

بهبود SNR در رادارهای ردگیر نیمه فعال با استفاده از تخمین پارامترهای طیف سیگنال

کاظم حیدری^۱، پاییز عزمی^{۲*}، بیژن عباسی آرند^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استاد، ۳- استادیار، دانشگاه تربیت مدرس

(دریافت: ۹۶/۰۲/۲۵؛ پذیرش: ۹۷/۰۳/۰۴)

چکیده

در سامانه‌های راداری موج پیوسته، کارآمدی گیرنده نیمه فعال تعقیب کننده در ردگیری هدف از اهمیت بالایی برخوردار است. در حالتی که هدف و تعقیب کننده نسبت به هم دارای سرعت متغییر با زمان باشند، سیگنال دریافتی در گیرنده نیمه فعال تعقیب کننده دارای داپلر متغییر با زمان خواهد بود. در این مقاله، ابتدا گیرنده نیمه فعال، در زمان شتابدار بودن هدف یا تعقیب کننده، تخمینی از پارامترهای سیگنال دریافتی را با استفاده از تبدیل کوتاه زمان-فرکانس به دست می آورد سپس با استفاده از فیلتر منطبق با پارامترهای تخمین زده شده از سیگنال دریافتی، دقت زوایه ای ردگیری مونوپالس را مورد سنجش قرار می دهد. در نهایت با ارائه شبیه سازی های لازم، روش ارائه شده با الگوریتم های مبتنی بر زاویه سنجی در محل بیشینه طیف سیگنال در سلول های تبدیل فوریه سریع و الگوریتم بهبود واریانس مبتنی بر متوسط طیف سیگنال مورد مقایسه قرار می گیرد. نتایج این شبیه سازی حاکی از آن است که الگوریتم فیلتر منطبق با تقریب پارامترهای سیگنال دریافتی، در مقایسه با سایر الگوریتم ها کارایی قابل توجهی را ارائه می دهد.

واژگان کلیدی

تخمین، تبدیل کوتاه زمان-فرکانس، جبران سازی داپلر، فیلتر منطبق

۱- مقدمه

نیمه فعال رادار مونوپالس سعی در بهبود کارایی آن دارد. بدین منظور از روش پردازشی تبدیل کوتاه زمان-فرکانس که دقت بالایی در تخمین پارامترهای سیگنال چیرپ دارد، بهره برداری کرده و پارامترهای سیگنال چیرپ را استخراج می کند. با استفاده از پارامترهای استخراجی، به چیرپ زدایی سیگنال دریافتی در سمت و ارتفاع گیرنده نیمه فعال مونوپالس پرداخته می شود.

در گیرنده رادیویی نیمه فعال موج پیوسته در زمانی که گیرنده بر روی سیگنال بازگشتی از هدف قفل و سامانه در حالت ردگیری^۴ مونوپالس قرار می گیرد، دقت زاویه ای به مقدار نسبت سیگنال به نویز^۵ سیگنال دریافتی وابسته است. جهت دریافت SNR بهینه لازم است پهنای باند مورد استفاده، منطبق بر پهنای باند سیگنال باشد بدین جهت تعداد نقاط در پردازش تبدیل فوریه سریع^۶ به طریقی انتخاب می گردد که پهنای بین^۷ تبدیل فوریه منطبق بر پهنای باند سیگنال باشد. در گیرنده نیمه فعال موج پیوسته در صوت شتابدار بودن هدف، سیگنال بازگشتی از هدف تقریباً بصورت سیگنال تک حامل^۸ ظاهر می گردد که در

رادارهای مونوپالس برخلاف تاریخچه طولانی (در حدود ۶۰ سال) زمینه جالب پژوهشی برای محققان به حساب می آیند. دقت بالا در تخمین زوایه ورود^۱ رادارهای مونوپالس، رکن اصلی این زمینه پژوهشی است. سرآغاز این زمینه پژوهشی را می توان با نشر چندین اثر از جمله [۳-۱] مصادف دانست. زمینه های جدید در رادارهای مونوپالس به پیاده سازی ردگیری چندین هدف [۴-۶]، پردازش وقفی^۲ زمان-فرکانس برای کاهش بار محاسبات و تخمین در آنتن های آرایه ای [۷-۹] می پردازند. یکی دیگر از زمینه های بسیار قابل توجه در رادارهای مونوپالس استفاده از الگوریتم های تخمین برای بهبود کارایی و دقت زاویه سنجی در رادارهای مونوپالس است. در [۱۰] با استفاده از تخمین گر بیشینه شباهت^۳ به تجزیه و تحلیل کارایی رادار مونوپالس در ردگیری هدف می پردازد. در [۱۱] با استفاده از ابزار توام تخمین- آشکارسازی در رادارهای مونوپالس به تخمین زاویه ورود می پردازد. این مقاله با تلفیق تخمین گر با آشکارساز در گیرنده

4- Tracking Mode

5- Signal to Noise Ratio (SNR)

6- Fast Fourier Transform (FFT)

7- Bin

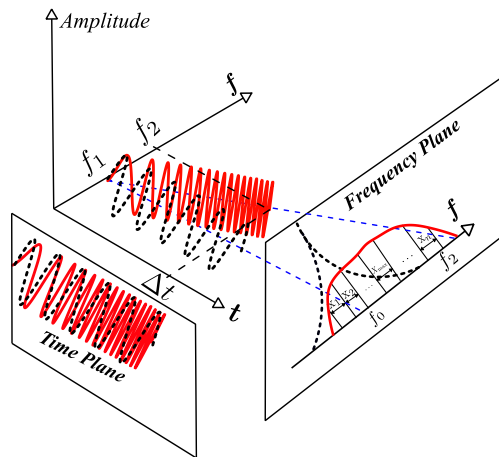
8- Tone

* نویسنده مسئول: pazmi@modares.ac.ir

1- Direction-of-arrival (DOA)

2- Adaptive

3- Maximum Likelihood Estimator (MLE)



شکل (۱): چگالی طیف توان سیگنال تک فرکانسی و سیگنال چیرپ حاصل از شتابدار بودن هدف و تعقیب کننده (در بعد فرکانس X_f بین‌های تبدیل فوریه سریع هستند و در بین X_{max} بیشینه طیف توان سیگنال رخ می‌دهد)

که در رابطه بالا، A_0 دامنه سیگنال دریافتی، t زمان، f_c فرکانس ارسالی روشن کننده هدف، f_d فرکانس داپلر ناشی از سرعت نسبی، μ تغییرات فرکانس داپلر ناشی از تغییرات سرعت نسبی، γ تغییرات فرکانس داپلر ناشی از تغییرات شتاب نسبی بین تعقیب کننده و هدف و در نهایت $w(t)$ نویز گوسی سفید مختلط با مشخصات $\mathcal{CN}(0, 2\delta^2)$ می‌باشد. سیگنال چیرپ فوق را می‌توان به صورت حقیقی^۴ طبق معادله (۲) نوشت:

$$\begin{aligned} r(t) &= \Re\{x(t)\} \\ &= A_0 \cos\left(2\pi j\left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 + \frac{\gamma}{6} t^3\right) + \theta_0\right) \\ &+ w'(t) \end{aligned} \quad (2)$$

که در این معادله، $\Re\{\cdot\}$ بیان کننده قسمت حقیقی، f_0 فرکانس اولیه (مجموع f_c و f_d)، μ شیب چیرپ و γ تغییرات چیرپ در واحد زمان و θ_0 فاز اولیه سیگنال و $w'(t)$ فرم حقیقی از نویز گوسی سفید با مشخصات $\mathcal{N}(0, \delta^2)$ می‌باشد. در معادله (۲) رابطه فاز به صورت معادله (۳) بیان می‌گردد:

$$\theta(t) = 2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 + \frac{\gamma}{6} t^3\right) + \theta_0 \quad (3)$$

در این معادله، رابطه بین فرکانس اولیه f_0 ، شیب چیرپ μ و تغییرات چیرپ γ در واحد زمان به صورت معادله‌های (۴-۶) بیان می‌گردد. تابع تغییرات فرکانس ناشی از سرعت نسبی برابر است با:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_0 + \mu t + \frac{\gamma}{2} t^2 \quad (4)$$

