

DIFM Receiver Analysis and Simulation and Frequency Moment Measurement Method in Electronic Warfare Backup Systems

Afsaneh Asgharzadeh, M.Sc, Mohammad Mirzaei, Assistant Professor

Department of Electrical and Computer Engineering, North Tehran Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran

afsaneh_a2@yahoo.com

m.mirzaie@iaun-tnb.ac.ir

Abstract:

Frequency carries the most important parameters for identifying and classifying signals in electronic warfare systems and measuring them is one of the most important tasks of an electromagnetic support measure. To this end, various receiver structures with different capabilities and features have been proposed; however, given the technology available, it is usually necessary to combine different structures to achieve receivers. Used with the specification and function given. Although analogue receptors are capable of measuring essential parameters, they have limitations on sensitivity and accuracy. Therefore, digital receivers, by removing the limitations, have created a good signal in such systems. Adding multi-signal simultaneous presence detection capabilities and CW (Continues wave) signal presence to the receiver structure are among other activities to complete the receiver's conceptual design. In this paper, we investigate the principles of performance, error analysis and finally simulation of receiver frequency moment measurement (DIFM) based on data characteristics. After a comprehensive overview of the proposed receivers for electronic warfare backup systems, we propose the overall structure of the receiver in order to allow it to be used in receivers with appropriate parameters and provide relationships to calculate its performance. To give. We also choose the appropriate estimator by simulation using MATLAB software. Then, by summarizing the material presented, we introduce the structure of the final receiver and, after appropriate mathematical modeling, obtain the overall performance of the system. As we shall see, the introduced receiver structure is capable of meeting the desired receiver specifications in the defined project.

Keywords: Electronic warfare support systems, estimator, DIFM.

Received: 13 February 2020

Revised: 7 April 2020

Accepted: 2 May 2020

Corresponding Author: Dr. Mohammad Mirzaei

تحلیل و شبیه‌سازی گیرنده DIFM و روش اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس در سیستم‌های پشتیبان جنگ الکترونیک

افسانه اصغرزاده، دانش‌آموخته کارشناسی‌ارشد، محمد میرزایی، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- واحد تهران شمال، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

afsaneh_a2@yahoo.com

m.mirzaie@iautn.ac.ir

چکیده: فرکانس حامل مهم‌ترین پارامترهای شناسایی و دسته‌بندی سیگنال‌ها در سیستم‌های جنگ الکترونیک است و اندازه‌گیری آن از مهم‌ترین وظایف یک سیستم پشتیبان جنگ الکترونیک (ESM) است. برای این منظور تاکنون ساختارهای گیرنده گوناگونی با قابلیت‌ها و ویژگی‌های متفاوت ارائه شده است. با این حال، با در نظر گرفتن تکنولوژی موجود، معمولاً لازم است که ترکیبی از ساختارهای مختلف برای دستیابی به گیرنده‌ای با مشخصات و عملکرد داده شده مورد استفاده قرار گیرد. گیرنده‌های آنالوگ محدودیتی نسبت به حساسیت و دقت دارند. از این رو گیرنده‌های دیجیتال با برطرف شدن محدودیت‌ها، یک نشانه خوب در چنین سیستم‌هایی ایجاد کرده‌اند. افزودن قابلیت‌های تشخیص حضور چند سیگنال هم‌زمان و تشخیص حضور سیگنال CW (سیگنال‌های موج پیوسته) به ساختار گیرنده از جمله دیگر فعالیت‌های صورت گرفته در تکمیل طراحی مفهومی گیرنده است. در این مقاله به بررسی اصول عملکرد، تحلیل خطا و در نهایت شبیه‌سازی گیرنده اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس (DIFM) بر اساس مشخصات داده می‌پردازیم. پس از مروری جامع بر گیرنده‌های مطرح سیستم‌های پشتیبان جنگ الکترونیک، به منظور رسیدن به گیرنده‌ای با پارامترهای مناسب ساختار کلی گیرنده پیشنهاد می‌شود و روابطی جهت محاسبه عملکرد آن ارائه می‌گردد. همچنین به وسیله شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار متلب، تخمین‌گر مناسب انتخاب می‌شود. سپس با جمع‌بندی مطالب بیان شده، ساختار گیرنده نهایی معرفی می‌شود و پس از مدل‌سازی ریاضی مناسب، عملکرد کلی سیستم تعیین می‌گردد. همان‌گونه که نشان داده شده، ساختار گیرنده معرفی شده به خوبی قادر است مشخصات گیرنده مطلوب در پروژه تعریف شده را برآورده سازد.

کلمات کلیدی: سیستم‌های پشتیبان جنگ الکترونیک، تخمین‌گر، اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۱۱/۲۴

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۳۹۹/۱/۱۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۲/۱۳

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد میرزایی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران- دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران شمال- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

یکی از زیر شاخه‌های مهم این مبحث، سیستم‌های پشتیبانی جنگ الکترونیک^۱ است که هدف آن دریافت سیگنال‌های راداری موجود در محیط و تشخیص تهدیدات جهت انجام اقدام مناسب است. این گونه سیستم‌ها که به‌طور کلاسیک پشتیبان جنگ الکترونیک^۲ (ESM) نیز خوانده می‌شوند با پوشش باند فرکانسی بسیار وسیع، به‌صورت لحظه‌ای سیگنال‌های حاضر در محیط را جمع‌آوری کرده و با اندازه‌گیری پارامترهای مختلف سیگنال، نسبت به جداسازی آن‌ها از یکدیگر و دسته‌بندی آن‌ها اقدام می‌کند. سپس با مقایسه پارامترها با کتابخانه تهدید را شناسایی می‌نماید تا سریعاً اقدام مناسب به‌منظور مقابله با آن صورت پذیرد [۱،۲].

روش متداول اندازه‌گیری فرکانس در باندی بسیار وسیع و به شکل لحظه‌ای، استفاده از گیرنده اندازه‌گیری فرکانس فوری^۳ (IFM) است. این گیرنده امروزه نقشی حیاتی در بسیاری از سیستم‌های ESM هوایی و دریایی، گیرنده‌های ELINT^۴ (هوش الکترونیکی)، پدافند هوایی و RWR^۵ها (گیرنده اخطار راداری) ایفا می‌کند. البته، با گذشت زمان و پیشرفت چشم‌گیر قابلیت‌های سیستم‌های الکترونیکی نظامی، ملزومات این گیرنده‌ها نیز تغییر نموده و علیرغم ثابت ماندن اصول عملکرد، توانمندی‌های پیشرفته‌تری به آن افزوده گشته است.

به‌دلیل اهمیت بسیار زیاد گیرنده IFM، سعی بر این بوده است تا با واکاوی اکثر منابع در دسترس در این زمینه و نیز با استفاده از برخی نوآوری‌ها، حتی المقدور مقدمات و اصول طراحی مفهومی یک گیرنده IFM به‌صورت شفاف بیان شود و با استفاده از آن یک گیرنده دیجیتال IFM شبیه‌سازی گردد.

