

استخراج تفاضل زمانی و فرکانسی میان دو سیگنال دریافتی از یک منبع رادیویی

صابر کاویانی^۱، فریدون بهنیا^{۲*}

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، ۲- دانشیار، دانشگاه صنعتی شریف

(دریافت: ۱۴۰۰/۰۸/۲۶، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۲/۰۹)

چکیده

در این مقاله، روشی برای به دست آوردن مقادیر تفاضل زمان و فرکانس ورود میان دو سیگنال دریافتی (سیگنال مسیر مستقیم و اکوهای دریافتی از دیگر مسیرها) از یک منبع رادیویی ارائه می‌شود. در بسیاری از روش‌های مکان‌یابی با این مسئله مواجه هستید که در گام اول با استفاده از چه روشی به یافتن اطلاعات تفاضل زمانی و فرکانسی میان دو سیگنال پرداخته شود و سپس در مرحله بعد با استفاده از روش‌های هندسی به موقعیت‌یابی منبع رادیویی پرداخته می‌شود. یکی از روش‌های معمول برای به دست آوردن تفاضل زمانی و فرکانسی میان سیگنال‌های دریافتی روش شبکه جستجو است که روشی بسیار زمان‌بر و پیچیده است، به خصوص اگر دقت‌های مورد نیاز برای جستجو بسیار زیاد باشد. روشی که در این مقاله ارائه شده است به صورت مستقل به تخمین هر کدام از مقادیر اختلاف زمان و فرکانس می‌پردازد و از این مزیت برخوردار است که دیگر با مشکلات مربوط به شبکه جستجوی دوبعدی مواجه نیست و علاوه بر تخمین مقادیر مذکور به حذف سیگنال مسیر مستقیم که می‌تواند باعث عدم آشکارسازی سیگنال اکوی بازتابی شود، می‌پردازد. در مواقعی که سیگنال بازتابی بسیار ضعیف‌تر از سیگنال مسیر مستقیم است، روش ارائه شده مزیتی دو چندان دارد.

کلیدواژه‌ها: تفاضل زمان ورود (TDOA)، تفاضل فرکانس ورود (FDOA)، حذف سیگنال مسیر مستقیم، شبکه جستجوی دوبعدی، مکان‌یابی تک‌پایه

Extraction of Time and Frequency Difference between Two Signals from One Radio Source

S. Kaviani, F. Behnia*

Sharif University of Technology

(Received: 17/11/2021; Accepted: 29/04/2022)

Abstract

In this paper, a new method for obtaining the time and frequency difference of arrival (TDOA and FDOA) between two received signals, namely the direct path signal and its echoes from other paths, is proposed. In most of the localization methods, we need to derive the time and frequency difference information between two signals in the first step, and then geometric methods are employed to locate the radio source in the next step. The grid search method is among the available methods that obtains the time and frequency differences, but with large time consumption and high computational complexity, especially in high resolution search demands. In contrast to existing works, our proposed method independently estimates each of the time and frequency difference values. This method no longer faces the two-dimensional grid search problems, and whilst estimating the related values it also suppresses the direct path signal that can prevent the detection of the reflected echo signals. The performance superiority of our proposed method is more evident when the reflected signal is much weaker than the direct path signal.

Keywords: TDOA, FDOA, Suppress Direct Path Signal, Two-Dimensional Grid Search, Single Site Localization.

۱. مقدمه

به سازوکار پیدا کردن موقعیت یک شیء یا فرد، یا پیدا کردن ارتباط فضایی بین اشیاء، یا به دست آوردن اطلاعات مکان، مکان-یابی گفته می‌شود. دانستن مکان اشیاء و افراد از دیرباز به عنوان یک نیاز به شمار می‌رفته و تلاش‌های زیادی برای پیدا کردن راهی برای به دست آوردن مکان اشیاء و افراد صورت گرفته است. در این راستا از روش‌ها و الگوریتم‌های مختلفی مبتنی بر داده‌های زاویه-ای، تفاضل زمانی و فرکانسی بهره گرفته می‌شود [۱]. مکان‌یابی منابع رادیویی [۲]، آکوستیک [۳] و امواج ارتعاشی به وسیله سامانه‌های غیر فعال کاربردهای فراوانی در سامانه‌های موقعیت-یابی، سامانه‌های ناوبری [۴]، شبکه‌های حسگری بی‌سیم [۵] و [۶]، مسائل دفاعی، امنیتی و ژئوفیزیک دارد.

رأدارهای غیر فعال چند پایه مرسوم از یک رویکرد دو مرحله-ای برای آشکارسازی و مکان‌یابی اهداف استفاده می‌کنند. در مرحله نخست، آشکارسازی برای هر جفت فرستنده و گیرنده دوپایه^۱ از طریق محاسبه تابع همبستگی و آستانه‌گذاری مرتبط با محدوده فرکانس داپلر و فاصله دوپایه صورت می‌گیرد. در مرحله دوم تصاویر فرکانس داپلر و فاصله دوپایه حاصله از مرحله اول، در مختصات کارتزین برای مکان‌یابی اهداف پردازش می‌شود که این کار می‌تواند با روش‌های مختلفی همچون روش‌های هندسی و تخمین گرهای خطی انجام شود. بنابراین یکی از مسائلی که در مکان‌یابی غیر فعال تک‌پایه با آن روبه‌رو هستید، پیشنهاد روش مناسب برای یافتن اطلاعات تفاضل زمانی و فرکانسی میان دو سیگنال دریافتی است و سپس در گام دوم باید به موقعیت‌یابی منبع رادیویی با استفاده از این اطلاعات پرداخته شود. یکی از روش‌های معمول برای به دست آوردن تفاضل زمانی و فرکانسی میان سیگنال‌های دریافتی از طریق محاسبه تابع همبستگی و آستانه‌گذاری (روش شبکه جستجو در محدوده فرکانس داپلر و فاصله دوپایه متصور) است. البته همان‌طور که در ادامه بررسی شده است، این روش، روشی بسیار زمان‌بر و پیچیده است [۷].

در سناریوی مکان‌یابی تک‌پایه مورد نظر در این مقاله از بازتاب تشعشعات منبع سیگنال که از یک یا چند شیء بزرگ با موقعیت معلوم بازتاب داده می‌شود، برای مکان‌یابی استفاده می‌شود. یکی از مشکلات مکان‌یابی در هنگام استفاده فرصت طلبانه از یک فرستنده غیر همکار، مسئله حذف سیگنال مسیر مستقیم است که از منظر عملی بسیار با اهمیت است [۸]. بنابراین بهتر است علی‌رغم استفاده از اهداف کمکی با سطح مقطع راداری بزرگ (به‌منظور بالا بردن توان سیگنال پخش شده از اهداف کمکی و قابلیت تفکیک از سیگنال مسیر مستقیم)، این مسئله در نظر گرفته شود و برای حل آن روشی پیشنهاد شود. همچنین پیچیدگی و زمان‌بر بودن روش‌های معمول مکان‌یابی در بخش پردازش سیگنال به ویژه برای کاربردهای با دقت بالا سبب می‌شود به فکر روش‌های با پیچیدگی کمتر و کارایی بیشتر بیفتید [۹] و

[۱۰]. در روش ارائه شده در این مقاله از اطلاعات آماری سیگنال همچون امید ریاضی و تابع خود همبستگی دو سیگنال دریافتی استفاده می‌شود تا علاوه بر حذف^۲ نشتی^۳ سیگنال مسیر مستقیم، اطلاعات TDOA و FDOA به صورت مجزا محاسبه شوند. اصول کلی این روش به این صورت است که دو سیگنال دریافتی را بر حسب سیگنال ارسالی از منبع تشعشع کننده و ضرایب تضعیف و انعکاس مدل می‌شود و بعد از مدل کردن دو سیگنال دریافتی از دو کانال گیرنده، آن‌ها را بر حسب یکدیگر نوشته می‌شود.