این صورت پهنای بین تبدیل فوریه می‌تواند به مقدار نزدیک به هرتز کاهش یابد. حال با توجه به حجم پردازش مورد نیاز و همچنین نوع پنجره گذاری^۱ این مقدار به صورت بهینه انتخاب می‌گردد. در ردگیری مونوپالس، مقدار زاویه با توجه به دامنه و فاز سیگنال دریافتی از آنتن‌های مجموع و تفاضل، در بین تبدیل فوریه محاسبه می‌گردد حال در زمانی که هدف یا حامل گیرنده شتابدار باشد، سیگنال دریافتی از حالت تک حامل خارج شده و در حوزه فرکانس همانند شکل (۱) پخش می‌گردد که موجب افزایش پهنای باند و کاهش SNR و در نتیجه کاهش دقت زاویه‌ای و افزایش واریانس خطای زاویه‌ای می‌گردد. در این صورت اگر پهنای باند سیگنال از پهنای یک بین تبدیل فوریه سریع بیشتر شود و سیگنال در چند بین پخش گردد، یکی از روش‌های مرسوم برای سنجش زاویه مونوپالس جهت بهبود واریانس خطا، محاسبه متوسط تبدیل فوریه سریع بین‌های دارای سطح طیف سیگنال بیش از حد آستانه^۲ است. در این مقاله با ارائه الگوریتم مبتنی بر تخمین پارامترهای سیگنال براساس روش تبدیل کوتاه زمان- فرکانس^۳ و ارائه فیلتر منطبق بر پارامترهای استخراجی به اندازه گیری زاویه مونوپالس پرداخته می‌شود. روش ارائه شده، بهبود چشم‌گیری در دقت زاویه‌ای نسبت به حالت عدم به کارگیری فیلتر منطبق و حتی نسبت به حالت استفاده از الگوریتم مبتنی بر متوسط طیف سیگنال در زمان پخش شدگی سیگنال به واسطه شتابدار بودن هدف یا تعقیب کننده را نشان می‌دهد. مقدار این بهبود، به مقدار SNR و مقدار پخش شدگی طیف سیگنال وابسته می‌باشد.

بخش‌های این مقاله را می‌توان به شرح زیر طبقه‌بندی نمود. در بخش ۲، مدل سیگنال دریافتی در رادار مونوپالس شرح داده می‌شود. در بخش ۳، تقریب سیگنال دریافتی بیان می‌شود. در بخش ۴، روش‌های محاسبه زاویه در سمت و ارتفاع رادار مونوپالس بیان می‌شود. در بخش ۵، الگوریتم پیشنهادی مطرح می‌شود و در نهایت در بخش ۶ شبیه‌سازی و نتایج مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرند.

۲. مدل سیگنال دریافتی

در گیرنده نیمه فعال موج پیوسته سیگنال بازگشتی از هدف در زمان شتابدار بودن هدف را می‌توان به صورت ذیل بسط داد:

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) + w(t) \\ &= A_0 \exp\left(2\pi j\left(f_c t \pm f_d t + \frac{\mu}{2} t^2 + \frac{\gamma}{6} t^3\right) + \theta_0\right) \\ &+ w(t) \end{aligned} \quad (1)$$

1- Windowing

2- Constant False Alarm Rate (CFAR)

3- Short Time-Fourier Transform (STFT)

توجه به قدرت مانور اهداف با احتساب بازه زمان نمونه برداری بسیار کمتر از ۱S، در حدود ۱۰mS تا ۵۰mS، می‌توان معادله را به صورت درجه دو تقریب زد. لذا فاز در رابطه (۳) را می‌توان به فرم زیر نوشت:

$$\theta(t) \approx 2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right) + \theta_0 \quad t \ll 1 \quad (11)$$

۴- روش‌های محاسبه زاویه در حالت شتاب‌دار بودن حرکت بین هدف و تعقیب‌کننده

در ردگیری منوپالس واریانس خطای زاویه‌ای، σ_{st}^2 ، به مقدار SNR سیگنال بازگشتی از هدف و همچنین پهنای پرتو آنتن θ_{3dB} مطابق معادله (۱۲) وابسته است [۳]:

$$\sigma_{st} = \frac{\theta_{3dB}}{k\sqrt{2} \times \text{SNR}} = \frac{\theta_{3dB}}{k\sqrt{2} \times (P_s/N_d)} \quad \text{SNR} \gg 1 \quad (12)$$

که در رابطه بالا، σ_{st} انحراف معیار خطای زاویه، در حالت بدون پخش‌شدگی طیف، P_s ، کل توان سیگنال در کانال مجموع و N_d توان نویز در کانال تفاضل می‌باشد. اما در زمان وجود شتاب نسبی بین هدف و گیرنده نیمه‌فعال، سیگنال دریافتی در حوزه فرکانس پخش می‌گردد که در این حالت تعداد نقاط تبدیل فوریه که سیگنال بالای آستانه قرار می‌گیرد افزایش می‌یابد ولی SNR هر نقطه از تبدیل فوریه به همان نسبت کاهش خواهد یافت. با فرض پخش شدن طیف سیگنال در n سلول تبدیل فوریه با توان‌های یکسان از معادله (۱۳) برای هر سلول فرکانسی، می‌توان نوشت:

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_{3dB}}{k\sqrt{2} \times \rho_{st}} = \frac{\theta_{3dB}}{k\sqrt{2} \times \frac{(P_s/N_d)}{n}} = \sqrt{n} \sigma_{st} \quad (13)$$

که در اینجا، σ_{θ} انحراف معیار خطای زاویه‌ای در حالت پخش‌شدگی طیف، $\rho_{st} = \frac{(P_s/N_d)}{n}$ برابر نسبت توان سیگنال در هر سلول فرکانسی در کانال مجموع به توان نویز هر سلول فرکانسی در کانال تفاضل در حالت پخش‌شدگی طیف می‌باشد. با توجه به ناهمبسته بودن نویز در سلول‌های تبدیل فوریه، با متوسط‌گیری از زوایای استخراج شده از هر سلول فرکانسی، واریانس میانگین زوایا را می‌توان به فرم زیر نوشت:

$$\sigma_{\theta}^2 = \text{var} \left(\sum_{i=1}^n \frac{X_i}{n} \right) = \frac{\sum_{i=1}^n \text{var}(X_i)}{n^2} = \frac{\sigma_{\theta}^2}{n} = \sigma_{st}^2 \quad (14)$$

که در رابطه بالا، $\text{var}(\cdot)$ نماد واریانس است. با توجه به

و تغییرات فرکانس ناشی از تغییرات سرعت نسبی و شتاب نسبی به صورت ذیل است:

$$\omega(t) = \frac{df(t)}{dt} = \mu + \gamma t \quad (5)$$

$$\gamma = \frac{d^2f(t)}{dt^2} \quad (6)$$

مقدار فرکانس داپلر با توجه به سرعت نسبی هدف و تعقیب‌کننده در شروع بازه سیگنال‌گیری به صورت معادله (۷) محاسبه می‌گردد:

$$f_d = \frac{2 \times v_c}{\lambda} \quad (7)$$

که در آن، v_c سرعت نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده می‌باشد. لذا با تغییرات شتاب نسبی می‌توان نوشت:

$$BW = \frac{df(t)}{dt} = \mu = \frac{2 \times a_c}{\lambda} \quad (8)$$

که a_c شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده می‌باشد.

