ISSN: 2821-1553 htpps://www.jasd.khadu.ir

فصلنامه علمی ((دفاع هوافضایی))

دوره ۱، شماره ۳، آذر ۱۴۰۱

مقاله پژوهشی

افزایش امنیت طیف گسترده دنباله مستقیم با کاهش گلبرگ‌های فرعی ناشی از حذف گسترش فیلترهای منطبق

محمد فرهمند راد[۱] ، حمید محسنی[۲] ، سید عطا سید بادامی [۳]

۱-مدرس دانشکده مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم‌الانبیاء(ص)، تهران، ایران

۲-دانشجوی دکترای برق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم‌الانبیاء(ص)، تهران، ایران.

۳-دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، ایران.

اطلاعات مقاله

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۱/۰۸ /۳۰

تاریخ دریافت: ۱۴۰۱/۰۱/۲۲

کلمات کلیدی:

طیف گسترده، گلبرگ فرعی، سنکرون سازی، فیلتر منطبق، حذف گسترش، بهره پردازشی.

نویسنده مسئول:

محمد فرهمند راد

ایمیل:

m_farahmand@khadu.ac.ir

چکیده

آنچه موجب رشد روزافزون طیف گسترده شده است تنها به قابلیت طیف گسترده در استفاده اشتراکی از پهنای باند و خاصیت ضد تداخلی آن اشاره دارد، بلکه به دیگر مزایای طیف گسترده که استفاده از آن کیفیت بهتری را در کانال‌های ارتباطی جدید موجب می‌شود نیز اشاره دارد. از آنجائی که تکنیک طیف گسترده با توجه به میزان بهره پردازشی ایمنی خوبی در مقابل اخلال و تداخل ایجاد می‌کند، اما با بکار گیری روش‌هایی می‌تواند ضریب امینت آن را افزایش داد، که اصلی‌ترین مورد جهت بهبود امنیت آن کاهش بزرگ‌ترین گلبرگ‌های فرعی و همچنین تنزل مجموع کلیه گلبرگ‌های فرعی پس از عمل حذف گسترش و یا سنکرون سازی در گیرنده سامانه‌های طیف گسترده دنباله مستقیم است که از فیلتر منطبق جهت سنکرون سازی و حذف گسترش استفاده می‌کنند. این مقاله به یک روش جدید جهت کاهش بهتر میزان این گلبرگ‌ها، به همراه مقایسه سایر روش‌های متداول جهت افزایش امنیت سامانه‌های طیف گسترده می‌پردازد.

استناد به مقاله: محمد فرهمند راد، حمید محسنی، سید عطا سید بادامی، افزایش امنیت طیف گسترده دنباله مستقیم با کاهش گلبرگ‌های فرعی ناشی از حذف گسترش فیلترهای منطبق، مجله علمی دفاع هوافضایی دوره ۱، شماره ۳، آذر ۱۴۰۱.

ISSN:2821-1588 htpps://www.jasd.khadu.ir

Journal of Airspace Defense

Research Paper

reducing the side-lobe level that caused by despreading in receiver systems, which uses the matching filter to synchronize and despreading

Mohammad Farahmandrad[1], Hamid Mohseni[2], Seyed Ata Seyed Badami[3]

1. Electrical Engineering Department, Khatam Ol Anbia (PBU) University, Tehran, Iran.
2. Electrical Engineering Department, Khatam Ol Anbia (PBU) University, Tehran, Iran.
3. M.S student, Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Iran.

Article Information

Accepted: 1401/08/30

Recceived:1401/01/22

Keywords:

Spread spectrum, Side-lobe, Synchronization, Match filter, Dispreading, Processing gain.

Abstract

Spread spectrum facilitated the using of communication channels. Also it has improved signal privacy against noise jammers and interference. Althogh the privacy of spread spectrum technique is robust against signal jammers and interference with respect to its processing gain , but it can further be improved by side-lobe suppression an and decreasing of side-lobe integration in spread spectrum systems that use match filter for synchronization and despreading of SS receivers .This paper will illustrate a new technique to improve the decrement of side-lobe in comparison with other common related methods such as amplitude weighting.