مهم‌ترین پارامتر سیگنال که در فرایند تشخیص و جداسازی مورد استفاده قرار می‌گیرد، فرکانس حامل آن است. روش متداول اندازه‌گیری فرکانس در باندی بسیار وسیع به شکل لحظه‌ای، استفاده از گیرنده IFM است که مدت‌های طولانی است بدون رقیبی جدی در این عرصه به‌کار می‌رود. این گیرنده امروزه نقشی حیاتی در بسیاری از سیستم‌های ESM هوایی و دریایی و پدافند هوایی ایفا می‌کند. گیرنده‌های آنالوگ محدودیتی نسبت به حساسیت و دقت دارند. با افزایش پهنای باند و سرعت میدل‌های آنالوگ به دیجیتال و نیز وجود پردازشگرهای دیجیتال بسیار سریع، گیرنده دیجیتال به‌عنوان گزینه مناسبی در بین گیرنده‌های ESM مطرح گشته است [۳،۴].

تمرکز اصلی تعیین پارامترهای اساسی مانند فرکانس، دامنه، جهت و زمان ورود و عرض پالس سیگنال‌های رادار است. اگرچه گیرنده‌های آنالوگ قادر به اندازه‌گیری پارامترهای اساسی هستند، اما آن‌ها محدودیتی نسبت به حساسیت و دقت دارند. از این‌رو گیرنده‌های دیجیتال با برطرف شدن محدودیت‌ها، یک نشانه خوب در چنین سیستم‌هایی ایجاد کرده‌اند [۵]. در این نوع گیرنده از سیگنال ورودی پس از انتقال به یک فرکانس میانی به‌وسیله یک A/D^۶ پرسرعت و دارای سطوح کوانتیزاسیون مناسب نمونه‌برداری می‌شود. سپس با استفاده از تکنیک‌های پردازش سیگنال دیجیتال پارامترهای مورد نیاز از سیگنال استخراج می‌شود. این گیرنده نسبت به گیرنده‌های آنالوگ پایدارتر بوده، نسبت به تغییرات پارامترهای محیطی حساسیت کمتری داشته و به کالیبراسیون کمتری نیاز دارد و افزودن قابلیت‌های تشخیص حضور چند سیگنال هم‌زمان و تشخیص حضور سیگنال CW به ساختار گیرنده از جمله دیگر فعالیت‌های صورت گرفته است. هم‌چنین، علاوه بر وجود انعطاف‌پذیری بیشتر و امکان تغییر ساختارها به شکل وفقی در این گیرنده، با استفاده از الگوریتم‌های پیشرفته پردازش سیگنال دیجیتال می‌توان اندازه‌گیری‌هایی با دقت بسیار بالا انجام داد [۶-۸].

ساختار این مقاله به این صورت است: در قسمت دوم به ساختار کلی گیرنده اشاره می‌شود، در قسمت سوم گیرنده اندازه‌گیری فرکانس و بلوک دیاگرام آن نشان داده می‌شود، در قسمت چهارم به پردازش سیگنال در DIFM با چند خط تاخیر و الگوریتم آن اشاره می‌شود، در قسمت پنجم گیرنده کانالیزه با قابلیت تشخیص دو سیگنال هم‌زمان بررسی می‌شود. در قسمت ششم روش پیشنهادی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد و در آخر در قسمت هفتم به‌طور خلاصه به نتایج حاصل از بررسی قسمت‌های قبلی اشاره می‌شود.

۲- ساختار کلی گیرنده

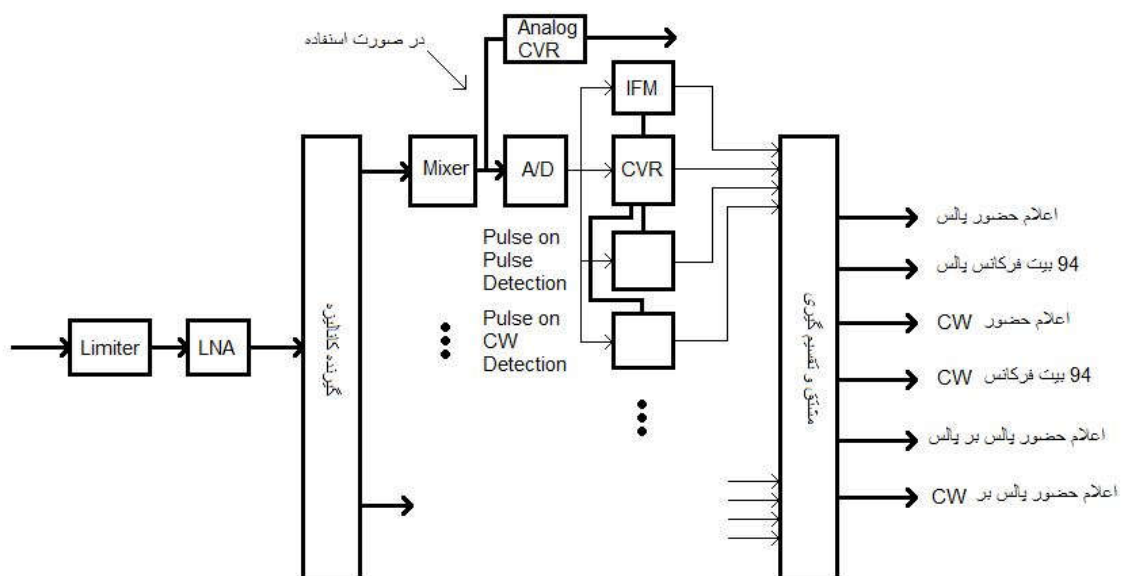
در این ساختار سیگنال Y_{RF} (فرکانس رادیویی) دریافتی پس از محدود شدن (در صورت نیاز) و تقویت به میزان لازم، وارد یک گیرنده کانالیزه می‌شود که کل پهنای باند مفروض را به زیر باندهایی هر یک به عرض ۵۰۰ مگاهرتز تقسیم می‌کند و برای رسیدن به POI^A (احتمال کشف) برابر با ۱۰۰ درصد تمام آن‌ها به صورت موازی و هم‌زمان پردازش می‌شوند. خروجی هر شاخه گیرنده کانالیزه پس از انتقال به باند پایه به صورت I و Q توسط یک مبدل آنالوگ به دیجیتال دو کاناله به فرم دیجیتال در خواهد آمد (همان‌گونه که در ادامه بیان خواهد شد، ممکن است پیاده‌سازی CVR^9 (گیرنده کریستال ویدئو) به شکل آنالوگ سبب کاهش محدودیت‌های قسمت دیجیتال گردد، لذا این گزینه نیز در ساختار لحاظ شده است). خروجی A/D (مبدل آنالوگ به دیجیتال) که برای سادگی آن را به صورت یک دنباله از اعداد مختلط در نظر گرفته می‌شود، به چندین زیر سیستم که همگی بر روی قطعات FPGA پیاده‌سازی می‌شوند اعمال می‌شود [۹].

