

تحليل طيف سيگنال بازگشتی در رادار FMCW با آشکار سازی همزمان چند هدف

مهرزاد بیغش
دانشجوی دکترا

فروهر فرزانه
دانشیار

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شریف

چکیده

در این مقاله روشی برای تفکیک اهدافی که به طور همزمان در برابر اشعه اصلی آنتن رادار FMCW قرار گرفته اند، ارائه شده است. بدین منظور ابتدا طیف سیگنال بعد از مخلوط کننده در رادار FMCW برای هنگامی که سیگنال مدوله کننده پریودیک بوده و پریود آن نسبت به زمان رفت و برگشت سیگنال تا اهداف کوچک باشد با در نظر گرفتن پارامترهای رادار و اهداف، محاسبه شده است. برای استخراج فاصله اهداف تا رادار و تفکیک آنها از یکدیگر الگوریتمی براساس پردازش طیف سیگنال پیشنهاد شده و توانایی الگوریتم در تفکیک اهداف با شبیه سازی مورد بررسی قرار گرفته است. اثر نویز جمع شونده بر اختلال در الگوریتم ارائه شده نیز بحث و بررسی شده است.

Spectral Analysis of the Return Signal in FMCW Radar with Multitarget Detection

F. Farzaneh
Associate Professor

M. Bighash
Ph.D. Student

Electrical Department, Sharif University of Technology

Abstract

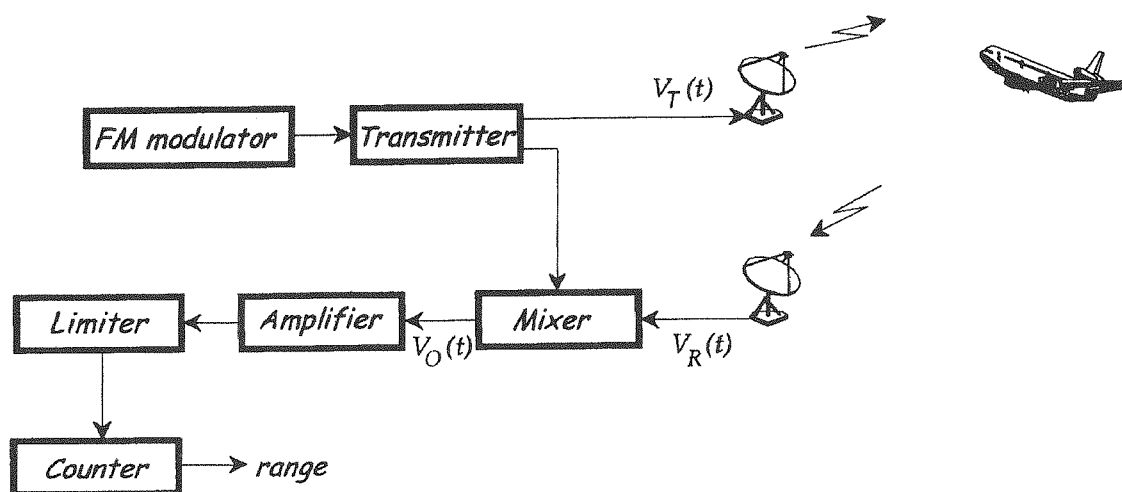
In this paper a new method for resolving different target in FMCW radar is proposed. The spectrum of the return signal at the mixer output is calculated. To determine targets' range and resolving them from one another a new algorithm based on spectral analysis is presented. The capability of the algorithm is evaluated in different range conditions. The white additive noise effect on the algorithm's performance is taken into account.

مقدمه

می دانیم که رزولوشن یک رادار FMCW با رزولوشن یک رادار پالسی، زمانی که پهنای باند سیگنال ارسالی هر دو رادار برابر باشد، یکسان خواهد بود [۱]. اما برخلاف رادارهای پالسی که تأخیر زمانی بین پالس ارسالی و پالس دریافتی را اندازه گیری می کنند در اغلب رادارهای FMCW فاصله رادار تا هدف از روی اختلاف فرکانس لحظه ای بین سیگنال ارسالی و سیگنال دریافتی مشخص می شود.

در شکل (۱) بلوک دیاگرام ساده یک رادار FMCW نشان داده شده است. این نوع رادارها معمولاً در ارتفاع سنجی و سایر کاربردهای برد متوسط بکار می روند [۲]. به طور خلاصه سیستم این رادار چنین عمل می کند: یک سیگنال FMCW که در آن سیگنال مدوله

