

جبران جابجائی سلولی برد در SAR با استفاده از پردازش Stretch

حامد احمدیان یزدی^{۱*}، رضا کیوان شکوه^۲

۱- دانشجوی دکتری، مرکز تحقیقات الکترونیک و مخابرات، دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(دریافت: ۱۳۹۲/۰۵/۱۴، پذیرش: ۱۳۹۳/۰۳/۱۱)

چکیده

برای تصویربرداری در برد با روش‌های مرسوم فشرده‌سازی پالس، نیاز است که از سیگنال LFM با نرخ ناکوئیسیت نمونه‌برداری شود. در فشرده‌سازی برای افزایش وضوح در برد، پهنای باند سیگنال نیز افزایش می‌یابد که این مسئله محدودیت‌هایی به نمونه‌برداری تحمیل می‌کند. در این مقاله ضمن بررسی روش پردازشی Stretch مورد استفاده در رادارها، مقدار کاهش نرخ نمونه‌برداری در این روش محاسبه خواهد شد. در ادامه، الگوریتم پردازشی مناسب تشکیل تصویر RDA بر پایه این روش برای زوایای کج‌شدگی بالا ارائه می‌شود. همچنین برای انجام RCMC بدون استفاده از روش مرسوم درون‌یابی، روشی مبتنی بر فیلترینگ ارائه خواهد شد. در نهایت با استفاده از شبیه‌سازی‌های مختلف به این نتیجه می‌رسیم که روش پیشنهادی در این مقاله، علی‌رغم بار محاسباتی کمتر نسبت به روش‌های متعارف در سناریوهایی که طول دهانه ترکیبی آنها کم باشد، عملکرد مطلوبی خواهد داشت.

واژگان کلیدی

SAR، فشرده‌سازی LFM، پردازش Stretch، تصویربرداری در برد، الگوریتم RDA، زوایای کج‌شدگی.

۱. مقدمه

مجازی به‌وجود آید را طول دهانه ترکیبی رادار می‌گویند. توانمندی افزایش تفکیک‌پذیری در سمت با یک دقت نسبتاً خوب، SAR را از دیگر رادارها متمایز می‌سازد [۱].

روش مرسوم آشکارسازی در رادارها، نمونه‌برداری از سیگنال دریافتی با نرخ ناکوئیسیت و عبور آن از فیلتر منطبق است که این عملیات معمولاً در حوزه فرکانس انجام می‌شود. در حالتی که پهنای باند سیگنال راداری زیاد باشد، نمونه‌برداری از این سیگنال با مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال موجود کار ساده‌ای نبوده و با محدودیت‌های نرخ نمونه‌برداری این مبدل‌ها مواجه خواهد شد. از آنجایی که تفکیک‌پذیری برد به‌دست‌آمده با این روش با پهنای باند سیگنال ارسالی رابطه عکس داشته و برای به‌دست آوردن تفکیک‌پذیری بالا، نیاز است که از سیگنال LFM با پهنای زیاد استفاده شود، لذا حد تفکیک‌پذیری در برد با این روش به‌طور مستقیم با نرخ نمونه‌برداری مبدل‌ها محدود می‌شود [۲].

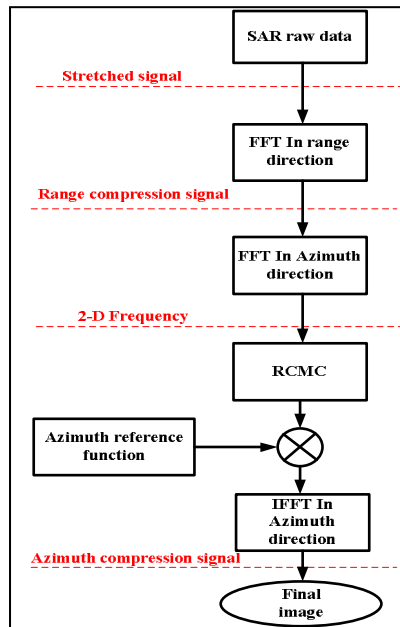
از جمله روش‌های رایج برای فشرده‌سازی پالس جهت سیگنال‌های

رادار دهانه ترکیبی (SAR) یک سیستم تصویربرداری مایکروویو است که قابلیت ایجاد تصاویر دو بعدی از سطح زمین را در شب و روز و در تمام شرایط آب و هوایی دارد. یک بعد این تصویر به نام برد (Range) کمیتی برای خط دید از رادار تا هدف است و بعد دوم تصویر که عمود بر راستای برد است، سمت (Azimuth) نامیده می‌شود. اندازه‌گیری برد در SAR با استفاده از روش فشرده‌سازی پالس و بر اساس سنجش دقیق زمان طی‌شده، از هنگام فرستادن یک پالس تا زمان برگشت آن تعیین می‌شود [۱]. برای به‌دست آوردن تفکیک‌پذیری سمت مطلوب، به یک آنتن بزرگ از لحاظ فیزیکی نیاز است تا انرژی دریافت‌شده را در یک باریکه بیم متمرکز نماید. SAR می‌تواند در حالی که مسافت چندصد متری را طی می‌کند، اطلاعات را جمع‌آوری کرده و سپس اطلاعات را طوری پردازش کند که گویی آنها را از یک آنتن دهانه فیزیکی بزرگ به‌دست آورده است. مسافتی که سنجنده طی می‌کند تا یک آنتن

* رایانامه نویسنده پاسخگو: kphahmad@ihu.ac.ir

¹ Synthetic Aperture Radar (SAR)

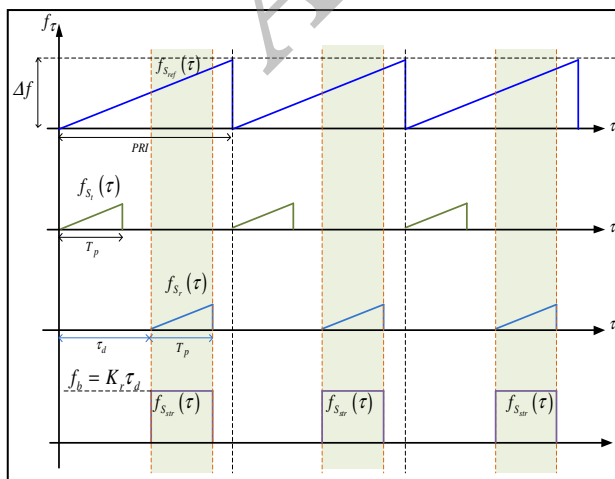
محاسبه شده و ابتدا به وسیله کرنل‌های درون‌یابی و سپس با استفاده از تبدیل فوریه معکوس و در حوزه داپلر جبران می‌گردد. سپس با توجه به روابط استخراج‌شده، تابع فیلتر منطبق در راستای سمت استخراج می‌شود.



شکل ۱. بلوک دیاگرام الگوریتم پردازشی RDA بر پایه پردازش Stretch

۲-۱. مدل سازی سیگنال

فرکانس لحظه‌ای سیگنال دریافتی و شکل موج مرجع در شکل ۲ نمایش داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، دوره سیگنال مرجع معمولاً برابر با PRI^۱ در نظر گرفته شده و علت آن پوشش کامل اکوی دریافتی برای ضرب در RF می‌باشد. در صورتی‌که لبه‌های دو سیگنال کاملاً بر هم منطبق نباشد، موجب تولید عناصر نامطلوب در سیگنال حاصل ضرب شده و در نهایت، مقدار سیگنال به



شکل ۲. نمایش فرکانس لحظه‌ای سیگنال‌های LFM مرجع، سیگنال ارسالی و اکوی دریافتی در حوزه زمان و نمایش فرکانس لحظه‌ای سیگنال Stretch

LFM با پهنای باند وسیع، استفاده از روش Stretch است [۳].

