

فشرده سازی پالس دیجیتال در سیستمهای رادار

داریوش عباسی مقدم^۱ دکتر وحید طبا و کیلی^۲ دکتر محمد سلیمانی^۳

۱- کارشناس ارشد مخابرات صنایع مخابرات صا ایران

۲- دانشیار دانشگاه علم و صنعت، دانشکده برق

۳- استاد دانشگاه علم و صنعت، دانشکده برق

چکیده

جهت بهبود تفکیک پذیری برد رادار همزمان با SNR خوب ضروریست پهنای سیگنال را کاهش داده و توان پیک را افزایش دهیم. در مواردی مانند رادارهای فضایی که از سلولهای خورشیدی استفاده می کنند و همچنین رادارهای موج میلیمتری، توان پیک نمی تواند افزایش یابد در این موارد تکنیک فشرده سازی پالس بعنوان راه حل پیشنهاد می شود. در این مقاله تکنیکهای فشرده سازی پالس دیجیتال شبیه سازی و مقایسه شده اند. دیده می شود که کدهای M-sequence و P کدها دارای بهترین عملکرد می باشند.

۱- مقدمه:

جهت بهبود تفکیک پذیری برد رادار همزمان با SNR خوب ضروریست پهنای سیگنال را کاهش داده و توان پیک را افزایش دهیم. مواردی وجود دارد که توان پیک نمی تواند افزایش یابد مانند رادارهای آرایه فازی که از سلولهای خورشیدی استفاده می کنند و رادارهای موج میلیمتری در این موارد تکنیک فشرده سازی پالس بعنوان راه حل پیشنهاد می شود. فشرده سازی پالس عبارت است از فرایندی که بر روی یک پالس پهن انجام می گیرد. و این پالس بصورت یک پالس باریک در می آید. پالس انتقال یافته به عنوان پالس بسط یافته و پالس حاصل از فرآیند فشرده سازی به عنوان پالس فشرده خوانده می شود. نسبت فشرده سازی را می توان بصورت زیر بیان نمود:

$$CR = \frac{\tau_E}{\tau_C}$$

CR = نسبت فشرده سازی

τ_C = پهنای پالس فشرده شده

τ_E = پهنای پالس انتقال یافته

دو کلاس اولیه فشرده سازی پالس در رادارها استفاده می شود:

۱- آنالوگ که در آن موج انتقال یافته شامل مدولاسیون فرکانس است.

۲- دیجیتال که در آن موج انتقال یافته بصورت کد شده فازی می باشد

فشرده سازی پالس کد شده بدلیل عملکرد عدم پذیرش کلاتر (Clatter rejection) نسبتاً خوب، در اغلب سیستمهای راداری مورد استفاده قرار می‌گیرند در حالیکه این مشخصه برای سیگنال چیرپ ضعیف است. حسنه دیگر فشرده سازی پالس کد شده این است که رشته کدهای فازی مختلفی می‌توان به هر رادار اختصاص داد بنابراین شماری از رادارها از طیف یکسانی استفاده می‌کنند. هر چند مشابه روش چیرپ لوب‌های کناری غیر ضروری در تابع همبستگی بوجود می‌آید که اثر بدی در عملکرد آشکار سازی رادار می‌گذارد. بنابراین خیلی مهم است که در فشرده سازی پالس کد شده PSL را حداقل سازیم.

۲- فشرده سازی پالس دیجیتال

تغییرات فاز می‌تواند جهت افزایش پهنای باند پالس طولانی به منظور فشرده سازی پالس بکار برود. یک پالس با پهنای T و N زیر پالس با پهنای τ تقسیم می‌شود. هر افزایش در پهنای باند، بوسیله تغییر در فاز هر زیر پالس بدست می‌آید یک فرم معمول تغییر فاز کدینگ فاز باینری است

۲-۱- کدهای چند فازه^۱

یک روش دیگر برای فشرده‌سازی پالسی استفاده از کدهای چند فازه است که در این روش پالس ارسالی به زیرپالسهایی با مدت زمان مساوی τ تقسیم می‌شود در طول هر زیر پالس فاز سیگنال ثابت می‌ماند اما هنگام عبور از یک زیر پالس به زیرپالس دیگر فاز به اندازه π درجه تغییر می‌یابد در این روش برای یک طول پالس داده شده پهنای باند سیگنال افزایش می‌یابد بدین ترتیب قدرت تفکیک پذیری فاصله زیاد می‌شود اصولاً کدهای چند فازه برای دلایل زیر استفاده می‌شوند.

