

طراحی و شبیه‌سازی یک سامانه تطبیقی خطی به منظور حذف اثر جمر تک فرکانس در لینک داده هواپیمای جنگی

بیات، میثم*، مظلوم، جلیل^۲

- ۱- مربی دانشکده مهندسی برق - دانشگاه هوایی شهید ستاری
 - ۲- استادیار دانشکده مهندسی برق - دانشگاه هوایی شهید ستاری
- (دریافت مقاله: ۹۴/۱۰/۱۴ تاریخ پذیرش ۹۵/۰۸/۱۰)

چکیده

در این مقاله با طراحی یک فیلتر تطبیقی خطی دو مرحله‌ای، سیگنال تداخل تک فرکانس (جمر تک فرکانسی) از سیگنال پهن باند پیام حذف می‌گردد. نتیجه، یک سامانه است که با وجود اثر داپلر، به صورت خودکار فرکانس تداخلی نامعلوم را در ورودی به دست آورده و سپس حذف می‌نماید. طراحی سامانه تطبیقی در روش پیشنهادی بر اساس ورژنی از سیگنال تداخل که به میزان نامعلومی شیفت داپلر پیدا کرده، انجام شده است. چون الگوریتم NLMS دارای پیچیدگی محاسباتی بسیار پایین است و از نظر پیاده‌سازی عملی مناسب‌ترین الگوریتم است، سامانه پیشنهادی با استفاده از دو فیلتر تطبیقی خطی NLMS اجرا می‌گردد. با توجه به این که پارامتر μ اندازه‌گام اجرای الگوریتم را مشخص می‌نماید، یک عامل اساسی در تخمین سیگنال بر اساس فیلترهای تطبیقی است. در مرحله اول از یک الگوریتم NLMS با اندازه‌گام بزرگ، و با رفتار متغیر در زمان به منظور تخمین اولیه سیگنال تداخل استفاده می‌شود. در مرحله دوم، الگوریتم NLMS با اندازه‌گام کوچک، به عنوان تقریبی از فیلتر وینر استفاده می‌شود تا فاز و دامنه سیگنال شیفت یافته مرجع را اصلاح نماید. شبیه‌سازی سامانه حذف تداخل پیشنهادی برای سیگنال پهن باند QPSK که به تداخل قوی آغشته شده، اجرا گردیده است. نتایج نشان می‌دهد، برای سیگنال پهن باند QPSK که جمر تک فرکانسی به عنوان یک عامل تداخلی قوی بر روی آن اثر نموده است، سامانه پیشنهادی تا ۶۰ دسی‌بل بهبود در SJR را از خود نشان می‌دهد. بنابراین با وجود یک عامل تداخلی قوی، سامانه پیشنهادی بهبود قابل ملاحظه‌ای در آشکارسازی سیگنال (خطای بیت) از خود نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: جمر تک فرکانسی، اثر داپلر، اندازه‌گام، سامانه تطبیقی، فرکانس تداخلی

Design and Simulation of a Linear Adaptive System to Eliminate the Effect of Single-frequency Jammer in Warplane Data Link

Abstract:

In this study a two-stage linear adaptive filtering is designed in order to remove the single-frequency Jammer from the broadband message signal. The result of this suggested approach is a system that despite the Doppler Effect, obtains the unknown interference in inputs automatically and removes it. The design of the adaptive system is based on a version of the interference signal, in which an unknown amount of Doppler shift occurred. The proposed system is implemented based on NLMS two linear adaptive filtering due to the low complexity of NLMS algorithm on the one hand and the possibility of practical implementation on the other hand. Given the parameter μ indicates the step size of the algorithm implementation, is a key factor in signal estimation based on adaptive filter. In the first step, the NLMS algorithm with a large step size and a variable behavior over time is used to initial estimates of the interference signal. Afterwards, the NLMS algorithm with a small step size is used as an approximation of the Wiener filter to correct the reference signal amplitude and the phase shift. The simulation of the proposed interference removal system has been done for the broadband QPSK signal which is mixed with strong interferences. The results have demonstrated that the proposed system has improved the QPSK broadband message signal, which affected by the single-frequency jammer as a strong interference factor, by 60 dB in SJR. Thus, despite a strong interference, the proposed system illustrates significant improvements in signal detection (bit error).

