

Synthetic Aperture Ultrasound Imaging Using Frequency-Domain Reconstruction to Reduce Computational Complexity

E. Moghimirad¹, A. Mahloojifar^{2*}, B. Mohammadzadeh Asl²

¹Ph.D Student, Electrical and Computer Engineering Department, Faculty of Engineering, Tarbiat Modares University

²Associate Professor, Electrical and Computer Engineering Department, Faculty of Engineering, Tarbiat Modares University

Abstract

A new implementation of a synthetic aperture focusing technique is presented in the paper. Standard medical ultrasound imaging is done using line-by-line transmission with classical Delay-and-Sum (DAS) image reconstruction. Synthetic aperture imaging, however, has a better resolution and frame rate in cost of more computational load. To overcome this problem, block processing algorithms are used in radar and sonar which are relatively unknown in medical. To extend the methods to medical field, one should concern the parameters difference such as carrier frequency, signal band width, beam width and depth of imaging. In this paper, we extended one of these methods called wavenumber to medical ultrasound imaging with a simple model of synthetic aperture focus. We have also used chirp pulse excitation followed by matched filtering, windowing and spotlighting algorithm to compensate the effect of differences in parameters between radar and medical imaging. Computational complexity of the two reconstruction methods, wavenumber and DAS, have been calculated. Field II simulated point data has been used to evaluate the results in terms of resolution and contrast. Evaluations with simulated data show that for typical phantoms, reconstruction by wavenumber algorithm is almost 20 times faster than classical DAS while retaining the resolution.

Keywords: *ultrasound imaging, real aperture, synthetic aperture, time domain image reconstruction, frequency domain image reconstruction*

*Corresponding author

Address: Ali Mahloojifar, Department of Electrical and Computer Engineering, Tarbiat Modares University, P.O.Box: 14115-111, Tehran, Iran

Tel: +98 21 82883304

Fax: +98 21 82884325

E-mail: mahlooji@modares.ac.ir

بازسازی تصاویر التراسوند پزشکی به شیوهی روزنه‌ی مصنوعی با استفاده از پردازش بلوکی حوزه‌ی فرکانس به منظور کاهش بار محاسباتی

الهه مقیمی راد^۱، علی محلوچی فر^{۲*}، بابک محمدزاده اصل^۲

^۱دانشجوی دکتری مهندسی پزشکی، گروه بیوالکتریک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران

^۲دانشیار، گروه بیوالکتریک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران

چکیده

درین تحقیق، روش جدیدی برای بازسازی تصاویر التراسوند پزشکی به شیوهی روزنه‌ی مصنوعی ارائه شد. امروزه تصویربرداری به شیوهی ساده‌ی بازسازی در حوزه‌ی زمان (*DAS*) و به صورت خط‌به‌خط انجام می‌شود. از جنبه‌ی دیگر، تصویربرداری به شیوهی روزنه‌ی مصنوعی امکان فوکوس دینامیکی و دستیابی به حداقل دوبرابر رزولوشن جانبی را با هزینه‌ی حجم محاسبه‌های بیش‌تر فراهم می‌کند. برای کاهش بار محاسباتی، روش‌هایی برای بازسازی بلوکی تصویر در حوزه‌ی رادار معرفی شده که هنوز برای حوزه‌ی پزشکی ناشناخته است. برای تعمیم این روش‌ها به حوزه‌ی پزشکی باید تفاوت پارامترهایی چون عمق هدف، فرکانس مرکزی، پهنای باند سیگنال ارسالی و عرض پرتو در نظر گرفته شود. درین پژوهش، نوع ساده‌ی مونواستاتیک با استفاده از الگوریتم بلوکی عدد موج، مدل‌سازی شد که می‌تواند معادلات را به نوع پیچیده‌تر مالتی استاتیک تعمیم دهد. به علاوه، برای کاهش اثرهای مخرب ناشی از تفاوت پارامترها از پالس ارسالی *chirp* به همراه فیلتر تطبیقی، پنجره‌گذاری و الگوریتم *spotlighting* استفاده شد. برای ارزیابی الگوریتم، داده‌های شبیه‌سازی شده با نرم‌افزار *Field II* انجام شد و نتایج نشان داد که استفاده از الگوریتم عدد موج، با حفظ رزولوشن جانبی، در حدود ۲۰ برابر سریع‌تر از الگوریتم استاندارد *DAS* است.

کلیدواژه‌ها: تصویربرداری التراسوند، روزنه‌ی واقعی، روزنه‌ی مصنوعی، بازسازی تصویر در حوزه‌ی زمان، بازسازی در حوزه‌ی فرکانس

*عهده‌دار مکاتبات

نشانی: تهران، بزرگراه جلال آل احمد، دانشگاه تربیت مدرس، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، صندوق پستی: ۱۴۳-۱۴۱۱۵

تلفن: ۰۲۱-۸۲۸۳۳۰۴، دورنگار: ۰۲۱-۸۲۸۸۴۳۲۵، پیام نگار: mahlooji@modares.ac.ir

۱- مقدمه

تصویربرداری به شیوه‌ی روزنه‌ی مصنوعی در ابتدا تحت عنوان روزنه‌ی مصنوعی رادار^۱ معرفی شد. روزنه‌ی مصنوعی از به کارگیری متوالی چندین روزنه‌ی واقعی کوچک برای تولید یک روزنه‌ی بزرگ مجازی به دست می‌آید.

از فواید روش روزنه‌ی مصنوعی این است که در آن فوکوس دینامیکی برای تمام نقاط تصویر صورت می‌گیرد. به علاوه، به دلیل شیفیت فاز، می‌توان به دو برابر رزولوشن جانبی نسبت به روزنه‌ی واقعی دست یافت. هرچند که درین روش اکوهای دریافتی از تمام چشمه‌ها باید هم‌فاز باشد، چراکه در غیر این صورت کیفیت تصویر حاصل به شدت کاهش می‌یابد. بدین منظور، شرایط محدود کننده‌ی روی حرکت (آرایه و یا بافت) و سرعت نمونه‌برداری اعمال می‌شود. روش‌های جبران سازی حرکت نیز به منظور رفع این محدودیت‌ها معرفی شده‌اند که خارج از بحث این مقاله است.

از دیگر نقاط ضعف روش روزنه‌ی مصنوعی می‌توان به حجم بالای داده‌ها و محاسبات لازم برای بازسازی تصویر اشاره نمود که پیشرفت سیستم‌های کامپیوتری و ارائه‌ی روش‌های جدید بازسازی تصویر، در سال‌های اخیر امکان تصویربرداری زمان/واقعی را در سیستم‌های SAS^۲ و SAR فراهم کرده‌است. اگرچه این روش‌ها که مربوط به بازسازی تصویر در حوزه‌ی فرکانس است، سال‌های متمادی در SAS و SAR کاربرد گسترده‌ای داشته و هنوز برای حوزه‌ی پزشکی ناشناخته مانده‌است. در حوزه‌ی پزشکی تنها روش ساده‌ی حوزه‌ی زمان که به عنوان روش DAS^۳ شناخته می‌شود، برای بازسازی تصاویر به کار می‌رود. این روش بازسازی نقطه‌به‌نقطه، زمان‌بر بوده و در تصویربرداری روزنه‌ی مصنوعی که بار محاسباتی بیش‌تری نسبت به روش سنتی دارد، امکان تصویربرداری زمان/واقعی را فراهم نمی‌کند.

شاید یکی از دلایل مهجور ماندن این دسته از روش‌ها در حوزه‌ی پزشکی، پیچیدگی روابط حاکم بر آن در حوزه‌ی

رادار بوده که متخصصان حوزه‌ی پزشکی را از آن دور نگه داشته‌است. از دیگر دلایل محتمل، می‌توان به تفاوت پارامترهای تصویربرداری درین حوزه‌ها اشاره کرد که تعمیم این روابط را به حوزه‌ی پزشکی کمی مشکل نموده و یا نتایج حاصله را تحت تأثیر قرار داده‌است. این پارامترها عبارت است از: عمق هدف، فرکانس مرکزی، پهنای باند سیگنال ارسال و عرض پرتو.

پیدایش مفهوم روزنه‌ی مصنوعی به ویلی نسبت داده می‌شود [۱، ۲]. هم‌زمان با وی کورتونا از دانشگاه میشیگان و شروین از دانشگاه ایلینوی این مسأله را از نقطه نظر مکانی مورد بررسی قرار دادند [۳، ۴]. عنوان روزنه‌ی مصنوعی رادار (SAR) که بعدها استفاده‌ی جهانی یافت از مقاله‌های کورتونا و هم‌کارانش برداشته شده‌است. ساخت اولین پردازشگرهای دیجیتال به عنوان شروع سیستم‌های SAR مدرن در نظر گرفته می‌شود [۵، ۶].