۳- تقریب خطی از سیگنال دریافتی در گیرنده نیمه‌فعال

نظر به معادله‌های (۲) و (۳) و با توجه به این‌که تغییرات زاویه‌ای و تغییرات شتاب در تعقیب‌کننده یا هدف به ایرودینامیک تعقیب‌کننده یا هدف وابسته بوده و این تغییرات در این سامانه‌ها به صورت فرکانس پایین می‌باشد و در بسیاری از منابع به صورت معادله درجه اول تقریب زده می‌شود. لذا می‌توان در بازه‌های زمانی کوتاه فرکانس داپلر را تابعی خطی از شتاب تعقیب‌کننده و هدف در نظر گرفت و آن را به فرم زیر نوشت:

$$f_d(t) \propto \alpha a_m t + \beta a_t \quad (9)$$

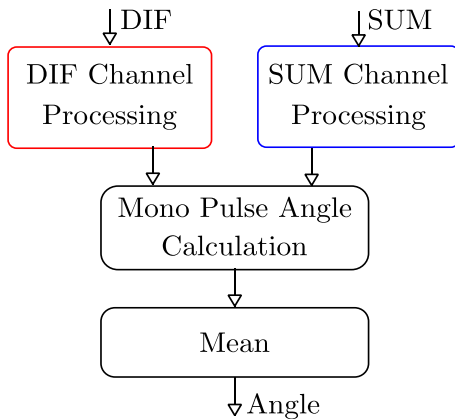
که در آن، a_m و a_t به ترتیب شتاب تعقیب‌کننده و شتاب هدف، α و β به ترتیب ضرایب فرضی برای معادله خطی می‌باشند که برآیند آن نیز یک معادله خطی است.

$$\frac{df(t)}{dt} \propto a_c t \quad 0 < t \leq \Delta t \quad (10)$$

که a_c برآیند شتاب نسبی بین تعقیب‌کننده و هدف است. در این صورت سیگنال دریافتی از هدف در ورودی پردازش‌گر گیرنده را می‌توان به صورت یک سیگنال با مدولاسیون خطی فرکانس^۱ در نظر گرفت و تغییرات شتاب در بازه‌های زمانی کوتاه را بسیار کم فرض نمود. لذا می‌توان با کوچک کردن بازه‌های زمان نمونه‌برداری، از ترم سوم (γ) صرف‌نظر نمود و در عمل با

مقدار بهبود متفاوت می‌باشد.

مطابق بلوک دیاگرام شکل (۳)، در این روش بر خلاف روش قبل که پردازش منوپالس تنها بر روی بیشینه طیف سیگنال انجام می‌گرفت، به‌ازای هر سیگنال عبوری از CFAR که در پنجره هدف قرار می‌گیرد زاویه هدف بر اساس پردازش منوپالس محاسبه شده و سپس از زوایای استخراجی متوسط گرفته می‌شود.



شکل (۳): بلوک دیاگرام پردازش یک گیرنده نیمه‌فعال با استفاده از متوسط دیتای زاویه استخراجی به روش منوپالس در سلول‌های تبدیل فوری عبوری از CFAR

در شبیه‌سازی انجام گرفته بر روی سیگنال شبه واقعی به علت این که سیگنال بصورت تک حامل ظاهر نشده و با نویز فاز همراه است با مقایسه روش فوق با روش قبل مشاهده می‌گردد که حتی در جاهایی که شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده کم باشد، کناره‌های طیف سیگنال از سلول اصلی تبدیل فوری خارج شده و در سلول‌های کناری سلول اصلی تبدیل فوری بالای CFAR قرار می‌گیرند. به‌دلیل این که دقت زاویه استخراجی برای سلول‌های کناری به واسطه پایین بودن SNR کم می‌باشد لذا موجب می‌شود در عمل متوسط دقت زاویه‌ای محاسبه شده نسبت به روش بیشینه طیف سیگنال کاهش یابد و این پدیده برای SNRهای بالا که چگالی طیف نیز قوی بوده و از CFAR بالاتر قرار می‌گیرد، بیشتر مشهود است.

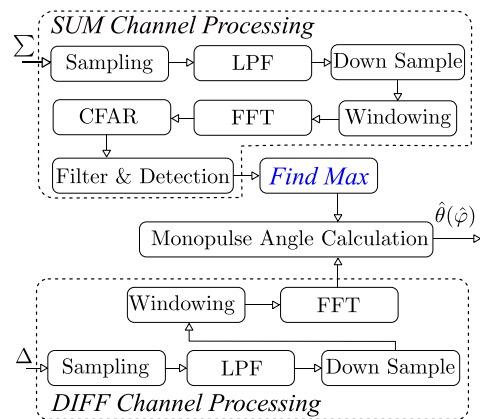
۳-۴- عبور سیگنال از بانک فیلتر منطبق بر شتاب‌های فرضی و محاسبه زاویه براساس بیشینه خروجی بانک فیلتری

در این روش محدوده شتاب به چند پله تقسیم شده و به ازای هر پله فیلتر منطبق ساخته می‌شود و سیگنال دریافتی از تمام فیلترهای منطبق مذکور به‌صورت موازی عبور کرده و دامنه سیگنال‌های خروجی با هم مقایسه شده و به‌ازای بیشینه دامنه زاویه سیگنال هدف استخراج می‌گردد. بلوک دیاگرام روش فوق با

پخش‌شدگی سیگنال به‌واسطه شتاب نسبی هدف و تعقیب‌کننده، روش‌های مرسوم در محاسبه زاویه می‌توان به‌صورت ذیل بیان نمود.

۱-۴- محاسبه زاویه براساس الگوریتم مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال

یکی از روش‌های مرسوم در پردازش منوپالس در گیرنده نیمه‌فعال موج پیوسته مطابق بلوک دیاگرام شکل (۲)، استفاده از پنجره‌گذاری بر روی نمونه‌های دریافتی و نیز اعمال تبدیل فوری گسسته N_{FFT} نقطه‌ای بر روی هر دو کانال مجموع و تفاضل و سپس استخراج بیشینه سلول تبدیل فوری سیگنال از روی سیگنال‌های عبوری از آستانه در محدوده داپلر فرضی برای هدف و محاسبه زاویه هدف از روی دامنه و فاز سیگنال مجموع و تفاضل سلول تبدیل فوری انتخاب شده می‌باشد.



شکل (۲): بلوک دیاگرام پردازش یک گیرنده نیمه‌فعال با استفاده از دیتای زاویه استخراجی به روش منوپالس از سلول تبدیل فوری سیگنال به روش مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال

۲-۴- محاسبه زاویه بر اساس الگوریتم مبتنی بر متوسط طیف سیگنال

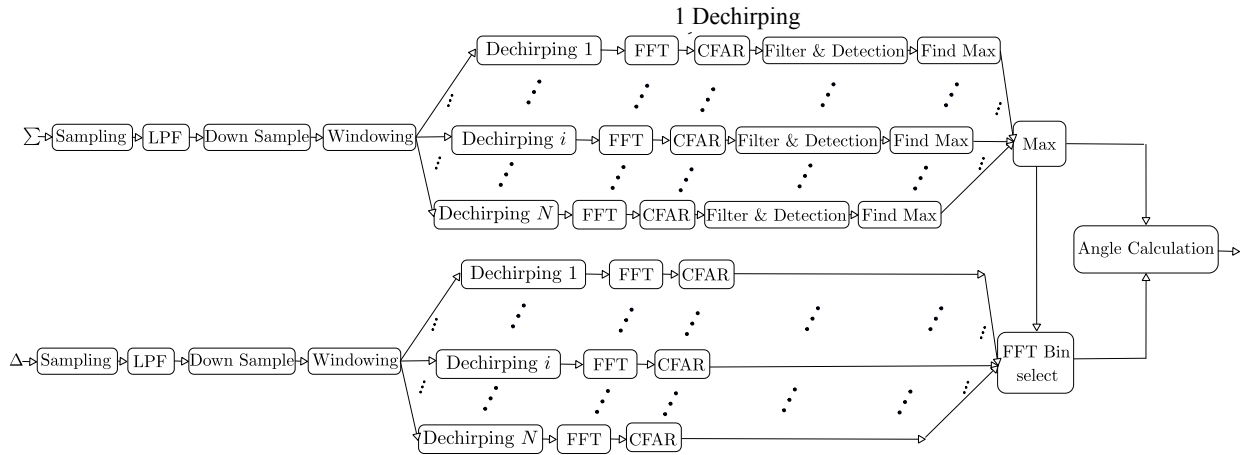
با فرض وجود سیگنال در چند بین تبدیل فوری به‌واسطه وجود شتاب می‌توان از سیگنال‌های فوق متوسط گرفت، لذا با فرض ناهمبسته بودن و با توجه به معادلات (۱۳-۱۴) می‌توان نوشت:

$$\sigma_{mt}^2 = \frac{1}{n^2} \sum_{b=1}^n \sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{n^2} \sum_{b=1}^n n \sigma_{st}^2 = \sigma_{st}^2 \quad (15)$$

که در اینجا، σ_{mt}^2 واریانس خطای زاویه‌ای گیرنده منوپالس پس از میانگین‌گیری می‌باشد و مطابق معادله‌های مذکور واریانس خطا با میانگین‌گیری برابر مقدار واریانس در حالت عدم وجود شتاب می‌باشد و لذا در زمان پخش شدن طیف، روش متوسط طیف سیگنال پیشنهاد می‌گردد ولی در عمل مشاهده می‌شود که در SNRهای مختلف و مقدار پخش‌شدگی طیف،

فیلترهای منطبق بیشتر بوده و همچنین شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده به شتاب لحاظ شده در فیلتر منطبق نزدیک‌تر باشد، SNR سیگنال خروجی افزایش یافته و دقت زاویه‌ای سیگنال هدف افزایش می‌یابد.

