



## Improvement of IFM receivers accuracy using the hybrid method based on the MMSE algorithm

H. Hassanpour<sup>1</sup>, S.N. Dosti Motalgh<sup>2</sup>, H.R. Alborznia<sup>3\*</sup>

<sup>2\*</sup> Assistant Professor, Khatam Al-Anbiya Air Defense University, Tehran, Iran

(Received: 2023/03/14, Revised: 2023/07/06, Accepted: 2023/07/31, Published: 2023/08/24)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1402.11.1.10.6>

### Abstract

*This article proposes a hybrid method to calculate the frequency in the instantaneous frequency measurement (IFM) receivers. This method improves the frequency accuracy of the corresponding receiver by performing a process of effective and targeted signal operation can provide the basis for improving the efficiency of the intelligent function of all types of ground-based and air-based jammers. To efficiently process the output data of IFM discriminators and increase the accuracy of frequency measurement, instead of the previous methods that usually change the structure of the separator in the RF field, new ideas in the digital field such as minimum mean square error (MMSE) algorithm is used. In this research, using a special combined method based on the MMSE algorithm and related optimization, frequency accuracy with RMS error of 2.1582 MHz in 2 GHz bandwidth is achieved in IFM receivers.*

**Keywords:** : IFM receiver, Frequency accuracy, Signal operation, Minimum Mean Square Error (MMSE) algorithm.

This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license.

**Publisher:** Imam Hussein University

**Authors**



\*Corresponding Author Email: [hamidrezaalborznia@gmail.com](mailto:hamidrezaalborznia@gmail.com)

## افزایش دقت فرکانسی در گیرنده‌های IFM با استفاده از روش ترکیبی مبتنی بر الگوریتم MMSE

حسین حسن پور<sup>۱</sup>، سید نصیب الله دوستی مطلق<sup>۲</sup>، حمیدرضا البرزنی<sup>۳\*</sup>

۱- دانشجوی دکتری و ۲- استادیار، دانشگاه عالی دفاع ملی، ۳- استادیار، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۱۲/۲۳، بازنگری: ۱۴۰۲/۰۴/۱۵، پذیرش: ۱۴۰۲/۰۵/۰۹، انتشار: ۱۴۰۲/۰۶/۰۲)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23454024.1402.11.1.10.6>



\* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز Creative Commons Attribution (CC BY) توزیع شده است.

نویسندگان

ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع)

### چکیده

در این مقاله روشی ترکیبی برای محاسبه فرکانس در گیرنده فرکانس لحظه‌ای (IFM) پیشنهاد گردیده است. این روش می‌تواند دقت فرکانسی در گیرنده مربوطه را با انجام فرایندی از عملیات سیگنالی موثر و هدفمند بهبود دهد و زمینه را برای ارتقای کارایی عملکرد هوشمند انواع جمرهای زمین پایه و هوا پایه فراهم نماید. برای پردازش کارآمد، داده‌های خروجی تفکیک‌کننده‌های IFM و افزایش دقت اندازه‌گیری فرکانس، به جای روش‌های پیشین که معمولاً به تغییر ساختار تفکیک‌کننده در حوزه RF می‌پردازند، ایده‌هایی نوینی در حوزه دیجیتال مانند الگوریتم کمترین میانگین مربع خطا (MMSE) استفاده می‌گردد. در این تحقیق با بهره‌گیری از روش خاص ترکیبی مبتنی بر الگوریتم MMSE و بهینه‌سازی مربوطه، دقت فرکانسی با خطای RMS به اندازه ۲/۱۵۸۲ MHz در پهنای باند ۲GHz در گیرنده‌های IFM حاصل می‌گردد.

**کلیدواژه‌ها:** گیرنده IFM، دقت فرکانسی، عملیات سیگنالی، الگوریتم کمترین میانگین مربع خطا (MMSE)

### ۱- مقدمه

مورد سیگنال‌های پالسی، پارامترهایی مانند پهنای پالس (PW) و بازه تکرار پالس (PRI) نیز دارای اهمیت می‌باشد. در هر دو مورد، فرکانس مجهول سیگنال مهم‌ترین پارامتری است که باید استخراج گردد؛ در این زمینه تلاش‌های بسیاری برای ساخت یک IFM با دقت فرکانس بهتر صورت گرفته است [۲].

همان‌طور که در شکل ۱ نشان داده شده است، ساختار متداول یک IFM مدرن با یک محدودکننده ۷ آغاز می‌شود که از صدمه دیدن طبقه ورودی توسط سیگنال‌های ورودی پرتوان جلوگیری می‌کند؛ سپس یک تقویت‌کننده کم‌نویز ۸ (LNA) مورد استفاده قرار می‌گیرد که سیگنال ورودی را برای جبران اتلاف‌ها در این مسیر تقویت می‌نماید. بر اساس کاربرد مورد نظر، هر IFM برای کار در یک باند فرکانسی مشخص طراحی می‌گردد. بنابراین یک فیلتر میان‌گذر ۹

بهره‌گیری سامانه‌های جنگ الکترونیکی و سیگنالی هوشمند از نویزهای دیجیتال و پردازشگرهای مناسب که قادر باشند از تکنیک‌های تعقیب فرکانسی و پالس پوششی در یک بازه مشخص استفاده نمایند؛ لزوم به‌کارگیری گیرنده‌های بادقت فرکانسی بالا در این‌گونه سامانه‌ها را بیش‌ازپیش نمایان می‌سازد.