در این روش، نسخه‌ای از سیگنال ارسالی در سیگنال دریافتی در حوزه زمان و در محدوده فرکانسی RF، ضرب شده و سیگنال دریافتی به‌طور مستقیم به باند فرکانس میانی IF منتقل می‌شود. همان‌طور که در بخش ۲ مقاله شرح داده خواهد شد، فرکانس سیگنال حاصله با استفاده از این روش (که به سیگنال ضربان موسوم است) برابر با حاصل ضرب نرخ چیرپ و تأخیر ناشی از مکان هدف خواهد بود و از آنجایی که پهنای باند IF این سیگنال محدود به محدوده تصویربرداری می‌باشد و در صورتی که این محدوده کوچک باشد، می‌توان به راحتی با استفاده از مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال موجود نمونه‌برداری را انجام داد.

با توجه به مقالات منتشر شده در این حوزه، استفاده از روش Stretch در رادارهای LFM با پهنای باند وسیع [۴] کاربرد بیشتری داشته و مقدار SNR به‌دست‌آمده با استفاده از این روش و مقایسه آن با روش‌های رایج فشرده‌سازی پالس در رادارها در [۵] مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین نتایج استفاده از این روش و مقدار تفکیک‌پذیری برد حاصله از آن در [۶] منتشر شده است. از طرف دیگر، کاربرد این روش در سیستم‌های SAR موجود تنها در سنجنده Lynx [۷] اشاره شده که الگوریتم پردازشی تشکیل تصویر در آن تشریح نشده است.

از آنجا که ماهیت سیگنال IF در این روش با سیگنال LFM ارسالی متفاوت خواهد بود، نیاز است که کلیه روابط پردازشی تشکیل تصویر به‌طور مجدد محاسبه شود. لذا در بخش ۲ بر پایه مبانی پردازش Stretch و اصول تشکیل تصویر در رادارهای SAR، الگوریتم RDA^۱ برای زوایای کج‌شدگی بالا ارائه خواهد شد. همچنین برای پرهیز از کرنل‌های درون‌یاب برای انجام RCMC^۲ که منجر به افزایش بار محاسباتی می‌شود، راه‌کار جدیدی جهت انجام RCMC با انجام فیلترینگ ارائه خواهد شد. در انتها با استفاده از الگوریتم پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی برای یک و چند هدف نقطه‌ای ارائه می‌شود.

۲. الگوریتم RDA بر پایه پردازش Stretch

مراحل پردازشی الگوریتم RDA بر پایه پردازش Stretch شده در شکل ۱ نمایش داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، نقطه شروع الگوریتم، تبدیل فوریه از سیگنال Stretch شده می‌باشد که برای فشرده‌سازی سیگنال در برد مورد استفاده قرار می‌گیرد. جایجایی سلولی برد در RDA، مسئله‌ای است که در این مقاله مقدار دقیق آن در حوزه فرکانس دوبعدی بر اساس روش‌های متعارف

^۱ Range Doppler Algorithm

^۲ Range Cell Migration Compensation(RCMC)

^۳ Pulse Repetition Interval

که $R(\eta)$ برد مایل لحظه سکو تا هر هدف است که به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + v^2 \eta^2} \quad (5)$$

در رابطه بالا، R_0 فاصله نزدیک‌ترین دسترسی سکو تا هدف و v سرعت حرکت سکو می‌باشد و از آنجایی که در بیان این فرم از هیچ تقریبی استفاده نشده است، الگوریتم پیشنهادی برای زاویای کج شدگی بالا در حالت استفاده از روش‌های درون‌یابی معتبر است.

همانطور که در بخش قبل بیان شد، سیگنال دریافتی در نمونه‌ای از سیگنال مرجع در محدوده فرکانسی RF ضرب می‌شود که این عملیات را Stretch می‌نامند. این عمل، در نمایش مختلط سیگنال مطابق با رابطه زیر انجام می‌شود:

$$S_{str}(\eta, \tau) = S_{ref}(\eta, \tau) \times S_r(\eta, \tau)^* \quad (6)$$

با استفاده از روابط (۱) و (۳) و جایگذاری آن در رابطه (۶)، سیگنال حاصل از عملیات Stretch، به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$S_{str}(\eta, \tau) = w_a(\eta - \eta_c) \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_d(\eta)}{T_p}\right) \times \exp\left(j2\pi\left(f_0 \tau_d(\eta) - \frac{K_r}{2} \tau_d(\eta)^2 + K_r \tau \tau_d(\eta)\right)\right) \quad (7)$$

دو جمله اول نمایی در رابطه بالا ثابت بوده و تنها عبارت $\exp(j2\pi K_r \tau \tau_d(\eta))$ وابسته به زمان سریع τ بوده که فرکانس آن برابر با $K_r \tau_d(\eta)$ است و آن را با نام فرکانس ضربان می‌شناسند و در شکل ۲ نمایش داده شده است.

همان‌طور که در رابطه (۷) نشان داده شد، به ازای هدف نقطه‌ای، سیگنال Stretch به صورت یک تک تون می‌باشد که در تابع مربعی (rect) ضرب شده است. چنانچه از سیگنال مزبور تبدیل فوری به نسبت به τ گرفته شود، سیگنال حاصله به صورت یک سینک خواهد بود که قله آن در فرکانس خواهد $f_c = K_r \tau_d(\eta)$ بود. بنابراین با انجام تغییر متغیر در فرکانس برد، می‌توان مکان هدف در برد را به‌دست‌آورد. همچنین پهنای باند سیگنال IF بر اساس میزان تأخیر ناشی از نزدیک‌ترین و دورترین هدف مورد نظر در نوار تصویربرداری به‌صورت زیر قابل محاسبه خواهد بود:

$$BW_{IF} = f_{\tau_{max}} - f_{\tau_{min}} = K_r (\tau_{d_{max}} - \tau_{d_{min}}) \quad (8)$$

با استفاده از رابطه (۸) می‌توان تفکیک‌پذیری زمانی دو سلول مجاور در جهت برد را به‌صورت رابطه زیر بیان نمود:

$$K_r (\tau_{d_2} - \tau_{d_1}) = \frac{1}{T_p} \rightarrow (\tau_{d_2} - \tau_{d_1}) = \frac{1}{K_r T_p} \quad (9)$$

نویز را کاهش خواهد داد. برای این منظور، دوره ارسال سیگنال مرجع را برابر با یک PRI در نظر می‌گیرند تا کلیه الگوی بازگشتی از ناحیه هدف را به‌طور کامل پوشش دهد.

سیگنال LFM مرجع دارای دوره ارسالی برابر با یک PRI بوده و رابطه سیگنال معادل مختلط آن به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$S_{ref}(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{PRI}\right) \exp\left(j2\pi\left(f_0 \tau + \frac{K_r}{2} \tau^2\right)\right) \quad (1)$$

این سیگنال، تابعی از زمان برد τ (زمان سریع) بوده و متناظر با زمان درون هر چیرپ LFM است و f_0 فرکانس حامل است. سیگنال مرجع در تابع پوش مربعی با دوره ارسال T_p ضرب شده و تشکیل سیگنال ارسالی با معادله زیر را می‌دهد:

$$S_t(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi\left(f_0 \tau + \frac{K_r}{2} \tau^2\right)\right) \quad (2)$$

در رابطه بالا، نرخ چیرپ برابر با مقدار ثابت $K_r = \frac{\Delta f}{T_p}$ می‌باشد. تأخیر برد، سیگنال برگشتی یک بُعد از فضای سیگنال می‌باشد که به آن زمان سریع گویند. معادله سیگنال دریافتی برای یک هدف نقطه‌ای با لحاظ کردن تغییرات تأخیر در طول حرکت سکو به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$S_r(\eta, \tau) = S_t(\tau - \tau_d(\eta)) = w_a(\eta - \eta_c) \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_d(\eta)}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi\left(f_0 (\tau - \tau_d(\eta)) + \frac{K_r}{2} (\tau - \tau_d(\eta))^2\right)\right) \quad (3)$$

