

## تفکیک سریع پالس های در هم آمیخته راداری با تحلیل حوزه فرکانس

مجدالدین اسفندیاری<sup>۱\*</sup>، مهرزاد بیغش<sup>۲</sup>، عباس شیخی<sup>۳</sup>

۱- کارشناسی ارشد، ۲- دانشیار، ۳- استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز

(دریافت: ۹۴/۱۰/۲۱؛ پذیرش: ۹۵/۰۲/۱۸)

### چکیده

جداسازی پالس های راداری یکی از وظایف مهم در سامانه های پشتیبانی الکترونیک می باشد. در این حوزه، سرعت عملکرد در جداسازی و همچنین قابلیت کشف انواع PRI های موجود در محیط از اهمیت زیادی برخوردار است. در این نوشتار، روش جدیدی مبتنی بر FFT جهت جداسازی پالس های راداری ارائه شده است. مزیت اصلی این روش نسبت به روش های پیشین، بار محاسباتی کمتر و برخورداری از احتمال آشکارسازی غلط ناچیز نسبت به روش مشابه (تخمین طیف) می باشد. با توجه به مقایسه های انجام شده جهت ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، قدرت و کیفیت این روش در مواجهه با انواع رادارها با PRI های متنوع مشخص گردیده است.

### واژگان کلیدی

جداسازی پالس های راداری، شنود رادار، DFT

### ۱. مقدمه

پالس<sup>۳</sup> می گویند [۱]. عمل جداسازی پالس با در نظر گرفتن فرض متفاوت بودن PRI های هر رادار انجام می گیرد. هدف ما در این مقاله جداسازی پالس های راداری و تخمین PRI مربوط به هر رادار تنها با استفاده از اطلاعات زمان ورود پالس های دریافتی می باشد.

روش های معمول تخمین PRI رادارها، جستجوی رشته<sup>۴</sup> [۲] و منحنی فراوانی<sup>۵</sup> [۳] می باشند. نقص این روش ها بار محاسباتی زیاد آن ها می باشد به نحوی که اگر تعداد پالس هایی که مورد پردازش قرار می گیرند  $N$  باشد، بار محاسباتی این روش ها از درجه  $N^2$  می باشد [۱]. در مرجع [۱] روشی سریع مبتنی بر FFT ارائه شده است که بار محاسباتی آن از درجه  $N \log_2 N$  می باشد (روش تخمین طیف<sup>۶</sup>). ضعف این روش در استفاده از شرط پایان ناکارا و همچنین تشخیص اشتباه در حضور PRI های متغیر<sup>۷</sup> می باشد. علاوه بر این، روش تخمین طیف در سناریوهایی که بزرگترین PRF موجود در محیط از مجموع بقیه PRF ها بزرگتر باشد، دارای عملکرد مطلوبی نیست.

روش پیشنهادی در این مقاله با استفاده از FFT اقدام به آشکارسازی و تخمین انواع PRI می نماید. این روش برخلاف

امروزه بحث شنود و کسب اطلاع از رادارهای موجود و پارامترهای سیگنالی آن رادارها در یک منطقه از اهمیت زیادی در جنگ الکترونیک برخوردار است. این مسئله در دو حالت، یکی در هنگام صلح و دیگری در هنگام جنگ انجام می پذیرد. در هنگام صلح ما زمان و ادوات کافی برای شنود سیگنال های ارسال ساینی و ساختن یک کتابخانه<sup>۱</sup> از پارامترهای هر رادار را در اختیار داریم اما موضوعی که ضرورت شنود در هنگام جنگ را بیشتر می کند توجه به این نکته می باشد که اکثر رادارها پارامترهای خود را در هنگام جنگ تغییر می دهند و استفاده از کتابخانه تهیه شده در هنگام صلح ما را به اشتباه می اندازد. در هنگام جنگ مهم ترین قید سرعت و زمان می باشد، به همین دلیل سرعت روش در کنار دقت آن از اهمیت زیادی برخوردار است.

دستگاه RWR<sup>۲</sup> که بر روی هواپیماهای نظامی نصب می شود وظیفه شنود و استخراج پارامترهایی مانند جهت، فاصله، فرکانس کاری، PRI و امثال آن مربوط به رادارهای موجود در محیط را دارد. این اطلاعات برای سیستم جمینگ هواپیما بسیار مهم است. به عمل تشخیص و تفکیک رشته پالس ها (با PRI های مجزا) و اختصاص دادن هر کدام به یک رادار، جداسازی

<sup>3</sup> Pulse Deinterleaving

<sup>4</sup> Sequence Search

<sup>5</sup> Histogramming

<sup>6</sup> Spectrum Estimation

<sup>7</sup> Staggered PRI

\* رایانامه نویسنده پاسخگو: majdoddin.esfandiari@gmail.com

<sup>1</sup> Library

<sup>2</sup> Radar Warning Receiver

(۲) فاز هر رشته پالس دریافتی از هر رادار صفر باشد  $\phi_i=0$  و ویژگی‌های بالا این موضوع را بیان می‌کنند که اگر تعداد پالس‌های دریافتی به اندازه کافی زیاد باشند، زمان‌های ورود متناوب خواهند شد. در مرجع [۱] اینگونه فرض می‌شود که تعداد پالس‌های لازم برای متناوب شدن دریافت شده است. پیرو کلی سیگنال با  $T$  نمایش داده شده است. علاوه بر ۲ ویژگی ذکر شده، ویژگی دیگری زیر نیز برای سیگنال دریافتی (زمان‌های ورود دریافتی) فرض شده است:

(۳) سیگنال دریافتی حاوی تعداد صحیحی از پیرو کلی سیگنال می‌باشد

اگر تعداد پالس‌های موجود در یک پیرو از رادار  $i$  با  $r_i$  نمایش داده شود، خواهیم داشت:

$$T = T_1 r_1 = \dots = T_M r_M \quad (2)$$

و تعداد پالس‌های موجود در یک پیرو به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$N_T = \sum_{i=1}^M r_i \quad (3)$$

فرض‌های در نظر گرفته شده تضمین می‌کنند که  $\frac{N}{N_T} \in Z$  و همچنین:

$$t_N = \frac{N}{N_T} T \quad (4)$$

در شرایطی که زمان‌های ورود در هم آمیخته از  $M$  رادار که ۳ ویژگی ساده‌کننده بیان شده را دارا باشند و تابع  $x(n)$  با توجه به رابطه (۱) ایجاد گردد، DFT سیگنال  $x(n)$  به فرم زیر خواهد شد [۱]:

$$X(k') = \begin{cases} \frac{N}{N_T} \sum_{l=0}^{N_T-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (N_T t_l - k'l)} & k' = p \frac{N}{N_T}, p=0, \dots, N_T-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

که  $k' = k - 1$  و  $k$  شماره سلول‌های DFT می‌باشد. رابطه

$$f(k') = \frac{k'}{t_N} = \frac{k-1}{t_N} \quad (5)$$

برای تبدیل شماره سلول‌های DFT به فرکانس استفاده شود، PRF های رادارهای موجود در میان فرکانس‌های متناظر با سلول‌های DFT با مقدار غیر صفر خواهد بود. در این حالت برای

$p=r_i$ ، مقدار کمیت  $\frac{k'}{t_N}$  برابر با  $f_i$  یا همان PRF رادارهای

روش تخمین طیف [۱]، دارای شرط پایان کارا می‌باشد و در حضور رادارهای با PRI متغیر دچار تشخیص نادرست نشده و با دقت بالا عمل می‌کند. همچنین به دلیل حقیقی بودن سیگنالی که DFT بر آن اعمال می‌گردد، بار محاسباتی آن از مرتبه بار محاسباتی روش تخمین طیف می‌باشد [۴].

