Iranian Journal of Biomedical Engineering
8 (2014) 277-291, www.ijbme.org
DOI: 10.22041/ijbme.2014.13292

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

E. Moghimirad[1], A. Mahloojifar[2*], B. Mohammadzadeh Asl[2]

[1]Ph.D Student, Electrical and Computer Engineering Department, Faculty of Engineering, Tarbiat Modares University
[2]Associate 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 recounstruction, frequency domain image recounstruction***

[*]**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*

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

مجله مهندسی پزشکی زیستی
دوره ۸، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۳، ۲۹۱-۲۷۷
شناسه دیجیتال: *10.22041/ijbme.2014.13292*

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

الهه مقیمی‌راد[۱]، علی محلوجی‌فر[۲*]، بابک محمدزاده اصل[۲]

[۱]دانشجوی دکتری مهندسی پزشکی، گروه بیوالکتریک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران
[۲]دانشیار، 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. ازجنبه‌ی دیگر، تصویربرداری به شیوه‌ی روزنه‌ی مصنوعی امکان فوکوس دینامیکی و دست‌یابی به حدّاقل 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 استفاده‌از الگوریتم بلوکی عدد موج، مدل‌سازی شد که می‌تواند معادلات را به نوع پیچیده‌تر مالتی‌استاتیک تعمیم دهد. به علاوه، برای کاهش اثرهای مخرّب ناشی‌از 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 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: ۰۲۱-۸۲۸۸۳۳۰۴، **دورنگار:** ۰۲۱-۸۲۸۸۴۳۲۵، **پیام نگار:** *mahlooji@modares.ac.ir*

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

۱- مقدمه

تصویربرداری به شیوه‌ی روزنه‌ی مصنوعی در ابتدا تحت عنوان روزنه‌ی مصنوعی رادار[1] 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 شیفت 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 شدّت کاهش می‌یابد. بدین منظور، شرایط محدود کننده‌ای 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[2] 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[3] 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 یکی‌از 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 ارسالی 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، ٤]. عنوان روزنه‌ی مصنوعی رادار (SAR) که بعدها استفاده‌ی جهانی یافت از مقاله‌های کورتونا و هم‌کارانش برداشته شده‌است. ساخت اوّلین پردازش‌گرهای دیجیتالی به عنوان شروع سیستم‌های SAR مدرن در نظر گرفته می‌شود [۵، ٦].

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 پس‌از آن منتشر شد، تصویربرداری SAS با استفاده‌از یک المان فرستنده و یک آرایه از المان‌ها در دریافت انجام می‌شود. استفاده‌از روزنه‌ی مصنوعی در التراسوند تشخیصی و تست غیرمخرب (NDT)[4] 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[5] 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[6] و تابش معکوس[7] است. از مزایای این روش آن است که امکان

[1] Synthetic Aperture Radar (SAR)
[2] Synthetic Aperture Sonar (SAS)
[3] Delay and Sum

[4] Nondestructive testing
[5] Correlation algorithm (time-domain correlation)
[6] Delay and sum (DAS) beamforming
[7] Backprojection

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

استفاده‌از 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 استفاده‌از تبدیل فوریه 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 هرحال، پژوهش‌گرانی به صورت پراکنده درین زمینه کارهایی انجام داده‌اند[۲۱-۱۸]، ولی هنوز روش‌های حوزه‌ی فرکانس نتوانسته جای‌گاهی درمقابل روش حوزه‌ی زمان DAS بیابد [۲۲-۲٤].

ازجمله روش‌های حوزه‌ی فرکانس، الگوریتم عدد موج است (این الگوریتم با نام‌های نگاشت stolt، Omega-K و range migration algorithm (RMA) شناخته می‌شود) [۱٦، ۲۵، ۲٦] که هدف این مقاله، تعمیم آن به حوزه‌ی پزشکی است. این الگوریتم با یک تبدیل فوریه‌ی دوبعدی و انتقال داده‌ها به حوزه‌ی عدد موج شروع می‌شود. درپی آن، تبدیل مختصات (نگاشت stolt) و اصلاح فاز و دامنه انجام می‌شود. تصویر نهایی، از تبدیل فوریه‌ی 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 $(x_n, y_n), n = 1,2, \ldots$ 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:

$$s(t,u) = \sum_n \sigma_n p\left[t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c}\right] \qquad (۱)$$