(۰) میزان تأخیر دریافت سیگنال مطابق شکل ۲ بوده و تابعی از زمان آهسته (η) است. در رابطه بالا، تابع $W_a(0)$ اثر پترن آنتن بوده و تعیین‌کننده پوش و شدت سیگنال سمت در حوزه زمان می‌باشد که اغلب در پردازش سیگنال نادیده گرفته می‌شوند. همان‌طور که می‌دانیم زمان آهسته، متناظر با زمان ارسال هر یک از پالس‌های LFM بوده و برابر است با nT که n شماره پالس ارسالی است و η فاصله زمانی تشکیل دهانه ترکیبی را بیان می‌کند. در رابطه (۳)، η_c بیانگر زمان عبور محور پرتو از روی هدف می‌باشد. در حالت کلی و چپ‌شدگی غیر صفر، هدف به‌وسیله مرکز بیم در زمان عبور محور بیم (η_c) مورد تابش قرار می‌گیرد. بر این اساس و با استفاده از فرض Stop and go [۱] می‌توان τ_d را به‌صورت زیر بیان نمود:

$$\tau_d(h) = \frac{2R(\eta)}{c} \quad (4)$$

مورد استفاده قرار می‌گیرد. عبارت نمایی، دوم یک فاز ثابت است که بیانگر RVP (Residual Video Phase) [۸] می‌باشد و عبارت نمایی سوم را نیز فاکتور Sloping می‌نامند. از آنجایی که عبارت sinc در رابطه بالا دارای مقدار ماکزیمم در $f_\tau = K_r \tau_d(\eta)$ است، چنانچه این مقدار را در عبارت نمایی سوم جایگذاری نماییم و شکل نهایی سیگنال پس از تبدیل فوریه در برد به صورت زیر خواهد شد:

$$S_1(\eta, f_\tau) = w_a(\eta - \eta_c) e^{j2\pi f_o \tau_d(\eta)} \times e^{-j\pi K_r \tau_d(\eta)^2} \times T_p \times \text{sinc} \left((K_r \tau_d(\eta) - f_\tau) T_p \right) \quad (13)$$

عبارت نمایی دوم در رابطه (۱۳)، همان RVP بوده که مختص روش پردازش stretch می‌باشد. این عبارت فاز ثابتی بوده که در روش‌های فشرده‌سازی با فیلتر منطبق وجود ندارد [۱]. شرط لازم برای چشم‌پوشی از عبارت RVP کوچک بودن مقدار خطای فاز این عبارت می‌باشد. در مرجع [۹] عنوان شده است که اگر قدر مطلق فاز عبارت RVP در طول دهانه ترکیبی، کوچکتر از $\pi/2$ باشد، می‌توان از خطای فاز عبارت مذکور صرف نظر کرد. در این مقاله با انجام محاسبات و شبیه‌سازی‌های مربوطه می‌توان از عبارات RVP برای مسئله مذکور صرف نظر نمود.

بنابراین فرم نهایی سیگنال stretch شده پس از تبدیل فوریه در برد را می‌توان به فرم زیر در نظر گرفت:

$$S_1(\eta, f_\tau) = w_a(\eta - \eta_c) e^{j2\pi f_o \tau_d(\eta)} \times T_p \times \text{sinc} \left((K_r \tau_d(\eta) - f_\tau) T_p \right) \quad (14)$$

۲-۳. اصلاح جایجایی سلولی برد به وسیله درون‌یابی

اولین گام برای انجام RCMC محاسبه برد مایل لحظه ای هر هدف در حوزه فرکانس دو بعدی بر اساس بلوک‌دیگرام شکل ۱ می‌باشد. با جایگذاری رابطه (۵) در رابطه (۴) میزان تاخیر رفت برگشت سیگنال به صورت زیر خواهد بود:

$$\tau_d(\eta) = \frac{2R(\eta)}{c} = \frac{2}{c} \sqrt{R_0^2 + v^2 \eta^2} \quad (15)$$

لذا با جایگذاری (۱۵) در (۱۴) داریم:

$$S_2(\eta, f_\tau) = w_a(\eta - \eta_c) \times e^{j \frac{4\pi f_o R(\eta)}{c}} \times T_p \times \text{sinc} \left(\left(K_r \frac{2R(\eta)}{c} - f_\tau \right) T_p \right) \quad (16)$$

عبارت sinc در رابطه (۱۶)، بیانگر پوش سیگنال در راستای برد است که می‌توان آن را به صورت تابع $p_r \left(K_r \frac{2R(\eta)}{c} - f_\tau \right)$ نمایش داد.

این همان تفکیک‌پذیری است که برای پردازش فیلتر منطبق برای سیگنال چیرپ با پهنای باند $K_r T_p$ نیز به دست می‌آید. منتها برای پردازش فیلتر منطبق، سیگنال باند پایه ورودی به A/D دارای پهنای باند $K_r T_p$ است، ولی برای پردازش Stretch برابر با $K_r (\tau_{d_{max}} - \tau_{d_{min}})$ می‌باشد. لذا در صورتی پهنای باند روش اخیر کمتر از پهنای باند پردازش فیلتر منطبق است که شرط $\tau_{d_{max}} - \tau_{d_{min}} < T_p$ رعایت شود. این بدین معناست که با توجه به اینکه دوره زمانی PRI بسیار بزرگتر از T_p است، فقط امکان تشکیل تصویر در محدوده‌ای بسیار باریک‌تر از پهنای PRI در جهت برد وجود دارد. در حالی که چنین محدودیتی در پردازش فیلتر منطبق وجود ندارد. با این توضیحات می‌توان نتیجه گرفت که روش پردازش Stretch برای نواحی تصویربرداری با عرض نوار باریک قابل استفاده است و در حالتی که $\tau_{d_{max}} - \tau_{d_{min}} < T_p$ باشد، پهنای باند پایه روش پردازش Stretch نسبت به روش پردازش فیلتر منطبق بیشتر بوده و این روش از لحاظ نرخ نمونه‌برداری کارایی خود را از دست خواهد داد.

۲-۲. فشرده‌سازی سیگنال در برد

همان‌طور که در رابطه (۸) و توضیحات ذیل آن بیان شده، پهنای باند سیگنال IF بسیار کمتر از پهنای باند LFM در محدوده فرکانسی RF بوده و می‌توان به راحتی از آن نمونه‌برداری نمود. تبدیل فوریه سیگنال رابطه (۷) به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$S_1(\eta, f_\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{str}(\eta, \tau) \times e^{-j2\pi f_\tau \tau} d\tau \quad (10)$$

با جایگذاری رابطه (۷) در (۱۰) داریم:

$$S_1(\eta, f_\tau) = w_a(\eta - \eta_c) \times \int_{\frac{T_p}{2} + \tau_d}^{\frac{T_p}{2} + \tau_d} e^{j2\pi \left(f_o \tau_d(\eta) - \frac{K_r}{2} \tau_d(\eta)^2 + K_r \tau_d(\eta) \tau \right)} \times e^{-j2\pi f_\tau \tau} d\tau \quad (11)$$

با حل انتگرال رابطه (۱۱) و مقداری مرتب‌سازی روابط خواهیم داشت:

$$S_1(\eta, f_\tau) = w_a(\eta - \eta_c) e^{j2\pi f_o \tau_d(\eta)} \times e^{j\pi K_r \tau_d(\eta)^2} \times e^{-j2\pi f_\tau \tau_d(\eta)} \times T_p \times \text{sinc} \left((K_r \tau_d(\eta) - f_\tau) T_p \right) \quad (12)$$

در عبارت بالا، عبارت sinc مکان هدف در برد را در حوزه فرکانس نمایش می‌دهد. عبارت نمایی اول، حاوی اطلاعات RCM^۱ و داپلر هدف است که برای انجام RCMC و فشرده‌سازی سیگنال در سمت

^۱ Range Cell Migration (RCM)

لذا رابطه (۱۶) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$S_2(\eta, f_\tau) = P_r \left(K_r \frac{2R(\eta)}{c} - f_\tau \right) \times w_a(\eta - \eta_c) \times \exp \left(j \frac{4\pi f_0 R(\eta)}{c} \right) \quad (17)$$

در رابطه (۱۷)، عبارت اول حاوی اطلاعات برد هدف بوده و عبارت نمایی دوم، فاز مدولاسیون سمت است که برای فشرده سازی سیگنال در راستای سمت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در این مرحله برای انتقال سیگنال S_2 به حوزه فرکانس دوبعدی از (۱۷) با استفاده از اصل POSP [۱] تبدیل فوریه در راستای سمت گرفته می‌شود. در این حالت فرم بسته تبدیل فوریه سمت سیگنال S_2 به صورت زیر می‌باشد:

$$S_3(f_\eta, f_\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_2(\eta, f_\tau) \times \exp \{-j 2\pi f_\eta \eta\} d\eta \quad (18)$$