گیرنده فرکانس لحظه‌ای ۲ (IFM) سیستمی است که برای آشکارسازی سیگنال‌های ورودی با فرکانس رادیویی ۳ (RF)، بازه گسترده‌ای از باند فرکانسی را به طور هم‌زمان پایش می‌نماید. این سیگنال‌ها می‌توانند به‌صورت پالسی یا موج پیوسته ۴ (CW) باشند و پارامترهای آن‌ها مانند دامنه و فرکانس بایستی گزارش گردد [۱]. در

<sup>5</sup> Pulse Width

<sup>6</sup> Pulse Repetition Interval

<sup>7</sup> limiter

<sup>8</sup> Low Noise Amplifier

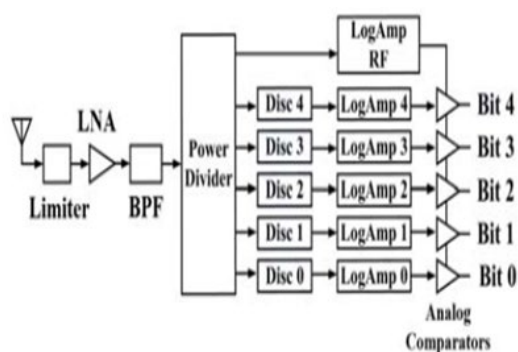
<sup>9</sup> Band Pass Filter

\* رایانامه نویسنده مسئول: [hamidrezaalborznia@gmail.com](mailto:hamidrezaalborznia@gmail.com)

<sup>2</sup> Instantaneous Frequency Measurement

<sup>3</sup> Radio Frequency

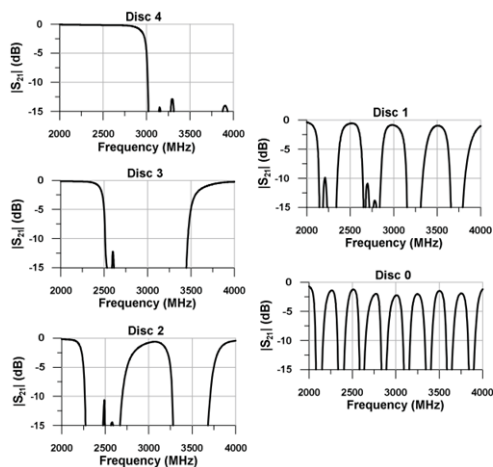
<sup>4</sup> Continuous Wave



شکل (۱). ساختار گیرنده IFM [۳]

صرفاً برای معرفی روش متداول اندازه‌گیری فرکانس و توسعه روش پیشنهادی و تأیید آن، ما از داده‌های تفکیک‌کننده طراحی شده در مرجع [۴] استفاده می‌کنیم. این تفکیک‌کننده‌ها (فیلترهای RF) که با ابزار ADS CAD طراحی و شبیه‌سازی شده‌اند به‌عنوان منابع اصلی داده‌ها برای شبیه‌سازی‌ها و سنجش نتایج در سراسر مقاله حاضر مورد استفاده قرار می‌گیرند. این داده‌ها به علت دسترس‌پذیری مورد استفاده قرار گرفته‌اند و بدیهی است که روش پیشنهادی به این تفکیک‌کننده‌ها محدود نمی‌شود. این روش را می‌توان در مورد طرح-های IFM مبتنی بر تفکیک‌کننده‌های مختلف، مانند موارد ارائه شده در مراجع [۵-۸]، به کاربرد.

شیوه معمول برای کار با این نوع تفکیک‌کننده‌ها شامل مقایسه هر یک از آن‌ها با یک ولتاژ آستانه و کسب یک مقدار ۱-بیتی از آن‌ها و تعیین بیشتر یا کمتر بودن این مقدار نسبت به مقدار آستانه می‌باشد [۹، ۱۰]. سپس فرکانس مجهول با استفاده از کد باینری معلوم و با کمک یک حافظه محاسبه می‌گردد که آن را به یک فرکانس معادل نگاشت می‌دهد.



شکل (۲). پاسخ فرکانسی تفکیک‌کننده‌های طراحی شده در مرجع [۴]

برای مثال، اگر مقدار آستانه را برای تفکیک‌کننده‌های شکل ۲ بر روی ۵ dB- تنظیم کنیم، نمایش باینری معادل فرکانس پس از

(BPF) برای نادیده گرفتن سیگنال‌های خارج از باند در طراحی مورد استفاده قرار خواهد گرفت. در پیشینه ۶۰ ساله طراحی IFM، تفکیک‌کننده‌ها ۱ مهم‌ترین عناصر سازنده IFM محسوب می‌شده‌اند؛ تفکیک‌کننده‌ها باند فرکانس اصلی را به چندین باند فرعی تفکیک می‌کنند لذا آشکارسازی فرکانس‌های مجهول را تسهیل می‌نمایند [۱، ۳].

در این تحقیق با استفاده از روش‌های محققین قبلی [۹-۱۴] و ترکیب آن با روش‌های نوین [۱۵] به افزایش دقت فرکانسی در گیرنده اندازه‌گیری آنی فرکانس پرداخته و میزان دقت این روش نسبت به روش‌های پیشین مقایسه می‌گردد. پژوهش حاضر صرفاً بر اساس شبیه‌سازی انجام گردیده و پیامدهای زمان اضافی که به سیستم افزوده شده است را نادیده گرفته‌ایم.

