

The Stable and Anti-Jamming Algorithm for Synchronization of Hybrid Spread Spectrum System

Hamed Ahmadian-Yazdi, *PhD Student*, Mohammad Ali Pourmina, *Associate Professor*, Afrooz Haghbin, *Assistant Professor*

Department of Mechanical, Electrical and Computer Engineering- Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran
hamed.ahmadian@srbiau.ac.ir, pourmina@srbiau.ac.ir, a.haghbin@srbiau.ac.ir

Abstract

Hybrid Spread Spectrum (HSS) link is a suitable and robust physical layer structure for the tactical ad-hoc network. In this link, synchronization consists of two stages: Frequency hopping pattern synchronization and direct sequence code synchronization. In the presence of jamming, the use of the conventional fixed-threshold detection method increases the false alarm rate. Increasing the false alarm rate increases synchronization time in the HSS link. To solve this problem, the noise and jamming power estimator block is usually used at the receiver. Threshold value is adjusted instantaneously based on the estimated power in this method. This method has a high computational load and hardware complexity, and error in estimating noise and jamming power leads to an increase in the false alarm rate. In this paper, the proposed synchronization algorithm of the hybrid spread spectrum system is presented as an adaptive threshold, based on the statistical characteristics of the received signal. In the proposed algorithm, the threshold value is changed adaptively so that the false alarm rate remains constant at a minimum value. The theoretical analysis and simulation results show that the proposed algorithm can improve the detection probability and false alarm rate and reduce the synchronization time in the presence of a jamming compared to the conventional fixed threshold method.

Keywords: constant false-alarm rate, hybrid spread spectrum, synchronization

Received: 3 January 2021

Revised: 13 February 2021

Accepted: 22 March 2021

Corresponding Author: Dr. Mohammad Ali Pourmina

الگوریتم پایدار و ضد اختلال برای همزمان‌سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی

حامد احمدیان یزدی، دانشجوی دکتری، محمدعلی پورمینا، دانشیار، افروز حق‌بین، استادیار

دانشکده مهندسی مکانیک، برق و کامپیوتر - واحد علوم و تحقیقات، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران
hamed.ahmadian@srbiau.ac.ir, pourmina@srbiau.ac.ir, a.haghbin@srbiau.ac.ir

چکیده: در این پیوند، همزمان‌سازی شامل دو مرحله است: همزمان‌سازی الگوی پرش فرکانسی و همزمان‌سازی کد دنباله مستقیم. در شرایط حضور اختلال، استفاده از روش مرسوم آشکارسازی با آستانه ثابت منجر به افزایش نرخ هشدار اشتباه می‌شود. افزایش نرخ هشدار اشتباه، زمان همزمان‌سازی را در سیستم‌های طیف گسترده ترکیبی افزایش می‌دهد. برای حل این مساله معمولاً در گیرنده از بلوک تخمین‌گر توان نویز و اختلال استفاده می‌شود. با این روش مقدار آستانه به صورت لحظه‌ای بر اساس توان توان تخمین زده شده تطبیق داده می‌شود. این روش بار محاسباتی و پیچیدگی سخت افزاری زیادی داشته و خطا در تخمین توان نویز و اختلال منجر به افزایش نرخ هشدار اشتباه می‌شود. در این مقاله، الگوریتم پیشنهادی همزمان‌سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی به صورت آستانه‌ی وقتی و بر اساس مشخصات آماری سیگنال دریافتی ارائه می‌شود. در الگوریتم پیشنهادی مقدار آستانه به صورت وقتی به گونه‌ای تغییر می‌کند که نرخ هشدار اشتباه در یک مقدار کمیینه ثابت باقی بماند. نتایج تحلیل‌های تئوری و شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که الگوریتم پیشنهادی می‌تواند نسبت به روش مرسوم آستانه ثابت، احتمال آشکارسازی و نرخ هشدار اشتباه را در حضور اختلال بهبود داده و زمان همزمان‌سازی را کاهش دهد.

کلمات کلیدی: طیف گسترده ترکیبی، نرخ هشدار اشتباه ثابت، همزمان‌سازی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۱۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۳۹۹/۱۱/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱/۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمدعلی پورمینا

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران - دانشکده مکانیک، برق و کامپیوتر - دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات

۱- مقدمه

سیستم‌های طیف گسترده دنباله مستقیم^۱ (DSSS) و پرش فرکانس^۲ (FHSS) در ارتباطات بی سیم تاکتیکی، کاربردهای زیادی داشته و هر کدام در سناریوهای مختلف، دارای قابلیت‌های خاص خود هستند. سیستم‌های طیف گسترده ترکیبی (HSS)^۳، ترکیبی از هر دو سیستم DSSS و FHSS هستند [۱]. این سیستم، ویژگی‌های دو سیستم طیف گسترده دنباله مستقیم و پرش فرکانس را با هم ترکیب کرده و بسیاری از نقاط ضعف آن‌ها را ندارند. یک سیستم طیف گسترده ترکیبی را می‌توان توسط ترکیبات مختلفی از فرکانس‌ها و کدها (بر اساس منابع در دسترس و عملکرد مخابراتی مورد نیاز)، به وجود آورد [۲]. این ماهیت انعطاف‌پذیر سیستم‌های طیف گسترده ترکیبی را می‌توان برای مقابله با اثر تداخل چند کاربره و محو شدگی انتخابگر فرکانسی استفاده کرد. به‌عنوان مثال، دو سیستم طیف گسترده ترکیبی مختلف با استفاده از یک مجموعه‌ای از کدهای شبه نویز می‌توانند بدون تداخل با یکدیگر کار کنند به شرطی که دارای مجموعه‌ای متفاوت از فرکانس‌ها باشند. همچنین می‌توانند دارای یک مجموعه یکسانی از فرکانس‌ها اما با کدهای شبه نویز متفاوت باشند [۳].

به‌طور کلی همزمان‌سازی در درگیرنده سیستم طیف گسترده دو مرحله انجام می‌شود: ره‌گیری^۴ و ردگیری^۵ [۴]. مرحله اول ره‌گیری نام دارد و باید همزمان‌سازی با دقت پائین بین کد شبه نویز^۶ (PN) ورودی و کد محلی در گیرنده انجام شود. در مرحله دوم (ردگیری) همزمان‌سازی کدها با دقت خیلی بالاتر انجام شده و زمان دقیق بین فرستنده و گیرنده حفظ می‌شود. از آنجا که HSS ترکیبی از FHSS و DSSS است، لازم است همزمان‌سازی الگوی پرش فرکانس و همزمان‌سازی رشته کد دنباله مستقیم به‌صورت توأمان در نظر گرفته شود. به‌طور معمول، سینتی‌سایزر فرکانس گیرنده بر روی یک کانال خاص تنظیم می‌شود و فرآیند حذف گسترش^۷ کدهای PN انجام می‌شود. پس از انجام صحیح همزمان‌سازی کد دنباله مستقیم، فرکانس سینتی‌سایزر با توجه به الگوی پرش فرکانس تغییر می‌کند [۵]. در مرجع [۶] روش الگوریتم همزمان‌سازی سیگنال طیف گسترده ترکیبی مبتنی بر جستجوی سری ارائه شده است. در این روش سینتی‌سایزر از یک فرکانس خاص شروع به تولید فرکانس کرده و برای مدت زمان معینی که در الگوریتم مشخص است، در آن فرکانس می‌ماند. اگر ره‌گیری به‌دست آمد، از آن فرکانس شروع به تولید الگوی فرکانس می‌کند و در غیر این‌صورت به فرکانس بعدی می‌رود. پس از آن وارد مرحله ره‌گیری دنباله مستقیم می‌شود. در ره‌گیری دنباله مستقیم از فیلتر منطبق استفاده شده است. ضرایب فیلتر منطبق به کد شبه‌نویز تنظیم شده است. در ادامه این الگوریتم دو روش کنترل در هر اسکن کردن را می‌تواند استفاده نماید. روش اول یک زمان گذر است. این در حالی است که اگر پیکی را مشاهده نمود که از مقدار آستانه عبور کرد، الگوریتم ره‌گیری به پایان می‌رسد. روش دوم، دو زمان گذر است که در صورت مشاهده پیک، وارد مرحله تصدیق می‌گردد. در این مرحله اگر تعداد مشخصی از تست‌های همبستگی در بازه‌های مشخص، سنکرون‌سازی رو نشان دادند، ره‌گیری تصدیق می‌شود. در غیر این صورت سلول مورد آزمایش عوض می‌شود و جستجو ادامه می‌یابد. یکی دیگر از روش‌های همزمان‌سازی سیگنال‌های طیف گسترده ترکیبی بر مبتنی بر گیرنده دیجیتال با نمونه‌برداری تا شده است [۷]. در این روش با استفاده از فیلتر پهن‌بند و نمونه‌برداری با نرخ بالاتر، نواحی نایکوئیست^۸ به‌گونه‌ای انتخاب می‌گردد که فرکانس‌های پرش در یک محدوده یکسانی قرار گیرند. با این روش ره‌گیری زمخت زحمت الگوی پرش فرکانسی با دقت پائینی انجام شده و در مرحله بعد با استفاده از فیلترهای باریک‌تر، ره‌گیری دقیق انجام می‌شود. در روش ارائه شده به دلیل استفاده از فیلتر پهن‌بند و نمونه‌برداری تا شده، سطح نویز حرارتی در گیرنده بالا بوده و در نتیجه کارایی آن محدود است. همچنین در مرجع هیچ‌گونه تحلیلی در مورد نرخ هشدار اشتباه و روش‌های کاهش آن ارائه نشده است.

همزمان‌سازی با استفاده از روش مرسوم آستانه ثابت ممکن است منجر به بیشتر شدن نرخ هشدار اشتباه^۹ (P_{fa}) و افزایش زمان همزمان‌سازی شود. اگر مقدار آستانه بسیار زیاد انتخاب شود، احتمال تشخیص^{۱۰} (P_d) کاهش می‌یابد. از طرف دیگر، اگر آستانه بسیار کم انتخاب شود، ممکن است باعث افزایش نرخ هشدار اشتباه شود [۸]. یکی از روش‌های مطرح در آشکارسازی سیگنال‌های راداری و مخابرات استفاده از پردازش‌گر با نرخ هشدار ثابت^{۱۱} (CFAR) است. اساس این روش‌های مختلف CFAR، مقایسه مقدار آستانه سلول مورد ارزیابی با معیاری از سلول‌های اطراف آن بوده که شرط آشکارسازی سیگنال است [۹]. بنابراین، با توجه به تغییرات سریع اطلاعات وضعیت کانال^{۱۲} (CSI)، تداخل و اختلال، مقادیر آستانه باید براساس الگوریتم‌های

وفقی تعیین شود. از آستانه وفقی با برای تشخیص هدف در حضور کلاتر و تداخل استفاده می‌شود [۱۰، ۱۱]. همچنین، این روش برای سنجش طیف در یک شبکه رادیویی شناختی^{۱۳} استفاده می‌شود. در این روش، با افزایش توان نهایی تداخل (به دلیل حضور کاربران ثانویه)، مقدار آستانه بالاتر به صورت تطبیقی تعیین می‌شود و P_{fa} در حداقل مقدار ثابت نگه داشته می‌شود [۱۲]. نویسندگان در مرجع [۱۳] از دو روش ترکیبی نرخ احتمال اشتباه ثابت و آنتن هوشمند^{۱۴} برای کاهش اثر تداخل استفاده کرده و زمان همزمان سازی پیوند طیف گسترده دنباله مستقیم را کاهش داده است. آنتن هوشمند این قابلیت دارد که بتواند جهت پرتو تشخیصی آنتن را در راستای مطلوب شکل‌دهی و همراستا کرده و در عین حال برای کاهش اثر اختلال نول آنتن را در راستای تداخل تنظیم کند. بنابراین آنتن هوشمند می‌تواند تا حد زیادی اثر تداخل و اختلال را کاهش دهد. روش نرخ احتمال اشتباه ثابت می‌تواند در شرایط سیگنال اختلالی، نرخ هشدار اشتباه ثابتی را داشته باشد. ترکیب این دو روش خواهد توانست مقاومت بالایی را برای سیستم طیف گسترده در برابر تداخل و اختلال ایجاد کند.