Corresponding anuthor:
Mohammad Farahmandrad
Email:
m_farahmand@khadu.ac.ir

HOW TO CITE: Mohammad Farahmandrad, Hamid Mohseni, Seyed Ata Seyed Badami, reducing the side-lobe level that caused by despreading in receiver systems, which uses the matching filter to synchronize and despreading, Journal of Airspace Defense, Vol. 1, No, 3, 1401

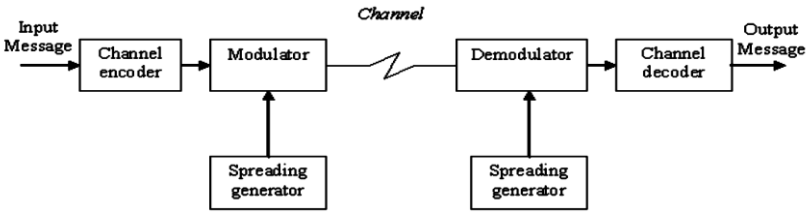
۱. مقدمه

طراحان سامانه‌های مخابراتی درگذشته و حال همواره به دنبال دستیابی به تکنیک‌های مدولاسیون و دمدولاسیونی هستند که نیازهای مخابراتی و ملاحظاتی موردنظر آن‌ها را به بهترین صورت مرتفع سازند. اکثر این تکنیک‌ها سعی در بهینه‌سازی استفاده از یک یا هر دو پارامتر اصلی ارزیابی عملکرد سامانه‌های مخابراتی یعنی توان و پهنای باند داشته و هدف اصلی آن‌ها کاستن از احتمال خطای ارسال سیگنال از یک محل به محل دیگر، با فرض حضور نویز است.

در مخابرات طیف گسترده، پهنای باند سیگنال قبل از ارسال گسترش داده می‌شود به‌طوری‌که معمولاً تمام پهنای باند در دسترس کانال را اشغال می‌نماید. وقتی فقط یک کاربر از کانال استفاده نماید، این روش ازنظر استفاده از پهنای باند کارا نیست؛ اما وقتی چندین کاربر وجود دارند، همگی می‌توانند از باند فرکانسی مشابهی استفاده نمایند. در این صورت، سیستم ازنظر پهنای باند نیز کارایی داشته و هم‌زمان از مزایای طیف گسترده نیز استفاده می‌شود.همواره امنیت طیف گسترده از اصلی‌ترین چالش‌های مخابرات امن بوده و هست و لذا جهت دستیابی به این امنیت می‌بایست بهره پردازشی را افزایش داد اما دستیابی به بهره پردازشی بالا همواره در دسترس نیست.بعد از بهره پردازشی بهترین روش جهت ارتقاء امنیت طیف گسترده کاهش ساید لوب‌های بعد از حذف گسترش است که در این مقاله به یک روش جدید جهت دستیابی به این مهم آن پرداخته خواهد شد.

۲. شمای کلی سیستم طیف گسترده

شکل ۱ نمودار کلی یک سیستم مخابرات طیف گسترده را نشان می‌دهد که می‌تواند برای ارسال زمینی یا ماهواره‌ای مورداستفاده قرار گیرد. اگر منبع اطلاعاتی آنالوگ باشد ابتدا در بلوک A/D به دیجیتال تبدیل می‌شود. در این مرحله می‌توان همانند سایر سامانه‌های مخابراتی از تکنیک‌های فشرده‌سازی اطلاعات برای حذف اطلاعات اضافی و روش‌های کدگذاری برای آشکار- سازی و تصحیح خطا استفاده نمود.سپس طیف سیگنال حاصل توسط یک دنباله شبه تصادفی گسترده شده و قبل از ارسال در کانال ارتباطی تقویت می‌شود. در کانال ارتباطی و صرف‌نظر از زمینی یا ماهواره‌ای بودن آن، نویز، تداخل و تضعیف وجود خواهد داشت. مدولاتور می‌تواند قبل از واحد گسترده کننده طیف یا پس‌ازآن باشد و معمولاً این دو بخش به‌صورت واحد و در یک قسمت قرار می‌گیرند. در طرف گیرنده، برای بازسازی سیگنال اولیه پردازش‌های معکوس صورت می‌گیرد یعنی سیگنال، آشکارشده و طیف آن جمع می‌گردد و درصورتی‌که سیگنال آنالوگ باشد به واحد D/A منتقل می‌گردد.