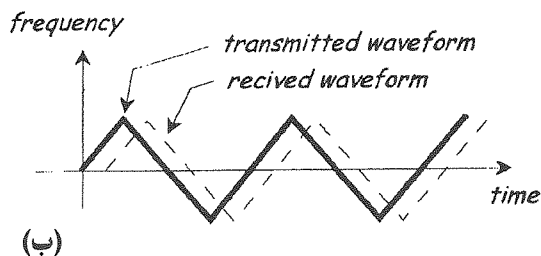
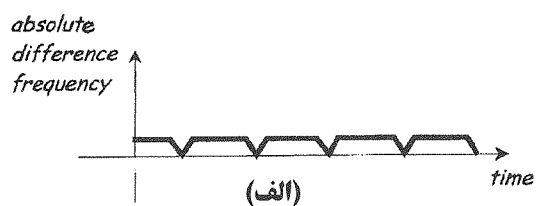
کننده پریودیک است، تولید و توسط آنتن فرستنده ارسال می شود. آنگاه سیگنالی که توسط آنتن گیرنده دریافت شده است (سیگنال دریافتی) با بخشی از سیگنال ارسالی مخلوط می گردد تا سیگنال فرکانس اختلاف به دست آید. به عنوان نمونه شکل (۲) رابطه بین فرکانس سیگنال ارسالی و فرکانس سیگنال دریافتی و همچنین اختلاف این دو فرکانس را زمانی که از مدولاسیون مثلثی استفاده شده است، نشان می دهد. می توان دید که اگر پریود موج مدوله کننده نسبت به تأخیر سیگنال دریافتی زیاد باشد، آنگاه اختلاف فرکانس سیگنال ارسالی و سیگنال دریافتی تقریباً ثابت بوده و متناسب با فاصله هدف تا رادار است.



شکل (۱) بخشی از بلوک دیاگرام یک رادار FMCW

سیگنال فرکانس اختلاف پس از تقویت و محدود شدن به یک شمارشگر گذر از صفر (zero crossing counter) داده می شود. خروجی مدار شمارشگر گذر از صفر متناسب با فاصله هدف تا رادار است. اما اگر چند هدف به طور همزمان در برابر رادار قرار گیرند دیگر نمی توان توسط این رادار اهداف را از یکدیگر تمیز داده و فاصله آنها را تا رادار به دست آورد.

رادارهای FMCW برای هنگامی که مقصود آشکارسازی یک هدف باشد، کاربردهای فراوانی پیدا کرده اند. اما بکارگیری اینگونه رادارها هنگامی که بخواهیم چند هدف را آشکار نماییم، دشوار است. در کارهای اولیه، از رادار FMCW برای آشکارسازی



شکل (۲) رابطه فرکانس های ارسالی و دریافتی

اهداف مخفی شده استفاده گشته است [۳]. این کار تنها با مشاهده طیف سیگنال بعد از میکسر روی یک تحلیل گر طیف (Spectrum analyser) توسط چشم انجام شده است، که این نوع مشاهده و تفسیر غالباً رضایت بخش نمی باشد.

در این مقاله طیف سیگنال پس از میکسر در رادار FMCW محاسبه شده است (بخش اول و دوم). در بخش سوم روشی برای پردازش طیف سیگنال بعد از میکسر جهت استخراج فاصله چند هدف تا رادار پیشنهاد شده است (رادار پیشنهادی در کاربردهای حفاظتی و یا کشف نیروهای پیاده، تا برد چند کیلومتر می تواند مورد استفاده قرار گیرد). در بخش چهارم و پنجم تأثیر وجود نویز بر پردازش پیشنهادی روی طیف سیگنال مورد بررسی قرار گرفته و شبیه سازی های مربوطه ارائه شده است. در بخش آخر نیز نتیجه گیری شبیه سازی ها بیان شده است.

۱- طیف سیگنال بعد از میکسر در رادار FMCW

در شکل (۱) بلوک دیاگرام ساده یک رادار FMCW نشان داده شده است. در این نوع رادارها سیگنال ارسالی یک سیگنال FM است که فرم کلی آن در رابطه (۱) آمده است [۴]:

$$v_T(t) = V_T \cdot \cos(\omega_c t + \int^t m(t') \cdot dt') \quad (1)$$

در این رابطه $m(t)$ تابعی پریودیک با پریود $f_m = 1/T_m$ بوده و $\omega_c/2\pi + m(t)/2\pi$ فرکانس لحظه ای این سیگنال است. اگر هدفی در فاصله R تا رادار قرار داشته باشد سیگنال دریافتی از این هدف، به فرم نشان داده شده در رابطه (۲) خواهد بود:

$$v_R(t) = V_R \cdot \cos(\omega_c(t-T) + \int^{t-T} m(t') \cdot dt' + \alpha) \quad (2)$$

و در این رابطه $T = 2R/c$ (سرعت انتشار موج در محیط می باشد) و α اختلاف فاز ناشی از انعکاس سیگنال از سطح هدف است. در مخلوط کننده سیگنال دریافتی با بخشی از سیگنال ارسالی ترکیب شده و خروجی بعد از فیلتر شدن مؤلفه های فرکانس بالا به فرم $v_0(t)$ مطابق رابطه (۳) خواهد بود:

$$v_0(t) = K V_R V_T \cdot \cos(\omega_c T + \int^t m(t') \cdot dt' - \int^{t-T} m(t') \cdot dt' - \alpha) \quad (3)$$