۳- گیرنده اندازه‌گیری لحظه‌ای فرکانس

گیرنده IFM گیرنده‌ای با پهنای باند بسیار زیاد است که می‌تواند با دقت بالا فرکانس پالس‌های باریک را در زمان کوتاهی اندازه‌گیری کند و به دلیل سادگی ساختار، حجم و هزینه نسبتاً کمی دارد؛ از این رو سالهاست که به‌عنوان یکی از اجزای اصلی گیرنده‌های جنگ الکترونیک به کار می‌رود. با این حال، به دلیل برخی محدودیت‌ها، این گیرنده به همراه برخی تکنیک‌های دیگر مورد استفاده قرار می‌گیرد [۱۰].

به‌طور کلی، گیرنده‌های IFM با استفاده از خط تاخیر و مقایسه فاز سیگنال ورودی در تاخیرهای مختلف فرکانس سیگنال را اندازه‌گیری می‌کنند. در ساده‌ترین حالت، سیگنال ورودی به دو مسیر تقسیم می‌شود و در یکی از مسیرها به میزان τ تاخیر داده می‌شود. سپس این دو مسیر به یک کورلیتور وارد می‌شوند و پس از فیلترینگ پایین‌گذر خروجی، دو سیگنال $E_1 = A \cos \omega_0 \tau$ و $E_2 = A \sin \omega_0 \tau$ به دست می‌آید و از آنجا فرکانس ورودی با محاسبه اختلاف فاز $\theta = 2\pi f_0 \tau = \tan^{-1}(E_2/E_1)$ به دست می‌آید [۱۱]. در سیستم‌های IFM قدیمی E_1 و E_2 به صورت قطبی نمایش داده می‌شدند. در گیرنده‌های جدید این اطلاعات به شکل دیجیتال بیان می‌شوند و اصطلاحاً Digital IFM (DIFM) نامیده می‌شوند. باید توجه داشت که لفظ دیجیتال در اینجا ناظر به نحوه نمایش اطلاعات خروجی گیرنده است و نه چگونگی پیاده‌سازی آن [۱۲].

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi k T_s} < R_x(k) = \frac{1}{2\pi k T_s} < \sum_{n=k}^{M-1} x(n)x^*(n-k) \quad (1)$$

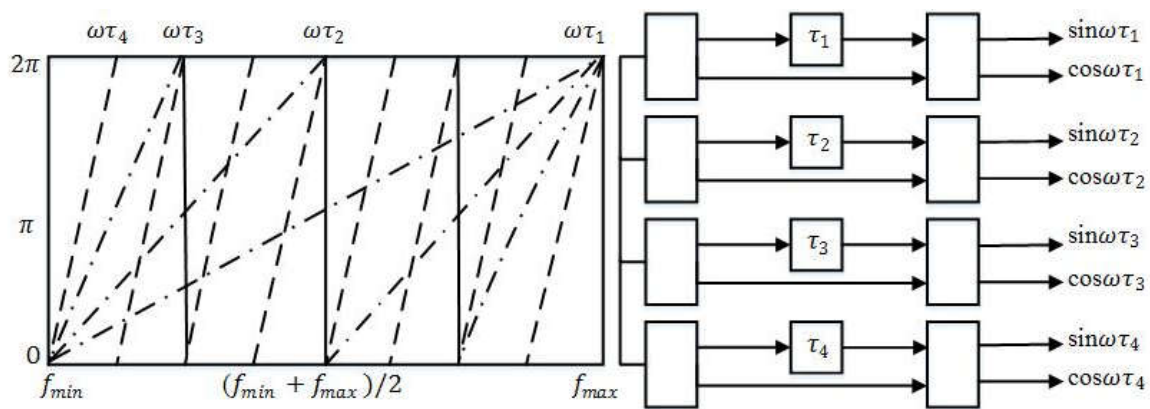


شکل (۱): بلوک دیاگرام گیرنده DIFM
Figure 1. DIFM receiver block diagram

۴- پردازش سیگنال در DIFM با چند خط تأخیر

کوچک‌ترین خط تأخیر به شکلی انتخاب می‌شود که تغییر فاز حاصل در محدوده فرکانسی f_{min} تا f_{max} بدون ابهام باشد (یعنی در $[0, 2\pi]$ واقع باشد) و بلندترین خط تأخیر دقت قابل دستیابی را معین می‌کند. اگر طول این خط تأخیر k برابر طول کوتاه‌ترین خط باشد آنگاه تغییر فاز خروجی آن، ناشی از تغییر فرکانس در محدوده f_{min} تا f_{max} ، در فاصله $[0, 2k\pi]$ خواهد بود؛ در حالی که با در دست داشتن سینوس و کسینوس این اختلاف فاز، تنها می‌توان آن را به پیمانه 2π تعیین نمود. از نظر تئوری ابهام حاصل را می‌توان تنها با استفاده از خط تأخیر اول بر طرف کرد ولی در ادامه می‌بینیم که با افزایش خطوط، پایداری سیستم در برابر منابع گوناگون خطا بیشتر می‌گردد.

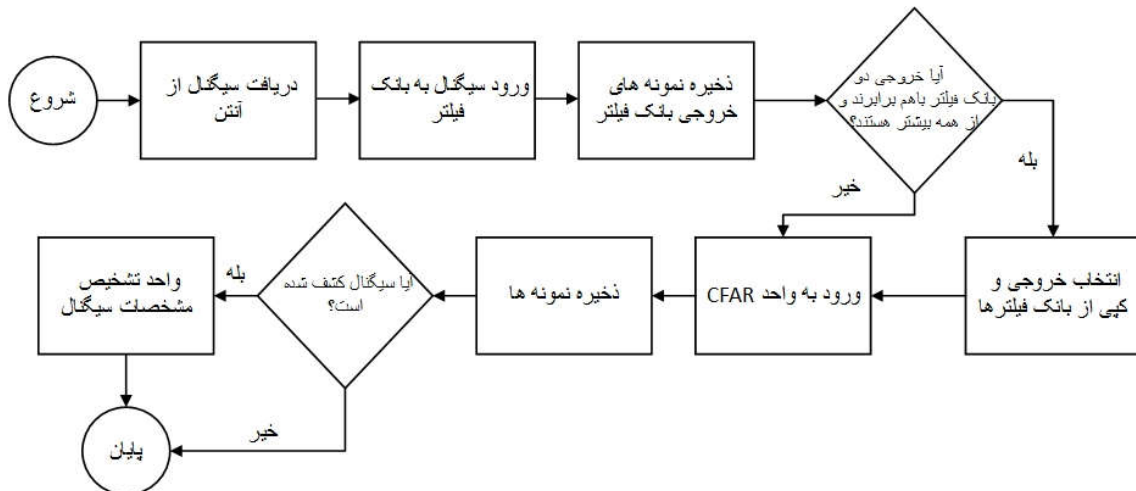
فرض کنید M خط تأخیر داشته باشیم و n نسبت طول خطوط مجاور باشد (در شکل زیر $M=4$ و $n=2$). این حالت بسیار عملی و پرکاربرد است و با تغییراتی، روشی که خواهد آمد برای حالات کلی‌تر که نسبت بین هر دو خط مساوی نیست نیز قابل استفاده است [۲].