شکل ۱: نمای بلوکی سیستم مخابرات طیف گسترده

استفاده از سامانه‌های طیف گسترده باعث بهبود کیفیت انتقال اطلاعات در سامانه‌های مخابراتی می‌شود. به‌طورکلی، مقدار بهبود کیفیتی که براثر استفاده از یک سیستم طیف گسترده بدست می‌آید بهره پردازش نامیده می‌شود. بهره پردازش را می‌توان به‌عنوان تفاوت میان عملکرد سامانه‌ای که از طیف گسترده استفاده می‌کند و عملکرد سامانه‌ای که از این تکنیک استفاده نمی‌کند، هنگامی‌که بقیه شرایط برای دو سیستم یکسان باشد تعریف نمود. بنابراین بهره پردازش پارامتری است که کیفیت سیستم طیف گسترده را نشان می‌دهد. سه رابطه رایج برای بهره پردازش عبارت‌اند از:

۱- نسبت SNR خروجی به SNR ورودی بعد از فیلتر کردن نهایی:

$$\text{Processing Gain Or Spread Factor} = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} \qquad (۱)$$

۲- نسبت پهنای باند سیگنال گسترده شده به نرخ ارسال اطلاعات:

$$PG = SF = \frac{BW_{in}}{R_b} \qquad (۲)$$

۳- نسبت پهنای باند سیگنال گسترده شده به پهنای باند پیام مدوله‌شده:

$$PG = SF = \frac{BW_{in}}{BW_{out}} \qquad (۳)$$

پارامتر بهره پردازشی اصلی‌ترین عامل ایمنی سامانه طیف گسترده در برابر اخلال و تداخل است اما دو عامل کمکی دیگر که بعد از حذف گسترش حاصل می‌شوند به بررسی امنیت طیف گسترده در مقابل اخلال و تداخل اشاره دارند که عبارت‌اند از:

۱- میزان سطح توان سیگنال اصلی حذف گسترش‌یافته به توان سیگنال گلبرگ‌های کناری

۲- میزان سطح توان کلیه گلبرگ‌های فرعی ناشی از حذف گسترش

در حقیقت توان گلبرگ‌های فرعی کناری نشان‌دهنده میزان سیگنال عبوری اخلال و یا تداخلی است که دارای بالاترین مقدار تابع همبستگی متقابل با سیگنال اصلی طیف گسترده ارسالی است.

یکی از پرکاربردترین روش‌های حذف گسترش و سنکرون سازی در طیف گسترده استفاده از فیلتر منطبق است که در خروجی این فیلتر نیز گلبرگ‌های کناری نیز تشکیل می‌شود و بسته به نوع کدهای دنباله ارسالی میزان این گلبرگ‌ها متفاوت است. متداول‌ترین روش، جهت کاهش این گلبرگ‌های کناری استفاده از تکنیک وزن‌دهی است ،که قبل و یا حین حذف گسترش در فیلتر منطبق صورت می‌پذیرد.

متداول‌ترین روش‌های وزن‌دهی در حذف گسترش‌های مدولاسیون فرکانسی عبارت‌اند از:

جدول ۱: روش‌های وزن‌دهی در حذف گسترش‌های مدولاسیون فرکانسی

Weighting function	**Peak Sidelobe dB**	**Loss dB**	**Mainlobe Width (relative)**
Without Window	-13.5	0	1.0
033+0/.66cos2(πf/B)	-25.7	0.55	1.23
Cos2 (πf/B)	-31.7	1.76	1.65
Taylor (n = 8)	-40	1.14	1.41
Dolph – Chebyshev	-40	0	1.35
0.08+0.92cos2(πf/B)(Hamming)	-42.8	1.34	1.50

همچنین مهم‌ترین و پرکاربردترین روش‌های وزن‌دهی در حذف گسترش‌های فازی عبارت‌اند از:

جدول ۲: روش‌های وزن‌دهی در حذف گسترش‌های فازی

Weighting function	**Peak Sidelobe dB**	**Loss dB**	**Integration Sidelobe dB**
Without Window	-29.3	-	-14.4
Hamminh	-59.9	1.36	-4
Hanning	-99.2	1.77	-15.3
Blackman	-98.8	2.38	-9.9
Kaiser	-67.4	1.34	-4.4
Blackman-Harris	-119.1	3.02	-16.4
Tukey	-99.2	1.77	-15.3

Flattop	-82.4	4.44	-11.9
Bohman	-71.7	2.53	-9.3
Barlett	-40.9	1.26	-16.2
Barthann	-54.0	1.64	-15.5

۳. دنباله‌های چند فازی

به‌منظور بهره‌گیری از فشرده‌سازی در تکنیک طیف گسترده و فشرده‌سازی پالس در رادار از دنباله‌های چند فازی استفاده می‌شود که مهم‌ترین آن‌ها عبارت‌اند از: کد فرانک، کد Zadof-chu، کد Golomb، کد Quadriphase، کد Complementary، کد Welti و... که یکی از متداول‌ترین آن‌ها کد فرانک است.

