

جبران سازی اثر داپلر به وسیله فیلتر منطبق تقطیع شده و آرایه میکسری در گیرنده رادار

حسین خالقی بیزکی^۱، محمد جباریان جهرمی^۲، نادر قدیمی^۳

۱- استادیار گروه برق دانشگاه صنعتی مالک اشتر، bizaki@yahoo.com

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد، jabbarian3110@yahoo.com

۳- استادیار گروه برق دانشگاه صنعتی مالک اشتر، nader.ghadimi@gmail.com

چکیده

فیلتر منطبق یکی از اجزای مهم گیرنده رادار می باشد. با استفاده از فیلتر منطبق می توان نسبت توان سیگنال به توان نویز را ماکزیمم کرده و در نتیجه احتمال آشکارسازی هدف را به حداکثر رساند. فیلتر منطبق می تواند به عنوان یک فیلتر فشرده کننده پالس در گیرنده رادار عمل کند. استفاده از مدولاسیون فاز برای تولید کد باینری به عنوان یکی از روش های فشرده سازی پالس می باشد به طوری که می توان عمل فشرده سازی پالس را با استفاده از فیلتر منطبق در گیرنده پیاده نمود. یکی از مشکلاتی که می تواند کارایی فیلتر منطبق را کاهش داده و یا به کلی از بین ببرد، اثر داپلر اهداف می باشد. در این مقاله برای جبران سازی اثر داپلر، دو روش فیلتر منطبق تقطیع شده و آرایه میکسری پیشنهاد می شود. عملکرد این دو روش در کاهش اثر داپلر از نظر تئوری مورد بررسی قرار گرفته و به کمک شبیه سازی نشان داده می شود که هر دو روش می توانند در جبران سازی اثر داپلر مفید واقع شوند.

واژه های کلیدی

آرایه میکسری، فشرده سازی پالس، فیلتر منطبق تقطیع شده، مدولاسیون فاز.

۱- مقدمه

افزایش طول زمانی دنباله کد (با فرض ثابت بودن چیپریت) معادل با افزایش طول کد استفاده شده در مدولاسیون فاز است. به طوری که با افزایش طول کد می توان گین پردازشی بیشتری بدست آورده و در نتیجه نسبت فشرده سازی پالس را افزایش داد.

از طرف دیگر با افزایش طول کد، اثر تخریب کنندگی فرکانس داپلر ظاهر خواهد شد که گین پردازشی را به شدت کاهش داده و باعث از کار افتادن فیلتر منطبق در گیرنده رادار خواهد شد. تأثیر مخرب فرکانس داپلر بر روی کد، زمانی خود را نشان می دهد که $T_{code} > \frac{1}{4f_d}$ باشد به طوری که T_{code} طول زمانی کد و f_d فرکانس داپلر می باشد.

مدولاسیون فاز برای تولید کد باینری شبه تصادفی، از قرار دادن صفر و π در فاز سیگنال حاصل می شود. نمونه ای از این کدها، کد بارکر، کد دنباله مستقیم و کد دنباله M است [۴].

با استفاده از فیلتر منطبق می توان مقدار نسبت توان سیگنال به توان نویز دریافتی را به ازاء این کدها، حداکثر کرد. بلوک دیاگرام فیلتر منطبق در شکل ۱ نشان داده شده است.

با وجود کارایی بسیار خوب فیلتر منطبق، این روش نسبت به شیفت داپلر حساس می باشد. این حساسیت به مقدار شیفت داپلر و طول زمانی دنباله کد بستگی دارد. به طوری که اگر طول زمانی دنباله کد کم باشد، حساسیت نسبت به شیفت داپلر کم خواهد بود [۱].

$$L(f_d) = \frac{1}{T_{code}} \int_0^{T_{code}} \underbrace{C(t-\tau)}_1^2 \cdot \cos(2\pi f_d t) dt \quad (2)$$

$$= \frac{\sin(2\pi f_d T_{code})}{2\pi f_d T_{code}} = \frac{\sin(2\pi f_d N_c T_{ch})}{2\pi f_d N_c T_{ch}}$$

در این رابطه T_{ch} طول زمانی چیب کد و N_c طول کد است. در شکل ۸ منحنی تضعیف داپلر رسم شده است. مشاهده می شود که با افزایش فرکانس داپلر، مقدار تضعیف بیشتر می شود. برای جبران سازی اثر داپلر از روش های مختلفی می توان استفاده نمود. دو روش آرایه میکسری و فیلتر منطبق تقطیع شده^۲ در اینجا مورد ارزیابی قرار می گیرد و در پایان با یکدیگر مقایسه می شوند.