که در اینجا K یک مقدار ثابت بوده و $\alpha = \omega_c T$ یک فاز تصادفی است که در فاصله $(0, 2\pi)$ توزیع یکنواخت دارد. در حالتی که انعکاس همزمان از چند هدف وجود داشته باشد سیگنال دریافتی از اهداف به صورت مجموعه ای از سیگنال ها است که از اهداف مختلف به سوی رادار بازگشته و دچار تأخیرهای مختلفی شده اند. در این حالت $v_R(t)$ مطابق رابطه (۴) است:

$$v_R(t) = \sum_k E_k \cdot \cos(\omega_c(t - T_k) + \int^{t-T_k} m(t') \cdot dt' + \alpha_k) \quad (4)$$

بدینسان خروجی میکسر بعد از فیلتر شدن فرم رابطه (۵) را خواهد داشت [۵]:

$$v_0(t) = \sum_k E_k \cdot \cos(\omega_c T_k + \int_{t-T_k}^t m(t') \cdot dt' - \alpha_k) \quad (5)$$

که در این روابط E_k دامنه سیگنال دریافتی از هدف k ام است و مشاهده می شود که $v_0(t)$ یک سیگنال پریودیک با پریود T_m می باشد. اگر که خط طیف توان برای هدف نقطه ای که در فاصله r تا رادار قرار دارد، در فرکانس nf_m (با فرض اینکه کل توان سیگنال بعد از میکسر ناشی از این هدف نقطه ای برابر واحد است) را $S_y(nf_m, r)$ بنامیم، می توان نشان داد که اندازه خط طیف توان در فرکانس nf_m برای، زمانی که اشعه آنتن N هدف نقطه ای را پوشش می دهد به فرم (۶) قابل محاسبه است.

$$S(nf_m) = \frac{\lambda^2 P_T \sum_{i=1}^N S_y(nf_m, r_i) G^2(\theta_i) \sigma_i^2}{(4\pi r_i^3)^3} \approx \frac{\lambda^2 P_T}{(4\pi)^3} \cdot G_{max}^2 \cdot \sum_{i=1}^N \frac{S_y(nf_m, r_i) \sigma_i^2}{r_i^4} \quad (6)$$

که در این رابطه N تعداد اهداف نقطه ای، σ_i سطح مقطع راداری هدف نقطه ای که در فاصله r_i تا رادار قرار دارد و $G(\theta_i)$ گین آنتن رادار در جهت هدف نقطه ای i ام بوده (با فرض آنکه آنتن های فرستنده و گیرنده رادار یکسان می باشند) P_T توان ارسالی رادار و λ طول موج سیگنال ارسالی است.

۲- محاسبه خطوط طیف توان $S_y(nf_m, T)$:

فرض می‌کنیم که توان دریافتی از هدف نقطه‌ای که در فاصله r از رادار قرار دارد، برابر با واحد است. بدینسان سیگنال بعد از میکسر چنین است:

$$v_0(t) = \sqrt{2} \cos \left(\int_{t-T}^t m(t') dt' + \beta \right) \quad (7)$$

که β همان فاز تصادفی مذکور در رابطه (۳) بوده و دارای توزیع یکنواخت در فاصله $(0, 2\pi)$ است. با فرض اینکه T خیلی کوچکتر از $T_m = 2\pi/\omega_m$ است و از آنجا که مقصود ما پیدا کردن خطوط طیف سیگنال توان می‌باشد، می‌توانیم رابطه فوق را با تقریب به فرم رابطه (۸) بنویسیم:

$$v_0(t) = \sqrt{2} \cos(Tm(t) + \beta) \quad (8)$$

سیگنال $v_0(t)$ به فرم سری فوریه اش قابل بیان است:

$$\begin{aligned} v_0(t) = & \sqrt{2} \cos(\beta) [a_0(T) + 2a_1(T) \cos(\omega_m t) + 2a_2(T) \cos(2\omega_m t) + \dots] \\ & - \sqrt{2} \sin(\beta) [b_0(T) + 2b_1(T) \sin(\omega_m t) + 2b_2(T) \sin(2\omega_m t) + \dots] \\ = & C_0(T) + C_1(T) \cos(\omega_m t + \varphi_1) + C_2(T) \cos(2\omega_m t + \varphi_2) + \dots \end{aligned} \quad (9)$$

که در این روابط داریم:

$$\begin{aligned} a_n(T) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(Tm(x)) \cos(nx) dx \\ b_n(T) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(Tm(x)) \sin(nx) dx \end{aligned} \quad (10)$$

می‌توان نشان داد که اندازه خطوط طیف توان در فرکانس‌های 0 و f_m و $2f_m$ و ... به ترتیب برابرند با متوسط‌های $(C_0)^2$ و $(C_1/2)^2$ و $(C_2/2)^2$ و ...، بدینسان رابطه (۱۱) به دست می‌آید.

$$S_y(0, f_m, T) = E\{C_0^2\} = a_0^2(T) + b_0^2(T)$$

$$S_y(nf_m, T) = E\{C_n^2/2\} = 2a_n^2(T) + 2b_n^2(T) \quad (11)$$

که در اینجا $E\{\cdot\}$ امید ریاضی است. در حالت خاص اگر

که $m(\omega_m t)$ تابعی پریودیک بوده و داشته باشیم $m(\pi + \omega_m t) = m(\pi - \omega_m t)$ می‌توان ثابت کرد که رابطه (۱۲) برقرار است:

$$C_0(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(T \cdot m(t)) dt$$

$$C_n(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(T \cdot m(t) - nt) dt \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (12)$$