Table (1): Parameters and definitions used for the HSS acquisition time calculation
جدول (۱): پارامترها و تعاریف مورد استفاده در محاسبه زمان همزمان سازی HSS

شماره	پارامتر	تعریف	شماره	پارامتر	تعریف
۱	$r(t)$	سیگنال دریافتی از کانال	۳۰	D_i	حالت سلول i ام مورد بررسی
۲	$s(t)$	سیگنال HSS ارسالی	۳۱	F_i	حالت فرکانس i ام مورد بررسی
۳	$n(t)$	نویز گوسی	۳۲	D_{ic}	حالت سلول i ام با فرض تشخیص صحیح
۴	t_d	تاخیر زمانی کانال	۳۳	D_{if}	حالت سلول i ام با فرض تشخیص نادرست
۵	P	توان سیگنال ارسالی	۳۴	$H_i(z)$	تابع تبدیل از فرکانس F_i به حالت رهگیری
۶	$c(t)$	کد دنباله مستقیم	۳۵	S_{ACQ}	تابع تبدیل زمان همزمان سازی DSSS
۷	M	طول کد دنباله مستقیم	۳۶	$H_{ij}(z)$	تابع تبدیل از F_{ij} به S_{ACQ} از طریق D_i
۸	N	تعداد کانال پرش فرکانسی	۳۷	ACQ_t	حالت رهگیری کلی
۹	f_i	فرکانس پرش i ام از N فرکانس	۳۸	$H_t(z)$	تابع تبدیل کلی
۱۰	θ	فاز تصادفی	۳۹	g	تعداد آزمایش‌های اشتباه در هر فرکانس پرش
۱۱	$v_n(t)$	فرکانس مولد گیرنده	۴۰	R	طول پنجره اطراف سلول تحت بررسی ^{۱۵} (CUT)
۱۲	f_0	فرکانس گیرنده در باند میانی	۴۱	T_c	دوره زمان چیپ
۱۳	$u(t)$	معادل $r(t)$ در فرکانس میانی	۴۲	k	ضریب جبران سازی هشدار اشتباه
۱۴	$s1(t)$	معادل $s(t)$ در فرکانس میانی	۴۳	T_h	دوره زمان پرش
۱۵	$u(n)$	معادل دیجیتال شده $u(t)$	۴۴	V_{Tc}	مقدار آستانه ثابت
۱۶	$s1(n)$	معادل دیجیتال شده $s1(t)$	۴۵	T_{acq}	زمان همزمان سازی
۱۷	$n(n)$	معادل دیجیتال شده $n(t)$	۴۶	A	دامنه سیگنال
۱۸	$c(n)$	معادل دیجیتال شده $c(t)$	۴۷	σ^2	واریانس نویز در خروجی فیلتر منطبق
۱۹	p	اندیس تاخیر کانال	۴۸	E_b	انرژی بیت
۲۰	$u_i(n)$	نمونه‌های هم فاز $u(n)$	۴۹	N_0	چگالی طیف توان نویز
۲۱	$u_q(n)$	نمونه‌های غیر هم فاز $u(n)$	۵۰	α	پارامتر ضریب آستانه وفقی
۲۲	$n_i(n)$	نمونه‌های هم فاز $n(n)$	۵۱	γ	تخمینی از توان نویز در سلول مورد آزمایش
۲۳	$n_q(n)$	نمونه‌های غیر هم فاز $n(n)$	۵۲	V_T	آستانه وفقی
۲۴	$e_i(n)$	مولفه هم فاز خروجی فیلتر منطبق	۵۳	$f(\gamma)$	تابع چگالی متغیر تصادفی γ
۲۵	$e_q(n)$	مولفه غیر هم فاز خروجی فیلتر منطبق	۵۴	$p_0(x)$	توابع چگالی احتمال برای حالت عدم وجود سیگنال
۲۶	$N_i(n)$	مولفه هم فاز نویز خروجی فیلتر منطبق	۵۵	$p_1(x)$	توابع چگالی احتمال برای حالت وجود سیگنال
۲۷	$N_q(n)$	مولفه غیر هم فاز نویز خروجی فیلتر منطبق	۵۶	SNR_{in}	مقدار سیگنال به نویز ورودی فیلتر منطبق
۲۸	P_{fa}	نرخ هشدار اشتباه	۵۷	SNR_{out}	مقدار سیگنال به نویز خروجی فیلتر منطبق
۲۹	P_d	احتمال آشکار سازی	۵۸	γ_{cross}	محل تقاطع نمودارهای روش پیشنهادی و روش مرسوم

مطابق برر سی‌های به عمل آمده در مراجع [۴] الی [۷]، موضوع محاسبه زمان همزمان سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی از دیدگاه‌های مختلفی مورد برر سی قرار گرفته است. در این مقالات برای آشکار سازی سیگنال طیف گسترده ترکیبی از معیار آستانه ثابت استفاده شده که معیار مناسبی نیست. در سیستم‌های طیف گسترده ترکیبی به دلیل پرش فرکانس، شرایط کانال به صورت لحظه‌ای تغییر کرده و همچنین به دلیل وجود نویز کد و یا تداخل محیطی، مقادیر آستانه نمی‌تواند به صورت ثابت انتخاب گردد. با این توضیحات می‌توان نوآوری‌های مقاله به شرح زیر بیان نمود:

- ارائه یک روش برای کاهش زمان همزمان سازی مبتنی بر آستانه وقتی در سیستم طیف گسترده ترکیبی و مقاوم در برابر اختلال و تداخل که نوآوری اصلی این مقاله است. از بهترین و مناسب‌ترین روش‌های مقاوم سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی در برابر تداخل و بالتبع آن کاهش زمان همزمان سازی، استفاده از روش آستانه‌گذاری تطبیقی CFAR است.

- برای استخراج زمان همزمان سازی بایستی تمامی توابع تبدیل و حالت‌های مختلف طیف گسترده ترکیبی به صورت دقیق محاسبه شود. بنابراین در این مقاله، این محاسبات به همراه دیاگرام حالت‌های مختلف سیستم ارائه گردیده و در نهایت فرم بسته از رابطه زمان همزمان سازی بر اساس احتمال آشکار سازی، احتمال هشدار اشتباه و پارامترهای سیستم به دست آمده است. نحوه استخراج این رابطه و دقیق بودن آن، نوآوری دیگر این مقاله است.

- در سناریوی همزمان سازی طیف گسترده ترکیبی ارائه شده در این تحقیق، مولد فرکانس گیرنده در بازه زمانی یک دوره تناوب الگوی پرش، بر روی فرکانس پرش مشخصی باقی می‌ماند. چنانچه در این دوره تناوب فرآیند به همزمان سازی فرکانسی انجام نپذیرد، مولد فرکانس مقدار فرکانس خود را به فرکانس مشخص بعدی تغییر می‌دهد. بنابراین طول دوره تناوب در زمان همزمان سازی نهایی طیف گسترده ترکیبی بسیار موثر است. در صورتی که طول دوره تناوب بسیار طولانی باشد، زمان همزمان سازی افزایش یافته و قابل قبول نخواهد بود و در صورتی که طول دوره تناوب بسیار کوتاه باشد، از لحاظ امنیت سیستم دچار مشکل می‌شود. بنابراین بایستی مصلحت‌های در این خصوص در نظر گرفته شود. استخراج طول دوره تناوب بهینه با در نظر گرفتن کاهش زمان همزمان سازی و ملاحظات امنیتی از دیگر نوآوری‌های این مقاله است.

در ادامه این مقاله در بخش ۲ مدل سیستم و اصول ره‌گیری الگوی پرش فرکانسی در گیرنده پیوند طیف گسترده ترکیبی ارائه می‌گردد. در بخش ۳ رابطه زمان همزمان سازی بر اساس مشخصات و پارامترهای سیستمی، احتمال آشکار سازی و احتمال هشدار اشتباه به صورت تحلیلی و دقیق محاسبه می‌شود. پارامترهای احتمال آشکار سازی و احتمال هشدار اشتباه وابسته به نحوه آشکار سازی سیگنال بوده و در صورتی که از آستانه گذاری وقتی استفاده گردد، این پارامترها در برابر تداخل بهبود می‌یابد. بنابراین در بخش ۴ احتمال آشکار سازی و احتمال هشدار اشتباه بر اساس آستانه‌گذاری وقتی مبتنی بر CFAR ارائه می‌گردد. در بخش ۵ نتایج استفاده از روش پیشنهادی و میزان کاهش زمان همزمان سازی در شرایط اختلال نمایش داده می‌شود. در جدول (۱) پارامترهای مورد استفاده در محاسبه زمان همزمان سازی و تعریف هر یک از آنها شرح داده شده است.

۲- مدل سیستم

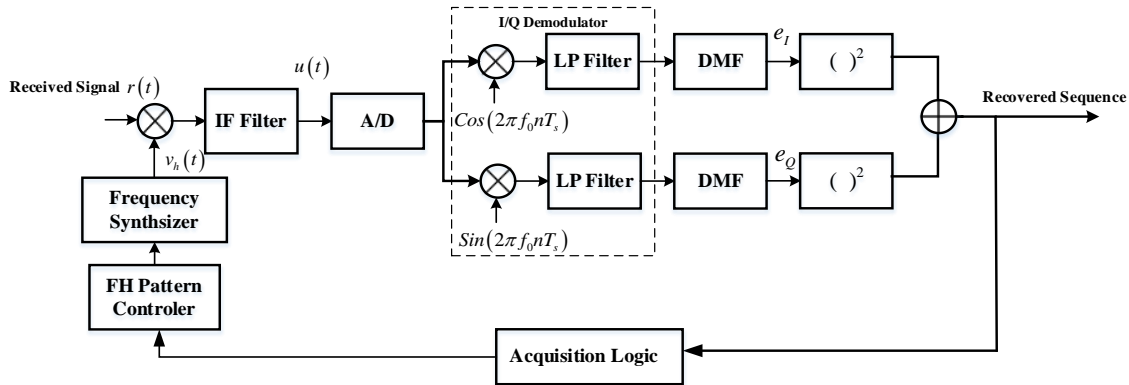
شکل (۱) بلوک دیاگرام سیستم همزمان سازی الگوی پرش فرکانسی در سیستم طیف گسترده ترکیبی را نشان می‌دهد. طبق این بلوک دیاگرام سیگنال دریافتی در گیرنده به صورت روابط (۱) و (۲) است:

$$r(t) = s(t - t_d) + n(t) \quad (1)$$

$$s(t) = \sqrt{2P} c(t) d(t) \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (2)$$

در روابط (۱) و (۲)، $r(t)$ سیگنال دریافتی از کانال، $s(t)$ سیگنال طیف گسترده ترکیبی از سالی، $n(t)$ نویز گوسی و t_d تاخیر زمانی کانال، P توان سیگنال از سالی، $c(t)$ کد دنباله مستقیم به طول M ، $d(t)$ دنباله داده، f_i فرکانس پرش λ (از مجموعه فرکانسی انتخاب شده است)، θ فاز تصادفی در فرکانس پرش λ است. در این مقاله کانال پایلوت را برای همزمان سازی در نظر می‌گیریم، بنابراین $d(t)$ برابر ۱ است. در شکل (۱)، $v_h(t)$ توسط فرکانس مولد گیرنده تولید شده و برابر با رابطه (۳) است:

$$v_h(t) = \cos(2\pi f_i t) \quad (3)$$



شکل (۱): بلوک دیاگرام واحد همزمان‌سازی الگوی پرش فرکانسی در گیرنده پیوند طیف گسترده ترکیبی [۷]
Figure (1): Block diagram of the FH pattern acquisition unit in the HSS Link receiver [7]