۲- آرایه میکسری

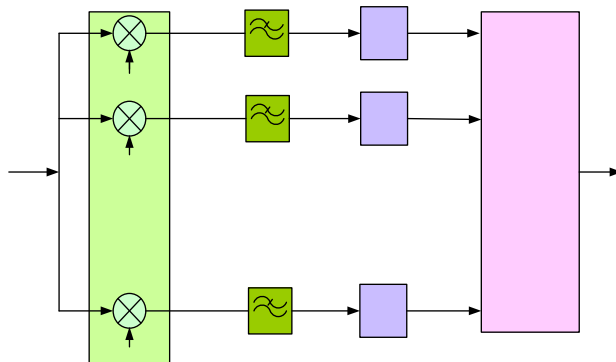
بلوک دیاگرام روش آرایه میکسری، به صورت نشان داده شده در شکل (۳) است. در این روش از آرایه ای از میکسرها برای خنثی کردن اثر داپلر استفاده می شود. مقدار شیفیت فرکانسی باید مضارب صحیحی از f_d_Step باشند که مقدار f_d_Step از رابطه (۳) بدست می آید.

$$f_d_Step < \frac{1}{4T_{code}} \quad (3)$$

این رابطه شرطی برای بی تأثیر بودن اثر داپلر بر روی دنباله ای کد می باشد. در این حالت مقدار تضعیفی که بر اثر داپلر تحمیل می شود از رابطه (۴) بدست می آید:

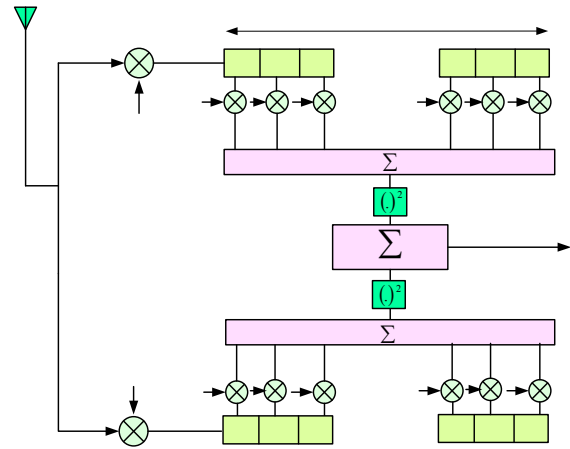
$$L(f_d) = \text{Min} \left(\frac{\sin[2\pi(nf_d_Step - f_d)t]}{2\pi(nf_d_Step - f_d)T_{code}} \right) \quad (4)$$

$$n = 1, 2, \dots$$



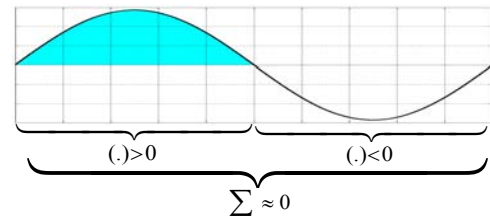
شکل ۳- بلوک دیاگرام آرایه میکسری

تعداد آرایه میکسری (n)، بستگی به ماکزیمم مقدار فرکانس داپلر دارد و برابر f_d_Max/f_d_Step است. در این روش به کمک میکسرها، سعی می شود که سیگنال پایه به اندازه فرکانس داپلر



شکل ۱- بلوک دیاگرام فیلتر منطبق

در این حالت به خاطر تغییر فاز بوجود آمده در طول کد، اثر همبستگی کد از بین رفته و خروجی فیلتر منطبق بسیار تضعیف می شود. در شکل (۲) اثر تغییر فاز در فیلتر منطبق نشان داده شده است.



