

کاهش اثر گلبرگ های فرعیناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی فیلتر منطبق و غیر منطبق

ابراهیم علی بابایی^۱، روح الله آقاجانی^۲

۱. دانشجوی کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد نجف آباد- نجف آباد -ایران- ebrahimalibabae@yahoo.com

۲. استادیار دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد نجف آباد- نجف آباد -ایران- aghajani@iaun.ac.ir

چکیده:

تفکیک پذیری بالا از معیارهای سنجش عملکرد یک سامانه راداری است و تفکیک پذیری بالا با پهنای سیگنال کم ممکن می شود. برد رادار به انرژی ارسالی آن بستگی دارد. با استفاده از روش های فشرده سازی پالس می توان انرژی یک پالس پهن و تفکیک در برد متناظر با یک پالس باریک را به طور همزمان در اختیار داشت. مبنای کار رادارهای فشرده سازی پالس بر اساس فیلتر منطبق و تابع خود همبستگی است. در رادار، اکوی بازگشتی از هدف در واقع نسخه ی تأخیر یافته زمانی یا شیفت داپلر یافته سیگنال ارسالی است. فیلتر منطبق بین سیگنال دریافتی و نسخه ی از کد ارسالی همبستگی می گیرد خروجی فیلتر منطبق علاوه برداشتن یک گلبرگ اصلی، شامل دنباله ای از گلبرگ های فرعی نیز است که این گلبرگ های فرعی موجب بالا رفتن احتمال هشدار غلط و یا پوشیده ماندن اهداف کوچک، در کنار اهداف بزرگ با سطح گلبرگ فرعی بالا می شود. فیلتر غیر منطبق با استفاده از ضرایب وزن دهی سطح گلبرگ های فرعی را کاهش می دهد ولی موجب افزایش طول فیلتر می شود. در این مقاله یک ساختار فیلتر موازی معرفی می شود که همزمان مزایای فیلتر منطبق و غیر منطبق را دارد. در سناریو تعریف شده اهداف ثابت توانست ضمن کاهش سطح گلبرگ فرعی به میزان ۲/۱۲dB بازه حضور گلبرگ فرعی را نیز به یک چهارم تقلیل دهد.

واژه های کلیدی: گلبرگ های فرعی، فشرده سازی پالس، فیلتر منطبق، فیلتر غیر منطبق

۱-مقدمه:

نسبت سیگنال به نویز (SNR)^۱ درگیرنده رادار، رابطه مستقیم با متوسط توان فرستنده و عرض پالس دارد، همچنین تفکیک پذیری در برد رادارهای پالسی نسبت عکس با عرض پالس دارد [۱]. روش فشرده سازی پالس با استفاده از مدولاسیون فاز یا مدولاسیون فرکانس به رادار این امکان را می دهد که همزمان مزیت انرژی پالس پهن و مزیت تفکیک پذیری در برد پالس باریک را داشته باشد. پالس پهن وقتی در فاز یا فرکانس مدوله شود باعث گستردگی طیف سیگنال می شود و در نتیجه با افزایش حاصل ضرب زمان در پهنای باند، تفکیک پذیری بهتر در برد امکان پذیر می شود. در گیرنده رادار فشرده سازی پالس، پردازش سیگنال و کشف هدف، براساس عملکرد فیلتر منطبق^۲ و تابع خودهمبستگی^۳ انجام می شود [۱ و ۲].

^۱Signal to noise ratio

^۲Matched filter

^۳Autocorrelation function

خروجی فیلتر منطبق گیرنده که شامل همبستگی سنج است، علاوه برداشتن یک پیک اصلی^۱ شامل دنباله‌ای از گلبرگ‌های فرعی^۲ نیز است. این گلبرگ‌های فرعی به علت وجود محدوده‌های دینامیکی بالا در سیستم‌های راداری، ممکن است موجب بالا رفتن احتمال هشدار غلط^۳ و یا پوشیده ماندن اهداف کوچک در کنار هدف‌های بزرگ^۴ شوند [۳].

فشرده‌سازی پالس به دو روش انجام می‌شود: روش اول استفاده از مدولاسیون فرکانس است که به روش آنالوگ معروف است [۴]. روش دوم استفاده از مدولاسیون فاز است که به روش دیجیتال معروف است و به دو نوع مدولاسیون فاز باینری و مدولاسیون فاز چند گانه تقسیم می‌شود. در مدولاسیون فاز باینری تغییرات فاز بر اساس کدهای باینری صفر و یک بین ۰ درجه و ۱۸۰ درجه تغییر می‌کند و در مدولاسیون فاز چندگانه تغییرات فاز بر اساس گام‌های چندگانه در زیرپالس‌ها^۵ انجام می‌شود [۴ و ۵].

در کاربردهای خاص به دو دلیل بیشتر از روش مدولاسیون باینری استفاده می‌کنند، اول این که، به سادگی می‌توان پالس به پالس یا به ازای مجموعه‌ای از پالس‌ها^۶ طول و یا نوع کد را تغییر داد. به این روش تجهیزات شوند دشمن تا حدودی قادر به تشخیص نوع کد و نهایتاً کور کردن رادار نخواهند بود پس برای جنگ الکترونیک^۷ مناسب‌تر از روش مدولاسیون فرکانس است و دوم چون ساختار ساده‌تری از مدولاسیون فاز چندگانه دارد و به سادگی قابل اجراست.

در فشرده سازی پالس به روش دیجیتال یافتن کدی که تابع خودهمبستگی مناسبی از لحاظ سطح گلبرگ‌های فرعی و تحمل شیفت داپلر داشته باشد اهمیت دارد و استفاده از کد مناسب از چالش‌های طراحی سیستم است [۶-۱۰]. بهترین کدها از نظر تابع همبستگی کدهای بارکر هستند بزرگترین رشته کد بارکر ۱۳ بیتی است [۱۱ و ۱۲].

