

کالیبراسیون حلقه- بسته رادارهای همدوس برای کاربرد در رادار نسل آینده

اسماعیل زارعزاده^۱، یاسر نوروزی^۲، جعفر خلیل پور^{۳*}

۱- دانشجوی دکتری، ۲- استادیار، دانشگاه صنعتی امیرکبیر ۳- استادیار، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء (ص) آجا

(دریافت: ۹۴/۱۲/۲۴؛ پذیرش: ۹۵/۱۱/۲۵)

چکیده

در این مقاله به کارگیری روش کالیبراسیون حلقه- بسته برای استفاده در رادارهای همدوس مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. ایده استفاده از چندین رادار که به صورت همدوس کار می کنند تحت عنوان رادار نسل آینده شناخته شده است. در این روش می توان به افزایش چشمگیر نسبت سیگنال به نویز با ضریب N^2 دست یافت که N تعداد کل آنتن ها است. برای دستیابی به این مهم، سیگنال های ارسالی هر یک از آنتن ها بایستی در محل هدف به صورت همدوس با یکدیگر جمع گردند که این امر مستلزم کالیبراسیون فاز آرایه می باشد. در این مقاله استفاده از هدف اصلی برای کالیبراسیون فاز آرایه راداری مدل سازی و شبیه سازی شده و نتایج حاصل از شبیه سازی برای ارزیابی دقت روش کالیبراسیون مورد استفاده قرار گرفته اند.

واژگان کلیدی

کالیبراسیون فاز حلقه- بسته، رادار نسل آینده، نسبت سیگنال به نویز

۱- مقدمه

افزوده می گردد. دانشمندان برای برقراری ارتباط با نقاط دور دست فضا، هدایت چند مأموریت به صورت همزمان و افزایش نرخ اطلاعات ارسالی به فضاپیماها به دنبال افزایش توان ارسالی از ایستگاه های زمینی می باشند. سامانه کنونی که در ناسا برای ارتباط با فضاپیماها مورد استفاده قرار می گیرد، از آنتن های بشقابی با قطری به بزرگی ۷۰ m بهره می برد که عمده تحقیقات انجام گرفته با هدف جایگزینی این آنتن ها بوسیله آرایه های از آنتن های کوچکتر می باشد [۶-۷].

استفاده از آرایه آنتنی با هدف ردگیری موشک های بالستیک در [۸] پیشنهاد شده است. سامانه های راداری که برای ردیابی دقیق موشک های بالستیک مورد استفاده قرار می گیرند، بایستی علاوه بر پهنای باند کافی، دارای نسبت سیگنال به نویز بالا باشند. ایده استفاده از چندین آنتن (که لزوماً از نوع بشقابی هم نیستند) در کاربرد راداری برای جستجو و ردیابی پرنده ها در [۹] ارائه شده است و در آن نشان داده شده است که آنتن های آرایه می توانند در حالت جستجو به صورت مستقل کار کرده و در مرحله ردگیری به صورت همدوس عمل نمایند.

در این پروژه، ایده استفاده از چندین آنتن برای ردگیری دقیق اهداف راداری تجزیه و تحلیل شده است. چالش اصلی استفاده از چندین رادار به صورت همدوس، چگونگی دستیابی به همدوسی در محل هدف است. به روش هایی که به منظور برقراری

نیاز به افزایش توان ارسالی در سامانه های مخابراتی و راداری روز به روز بیشتر می گردد. در مخابرات فضایی، در کنار استفاده از منابع سیگنال پرتوان (مانند لامپ های مایکروویو)، به کارگیری آنتن هایی با بهره بالا برای افزایش توان ارسالی ایزوتروپیک موثر ضروری است. همچنین در سامانه های راداری با قابلیت ردگیری دقیق، استفاده از آنتن هایی با بهره توان زیاد لازم است.

با توجه به این که ساخت آنتن با بهره زیاد مشکل و پرهزینه می باشد، پژوهشگران استفاده از آرایه های شامل چندین آنتن با بهره کم را به جای یک آنتن با بهره زیاد مورد توجه قرار داده اند که در این روش می توان به افزایش چشمگیر توان ارسالی تا مقدار N^2PG دست یافت که N تعداد کل آنتن ها و PG توان ایزوتروپیک موثر هر یک از آنتن ها است [۳-۱].

پژوهش های انجام گرفته در مورد استفاده از آرایه آنتنی اکثراً با هدف افزایش توان ارسالی از زمین برای ارتباط با فضاپیما می باشند [۴-۵]. اجرای مأموریت های فضایی بدون برقراری ارتباط دائم بین فضاپیماها و ایستگاه های زمینی میسر نیست. با پیشرفت دانش فضاوردی، مأموریت های فضایی در فواصل دور دست از زمین انجام می گیرد و همواره بر تعداد این مأموریت ها

* رایانامه نویسنده مسئول: j_khalilpour@yahoo.com

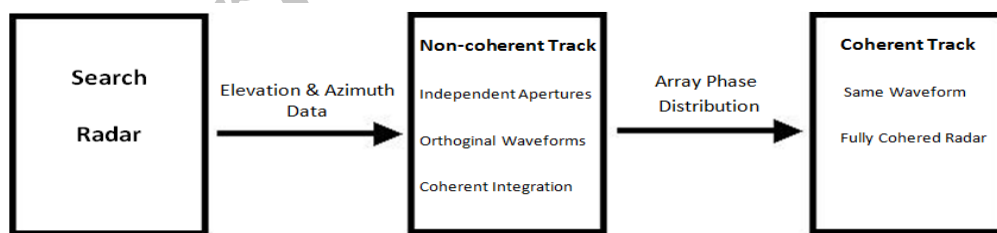
غیرهمدوسی انجام می‌گیرند کالیبراسیون فاز گفته می‌شود. در پروژه پیش‌رو، روش حلقه-بسته که به‌خصوص برای کاربردهای راداری قابل پیاده‌سازی است تجزیه و تحلیل و شبیه‌سازی شده و بودجه‌بندی خطا برای آن صورت پذیرفته است. در این روش آنتن‌های آرایه به سمت هدف ارسال کرده و سپس سیگنال برگشتی از هدف توسط یکی از آنتن‌ها دریافت می‌گردد. آنتن گیرنده اختلاف فاز و زمانی آنتن‌ها در محل هدف را اندازه‌گیری کرده و سپس برای تصحیح به آنتن‌های فرستنده ارسال می‌کند. در واقع استفاده از همین سیگنال برگشتی از هدف اصلی را می‌توان وجه تسمیه این روش به‌عنوان کالیبراسیون حلقه-بسته دانست. ایده کالیبراسیون حلقه بسته به‌صورت مفهومی در شکل (۱) نشان داده شده است [۸].