شکل ۲- اثر تغییر فاز در فیلتر منطبق

برای درک بهتر اثر داپلر، سیگنال باند پایه در ورودی فیلتر منطبق را می توان به صورت رابطه زیر در نظر گرفت:

$$r(t) = \sqrt{E}\alpha C(t-\tau) \cos(2\pi f_d t) + n(t) \quad (1)$$

$C(t)$ شکل زمانی کد می باشد به طوری که $\|C(t)\|^2 = 1$ فرکانس داپلر، τ تأخیر رفت و برگشت سیگنال، E انرژی دریافتی سیگنال در گیرنده، α یک متغیر تصادفی نرمال مختلط $\alpha \sim CN(0,1)$ است و برای مدل کردن تغییرات RCS هدف می باشد. $n(t)$ نویز جمع شونده سفید مختلط با توزیع $n \sim CN(0, \sigma_n^2)$ می باشد. خروجی فیلتر منطبق در واقع شامل ضرب سیگنال کد تأخیر یافته در سیگنال ورودی و انتگرال گیری بر روی کل دنباله است. تضعیفی که در خروجی فیلتر منطبق به خاطر اثر داپلر حاصل می شود را می توان به صورت زیر بیان نمود:

چندین سگمنت تقسیم می شود. در اینجا برای مقدار شیفت داپلر که توسط فیلتر منطبق تقطیع شده قابل جبران است، محدودیت وجود دارد. اگر شیفت داپلر به اندازه کافی بزرگ باشد که علامت سیگنال دریافتی در وسط هر بخش تغییر کند، فیلتر منطبق تقطیع شده برای جبران شیفت داپلر ناتوان خواهد بود. همان مقدار شیفت داپلری که فیلتر منطبق می تواند روی کل طول خود تحمل کند، فیلتر منطبق تقطیع شده می تواند بر روی یک بخش خود تحمل کند. برای مثال، یک فیلتر منطبق تقطیع شده با ۱۶ بخش می تواند ۱۶ برابر بیشتر از فیلتر منطبق معمولی شیفت داپلر را جبران کند. برای اطمینان از اینکه علامت سیگنال دی مدوله شده در وسط پریود هر بخش تغییر نکند، طول هر بخش برابر ۰/۲۵ فرکانس داپلر در نظر گرفته می شود [۶]. با فرض های مختلف می توان طراحی های مختلفی برای فیلتر منطبق تقطیع شده انجام داد که در بخش های بعد بیان خواهد شد. باید به این نکته توجه داشت که مقدارگیری که می توان در شرایط بدون حضور داپلر از یک فیلتر منطبق بدست آورد بیشتر از گینی است که یک فیلتر منطبق تقطیع شده می دهد. این امر به دلیل بخش شدن کد و کاهش هم بستگی کد در فیلتر منطبق تقطیع شده می باشد. روابط (۵) و (۶) به ترتیب گین فیلتر منطبق و فیلتر منطبق تقطیع شده را نشان می دهد.

$$G_{MF} = (N_C)^2 \quad (5)$$

$$G_{SMF} = (N_C)^2 / N_S \quad (6)$$

به طوری که N_C طول کد و N_S تعداد بخش ها است. از روابط (۵) و (۶) مشاهده می شود که گین فیلتر منطبق تقطیع شده در واقع همان گین فیلتر منطبق است که بر تعداد بخش های تقسیم شده است. در نتیجه هر چه تعداد بخش ها، زیاد شود گین آن کاهش می یابد. در فیلتر منطبق تقطیع شده، مقدار تضعیفی که بر اثر داپلر و بخش شدن فیلتر تحمیل می شود از رابطه (۷) بدست می آید:

$$L(f_d) = \sum_{k=1}^{N_S} \left(\frac{1}{T_{code}} \int_{(k-1)T_{code}/N_S}^{kT_{code}/N_S} \cos(2\pi f_d t) dt \right)^2 = \left(\frac{1}{2\pi f_d T_{code}} \right)^2 \quad (7)$$

$$\times \sum_{k=1}^{N_S} \left(\sin\left(\frac{2\pi k f_d T_{code}}{N_S}\right) - \sin\left(\frac{2\pi (k-1) f_d T_{code}}{N_S}\right) \right)^2$$

باید توجه داشت که اثر بخش شدن فیلتر در $L(f_d)$ لحاظ شده است و در نتیجه $G_{SMF} = G_{MF}$ در نظر گرفته می شود.