۳-۱ کد فرانک

در این نوع کد، یک پالس ساده با طول τ' به یک گره پالس N تایی تقسیم می‌شود؛ که هر گروه به‌نوبه خود به N زیر پالس دیگر با طول $\Delta\tau$ تقسیم می‌گردد. ازاین‌رو تعداد همه زیر پالس‌ها N^2 است و نسبت فشرده‌سازی $\xi = N^2$ خواهد بود. همان‌طور که قبلاً گفتیم فاز هر زیر پالس نسبت به یک سیگنال مرجع CW ثابت نگه داشته می‌شود.

یک کد فرانک با N^2 زیر پالس به کد فرانک N فازی برمی‌گردد. اولین قدم در محاسبه کد فرانک این است که ۳۶۰ درجه را به N قسمت تقسیم کنیم و نمو $\Delta\varphi$ را به‌صورت زیر تعریف کنیم:

$$\Delta\varphi = \frac{360^o}{N} \qquad (۴)$$

باید توجه نمود که با افزایش تعداد گروه‌ها (N)، اندازه کاهش می‌یابد و این مسئله به علت پایداری فاز، ممکن است که کیفیت عملکرد کدهای فرانک طولانی را کاهش دهد. برای کد فرانک N فازی، فاز هر زیر پالس از ماتریس زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 & \cdots & N-1 \\ 0 & 2 & 4 & 6 & \cdots & 2(N-1) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & (N-1) & 2(N-1) & 3(N-1) & \cdots & (N-1)^2 \end{pmatrix} \Delta\varphi \qquad (۵)$$

که هر ردیف نشان‌دهنده یک گروه و هر ستون ماتریس فوق نشان‌دهنده زیر پالس‌های گروه‌هاست. برای مثال در یک کد فرانک ۴ فازی، N=4 است و نمو $\varphi\Delta = 90^o$. به‌صورت زیر است:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 90° & 180° & 270° \\ 0 & 180° & 0 & 180° \\ 0 & 270° & 180° & 90° \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{pmatrix} \quad (۶)$$

۳-۲ کدهای P1، P2، Px

این کدهای اصلاح‌شده کد فرانک با ترم فرکانسی DC در وسط پالس به‌جای ابتدای آن می‌باشند. کد PX پیک‌های لوب-های جانبی نامنظم مشابه کد فرانک دارد با این تفاوت که سطح مجموع لوب‌های جانبی آن پایین‌تر است. بااین‌وجود کد PX برخلاف کد فرانک یک کد کامل (با تابع همبستگی متناوب ایده‌آل)، نیست. کدهای P1و P2 نیز مشابه دو کد مذکور هستند با این تفاوت که کد P2 برای مقادیر زوج L تعریف می‌شود. کد P1 مشابه کد فرانک یک کد کامل است و برای Lهای فرد رفتار تابع ابهام آن مانند کد فرانک و برای L زوج مشابه کدهای P2 و PX است. روابط فازی برای این کدها، در معادلات زیر نمایش داده‌شده است:

$$P1:\ \Phi_{n,k} = \frac{2\pi}{L}\left[(L+1)/2 - n\right]\left[(L+1)/2 - n\right] \quad (۷)$$

$$Px:\ \Phi_{n,k} = \begin{cases} \frac{2\pi}{L}\left[(L+1)/2 - k\right]\left[(n-1)L + (k-1)\right], Leven \\ \frac{2\pi}{L}\left[L/2 - k\right]\left[(L+1)/2 - n\right], Lodd \end{cases} \quad (۸)$$

۴. فیلتر Woo

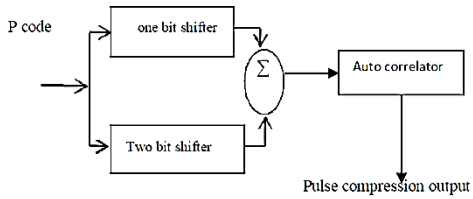
فیلتر Woo توسط Woo-Kyung Lee و Hugh D.Griffiths تحت عنوان یک روش نوین در فشرده‌سازی پالس برای کدهای چند فازی به همراه ساید لوب‌های پایین در سال ۲۰۰۰ میلادی ارایه شد.فیلتر Woo یک ترکیب خطی بهینه از فیلتر منطبق برای سیگنالLFM است که برای راه‌اندازی کدهای فازی مورداستفاده قرار می‌گیرد. اساس این فیلتر ترکیب دو یا چند فیلتر همبستگی نظیر Ω۱ و Ω۲ جهت تولید یک فیلتر تحت عنوان فیلتر Woo است.این فیلتر به سه شکل مختلف مطرح‌شده که در ادامه به توضیح آن‌ها می‌پردازیم.اگر دنباله چند فازی S(t)به‌طور مستقیم توسط یک سیگنال FM خطی قراردادی راه‌اندازی شود می‌توان این سیگنال را به شکل رابطه زیر نوشت:

$$S(t)=\sum_{p=0}^{N}\exp\left(j\frac{\pi}{2}p^{2}\right)U\left[\frac{t-\left(p+\frac{1}{2}\right)t_b}{t_b}\right] \quad (۹)$$

که U(t)=1 به ازا |t|<1/2 و در سایر موارد صفر و t_b زمان تناوب یک المان از دنباله کدها است.

۴-۱ فرمت ۱ برای فیلتر Woo

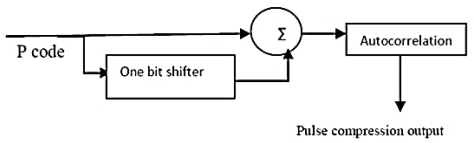
در این حالت دو فیلتر مورداستفاده قرار می‌گیرند که اولین فیلتر دنباله را به‌اندازه یک بیت و دومین فیلتر دنباله را به‌اندازه طول زمانی دو بیت شیفت می‌دهد و در ادامه این دو فیلتر باهم ترکیب شده و سیگنال به سمت فیلتر همبستگی موردنظر ارسال می‌شود:



شکل ۲: فرمت ۱ فیلتر Woo

۴-۲ فرمت ۲ برای فیلتر Woo

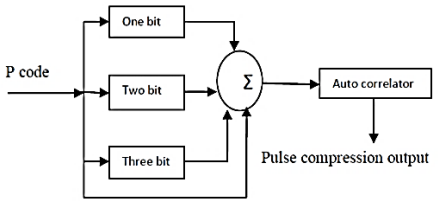
در این حالت سیگنال به‌اندازه طول زمانی یک بیت از کد شیفت داده شده و سپس با سیگنال اصلی جمع می‌شود و درنهایت به سمت فیلتر همبستگی موردنظر ارسال می‌شود:



شکل ۳: فرمت ۲ فیلتر Woo

۴-۳ فرمت ۳ برای فیلتر Woo

در این حالت سیگنال ورودی به‌اندازه یک ، دو و سه بیت شیفت پیدا کرده و سپس با سیگنال اصلی جمع شده و درنهایت به سمت فیلتر همبستگی موردنظر ارسال می‌شود:



شکل ۴: فرمت ۳ فیلتر Woo

۵. محاسبات موردنیاز در امنیت طیف گسترده بدون در نظر گرفتن بهره پردازشی

۵-۱ محاسبه PSL(Peak to Side lobe Level)

نسبت توان ماکزیمم سیگنال اصلی فیلتر حذف گسترش به بالاترین توان سیگنال گلبرگ‌های کناری از رابطه زیر قابل‌محاسبه است:

$$PSL = 20\log_{10}\left\{\left(\frac{max_{i\neq 0}\left(r(i)\right)}{r(0)}\right)\right\} \quad (۱۰)$$

که $\left(r(i)\right)$ به سطح توان گلبرگ‌های کناری و $\left(r(0)\right)$ به سطح توان سیگنال اصلی خروجی ناشی از فیلتر حذف گسترش اشاره دارد.

۵-۲ محاسبه ISL(Peak to Side lobe Level)

مجموع توان سیگنال گلبرگ‌های کناری در خروجی فیلتر حذف گسترش از رابطه ذیل قابل‌محاسبه است:

$$ISL = 10\log_{10}\sum_{i=-N}^{N}\left\{\frac{r(i)}{r(0)}\right\} \quad (۱۱)$$

۵-۳ محاسبه تضعیف مقدار SNR خروجی فیلتر

به‌طورکلی اصول و مبانی وزن‌دهی باعث کاهش میزان SNR خروجی فیلتر همبستگی می‌شود. (هرچند که عمل وزن‌دهی تأثیر بسزای در کاهش گلبرگ‌های کناری دارد.)مقدار کاهش SNR از رابطه زیر قابل‌محاسبه است:

$$SNR_{Loss} = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N}W(n)\right)^2}{N\sum_{n=1}^{N}W(n)^2} \quad (۱۲)$$

که N وابسته به طول دنباله کد سیگنال و $(W(n))$ به ضریب تابع وزن‌دهی اشاره دارد.