هدف از مقاله حاضر طراحی مجدد یک تفکیک‌کننده نیست؛ بلکه قصد داریم از تفکیک‌کننده‌های طراحی شده برای دستیابی به دقت بالاتر در آشکارسازی فرکانس استفاده نماییم. برای این منظور، روش متداول استفاده از تفکیک‌کننده‌ها و محاسبه فرکانس موردنظر به طور مفصل در بخش ۲ توصیف خواهد شد. در بخش ۳ ایده ابتکاری استفاده از روش پردازش دیجیتال و همچنین روش تدریجی غیریکنواخت برای دستیابی به دقت بالا در محاسبه فرکانس و همچنین چالش‌های آن را معرفی می‌کنیم. نتایج پیاده‌سازی این روش و همچنین یافته‌های حاصل از شبیه‌سازی در بخش ۴ ارائه خواهد شد. در بخش آخر نیز جمع‌بندی و نتیجه‌گیری نهایی ارائه می‌گردد. در این تحقیق به افزایش دقت فرکانسی در گیرنده اندازه-گیری آنی فرکانس پرداخته شده است که باتوجه به استفاده از روش‌های محققین قبلی و ترکیب آن با روش‌های جدید نتایج مطلوبی حاصل گردیده است.

## ۲- اندازه‌گیری فرکانس به روش متداول

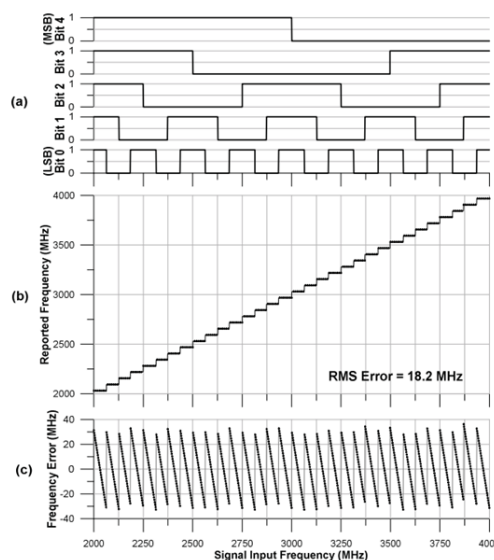
همان‌طور که پیش‌تر عنوان شد، تفکیک‌کننده‌ها اجزای اصلی یک IFM محسوب می‌شوند. در اوایل طراحی IFM، تفکیک‌کننده‌ها با خطوط تأخیر ساخته می‌شدند؛ ولی پیش از آن، برای ساخت آن‌ها از فیلترهای ریزموج استفاده می‌شد [۱، ۴، ۵]. تفکیک‌کننده‌ها علی‌رغم انواع متفاوتی که دارند همواره دارای کارکرد یکسانی هستند که شامل عبور یا حذف سیگنال ورودی در برخی از زیرباندهای فرکانسی می‌باشد. برای مثال در شکل ۲ مقدار  $|S_{21}|$  پنج تفکیک‌کننده طراحی شده برای یک IFM ۲-۴ گیگاهرتزی نشان داده شده است.

<sup>۱</sup> discriminators

مورد استفاده قرار گرفته بودند را تغییر دهیم [۵، ۹، ۱۰]، بلکه می‌خواهیم با ایجاد تغییر در شیوه پرداختن به خروجی تفکیک‌کننده‌ها دقت فرکانس را افزایش دهیم. اکنون به جای کدهای باینری ۱ بیتی تفکیک‌کننده‌ها ما از مقدار آنالوگ آن در کل باند فرکانس استفاده می‌کنیم. در شکل ۲ مشخص است که در نقطه انتقال پاسخ فرکانس از باند عبور به ناحیه باند توقف، یک تغییر هموار و نه یک شیب تند وجود دارد که به طور نظری می‌تواند برای محاسبه فرکانس دقیق مورد استفاده قرار گیرد.

چند روش برای استفاده از این تکنیک وجود دارد. اولین روش شامل مدل‌سازی پاسخ فرکانس با توابع ریاضی (مثلاً توابع چندجمله‌ای گسسته) و به‌کارگیری از این توابع برای محاسبه فرکانس مجهول بر اساس مقادیر آنالوگ معلوم با استفاده از خروجی تفکیک‌کننده‌ها می‌باشد. روش دوم شامل ذخیره‌سازی مقادیر آنالوگ خروجی‌های تفکیک‌کننده در یک حافظه و سپس استفاده از الگوریتم کمترین میانگین مربع خطا<sup>۱</sup> (MMSE) برای محاسبه مقدار فرکانس مطلوب می‌باشد [۱۱]. این روش از نظر پیاده‌سازی نسبت به مدل‌سازی ریاضی تفکیک‌کننده‌ها بسیار ساده‌تر است؛ ولی برای دستیابی به مقدار مطلوب به چرخه‌های محاسباتی بیشتری نیاز دارد. روش‌های شناخته‌شده دیگری نیز وجود دارند (مانند شبکه‌های عصبی مصنوعی<sup>۲</sup> (ANN)، شبکه‌های پیچشی عمیق، الگوریتم‌های ژنتیکی، و دیگر روش‌های مبتنی بر تشخیص الگو) که می‌توانند در محاسبه فرکانس مجهول به ما کمک کنند؛ ولی معمولاً الگوریتم‌های محاسباتی سنگینی هستند و لذا نمی‌توانند شرایط زمانی IFM را برآورده سازند؛ بنابراین در مقاله حاضر ما از روش MMSE برای محاسبه فرکانس مجهول سیگنال ورودی استفاده می‌کنیم. همچنین این روش به علت پیچیدگی کمتر از نظر پیاده‌سازی نسبت به روش‌های تشخیص الگو گزینش شده است [۱۲]. در این پژوهش ما تنها این ایده را بررسی نموده و به مسئله تأخیر محاسباتی بیشتر نسبت به روش متداول نمی‌پردازیم (به بخش ۲ رجوع کنید). از طرفی با استفاده از افزایش بازه‌های کوانتیزاسون (تعداد بیت‌ها) سعی در پویایی این الگوریتم داشته که در ادامه بحث به آن اشاره می‌نماییم [۱۵]. روش MMSE، شکل ساده‌ای از روش‌های تشخیص الگو می‌باشد و به‌عنوان یک تخمین‌گر برای برآورد کلاس ورودی مجهول از ورودی‌هایی که پیش‌تر جمع‌آوری و طبقه‌بندی شده‌اند استفاده می‌گردد [۱۱]. روش MMSE یک "مقدار"<sup>۳</sup> و یک "شاخص"<sup>۴</sup> با مقدار مربوط به آن را به دست می‌دهد. این شاخص بیانگر کلاس