با استفاده از فاز S_2 در رابطه (۱۷)، فاز تابع زیر انتگرال فوریه (۱۸) عبارت است از:

$$\theta(\eta) = \frac{4\pi f_0 R(\eta)}{c} - 2\pi f_\eta \eta \quad (19)$$

با جایگزینی برد مایل لحظه‌ای از رابطه (۵) در رابطه (۱۹) و مشتق $\theta(\eta)$ نسبت به η و برابر صفر قرار دادن آن خواهیم داشت:

$$\eta = \frac{c R_0 f_\eta}{2f_0 v^2 \sqrt{1 - \frac{f_\eta^2 c^2}{4v^2 f_0^2}}} \quad (20)$$

رابطه بالا، تناظر یک به یک میان زمان و فرکانس سمت را در حوزه فرکانس دو بعدی ارائه می‌دهد. در نهایت، حاصل رابطه (۱۸) به صورت رابطه (۲۱) قابل بیان است:

$$S_3(f_\eta, f_\tau) = P_r \left(K_r \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} - f_\tau \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \times \exp \{j \Theta(f_\eta)\} \quad (21)$$

در رابطه (۲۱) $R_{rd}(f_\eta)$ برد مایل لحظه‌ای در حوزه فرکانس داپلر بوده که با جایگذاری η رابطه (۲۰) در رابطه (۵)، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_{rd}(f_\eta) = R \left(\frac{c R_0 f_\eta}{2f_0 v^2 \sqrt{1 - \frac{f_\eta^2 c^2}{4v^2 f_0^2}}} \right) = \frac{R_0}{\sqrt{1 - \frac{f_\eta^2 c^2}{4v^2 f_0^2}}} \quad (22)$$

همچنین در رابطه (۲۱)، $\Theta(f_\eta)$ فاز سیگنال بعد از تبدیل فوریه دو بعدی می‌باشد که با جایگذاری مقدار η رابطه (۲۰) در فاز

رابطه (۱۹) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Theta(f_\eta) = \theta \left(\frac{c R_0 f_\eta}{2f_0 v^2 \sqrt{1 - \frac{f_\eta^2 c^2}{4v^2 f_0^2}}} \right) = \frac{4\pi R_0 f_0}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}} \quad (23)$$

فرم کلی معادله سیگنال دریافتی در حوزه فرکانس دوبعدی به صورت رابطه (۲۴) خواهد شد.

$$S_3(f_\eta, f_\tau) = P_r \left(K_r \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} - f_\tau \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \times \exp \left\{ j \frac{4\pi R_0 f_0}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}} \right\} \quad (24)$$

همچنین در رابطه بالا، پترن بیم سمت $(w_a(\eta - \eta_c))$ با حفظ شکل خود، به صورت زیر به حوزه فرکانس دو بعدی $(W_a(f_\eta - f_{\eta_c}))$ تبدیل شده و f_{η_c} با حل رابطه (۲۰) به ازای η_c حاصل می‌گردد [۱]:

$$W_a(f_\eta) = w_a \left(\frac{c R_0 f_\eta}{2f_0 v^2 \sqrt{1 - \frac{f_\eta^2 c^2}{4v^2 f_0^2}}} \right) \quad (25)$$

$$f_{\eta_c} = \frac{2f_0 v^2 \eta_c}{R_0 c \sqrt{1 + \frac{v^2 \eta_c^2}{R_0^2}}} \quad (26)$$

فرض کنید در روابط فوق $D(f_\eta, v)$ به صورت زیر تعریف شود:

$$D(f_\eta, v) = \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}} \quad (27)$$

در این حالت، معادله برد لحظه‌ای در حوزه فرکانس داپلر رابطه (۲۲) به صورت زیر خواهد شد:

$$R_{rd}(f_\eta) = \frac{R_0}{D(f_\eta, v)} = \frac{R_0}{\sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}}} \quad (28)$$

مقدار جابجایی سلولی برد (RCM) در حوزه فرکانس دوبعدی برابر خواهد شد با:

$$\Delta R_{RCM}(f_\eta) = R_0 \left(\frac{1 - D(f_\eta, v)}{D(f_\eta, v)} \right) \quad (29)$$

با انجام فیلترینگ فوق و IFFT عملیات فشرده‌سازی تکمیل می‌گردد:

$$S_{ac}(\eta, f_\tau) = IFFT_\eta \left\{ S_5(f_\eta, f_\tau) \right\} \\ = P_r \left(\frac{2K_r R_0}{c} - f_\tau \right) \times p_a(\eta - \eta_c) \\ \times \exp \left\{ j \pi f_\eta \eta \right\} \quad (34)$$

در رابطه اخیر، تابع $p_a(\cdot)$ دامنه پاسخ ضربه سمت است و تابعی سینک‌مانند، شبیه به تابع $P_r(\cdot)$ می‌باشد. قله حاصلضرب این پوش‌ها موقعیت هدف را در $\eta = \eta_c$ و $f_\tau = \frac{2K_r R_0}{c}$ مشخص می‌کند. همان‌طوریکه قبلاً اشاره شد، η_c زمان عبور محور پرتو از روی هدف می‌باشد. در رابطه (۳۴) عبارت نمایی فاز، عبارت فاز خطی ناشی از داپلر مرکزی غیر صفر (f_{η_c}) می‌باشد.

۳. الگوریتم پیشنهادی برای RCMC بدون درون‌یابی

از جمله خواص مهم تبدیل فوریه، جابجایی در حوزه فرکانس و معادل آن، ضرب ترم فازی در حوزه زمان می‌باشد. بر این اساس و با استفاده از معادله انتگرالی تبدیل فوریه می‌توان عبارت کلی زیر را بیان نمود:

$$G(f_0 - f) \xrightarrow{F} g(-t) \times \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (35)$$

از طرف دیگر می‌توان پوش P_r در معادله (۲۴) را به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$P_r \left(K_r \left(\frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) - f_\tau \right) = P_r(\Delta F_{RCMC} + F_0 - f_\tau) \quad (36)$$

که F_0 همان مقدار ثابت جابجایی پوش در رابطه (۳۱) است و به صورت زیر می‌باشد:

$$F_0 = \frac{2K_r R_0}{c} \quad (37)$$

با استفاده از خاصیت عنوان‌شده در رابطه (۳۵) می‌توان نوشت:

$$P_r(\Delta F_{RCMC} + F_0 - f_\tau) \xrightarrow{F} p_r(-\tau) \\ \times \exp(-j2\pi F_0 \tau) \times \exp(-j2\pi \Delta F_{RCMC} \tau) \quad (38)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، هدف از انجام RCMC حذف عبارت فازی $\exp(-j2\pi \Delta F_{RCMC} \tau)$ در رابطه بالا است. برای این منظور می‌توان از عبارت رابطه (۲۴) تبدیل فوریه معکوس نسبت به τ گرفت و برای حذف RCMC از فیلتر زیر استفاده نمود:

$$H_{RCMC}(\tau) = \exp(j2\pi \Delta F_{RCMC} \tau) \quad (39)$$

با ضرب رابطه (۳۹) در رابطه (۳۸) عبارت مربوط به RCMC

برای استخراج مقدار RCMC در رابطه بالا از هیچ‌گونه تقریبی در رابطه برد لحظه‌ای استفاده نشده و مقدار جابجایی مذکور برای زاویای Squint بالا معتبر خواهد بود. میزان RCMC در حوزه فرکانس دو بعدی با استفاده از رابطه (۲۴) و مقدار جابجایی سلولی رابطه (۲۹) در فرکانس برد به دست می‌آید:

$$\Delta F_{RCMC} = K_r \frac{2R_0}{c} \left(\frac{1-D(f_\eta, v)}{D(f_\eta, v)} \right) \quad (30)$$

به دو روش می‌توان RCMC را اجرا نمود، روش اول، جبران به وسیله روش‌های درون‌یابی و روش دوم، به وسیله روش‌های فیلترینگ است، که روش فیلترینگ به عنوان الگوریتم پیشنهادی این مقاله مورد بررسی قرار می‌گیرد. این روش که جزئیات آن در بخش ۳ مورد بررسی قرار می‌گیرد، بر پایه انجام ضرب تابع فیلتر جبران‌سازی برای جابجایی سلولی برد می‌باشد. پس از انجام RCMC، فرم سیگنال حاصله به صورت زیر خواهد بود:

$$S_4(f_\eta, f_\tau) = P_r \left(\frac{2K_r R_0}{c} - f_\tau \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \\ \times \exp \left\{ j \frac{4\pi R_0 f_0}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}} \right\} \quad (31)$$

همان‌طور که در رابطه بالا ملاحظه می‌گردد، در تابع $P_r(\cdot)$ به علت استفاده از روش‌های RCMC مقدار $R_{rd}(f_\eta)$ به R_0 تبدیل شده است.