سپس با گرفتن امید ریاضی از دو طرف تساوی و انتگرال‌گیری در بازه‌های زمانی مختلف، تخمین خوبی از ضریب تضعیف سیگنال مسیر مستقیم (کانال اول) که در مسیر بازتابی از اهداف موجود در محیط (کانال دوم) نشت کرده است، حاصل می‌شود. در این مقاله سیگنال ارسالی WSS (Wide-Sense Stationarity) در نظر گرفته شده است [۱۱]. با توجه به امید ریاضی گرفتن از سیگنال‌های دریافتی و این فرض که سیگنال مسیر مستقیم WSS است، اطلاعات مربوط به تأخیر زمانی میان دو سیگنال از بین می‌رود و با استفاده از روشی مشخص که در ادامه توضیح داده می‌شود به تخمین داده‌های تفاضل فرکانسی (FDOA) به صورت مستقل از داده‌های تفاضل زمانی (TDOA) پرداخته می‌شود. در انتها به شبیه‌سازی روش ارائه شده و روش‌های معمول برای به دست آوردن مقادیر تفاضل زمانی و فرکانسی در یک سناریوی عملی پرداخته می‌شود [۱۲]. در نهایت در انتها نتیجه‌گیری آورده شده است.

۲. روش تحقیق

۲-۱. مدل کردن کلی سامانه و سیگنال‌ها

در این بخش ابتدا با سناریوی کلی سامانه و نحوه برخورد با مسئله آشنا می‌شوید و سپس به تعریف هر یک از پارامترها پرداخته می‌شود. در همین بخش روش مرسوم برای حل این مسئله و چالش‌های آن را نیز بیان می‌شود و در بخش‌های بعد به ارائه جزئیات روش مطرح شده در این مقاله پرداخته خواهد شد.

همان‌طور که گفته شد سیگنال مسیر مستقیم را با $x(t)$ نشان می‌دهد که در گیرنده توسط حسگر به همراه نویز دریافت می‌شود و با $y_1(t)$ نشان داده می‌شود و همچنین سیگنال دریافت شده از مسیر بازتابی را با $y_2(t)$ نشان داده می‌شود.

$$\begin{cases} y_1(t) = x(t) + n_1(t) \\ y_2(t) = \alpha x(t) + \beta e^{j2\pi f_0 t} x(t - \tau_0) + n_2(t) \end{cases} \quad (1)$$

همان‌طور که در رابطه بالا دیده می‌شود، α برابر ضریب

¹ Bistatic

² Suppress

³ Effusion

ارسالی به پهنای باندهای کمتر و در نتیجه تعداد سلول کمتر رسیده، که این کار سبب از بین رفتن دقت در اندازه‌گیری‌ها می‌شود.

در واقع در این روش‌ها به تشکیل تابع ابهام پرداخته می‌شود و برای رسیدن به دقت‌های بالا همان‌طور که در رابطه قبل ذکر گردید تعداد سلول‌های بُرد که با N_1 نمایش داده شده است بسیار زیاد می‌شود و به همین ترتیب تعداد سلول‌های فرکانس (N_2) که نحوه محاسبه آن در پیوست آمده است) نیز بسیار زیاد می‌شود و تعداد محاسبات برای رسیدن به جواب و یافتن تفاضل‌های زمانی و فرکانسی برابر است با $N_1 \times N_2$.

۲-۲. ارائه روش پیشنهادی برای یافتن f_0 و حذف سیگنال مسیر مستقیم

در روش ارائه شده در این بخش به این صورت عمل می‌شود که قبل از هر چیز سیگنال‌های دریافتی $y_1(t)$ و $y_2(t)$ را بر حسب یکدیگر نوشته و سپس از دو طرف تساوی امید ریاضی گرفته می‌شود.

$$\begin{aligned} y_2(t) &= \alpha y_1(t) + \beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0) \\ &- \beta e^{j\omega_0 t} n_1(t - t_0) + n_2(t) - \alpha n_1(t) \end{aligned} \quad (5)$$

برای سادگی ترم $-\beta e^{j\omega_0 t} n_1(t - t_0) + n_2(t) - \alpha n_1(t)$ را با $N(t)$ نمایش داده می‌شود و دوباره رابطه قبل بازنویسی می‌شود.

$$y_2(t) = \alpha y_1(t) + \beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0) + N(t) \quad (6)$$

حال از دو از طرف تساوی امید ریاضی گرفته می‌شود.

$$E[y_2(t)] = E[\alpha y_1(t)] + E[\beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0)] + E[N(t)] \quad (7)$$

با توجه به فرض مشخص بودن امید ریاضی سیگنال‌های دریافتی از دو کانال y_1 و y_2 که برابر μ_1 و $\mu_2(t)$ است و مشخص بودن $E[N(t)] = 0$ خواهیم داشت $\mu_1 \xrightarrow{\text{WSS}} E[y_1(t)]$:

$$E[y_2(t)] = \alpha \mu_1 + E[\beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0)] \quad (8)$$

در گام بعدی به حل $E[\beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0)]$ پرداخته خواهد شد [۱۴].

y_1 is random process

$$\mu_1(t) = E[y_1(t)] \Rightarrow \mu_1(t - \tau_0) = E[y_1(t - \tau_0)] \quad (9)$$

$$y_1 \text{ is WSS} \Rightarrow \mu_1 = E[y_1(t - \tau_0)]$$

$$\beta e^{j\omega_0 t} \mu_1 = \beta e^{j\omega_0 t} E[y_1(t - \tau_0)]$$

تضعیف سیگنال مسیر مستقیم است که در مسیر بازتابی نشت کرده است و β برابر ضریب انعکاس سیگنال بازتابی است که از مسیرهای دیگر دریافت می‌شود. همچنین نویزهای دریافتی از دو مسیر، نویز گوسی با میانگین صفر و انحراف معیار σ_1 و σ_2 هستند.