۴- فیلتر منطبق تقطیع شده پیشنهادی

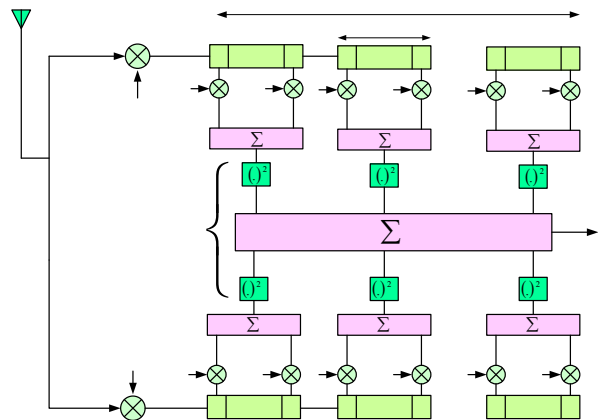
در این بخش سه روش مختلف بر اساس پیش فرض هایی که می توان در دست داشت، مطرح شده است: روش اول (SMF_1): در این روش فرض بر آن است که مقدار

شیفت پیدا کند و در نتیجه اثر آن بدین گونه جبران شود [۱]. یکی از ویژگی های مفید این روش، پیدا کردن حدودی فرکانس داپلر هدف و در نتیجه مقدار تقریبی سرعت هدف است.

در این روش، حجم پردازش بسیار زیاد است. زیرا این روش از n کانال که هر کانال دارای یک عدد میکسر، یک عدد فیلتر پایین گذر و یک عدد فیلتر منطبق می باشد، تشکیل می شود. در نتیجه تعداد واحدهای پردازشی خیلی بیشتر از روش فیلتر منطبق است. در ادامه روش هایی پیشنهاد می شود که دارای کارایی مشابه روش فوق بوده اما از نظر پیاده سازی دارای پیچیدگی کمتری می باشد.

۳- فیلتر منطبق تقطیع شده

بلوک دیاگرام فیلتر منطبق تقطیع شده در شکل (۴) نشان داده شده است. همان گونه که مشاهده می شود، هم بستگی بین دنباله کد ارسالی و سیگنال دریافتی به صورت بخش بخش انجام شده و خروجی هم بسته گیر مربوط به بخش های مختلف، پس از مربع شدن با هم جمع می شوند.

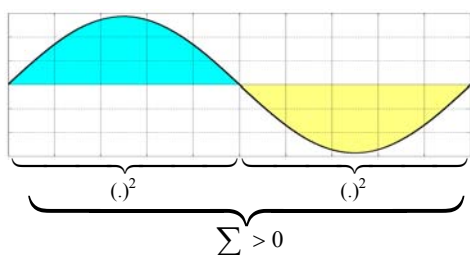


شکل ۴- بلوک دیاگرام فیلتر منطبق تقطیع شده

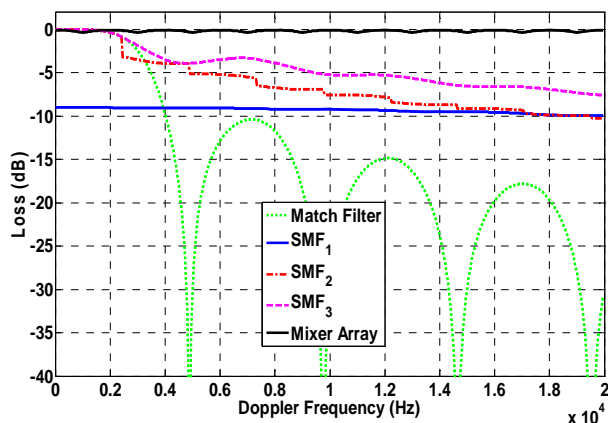
در این روش نتایج حاصل ضرب بر روی بخش های کوچک با هم جمع شده، سپس جمع هر بخش به توان دو رسیده و آنگاه نتایج حاصل از همه بخش ها با هم جمع می شوند. مفهوم آن این است که بخش های موجود در نیمه اول که تماماً شامل نمونه های سیگنال با علامت مثبت هستند، خروجی مثبت دارند و بخش های موجود در نیمه دوم که تماماً شامل نمونه های سیگنال دریافتی با علامت منفی هستند، خروجی منفی دارند که پس از مربع شدن مثبت می شوند. وقتی نتایج همه بخش ها، پس از مربع شدن با هم جمع شوند، خروجی یک مقدار مثبت بزرگ خواهد بود و فاز صحیح آشکار می گردد [۲]، [۳]. مطابق شکل (۴) سیگنال دریافتی در یک پریود به