در بلوک-دیاگرام شکل (۱)، مرحله دوم همان کالیبراسیون فاز است که در این‌جا با استفاده از هدف اصلی و همزمان با ردگیری هدف انجام می‌شود. شکل (۲) اندازه‌گیری اختلاف فاز در کالیبراسیون را برای آرایه‌ای با دو آنتن نشان می‌دهد. سیگنال مخلوط دریافتی توسط گیرنده به فیلتر وفقی اعمال می‌شود. فیلتر وفقی در واقع شبکه‌ای از فیلترهاست که وظیفه آن جداسازی سیگنال مربوط به هر آنتن از سیگنال دریافتی است. سپس اطلاعات فاز و زمان‌بندی هر سیگنال استخراج شده و برای تصحیح به آنتن‌ها بازگردانده می‌شود. ایده استفاده از چندین رادار همدوس برای ردگیری دقیق اهداف در [۸] ارائه شده است. اما فرمول‌بندی دقیق این ایده و به‌خصوص کالیبراسیون فاز که مهم‌ترین مرحله برای دستیابی به همدوسی است تاکنون انجام نگرفته است که این مهم در ادامه ارائه خواهد شد. همچنین تجزیه و تحلیل فرایند کالیبراسیون همراه با شبیه‌سازی آن در بخش‌های بعدی مقاله، انجام گرفته است.

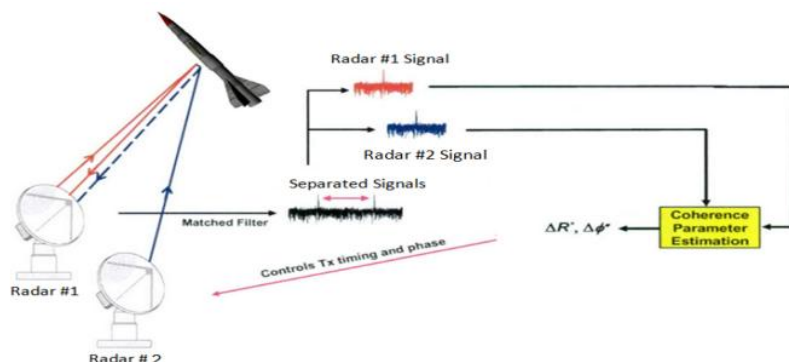
۲- فرمول‌بندی کالیبراسیون حلقه-بسته

در این قسمت فرض می‌کنیم هر آنتن قطار پالسی شامل W پالس را به سمت هدف ارسال کرده و سپس همین تعداد پالس در گیرنده دریافت می‌شوند.

رادار جستجو می‌تواند یکی از رادارهای آرایه، راداری جداگانه و یا حتی کل آرایه باشد که فضای جستجو بین رادارهای آن تقسیم شده است [۹]. رادار جستجو زوایای افقی و عمودی هدف را در اختیار آنتن‌های آرایه قرار می‌دهد؛ سپس آنتن‌ها به‌سمت هدف جهت‌گیری کرده و هر یک شکل موج مخصوص به خود را به‌سمت هدف ارسال می‌نمایند. سیگنال بازگشتی از هدف توسط یک آنتن گیرنده دریافت شده و اختلاف فاز آنتن‌ها در محل هدف اندازه‌گیری می‌شوند. اختلاف فاز به‌دست آمده برای تصحیح فاز به شیفت‌دهنده فاز هر آنتن اعمال می‌شود تا رادار در حالت همدوس هدف را ردگیری نماید. در این مرحله، نسبت سیگنال به نویز در حالت ایده‌آل با ضریب N^2 افزایش می‌یابد؛ نتیجه افزایش SNR، ردگیری هدف با دقت بسیار بالاتر نسبت به حالت



شکل (۱). نمایش بلوکی سیستم SLB کلاسیک



شکل (۲). رادارهای همدوس برای ردگیری اهدافی نظیر موشک

پالس، $R_j(t)$ فاصله هدف از آنتن z_m ، θ_j فاز مربوط به آنتن z_m و c سرعت نور است.

ساختار گیرنده در شکل (۳) نشان داده شده است. سیگنال دریافتی به فرکانس ویدیویی f_{VF} آورده شده و سپس با نرخ $1/\Delta\tau$ از آن نمونه برداری می‌شود. در این صورت، سیگنال خروجی مبدل آنالوگ به دیجیتال در مسیر هم‌فاز عبارت است از:

$$x_I(m) = \sum_{j=1}^N K'_j S(m \cdot \Delta\tau) \cdot p_j(m \cdot \Delta\tau - t_j) \cdot \cos[-\varphi_j(m \cdot \Delta\tau) + \theta_j] + n(m \cdot \Delta\tau), \quad (4)$$

$$m = 0 : M_s - 1$$

که در رابطه فوق $t_j = 2R_j/c$ ، $\varphi_j(t) = w_{RF} \cdot (2R_j(t)) / c - \beta(t)$ ، $n(t)$ نویز حرارتی و M_s تعداد کل نمونه‌هاست. نویز حرارتی گیرنده است. سیگنال x_I وارد شبکه فیلتری کدهای PN می‌گردد تا سیگنال مربوط به هر آنتن استخراج گردد. خروجی مربوط به i امین فیلتر در مسیر هم‌فاز به صورت زیر خواهد بود:

$$y_{i,I} = PN_i(m) \cdot x_I(m) = \sum_{m=0}^{M-1} K'_j S(m \cdot \Delta\tau) \cos[-\varphi_j(m \cdot \Delta\tau) + \theta_j] + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N K'_j S(m \cdot \Delta\tau) c_{i,j}(m) \cos[-\varphi_j(m \cdot \Delta\tau) + \theta_j] + \sum_{m=0}^{M-1} n(m \cdot \Delta\tau) \cdot PN_i(m), \quad (5)$$

در رابطه فوق داریم:

$$c_{i,j}(m) = PN_j(m) PN_i(m). \quad (6)$$

اگر آرایه شامل N آنتن باشد، w امین پالس ارسالی $(1 \leq w \leq W)$ از z امین آنتن $(1 \leq j \leq N)$ را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$t_{w,j}(t) = A \cdot p_j(t) \cdot \cos(w_{RF} \cdot t + \theta_j) \quad (1)$$