۱- افزایش ماکزیمم رنج غیر مبهم یک رادار با دادن دو یا چند شاخص بر روی پالسهایی متوالی در قطار پالس ارسالی

۲- افزایش قدرت تفکیک پذیری برای یک پهنای پالس ارسالی

۳- افزایش طول پالس ارسالی و بنابراین قدرت میانگین و ماکزیمم رنج برای یک قدرت تفکیک پذیری داده شده، در حد

طول پالس ممکن است مساوی با پرئود پالس شود طوریکه رادار تبدیل به یک رادار موج پیوسته می‌شود.

کدهای چند فازه به دو نوع هم‌دوس و غیر هم‌دوس تقسیم می‌شوند کدهای هم‌دوس یک رشته شامل $+1$ و -1 و کدهای غیر هم‌دوس یک رشته شامل $+1$ و 0 می‌باشند معمولاً کدهای هم‌دوس بعلت توان میانگین بالاتر به کدهایی غیر هم‌دوس ترجیح داده می‌شوند. تحقیقات منجر به کشف کدهای با خواص همبستگی خوب شده است طوریکه ابهامات رنج و دوپلر را به می‌نیم کاهش می‌دهند.

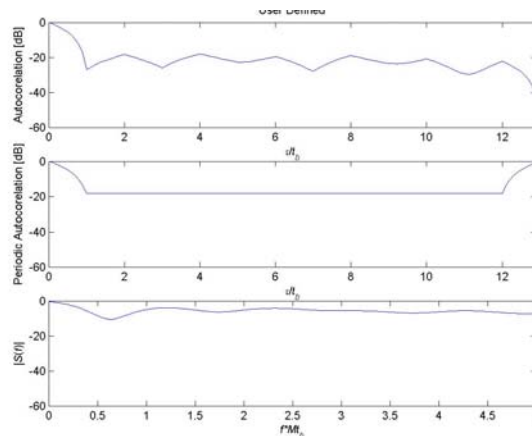
۲-۲ کدهای بارکر

کدهای بارکر از حاصلضرب یک موج سینوسی $\sin(2\pi f_0 t)$ در یک تابع $V(t)$ برابر با $+1$ و -1 که در هر τ ثانیه تغییر می‌کند نتیجه می‌شود. کدهای بارکر طول محدود دارند و تابع همبستگی آنها ترکیبی از یک پیک مرکزی محیط شده با پیکهای کوچکتر با دامنه یکسان است که نسبت ارتفاع پیک مرکزی در مقایسه با لوبهای کناری برابر با طول کد است. رشته‌های بارکر بصورت زیر می‌باشند:

length2	++
length2	-+
length3	++-
length4	++-+
length5	+++--
length7	+++--+-

^۱ - Polyphase

length11 +++---+---+
 length13 +++++-++-+-+



شکل ۱- تابع همبستگی و طیف کد بارکر با طول ۱۳

به آسانی می توان ثابت کرد که رشته بارکر با طول زوج بزرگتر از ۴ ممکن نیست و همچنین هیچکس یک کد بارکر با طول فرد بزرگتر از ۱۳ پیدا نکرده است در عمل در فشرده سازی پالسی توسط کدهای باکر حداکثر نسبت فشرده سازی برابر طول کد خواهد بود و حداکثر طول کد هم ۱۳ است که نسبت فشرده سازی پالسی مناسبی نمی باشد.

۲-۳- کد فرانک

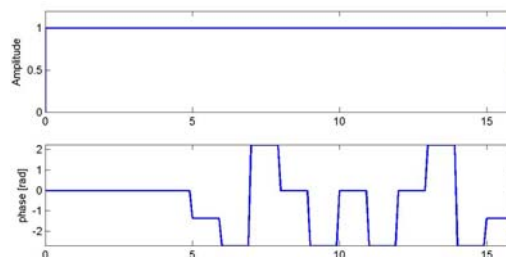
یک کد N تایی که مقدار فاز آن برابر $\frac{2\pi}{N}$ است و P هم از رابطه زیر بدست می آید دارای طول N^2 است.

$$000\dots0 \quad 0123\dots(N-1)024\dots2(N-1)\dots0N-1 \quad 2N-1 \dots(N-1)^2$$

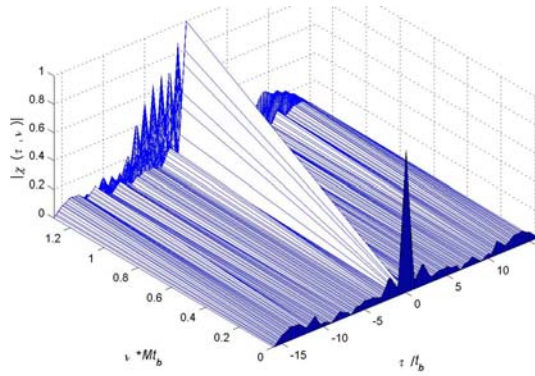
برای مثال برای $N=4$ رشته خروجی بصورت زیر خواهد بود.