مقایسه‌گرها شبیه به شکل ۳(a) خواهد بود. پس از نگاشت هر کد باینری به یک فرکانس صحیح، فرکانس محاسبه‌شده را همان‌طور که در شکل ۳(b) نشان داده شده است به دست می‌آوریم [۱۵].



شکل ۳. رویکرد متداول اندازه‌گیری فرکانس. (a) کدهای باینری برای تفکیک‌کننده‌های IFM در محدوده ۲-۴ GHz مرجع [۴]. (b) فرکانس محاسبه‌شده بر اساس کدهای باینری. (c) خطای فرکانس در کل باند.

### ۳- روش‌های اندازه‌گیری فرکانس با تفکیک بالا

باتوجه به روش متداول محاسبه فرکانس که در بخش پیش توصیف شد، ایده اصلی برای افزایش دقت می‌تواند شامل به‌کارگیری تعداد زیادی تفکیک‌کننده RF باشد که به‌گونه‌ای طراحی شده‌اند که کل باند فرکانس را تا جایی که وضوح فرکانسی مطلوب حاصل گردد تفکیک نمایند. این روش که در نگاه اول رویکرد خوبی به نظر می‌رسد دارای مشکلات عمده‌ای می‌باشد. مهم‌ترین مشکل این روش، طراحی تفکیک‌کننده‌های بیت‌های پایین IFM می‌باشد. نقطه انتقال فرکانس در تفکیک‌کننده‌های بیت‌های پایین مبتنی بر آستانه تنظیم‌شده، آن‌گونه که انتظار می‌رود نیست. عوامل بسیاری در طراحی و ساخت تفکیک‌کننده‌های RF حضور دارند که باعث می‌شوند دستیابی به گذار فرکانسی مطلوب در بیت‌های پایین پیچیده‌تر و ناممکن گردد. مشکل دوم این روش شامل محدودیت RF پیاده‌سازی تفکیک‌کننده‌ها می‌باشد. برای اضافه نمودن یک بیت دیجیتال اضافی به این طرح، به دو برابر باند عبور بیشتر در حوزه فرکانس نیاز است. در مورد بیت‌های پایین‌تر، وجود تعداد زیادی باند عبور فوق باریک در حوزه چند گیگاهرتز ضروری بوده که این امر در مواردی ناممکن می‌گردد.

بنابراین، قصد نداریم ساختار تفکیک‌کننده‌هایی که در پژوهش‌های پیشین به‌عنوان روشی معمول برای پرداختن به مسئله دقت فرکانس

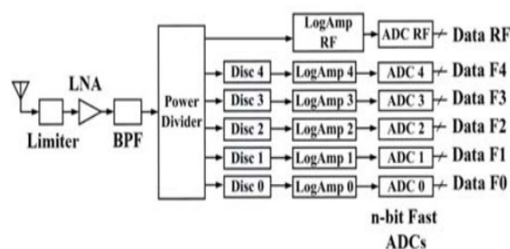
<sup>1</sup> Minimum Mean Square Error

<sup>2</sup> Artificial Neural Networks

<sup>3</sup> value

<sup>4</sup> index

با عنایت به موارد پیش گفته ساختار IFM ما به آنچه در شکل ۴ نشان داده شده است تغییر خواهد یافت.



شکل (۴): ساختار اصلاح شده IFM، دارای ADC های سریع [۱۵]

حال خروجی آنالوگ تفکیک کننده‌ها را با استفاده از رابطه زیر به یک مقدار دیجیتال نگاشت می‌دهیم [۱۵]:

$$D_i(f) = \begin{cases} 0, & A_i(f) < -16 \text{ dB} \\ [A_i(f) + 16], & A_i(f) \geq -16 \text{ dB} \end{cases} \quad (۳)$$

به طوری که  $A_i(f)$  مقدار آنالوگ  $|S_{21}|$  برای تفکیک کننده  $i$ -ام (بر حسب dB) می‌باشد. رابطه (۳) مقادیر  $|S_{21}|$  کمتر از  $-16$  dB از هر تفکیک کننده را صفر نموده و به اندازه  $16$  dB افزایش می‌دهد تا نمایش دیجیتالی آن حاصل گردد. این مقادیر  $D_i(f)$  به صورت معادله (۲) در حافظه ذخیره خواهند شد. برای مثال در شکل ۵ دیجیتالی سازی Disc 0 نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که چگونه پاسخ فرکانسی صفر تا  $-16$  dB به نمایش دیجیتالی آن نگاشته شده است. همان طور که در این تصویر مشاهده می‌شود، ما  $-16$  dB را برابر با صفر قرار داده‌ایم و با افزایش آن به میزان dB ۱ از  $|S_{21}|$ ، یک مقدار دیجیتال افزایش خواهد یافت.