۲-۴. فشرده‌سازی در راستای سمت

با توجه به شکل ۱ از آنجایی که بعد از انجام RCMC، سیگنال در حوزه فرکانس دوبعدی قرار دارد، جهت فشرده‌سازی در راستای سمت، از فیلتر منطبق سمت در این حوزه استفاده شده که تابعی از برد R_0 و فرکانس سمت f_η می‌باشد. پاسخ فرکانسی فیلتر منطبق، مزدوج مختلط عبارت نمایی در رابطه (۳۱) است و برابر است با:

$$H_{az}(f_\eta) = \exp \left\{ -j \frac{4\pi R_0 f_0}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4v^2 f_0^2}} \right\} \quad (32)$$

در پیاده‌سازی، از این عبارت به عنوان پاسخ فرکانسی فیلتر منطبق سمت استفاده می‌شود. به منظور فشرده‌سازی سمت بعد از RCMC، در رابطه (۳۱) در پاسخ فرکانسی فیلتر منطبق ضرب $(H_{az}(f_\eta))$ می‌شود، که نتیجه آن به صورت رابطه (۳۳) خواهد بود:

$$S_5(f_\eta, f_\tau) = P_r \left(\frac{2K_r R_0}{c} - f_\tau \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \quad (33)$$

که در رابطه بالا، تابع $h(x)$ درون‌یاب یا کرنل درون‌یابی نامیده می‌شود. نمونه‌ها در موقعیت i توسط تابع درون‌یاب $h(x-i)$ وزن‌دهی شده و مقدار درون‌یابی $g(x)$ در نقطه x مجموع حاصلضرب تابع درون‌یاب وزن‌دهی شده و نمونه‌ها در $g_d(i)$ خواهد بود. یکی از پارامترهای مهم در دورنیابی، فاکتور درون‌یابی است. فاکتور دورنیابی بیانگر تعداد نمونه‌های افزوده شده بین هر دو نمونه از سیگنال است. هر چه فاکتور درون‌یابی بزرگتر باشد، سیگنال به حالت پیوسته نزدیک‌تر می‌شود و در نتیجه می‌توان با دقت بالاتری نمونه‌ها را تخمین زد. نحوه دقیق انجام این فرآیند با استفاده از کرنل سینک در مرجع [۱] شرح داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در روش درون‌یابی به‌علت افزایش تعداد نمونه‌ها، بار پردازشی سنگینی را به پردازنده تحمیل می‌کند.

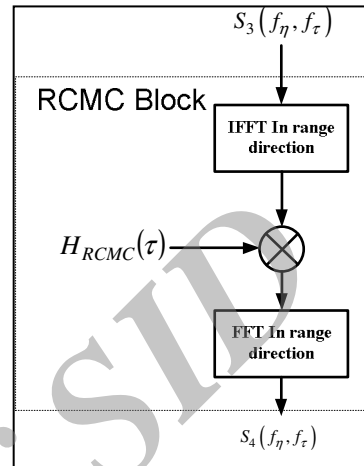
روش فیلترینگ ارائه‌شده در بالا، اگرچه بسیار ساده و با قابلیت پردازش سریع‌تر نسبت به حالت درون‌یابی است، اما ممکن است در حالتی کارائی روش دورنیابی را نداشته باشد؛ به این صورت که در بلوک دیاگرام شکل ۳ نمونه‌ها به یک میزان و بر اساس اصلاح فاز ناشی از FFT قابلیت جابجایی دارند. در موارد زوایای Squint بالا یا عرض بیم سمت وسیع که نیاز به دقت بالاتری برای جابجایی نمونه‌های در برد است، روش فیلترینگ ممکن است دقت کافی را به‌دست‌نیآورد. همان‌طور که در ادامه شبیه‌سازی‌ها نشان داده خواهد شد، دقت روش مرسوم درون‌یابی نسبت به روش بلوک دیاگرام شکل ۳ بیشتر بوده و مقدار تفکیک‌پذیری سمت بهتر را ارائه می‌دهد. لذا در کاربردهای زوایای Squint بالا و یا عرض بیم سمت وسیع، ناچار به استفاده از درون‌یابی برای انجام RCMC بوده و این انتخاب منجر به افزایش هزینه بار محاسباتی پردازنده خواهد شد. اما در کاربردهای زوایای Squint پائین و یا عرض بیم سمت باریک می‌توان از الگوریتم بلوک دیاگرام شکل ۳ استفاده نمود.

۴. نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت، خروجی هر بلوک الگوریتم پردازشی ارائه‌شده در بلوک دیاگرام شکل ۱ ارائه می‌شود. برای این منظور نیاز است که پارامترهای سیستمی مورد نظر تعریف شود. پارامترهای مهم شبیه‌سازی با توجه به شرایط مسئله، در جدول ۱ نمایش داده شده است.

در جدول ۱، مقدار جابجایی سلولی برد بعد از فرآیند فشرده‌سازی سیگنال در راستای برد و قبل از تصحیح آن توسط فرآیند RCMC و بعد از اعمال RCMC و رسیدن به هدف نقطه‌ای نشان داده شده است.

حذف شده و در ادامه برای تبدیل سیگنال به حوزه فرکانس دوبعدی، از آن تبدیل فوریه نسبت به τ گرفته شده که نتیجه نهایی آن معادل رابطه (۳۱) خواهد بود. با این توضیحات، بلوک RCMC در شکل ۱ را می‌توان به‌صورت شکل ۳ تفسیر نمود.