شکل (۲): M خط تأخیر

Figure 2. Delay line

فرض کنید θ_1 فاز نامبهم متناظر با کوتاه‌ترین خط (τ_1) باشد. برای خط i ($i > 2$) بین فاز واقعی θ_i و فاز مبهم ϕ_i محاسبه شده به وسیله \tan^{-1} رابطه ای به شکل $\theta_i = 2m_i\pi + \phi_i$ برقرار است. از آنجا که $\theta_i = 2\pi f_i n^{i-1} \tau$ و ما تنها ϕ_i را در اختیار داریم، برای این که بتوان فرکانس را به شکل نامبهم از خط i آمد به دست آورد باید ابتدا m_i را تعیین کنیم.



شکل (۳): الگوریتم پردازش سیگنال DIFM

Figure 3. DIFM signal processing algorithm

در این الگوریتم پس از تعیین m_i فرکانس f_0 با استفاده از φ_i به دست آمده از خط i ام، بدون ابهام قابل تعیین است؛ ولی با پیش رفتن تا خط M ام در هر مرحله به دقت اندازه‌گیری افزوده خواهد شد.

باید توجه کرد که مرحله رفع ابهام از حساسترین مراحل در اندازه‌گیری فرکانس به وسیله DIFM می‌باشد و با رخ دادن اشتباه در تعیین هر m_i ، 2π به مقدار واقعی فاز افزوده می‌شود و خطای بسیار بزرگ و غیرقابل قبولی در محاسبه فرکانس به وجود خواهد آمد. از این رو لازم است نهایت دقت در طراحی آرایه M تایی فوق صورت گیرد تا از وقوع این دسته از خطا تا حد ممکن جلوگیری گردد. مقدار خطای فاز قابل تحمل به وسیله گیرنده یا حاشیه فاز $\pm \frac{1}{2}$ (تا خطایی در رفع ابهام رخ ندهد) با توجه به رابطه (۲) به اندازه‌ای است که عبارت درون براکت بیش از $\pm \frac{1}{2}$ انحراف نیابد، یعنی:

$$\left| \frac{d\varphi_i + nd\varphi_{i-1}}{2\pi} \right| < \frac{1}{2} \rightarrow \left| \frac{d\varphi_i}{n} + d\varphi_{i-1} \right| < \frac{\pi}{n} \quad (2)$$

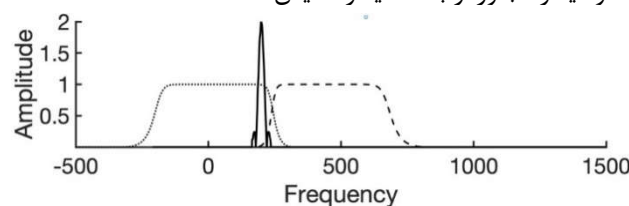
و با فرض اینکه خواص آماری خطای فاز در تمام خطوط مشابه باشد، رابطه فوق به شرط محدودکننده‌تری بر حاشیه فاز هر خط تبدیل می‌شود:

$$|d\varphi_i| < \frac{\pi}{n+1} \quad (3)$$

از روابط فوق مشاهده می‌شود که هر چه n کمتر باشد حاشیه فاز سیستم بیشتر خواهد بود که اگر فقط نسبت‌های صحیح را در نظر بگیریم $n=2$ جواب بهینه خواهد بود. ولی از سوی دیگر، برای τ_1 و ماکزیمم طول خط داده شده (جهت دستیابی به دقت مورد نظر) کاهش n به معنی افزایش تعداد خطوط و کورلیتورهای مورد نیاز و در نتیجه افزایش پیچیدگی گیرنده خواهد بود. با این حال، حاشیه فاز بدست آمده در این حالت می‌تواند طراحی سیستم و شرایط لازم در انتخاب قطعات را ساده‌تر نماید.

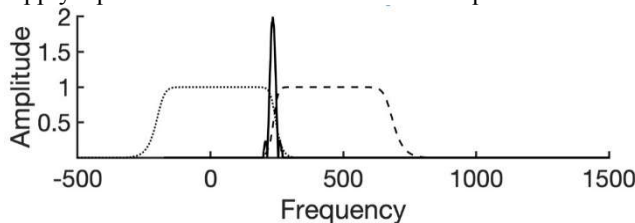
۵- گیرنده کانالیزه

با توجه به اینکه پهنای باند بدون ابهام گیرنده IFM خواسته شده 500 MHz است، برای پوشش کل پهنای باند داده شده (2 GHz) با چنین گیرنده‌ای باید از گیرنده کانالیزه‌ای با 32 کانال استفاده کنیم. پهنای باند 3 dB - هر یک از فیلترهای بانک فیلتر این گیرنده برابر با 500 MHz و پهنای باند 60 dB - (یا 80 dB) آن‌ها 600 MHz انتخاب می‌شود تا ضمن ایجاد سهولت در پیاده‌سازی، با ایجاد همپوشانی مناسب بین فیلترهای مجاور امکان پردازش درست سیگنال‌های واقع در لبه فیلترها فراهم شود. در شبیه‌سازی، فیلترهای مزبرو را چبیشف نوع ۲ در نظر گرفتیم که یکی از مناسبترین گزینه‌های پیاده‌سازی به شمار می‌آیند. شکل‌های زیر نتیجه اعمال یک پالس با دو فرکانس حامل متفاوت با بانک فیلتر و میزان نشتی در فیلترهای مجاور را نشان می‌دهد. برای سادگی تنها دو فیلتر مجاور از بانک فیلتر نمایش داده شده است.



شکل (۴): اعمال یک پالس با دو فرکانس حامل متفاوت با بانک فیلتر

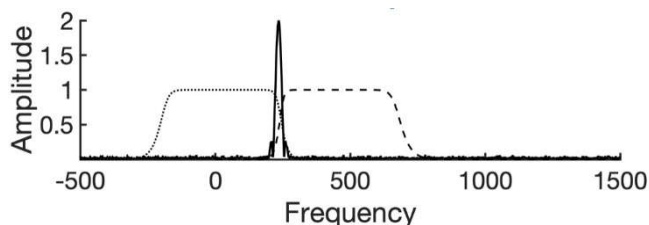
Figure 4. Apply a pulse with two different carrier frequencies to the filter bank



شکل (۵): میزان نشتی در فیلترهای مجاور

Figure 5. Leakage in adjacent filters

تأثیر قرار گرفتن پالس در نزدیکی لبه فیلترها نیز در این اشکال مشهود است. در صورتی که پالس دریافتی پهنای باند بیشتری را اشغال کند یا لوب‌های جانبی قوی‌تری داشته باشد اثرات نزدیکی به لبه‌های فیلتر بسیار بیشتر خواهد بود. اگر در بدبینانه‌ترین حالت سیگنال دریافتی را یک پالس مستطیلی ایده‌آل فرض کنیم، شکل زیر خروجی دو فیلتر مجاور از فیلتر بانک را نشان می‌دهد.