در رابطه (۳)، f_j' یکی از فرکانس‌های اول تا اندیس N ام به منظور تولید الگوی پرش فرکانسی در گیرنده است. $r(t)$ پس از ضرب در $v_h(t)$ وارد فیلتر IF می‌شود و سیگنال $u(t)$ را تولید می‌نماید:

$$u(t) = s1(t - t_d) + n(t) \quad (۴)$$

$$s1(t) = \sqrt{2P}c(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) \quad (۵)$$

در رابطه (۵)، $s1(t)$ معادل تبدیل فرکانسی یافته $s(t)$ به فرکانس f_0 است. در این مرحله $f_i - f_j' = f_0$ در نظر گرفته می‌شود. یعنی در صورتی که فرکانس سیگنال دریافتی با فرکانس سیگنال تولید شده تو سطر سنتزکننده فرکانس منطبق باشند، اختلاف آن‌ها فرکانس IF (یعنی f_0) را نتیجه می‌دهد. بنابراین در خروجی فیلتر IF مولفه سیگنال با فرکانس f_0 وجود خواهد داشت. دلیل استفاده از فیلتر IF، حذف فرکانس‌های ناخواسته و تداخلی در گیرنده است. سپس سیگنال آنالوگ $u(t)$ توسط بلوک A/D به نمونه‌های دیجیتال برای پردازش تبدیل می‌شود. بنابراین می‌توان به صورت روابط (۶) و (۷) نوشت:

$$u(n) = s1(n - p) + n(n) \quad (۶)$$

$$s1(n) = \sqrt{2P}c(n) \cos(2\pi f_0 n + \theta) \quad (۷)$$

در رابطه (۷)، $s1(n)$ بیانگر نمونه‌های دیجیتال شده سیگنال $s1(t)$ ، $n(n)$ نمونه‌های دیجیتال شده نویز $n(t)$ ، $c(n)$ نمونه‌های دیجیتال شده کد دنباله مستقیم $c(t)$ و اندیس p مربوطه به میزان جابجایی نمونه‌ها ناشی از تاخیر کانال است. با استفاده از عملیات I/Q دمدولاتور، مولفه‌های هم‌فاز و غیر هم‌فاز سیگنال $u(n)$ استخراج می‌شود. عملیات I/Q دمدولاتور شامل ضرب سیگنال در اسیلاتور محلی با فرکانس f_0 و سپس عبور از فیلتر پایین‌گذر به منظور انتقال سیگنال به باند پایه است. بنابراین نتیجه می‌شود:

$$u_i(n) = \frac{\sqrt{2P}}{2} c(n - p) \cos(\theta) + n_i(n) \quad (۸)$$

$$u_q(n) = \frac{\sqrt{2P}}{2} c(n - p) \sin(\theta) + n_q(n) \quad (۹)$$

در روابط (۸) و (۹)، $n_i(n)$ و $n_q(n)$ نمونه‌های هم‌فاز و غیر هم‌فاز نویز در خروجی I/Q دمدولاتور است. سپس این نمونه‌ها به بلوک فیلتر منطبق دیجیتال وارد می‌شوند. ضرائب این فیلترهای دیجیتال، بر اساس دنباله کد $c(n)$ تنظیم می‌شود. بنابراین داریم:

$$e_i(n) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\theta) \sum_{k=1}^M c(k-p)c(k-n) + \sum_{k=1}^M n_i(k)c(k-n) = M \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\theta) R_c(n-p) \quad (۱۰)$$

$$e_q(n) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\theta) \sum_{k=1}^M c(k-p)c(k-n) + \sum_{k=1}^M n_q(k)c(k-n) = M \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\theta) R_c(n-p) \quad (۱۱)$$

در روابط (۱۰) و (۱۱)، $e_1(n)$ و $e_0(n)$ معرف مولفه‌های هم‌فاز و غیر هم‌فاز خروجی فیلتر منطبق و N_i و N_q به‌ترتیب مولفه‌های هم‌فاز و غیرهم‌فاز نویز در خروجی فیلتر منطبق است. $R_c(n)$ تابع خود همبستگی دنباله $c(n)$ است. برای تصمیم‌گیری در مورد فرآیند همزمان‌سازی از آشکارساز مجذور پوش^{۱۶} استفاده می‌شود. خروجی آشکارساز مجذور پوش با نرخ نمونه‌های دنباله مستقیم نمونه‌برداری می‌شود و M متغیرهای تصمیم‌گیری را ایجاد می‌کند. در این مقاله، تصمیم‌گیری بر پایه تشخیص باینری است. در واقع، این تصمیم دودویی بر پایه مقایسه محتوای CUT با آستانه مورد نظر انجام می‌شود و دو فرض آماری ایجاد به‌وجود می‌آورد: H_0 برای فرضیه پوچ^{۱۷} (عدم همزمان‌سازی) و H_1 برای فرضیه جایگزین^{۱۸} (همزمان‌سازی) [۱۴]. انجام عملیات آشکارسازی و همزمان‌سازی سیگنال دنباله مستقیم و اعلام حضور سیگنال در کانال مورد نظر در منطق همزمان‌سازی انجام می‌شود. در این بلوک انرژی به‌دست آمده با مقدار آستانه مقایسه می‌شود. در صورتی که انرژی از مقدار آستانه بیشتر باشد، بلوک منطق همزمان‌سازی فرمان فعال‌سازی فرکانس الگوی پرش را می‌دهد. کنترل‌کننده بر اساس فرامین صادره از بلوک منطق همزمان‌سازی، مقادیر فرکانسی را به‌منظور تطبیق کامل با الگوی پرش دریافتی تغییر می‌دهد. بلوک سنتزکننده فرکانس، فرکانس پرش را برای ضرب‌کردن در سیگنال ورودی تولید می‌نماید. مقادیر فرکانسی ورودی این بلوک، توسط بلوک کنترل‌کننده الگوی پرش فرکانسی تولید می‌شود. چنانچه در بلوک پردازشگر مقدار انرژی سیگنال کمتر از مقدار آستانه باشد، فرمان تولید یک فرکانس دیگر به بلوک کنترل‌کننده الگوی پرش فرکانسی داده می‌شود. در روش‌های مرسوم همزمان‌سازی طیف گسترده ترکیبی، معیار تصمیم‌گیری صحت همزمان‌سازی، مقایسه خروجی فیلتر منطبق با یک مقدار آستانه ثابت است. همان‌طور که گفته شد در این پیوند به دلیل تغییر فرکانس و شرایط کانال و همچنین وجود اختلال، نمی‌توان از یک مقدار آستانه ثابت استفاده کرد. بنابراین در بلوک پردازشگر بایستی بر اساس آستانه تطبیقی طراحی می‌گردد.

۳- محاسبه زمان همزمان‌سازی

در این روش از همزمان‌سازی، مرجع فرکانس در گیرنده در یک فرکانس ثابت باقی می‌ماند تا همزمان‌سازی فرکانسی انجام شود. پس از یافتن فرکانس صحیح، مرجع فرکانس طبق الگوی پرش، فرکانس تولید می‌نماید. در صورتی که در یک دوره از الگوی پرش فرکانسی سیگنال مورد نظر یافت نشد، کانال مربوطه تغییر کرده و در همان کانال و به میزان حداکثر دوره تناوب پرش فرکانسی منتظر دریافت سیگنال می‌ماند. شکل (۲) یک نمونه از این جستجو را با فرض اینکه الگوی فرکانس دارای ۴ فرکانس است، نشان می‌دهد.

f_2	f_3	f_4	f_2	f_1	f_2	f_1	f_4
f_1	f_1	f_1	f_1	f_1	f_2	f_1	f_4

شکل (۲): نمونه‌ای از نحوه تولید فرکانس توسط مرجع فرکانس

Figure (2): An example of the frequency generation mechanism by the frequency reference

زمان همزمان‌سازی وابسته به پارامترهای P_d و P_{fa} است. به‌منظور به‌دست آوردن رابطه زمان همزمان‌سازی بر حسب این پارامترها می‌توان از دیاگرام حالت استفاده نمود. دیاگرام حالت را باید بر اساس چگونگی انجام همزمان‌سازی تشکیل داد. الگوریتم دارای دو مرحله همزمان‌سازی الگوی پرش فرکانسی و همزمان‌سازی دنباله شبه نویز دنباله مستقیم است. بنابراین این احتمال وجود دارد که در هر کدام از این دو مرحله خطا رخ دهد. در اینجا تعداد کانال‌های فرکانسی برابر با N و تعداد چیپ دنباله در هر سمبل برابر با M در نظر گرفته شده است.

برای این منظور می‌توان دو فرضیه را در نظر گرفت که در هر یک از دو فرضیه روند الگوریتم متفاوت خواهد بود. فرضیه اول این است که با احتمال $1/N$ فرکانس پرش درست انتخاب شده باشد. بنابراین الگوریتم وارد مرحله همزمان‌سازی دنباله مستقیم می‌شود و در این مرحله باید جستجو را تا جایی ادامه دهد تا همزمان‌سازی حاصل شود. فرضیه دوم نیز این است که خطا در همزمان‌سازی فرکانس پرش با احتمال $1-1/N$ اتفاق افتد که در این حالت پس از عدم موفقیت در همزمان‌سازی دنباله مستقیم، الگوریتم در همان فرکانس می‌ماند تا در دوره تناوب بعدی و در همان فرکانس بتواند سنکرون شود. در صورتی که در یک دوره از الگوی پرش فرکانسی سیگنال مورد نظر یافت نشود، کانال مربوطه تغییر کرده و در همان کانال و به میزان حداکثر دوره تناوب پرش فرکانسی منتظر دریافت سیگنال می‌ماند. در حالت فرضیه اول می‌توان دیاگرام حالت شکل (۳) را در نظر گرفت. حالت F متناظر با سنکرون‌سازی فرکانسی و حالت D متناظر با سنکرون‌سازی دنباله مستقیم است.