فن چیرپ‌زدایی^۱ در شکل (۴) آمده است. در این روش نسبت به روش اول دقت زاویه‌ای به جهت افزایش SNR با جبران‌سازی شتاب افزایش می‌یابد و مقدار افزایش دقت به تعداد فیلترهای منطبق و تعداد پله‌های شتاب بستگی دارد و هرچه تعداد



شکل (۴): بلوک دیگرام پردازش یک گیرنده نیمه‌فعال با استفاده از بانک چیرپ‌زدا براساس شتاب‌های فرضی و زاویه سنجی منوالس روی سیگنال متعلق به سلول تبدیل فوریه با خروجی بیشینه طیف خروجی بانک فیلتر.

۵-۱- تخمین پارامترها

جهت داشتن فیلتر منطبق برای جبران پخش‌شدگی طیف و تمرکز کل طیف در یک بین تبدیل فوریه یعنی Δf لازم است پخش‌شدگی طیف ناشی از دقت تخمین نرخ چیرپ $(\mu - \hat{\mu})$ نسبت به پهنای سلول تبدیل فوریه کمتر باشد. بدین منظور می‌توان نوشت:

$$(\mu - \hat{\mu})\Delta t \leq \Delta f \quad (16)$$

$$\Delta f = \frac{F_s}{N} \quad (17)$$

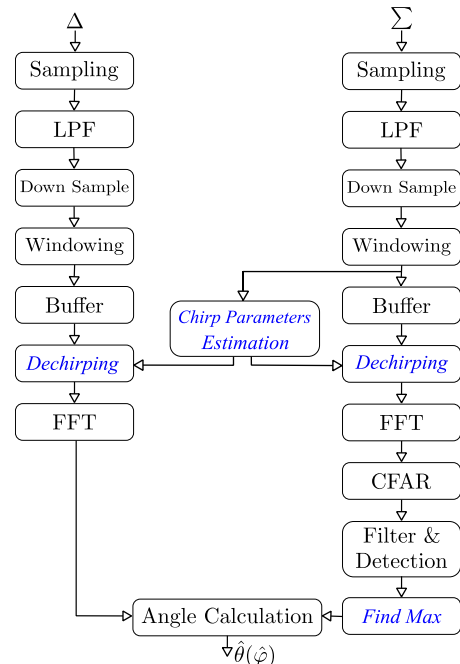
که در رابطه بالا، Δt زمان سیگنال‌گیری و N تعداد نقاط تبدیل فوریه، F_s فرکانس نمونه‌برداری است و هم‌چنین لازم است فرض‌های ذیل با توجه به [۱۲] در نظر گرفته شوند:

$$\mathbb{E}[(\mu - \hat{\mu})^2] \leq \kappa \times \text{CRLB} \quad (18)$$

در رابطه بالا، $\mathbb{E}[\cdot]$ امید ریاضی است. مقدار κ به عملکرد نوع تخمین وابسته است. در خصوص تخمین پارامترهای سیگنال چیرپ روش‌ها و تخمین‌های مختلفی وجود دارد که ارزیابی آنها بر اساس باند پایین کرامر-رائو^۲ صورت می‌گیرد که به عنوان مثال در شکل‌های (۷-۶) بازده روش‌های PPE^۳، IDPT^۴، DPT^۵ و

۵- الگوریتم پیشنهادی مبتنی بر تخمین و فیلتر

در روش پیشنهادی با مدل نمودن سیگنال دریافتی بصورت یک سیگنال چیرپ با فرم معادله (۷) و سپس با استفاده از تخمین پارامترهای سیگنال چیرپ فوق و استفاده از فیلتر منطبق بر آن سعی می‌شود پخش‌شدگی طیف جبران‌سازی شده و طیف سیگنال دریافتی به یک سیگنال تک حامل نزدیک شود.



شکل (۵): الگوریتم پردازش با استفاده از چیرپ‌زدایی حاصل از تخمین پارامترهای سیگنال دریافتی

1- Cramér-Rao Lower Bound (CRLB)

3- Polynomial-Phase Estimation

4- Improved Discrete Polynomial-Phase Transform

5- Discrete Polynomial-Phase Transform

که در این معادله، N تعداد نمونه و Δ بازه زمان نمونه برداری می باشد. لازم به ذکر است واریانس خطای تخمین در حالت تخمین فرکانس بر حسب هرتز و در حالت تخمین نرخ تغییرات فرکانس بر حسب هرتز بر ثانیه می باشد. با لحاظ معادله (۱۸) انحراف معیار نرخ چیرپ را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\sigma_{\hat{\mu}} \approx \sqrt{\frac{90}{N^5 \Delta^4 \text{SNR}}} \quad (21)$$

و با توجه به شرطهای معادلات (۱۶-۱۷) جهت مناسب بودن استفاده از فیلتر منطبق نسبت به سایر روشهای محاسبه زاویه مونوپالس مانند بیشینه طیف سیگنال و متوسط طیف سیگنال لازم است:

$$\frac{\Delta f}{\Delta t} \geq |(\mu - \hat{\mu})| \approx \sqrt{\frac{90}{N^5 \Delta^4 \text{SNR}}} \quad (22)$$

۵-۲- فیلتر چیرپ زدا

با فرض ثابت بودن شتاب نسبی بین هدف و تعقیب کننده در بازه های زمانی کوتاه Δt ، سیگنال دریافتی در بازه فوق بافر شده و سپس مطابق الگوریتم تخمین، پارامترهای مدولاسیون خطی فرکانس سیگنال تخمین زده می شوند و با استفاده از این پارامترها سیگنال دریافتی از فیلتر چیرپ زدا عبور داده می شود. با فرض سیگنال دریافتی مطابق معادله (۱۱) در یک بازه زمانی Δt داریم:

$$x(t) = s(t) + w(t) \\ s(t) = \frac{1}{\sqrt{\Delta t}} \text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) \exp(\theta_0 + j2\pi f_0 t + j\pi \mu_0 t^2) \quad (23)$$

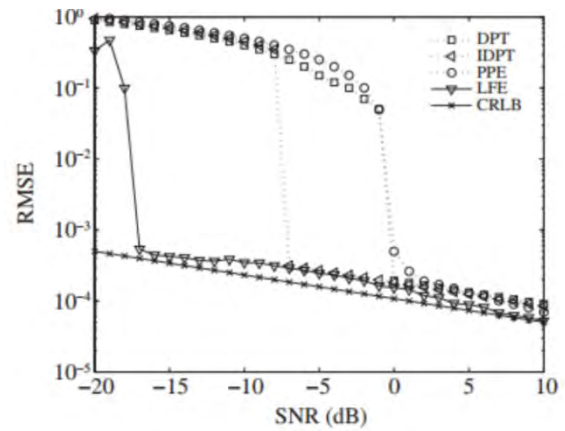
که این معادله مطابق معادله سیگنال با مدولاسیون خطی فرکانس در یک تک پالس با پهنای پالس Δt می باشد. پهنای باند سیگنال فوق در بازه زمانی Δt به صورت ذیل تعریف می شود.

$$BW_{max} = \mu_0 \Delta t \quad (24)$$

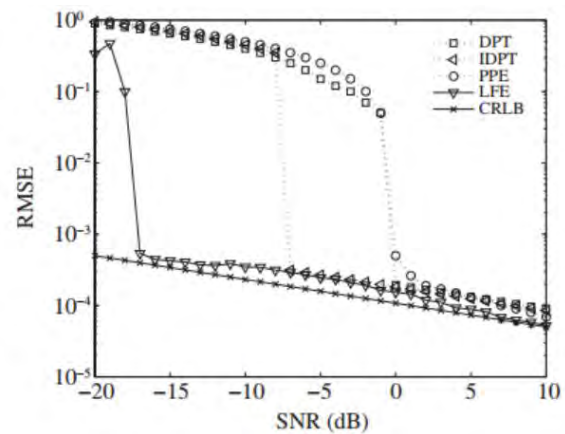
که μ_0 مقدار تغییرات فرکانس یا پهنای باند چیرپ در واحد زمان است. حال با فرض \hat{f} و $\hat{\mu}$ به ترتیب فرکانس مرکزی و شیب LFM تخمین زده شده، برای حذف تغییرات فرکانس داپلر در سیگنال دریافتی و کاهش پهنای باند کافی است فیلتر منطبق به صورت فیلتر منطبق بر پارامتر تخمین زده شده از شیب چیرپ به صورت ذیل تعریف گردد:

$$h(t) = \exp(-j\pi \hat{\mu}(\Delta t - t)^2) \quad (25)$$

LFT^1 به ترتیب بر حسب هرتز بر ثانیه و بر حسب هرتز نسبت به CRLB آمده است [۱۲].