در رابطه فوق A دامنه سیگنال ارسالی است که اثر بهره آنتن در آن گنجانده شده و فرض شده برای همه آنتن‌ها مشابه است و از پالسی به پالس دیگر ثابت است. $w_{RF} = 2\pi f_{RF}$ است که f_{RF} فرکانس سیگنال RF مدوله‌کننده پالس است، θ_j فاز مربوط به آنتن z_m است که برای تمام پالس‌های ارسالی یکسان فرض شده و $p_j(t)$ شکل موج تصادفی مخصوص به z امین آنتن است. اگر پهنای پالس را با τ_p و عرض چیب (پهنای پالس تقسیم بر طول کد شبه تصادفی) را با $\delta\tau$ نشان دهیم، $p_j(t)$ به صورت زیر تعریف می‌گردد [۱۰]:

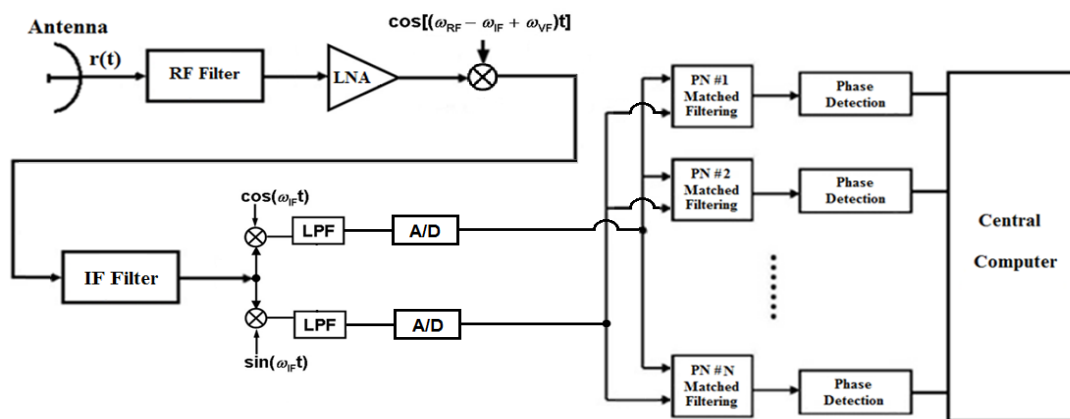
$$p_j(t) = \begin{cases} PN_j([t/\delta\tau] + 1) & 0 < t < \tau_p \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (2)$$

مطابق با رابطه فوق، شکل موج مدوله‌کننده $p_j(t)$ از روی کد شبه نویز $PN_j(m)$ ($m=1,2,\dots,M$) ساخته می‌شود که عبارت است از رشته‌ای تصادفی شامل M عدد ۱ و -۱.

سیگنال رسیده به گیرنده مشترک حاصل ارسال از تمام آنتن‌هاست. سیگنال مخلوط دریافتی مربوط به w امین پالس ارسالی عبارت است از:

$$r_w(t) = \sum_{j=1}^N K \cdot S_w(t) \cdot p_j(t - \frac{2R_j(t)}{c}) \cdot \cos[w_{RF}(t - \frac{2R_j(t)}{c}) + \theta_j + \beta_w(t)] \quad (3)$$

در رابطه فوق N تعداد کل آنتن‌های آرایه، $S_w(t)$ و $\beta_w(t)$ به ترتیب اندازه و فاز سطح مقطع راداری هدف در طول w امین



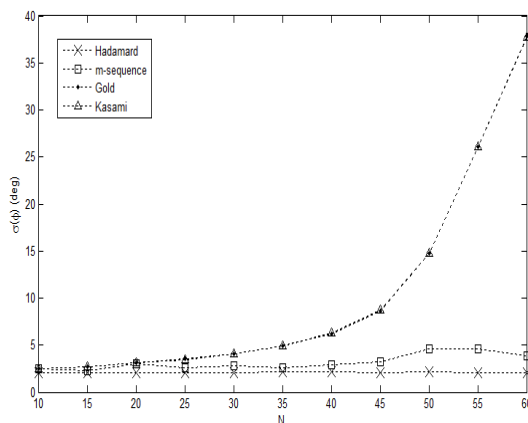
شکل (۳). ساختار ساده‌شده گیرنده.

والش- هادامارد، طول بیشینه، گلد و کاسامی مقایسه می‌گردد. مشخصه ایده‌آل برای کدهای مورد استفاده، خود-همبستگی بالا و همبستگی کناری پایین آن‌هاست. در ادامه فرض می‌کنیم طول کد PN برابر با ۲۰۴۷ باشد.

در این بخش ابتدا عملکرد کدهای PN را تحت شرایط ایده‌آل که به معنی SNR کافی (۳۰ dB) و همچنین هدف با سطح مقطع و فاصله ثابت است، مقایسه خواهیم کرد و سپس تاثیر تغییرات سطح مقطع راداری و همچنین کاهش SNR را نیز بررسی می‌کنیم.

به منظور ارزیابی کدهای مختلف، فاز ارسالی تمام آنتن‌ها (θ_i) را برابر با صفر قرار داده و فاز اندازه‌گیری شده (θ'_i) را مورد بررسی قرار می‌دهیم. از آنجایی که نویز حرارتی یک متغیر تصادفی گاوسی و با میانگین صفر است، فاز اندازه‌گیری شده نیز یک متغیر تصادفی گاوسی با میانگین صفر و انحراف از معیار σ_ϕ خواهد بود. واضح است هرچه σ_ϕ کوچک‌تر باشد، خطای فاز اندازه‌گیری شده نیز کمتر خواهد بود و لذا σ_ϕ را معیاری برای مقایسه کدهای مختلف قرار می‌دهیم.

به دلیل این‌که فاز اندازه‌گیری شده ماهیت تصادفی دارد، برای دستیابی به مشخصات آن از شبیه‌سازی مونت‌کارلو استفاده می‌گردد. شکل (۴) انحراف از معیار فاز اندازه‌گیری شده را بر حسب تعداد آنتن‌های آرایه به ازای شبیه‌سازی مونت‌کارلو با ۱۰۰۰۰ بار تکرار نشان می‌دهد.



شکل (۴). خطای فاز بر حسب تعداد آنتن با فرض SNR کافی و RCS ثابت.

همان‌طور که در شکل (۴) ملاحظه می‌گردد، در صورت استفاده از کدهای طلایی و کاسامی، خطای اندازه‌گیری فاز با افزایش تعداد آنتن‌ها شدیداً افزایش می‌یابد. از طرفی استفاده از

به‌طور مشابه خروجی آمین فیلتر در مسیر تربیعی عبارت است از:

$$y_{i,Q} = \sum_{m=0}^{M-1} K'S(m.\Delta\tau) \sin[-\phi_j(m.\Delta\tau) + \theta_j] + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N K'S(m.\Delta\tau) c_{ij}(m) \sin[-\phi_j(m.\Delta\tau) + \theta_j] + \sum_{m=0}^{M-1} n(m.\Delta\tau).PN_i(n).$$

سرانجام فاز مربوط به آمین آنتن به‌صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\theta'_i = \tan^{-1}(y_{i,Q} / y_{i,I}). \quad (8)$$

از روابط (۵) تا (۸) چنین بر می‌آید که برای آن‌که θ'_i برابر با θ_i باشد، بایستی نویز گرمایی و همبستگی کناری کدهای شبه تصادفی برابر با صفر بوده، دامنه و فاز سطح مقطع راداری ثابت بوده و فاصله هدف از آرایه ثابت و مستقل از z باشد. از طرفی، در محیط واقعی هیچ‌کدام از شرایط فوق برقرار نخواهد بود که در ادامه به بررسی این موضوع خواهیم پرداخت.