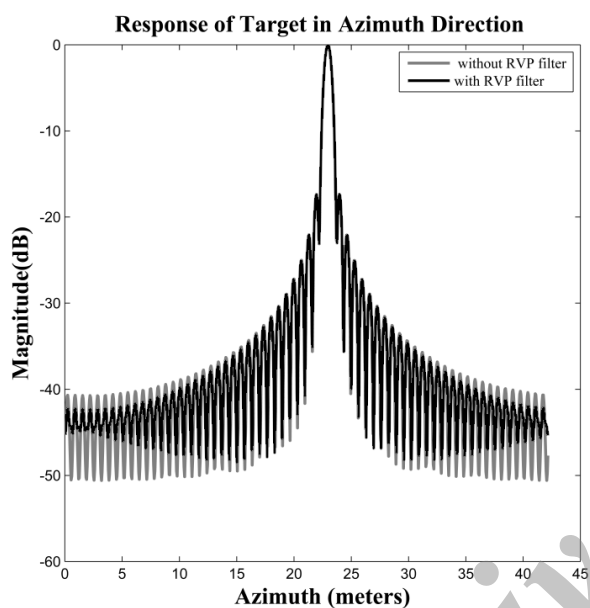


شکل ۳. نمایش پیاده‌سازی بلوک RCMC به‌وسیله روش فیلترینگ

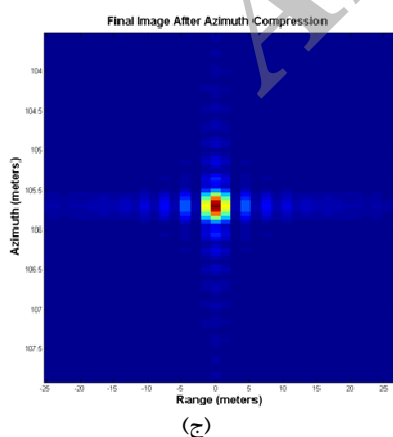
به‌طور کلی کلیه الگوریتم‌های تشکیل تصویر در SAR بر پایه هدف نقطه‌ای بوده و برای حالت واقعی که تعداد اهداف برابر با تعداد پیکسل‌های تصویر می‌باشد، لازم است ملاحظات در نظر گرفته شود. به این صورت که برای RCMC مشخصه $H_{RCMC}(\tau)$ به کوتاه‌ترین برد هدف تا سکوی (یعنی R_0) وابسته است. برای اهدافی که در عرض نوار تصویربرداری و در بردهای مختلف قرار گرفتند، منحنی‌های RCMC آنها طبق رابطه (۲۹)، با یکدیگر فرق دارند. بنابراین لازم است که عملیات RCMC برای تک‌تک نوارهای برد در نوار تصویربرداری به‌صورت مجزا انجام پذیرد. نکته مهمی که لازم است در اینجا به اشاره نمود، این است که هر دو روش RCMC با استفاده از درون‌یابی و فیلترینگ از این قاعده مستثنی نبوده و بایستی این مطلب را در الگوریتم خود در نظر بگیرند. اما آنچه سرعت روش فیلترینگ را نسبت به روش درون‌یابی بیشتر کرده است، عدم استفاده از هسته‌های درون‌یابی است. از درون‌یابی معمولاً به‌منظور تغییر مکانی نمونه‌ها به‌صورت دقیق استفاده می‌شود. یک سیگنال $g(x)$ را در نظر بگیرید که x یک متغیر مستقل پیوسته می‌باشد. همچنین اگر $g_d(i)$ سیگنال نمونه‌برداری شده با فرض $x=i$ باشد، می‌توان گفت که $g(x) = g_d(i)$. هرگاه مقادیر غیر صحیح سیگنال در مکان‌های مورد نیاز باشد، بایستی از روش‌های درون‌یابی برای محاسبه این مقادیر استفاده شود. این فرآیند می‌تواند با استفاده از یک درون‌یاب و عملیات کانولوشن انجام پذیرد.

$$g(x) = \sum_i g_d(i) h(x-i) \quad (40)$$

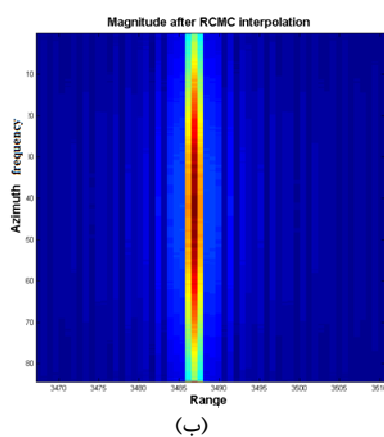
رابطه (۱۳) در نظر گرفته می‌شود. همچنین در اینجا برای نمایش مقدار تفکیک پذیری و محاسبه مقدار^۱ PSLR در دو راستای برد و سمت، مقدار دامنه هدف شکل ۴ در راستای سمت شکل (الف) و برد شکل (ب) بر حسب dB به صورت شکل ۶ نمایش داده می‌شود. مقادیر مربوط به PSLR در جدول ۲ ارائه شده است.



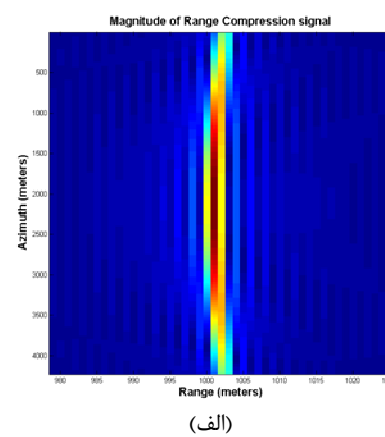
شکل ۵. نمایش پاسخ هدف پس از فشردگی در سمت در حالت استفاده از فیلتر حذف RVP (شکل سیاه رنگ) و عدم حذف RVP (شکل طوسی رنگ)



(ج)



(ب)



(الف)

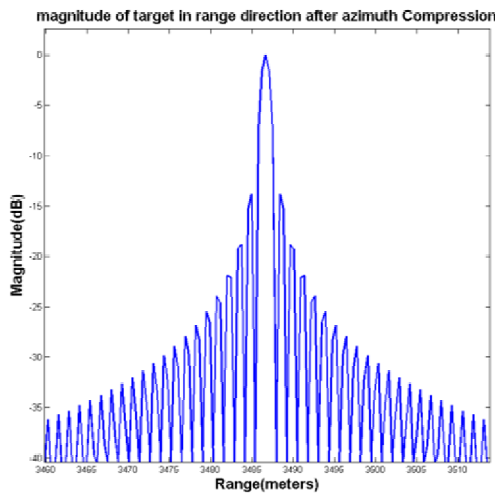
شکل ۴. مراحل فشردگی هدف نقطه‌ای (الف) پس از فشردگی در برد، (ب) پس از RCMC (ج) پس از فشردگی در سمت

جدول ۱. پارامترهای مهم در شبیه‌سازی

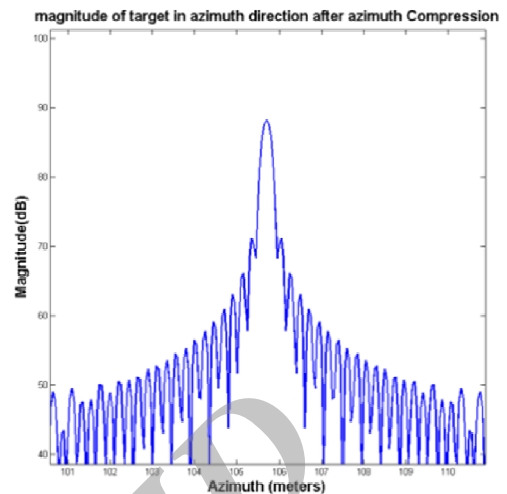
مقدار	پارامتر
۹/۱ گیگاهرتز	فرکانس کریبر
۱۵۰ مگاهرتز	پهنای باند سیگنال پایه
۲۵۰۰ هرتز	فرکانس تکرار پالس
۵۰ میکروثانیه	طول زمانی پالس ارسالی
۱۲۰ سانتیمتر	طول واقعی آنتن در راستای سمت
۳۳ سانتیمتر	طول واقعی آنتن در راستای ارتفاع
۳۵۰۰ متر	ارتفاع
۶۶/۵ درجه	زاویه تابش (θ)
۵۰ متر بر ثانیه	سرعت سکو

در شبیه‌سازی‌های شکل ۴، اثر RVP در رابطه (۱۳) وجود داشته و در آن از فیلتر حذف RVP استفاده نشده است. همان‌طور که بیان شد، پارامتر RVP به صورت یک فاز ثابت در رابطه (۱۳) بوده و تاثیری در فشردگی هدف در برد ندارد. بنابراین برای بررسی اثر RVP در الگوریتم تشکیل تصویر، کافی است پاسخ هدف نهایی را تنها در راستای سمت مورد ارزیابی قرار دهیم. همان‌طور که در شکل ۵ نشان داده شده است، در سناریوی خاص مسئله ما چنانچه از فیلتر حذف RVP استفاده شود، پاسخ هدف با حالتی که RVP وجود داشته باشد، تغییری نمی‌کند. بنابراین فرض استفاده شده در رابطه (۱۴) برای سناریوی مسئله ما، کاملاً صحیح می‌باشد. لازم به‌ذکر است، فیلتر حذف RVP به صورت مزدوج عبارت نمایی دوم

^۱ Peak Sidelobe Level Ratio



(ب)