آن نیز مشخص باشد، می توان بهینه ترین طراحی را انجام داد به طوری که طول هر بخش برابر 0.5 فرکانس داپلر باشد. در شکل (۷) نمونه ای از این طراحی نشان داده شده است. در این طراحی هیچ تضعیفی به خاطر اثر داپلر، تحمیل نمی شود ولی کاهش گین به دلیل بخش شدن کد، وجود دارد. در این حالت طول بخش ها، برابر و تعداد آن ها از رابطه زیر بدست می آید:

$$N_s = 2f_d T_{code} \quad (10)$$



شکل ۷- اثر تغییر فاز در فیلتر منطبق تقطیع شده (SMF_3)



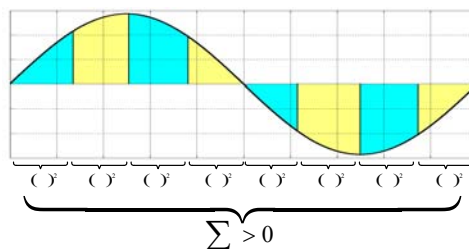
شکل ۸- منحنی تضعیف داپلر در فیلتر منطبق تقطیع شده

برای $T_{ch} = 0.1 \mu\text{sec}$ و $N_C = 1024$

در شکل (۸) منحنی تضعیف داپلر برای روش های آرایه میکسری، فیلتر منطبق تقطیع شده ۱ و ۲ و ۳ و فیلتر منطبق برای $T_{ch} = 0.1 \mu\text{sec}$ ، $N_C = 1024$ رسم شده است. در اینجا فرض بر آن است که حداکثر فرکانس داپلر 20 KHz است. مشاهده می شود که روش فیلتر منطبق کارایی خود را در حضور داپلر از دست می دهد. روش آرایه میکسری نسبت به روش های دیگر دارای بازده بیشتری می باشد. در روش فیلتر منطبق تقطیع شده ۱، با افزایش فرکانس داپلر، مقدار تضعیف تغییرات زیادی ندارد ولی دارای تضعیف بالاتری نسبت به روش های دیگر است. در روش فیلتر منطبق تقطیع شده ۲ و ۳، با افزایش فرکانس داپلر، مقدار تضعیف افزایش یافته ولی در فرکانس های داپلر پایین، دارای بازده بالایی است.

فرکانس داپلر در سیگنال دریافتی نامعلوم است. اما حداکثر فرکانس داپلر مشخص است. در این حالت، طراحی بر اساس ماکزیمم فرکانس داپلر انجام می شود. بهره چنین سیستمی در صورت زیاد بودن ماکزیمم فرکانس داپلر، پایین خواهد بود زیرا در این صورت تعداد بخش ها زیاد خواهد شد و گین فیلتر پایین خواهد آمد. در شکل (۵) نمونه ای از این طراحی نشان داده شده است. در این حالت طول بخش ها، برابر و تعداد آن ها از رابطه (۸) بدست می آید:

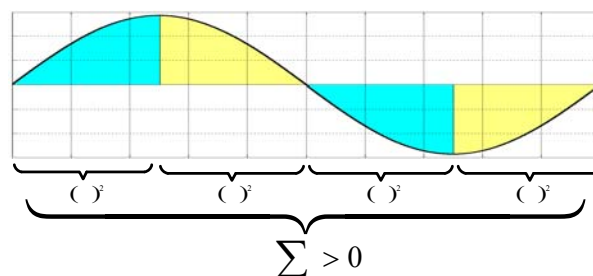
$$N_s = 4f_d T_{code} \quad (8)$$



شکل ۵- اثر تغییر فاز در فیلتر منطبق تقطیع شده (SMF_1)