۳- خطای اندازه‌گیری فاز

رابطه (۸) نشان می‌دهد که در حالت کلی فاز اندازه‌گیری شده (θ'_i) با فاز مربوط به آنتن i ام (θ_i) متفاوت است. دلیل این اختلاف را می‌توان در چهار عامل: ۱- همبستگی کناری کدهای PN ۲- نویز حرارتی گیرنده ۳- تغییرات فاصله هدف از آرایه و ۴- تغییرات سطح مقطع هدف دانست. در ادامه به تجزیه و تحلیل هر یک از این عوامل خواهیم پرداخت.

۳-۱- انتخاب کدهای شبه تصادفی

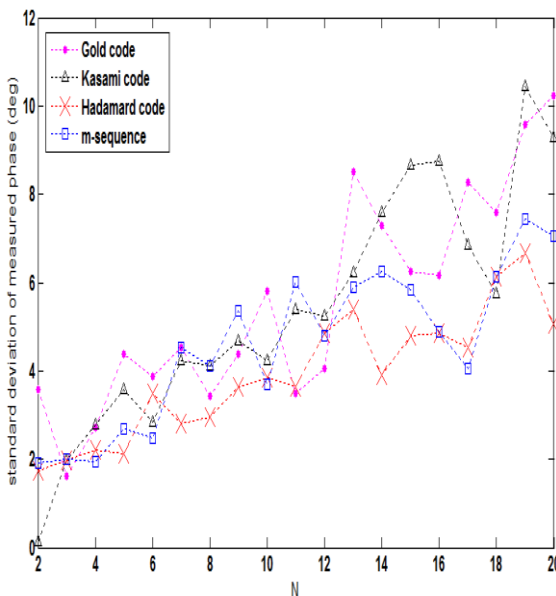
برای آن‌که آنتن گیرنده بتواند سیگنال‌های آنتن‌های مختلف را از سیگنال مخلوط دریافتی استخراج کند، سیگنال ارسالی هر آنتن به‌وسیله کدهای شبه تصادفی مدوله فاز می‌گردد [۱۱]. کدهای مذکور برای هر آنتن متفاوت بوده و برای گیرنده معلوم است. شکل موج شبه تصادفی را می‌توان به‌صورت رابطه (۲) نمایش داد [۱۰] که $PN_j(m)$ ($m=1,2,\dots,M$) عبارت است از رشته‌ای تصادفی شامل M عدد ۱ و -۱.

انتخاب کد PN مناسب موجب کاهش خطای فاز در فرایند کالیبراسیون آرایه می‌گردد. در این قسمت عملکرد کدهای

است که دلیل این موضوع همبستگی کناری بسیار پایین کدهای هادامارد با یکدیگر است.

کدهای هادامارد و طول بیشینه خاصیت همبستگی کناری و خود همبستگی بسیار ایده‌آلی دارند مادامی‌که شیفت قابل توجهی را تجربه نکنند [۱۱]. در مورد کدهای هادامارد از آنجایی‌که تابع خود همبستگی دارای چند قله است در صورتی‌که علاوه بر سیگنال مربوط به هر آنتن، نسخه‌های شیفت یافته آن را نیز دریافت کنیم (این موضوع در کالیبراسیون با استفاده از اهداف گسترده نظیر ماه اتفاق می‌افتد)، جداسازی سیگنال اصلی مشکل خواهد بود.

از طرفی در مورد کدهای طول بیشینه تابع خود همبستگی دارای دوره تناوب به اندازه طول کد است و لذا در صورتی‌که کدهای PN شیفتی بیش از طول کد پیدا کنند جداسازی سیگنال‌ها از یکدیگر همراه با خطا خواهد بود. شیفت زمانی بین کدهای مختلف هنگامی در گیرنده مشاهده می‌شود که اختلاف فاصله آنتن‌ها از هدف کالیبراسیون زیاد باشد. از سوی دیگر، کدهای گلد و کاسامی به گونه‌ای طراحی شده‌اند که اندازه تابع همبستگی کناری آن‌ها از یک مقدار مشخص بیشتر نشود. همچنین تابع خود همبستگی کدهای گلد و کاسامی نامتناوب است [۱۱].



شکل (۵). خطای فاز برحسب تعداد آنتن با فرض SNR کافی و

تغییرات RCS

در سیستم کالیبراسیون شبیه‌سازی شده در این فصل فرض کردیم سیگنال تمام آنتن‌ها به‌طور هم‌زمان در گیرنده دریافت می‌گردد و شیفت زمانی بین آن‌ها وجود ندارد. همچنین از

کدهای هادامارد و طول بیشینه سبب می‌شود خطای فاز تقریباً مستقل از تعداد آنتن‌ها باشد. با این وجود، به ازای تعداد آنتن کمتر از ۱۰، کدهای مذکور عملکرد تقریباً مشابهی دارند.

شکل (۵) خطای فاز را برای حالتی‌که SNR کافی بوده، ولی سطح مقطع تغییرات شدید دارد نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی فرض شد دامنه RCS دارای توزیع لگ‌نرمال^۱ و فاز آن دارای توزیع یکنواخت باشد. توزیع لگ‌نرمال به‌صورت زیر تعریف می‌گردد [۱۲]:

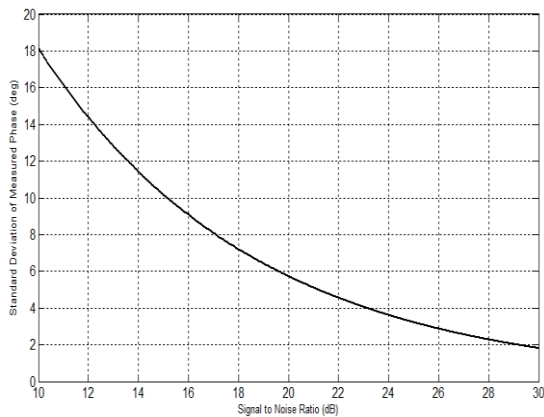
$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi v x}} \exp\left\{-\frac{1}{2v^2} \left[\ln\left(\frac{x}{m}\right)\right]^2\right\}, \quad x > 0 \quad (9)$$

