

## حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم در رادار پسیو مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ

فرزاد انصاری<sup>۱</sup>، محمدرضا تابان<sup>۲\*</sup>

۱- کارشناس ارشد ۲- دانشیار، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه یزد

(دریافت: ۱۳۹۲/۰۶/۳۱، پذیرش: ۱۳۹۲/۱۰/۲۳)

### چکیده

در این مقاله ابتدا با استفاده از روش سنتی FFT به آشکارسازی اهداف در رادار پسیو مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ پرداخته می‌شود؛ سپس با در نظر گرفتن این موضوع که برای افزایش برد این نوع رادارها باید کلاتر و نشتی مسیر مستقیم حذف گردد، انواع روش‌های حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم در رادار پسیو مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ بررسی می‌شود و با استفاده از معیارهای توانایی در حذف اکوهای ناخواسته، اثر روی قله اهداف، عملکرد آشکارسازی و پیچیدگی محاسباتی، الگوریتم‌ها با یکدیگر مقایسه می‌شوند. در ادامه، روش جدید بانک فیلتر وفقی برای حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم پیشنهاد می‌شود. در این مقاله نشان داده می‌شود که الگوریتم پیشنهادی با پیچیدگی محاسباتی کمتر، رفتاری شبیه الگوریتم ECA دارد.

### واژگان کلیدی

رادار پسیو، حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم، تلویزیون آنالوگ، بانک فیلتر وفقی، ECA

### ۱. مقدمه

سطر بوده که هر سطر ۶۴ میکروثانیه طول می‌کشد تا جاروب شود. پس از جاروب هر سطر، یک پالس همزمانی افقی ارسال می‌شود. در تلویزیون آنالوگ، فرکانس جاروب میدان ۵۰ هرتز است که به آن «فرکانس عمودی» گویند. پریود میدان نیز ۲۰ میلی‌ثانیه بوده و پس از هر جاروب عمودی نیز یک پالس همزمانی عمودی ارسال می‌شود. بنابراین در سیگنال تلویزیون آنالوگ دو پالس متناوب با دوره‌های تناوب ۶۴ میکروثانیه و ۲۰ میلی‌ثانیه وجود دارد. این پالس‌ها باعث ایجاد ضربه‌هایی در مضارب ۱۵۶۲۵ و ۵۰ هرتز در طیف سیگنال تلویزیون آنالوگ می‌شوند. در شکل ۲ نمونه‌ای از یک طیف سیگنال تلویزیون آنالوگ آورده شده است که در آن، ضربه‌های موجود در مضارب ۵۰ و ۱۵۶۲۵ هرتز به خوبی مشخص هستند. با توجه به اینکه پهنای باند سیگنال تلویزیون آنالوگ حدود ۵/۵ مگاهرتز می‌باشد، حد تفکیک در برد برای این نوع سیگنال برابر با (متر)  $\Delta R = c / (2B) = 27$  است که در آن،  $c$  سرعت نور و  $B$  پهنای باند سیگنال می‌باشد. از آنجایی که مدت زمان جاروب یک سطر برابر با ۶۴ میکروثانیه است، برد بدون ابهام برابر

رادارهای پسیو با استفاده از سیگنال‌های موجود در محیط، به آشکارسازی اهداف می‌پردازند و احتمال شناسایی آنها توسط سیستم‌های پشتیبانی الکترونیک بسیار کمتر از رادارهای اکتیو است. از جمله سیگنال‌های متعارف موجود در محیط که توسط رادارهای پسیو استفاده می‌شوند می‌توان به سیگنال‌های رادیویی FM [۱ و ۲]، تلویزیون آنالوگ [۳]، تلویزیون دیجیتال [۴]، ماهواره‌ای [۵]، DAB [۶] و GSM [۷] اشاره کرد. شکل ۱ یک سناریوی، نوعی از چگونگی عملکرد یک رادار پسیو را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، در رادار پسیو، آنتن مرجع فقط سیگنال مسیر مستقیم، و آنتن نظارت علاوه بر سیگنال مسیر مستقیم، سیگنال هدف و سیگنال کلاتر را نیز دریافت می‌کند.

در این مقاله، رادار پسیو مورد نظر، مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ کار می‌کند. هر تصویر از سیگنال تلویزیون آنالوگ شامل ۶۲۵

\*رایانامه نویسنده پاسخگو: mrtaban@yazd.ac.ir

و RLS [۸] استفاده می‌شد. از بررسی‌های به‌عمل‌آمده می‌توان این نتیجه را گرفت که این سه الگوریتم در سناریوهایی که کلاترهای غیر ایستا و اهداف با داپلر کم دارند، دارای عملکرد مطلوبی نمی‌باشند [۹]. برای رفع این مشکل، الگوریتم ECA [۹] ارائه شد. این الگوریتم معایب الگوریتم‌های وقتی را رفع نمود ولی نیاز به حجم حافظه بزرگ و پیچیدگی محاسباتی زیادی دارد، که پیاده‌سازی آنها را روی کارت‌های پردازشی بسیار مشکل می‌کند [۹].

در این مقاله ضمن معرفی و ارزیابی الگوریتم‌های وقتی و ECA، یک روش جدید (بانک فیلتر وقتی) برای حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم ارائه می‌شود. روش پیشنهادی نسبت به الگوریتم خوب ECA دارای پیچیدگی محاسباتی کم و حجم حافظه به‌مراتب کمتری است؛ که البته از لحاظ عملکرد، شبیه الگوریتم ECA می‌باشد. لازم به‌ذکر است که الگوریتم جدید (بانک فیلتر وقتی)، معایب روش‌های وقتی را نیز به‌خوبی رفع نموده است. قابل توجه است که روش جدید ارائه‌شده در این مقاله، برای حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم در رادارهای پسیوی که از سیگنال‌های رادیو FM تجاری، DVB-T، ماهواره‌ای و ... بهره می‌برند نیز قابل استفاده می‌باشد.

در این مقاله، ابتدا در بخش ۲، مدل سیگنال دریافتی در کانال‌های مرجع و نظارت ارائه می‌شود. در بخش ۳، روش سنتی FFT برای استخراج داپلر اهداف بیان گردیده و سپس در بخش ۴، روش‌های مختلف حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم به‌منظور افزایش برد رادارهای پسیوی مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ آورده می‌شود. مقایسه و ارزیابی روش‌های حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم، در بخش ۵ و نهایتاً نتیجه‌گیری در بخش ۶ ارائه شده‌اند.

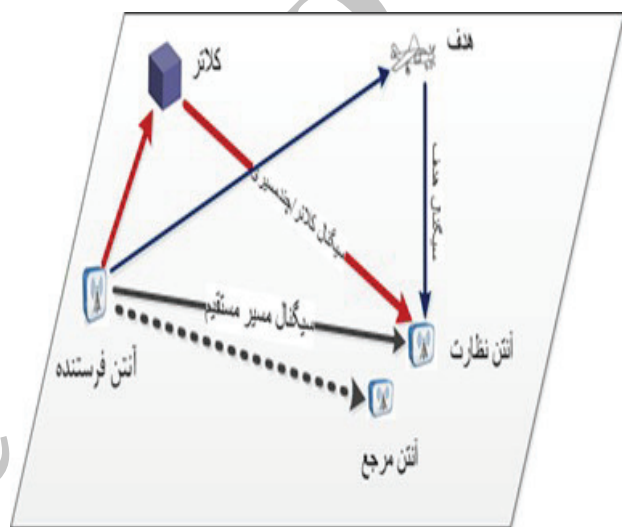
## ۲. مدل سیگنال در کانال مرجع و نظارت

اگر  $T_{int}$  طول بازه زمانی مشاهده سیگنال در آنتن گیرنده نظارت باشد، بر مبنای ساختار شکل ۱ سیگنال دریافتی در گیرنده کانال نظارت را می‌توان به‌صورت زیر مدل کرد [۹ و ۱۰]:

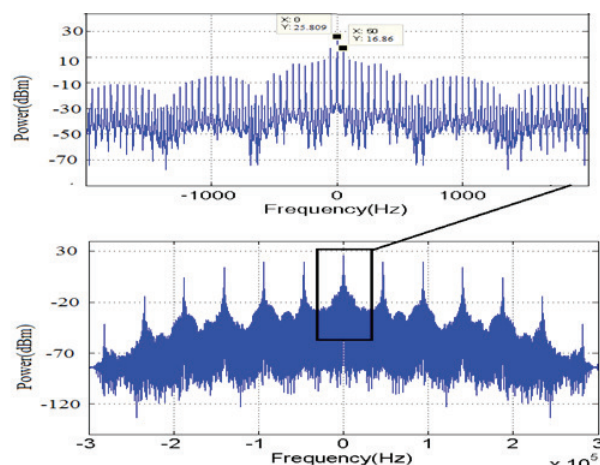
$$s_{surv}(t) = A_{surv} d(t) + \sum_{m=1}^{N_r} a_m d(t - \tau_m) e^{j2\pi f_{dm} t} + \sum_{i=1}^{N_c} c_i d(t - \tau_{ci}) e^{j2\pi f_{ci} t} + n_{surv}(t) \quad 0 \leq t \leq T_{int} \quad (1)$$

که در آن:  $d(t)$  سیگنال تلویزیون آنالوگ نرمالیزه به‌طول  $T_{int}$  بوده و ضرب این سیگنال در دامنه  $A_{surv}$ ، سیگنال مستقیم دریافتی

لذا برای استخراج برد اهداف، از این سیگنال استفاده نمی‌شود. بنابراین در رادار پسیوی مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ، هدف استخراج داپلر و زاویه ورود اهداف می‌باشد، که برای مشخص کردن داپلر اهداف، از روش سنتی FFT<sup>۱</sup> و برای تعیین زاویه ورود، از روش‌های جهت‌یابی استفاده می‌شود. وقتی از FFT برای استخراج داپلر اهداف استفاده شود، برد رادار پسیوی مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ باز هم کاهش می‌یابد. یکی از راهکارهای افزایش برد این نوع رادارها، حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم می‌باشد.