Keywords: single-frequency Jammer, Doppler Effect, Step Size, Adaptive system, interference frequency

مقدمه

یکی از کاربردهای جذاب فیلترهای تطبیقی^۱ حذف نویز و تداخل به صورت تطبیقی است [۴-۱]. مطالعه فیلترهای تطبیقی به منظور استفاده در حذف اثر جمینگ^۲ در سالهای اخیر بیشتر مورد توجه قرار گرفته است. یک الگوریتم تطبیقی، می تواند به محاسبه اختلاف بین سیگنال مورد نظر و خروجی خود یعنی همان سیگنال خطا پردازد. این سیگنال خطا به سمت فیلتر تطبیقی برگشت داده شده و ضرایب فیلتر برای حداقل نمودن این تابع خطا تغییر می کنند [۶]. سیستم تطبیقی زمانی که سیگنال ورودی دچار تداخل سینوسی شده است، به عنوان یک فیلتر notch قابل تنظیم عمل می نماید [۵]. Notchها دقیقاً در فرکانسهای منابع تداخل که در سیگنال ورودی وجود دارد قرار می گیرند و پهنای باند آنها متناسب با اندازه گام^۳ فیلتر می باشد [۷ و ۵]. بنابراین هر تغییری در فرکانس و فاز سیگنالهای تداخلی سریعاً توسط سیستم اصلاح خواهد شد. در نتیجه منابع تداخل جدید که ممکن است در حین عملیات اتفاق بیافتند، توسط ایجاد notchهای قابل تنظیم جدید حذف خواهند شد. این سیستم یک راه حل ساده و کارآمد برای حذف اثر جمر CWI است، بدون اینکه نیازی به هیچ اطلاعاتی از پارامترهای منبع تداخل داشته باشد [۸]. به منظور بهره گیری از خاصیت وفق پذیری، اندازه گام الگوریتم باید به اندازه کافی بزرگ باشد تا در مراحل همگرایی فیلتر مقادیر قابل توجه داده از بین نرود. از طرف دیگر اگر پهنای باند فیلتر notch به اندازه کافی کوچک نباشد، به سیگنال پیام آسیب وارد خواهد شد [۹-۱۴]. هنگامی که فرکانس سیگنال مرجع و سیگنال تداخل برابر نباشد، ضرائب فیلتر وینر صفر شده و هیچ گونه حذف تداخلی رخ نمی دهد. رفتار متغیر با زمان الگوریتم NLMS^۴ با اندازه گام بزرگ می تواند پروسه ای مناسب برای تخمین سیگنال مطلوب محسوب شود، هر چند سیگنال پهن باند به همراه تداخل شدید، سیگنال مطلوب ما نمی باشد. در این حالت برای الگوریتم تطبیقی حذف تداخل تخمین و حذف نویز، بدون آسیب به سیگنال دشوار است [۲۲، ۱۸].

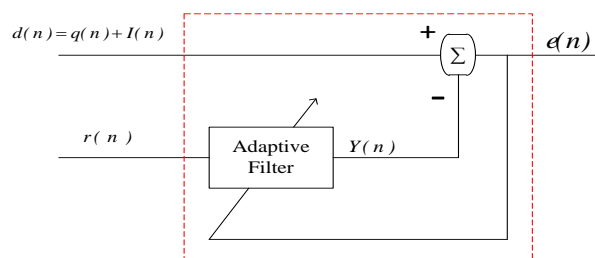
در این مقاله یک سامانه تطبیقی با استفاده از دو مرحله فیلترینگ به منظور حذف تداخل سینوسی ناشی از جمر CWI تک فرکانس ارائه می گردد. در مرحله اول تخمین فرکانس تداخل بهبود می یابد، سپس با استفاده از فیلترینگ پیشرفته،

در مرحله دوم تداخل با حداقل آسیب به سیگنال حذف می شود.

در ادامه ابتدا به معرفی سامانه تطبیقی حذف تداخل پرداخته شده است. با توجه به این که تطبیق وزن ها در سامانه پیشنهادی با استفاده از الگوریتم NLMS انجام می شود، سپس تحلیل عملکرد الگوریتم NLMS برای تطبیق وزن های فیلتر بیان شده است. عملکرد سامانه تطبیقی برای حذف اثر جمر تک فرکانس (تداخل) مبحثی است که پس از آن بیان شده است. سپس یک سامانه تطبیقی پیشنهادی برای حذف اثر جمر به منظور بهبود کارایی و کاهش خطا ارائه شده است. در ادامه نتایج شبیه سازی آورده شده است و میزان بهبود سیگنال به تداخل و خطا در خروجی آشکارساز پس از حذف اثر جمر مشخص گردیده است. در پایان، نتیجه گیری از تحلیل های صورت گرفته انجام شده است.

سامانه تطبیقی حذف تداخل سینوسی

بلوک دیاگرام الگوریتم متداول حذف تداخل^۵ در شکل ۱ نمایش داده شده است [۱۶، ۱۵].