۶. آنالیز نتایج شبیه‌سازی

توابع وزدن‌دهی مختلفی جهت کاهش PSL مورداستفاده قرار می‌گیرند که نتایج آن‌ها در جداول زیر آمده است:

جدول ۳: مقایسه استفاده از وزن‌دهی مختلف در خروجی همبستگی بدون استفاده از فیلتر Woo (با دنباله کد ۲۰۰ تایی)

Without Woo Filter Weighting function	PSL dB	ISL dB	SNR Loss dB
Without Window	-29.3	-14.6	0
Hamminh	-59.9	-4	1.36
Hanning	-99.2	-15.3	1.78
Blackman	-98.8	-9.9	2.39
Kaiser	-67.4	-4.1	1.35
Blackman-Harris	-119.1	-16.4	3.03
Tukey	-99.2	-15.3	1.78
Flattop	-81.9	-13.1	4.45
Bohman	-71.7	-9.3	2.54
Barlett	-40.9	-16.2	1.27

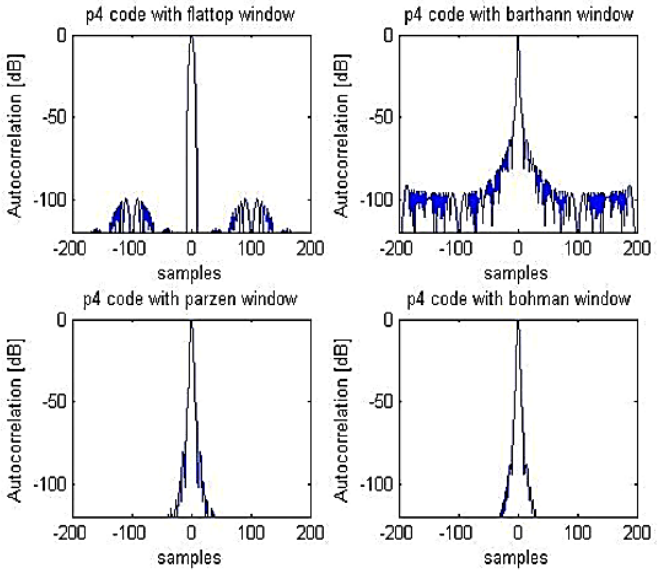
جدول ۴: مقایسه استفاده از وزن‌دهی مختلف در خروجی همبستگی با استفاده از فیلتر Woo (با دنباله کد ۲۰۰ تایی)

With Woo Filter Weighting function	PSL dB	ISL dB	SNR Loss dB
Without Window	-67.2	-19.1	0
Hamming	-94.1	-16.1	1.36
Hanning	-119.9	-15.4	1.77
Blackman	-112.9	-12.3	2.38
Kaiser	-88.6	-16.3	1.34
Blackman-Harris	-130.9	-18.6	3.02
Tukey	-119.9	-15.4	1.77
Flattop	-93.5	-16.9	4.44
Bohman	-77.8	-16.6	2.53
Barlett	-47.9	-10.2	1.26
Brarthann	-60.5	-10.3	1.64

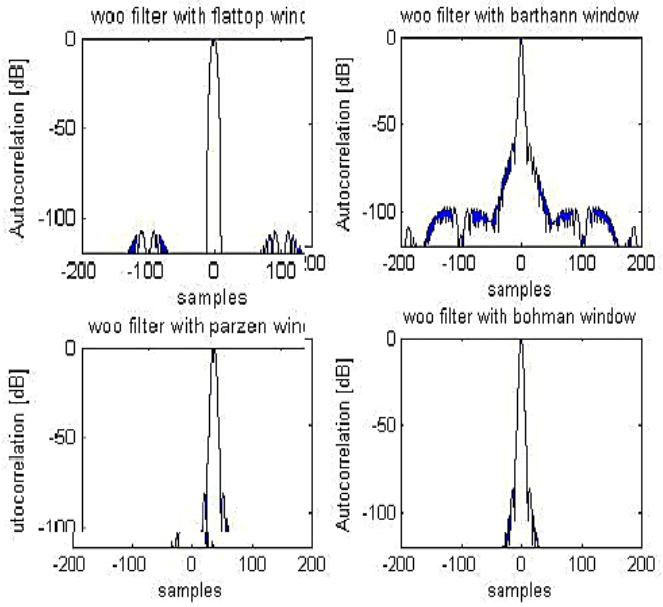
جدول شماره ۴ عملکرد کد P4 با استفاده از فیلتر Woo و سایر وزن‌دهی‌های دیگر را نشان می‌دهد و ملاحظه می‌شود که استفاده از این فیلتر نقش عمده‌ای در کاهش PSL و ISL دارد که این دو فاکتور مهم در جنگ الکترونیک و افزایش امنیت کد نقش اصلی را ایفا می‌کنند.