و در این حالت خاص خطوط طیف توان از رابطه (۱۲) به دست می‌آیند:

$$S_y(0, f_m, T) = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(T \cdot m(t)) dt \right\}^2$$

$$S_y(n, f_m, T) = \left\{ \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(T \cdot m(t) - nt) \cdot dt \right\}^2 \quad (13)$$

نکته‌ای که باید به آن اشاره کنیم، این است که چون توان سیگنال $v_0(t)$ برابر واحد است، بنابر این مجموع خطوط طیف توان نیز بایستی برابر واحد گردد [۶]. در ضمن باید به این نکته توجه نمود که $S_y(nf_m, T)$ به بستگی ندارد و تنها تابع n و شکل مدولاسیون است. در شکل (۲) خطوط طیف توان سیگنال دریافتی مربوط به سه هدف نقطه‌ای که در فواصل ۲۹۵ و ۲۷۵ و ۹۰ متری به طور همزمان در برابر اشعه اصلی آنتن رادار قرار گرفته‌اند، با این فرض که انحراف فرکانس سیگنال ارسالی ۵MHz و فرکانس مدولاسیون ۱۵۰ Hz $f_m =$ بوده برای مدولاسیون‌های مثلثی، دندانه‌اره‌ای و سینوسی آمده است. در شکل (۴) خطوط طیف توان برای همین رادار، زمانی که تنها یک هدف نقطه‌ای در فاصله ۲۷۰ متری رادار قرار دارد، محاسبه شده است.

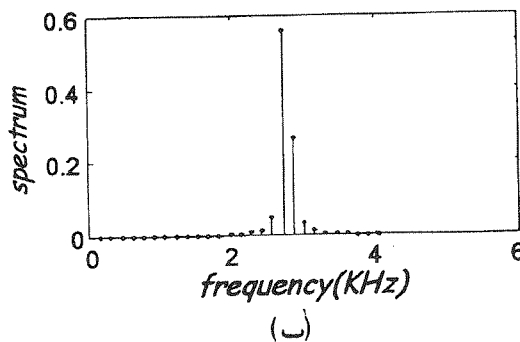
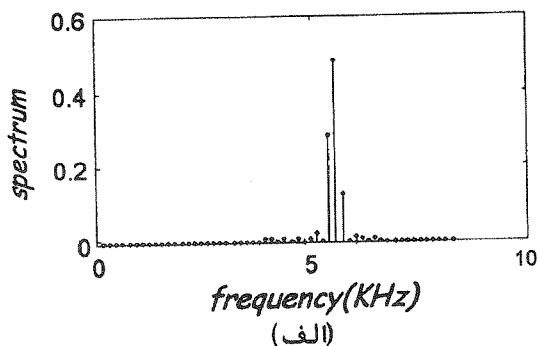
۳- پردازش طیف سیگنال پس از میکسر به منظور استخراج ارتفاع:

زمانی که در آشکارسازی انتظار دریافت پیام‌های خاصی را داریم، بهترین روش برای تشخیص پیام دریافتی این است که سیگنال دریافتی را با هر یک از پیام‌های مورد انتظار مقایسه کرده و با این مقایسه پیام را شناسایی نماییم. همین نظریه منتج به استفاده از فیلترهای منطبق و گیرنده‌های همبستگی شده که دارای یک اصل کارکرد بوده و در خروجی آنها بهترین نسبت

بر این مبنا حاصل جمع a_i ، b_i ها زمانی حداکثر می شود که رشته اعداد a_i حداکثر شباهت را به رشته b_i پیدا کند. اکنون در نظر می گیریم که خطوط طیف سیگنال بعد از میکسر یعنی $S(nf_m)$ را در اختیار داریم، خطوط طیف برای هدف نقطه ای که در فاصله r تا رادار قرار دارد، نیز قابل محاسبه و برابر $S_y(nf_m, r)$ است. عبارت $P_x(r)$ ، تابع سنجش فاصله را، به صورت رابطه (۱۵) تعریف می کنیم:

$$P_x(r) = \frac{\sum S(nf_m) \cdot S_y(nf_m, r)}{\sqrt{\sum S_y^2(nf_m, r)}} \quad (15)$$

باتوجه به مطالب عنوان شده انتظار داریم $P_x(r)$ به ازاء مقادیری از $r = r_i$ حداکثر گردد که در آن شباهت بین S و S_y حداکثر شده است. بدین ترتیب حدس خواهیم زد که هدفی در فاصله r_i تا رادار قرار دارد. نکته بسیار جالب اینکه اگر چند هدف نقطه ای، همزمان در دید رادار قرار گیرند، می توان با محاسبه تابع سنجش فاصله همه این اهداف را آشکار نمود، که در رادارهای FMCW معمولی چنین عملکردی وجود ندارد. چنین خصوصیتی ناشی از عملکرد خطی $P_x(r)$ بر $S(nf_m)$ است.