شکل (۶): مقایسه نتایج تخمین نرخ تغییرات فرکانس در روشهای LFT و DPT, IDPT, PPE



شکل (۷): مقایسه نتایج تخمین فرکانس اولیه در روشهای LFT و DPT, IDPT, PPE

انتخاب نوع تخمین وابسته به محدوده SNR مورد استفاده می باشد و از آنجا که در ردگیری از SNRهای بالا استفاده می شود لذا تمام تخمین های فوق در SNRهای بالای 0 dB دارای بازده نسبتا یکسانی خواهند بود. و مطابق شکل های فوق تخمین LFE تخمین مناسبی می باشد که حتی تا نسبت سیگنال به نویزهای -17 dB نیز بازده خوبی دارد. این تخمین مبتنی بر بهبود تخمین تبدیل کوتاه زمان-فرکانس مطابق با مرجع [۱۳-۱۴] می باشد. در این تخمین ها مقدار CRLB به صورت معادله های (۱۹-۲۰) تقریب زده می شود [۱۵].

$$\text{var}(\hat{\mu}) \approx \frac{90}{N^5 \Delta^4 \text{SNR}} \quad (19)$$

$$\text{var}(\hat{f}_0) \approx \frac{4.5}{N \times \text{SNR}} \quad (20)$$

الگوریتم ارائه شده تخمین و فیلتر به صورت مرحله‌ای در جدول (۱) بیان شده است. در الگوریتم زیر ζ بیانگر پنجره‌ها در تبدیل کوتاه زمان-فرکانس است.

همان‌طور که مشاهده می‌گردد سیگنال خروجی فیلتر منطبق، مشابه سیگنال چیرپ با شیب فرکانس μ_d در یک بازه زمانی Δt به عبارت دیگر یک پالس LFM با طول زمانی Δt و شیب فرکانس $\hat{\mu}_d$ خواهد بود. که پهنای باند سیگنال بعد از فیلتر منطبق وابسته به مقدار μ_d است و می‌توان به صورت ذیل تعریف نمود. که در اینجا $\mu = \mu_0 - \mu_d$ می‌باشد.

$$BW_{out} = \mu_d \Delta t \quad (34)$$

لذا در خروجی فیلتر منطبق با توجه به پارامترهای تخمین زده شده و سیگنال دریافتی می‌توان نوشت:

$$X_o(\tau) = h(\tau) * x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)h(\tau - t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp(-j\pi\hat{\mu}(\Delta t - \tau + t)^2) dt \quad (26)$$

که در رابطه بالا، * علامت کانولوشن است. در زمان Δt خروجی فیلتر به صورت رابطه (۲۷) است:

$$X_o(\Delta t) = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) \exp(\theta_0 + j2\pi f_d t) \exp(j\pi(\mu - \hat{\mu})t^2) dt \quad (27)$$

جدول (۱): سلسله مراتب تخمین و فیلتر منطبق در گیرنده نیمه فعال بر اساس الگوریتم پیشنهادی

Input: Signal $\{x(n)|1 \leq n \leq N\}$; Set of Windows Width $\zeta = N_{win}$;

Output: Filtered section $\hat{x}(n)$

A) Estimation Step

Step 1: Perform STFT with Gaussian window $g_\zeta(k)$

$$STFT_\zeta(n, \omega) = \sum_k x(n+k)g_\zeta(k)\exp(-j\omega k\Delta t) \quad (28)$$

$$n \in [-N/2 + \zeta/2\Delta t, N/2 - \zeta/2\Delta t]$$

Where

$$g_\zeta(k) \begin{cases} \neq 0 & |k\Delta t| \leq \zeta/2 \\ = 0 & o.w \end{cases} \quad (29)$$

Step 2: Estimate the Intermediate Frequency (IF) maximizing the $STFT_\zeta(n, \omega)$ with ζ window; (30)

$$\hat{f}_\zeta(n) = \arg \max |STFT_\zeta(n, \omega)|_\omega$$

Step 3: Find chirp line abased on (5), and

$$\hat{f}_\zeta(k) = \hat{f}_0 + \hat{\mu}_\zeta(k\Delta t) \quad (31)$$

Step 4: Smooth with Median filer as [12] and obtain $\{\hat{f}, \hat{\mu}, f_k\}$

Step 5: For evaluation $(\mu - \hat{\mu}) \leq \Delta f / \Delta t$ compute the correlation coefficient ρ as [12]

1: if $\rho \geq \rho_m$; then

2: go to filtering section

3: else

4: go back to the beginning of estimation section

5: end if

B) Filtering Step:

Step 6: Math filter according to (25)

$$h(t) = \exp(-j\pi\hat{\mu}(\Delta t - t)^2) \quad (32)$$

Step 7: Dechirp signal $x(n)$ using $\hat{\mu}$ parameter filter

$$\hat{x}(n) = x(n) * h(n) \quad (33)$$

و همچنین پترن آنتن با توجه به پترن آنتن عملی موجود پیاده‌سازی شده و نتایج بصورت ذیل حاصل شده است.

جدول (۲): مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی شده

parameter	Description	Value
α_c	Relative Acceleration(gravity)	[0-25]g
f_0	Carrier Frequency	16GHZ
BW_d	Doppler Bandwidth	200KHz
M	Total Sample	40000
N_{FFT}	FFT Point	8192
T	Time Period	40ms
SNR	Signal to Noise Ratio	[20-40]dB
F_s	Down Sample Frequency	10^6 Hz
N	Number of Run	10^4
P_N	Noise Power	-54dBm
F_{IF}	Intermediate Frequency	35Mhz
Ref_C	Reference Cell	100
Gua_c	Guard Cell	40
G_{CFAR}	CFAR Threshold	6.5
β_{el}	Monopulse Elevation Slope	۴,۸۳۵
β_{az}	Monopulse Azimuth Slope	۴,۲۲

در شکل‌های (۱۰-۸) مقدار RMS خطا به‌ازای شتاب‌های نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده و همچنین SNRهای مختلف براساس الگوریتم‌های پردازشی بیشینه طیف سیگنال خروجی، متوسط طیف سیگنال خروجی و روش جبران‌سازی براساس تخمین پارامترهای هدف در گیرنده نیمه‌فعال تعقیب‌کننده را نشان می‌دهد.

شکل‌های (۸-الف) و (۸-ب) نشان‌دهنده خطای زاویه‌ای ردگیری سمت و ارتفاع حاصل از روش پردازشی بیشینه طیف سیگنال بر حسب نسبت سیگنال به نویز به‌ازای شتاب‌های مختلف بین تعقیب‌کننده و هدف است. طبق انتظار، روش پردازشی بیشینه طیف سیگنال خروجی به‌علت کاهش SNR به جهت پخش شدگی طیف، خطای زاویه‌ای به مقدار شتاب نسبی وابسته است و اگر این شتاب افزایش یابد خطا نیز افزایش می‌یابد و برعکس آن نیز صادق است. خطای سمت و ارتفاع در شبیه‌سازی با افزایش نسبت سیگنال به نویز کاهش یافته و کارآرایی گیرنده نیمه‌فعال افزایش می‌یابد.