شکل ۱. یک سناریوی نوعی از چگونگی عملکرد رادارهای پسیوی



شکل ۲. طیف توان سیگنال تلویزیون آنالوگ مورد استفاده در شبیه‌سازی

در رادارهای پسیوی برای حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم از سیگنال تلویزیون آنالوگ، ابتدا از سه الگوریتم وقتی  $\sqrt{2}$ NLMS،  $\sqrt{2}$ LMS و

<sup>۱</sup> Fast Fourier Transform

<sup>۲</sup> Least Mean Square

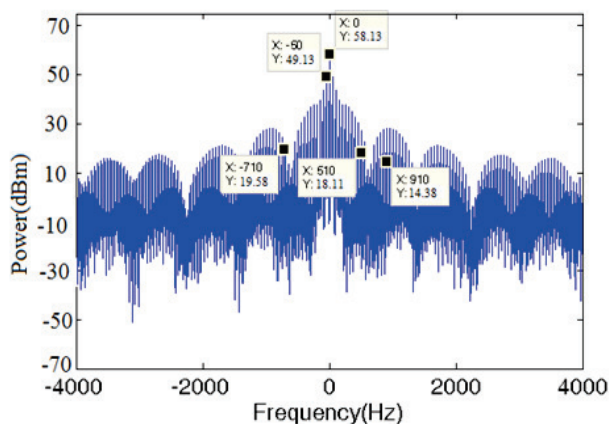
<sup>۳</sup> Normalized Least Mean Square

<sup>۴</sup> Recursive Least Square

<sup>۵</sup> Extensive Cancellation Algorithm

این روش نیز می‌توان به سادگی آن اشاره کرد [۱۱].

برای مشاهده چگونگی عملکرد این روش، سناریوی شماره ۱ تعریف می‌شود. در تمام سناریوهای این مقاله، نرخ نمونه‌برداری از سیگنال، ۲۰۰ کیلومونه در ثانیه فرض می‌شود. در این سناریو، در کانال نظارت، سه هدف با مشخصات سیگنال به نویزهای به ترتیب ۱۲dB، ۱۰dB و ۲۰dB، تأخیرهای به ترتیب ۱۰۰، ۷۰ و ۲۰۰ نمونه و فرکانس داپلرهای به ترتیب ۵۱۰، ۷۱۰- و ۹۱۰ هرتز قرار گرفته و سه کلاتر ایستا با مشخصات کلاتر به نویزهای به ترتیب ۱۵dB، ۳۰dB و ۲۰dB، تأخیرهای به ترتیب ۳۰، ۲۰ و ۱۵ نمونه و با شیفت داپلر صفر واقع می‌شوند. مقدار  $DNR$  در کانال مرجع نیز برابر ۶۰dB فرض می‌شود. لازم به ذکر است که با توجه به بیشترین سرعت اهداف و همچنین طول موج سیگنال تلویزیون آنالوگ، محدوده (۴ kHz، -۴ kHz) برای انجام FFT انتخاب شده است. شکل ۳ خروجی FFT از سیگنال کانال نظارت را تحت سناریوی شماره ۱ نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشخص است، مؤلفه داپلر مربوط به هر سه هدف در شکل دیده شده ولی مؤلفه مربوط به کلاتر نیز در فرکانس صفر هرتز وجود دارد. مؤلفه‌های دیگری که در طیف سیگنال کانال نظارت سناریوی شماره ۱ وجود دارند، شامل مؤلفه‌های هر کلاتر (مؤلفه-های ۱، ۲، ۳، ...،  $\pm 1$ ،  $\pm 2$ ،  $\pm 3$ ، ...) و دیگر مؤلفه‌های داپلر اهداف (۱، ۲، ۳، ...،  $\pm 1$ ،  $\pm 2$ ،  $\pm 3$ ، ...) می‌باشند.



شکل ۳. خروجی FFT از سیگنال کانال نظارت در سناریوی ۱

#### ۴. حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم

در این بخش به منظور افزایش برد رادارهای پسیو مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ، الگوریتم‌های حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم از سیگنال کانال نظارت، با استفاده از فیلترهای فوقی، LMS، NLMS و RLS بیان می‌گردند. در مرجع [۱۲] با استفاده از

در گیرنده آنتن نظارت را می‌سازد.  $f_{dm}$  و  $a_m$ ،  $\tau_m$  به ترتیب تأخیر زمانی، دامنه و شیفت داپلر  $m$  امین هدف از میان  $N_T$  هدف است و  $f_{ci}$  و  $c_i$ ،  $\tau_{ci}$  به ترتیب تأخیر زمانی، دامنه و شیفت داپلر  $i$  امین کلاتر از میان  $N_c$  کلاتر دریافتی می‌باشد.  $n_{surv}(t)$  نویز گیرنده آنتن نظارت است و سفید گوسی با واریانس  $\sigma_{surv}^2$  فرض می‌شود.

بر اساس مدل ارائه شده در رابطه (۱) کمیت‌های سیگنال به نویز هدف  $i$ ام، کلاتر به نویز کلاتر  $i$ ام و سیگنال به کلاتر هدف  $i$ ام به کلاتر  $i$ ام به صورت زیر قابل تعریف هستند:

$$SNR_i = 10 \log \frac{a_i^2}{\sigma_{surv}^2}$$

$$CNR_i = 10 \log \frac{c_i^2}{\sigma_{surv}^2}$$

$$SCR_{i,j} = 10 \log \frac{a_i^2}{c_j^2}$$

با فرض اینکه از سیگنال کانال مرجع، کلاتر و هدف حذف شده باشند، رابطه سیگنال دریافتی در این کانال را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$s_{ref}(t) = A_{ref} d(t) + n_{ref}(t) \quad (3)$$

که در آن:  $A_{ref}$  دامنه سیگنال و  $n_{ref}(t)$  نویز حرارتی سفیدگوسی با واریانس  $\sigma_{ref}^2$  در گیرنده آنتن مرجع است.

بر مبنای رابطه (۳) کمیت  $DNR$  به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$DNR = 10 \log \frac{A_{ref}^2}{\sigma_{ref}^2} \quad (4)$$

اگر از سیگنال‌های  $s_{surv}(t)$  و  $s_{ref}(t)$  با زمان  $T_s$  نمونه برداری شود، بردارهای  $\mathbf{s}_{surv}$  و  $\mathbf{s}_{ref}$  با  $N$  نمونه متوالی از آن دو به صورت زیر حاصل می‌شوند.

$$\mathbf{s}_{surv} = [s_{surv}(t_0) \quad s_{surv}(t_1) \quad \dots \quad s_{surv}(t_{N-1})]^T$$

$$\mathbf{s}_{ref} = [s_{ref}(t_0) \quad s_{ref}(t_1) \quad \dots \quad s_{ref}(t_{N-1})]^T \quad (5)$$

که در آن: زمان  $t_i$  برابر  $iT_s$  می‌باشد. در شبیه‌سازی‌ها مدت زمان نمونه‌برداری از  $s_{surv}(t)$  و  $s_{ref}(t)$  برابر یک ثانیه در نظر گرفته شده است.

#### ۳. استخراج داپلر اهداف با استفاده از FFT

در روش‌های سنتی برای استخراج داپلر اهداف، به سادگی از سیگنال در کانال نظارت، FFT گرفته می‌شود. از معایب عمده این روش این است که به علت وجود کلاتر و نشتی مسیر مستقیم در کانال نظارت، برد رادار پسیو به شدت کاهش می‌یابد؛ ولی از مزایای

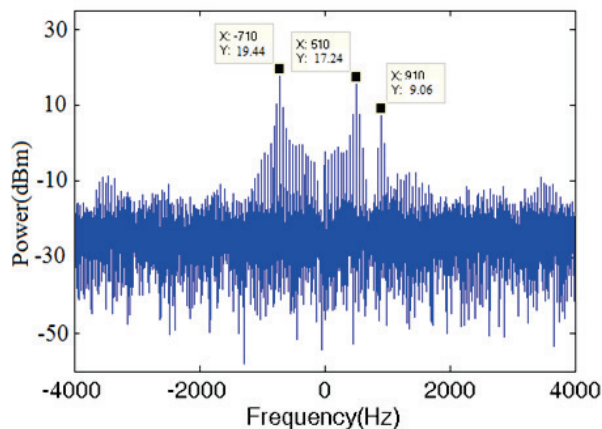
در روابط فوق،  $\mu$  ( $0 < \mu < 1$ ) پارامتر اندازه گام است که تعیین کننده سرعت همگرایی الگوریتم می باشد. بردار  $\mathbf{h}(n)$  شامل  $s_{ref}(n)$  و نمونه های تأخیر یافته آن به تعداد طول فیلتر  $M$  طبق رابطه (۹) می باشد. همچنین بردار  $\mathbf{w}(n)$  به طول  $M$  نیز بردار شامل همه وزن های فیلتر طبق رابطه (۹) است.

$$\mathbf{h}(n) = [s_{ref}(n) \quad s_{ref}(n-1) \quad \dots \quad s_{ref}(n-M+1)]^T$$

$$\mathbf{w}(n) = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{M-1}]^T \quad (9)$$

در روابط فوق،  $M$  نشان دهنده مرتبه فیلتر می باشد.

شکل ۵ برای همان سناریوی شماره ۱، خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از فیلتر وفقی LMS با اندازه گام  $0.01$  نشان می دهد. در این شکل، مؤلفه های داپلر اهداف به خوبی مشخص هستند. همچنین لازم به ذکر است که بقیه مؤلفه های موجود در این شکل، مربوط به فرکانس های  $\dots, \pm 2, \pm 1, 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  می باشند. با مقایسه مؤلفه صفر هرتز در شکل های ۳ و ۵ می توان نتیجه گرفت که الگوریتم LMS به خوبی کلاتر و نشتی مسیر مستقیم را حذف کرده است.