سیگنال به نویز و در نتیجه کمترین خطای ممکن را خواهیم داشت. در پردازش طیف بعد از میکسر نیز می توان از این نظریه برای استخراج فاصله استفاده کرد. [۷]

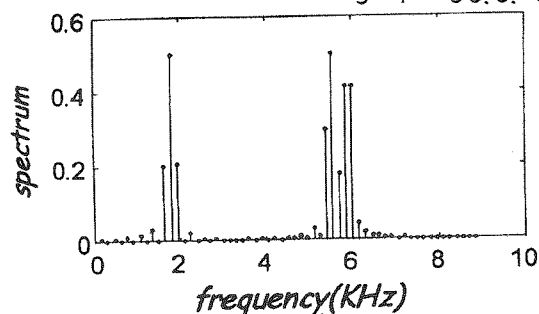
چنانچه دو رشته از اعداد یکی a_i و دیگری b_i را چنین در نظر بگیریم:

$$a_i > 0 \quad b_i > 0$$

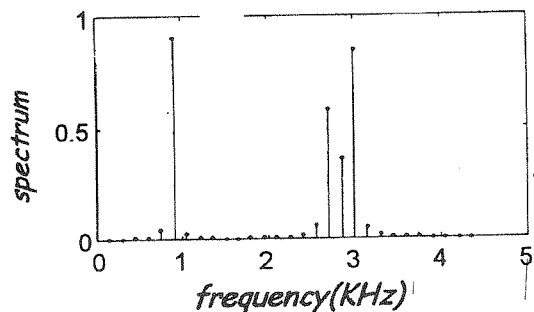
در این صورت می توان چنین به دست آورد:

$$\sum_i (a_i - b_i)^2 \geq 0 \rightarrow 0 \leq \frac{2 \sum_i a_i b_i}{\sum_i a_i^2 + \sum_i b_i^2} \leq 1 \quad (14)$$

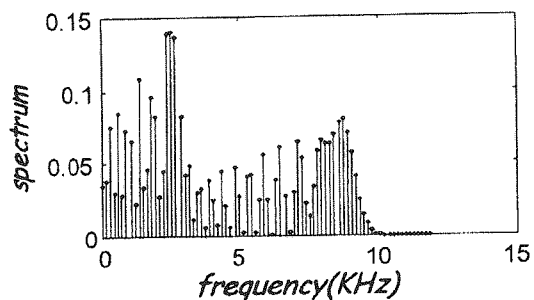
و حالت تساوی با یک، تنها زمانی برقرار است که رشته a_i برابر رشته b_i گردد.



الف - مدولاسیون مثلثی



ب - مدولاسیون دندانانه اره ای



پ - مدولاسیون سینوسی

شکل (۳) طیف بعد از میکسر (محور عمودی طیف سیگنال و محور افقی فرکانس بر حسب KHZ).

استفاده کرده $P_x(r)$ را محاسبه نموده و فاصله هدف را استخراج کنیم (در اینجا چون طیف آمیخته به نویز است در عوض $P_x(r)$ عبارت $P_{xN}(r)$ را به کار می‌بریم) با قرار دادن (۱۸) در (۱۵) چنین داریم:

$$P_{xN}(r) = \frac{\sum [S(nf_m) + 2N(nf_m) \cdot f_m] S_y(nf_m, r)}{\sqrt{\sum S_y^2(nf_m, r)}} \\ = P_x(r) + 2f_m \frac{\sum N(nf_m) \cdot S_y(nf_m, r)}{\sqrt{\sum S_y^2(nf_m, r)}} = P_x(r) + P_N(r) \quad (19)$$

باید توجه کرد که اگر پهنای باند سیستم گیرنده f_B باشد نسبت سیگنال به نویز در خروجی میکسر تقریباً چنین خواهد بود:

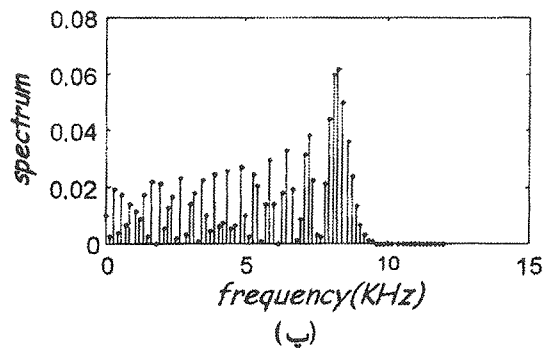
$$\frac{S}{N} = \frac{\sum_n S(nf_m)}{2 \int_0^{f_B} N(f) df} \quad (20)$$

اما رابطه (۱۹) متشکل از تابع سنجش فاصله $P_x(r)$ ، به علاوه جمله دیگری است که آن را $P_N(r)$ «تابع خطای فاصله» نام نهاده‌ایم. وجود این جمله اضافه می‌تواند نقطه پیک منحنی $P_x(r)$ را جابجا نموده و در تعیین فاصله خطا ایجاد کند. عبارت نویزی $P_N(r)$ تنها و تنها زمانی بر مکان نقطه پیک منحنی $P_x(r)$ بدون تأثیر است که مقداری ثابت باشد.