دیاگرام حالت شکل (۳) تمام این احتمال‌ها و انتقال حالت‌ها را نشان می‌دهد. در هر انتقال حالت T_s زمان جابجایی حالت است. این زمان در نمودار انتقال بین هر کدام از دایره‌ها است. در قسمت ره‌گیری کد دنباله مستقیم انتقال هر حالت در واقع انتقال از یک نمونه به نمونه دیگر در خروجی فیلتر منطبق است. بنابراین از تبدیل Z برای بیان جابجایی بین حالت‌ها استفاده می‌شود. F_1 بیانگر حالت فرکانس اول از الگوی پرش فرکانسی است. پس از انتقال به مرحله سنکرون‌سازی دنباله مستقیم، ابتدا سلول اول (D_1) را بررسی می‌کند. الگوریتم با احتمال $1/M$ سلول درست متناسب با سنکرون‌سازی را انتخاب کرده و وارد حالت D_{1c} می‌شود. حال این سلول با احتمال P_d منجر به سنکرون‌سازی شده و وارد حالت S_{ACQ} می‌شود و یا احتمال $1-P_d$ عدم سنکرون‌سازی را نتیجه داده و وارد حالت D_{2f} می‌شود. با فرض اینکه سلول اول انتخاب شده درست باشد، در صورت عدم آشکارسازی، الگوریتم در همان سلول باقی می‌ماند تا در دوره تناوب بعدی آشکارسازی اعلام شود. اگر هشدار اشتباه رخ دهد، زمانی برای تشخیص هشدار اشتباه مورد نیاز است. این زمان معمولاً توسط یک ضریب مشخص می‌شود که با k نمایش می‌دهند. ضریب k بیانگر این است که زمان مورد نیاز برای تشخیص هشدار اشتباه، k برابر زمان انتقال یعنی T_s است. در این حالت مطابق شکل (۳)، سیستم به سراغ چیپ دوم می‌رود در حالی که این چیپ متناظر با تاخیر صحیح نیست و فرض بر این است که همان چیپ با اندیس ۱ تاخیر صحیح است. نام این حالت بعدی در شکل (۳) D_{2f} در نظر گرفته شده است. در این حالت سیستم از D_{2f} یا P_{fa} و یا $1 - P_{fa}$ به سلول بعدی می‌رود. بنابراین باید عمل آزمایش چیپ‌ها تکرار شود تا الگوریتم دوباره پس از یک دوره تناوب به D_{1c} بازگردد و آشکارسازی را نتیجه دهد. از چیپ با اندیس دوم به بعد هم احتمال‌ها به صورت احتمال هشدار اشتباه تعریف می‌شود. همچنین هنگامی الگوریتم در حالت D_1 قرار دارد، می‌تواند با احتمال $1-1/M$ سلول اشتباه D_{1f} را انتخاب می‌نماید. بنابراین در این صورت نیز یا با P_{fa} و یا با $1 - P_{fa}$ به سلول بعدی می‌رود. با توضیحات داده شده در مورد پارامترهای مختلف شکل (۳) تابع تبدیل کلی دیاگرام محاسبه می‌شود. برای این منظور می‌توان ابتدا تابع تبدیل D_{1c}/D_1 را محاسبه نمود. با توجه به دیاگرام می‌توان روابط (۱۲) و (۱۳) را نوشت.

$$D_{1c} = \frac{1}{M} D_1 + D_{1c} (1 - P_d) z^{T_s} [B(z)]^{M-1} \quad (12)$$

$$B(z) = P_{fa} z^{(k+1)T_s} + (1 - P_{fa}) z^{T_s} \quad (13)$$

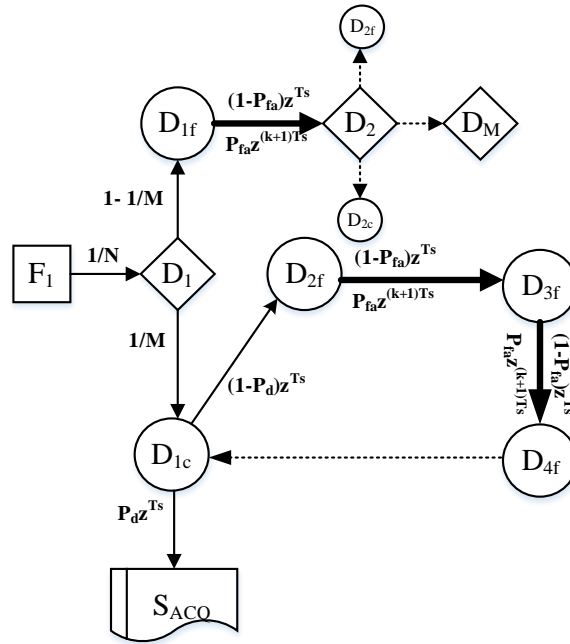
با توجه به رابطه (۱۲) می‌توان نسبت D_{1c}/D_1 را با پارامتر $H_{D_1}(z)$ و به صورت رابطه (۱۴) نوشت:

$$H_{D_1}(z) = \frac{D_{1c}}{D_1} = \frac{\frac{1}{M}}{1 - [(1 - P_d) z^{T_s} [B(z)]^{M-1}]} \quad (14)$$

رابطه (۱۴) را به نوعی می‌توان برای دیگر سلول‌ها نیز به دست آورد. برای سلول i ام این رابطه به صورت (۱۵) خواهد بود:

$$H_{D_i}(z) = \frac{D_{ic}}{D_i} = \frac{1}{1 - [(1 - P_d) z^{T_s} [B(z)]^{M-1}]} \quad (15)$$

همچنین تابع تبدیل بین دو سلول متوالی به صورت (۱۶) بدست محاسبه می‌گردد:



شکل (۳): دیاگرام حالت فرضیه اول: نمودار حالت برای مدل سازی زمان همزمان سازی
Figure (3): The first hypothesis diagram: The state diagram for the acquisition time modeling

$$\frac{D_{i+1}}{D_i} = \left(1 - \frac{1}{M-i+1}\right) [B(z)] \quad (۱۶)$$

برای به دست آوردن زمان ره گیری، باید تابع تبدیل کلی را برای تمام فرکانس‌ها به دست آورد. تابع تبدیل S_{ACQ}/F_1 با فرض اینکه ره گیری از F_1 شروع شده به صورت رابطه (۱۷) بیان می‌شود:

$$S_{ACQ} = P_d z^{T_s} D_{1c} + P_d z^{T_s} D_{2c} + \dots + P_d z^{T_s} D_{Mc} = \frac{1}{MN} \times \frac{P_d z^{T_s} F_1}{1 - [(1 - P_d) z^{T_s} [B(z)]^{M-1}]} \times \sum_{k=0}^{M-1} B(z)^k \quad (۱۷)$$

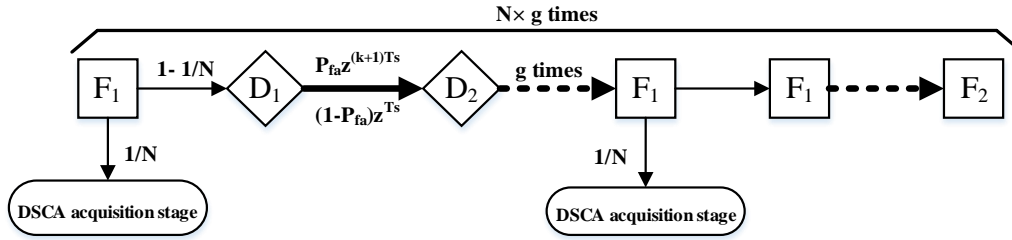
در حالت ساده، تابع تبدیل از F_j به S_{ACQ} از طریق D_i را با $H_{ij}(z)$ نمایش داده و می‌توان به صورت رابطه (۱۸) نوشت:

$$H_{ij}(z) = \frac{1}{M-i+1} \frac{1}{(N-j+1)} P_d z^{T_s} \frac{1}{1 - [(1 - P_d) z^{T_s} [B(z)]^{M-1}]} \quad (۱۸)$$

این تابع تبدیل با فرض اینکه از F_j شروع نموده و از طریق D_i به ACQ رسیده‌ایم حاصل شده است.

حال با توجه به اینکه فرض شد که مولد فرکانس در گیرنده در یک فرکانس باقی می‌ماند، به منظور به دست آوردن زمان همزمان سازی باید دیاگرام حالت مربوط به این روش رسم شود. این دیاگرام حالت به صورت شکل (۴) است. با توجه به این دیاگرام دیده می‌شود که پس از ماندن در یک فرکانس خاص، چنانچه ره گیری فرکانسی انجام نپذیرفت، پس از اتمام یک دوره از الگوی پرش فرکانسی، فرکانس پرش توسط مرجع فرکانسی تغییر پیدا می‌نماید. به عنوان مثال مانند شکل می‌توان فرض نمود که جستجو در فرکانس F_1 شروع می‌شود. تولیدکننده فرکانس به مدت زمان NT_h در فرکانس F_1 باقی می‌ماند و اگر سنکرون سازی انجام نشد، فرکانس مولد به F_2 تغییر پیدا می‌کند. این جستجو برای بقیه فرکانس‌ها تا فرکانس F_N به همین صورت ادامه می‌یابد. به منظور به دست آوردن زمان متوسط ره گیری، باید در این دیاگرام تابع تبدیل کلی سیستم را به دست آورد. فرض می‌شود شروع دیاگرام حالت در فرکانس F_1 باشد. بنابراین باید تمام مسیرهای ممکن به حالت ره گیری را در نظر گرفت.

به منظور به دست آوردن زمان متوسط ره گیری، باید تابع تبدیل نهایی سیستم بر اساس دیاگرام استخراج شود. تابع تبدیل کلی باید شامل تمام حالت‌های کانال F_1 تا F_N و حالت‌های D_1 تا D_M باشد. ابتدا برای شروع فرض می‌شود که سیستم در فرکانس F_1 باشد.



شکل (۴): دیاگرام حالت فرض دوم: نمودار حالت برای مدل‌سازی زمان همزمان‌سازی
Figure (4): The second hypothesis diagram: The state diagram for the acquisition time modeling

رابطه (۱۹) بیانگر تمام مسیرهای ممکن (کدهای دنباله مستقیم مختلف) به حالت ره‌گیری با فرض قرار گرفتن گیرنده در فرکانس F_1 است. بنابراین تابع تبدیل از فرکانس F_1 به حالت ره‌گیری مطابق دیاگرام حالت را می‌توان با $H_1(z)$ نمایش داده و به‌صورت رابطه (۱۹) به‌دست آورد:

$$H_1(z) = \frac{S_{ACQ}}{F_1} = \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{P_d z^{T_s}}{1 - (1 - P_d) z^{T_s} B(z)^{M-1}} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} B(z)^k \quad (19)$$

از طرف دیگر برای محاسبه تابع تبدیل نهایی، بایستی حالت‌های بقیه فرکانس‌های موجود (یعنی F_2 تا F_N) نیز در محاسبات لحاظ شود. برای این منظور از تابع $H_1(z)$ و ضرب آن در حاصل جمع بقیه فرکانس‌ها استفاده می‌شود. با فرض تصادفی بودن انتخاب و قابل تکرار بودن فرکانس پرش در الگوی پرش فرکانسی حالت ره‌گیری کلی (ACQ_t) را می‌توان به‌صورت (۲۰) بیان نمود. این رابطه با توجه به دیاگرام حالت قابل دستیابی است.

$$ACQ_t = H_1(z)(F_1 + F_2 + \dots + F_N) \quad (20)$$

در این روش در طول دوره یک دوره تناوب الگوی پرش، تولیدکننده فرکانس گیرنده بر روی فرکانس F_1 باقی می‌ماند و چنانچه در این دوره تناوب به سنکرون‌سازی فرکانسی نرسید، مولد فرکانس، مقدار فرکانس خود را به فرکانس F_2 تغییر می‌دهد. در رابطه (۲۰)، تابع $H_1(z)$ تابع مربوط به ره‌گیری از طریق فرکانس F_1 بوده ولی برای محاسبه زمان همزمان‌سازی بقیه حالت‌های فرکانسی F_2 تا F_N نیز مورد استفاده قرار گرفته شده است. فرض شود که فرکانس F_2 فرکانس صحیح باشد. بر این اساس تابع تبدیل مربوط به F_2 نیز مانند تابع تبدیل مربوط به F_1 به‌دست آورده می‌شود. یعنی با فرض قابل تکرار بودن تمام فرکانس‌ها، این فرکانس نیز با احتمال $1/N$ فرکانس صحیح است. در این فرکانس نیز باید ابتدا با فرض D_{1c} پیش برود و به همین ترتیب عملیات را تا D_{Mc} انجام دهد. بنابراین توابع تبدیل مربوط به فرکانس‌های دیگر نیز مشابه با تابع تبدیل برای F_1 خواهد بود.