شکل ۵. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وفقی LMS با اندازه گام  $0.01$  در سناریوی ۱

#### ب) الگوریتم NLMS

هنگامی که بردار ورودی  $\mathbf{h}(n)$  بزرگ باشد، الگوریتم LMS با مشکل، تقویت نویز روبرو است. برای غلبه بر این مشکل از الگوریتم NLMS استفاده می شود. در زیر، سه مرحله اساسی از الگوریتم NLMS آورده شده است [۱۳]:

For each instant of time,  $n = 0, 1, \dots, N - 1$ , compute

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{h}(n) \quad (10)$$

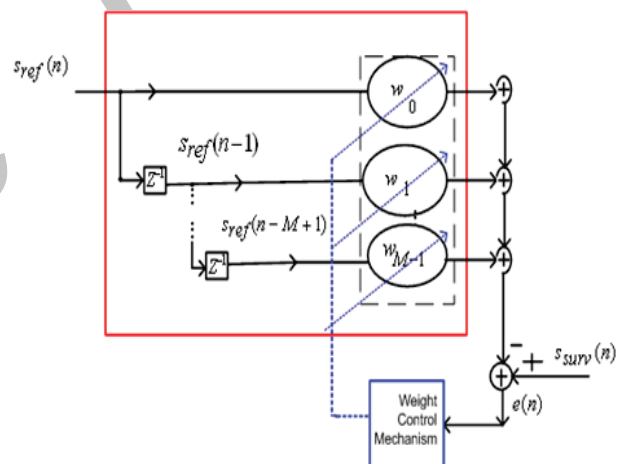
$$e(n) = s_{surv}(n) - y(n) \quad (11)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\mathbf{h}^H(n) \mathbf{h}(n) + a} e^*(n) \mathbf{h}(n) \quad (12)$$

این سه فیلتر وفقی اکوهای ناخواسته (کلاتر و نشتی مسیر مستقیم) از سیگنال تلویزیون آنالوگ حذف شده است. در این مقاله ابتدا این سه الگوریتم معرفی می شده و سپس عملکرد آنها با الگوریتم ECA و الگوریتم های پیشنهادی بانک فیلتر وفقی مقایسه می شود.

#### ۴-۱. حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم های وفقی

فیلترهای وفقی برای حداقل کردن خروجی خود دارای وزن هایی هستند که بسته به نوع الگوریتم وفقی، این وزن ها با سازوکار خاصی تغییر کرده و به روز می شوند. مهم ترین ساختار رایج در پیاده سازی فیلتر وفقی، ساختار Transversal می باشد. شکل ۴ این ساختار را در حالی نشان می دهد که سیگنال های کانال های مرجع و نظارت به آن اعمال شده و ضرایب فیلتر به گونه ای تنظیم می شوند که خروجی  $e(n)$ ، سیگنال نظارتی است که از کلاتر و نشتی مسیر مستقیم، پالایش شده است.



شکل ۴. حلقه فیدبک پالایش سیگنال نظارت و کلاتر در روش های وفقی

#### الف) الگوریتم LMS

این الگوریتم مهم ترین عضو خانواده فیلترهای وفقی است که برای حذف کلاتر در رادارهای پسیو از آن استفاده می شود. روابط زیر، سه گام مورد نیاز برای تکمیل یک حلقه تکرار از الگوریتم LMS را نشان می دهند [۱۳]:

For each instant of time,  $n = 0, 1, \dots, N - 1$ , compute

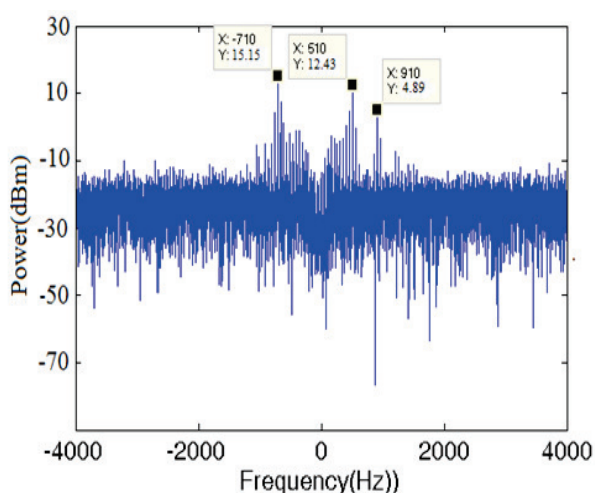
$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{h}(n) \quad (6)$$

$$e(n) = s_{surv}(n) - y(n) \quad (7)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e^*(n) \mathbf{h}(n) \quad (8)$$

که  $\lambda$  یک مقدار مثبت و بسیار نزدیک به یک است. روش معمول حداقل مربعات با حالت  $\lambda=1$  منطبق است و پارامتر  $\lambda$  به عنوان فاکتور فراموشی شناخته می‌شود. انتخاب  $\lambda < 1$  متناظر با تأکید بیشتر بر نمونه‌های اخیر داده‌های مشاهده شده و فراموش کردن گذشته است. همچنین می‌توان گفت که  $1/(1-\lambda)$  معیاری از حافظه الگوریتم است. حالت  $\lambda=1$  متناظر با حافظه بی‌نهایت است.

شکل ۷ برای همان سناریوی شماره ۱، خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم RLS با فاکتور فراموشی  $0.99$  نشان می‌دهد. در این شکل، مؤلفه‌های داپلر اهداف به خوبی مشخص شده‌اند. همچنین با مقایسه مؤلفه صفر هرترز در شکل‌های ۳ و ۷ می‌توان حذف کلاتر را مشاهده کرد.

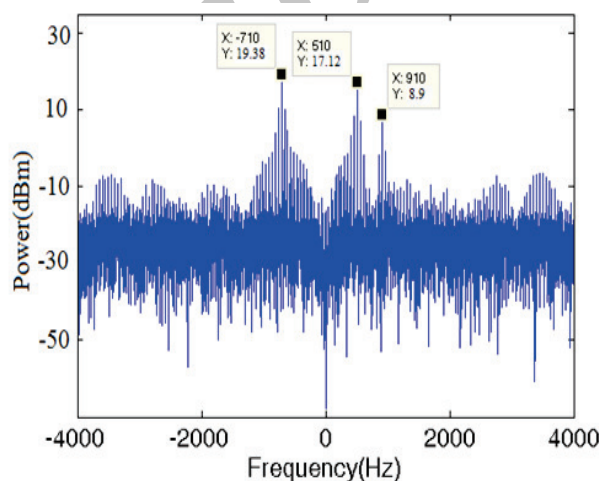


شکل ۷. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی RLS با فاکتور فراموشی  $0.99$  در سناریوی ۱

خواهیم دید که الگوریتم‌های وقتی برای حذف کلاترهای غیر ایستا دارای مشکلاتی هستند. برای این منظور، سناریوی شماره ۲ به این صورت تعریف می‌شود که در کانال نظارت، سه هدف با همان مشخصات سناریوی ۱ و سه کلاتر با همان مشخصات سناریوی ۱ ولی با فرکانس‌های داپلر جدید به ترتیب صفر، یک و یک هرترز قرار داشته و  $DNR=60$ dB می‌باشد. برای این سناریو، شکل‌های ۸، ۹ و ۱۰ خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم به ترتیب با استفاده از الگوریتم‌های LMS، NLMS و RLS نشان می‌دهند. در هر سه شکل مشاهده می‌شود که داپلر صفر هرترز کلاتر به خوبی حذف شده است ولی الگوریتم‌های وقتی قادر به حذف مؤلفه یک هرترز مربوط به داپلر کلاتر نیستند. در ادامه، روش ECA و الگوریتم‌های پیشنهادی برای حذف کلاترهای غیر ایستا آورده می‌شود.

در روابط فوق،  $a$  یک مقدار مثبت است که وقتی جمله  $\mathbf{h}^H(n)\mathbf{h}(n)$  مقدار کوچکی شده مانع از تقسیم شدن اندازه گام بر یک مقدار کوچک می‌شود و این کار باعث رفتار پایدار الگوریتم NLMS می‌شود. همچنین  $\tilde{\mu}$  ( $0 < \tilde{\mu} < 2$ ) پارامتر اندازه گام است که تعیین کننده سرعت همگرایی الگوریتم می‌باشد.

شکل ۶ برای همان سناریوی شماره ۱، خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی NLMS با اندازه گام  $0.1$  نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که الگوریتم NLMS کلاتر را به خوبی حذف کرده و مؤلفه‌های داپلر اهداف به خوبی مشخص شده است.



شکل ۶. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی NLMS با اندازه گام  $0.1$  در سناریوی ۱

### ج) الگوریتم RLS

RLS الگوریتم دیگری مبتنی بر روش حداقل مربعات می‌باشد. این الگوریتم نسبت به دو فیلتر قبلی پیچیدگی محاسباتی و سرعت همگرایی بیشتری دارد. روابط الگوریتم RLS به صورت زیر بیان می‌شود [۱۳].

For each instant of time,  $n = 0, 1, \dots$ , compute

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{h}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{h}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{h}(n)} \quad (13)$$

$$e(n) = S_{surv}(n) - \mathbf{w}^H(n-1) \mathbf{h}(n) \quad (14)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) e^*(n) \quad (15)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{h}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (16)$$

۴-۲. حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از

الگوریتم ECA

در مراجع [۱۴ و ۱۰] از الگوریتم ECA به منظور حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم در رادار پسیو مبتنی بر سیگنال رادیو FM تجاری، و در مرجع [۹] از این الگوریتم به منظور حذف اکوهای ناخواسته در رادار پسیو، مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ استفاده شده است.