جدول ۵: مقایسه استفاده از وزن‌دهی مختلف در خروجی همبستگی با استفاده از فیلتر Woo (با دنباله کد ۱۰۰۰ تایی)

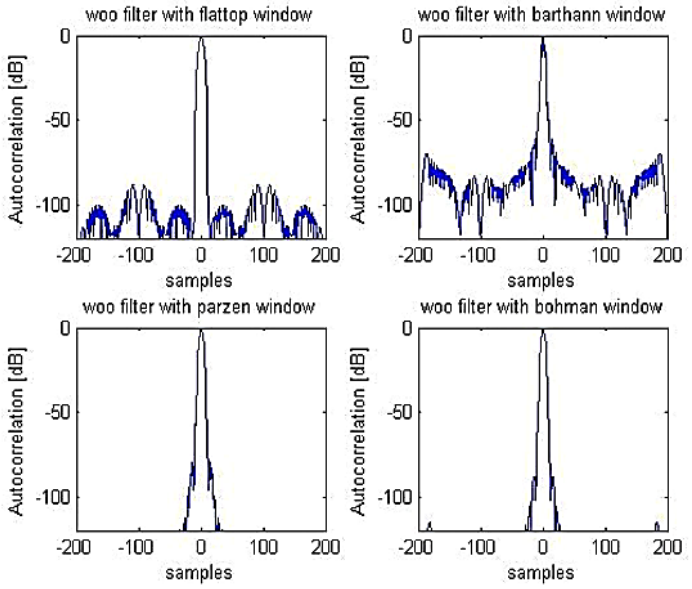
With Woo Filter Weighting function	PSL dB	ISL dB	SNR Loss dB
Without Window	-67.2	-19.1	0
Hamming	-94.1	-16.1	1.36
Hanning	-119.9	-15.4	1.77
Blackman	-112.9	-12.3	2.38
Kaiser	-88.6	-16.3	1.34
Blackman-Harris	-130.9	-18.6	3.02
Tukey	-119.9	-15.4	1.77
Flattop	-93.5	-16.9	4.44
Bohman	-77.8	-16.6	2.53
Barlett	-47.9	-10.2	1.26
Brarthann	-60.5	-10.3	1.64



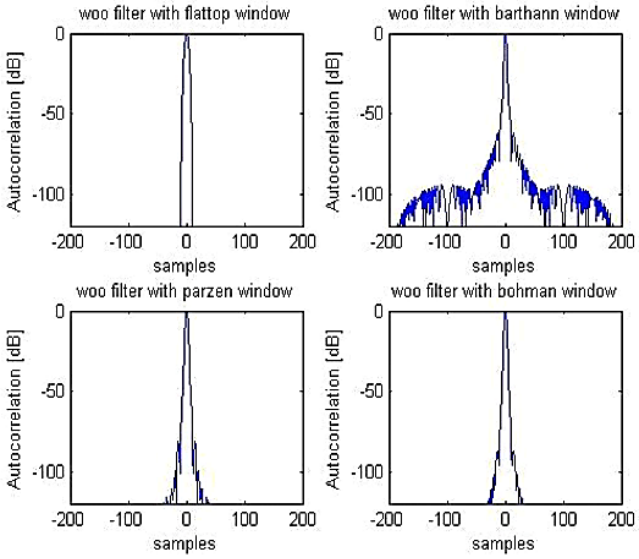
شکل ۵: مقایسه خروجی تابع همبستگی کد P4 با تکنیک چند وزن‌دهی مختلف (با طول کد ۲۰۰ و بدون استفاده از فیلتر WOO)



شکل ۶: مقایسه خروجی تابع همبستگی کد P4 با تکنیک چند وزن‌دهی مختلف (با طول کد ۲۰۰ و با استفاده از فیلتر WOO)