$$0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{\pi}{2} \quad \pi \quad \frac{3\pi}{2} \quad 0 \quad \pi \quad 0 \quad \pi \quad 0 \quad \frac{3\pi}{2} \quad \pi \quad \frac{\pi}{2}$$

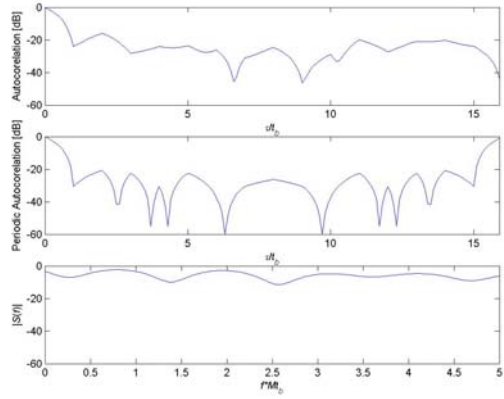
چنین کدی دارای تابع همبستگی شامل یک پیک مرکزی با پهنای 2τ و چند سایدلوب با دامنه کم خواهد بود. نسبت دامنه پیک مرکزی به دامنه لوبهای کناری برابر N^2 (برای حالت $N=5$) است. برای N خیلی بزرگ نسبت بین دامنه پیک ماکزیمم و لوبهای کناری به سمت $2\pi N$ میل می کند.



شکل ۲- تغییرات دامنه، فاز سیگنال کد فرانک با طول ۱۶



شکل ۴- تابع ابهام کد فرانک با طول ۱۶



شکل ۳- تابع همبستگی و طیف کد فرانک با طول ۱۶

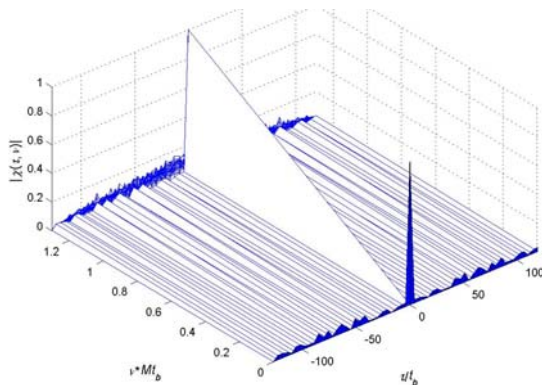
۲-۴- کد با طول ماکزیمم

دنباله های M-Sequence دارای دوره تناوب ماکزیمم بوده و بسادگی توسط شیفت رجیسترها تولید می شوند. این دنباله دارای خواص زیر است:

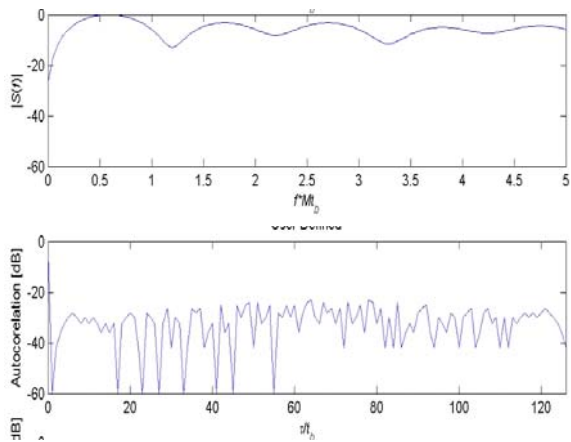
- مجموع هر دنباله با شیفت فاز یافته آن یک M-Sequence است.
- تابع همبستگی در K های مضرب L برابر یک و در دیگر نقاط برابر $-1/L$ می باشد.
- قابلیت تولید رشته با طول بسیار زیاد
- مقاومت بالا در برابر نویز، تداخل و جمینگ نسبت به سایر تکنیکها

کدهای شبه تصادفی فاز که بهترین آنها M-sequence ها هستند دارای نسبت لب کناری به اصلی مناسب هستند و پیاده سازی آنها راحت است، اما در این کدها نیز با داشتن $2n-1$ بیت متوالی (n تعداد شیفت رجیسترهای مولد کد) می توان کد را کشف کرد. بنابراین این کدها در مقابله با جمینگ چندان مقاوم نیستند. اما این کدها بیشتر مورد استفاده قرار گرفته اند برای غلبه بر مشکل کدهای M-Sequence که امنیت کم است از روش های ترکیب غیرخطی شیفت رجیترها استفاده می شود. پیاده سازی کدهای باینری راحت تر است و می توان آنها را در RF توسط شیفت های فازی تولید کرد.