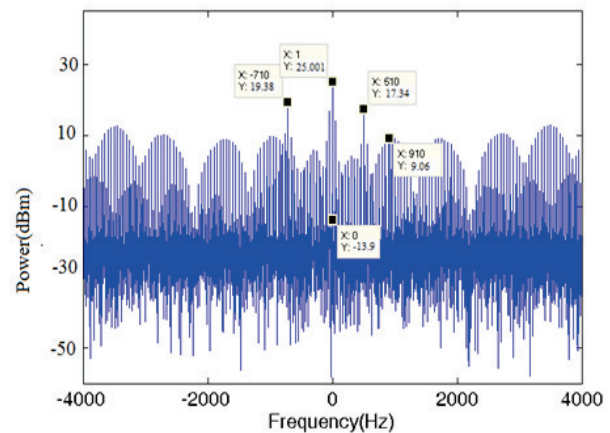
یکی از راه‌های مؤثر حذف کلاتر در رادارهای پسیو استفاده از تخمین LS می‌باشد. اگر سیگنال نظارت را برحسب مؤلفه‌های سیگنال مرجع به صورت خطی  $X\theta$  مدل کنیم - که در آن،  $\theta$  بردار پارامترهای مدل است، - رابطه بهینه‌سازی تخمین LS به صورت زیر خواهد شد [۱۴ و ۱۰]:

$$\min_{\theta} \left\{ \|s_{\text{surv}} - X\theta\|^2 \right\} \quad (17)$$

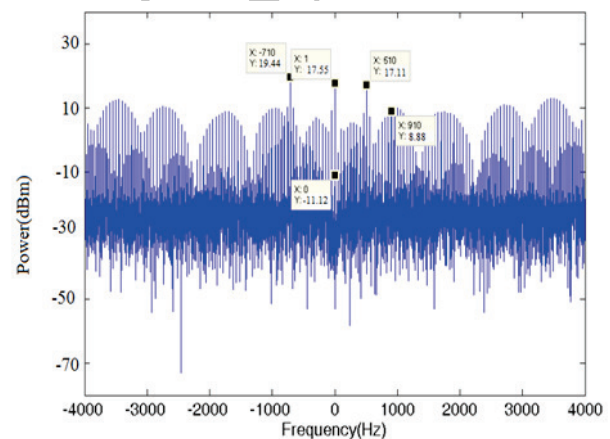
که  $X = B[\Lambda_{f_c(\min)} S_{\text{ref}} \cdots \Lambda_p S_{\text{ref}} \cdots \Lambda_{f_c(\max)} S_{\text{ref}}]$  است.  $B$  یک ماتریس تلاقی صفر و یک است که تنها  $N$  ردیف آخر ماتریس متناظری را که در آن ضرب می‌شود انتخاب می‌کند. قابل توجه است که برای حذف کلاتر با روش ECA باید به تعداد  $R$  نمونه از سیگنال کانال مرجع بیشتر از کانال نظارت نمونه انتخاب شود. پس طول سیگنال کانال مرجع باید  $(N+R)T_s$  باشد. همچنین  $\Lambda_p$  یک ماتریس قطری با عناصر قطر اصلی به صورت  $e^{j2\pi p i T_s}, i=0, \dots, n+R-1$  است که شیفت فاز مربوط به  $p$  امین داپلر را اعمال می‌کند. مقدار  $p$  در محدوده  $f_c(\min) \leq p \leq f_c(\max)$  بوده که  $f_c(\min)$  و  $f_c(\max)$  به ترتیب برابر با حداقل و حداکثر فرکانس داپلر کلاتر، نرمالیزه به فرکانس نمونه برداری  $1/T_s$  می‌باشند. ماتریس نمونه‌های کانال مرجع  $S_{\text{ref}}$  به صورت  $S_{\text{ref}} = [S_{\text{ref}} D S_{\text{ref}} \ D^2 S_{\text{ref}} \ \dots \ D^{k-1} S_{\text{ref}}]$  می‌تواند در نظر گرفته شود که  $k-1$  بیان کننده حداکثر تأخیر موجود در نمونه‌های کلاتر می‌باشد. لذا توجه شود که باید  $k-1 \leq R$  باشد. ماتریس جایگشت  $D$  شامل عناصر صفر و یک است که تأخیر مربوط به نمونه‌ها را اعمال می‌کند و دارای رابطه زیر است:

$$D = \left\{ D_{i,j} \right\}_{i,j=1,2,\dots,N+R} \quad D_{i,j} = \begin{cases} 1 & i = j + 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

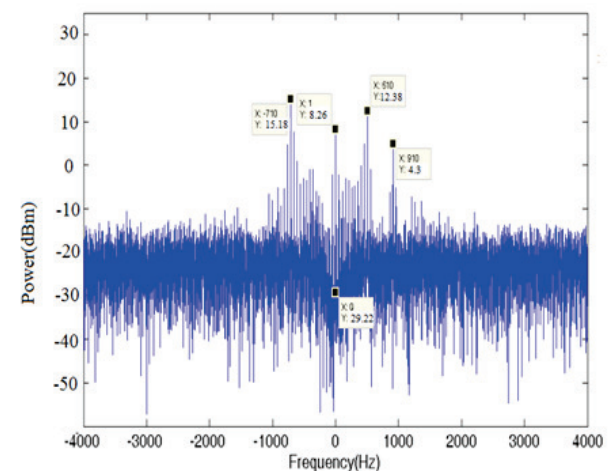
تعداد پارامترهای مجهول  $\theta$  و یا به عبارتی، تعداد ستون‌های ماتریس  $X$  برابر با  $M_{\text{ECA}} = k p'$  است که  $p'$  برابر تعداد کل مقادیر در نظر گرفته شده برای  $p$  می‌باشد. با حل رابطه (۱۷) بردار  $\theta$  به صورت  $\hat{\theta} = (X^H X)^{-1} X^H s_{\text{surv}}$  تخمین زده می‌شود. بنابراین بردار  $s_{\text{ECA}}$  که از کلاتر و نشتی مسیر مستقیم تمیز شده است به صورت زیر محاسبه می‌شود. لازم به ذکر است که برای حذف هر



شکل ۸. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی LMS با اندازه گام ۰/۰۱ در سناریوی ۲



شکل ۹. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی NLMS با اندازه گام ۰/۰۱ در سناریوی ۲



شکل ۱۰. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم وقتی RLS با فاکتور فراموشی ۰/۹۹ در سناریوی ۲

بخش ۴-۱ بیان شدند، به صورت زیر تصحیح می‌شوند:

$$\mathbf{h}(n) = [(\Lambda_{f_c(\min)}(n) \mathbf{s}_{\text{ref}}(n))^T \dots \dots \dots (\Lambda_p(n) \mathbf{s}_{\text{ref}}(n))^T \dots \dots (\Lambda_{f_c(\max)} \mathbf{s}_{\text{ref}}(n))^T]^T \quad (20)$$

$$f_c(\min) \leq p \leq f_c(\max)$$

در روابط فوق،  $\Lambda_p(n)$  یک ماتریس قطری است که شیفت فاز مربوط به فرکانس داپلر کلاتر برابر با  $p$  هرگز را اعمال می‌کند و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\Lambda_p(n) = \text{diag}(e^{j2\pi p n T_s}, e^{j2\pi p(n-1)T_s}, \dots, e^{j2\pi p(n-M+1)T_s})$$

$$p = f_c(\max), f_c(\max) - \text{step}, f_c(\max) - 2\text{step}, \dots, 0, \text{step}, \dots, f_c(\min) \quad (21)$$

پارامتر  $\text{step}$  یک عدد صحیح نشان‌دهنده طول سلول‌بندی فرکانسی است و در ادامه، در مورد نحوه محاسبه آن در هر الگوریتم بانک فیلتر وقتی توضیح داده خواهد شد. همچنین بردار  $\mathbf{s}_{\text{ref}}(n)$  نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{s}_{\text{ref}}(n) = [s_{\text{ref}}(n) \quad s_{\text{ref}}(n-1) \quad \dots \quad s_{\text{ref}}(n-M+1)]^T \quad (22)$$

در روابط فوق، تعداد فیلترهای بانک فیلتر برابر  $n_B = \frac{f_c(\max) - f_c(\min)}{\text{step}}$  بوده و  $M$  برابر با حداکثر تعداد نمونه‌ای می‌باشد که کلاتر وجود دارد. با توجه به روابط فوق، ابعاد بردار  $\mathbf{h}(n)$  برابر با  $M_{\text{Bank}} = n_B \times M$  می‌باشد. بردار وزن  $\mathbf{w}(n)$  نیز به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_{f_c(\min)}^T \dots \mathbf{w}_0^T \quad \mathbf{w}_{\text{step}}^T \dots \mathbf{w}_p^T \dots \mathbf{w}_{f_c(\max)}^T]^T \quad (23)$$

که در آن، بردار  $\mathbf{w}_p$  طبق رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{w}_p = [w_{p0} \quad w_{p1} \quad \dots \quad w_{p(M-1)}]^T \quad (24)$$

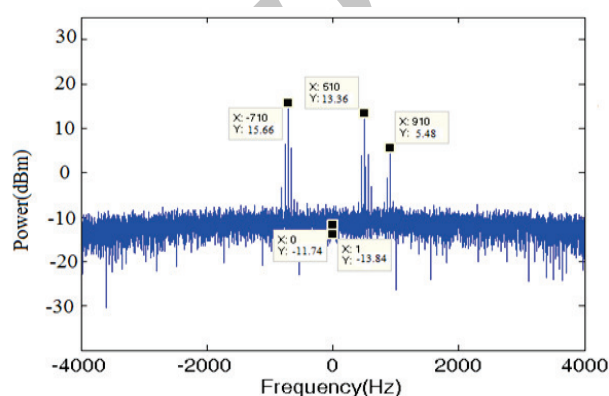
این بردار با یک بردار اولیه مقاداردهی شده و سپس طبق یکی از روابط الگوریتم‌های وقتی (LMS، NLMS یا RLS) به‌روز می‌شود. توجه شود که برای اجرای الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی، باید در روابط الگوریتم‌های وقتی، بردارهای  $\mathbf{h}(n)$  و  $\mathbf{w}(n)$  به صورت تصحیح شده روابط (۲۰) و (۲۳) به کار گرفته شوند. ضمناً تعداد فیلترها و فرکانس هر فیلتر، با توجه به پارامتر  $\text{step}$  و از روی روابط (۲۰)–(۲۱) به دست می‌آید.