در رابطه فوق، $v = \sqrt{\ln(1 + \sigma^2 / \mu^2)}$ ، $m = \ln(\mu / \sqrt{1 + \sigma^2 / \mu^2})$ میانگین x است. برای مدل‌سازی تغییرات سطح مقطع از نسبت میانگین به میانه x استفاده می‌شود که مقداری برابر با $\exp(v^2 / 2)$ داشته و غالباً با نماد ρ نشان داده می‌شود. برای اهداف راداری بازه تغییرات ρ را می‌توان بین ۱/۴ تا ۴ در نظر گرفت [۱۲]. فرض می‌کنیم سطح مقطع دارای میانگین 1 m^2 بوده و خطای فاز را برای ρ برابر با ۴ رسم می‌نماییم. می‌دانیم سطح مقطع پارامتری مختلط است و علاوه بر اندازه، فاز آن را نیز باید در نظر بگیریم. برای مدل‌سازی فاز معمولاً از توزیع یکنواخت استفاده می‌شود [۱۲]. در این قسمت فرض بر این است، فاز RCS دارای توزیع یکنواخت در بازه $[0, b]$ باشد. شکل (۵) انحراف از معیار فاز اندازه‌گیری شده را بر حسب تعداد آنتن و به ازای b برابر با ۱۸۰ درجه، ρ برابر با ۴ و SNR برابر با ۳۰ dB نشان می‌دهد.

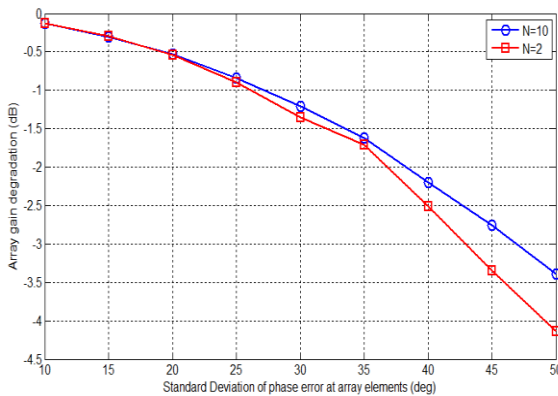
مطابق با شکل (۵)، کد هادامارد در مقایسه با سه نوع کد دیگر عملکرد بهتری دارد که این موضوع با افزایش N نمود بیشتری پیدا می‌کند. با این وجود، به ازای یک مقدار مشخص N ممکن است هر یک از کدهای دیگر نیز عملکرد قابل قبولی داشته باشد. به‌عنوان مثال به‌ازای $N=2$ کد کاسامی کمترین خطا را دارد و به‌ازای $N=6$ کد طول بیشینه کمترین خطا را دارد.

با توجه به شکل‌های (۴) و (۵) نتیجه می‌گیریم اولاً با افزایش تعداد آنتن‌های آرایه خطای کالیبراسیون نیز به‌طور کلی افزایش می‌یابد. دلیل این موضوع آن است که برای مثال در آنتن i ، همبستگی کناری کد PN_i و سایر کدها شبیه به نویز عمل کرده که توان آن با افزایش تعداد آنتن‌ها افزایش می‌یابد. ثانیاً کد هادامارد به نسبت سه نوع کد دیگر عملکرد بهتری دارد که این موضوع به‌خصوص با افزایش تعداد آنتن‌های آرایه کاملاً مشهود

^۱ Log-normal distribution



شکل (۶). انحراف از معیار فاز بر حسب SNR.



شکل (۷). افت بهره آنتن بر حسب انحراف از معیار.

به منظور تحلیل این موضوع معادله (۴) را مجدداً در نظر بگیرید:

$$x_I(m) = \sum_{j=1}^N K'_j S(m, \Delta\tau) p_j(m, \Delta\tau - t_j) \cdot \cos[-\varphi_j(m, \Delta\tau) + \theta_j] + n(m, \Delta\tau), \quad (12)$$

$$m = 0: M_S - 1$$

در رابطه فوق، $c = 2R_j$ و $t_j = 2R_j / c$ در این قسمت برای سادگی فرض می‌کنیم فاصله هدف از تمام آنتن‌های آرایه یکسان بوده و آن را با $R(t)$ نشان می‌دهیم. اگر $R(t)$ را بر اساس سری تیلور آن بسط دهیم خواهیم داشت:

$$R(t) = r_0 + v_0 t + \frac{1}{2} a_0 t^2 + \dots \quad (13)$$

در رابطه فوق، جمله اول (r_0) منجر به بروز خطا نمی‌گردد، زیرا r_0 سبب شیفت فاز ثابت برای تمام پالس‌ها می‌شود. از طرفی جملات مرتبه بالاتر موجب تغییر فاصله هدف از آرایه و در نتیجه خطا در اندازه‌گیری فاز می‌شوند. در این قسمت تنها

آن جایی که اهداف راداری بعنوان یک پراکنده‌گر گسترده مطرح نیستند، سیگنال‌رسانی از هر آنتن به همان صورت (و نه همراه با نسخه‌های شیفت داده شده) درگیرنده دریافت می‌گردد. لذا در کالیبراسیون با استفاده از روش حلقه-بسته، کدهای طول بیشینه و هادامارد به‌طور کلی عملکرد بهتری از کدهای گلد و کاسامی از خود نشان می‌دهند. همچنین کد هادامارد نسبت به کد طول بیشینه عملکرد بهتری دارد.

۳-۲- نسبت سیگنال به نویز

نسبت سیگنال به نویز ناکافی یکی از عوامل موثر در خطای اندازه‌گیری فاز می‌باشد. اگر نویز را گاوسی و دارای میانگین صفر فرض کنیم، می‌توان نشان داد انحراف از معیار فاز اندازه‌گیری شده (بر حسب درجه) با معادله زیر به SNR مربوط می‌شود: [۱۳]

$$\sigma_\phi \approx \frac{57.3}{\sqrt{SNR}} \quad (10)$$

شکل (۶) انحراف از معیار فاز اندازه‌گیری شده را بر حسب SNR براساس رابطه فوق نشان می‌دهد. همچنین شکل (۷) افت بهره آرایه (راندمان آرایه) را بر حسب انحراف از معیار فاز به‌ازای $N=2$ و $N=10$ نشان می‌دهد. افت بهره آرایه به‌ازای $N > 10$ نموداری مشابه با $N=10$ دارد [۱۴]. با مقایسه شکل‌های (۶) و (۷) به این نتیجه می‌رسیم که حتی به‌ازای SNR برابر با ۱۰ dB که معادل با ۱۸ درجه انحراف از معیار در خطای فاز است، افت راندمان آرایه کمتر از ۰/۵ dB خواهد بود.