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

$$s(\omega,u) = P(\omega)\sum_n \sigma_n \underbrace{\exp\left[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}\right]}_{\text{Spherical PM signal}} \qquad (۲)$$

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 فوریه در راستای u استفاده شد. ابتدا فرض بر این است که سیگنال در محدوده‌ی $u \in (-\infty, \infty)$ باشد آنگاه داریم:

$$\mathcal{F}_{(u)}\left[\exp\left[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}\right]\right] = \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n) \qquad (۳)$$

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

$$S(\omega,k_u) = P(\omega)\sum_n \underbrace{\sigma_n \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n)}_{\text{Linear phase function of } (x_n, y_n)} \qquad (٤)$$

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

$$S(\omega,k_u) = P(\omega)\sum_n \sigma_n \exp\left[-jk_x(\omega,k_u)x_n - jk_y(\omega,k_u)y_n\right], \qquad (۵)$$

که درآن:

$$k_x(\omega,k_u) = \sqrt{4k^2 - k_u^2}, \quad k_y(\omega,k_u) = k_u \qquad (٦)$$

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

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

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

$$f_0(x,y) = \sum_n \sigma_n \delta(x - x_n, y - y_n) \quad (۷)$$

که تبدیل فوریه‌ی دوبعدی آن برابر است با:

$$F_0(k_x,k_y) = \underbrace{\underbrace{\sum_n \sigma_n \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n)}_{Linear\ phase}}_{Linear} \quad (۸)$$

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

$$S(\omega,k_u) = P(\omega)F_0\left[k_x(\omega,k_u), k_y(\omega,k_u)\right] \quad (۹)$$

بنابراین تابع مرجع برابر است با:

$$F_0\left[k_x(\omega,k_u), k_y(\omega,k_u)\right] = \frac{S(\omega,k_u)}{P(\omega)} \quad (۱۰)$$

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:

$$F\left[k_x(\omega,k_u), k_y(\omega,k_u)\right] = P^*(\omega)S(\omega,k_u) = |P(\omega)|^2 \sum_n \sigma_n \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n) \quad (۱۱)$$

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

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

$$\Delta_x = \frac{\pi}{K_0} = \frac{\pi c}{2\omega_0} \quad (۱۲)$$

$[-\omega_0, \omega_0]$ 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:

$$\omega_0 \equiv \frac{2\pi}{\tau_0} \quad (۱۳)$$

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

$$\Delta_x = \frac{c\tau_0}{4} \quad (۱٤)$$

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.

ازطرف 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:

$$p(t) = \begin{cases} \exp[j(\omega_c t + \alpha t^2)] & t \in [0, \tau_0] \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (۱۵)$$

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:

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt}[\omega_c t + \alpha t^2] = \omega_c + 2\alpha t \quad (۱٦)$$

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

$$\omega_c < \omega_i(t) < \omega_c + 2\alpha\tau_0 \quad (۱۷)$$

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

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

پهنای باند سیگنال پایه در حوزه‌ی فرکانس برابر است با: $[-\frac{2\pi}{\tau_0}, \frac{2\pi}{\tau_0} + 2\alpha\tau_0]$.

بنابراین پهنای باند کامل برابر است با:

$$2\omega_0 = 2\alpha\tau_0 + \frac{4\pi}{\tau_0} \tag{۱۸}$$

رزولوشن محوری در این حالت برابر است با:

$$\Delta_x = \frac{\pi\, c}{2\omega_0} = \frac{\pi\, c}{2\alpha\tau_0 + \frac{4\pi}{\tau_0}} < \frac{c\tau_0}{4} \tag{۱۹}$$

در رابطه‌ی فوق $\frac{c\tau_0}{4}$ رزولوشن محوری برای پالس مستطیلی است ($\alpha = 0$). با افزایش α می‌توان پهنای باند و درنتیجه رزولوشن محوری را افزایش داد. ازطرف 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 حاصل‌از هر هدف با اهداف دیگر دچار هم‌پوشانی می‌شود.