شکل‌های ۱۳ و ۱۴ خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی LMS و NLMS با پارامترهای  $f_c(\min) = -1$ ،  $f_c(\max) = 1$ ،  $\text{step} = 0.5$

مؤلفه فرکانس داپلر کلاتر باید  $p$  را برابر با آن فرکانس داپلر قرار داد.

$$\mathbf{s}_{\text{ECA}} = \mathbf{s}_{\text{surv}} - \mathbf{X}\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{X}(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H) \mathbf{s}_{\text{surv}} \quad (19)$$

شکل ۱۱، خروجی FFT را پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم ECA برای سناریوی شماره ۲ نشان می‌دهد. برای حذف کلاتر با استفاده از الگوریتم ECA، مقدار پارامتر  $p$  برابر با  $\{0 \text{ و } 1\}$  انتخاب شده است. همان‌طور که در شکل ۱۱ مشخص است الگوریتم ECA به خوبی کلاتر با داپلر صفر و یک هرتز را حذف کرده است. همچنین در این شکل، داپلر سه هدف به خوبی مشخص است.



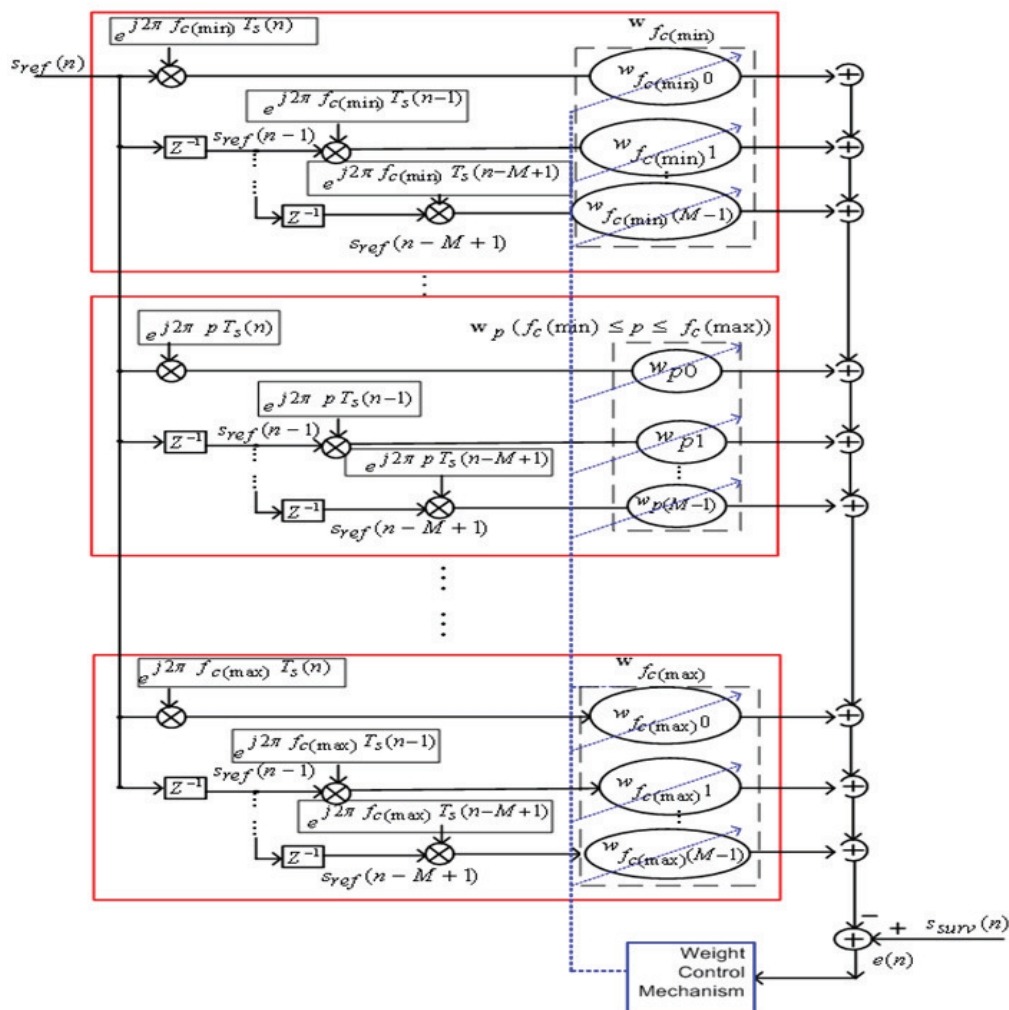
شکل ۱۱. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم ECA با پارامتر  $p$  برابر با  $\{0 \text{ و } 1\}$  در سناریوی ۲

از معایب الگوریتم ECA برای حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم، می‌توان به حجم محاسباتی زیاد این الگوریتم اشاره کرد. در ادامه با استفاده از الگوریتم‌های پیشنهادی بانک فیلتر وقتی، روشی ارائه می‌شود که در عین حال که حجم محاسباتی کمی دارد، کلاترهای غیر ایستا را نیز حذف می‌کند.

#### ۴-۳. حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از

##### الگوریتم بانک فیلتر وقتی

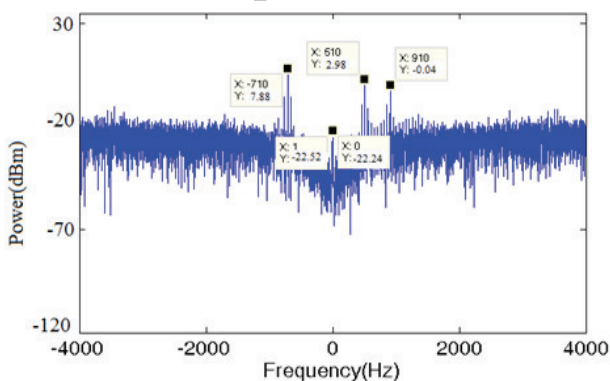
با انتخاب بزرگ اندازه گام در الگوریتم‌های LMS و NLMS و فاصله گرفتن فاکتور فراموشی از ۱ در الگوریتم RLS، می‌توان بازه حذف کلاتر الگوریتم‌های وقتی را افزایش داد؛ یعنی می‌توان کلاترهای غیر ایستا را نیز تا حدی حذف کرد. ولی این کار موجب می‌شود که قله اهداف نیز پس از حذف کلاتر تضعیف شود. برای حل این مشکل، در این مقاله روش بانک فیلتر وقتی پیشنهاد می‌شود. بلوک دیاگرام بانک فیلتر وقتی مبتنی بر ساختار Transversal در شکل ۱۲ آمده است. بر اساس شکل ۱۲ برای ایجاد ساختار بانک فیلتر وقتی، بردارهای  $\mathbf{h}(n)$  و  $\mathbf{w}(n)$  که در روابط الگوریتم‌های وقتی



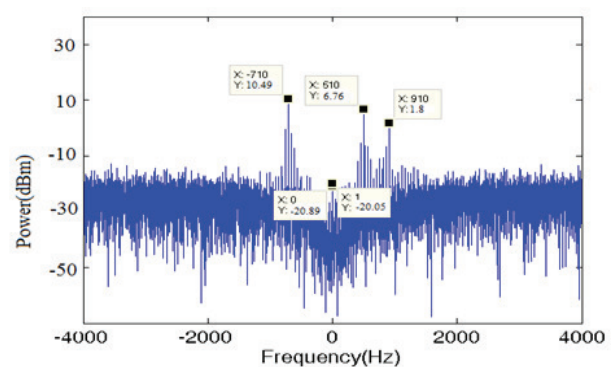
شکل ۱۲. حلقه فیدبک پالایش سیگنال مسیر مستقیم و کلاتر در روش پیشنهادی بانک فیلتر وقتی

با پارامترهای  $n_B = 1$ ,  $\text{step} = 1$ ,  $f_c(\text{max}) = 1$ ,  $f_c(\text{min}) = -1$  و فاکتور فراموشی  $0.99/1$  برای سناریوی شماره ۲ رسم شده است که عملکرد مشابهی با دو الگوریتم قبلی نشان می‌دهد. از شکل‌های ۱۳، ۱۴ و ۱۵ می‌توان نتیجه‌گیری کرد که الگوریتم‌های بانک فیلتر

$n_B = 4$  و اندازه گام برابر  $0.1/0$  برای سناریوی شماره ۲ نشان می‌دهند. در این دو شکل مشاهده می‌شود که الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی LMS و NLMS کلاترهای ایستا و غیر ایستا را به خوبی حذف کرده‌اند. در شکل ۱۵ نیز خروجی الگوریتم بانک فیلتر وقتی

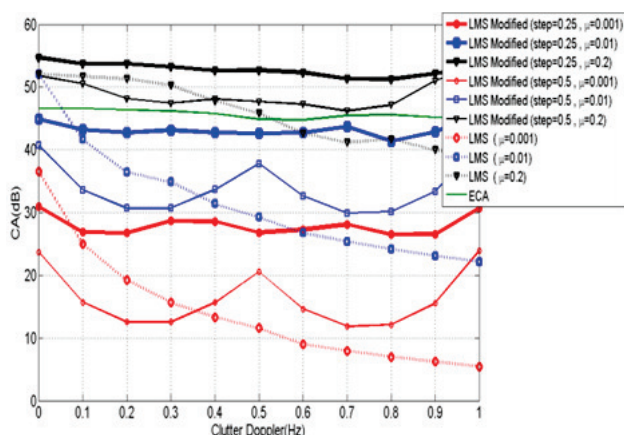


شکل ۱۴. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم بانک فیلتر وقتی NLMS با اندازه گام  $0.1/3$  و  $n_B = 4$  برای سناریوی ۲