در ادامه این نوشتار، در بخش دوم روش تخمین طیف معرفی گردیده است. بخش سوم و چهارم و پنجم به ارائه و تبیین روش پیشنهادی اختصاص داده شده است. در بخش ششم نقاط قوت روش پیشنهادی در مقایسه با روش تخمین طیف ارائه می‌گردد. در بخش هفتم با استفاده از شبیه‌سازی‌های کامپیوتری به مقایسه عملکرد روش پیشنهادی با روش تخمین طیف پرداخته شده است و در آخر، در بخش هشتم نتیجه‌گیری بحث آورده شده است.

## ۲. جداسازی پالس مبتنی بر تخمین طیف

در این روش [۱] زمان‌های ورود  $N+1$  پالس متوالی دریافتی در حافظه ذخیره می‌شود. سپس از این زمان‌های ورود، تابعی غیرخطی با نمونه‌های مختلط  $x(n)$  به صورت زیر تولید می‌شود:

$$x(n) = e^{j \left( \frac{2\pi}{t_N} \right) t_n} \quad \text{for } n=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

در این رابطه،  $t_n$  زمان ورود  $n$  امین پالس به سیستم بوده و  $t_N$  نیز زمان ورود آخرین پالس دریافتی است.

در واقع با استفاده از رابطه (۱) زمان پالس‌های دریافتی به فازورهایی با اندازه واحد تبدیل می‌گردند که فاز آن‌ها، یک دور دایره مثلثاتی را طی می‌کند. در مرجع [۱] در ابتدا چند فرض ساده‌کننده و غیرواقعی به جهت تحلیل و تبیین روش تخمین طیف در نظر گرفته شده و سپس نتایج این تحلیل را به حالت‌های ساده‌کننده ارائه شده و سپس نتایج این تحلیل را به حالت‌های کلی تعمیم داده است. در ادامه این بخش به بیان الگوریتم تخمین طیف در دو حالت، یکی با در نظر گرفتن فرض‌های ساده‌کننده و دیگری در شرایط واقعی خواهیم پرداخت.

### ۲-۱. الگوریتم تخمین طیف با در نظر گرفتن

#### فرض‌های ساده‌کننده

فرض کنید تعداد رادارهای موجود در محیط  $M$  باشد و  $f_i$ ،  $T_i$  و  $\phi_i$  به ترتیب بیانگر PRI، PRF و فاز اولیه  $i$  امین رادار موجود در محیط باشد. فرض‌های ساده‌کننده به صورت زیر می‌باشد [۱]:

$$(1) \text{ PRI هر رادار عضو مجموعه اعداد گویا باشد} \\ T_i \in Q, \quad i=1, \dots, M$$

که نسبت به روش های کلاسیک مانند منحنی فراوانی که از مرتبه  $N^2$  و یا بالاتر می باشد، بسیار کمتر است. نکته حائز اهمیت این است که اگر الگوریتم وارد فاز اجرای مرحله به مرحله و استفاده از جستجوی رشته گردد، دیگر از نظر بار محاسباتی کارا نمی باشد.

### ۳. تبیین روش پیشنهادی

در روش تخمین طیف، هدف تخمین فرکانسی با استفاده از FFT می باشد و برای انجام این کار تابع غیر خطی  $x(n)$  را بر طبق رابطه (۱) تولید می کند. ایده روش پیشنهادی در این مقاله این است که به جهت حفظ فاصله زمانی نمونه های متوالی از یک رادار، یک قطار ضربه گسسته زمان فرضی متناظر با زمان های ورود پالس های دریافتی ایجاد گردد. برای انجام این کار بازه زمانی 0 تا  $t_N$  را به فاصله هایی به اندازه  $\frac{t_N}{2N} = \frac{1}{f_s}$  کوانتیزه کرده و 2N سلول زمانی ایجاد می کنیم. حال دنباله  $x_n$  متناظر با سلول های زمانی فوق با محتوای صفر را تولید می نمایم. سپس هر زمان ورود را به نزدیک ترین سطح کوانتیزاسیون گرد می نمایم یعنی:

$$n_i = \text{round}(t_i * f_s) \quad (۸)$$

بعد از این کار به  $x_{n_i}$ ، 1 واحد اضافه می کنیم. با عمل فوق

$$f_s = \frac{2N}{t_N}$$

یک قطار ضربه گسسته زمان با فرکانس نمونه برداری  $f_s$  ساخته می شود که دارای 2N نمونه بوده و از تعدادی ضربه (مطابق رابطه (۸) در زمان ورود پالس ها) و تعدادی صفر تشکیل شده است. مقدار  $f_s$  را می توان بیشتر از مقدار بیان شده در نظر گرفت اما این کار باعث افزایش تعداد نمونه ها و به تبع آن افزایش بار محاسباتی می گردد. در بخش ۵ علت انتخاب  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  تبیین می گردد.

اکنون با DFT گرفتن از این رشته قابلیت کشف PRF ها مهیا می گردد.

فرض کنید که در محیط؛ ۴ رادار با PRI ثابت وجود دارند که PRI آن ها به ترتیب برابر  $T_1$ ،  $T_2$ ،  $T_3$  و  $T_4$  می باشد. پس خواهیم داشت:

$$m_1 = \text{round}(T_1 * f_s) \quad (۹)$$

$$m_2 = \text{round}(T_2 * f_s) \quad (۱۰)$$

$$m_3 = \text{round}(T_3 * f_s) \quad (۱۱)$$

$$m_4 = \text{round}(T_4 * f_s) \quad (۱۲)$$

موجود در محیط می باشد. با توجه به روابط (۲)، (۴) و (۵) به ازای  $p=r_i$  خواهیم داشت:

$$\frac{k'}{t_N} = \frac{\left(\frac{r_i N}{N_T}\right)}{\left(\frac{N}{N_T} T\right)} = \frac{r_i}{T} = \frac{r_i}{T_i r_i} = \frac{1}{T_i} = f_i \quad (۶)$$

لازم به ذکر است که رابطه (۵) وجود مقدار غیر صفر در فرکانس های مضارب  $f_i$  را نیز پیش بینی می کند.