عموماً دو روش برای کاهش گلبرگ‌های فرعی بعد از تولید کد وجود دارد: روش اول طراحی یک فیلتر غیر منطبق^۸ به طور مستقیم از روی کد با استفاده از توابع وزن‌دهی است و در روش دوم سیگنال ابتدا از فیلتر منطبق عبور می‌کند و سپس وارد یک فیلتر غیر منطبق جهت کاهش اثر گلبرگ‌های فرعی می‌شود [۱۳ و ۱۴].

اکروید و قانی [۱۵] از روش مینیمم گیری میانگین مربعات^۹ [۱۶] و زرتشت [۱۷] از روش الگوریتم LP^{۱۰} برای تولید فیلتر غیر منطبق از روی کد استفاده کردند. بادن و کوهن روشی برای کدهای باینری، براساس معیار ISL^{۱۱} طراحی کردند که مجموع انرژی گلبرگ‌های فرعی را کاهش می‌دهد [۱۸ و ۱۹]. ریچاجک و گلدنفلتر غیر منطبق ((R-G با ساختاری ساده را معرفی کردند که سیگنال بعد از عبور از فیلتر منطبق وارد این فیلتر شده و براساس ضرایب وزن دهی منجر به کاهش سطح گلبرگ‌های فرعی می‌شود [۲۰]. الگوریتم‌های مختلفی برای بدست آوردن این ضرایب مانند استفاده از ضرب لاگرانژ، الگوریتم LP استفاده شده است [۲۱].

کاهش اثر گلبرگ‌های فرعی در کاربردهایی که تعداد اهداف زیادی وجود دارد ضروری است. به عنوان مثال اگر دو هدف داشته باشیم که یکی سیگنال بازگشتی قوی و دیگری سیگنال بازگشتی ضعیف داشته باشد، بزرگ‌ترین گلبرگ فرعی هدف قوی‌تر، هشدار غلطی در یک سیستم راداری که برای کشف هدف ضعیف‌تر طراحی شده است ایجاد می‌کند. مگر این که روشی برای کاهش اثر گلبرگ‌های فرعی در نظر گرفته شده باشد [۲۲-۲۹]. در اکثر مطالعات انجام شده تا کنون شیوه‌های کاهش اثر گلبرگ فرعی، به دامنه گلبرگ فرعی و یا مجموع انرژی گلبرگ‌های فرعی توجه شده است و به حداقل کردن بازه حضور گلبرگ فرعی که احتمال هشدار

¹ Mainlobe

² Sidelobe

³ Probability of false alarm

⁴ Masking

⁵ Subpulse

⁶ Burst

⁷ Electronic warfare

⁸ Mismatched-filter

⁹ Least mean squares

¹⁰ Linear programming(LP)

¹¹ Integrated sidelobe level

کاهش اثر گلبرگ های فرعیناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی ...

غلط را افزایش می دهد توجه نشده است. در این مقاله سعی شده با استفاده از یک کد مناسب باینری و ساختار ترکیبی از فیلتر منطبق و فیلتر غیرمنطبق ((R-G) ضمن کاهش سطح گلبرگ های فرعی، بازه حضور گلبرگ فرعی را نیز کاهش داد و همزمان از مزایای فیلتر منطبق و غیر منطبق در کشف اهداف ضعیف در میان گلبرگ های فرعی اهداف قوی تر بهره جست. در ادامه روابط فیلتر طبقاتی (R-G) بیان شده و در شبیه سازی نشان داده می شود که این فیلتر هر چند سطح گلبرگ های فرعی را کاهش می دهد ولی گستره حضور گلبرگ فرعی را بیشتر می کند که با استفاده از روش پیشنهادی می توان همزمان هم کاهش سطح گلبرگ فرعی را داشت و هم موجب شد که تعداد گلبرگ های فرعی حداکثر برابر فیلتر منطبق باشد و نهایتاً پاسخ ساختار جدید براساس سناریوی اهداف بررسی می شود.

۲- فیلتر منطبق و فیلتر غیر منطبق:

۲-۱- فیلتر منطبق

اگر سیگنال دریافت شده در ورودی گیرنده $x(t)$ باشد، این سیگنال به صورت زیر قابل نوشتن است.

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i p_r(t - iT_c) \quad (1)$$

در آن $\{x_i\}$ یک دنباله باینری با طول N بیت است که شامل یک رشته کد صفر و یک است و به ازای هر بیت صفر در سیگنال حامل اختلاف فاز 180° درجه و به ازای هر بیت یک اختلاف فاز صفر درجه را ایجاد می کند. T_c زمان هر چیپ و یک $p_r(t)$ پالس محدود در زمان بین $[0, T_c]$ است. خروجی فیلتر منطبق در سیگنال گسسته را می توان با رابطه (۲) بیان کرد.

$$r(t) = \int x(u)x(u-t)du = \int x(u)x(-(t-u))du = x(t) * x(-t) \quad (2)$$

نماد $*$ ، نماد کانولوشن است. تبدیل فوریه از رابطه (۲) چگالی طیف انرژی سیگنال $R(f)$ به صورت رابطه (۳) قابل بیان است:

$$R(f) = |X(f)|^2 = \left| p_r(f) \left(\sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi f iT_c} \right) \right|^2 \quad (3)$$

$$= |p_r(f)|^2 \left| \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k e^{-j2\pi f k T_c} \right|^2$$

در رابطه (۳) دنباله $\{c_k\}$ ضرایب تابع خود همبستگی است که $c_0 = N$ دامنه گلبرگ اصلی و بقیه c_k ها از c_{N-1} تا $c_{-(N-1)}$ دامنه گلبرگ های فرعی حاصل از فیلتر منطبق است. با معکوس تبدیل فوریه، تابع همبستگی سنج خروجی فیلتر منطبق را می توان با رابطه (۴) نیز باز نویسی کرد.

$$r(t) = p_t(t) * \left(N\delta(t) + \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) \right) \quad (4)$$

$p_t(t)$ تابع همبستگی ناشی از $p_r(t)$ است و $N\delta(t)$ گلبرگ اصلی و بخش دوم رابطه گلبرگ های فرعی را نشان می دهد.