در سال ۱۹۷۸، کورتونا که یک متخصص در زمینه‌ی رادار بود با انتشار دو مقاله‌ی کلیدی، امکان استفاده از روزنه‌ی مصنوعی را در سونار مورد بررسی قرار داد. [۷، ۸]. درین مقاله‌ها و اکثر مقالاتی که پس از آن منتشر شد، تصویربرداری SAS با استفاده از یک المان فرستنده و یک آرایه از المان‌ها در دریافت انجام می‌شود. استفاده از روزنه‌ی مصنوعی در التراسوند تشخیصی و تست غیرمخرب^۴ (NDT) نیز هم‌زمان با پیدایش SAS شکل گرفت [۹، ۱۰].

ساخت تصویر، یک مسأله‌ی معکوس با هدف تولید تصویر از روی اکوهای بازتاب شده از سطح مورد نظر است. ساده‌ترین الگوریتم بازسازی تصویر، الگوریتم هم‌بستگی و یا هم‌بستگی حوزه‌ی زمان^۵ است. درین الگوریتم، هم‌بستگی داده‌های اکو براساس یک مدل ساده از نحوه‌ی بازتاب هر نقطه از تصویر محاسبه شده و ماکزیمم آن انتخاب می‌شود. در حالت باند گسترده، الگوریتم هم‌بستگی از نظر ریاضی معادل با شکل‌دهی پرتو مجموع تأخیر یافته‌ها^۶ و تابش معکوس^۷ است. از مزایای این روش آن است که امکان

^۴Nondestructive testing

^۵Correlation algorithm (time-domain correlation)

^۶Delay and sum (DAS) beamforming

^۷Backprojection

^۱ Synthetic Aperture Radar (SAR)

^۲ Synthetic Aperture Sonar (SAS)

^۳ Delay and Sum

تبدیل فوری سیگنال $s(t, u)$ در راستای زمان برابر است با:

$$s(\omega, u) = P(\omega) \sum_n \sigma_n \exp[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}] \quad (2)$$

Spherical PM signal

در رابطه‌ی فوق $k = \omega/c$ عدد موج است. همان طور که در مدل بالا می‌بینیم سیگنال به دست آمده حاصل ترکیب خطی چندین پالس کروی است. در اینجا از همان ویژگی برای تبدیل فوری در راستای u استفاده شد. ابتدا فرض بر این است که سیگنال در محدوده‌ی $u \in (-\infty, \infty)$ باشد آنگاه داریم:

$$\mathcal{F}_{(u)} \left[\exp \left[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right] \right] = \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n) \quad (3)$$

برای $k_u \in [-2k, 2k]$ که k_u فرکانس مکانی یا فرکانس داپلر نامیده می‌شود. با توجه به این ویژگی، فوری‌ی سیگنال کروی داریم:

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_n \sigma_n \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n) \quad (4)$$

Linear phase function of (x_n, y_n)

می‌توان رابطه‌ی فوق را با تعریف توابع جدید را به شکل زیر نوشت:

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_n \sigma_n \exp[-jk_x(\omega, k_u)x_n - jk_y(\omega, k_u)y_n], \quad (5)$$

که در آن:

$$k_x(\omega, k_u) = \sqrt{4k^2 - k_u^2}, \quad (6)$$

$$k_y(\omega, k_u) = k_u$$

این توابع، نگاشت مکانی نامیده می‌شود. تا اینجا سیگنال دریافتی و تبدیل فوری‌ی دوبعدی آن را مورد بررسی قرار

استفاده از آن در مسأله‌ای با هرنوع آرایه‌ای و شرایط تصویربرداری امکان‌پذیر است. عیب این روش بار محاسباتی بالا در تشکیل هر نقطه از تصویر است.

برای دستیابی به سرعت بیشتر در حوزه‌ی رادار، الگوریتم‌های پردازش بلوکی تصویر با استفاده از تبدیل فوری دوبعدی معرفی شده‌است [۱۷-۱۱]. گرچه این روش‌ها به صورت گسترده در رادار و سونار کاربرد دارد، ولی در حوزه‌ی پزشکی هنوز ناشناخته مانده‌است. به هر حال، پژوهش‌گرانی به صورت پراکنده درین زمینه کارهایی انجام داده‌اند [۲۱-۱۸]، ولی هنوز روش‌های حوزه‌ی فرکانس نتوانسته جای‌گاهی در مقابل روش حوزه‌ی زمان DAS بیابد [۲۴-۲۲].

از جمله روش‌های حوزه‌ی فرکانس، الگوریتم عدد موج است (این الگوریتم با نام‌های نگاشت Ω -K, stolt و range migration algorithm (RMA) شناخته می‌شود) [۱۶، ۲۵، ۲۶] که هدف این مقاله، تعمیم آن به حوزه‌ی پزشکی است. این الگوریتم با یک تبدیل فوری‌ی دوبعدی و انتقال داده‌ها به حوزه‌ی عدد موج شروع می‌شود. در پی آن، تبدیل مختصات (نگاشت stolt) و اصلاح فاز و دامنه انجام می‌شود. تصویر نهایی، از تبدیل فوری‌ی دوبعدی معکوس به دست می‌آید.

۲- مدل‌سازی سیستم

فرض می‌کنیم یک مدل ساده شده از محیط تصویربرداری، شامل مجموعه‌ای از بازتاب کننده‌های نقطه‌ای است که ضریب بازگشتی σ_n و مختصات $(x_n, y_n), n = 1, 2, \dots$ دارد. از پارامتر x برای راستای عمق (range) و پارامتر y برای راستای جانبی (cross-range, along-track) و یا azimuth از نام‌های دیگر آن است) استفاده شد. المان آرایه مختصات $(0, u)$ دارد و پالس چند فرکانسی $p(t)$ (با پهنای باند گسترده) را ارسال می‌کند. الگوی دریافت شده برابر است با:

$$s(t, u) = \sum_n \sigma_n p \left[t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c} \right] \quad (1)$$

تفکیک پذیری اهداف در راستای عمق و یا رزولوشن محوری بوده که عبارت است از:

$$\Delta_x = \frac{\pi}{K_0} = \frac{\pi c}{2\omega_0} \quad (12)$$

اگر $[-\omega_0, \omega_0]$ پهنای باند سیگنال باند پایه است. اگر سیگنال باند پایه، یک سیگنال مستطیلی با طول τ_0 باشد آنگاه تبدیل فوریه‌ی آن یک تابع sinc است که اولین صفر آن در ω_0 اتفاق می‌افتد:

$$\omega_0 \equiv \frac{2\pi}{\tau_0} \quad (13)$$

ω_0 پهنای باند سیگنال بوده و تعیین‌کننده‌ی رزولوشن محوری است. در این حالت برای رزولوشن محوری داریم:

$$\Delta_x = \frac{c\tau_0}{4} \quad (14)$$

واضح است که درین حالت نمی‌توان به طور هم‌زمان طول پالس τ_0 و پهنای باند ω_0 را زیاد کرد. چراکه ایندو با هم رابطه‌ی معکوس دارند.

از طرف دیگر، پالس chirp پالسی با مدولاسیون فرکانسی است که در رادار کاربرد گسترده‌ای دارد [۲۷]. مهم‌ترین ویژگی این سیگنال‌ها آن است که می‌توان به طور هم‌زمان پهنای گسترده‌ای از آن را در حوزه‌ی زمان و فرکانس داشت. این سیگنال به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$p(t) = \begin{cases} \exp[j(\omega_c t + \alpha t^2)] & t \in [0, \tau_0] \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (15)$$

α نرخ chirp نامیده می‌شود که یک مقدار ثابت است. فرکانس لحظه‌ای این سیگنال که از مشتق تابع فاز آن به دست می‌آید برابر است با:

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt}[\omega_c t + \alpha t^2] = \omega_c + 2\alpha t \quad (16)$$

با $\alpha > 0$ فرکانس لحظه‌ای سیگنال تابعی خطی از زمان t بوده و محدود است به:

$$\omega_c < \omega_i(t) < \omega_c + 2\alpha\tau_0 \quad (17)$$

محدوده‌ی بالایی $\omega_i(t)$ با τ_0 افزایش می‌یابد.