استفاده از معادله MMSE برای این IFM خاص آخرین گام در محاسبه فرکانس محسوب می‌شود [۱۵].

$$f_{calc} = \min \text{index of } \{ \sum_{i=1}^5 [D_i - Mem_i(f)]^2 \} \quad (۴)$$

سپس خطای فرکانس را می‌توان با رابطه زیر محاسبه نمود [۱۵]:

$$err = f_{calc} - f_{actual} \quad (۵)$$

به طوری که  $f_{actual}$  فرکانس واقعی سیگنالی است که برای آزمایش به سیستم اعمال شده است. به منظور دستیابی به یک برآورد تقریبی باید تمام باند فرکانسی به طور کامل مورد جستجو قرار گیرد (۲۰۰۰ فرکانس) و برای محاسبه MSE مربوط به هر فرکانس به نه واحد جمع/تفریق و پنج واحد ضرب مطابق معادله (۵) نیاز داریم. بنابراین پیش از استخراج فرکانس مطلوب به  $28000$  محاسبه ریاضی نیاز خواهیم داشت. با استفاده از مدار

ورودی جدید است. الگوریتم MMSE با رابطه (۱) بیان می‌گردد [۱۵]:

$$[value, index] = \min_{c:1 \rightarrow C} \left\{ \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [Input_n - M_n(c)]^2}{N}} \right\} \quad (۱)$$

در این رابطه تابع کمینه تمامی کلاس‌ها را جستجو می‌کند ( $C: 1 \rightarrow C$ ). در هر جستجو، بردار ورودی مجهول (که یک آرایه  $N$ -بعدی است) با تمامی کلاس‌های معین قبلی  $M_n(c)$  که پیشتر گردآوری شده و در یک حافظه ذخیره شده‌اند مقایسه می‌گردد. پاسخی که دارای حداقل فاصله (در فضای  $N$ -بعدی) بین ورودی و کلاس می‌باشد بهترین پاسخ محسوب می‌شود. "مقدار" نشان‌دهنده حداقل فاصله و "شاخص" بیانگر کلاس مربوط به آن است [۱۳]. در مثال حاضر، هر فرکانس با واحد  $1$  MHz به عنوان کلاس‌ها و پنج ورودی تفکیک کننده به عنوان بردار ورودی در نظر گرفته می‌شود. ما پنج ورودی از تفکیک کننده در اختیار داریم لذا یک فضای پنج بعدی در الگوریتم MMSE تشکیل می‌شود. در ابتدا تمامی بردارهای مربوط به کلاس‌ها را در یک حافظه ذخیره می‌کنیم [۱۵]:

$$Mem(f) = \{D_4(f), D_3(f), D_2(f), D_1(f), D_0(f)\} \quad (۲)$$

$$f \in [2000, 4000] \text{ MHz}$$

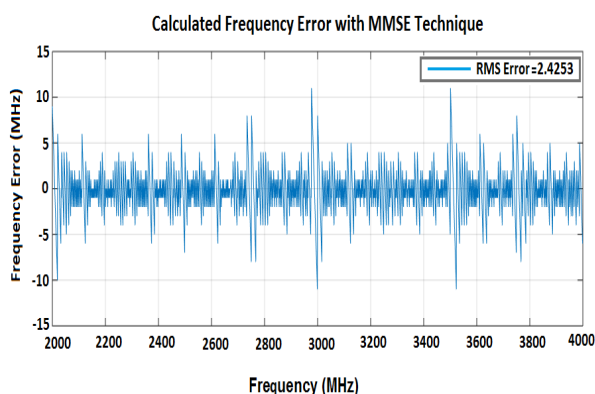
به طوری که  $Mem(f)$  نشان‌دهنده حافظه به کار رفته در سیستم جهت نگهداری مقادیر تفکیک کننده‌ها ( $D_4$  تا  $D_0$ ) برای تمامی باند فرکانسی می‌باشد. البته ما باید مقادیر آنالوگ تفکیک کننده را به شکل دیجیتال ذخیره کنیم بنابراین تفکیک پذیری ورودی ADC ها پارامتر مهمی است که باید لحاظ گردد. ما از  $16$  مقدار مجزا استفاده خواهیم نمود لذا ADC های ما باید مبدل‌های  $4$  بیتی سریعی باشند. انتخاب ADC  $4$  بیتی دلیل دارد. همان طور که در شکل ۲ نشان داده شده است، ارزشمندترین داده‌ها در بازه  $0$  تا  $16$  dB قرار خواهند داشت و به طور معمول عدم قطعیتی به اندازه  $\pm 0.5$  dB در سیگنال‌های RF وجود دارد که از RF و بخش‌های آنالوگ گیرنده IFM عبور می‌کنند. از این رو استفاده از ADC برای دستیابی به رزولوشن کمتر از  $1$  dB کارایی زیادی نخواهد داشت. از طرفی هر چند افزایش یک بیت در ADC باعث تأخیر بیشتر در تبدیل آنالوگ به دیجیتال شده و زمان محاسبه الگوریتم را افزایش خواهد داد لیکن نتایج بهتری در دستیابی به بهبود فرکانسی حاصل می‌گردد [۱۵].

این نواحی منحنی انتقال با شیب کافی برای تفکیک‌کننده‌ها وجود ندارد (به پاسخ‌های فرکانسی در شکل ۲ رجوع کنید).