۲-۲- ساختار فیلتر غیر منطبق (R-G):

یکی از روش های کاهش اثر گلبرگ فرعی روشی است که اولین بار توسط ریچاک و گلدن برای کدهای بارکر معرفی شد و فیلتر غیر منطبق ((R-G) نام گرفت [۲۰]. و پس از تغییراتی برای همه کدهای باینری قابل اجرا شد. در این روش سیگنال از فیلتر منطبق

کاهش اثر گلبرگ های فرعی ناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی ...

عبور می کند و وارد فیلتر غیر منطبق شده و براساس ضرایب وزن دهی منجر به کاهش سطح گلبرگ های فرعی می شود. فیلتر غیر منطبق به منظور کاهش سطح گلبرگ های فرعی سیگنال خروجی از همبستگی سنج به کار می رود. ایده آل این است که در خروجی فیلتر فقط گلبرگ اصلی باشد پس تابع تبدیل فیلتر ایده آل $d(t)$ طبق رابطه (۵) تعیین می شود.

$$\begin{aligned} d(t) &= p_t(t) \\ D(f) &= |p_r(f)|^2 = R(f)H(f) \\ H(f) &= \frac{|p_r(f)|^2}{R(f)} = \frac{1}{c_0} \frac{1}{1 + \frac{1}{c_0}G(f)} \end{aligned} \quad (5)$$

که $p_t(t)$ گلبرگ اصلی رابطه (۴) است. $H(f)$ تابع تبدیل فیلتر کاهنده گلبرگ های فرعی است و $G(f)$ بیان فوریه گلبرگ های فرعی در رابطه (۳) است. که رابطه (۵) را بر اساس رابطه (۶) نیز می توان نوشت.

$$H(f) = a_0 + a_1 G(f) + a_2 G(f)^2 + \dots + a_m G(f)^m \quad (6)$$

رابطه (۶) نشان می دهد، برای رسیدن به فیلتر ایده آل باید تعداد مراحل (طبقات) فیلتر را افزایش داد و ضرایب وزن دهی a_i ها را مشخص نمود [۲۴]. همچنین نشان داده می شود که می توان با دقت خوبی فقط m جمله اول رابطه فوق را در نظر گرفت و از بقیه جملات صرف نظر کرد، بنابراین برای رسیدن به نسبت توان گلبرگ اصلی به بزرگترین توان گلبرگ فرعی^۱ (MSR) مورد قبول می توان، تعداد m مرحله اول فیلتر را اجرا کرد که به آن فیلتر $(R-G-m)$ گفته می شود. با معکوس تبدیل فوریه از رابطه (۶) پاسخ ضربه فیلتر $(R-G-m)$ به دست می آید که در رابطه (۷) بیان شده است:

$$\begin{aligned} h_m(t) &= a_0 \delta(t) + a_1 \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) + a_2 \left(\sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) \right) * \left(\sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) \right) + \dots \\ &+ a_m \left(\sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) * \dots * \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} c_k \delta(t - kT_c) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

که در طبقه (m) ام مرتبه کانولوشن انجام می شود. تابع گسسته سیگنال $h_m(t)$ به صورت $h_m[n]$ بیان می شود. اگر تعداد طبقات را سه طبقه در نظر بگیریم برای $m=3$ خواهیم داشت:

$$h_m[n] = a_0 h_{m0}[n] + a_1 h_{m1}[n] + a_2 h_{m2}[n] + a_3 h_{m3}[n] \quad (8)$$

تابع تبدیل هر طبقه به طور مجزا در (۹) آمده است:

$$\begin{aligned} h_{m0}[n] &= \delta[n] \\ h_{m1}[n] &= \sum_{\substack{l_0=-(N-1) \\ l_0 \neq 0}}^{N-1} c_{l_0} \delta[n - l_0] = g[n] \equiv g_n \\ h_{mi}[n] &= \sum_{l_1=-(N-1)}^{(N-1)} \dots \sum_{l_{i-1}=-(N-1)}^{(N-1)} g_{l_1} \dots g_{l_{i-1}} g_{n-l_1-\dots-l_{i-1}} \quad 2 \leq i \leq m, |n| \leq i(N-1) \end{aligned} \quad (9)$$

$h_m[n]$ پاسخ ضربه فیلتر گسسته است. اگر دنباله c_k ها ورودی فیلتر باشد خروجی آن بصورت رابطه (۱۰) قابل بیان است.

¹Main to side ratio(MSR)

کاهش اثر گلبرگ های فرعیناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی ...

$$S_m[n] = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} c_k h_m[n-k] = \sum_{l_1=-(N-1)}^{(N-1)} \sum_{i=0}^m c_k a_i h_{mi}[n-k] \quad (10)$$

$$|n| \leq (m+1)(N-1)$$

براساس (۸) و (۱۰) برای فیلتر سه طبقه ای داریم.

$$S_m[n] = a_0 s_{m0}[n] + a_1 s_{m1}[n] + a_2 s_{m2}[n] + a_3 s_{m3}[n] \quad (11)$$

$s_m[n]$ تابع خروجی فیلتر (R-G-m) است که شامل c_i های مختص خود است که انتظار می رود کوچک تر از مقادیر c_k های فیلتر منطبق باشد و a_k ها ضرایب وزن دهی هستند که موجب کاهش سطح گلبرگ های فرعی می شوند. روش های مختلفی برای محاسبه این ضرایب هست در ادامه محاسبه ضرایب به روش وینر بیان می شود [۲۴].