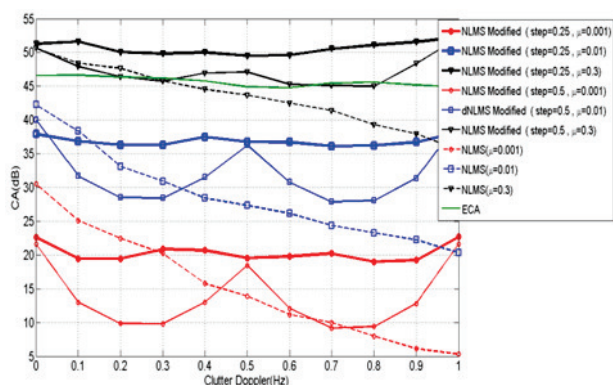


شکل ۱۳. خروجی FFT پس از حذف کلاتر و نشی مسیر مستقیم با استفاده از الگوریتم بانک فیلتر وقتی LMS با اندازه گام  $0.1/3$  و  $n_B = 4$  برای سناریوی ۲

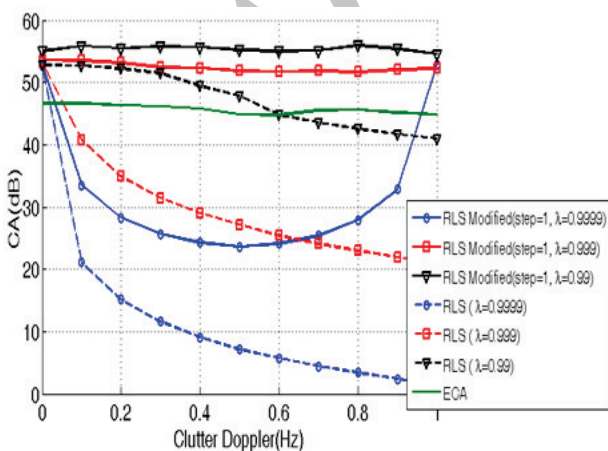




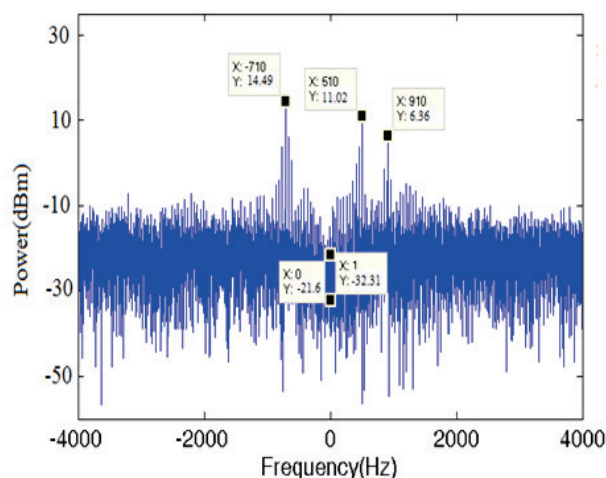
شکل ۱۶. منحنی میزان CA به ازای داپلرهای مختلف کلاتر در الگوریتم-های ECA، LMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر LMS (به ازای اندازه گام و step‌های مختلف)



شکل ۱۷. منحنی میزان CA به ازای داپلرهای مختلف کلاتر در الگوریتم-های ECA، NLMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر NLMS (به ازای اندازه گام و step‌های مختلف)



شکل ۱۸. منحنی میزان CA به ازای داپلرهای مختلف کلاتر در الگوریتم-های ECA، RLS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر RLS (به ازای فاکتورهای فراموشی step‌های مختلف)



شکل ۱۵. خروجی FFT پس از حذف کلاتر با استفاده از الگوریتم بانک فیلتر وقتی RLS با فاکتور فراموشی ۰/۹۹ و  $n_B = 2$  برای سناریوی ۲

وقفی، به خوبی کلاتر با داپلر صفر و یک هرتز را حذف کرده‌اند.

## ۵. مقایسه و ارزیابی روش‌های حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم

### ۵-۱. مقایسه الگوریتم‌های حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از دو معیار CA و TA

معیارهای CA<sup>۱</sup> و TA<sup>۲</sup> به صورت زیر تعریف می‌شوند [۱۱]:

$$CA = 10 \log \left( \frac{\text{توان قوی‌ترین مؤلفه کلاتر قبل از حذف آن در کانال نظارت}}{\text{توان قوی‌ترین مؤلفه کلاتر بعد از حذف آن در کانال نظارت}} \right)$$

$$TA = 10 \log \left( \frac{\text{توان قوی‌ترین مؤلفه کلاتر قبل از حذف آن در کانال نظارت}}{\text{توان قوی‌ترین مؤلفه کلاتر بعد از حذف آن در کانال نظارت}} \right)$$

سناریوی شماره ۳ که برای محاسبه مقدار CA در نظر گرفته می‌شود، به این صورت می‌باشد که در کانال مرجع  $DNR$  برابر با ۶۰ dB بوده و در کانال نظارت هدفی با تأخیر ۲۰۰ نمونه، فرکانس داپلر ۴۲۰ هرتز،  $SNR = -20$  dB و کلاتری با تأخیر ۲۰ نمونه و  $CNR = 20$  dB وجود دارند. در شکل‌های ۱۶، ۱۷ و ۱۸ منحنی میزان CA به ازای فرکانس‌های داپلر مختلف برای الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر LMS، NLMS، ECA و  $(p = \{-1, 0, 1\})$  رسم شده است. در جدول ۱ نیز مقدار CA برای الگوریتم‌های مختلف در حالتی که کلاتر دارای طیف‌نمایی در محدوده -۱ و ۱

<sup>۱</sup> Clutter Attenuation

<sup>۲</sup> Target Attenuation

هرتز باشد آورده شده است. از این سه شکل و جدول ۱ می‌توان نتیجه‌گیری‌های زیر را داشت:

۱- برای الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر وقتی LMS، NLMS و RLS، با افزایش اندازه گام و فاصله گرفتن فاکتور فراموشی از یک، میزان CA نیز افزایش می‌یابد.

۲- الگوریتم‌های وقتی LMS، NLMS و RLS با افزایش داپلر کلاتر، میزان CA آنها کاهش می‌یابد ولی در الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی این اتفاق نمی‌افتد.

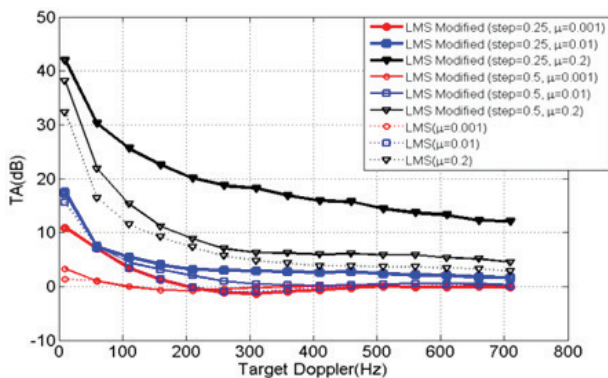
۳- با کاهش پارامتر step نمودار CA الگوریتم‌های بانک فیلتر LMS و NLMS به ازای تمام فرکانس‌های داپلر کلاتر دارای شیب صفر می‌شود و این بدین معناست که میزان حذف کلاتر به ازای تمام فرکانس‌های داپلر کلاتر تقریباً مساوی و ثابت است و با افزایش داپلر کلاتر میزان CA کاهش نمی‌یابد. همچنین زمانی که کلاتر دارای طیف توان نمایی باشد، با کاهش پارامتر step مقدار CA افزایش می‌یابد.

۴- در الگوریتم‌های بانک فیلتر RLS (به ازای فاکتورهای فراموشی ۰/۹۹ و ۰/۹۹۹ و پارامتر  $step = 1$ )، بانک فیلترهای LMS و NLMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف و پارامتر  $step = 0.25$ ) و ECA، میزان CA دارای مقداری ثابت است.

۵- در این سه شکل مشاهده می‌شود که میزان CA الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی LMS به ازای اندازه گام ۰/۲ و  $step = 0.25$ ، NLMS به ازای اندازه گام ۰/۳ و  $step = 0.25$  و RLS به ازای فاکتورهای فراموشی ۰/۹۹۹ و ۰/۹۹ و  $step = 1$  از الگوریتم ECA بیشتر می‌باشد.

۶- با افزایش اندازه گام الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر وقتی (با پارامتر step مختلف) LMS و NLMS با اندازه گام‌های ۰/۰۱ و ۰/۰۱، الگوریتم‌های RLS و بانک فیلتر وقتی RLS با فاکتورهای فراموشی ۰/۹۹ و ۰/۹۹۹ به ازای داپلر اهداف بیشتر از ۲۰۰ هرتز، میزان TA تقریباً برابر صفر است.

شکل ۱۹. منحنی میزان TA به ازای داپلرهای مختلف هدف در الگوریتم-های (LMS) به ازای اندازه گام‌های مختلف، بانک فیلتر (LMS) به ازای اندازه گام و step‌های مختلف



شکل ۱۹. منحنی میزان TA به ازای داپلرهای مختلف هدف در الگوریتم-های (LMS) به ازای اندازه گام‌های مختلف، بانک فیلتر (LMS) به ازای اندازه گام و step‌های مختلف

۷- در این سه شکل مشاهده می‌شود که میزان CA الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی LMS به ازای اندازه گام ۰/۲ و  $step = 0.25$ ، NLMS به ازای اندازه گام ۰/۳ و  $step = 0.25$  و RLS به ازای فاکتورهای فراموشی ۰/۹۹۹ و ۰/۹۹ و  $step = 1$  از الگوریتم ECA بیشتر می‌باشد.

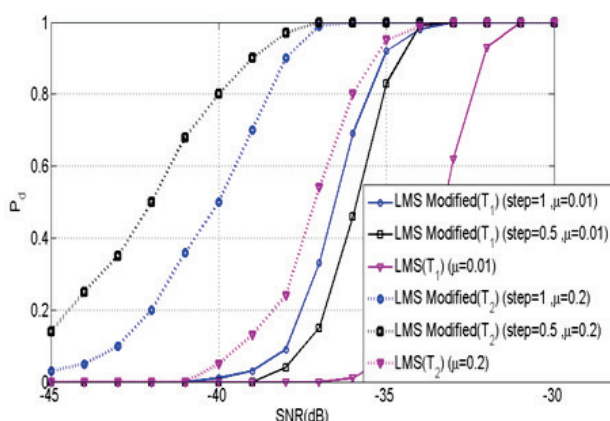
سناریویی که برای بررسی معیار TA در نظر گرفته می‌شود به این صورت است که در کانال نظارت هدفی با مشخصات  $SNR_1 = -20$  dB و تأخیر ۲۰۰ نمونه و کلاتری با مشخصات

جدول ۱. مقدار CA در الگوریتم‌های مختلف برای سناریو شماره ۳ در حالتی که کلاتر دارای طیف نمایی است.