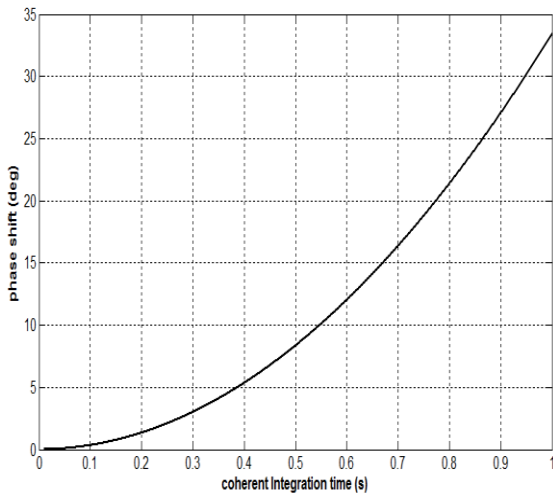
به منظور افزایش SNR در گیرنده سیستم‌های راداری از چندین پالس انتگرال‌گیری می‌شود؛ به طوری که در حالت انتگرال‌گیری هم‌دوس از n پالس، SNR با ضریب n افزایش می‌یابد. تعداد کل پالس انتگرال‌گیری شده را می‌توان مطابق رابطه زیر بر حسب فرکانس تکرار پالس و زمان انتگرال‌گیری هم‌دوس بیان کرد [۱۵]:

$$n = prf \times t_{coh} \quad (11)$$

از طرفی، زمان انتگرال‌گیری توسط عوامل مختلفی محدود می‌گردد که در ادامه به بررسی بیشتر این موضوع خواهیم پرداخت.

۳-۳- تغییرات فاصله هدف از آرایه

همان طوری که در ابتدای این بخش بیان گردید، تغییرات فاصله هدف از آرایه یکی از عوامل بروز خطا در اندازه‌گیری فاز می‌باشد.



شکل (۹). شیفت فاز ناشی از شتاب شعاعی هدف بر حسب زمان
انتگرال گیری.

همان طور که در نمودار شکل (۹) نشان داده شده است، برای آن که شیفت فاز کمتر از ۵ درجه باشد زمان انتگرال گیری باید کمتر از ۰/۴ s باشد.

به منظور تحلیل اثر جمله دوم (سرعت شعاعی هدف) در معادله (۱۳)، فرض می کنیم هدف مشخصات مشابه با شکل (۸) دارد. در این صورت سرعت شعاعی هدف عبارت است از:

$$v_0 = v \times (r / R) \quad (18)$$

با فرض r برابر با ۵۰ km، h برابر با ۱۵ km و v برابر با m/s ۱۰۲۹، سرعت شعاعی ۹۸۵ m/s به دست می آید. نمودار شکل (۱۰) انحراف از معیار فاز اندازه گیری شده را بر حسب زمان انتگرال گیری نشان می دهد. مطابق با این شکل برای انحراف از معیار کمتر از ۱۰ درجه باید زمان انتگرال گیری کمتر از ۳۰ ms باشد. با مقایسه این نکته و حد بالای زمان انتگرال گیری که از شتاب شعاعی به دست آمد، نتیجه می گیریم عامل محدود کننده زمان انتگرال گیری سرعت شعاعی هدف است. از طرفی می دانیم افزایش زمان انتگرال گیری به معنای افزایش SNR بوده و لذا از اهمیت بالایی برخوردار است.

یک راه حل برای رفع این مشکل آن است که آنتن های آرایه هم زمان با فرایند کالیبراسیون، سرعت شعاعی هدف را اندازه گیری کنند. در این صورت، با دانستن سرعت هدف در طول کالیبراسیون می توان تاثیر جمله دوم در معادله (۱۳) را به حداقل رساند. در این مرحله حتی اگر سرعت هدف با دقتی پایین (در مرتبه چند ده متر بر ثانیه) اندازه گیری شود باز هم خطای

جملات دوم و سوم در معادله (۱۳) را در نظر گرفته و از جملات بالاتر صرف نظر می نماییم.

ابتدا جمله سوم در معادله (۱۳) را در نظر می گیریم که شتاب شعاعی هدف نامیده می شود. شتاب شعاعی هدف منجر به شیفت داپلر متغیر می شود که آن نیز به نوبه خود منجر به شیفت فاز متغیر می گردد:

$$\Delta\phi = \Delta f_D \cdot t_{coh} \quad (14)$$

در رابطه فوق، Δf_D تغییرات فرکانس داپلر و t_{coh} زمان انتگرال گیری همدوس در گیرنده است. تغییرات فرکانس داپلر به صورت زیر محاسبه می گردد [۱۵]:

$$f_D = (2V / c) \times f_0 \Rightarrow \Delta f_D = (2\Delta V / c) \times f_0. \quad (15)$$

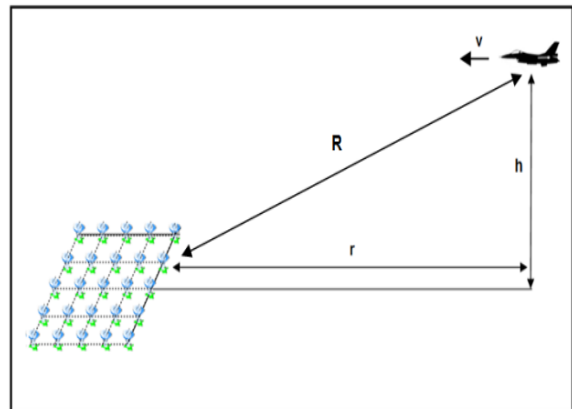
جایگزینی ΔV با $a_0 \times t_{coh}$ رابطه زیر را نتیجه می دهد:

$$\Delta\phi = 2 a_0 f_0 t_{coh}^2 / c \quad (16)$$

با اندکی محاسبه می توان نشان داد که اگر هدف مانند شکل (۸) دارای ارتفاع h ، سرعت خطی ثابت v و فاصله از آرایه r باشد آن گاه شتاب شعاعی از رابطه زیر به دست می آید:

$$a_0 = v \times (h^2 / R^3) \quad (17)$$

برای مثال فرض کنید ارتفاع هدف از سطح زمین ۱۵ km، فاصله آن از آرایه r ۵۰ km و سرعت خطی هدف ۳ ماخ (۱۰۲۹ m/s) باشد؛ در این صورت شتاب شعاعی هدف برابر با $1/67 \text{ m/s}^2$ به دست می آید. اگر فرض کنیم فرکانس کاری رادار ۳ GHz (باند S) باشد، مطابق با رابطه (۱۶) می توان $\Delta\phi$ را بر حسب t_{coh} رسم نمود که چنین نموداری در شکل (۹) نشان داده شده است.