نسبت دامنه پیک مرکزی و ماکزیمم دامنه لوب کناری برابر $2^N - 1$ است بطور مثال اگر $N=10$ این نسبت برابر ۱۰۰۰ یا ۳۰ dB خواهد بود.



شکل ۶: تابع ابهام M-Sequence با طول ۱۲۷



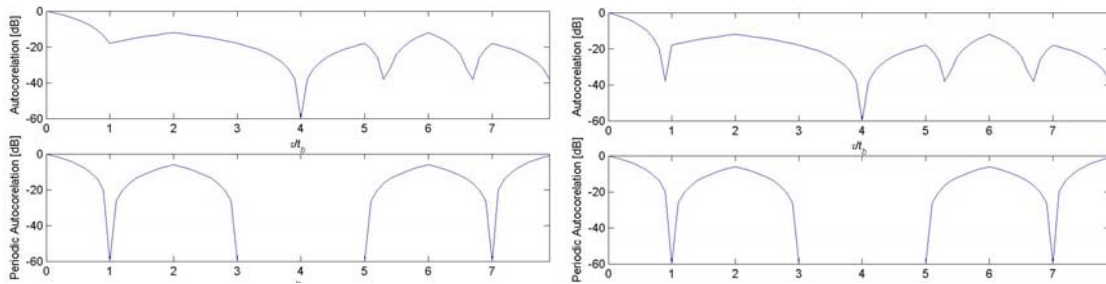
شکل ۵: تابع همبستگی و طیف M-Sequence با طول ۱۲۷

۲-۵- کدهای متمم

این امکان وجود دارد که جفت پالسهای کد شده فازی با طول مساوی یافت که لبهای کناری تابع خودهمبستگی آنها منفی یکدیگر باشد. این کدها را کد متمم یا Complementary Codes گویند. اگر تابع همبستگی خروجی دو فیلتر منطبق با هم جمع شود جمع جبری لبهای کناری صفر می‌شده و لب اصلی $2N$ می‌شود که N تعداد المان هر دو کد است. این کدها، کدهای متمم نامیده می‌شوند. از نظر تئوری پس از بکار بردن کدهای متمم لبهای کناری وجود ندارند. کدهای متمم می‌توانند بصورت باینری و یا غیر باینری بیان شوند.

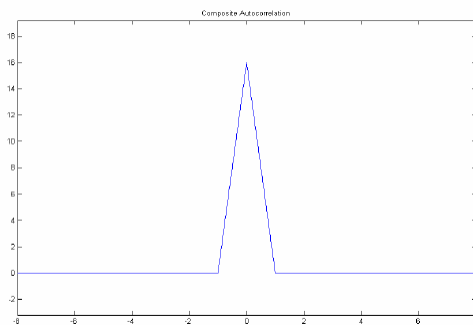
بطور کلی دو نوع کد متمم وجود دارد که عبارتند از: کدهای Golay و Welty. کدهای Golay بدلیل خاصیت جالب قابلیت تولید دوبل آنها از طریق کدهای پایه خوشایند می‌باشند. بعنوان مثال اگر دو کد متمم a و b دارای مشخصاتی مانند $a=(1,1,-1,1)$ و $b=(1,-1,-1,-1)$ یک جفت کد متمم با طول ۴ باشند در اینصورت $c=(1,1,-1,1,1,-1,-1,-1)$ و $d=(1,1,1,1,1,1,1,1)$ نیز جفت کد متمم با طول دوبل یعنی هشت خواهند بود. این پروسه می‌تواند برای تولید کدهای بزرگتر چندین بار تکرار شود.

چهار انتقال وجود دارد که کدهای Goly جدیدی بدون تعویض خصوصیات متممی تولید می‌کنند. اولین انتقال منفی کردن یکی از کدها یا هر دوی آنها می‌باشد. روش دوم جایگذاری یک یا هر دوی کدها با اجزای باینری آنهاست. روش سوم جایگزینی المانهای متناوب (alternate) با اجزاء باینری آنها است.