۵- پردازش طیف سیگنال همراه با نویز سفید جمع شونده

در اینجا فرض می‌کنیم که نویز از نوع سفید و جمع شونده بوده و دانسیته طیف توان نویز برابر با η است در این وضعیت رابطه (۱۹) به فرم زیر تبدیل خواهد شد:

$$P_{xN}(r) = P_x(r) + 2f_m \cdot \eta \cdot \frac{\sum S_y(nf_m, r)}{\sqrt{\sum S_y^2(nf_m, r)}} = P_x(r) + P_N(r) \quad (21)$$



شکل (۲) طیف بعد از میکسر (محور عمودی طیف سیگنال ل و محور افقی فرکانس برحسب KHZ).
الف - مدولاسیون مثلثی ب - مدولاسیون دندان‌اره‌ای
پ - مدولاسیون سینوسی

۶- تأثیر وجود نویز در پردازش طیف سیگنال

نویز بعد از میکسر رادار FMCW را از نوع جمع شونده فرض می‌کنیم. اگر که نویز و سیگنال ناهمبسته بوده و متوسط نویز برابر صفر باشد، ثابت می‌شود که توان خروجی میکسر متشکل از مجموع توان سیگنال و توان نویز است [۸].

$$E \{ (S(t) + n(t))^2 \} = E \{ S^2(t) \} + E \{ n^2(t) \} \quad (16)$$

در اینجا $E\{\cdot\}$ امید ریاضی است) اگر طیف توان نویز بعد از میکسر به فرم $N(f)$ باشد و ما بخواهیم با قرار دادن یک فیلتر میان‌گذر با پهنای باندی برابر f_m (فرکانس مدولاسیون) و فرکانس مرکزی nf_m ، مؤلفه nf_m طیف سیگنال یعنی $S(nf_m)$ را استخراج کنیم، به همراه آن مقداری نویز خواهیم داشت. که توان این نویز تقریباً برابر است با [۹]:

$$\int_{(n-0.5)f_m}^{(n+0.5)f_m} N(f) df \approx 2N(f_m) \cdot f_m \quad (17)$$

و بدین ترتیب در عوض مؤلفه $S(nf_m)$ ، مؤلفه آمیخته به نویز $S_N(nf_m)$ را دریافت خواهیم کرد:

$$S_N(nf_m) = S(nf_m) + 2N(nf_m) \cdot f_m \quad (18)$$

اکنون می‌خواهیم از این مؤلفه جدید در رابطه (۱۵)

مثلثی و دندان‌اره‌ای رسم شده‌اند. باتوجه به نتایج شبیه‌سازی برای مدولاسیون‌های مختلف می‌توان چنین گفت:

نویز سفید جمع‌شونده زمانی که از مدولاسیون مثلثی استفاده می‌کنیم، در پردازش طیف اهداف با فاصله بیش از ۱۰۰ متر بدون تأثیر است، زیرا که منحنی تابع خطای فاصله، $P_N(r)$ ، برای r های بزرگتر از ۱۰۰ متر مقداری ثابت باقی می‌ماند. بدینسان باتوجه به رابطه (۲۱) اضافه شدن نویز سفید به سیگنال در این حالت در دست آوردن پیک منحنی $P_{XN}(r)$ ، برای فاصله‌های بیش از ۱۰۰ متر بدون تأثیر است. اما برای $r \leq 100$ m نقطه پیک منحنی $P_{XN}(r)$ بسته به نسبت S/N به سمت r بزرگتری شیفت پیدا می‌کند.

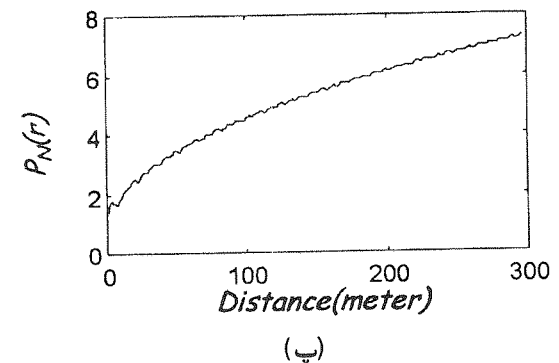
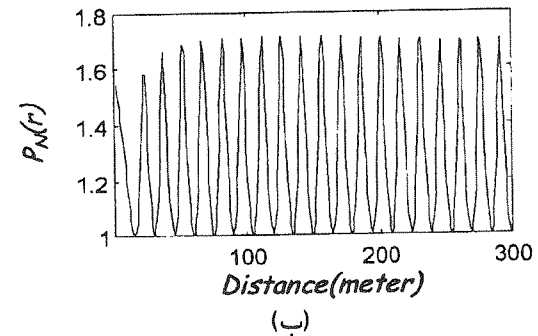
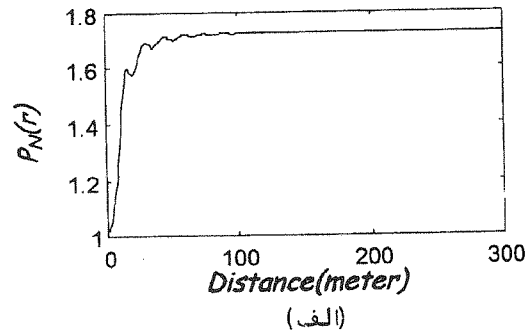
زمانی که از مدولاسیون دندان‌اره‌ای استفاده می‌کنیم، نویز سفید جمع‌شونده باتوجه به نوسانات شدیدتری که در منحنی مربوطه در شکل (۶) مشاهده می‌شود، می‌تواند در جابجایی نقطه پیک منحنی $P_X(r)$ بسیار مؤثر بوده و اهدافی غیرواقعی را اعلام کند، به ویژه زمانی که S/N کوچک باشد.