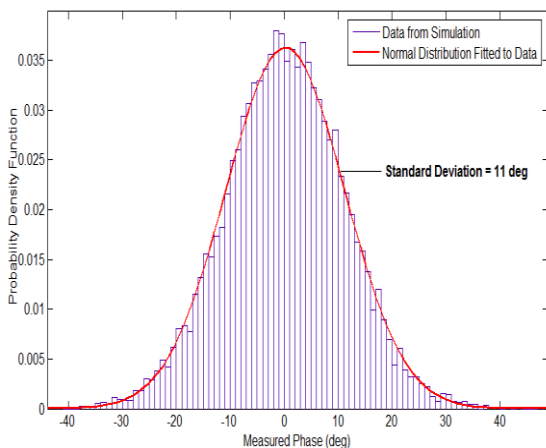


شکل (۸). موقعیت نسبی هدف نسبت به آرایه.

به نویز، ۳- تغییرات فاصله هدف از رادار و ۴- تغییرات سطح مقطع راداری هدف می‌باشند. شکل (۱۲) نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو را برای فاز اندازه‌گیری‌شده با در نظر گرفتن عوامل خطا به صورت هم‌زمان نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی تعداد آنتن‌ها برابر با ۱۰، نسبت سیگنال به نویز ۲۰ dB و سطح مقطع هدف دارای توزیع لگ‌نرمال با ρ برابر با ۴ فرض شده است. همچنین فرض شد اثر حرکت هدف با استفاده از اندازه‌گیری سرعت حین کالیبراسیون جبران شده و لذا قابل چشم‌پوشی است. در این شبیه‌سازی که ۱۰۰۰۰ مرتبه تکرار شد، تابع چگالی احتمال خطای فاز توزیع نرمال با انحراف از معیار، ۱۱ درجه دارد که این خطا را می‌توان مقداری معمول برای کالیبراسیون با استفاده از روش حلقه- بسته دانست.

۴- سایر منابع خطا در کالیبراسیون فاز

در بخش قبل به کالیبراسیون حلقه- بسته آرایه راداری و عوامل موثر بر خطا در اندازه‌گیری فاز پرداختیم. علاوه بر خطاهای مخصوص به کالیبراسیون حلقه- بسته، عوامل دیگری نیز بر خطای فاز موثراند که در بین روش‌های مختلف کالیبراسیون مشترک هستند.



شکل (۱۲). تابع چگالی احتمال خطای فاز.

علاوه بر خطا در اندازه‌گیری فاز، سایر منابع خطا در کالیبراسیون عبارتند از:

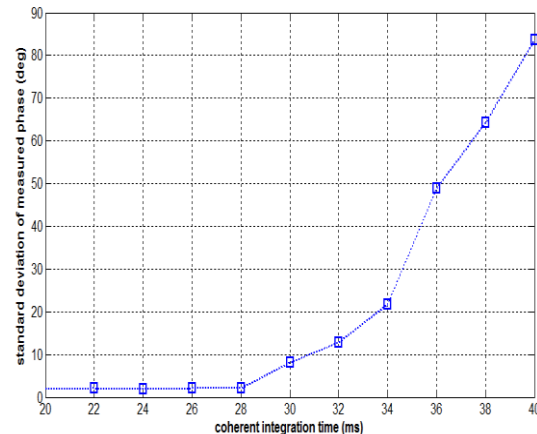
۱- خطای ناشی از ناپایداری رفتار فازی قطعات الکترونیکی آنتن‌ها و تقویت‌کننده توان.

۲- انحراف در ساختار مکانیکی آنتن‌ها بر اثر وزش باد، نیروی جاذبه و دما.

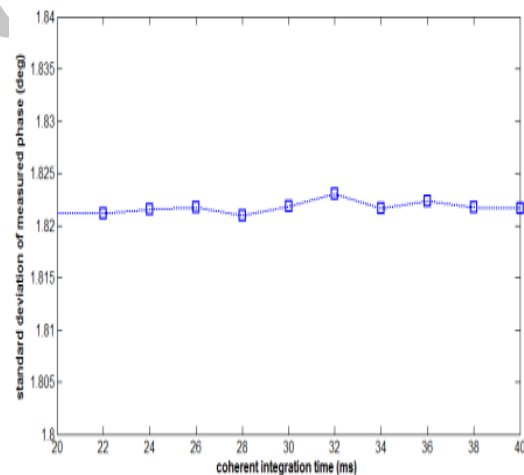
۳- دقت شیفت‌دهنده‌های فاز.

۴- خطای ناشی از مسیر انتشار بر اثر تغییرات بخار آب در جو و

کالیبراسیون به‌طور چشم‌گیری کاهش خواهد یافت. برای مثال فرض کنید یکی از آنتن‌های آرایه در طول فرایند کالیبراسیون، سرعت هدف را با دقت ۱۰ m/s اندازه‌گیری کند. در این صورت اگر سرعت اندازه‌گیری‌شده را از معادله (۱۳) کم کنیم، سرعت شعاعی مؤثر در خطای فاز به کمتر از ۱۰ m/s کاهش می‌یابد.



شکل (۱۰). انحراف از معیار فاز بر اثر سرعت هدف بر حسب زمان انتگرال‌گیری.



شکل (۱۱). انحراف از معیار فاز با وجود کاهش تاثیر سرعت هدف بر حسب زمان انتگرال‌گیری.

شکل (۱۱) خطای فاز را برای این حالت نمایش می‌دهد. با مقایسه نمودار اشکال (۱۰) و (۱۱) ملاحظه می‌شود که اندازه‌گیری سرعت در طول زمان انتگرال‌گیری منجر به کاهش چشم‌گیر خطای فاز بر اثر تغییرات فاصله هدف از آرایه می‌گردد.

۳-۴- جمع‌بندی خطای اندازه‌گیری فاز

در بخش قبل، عوامل موثر بر خطای فاز در کالیبراسیون حلقه- بسته را مورد تجزیه و تحلیل قرار دادیم. این عوامل شامل: ۱- نوع شکل موج متعامد (کد شبه تصادفی)، ۲- نسبت سیگنال

حلقه- بسته مدل سازی و فرمول بندی گردید و سپس براساس روابط به دست آمده، مدلی نزدیک به شرایط عملی کالیبراسیون حلقه- بسته شبیه سازی شد. نتایج حاصل از شبیه سازی در قالب خطای کالیبراسیون بر اثر عوامل مختلف ارائه گردید و نتیجه گرفته شد که با در نظر گرفتن خطای کالیبراسیون فاز مخصوص کالیبراسیون حلقه- بسته در کنار سایر عوامل بروز خطا، باز هم راندمان آرایه بیش از ۹۰٪ خواهد بود.