شکل ۸- تابع همبستگی کد B

شکل ۷- تابع همبستگی کد



شکل ۹- مجموع توابع همبستگی کدهای A , B

دو مسئله وجود دارد که در استفاده از کدهای متمم مشکل ایجاد کرده است یکی اینکه دو کد باید در دو پالس جداگانه ارسال، آشکارسازی و سپس از همدیگر کم شوند. هر حرکتی در هدف و یا ناپایداری در سیستم که در طول بازه زمانی بین دو پالس رخ می‌دهد می‌تواند در حذف ناکامل لبهای کناری مؤثر باشد ارسال همزمان دو کد در دو فرکانس متفاوت نمی‌تواند مشکل پاسخ هدف را که با فرکانس تغیر می‌کند، را حل کند. مسئله دیگر این است که لبهای کناری پس از حذف صفر نیستند. بنابراین روش حذف لبهای کناری مشکلات عملی جدی دارد و در نگاه اول روش جالبی به نظر نمی‌رسند

کد شناخته شده Lewis-Kretschmer که از کدهای فشرده‌سازی پالس است لبهای کناری پائین دارد. کدهای مقاوم در برابر داپلر^۱ بر اساس نمونه‌گیری از فاز FM خطی استوارند.

کدهای Lewis-Kretschmer P4 لبهای کناری برتر و مشخصات مقاومت داپلری^۲ بهتری نسبت به کدهای چند فازی فرانک و کدهای قبلی دارا هستند. کدهای P4 شامل فازهای گسسته، شکل موج چیرپ خطی که در بازه زمانی خاصی قرار داشته و همان رنج داپلر خاص شکل موج چیرپ را دارا می‌باشد. و پیک لبهای کناری که در P4 با افزایش BT، با تعداد المانهای کد N کاهش می‌یابد.

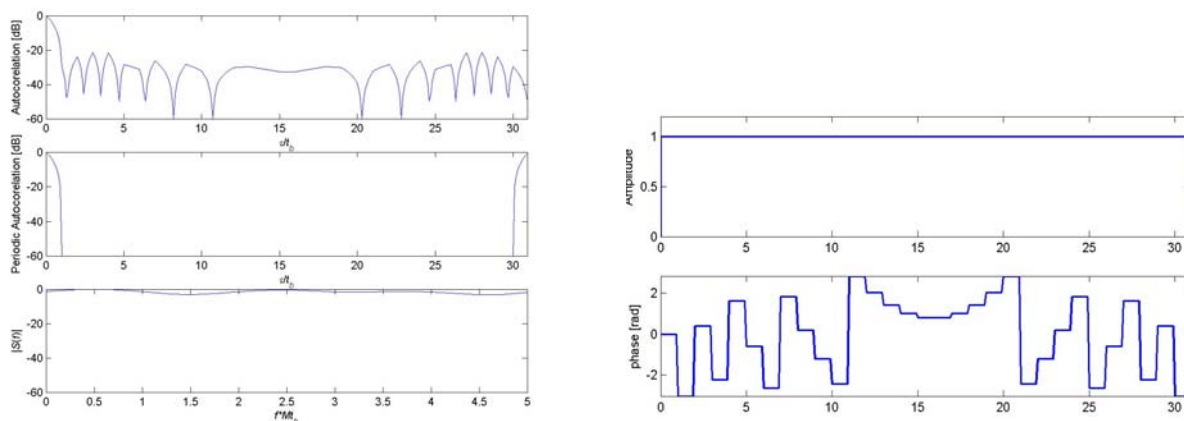
المانهای کد، کد P4 بوسیله رابطه زیر بدست می‌آیند:

$$\varphi_i = \pi(i-1)^2 / N - \pi(i-1), i = 1 : N$$

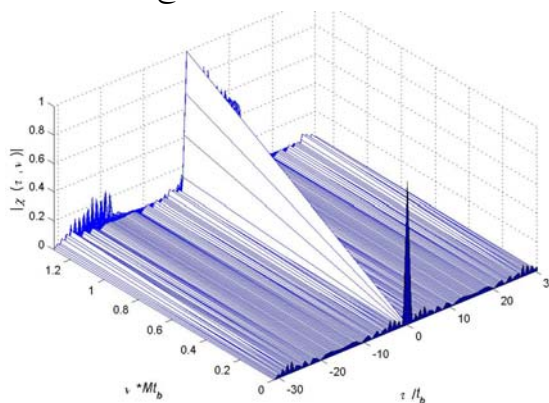
و پیک لب کناری آن بوسیله رابطه زیر بدست می‌آید:

$$P_{SL} = -(10 \log N + 6)$$

پالس فشرده شده که P4، ۱۲۸ عضوی در شکل نشان داده شده است و P_{SL} برابر ۲۷dB- رادار است



شکل ۱۰- تغییرات دامنه و فاز کد P4 ۳۱ عضوی شکل ۱۱- تابع خود بستگی و طیف کد P4 ۳۱ عضوی



شکل ۱۲- تابع ابهام کد P4 ۳۱ عضوی

- 1- doppler tolerant code
- 2- doppler tolerant property

۲-۷- فشرده سازی پالس، کدهای $\frac{\pi}{2} \cdot \Delta \text{ Code} - n$ ، $\frac{3\pi}{3} \cdot \Delta \text{ Code} - n$