یک راه برای رفع این مشکل استفاده‌از فیلتر تطبیقی است:

$$s_M(t,u) = s(t,u) * p^*(-t) = \sum_n \sigma_n \mathrm{psf}_t\left(t - \frac{2R_n}{c}\right) \tag{۲۰}$$

تابع توزیع برابر است با:

$$\mathrm{psf}_t(t) = \mathcal{F}_\omega^{-1}[|P(\omega)|^2] \tag{۲۱}$$

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

۳-۲- بازسازی تصویر با استفاده‌از 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:

$$F(k_x, k_y) = \mathbf{S}\{P^*(\omega)S(\omega, k_u)\} \tag{۲۲}$$

تبدیل مختصات $\mathbf{S}\{\cdot\}$ نگاشت stolt نامیده شده و در رابطه‌ی $\cdot$ 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 حاصل‌از رابطه‌ی (۱۱)، $F(k_x, k_y)$ نمونه‌هایی با فواصل یک‌سان ندارند. درحالی که برای به دست آوردن $f(x,y)$ با استفاده‌از 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. امّا پیش‌از درون‌یابی، نیاز به یک مرحله‌ی دیگر است. فرض کنید که عمق تصویربرداری در محدوده‌ی $x \in [X_c - X_0, X_c + X_0]$ 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 پایین گذر، دارای طیفی به مرکزیت $x = 0$ است). بنابراین، پیش‌از درون‌یابی، نیاز به تبدیلی داریم که سیگنال را پایین گذر کند. بدین منظور، از تبدیل زیر استفاده می‌کنیم:

$$F_b(k_x, k_y) = F(k_x, k_y)\exp(jk_xX_c) \tag{۲۳}$$

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:

$$F(k_x, k_y) = \mathbf{S}\left\{P^*(\omega)\exp\left(j\sqrt{4k^2 - k_u^2}\, X_c\right)S(\omega, k_u)\right\} \tag{۲۴}$$

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

با تعریف تابع فاز $\exp\left(j\sqrt{4k^2-k_u^2}\,X_c\right)$ 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:

$$s_0(t,u)=p\left[t-\frac{2\sqrt{X_c^2+u^2}}{c}\right] \qquad (۲۵)$$

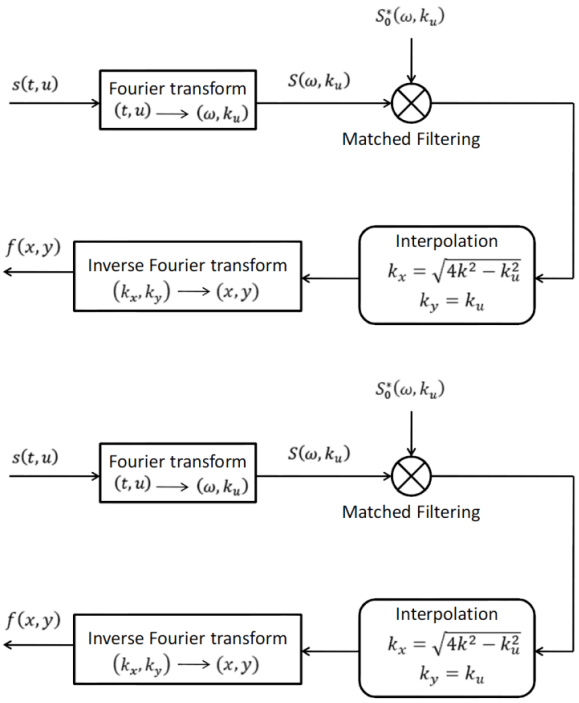
برای $u\in(-\infty,\infty)$. سیگنال $s_0(t,u)$ را سیگنال مرجع می‌نامیم. با تبدیل فوریه‌ی دوبعدی از آن داریم:

$$S_0(\omega,k_u)=P(\omega)\exp\left(-j\sqrt{4k^2-k_u^2}X_c\right) \qquad (۲۶)$$

بنابراین، می‌توان رابطه را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$F(k_x,k_y)=\mathbf{S}\{S(\omega,k_u)S_0^*(\omega,k_u)\} \qquad (۲۷)$$

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)

۳-۳- حذف لوب‌های کناری و میله‌ای

پنجره‌گذاری یکی‌از راه‌های کنترل لوب‌های کناری[8] و میله‌ای[9] است. پهنای باند سیگنال و شرط نمونه‌برداری در راستای جانبی یکی‌از 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:

$$\Delta_u\leq\frac{\pi}{2k}=\frac{\lambda}{4}, \qquad (۲۸)$$

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 حتّا شرط بالا را نیز برآورده نمی‌کند. بنابراین، در کاربردهای باند گسترده حتّا با رعایت شرط نامبرده نیز سیگنال دریافتی سیگنالی تداخل یافته بوده و لوب‌های کناری و یا میله‌ای در آن پدیدار می‌شود. مطالعات کمّی 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 هرحال، دنبال روشی هستیم که اصل پردازش بلوکی در آن رعایت شده باشد. درصورتی 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.