### ۲-۲. الگوریتم تخمین طیف در شرایط واقعی

الگوریتم این روش در شرایط واقعی بدین صورت است که پس از ایجاد تابع  $x(n)$  طبق رابطه (۱) و FFT گرفتن از نمونه های  $x(0)$  تا  $x(N-1)$  و اعمال نگاشت فرکانسی روی شماره سلول های FFT، اقدام به کشف حداکثر اندازه FFT از میان فرکانس های بالاتر از حداقل PRF متصور در عمل نموده و فرکانس متناظر با مقدار دامنه بیشینه را یافته و  $f_i$  در نظر گرفته و به عنوان یک PRF موجود در رشته پالس ذخیره می نماید. سپس این سلول فرکانسی FFT را صفر می کند و این عمل تا جایی ادامه می یابد که رابطه زیر برقرار گردد:

$$N \cong t_N(f_1 + f_2 + \dots + f_m) \quad (۷)$$

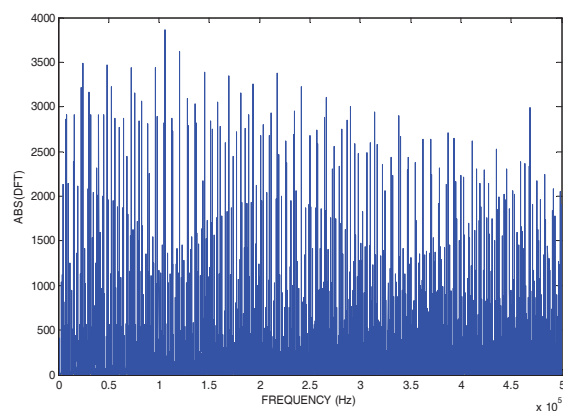
در رابطه (۷)،  $f_i$  ها، PRF های کشف شده و m تعداد رادارهای موجود در محیط می باشند.

به جهت افزایش قابلیت اطمینان روش، در هنگام صفر کردن سلول فرکانسی کشف شده به عنوان PRF، چند سلول فرکانسی مجاور سلول اصلی را نیز حذف می کند تا در صورتی که پخش شدگی فرکانسی اتفاق افتاده باشد از کشف PRF جدید در نزدیکی PRF کشف شده جلوگیری شود. همچنین هارمونیک های  $f_i$ ، یعنی  $2f_i$ ،  $3f_i$  و ... و سلول های مجاور آن ها نیز صفر می شوند. در ادامه در مرجع [۱] ذکر شده است که اگر m ای پیدا نشد که رابطه (۷) را برقرار نماید، الگوریتم باید به صورت مرحله به مرحله اجرا گردد. بدین صورت که پس از کشف هر مقدار بیشینه عمل جستجوی رشته انجام شده و رشته پالس مربوط به رادار کشف شده از کل پالس های دریافتی حذف شود. سپس دوباره از پالس های باقی مانده تابع  $x(n)$  ساخته شده و از آن FFT گرفته می شود و این عمل تا تمام شدن پالس ها ادامه می یابد.

اگر تعداد پالس های دریافتی به صورت  $N=2^H$  (یعنی توانی از ۲) در نظر گرفته شود، تعداد جمع و ضرب حقیقی جهت محاسبه ی FFT سیگنال  $x(n)$  برابر با  $5N \log_2 N$  خواهد بود [۵]

البته با توجه به شباهت رفتار ترم آخر رابطه (۱۶) با تابع sinc، اندازه طیف  $x(n)$  در  $k_i$ ها برابر با  $C_i+1$  می باشد که به طور تقریبی برابر با  $\frac{2N}{m_i}$  است. همانطور که بیان شد  $X(k)$  در سلولهای متناظر با PRF رادارها و همچنین مضارب صحیح آنها دارای قله می باشد اما چیزی که برای ما اهمیت دارد کشف PRF اصلی و حذف هارمونیکهای آن می باشد. شبیه سازیهای ما این موضوع را نشان می دهد که در شرایطی که تعداد رادارها زیاد باشد،  $X(k)$  در سلولهایی که کوچکترین مضرب مشترک (ک.م.م) چند PRF می باشد دارای اندازه ی بسیار بزرگتری نسبت به PRFهای اصلی (هارمونیکهای اصلی) هر رادار می باشد. علت این امر را می توان در رابطه (۱۶) جستجو کرد. اگر  $k$  ای وجود داشته باشد که مضرب چند PRF باشد پس اندازه آن به طور تقریبی برابر با مجموع اندازه متناظر با هارمونیک اصلی آنها می باشد و طبیعتاً از اندازه تک تک سلولهای آنها بزرگتر می گردد. برای تبیین این موضوع در نظر بگیرید که در محیط ۶ رادار با مشخصات بیان شده در جدول (۱) وجود دارد. اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  ساخته شده از ۴۰۹۶ زمان ورود دریافتی از این رادارها را در شکل (۱) مشاهده می نمایید. در اینجا  $f_s=1\text{MHz}$  در نظر گرفته شده است.

می توان مشاهده کرد که اندازه DFT به جای ایجاد قله فقط در سلول مربوط به هر یک از PRF ها، در سلولهایی که مضرب چند PRF می باشند نیز دارای قله است و این موضوع آشکار سازی PRFهای اصلی را با مشکل مواجه می سازد. برای حل این مشکل باید از اکولایزر فرکانسی استفاده شود.



شکل ۱. اندازه DFT در حضور ۶ رادار بیان شده در جدول ۱ بدون اکولایزر فرکانسی

مشاهده می شود که با این کار PRI ها به یک تعداد نمونه تبدیل شده به طوریکه  $T_1$  تا  $T_4$  متناظر با  $m_1$  تا  $m_4$  نمونه می باشند. پس رشته مربوط به رادار  $i$  می تواند به صورت زیر مدل گردد:

$$x_i(n) = \sum_{d=0}^{C_i} \delta(n - dm_i - l_i) \quad i = 1, \dots, 4 \quad (13)$$

که در اینجا  $l_i$  زمان اولین پالس دریافتی از رادار  $i$  ام می باشد که به آن فاز اولیه رادار  $i$  گفته می شود.  $C_i+1$  نیز تعداد پالس دریافتی از رادار  $i$  ام می باشد. لازم به ذکر است که  $\delta(n)$  بیان گر تابع دلتای دیراک گسسته زمان است. بدیهی است که رشته سیگنال دریافتی به صورت زیر می باشد:

$$x(n) = \sum_{i=1}^4 x_i(n) \quad (14)$$

با توجه به خاصیت خطی بودن DFT می توان گفت که DFT رابطه (۱۴) به شکل زیر است:

$$X(k) = \sum_{i=1}^4 X_i(k) \quad (15)$$

که در این رابطه چنین داریم:

$$X_i(k) = e^{-j2\pi\left(\frac{k}{2N}\right)l_i} \cdot e^{-j\pi\left(\frac{k}{2N}\right)(C_i m_i)} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi(C_i+1)m_i k}{2N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi m_i k}{2N}\right)} \right] \quad i = 1, \dots, 4 \quad (16)$$

همانطور که از رابطه (۱۶) مشاهده می شود، طیف سیگنال  $x(n)$  که از مجموع طیف سیگنالهای  $x_i(n)$  تا  $x_4(n)$  تشکیل شده است، در سلولهای فرکانسی  $k_1 = z_1 \frac{2N}{m_1}$ ،  $k_2 = z_2 \frac{2N}{m_2}$ ،  $k_3 = z_3 \frac{2N}{m_3}$  و  $k_4 = z_4 \frac{2N}{m_4}$  دارای قله می باشد (در اینجا  $z_i$  یک عدد صحیح نامنفی است یعنی  $z_i \in \{0, 1, 2, \dots\}$ ).