در این روش هدف یافتن مقادیر f_0 و τ_0 هست. همان‌طور که می‌دانید ترم $\alpha x(t)$ می‌تواند توان بسیار بیشتری نسبت به بقیه ترم‌ها در $y_2(t)$ داشته باشد [۱۳] و سبب عدم آشکارسازی پارامترهای f_0 و τ_0 شود. به همین جهت حذف سیگنال مسیر مستقیم به‌عنوان یک چالش مطرح می‌شود که نمی‌توان آن را نادیده گرفت. همان‌طور که می‌دانید، در روش‌های معمول که در مدل آن‌ها نشت سیگنال مسیر مستقیم $\alpha x(t)$ در کانال دوم $y_2(t)$ نادیده گرفته می‌شود، راه شناسایی چنین سیگنال‌هایی استفاده از همبستگی است. با این حال باید به این مسئله توجه کرد که سیگنالی بازتابی با سیگنال مسیر مستقیم، تفاوت فرکانس داپلر دارد. اگر این تفاوت فرکانسی جبران نشود، همبستگی دو سیگنال مقدار کمی خواهد بود. بنابراین اگر سیگنال مسیر مستقیم که از کانال اول دریافت می‌شود را با $y_1(t)$ نشان داده شود و سیگنال بازتابی در کانال دوم که توسط یک آنتن جهتی رو به سوی هدف کمکی دریافت می‌شود را با $y_2(t)$ نشان داده شود، برای پردازش و استخراج مقادیر تفاضل زمانی و فرکانسی خواهید داشت:

$$z(\tau) = \int y_1(t) e^{-j2f_0\tau t} y_2^*(t - \tau_0) dt \quad (2)$$

بسیاری این عبارت را در حوزه دوگان (فرکانس) محاسبه می‌کنند. با استفاده از روابط نشان داده شده در پیوست اثبات می‌شود که در حوزه فرکانس هم وضعیت متفاوت نیست. در آنجا هم باید یکی از سیگنال‌ها شیفت داده شده و در مزدوج دومی ضرب شود و سپس از حاصل تبدیل فوریه گرفته شود. درنهایت باید به محاسبه انتگرال رابطه بالا پرداخته می‌شود که برای آن باید مقدارهای حداقل و حداکثر دو متغیر f_0 و τ_0 را بدانید.

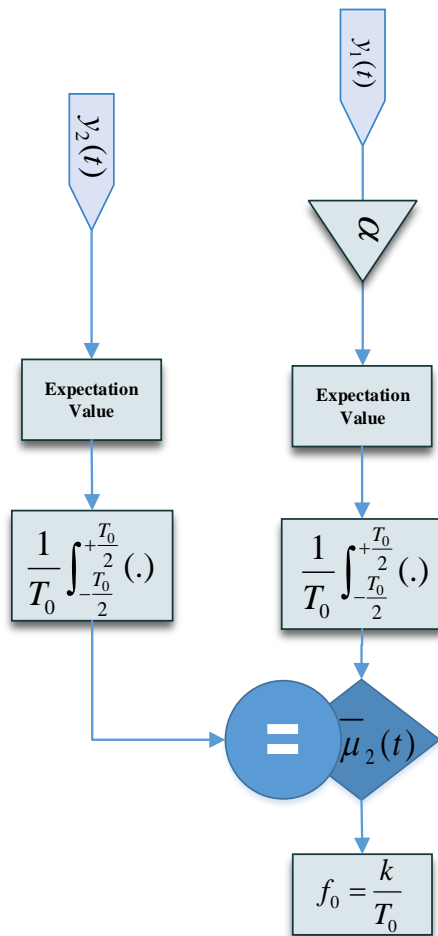
برای تعیین حداقل و حداکثر مقدار f_0 و τ_0 باید رزلوشن برد را به‌دست آورد که اگر پهنای باند سیگنال ارسالی برابر B باشد، آنگاه رزلوشن برد برابر است با:

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (1)$$

و به این ترتیب تعداد سلول‌های برد برابر با:

$$N_1 = \frac{R}{\Delta R} = \frac{2BR}{c} \quad (2)$$

که در آن، R برابر با حداکثر مقدار متصور برای فاصله دوطایه است. اگر این تعداد خیلی زیاد باشد می‌توان با فیلتر کردن سیگنال



شکل ۱. الگوریتم کلی به دست آوردن f_0

۲-۳. ارائه روش پیشنهادی برای یافتن τ_0

در گام بعد باید مقدار τ_0 را به دست آورد. همان طور که تا اینجا دیده شد، با استفاده از امید ریاضی گرفتن از سیگنال های دریافتی اطلاعات مربوط به τ_0 از بین می رود به همین دلیل از رابطه (۵) تابع خود همبستگی گرفته می شود. اثبات این رابطه در پیوست آمده است.

$$R_2(\tau, t) = \alpha^2 R_1(\tau) + \beta^2 e^{j\omega_0 \tau} R_1(\tau) + \sigma^2 \delta(\tau) + \alpha \beta e^{j\omega_0 \tau} e^{j\omega_0 t} R_1(\tau - \tau_0) + \alpha \beta e^{-j\omega_0 \tau} R_1(\tau + \tau_0) \quad (14)$$

با صفر قرار دادن مقدار τ رابطه بالا به فرم زیر درمی آید:

$$R_2(\tau = 0, t) = \alpha^2 R_1(0) + \beta^2 R_1(0) + \sigma^2 + \alpha \beta e^{j\omega_0 t} R_1(-\tau_0) + \alpha \beta R_1(+\tau_0) \quad (15)$$

همچنین با توجه به زوج بودن تابع خود همبستگی $R_1(\tau)$ نتیجه گرفته می شود:

$$R_2(0, t) = \alpha \beta (e^{j\omega_0 t} + 1) R_1(\tau_0) + (\alpha^2 + \beta^2) R_1(0) + \sigma^2 \quad (16)$$

همچنین با توجه به حقیقی بودن مقدار $R(0)$ می توان به اتحاد زیر رسید:

از آنجا که امید ریاضی بر روی فرآیند تصادفی y_1 صورت گرفته است، بنابراین $\beta e^{j\omega_0 t}$ به داخل عملگر امید ریاضی وارد می شود. با جایگزین کردن مقدار مشخص شده از رابطه بالا در رابطه قبل خواهیم داشت:

$$E[y_2(t)] = \mu_2(t) = \alpha \mu_1 + \beta e^{j\omega_0 t} \mu_1 \quad (10)$$

حال از دو طرف رابطه بالا انتگرال در بازه مشخص T_0 گرفته می شود.

$$\frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} \mu_2(t) dt = \alpha \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} \mu_1 dt + \beta \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} e^{j\omega_0 t} \mu_1 dt$$

$$\Rightarrow \overline{\mu_2(t)} = \alpha \mu_1 + \beta \mu_1 \text{sinc}\left(\frac{\omega_0 T_0}{2}\right) \quad (11)$$

حال به حل مسئله نزدیک تر شدید و برای به دست آوردن α و β اقدام می شود. برای به دست آوردن α (ضریب نشت سیگنال مسیر مستقیم در مسیر انعکاسی) به این صورت اقدام می شود که مقدار بازه انتگرال گیری T_0 زیاد در نظر گرفته می شود، تا مقدار $\text{sinc}\left(\frac{\omega_0 T_0}{2}\right)$ به صفر میل کند. بنابراین برای به دست آوردن α خواهیم داشت (فرض می شود که میانگین سیگنال مسیر مستقیم μ_1 صفر نیست):

$$\text{if } T_0 \rightarrow \infty \Rightarrow \alpha = \frac{\overline{\mu_2(t)}}{\mu_1} \quad (12)$$