شکل ۷: مقایسه خروجی تابع همبستگی کد P3 با تکنیک چند وزن‌دهی مختلف (با طول کد ۲۰۰ و بدون استفاده از فیلتر WOO)



شکل ۸: مقایسه خروجی تابع همبستگی کد P3 با تکنیک چند وزن‌دهی مختلف (با طول کد ۲۰۰ و با استفاده از فیلتر WOO)

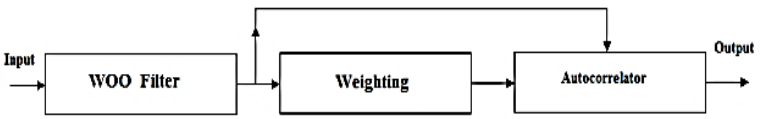
تشکر و قدردانی

از تمامی دانشجویان تحصیلات تکمیلی دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص) که در این پژوهش به عنوان نمونه پژوهش حضورداشتند، تشکر و قدردانی می‌نماییم.

.

۷. نتیجه‌گیری

همان‌گونه که در این تحقیق بررسی شد با استفاده از فیلتر WOO به کمک یکی از معماری‌های سه‌گانه آن امنیت سامانه‌های طیف گسترده‌ای که از دنباله‌های چند فازی استفاده بهره می‌برند و یا سامانه‌هایی نظیر رادار که از این نوع فشرده‌سازی پالس استفاده می‌کنند در مقابل اخلال نویز عمدی و یا تداخل‌های سیگنالی، تا حد بسیار زیادی بهبود می‌یابد که این ارتقاء امنیت همان‌گونه که از اشکال ۵ تا ۹ مشاهده می‌شود وابسته به طول کدها است و جهت بهره‌برداری از این فناوری شکل کاربردی ۹ پیشنهاد می‌گردد.



شکل ۹: نمونه طرح پیشنهادی جهت کاربرد فیلتر WOO در سامانه‌های طیف گسترده‌ای که از کدهای فازی بهره می‌برند

تعارض منافع

هیچ گونه تعارض منافع از سوی نویسندگان گزارش نشده است.

۸. منابع

[1] Merrill I. Skolnik, Introduction to radar systems, McGraw Hill Book Company Inc., 1962.

[2] J.G. Proakis, Digital Communications, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, 1995.

[3] Robert Dixon. Spread Spectrum Communications., Second Edition, John Wiley and Sons,New York, 1984.

[4] Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling, Laurence B. Milstein. "Theory of Spread Spectrum Communications — A Tutorial,"' IEEE Transactions on Communications, Vol.COM-30, May 1982, pp. 855-884.

[5] R. L. Frank, "Polyphase Codes with Good Non periodic Correlation Properties", IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-9, pp. 43-45, Jan. 1963.

[6] Singh. S.P, and K. Subba Rao., "Sixty-phase Sequences Design with Good Autocorrelation Properties", IETE JOURNAL OF RESEARCH | Vol 57 | ISSUE 3, pp -250-256, May-jun 2011.

[7] Singh S.P, and K. Subba Rao., "A modified simulated annealing algorithm for binary coded radar signal design", Proc of International Radar Symposium India-2005, pp 693-697, 19-22 Dec 2005.

[8] Vijay Ramya K., A.K.Sahoo., G.Panda, "Side lobe Suppression Techniques for Polyphase Codes in Radar", International Journal of Computer Applications, 2011

[9] R. L. Frank, "Polyphase Codes with Good Non periodic Correlation Properties", IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-9, pp. 43-45, Jan. 1963.

[10] W.K.Lee, H.D.Griffiths and R.Benjamin. "Integrated sidelobe energy reduction techniqueusing optimal polyphase codes", Electrionic letter, Vol.35, No.24, Nov.1999.

[11] W.K.Lee, H.D.Griffiths. "Pulse compression filters generating optimal uniform range sidelobe level". Electronic Letter 1999, Vol. 35.No.11.

[12] Woo-Kyung lee. "A Pair of asymmetrical weighting receivers and polyphase codes for efficient aperiodic correlations." IEEE Communication Letters Vol.10, No.5, May 2006

[13] Woo-Kyung lee, Hugh D.Griffiths. "A new pulse compression Techniques Generating Optimal uniform Range sidelobe and reducing integrated sidelobe level." IEEE International Radar Conference 2000.

[14] W.K.Lee, H.D.Griffiths, "Development of modified polyphase P codes with optimum Sidelobe characteristics." IEEE Proc.Radar, Sonar Navig, Vol. 151, pp. 210-220, Aug.2004.