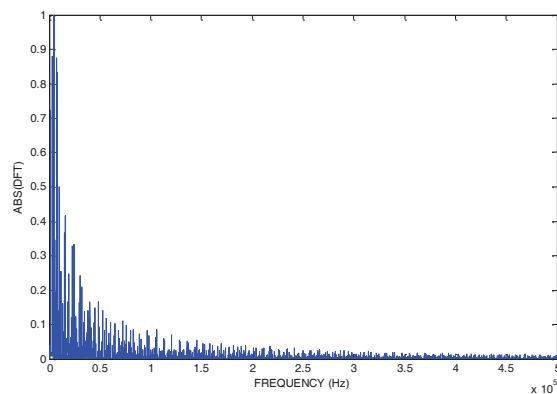
اگر به طور دقیق تر  $k_i$ ها را مورد بررسی قرار دهیم متوجه می شویم که  $k_i$ ها در واقع معرف PRF رادارها (به ازای  $z_i=1$ ) و همچنین مضارب صحیح آنها می باشند. برای  $k_i = z_i \frac{2N}{m_i}$  خواهیم داشت:

$$f_i = \frac{k_i}{2N} f_s = z_i \frac{\left(\frac{2N}{m_i}\right)}{\left(\frac{2N}{1}\right)} f_s = z_i \frac{f_s}{m_i} \equiv z_i \frac{f_s}{T_i f_s} = z_i \frac{1}{T_i} \quad (17)$$

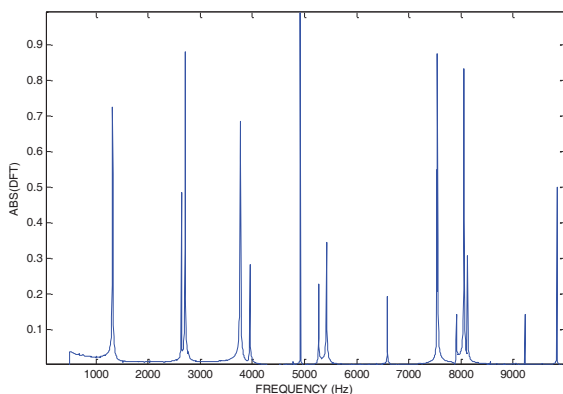
شکل (۳)، محدوده فرکانسی ۰ تا ۱۰ kHz (شکل ۲) را مشهود نموده و نشان می دهد.

همانطور که در شکل (۳) مشاهده می شود، اندازه DFT در محل PRF رادارهای موجود از مقدار آستانه ۰/۵ بیشتر شده است و قابل کشف می باشند. مقادیر کشف شده توسط روش پیشنهادی در جدول (۱) بیان گردیده است. در شکل (۴) روند کلی الگوریتم پیشنهادی مشاهده می گردد.

نکته قابل توجه در مورد روش پیشنهادی ما این است که به دلیل حقیقی بودن رشته گسسته زمان تولیدی، FFT به طور تقریبی با همان محاسبات لازم برای الگوریتم تخمین طیف یعنی  $\frac{5}{2}(2N)\log_2 2N$  ضرب و جمع حقیقی قابل محاسبه می باشد [۴]. لازم به ذکر است که در الگوریتم پیشنهادی اندازه سلول های متناظر با فرکانس های کوچکتر از حداقل PRF متصور در عمل صفر می گردند و اندازه بقیه سلول های فرکانسی با آستانه مقایسه می شوند.



شکل ۲. اندازه DFT در حضور ۶ رادار بعد از تاثیر اکولایزر فرکانسی



شکل ۳. اندازه DFT در بازه ۰ تا ۱۰ kHz در حضور ۶ رادار آورده شده در جدول (۱)

جدول ۱. PRF های کشف شده توسط روش پیشنهادی بعد از تاثیر اکولایزر فرکانسی (واحد kHz می باشد)

PRF واقعی	PRF کشف شده بعد از تاثیر اکولایزر فرکانسی
۱/۳۱۸	۱/۳۱۹
۲/۷۱۱	۲/۷۱۱
۳/۷۶۹	۳/۷۷۱
۴/۹۲۲	۴/۹۲۰
۷/۵۵۴	۷/۵۵۴
۸/۰۰۶	۸/۰۵۶

#### ۴. اکولایزر فرکانسی

همانطور که در بخش قبل اشاره گردید، با توجه به رابطه (۱۶) اگر در محیط راداری با PRI برابر با  $m_i$  وجود داشته باشد،

اندازه DFT در سلول  $k_i = \frac{2N}{m_i}$  برابر با  $C_i + I$  می باشد که

تقریباً برابر با همان مقدار  $k_i$  است. همچنین بیان شد که رابطه (۱۶) پیش بینی می کند که اندازه DFT در نقاطی که مضارب صحیح  $k_i$  ها می باشند نیز دارای قله است و اندازه این قله ها برابر با مجموع اندازه قله های مربوط به رادارهایی است که مضرب آن ها می باشند. حال اگر در سلول  $k_{h_i}$  که مضرب چند رادار از  $k_i$  ها می باشد یک رادار واقعی وجود می داشت، اندازه سلول  $k_{h_i}$  برابر بود

با همان مقدار  $k_{h_i} = \frac{2N}{m_{h_i}}$  که معمولاً خیلی بزرگتر از مجموع

$k_i$  های است که مضرب آن ها می باشد. پس با ضرب تابع

$H(k) = \frac{1}{k}$  در تابع  $|X(k)|$ ، مقدار سلول هایی که متناظر با

رادارهای واقعی می باشند برابر ۱ می گردد و مقدار سلول هایی

مانند  $k_{h_i}$  که مضرب چند رادار می باشند خیلی کمتر از ۱

می گردد. پس با این کار می توان هم از کشف سلول های  $k_{h_i}$  به

عنوان رادار حقیقی جلوگیری کرد و هم معیار بسیار خوبی برای

کشف رادارها به دست آورد. اکنون با تنظیم یک مقدار آستانه با

توجه به درصد پالس های از دست رفته محتمل می توان اقدام به

آشکارسازی نمود. شبیه سازی ها نشان می دهند که مقدار ۰/۵

برای آستانه مناسب می باشد. شکل (۲) اندازه DFT را با همان

سناریوی شکل (۱) بعد از تاثیر اکولایزر فرکانسی نشان می دهد.

از ترکیب روابط (۱۹) و (۲۰) به این نتیجه می‌رسیم که:

$$\frac{2N}{t_N} \geq 2F_1 \quad (21)$$

پس با توجه به رابطه (۲۱)،  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  مقدار مناسبی برای حالت تک‌راداری می‌باشد. از آنجایی که حضور بقیه  $M-1$  رادار باعث کاهش مقدار  $t_N$  و به تبع آن افزایش مقدار  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  نسبت به حالت تک‌راداری می‌شود، پس  $\frac{2N}{t_N}$  مقدار مناسبی برای فرکانس نمونه‌برداری در حضور  $M$  رادار نیز می‌باشد. از طرفی مقدار  $f_s = \frac{N}{t_N}$  انتخاب نامناسبی برای فرکانس نمونه‌برداری می‌باشد. برای اثبات این موضوع همان شرایط حضور  $M$  رادار در محیط مفروض می‌گردد. در این حالت تعداد پالس‌هایی که از رادار  $i$  ام در رشته پالس حضور دارد از رابطه زیر تبعیت می‌کند:

$$N_i \leq F_i t_N \quad (22)$$

بدیهی است که  $N$  برابر مجموع  $N_i$  ها می‌باشد. با توجه به رابطه (۲۲) داریم:

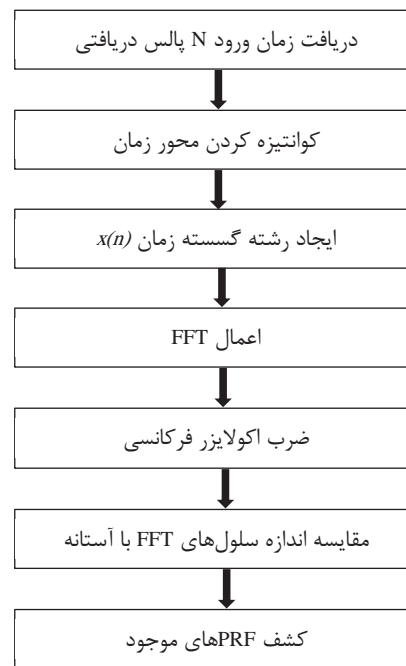
$$N = \sum_{i=1}^M N_i \leq \sum_{i=1}^M F_i t_N = t_N \sum_{i=1}^M F_i \quad (23)$$

$$\frac{N}{t_N} \leq \frac{t_N \sum_{i=1}^M F_i}{t_N} = \sum_{i=1}^M F_i \quad (24)$$

در بهترین شرایط و با فرض حالت تساوی رابطه (۲۴)، برای جلوگیری از وقوع تداخل فرکانسی باید  $\frac{N}{t_N} \geq 2F_1$  باشد پس داریم:

$$\sum_{i=1}^M F_i \geq 2F_1 \Rightarrow \sum_{i=2}^M F_i \geq F_1 \quad (25)$$

پس بر طبق رابطه بالا زمانی  $\frac{N}{t_N}$  فرکانس نمونه‌برداری مناسبی می‌باشد که بزرگترین PRF موجود از مجموع بقیه PRFها کوچکتر باشد اما مقدار  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  در هر شرایطی مقدار مناسبی برای فرکانس نمونه‌برداری می‌باشد.



شکل ۴. روند کلی اجرای الگوریتم پیشنهادی

## ۵. انتخاب مناسب فرکانس نمونه برداری

فرکانس نمونه‌برداری باید به‌گونه‌ای انتخاب گردد که بر طبق قضیه نایکوئیست از تداخل فرکانسی جلوگیری شود و لازمه آن این است که مقدار  $f_s$  بزرگتر از ۲ برابر بزرگترین PRF موجود در محیط انتخاب شود. فرض کنید که در محیط  $M$  رادار با PRFهای  $F_1$  تا  $F_M$  وجود داشته باشند به‌طوری‌که:

$$F_1 < F_i \quad i = 2, \dots, M \quad (18)$$

در این حالت بر طبق نرخ نمونه‌برداری نایکوئیست، حداقل فرکانس نمونه‌برداری باید برابر با  $2F_1$  انتخاب گردد تا از تداخل فرکانسی جلوگیری شود. در این شرایط  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  انتخاب مناسبی می‌باشد زیرا اگر فرض شود که تنها یک رادار با PRF برابر با  $F_1$  در محیط وجود می‌داشت مقدار  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  شرط نایکوئیست را برقرار می‌کرد زیرا در حالت تک‌راداری  $N$  زمان ورود دریافتی از  $t_1$  تا  $t_1 + \frac{N-1}{F_1}$  خواهند بود که  $t_1 \leq \frac{1}{F_1}$  است. در این حالت داریم:

$$\frac{2N}{t_N} = \frac{2N}{t_1 + \frac{(N-1)}{F_1}} = \frac{2NF_1}{t_1 F_1 + (N-1)} \quad (19)$$

$$t_1 \leq \frac{1}{F_1} \Rightarrow t_1 F_1 \leq 1 \Rightarrow t_1 F_1 + (N-1) \leq N \quad (20)$$

با توجه به رابطه (۷) داریم:

$$F_1 \leq \frac{\sum_{i=1}^M F_i}{2t_N} \Rightarrow 2F_1 \leq \sum_{i=1}^M F_i \Rightarrow F_1 \leq \sum_{i=2}^M F_i \quad (27)$$

رابطه (۲۷) بیان گر نتیجه رابطه (۲۵) می باشد. رابطه (۲۷) بیان می دارد که اگر بزرگترین PRF موجود در محیط از مجموع بقیه PRF ها بزرگتر باشد، روش تخمین طیف به علت استفاده از نگاشت فرکانسی نامناسب خود، در تخمین بزرگترین PRF دچار ابهام می گردد و علاوه بر این به جهت برقراری رابطه (۷)، PRF های جعلی دیگری را نیز به عنوان رادارهای موجود در محیط معرفی می نماید. در بخش ۷ صحت ادعاهای مطرح شده در مورد نقاط ضعف روش تخمین طیف به کمک شبیه سازی های کامپیوتری ارائه شده است.

## ۷. بررسی شبیه سازی های کامپیوتری

در سناریوی اول ۱۰ رادار که PRF آن ها به صورت تصادفی و کاملاً یکنواخت در بازه ۱ kHz تا ۱۱ kHz انتخاب شده اند مورد بررسی و شبیه سازی قرار می گیرند. شکل (۵) اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  ایجاد شده در این سناریو را نشان می دهد. لازم به ذکر است که شکل (۵) به منظور نمایش بهتر عملکرد روش پیشنهادی تنها بخشی از فرکانس یعنی ۰ تا ۲۰ kHz را نشان می دهد ( $f_s = 140/46$  kHz). PRF های واقعی این ۱۰ رادار و مقدار کشف شده توسط روش پیشنهادی و همچنین روش تخمین طیف را در جدول (۲) مشاهده می کنید (واحد kHz می باشد):

**جدول ۲.** مقایسه روش پیشنهادی با روش تخمین طیف در حضور ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی در بازه ۱ kHz تا ۱۱ kHz

روش واقعی PRF	روش پیشنهادی	روش تخمین طیف
۱/۸۳۴۸	۱/۸۳۰۱	۱/۸۳۰۲
۳/۴۶۷۳	۳/۴۷۰۲	۳/۴۷۰۶
۶/۸۵۹۸	۶/۸۵۴۲	۶/۸۵۴۹
۷/۲۵۹۵	۷/۲۵۱۳	۷/۲۵۲۱
۷/۶۰۹۴	۷/۶۱۳۹	۷/۶۱۴۸
۷/۶۶۴۱	۷/۶۶۵۷	۷/۶۶۶۵
۸/۲۹۷۵	۸/۳۰۴۵	۸/۲۸۸۱
۸/۳۸۶۴	۸/۳۹۰۸	۸/۳۹۱۷
۹/۴۵۱۷	۹/۴۴۴۰	۹/۴۴۵۰
۹/۹۰۷۵	۹/۹۱۰۱	۹/۹۱۱۲