شکل (۶): دو فیلتر مجاور از فیلتر بانک

Figure 6. Two adjacent filters from the bank filter

اگر چه به دلیل محدودیت‌های پهنای باند موجود در فرستنده و گیرنده، در عمل هیچگاه با پالس مستطیلی ایده‌آل مواجه نخواهیم بود، شکل‌های فوق می‌توانند تا اندازه‌ای شکل موج‌های خروجی فیلتر بانک را در بدترین شرایط نشان دهند. همان‌گونه که مشاهده می‌شود سیگنال‌های ناشی در اینجا بسیار قوی‌تر از حالت قبل است که به شکل دندان اره‌ای با سایندوب-های^{۱۱} کوچک به خوبی قابل مشاهده است؛ یعنی با وجود اینکه شاید انرژی ناشی در فیلترهای مجاور چندان زیاد نباشد، در محل دو لبه ابتدایی و انتهایی پالس سیگنال‌هایی نسبتاً قوی ظاهر می‌شوند که می‌تواند به اشتباه سبب راه اندازی بلوک گیری فرکانس گردد. از این رو لازم است تمهیداتی اندیشیده شود تا در چنین شرایطی سیستم تصمیم‌درستی را اتخاذ کند. هم‌چنین مشاهده می‌کنیم که بدلیل شدت اثر پاسخ گذرا در لبه‌های ابتدایی و انتهایی شکل پالس خروجی فیلتر حاوی عمده انرژی سیگنال، لازم است اندک زمانی پس از شروع و قبل از خاتمه پالس دریافتی را در پردازش‌های موردنظر لحاظ نکرد. بهتر است خروجی تمام کانال‌ها به یک IF مشترک (مثلاً ۶۰۰ MHz یا ۱MHz) انتقال یابند که سبب می‌شود طراحی و پیاده‌سازی سایر قسمت‌ها ساده‌تر گردد.

۱-۵- تشخیص دو سیگنال هم‌زمان

یکی از مسائل مهم در طراحی گیرنده‌های دارای باند وسیع بدون قابلیت جداسازی سیگنال‌ها، نظیر IFM و CVR، مساله سیگنال‌های هم‌زمان می‌باشد. در صورت وجود بیش از یک سیگنال در ورودی گیرنده IFM، با توجه به الگوریتم تخمین فرکانس مورد استفاده، خروجی گیرنده می‌تواند دارای خطای زیاد و یا حتی به‌طور کلی نامعتبر باشد. علیرغم آنکه می‌توان نشان داد که در صورت وجود اختلافی بیش از 6 dB در سطح توان سیگنال دریافتی، گیرنده IFM قادر است فرکانس پالس دارای توان بیشتر را با خطای نسبتاً ناچیزی گزارش کند [۱۳]، بدلیل عدم اطلاع قبلی گیرنده از توان هر یک از سیگنال‌ها، به مکانیزمی نیاز است تا وجود سیگنال‌های هم‌زمان را تشخیص داده و اعلام کند؛ تا در صورت نیاز با استفاده از روش‌های جداسازی و تخمین فرکانسی پیچیده‌تر، فرکانس هر یک از سیگنال‌ها به‌طور جداگانه تعیین و گزارش شود. هم‌چنین از آنجا که وجود پالسی با عرض زمانی زیاد (با سیگنال CW) می‌تواند عملکرد گیرنده را به‌طور کلی مختل نماید، لازم است در این راستا توجهی ویژه صورت پذیرد.

از آنجایی که در عمل، و بویژه در کاربرد موردنظر ما (به‌دلیل وجود گیرنده کانالیزه و پهنای باند RF نسبتاً کم هر کانال)، احتمال هم‌زمانی بیش از دو پالس در هر کانال بسیار کم است، در ادامه دو حالت هم‌زمانی دو پالس و پالسی و CW را در نظر می‌گیریم و راه حل‌هایی برای مساله بیان می‌کنیم. تعمیم با ادغام برخی از این روش‌ها برای حالات نادری که بیش از دو سیگنال هم‌زمان حضور دارند نیز به راحتی امکان‌پذیر است. تابع زیر flag تشخیص حضور دو پالس هم‌زمان (pop) را به هنگام حضور دو سیگنال با دامنه نزدیک '1' می‌کند:

$$PoP = \text{Two_sig_detect}(r, \text{crossing_indice})$$

(۴)

سمت چپ رابطه فوق flag حضور سیگنال‌های هم‌زمان و ورودی‌های تابع سیگنال خروجی A/D و زمان آغاز سیگنال دریافتی است (زمان آغاز یکی از دو پالس که زودتر دریافت شده‌اند).

- تشخیص حضور CW

در صورت کشف یک سیگنال توسط CVR، ماژول زیر وظیفه بررسی حضور CW را برعهده دارد:

$$\text{flag_CW} = \text{CWdetect}(y, \text{firt_crossing}, Th, \text{cvr}) \quad (5)$$

اولین آرگومان خروجی فیلتر ویدئوی CVR، دومین، زمان آغاز سیگنال، و آخرین ورودی سطح آستانه CVR می‌باشد.

- تشخیص پالس بر CW

در صورت تشخیص حضور یک سیگنال CW، با استفاده از تابع زیر حضور پالس بر CW و محل آغاز پالس تشخیص داده می‌شود [۱۴]:

$$[\text{PoCW_flag}, \text{crossing_indice}] = \text{PulseOnCW}(r) \quad (6)$$

حال برای آنکه ببینیم میزان نویز قابل سیستم چقدر است باید مینیمم توان سیگنال و نویز حرارتی در آستانه A/D محاسبه کنیم.