۱-۲-۲- روش فیلتر وینر

از روش فیلتر وینر برای کم کردن مجموع انرژی خطا استفاده می شود. رابطه مجموع خطا به صورت زیر بیان می شود:

$$E_{WF} = \sum_{N=-(m+1)(N-1)}^{N-1} |e[n]|^2 \quad (12)$$

اگر $d[n]$ خروجی دلخواه فیلتر باشد و تابع $w[n]$ وزن دهی، تابع خطا $e[n]$ اختلاف بین خروجی دلخواه و خروجی واقعی فیلتر $s_m[n]$ است.

$$e[n] = w[n](d[n] - s_m[n]) \quad (13)$$

مطلوب پیدا کردن ضرایب a_k ها است بطوری که E_{WF} تا حد امکان کم شود. فیلتر ایده آل سیگنال گسسته $d[n] = N\delta[n]$ است و مسئله کمینه سازی بصورت (۱۴) بیان می شود.

چون مقادیر گسسته $h_m[n]$ متقارن هستند پس c_i ها (دنباله خروجی فیلتر (R-G-m) نیز متقارن خواهد بود و بخش منفی رابطه (۱۳) را می توان صرف نظر کرد.

$$\arg \min_{a_k} E_{WF} = \arg \min_{a_k} \left(|w[0](N - s_m[0])|^2 + \sum_{n=1}^{(m+1)(N-1)} |w[n]s_m[n]|^2 \right) \quad (14)$$

برای حل مساله بهینه سازی فوق از روش مشتق گیری استفاده می کنیم. مجموع انرژی خطا وقتی کمینه می شود که:

$$\frac{\partial E_{WF}}{\partial a_k} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (15)$$

$$\sum_{n=0}^{(m+1)(N-1)} w^2[n] s_{m_k}[n] \sum_{i=0}^m a_i s_{mi}[n] = Nw^2[0] s_{m_k}[0]$$

رابطه (۱۵) را به شکل ماتریسی نیز می توان بیان کرد.

$$\mathbf{Q}_{WF} \mathbf{a} = \mathbf{V}_{WF} \quad (16)$$

\mathbf{a} بردار به طول $(m+1)$ ، ضرایب وزن دهی است که لازم است محاسبه گردد و \mathbf{Q}_{WF} ماتریس با ابعاد $(m+1) \times (m+1)$ و \mathbf{V}_{WF} بردار به طول $(m+1)$ است که هر کدام از مولفه های آن دامنه گلبرگ اصلی، فیلتر غیر منطبق متناظر همان طبقه است و N طول کد که همان حداکثر دامنه گلبرگ اصلی است، \mathbf{W} در این رابطه یک در نظر گرفته شده است هر کدام از آرایه های ماتریس \mathbf{Q}_{WF} از رابطه

کاهش اثر گلبرگ های فرعیناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی ...

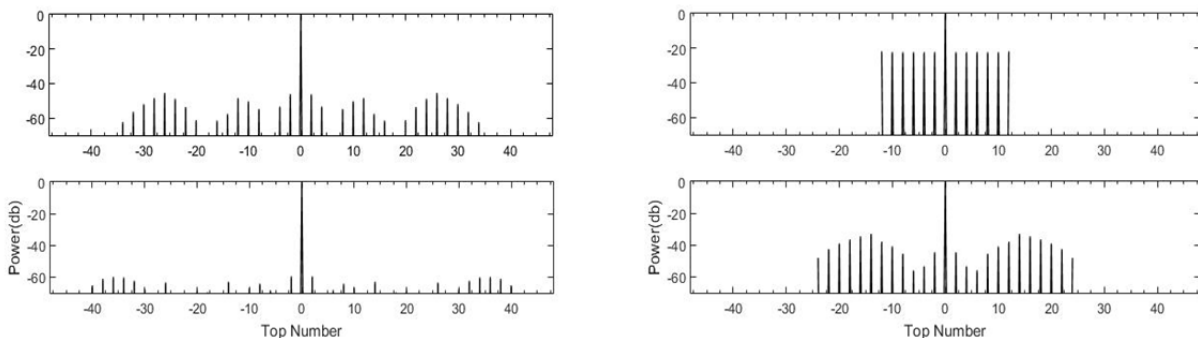
(۱۷) محاسبه می شود:

$$\begin{aligned}
 a &= [a_0, a_1, a_2, \dots, a_m]^T \\
 V_{WF} &= Nw^2 [0] [s_{m_0} [0], s_{m_1} [0], s_{m_2} [0], \dots, s_{m_m} [0]]^T \\
 Q_{WF} &= [q_{WF_{i,j}}]_{(m+1) \times (m+1)} \\
 q_{WF_{i,j}} &= \sum_{n=0}^{(m+1)(N-1)} w^2 [n] s_{m_{i-1}} [n] s_{m_{j-1}} [n] \\
 1 \leq i, j &\leq (m+1)
 \end{aligned} \tag{17}$$

با تشکیل بردار V_{WF} و داشتن ماتریس Q_{WF} بردار ضرایب a از رابطه زیر بدست می آید.

$$a = Q_{WF}^{-1} V_{WF} \tag{18}$$

شکل (۱) خروجی فیلتر منطبق بارکر ۱۳ تایی را با خروجی فیلتر (R-G-1) فیلتر (R-G-2) و فیلتر (R-G-3) جهت مقایسه نشان می دهد. مقادیر نمودارها نسبت به توان گلبرگ اصلی نرمالیزه شده است تا نسبت سطح توان گلبرگ اصلی به بزرگترین سطح توان گلبرگ فرعی (MSR) براحتی در شکل قابل مشاهده باشد.