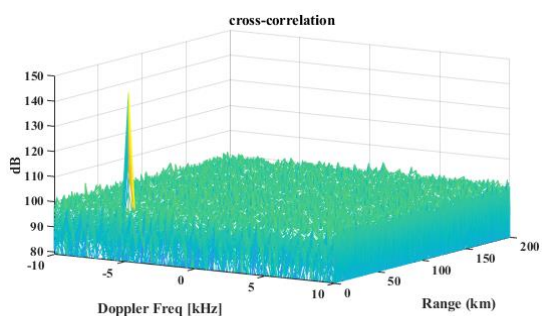
با توجه به مدل ارائه شده برای سیگنال دریافتی در رابطه (۱) و همچنین توجه به این موضوع که نشی سیگنال مسیر مستقیم در مسیر بازتابی که با ترم $\alpha x(t)$ نشان داده شده است، می تواند بسیار بزرگ تر از سیگنال بازتابی $\beta e^{j2\pi f_0 t} x(t - \tau_0)$ باشد، یافتن ضریب α می تواند به حذف ترم $\alpha x(t)$ از مسیر بازتابی کمک کند. قبل از اینکه به سراغ به دست آوردن مقدار β بروید، مقدار ω_0 با در نظر گرفتن رابطه (۱۱)، به دست می آید. در مرحله انتگرال گیری بر روی بازه دلخواه T_0 به صورت پیوسته مقدار آن افزایش پیدا می کند و هر گاه رابطه $\overline{\mu_2(t)} = \alpha \mu_1$ (معادل $\text{sinc}\left(\frac{\omega_0 T_0}{2}\right) = 0$) برقرار شد مقدار ω_0 بر حسب T_0 مورد نظر طبق رابطه زیر محاسبه می شود (نحوه به دست آوردن مقدار f_0 در شکل (۱) نشان داده شده است):

$$\frac{\omega_0 T_0}{2} = k\pi \Rightarrow \omega_0 = \frac{2k\pi}{T_0} \quad (13)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{k}{T_0}$$

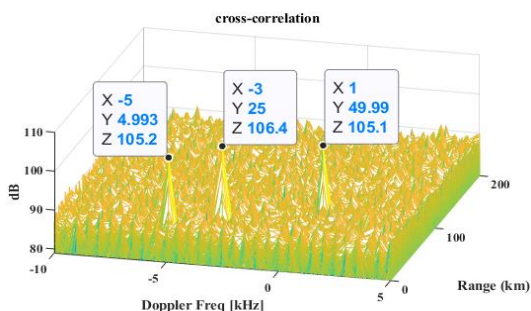
تا اینجا مقدار f_0 و همچنین ضریب تضعیف سیگنال مسیر مستقیم (α) را محاسبه شد و سپس با انتگرال گیری بر روی یک بازه دلخواه T_0 با معلوم بودن همه پارامترهای رابطه (۱۱) مقدار β نیز به دست می آید.

همان‌طور که در شکل (۲) دیده می‌شود، فقط هدفی که سیگنال مسیر بازتابی آن ۶۰ دسیبل ضعیف‌تر بود، آشکارسازی شد و دو هدف دیگر آشکارسازی نشده است. در واقع با این شبیه‌سازی متوجه می‌شوید که اگر توان سیگنال دریافتی از مسیر بازتابی ۱۰۰ دسیبل ضعیف‌تر از سیگنال مسیر مستقیم باشد قادر به آشکارسازی آن نخواهید بود. به‌منظور اطمینان از این موضوع سه هدف با شرایط قبل به غیر از اینکه در هر سه هدف توان سیگنال مسیر بازتابی ۱۰۰ دسیبل ضعیف‌تر باشد در نظر گرفته و شبیه‌سازی تکرار می‌شود. در اینجا فرض می‌شود توان سیگنال دریافتی از کانال دو برای هر سه هدف ۱۰۰ دسیبل ضعیف‌تر از سیگنال دریافتی از کانال اول است.



شکل ۲. خروجی همبستگی سنجی دو سیگنال به ازای تأخیر و داپلرهای متفاوت

همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود در این شرایط SNR سیگنال دریافتی برای آشکارسازی بسیار کم خواهد بود و ممکن است هدف از دست برود. نکته دیگری که باید به آن اشاره کرد این است که اگر اهداف با بازتاب قوی‌تر همچون مثال قبل وجود داشته باشد ممکن است سبب عدم آشکارسازی اهداف با انعکاس ضعیف‌تر شود.



شکل ۳. خروجی همبستگی سنجی دو سیگنال به ازای تأخیر و داپلرهای متفاوت

حال برای ارزیابی روش ارائه شده به شبیه‌سازی خطای محاسبات برای α به ازای ضرب کردن نویز یکنواخت در پترن دو آنتن (به‌صورت $[-1, 1]$) و اضافه کردن نویز گوسی با توان‌های مختلف به سیگنال‌های $y_1(t)$ و $y_2(t)$ پرداخته می‌شود. در شکل (۴) خطای تخمین مقدار α با استفاده از رابطه (۱۲) به ازای سیگنال

$$\begin{aligned} \text{Im}\{(e^{j\omega t} + 1)R_1(\tau_0)\} &= 0 \\ \text{Re}\{\alpha\beta(e^{j\omega t} + 1)R_1(\tau_0)\} &= R_2(0, t) - (\alpha^2 + \beta^2)R_1(0) - \sigma^2 \end{aligned} \quad (17)$$

در گام نهایی با ذخیره $R_1(t)$ و مقایسه با مقدار $R_1(\tau_0)$ که از رابطه بالا به‌دست آمده است، می‌توان مقدار τ_0 را به‌دست آورد. چیزی که در این بخش باید به آن توجه داشته باشید، وابستگی تابع خود همبستگی $y_2(t)$ به لحظه نمونه‌برداری است که به‌صورت $R_2(\tau, t)$ نشان داده شده است. بنابراین در تخمین این مقدار باید پنجره‌های زمانی کوتاهی را در نظر گرفت و در هر لحظه در پنجره زمانی مربوط به همان لحظه مقدار $R_2(\tau, t)$ محاسبه شود. در واقع در هر پنجره زمانی سیگنال $y_2(t)$ را ارگادیک تا مرتبه دوم در نظر گرفته شد

۳. نتایج و بحث

در این بخش روش ارائه شده در این مقاله را با روش‌های دیگر مقایسه و مورد ارزیابی قرار داده می‌شود. برای این کار باید دقت استخراج داده‌های تفاضل زمانی (τ_0) و فرکانسی (f_0) به ازای توان‌های مختلف نویز بررسی شود و همچنین زمان‌بر بودن و منابع پردازشی مورد نیاز برای هر کدام از روش‌ها را نیز بررسی شود.