شکل‌های (۹-الف) و (۹-ب) خطای زاویه ردگیری حاصل از

این پهنای باند متاثر از دو عامل می‌باشد که عبارتند از: پهنای باند ناشی از واریانس خطای تخمین δ_{μ_d} است که وابسته به نوع تخمین مورد استفاده و مقدار SNR سیگنال دریافتی دارد که در تخمین‌های پیشنهادی در صورت بالا بودن SNR مقدار واریانس به مقدار CRLB نزدیک می‌باشد.

• مقدار خطی بودن سیگنال LFM دریافتی (مقدار انحراف از خطی بودن df_e) که با توجه به این‌که تغییرات شتاب در تعقیب‌کننده و هدف در بازه زمانی کم بسیار ناچیز می‌باشد؛ لذا این مقدار می‌تواند بسیار کوچک فرض گردد. لذا پهنای باند سیگنال خروجی از فیلتر منطبق در بازه زمانی Δt را می‌توان به‌صورت ذیل تخمین زد:

$$BW_{out} = \widehat{\delta}_{\mu} + \widehat{\delta}_{df_e} \quad (۳۵)$$

که در این معادله، $\widehat{\delta}_{df_e}$ واریانس خطای ناشی از غیر خطی بودن سیگنال دریافتی نسبت به تقریب خطی می‌باشد و لذا با فرض، $\widehat{\delta}_{df_e} = 0$ پهنای باند خروجی ($\widehat{\delta}_{\mu}$) می‌تواند تا حدود CRLB در معادله (۱۹) کاهش یابد. با بکارگیری فیلتر منطبق فوق عملاً گسترش پهنای باند سیگنال در چند بین تبدیل فوریه ناشی از تغییرات شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده جبران‌سازی شده و بسته به دقت تخمین شتاب، سیگنال خروجی در یک یا دو بین تبدیل فوریه جمع می‌گردد.

۶- شبیه‌سازی و نتایج

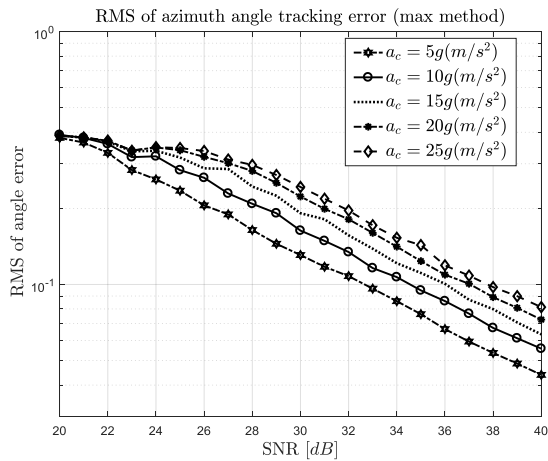
در این شبیه‌سازی پارامترها بصورت جدول (۲) تنظیم می‌شوند. بعنوان مثال فرض می‌گردد از گیرنده رادیویی در باند Ku فرکانس 16GHZ و پهنای فرکانس داپلر 200KHz استفاده شده است و در پردازش از $M = 40000$ نمونه در بازه زمانی $40ms$ جهت پردازش مونوپالس بهره گرفته شده و SNR سیگنال دریافتی در محدوده $[20 - 40]dB$ و شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده در محدوده $[0 - 25]g$ متغیر می‌باشد. نوع CFAR در این شبیه‌سازی از نوع کوچکترین میانگین سلول^۱ و پارامترهای آن در جدول (۱) بیان شده است. در این شبیه‌سازی سه روش بیان شده در پردازش گیرنده (الگوریتم بیشینه طیف سیگنال، الگوریتم متوسط طیف سیگنال و الگوریتم تخمین پارامترها) بصورت کامل پیاده‌سازی شده و نتایج با هم مقایسه شده است این شبیه‌سازی به تعداد 10000 مرتبه به‌ازای شتاب‌های نسبی مختلف و همچنین سیگنال به نویزهای مختلف با پیاده‌سازی سیگنال همراه با نویز سیگنال، نویز فاز و نویز D/A

1- Smallest of Cell Average (SOCA) CFAR

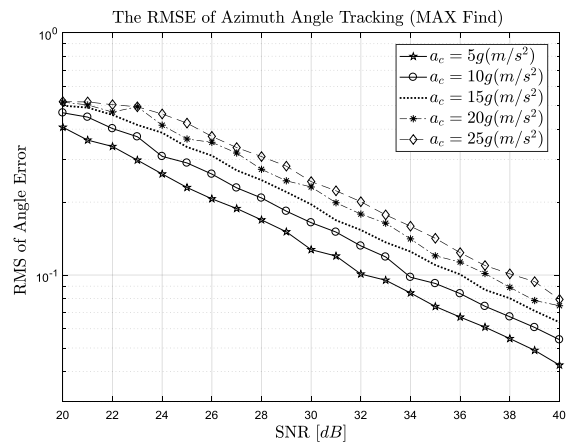
سریع وابسته می‌باشد.

شکل‌های (۱۰-الف) و (۱۰-ب) شبیه‌سازی خطای زاویه ردگیری حاصل از پردازش روش فیلتر منطبق در سمت و ارتفاع گیرنده نیمه‌فعال بر حسب نسبت سیگنال به نویز به‌زای شتاب‌های مختلف بین هدف و تعقیب‌کننده را نشان می‌دهد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی فیلتر منطبق بیان‌کننده این مسئله است که خطای ردگیری مستقل از شتاب نسبی است. عبارت دیگر با تخمین دقیق شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده، می‌توان این مولفه (شتاب نسبی) را از کارآرایی گیرنده نیمه‌فعال مجزا ساخت.

روش متوسط طیف سیگنال خروجی در سمت و ارتفاع گیرنده نیمه‌فعال بر حسب نسبت سیگنال به نویز به‌زای شتاب‌های مختلف بین تعقیب‌کننده و هدف را نشان می‌دهد. همانطوری که در این شکل ملاحظه می‌شود در نسبت سیگنال به نویزهای پایین روش پردازشی متوسط طیف سیگنال خروجی رفتاری کاملاً شبیه به روش بیشینه طیف سیگنال خروجی را ایفا می‌کند. زیرا در این حالت تعداد کمی از بین‌های تبدیل فوریه دارای توان بالاتر از حد آستانه می‌باشند. در نسبت سیگنال به نویزهای بالا، توان سیگنال بیشتر شده و تعداد بین‌های که بالای آستانه قرار می‌گیرند، نیز بیشتر می‌شود و این تعداد به نرخ چیرپ سیگنال و نیز مقدار نویز فاز و پهنای بین تبدیل فوریه

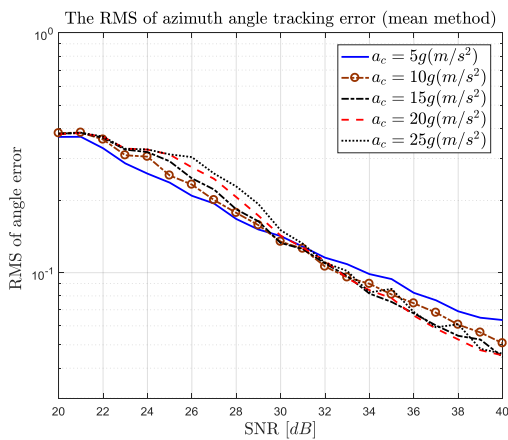


(ب) خطای زاویه ردگیری در سمت به‌زای CFAR Threshold=10

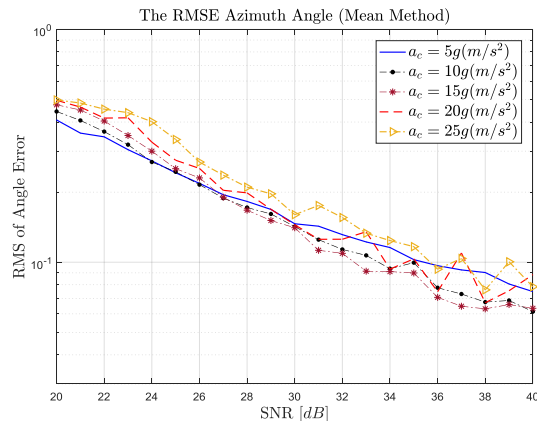


(الف) خطای زاویه ردگیری در سمت به‌زای CFAR Threshold=6.5

شکل (۸): خطای زاویه ردگیری در سمت و ارتفاع گیرنده بر حسب SNR و شتاب‌های نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده با پیاده‌سازی الگوریتم پردازش گیرنده بر مبنای بیشینه طیف سیگنال خروجی.