شکل (۱) خروجی: فیلتر منطبق MF (بالاراست) فیلتر (R-G-1) (پایین راست) فیلتر (R-G-2) (بالاچپ) و فیلتر (R-G-3) (پایین چپ) برای بارکر ۱۳ بیتی

افزایش طبقات فیلتر (R-G-m) طول فیلتر افزایش می یابد و تعداد گلبرگ های فرعی در هر طرف از رابطه (۱۹) قابل محاسبه است که N طول کد و m مرحله فیلتر را نشان می دهد.

$$(N-1)(m^2 + m + 2)/2 \tag{19}$$

جدول شماره (۱) نسبت توان گلبرگ اصلی به بزرگترین گلبرگ فرعی (MSR) را نشان می دهد. که با افزایش طبقات فیلتر هرچند طول فیلتر افزایش می یابد ولی سطح بزرگترین گلبرگ فرعی را برای کد بارکر ۱۳ تایی با فیلتر (R-G-3) $37/23$ dB نسبت به فیلتر منطبق کاهش می دهد. برای رسیدن به ضریب فشرده سازی بالاتر به ازای همان تفکیک پذیری نیاز به رشته کد بزرگتر هست. به صورت نظری 2^N رشته کد باینری مختلف بطول N بیت می توان ساخت.

جدول ۱: گلبرگ فرعی بارکر ۱۳ تایی و کد ۶۴ تایی

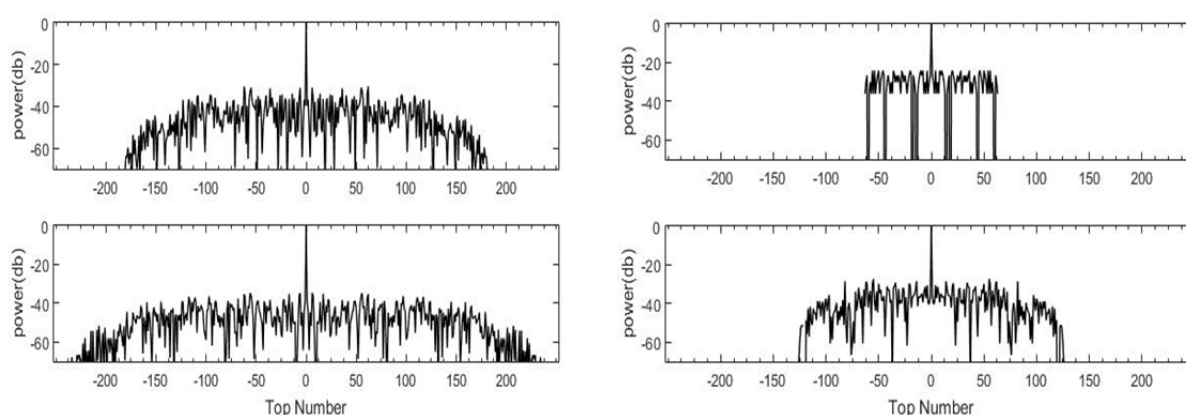
نوع فیلتر (بارکر ۱۳)	MSR (dB) (بارکر ۱۳)	نوع فیلتر (کد ۶۴)	MSR (dB) (کد ۶۴)
فیلتر منطبق	۲۲/۲۸	فیلتر منطبق	۲۴/۰۸
فیلتر (R-G-1)	۳۲/۹۵	فیلتر (R-G-1)	۲۷/۱۹
فیلتر (R-G-2)	۴۵/۴۷	فیلتر (R-G-2)	۳۰/۴۶

انتخاب کدی از این میان که تابع همبستگی خروجی فیلتر منطبق آن بهترین شرایط از نظر سطح گلبرگ فرعی را داشته باشد. از چالش های سیستم های فشرده سازی پالس است. طراحی کدهای مطلوب با روش های مختلفی انجام می شود [۹]. از آن جمله می توان کد ۶۴ تایی 4090A2E9E63237C2 در مبنای هگز را مثال زد. که از سری کدهای MPS^۱ است. در شکل (۲) خروجی فیلتر منطبق و فیلتر (R-G-m) برای کد MPS به طول $N=64$ نشان داده شده است. نسبت 10.7MSRdb بهبود یافته است. ولی همچنان بازه حضور گلبرگ فرعی (تعداد گلبرگ های فرعی) براساس (۱۹) بیشتر از فیلتر منطبق است.

۳- ساختار پیشنهادی

یک روش جدید برای کاهش سطح گلبرگ های فرعی استفاده از یک ترکیب موازی است. ترکیب موازی شامل دو شاخه است: یک شاخه سیگنال از فیلتر منطبق با مزیت طول فیلتر کمتر و عیب سطح گلبرگ فرعی بزرگتر عبور می کند. در مناسب می توان از مزایای هر دو شاخه به طور همزمان استفاده نمود.

چون در طراحی فیلتر (R-G-m) سیگنال ابتدا از فیلتر منطبق عبور می کند لذا بلوک دیاگرام پیشنهادی شکل (۳) از نظر ساختار پیچیدگی چندانی به سیستم اضافه نمی کند. شاخه دیگر از فیلتر غیر منطبق با مزیت سطح گلبرگ فرعی کمتر و طول فیلتر بزرگتر عبور می کند. با یک روش مقایسه با رابطه (۱۹) می توان تعداد گلبرگ های فرعی در هر طرف را برای فیلتر غیر منطبق (R-G-m) محاسبه کرد.



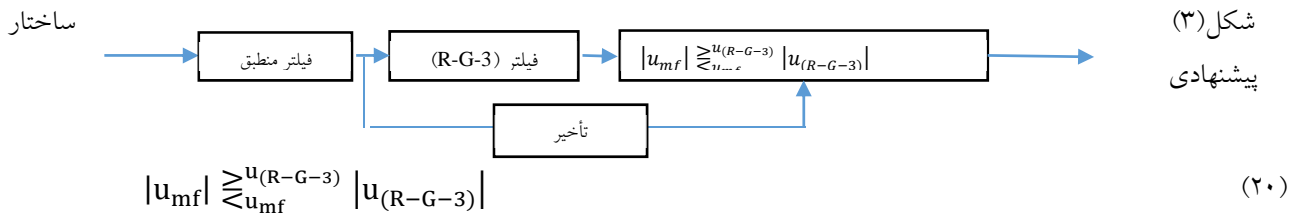
شکل (۲) خروجی: فیلتر منطبق (بالاراست) و فیلتر (R-G-1) (پایین راست) و فیلتر (R-G-2) (بالاچپ) و فیلتر (R-G-3) (پایین چپ) برای کد ۶۴ بیتی

تعداد گلبرگ های فرعی در هر طرف فیلتر منطبق برابر $N-1$ است، با محاسبه اختلاف این دو مقدار میزان تأخیر به دست می آید با

^۱Minimum peak sidelobe

کاهش اثر گلبرگ های فرعی ناشی از سیستم فشرده سازی پالس باینری با استفاده از ساختار موازی ...