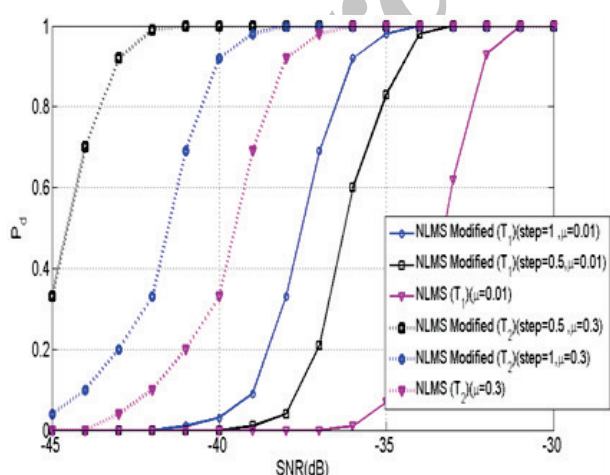
LMS Modified	Step = 0.25 $\mu = 0.001$	Step = 0.25 $\mu = 0.01$	Step = 0.5 $\mu = 0.2$	Step = 0.25 $\mu = 0.01$	Step = 0.25 $\mu = 0.1$	Step = 0.5 $\mu = 0.2$	LMS $\mu = 0.001$	LMS $\mu = 0.01$	LMS $\mu = 0.2$
CA	۲۸/۶۲	۴۲/۳۵	۵۱/۳۳	۲۰/۲۱	۳۵/۵۶	۴۸/۶۲	۱۳/۳۵	۳۰/۵۲	۴۵/۶۴
NLMS Modified	Step = 0.25 $\mu = 0.001$	Step = 0.25 $\mu = 0.01$	Step = 0.25 $\mu = 0.3$	Step = 0.5 $\mu = 0.001$	Step = 0.5 $\mu = 0.01$	Step = 0.5 $\mu = 0.3$	NLMS $\mu = 0.001$	NLMS $\mu = 0.01$	NLMS $\mu = 0.3$
CA	۲۰/۷۸	۳۸/۵۴	۵۰/۴۲	۱۸/۵۴	۳۷/۳۲	۴۸/۳۵	۱۲/۳۵	۲۸/۹۶	۴۶/۳۲
RLS Modified	Step = 1 $\lambda = 0.9999$	Step = 1 $\lambda = 0.999$	Step = 1 $\mu = 0.99$	RLS = 1 $\lambda = 0.9999$	RLS = 1 $\lambda = 0.999$	RLS $\lambda = 0.99$	ECA		
CA	۳۰/۵۲	۵۲/۶۵	۵۵/۳۰	۸/۳۲	۲۸/۵۲	۴۷/۲۲	۵۳/۴۵		

و کلاتری با مشخصات  $CNR_1 = \text{dB}$  ۲۰، تأخیر ۲۰ نمونه و داپلر طیف‌نمایی بین -۱ و ۱ هرتز وجود دارند. همچنین در کانال مرجع،  $DNR = 60\text{dB}$  می‌باشد (سناریوی شماره ۵). در شکل‌های ۲۲، ۲۳ و ۲۴ منحنی احتمال آشکارسازی ( $P_d$ ) برحسب مقادیر مختلف سیگنال به نویز ( $SNR$ ) اهداف ( $T_1$  و  $T_2$ ) برای احتمال هشدار کاذب ( $P_{fa}$ )  $10^{-2}$  برای الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر وقتی LMS، NLMS، RLS و ECA ( $p = \{0, 1, -1\}$ ) رسم شده است. از این سه شکل می‌توان نتیجه‌گیری‌های زیر را داشت:

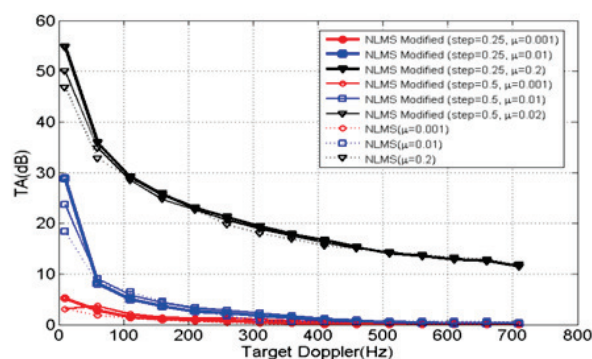
۱- با توجه به شکل‌های ۲۲ و ۲۳ برای هدف  $T_1$ ، الگوریتم بانک فیلتر LMS و NLMS با پارامتر  $step = 1, \mu = 0.01$  بهترین عملکرد را دارد. لازم به ذکر است با توجه به معیار TA اگر پارامتر  $step$



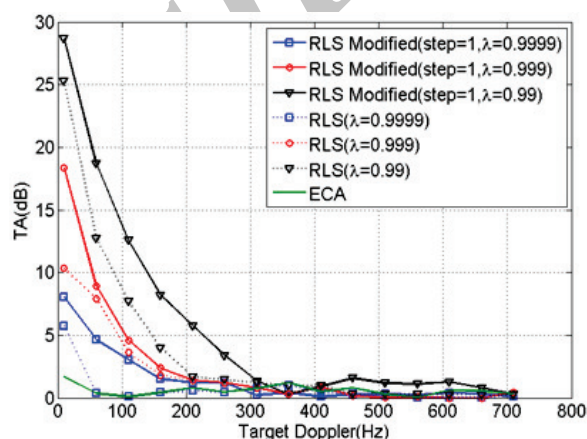
شکل ۲۲. منحنی احتمال آشکارسازی به ازای سیگنال به نویز مختلف برای دو هدف  $T_1$  و  $T_1$  در الگوریتم‌های LMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر LMS (به ازای اندازه گام و  $step$ ‌های مختلف)



شکل ۲۳. منحنی احتمال آشکارسازی به ازای سیگنال به نویز مختلف برای دو هدف  $T_1$  و  $T_1$  در الگوریتم‌های NLMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر NLMS (به ازای اندازه گام و  $step$ ‌های مختلف)



شکل ۲۰. منحنی میزان TA به ازای داپلرهای مختلف هدف در الگوریتم‌های NLMS (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر NLMS (به ازای اندازه گام و  $step$ ‌های مختلف)



شکل ۲۱. منحنی میزان TA به ازای داپلرهای مختلف هدف در الگوریتم‌های RLS، ECA (به ازای فاکتورهای فراموشی مختلف)، بانک فیلتر RLS (به ازای فاکتورهای فراموشی و  $step$ ‌های مختلف)

LMS و NLMS و فاصله گرفتن فاکتور فراموشی از الگوریتم‌های RLS و بانک فیلتر وقتی RLS، میزان TA افزایش می‌یابد.

۳- نمودار TAی الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر وقتی به ازای مقادیر مختلف پارامتر  $step$  در یک اندازه گام و فاکتور فراموشی ثابت تقریباً یکسان است.

## ۲-۵. مقایسه الگوریتم‌های حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم با استفاده از آشکارسازی اهداف

سناریویی که برای بررسی مبتنی بر آشکارسازی در نظر گرفته می‌شود به این صورت است که در کانال نظارت، دو هدف با مشخصات: هدف اول (هدف  $T_1$ ): تأخیر ۲۰۰ نمونه و داپلر ۲۲۰ هرتز، و هدف دوم (هدف  $T_2$ ): تأخیر ۲۰۰ نمونه و داپلر ۱۰۲۰ هرتز

RLS می‌باشد. ولی برای هدف  $T_2$  عملکرد الگوریتم ECA بهتر می‌باشد.

لازم به ذکر است در تمام الگوریتم‌های فوقی و بانک فیلتر فوقی بررسی شده در بخش ۵-۱ و ۵-۲ طول فیلتر ( $M$ ) برابر ۲۵ است.

### ۵-۳. مقایسه الگوریتم‌های مختلف حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم از نظر پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه مورد نیاز

در جدول ۲ پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه مورد نیاز الگوریتم‌های مختلف حذف کلاتر از سیگنال تلویزیون آنالوگ آورده شده است. در جدول ۲،  $N_{training}$  تعداد داده مورد نیاز برای مرحله آموزش الگوریتم‌های فوقی و بانک فیلتر فوقی می‌باشد. حال با توجه به جدول ۲ می‌توان به نتایج زیر رسید:

۱- الگوریتم ECA دارای پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه مورد نیاز بیشتری نسبت به دیگر الگوریتم‌ها می‌باشد.

۲- در میان الگوریتم‌های فوقی و بانک فیلتر فوقی، الگوریتم بانک فیلتر RLS نیاز به بیشترین حجم حافظه را دارد؛ همچنین پیچیدگی محاسباتی آن نیز از دیگر الگوریتم‌های فوقی و بانک فیلتر فوقی بیشتر است.

۳- با توجه به مقدار  $M$  و  $M_{Bank}$  می‌توان این نتیجه را گرفت که الگوریتم‌های بانک فیلتر فوقی نسبت به الگوریتم‌های فوقی، پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه بیشتری نیاز دارند.