گرفت. اکنون باید شکل تابع مورد نظر که تابع تبدیل محیط است به دست آورد. این تابع در حالت ایده‌آل برابر است با:

$$f_0(x, y) = \sum_n \sigma_n \delta(x - x_n, y - y_n) \quad (7)$$

که تبدیل فوریه‌ی دوبعدی آن برابر است با:

$$F_0(k_x, k_y) = \sum_n \sigma_n \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n) \quad (8)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Linear phase}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Linear}}$

یادآوری می‌شود که $F_0(k_x, k_y)$ نیز ترکیبی خطی از توابع فاز خطی بوده که حاصل ویژگی شیفیت فوریه است. حال با استفاده از رابطه‌ی (۸) و (۵) داریم:

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) F_0[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] \quad (9)$$

بنابراین تابع مرجع برابر است با:

$$F_0[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] = \frac{S(\omega, k_u)}{P(\omega)} \quad (10)$$

به دلیل باند محدود سیگنال $p(t)$ این رابطه در عمل قابل پیاده‌سازی نبوده و به جای آن از فیلترینگ انطباقی در راستای عمق استفاده می‌شود:

$$F[k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)] = P^*(\omega) S(\omega, k_u) = |P(\omega)|^2 \sum_n \sigma_n \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n) \quad (11)$$

برای $\omega \in [\omega_c - \omega_0, \omega_c + \omega_0]$ و $k_u \in [-2k, 2k]$

۳- روش پیشنهادی

۳-۱- پالس ارسالی

پالس chirp، دسته‌ی خاصی از سیگنال‌های پالسی است که می‌تواند به طور هم‌زمان پهنای گسترده‌ای را در حوزه‌ی زمان و فرکانس داشته‌باشد. طول پالس بیشتر، امکان افزایش «سیگنال به نویز» و در نتیجه کنتراست بهتر را فراهم می‌کند. همچنین پهنای باند سیگنال در حوزه‌ی فرکانس تعیین‌کننده‌ی

۲-۳- بازسازی تصویر با استفاده از الگوریتم عدد موج

درین الگوریتم، ابتدا با یک تبدیل فوریه‌ی دوبعدی، داده‌های جمع‌آوری شده از حوزه‌ی (t, u) به (ω, k_u) انتقال داده می‌شود. با توجه به رابطه‌ی (۱۱) می‌توان تابع تبدیل محیط را به صورت زیر نوشت:

$$F(k_x, k_y) = \mathbf{S}\{P^*(\omega)S(\omega, k_u)\} \quad (22)$$

تبدیل مختصات $\mathbf{S}\{\cdot\}$ نگاشت stolt نامیده شده و در رابطه‌ی * نشان داده شده‌است. سیستم تصویربرداری نمونه‌های $S(\omega, k_u)$ را با فواصل یک‌سان در حوزه‌ی (ω, k_u) در اختیار کاربر قرار می‌دهد. هرچند که به دلیل ماهیت غیرخطی نگاشت دوبعدی مورد استفاده، داده‌های نهایی حاصل از رابطه‌ی (۱۱)، $F(k_x, k_y)$ نمونه‌هایی با فواصل یک‌سان ندارند. درحالی که برای به دست آوردن $f(x, y)$ با استفاده از تبدیل فوریه‌ی دوبعدی، نیاز به داشتن $F(k_x, k_y)$ در مختصات دکارتی یک‌نواخت است. بنابراین، برای دستیابی به نقاط درست، نیاز به یک مرحله درونیابی است. اما پیش از درونیابی، نیاز به یک مرحله دیگر است. فرض کنید که عمق تصویربرداری در محدوده‌ی $[X_c - X_0, X_c + X_0]$ بوده که X_c میانگین عمق و $2X_0$ عرض ناحیه‌ی تصویربرداری در راستای عمق باشد. بنابراین، سیگنال $F(k_x, k_y)$ یک سیگنال میان‌گذر در حوزه‌ی k_x است که تبدیل فوریه‌ی آن حول $x = X_c$ مقدار دارد (تبدیل فوریه-ی معکوس یک سیگنال پایین‌گذر، دارای طیفی به مرکزیت $x = 0$ است). بنابراین، پیش از درونیابی، نیاز به تبدیلی داریم که سیگنال را پایین‌گذر کند. بدین منظور، از تبدیل زیر استفاده می‌کنیم:

$$F_b(k_x, k_y) = F(k_x, k_y) \exp(jk_x X_c) \quad (23)$$

توجه شود که با این تبدیل، مبدأ در حوزه‌ی مکان (x, y) ، مرکز تابع هدف باند پایه $f_b(x, y)$ است. برای بازسازی تابع هدف پایین‌گذر داریم:

$$F(k_x, k_y) = \mathbf{S}\{P^*(\omega) \exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c) S(\omega, k_u)\} \quad (24)$$

پهنای باند سیگنال پایه در حوزه‌ی فرکانس برابر است با:

$$\left[-\frac{2\pi}{\tau_0}, \frac{2\pi}{\tau_0} + 2\alpha\tau_0\right]$$

بنابراین پهنای باند کامل برابر است با:

$$2\omega_0 = 2\alpha\tau_0 + \frac{4\pi}{\tau_0} \quad (18)$$

رزولوشن محوری در این حالت برابر است با:

$$\Delta_x = \frac{\pi c}{2\omega_0} = \frac{\pi c}{2\alpha\tau_0 + \frac{4\pi}{\tau_0}} < \frac{c\tau_0}{4} \quad (19)$$

در رابطه‌ی فوق $\frac{c\tau_0}{4}$ رزولوشن محوری برای پالس مستطیلی است ($\alpha = 0$). با افزایش α می‌توان پهنای باند و در نتیجه رزولوشن محوری را افزایش داد. از طرف دیگر، وجود فرکانس‌های بالا و پایین به طور هم‌زمان، می‌تواند در عمق‌های مختلف رزولوشن جانبی مناسب را بدون از دست دادن «سیگنال به نویز» فراهم کند.

اگر $p(t)$ یک سیگنال تیز در حوزه‌ی زمان (به شکل تابع ضربه) نبوده و طول زیادی داشته‌باشد (مثل پالس chirp و یا پالس مستطیلی با طول زیاد) آنگاه هذلولی‌های حاصل از هر هدف با اهداف دیگر دچار هم‌پوشانی می‌شود.

یک راه برای رفع این مشکل استفاده از فیلتر تطبیقی

است:

$$s_M(t, u) = s(t, u) * p^*(-t) = \sum_n \sigma_n \text{psf}_t \left(t - \frac{2R_n}{c}\right) \quad (20)$$

تابع توزیع برابر است با:

$$\text{psf}_t(t) = \mathcal{F}_\omega^{-1}[|P(\omega)|^2] \quad (21)$$

در رابطه‌ی فوق ω نشان دهنده فرکانس است. بنابراین، با

استفاده از سیگنال chirp می‌توان به طور هم‌زمان انرژی سیگنال ارسالی (یا معادل آن سیگنال به نویز) و پهنای باند سیگنال (معادل با بهبود رزولوشن) را افزایش داد. این شرایط برای سیگنال مستطیلی تطبیق ندارد. چراکه افزایش طول پالس τ_0 برای بهبود «سیگنال به نویز» باعث تخریب رزولوشن محوری می‌شود.

۳-۳- حذف لوب‌های کناری و میله‌ای

پنجره‌گذاری یکی از راه‌های کنترل لوب‌های کناری^۸ و میله‌ای^۹ است. پهنای باند سیگنال و شرط نمونه‌برداری در راستای جانبی یکی از علل تولید این لوب‌ها است. درین جا، پهنای باند سیگنال ارسالی برابر است با $k_u \in [-2k, 2k]$. براین اساس و برای جلوگیری از تخریب سیگنال و براساس شرط نایکوئیست داریم:

$$\Delta u \leq \frac{\pi}{2k} = \frac{\lambda}{4} \quad (28)$$

در رادار که سیگنال پهنای باند باریک دارد از فرکانس مرکزی می‌توان جهت تخمین نسبتاً دقیقی برای تعیین شرط نمونه‌برداری استفاده نمود.