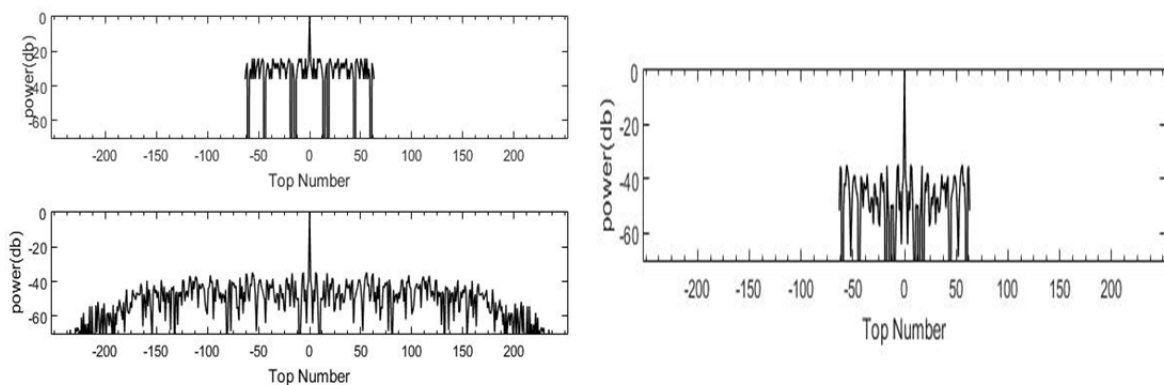
شیفت ناشی از تأخیر، گلبرگ های اصلی درون دو شاخه موازی در آرایه های نظیر هم قرار می گیرند. سیگنال خروجی فیلتر (R-G) m براساس رابطه (۲۰) با خروجی فیلتر منطبق شیفت یافته مقایسه می شود. و مقدار کمینه به ازاء هر آرایه متناظر گلبرگ انتخاب می شود.



u_{mf} دامنه گلبرگ های فیلتر منطبق به ازاء هر آرایه و $u_{(R-G-3)}$ دامنه گلبرگ های فیلتر (R-G-3) است. شکل (۴) مقدار کمینه گیری بر اساس رابطه (۲۰) را برای کد ۶۴ تایی نشان می دهد. فیلتر بدست آمده طبق ساختار پیشنهادی دارای سطح گلبرگ فرعی برابر فیلتر غیر منطبق (R-G-3) است. و چون تعداد گلبرگ فرعی فیلتر منطبق برابر $N-1$ است طولی برابر فیلتر منطبق دارد. در نتیجه به این روش می توان مزایای زیر را به طور همزمان برای سیستم فراهم نمود:

- ۱- کاهش سطح توان گلبرگ های فرعی ۲- کاستن بازه حضور گلبرگ های فرعی
- ۳- کاهش ISL ۴- نویز زمینه پردازشگر کاهش می یابد.

در شکل (۴) برای کد ۶۴ بیتی، با توجه به نرمالیزه شدن مقادیر به سطح گلبرگ اصلی، سطح بزرگترین گلبرگ فرعی $-24/08$ dB است و در محدوده ۱۲۷ بیت گلبرگ های فرعی گسترش یافته ولی در فیلتر غیر منطبق (R-G-3) گلبرگ های فرعی در بازه ای به بزرگی ۵۰۵ بیت گسترده شده است و توانسته سطح گلبرگ فرعی را $10/7$ dB کاهش دهد. مزیت ساختار پیشنهادی این است که علاوه بر کاهش سطح گلبرگ فرعی در حد فیلتر غیر منطبق $-34/78$ dB بازه حضور گلبرگ های فرعی نیز حداقل ممکن و به اندازه بازه گلبرگ فرعی فیلتر منطبق (۱۲۷ بیت) شود و همزمان از مزیت فیلتر منطبق و فیلتر غیر منطبق در این ساختار بهره جست.



شکل (۴) بالا چپ خروجی: فیلتر منطبق و پایین چپ فیلتر (R-G-3) و شکل راست مینیمم گیری با رابطه (۲۰) برای کد ۶۴ بیتی

جدول ۲: گلبرگ فرعی کد ۶۴ تایی

MSR (dB)	نوع فیلتر
۲۴/۰۸	فیلتر منطبق
۳۴/۷۸	فیلتر (R-G-3)
۳۴/۷۸	بخش مینیمم گیری گلبرگ های فرعی

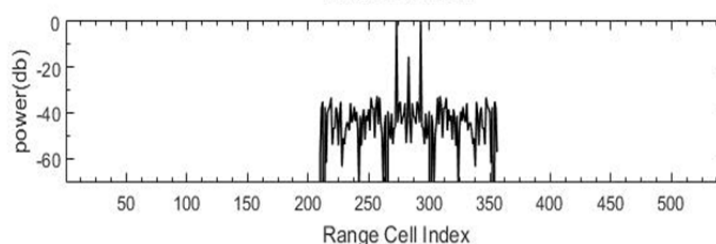
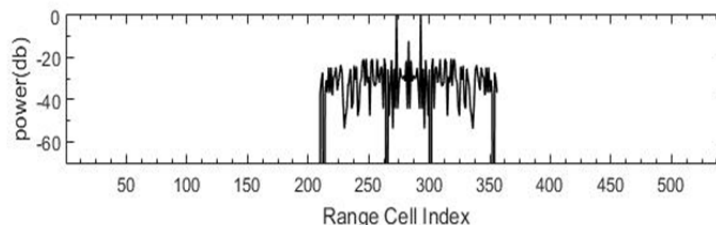
۴ - شبیه سازی بر اساس سناریو کشف هدف ضعیف در میان گلبرگ های فرعی اهداف قویتر:

گلبرگ های فرعی به علت وجود محدوده های دینامیکی بالا در سیستم های راداری، ممکن است موجب بالا رفتن احتمال هشدار غلط و یا پوشیده ماندن اهداف کوچک در کنار هدف های بزرگ شوند [۳]. لذا برای بررسی این موضوع در ساختار پیشنهادی و مقایسه با فیلتر منطبق سناریو شبیه سازی، برای کد ۶۴ تایی، دو هدف قوی با فاصله سلول برد، $T_c=50$ ns و کل طول پالس ۳/۲ میکرو ثانیه برای یک رادار بانده X تعریف می کنیم تا گلبرگ های فرعی با هم تداخل داشته باشند و باعث بالارفتن سطح گلبرگ فرعی شود. در فاصله ی بین دو هدف قوی، هدف ضعیف تر با سطح گلبرگ اصلی ۱۵ dB را قرار می دهیم. شکل (۵) دامنه اهداف و سطح گلبرگ های فرعی در فیلتر منطبق و ساختار پیشنهادی را نشان می دهد.

شکل (۵) نشان می دهد که ساختار پیشنهادی ضمن بهبود نسبت MSR به اندازه فیلتر غیرمنطبق (R-G) که نشان دهنده بالارفتن احتمال کشف هدف است. میزان ISL را نیز کاهش داده و نویز پردازشگر کمتر شده است. در جدول (۳) برای مقایسه عددی و نشان دادن میزان بهبود عملکرد ساختار پیشنهادی مقادیر MSR و بازه حضور گلبرگ فرعی بر اساس سناریو تعریف اهداف نشان داده شده است لازم به ذکر است که اختلاف نسبت MSR ارائه شده در جدول (۲) و مقدار گفته شده در جدول (۳) به خاطر اثر تداخل گلبرگ های فرعی اهداف نزدیک به هم است.

جدول ۳: مقایسه ساختار جدید با فیلتر منطبق و فیلتر غیرمنطبق

تعداد آرایه حضور گلبرگ فرعی	MSR (db)	نوع فیلتر
۱۲۷	۲۰/۲۵	فیلتر منطبق
۵۰۵	۳۲/۴۵	فیلتر (R-G-3)
۱۲۷	۳۲/۴۵	ساختار پیشنهادی
۳۷۸	۱۲/۲	میزان بهبود



شکل (۵) از بالا بترتیب خروجی: فیلتر منطبق MF و مینیمم گیری با رابطه (۲۰) برای کد ۶۴ بیتی، سه هدف نزدیک هم جدول (۳) نشان می دهد ساختار پیشنهادی در سناریوی تعریف شده توانست ضمن کاهش سطح گلبرگ فرعی به میزان ۱۲/dB2 بازه حضور آن را نیز به میزان تعداد گلبرگ فرعی فیلتر منطبق که حداقل مقدار است کاهش دهد.

۴- نتیجه گیری:

هر مرحله افزایش طبقات در فیلتر غیر منطبق (R-G) منجر به بهبود نسبت MSR می شود ولی با افزایش طبقات طول فیلتر نیز افزایش می یابد. در این مقاله در یک ساختار پیشنهادی به طور موازی از فیلتر منطبق که دارای حداقل بازه گلبرگ فرعی است و فیلتر غیر منطبق که MSR را بهبود می دهد استفاده شد و نتایج برای شبیه سازی کد ۶۴ بیتی به بهبود MSR به میزان ۱۰/vdB برابر با فیلتر غیر منطبق و بازه گسترش گلبرگ فرعی ۱۲۷ بیت همانند فیلتر منطبق را نشان می دهد در ضمن چون در ذات فیلتر غیر منطبق (R-G) فیلتر منطبق وجود دارد ساختار پیشنهادی فقط نیاز به یک تأخیر دهنده دارد و پیچیدگی چندانی به سیستم اضافه نمی کند. در این مقاله اثر پوشیده ماندن اهداف ضعیف در گلبرگ های فرعی اهداف قوی تر بررسی شد و نشان داده شده که این روش در سناریو تعریف شده توانست ۱۲/۲dB سطح گلبرگ فرعی را کاهش دهد و طول بازه را نیز نسبت به فیلتر (R-G-3) به حدود یک چهارم کاهش دهد. چون زمانی که سرعت شعاعی غیر صفر است، پهنای پالس دریافتی در گیرنده با یک ضریب زمانی گسترده یا فشرده می شود و یا این که فرکانس مرکزی پالس به اندازه فرکانس داپلر جابجا می شود، در مطالعات آینده می توان تأثیر اثر داپلر بر ساختار پیشنهادی را بررسی نمود.

مراجع

- [1] Skolnik, M. I, "Introduction to Radar Systems," 3rd ed. New York: McGraw-Hill, pp. 339-369, 2001.
- [2] Barker, R. H, "Group synchronization of binary digital systems," In W. Jackson (Ed.), *Communication Theory*, Burlington, MA: Academic Press, 1953.
- [3] N. Levanon and E. Mozeson, "Radar Signals." Hoboken, NJ, Wiley, 2004.
- [4] I. Maynul Sarker, R. haider, G. Mohammed et al, "Comparison of Analog and Digital Pulse Compression Technique and Reduction of Side lobes Using Transversal Filter," *Electrical Engineering and Information & Communication Technology (ICEEICT)*, 2014 International Conference, Dhaka, 10-12 Apr 2014, pp.1 - 4.
- [5] Nunn, C. J. and Coxson, G. E. "Best-known autocorrelation Peak sidelobe levels for binary codes of length 71 to 105," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* vol. 44, pp.392-395, Jan. 2008.
- [6] A. Divito, A. Farina, et al. "Synthesis and evaluation of phase codes for pulse compression radar", *Rivista Tecnica Selenia* 9, no.2, pp. 12-24, 1985.
- [7] Turyn, R. and Stover, J. On binary sequences. *Proceedings of the American Mathematical Society*, **12** (June 1961), 394—399.
- [8] Lindner, J. "Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function". *Electronics Letters*, **11** (Oct.1975), 507.
- [9] Deng, H. "Synthesis of binary sequences with good auto-correlation and cross-correlation properties by simulated annealing *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **32** (Jan. 1996), 98—107.
- [10] Nunn, C. J. and Coxson, G. E. "Best-known autocorrelation Peak sidelobe levels for binary codes of length 71 to 105". *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **44**(Jan. 2008), 392—395.