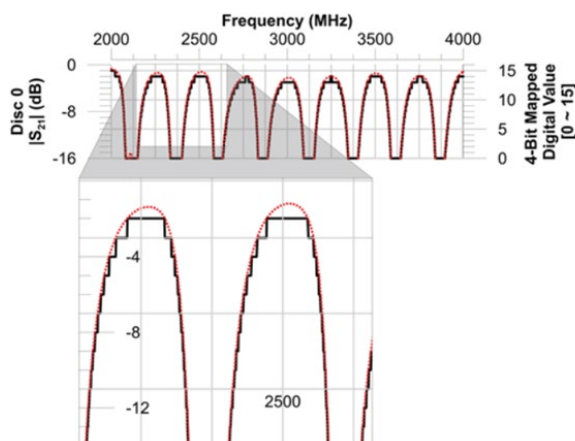
در گیرنده‌های IFM معمولی و صنعتی، خطای جذر میانگین مربعات ۴ (RMS Error) پارامتر بسیار مهمی برای اندازه‌گیری دقت فرکانس یک IFM به شمار می‌آید. این پارامتر با رابطه زیر تعریف می‌شود [۱۵]:

$$RMS\ Error = \sqrt{\frac{\sum_{f=1}^N err^2}{N}} \quad (۶)$$

در این رابطه مقدار خطای فرکانس محاسبه شده در فرکانس سیگنال ورودی (با آرایه  $N$  - بعدی) مورد نظر می‌باشد. این پارامتر بر روی کل باند فرکانسی محاسبه شده و خطای RMS یک IFM گزارش خواهد شد. خطای RMS برای یک باند فرکانسی گسترده ۲ GHz برابر با ۲/۴۲۵۳ محاسبه گردید (به شکل ۶ رجوع کنید). به منظور مقایسه، در جدول ۱ بهترین پژوهش‌ها در مورد بهبود دقت فرکانس معرفی شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، تمامی این مراجع از مقایسه‌گرها و جداول ارجاع حافظه<sup>۵</sup> (LUT) برای محاسبه فرکانس استفاده کرده‌اند که باعث کاهش دقت فرکانس می‌شود. کمترین خطای RMS فرکانس در پژوهش‌های پیشین مربوط به مرجع [۶] می‌باشد که البته به باند فرکانسی بسیار محدود ۱ GHz ۰/۵ مربوط می‌شود. در مرجع [۱۴] نتیجه بهتری گزارش شده است که خطای RMS برابر با ۴/۵ MHz در پهنای باند ۱ GHz به دست آمده است. در پژوهش حاضر ما نشان دادیم که می‌توانیم به خطای RMS برابر با ۲/۴۲۵۳ MHz در پهنای باند ۲ GHz دست یابیم که در مقایسه با بهترین نتایج موجود بهبود قابل توجهی داشته است.



های مجتمع دیجیتال برنامه‌پذیر<sup>۱</sup> (FPGA) مدرن که با فرکانس تقریباً ۱۰۰ MHz کار می‌کنند، تأخیر در محاسبه به اندازه ۲۸۰ میکرو ثانیه خواهد بود. این مقدار تقریبی برای گیرنده‌های IFM امروزی به اندازه کافی مناسب نیست ولی می‌تواند با استفاده از روش‌هایی مانند موازی‌سازی<sup>۲</sup> و پردازش خطلوله‌ای<sup>۳</sup> به میزان قابل توجهی بهبود یابد.



شکل (۵): نگاشت تفکیک‌کننده‌ها به مقادیر دیجیتال [۱۵]

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی برای روش‌های پیشنهادی

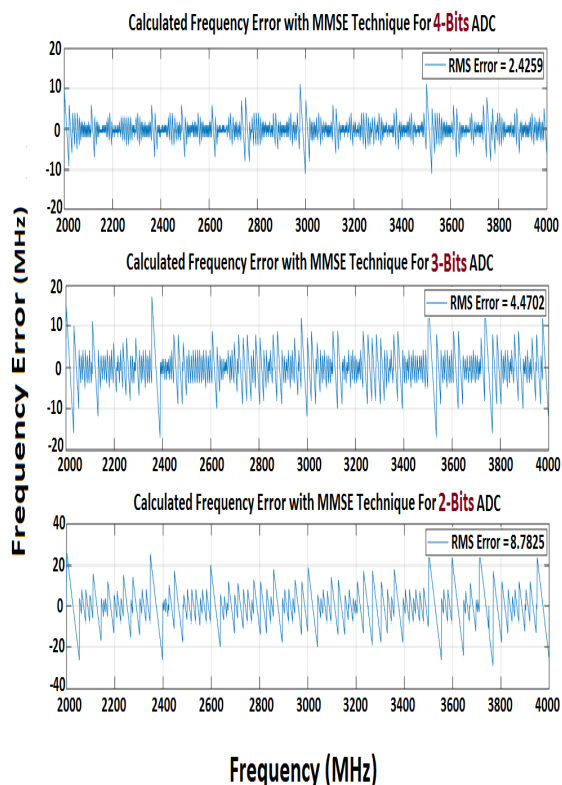
در بخش ۳ الگوریتم MMSE معرفی گردید. در این بخش برای شبیه‌سازی و تأیید کارایی این روش، کدهای مربوطه را در محیط نرم‌افزار MATLAB می‌نویسیم. نمایش خروجی این کد در شکل ۶ نشان داده شده است. در این کد یک حلقه آزمایشی وجود دارد که باند فرکانسی را پوشش نموده و در هر تکرار، مقادیر آنالوگ داده‌های دیسک را به عنوان یک بردار ورودی آزمایشی دریافت می‌کند. ابتدا این بردار آزمایشی برای نمایش تبدیل آنالوگ به دیجیتال به صورت دیجیتالی کوانتیزه می‌شود. سپس بردار آزمایشی با تمامی بردارهای ذخیره شده در حافظه مقایسه گردیده و بر اساس الگوریتم MMSE در رابطه (۴)، موارد مشابه با ورودی گزینش می‌شوند. فرکانس‌هایی که در انتها گزارش می‌شوند مربوط به یک زیرباند فرکانسی هستند لذا ما نقطه مرکزی این زیر باند فرکانسی را گزارش خواهیم نمود. بدین ترتیب خطای فرکانس به طور یکنواخت در مقادیر مثبت و منفی توزیع می‌گردد. نتیجه نهایی خطای محاسبه فرکانس در شکل ۶ نشان داده شده است. بیشینه خطای مطلق فرکانس در حدود ۱۵ MHz بوده و در ابتدا و انتهای باند فرکانسی رخ می‌دهد زیرا در