روش دوم (SMF_2): در این روش فرض بر این است که فرکانس داپلر سیگنال دریافتی، به گونه ای تخمین زده شده است. در نتیجه تعداد بخش ها، متناسب با فرکانس داپلر سیگنال دریافتی تنظیم می شود و با تغییر فرکانس داپلر سیگنال دریافتی، تعداد بخش ها نیز به طور بهینه تغییر خواهد کرد. در شکل (۶) نمونه ای از این طراحی نشان داده شده است. در این حالت طول بخش ها، برابر و تعداد آن ها از رابطه (۹) بدست می آید:

$$N_s = 4f_d T_{code} \quad (9)$$



شکل ۶- اثر تغییر فاز در فیلتر منطبق تقطیع شده (SMF_2)

روش سوم (SMF_3): در دو روش قبل به دلیل این که فاز سیگنال داپلر معلوم نیست، برای اطمینان از این که علامت سیگنال داپلر در وسط پریود هر بخش تغییر نکند، طول هر بخش برابر 0.25 فرکانس داپلر در نظر گرفته می شود. اما اگر علاوه بر فرکانس داپلر، فاز

۵- احتمال آشکارسازی در گیرنده رادار

دو پارامتر اصلی که در یک گیرنده رادار از اهمیت زیادی برخوردار است، احتمال آشکارسازی و احتمال هشدار غلط می باشد. احتمال آشکارسازی هدف، احتمالی است که سطح توان سیگنال دریافتی در آشکارساز از سطح آستانه، تجاوز کند. در این حالت رادار، سیگنال را به عنوان هدف آشکار می کند. احتمال هشدار غلط، احتمالی است که سطح توان نویز از سطح آستانه تجاوز کند و در نتیجه رادار، هدفی غیر واقعی را آشکار می کند. هر دوی این احتمالات تابعی از یکدیگر و نسبت توان سیگنال به توان نویز در آشکارساز رادار هستند. در این مقاله از معیار نیمن-پیرسن^۳ و از آشکارساز LRT^۴ در گیرنده بهره گرفته شده است. سیگنال دریافتی در گیرنده رادار مطابق رابطه (۱) تعریف می شود. مقدار نسبت توان سیگنال به توان نویز در گیرنده و قبل از فیلتر منطبق، $SNR_i = E/\sigma_n^2$ می باشد. در $[\Delta]$ رابطه تئوری برای سطح ترشلد و احتمال آشکارسازی به صورت تابعی از SNR و احتمال هشدار غلط برای آشکارساز LRT بدست آورده شده است.

$$\delta = \frac{\sigma_n^2}{2} F_{X_2^2}^{-1}(1 - P_{FA}) \quad (11)$$

$$P_D = 1 - F_{X_2^2} \left(\frac{1}{1 + SNR_o} F_{X_2^2}^{-1}(1 - P_{FA}) \right)$$

که $F_{X_2^2}^{-1}$ تابع توزیع معکوس متغیر تصادفی مربع خبی با دو درجه آزادی است. برای بررسی تأثیر روش های ارائه شده در این مقاله بر روی احتمال آشکارسازی هدف در گیرنده رادار، از رابطه (۱۱) استفاده شده است. با توجه به مباحث قبل، مقدار نسبت توان سیگنال به توان نویز در آشکارساز رادار از رابطه (۱۲) بدست آید:

$$SNR_o = (L(f_d) G_{MF|SMF} / q) \times SNR_i \quad (12)$$

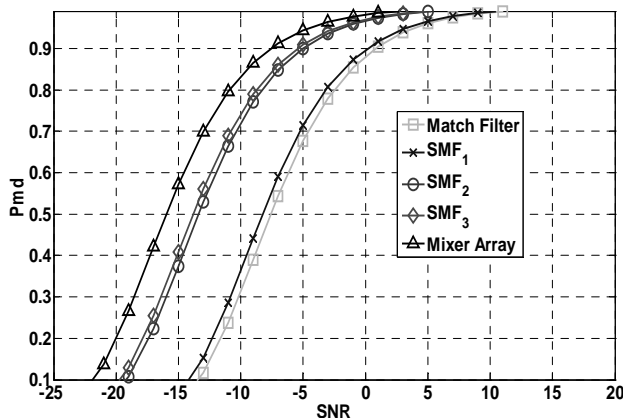
به طوری که SNR_i ، مقدار نسبت توان سیگنال به توان نویز قبل از آشکارساز، $L(f_d)$ ، مقدار تضعیفی است که در آشکارساز رادار به خاطر اثر داپلر و بخش بخش شدن فیلتر حاصل می شود، $G_{MF|SMF}$ گین فیلتر منطبق یا فیلتر منطبق تقطیع شده و q پارامتری وابسته به نوع کد مورد استفاده می باشد و به توانایی کد در بیرون کشیدن سیگنال از نویز بستگی دارد. برای یک کد دنباله مستقیم، $q = N_C$ و برای کد بارکر، $q = 1$ می باشد.