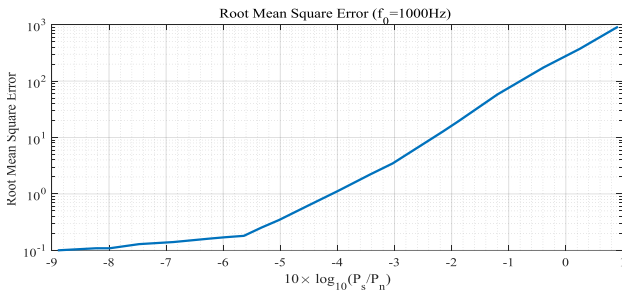
قبل از هر چیز به شبیه‌سازی روش شبکه جستجو و همبستگی سنجی گرفتن از دو سیگنال پرداخته می‌شود. به‌منظور ارزیابی همه جانبه روش شبکه جستجو سه هدف با تفاضل‌های زمانی و فرکانسی متفاوت در نظر گرفته می‌شود و برای دو هدف از سه هدف در نظر گرفته شده توان سیگنال دریافتی از مسیر بازتابی را ۱۰۰ دسیبل ضعیف‌تر از سیگنال دریافتی از مسیر مستقیم در نظر گرفته می‌شود و برای هدف دیگر توان سیگنال دریافتی از مسیر بازتابی ۶۰ دسیبل ضعیف‌تر از سیگنال مستقیم است (به عبارت دیگر توان سیگنال $y_2(t)$ ۶۰ دسیبل ضعیف‌تر از توان سیگنال $y_1(t)$ است). با توجه به اهداف در نظر گرفته شده برای دریافت سیگنال از دو کانال گیرندگی، تابع همبستگی سنجی به ازای تأخیرها و فرکانس داپلرهای متفاوت شبیه‌سازی می‌شود (طبق رابطه (۲)). اطلاعات مربوط به این سه هدف از جمله داپلر و تأخیر زمانی برای هر کدام به‌صورت زیر خلاصه می‌شود:

$$\begin{cases} \text{Delay}_1 = \frac{50\text{km}}{c} \\ \text{Delay}_2 = \frac{25\text{km}}{c} \\ \text{Delay}_3 = \frac{5\text{km}}{c} \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} \text{Doppler}_1 = 1\text{KHz} \\ \text{Doppler}_2 = -3\text{KHz} \\ \text{Doppler}_3 = -5\text{KHz} \end{cases}$$

پرداخت. در شکل (۵) نحوه محاسبه داپلر ۱۰۰۰ هرتز برابر است با:

$$f_0 = \frac{240 \times 10^6}{240000} = 1000 \text{ Hz}$$

که در شرایط بدون نویز و با فرکانس نمونه برداری ۲۴۰ مگاهرتز رسم شده است. اطلاعات دیگری که از شکل (۵) به دست می‌آید مقدار ضریب تلفات سیگنال انعکاسی (β) است چرا که دامنه تابع سینک به دست آمده برابر β است.

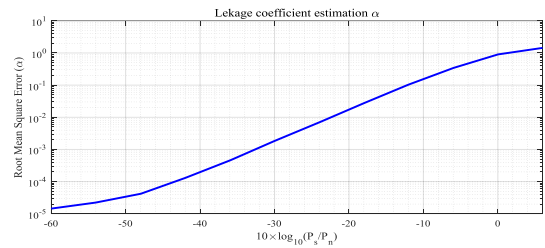


شکل ۶. خطای تخمین فرکانس داپلر f_0

در گام بعد به مقایسه دقت اندازه‌گیری مقادیر T_0 در هر دو روش پرداخته شده است. به ازای سطح توان مختلف برای نویز گوسی دریافتی توسط دو سیگنال دریافتی به شبیه‌سازی دقت اندازه‌گیری مقدار T_0 پرداخته می‌شود. با توجه به این موضوع که پارامترهای تخمین زده شده در روش شبکه جستجو از همبستگی سنجی خود مشاهدات به دست می‌آیند، بنابراین در محاسبه دقت روش شبکه جستجو، می‌توان دقت قابل حصول را با فرض فرکانس نمونه برداری بی‌نهایت، عدم محدودیت زمان و منابع پردازشی همان دقت CRLB که ناشی از توان و توزیع نویز اندازه‌گیری است، در نظر گرفت.

همان‌طور که در شکل (۷) مشاهده می‌شود دقت قابل قبولی را در مقابل کاهش حجم محاسبات نسبت به سایر روش‌ها [۱۵] و [۱۶] به دست آورده شد، چرا که در روش جستجو شرط لازم برای رسیدن به دقت مورد نظر کوچک در نظر گرفتن گام‌های زمانی و فرکانسی است که سبب افزایش تعداد دفعات محاسبات می‌شود. همچنین در روش‌های جستجو فرکانس نمونه برداری خود محدود کننده دقت محاسبات است. این روش نسبت به روش‌های مطرح شده برای به دست آوردن تفاضل زمانی و فرکانسی [۹] و [۱۰] از این مزیت برخوردار است که حجم محاسباتی به مراتب کمتری دارد و همچنین جایگزین مناسبی برای روش‌های همبستگی سنجی است.

به نویزهای متفاوت رسم شده است. همان‌طور که در شکل (۴) دیده می‌شود خطای تخمین ضریب α بر حسب نسبت توان نویز به سیگنال دریافتی رسم شده است.

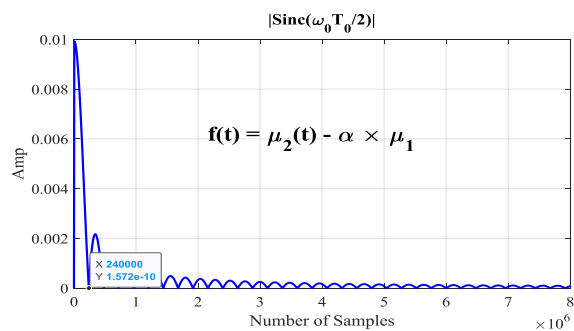


شکل ۴. خطای تخمین برای ضریب نشتی سیگنال مسیر مستقیم

در گام بعدی، شبیه‌سازی محاسبه f_0 انجام می‌شود. نتیجه تخمین $f_0 = 1000 \text{ Hz}$ را با فرض فرکانس نمونه برداری $f_s = 240 \text{ MHz}$ در شکل (۵) مشاهده می‌شود و در شکل (۶) خطای تخمین فرکانس داپلر f_0 را ما به ازای توان‌های متفاوت نویز سیگنال دریافتی نشان داده شده است. تعداد نمونه‌های سیگنال $y_1(t)$ و $y_2(t)$ که برای این شبیه‌سازی از آن‌ها استفاده شده برابر است با ۸ میلیون نمونه می‌باشد که کمترین فرکانس داپلر تخمینی را محدود به ۳۰ هرتز می‌کند.

$$\frac{\omega_0 T_0}{2} = K\pi \quad \& \quad T_0 = \frac{m}{f_s} = \frac{m}{240 \text{ MHz}} \quad (18)$$

$$f_{0\min} = K \times \frac{240 \text{ MHz}}{8 \times 10^6} = 30K \xrightarrow{K=1} f_{0\min} = 30 \text{ Hz}$$



شکل ۵. با استفاده از میانگین مقادیر μ_1 و μ_2 تابع $\text{sinc}(\frac{\omega_0 T_0}{2})$