## ۶. بررسی نقاط قوت روش پیشنهادی نسبت به

### روش تخمین طیف

اولین برتری روش پیشنهادی در این مقاله، معیار آشکارسازی PRF رادارها می باشد که به وسیله مقایسه با یک حد آستانه انجام می پذیرد. علت این برتری در این است که در روش تخمین طیف اگر خطایی در کشف PRF رخ دهد و یا راداری با PRI متغیر در محیط حضور داشته باشد، این روش برای برقراری شرط پایان یا جستجوی خود (رابطه (۷)) PRF های جعلی دیگری را نیز به عنوان رادارهای موجود در محیط معرفی می نماید. علت بروز این نقطه ضعف در رابطه (۷) و همچنین مدل سازی رادار با PRI متغیر نهفته است. اگر راداری با PRI متغیر با  $q$  سطح  $T_i$  تا  $T_q$  در محیط حضور داشته که مجموع سطوح آن برابر با  $T_{stagg} = \sum_{i=1}^q T_i$  باشد، می توان این رادار با PRI متغیر را با  $q$

رادار با PRI ثابت با  $PRI = T_{stagg}$  مدل کرد. در این حالت  $PRF_{stagg} = \frac{1}{T_{stagg}}$  می باشد. هر دو روش تخمین طیف و

روش پیشنهادی در این مقاله قابلیت کشف  $PRF_{stagg}$  را دارا می باشند اما در روش تخمین طیف به دلیل اطلاع نداشتن از مقدار  $q$ ،  $PRF_{stagg}$  در رابطه (۷) مانند PRF های ثابت یک بار لحاظ می شود در صورتی که باید  $q$  بار لحاظ می شد. به همین علت روش تخمین طیف، در حضور رادارهای با PRI متغیر و یا در هنگام تشخیص اشتباه یک یا چند PRF، به جهت برقراری رابطه (۷) به اشتباه می افتد و PRF های جعلی دیگری را نیز به عنوان رادارهای موجود در محیط معرفی می نماید اما در روش پیشنهادی این گونه نمی باشد.

برتری دوم روش پیشنهادی انتخاب فرکانس نمونه برداری در تخمین بدون ابهام PRF می باشد. همان طور که در بخش ۵ بیان شد، فرکانس نمونه برداری مناسب در روش پیشنهادی به جهت رعایت نرخ نمونه برداری نایکوئیست در حضور  $N$  پالس در هم آمیخته دریافتی از  $M$  رادار برابر با  $f_s = \frac{2N}{t_N}$  است. در روش تخمین طیف به علت استفاده از نگاشت  $f(k) = \frac{k-1}{t_N}$ ، حداکثر فرکانس قابل کشف متناظر با سلول  $\frac{N}{2}$  می باشد. پس حداکثر PRF موجود در محیط باید از  $\frac{N}{2t_N}$  کوچکتر باشد. مانند بخش (۵)، اگر فرض شود که  $M$  رادار با PRF های  $F_1$  تا  $F_M$  در محیط وجود داشته باشد که  $F_1$  از بقیه PRF ها بزرگ تر باشد خواهیم داشت:

$$F_1 \leq \frac{N}{2t_N} \quad (26)$$

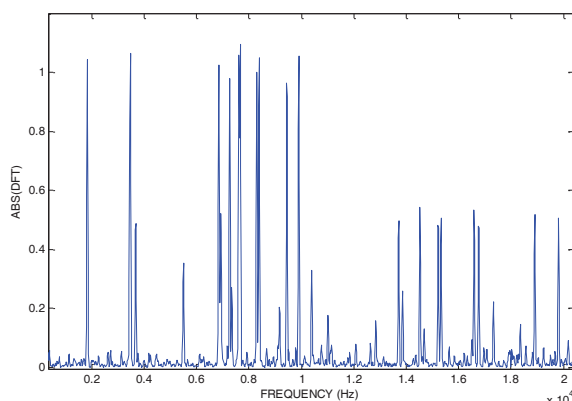


مقداری بسیار بیشتر از ۱ دارد و از رادارهای با PRI ثابت متمایز می‌باشد. در مرجع [۱] این ادعا مطرح شده است که روش تخمین طیف قابلیت کشف PRF هر سطح رادار با PRI متغیر را دارد اما شبیه سازی ها این ادعا را تایید نمی‌کنند. نکته قابل توجه این است که اگر حداکثر تغییرات PRI از ۲۵ درصد حول یک مقدار میانگین کمتر باشد، هر دو روش PRF متناظر با PRI میانگین را کشف نموده و اگر تغییرات PRI بیشتر از مقدار ذکر شده باشد روش تخمین طیف دچار تشخیص اشتباه می‌گردد. در جدول ۳ مقادیر PRF های واقعی شبیه سازی و همچنین مقادیر کشف شده توسط روش پیشنهادی و روش تخمین طیف آورده شده است.

همانطور که مشاهده می‌شود هر دو روش مقدار ۰/۶۶۶ kHz که مربوط به PRI کلی رادار با PRI متغیر می‌باشد را کشف کرده‌اند اما روش تخمین طیف به علت استفاده از شرط پایان ناکارا دچار ۶ تشخیص اشتباه در فرکانس‌های ۱/۹۹۷۵ kHz، ۲/۶۷۱۷ kHz، ۳/۳۴۵۹ kHz، ۵/۳۴۳۴ kHz، ۱۳/۰۸۴۰ kHz و ۱۳/۶۸۳۳ kHz نیز شده است. علاوه بر این روش تخمین طیف دو رادار با PRF های برابر با ۱۱/۱۷۸۵ kHz و ۱۴/۶۲۶۵ kHz را کشف نکرده است. در صورتی که روش پیشنهادی با دقت بالا و البته با سرعت بالا تمام PRI های موجود را شناسایی کرده است.

**جدول ۳.** مقایسه روش پیشنهادی با روش تخمین طیف در حضور ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی در بازه (۱-۱۶) kHz و یک رادار با PRI متغیر ۸ سطحی

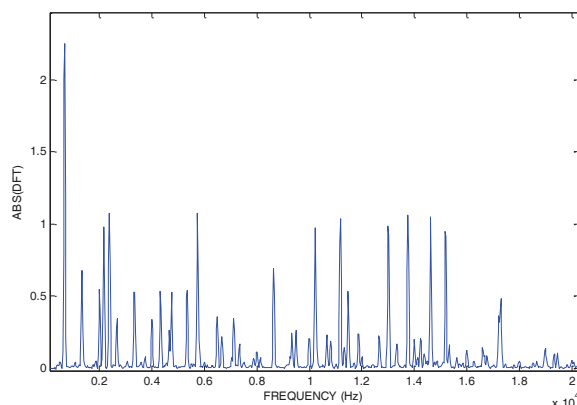
نوع PRI	PRF واقعی	روش پیشنهادی	روش تخمین طیف
ثابت	۲/۱۶۲۳	۲/۱۷۲۱	۲/۱۷۲۳
ثابت	۲/۳۷۳۳	۲/۳۷۱۸	۲/۳۷۲۱
ثابت	۵/۷۴۱۰	۵/۷۴۲۳	۵/۷۴۳۰
ثابت	۸/۶۴۹۲	۸/۶۳۸۵	۸/۶۳۹۴
ثابت	۱۰/۲۲۳۵	۱۰/۲۳۶۴	۱۰/۲۳۷۵
ثابت	۱۱/۱۷۸۵	۱۱/۱۸۵۱	*
ثابت	۱۳/۰۱۷۵	۱۳/۰۰۷۷	۱۳/۰۰۹۱
ثابت	۱۳/۷۵۹۲	۱۳/۷۵۶۷	۱۳/۷۵۸۲
ثابت	۱۴/۶۲۶۵	۱۴/۶۳۰۵	*
ثابت	۱۵/۱۹۰۱	۱۵/۱۷۹۸	۱۵/۱۸۱۵
متغیر	۰/۶۶۶	۰/۶۷۴	۰/۶۷۴
	*	*	۱/۹۹۷۵
	*	*	۲/۶۷۱۷
	*	*	۳/۳۴۵۹
	*	*	۵/۳۴۳۴
	*	*	۱۳/۰۸۴۰
	*	*	۱۳/۶۸۳۳



شکل ۵. اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  در حضور ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی در بازه (۱-۱۱) kHz

همانطور که مشاهده می‌شود هر دو روش ۱۰ رادار موجود در محیط را شناسایی کرده‌اند اما دقت روش پیشنهادی ما در کشف PRF رادارها بهتر از روش تخمین طیف می‌باشد.