۶- شبیه سازی

در این مقاله، از یک کد دنباله مستقیم به طول ۱۰۲۴ و چیپریت ۱۰MChip/sec برای شبیه سازی استفاده شده است. کلیه شبیه سازی ها در نرم افزار MATLAB صورت گرفته است. برای

شبیه سازی از مدل سیگنال دریافتی رابطه (۱) استفاده شده است. در واقع تغییرات RCS هدف نیز به کمک ضریب تصادفی نرمال مختلط α وارد شبیه سازی می شود. مقدار ترشلد در شبیه سازی به کمک تکراری به اندازه 10^6 برای $P_{FA} = 10^{-6}$ بدست آمده که با دقت بالایی با مقدار تئوری در رابطه (۱۱) همخوانی دارد. منحنی های P_D بر حسب SNR، با استفاده از کد معرفی شده و تکراری به اندازه 10^6 مرتبه در شبیه سازی انجام شده و در شکل های (۹-۱۲) نشان داده شده است. باید توجه داشت که کلیه روش های ارائه شده به صورت نرم افزاری در محیط MATLAB پیاده سازی شده و با گذراندن سیگنال شبیه سازی شده و نویز جمع شونده از این فیلترها، سطح سیگنال با مقدار ترشلد مقایسه می شود و با تکرار بالا، احتمال آشکارسازی بدست می آید.

از شکل های (۹-۱۲) مشاهده می شود که برای داشتن یک احتمال آشکارسازی معین در فیلتر منطبق، با افزایش فرکانس داپلر، مقدار SNR مورد نیاز افزایش می یابد در حالی که در آرایه میکسر، نیازی به تغییر SNR نمی باشد. در روش های مختلف فیلتر منطبق تقطیع شده، با افزایش فرکانس داپلر نیاز است که مقدار SNR اندکی افزایش یابد. برای مثال، برای داشتن احتمال آشکارسازی ۰/۹ در فرکانس داپلر ۱۴KHz (شکل (۱۱))، در روش آرایه میکسری نیاز به نسبت سیگنال به نویز ۸dB- در روش SMF_1 و SMF_2 و SMF_3 به ترتیب نیاز به نسبت سیگنال به نویزهای ۱dB، ۱۵dB- و ۳dB- و در روش فیلتر منطبق نیاز به ۱۵dB است.



شکل ۹- احتمال آشکارسازی رادار به صورت تابعی از SNR

برای $P_{fa} = 10^{-6}$ و $F_d = 4$ KHz

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، دو روش برای جبران‌سازی اثر داپلر معرفی شد. نتایج بدست آمده در شبیه‌سازی‌ها، نشان می‌دهد که روش‌های ارائه شده می‌توانند دارای بازده خوبی در جبران‌سازی اثر داپلر، داشته باشند. آرایه میکسری دارای بازده بیشتری است اما در مقابل حجم پردازشی بیشتری دارد. فیلتر منطبق تقطیع شده، از نظر پیاده‌سازی، ساده و همانند فیلتر منطبق معمولی است و از کارایی خوبی برخوردار است.