۲-۵- محاسبات توان

با توجه به اینکه حساسیت موردنیاز سیستم به صورت -65 dBm ($+1 \text{ dB RF SNR}$) تعیین شده است، لذا توان نویز حرارتی در نظر گرفته شده در ورودی گیرنده (خروجی طبقات RF اولیه) برابر با -66 dBm می‌باشد. از آنجا که چگالی طیفی توان نویز حرارتی 114 dBm/MHz - در نظر گرفته می‌شود، توان نویز حرارتی در کل پهنای باند 16 GHz برابر است با:

$$N_{0,i} = -114 + 30 + 10\log 16 = -72 \text{ dBm} \quad (7)$$

از این رو متوجه می‌شویم که عدد نویزی برابر با 6 dB برای طبقات RF ورودی لحاظ شده است. پس از کانالیزه شدن و کاهش پهنای باند به نسبت $\frac{2}{32}$ ، و با در نظر گرفتن 5 dB عدد نویز LAN، توان نویز در هر کانال خواهد بود با:

$$N_0 = -72 + 6 - 10\log 32 = -76 \text{ dBm} \quad (8)$$

۲-۶- ارزیابی روش پیشنهادی

در این قسمت به بررسی روش تخمین فرکانس پرداخته و تأثیر تغییرات پارامترهای مختلف بر عملکرد را مطالعه می‌کنیم. در ادامه فرض خواهیم کرد که کل پهنای باند بسیار وسیع ورودی به وسیله یک فیلتر بانک به باندهای فرکانسی با پهنای باند مناسب برای پردازش دیجیتال تقسیم می‌شود و در هر کانال سیگنال دریافتی به صورت I و Q درآمده و در اختیار پردازشگر قرار می‌گیرد، به طوریکه پس از نمونه‌برداری از طول T ثانیه از سیگنال با نرخ f_s ، یک سیگنال مختلط با طول $M = T * f_s$ خواهیم داشت (w نویز سفید جمع شونده گوسی مختلط با توان σ^2 است): [۱۵].

$$x(n) = Ae^{j2\pi f_0 n} + \omega(n) \quad (9)$$

$$n = 0, 1, \dots, M - 1$$

این بدین معنی است که فرکانس‌های قابل اندازه‌گیری توسط پردازشگر می‌توانند حداکثر در بازه $(-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2})$ قرار داشته باشند. پس از تعیین فرکانس در این بازه، با استفاده از یک نگاشت مناسب فرکانس واقعی براحتی بدست می‌آید.

- روش‌های مبتنی بر محاسبه تابع خود همبستگی در یک نقطه

این دسته از روشها ساده‌ترین تکنیک‌های تخمین فرکانس هستند و کمترین بار پردازشی را بر سیستم تحمیل می‌کنند. همان گونه که قبلاً دیدیم در یکی از این روشها تخمین فرکانس با محاسبه اختلاف فاز نمونه‌هایی با فاصله k واحد از یکدیگر بدست می‌آید:

$$f_0 = \frac{\Delta\theta_n(k)}{2\pi k T_s} \quad (10)$$

$$\Delta\theta_n(k) = \theta(n) - \theta(n - k), T_s = \frac{1}{f_s}$$

به عبارت دیگر باید توجه داشت که با افزایش k محدوده بدون ابهام فرکانسی کاهش می‌یابد. در واقع بسادگی می‌توان دید که تخمین فرکانس از رابطه فوق زمانی بدون ابهام خواهد بود. که $|f_0| < f_s/2k$ با متوسط‌گیری بر روی فرکانس تخمین زده شده از نمونه‌های مختلف دقت تخمین افزایش چشم‌گیری خواهد یافت [۱۶]:

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi k T_s} \frac{1}{M-k} \sum_{n=k}^{M-1} x(n)x^*(n-k) \quad (11)$$

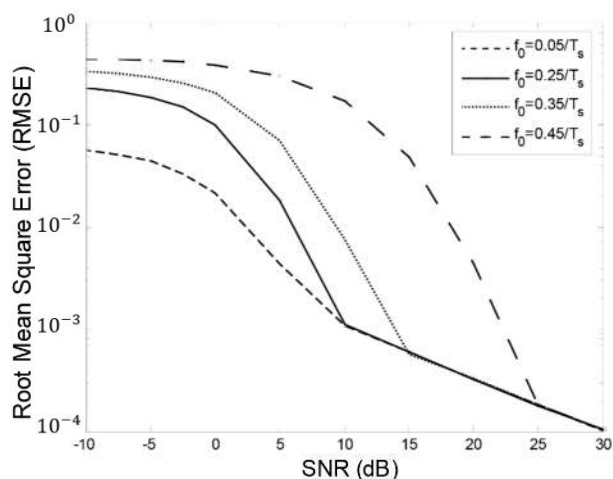
برای بررسی تأثیر تغییر پارامترهای مختلف بر عملکرد تخمین‌گر فوق، با استفاده از شبیه‌سازی مونت - کارلو عملکرد را در شرایط گوناگون بدست می‌آوریم.

نمودار مجذور میانگین مربع خطای (RMSE) تخمینی فرکانس نرمالیزه شده (تقسیم شده بفرکانس نمونه‌برداری) با استفاده از رابطه فوق برحسب سیگنال به نویز ($SNR = \frac{A^2}{\sigma^2}$) برای $K=1, M=50$ در سه مقدار مختلف f_0 در شکل ۷ آمده است: نکته قابل ملاحظه وجود اثر آستانه^{۱۲} در این نمودار است، به طوری که با کاهش SNR از مقدار خاصی آستانه مقدار خطا به نحو چشم‌گیری افزایش خواهد یافت. ملاحظه می‌شود که با افزایش f_0 و نزدیک شدن آن به لبه‌های بازه $[-\frac{f_s}{2}, \frac{f_s}{2}]$ مقدار آستانه به سمت SNRهای بزرگتر حرکت می‌کند. دلیل این پدیده را می‌توان چنین بیان کرد که با نزدیک شدن f_0 به دو انتهای بازه فوق احتمال وقوع خطاهای بسیار بزرگ افزایش می‌یابد، زیرا کوچک‌ترین خطایی در تخمین فاز در این دو انتها باعث ایجاد خطایی در تخمین فرکانس به اندازه f_s خواهد شد (به دلیل وجود ابهام فرکانسی). لیکن در SNRهای بالا احتمال که رخداد چنین خطاهایی کاهش می‌یابد عملکرد به فرکانس سیگنال بستگی نخواهد داشت.

تأثیر تغییرات تأخیر مورد استفاده در تابع خود همبستگی (k) در نمودار شکل (۵) قابل مشاهده است ($f_0=0.01, M=50$)

همانطور که مشاهده می‌شود در SNRهای زیاد که پدیده اثر آستانه وجود ندارد افزایش K بهبود عملکرد را در پی دارد؛ لیکن از آنجا افزایش K کاهش گسترده نامبهم فرکانسی را به دنبال دارد، اثر آستانه در $K=4$ زودتر رخ می‌دهد و در سیگنال به نویز متوسط به پایین افت عملکرد سیستم شدیدتر خواهد بود. افزایش عرض پالس مورد بررسی (افزایش M) نیز موجب کاهش خطای تخمین می‌گردد.