<sup>۴</sup> Root Mean Square Error  
<sup>۵</sup> Look Up Table

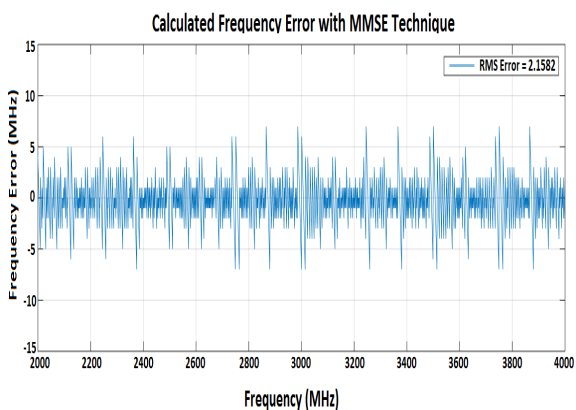
<sup>۱</sup> Field Programmable Gate Arrays  
<sup>۲</sup> parallelism  
<sup>۳</sup> pipelining



شکل (۶): نتیجه خطای فرکانس با استفاده از الگوریتم MMSE پیشنهادی  
 جدول (۱). مقایسه دقت فرکانس مقاله حاضر با دیگر مراجع مشابه



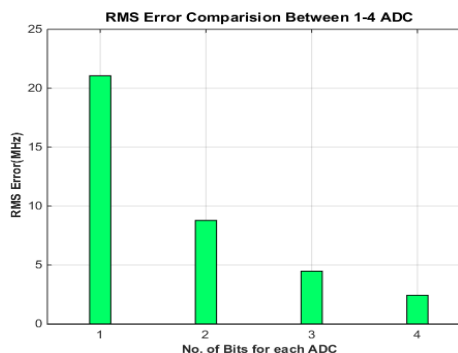
شکل (۸): محاسبه خطای فرکانس با تکنیک MMSE با بیت‌های مختلف در ادامه می‌توان با بهره‌گیری از روش خاص کوانتیزاسیون غیریکنواخت و با کوچک‌تر نمودن بازه‌های کوانتیزاسیون به دقت بیشتری دست یافت که نتیجه آن را در شکل ۹، مشاهده می‌نمایید. همانطور که مشاهده می‌نمایید دقت فرکانسی نسبت به حالت قبل بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته و از ۲/۴۲۵۳ به ۲/۱۵۸۲ رسیده است که این نتیجه نسبت به نتایج و تحقیقات پیشین بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته است.



شکل (۹): نتیجه حاصله با استفاده از روش کوانتیزاسیون غیریکنواخت

مرجع	سال	تفکیک کننده	بهنای باند	میزان خطای فرکانس	نوع محاسبه
M. Biehl [9]	1995	4	9.5~10.5 GHz	18.2 MHz	Comparator, LUT
J. Kus [14]	2007	6	1~2 GHz	4.5 MHz	Comparator, LUT
Y. Yang [11]	2007	4	1~4 GHz	54.6 MHz	Comparator, LUT, Switch
M. Esfandiari [12]	2016	5	2~4 GHz	18.2 MHz	Comparator, LUT
A. B. De Oliveira [16]	2017	4	2~4 GHz	36.4 MHz	Comparator, LUT
S.keshani [15]	2017	5	2~4 GHz	2.9 MHz	ADC, Digital Processing
This work*	2023	5	2~4 GHz	2.1 MHz	ADC, Digital non uniform quantization

باتوجه به موارد اشاره شده در بخش ۲ مشاهده می‌گردد که در حالت ۱ بیتی خطایی بالاتر از ۲۰ MHz خواهیم داشت برابر مقایسه خطای جذر میانگین مربعات برای چهار مبدل مطابق نمودار شکل ۷، در صورت بالا رفتن تعداد بیت تا حدودی مشخص، این خطا کاهش قابل ملاحظه‌ای می‌یابد.



شکل (۷): مقایسه خطای جذر میانگین مربعات برای چهار مبدل.

با عنایت به اینکه ما از ۱۶ مقدار مجزا استفاده خواهیم نمود لذا ADC های ما باید مبدل‌های ۴ بیتی سریعی باشند. از طرفی هر چند افزایش یک بیت در ADC باعث تأخیر بیشتر در تبدیل آنالوگ به دیجیتال شده و زمان محاسبه الگوریتم را افزایش خواهد داد لیکن نتایج بهتری در دستیابی به بهبود فرکانسی حاصل می‌گردد؛ به نحوی که متوسط خطای اندازه‌گیری در حالت ۲ بیتی ۸/۷۸۲۵ و در حالت ۳ بیتی ۴/۴۷۰۲ و در حالت ۴ بیتی خطا به کمتر از

*International Symposium on Telecommunications* Tehran, Iran, 2014. pp. 198-202, Doi: 10.1109/ISTEL.2014.7000697.

[5] M. F. A. de Souza, F. R. L. e. Silva and M. T. de Melo, A Novel LSB Discriminator for a 5 bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filter, *2008 38th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 2008, pp. 36-39, Doi: 10.1109/EUMC.2008.4751380.

[6] Guo-Chun Liang, Chien-Fu Shih, R. S. Withers, B. F. Cole and M. E. Johansson, Space-qualified superconductive digital instantaneous frequency-measurement subsystem, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 7, pp. 1289-1299, 1996. Doi: 10.1109/22.508233.