رابطه بین حالت‌های فرکانسی به‌صورت $F_{i+1} = \left(1 - \frac{1}{N}\right)^N [B(z)]^{Ng} F_i$ است. بر این اساس تابع تبدیل کلی دیاگرام حالت فوق با $H_t(z)$ نمایش و به‌صورت رابطه (۲۱) حاصل می‌شود:

$$H_t(z) = H_1(z) \left\{ 1 + \left(1 - \frac{1}{N}\right)^N [(B(z))^{Ng}] + \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N+1} [(B(z))^{Ng}]^2 + \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{2N-1} [(B(z))^{Ng}]^{N-1} \right\} \quad (21)$$

در این رابطه عبارت داخل کروشه یک تصاعد هندسی با قدر نسبت $\left(1 - \frac{1}{N}\right)^N (B(z))^{Ng}$ است. بنابراین حاصل آن به‌صورت (۲۲) است:

$$H_t(z) = H_1(z) \left\{ \frac{1 - \left[\left(1 - \frac{1}{N}\right)^N (B(z))^{Ng}\right]^N}{1 - \left[\left(1 - \frac{1}{N}\right)^N (B(z))^{Ng}\right]} \right\} \quad (22)$$

با جایگذاری رابطه (۱۹) در رابطه (۲۲) عبارت ساده شده $H_t(z)$ به‌صورت رابطه (۲۳) حاصل می‌شود:

$$H_t(z) = \frac{1}{MN} \times \frac{P_d z^{T_s}}{1 - (1 - P_d) z^{T_s} B(z)^{M-1}} \times \frac{1 - B(z)^M}{1 - B(z)} \times \left\{ \frac{1 - \left[\left(1 - \frac{1}{N}\right)^N (B(z)^{Ng}) \right]^N}{1 - \left[\left(1 - \frac{1}{N}\right)^N (B(z)^{Ng}) \right]} \right\} \quad (23)$$

در این روش همزمان سازی، فرکانس سیگنال به مدت زمان دوره الگوی پرش در یک فرکانس باقی می‌ماند که این زمان برابر با NT_h است. حال فرض می‌شود که الگوریتم در فرکانس F_1 قرار دارد و همچنین فرکانس F_1 با احتمال $1-1/N$ اشتباه است. حال در حین انجام فرآیند سنکرون سازی پس از NT_h ثانیه بعد فرکانس سیگنال ورودی تغییر می‌نماید. بنابراین در این مدت به دلیل اشتباه بودن F_1 الگوریتم فرایند $B(z)$ (در مرحله DS) به تعداد g بار تکرار می‌نماید تا T_h ثانیه طی شود. به عبارت دیگر g تعداد آزمایش‌های اشتباه در هر فرکانس پرش باشد. بنابراین می‌توان گفت که مشتق عبارت $B(z)^g$ برابر با T_h است. بنابراین داریم:

$$T_h = \frac{d}{dz} (B(z)^g)_{z=1} = g T_s (k P_{fa} + 1), \rightarrow g = \frac{T_h}{T_s (k P_{fa} + 1)} \quad (24)$$

به منظور به دست آوردن زمان همزمان سازی از رابطه (۲۳) مشتق گرفته و به جای متغیر z مقدار واحد جایگذاری می‌شود. نتیجه به صورت رابطه (۲۵) حاصل می‌شود:

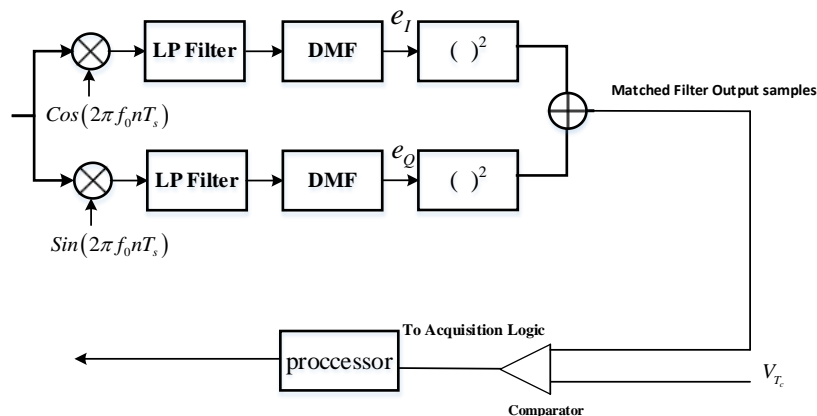
$$T_{acq} = \frac{d}{dz} H_t(z) = \frac{1-M}{2} T_c + \frac{k P_{fa}}{2} T_c - \frac{M k P_{fa}}{2} T_c + \frac{M - k P_{fa} + M k P_{fa}}{P_d} T_c + \frac{N(N-1)}{2} T_h \quad (25)$$

۴- الگوریتم‌های آشکار سازی مورد استفاده در همزمان سازی HSS

به دلیل وجود نویز و امکان محاسبه‌ی اشتباه در مدار همبستگی (عمل انتگرال گیری)، احتمال بروز خطا در الگوریتم آشکار سازی سیگنال طیف گسترده دنباله مستقیم وجود دارد. بنابراین یک سری احتمال خطا در فرآیند آشکار سازی این الگوریتم قابل تعریف است. با توجه به وجود این خطاها در الگوریتم، زمان رسیدن به همزمان سازی به صورت تابعی از P_d و P_{fa} بوده و می‌توان آن به صورت یک متغیر تصادفی در نظر گرفت. در مبحث تئوری آشکار سازی سیگنال، مصالحه‌ای بین نرخ آشکار سازی و نرخ هشدار اشتباه وجود دارد. به این معنا که با کاهش نرخ هشدار اشتباه، نرخ آشکار سازی نیز کاهش می‌یابد.

۴-۱- روش مرسوم آشکار سازی مبتنی بر آستانه ثابت

روش آستانه گذاری با مقدار ثابت به عنوان روش مرسوم آستانه گذاری در همزمان سازی پیوند HSS مطرح است [۴-۷]. همان طور که در شکل (۵) نشان داده شده است،



شکل (۵): بلوک دیگرام آشکار سازی مبتنی بر آستانه ثابت [۴] الی [۷]

Figure (5): The block diagram of fixed threshold detection [4-7]

خروجی مولفه‌های هم‌فاز و غیرهم‌فاز سیگنال دریافتی، وارد بلوک فیلتر منطبق شده و خروجی آن پس از جمع، وارد بلوک پردازشگر می‌شود. در روش مرسوم آستانه گذاری ثابت، سیگنال ورودی پردازشگر با سطح آستانه ثابت و مشخصی مقایسه شده

و در صورتی که مقدار سیگنال از سطح آستانه بیشتر بود، فرمان ره‌گیری الگوی پرش فرکانسی صادر می‌شود. زمان انجام ره‌گیری در این روش نیز تابعی از احتمال آشکارسازی و احتمال هشدار اشتباه است.

در کانال گوسی می‌توان احتمال‌های آشکارسازی و هشدار اشتباه را به صورت تقریبی محاسبه نمود. چنانچه نویز گوسی سفید در گیرنده سیستم طیف گسترده ظاهر شود، خروجی سیستم یک متغیر گوسی خواهد بود. در این حالت، احتمال آشکارسازی و هشدار اشتباه به صورت روابط (۲۶) و (۲۷) است [۱۵]:

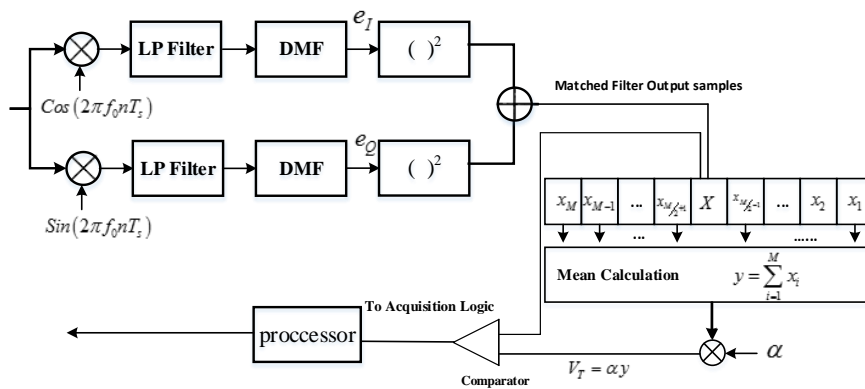
$$P_d = Q\left(\frac{A}{\sigma}, \frac{V_{Tc}}{\sigma}\right) \quad (26)$$

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{V_{Tc}^2}{2\sigma^2}\right) \quad (27)$$

در روابط (۲۶) و (۲۷)، V_{Tc} مقدار آستانه ثابت، A مقدار دامنه سیگنال و σ^2 واریانس نویز در خروجی فیلتر منطبق است $\left(\frac{2E_b}{N_0} = \frac{A^2}{\sigma^2}\right)$.

۲-۴- الگوریتم پیشنهادی همزمان‌سازی مبتنی بر آستانه‌گذاری وقتی CFAR

بلوک دیاگرام آشکارسازی وقتی میانگین سلول CFAR در شکل (۶) نمایش داده شده است. در این شکل سیگنال دریافتی در فرکانس محلی تولید شده برای انتقال به باند پایه ضرب شده و پس از ضرب در حامل فرکانس وارد فیلتر منطبق می‌شود. نمونه‌های خروجی فیلتر منطبق را می‌توان حاصل همبستگی‌های انجام شده در ساختار این فیلتر دانست.



شکل (۶): بلوک دیاگرام همزمان‌سازی وقتی پیشنهادی مبتنی بر CFAR در گیرنده HSS
Figure (6): The block diagram of the proposed adaptive acquisition based on CFAR in the HSS receiver

در این الگوریتم مقدار آستانه به صورت وقتی تغییر می‌کند. در این حالت وقتی پذیرد مقدار آستانه را می‌توان به صورت رابطه (۲۸) نشان داد:

$$V_T = \alpha y \quad (28)$$

در رابطه فوق α پارامتر ضریب آستانه وقتی است و به صورتی انتخاب می‌شود تا بتوان به احتمال هشدار اشتباه از پیش تعیین شده رسید. y تخمینی از توان نویز در سلول مورد آزمایش بوده و یک متغیر تصادفی با تابع چگالی $f(y)$ است. در این حالت احتمال آشکارسازی و احتمال هشدار اشتباه به صورت روابط (۲۹) و (۳۰) به دست می‌آید:

$$P_{fa} = \int_0^{\infty} f(y) \int_{\alpha y}^{\infty} p_0(x) dx dy \quad (29)$$

$$P_d = \int_0^{\infty} f(y) \int_{\alpha y}^{\infty} p_1(x) dx dy \quad (30)$$

در روابط (۲۹) و (۳۰)، $p_0(x)$ و $p_1(x)$ توابع چگالی احتمال سیگنال x برای حالت عدم وجود و وجود سیگنال است و روابط آن به صورت (۳۱) و (۳۲) باشد:

$$p_0(x) = e^{-x} \quad (31)$$

$$p_1(x) = \frac{e^{-\frac{x}{1+\gamma}}}{1+\gamma} \quad (32)$$

در رابطه (۳۲)، γ متوسط نسبت سیگنال به نویز است. در روابط (۲۹) و (۳۰) متغیر تصادفی y تخمین نویز کلی جمع شده از M نمونه است. M تعداد سلول‌ها اطراف سلول مورد آزمایش است. در این حالت متغیر تصادفی y دارای تابع چگالی به صورت (۳۳) خواهد بود:

$$f(y) = \frac{y^{M-1}e^{-y}}{(M-1)!} \quad (33)$$

با جایگذاری (۳۱)، (۳۲) و (۳۳) در رابطه (۲۹) و (۳۰) و حل انتگرال دوگانه، احتمال آشکارسازی و احتمال نرخ هشدار اشتباه در حالت استفاده از پردازشگر CFAR به صورت روابط (۳۴) و (۳۵) خواهد بود:

$$P_d = \left(1 + \frac{V_T}{1+\gamma}\right)^{-M} \quad (34)$$

$$P_{fa} = (1 + V_T)^{-M} \quad (35)$$

۵- شبیه‌سازی الگوریتم پیشنهادی و استخراج پارامترهای کارایی

در این قسمت برای تحلیل و ارزیابی کارایی الگوریتم همزمان سازی پیشنهادی از پارامترهای سیستمی پیوند طیف گسترده ترکیبی مطابق با جدول (۲) استفاده می‌گردد. در ادامه کارایی الگوریتم با روش مرسوم آستانه ثابت مورد مقایسه قرار می‌گیرد. در سیستم‌های طیف گسترده دنباله مستقیم، نرخ هشدار اشتباه می‌تواند مرحله ردگیری کد را با مشکل مواجه کند. در نتیجه حلقه ردگیری سیگنال به درستی قفل نشده و سیستم مجدد وارد فاز رهگیری شود. این فرآیند ممکن است چندین و چند مرتبه به اشتباه صورت گرفته تا در نهایت سیستم در فاز رهگیری کد، بتواند تصمیم صحیحی را بگیرد. زمانی که طول می‌کشد تا سیستم از مرحله هشدار اشتباه در مرحله ردگیری و ورود به فاز اشتباه ردگیری، طی کرده و در نهایت به رهگیری صحیح برسد را زمان جریمه هشدار اشتباه ۱۹ می‌نامند که نقش تعیین‌کننده در زمان رهگیری کل سیستم دارد. این زمان جریمه به نوع استراتژی مرحله رهگیری نیز وابسته است. با انتخاب صحیح آستانه می‌توان این زمان را تا حد زیادی کاهش داد. در الگوریتم پیشنهادی این تحقیق، برای رهگیری کد دنباله مستقیم از مدار فیلتر منطبق استفاده شده است. با این فرض مقدار k برابر با ۳۱۰ در نظر گرفته می‌شود.

منحنی مشخصه عملکرد سیستم یا منحنی عملیاتی گیرنده ROC یک ابزار کمی برای ارزیابی کارایی روش آشکارسازی سیگنال است. نتایج منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم و منحنی‌های احتمال آشکارسازی کاملاً معادل یکدیگر هستند. در منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم به ازای یک مقدار ثابت سیگنال به نویز، احتمال آشکارسازی بر اساس نرخ هشدار اشتباه ترسیم می‌گردد. اگر در یک مقدار ثابت نرخ هشدار اشتباه، احتمال آشکارسازی یک روش بیشتر از روش دیگری باشد، کارایی آن روش بیشتر خواهد بود.

در این بخش تجزیه و تحلیل‌ها در نرم‌افزار شبیه‌ساز متلب انجام شده است. عملکرد الگوریتم پیشنهادی مبتنی بر آستانه‌گذاری وفقی CFAR با روش مرسوم آستانه‌گذاری ثابت مراجع [۴] الی [۷] در یک محیط بدون اختلال و محیط اختلال مقایسه می‌شود. با فرض اینکه خطایی در اندازه‌گیری توان نویز وجود نداشته باشد، روش مرسوم آشکارسازی مبتنی بر آستانه ثابت می‌تواند به صورت ایده‌آل مقدار آستانه را بر اساس میزان توان نویز و اختلال تطبیق دهد. اما در کاربردهای عملی (آشکارساز غیر ایده‌آل)، اندازه‌گیری دقیق میزان توان نویز و اختلال همیشه برای سیستم گیرنده HSS امکان‌پذیر نبوده و با خطای اندازه‌گیری همراه است. طبق (۲۷)، اگر پارامتر σ^2 ثابت فرض شود، می‌توان برای حفظ P_{fa} در یک مقدار ثابت از یک آستانه ثابت استفاده کرد. با این حال، وقتی توان نویز و جرم با زمان متغیر باشد، این شرایط عملی نیست. بنابراین، برای حفظ P_{fa} ثابت و کمینه، مقدار آستانه باید به طور مداوم بر اساس تخمین توان نویز و جرم به روز شود [۱۶]. این موضوع نقطه ضعف روش مرسوم آشکارسازی مبتنی بر آستانه ثابت است و آشکارساز غیر ایده‌آل به شدت به دقت تخمین‌گر توان نویز و جرم وابسته است. اما الگوریتم پیشنهادی همزمان‌سازی مبتنی بر آستانه‌گذاری وفقی CFAR می‌تواند بدون نیاز به استفاده از

تخمین‌گر دقیق توان نویز و جمر، آستانه‌های وفقی را بگونه‌ای تنظیم کند که نرخ هشدار ثابت در یک مقدار کمینه و ثابت باقی بماند و این فرآیند را بدون استفاده از گیرنده تخمین‌گر مجزا انجام می‌دهد. از دیدگاه پیاده‌سازی عملی، الگوریتم پیشنهادی از کمترین پیچیدگی محاسباتی برخوردار بوده و مطابق شکل (۶) می‌تواند تنها با استفاده از عملیات میان‌گیری عددی بر روی پنجره مورد ارزیابی، مقدار آستانه وفقی را به‌دست آورد.

Table (2): The simulations parameters of the HSS acquisition method
جدول (۲): پارامترهای شبیه‌سازی روش ره‌گیری طیف گسترده ترکیبی

مقدار	نماد پارامتر
۱۳ μ s	T_h
۳۲	M
۳۱	R
۴۰۵ ns	T_c
۳۱۰	K
۵۱	N

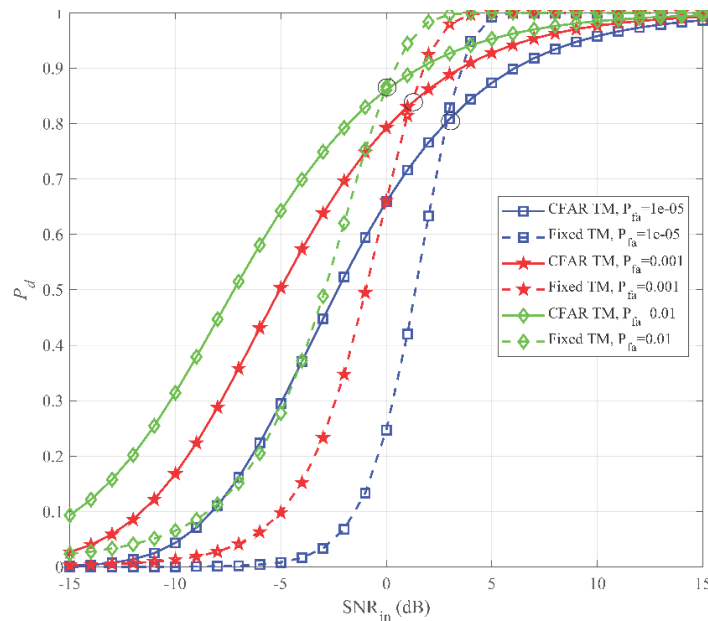
در شکل (۷) منحنی‌های احتمال آشکارسازی برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه CFAR و روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در محیط بدون اختلال نمایش داده شده است. در این منحنی‌ها با افزایش نرخ هشدار اشتباه، احتمال آشکارسازی نیز افزایش می‌یابد. همان‌طور که در شکل (۷) ملاحظه می‌گردد، به ازای SNR_{in} برابر با ۰ dB و نرخ هشدار اشتباه 10^{-2} ، منحنی‌های احتمال آشکارسازی روش مرسوم آستانه ثابت و منحنی‌های الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR یکدیگر را قطع می‌کند و به ازای مقادیر SNR_{in} بیشتر از این مقدار، احتمال آشکارسازی روش مرسوم آستانه ثابت از احتمال روش آستانه گذاری پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR بیشتر خواهد شد. همچنین با کاهش نرخ هشدار اشتباه، دو منحنی یکدیگر را در مقادیر SNR_{in} بیشتری قطع می‌کنند.

می‌توان نتیجه گرفت که همواره به ازای مقادیر SNR_{in} بالاتر از γ_{cross} (یعنی از $SNR_{in} \geq \gamma_{cross}$)، کارایی روش آستانه گذاری ثابت از روش آستانه گذاری پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR بالاتر است. از سوی دیگر، روش آستانه گذاری پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR به ازای مقادیر SNR_{in} پائینتر از γ_{cross} (یعنی $SNR_{in} \leq \gamma_{cross}$) بسیار کارا تر است. اگر مقادیر SNR_{in} در محدوده dB [۰ ... -۷/۵] انتخاب گردد، محدوده SNR_{out} برابر با dB [۱۵ ... ۷/۵] خواهد شد. طبق بررسی به عمل آمده این مقادیر SNR_{out} برای انجام مناسب دمدولاسیون سیگنال خواهد بود.

در شکل (۸)، منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR و روش آستانه گذاری ثابت به ازای مقادیر SNR_{in} مشخصی و در محیط بدون جمر نمایش داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، در SNR_{in} برابر با ۵ dB و به ازای نرخ هشدار اشتباه بیشتر از 10^{-9} ، احتمال آشکارسازی آستانه‌گذاری ثابت بیشتر از الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR است که این نتیجه منطبق با شکل (۷) است. همچنین در SNR_{in} برابر با ۰ dB و به ازای نرخ هشدار اشتباه تقریباً 10^{-2} ، منحنی‌های الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR و روش آستانه‌گذاری ثابت یکدیگر را قطع می‌کنند و در شکل (۷) نیز این مورد صدق می‌کند. در این شرایط، به ازای مقادیر منفی SNR_{in} همواره احتمال آشکارسازی الگوریتم پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR از روش آستانه‌گذاری ثابت بیشتر خواهد بود.

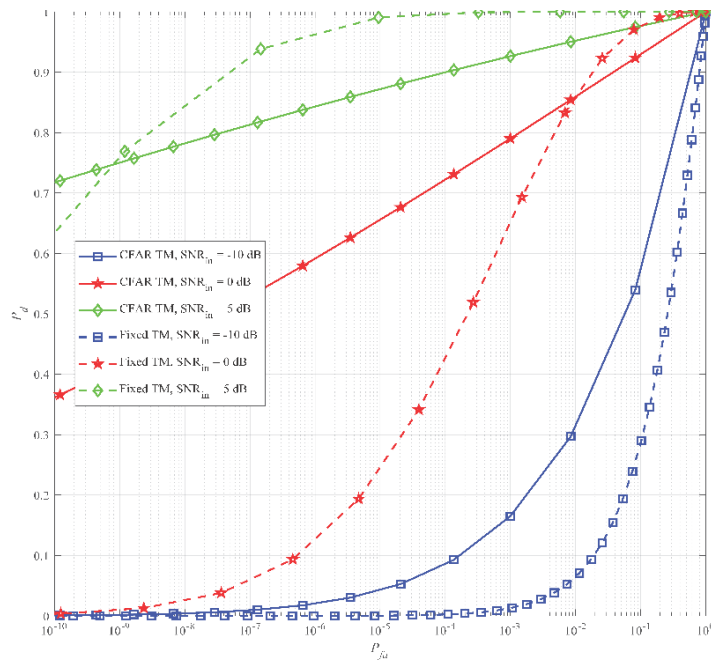
بنابراین بر اساس توضیحات فوق، نتایج زیر در محیط بدون اختلال بدست می‌آید:

- با فرض استفاده از یک گیرنده با تخمین‌گر با دقت بالا برای تخمین پیوسته توان نویز، عملکرد روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت برای مقادیر بالای SNR_{in} (یعنی $SNR_{in} \geq \gamma_{cross}$) بهتر است.
- الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR در مقایسه با روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در مقادیر کم مقادیر (یعنی $SNR_{in} \leq \gamma_{cross}$) عملکرد بهتری دارد.