البته باید به این نکته توجه داشت شکل (۵) با فرض داشتن توزیع احتمال سیگنال $y_2(t)$ رسم شده است. WSS نبودن سیگنال $y_2(t)$ کار را برای به دست آوردن توزیع احتمال سیگنال $y_2(t)$ مشکل می‌کند، البته برای تخمین امید ریاضی سیگنال $y_2(t)$ ، می‌توان در پنجره‌های زمانی کوتاه آن را ارگادیک در نظر گرفت و در هر لحظه به تخمین مقدار در آن پنجره زمانی

- [3] Cooper, D. "Statistical Analysis of Position-Fixing General Theory for Systems with Gaussian Errors"; Proc. Institution Electrical Eng. 1972, 637-640.
- [4] Schmidt, R. "A New Approach to Geometry of Range Difference Location"; IEEE Trans. Aerospace Electron. Sys. 1972, 821-835.
- [5] Wang, X. "Target Motion Analysis in Three-Sensor TDOA Location System"; Inform. Technol. J. 2011, 10, 1150-1160.
- [6] Zekavat, R.; Michael, R. "Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances"; 2019.
- [7] Nikoo, M.; Behnia, F. "Single-Site Source Localization Using Scattering Data"; IET Radar, Sonar & Navigation, 2017.
- [8] Ling, C.; Shao Hong, L. "IMM Tracking of a 3D Maneuvering Target With Passive TDOA System"; IEEE Int. Conf. Neural Networks Signal Processing, 2003.
- [9] Cong Feng, L.; Jie Y.; Feng Shuai, W. "Joint TDOA and AOA location algorithm"; J. Sys. Eng. Electron. 2013, 183-188.
- [10] Shau-Shiun, J.; Yu-Chun, K. "Radar Tracking with an Interacting Multiple Model and Probabilistic Data Association Filter for Civil Aviation Applications"; Sensors 2013, 13, 6636-6650.
- [11] Bar-Shalom, O.; Weiss A. J. "Emitter Geolocation Using Single Moving Receiver"; Signal processing 2014, 70-83.
- [12] Dempster, A.; Cetin, E. "Interference Localization for Satellite Navigation Systems," Proc. IEEE, 2016, 1318-1326.
- [13] Yang, H.; Chun, J.; Chae, D. "Hyperbolic Localization in MIMO Radar Systems"; IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2014, 14, 618-621.
- [14] Eric, L.; Ferguson, B.; Ferguson, G. "High-Precision Acoustic Localization of Dolphin Sonar Click Transmissions Using a Modified Method of Passive Ranging by Wave front Curvature"; J. Acoust. Soc. Am. 2019, 4790-4801.
- [15] Pengwu, W.; Yongjing, N.; Hao, B. "Passive Localization of Signal Source Based on Wireless Sensor Network in the Air"; Int. J. Distrib. Sens. Netw. 2018, 14.
- [16] Cong Feng, L.; Jie, Y.; Feng Shuai, W. "Joint TDOA and AOA Location Algorithm"; J. Sys. Eng. Electron. 2013, 24, 183-188.

پیوست

در این پیوست به اثبات این موضوع پرداخته می‌شود که معادله (۲) در حوزه زمان و فرکانس تفاوت چندانی ندارند. بسیاری این عبارت در حوزه دوگان (فرکانس) محاسبه می‌کنند. برای این منظور دارید:

$$y_1(t)e^{(-j2\pi f_0 t)} = \int Y_1(f - f_0)e^{(j2\pi f t)} df \quad (پ ۱)$$

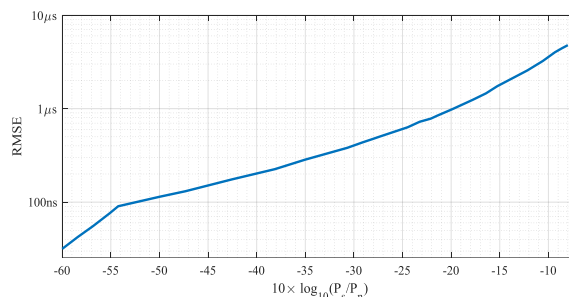
$$y_2^*(t - \tau_0) = \int Y_2^*(f)e^{j2\pi f(t - \tau_0)} df$$

بنابراین به رابطه زیر می‌رسید:

$$z(\tau) = \iint Y_1(f_1 - f_0)e^{(j2\pi f_1 t)} df_1 \int Y_2^*(f_2)e^{-j2\pi f_2(t - \tau_0)} df_2 dt \quad (پ ۲)$$

با تغییر ترتیب انتگرال‌ها می‌توان به عبارت زیر رسید:

$$z(\tau) = \iint Y_1(f_1 - f_0)Y_2^*(f_2)e^{(j2\pi f_2 \tau_0)} \int e^{j2\pi(f_1 - f_2)t} dt df_1 df_2 \quad (پ ۳)$$



شکل ۷. دقت روش ارائه شده در استخراج پارامترها

۴. نتیجه‌گیری

در این تحقیق به یکی از چالش‌های عملی در مکان‌یابی غیر فعال تک‌پایه پرداخته شده است. این چالش حذف سیگنال مسیر مستقیم است که باعث به اشباع رفتن گیرنده و مانع استخراج اطلاعات تفاضل زمانی و فرکانسی از سیگنال دریافتی می‌شود. همچنین به بررسی و آنالیز حجم محاسبات در روش‌های معمول برای به‌دست آوردن داده‌های تفاضل زمانی و فرکانسی پرداخته شده است. در روشی که در این تحقیق برای به‌دست آوردن مقادیر TDOA/FDOA مبتنی بر مشخصات آماری سیگنال دریافتی از هدف فعال (منبع رادیویی) معرفی شده است، حجم محاسبات به مراتب کمتر از روش‌های معمول است. بار پردازشی همان‌طور که در رابطه (پ ۱۲) پیوست آورده شده است به نسبت ۴ برابر کاهش می‌یابد. طبعاً کاهش حجم محاسبات باعث افزایش سرعت محاسبات مکان‌یابی تا ۴ برابر می‌شود. در این روش از الگوی جستجوی دو بعدی استفاده نشده است که به‌طور هم‌زمان بخواهید مقادیر تفاضل زمانی و فرکانسی را تخمین بزنید. در روش مطرح شده، بر مبنای مشخصات آماری سیگنال دریافتی، هر کدام از پارامترها به‌صورت مجزا تخمین زده می‌شوند. علاوه بر این تخمین مستقل دو پارامتر زمانی و فرکانسی سبب می‌شود که هر کدام از پارامترهای تفاضل زمانی و فرکانسی فرستنده با دقت بیشتری توسط گیرنده تخمین زده شود. برای سیگنال‌های ارسالی باند باریک اطلاعات فرکانسی با دقت بیشتری اندازه‌گیری می‌شود و برای فرستنده‌های پهن‌بند اطلاعات تأخیر زمانی با دقت بالاتری به‌دست می‌آید و درنهایت می‌توان با استفاده از این اطلاعات و روش‌های هندسی و یا تخمین‌گرهای خطی موقعیت هدف را به‌دست آورد.