[8] Side lobes
[9] Grating lobes

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

برای رفع مشکل نمونه‌برداری مکانی و حذف لوب‌های میله‌ای روش‌های مختلفی وجود دارد. ازجمله روش‌های معرفی شده عبارت است از: استفاده‌از روش مالتی استاتیک (تقریب‌هایی برای بسط روابط که درصورت دقیق نبودن، خود مشکلاتی را ایجاد می‌کند)، استفاده‌از پالس‌های کدگذاری شده و ارسال چندین پالس به ازای هر المان (معادل با کاهش نرخ فریم)، استفاده‌از پالس‌هایی با فرکانس‌های متفاوت به جای کدگذاری و 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:

$$s_c(\omega,u) = s(\omega,u).\exp(j2k\sqrt{X_c^2+(Y_c-u)^2}-j2kR_c) \quad (۲۹)$$

(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 ٤ 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:

$$S_{cd}(\omega,k_u) = \begin{cases} 0 & -\frac{8\pi}{\lambda}\le k_u\le -\frac{2\pi}{\lambda} \\ S_c(\omega,k_u) \quad for & -\frac{2\pi}{\lambda}\le k_u\le \frac{2\pi}{\lambda} \\ 0 & \frac{2\pi}{\lambda}\le k_u\le \frac{8\pi}{\lambda} \end{cases} \quad (۳۰)$$

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

$$s_d(\omega,u) = s_{cd}(\omega,u).\exp(-j2k\sqrt{X_c^2+(Y_c-u)^2}+j2kR_c) \quad (۳۱)$$

$s_d(\omega,u)$ معادل با $s(\omega,u)$ بدون اثرهای مخرب حاصل‌از فرکانس نمونه‌برداری پایین است.

در سیستم‌های رادار باند باریک، تنها لوب‌های کناری متعامد[10] ظاهر می‌شود. درحالی که در سیستم‌هایی با پهنای باند زیاد، هم لوب‌های کناری متعامد و هم غیرمتعامد[11] مشاهده شده که باعث کاهش هرچه بیش‌تر کیفیت تصویر می‌شود. استفاده‌از پنجره‌گذاری‌های دوبعدی در حوزه‌ی فرکانس راحت‌ترین روش برای کنترل این لوب‌ها است. ازجمله پنجره‌های متداول rectangle، hamming، hanning و Blackman است. اگرچه استفاده‌از این پنجره‌ها می‌تواند در کنترل لوب‌های کناری مفید باشد، ولی معمولاً با تخریب رزولوشن همراه است. ازطرف دیگر، وزن‌دهی‌های غیرخطی مثل وزن‌دهی دوگانه[12]، وزن‌دهی دوگانه مختلط[13] و وزن‌دهی متغیر با مکان[14] 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 درتصویربرداری رادار باند باریک این تقریب قابل قبول است، استفاده‌از 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 ازین پنجره‌ها به صورت ذیل است:

$$W(k_x,k_r) = \mathrm{rect}\left(\frac{k_x}{2k_c\sin(\frac{\phi_0}{2})}\right).\mathrm{rect}\left(\frac{k_r-k_c}{\Delta k_r}\right)$$
$$\Delta k_r = k_{r,max}-k_{r,min} \quad (۳۲)$$

[10] Orthogonal sidelobes
[11] non-orthogonal sidelobes
[12] Dual-apodization
[13] Complex Dual Apodization (CDA)
[14] Spatially Variant Apodization (SVA)

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

نوع دیگر پنجره‌ها به شکل‌های hanning یا hamming است:

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

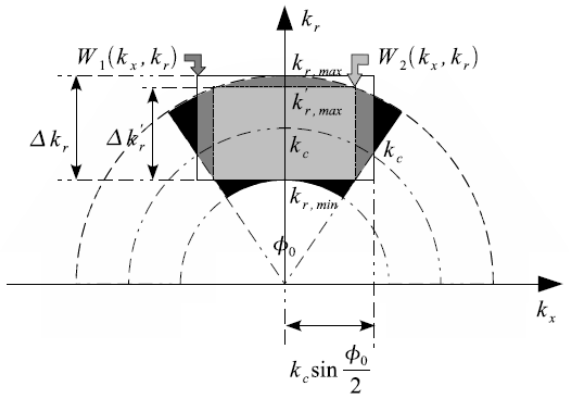
$$\Delta k_r = k_{r,max} - k_{r,min} \qquad (۳۳)$$

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.