از آنجا که در حوزه‌ی پزشکی پهنای باند سیگنال گسترده است، در فرکانس‌های بالا شرط نمونه‌برداری ازین مقدار نیز سخت‌گیرانه‌تر خواهد بود و به جای λ باید λ_{min} در معادله‌ی بالا جایگزین شود. ازطرف دیگر در ساخت آرایه‌ها محدودیت وجود داشته و فاصله‌ی هر دو المان کناری معمولاً در حالت ایده‌آل $\frac{\lambda}{2}$ در نظر گرفته می‌شود که حتاً شرط بالا را نیز برآورده نمی‌کند. بنابراین، در کاربردهای باند گسترده حتاً با رعایت شرط نامبرده نیز سیگنال دریافتی سیگنالی تداخل یافته بوده و لوب‌های کناری و یا میله‌ای در آن پدیدار می‌شود. مطالعات کمی در زمینه‌ی کاربردهای باند گسترده صورت گرفته که در آن‌ها برای رفع این مشکل روش‌هایی برای افزایش فرکانس نمونه‌برداری در حوزه‌ی فرکانس و به صورت دیجیتالی معرفی شده‌است. به علاوه برای کنترل لوب‌های کناری نیز پنجره‌های متفاوتی ارائه شده که بررسی خواهد شد [۲۸، ۲۹]. به هر حال، دنبال روشی هستیم که اصل پردازش بلوکی در آن رعایت شده باشد. در صورتی که فیلترهایی نیز معرفی شده که با پردازش پیکسلی می‌تواند این مشکل را مرتفع سازد [۳۰]. ازطرف دیگر، الگوی پرتو ارسالی در راستای جانبی وابسته به فرکانس بوده و در حالت باند گسترده تخمین آن در جهت جبران‌سازی سخت‌تر می‌شود.

با تعریف تابع فاز $\exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c)$ رابطه‌ی بالا شباهت زیادی به فیلترینگ تطبیقی در راستای جانبی دارد. در ادامه، این مسأله روشن‌تر می‌شود. فرض کنید که یک بازتاب کننده در مرکز ناحیه‌ی تصویربرداری داشته باشیم که سیگنال اکوی آن برابر است با:

$$s_0(t, u) = p \left[t - \frac{2\sqrt{X_c^2 + u^2}}{c} \right] \quad (25)$$

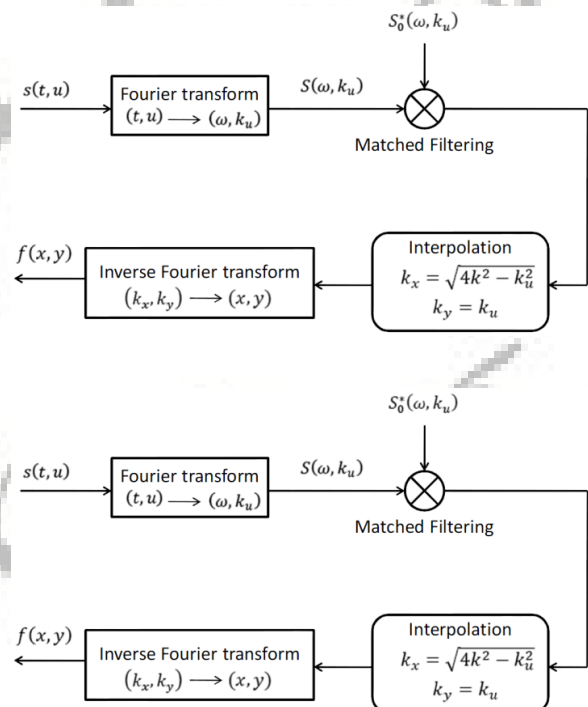
برای $u \in (-\infty, \infty)$ سیگنال $s_0(t, u)$ را سیگنال مرجع می‌نامیم. با تبدیل فوریه‌ی دوبعدی از آن داریم:

$$S_0(\omega, k_u) = P(\omega) \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c) \quad (26)$$

بنابراین، می‌توان رابطه را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$F(k_x, k_y) = \mathbf{S}\{S(\omega, k_u)S_0^*(\omega, k_u)\} \quad (27)$$

بلوک دیاگرام مراحل عنوان شده در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل (۱)- بلوک دیاگرام الگوریتم بازسازی تصویر به شیوه‌ی درون‌یابی فرکانس مکانی (الگوریتم عدد موج)

⁸ Side lobes

⁹ Grating lobes

$$s_d(\omega, u) = s_{cd}(\omega, u) \cdot \exp(-j2k\sqrt{X_c^2 + (Y_c - u)^2} + j2kR_c) \quad (31)$$

حاصل از فرکانس نمونه‌برداری پایین است. $s(\omega, u)$ با $s_d(\omega, u)$ اثرهای مخرب

در سیستم‌های رادار باند باریک، تنها لوب‌های کناری متعامد^{۱۰} ظاهر می‌شود. درحالی که در سیستم‌هایی با پهنای باند زیاد، هم لوب‌های کناری متعامد و هم غیرمتعامد^{۱۱} مشاهده شده که باعث کاهش هرچه بیشتر کیفیت تصویر می‌شود. استفاده از پنجره‌گذاری‌های دوبعدی در حوزه فرکانس راحت‌ترین روش برای کنترل این لوب‌ها است. از جمله پنجره‌های متداول hanning ، hamming ، rectangle و Blackman است. اگرچه استفاده از این پنجره‌ها می‌تواند در کنترل لوب‌های کناری مفید باشد، ولی معمولاً با تخریب رزولوشن همراه است. از طرف دیگر، وزن‌دهی‌های غیرخطی مثل وزن‌دهی دوگانه^{۱۲}، وزن‌دهی دوگانه مختلط^{۱۳} و وزن‌دهی متغیر با مکان^{۱۴} روش‌هایی است که برای کنترل لوب‌های کناری و حفظ رزولوشن مکانی به طور هم‌زمان معرفی شده است. وزن‌دهی به معنی محدود کردن فرکانس‌های مکانی موجود در طیف سیگنال است. در پنجره‌گذاری مستطیلی طیف سیگنال محدود به یک ناحیه‌ی مستطیلی شکل می‌شود. از آنجا که در تصویربرداری رادار باند باریک این تقریب قابل قبول است، استفاده از این نوع پنجره‌ها باعث حذف لوب‌های غیرمتعامد شده و در عین حال تخریب رزولوشن محسوس نمی‌شود. این فرض برای سیستم‌های باند گسترده باعث تخریب رزولوشن می‌شود. یک نوع از این پنجره‌ها به صورت ذیل است:

$$W(k_x, k_r) = \text{rect}\left(\frac{k_x}{2k_c \sin(\frac{\phi_0}{2})}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{k_r - k_c}{\Delta k_r}\right) \quad (32)$$

$$\Delta k_r = k_{r,max} - k_{r,min}$$

برای رفع مشکل نمونه‌برداری مکانی و حذف لوب‌های میله‌ای روش‌های مختلفی وجود دارد. از جمله روش‌های معرفی شده عبارت است از: استفاده از روش مالتی استاتیک (تقریب‌هایی برای بسط روابط که در صورت دقیق نبودن، خود مشکلاتی را ایجاد می‌کند)، استفاده از پالس‌های کدگذاری شده و ارسال چندین پالس به ازای هر المان (معادل با کاهش نرخ فریم)، استفاده از پالس‌هایی با فرکانس‌های متفاوت به جای کدگذاری و $\text{digital spotlighting}$. روش spotlighting در حوزه رادار به منظور افزایش فرکانس نمونه‌برداری مکانی و کاهش لوب‌های میله‌ای استفاده می‌شود [۱۶].

با در نظر گرفتن یک ناحیه‌ی کوچک هدف می‌توان فرکانس مکانی آن را برحسب u تخمین زد و با حذف آن به سیگنال فشرده شده دست یافت:

$$s_c(\omega, u) = s(\omega, u) \cdot \exp(j2k\sqrt{X_c^2 + (Y_c - u)^2} - j2kR_c) \quad (29)$$

(X_c, Y_c) مختصات مرکز ناحیه تصویربرداری و R_c فاصله‌ی آن تا مرکز آرایه است. اگر $f_{max} = 2f_c$ باشد که f_c فرکانس مرکزی و f_{max} فرکانس بالای پهنای باند است آنگاه با فرض فرکانس نمونه‌برداری مکانی $\lambda_c/2$ ، برای جلوگیری از تخریب سیگنال باید فرکانس نمونه‌برداری و یا پهنای باند را λ برابر کرد. از آنجا که $s_c(\omega, u)$ فرکانس‌های بالای خود را در راستای u از دست داده‌است، تبدیل فوریه‌ی آن $S_c(\omega, k_u)$ با فرکانس نمونه‌برداری نامبرده، تخریب شده نیست. حال می‌توان با گسترش پهنای باند، فرکانس نمونه‌برداری مکانی را به صورت دیجیتالی افزایش داد:

$$S_{cd}(\omega, k_u) = \begin{cases} 0 & -\frac{8\pi}{\lambda} \leq k_u \leq -\frac{2\pi}{\lambda} \\ S_c(\omega, k_u) & \text{for } -\frac{2\pi}{\lambda} \leq k_u \leq \frac{2\pi}{\lambda} \\ 0 & \frac{2\pi}{\lambda} \leq k_u \leq \frac{8\pi}{\lambda} \end{cases} \quad (30)$$