در این بخش نوع جدیدی از کدهای فشرده سازی پالس که فاز ابتدا در جهت حرکت عقربه‌های ساعت و سپس در خلاف جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخد (یا در خلاف جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخد و سپس در جهت عقربه‌های ساعت) ارائه خواهد شد. انرژی طیف در مقایسه با کدهای مرسوم مانند بارکر، در باند باریکی متمرکز می‌شود و پالس تنها به یک زیر پالس ساده منفرد فشرده نمی‌شود بلکه به پهنایی که شامل چندین زیر پالس است، فشرده می‌شود. نشان داده می‌شود که کد جدید می‌تواند PSL را به $25/6\text{dB} - 25/19$. . . $(1/18)$. . . $25/1\text{dB}$ کاهش دهد و هنگامیکه نسبت فشرده سازی حدود ۱۰ یا بیشتر است، PSL کد جدید خیلی کوچکتر از کدهای بارکر و فرانک است.

۲-۷-۱- ساختار کد جدید

روش فشرده ساز پالس جدیدی پیشنهاد شده است که در آن پالس به چند زیر پالس مختلف و در جهت عقربه‌های ساعت (یا خلاف جهت عقربه‌های ساعت) فشرده می‌شود که در زیر می‌آید:

$$A_{i+1} - A_i = 0, \pi \times N/M, \pi \times L/M \quad L, N < M \quad (1a)$$

$$A_{i+1} - A_i = 0, -\pi \times N/M, -\pi \times L/M \quad L, N < M$$

که A_i فاز i امین زیر پالس و N و M و L اعداد صحیح هستند.

بنابراین انرژی طیف در ناحیه بزرگتر از فرکانس حامل (یا ناحیه کمتری از فرکانس حامل) متمرکز می‌شود. پهنای باند کد که پهنای پالس فشرده شده را معین می‌کند، بستگی به شیفت فازی بین دو پالس مجاور دارد. همانطور که در شکل ۱ نشان داده شده است پالس به چندین زیر پالس با پهنای مختلف فشرده می‌شود کدهای زیادی با PSL کم یافت می‌شود و مثالهایی در زیر می‌آید.

$$\frac{\pi}{2} \cdot \Delta \text{ Code} - n$$

۱۶ المانه (a)

$$0, 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}, 2\pi, 2\pi, 2\pi, 2\pi, 2\pi, \frac{5\pi}{2}, 2\pi, \frac{3\pi}{2}, \pi, \pi, \frac{\pi}{2} \quad (3a)$$

۱۴ المانه (b)

$$0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}, 2\pi, 2\pi, 2\pi, 2\pi, 2\pi, 2\pi, \frac{3\pi}{2}, \pi, \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \quad (3b)$$

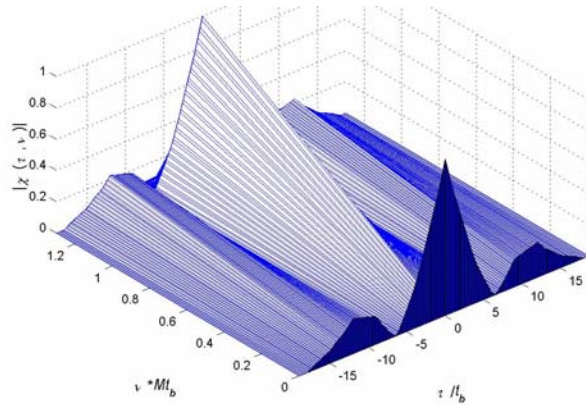
$$\frac{3\pi}{3} \cdot \Delta \text{ Code} - n$$

۱۹ المانه (a)

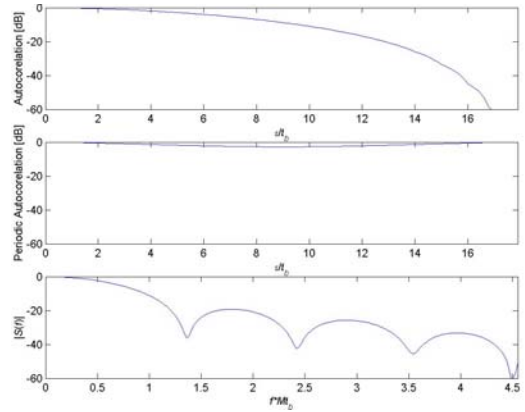
$$0, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{-\pi}{3}, \frac{-\pi}{3}, \frac{-\pi}{3}, -\pi, \frac{-4\pi}{3}, -2\pi, \frac{-8\pi}{3}, -3\pi, \frac{-11\pi}{3} \quad (4a)$$