۵. مرجع‌ها

- [1] Marchand, N. "Error Distributions of Best Estimate of Position from Multiple Time Difference Hyperbolic Networks"; IEEE Trans. Aerosp. Navigational Electron. 1964, 96-100.
- [2] Lee, H. "A Novel Procedure for Assessing the Accuracy of Hyperbolic Multilateration"; IEEE Trans. Aerospace Electron. Sys. 1975, 2-15.

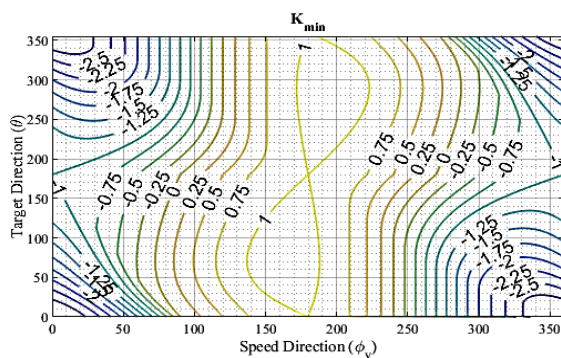
یا متحرک با سرعت کم معمولاً سرعت حرکت فرستنده بر روی پلتفرم هوایی غالب است و در این حالت دارید:

$$\Delta f = \frac{V_s (\cos(\beta - \phi_V) - 2 \cos \phi_V)}{\lambda} \quad (10 \text{ پ})$$

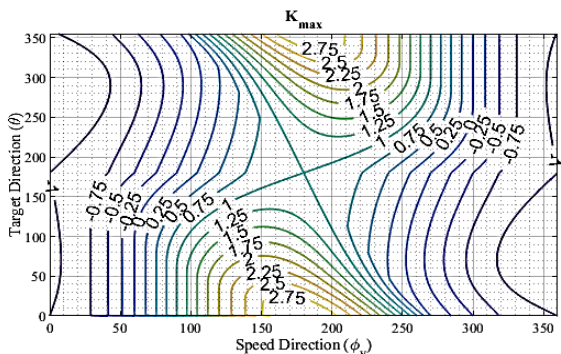
این رابطه به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$\Delta f = K \frac{V_s}{\lambda} \quad (11 \text{ پ})$$

در ادامه به شبیه‌سازی رابطه (پ ۱۱) برای به دست آوردن مقادیر ضریب K پرداخته می‌شود. با استفاده از رابطه (پ ۱۰) و ضریب K رزلوشن حداقلی (Δf) برای محور فرکانس در صفحه زمان-فرکانس به دست می‌آید. این مقدار (Δf) تعیین کننده تعداد ضرب کننده‌های مورد نیاز برای محور فرکانس در تخمین مقادیر TDOA/FDOA بر مبنای CAF^۴ است. سناریوی مورد نظر برای شبیه‌سازی و یافتن مقدار ضریب K ، به این صورت است که یک جمر پرتوان نویزی را به عنوان فرستنده در نظر گرفته می‌شود و با فرض جهت‌های متفاوت حرکتی برای پلتفرم هوایی فرستنده مقادیر حداقل و حداکثر را برای این ضریب محاسبه می‌شود. در نمودارهای زیر محور عمودی زاویه موقعیت هدف کمکی نسبت به راستای افق (θ در شکل (پ ۱)) را نشان می‌دهد و محور افقی زاویه جهت حرکت (جهت بردار سرعت ϕ_V) نسبت به راستای افق را نشان می‌دهد. در این صورت، کمترین و بیشترین مقدار K بر اساس زاویه هدف و نیز زاویه بردار سرعت فرستنده به صورت نمودارهای شکل (پ ۲ و پ ۳) است:



شکل ۲. مقدار کمینه ضریب داپلر ناشی از سرعت فرستنده



شکل ۳. مقدار بیشینه ضریب داپلر ناشی از سرعت فرستنده

در ادامه با در نظر گرفتن $\int e^{j2\pi(f_1-f_2)t} dt = \delta(f_2 - f_1)$ به رابطه زیر می‌رسید:

$$z(\tau) = \iint Y_1(f_1 - f_0) Y_2^*(f_2) e^{(j2\pi f_2 \tau_0)} \delta(f_2 - f_1) df_1 df_2 \quad (4 \text{ پ})$$

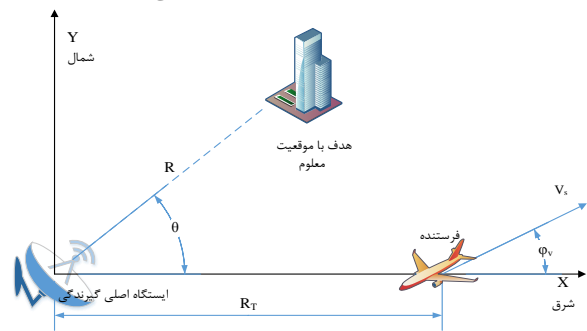
در ادامه با استفاده از خاصیت $\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \delta(x - x_0) = f(x_0)$ برای تابع دلتای دیراک به رابطه (پ ۷) می‌رسید.

$$z(\tau) = \int Y_1(f - f_0) Y_2^*(f) e^{(j2\pi f \tau_0)} df \quad (5 \text{ پ})$$

این رابطه نشان می‌دهد که در حوزه فرکانس هم وضعیت متفاوت نیست. در اینجا هم باید یکی از سیگنال‌ها شیفت داده شده و در مزدوج دومی ضرب شود و سپس از حاصل تبدیل فوریه گرفته شود. در نهایت باید به محاسبه انتگرال زیر پرداخته شود:

$$z(\tau_0, f_0) = \int y_1(t) e^{(-j2f_0\pi t)} y_2^*(t - \tau_0) dt \quad (6 \text{ پ})$$

در ادامه این پیوست، تعداد سلول‌های لازم در حوزه داپلر برای تابع همبستگی سنجی به دست آورده می‌شود. برای محاسبه کمترین و بیشترین داپلر به شکل (پ ۱) مراجعه می‌شود.



شکل ۱. مقدار کمینه ضریب داپلر ناشی از سرعت فرستنده

مطابق با شکل (پ ۱) دارید:

$$f_D = \frac{2V_s}{\lambda} \cos \phi_V \quad (7 \text{ پ})$$

$$f_T = \frac{V_s \cos(\beta - \phi_V) - V_T (\cos(\theta_V - \theta) + \cos(\theta_V - \beta))}{\lambda}$$

در اینجا V_s اندازه بردار سرعت هدف و θ_V زاویه بردار سرعت هدف کمکی و ϕ_V برابر با جهت سرعت منبع سیگنال است. همچنین β زاویه خط واصل هدف و فرستنده است که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\beta = \tan^{-1} \frac{R \sin \theta}{R \cos \theta - R_T} \quad (8 \text{ پ})$$

به این ترتیب تفاوت فرکانس داپلر به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\Delta f = \frac{V_s (\cos(\beta - \phi_V) - 2 \cos \phi_V)}{\lambda} - \frac{-V_T (\cos(\theta_V - \theta) + \cos(\theta_V - \beta))}{\lambda} \quad (9 \text{ پ})$$