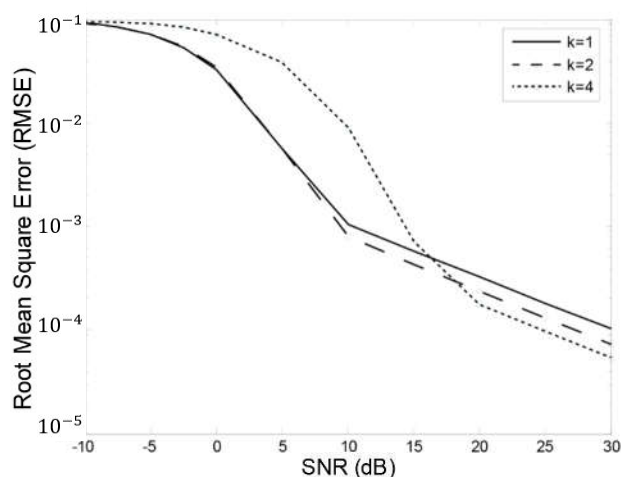
افزایش M به طور خطی متوسط خطا را کاهش می‌دهد، ولی در SNRهای پایین بدلیل غلبه اثر آستانه تغییر محسوسی در عملکرد به وجود نخواهد آمد.



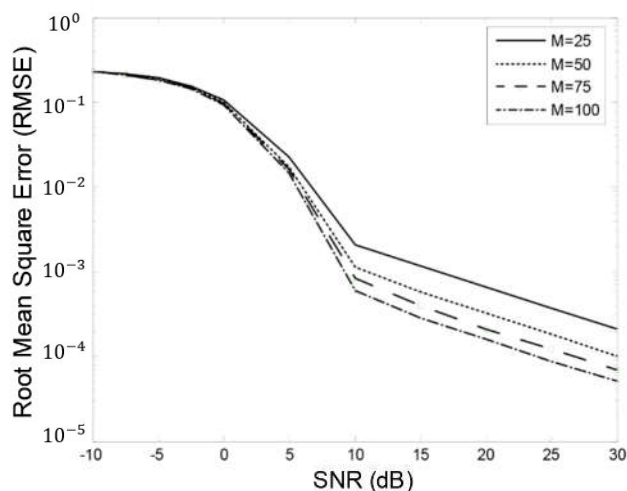
شکل (۷): نمودار مجذور میانگین مربع خطای (RMSE) تخمینی فرکانس نرمالیزه شده (تقسیم شده بفرکانس نمونه‌برداری) برحسب سیگنال به

نویز ($SNR = \frac{A^2}{\sigma^2}$) برای $K=1, M=50$ در سه مقدار مختلف f_0

Figure 7. The diagram of root-mean-square error (RMSE) of approximation of normalized frequency (divided by sampling frequency) ($SNR = \frac{A^2}{\sigma^2}$) for $K=1, M=50$ in three different values



شکل (۸): تاثیر تغییرات تأخیر مورد استفاده در تابع خود همبستگی (k) در $(f_0 = 0,1f_s, M = 50)$
 Figure 8. Influence of delay changes used on self-correlation function (k) in $(f_0 = 0,1f_s, M = 50)$

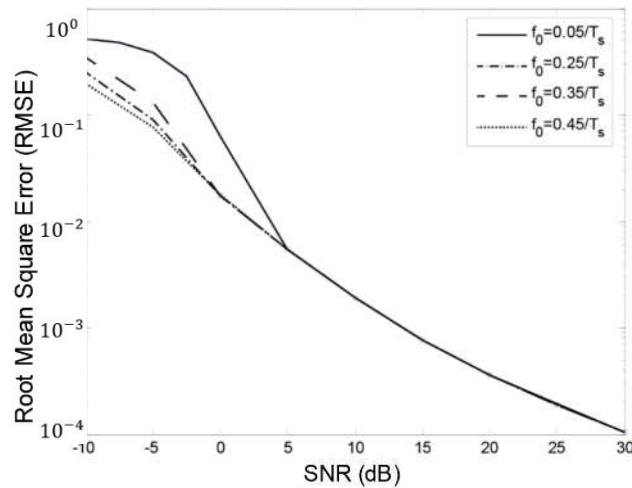


شکل (۹): $(f_0 = 0,25f_s, k = 1)$ در صورتی که از اثر آستانه چشم پوشی گردد
 Figure 9 $(f_0 = 0,25f_s, k = 1)$ if that of ignore threshold effect

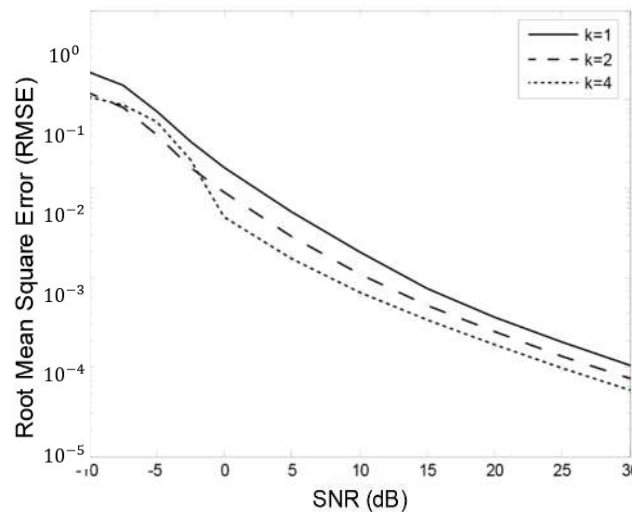
در روش دیگر، که شباهت بسیاری با پیاده‌سازی اولیه IFM دارد، فاز تابع خود همبستگی $R_x(k) = \sum_{n=k}^{M-1} x(n)x^*(n-k)$ مبنای تخمین فرکانسی است:

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi k T_s} < R_x(k) \quad (12)$$

نمودار مجذور میانگین مربع خطا بر حسب سیگنال به نویز برای $K=1, M=50$ در سه مقدار مختلف f_s در شکل (۱۰) آمده است. در اینجا نیز نکته قابل ملاحظه وجود اثر آستانه می‌باشد، ولی شدت آن بسار کمتر از پدیده مشابه در تخمین گر قبل است. تأثیر تغییرات تأخیر مورد استفاده در تابع خود همبستگی (k) در نمودار شکل زیر آورده شده است $(f_0=0,1f_s, M=50)$.



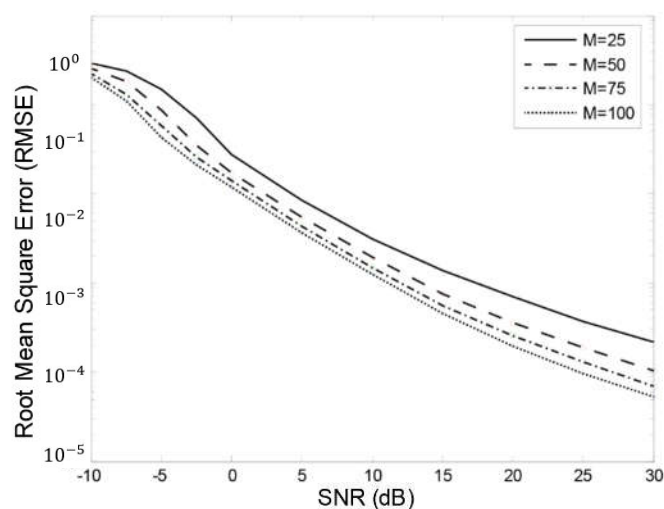
شکل (۱۰): مجذور میانگین مربع خطا بر حسب سیگنال به نویز برای $K=1, M=50$ در سه مقدار مختلف f_s
 Figure 10. The square of the mean square error of the signal to noise for $k=1, M=50$ in three different values of f_s