زمانی که از مدولاسیون سینوسی استفاده می‌کنیم می‌توان گفت که نویز سفید جمع‌شونده می‌تواند نقطه پیک $P_X(r)$ را به ویژه زمانی که S/N کوچک باشد به راحتی جابجا نماید.

در شکل (۶-الف) تابع سنجش فاصله برای زمانی که مدولاسیون مثلثی با انحراف فرکانس ۵ MHz و $f_m = 150$ Hz بوده و سه هدف در فواصل ۲۹۵ و ۲۷۵ و ۹۰ متری قرار داشته و سیستم بدون نویز است آمده و در قسمت (ب) همین شکل با فرض اینکه پهنای باند گیرنده ۱۵ KHz و $S/N = 3$ dB است تابع سنجش فاصله محاسبه شده است. نقاط پیک منحنی‌های به دست آمده در ۲۹۵ و ۲۷۵ و ۹۰ متری است.

شکل (۷-الف) نیز تابع سنجش فاصله را برای زمانی که سیستم نویزی و یا اینکه بدون نویز است، نشان می‌دهد. منتهی فرض بر این است که در این سیستم مدولاسیون دندان‌اره‌ای به کار رفته است. در اینجا مشاهده می‌شود که به علت وجود پیک‌های متعدد در منحنی، اهداف با سطح مقطع کوچک که انعکاس کمی دارند، در این پیک‌ها آشکار نخواهند شد.

شبیه‌سازی نشان می‌دهند که برای مدولاسیون سینوسی تفکیک چند هدف با استفاده از روش فوق تقریباً ناممکن است.



شکل (۵) تابع خطای فاصله در برابر فاصله بر حسب متر.
الف - مدولاسیون مثلثی ب - مدولاسیون دندان‌اره‌ای
پ - مدولاسیون سینوسی

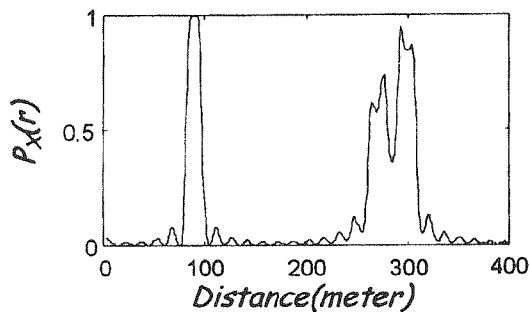
باتوجه به اینکه مقدار $S_y(nf_m, r)$ همواره مستقل از فرکانس f_m به دست می‌آید، بنابراین مخرج کسر $P_N(r)$ مقداری مستقل از فرکانس مدولاسیون است. ولی صورت این کسر متناسب با f_m می‌باشد. از این رو با کاهش فرکانس مدولاسیون عبارت $P_N(r)$ نیز کوچکتر شده و میزان خطای ناشی از وجود نویز کاسته می‌شود. (زیرا با کاهش f_m پهنای باند سیستم نیز کاهش یافته و توان نویز ورودی کم خواهد شد). در شکل (۵) عبارت $P_N(r)/(2f_m \cdot \eta)$ برای مدولاسیون‌های سینوسی،

نتیجه گیری

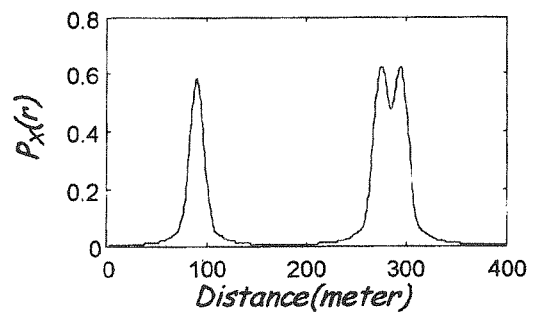
طیف سیگنال بعد از میکسر در رادار FMCW زمانی که یک یا چند هدف نقطه ای به طور همزمان در برابر این رادار قرار گرفته باشند، محاسبه گردید. سپس طیف مربوط به اهداف نقطه ای زمانی که از مدولاسیون های مثلثی، دندانانه اریه ای و سینوسی در این رادار استفاده شده است، نشان داده شد.