- [11]B. kiramai, P. Rajesh kumar, “Performance Evaluation of Compound Barker Codes using Cascaded Mismatched Filter Technique”, *International Journal of Computer Applications*, vol. 121, no.19, pp.31-34, Jul 2015.
- [12]Sarkar, I. and Fam, A. T. “Factored multiplicative mismatched filters for compound Barker codes”, *In Proceedings of the IEEE International Radar, Conference*, Apr. 2007, 541—545.
- [13]N. Muralidhara, Rajesh B, et al. “Designing polyphase code for digital pulse compression for surveillance radar”, *2017 IEEE second international computing and communications technologioes (ICCCT17)*.
- [14]I.Torok and R.Seller, “pulse compression in search radar,” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering*, vol. 42, no. 4, pp. 391-408, 1998.
- [15]Ackroyd, M. H. and Ghani, F. “Optimum mismatched filters for sidelobe suppression”. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **AES-9** (Mar. 1973), PP 214—218.
- [16]Jung, K. T., et al. Design of optimum mean square sidelobe suppression filters for Barker codes. In *Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, Oct. 1992, 530—533.
- [17]Zoraster, S. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase coded waveforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **AES-16** (Jan. 1980), 112—115.
- [18]Baden, J. M. and Cohen, M. N. “Optimal peak sidelobe filters for biphas pulse compression”. *In Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, May 1990, 249—252.
- [19]Baden, J. M. and Cohen, M. N. “Optimal sidelobe suppression for biphas codes”. *In Proceedings of the IEEE Telesystems Conference*, 1991, 127-131.
- [20]Rihaczek, A. W. and Golden, R. M. “Range sidelobe suppression for Barker codes”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **AES-7** (Nov. 1971), 1087—1092.
- [21]Hua, C. X. and Oksman, J. A new algorithm to optimize Barker code sidelobe and suppression filter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **26** (July 1990), 673—677.
- [22]M. McLiden, J. Carswell, L. Li, et al. “Utilizing versatile transmission waveforms to mitigate pulse-compression range sidelobes with the HIWRAP radar,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol.10, no.6, pp.1365-1368, November 2013.
- [23]L. Li, G. Heymsfield, J. Carswell, et al. “The NASA High-Altitude Imaging Wind and Rain Airborne Profiler,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 54, no.1, pp. 298-310, January 2016.
- [24]A. Akbaripur, MH. Bastani, “Range Sidelobe Reduction Filter Design for Binary Coded Pulse Compression System”, *IEEE Trans. Aerosp., Electron. Syst.*, vol. 48, no. 1, pp. 348 – 359, Jan 2012.
- [25]N. Levanon, “Creating Sidelobe-Free Range Zone Around Detected Radar Target”, *2014 IEEE 28th Convent of Electrical & Electronics Engineers (IEEEI)*, 3-5 Dec 2014, Eilat, pp.1-5.
- [26]V. Baghel, G. Panda, “Development of an efficient hybrid model for range sidelobe suppression in pulse compression radar.” *Aerospace Science and Technology*, vol. 27, no.1, pp. 156–162, Jun 2013.
- [27]S. Davis, A. Lanterman, “Minimum Integrated Sidelobe Ratio Filters for MIMO Radar,” *IEEE Trans. Aerosp., Electron. Syst.* vol. 51, no.1, pp. 405 – 416, Jan 2015.
- [28]P.Oo, G.Jpdlo, F.Kzolx, et al, “Joint design of phase coded waveform and mismatched filter,” *2015 IEEE Radar Conference*, 27-30 Oct. 2015, Johannesburg pp. 32 - 36.
- [29]K. Kayania, J. Hashm, “A novel non-coherent radar pulse compression technique based on periodic m-sequences”, *Aerospace Science and Technology*, vol. 53, no.1, pp.188-193, Jun 2016.

Sidelobe reduction for binary coded waveform in pulse compression systems with matched filter and mismatched filter parallel structure.

EbrahimAlibabae¹, Rouhollah Aghajani²

1. MSc. – Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran email: ebrahimalibabae@yahoo.com
2. Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran email: aghajani@iaun.ac.ir

Abstract:

In Good resolution is one of the criteria for measuring the performance of a radar system and it can be achieved with low Band- width. The radar rang depends on the energy it sends. With using pulse compression techniques, the energy of a wide pulse and resolution in the range corresponding to a narrow pulse can be simulatuesly held. The basis of the pulse compression radar is on the matched filter and Autocorrelation function. In the radar, the return echo of the target is actually a delayed time prescription or Doppler shifted signal transmit. The matched filter correlates between received signal and the version of the sending code. The matched filter output in addition to having a main lobe, also includes a sequence of side lobes. These sidelobes cause to increase the probability of false alarm or masking the small target, beside large targets with high sidelobe level. Mismatched filters using weighting function for reduction the level of the sidelobes, with increase the length of filter. In this paper suggests a parallel structure that added advantage of matched filter and mismatched filter simulatuesly.

Keywords: Sub-petals, Pulse compression, Matching filter, Mismatch filter