طوری که برای هر مقدار مشخص از نسبت سیگنال به نویز و هر حالت ورودی (حضور یا عدم حضور سیگنال لینک ۱۶) ۱۰۰۰۰ آزمایش انجام شده است. در شکل ۷ نمودار احتمال عدم تشخیص^{۱۶} روش پیشنهادی برای مقادیر مختلف نسبت سیگنال به نویز در مقایسه با نتایج ارائه شده در [۸] آورده شده است. همان گونه که ملاحظه می‌شود عملکرد روش پیشنهادی بسیار بهتر از



شکل ۷: نمودار احتمال عدم تشخیص روش پیشنهادی و مقایسه آن با نتایج [۸]

Pulse-Noise, Ph.D. Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, 2008.

- [2] M. P. Fargues, H. F. Overdyk, and R. Hippenstiell, "Wavelet-based detection of frequency hopping signals," *Proc. 31st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, pp. 515-519, 1997.
- [3] Y. Jia, T. Pengwu, and Y. Hongyi, "The identification of frequency hopping signal using compressive sensing," *Communications and Network*, vol. 1, no. 1, pp. 52-56, 2009.
- [4] K. Kim, I. Akbar, K. Bae, J. S. Um, C. Spooner, and J. Reed, "Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio," *Proc. 2nd IEEE New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, pp. 212-215, 2007.
- [5] L. Aydin, and A. Polydoros, "Hop-timing estimation for FH signals using a coarsely channelized receiver," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 4, pp. 516-526, 1996.
- [6] S. Barbarossa, and A. Scaglione, "Parameter estimation of spread spectrum frequency-hopping signals using time-frequency distributions," *Proc. 1st IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 213-216, 1997.
- [7] T. C. Chen, "Joint signal parameter estimation of frequency-hopping communications," *IET Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 381-389, 2012.
- [8] L. Congxin, Y. Tieming, X. Jidong, and F. Ruixing, "A detection method of JTDIS signal based on overlapped spectrogram," *Proc. 6th International Conference on Information Management, Innovation Management and Industrial Engineering (ICIII)*, pp. 600-603, 2013.

توجه داشته باشید که هر سه مشخصه معرفی شده مشخصه‌های مفیدی در تصمیم‌گیری هستند که هر کدام به تنهایی می‌توانند در تصمیم‌گیری مورد استفاده قرار گیرند، اما از آنجاکه از قبل نمی‌دانستیم که بهترین تصمیم با در دست داشتن این سه مشخصه چیست، از یادگیری ماشین استفاده شد تا به این نتیجه برسیم که تنها استفاده از مشخصه $R^{(5)}$ کافی است. لذا، از آنجاکه به دنبال پیاده‌سازی سریع سامانه آشکارساز می‌باشیم، محاسبه دو مشخصه دیگر در پیاده‌سازی نهایی لازم نیست.

با این حال، یک نگاه دیگر می‌تواند بحث پیاده‌سازی سخت‌افزاری و مقایسه پیچیدگی آن با [۹] باشد. به عبارت دیگر، هر چند نحوه محاسبه سریع مشخصه نهایی مورد استفاده به همراه ساختار پیشنهادی باعث شده است که ساختاری ساده برای سامانه شناسایی ارائه دهیم، اما کماکان به عنوان یک کار آتی می‌توان پیچیدگی روش پیشنهادی در این مقاله را با پیاده‌سازی انجام شده در [۹] مورد مقایسه قرار داد.

جهت کارهای آتی، پیشنهاد می‌شود که روش مذکور به نحوی توسعه یابد که احتمال هشدار اشتباه آن قابل تنظیم باشد. همچنین می‌توان روش پیشنهادی را برای حالتی که بیش از یک سیگنال لینک ۱۶ حضور دارد تعمیم داد.

۱- مراجع

- [1] H. K. Wei, *Performance Analysis of An Alternative Link-16/JTIDS Waveform Transmitted over a Channel with*

- [9] T. Zengshan, and L. Liang, "A broadband JTIDS signal receiving method and its FPGA implementation," *Telecommunication Engineering*, vol. 55, pp. 564-569, 2015.
- [10] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice-hall, Englewood Cliffs, 1989.

[۱۱] زینب اسمعیل پور و اشکان سامی، «گسترش ابزارهای خودکار شناسایی الگوهای طراحی با عملکرد تصحیح برچسب»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۵، شماره ۲، صفحه ۱۱-۲۶، ۱۳۹۴.

[۱۲] مهرداد حیدری ارجلو، سید قدرت اله سیف السادات و مرتضی رزاز، «یک روش هوشمند تشخیص جزیره در شبکه توزیع دارای تولیدات پراکنده مبتنی بر تبدیل موجک و نزدیکترین K-همسایگی (KNN)»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۳، شماره ۱، صفحه ۱۵-۲۶، ۱۳۹۲.

زیرنویس‌ها

^۱ Network-Centric Warfare

^۲ Link-16

^۳ Time-Division Multiple Access

^۴ Cyclic Code Shift Keying

^۵ Minimum Shift Keying

^۶ Interleaver

^۷ Time-Frequency Distribution of Spectrogram

^۸ Signal to Noise Ratio

^۹ Finite Impulse Response

^{۱۰} Relative Entropy

^{۱۱} Blackman

^{۱۲} Gini's Index

^{۱۳} Overfitting

^{۱۴} False Alarm Probability

^{۱۵} Monte Carlo Simulation

^{۱۶} Missed Detection Probability