تعداد متغیرهای موجود در این معادله زیاد است و نمی‌توان به آسانی کمینه و بیشینه داپلر را تعیین نمود. برای ساده سازی اول به این نکته توجه می‌شود که تفاوت داپلر ناشی از دو قسمت است، یکی حرکت فرستنده و دیگری حرکت هدف. برای اهداف ثابت و

^۴ Cross Ambiguity Function

برابر T_{ot} باشد، تعداد سلول‌های داپلر که باید پردازش شود برابر است با:

$$N = (\Delta f_s + \Delta f_T) T_{ot} \quad (۱۵پ)$$

در اینجا Δf_s تفاوت بین کمترین و بیشترین مقدار داپلر ناشی از حرکت فرستنده و Δf_T مقدار متناظر آن برای هدف است. در ادامه این پیوست به اثبات رابطه (۱۴) پرداخته می‌شود که از $y_2(t)$ تابع خود همبستگی گرفته شده است. ابتدا رابطه $y_2(t)$ بر حسب $y_1(t)$ را بازنویسی می‌شود.

$$y_2(t) = \alpha y_1(t) + \beta e^{j\omega_0 t} y_1(t - \tau_0) \quad (۱۶پ)$$

سپس فرمول تابع همبستگی را برای آن نوشته می‌شود.

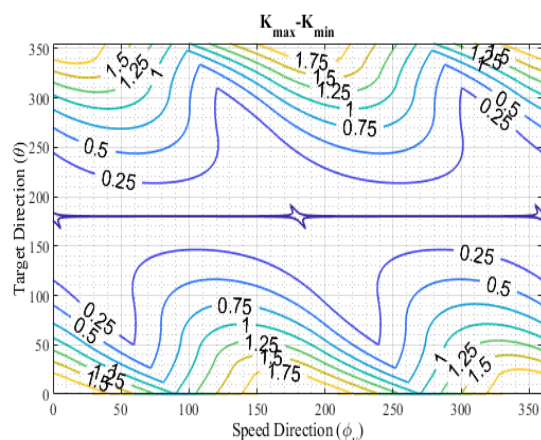
$$\begin{aligned} R_{y_2} &= E\{y_2^*(t)y_2(t+\tau)\} \\ &= E\{(\alpha y_1^*(t) + \beta e^{-j\omega_0 t} y_1^*(t - \tau_0) + N^*(t)) \times \\ &(\alpha y_1(t+\tau) + \beta e^{j\omega_0(t+\tau)} y_1(t+\tau - \tau_0) + N(t+\tau))\} \\ &= \alpha^2 E\{y_1^*(t)y_1(t+\tau)\} + E\{N^*(t)N(t+\tau)\} \\ &+ \beta^2 e^{j\omega_0 \tau} E\{y_1^*(t - \tau_0)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ \alpha\beta e^{j\omega_0(t+\tau)} E\{y_1^*(t)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ \alpha\beta e^{-j\omega_0 t} E\{y_1^*(t - \tau_0)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ E\{N^*(t)\}E\{\alpha y_1(t+\tau)\} \\ &+ E\{N^*(t)\}E\{\beta e^{j\omega_0(t+\tau)} y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ E\{N(t+\tau)\}E\{\alpha y_1^*(t)\} \\ &+ E\{N(t+\tau)\}E\{\beta e^{-j\omega_0 t} y_1^*(t - \tau_0)\} \end{aligned} \quad (۱۷پ)$$

حال با توجه به اینکه میانگین ترم‌های نویز صفر است رابطه اخیر به صورت زیر درمی‌آید. همچنین رابطه تابع خود همبستگی برای $y_1(t)$ که به صورت $R_{y_1} = E\{y_1^*(t)y_1(t+\tau)\}$ در رابطه بالا جایگزین می‌شود.

$$\begin{aligned} R_{y_2} &= E\{y_2^*(t)y_2(t+\tau)\} \\ &= \alpha^2 E\{y_1^*(t)y_1(t+\tau)\} + E\{N^*(t)N(t+\tau)\} \\ &+ \beta^2 e^{j\omega_0 \tau} E\{y_1^*(t - \tau_0)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ \alpha\beta e^{j\omega_0(t+\tau)} E\{y_1^*(t)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &+ \alpha\beta e^{-j\omega_0 t} E\{y_1^*(t - \tau_0)y_1(t+\tau - \tau_0)\} \\ &= \alpha^2 R_1(\tau) + \beta^2 e^{j\omega_0 \tau} R_1(\tau) + \sigma^2 \delta(\tau) \\ &+ \alpha\beta e^{j\omega_0 \tau} e^{j\omega_0 t} R_1(\tau - \tau_0) + \alpha\beta e^{-j\omega_0 t} R_1(\tau + \tau_0) \end{aligned} \quad (۱۸پ)$$

رابطه (۱۸پ) معادل رابطه (۱۴) است..

پارامتر دیگری که می‌تواند مناسب باشد، تفاوت بین کمترین و بیشترین ضریب K است که این مقدار در شکل (۴پ) نشان داده شده است.



شکل ۴پ. تفاوت بین بیشترین و کمترین مقدار ضریب داپلر ناشی از حرکت فرستنده

در شرایطی که محدودیت بار پردازشی دارید این نمودار کمک زیادی به ما می‌کند. در شرایط عادی باید K_{min} برابر ۳- و K_{max} برابر ۳+ فرض شود ولی نمودار بالا به ما می‌گوید که زمانی که جهت هدف و جهت بردار سرعت فرستنده را می‌دانید، تفاوت کمترین و بیشترین ضریب اغلب از 0.75 تجاوز نمی‌کند و این یعنی اینکه می‌توان بار پردازشی را به نسبت زیر کاهش داد:

$$N = \frac{2 \times 3}{2 \times 0.75} = 4 \quad (۱۲پ)$$

با توجه به اینکه از اهداف متحرک همچون کشتی نیز می‌توان به- عنوان اهداف با موقعیت معلوم استفاده کرد، چرا که سطح مقطع راداری آن‌ها بسیار بزرگ است و سرعت آن‌ها نیز کم است. در ادامه به بررسی اثر سرعت هدف کمکی برای موقعیت‌یابی فرستنده پرداخته می‌شود. در مورد اهداف دریایی، چون اغلب سرعت هدف خیلی کمتر از سرعت فرستنده است، این بخش در برابر بخش قبل قابل صرف نظر است ولی در مورد اهداف هوایی این اثر هم قابل ملاحظه است. اثر سرعت هدف به شکل زیر است:

$$\Delta f = \frac{-V_T(\cos(\theta_V - \theta) + \cos(\theta_V - \beta))}{\lambda} \quad (۱۳پ)$$

مجدد این رابطه را نیز به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\Delta f = -K \frac{V_s}{\lambda} \quad (۱۴پ)$$

مطابق با شبیه‌سازی‌های انجام شده، همچون نمودارهای مربوط به حرکت فرستنده، در اینجا نیز می‌توان با دانستن سرعت هدف کمکی بار محاسباتی را کاهش داد. اگر زمان بر روی هدف بودن