(ب) خطای زاویه ردگیری در سمت به‌زای CFAR Threshold=10



(الف) خطای زاویه ردگیری در سمت به‌زای CFAR Threshold=6.5

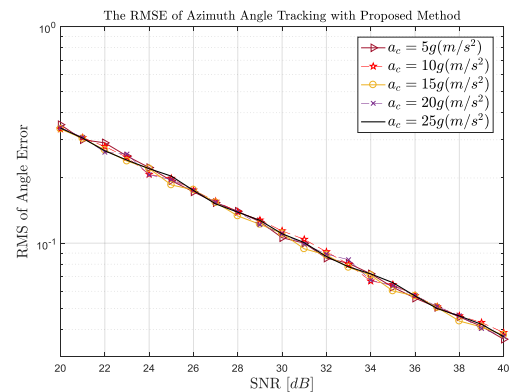
شکل (۹): خطای زاویه ردگیری در سمت و ارتفاع گیرنده بر حسب SNR و شتاب‌های نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده با پیاده‌سازی الگوریتم پردازش گیرنده بر مبنای متوسط طیف سیگنال خروجی

در این روش مولفه نسبت سیگنال به نویز، تنها عاملی است که در خطای ردگیری نقش به‌سزایی را ایفا می‌کند. هر چقدر نسبت سیگنال به نویز در گیرنده نیمه فعال افزایش یابد، خطای ردگیری کاهش می‌یابد. شکل (۱۱) مقایسه خطای ردگیری حاصل از سه روش پردازشی پیشینه طیف سیگنال، متوسط طیف سیگنال خروجی و روش فیلتر منطبق در سمت برحسب نسبت سیگنال به نویز برای شتاب‌های نسبی (در هر گروه شتاب از پایین به بالا زیاد می‌شود) را نشان می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی در این شکل را می‌توان بدین‌صورت توصیف نمود که کارآرایی روش فیلتر منطبق در مقایسه با روش‌های دیگر بالا است. همچنین روش متوسط طیف سیگنال به نسبت سیگنال به نویز پایین کارآرایی بهتری را ارائه می‌دهد. در نتیجه می‌توان بیان نمود که با تخمین دقیق پارامترهای سیگنال دریافتی، کارآرایی گیرنده نیمه فعال را می‌توان به‌طور موثری بهبود بخشید نکته دیگری که قبلاً به آن اشاره شد این است که در روش فیلتر منطبق، کارآرایی گیرنده وابسته به مولفه شتاب نیست.

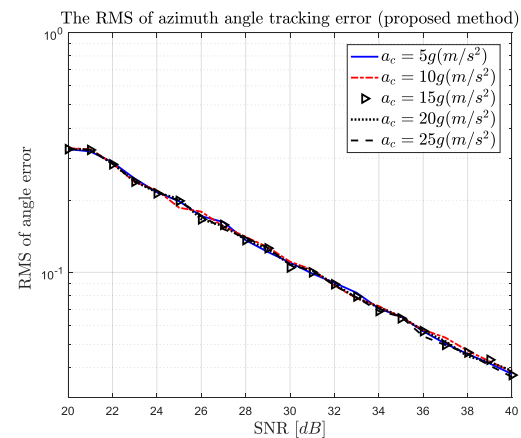
برای ارزیابی نسبی بهبود خطای زاویه ردگیری روش ۲ نسبت به روش ۱، نسبت خطای زاویه این دو روش در نظر گرفته می‌شود و لذا پارامتر بهبود را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\text{Improvement} = 10 \log \left(\frac{\text{RMSE of Method 1}}{\text{RMSE of Method 2}} \right) \quad (26)$$

در شکل (۱۳-۱۲) مقدار بهبود خطای زاویه‌ای حاصل از به‌کارگیری الگوریتم‌های پردازش متوسط و جبران‌سازی شتاب نسبت به الگوریتم پردازش مبتنی بر پیشینه سیگنال بیان شده است. همان‌طوری که در شکل (۱۲) مشاهده می‌گردد به جهت وجود نویز فاز در سیگنال دریافتی در SNRهای بالا به جهت اینکه دامنه نویز فاز در سلول‌های کناری سیگنال از سطح آستانه CFAR بالاتر می‌رود عملاً به‌عنوان نمونه سیگنال، در متوسط وارد می‌شود و به جهت پایین بودن نسبت سیگنال به نویز دقت زاویه‌ای برای این نمونه‌ها پایین بوده و اثر منفی بر روی مقدار متوسط می‌گذارد و لذا در این حالت، زمانی که شتاب پایین بوده و پخش شدگی سیگنال در حد یک الی دو سلول تبدیل فوریه سریع باشد، مقدار خطای RMS از حالت استفاده از الگوریتم پردازشی مبتنی بر پیشینه سیگنال بیشتر می‌شود و افزایش خطا در SNRهای بالا تا ۲ dB نیز می‌رسد ولی در حالتی که پخش شدگی سیگنال بیش از چندین سلول تبدیل فوریه سریع باشد، تعداد سلول‌های ناشی از نویز فاز که در متوسط وارد می‌شود نسبت به تعداد نمونه‌های اصلی سیگنال کم بوده و لذا اثر مخرب آن در متوسط کم می‌شود و در این حالت‌ها عملکرد الگوریتم مذکور نسبت به الگوریتم مبتنی بر سیگنال پیشینه بهتر بوده و در شتاب‌های بالا بهبود دقت تا بیش از ۲ dB نیز می‌رسد.

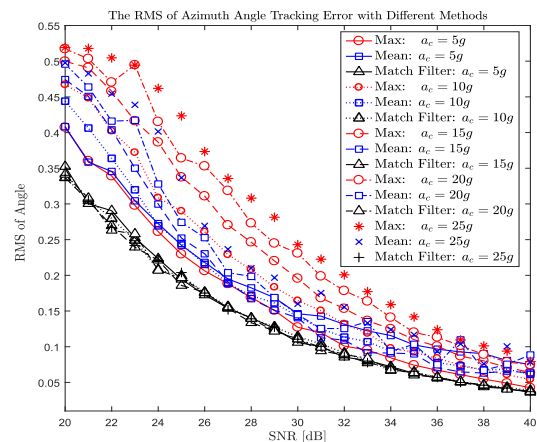


الف) خطای زاویه ردگیری سمت براساس روش پیشنهادی CFAR Threshold=6.5



ب) خطای زاویه ردگیری سمت براساس روش پیشنهادی CFAR Threshold=10

شکل (۱۰): خطای زاویه ردگیری در سمت و ارتفاع گیرنده برحسب SNR و شتاب‌های نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده با پیاده‌سازی الگوریتم پردازش بر مبنای جبران‌سازی براساس تخمین پارامترهای سیگنال دریافتی



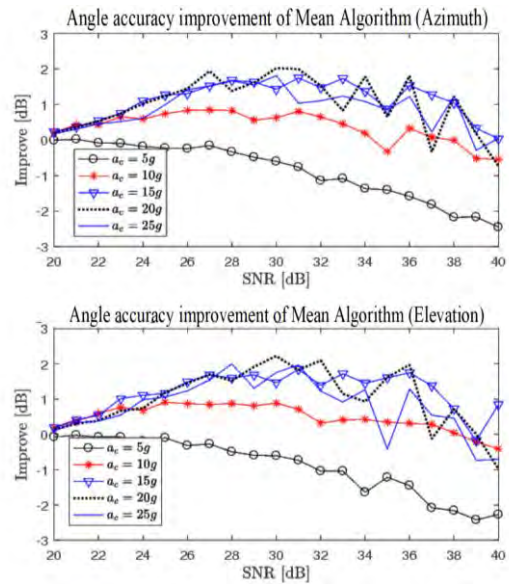
شکل (۱۱): مقایسه خطای ردگیری سه روش پردازشی پیشینه طیف سیگنال، متوسط طیف سیگنال و روش فیلتر منطبق در سمت بر حسب نسبت سیگنال به نویز به‌ازای شتاب‌های نسبی متفاوت.