[7] J. P. Coupez, H. Gruchala, A. Slowik, C. Recko and A. Rutkowski, High resolution IFMs, *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON - 2002. Conference Proceedings (IEEE Cat.No.02EX562)*, Gdansk, Poland, 2002, pp. 484-487 vol.2, Doi: 10.1109/MIKON.2002.1017893.

[8] Z. Li, C. Wang, M. Li, H. Chi, X. Zhang and J. Yao, Instantaneous Microwave Frequency Measurement Using a Special Fiber Bragg Grating, in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 52-54, Jan. 2011, Doi: 10.1109/LMWC.2010.2091114.

[9] M. Biehl *et al.*, A 4 bit instantaneous frequency meter at 10 GHz with coplanar YBCO delay lines, in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 5, no. 2, pp. 2279-2282, June 1995, Doi: 10.1109/77.403040.

[10] J. Ghalandari *et al.*, A framework for multi-mode radars discrimination based on extended PDW, *Scientific Journal of Radar*, Vol. 9, No. 2, pp.107-117, 2021.

[11] Y. Yang and R. S. Blum, "MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 330-343, January 2007, Doi:10.1109/TAES.2007.357137

[12] M. Esfandiari *et al.*, Fast separation of interleaved radar pulse trains using frequency domain analysis, *Scientific Journal of Radar*, Vol 3, No. 4, pp.33-42, 2016.

[13] K. Heydari *et al.*, SNR Improvement in Semi-active Tracking Radar Using, *Scientific Journal of Radar*, Vol. 5, No. 4, pp.49-60, 2017

[14] J. Kus, "Instantaneous Frequency Measuring Receiver for L band," *2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, Krakow, Poland, 2006, pp. 1156-1159, Doi: 10.1109/MIKON.2006.4345392.

[15] S. Keshani and N. Masoumi, Improved Frequency Accuracy of IFM Using Minimum Mean Squared Error Algorithm, *Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference on*, Mashhad, Iran, 2018, pp.260-264. Doi: 10.1109/ICEE.2018.8472591.

[16] Á. B. de Oliveira, L. A. Tambara and F. L. Kastensmidt, Applying lockstep in dual-core ARM Cortex-A9 to mitigate radiation-induced soft errors, *2017 IEEE 8th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS)*, Bariloche, Argentina, 2017, pp. 1-4, Doi: 10.1109/LASCAS.2017.7948063.

در انتها، دقت فرکانس به دست آمده به روش شبیه‌سازی شده در این مقاله با روش‌های تحقیقات پیشین در جدول ۱، نشان داده شده است که بیانگر کاهش قابل ملاحظه خطای فرکانس نسبت به نتایج پژوهش‌های پیشین است.

## ۵- نتیجه گیری

به طور کلی از تحقیق حاضر نتیجه می‌گردد که ایده استفاده از روش پردازش دیجیتال نسبت به روش متداول آشکارسازی فرکانس با تفکیک کننده‌های ۱ بیتی دارای عملکرد بهتری می‌باشد. ما از ADCها برای دستیابی به داده‌های پنهان در شکل پاسخ فرکانسی تفکیک کننده‌ها استفاده کردیم. به منظور محاسبه فرکانس از الگوریتم MMSE استفاده شد. نتایج میزان خطای آشکارسازی فرکانس با این روش و روش‌های پیشین در شکل ۷ ارائه گردید. همچنین نتایج به دست آمده از مقایسه این روش با دیگر پژوهش‌های مشابه بیانگر دستیابی ما به خطای RMS کمینه با میزان ۲/۱۵۸۲ MHz در پهنای باند ۲ GHz می‌باشد که این مقدار نسبت به بهترین پژوهش انجام شده، بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته است.

به کارگیری این نوع گیرنده‌های بادقت بالا در سامانه‌های جنگ الکترونیک و سیگنالی می‌تواند ضمن تمرکز جرم‌های هوشمند در فرکانس‌های کشف شده، بهره‌برداری بهینه از توان فرستنده‌های لامپی و یا ماژول‌های MPM در بازه فرکانسی محدود و دقیق را به همراه داشته و با در نظر گرفتن عامل کنترل توان تشعشعی موثر، سبب بهبود مشکلاتی نظیر ایراد VSWR و همچنین نسبت PEAK به AVERAGE که عمر مصرفی تجهیزاتی نظیر لامپ‌های فرستنده را به نحو چشمگیری در توان‌های بالا کاهش می‌دهد، گردد؛ و در نهایت قابلیت تاب‌آوری و کفایت عملیاتی سامانه‌های جنگ الکترونیک و سیگنالی را که جزئی از تجهیزات موجود یک سامانه فرماندهی و کنترل از قبیل انواع رادارها هستند را در یک شبکه تقویت نماید.

## ۶- مراجع

[1] P. W. East, Fifty years of instantaneous frequency measurement, *IET Radar, Sonar Nav.*, vol. 6, no. 2, p. 112, 2012. Doi:10.1049/iet-rsn.2011.0177

[2] Shang Liu *et al* Digital instantaneous frequency measurement with wide bandwidth for real-valued waveforms using multiple sub-Nyquist channels, *Meas. Sci. Technol.* **34** 025101, 2023. Doi: 10.1088/1361-6501/ac97b3

[3] H. Shafaghati, S. A. Ahmadi, Design of a Wideband Power Amplifier by the Real Frequency Technique, *Scientific Journal of Radar*. vol.9, no. 2, pp.25-32. 2021. (In Persian)

[4] S. E. Choondaragh and N. Masoumi, Microstrip frequency discriminators based on quarter-wave band-stop filters, *7th*