این سیگنال، سیگنال فشرده شده نامیده می‌شود. حال برای دست‌یابی به سیگنال اصلی با فرکانس نمونه‌برداری بالاتر خواهیم داشت:

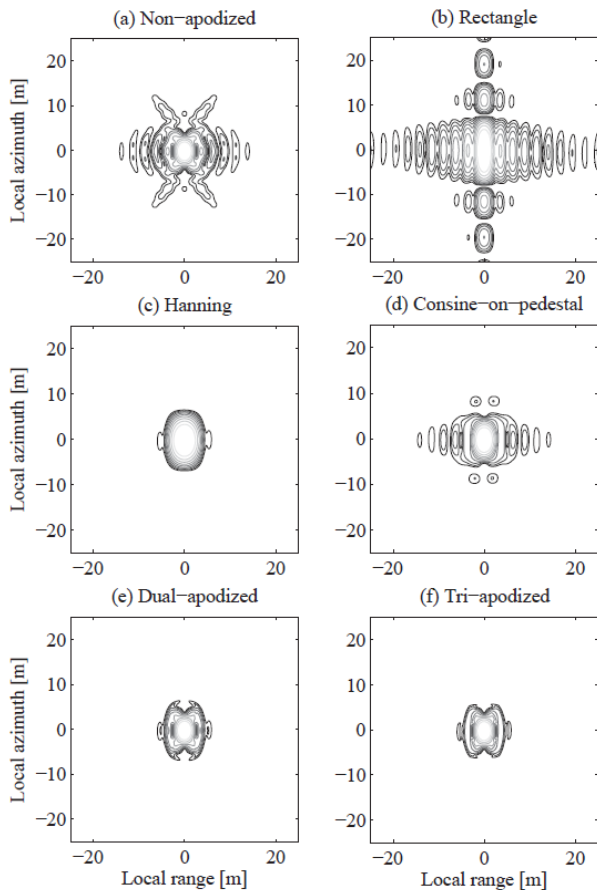
¹⁰ Orthogonal sidelobes

¹¹ non-orthogonal sidelobes

¹² Dual-apodization

¹³ Complex Dual Apodization (CDA)

¹⁴ Spatially Variant Apodization (SVA)



شکل (۳) - تصویر حاصل از یک هدف نقطه‌ای با پنجره‌گذاری‌های متفاوت [۲۹]

۴- پیچیدگی محاسباتی

با فرض تصویری با تعداد خطوط N و تعداد نمونه‌های M در هر خط از تصویر، تعداد پیکسل‌ها برابر است با $M \times N$. در روش DAS به ازای هر پیکسل به تعداد المان‌های دریافت کننده (N بار) تأخیر محاسبه شده و درون‌یابی انجام می‌شود. بنابراین، محاسبات برابر است با:

$$MN^2[\text{Distance} + 1D \text{ interpolation}] \quad (34)$$

اگر فاصله اقلیدوسی را در نظر بگیریم رابطه‌ی مربوط به محاسبه‌ی مسافت برای فضای دوبعدی برابر است با:

$$\text{Distance} = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (35)$$

عملیات مورد نیاز برای محاسبه‌ی مسافت شامل ۳ جمع

نوع دیگر پنجره‌ها به شکل‌های hamming یا hanning

است:

$$W(k_x, k_r) = \left[0.5 + \xi_x \cos\left(\frac{\pi k_x}{k_c \tan\left(\frac{\phi_0}{2}\right)}\right) \right] \cdot \left[0.5 + \xi_r \cos\left(\frac{2\pi(k_r - k_c)}{\Delta k_r}\right) \right] \quad (33)$$

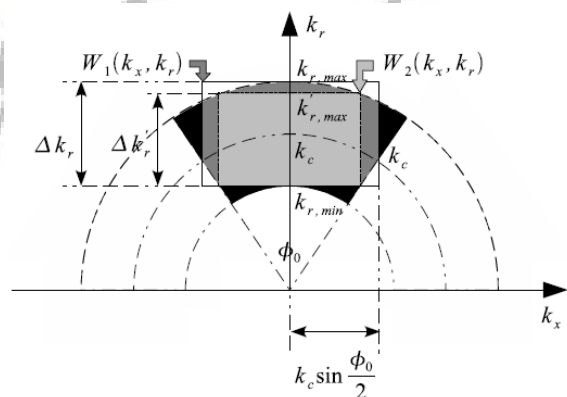
$$\Delta k_r = k_{r,max} - k_{r,min}$$

ξ_x ضریب وزن در راستای جانبی و ξ_r در راستای عمق است. در پنجره‌ی hanning این ضرایب 0.5 در نظر گرفته می‌شود.

در شکل (۲) پهنای باند دو نمونه از پنجره‌های مستطیلی نشان داده شده‌است. دسته‌ی دیگری از پنجره‌ها که پنجره‌های غیرخطی نامیده می‌شوند از ترکیب دو یا چندین پنجره حاصل می‌شوند تا بتوان به طور هم‌زمان با حفظ رزولوشن، لوب‌های کناری را کاهش داد. درین نوع از پنجره‌گذاری، مینیمم نقطه‌به‌نقطه‌ی تصاویر حاصل از چندین وزن دهی و تصویر بدون وزن‌دهی محاسبه می‌شود. بدین ترتیب، اثرهای مخرب هریک از این پنجره‌ها با دیگری جبران می‌شود.

تصویر حاصل از یک هدف نقطه‌ای با پنجره‌گذاری‌های متفاوت در

شکل (۳) نشان داده شده‌است (این تصاویر مربوط به حوزه‌ی رادار و در نتیجه میدان دور است و تنها به منظور مقایسه نشان داده شده‌است).



شکل (۲) - پهنای باند دو نمونه از پنجره‌های مستطیلی [۲۹]

$$\hat{S}(\omega, k_u) = \exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c) S(\omega, k_u) \quad (39)$$

محاسبه‌ی فاز شامل ۱ تفریق، ۴ ضرب، یک ریشه‌ی دوم و یک تابع نمایی است. بار محاسباتی برای تابع نمایی نیز برابر است با $n^2 \log_2 n$. درین مرحله، اعداد حقیقی بوده و در نتیجه n برابر با ۸ است. برای اصلاح فاز نهایی نیاز به یک ضرب مختلط داریم. برای مرحله اصلاح فاز تعداد محاسبه‌ها برابر است با:

$$\begin{aligned} & MN[5mult + 1sub + n^2 \log_2 n \\ & \quad + complex_mult] \\ & = MN[5n^2 + n + n^2 \log_2 n \\ & \quad + (2n)^2] \\ & = MN[9n^2 + n + n^2 \log_2 n] \quad (40) \end{aligned}$$

تعداد محاسبات برای درون‌یابی مختلط برابر با ۳ جمع و ۴ ضرب خواهد بود. نهایتاً تعداد محاسبات برابر است با:

$$\begin{aligned} & MN \log_2(MN) \times 8 \\ & \quad + MN[13n^2 + 4n + n^2 \log_2 n] \\ & \quad + MN \log_2(MN) \times 16 \\ & = MN[13 \times 8^2 + 4 \times 8 \\ & \quad + 8^2 \times \log_2 8 + 24 \log_2(MN)] \\ & = MN[1056 + 24 \log_2(MN)] \quad (41) \end{aligned}$$

نسبت محاسبات روش DAS به روش پیشنهادی برای اعداد حقیقی ۸ رقمی (اعداد مختلط ۱۶ رقمی) برابر است با:

$$296 * N / [1056 + 24 \log_2(MN)] \quad (42)$$

درین جا تنها پیچیدگی محاسباتی الگوریتم عدد موج در روش پیشنهادی در نظر گرفته شده و بار محاسباتی روش‌های پردازشی نامبرده در قسمت‌های قبل باید به طور جداگانه لحاظ شود.