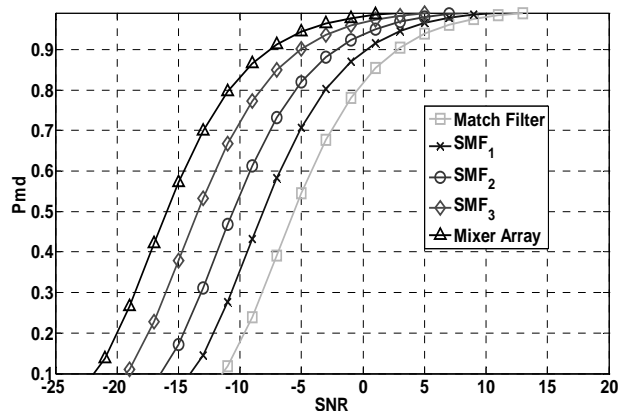
۸- مراجع

- [1] Z.Yanyan, J.Lifeng, S.Wanjie, W.Shanjun; "Technique of Doppler Compensation for Phase-Coded Signal Pulse Compression", IEEE Int. Conf. on Radar, Oct. 2006 Page(s):1 - 4
- [2] B. Persson, D.E. Dodds, and R.J. Bolton; "A Segmented Matched Filter for CDMA Code Synchronization in Systems with Doppler Frequency Offset", IEEE Global Telecom. Conf. 2001. Volume 1, 25-29 No. 2001 Page(s):648 - 653 Vol.1
- [3] Md. S. Rahaman, D.E. Dodds; "Packet CDMA Communication without Preambles", IEEE Electrical & Computer Eng. Conf. Canada. 2006
- [4] M. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd ed. New York: Mc-Graw-Hill, 2002.
- [5] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. Cimini, D. Chizhik, and R.Valenzuela; "Spatial Diversity in Radars—Models and Detection Performance", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 54, pp. 823-838, Mar. 2006.

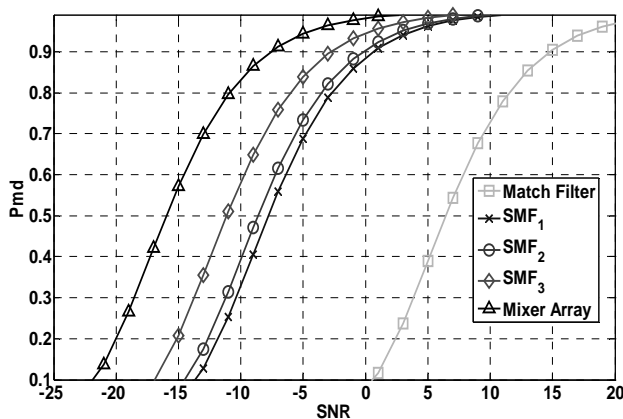
[۶] محمد محمدجعفری، محمد مهدی نژاد نوری، حجت ا... روحی، " جبران اثر داپلر بر سیستم رنجینگ طیف گسترده با استفاده از فیلتر منطبق تقطیع شده"، سیزدهمین کنفرانس برق، اردیبهشت ۱۳۸۴

۹- پی‌نوشت‌ها

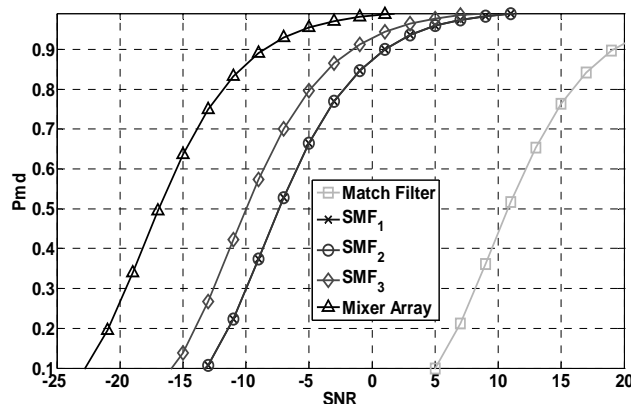
- 1- M-Sequence
- 2- Segmented Match Filter
- 3- Neyman - Pearson
- 4- Likelihood Ratio Test



شکل ۱۰- احتمال آشکارسازی رادار به‌صورت تابعی از SNR برای $F_d = 8 \text{ KHz}$ و $P_{fa} = 10^{-6}$



شکل ۱۱- احتمال آشکارسازی رادار به‌صورت تابعی از SNR برای $F_d = 14 \text{ KHz}$ و $P_{fa} = 10^{-6}$



شکل ۱۲- احتمال آشکارسازی رادار به‌صورت تابعی از SNR برای $F_d = 19 \text{ KHz}$ و $P_{fa} = 10^{-6}$