شکل (۷): منحنی‌های احتمال آشکارسازی برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وقتی CFAR و روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در محیط بدون اختلال

Figure (7): The P_d curves for both the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding and the conventional fixed thresholding in the no-jamming environment



شکل (۸): منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وقتی CFAR و روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در محیط بدون اختلال

Figure (8): The ROC curves for both the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding and the conventional fixed thresholding in the no-jamming environment

- هنگام استفاده از تخمین‌گر غیر ایده‌آل و در نظر گرفتن خطا در تخمین توان نویز، فقط در صورت پایدار بودن شرایط کانال می‌توان از روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت استفاده کرد. در حقیقت، یک خطای کوچک در تخمین کل توان نویز منجر به افزایش زیادی در مقدار P_{fa} خواهد شد [مطابق رابطه (۲۷)] که این مقادیر تغییر ممکن است برای سیستم قابل قبول نباشد.

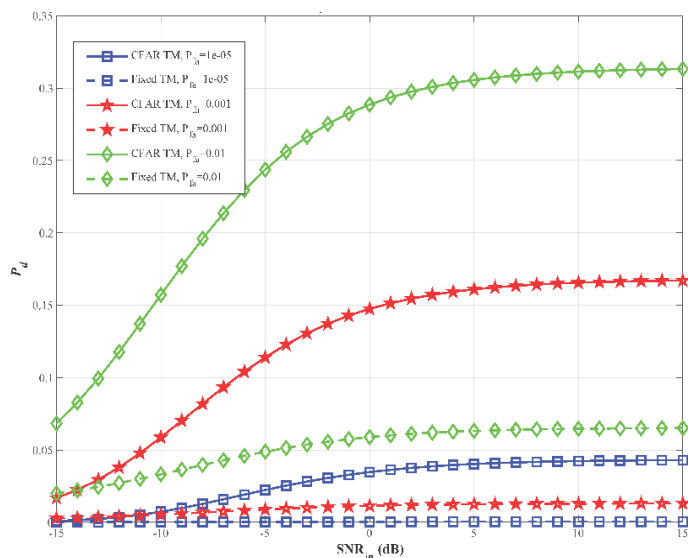
- الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR در شرایط کانال پایدار و ناپایدار پیشنهاد می‌شود، زیرا نیازی به تخمین توان نویز ندارد [مطابق رابطه (۳۵)]. برتری الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR نسبت به روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در استقلال مقدار P_{fa} از تخمین توان نویز است. در حقیقت، در الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR، نمونه‌های نویز از سلول‌های پنجره مورد بررسی استخراج می‌شوند و نیازی به تخمین دقیق برای انطباق مقدار آستانه نیست. بنابراین به دلیل سهولت در پیاده‌سازی و کارایی، استفاده از الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR کاربردی‌تر بوده و پیشنهاد می‌شود.

به ترتیب در شکل‌های (۹) و (۱۰) منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR و روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در محیط اختلال با نسبت جمر به سیگنال برابر با ۱۰ دسیبل نمایش داده شده است. در این منحنی‌ها نیز با افزایش نرخ هشدار اشتباه، احتمال آشکارسازی نیز افزایش می‌یابد. همان‌طور که در شکل‌ها نیز دیده می‌شود، در شرایط محیط جمری، به‌ازای تمامی مقادیر نرخ‌های هشدار اشتباه و SNR_{in} ، همواره احتمال آشکارسازی روش آستانه‌گذاری پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR از روش مرسوم آستانه ثابت بیشتر خواهد بود.

در رابطه (۲۵)، زمان همزمان‌سازی بر اساس پارامترهای نرخ هشدار اشتباه، احتمال آشکارسازی و پارامترهای سیستمی طیف گسترده ترکیبی محاسبه شده است. به‌ازای پارامترهای سیستمی مشخص، مقدار نرخ هشدار اشتباه بایستی به‌گونه‌ای مناسب انتخاب شود که منجر به کاهش زمان همزمان‌سازی شود. در صورتی که مقدار نرخ هشدار اشتباه بسیار کم انتخاب گردد، احتمال آشکارسازی نیز کاهش یافته و به دلیل وجود پارامتر احتمال آشکارسازی در مخرج کسر رابطه (۲۵) در نهایت منجر به افزایش زیاد زمان همزمان‌سازی طیف گسترده ترکیبی می‌شود.

از طرف دیگر طبق رابطه (۲۵) اگر نرخ هشدار اشتباه مقدار بزرگی انتخاب شود نیز زمان همزمان‌سازی طیف گسترده ترکیبی را افزایش خواهد داد.

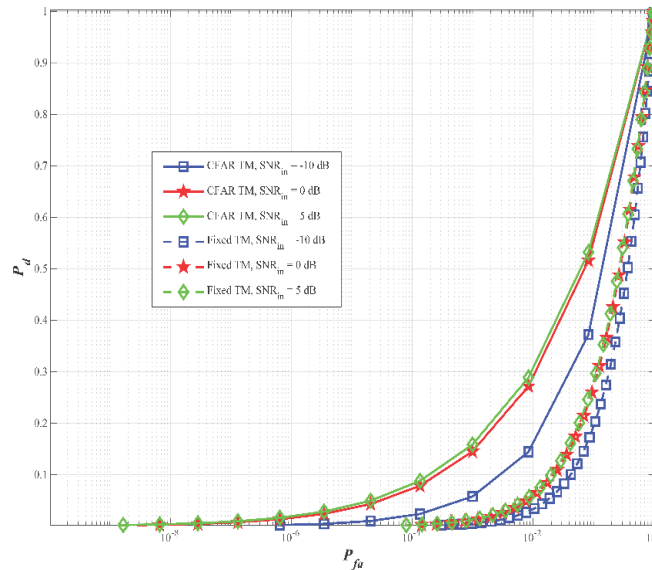
در شکل (۱۱) زمان همزمان‌سازی به‌ازای سه مقدار SNR_{in} و مقادیر مختلف P_{fa} و $N=30$ در محیط بدون جمر نمایش داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، تنها در نرخ هشدار اشتباه 10^{-3} ، زمان همزمان‌سازی به مقدار کمینه خود می‌رسد. همچنین در شکل (۱۲) نیز نتیجه مشابهی را در محیط جمری نمایش می‌دهد. بنابراین در شبیه‌سازی زمان همزمان‌سازی، مقدار P_{fa} در محیط جمر و بدون جمر برابر با 10^{-3} انتخاب می‌شود.



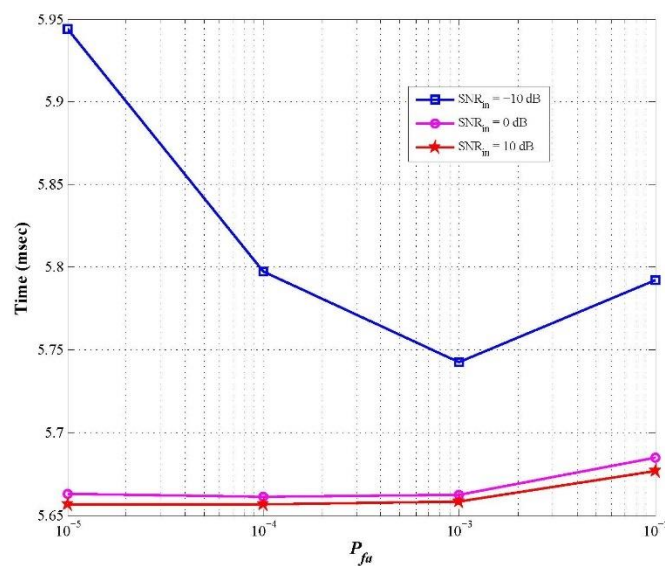
شکل (۹): منحنی‌های احتمال آشکارسازی برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR و روش آشکارسازی

مرسوم آستانه ثابت در محیط اختلال با نسبت جمر به سیگنال برابر با ۱۰ dB

Figure (9): The P_d curves for both the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding and the conventional fixed thresholding in jamming environment with JSR = 10 dB

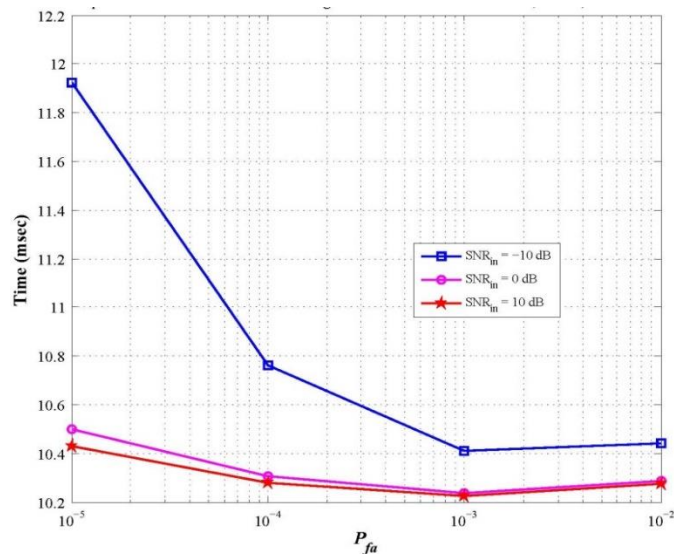


شکل (۱۰): منحنی‌های مشخصه عملکرد سیستم برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR و روش آشکارسازی مرسوم آستانه ثابت در محیط اختلال با نسبت جمر به سیگنال برابر با ۱۰ dB
 Figure (10): The ROC curves for both the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding and the conventional fixed thresholding in jamming environment with JSR = 10 dB



شکل (۱۱): زمان همزمان‌سازی سیستم طیف گسترده ترکیبی برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR در محیط بدون جمر و N=30
 Figure (11): The HSS acquisition time for the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding in the no-jamming environment and N=30

آخرین عبارت در رابطه (۲۵) عبارت $[N(N-1)T_h/2]$ یقینی بوده و اگر مقدار بزرگی برای پارامتر N در نظر گرفته شود، پارامترهای آماری کم اثر خواهد شد. همان طور که در شکل (۷) مشاهده می‌شود، کارایی دو روش با یکدیگر برابر است اگر منحنی‌ها یکدیگر را در SNR_{in} برابر γ_{cross} قطع کنند. بنابراین انتظار می‌رود که زمان همزمان‌سازی دو روش نیز در این مقدار SNR_{in} با یکدیگر برابر می‌شود. همچنین همان طور که شکل (۸) نشان داده شد، به ازای مقادیر SNR_{in} بیشتر از γ_{cross} ، کارایی روش مرسوم آستانه‌گذاری ثابت نسبت به روش آستانه‌گذاری پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR می‌تواند بیشتر باشد.



شکل (۱۲): زمان همزمان‌سازی سیستم طیف گسترده ترکیبی برای الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR در محیط جمینگ، $JSR = 10$ dB و $N=30$

Figure (12): The HSS acquisition time for the proposed algorithm based on the CFAR adaptive thresholding in the jamming environment and $N=30$, $JSR= 10$ dB

با این وجود اختلاف کارایی بین دو روش به ازای مقادیر بالاتر، ناچیز است و این مقدار به دلیل وجود آخرین عبارت یقینی در رابطه (۲۵) قابل اقصا است. به ازای مقادیر SNR_{in} پائین‌تر از γ_{cross} نیز، بدلیل کارایی بالاتر روش آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR، زمان همزمان‌سازی روش پیشنهادی بسیار کمتر از روش آستانه‌گذاری ثابت خواهد بود. همان‌طور که در شکل (۹) و شکل (۱۰) نمایش داده شد، روش آستانه‌گذاری آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR نسبت به روش آستانه‌گذاری ثابت در محیط جمی به‌ازای تمام مقادیر SNR_{in} کارایی بسیار بالاتر دارد. بنابراین زمان همزمان‌سازی آن نیز بسیار پائین‌تر خواهد بود.