۵- نتایج

برای بررسی نتایج روش پیشنهادی و روش استاندارد DAS از فانتوم‌های نقطه‌ای استفاده شد. این فانتوم‌ها با استفاده از

(یا تفریق)، دو ضرب (توان ۲) و محاسبه‌ی ریشه‌ی دوم است. برای درون‌یابی خطی نیز رابطه به صورت ذیل است:

$$\begin{aligned} \hat{y}(n + \eta) & = (1 - \eta) \cdot y(n) + \eta \cdot y(n + 1) \\ & = y(n) + \eta \cdot [y(n + 1) - y(n)] \quad (36) \end{aligned}$$

با فرض n رقمی بودن اعداد، میزان محاسبه‌ها برای جمع و تفریق برابر است با n و برای ضرب برابر است با n^2 (برای ضرب، الگوریتم‌های متفاوتی معرفی شده که پیچیدگی محاسباتی متفاوتی دارند و درین جا ساده‌ترین آن‌ها در نظر گرفته شده‌است). پیچیدگی محاسباتی برای محاسبه‌ی ریشه‌ی دوم با ضرب برابر است، به همین دلیل، برای سادگی در مجموعه‌ی ضرب‌ها قرار داده می‌شود. به علاوه از علامت اختصاری *mult* برای ضرب، *sub* برای جمع (یا تفریق) و *complex_mult* برای ضرب مختلط استفاده می‌شود. با فرض ۸ رقمی بودن اعداد، تعداد کل محاسبه‌ها برای روش DAS برابر است با:

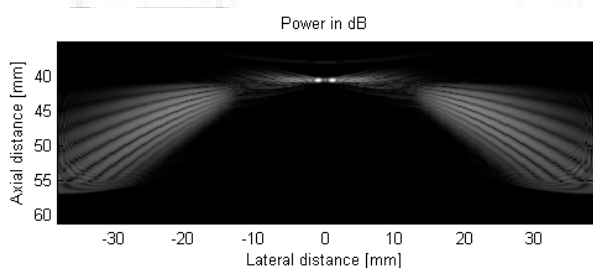
$$\begin{aligned} MN^2[4mult + 5sub] & = MN^2[4 \times n^2 + 5 \times n] \\ & = MN^2[4 \times 8^2 + 5 \times 8] \\ & = MN^2 \times 296 \quad (37) \end{aligned}$$

در روش پیشنهادی، برای بازسازی تصویر از یک تبدیل فوریه به ازای کل ماتریس داده‌ها، اصلاح فاز و درون‌یابی به ازای هر پیکسل تصویر و عکس تبدیل فوریه استفاده می‌شود (فیلترینگ تطبیقی در راستای عمق برای هیچ‌کدام از الگوریتم‌ها در نظر گرفته نشده‌است). بنابراین، محاسبه‌ها برابر است با:

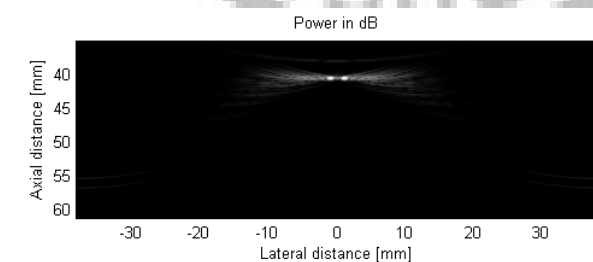
$$\begin{aligned} & FFT \\ & \quad + MN[phase\ correction \\ & \quad + 1D\ complex\ interpolation] + IFFT \quad (38) \end{aligned}$$

برای تبدیل فوریه و معکوس آن تعداد محاسبات برابر است با $n \times MN \log_2(MN) \times n$ برای تبدیل فوریه برابر با ۸ و برای عکس آن به دلیل مختلط بودن اعداد برابر با ۱۶ است. برای اصلاح فاز داریم:

در بخش ۳-۳ روشی با عنوان *spotlighting* به منظور جبران اثرهای مخرب حاصل از نرخ نمونه‌برداری مکانی ناکافی (حذف لوب‌های میله‌ای) معرفی شد. درین قسمت، برای نمایش بهتر لوب‌های میله‌ای، تعداد المان‌ها برابر با ۴۰۰ قرار داده شد. افزایش تعداد المان‌ها باعث افزایش پهنای ناحیه‌ی تصویربرداری و مشاهده‌ی بهتر لوب‌های میله‌ای می‌شود. طیف فرکانسی گسترده در سیگنال *chirp* باعث می‌شود تا فرکانس نمونه‌برداری مکانی انتخاب شده برای فرکانس‌های پایین یا فرکانس مرکزی، مقدار کافی برای فرکانس‌های بالا نبوده و به هر حال باعث ایجاد لوب‌های میله‌ای می‌شود. شکل و مختصات لوب‌های میله‌ای بستگی به فاصله اهداف از مرکز تصویربرداری و پهنای باند سیگنال دارد. در شکل (۵) یک نمونه از این لوب‌ها قبل و بعد از به کارگیری الگوریتم *spotlighting* نشان داده شده‌است.



(الف)

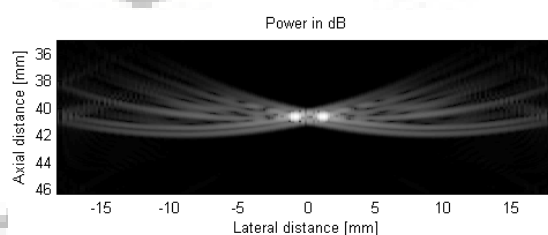


(ب)

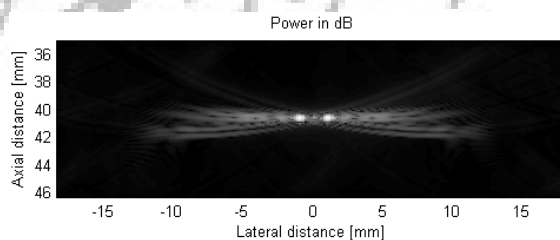
شکل (۵) - حذف لوب‌های کناری با استفاده از الگوریتم *spotlighting*

به علاوه، در بخش ۳-۳ چندین نوع پنجره و نحوه‌ی محدود کردن باند فرکانسی با آن‌ها نشان داده شده‌است. در شکل (۶) اثرهای دو نوع پنجره‌ی *hanning* و *rect* با تصویر بدون پنجره‌گذاری مقایسه شده‌است تا تأثیر آن‌ها بر لوب‌های کناری نشان داده شود (در تمام شکل‌ها پیش از پنجره‌گذاری الگوریتم *spotlighting* اعمال شده‌است).

نرم‌افزار *Field II* تولید شد. فرکانس تصویربرداری 4MHz و فرکانس نمونه برداری 100MHz در نظر گرفته شده و با آرایه‌ای به طول ۹۶ المان با فواصل $\lambda/2$ پرتوافشانی شده است (λ طول موج است). در هر ارسال و دریافت تنها یک المان فعال است (چشمه مصنوعی مونواستاتیک). دو پرپود از پالس برای ارسال استفاده شده و در حالت *chirp* پهنای باند، دو برابر فرکانس مرکزی در نظر گرفته شد. در هر دو نوع سیگنال ارسال فیلتر انطباقی گفته شده در بخش ۳-۱ اعمال شده‌است. در شکل‌های (۴) تا (۷) از فانتوم نقطه‌ای با دو هدف در عمق 40mm و به فاصله‌ی 2mm استفاده شد. در شکل (۸)، ۷ جفت هدف در عمق‌های مختلف قرار داده شده تا بتوان تأثیر روش‌ها را در عمق‌های مختلف با هم مقایسه کرد. استفاده از سیگنال *chirp* به جای سیگنال سینوسی امکان افزایش طول سیگنال و حفظ پهنای باند را به طور هم زمان فراهم می‌کند. ازین روی، باعث افزایش انرژی ارسال و بهبود کنتراست تصویر می‌شود. در رابطه‌ی (۱۵) سیگنال *chirp* و در رابطه‌ی (۱۷) پهنای باند آن نشان داده شد. α نرخ سیگنال *chirp* است و مقدار صفر آن معادل با سیگنال سینوسی و بزرگ‌تر از آن معادل با افزایش اثر نرخ *chirp* است. در شکل (۴) نتایج حاصل از تغییر این پارامتر برای مقادیر صفر و ۴ نشان داده شده‌است.