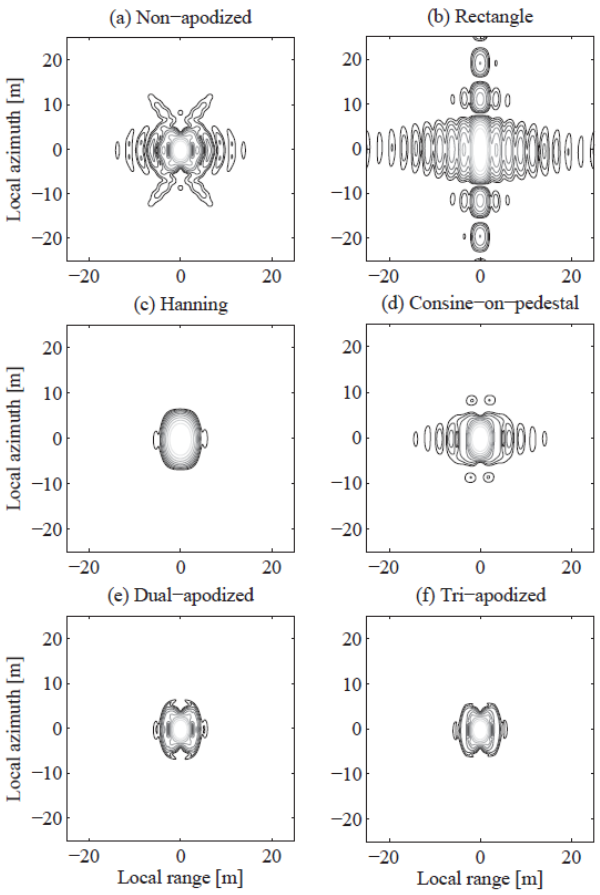
در شکل (۲) پهنای باند دو نمونه از پنجره‌های مستطیلی نشان داده شده‌است. دسته‌ی دیگری از پنجره‌ها که پنجره‌های غیرخطی نامیده می‌شوند از ترکیب دو یا چندین پنجره حاصل می‌شوند تا بتوان به طور هم‌زمان با حفظ رزولوشن، لوب‌های کناری را کاهش داد. درین نوع از پنجره‌گذاری، مینیمم نقطه‌به‌نقطه‌ی تصاویر حاصل‌از چندین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

تصویر حاصل‌از یک هدف نقطه‌ای با پنجره‌گذاری‌های متفاوت در

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



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



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

٤- 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:

$$MN^2[Distance + 1D\ interpolation] \qquad (۳٤)$$

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

$$Distance = \sqrt{(x_1-x_2)^2+(y_1-y_2)^2} \qquad (۳۵)$$

عملیات مورد نیاز برای محاسبه‌ی مسافت شامل ۳ جمع

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

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

$$\hat{y}(n+\eta) = (1-\eta).y(n) + \eta.y(n+1) = y(n) + \eta.[y(n+1) - y(n)] \quad (۳۶)$$

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:

$$MN^2[4mult + 5sub] = MN^2[4 \times n^2 + 5 \times n] = MN^2[4 \times 8^2 + 5 \times 8] = MN^2 \times 296 \quad (۳۷)$$

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:

$$FFT + MN[phase\ correction + 1D\ complex\ interpolation] + IFFT \quad (۳۸)$$

برای تبدیل فوریه و معکوس آن تعداد محاسبات برابر است با $MNlog_2(MN) \times n$. برای تبدیل فوریه برابر با ۸ و برای عکس آن به دلیل مختلط بودن اعداد برابر با ۱۶ است. برای اصلاح فاز داریم:

$$\hat{S}(\omega, k_u) = \exp\left(j\sqrt{4k^2 - k_u^2}\, X_c\right) S(\omega, k_u) \quad (۳۹)$$

محاسبه‌ی فاز شامل ۱ تفریق، ٤ ضرب، یک ریشه‌ی دوم و یک تابع نمایی است. بار محاسباتی برای تابع نمایی نیز برابر است با n^2log_2n. درین مرحله، اعداد حقیقی بوده و درنتیجه n برابر با ۸ است. برای اصلاح فاز نهایی نیاز به یک ضرب مختلط داریم. برای مرحله اصلاح فاز تعداد محاسبه‌ها برابر است با:

$$MN[5mult + 1sub + n^2log_2n + complex_mult] = MN[5n^2 + n + n^2log_2n + (2n)^2] = MN[9n^2 + n + n^2log_2n] \quad (٤٠)$$