۶- مراجع

- [1] M. Gatti, "The deep space network large array," Pasadena, CA: Jet Propulsion Laboratory, National Aeronautics and Space Administration, 2003.
- [2] L. D. Addario, R. Proctor, J. Trinh, E. Sigman, and C. Yamamoto, "Uplink Array Demonstration with Ground-Based Calibration," pp. 1-69, 2009.
- [3] F. Davarian, "Uplink arraying for solar system radar and radio science," Proc. IEEE, vol. 99, no. 5, pp. 783-793, 2011.
- [4] L. R. D'Addario, "Large transmitting arrays for deep space uplinks, solar system radar, and related applications," International Conference, International Union of Radio Science 2005 General Assembly, New Delhi; India, 2005.
- [5] P. A. Stadter, B. L. Kantsiper, D. G. Jablonski, A. R. Golshan, and J. Costrell, "Uplink arraying analysis for NASA's Deep Space Network," In Aerospace Conference, 2010 IEEE, pp. 1-6, 2010.
- [6] W. J. Hurd, "System concepts for transmit arrays of parabolic antennas for deep space uplinks," In Aerospace Conference, 2005 IEEE, pp. 1228-1234, 2005.
- [7] F. Amoozegar, "Large phased array radar using networked small parabolic reflectors," In Sensor Array and Multichannel Processing, Fourth IEEE Workshop on, pp. 607-615, 2006.
- [8] K. M. Cuomo, S. D. Coutts, J. C. McHarg, N. B. Pulsone, and F. C. Robey, "Wideband aperture coherence processing for next generation radar (NexGen)," DTIC Document, 2004.
- [9] R. C. Heimiller, J. E. Belyea, and P. G. Tomlinson, "Distributed array radar," Aersp. Electron. Syst. IEEE Trans., no. 6, pp. 831-839, 1983.
- [10] F. Wang and K. Sarabandi, "Ground array calibration using lunar InSAR imagery," IEEE Trans. Aersp. Electron. Syst., vol. 46, no. 4, pp. 1589-1608, 2010.
- [11] K. Jumani and K. Sarabandi, "An investigation of PN sequences for multistatic SAR/InSAR applications," Int. Geosci. Remote Sens. Symp., pp. 1102-1105, 2007.
- [12] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems," 2nd ed. McGraw-Hill, 1980.
- [13] K. Sarabandi and F. Wang, "Phased array of large reflectors for deep-space communication," IEEE Trans. Aersp. Electron. Syst., vol. 43, no. 1, pp. 251-261, 2007.
- [14] R. M. Dickinson, D. L. Losh, R. D. Barber, and J. K. Dempsey, "Phase-control approach for a large-element coherent microwave power uplink system," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 47, no. 3, pp. 487-495, 1999.
- [15] M. A. Richards, J. A. Scheer, W. A. Holm, P. Drive, and B. Suite, "Principles of Modern Radar," Basic Principles, vol. I. Sci. Tech. Publishing, Inc., pp. 678-683, 2008.

اغتشاش در تروپوسفر و یونسفر.

توجه شود که خطاهای معرفی شده در فوق همگی ماهیت تصادفی دارند و لذا نمی توانند به وسیله کالیبراسیون تصحیح گردند. جدول (۱) مقادیر گزارش شده خطای فاز را بر اثر عوامل فوق نشان می دهد [۲]. اگر خطاها مستقل، دارای میانگین صفر و توزیع نرمال باشند آن گاه انحراف از معیار خطای کل برای هر آنتن را می توان جذر جمع مربعات (RSS) هر یک از عوامل خطا دانست.

اگر خطای آنتن ها را از یکدیگر مستقل فرض کنیم، آن گاه می توان نشان داد راندمان آرایه تقریباً برابر است با $\exp(-\sigma^2)$ که σ عبارت است از: RSS خطای فاز هر آنتن برحسب رادیان [۲]؛ لذا به ازای RSS برابر با ۱۵ درجه، راندمان آرایه عبارت است از: ۰/۹۳ که معادل با ۰/۳ dB افت توان است.

جدول (۱). بودجه بندی خطای فاز.

منبع خطای فاز	انحراف از معیار فاز (درجه)
ناپایداری قطعات الکترونیکی و تقویت کننده ها	۶
انحراف در ساختار مکانیکی آنتن ها	۱/۲
خطای شیفت دهنده فاز	۳
مسیر انتشار	۷/۵
خطای اندازه گیری فاز	۱۱
جذر جمع مربعات خطا	۱۵

۵- نتیجه گیری

در این مقاله استفاده از آرایه آنتنی با هدف افزایش نسبت سیگنال به نویز در سامانه های راداری مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت. برای آن که سیگنال های ارسالی از رادارهای مختلف در محل هدف به صورت همدوس با یکدیگر جمع گردند، برقراری توزیع فاز مناسب بین همه فرستنده ها ضروری است که به این فرایند کالیبراسیون فاز گفته می شود.

در مقاله پیش رو استفاده از هدف اصلی برای کالیبراسیون آرایه آنتنی پیشنهاد گردید. استفاده از هدف اصلی به منظور کالیبراسیون، لازم می دارد عوامل مختلفی نظیر انتخاب شکل موج های متعامد، تغییرات سطح مقطع هدف، حرکت هدف حین کالیبراسیون و نسبت سیگنال به نویز در فرایند کالیبراسیون مدل سازی و شبیه سازی شوند. ابتدا فرایند کالیبراسیون

¹ Root Sum of Squares

Closed-Loop Phase Calibration of Coherent Apertures for the Next Generation Radars

A. Zarezadeh, Y. Norouzi, J. Khalilpour*

Air Defence Khatam Al Anbeya University

(Received: 15/03/2016, Accepted: 13/02/2017)

Abstract

In this paper, closed-loop phase calibration for coherent aperture radars has been investigated. The idea of using multiple coherent radars is known as the next generation radar. In this method, the signal to noise ratio could be improved by N^2 where N is the number of coherent radars; however, achieving this coherency is not feasible unless a phase calibration procedure is conducted. In this paper, utilizing the main target as the calibration target has been modeled and simulated. Simulation results have been employed to investigate the phase error associated with the closed-loop calibration method.

Keywords: Closed-loop Phase Calibration, Next Generation Radar, Signal to Noise Ratio

* Corresponding author E-mail: j_khalilpour@yahoo.com