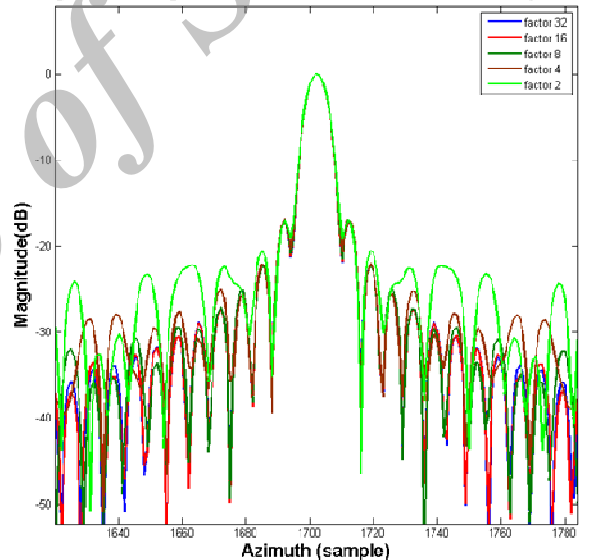
(الف)

شکل ۶. نمایش دامنه هدف نقطه‌ای در دو راستای (الف سمت ب) برد

در شکل ۷ میزان تاثیر مقدار فاکتور درون‌یابی انتخابی بر روی خروجی هدف در راستای سمت برای فاکتورهای درون‌یابی ۲، ۴، ۶، ۸، ۱۶ و ۳۲ نمایش داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، مقدار پارامترهای تفکیک‌پذیری و PSLR هدف به‌ازای فاکتورهای مختلف درون‌یابی تغییر محسوسی نداشته و عمده تفاوت منحنی‌ها بر روی گلبرگ‌های جانبی دوم به بعد هدف است. به این صورت که با افزایش فاکتور درون‌یابی با استفاده از هسته های sinc، سطح گلبرگ‌های جانبی دوم به بعد هدف کاهش یافته و مقدار ISLR بهبود می‌یابد.

همچنین در جدول ۲، مقایسه‌ای عددی بین مقادیر PSLR و ISLR^۱ در دو راستای برد و سمت هدف به ازای فاکتورهای مختلف درون‌یابی انجام شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، عمده تاثیرات انتخاب فاکتور درون‌یابی، بر روی هدف در راستای سمت می‌باشد. البته هدف در راستای برد، برای رسیدن به مقادیر PSLR و ISLR مطلوب، فاکتور درون‌یابی بایستی بزرگتر از ۲ انتخاب شود.

magnitude of target in azimuth direction after azimuth Compression

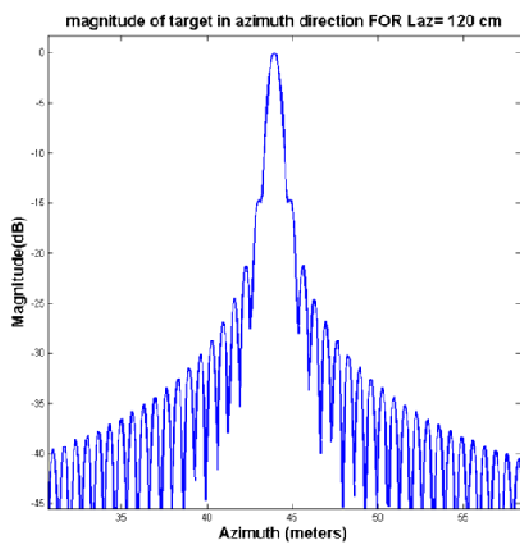


شکل ۷. نمایش میزان تاثیر فاکتور درون‌یابی بر روی پارامترهای تفکیک‌پذیری، PSLR و ISLR

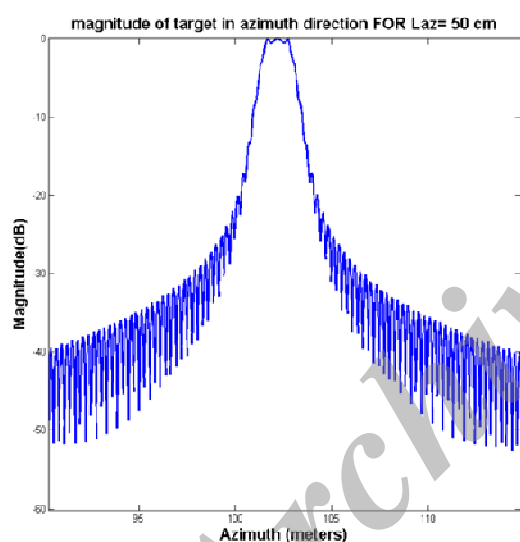
جدول ۲. مقایسه مقادیر PSLR و ISLR در دو راستای برد و سمت هدف به ازای فاکتورهای مختلف درون‌یابی

	بدون درون‌یابی	درون‌یابی فاکتور ۲	درون‌یابی فاکتور ۴	درون‌یابی فاکتور ۸	درون‌یابی فاکتور ۱۶	درون‌یابی فاکتور ۳۲
PSLR در سمت (dB)	-۱۶/۹	-۱۶/۹۳	-۱۶/۷۹	-۱۶/۹۹	-۱۷/۰۷	-۱۷/۱
ISLR در سمت (dB)	-۷/۸	-۱۱/۸۵	-۱۳/۸۵	-۱۴/۶۱	-۱۴/۷۳	-۱۴/۷
PSLR در برد (dB)	-۱۷/۸۸	-۱۷/۸۸	-۱۷/۸۸	-۱۷/۸۸	-۱۷/۸۹	-۱۷/۸۹
ISLR در برد (dB)	-۱۱/۰۶	-۱۱/۸۵	-۱۳/۹۷	-۱۳/۹۷	-۱۳/۹۷	-۱۳/۹۷

¹ Integrated Sidelobe Level Ratio



(الف)



(ب)

شکل ۸. مقایسه پاسخ هدف نقطه‌ای در راستای سمت در حالت استفاده از روش فیلترینگ به ازای الف) طول آنتن ۱۲۰ سانتی‌متر، ب) طول آنتن ۵۰ سانتی‌متر

زمانی که از روش‌های مرسوم درون‌یابی برای جبران RCM استفاده نشود، جابجایی سلولی برد تنها با دقت تفکیکی فاصله میان میله‌های برد انجام شده و برای مقادیر از RCM که میان میله‌های برد قرار دارد، مقدار متناظری وجود نخواهد داشت. از آنجایی که این جابجایی‌ها با خطا همراه است، نمونه‌ها بعد از RCMC دقیقاً در یک امتداد قرار نگرفته و منجر به خطای فاز در سمت می‌شود.

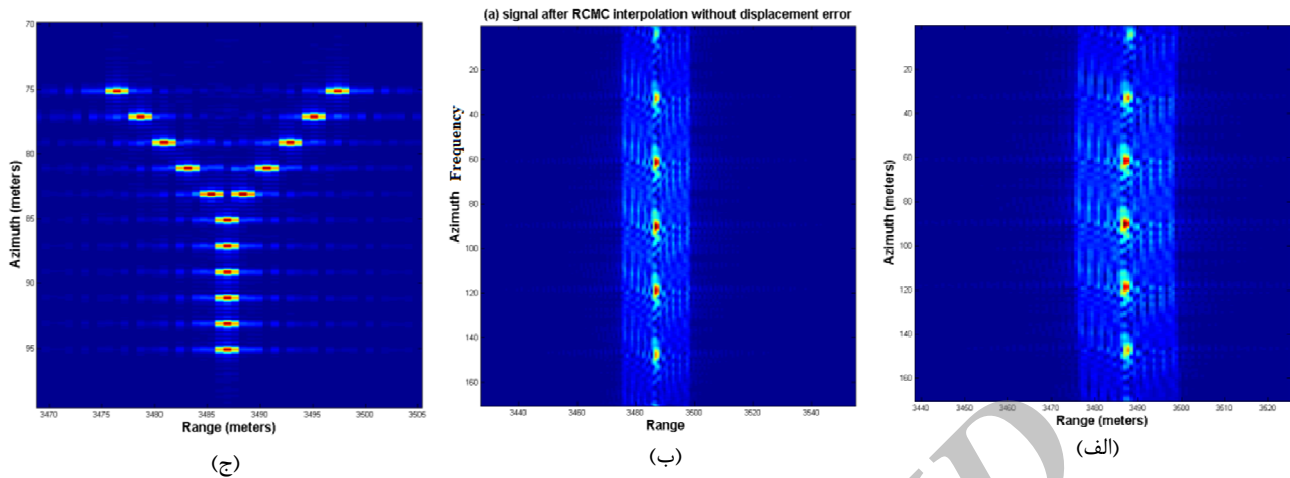
مقادیر PSLR در راستای سمت از فاکتور درون‌یابی ۲ به بالا، تغییرات محسوسی نداشته ولی مقدار ISLR در این راستا، به شدت تحت تاثیر قرار گرفته است. همچنین از فاکتور ۸ به بالا، تغییرات ISLR کاهش یافته و به نظر می‌رسد بهترین مقدار انتخابی برای درون‌یابی RCMC، با توجه به بار محاسباتی، فاکتور ۸ باشد.