۱۸ المانه (b)

$$0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}, 2\pi, \frac{7\pi}{3}, \frac{8\pi}{3}, 3\pi, 3\pi, \frac{10\pi}{3}, \frac{10\pi}{3}, \frac{10\pi}{3}, \frac{10\pi}{3}, 3\pi, 3\pi, \frac{8\pi}{3}, \frac{7\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}, \pi \quad (4b)$$



شکل ۱۴: تابع همبستگی کد ، ۱۹ المانه



شکل ۱۳: تابع همبستگی و طیف

$$\frac{3\pi}{2} \cdot \Delta \text{Code} - n$$

$$\frac{3\pi}{2} \cdot \Delta \text{Code} - n$$

جدول ۱- PSL و نسبت فشرده سازی

Code	PSL	Compression Ratio
16element $\pi/2 \cdot \Delta$ code-n shown in (3a)	-21.1 dB (1.41/16)	10.0
14element $\pi/2 \cdot \Delta$ code-n shown in (3b)	-19.9 dB (1.41/14)	8.0
19element $2\pi/3 \cdot \Delta$ code-n shown in (4a)	-26.0 dB (1.0/19)	11.1
18element $2\pi/3 \cdot \Delta$ code-n shown in (4b)	-25.6 dB (1.0/18)	12.0

۲-۸- کدهای Costas

کدهای Costas (پرش فرکانس) نسبت فشرده سازی پالسی خاصی می دهند و زیر پالسهای کمتری نسبت به شکل موجهای کد شده فازی دارا هستند. لبهای کناری آنها غالباً مشابه شکل موج کدهای فازی باینری عادی است. کدهای Costas مختلفی از یک طول داده شده نسبت به کدهای فازی باینری گفته شده ، قابل دسترس است این خصوصیت ممکن است برای رادارهای نظامی که نگرانیهای اقدامات متقابل الکترونیکی را دارند مناسب است.

۳- مقایسه شکل موجهای فشرده سازی پالس

شکل موجهای متفاوت فشرده سازی پالس با برتریها و محدودیتهای خاص خود وجود دارد. جدول ۲ سطح لب کناری تئوری که ممکن است با شکل موجهای فشرده سازی پالس متفاوت بدست می آید را بیان می کند.

جدول ۲ سطح لب کناری ماکزیمم برای شکل موجهای مختلف و لب کناری ماکزیمم برحسب dB پائین تر از پیک سیگنال فشرده شده

Pulse Compression Ratio	Pseudorandom Sequences	Computer- Search		
		Binary Phase	Polyphase ¹	Costas ²
13		22.3		
15	14.0			
16			21.2	12.0
25			23.9	14.0
28		22.9		
31	17.8			
49			26.8	16.9
63	20.4			
64			28.0	18.0
73		25.2		
88		24.7		
100			29.9	20.0
112		25.4		
121			30.8	20.8
127	24			
129		25.3		
144			31.5	21.6
255	25.9			
256			34.0	24.1

کدهای چند فاز بیشترین سطح لب کناری قابل پیشگویی را در این جدول دارا هستند اما بزرگتر شدن نسبت فشرده‌سازی پالس پله افزایش فاز کمتری را بدنبال دارد و بزرگتر شدن پله باید دقیق باشد. نسبت فشرده‌سازی پالس ۹۰۰ احتیاج به افزایش فازی برابر $12^\circ = \frac{360}{\sqrt{900}}$ را دارد و تلورانس فازی که کسر کوچکی از این افزایش است.

کدهای چند فازه ، لوب کناری کوچکتری دارند. آنها برای شیفت داپلرهای بزرگ مقاومت زیادی ندارند، اما برای آشکارسازی اهداف با سرعت‌های هواپیمائی مناسب هستند این روشها می‌توانند برای کاربردهای فشرده‌سازی پالسی مناسب باشند اما زیاد استفاده نمی‌شوند. تعدیل پنجره لغزان^۱ پیشنهاد شده توسط Lewis به طور قابل توجهی لبهای کناری را نسبت به سایر روشهای فشرده‌سازی پالسی کاهش می‌دهد اما تضعیف کمی در نسبت SNR بوجود می‌آورد. کدهای Costas (پرش فرکانس) نسبت فشرده‌سازی پالسی خاصی می‌دهند و زیر پالسهای کمتری نسبت به شکل موجهای کد شده فازی دارا هستند. لبهای کناری آنها غالباً مشابه شکل موج کدهای فازی باینری عادی است. کدهای Costas مختلفی از یک طول داده شده نسبت به کدهای فازی باینری گفته شده ، قابل دسترس است این خصوصیت ممکن است برای رادارهای نظامی که نگرانیهای اقدامات متقابل الکترونیکی را دارند مناسب است.