در ادامه با ارائه تابع سنجش فاصله و محاسبه آن نشان دادیم که می توان فاصله چند هدف تا رادار FMCW را به دست آورد. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش پیشنهادی زمانی که از مدولاسیون مثلثی استفاده می کنیم، قادر به تفکیک بهتر اهداف بوده و قدرت تفکیک آن، با انحراف فرکانس سیگنال ارسالی 5MHz و فرکانس مدولاسیون $f_m = 150\text{ Hz}$ به حدود 20 متر می رسد.

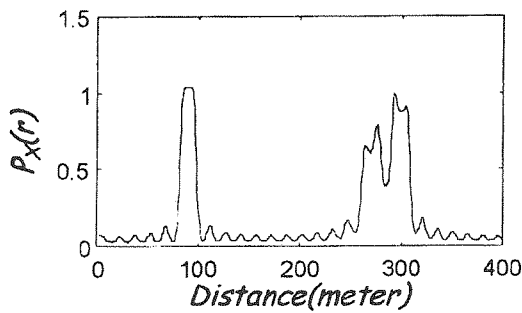
با احتساب اثر نویز سفید جمع شونده در گیرنده، تأثیر آن را بر روی طیف نشان داده و دیدیم که این امر باعث می شود که در محاسبه تابع سنجش فاصله ترم دیگری به نام تابع خطای فاصله وارد گردد که با توجه به نسبت S/N ، این تابع باعث خطا در محاسبه ارتفاع خواهد شد. تابع خطای فاصله وابسته به نوع و فرکانس مدولاسیون است و با بررسی آن می توان دریافت زمانی که از مدولاسیون مثلثی استفاده می کنیم، کمترین خطا را در محاسبه فاصله (به ویژه برای فواصل دور) نسبت به هنگامی که از مدولاسیون های سینوسی یا دندانانه اریه ای استفاده می کنیم خواهیم داشت.



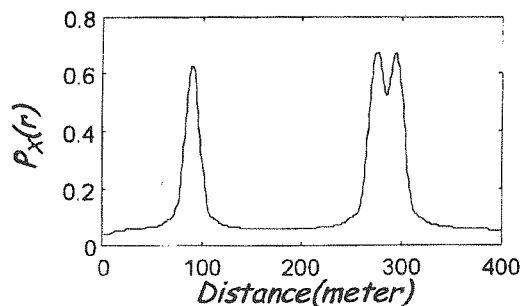
(الف)



(الف)



(ب)



(ب)

شکل (۷) نتیجه پردازش بر حسب فاصله برای مدولاسیون دندانانه اریه ای. (محور افقی فاصله بر حسب متر را نشان می دهد).

شکل (۶) نتیجه پردازش بر حسب فاصله برای مدولاسیون مثلثی. (محور افقی فاصله بر حسب متر را نشان می دهد).

- [1] Suner J. Axelsson. "Area Target Response of Triangularly Frequency-Modulated Continuous Wave Radars." IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-14, No. 2, pp. 266-277, March 1978.
- [2] W. K. Saunders. "Post-War Developments in Continuous-Wave and Frequency Modulated Radar." IRE Trans. on Aerospace and Navigational Electronic, Vol. ANE-7, pp 7-19, March 1961.
- [3] P.J.B. Clarricoats, R. Kularajah, R.R.Lents and G. T.Poulton. "Detection of Buried Objects by Microwave Means." Proceedings of the 7th European Microwave Conference, Sept. 1977, pp. 409-414.
- [4] مهرزاد بیغش، فروهر فرزانه، تحلیل طیف بازگشتی از زمین در رادار ارتفاع سنج FMCW با احتساب تأثیر نوفه جمع شونده. « مجله بین المللی علوم مهندسی دانشگاه علم و صنعت ایران، جلد هشتم شماره ۱ - ب، تابستان ۱۳۷۶، صفحه ۴۰-۳۱.
- [5] G. A. McAlpine, J.F. Dammann, J.H.Highfill and J.C. Isaacs, "Post Mixer Spectra for Periodic FM Altimeter with Area Target Returns.S IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-7, No. 5, pp. 932-941, September 1971.
- [6] H. Taub, D. Schilling, "Principles of Communication Systems." McGraw-Hill 1971, pp. 118-122.
- [7] A. E. Carr, L.G.Cuthbert and A.D.Oliver, "Digital Signal Processing for Target Detection in FMCW Radar." IEE Proc., Vol.128, Pt.F, No. 5, pp. 331-336, October 1981.
- [8] A. Bruce Carlson. "Communication Systems." McGraw - Hill, Third Edition, 1987.
- [9] مهرزاد بیغش، تحلیل سیگنال بازگشتی از زمین در رادار ارتفاع سنج FMCW و تعیین الگوریتم پردازش آن. « پایان نامه کارشناسی ارشد، فصل سوم، تابستان ۱۳۷۳، دانشگاه صنعتی شریف.