در سناریوی دوم ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی انتخاب شده در بازه (۱-۱۶) kHz به علاوه یک رادار با PRI متغیر که دارای ۸ سطح می‌باشد در محیط حضور دارند. PRF هر سطح از ۸ سطح PRI متغیر به صورت تصادفی از بازه (۱-۱۲) kHz انتخاب شده است و مجموع این PRI ها برابر با  $T_{stagg} = \frac{1}{666}$  ( $PRF_{stagg} = 0.666$  kHz) می‌باشد. شکل (۶) اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  ایجاد شده در این سناریو توسط روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. لازم به ذکر است که شکل (۶) به منظور نمایش بهتر عملکرد روش پیشنهادی تنها بخشی از فرکانس یعنی ۰ تا ۲۰ kHz را نشان می‌دهد ( $f_s = 204/528$  kHz):



شکل ۶. اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  در حضور ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی در بازه (۱-۱۱) kHz و ۱ رادار PRI متغیر ۸ سطح

همان‌طور که در شکل (۶) مشاهده می‌شود، اندازه DFT فرکانسی که متناظر با مجموع ۸ سطح PRI متغیر می‌باشد،

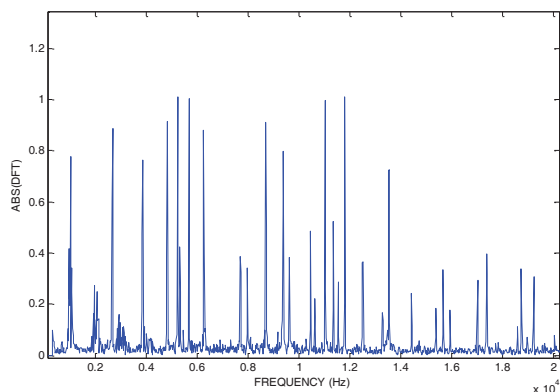


این سناریو و مقدار کشف شده توسط روش پیشنهادی و همچنین روش تخمین طیف را در جدول (۵) مشاهده می کنید (واحد kHz می باشد):

**جدول ۵.** مقایسه روش پیشنهادی با روش تخمین طیف در حضور ۱۰ رادار با PRI ثابت با PRF تصادفی در بازه kHz (۱-۱۶) و یک رادار Periodic با مقدار میانگین PRF برابر با ۱ kHz که دارای ۵ درصد تغییرات حول میانگین می باشد و همچنین یک رادار jitter با ۱۰ درصد تغییرات حول میانگین

روش تخمین طیف	روش پیشنهادی	PRF واقعی	نوع PRI
۱/۰۰۳۱	۱/۰۰۳۱	۱	Periodic
۲/۶۶۱۹	۲/۶۶۱۵	۲/۶۵۴۲	ثابت
۳/۸۴۹۵	۳/۸۴۸۹	۳/۸۴۳	Jitter
۴/۸۱۱۹	۴/۸۱۱۲	۴/۸۰۶۲	ثابت
۵/۲۲۱۴	۵/۲۲۰۶	۵/۲۲۰۳	ثابت
۵/۶۷۱۹	۵/۶۷۱۰	۵/۶۶۹۴	ثابت
۶/۲۴۵۲	۶/۲۴۴۳	۶/۲۴۹۵	ثابت
۸/۶۸۱۹	۸/۶۸۰۶	۸/۶۸۶۶	ثابت
۹/۳۷۸۱	۹/۳۷۶۷	۹/۳۶۸۲	ثابت
۱۱/۰۱۶	۱۱/۰۱۴	۱۱/۰۱۶	ثابت
۱۱/۷۹۴	۱۱/۷۹۲	۱۱/۷۹۱	ثابت
۱۳/۵۳۴	۱۳/۵۳۲	۱۳/۵۲۲	ثابت

همانطور که از شکل (۸) و جدول (۵) مشخص است، هر دو روش رادارهای موجود در سناریوی چهارم را کشف کرده اند.



**شکل ۸.** اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  تولید شده توسط روش پیشنهادی در شرایط سناریوی چهارم

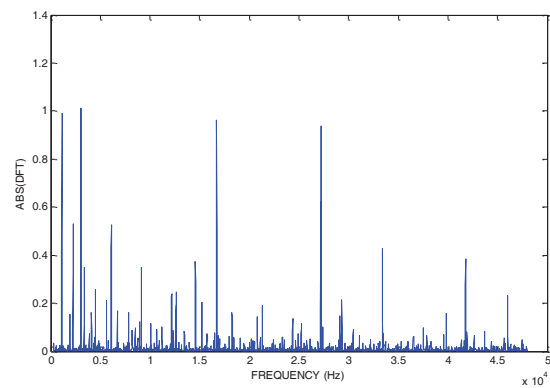
در سناریوی پنجم هدف بررسی اثر پالس های از دست رفته بر عملکرد روش پیشنهادی و روش تخمین طیف می باشد. در این سناریو ۱۰ رادار با PRI ثابت که متحمل ۱ درصد از دست رفتگی پالس به صورت تصادفی شده اند، مورد بررسی قرار می گیرند. شکل (۹) اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  ایجاد شده در این سناریو را

در سناریوی سوم حالتی را در نظر می گیریم که رابطه (۲۷) بین PRF های موجود در محیط رعایت نشده است. مقادیر واقعی PRF ها و مقادیر کشف شده توسط روش پیشنهادی و روش تخمین طیف در جدول (۴) آورده شده است. شکل (۷) نیز اندازه DFT سیگنال تولید شده توسط روش پیشنهادی را نمایش می دهد.