کدهای متمم و کدهای هافمن که فرض می‌شود لبهای کناری صفر در محور زمانی با داپلر صفر تولید می‌کنند خصوصیات تئوری جالبی دارند ، اما محدودیتهای پیاده‌سازی و عملی جدی دارند که استفاده از آنها در رادار را مشکل ساخته است.

۴- مینیمم سازی احتمال تشخیص غلط بازگشتی

بدلیل محدودیتهای پهنای باند، پالس شکل موج دارای لوبهای کناری زمانی در اطراف متوسط پیک همبستگی می باشد. این لوبهای کناری ممکن است با انعکاسات صحیح ضعیف اشتباه شوند. جهت مقابله با این اثر و حداقل سازی احتمال تشخیص غلط بازگشتی از وزندهی یا Windowing جهت کاهش لوبهای کناری استفاده می شود. البته هزینه کاهش لوبهای کناری کاهش رزولوشن و سیگنال به نویز می باشد. هدف تکنیکهای ذنجره کاهش ISL یا PSL می باشد مشهورترین پنجره های مورد استفاده، پنجره های Hamming, Hanning, Dolph Chebichev, Blackman می باشند.

$$\text{Hamming: } w(k) = 0.54 + 0.46 \cos\left(2\pi\frac{k}{N}\right)$$

$$\text{Hanning: } w(k) = 0.5\left(1 + \cos\left(2\pi\frac{k}{N}\right)\right)$$

$$\text{Blackman: } w(k) = 0.42 + 0.5 \cos\left(2\pi\frac{k}{N}\right) + 0.08 \cos\left(2\pi\frac{2k}{N}\right) \cdot k = -\frac{N}{2}, \dots, +\frac{N}{2}$$

$$\text{Dolph Chebichev: } T_n(t) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} t), & |t| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} t), & |t| > 1 \end{cases}$$

Kaiser Window

$$w(n) = \begin{cases} \frac{I_0[\beta(1 - [(n - \alpha)/\alpha]^2)^{\frac{1}{2}}]}{I_0(\beta)} & 0 \leq n \leq M \\ 0 & \text{Oth} \end{cases}$$

که در پنجره کایزر $\alpha = \frac{M}{2}$ می باشد بنابراین دارای دو پارامتر متغیر خواهیم بود. بعبارت دیگر برای اجتناب از لبهای

کناری این عمل یک فیلتر وزنی بطور سری با فیلتر تطبیق به منظور کاهش دامنه تبدیل فوریه سیگنال برای فرکانسهای دور از فرکانس مرکزی در مقایسه با دامنه فرکانس مرکزی قرار می گیرد.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله تکنیکهای فشرده سازی پالس دیجیتال شبیه سازی و بررسی شد. کدهای بارکر، کد بهنیه در بین کدهای فازی بوده و نسبت لب کناری به لب اصلی آنها برابر $\frac{1}{N^2}$ است. اما براحتی قابل کشف و جمینگ هستند. کدهای چندفازی دارای نسبت فشرده سازی خوب بوده و کاهش لبهای کناری آنها از تمام کدهای مرسوم کمتر است. کدهای متمم، Golay و Welt در محیطهای پرنویز کارایی چندان مناسبی ندارند. کدهای Costas دارای بیشترین امنیت در بین کدهای فشرده سازی پالس بوده ولی نسبت لوب کناری به اصلی چندان مناسبی ندارند. در بین این کدها، M-Sequence قابلیت تولید آسان با طول دلخواه حتی در محدوده RF، نسبت فشرده سازی بالا و لوب کناری به اصلی مناسب را داراست.

۶- مراجع

- [1] Mudukutore, ET. All" Pulse compression for weather radars" Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, Volume: 36, Issue: 1, Jan. 1998,
- [2] Gray, G.;" A pulse compression radar: illustrated trials results" Advanced Transmission Waveforms, IEE Colloquium on, 1 Jun 1995
- [3] Fu, J.S.; Guoan Bi; Liang Hai Tan" Phase-coded pulse compression implementation for radar performance analysis", Singapore ICCS '94. Conference Proceedings. , Volume: 3, 14-18 Nov. 1994
- [4] Kretschmer, F.F.; Welch, L.R." Sidelobe reduction techniques for polyphase pulse compression codes" Radar Conference, 2000. The Record of the IEEE 2000 International, 7-12 May 2000
- [5] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, ' Discrete-Time Signal Processing', Prentice-Hall