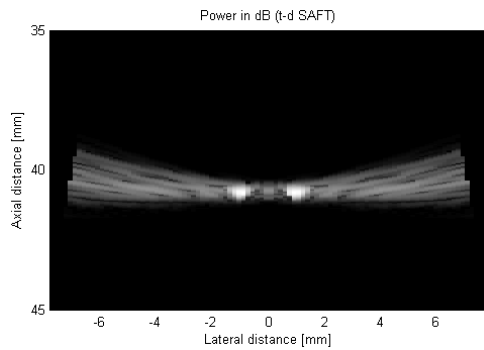


(الف)

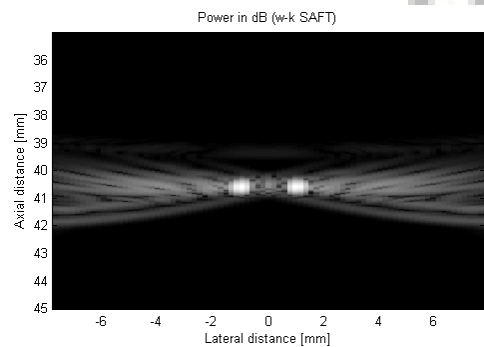


(ب)

شکل (۴) - اثر تغییر نرخ *chirp* (الف) صفر؛ (ب) ۴ (گذر از سیگنال سینوسی به *chirp* با نرخ ۴)

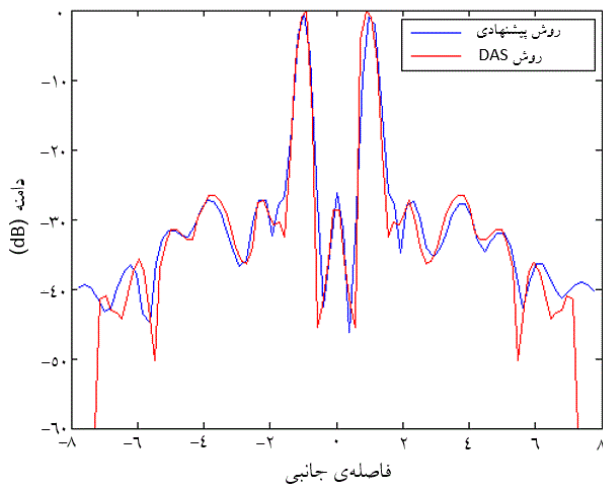


(الف)



(ب)

الگوی پرتو

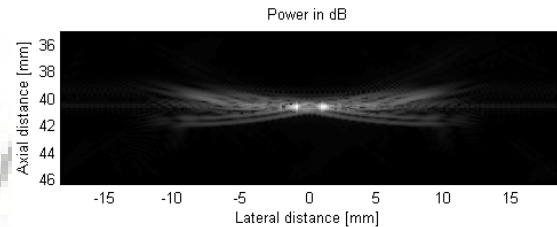


(ج)

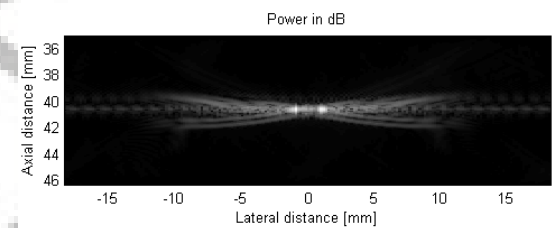
شکل (۷) - نتایج بازسازی تصویر به شیوهی: الف) DAS؛ ب) الگوریتم عدد موج؛ ج) مقایسه‌ی الگوی پرتو در راستای جانبی

همان‌طور که در ابتدا گفته شد هدف از بازسازی تصویر در حوزه فرکانس کاهش بار محاسباتی و زمان بازسازی تصویر بود تا بتوان با تعمیم این روش به شیوهی تصویربرداری مالتی‌استاتیک، به تصویربرداری زمان واقعی با حفظ کیفیت تصویر در روزهی مصنوعی دست یابیم.

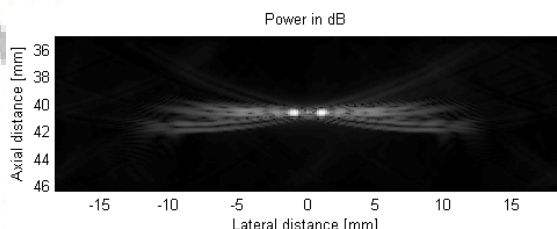
نتایج استفاده از پنجره‌های غیرخطی و ترکیبی مطرح شده، تفاوت محسوسی ایجاد نکرده و به همین دلیل نشان داده نشده‌است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۶) - نتایج حاصل از پنجره‌گذاری؛ الف) بدون پنجره؛ ب) پنجره‌ی مستطیلی؛ ج) پنجره‌ی hanning

در شکل (۷) نتایج روش DAS و روش پیشنهادی عدد موج با spotlighting و پنجره‌گذاری hanning بر روی فانتوم نقطه‌ای نشان داده شده و رزولوشن جانبی آن‌ها با هم مقایسه شده‌است. الگوریتم پیشنهادی دارای پهنای لوب اصلی مشابه با روش استاندارد DAS است. اگرچه ساختار لوب‌های کناری تغییر یافته و باید بررسی‌های بیشتری روی ماهیت این ساختارها انجام شود.

به علاوه، برای مقایسه‌ی کنتراست، نتایج حاصل از یک فانتوم پیچیده‌تر با ۷ جفت هدف نقطه‌ای به فاصله‌ی ۲ میلی‌متر در شکل (۸) نشان داده شده‌است.

داده شده در جدول (۱) اضافه نمود. مشاهده می‌شود که زمان بازسازی تصویر با استفاده از روش پیشنهادی تقریباً به نسبت ۲۰ برابر کاهش یافته‌است.

جدول (۱) - مقایسه‌ی زمان بازسازی تصویر برای روش استاندارد

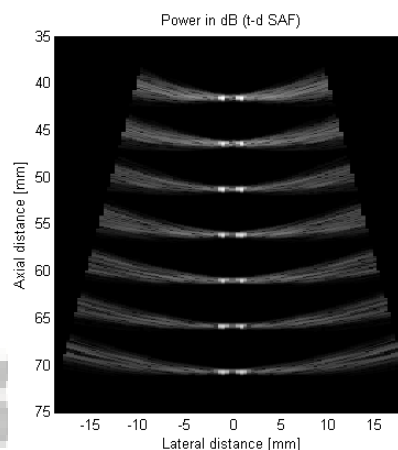
DAS و روش پیشنهادی

نسبت زمان پردازش (DAS/ Proposed method)	زمان پردازش (ثانیه)		شماره‌ی فانتوم ($M \times N$)
	روش پیشنهادی	DAS	
۱۸,۱۵	۰,۰۶	۱۸,۱۵	شماره‌ی ۱ (۱۰۳۹۱ × ۹۶)
۱۹,۳۲	۰,۲۸	۱۹,۳۲	شماره‌ی ۲ (۵۱۹۶ × ۹۶)
۱۹,۵۷	۰,۰۷۱	۱۹,۵۷	شماره‌ی ۳ (۱۳۰۰ × ۹۶)

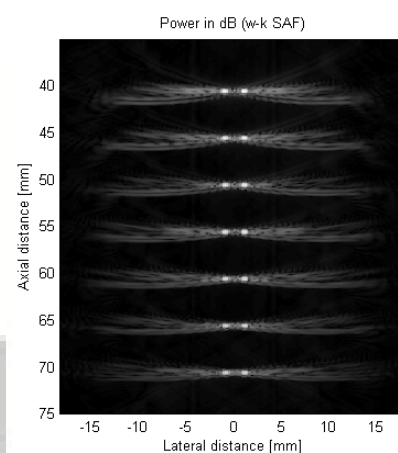
براساس تئوری محاسبه شده در رابطه‌ی (۴۲) این نسبت‌ها برای فانتوم ۱ تا سه به ترتیب برابر است با ۱۸,۵۲، ۱۸,۸۱ و ۱۹,۴۳ که به مقدار تجربی به دست آمده بسیار نزدیک است. همان طور که انتظار می‌رفت با افزایش طول ناحیه‌ی تصویربرداری، این ضریب به مقدار کمی کاهش یافته‌است. باید توجه شود که زمان نشان داده شده در جدول (۱) مربوط به درونیابی خطی است و برای الگوریتم‌های دیگر باید محاسبه‌های جدیدی انجام شود.

۶- جمع‌بندی

درین تحقیق، روشی برای بازسازی تصویر در حوزه‌ی فرکانس ارائه شده‌است. تصویربرداری به شیوه‌ی چشمه‌ی مصنوعی بار محاسباتی بالایی دارد و استفاده از روش بازسازی تصویر نقطه‌به‌نقطه امکان تصویربرداری زمان/واقعی را فراهم نمی‌کند. ازین روی، استفاده از روش‌های حوزه‌ی فرکانس با پردازش بلوکی، به دلیل استفاده از تبدیل فوریه دوبعدی و کاهش بار محاسباتی، به روشی استاندارد در حوزه‌ی رادار شناخته شده‌است. این روش‌ها هنوز در حوزه‌ی پزشکی جای‌گاه محکمی ندارد. براین اساس، به دنبال تعمیم این



(الف)



(ب)

شکل (۸) - نتایج بازسازی تصویر برای ۷ جفت هدف نقطه‌ای با فاصله‌ی عرضی ۲ میلی‌متر به شیوه‌ی: الف) DAS؛ ب) الگوریتم عدد موج

زمان بازسازی تصویر برای ۳ نوع فانتوم، با استفاده از روش DAS، روش پیشنهادی و نسبت آن‌ها در جدول (۱) نشان داده شده‌است. این فانتوم‌ها که با شماره‌ی ۱ تا ۳ مشخص شده، به ترتیب دارای عمق ناحیه تصویربرداری برابر با ۸۰mm، ۴۰mm و ۱۰mm است. این زمان‌ها با استفاده از کامپیوتری با ویژگی‌های Core i7 2.8GHz CPU و 3G RAM محاسبه شد.