**جدول ۴.** مقایسه عملکرد روش پیشنهادی و روش تخمین طیف در شرایطی که بزرگترین PRF موجود از مجموع بقیه PRF ها بزرگتر باشد

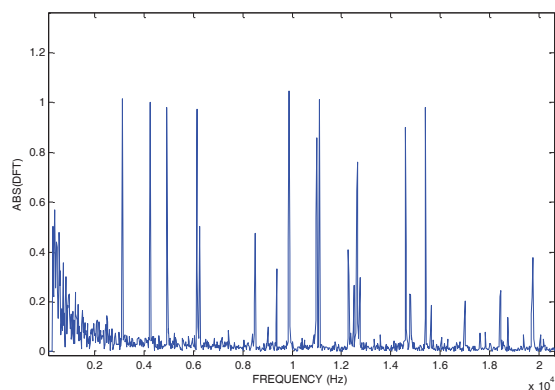
روش تخمین طیف	روش پیشنهادی	PRF واقعی
۱/۱۲۶۹	۱/۱۲۶۹	۱/۱۲۲۰
۳/۰۴۰۴	۳/۰۴۰۴	۳/۰۴۵۰
۱۶/۷۱۶۵	۱۶/۷۱۶۵	۱۶/۷۱۲
*	۲۷/۱۹۹۶	۲۷/۲۰۰
۱۷/۸۳۱	*	*
۱۹/۷۵۷	*	*

مطابق پیش بینی صورت گرفته، روش تخمین طیف به علت انتخاب نامناسب نگاشت فرکانسی قادر به کشف بزرگترین PRF موجود در سناریوی سوم نشده و با توجه به جدول (۴) دچار ۲ تشخیص اشتباه نیز شده است اما روش پیشنهادی تمام PRF های موجود را به درستی کشف کرده است.



**شکل ۷.** اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  تولید شده توسط روش پیشنهادی در شرایط سناریوی سوم

در سناریوی چهارم ۱۰ رادار با PRI ثابت که PRF آن ها به صورت تصادفی و کاملاً یکنواخت در بازه ۱ kHz تا ۱۶ kHz انتخاب شده اند به علاوه یک رادار Periodic با مقدار میانگین PRF برابر با ۱ kHz که دارای ۵ درصد تغییرات حول میانگین می باشد و همچنین یک رادار jitter با ۱۰ درصد تغییرات حول میانگین مورد بررسی و شبیه سازی قرار می گیرند. شکل (۸) اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  ایجاد شده در این سناریو را نشان می دهد. لازم به ذکر است که شکل (۸) به منظور نمایش بهتر عملکرد روش پیشنهادی تنها بخشی از فرکانس یعنی ۰ تا ۲۰ kHz را نشان می دهد ( $f_s = ۱۶۶/۸۲$  kHz). PRF های واقعی



شکل ۹. اندازه DFT سیگنال  $x(n)$  تولیدشده توسط روش پیشنهادی در شرایط سناریوی پنجم

## ۸. نتیجه گیری

در این مقاله روش جدیدی مبتنی بر الگوریتم FFT جهت جداسازی پالس‌های راداری ارائه گردید. روش ارائه شده از نقطه نظر بار محاسباتی کارا می‌باشد و بار محاسباتی آن برابر با روش تخمین طیف می‌باشد. علاوه بر این، به علت استفاده از شرط پایان کار، در حضور رادارهای با PRI متغیر دچار تشخیص اشتباه نمی‌گردد و همین موضوع باعث افزایش قابلیت اطمینان روش پیشنهادی نسبت به روش تخمین طیف می‌گردد. علاوه بر این روش پیشنهادی با انتخاب درست فرکانس نمونه‌برداری از تداخل فرکانسی جلوگیری می‌کند. شبیه‌سازی‌های کامپیوتری نیز ادعای مطرح شده را کاملاً تایید می‌نمایند.

## ۹. مراجع

- [1] R. J. Orsi, J. B. Moore, and R. E. Mahony, "Spectrum estimation of interleaved pulse trains," *Signal Process. IEEE Trans. On*, vol. 47, no. 6, pp. 1646–1653, 1999.
- [2] H. K. Mardia, "New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences," in *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 136, pp. 149–154, 1989.
- [3] D. J. Milojević and B. M. Popović, "Improved algorithm for the deinterleaving of radar pulses," in *IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*, vol. 139, pp. 98–104, 1992.
- [4] H. V. Sorensen, D. L. Jones, M. T. Heideman, and C. S. Burrus, "Real-valued fast Fourier transform algorithms," *Acoust. Speech Signal Process. IEEE Trans. On*, vol. 35, no. 6, pp. 849–863, 1987.
- [5] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, J. R. Buck, and others, *Discrete-time signal processing*, vol. 2. Prentice-hall Englewood Cliffs, 1989.

نشان می‌دهد. لازم به ذکر است که شکل (۹) به منظور نمایش بهتر عملکرد روش پیشنهادی تنها بخشی از فرکانس یعنی ۰ تا ۲۰ kHz را نشان می‌دهد ( $f_s = 183/62$  kHz). PRF‌های واقعی این سناریو و مقدار کشف شده توسط روش پیشنهادی و همچنین روش تخمین طیف را در جدول (۶) مشاهده می‌کنید (واحد kHz می‌باشد):

جدول ۶. مقایسه عملکرد روش پیشنهادی و روش تخمین طیف در شرایطی که ۱ درصد از پالس‌ها از دست رفته‌اند

روش تخمین طیف	روش پیشنهادی	PRF واقعی
۳/۱۲۷۶	۳/۱۴۶۲	۳/۱۲۵۲
۴/۲۵۲۷	۴/۲۵۰۷	۴/۲۴۸۶
۴/۹۲۷۸	۴/۹۲۵۵	۴/۹۲۸۵
۶/۱۴۲۸	۶/۱۴۰۰	۶/۱۴۴۱
*	۹/۸۷۳۵	۹/۸۷۸۸
۱۱/۰۲۵	۱۰/۹۹۸	۱۰/۹۹۰
۱۱/۲۲۸	۱۱/۱۱۰	۱۱/۱۰۸
۱۲/۶۶۸	۱۲/۶۳۹	۱۲/۶۳۰
۱۴/۳۷۸	۱۴/۵۹۶	۱۴/۶۰۲
۱۵/۳۰۰	۱۵/۴۰۶	۱۵/۴۰۷
۰/۲۷۰۰	*	*
۰/۳۸۲۵	*	*
۰/۴۹۵۰	*	*
۰/۶۵۲۵	*	*
۰/۷۲۰۰	*	*
۱۵/۰۷۵	*	*

همان‌طور که مشاهده می‌گردد عملکرد روش پیشنهادی در سناریویی که پالس‌های از دست‌رفته داریم بسیار بهتر از روش تخمین طیف می‌باشد. همان‌طور که جدول (۶) بیان می‌دارد، روش پیشنهادی تمام رادارهای موجود را به‌درستی کشف کرده است در حالی که روش تخمین طیف دچار ۶ تشخیص اشتباه شده و یکی از رادارهای موجود را نیز کشف نکرده است. علاوه بر این دقت کشف PRI در روش پیشنهادی نسبت به روش تخمین طیف در این سناریو قابل توجه می‌باشد.

# Fast Separation of Interleaved Radar Pulse Trains Using Frequency Domain Analysis

M. Esfandiari\*, M. Biguesh, A. Sheikhi

Shiraz University

(Received: 11/01/2016, Accepted: 07/05/2016)

## Abstract

Pulse trains deinterleaving is one of the most important tasks in ES systems. In this field, fast separation and having ability to detect various types of PRI is critical. In this article, a new FFT-based method is proposed to deinterleave radar pulse trains. The main advantage of the proposed method compared to the previous ones is its lower computational complexity and also having less probability of false detection compare to similar methods(Spectrum Estimation). The performance of the proposed method is evaluated against different type of radars having various type of PRIs in simulation envirement.

**Keywords:** Radar Pulse Tarins Deinterleaving, ELINT, DFT.