تعداد محاسبات برای درون‌یابی مختلط برابر با ۳ جمع و ٤ ضرب خواهد بود. نهایتا تعداد محاسبات برابر است با:

$$MNlog_2(MN) \times 8 + MN[13n^2 + 4n + n^2log_2n] + MNlog_2(MN) \times 16 = MN[13 \times 8^2 + 4 \times 8 + 8^2 \times log_2 8 + 24log_2(MN)] = MN[1056 + 24log_2(MN)] \quad (٤١)$$

نسبت محاسبات روش DAS به روش پیشنهادی برای اعداد حقیقی ۸ رقمی (اعداد مختلط ١٦ رقمی) برابر است با:

$$296 * N/[1056 + 24log_2(MN)] \quad (٤٢)$$

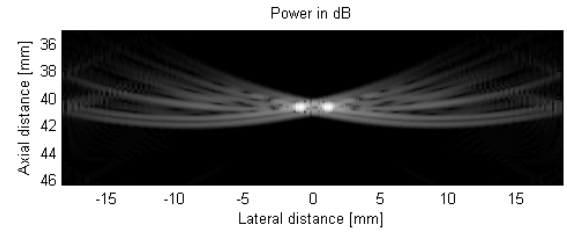
درین جا تنها پیچیدگی محاسباتی الگوریتم عدد موج در روش پیشنهادی در نظر گرفته شده و بار محاسباتی روش‌های پردازشی نامبرده در قسمت‌های قبل باید به طور جداگانه لحاظ شود.

۵- نتایج

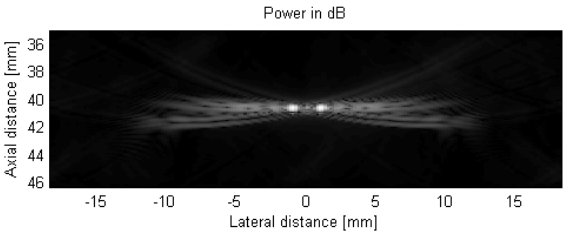
برای بررسی نتایج روش پیشنهادی و روش استاندارد DAS از فانتوم‌های نقطه‌ای استفاده شد. این فانتوم‌ها با استفاده‌از

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

نرم‌افزار Field II تولید شد. فرکانس تصویربرداری 4MHz و فرکانس نمونه برداری 100MHz در نظر گرفته شده و با آرایه‌ای به طول ۹٦ 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 پریود 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 ارسالی فیلتر انطباقی گفته شده در بخش ۳-۱ اعمال شده‌است. در شکل‌های (٤) 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. استفاده‌از 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 ارسالی 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 (٤) نتایج حاصل‌از تغییر این پارامتر برای مقادیر صفر و ٤ نشان داده شده‌است.



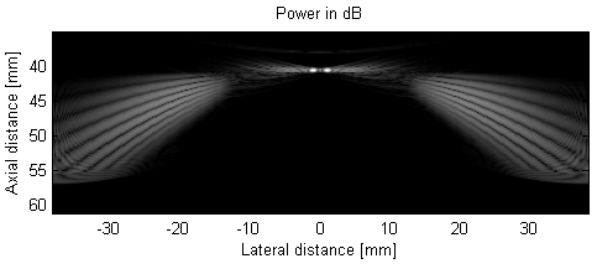
(الف)



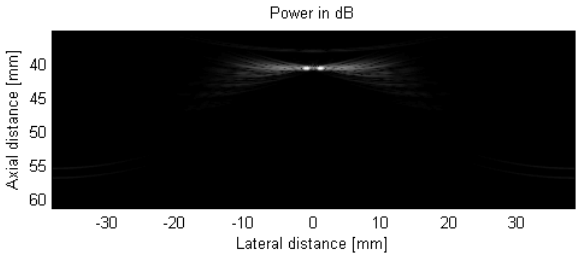
(ب)

شکل (٤)- اثر تغییر نرخ chirp؛ الف) صفر؛ ب) ٤ (گذر از سیگنال سینوسی به chirp با نرخ ٤)

در بخش ۳-۳ روشی با عنوان spotlighting به منظور جبران اثرهای مخرب حاصل‌از نرخ نمونه‌برداری مکانی ناکافی (حذف لوب‌های میله‌ای) معرفی شد. درین قسمت، برای نمایش بهتر لوب‌های میله‌ای، تعداد المان‌ها برابر با ٤۰۰ 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 بعداز به کارگیری الگوریتم spotlighting نشان داده شده‌است.