روش فیلترینگ که به‌عنوان الگوریتم پیشنهادی در این مقاله مطرح است در مقایسه با روش درون‌یابی از سرعت بسیار بالاتری برخوردار بوده و در مقابل دارای محدودیت‌هایی نیز می‌باشد. لذا این روش را فقط می‌توان در کاربردهایی که عرض دهانه زاویه آنتن در راستای سمت کوچک باشد، استفاده نمود. به‌همین دلیل در شکل ۸، مقایسه‌ای بین پاسخ‌های هدف نقطه‌ای در راستای سمت به ازای طول‌های آنتن ۱۲۰ و ۵۰ سانتی‌متر در حالت استفاده از روش فیلترینگ برای انجام RCMC صورت گرفته است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد، روش مذکور به ازای طول آنتن‌های بزرگ و یا به عبارت دیگر، عرض دهانه‌های کوچک کارایی مناسبی داشته و استفاده از آن توصیه می‌شود. همچنین در جدول ۳، مقادیر تفکیک‌پذیری در سمت و ISLR هدف در برد و سمت به ازای طول آنتن‌های ۲۰ تا ۱۲۰ سانتی‌متر نمایش داده شده است. با بررسی این مقادیر، این نتیجه حاصل خواهد شد که مقدار تفکیک‌پذیری در سمت در این روش با افزایش طول آنتن به مقدار تئوری آن که $L_{az}/2$ است، نزدیک‌تر خواهد شد. همچنین مقدار ISLR در سمت نیز با افزایش طول آنتن بهبود خواهد یافت.

همچنین نتایج شبیه‌سازی اهداف توزیع‌شده در یک سناریوی خاص در هر یک از مراحل فشرده‌سازی در برد، RCMC و فشرده‌سازی در سمت در شکل ۹ نشان داده شده است.

جدول ۳. مقایسه مقادیر PSLR و ISLR در دو راستای برد و سمت هدف در حالت انجام RCMC با روش فیلترینگ به ازای طول آنتن‌های مختلف در سمت

طول آنتن در سمت	۲۰cm	۳۰cm	۴۰cm	۵۰cm	۶۰cm	۷۰cm	۸۰cm	۹۰cm	۱۰۰cm	۱۲۰cm
تفکیک‌پذیری در سمت	۵ m	۳ m	۲m	۱/۵m	۱/۲m	۱m	۰/۶m	۰/۵۵m	۰/۶ m	۰/۶۲ m
ISLR در سمت (dB)	۸/۳۹	۷/۹	۵/۴۸	۳/۰۳	-۰/۲	-۱۱/۱۸	-۱۴/۱	-۱۵/۳۶	-۱۶/۴۹	-۱۷/۰۴
ISLR در برد (dB)	-۱۳/۲۱	-۱۳/۷۴	-۱۱/۹۷	-۱۱/۸۹	-۱۱/۷۲	-۱۱/۳۵	-۱۱/۵۱	-۱۱/۵۴	-۱۳/۵۱	-۱۳/۴۹



شکل ۹. نمایش اهداف توزیع شده (الف) پس از فشردگی در برد، (ب) پس از RCMC، (ج) پس از فشردگی در سمت

۵. نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش تصویربرداری در SAR با استفاده از روش پردازشی stretch شرح داده شد. الگوریتم RDA مبتنی بر روش پردازشی stretch با در نظر گرفتن حالت زاویه چپ‌شدگی بالا، جبران جابجایی سلولی برد (RCMC) استخراج شده و برای اعمال آن دو راه کار وجود دارد. روش اول، به وسیله روش متعارف درون‌یابی که توانایی جبران جابجایی سلولی برد را برای حالت دهانه با پهنای زاویه‌ای وسیع دارد و مشکل این روش، بار محاسباتی بالای آن به‌خاطر استفاده از کرنل‌های طولانی درون‌یابی می‌باشد. همچنین تاثیر فاکتور درون‌یابی بر روی خروجی الگوریتم پردازشی به صورت شبیه‌سازی مقایسه و این نتیجه حاصل شد که با افزایش فاکتور درون‌یابی، اثر گلبرگ‌های جانبی هدف کاهش خواهد یافت. اما در روش دوم که به‌عنوان الگوریتم پیشنهادی در این مقاله از آن یاد شده است، با استفاده از خاصیت فیلترینگ می‌توان جبران جابجایی سلولی برد را برای حالت دهانه با پهنای زاویه‌ای باریک انجام داده و مزیت آن، بار محاسباتی بسیار پائین آن است. تنها عیب روش پیشنهادی، استفاده از آن در حالت دهانه با پهنای زاویه‌ای وسیع سمت بوده که بایستی با ملاحظات از آن در طراحی سیستم استفاده نمود.

۶. مراجع

- [1] Cumming, I.G., Wong, F.H.: "Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data". Artech House, Norwood, 2005.
- [2] Skolnik, M. I., "Introduction to Radar Systems". McGraw-Hill, New York, 2001.
- [3] Caputi, W.J., Jr., "Stretch: A Time-Transformation Technique", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-7, No.2, March 1971, pp 269-278.
- [4] Welstea, S. , " Characterization of diversity approaches for LFM stretch-processed waveforms ", Waveform Diversity and Design Conference, 2007. International Systems, Vol. AES-7, No. 2, pp. 269-278, 1971.
- [5] Long, T., Wang, Y., Zeng, T., " Signal-to-noise ratio in stretch processing ", IET Journals & Magazines, Electronics Letters, Vol.46, Issue 10, p.p. 720 – 722, 2010.
- [6] Schikorr, M., "High Range Resolution with digital stretch processing", 2008 IEEE Radar Conference (RADAR'08), pp.1-6, 2008
- [7] Tsunoda, S. I., Pace, F., Stence, J., Woodring, M., Hensley, W. H., Doerry, A. W., and Walker, B. C., "Lynx: A high-resolution synthetic aperture radar," SPIE Aero-sense, Vol. 3704, 1999.
- [8] Soumekh, M., "Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms", John Wiley & Sons, Inc., New York NY, chap.1, 1999
- [9] Carrara, WG , Goodman, RS, and Majewski, RM ., Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms, Norwood, MA: Artech House, 1995.

Range Cell Migration Compensation In SAR Using Stretch Processing

H. Ahmadian Yazdi*, R. kayvan shokooH

* Imam Hossein Comprehensive University

(Received:05/08/2013, Accepted:06/01/2014)

Abstract

The range imaging based on conventional pulse compression technique requires LFM signal to be sampled by Nyquist rate. In order to improve the range resolution in pulse compression, the LFM bandwidth has to be increased. Consequently this procedure dictates some limitations on ADC sampling rate. In this paper after reviewing the stretch processing technique used in radars, the amount of decrease in sampling rate is calculated. A suitable RDA image formation algorithm is also proposed based on stretch processing for high squint angles. An innovative method is presented based on filtering for RCMC without interpolation methods. Via various simulations, it is finally concluded that the suggested method, on the one hand, involves less computational load processing than the conventional techniques in scenarios with short synthetic aperture length, on the other hand, gives a remarkable performance as well.

Keywords: SAR, LFM pulse compression, Stretch Processing, Range imaging, RDA algorithm, Squint angle.

*Corresponding author E-mail: kphahmad@ihu.ac.ir