زمان‌های نشان داده شده تنها مربوط به مرحله‌ی شکل دهی پرتو بوده و در آن بخش‌های دیگری چون فیلترینگ انطباقی، پنجره‌گذاری و یا spotlighting لحاظ نشده‌است. برای ساخت یک تصویر کامل باید زمان جمع‌آوری داده و باقی مراحل پردازشی مورد استفاده را نیز به زمان‌های نشان

۷- مرجع‌ها

- [1] C. A. Wiley, "Synthetic aperture radars" *IEEE Trans Aerospace Electronic Syst* 21, 440-443, 1985.
- [2] C. A. Wiley, "Pulsed Doppler radar methods and apparatus" *US Patent* 3196436, 1965.
- [3] C. W. Sherwin, J. P. Ruina, R. D. Rawcliffe. "Some early developments in synthetic aperture radar systems" *IRE Trans Military Electronics* 6, 111-115, 1962.
- [4] L. J. Cutrona, W. E. Vivian, E. N. Lieth, G. O. Hall, "A highresolution radar combat-surveillance system" *IRE Trans Military Electron* 5, 127-131, 1961.
- [5] J. C. Curlander R. N. McDonough, "Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing" *New York, Wiley*, 1991.
- [6] J. C. Kirk, "A discussion of digital processing in synthetic aperture radar" *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 11, 338-348, 1975.
- [7] L. J. Cutrona, "Comparison of sonar system performance achievable using synthetic-aperture techniques with the performance achievable with more conventional means" *J Acoust Soc Amer* 58, 336-348, 1975.
- [8] L. J. Cutrona, "Additional characteristics of synthetic-aperture sonar systems and a further comparison with nonsynthetic-aperture sonar systems" *J Acoust Soc Amer* 61, 1213-1217, 1977.
- [9] C. B. Burckhardt, P. Grandchamp, H. Hoffman, "An experimental 2MHz synthetic aperture sonar system intended for medical use" *IEEE Trans Sonics Ultrason* 21, 1-6, 1974.
- [10] R. N. Thomson, "Transverse and longitudinal resolution of the synthetic aperture focusing technique" *Ultrasonics* 22, 9-15, 1984.
- [11] R. Bamler, "A comparison of range-Doppler and wave number domain SAR focusing algorithms" *IEEE Trans Geosci Remote Sensing* 30, 706-713, 1992.
- [12] W. G. Carrara, R. N. Goodman, R. M. Majewski, "Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms" *Boston MA Artech House* 1995.
- [13] I. Cumming, F. Wong, and K. Raney, "A SAR processing algorithm with no interpolation" *In Int Geosci Remote Sensing Symp* 1, 376-379, 1992.
- [14] R. K. Raney, H. Runge, R. Bamler, I. G. Cumming, and F. H. Wong, "Precision SAR processing using chirp scaling," *IEEE Trans Geosci Remote Sensing* 32, 786-799, 1994.
- [15] H. Runge R. Bamler, "A novel high precision SAR focusing algorithm based on chirp scaling" *In Int Geosci Remote Sensing Symp* 1, 372-375, 1992.
- [16] M. Soumekh, "Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms" *New York Wiley*, 1999.

روش‌ها به حوزه‌ی پزشکی هستیم.

در پی معرفی الگوریتم عدد موج، الگوریتم‌های دیگری برای کنترل لوب‌های کناری و میله‌ای نیز ارائه شد. به علاوه، استفاده از پالس chirp به جای پالس سینوسی امکان افزایش طول پالس و پهنای باند را به طور هم‌زمان فراهم می‌کند.

برای حذف اثرهای نامطلوب افزایش طول پالس بر رزولوشن جانبی نیز از فیلترینگ انطباقی استفاده شد. نتایج نشان داد که استفاده از پالس chirp باعث بهبود کنتراست تصویر می‌شود. هم‌چنین، با استفاده از الگوریتم عدد موج برای شکل دهی پرتو، زمان محاسبات به نسبت ۲۰ برابر کاهش یافت.

برای کنترل لوب‌های میله‌ای و کناری، روش spotlighting و چندین نوع پنجره ارائه شد. استفاده از سیگنال chirp از یک طرف با افزایش پهنای باند و طول سیگنال باعث بهبود کنتراست تصویر می‌شود، اما باید توجه شود که به دلیل گستردگی طیف فرکانسی درین سیگنال، شرط نمونه‌برداری مکانی برای تمام فرکانس‌ها رعایت نشده و برای حذف اثرهای نامطلوب آن، استفاده از الگوریتم spotlighting الزامی است.

باید این نکته را نیز مورد توجه قرار داد که بازسازی تصویر در حوزه‌ی فرکانس امکان استفاده از فیلترهای این حوزه را برای رفع مشکل نمونه‌برداری مکانی (روش spotlighting) و افزایش پهنای باند و فرکانس مرکزی بدون نیاز به کاهش فواصل بین المانها فراهم می‌کند.

در آینده به دنبال تعمیم این روش به روزه‌ی ترکیبی مالتی‌استاتیک و نیز معرفی پنجره‌های جدیدی برای کاهش سطح لوب‌های کناری خواهیم بود. علاوه بر این، در صورت امکان به دنبال استفاده از روش‌های بلوکی دیگری مانند chirp scaling هستیم تا با حذف مرحله‌ی درون‌یابی زمان بازسازی تصویر را بیش از این بهبود دهیم. یادآوری می‌شود که روش نامبرده به دلیل استفاده از تقریب‌های بیش‌تر نسبت به الگوریتم عدد موج، ممکن است مشکلاتی را در رزولوشن و کنتراست تصاویر پزشکی ایجاد نماید. این تقریب‌ها برای محیط و شرایط تصویربرداری رادار قابل قبول است.

- [24] J. Kortbek, "Synthetic aperture sequential beamforming and other beamforming techniques in ultrasound imaging" Ph.D. dissertation, Technical University of Denmark, Denmark, 2007.
- [25] D. Dendal and J. L. Marchand, " Ω -K techniques advantages and weaker aspects" *In Proc IEEE Int. Geosci Remote Sens Symp* 1, 366-368, 1992.
- [26] R. Bamler, "A comparison of range-Doppler and wave number domain SAR focusing algorithms" *IEEE Trans Geosci Remote Sensing* 30, 706-713, 1992.
- [27] M. Soumekh, "Fourier array imaging" Prentice Hall, Englewood cliffs, NJ, 1994.
- [28] D. W. Hawkins, "Synthetic Aperture Imaging Algorithms: with application to wide bandwidth sonar," Ph.D. dissertation, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, October 1996.
- [29] V. T. Vu, "Ultrawideband-Ultrawidebeam Synthetic Aperture Radar Signal Processing and Applications." Ph.D dissertation, School of Engineering Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden, 2011.
- [30] A. Moreira, "Supressing the azimuth ambiguities in synthetic aperture radar images" *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 31, 885-895, 1993.
- [17] E. C. Zaugg, D. G. Long, "Generalized Frequency-Domain SAR Processing" *IEEE Trans Geosci Remote Sensing* 47, 3761-3777, 2009.
- [18] L. J. Busse, "Three-dimensional imaging using a frequency domain synthetic aperture focusing technique" *IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contr* 39, 174-179, 1992.
- [19] F. Gran J. A. Jensen, "Frequency Division Transmission Imaging and Synthetic Aperture Reconstruction" *IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contr* 53, 900-911, 2006.
- [20] J. Y. Lu, J. Cheng, J. Wang, "High frame rate imaging system for limited diffraction array beam imaging with square-wave aperture weightings" *IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contr* 53, 1796-1812, 2006.
- [21] D. Garcia, L. L. Tarneç, S. Muth, E. Montagnon, J. Porée, G. Cloutier, "Stolt's f-k Migration for Plane Wave Ultrasound Imaging" *IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contr* 60, 1853-1867, 2013.
- [22] S. I. Nikolov, "Synthetic aperture tissue and flow ultrasound imaging" Ph.D. dissertation, Technical University of Denmark, Denmark, 2001.
- [23] K. Løkke Gammelmark, "Improving the Image Quality of Synthetic Transmit Aperture Ultrasound Images" Ph.D. dissertation, Technical University of Denmark, Denmark, 2004.

انجمن مهندسی پزشکی ایران