(الف)



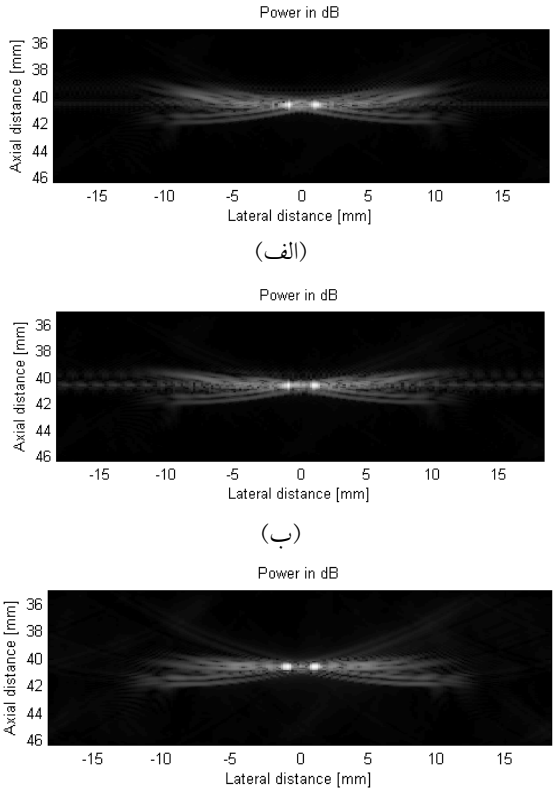
(ب)

شکل (۵)- حذف لوب‌های کناری با استفاده‌از الگوریتم spotlighting

به علاوه، در بخش ۳-۳ چندین نوع پنجره و نحوه‌ی محدود کردن باند فرکانسی با آن‌ها نشان داده شده‌است. در شکل (٦) 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 پیش‌از پنجره‌گذاری الگوریتم spotlighting اعمال شده‌است).

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

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

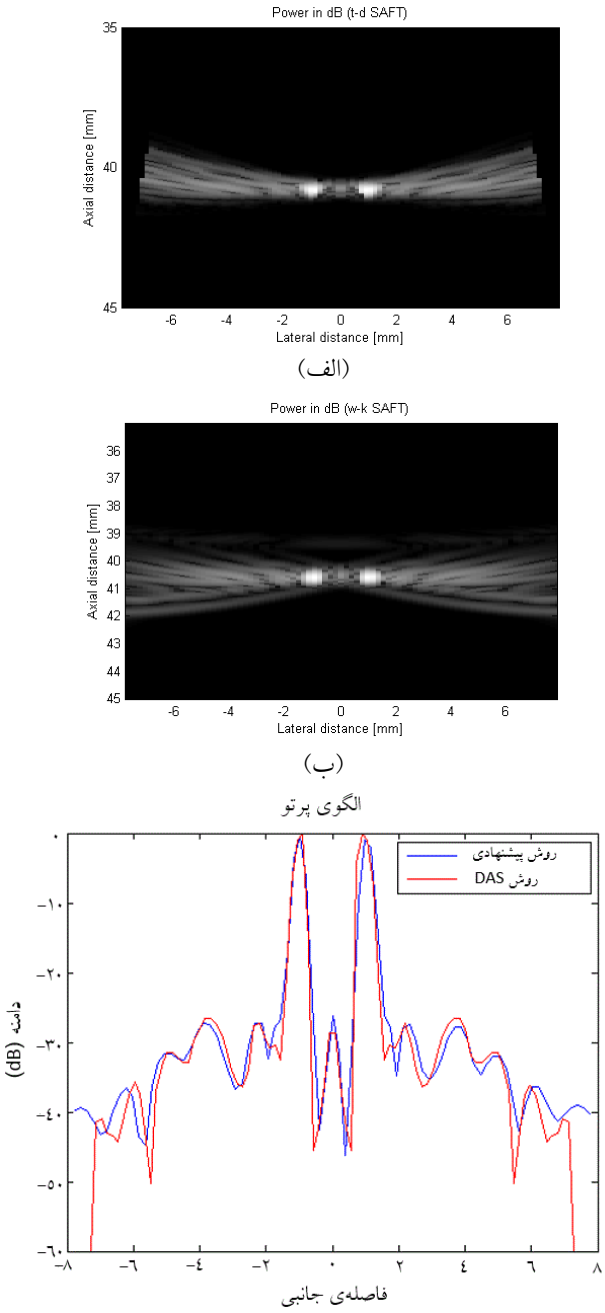


شکل (٦)- نتایج حاصل‌از پنجره‌گذاری؛ الف) بدون پنجره؛ ب) پنجره‌ی مستطیلی؛ ج) پنجره‌ی hanning

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.