### ۶. نتیجه‌گیری

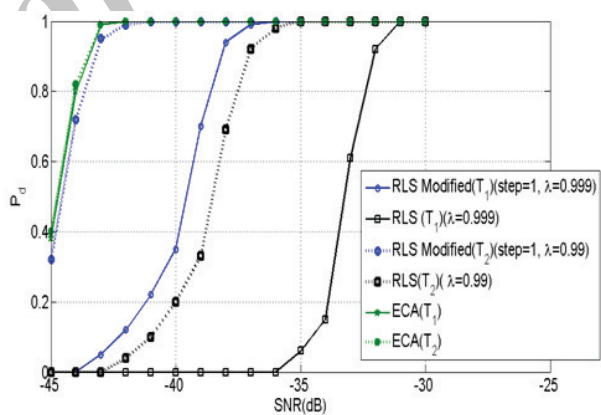
در این مقاله انواع روش‌های موجود برای حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم از سیگنال تلویزیون آنالوگ بررسی و عملکرد آنها با یکدیگر مقایسه شده و همچنین الگوریتم‌های جدید بانک فیلتر فوقی پیشنهاد شدند. با توجه به معیار TA نتیجه‌گیری شد که الگوریتم

کوچکتر و اندازه گام بزرگتر شود مقدار TA به ازای هدف با داپلر کوچک بیشتر شده و عملکرد آشکارساز بدتر می‌شود.

۲- با توجه به اینکه برای اهداف با فرکانس داپلر زیاد، مشکل کاهش دامنه هدف پس از حذف کلاتر وجود ندارد می‌توان نتیجه گرفت که با افزایش اندازه گام و کاهش پارامتر  $step$  در الگوریتم‌های NLMS، LMS، بانک فیلتر LMS و NLMS عملکرد آشکارساز بهتر می‌شود. نمودار  $P_d$  بر حسب SNR برای هدف  $T_2$  نیز موید این موضوع می‌باشد.

۳- در شکل ۲۴ نیز عملکرد آشکارساز بانک فیلتر RLS برای دو هدف ( $T_1$  و  $T_2$ ) بهتر از RLS می‌باشد. با توجه به دو معیار CA و TA برای هدف  $T_1$  فاکتور فراموشی  $\lambda=0.999$  انتخاب شده است. ولی هنگامی که داپلر اهداف زیاد باشد، مشکل کاهش دامنه اهداف بعد از الگوریتم حذف کلاتر وجود ندارد؛ در نتیجه با توجه به CA برای هدف  $T_2$  فاکتور فراموشی  $\lambda=0.99$  انتخاب شده است.

۴- برای هدف  $T_2$  عملکرد الگوریتم ECA نزدیک به بانک فیلتر



شکل ۲۴. منحنی احتمال آشکارسازی به ازای سیگنال به نویز مختلف برای دو هدف  $T_1$  و  $T_1$  در الگوریتم‌های RLS، ECA. (به ازای اندازه گام‌های مختلف)، بانک فیلتر RLS (به ازای اندازه گام و  $step$ های مختلف)

جدول ۲. پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه مورد نیاز الگوریتم‌های مختلف حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم

	LMS	NLMS	RLS	بانک فیلتر LMS	بانک فیلتر NLMS	بانک فیلتر RLS	ECA
پیچیدگی محاسباتی	$O(N_{training} M + NM)$	$O(N_{training} M + NM)$	$O(N_{training} M^2 + NM^2)$	$O(N_{training} M_{Bank} + NM_{Bank})$	$O(N_{training} M_{Bank} + NM_{Bank})$	$O(N_{training} M_{Bank}^2 + NM_{Bank}^2)$	$O(NM_{ECA}^2 + M_{ECA}^3)$
حجم حافظه مورد نیاز	$O(M)$	$O(M)$	$O(M^2)$	$O(M_{Bank})$	$O(M_{Bank})$	$O(M_{Bank}^2)$	$O(NM_{ECA}^2 + M_{ECA}^3)$

## ۹. مراجع

- [1] Howland, P. E. Maksimiuk, D. and Reitsma, G. "FM radio based bistatic radar", IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, Vol.152, No.3, pp 107-115, 2005.
- [2] Lauri, A. Colone, F. Cardinali, R. and Lombardo, P. "Analysis and emulation of FM radio signals for passive radar", Proc. Int. IEEE Conf. on Aerospace, pp. 1095-323X, 2007.
- [3] Griffiths, H. D. and Long, N. R. W. "Television based bistatic radar", IEE Proceedings on Communication Radar Signal Processing, Vol. 133, No.7, pp. 649-657, 1986.
- [4] Harms, H. A. Davis, L. M. and Palmer, J. "Understanding the signal structure in DVB-T signals for passive radar detection", Proc. Int. IEEE. Conf. on Radar, pp.532-537, 2010.
- [5] Cherniakov, M. "Space-surface bistatic synthetic aperture radar prospective and problems", Proc. In. IEEE Conf. on Radar, pp. 22-25, 2002,
- [6] Poullin, D. "Passive detection using broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation", IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, pp. 143-152, 2005.
- [7] Tan, D. Sun, H. Lui, Y. Lesturgie, M. and H. Chan, "Passive radar using global system for mobile communication signal: Theory, implementation and measurements", IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, No. 3, pp. 116-123, 2005.
- [8] Wang, K. Tao, R. Ma, Y. and Shan, T. "Adaptive multipath cancellation algorithm in passiveradar", Proc. In. IEEE Conf. on Radar, pp. 1-4, 2006.
- [9] Ansari, F. Sheikhi, A. and Taban, M.R., "Comparison between clutter and multipath cancellation methods in passive radars based on analog TV signal," Proc. Iranian Conf. on Electrical Engineering ICBE2013, Ferdowsi University, Mashhad-Iran, May 2013.
- [10] Colone, F. Cardinali, R. and Lombardo, Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach", Proc. Int. IEEE Conf. on Radar, pp.393-399, 2006.
- [11] Howland, P. E. "Television based bistatic radar", PhD Thesis, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Birmingham, UK, 1997.
- [12] Ghasemi, M. "Targets detection and Doppler extraction in passive radars based on analog TV signal," MSc dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, Shiraz University, Iran, October 2011.
- [13] Haykin, S. "Adaptive Filter Theory", Upper Saddle River, New jersey, Third Edition, 1996.
- [14] Colone, F. O'Hahan, D. W. P. Lombardo, and Baker, C. J. "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 45, No.2, pp.698-722, 2009.

ECA موجب کاهش قله مؤلفه فرکانسی اهداف نمی‌شود ولی الگوریتم‌های فیلتر وقتی و پیشنهادی بانک فیلتر وقتی در فرکانس‌های داپلر پایین اهداف، موجب کاهش قله مؤلفه فرکانسی اهداف می‌شوند؛ با این حال با شبیه‌سازی نشان داده شد که در فرکانس‌های بالاتر از ۳۰۰ هرتز با انتخاب مناسب اندازه گام، فاکتور فراموشی و پارامتر  $step$  میزان کاهش قله مؤلفه اهداف در الگوریتم‌های وقتی و بانک فیلتر وقتی برابر صفر می‌شود. با توجه به معیار CA مشاهده شد که در الگوریتم‌های پیشنهادی بانک فیلتر وقتی با انتخاب مناسب پارامتر  $step$  میزان حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم از الگوریتم‌های فیلتر وقتی بیشتر و شبیه الگوریتم ECA است. با رسم نمودار  $P_d$  بر حسب SNR برای الگوریتم‌های مختلف برای دو هدف با فرکانس داپلر مختلف مشاهده شد که با انتخاب مناسب پارامترهای  $step$  اندازه گام و فاکتور فراموشی الگوریتم‌های بانک فیلتر وقتی، عملکردی بهتر از الگوریتم‌های وقتی دارد. با مقایسه پیچیدگی محاسباتی و حجم حافظه مورد نیاز، نتیجه‌گیری شد که الگوریتم ECA دارای بیشترین پیچیدگی محاسباتی بوده و نیاز به بیشترین حافظه را دارد. الگوریتم‌های جدید بانک فیلتر وقتی اگرچه در مقایسه با الگوریتم ECA پیچیدگی محاسباتی کمتری دارند ولی به هر حال پیچیدگی محاسباتی آنها نسبت به الگوریتم‌های فیلتر وقتی بیشتر است. از نتایج حاصل از این مقاله می‌توان این نتیجه را گرفت که برای حذف کلاتر و نشتی مسیر مستقیم در رادارهای پسیو مبتنی بر سیگنال تلویزیون آنالوگ، بهتر است از الگوریتم بانک فیلتر RLS استفاده شود. اگرچه برای اهداف با داپلر کمتر از ۳۰۰ هرتز، عملکرد الگوریتم ECA بهتر از بانک فیلتر RLS می‌باشد ولی به هر حال، الگوریتم ECA با مشکل پیچیدگی محاسباتی زیادی روبرو است. ضمناً عملکرد بانک فیلتر RLS از الگوریتم‌های وقتی بهتر بوده و در مجموع، الگوریتم بانک فیلتر RLS پیشنهاد می‌شود.

## ۸. سپاسگزاری

با سپاس از جناب آقای دکتر عباس شیخی که در دسترسی به داده‌های عملی مورد استفاده در این مقاله با نویسندگان همکاری داشته‌اند.

# Clutter and direct signal cancellation in analog TV-based passive radar

F. Ansari, M. R. Taban\*

\* Faculty of Electrical and Computer Engineering, Yazd University

(Received: 09/22/2013 Accepted: 01/13/2014)

## Abstract

In this paper, we deal with the problem of clutter and direct signal (C&DS) cancellation in the target detection of TV-based passive radars. We first consider the target detection using the conventional FFT method. We see that for increasing the maximum range of passive radar, we must cancel the C&DS from the received signal. Hence, we investigate some important methods for C&DS cancellation in the TV-based passive radars using some evaluation criteria such as the ability for cancellation of undesired echoes, the effect on the target peak, detection performance, and the computational complexity. Afterward, we propose a new algorithm for C&DS cancellation based on the adaptive filter bank. Our investigations show that the proposed algorithm with much less complexity, behaves close to the ECA.

**Keywords:** Passive Radar, Clutter and Direct Signal Cancellation, Analog TV, Adaptive Filter, Adaptive Filter Bank, ECA.

\* Corresponding author E-mail: mrtaban@yazd.ac.ir