شکل (۱۱): تأثیر تغییرات تأخیر مورد استفاده در تابع خود همبستگی (k) در $(f_0 = 0, 1f_s, M = 50)$
 Figure 11. The effect of latency changes used on the autocorrelation function (k) in $(f_0 = 0, 1f_s, M = 50)$

مطابق انتظار با افزایش میزان تأخیر مقدار خطا کاهش می‌یابد؛ ولی باید توجه داشت که از سوی دیگر سبب کاهش گسترده نامبهم فرکانسی می‌گردد، و این دلیل بروز اثر آستانه در $k=4$ در شکل فوق است. زیرا برای $k=4$ بازه فرکانسی قابل قبول به $[-\frac{f_s}{8}, \frac{f_s}{8}]$ کاهش و با توجه به اینکه $f_0 = 0, 1f_s$ ، بازای این مقدار از تأخیر مقدار فرکانس مورد تخمین به انتهای بازه نزدیک خواهد شد.

و بلاخره اثر افزایش تعداد نقاط نمونه سیگنال، یا بعبارت دیگر، عرض پالس دریافتی بر عملکرد در شکل ۱۲ نشان داده شده است. مشاهده می‌کنیم که افزایش M به‌طور خطی باعث بهبود عملکرد می‌شود (با دو برابر شدن M خطا نصف می‌شود).



شکل (۱۲): اثر افزایش تعداد نقاط نمونه سیگنال، یا به عبارت دیگر، عرض پالس دریافتی بر عملکرد در $(f_0 = 0.25f_s, k = 1)$
 Figure 12. The effect of increasing the number of signal sample points, or in other words, the received pulse width on performance at $(f_0 = 0.25f_s, k = 1)$

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله طراحی گیرنده DIFM به صورت دیجیتال به منظور استفاده در سیستم‌های پشتیبان جنگ الکترونیک صورت گرفت. به طور خلاصه، دیدیم که با استفاده از ساده‌ترین تخمین‌گرهای فرکانسی و با بکارگیری تأخیر مختلف و با انجام پردازشی ساده می‌توان گیرنده IFM با مشخصات مطلوب را طراحی کرد. گیرنده IFM از نظر سرعت، پهنای باند و پیچیدگی بهترین انتخاب برای اندازه‌گیری فرکانس می‌باشد. با افزایش تعداد کانال‌ها مصرف توان و پیچیدگی افزایش خواهد یافت که برای غلبه بر این مشکل بر هر کانال پردازشی مشابه آنچه در فوق شرح داده شد انجام می‌شود و ترکیب مناسب خروجی کانال‌های مختلف فرکانس دریافتی واقعی را مشخص می‌سازد.

References

مراجع

- [1] J.B. Tsui, "Digital techniques for wideband receivers", SciTech Publishing, pp.7-27, 2004.
- [2] R. J. Wiegand, "Radar electronic countermeasures system design", 1th edition, Artech House on Demand, pp.2-39, 1991.
- [3] M. Aldossary, "De-interleaving of radar pulses for EW receivers with an ELINT application (Doctoral dissertation)", University of Cape Town) Oct. 2017.
- [4] D.J. Yashaswini, N.D. Muniraju, "Realization of a high speed RF data acquisition system", International Research Journal of Engineering and Technology, vol. 3, no. 5, pp. 272-276, May 2016.
- [5] H. Badran, M. Deeb, "A new low cost instantaneous frequency measurement system", Progress In Electromagnetics Research, vol. 59, pp. 171-180, 2017 (doi: 10.2528/PIERM17060512).
- [6] J.B.Y. Tsui, Digital techniques for wideband receivers, 2nd ed. Chapter 2, 8, Artech House, Inc., Norwood, MA, 2018.
- [7] J.B. Tsui, "Microwave receiver with electronic warfare applications". 134-177, 2005.
- [8] J. Helton, C.I. Chen, D.M. Lin, J.B. Tsui, "FPGA-based 1.2 GHz bandwidth digital instantaneous frequency measurement receiver", Proceeding of the IEEE/ISQWD, pp. 568-571, San Jose, CA, USA, Mar 2008 (doi: 10.1109/ISQED.2008.4479798).
- [9] G. Fedele, A. Ferrise, "A frequency-locked-loop filter for biased multi-sinusoidal estimation", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 62, no. 5, pp. 1125-1134, March 2014 (doi: 10.1109/TSP.2014.2300057).
- [10] X. Liu, Y. Zhao, "Wideband radar frequency measurement receiver based on FPGA without mixer", IEICE Trans. on Information and Systems, vol. 102, no. 4, pp. 859-862, April 2019 (doi: 10.1587/transinf.2018EDL-8161).

- [11] T. Addabbo, A. Fort, R. Biondi, S. Cioncolini, M. Mugnaini, S. Rocchi S, V. Vignoli, "Measurement of angular vibrations in rotating shafts: Effects of the measurement setup nonidealities", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 3, pp. 532-543, Oct. 2012 (doi: 10.1109/TIM.2012.2218691).
- [12] X. Liu, Y. Zhao, "Wideband radar frequency measurement receiver based on FPGA without mixer", IEICE Trans. on Information and Systems, vol. 102, no. 4, pp. 859-862, April 2019 (doi: 10.1587/transinf.2018EDL8161).
- [13] F. Ramirez, V. Araña, A. Suarez, "Frequency demodulator using an injection-locked oscillator: Analysis and design", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 4, no. 18, pp. 34-38, Jan. 2008 (doi: 10.1109/LMWC.2007.911993).
- [14] S. Engelberg, E. Chalom, "Measuring the spectral content of a signal: An introduction [instrumentation notes]. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 13, no. 6, pp. 34-38, Dec. 2010 (doi: 10.1109/MIM.2010.5669611).
- [15] W. Godycki, R. Dokania, X. Wang, A. Apsel, "A high-speed, on-chip implementation of teager kaiser operator for in-band interference rejection", Proceeding of the IEEE/ASSCC, pp. 1-4, Beijing, China, Nov. 2010 (doi: 10.1109/ASSCC.2010.5716577).
- [16] J. Lin, Y. Li, W. Hsu, T. Lee, "Design of an FMCW radar baseband signal processing system for automotive application", SpringerPlus, vol. 5, no. 1, Article Number 42, Dec. 2016 (doi: .org/10.1186/s40064-015-1583-5).

زیر نویس‌ها:

1. Electronic warfare support
2. Electromagnetic support measure
3. Instantaneous frequency measurement
4. Electronic INTelligence
5. Radar warning receiver
6. Analog to digital convertor
7. Radio frequency
8. Probability of intercept
9. Cristal video receiver
10. Phase margin
11. Rabbit ear
12. Threshold effect