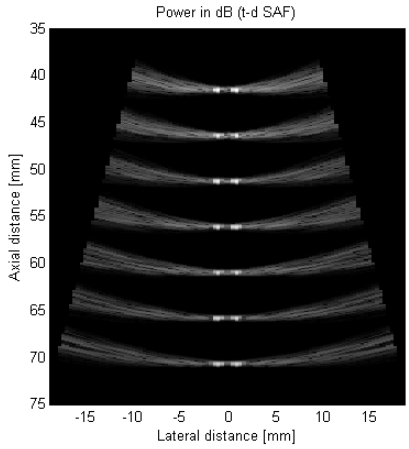
به علاوه، برای مقایسه‌ی کنتراست، نتایج حاصل‌از یک فانتوم پیچیده‌تر با ۷ جفت هدف نقطه‌ای به فاصله‌ی ۲ میلی متر در شکل (۸) نشان داده شده‌است.



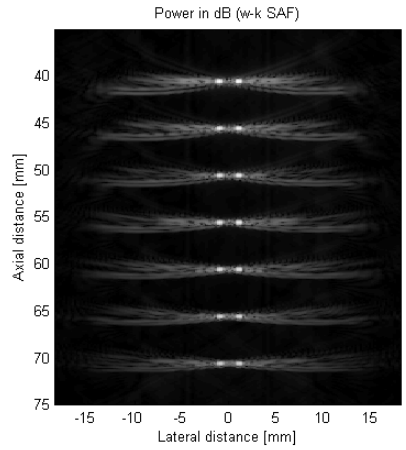
شکل (۷)- نتایج بازسازی تصویر به شیوه‌ی: الف) DAS؛ ب) الگوریتم عدد موج؛ ج) مقایسه‌ی الگوی پرتو در راستای جانبی

همان طور که در ابتدا گفته شد هدف از بازسازی تصویر در حوزه‌ی 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 روزنه‌ی مصنوعی دست یابیم.

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org



(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 استفاده‌از 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 80mm، 40mm و 10mm است. این زمان‌ها با استفاده‌از 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 درآن 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 داده شده در جدول (۱) اضافه نمود. مشاهده می‌شود که زمان بازسازی تصویر با استفاده‌از روش پیشنهادی تقریباً به نسبت ۲۰ برابر کاهش یافته‌است.

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

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

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 استفاده‌از روش بازسازی تصویر نقطه‌به‌نقطه امکان تصویربرداری زمان/واقعی را فراهم نمی‌کند. ازین روی، استفاده‌از 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 روش‌ها به حوزه‌ی پزشکی هستیم.

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

در پی معرفی الگوریتم عدد موج، الگوریتم‌های دیگری برای کنترل لوب‌های کناری و میله‌ای نیز ارائه شد. به علاوه، استفاده‌از 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 استفاده‌از پالس chirp باعث بهبود کنتراست تصویر می‌شود. هم‌چنین، با استفاداز 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. استفاده‌از سیگنال chirp از یک طرف با افزایش پهنای باند و طول سیگنال باعث بهبود کنتراست تصویر می‌شود، امّا 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، استفاده‌از 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 روزنه‌ی ترکیبی مالتی‌استاتیک و نیز معرفی پنجره‌های جدیدی برای کاهش سطح لوب‌های کناری خواهیم بود. علاوه‌بر این، درصورت امکان به دنبال استفاده‌از روش‌های بلوکی دیگری مانند chirp scaling هستیم تا با حذف مرحله‌ی درون‌یابی زمان بازسازی تصویر را بیش‌از این بهبود دهیم. یادآوری می‌شود که روش نامبرده به دلیل استفاده‌از 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.

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" *U S 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.

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org

[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, 3761-377, 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. Tarnec, 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.

© Copyright 2015 ISBME, http://www.ijbme.org