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که به‌طور کلی در محدوده SNR_{in} پائین‌تر از γ_{cross} (یعنی $SNR_{in} < \gamma_{cross}$) اختلاف زمانی همزمان‌سازی بین دو روش بسیار زیاد است.

همچنین این اختلاف زمانی تقریباً به یک مقدار ثابت کمینه می‌رسد اگر مقدار SNR_{in} افزایش یابد. بنابراین به‌ازای محدوده SNR_{in} بین ۱۵- دسیبیل تا ۱۵ دسیبیل، بیشترین مقدار اختلاف زمان همزمان‌سازی بین دو روش در SNR_{in} برابر با ۱۵dB- و کمترین مقدار اختلاف زمان همزمان‌سازی در SNR_{in} برابر با γ_{cross} dB اتفاق می‌افتد. در اینجا به منظور نمایش کارایی روش پیشنهادی در میزان کاهش زمان همزمان‌سازی، مقدار میانی SNR_{in} یعنی ۷/۵dB- انتخاب می‌گردد.

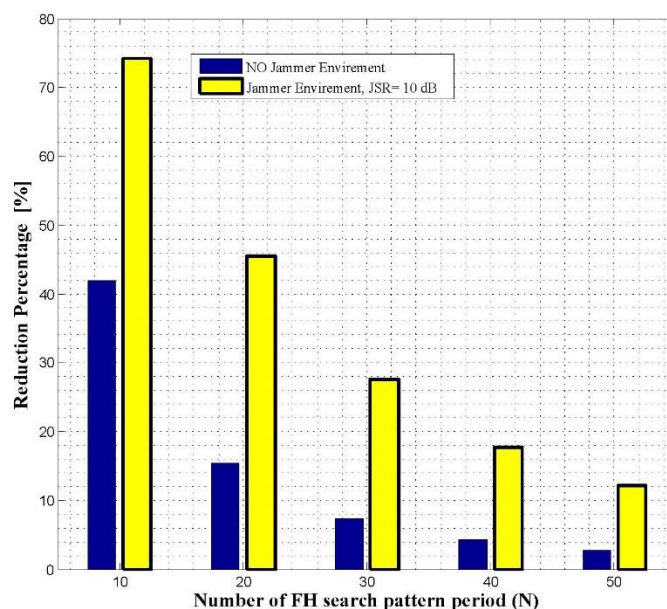
انتخاب صحیح دوره جستجوی فرکانسی، نقش تعیین‌کننده‌ای در زمان همزمان‌سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی دارد. در شکل (۱۳) نتایج مربوط به مقایسه کارایی روش مرسوم و روش پیشنهادی به صورت کمی نمایش داده شده است. به هر میزان که دوره جستجو کوچک در نظر گرفته شود، زمان همزمان‌سازی کاهش یافته و در صورت قطعی پیوند سریع‌تر برقرار خواهد شد. اما به‌دلیل ملاحظات مربوط به امنیت لایه فیزیکی، نمی‌توان از یک دوره مشخصی این عدد را کمتر در نظر گرفت.

به عبارت دیگر، اگر مثلاً از دو کانال برای همزمان‌سازی استفاده شود، امکان یافتن آن توسط دشمن بیشتر شده و برای راحتی کانال‌های مذکور مورد اختلال قرار گرفته و فرآیند رهگیری با مشکل مواجه خواهد شد.

همچنین در شکل (۱۳) میزان درصد کاهش زمان همزمان‌سازی الگوریتم آشکارسازی پیشنهادی مبتنی بر آستانه وفقی CFAR نسبت به آستانه ثابت به‌ازای مقادیر مختلف N نیز متفاوت است.

بنابراین لازم است مصادم‌های میان تعداد کانال‌های جستجو و میزان درصد کاهش زمان همزمان‌سازی انجام شود. در صورتی که پارامتر N برابر با ۲۰ در نظر گرفته شود (یعنی ۴۰ درصد از تعداد کل کانال‌ها برای همزمان‌سازی اختصاص یابد)، میزان

کاهش زمان همزمان سازی روش پیشنهادی در شرایط حضور اختلال ۴۵ درصد بهبود نسبت به روش مرسوم آستانه ثابت خواهد داشت. از طرف دیگر احتمال اینکه دشمن بتواند الگوی این ۲۰ کانال را تشخیص دهد با پیچیدگی محاسباتی بالایی مواجه خواهد بود.



شکل (۱۳): میزان درصد کاهش زمان همزمان سازی سیستم طیف گسترده ترکیبی برای الگوریتم آشکار سازی پیشنهادی مبتنی بر

آستانه وقتی CFAR نسبت روش آشکار سازی مرسوم آستانه ثابت برای $SNR_{in} = -7.5$ dB

Figure (13): The reduction percentage of the HSS acquisition time in the CFAR thresholding compared with the conventional fixed thresholding for $SNR_{in} = -7.5$ dB

۵- نتیجه گیری

در این تحقیق الگوریتم همزمان سازی پیوند طیف گسترده ترکیبی مبتنی بر روش آستانه گذار وقتی CFAR ارائه گردید. برای این منظور ابتدا مدل سیستم و رابطه دقیق زمان همزمان سازی در این سیستم بر اساس پارامترهای احتمال آشکار سازی و نرخ هشدار اشتباه و پارامترهای سیستمی این پیوند استخراج گردید. با انجام محاسبات تحلیلی و همچنین شبیه سازی نشان داده شد که الگوریتم پیشنهادی بر خلاف روش های مرسوم آستانه گذاری ثابت می تواند در شرایط وجود و یا عدم وجود اختلال، نرخ هشدار اشتباه ثابت و کمینه را داشته باشد. این پارامتر در زمان همزمان سازی نقش مهمی داشته و می تواند این زمان را در شرایط حضور اختلال تا ۴۵ درصد به روش آستانه گذاری ثابت بهبود دهد. استخراج دوره جستجوی الگوی پرش فرکانسی بر اساس زمان همزمان سازی و امنیت سیگنال از دیگر موضوعاتی بود که در این مقاله مورد بررسی قرار گرفت. در صورتی که دوره جستجوی الگوی پرش فرکانسی زیاد انتخاب شود، زمان همزمان سازی افزایش یافته و در صورتی که این دوره خیلی کوتاه انتخاب شود، به راحتی توسط دشمن کشف خواهد شد. مطابق شبیه سازی های به عمل آمده در صورتی که ۲۰ درصد از تعداد کانال های پرش فرکانسی به دوره جستجوی الگوی پرش فرکانسی اختصاص یابد، می تواند زمان همزمان سازی مناسب و امنیت سیگنالینگ قابل قبولی را برای سیستم داشته باشد.

References

مراجع

- [1] G. Zheng, Y. Yao, D. Wang, J. Tian, "Study of an application of hybrid spread spectrum technology in satellite communication", Proceeding of the IEEE/CISCE, pp. 49-54, Kuala Lumpur, Malaysia, July 2020 (doi: 10.1109/CISCE50729.2020.00016).

- [2] S. Luo, S. Zhang, S. Ke, S. Wang, X. Bu, J. An, "Optimum combining for coherent FFH/DS spread spectrum receivers in the presence of multi-tone jammer", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 53097-53106, March 2020 (doi: 10.1109/ACCESS.2020.2980858).
- [3] F. Hassan, S. Ajmal, Z. Khan, and U. Hassan "Analysis on multiple access capability of hybrid spread spectrum system with optimal sequences- A review of performance parameters trade-off", *International Journal of Research Publications*, vol. 12, no. 1, Sept. 2018.
- [4] S. Benkrinah, M. Benslama, "Adaptive double-dwell code acquisition scheme of PN sequences using smart-antenna and automatic censoring techniques", *Wireless Personal Communications*, vol. 98, no. 2, pp. 2187-2210, 2018 (doi: 10.1007/s11277-017-4969-6).
- [5] J. W. Kim, B. Lim, Y. C. Ko, "A rapid serial timing acquisition algorithm for hybrid DS/FFH packet radio communication", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Early Access, 2020 (doi: 10.1109/TAES.2020.3038246).
- [6] S. Lee, S. Kim, M. Seo, D. Har, "Synchronization of frequency hopping by LSTM network for satellite communication system", *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 11, pp.2054-2058, Aug. 2019 (doi: 10.1109/LCOMM.2019.2936019).
- [7] X. Wen, B. Yang, G. Zou, "Fast acquisition for DS/FH spread spectrum signals by using folded sampling digital receiver", *Information Science and Cloud Computing*, pp. 1-9. 2018 (doi: 10.22323/1.300.0047).
- [8] Y. Shen, Y. Wang, X. Yu, S. Wu, "Whole-region hybrid search algorithm for DSSS signal acquisition", *Wireless Personal Communications*, vol. 95, no. 2, pp.1265-1284, July 2017 (doi: 10.1007/s11277-016-3828-1).
- [9] A. Coluccia, A. Fascista, G. Ricci, "CFAR feature plane: a novel framework for the analysis and design of radar detectors", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 68, pp. 3903-3916, June 2020 (doi: 10.1109/TSP.2020.3000952).
- [10] M. Baadeche, F. Soltani, F. Gini, "Performance comparison of mean-level CFAR detectors inhomogeneous and non-homogeneous weibull clutter for MIMO radars", *Signal, Image and Video Processing*, vol. 13, no. 8, pp. 1677-1684, Nov 2019 (doi: 10.1007/s11760-019-01502-8).
- [11] A. Jouini, A. Maali, M. Benssalah, A. Nasrallah, G. Baudoin, M. H. Hamadouche, "Adaptive acquisition of PN code using automatic censoring CFAR outlier detection in multipath fading mobile channels", *Proceeding of the IEEE/CCSSP*, pp. 2-7, El Oued, Algeria, May 2020 (doi: 10.1109/CCSSP49278.2020.9151589).
- [12] A. Kumar, P. Thakur, S. Pandit, G. Singh, "Analysis of optimal threshold selection for spectrum sensing in a cognitive radio network: an energy detection approach", *Wireless Networks*, vol. 25, pp. 3917-3931, Jan. 2019 (doi: 10.1007/s11276-018-01927-y).
- [13] S. Benkrinah, M. Benslama, "Adaptive double-dwell code acquisition scheme of PN sequences using smart-antenna and automatic censoring techniques", *Wireless Personal Communications*, vol. 98, no. 2, pp. 2187-2210, Jan. 2018 (doi: 10.1007/s11277-017-4969-6).
- [14] H. Guo, C. Min, X. Shen, K. Li, "Optimal parameter estimation for high dynamic acquisition of non-coherent DSSS", *Signal and Information Processing, Networking and Computers*, pp. 535-542, Dec. 2021 (doi: 10.1007/978-981-33-4102-9_65).
- [15] J. Iinatti, "On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 62-72, Jan. 2000 (doi: 10.1109/49.821719).
- [16] Z. Deng, B. Jia, S. Tang, X. Fu, "A fine fast acquisition scheme for a communication and navigation fusion system", *Applied Sciences*, vol. 10, no. 10, May 2020 (doi: 10.3390/app10103434).

زیرنویس‌ها

1. Direct-sequence spread spectrum
2. Frequency-hopping spread spectrum
3. Hybrid spread spectrum
4. Acquisition
5. Tracking
6. Pseudo-noise
7. Despreading
8. Nyquist zones
9. Probability of false alarm
10. Probability of detection
11. Constant false-alarm rate
12. Channel state information
13. Cognitive radio network
14. Smart antenna
15. Cell under test

16. Square-law envelope detector
17. Null hypothesis
18. Alternative hypothesis
19. False alarm time penalty
20. Receiver operating characteristic