۷- نتیجه‌گیری

مطابق بررسی‌های انجام گرفته در این مقاله و شبیه‌سازی انجام شده، مشاهده می‌شود که می‌توان با تقریب سیگنال دریافتی در گیرنده نیمه فعال در زمان وجود شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده به صورت سیگنال چیرپ و تخمین پارامترهای آن با استفاده از تخمین بهینه تبدیل کوتاه زمان-فرکانس مطابق مرجع [۱۵] و سپس اندازه‌گیری زاویه منوالس با توجه به SNR سیگنال دریافتی به بهبودهایی قابل توجه نسبت به الگوریتم‌های مبتنی بر متوسط طیف سیگنال و همچنین بیشینه طیف سیگنال دست یافت. در الگوریتم متوسط علی‌رغم این که در تئوری عملکرد یکسان را در وجود شتاب و پخش شدگی سیگنال نسبت به حالت عدم وجود شتاب و تک حامل بودن سیگنال نشان می‌دهد ولی در عمل در نسبت سیگنال به نویزهای بالا و شتاب پایین که پخش شدگی سیگنال زیاد باشد به جهت وجود نویز فاز عملکرد الگوریتم متوسط نسبت به عملکرد الگوریتم مبتنی بر بیشینه سیگنال ضعیف بوده و خطای زاویه سنجی افزایش می‌یابد ولی در شتاب‌های بالا که پخش شدگی سیگنال زیاد بوده و طیف سیگنال در چندین بین تبدیل فوریه سریع پخش می‌گردد عملکرد الگوریتم متوسط نسبت به الگوریتم مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال بهتر می‌باشد. ولی در الگوریتم جدید که مبتنی بر جبران سازی اثر شتاب با اتخاذ فیلتر منطبق بر پارامترهای شتاب تخمینی از سیگنال دریافتی بر روی سیگنال می‌باشد در حالت عدم وجود شتاب، عملکرد آن در حد الگوریتم مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال می‌باشد و در حالت وجود شتاب و پخش شدگی سیگنال عملکرد این الگوریتم نسبت به الگوریتم مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال و همچنین الگوریتم مبتنی بر متوسط بهتر بوده و بهبود قابل توجهی در دقت زاویه سنجی حاصل می‌شود.

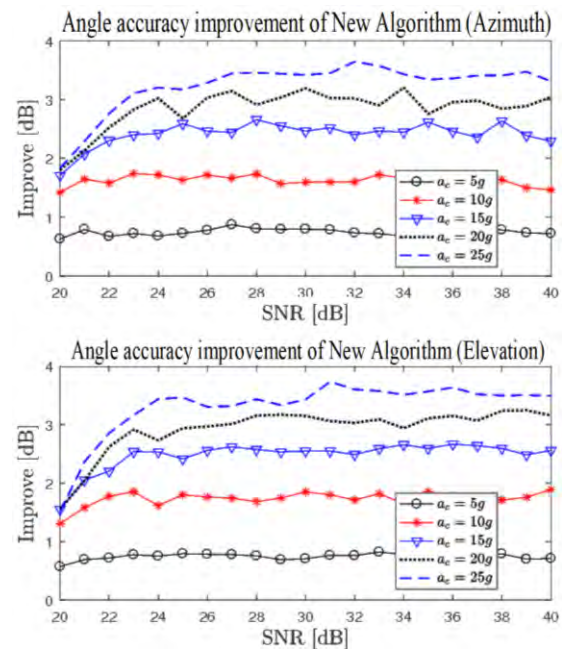
۸- مراجع

- [1] G. M. Kirkpatric, "Development of a monopulse radar system," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 42, no. 2, pp. 807-818, Apr. 2009.
- [2] E. Mosca, "Angle estimation in amplitude comparison monopulse systems," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-5, no. 2, pp. 205-212, 1969.
- [3] S. M. Sherman, "Monopulse Principle and Techniques," Norwood, MA: Artech House, 1984.
- [4] W. D. Blair, and M. Brandt-pearce, "Statistical description of monopulse for tracking Rayleigh targets," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 34, no. 2, pp. 597-611, Apr. 1998.
- [5] W. D. Blair and M. Brandt-pearce, "Monopulse DOA estimation of two unresolved Rayleigh targets," IEEE



شکل (۱۲): مقدار بهبود در دقت زاویه ردگیری در سمت و ارتفاع گیرنده حاصل از پیاده‌سازی الگوریتم پردازش مبتنی بر متوسط طیف سیگنال نسبت به الگوریتم پردازش مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال به‌ازای CFAR=6.5

مطابق نتایج شکل (۱۳) در الگوریتم پردازشی مبتنی بر جبران سازی عملاً در حالتی که سامانه بدون شتاب باشد عملکرد الگوریتم فوق معادل الگوریتم پردازشی مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال خواهد بود ولی در شتاب‌های بالا این بهبود تا ۴ dB نیز می‌رسد و در نسبت سیگنال به نویزهای بالا این بهبود مستقل از مقدار SNR می‌باشد و هر چه شتاب نسبی بین هدف و تعقیب‌کننده بیشتر باشد این بهبود بیشتر خواهد شد.



شکل (۱۳): مقدار بهبود در دقت زاویه ردگیری در سمت و ارتفاع گیرنده حاصل از پیاده‌سازی الگوریتم پردازش مبتنی بر تخمین پارامترها به الگوریتم پردازش مبتنی بر بیشینه طیف سیگنال

- [10] E. Chaumette and P. Larzabal, "Monopulse-radar tracking of Swerling III-IV targets using multiple observations," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 2, pp. 520-537, Apr. 2008.
- [11] J. Galy, "Joint detection estimation problem of monopulse angle measurement". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 46, no. 1 pp. 397-412, Jan. 2010.
- [12] J. Z. Wang, S. Y. Su, and Z. P. Chen, "Parameter estimation of chirp signal under low SNR," Sci. China Inf. Sci., 2015.
- [13] C. S. Pang, L. Liu, and T. Shan, "Time-frequency analysis method based on short-time fractional Fourier transform," Acta Electron Sin, vol. 42, pp. 347-352, 2014.
- [14] C. S. Pang, "An accelerating target detection algorithm based on DPT and fractional Fourier transform," Acta Electron Sin, vol. 40, pp. 184-188, 2012.
- [15] S. Peleg and B. Porat, "The Cram&-Rao lower bound for signals with constant amplitude and polynomial phase," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 749-752, Mar. 1991.
- [6] A. Sinha, "Radar measurement extraction in presence of sea-surface multipath," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 32, no. 2, pp. 550-567, Apr. 2003.
- [7] R. O. Nielsen, "Accuracy of angle estimation with monopulse processing using two beams," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, no. 4, pp. 1419-1423, Oct. 2001.
- [8] U. Nickel, E. Chaumette, and P. Larzabal, "Statistical performance prediction of generalized monopulse estimation," IEEE Aerospace and Electronic Magazine, vol. 47, no. 1, pp. 381-404, Jan. 2011.
- [9] R. O. Nielsen, "Accuracy of angle estimation with monopulse processing using two beams," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, no. 4, pp. 1419-1423, Oct. 2001.

SNR Improvement in Semi-active Tracking Radar Using Signal Parameters Estimation

K. Heydari, P. Azmi*, B. Abbasi Arand

Tarbiat Modares University

(Received: 15/05/2017, Accepted: 25/05/2018)

Abstract

In continuous wave (CW) radar systems, the efficiency of semi-active chaser receiver in the tracking of target is of paramount importance. In a situation where the target and chaser have variable speed (accelerated motion) relative to one another, in the semi-active chaser receiver, the received signal has time varying Doppler frequency shifts. In this paper, semi-active receiver with hierarchical features first acquires an estimation of the parameters of the received signal using the short time-frequency transform (STFT) at the time of the acceleration of the target or chaser. Then, mono-pulse angular tracking accuracy is tested using a matched filter based on the estimated parameters of the received signal. Eventually, providing the required simulation, the proposed method is compared with "maximum signal spectrum" and "average signal spectrum" methods. The results imply that the matched filter-based algorithm has a better performance than other algorithms.

Keywords: Estimation, Short time-Frequency Transform, Doppler Compensation, Matched Filter