شکل ۱- سامانه تطبیقی حذف تداخل

سیگنال مطلوب d_n ، شامل سیگنال پهن باند q_n می باشد که سیگنال سینوسی I_n با آن تداخل پیدا کرده است و سیگنال مرجع فیلتر تطبیقی محسوب می گردد. در نتیجه ورودی فیلتر تطبیقی دنباله $r_n, r_{n-1}, \dots, r_{n-M+1}$ می باشد که M تعداد ضرائب وزن دهی فیلتر وفقی را نمایش می دهد. در اینجا به روز رسانی ضرایب فیلتر با استفاده از الگوریتم تطبیقی NLMS انجام می شود.

الگوریتم NLMS [۱۶،۲۱]

الگوریتم NLMS تعمیم یافته الگوریتم LMS است که به وسیله انتخاب اندازه‌گام‌های متفاوت برای هر تکرار، به روز رسانی ضرایب را انجام می‌دهد. این ضرایب، تقریبی از معکوس مجموع انرژی انتظاری از مقادیر آنی ضرایب بردار ورودی $r(n)$ می‌باشد. در این صورت تریس ماتریس R به صورت رابطه (۱) تعریف می‌شود [۱۷]:

$$tr[R] = \sum_{i=0}^{N-1} E[r^2(n-i)] = E\left[\sum_{i=0}^{N-1} r^2(n-i)\right] \quad (1)$$

مقدار $w(n+1)$ نیز از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{r^T(n)r(n)} e(n)r(n) \quad (2)$$

در این الگوریتم یک اندازه‌گام متغیر با نام $\mu(n)$ در محدوده $0 < \mu(n) < 2$ انتخاب شده و مقدار خطای $e^+(n)$ با استفاده از به روز کردن $w(n+1)$ براساس روابط زیر حداقل می‌گردد [۱۶].

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) + 2\mu(n)e(n)r(n) \\ e^+(n) &= d(n) - w^T(n)r(n) \\ &= (1 - 2\mu(n)r^T(n)r(n))e(n) \end{aligned} \quad (3)$$

سپس با توجه به روابط زیر، سعی بر حداقل نمودن $(e^+(n))^2$ داشته و به این واسطه می‌توان مقداری برای $\mu(n)$ پیدا کرد که $e^+(n)$ را بسمت صفر سوق دهد.

$$\mu(n) = \frac{1}{2r^T(n)r(n)} \quad (4)$$

در این صورت می‌توان گفت:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu(n)e(n)r(n) \quad (5)$$

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{r^T(n)r(n)} e(n)r(n)$$

برای جلوگیری از واگرا شدن این الگوریتم می‌توان یک مقدار ثابت (ϵ) به مخرج رابطه فوق اضافه کرده تا مخرج آن هیچ‌گاه صفر نگردد و باعث واگرایی الگوریتم NLMS نشود. البته لازم به ذکر است که افزودن (ϵ) به مخرج رابطه فوق باعث کاهش مقدار ERLE می‌شود [۱۹ و ۲۰].

تحلیل عملکرد سامانه تطبیقی حذف تداخل

برای تداخل سینوسی و سیگنال مرجع می‌توان نوشت:

$$i_n = A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i n}, r_n = A_r e^{j\phi_r} e^{j\omega_r n} \quad (6)$$

می‌توان ترم تداخل را بر اساس نمونه قبلی به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$i_n = A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i(n-1)} e^{j\omega_i} = e^{j\omega_i} i_{n-1} \quad (7)$$

فرض کنید که ورودی NLMS، شامل نمونه قبلی سیگنال تداخل و نمونه فعلی سیگنال مرجع باشد، در این صورت خرجی فیلتر برابر است با:

$$\hat{d}_n = \bar{w}^H \tilde{u}_n = \bar{w}^H \begin{bmatrix} i_{n-1} \\ r_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

که در این حالت می‌توان خرجی NLMS را به گونه‌ای تعیین نمود که تداخل را حذف نماید:

$$\hat{d}_n = \bar{w}^H \begin{bmatrix} e^{-j\omega_i} i_n \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\omega_i} 0 \\ r_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\omega_i} i_n \\ r_n \end{bmatrix} = i_n \quad (9)$$

در ادامه از مفهوم اتصال رشته‌ها [۲۲] به منظور بیان رابطه بین نمونه تداخل قبلی و نمونه سیگنال فعلی استفاده می‌نماییم:

$$\rho_n^{(-1)} = \frac{i_{n-1}}{r_n} = \frac{A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i(n-1)}}{A_r e^{j\phi_r} e^{j\omega_r n}} \quad (10)$$

$$= \frac{A_i}{A_r} e^{j(\phi_i - \phi_r)} e^{j(\omega_i - \omega_r)n} e^{-j\omega_i}$$

با جایگذاری رابطه (۱۰) در رابطه (۸) و (۹) می‌توان نوشت:

$$\hat{d}_n = \begin{bmatrix} e^{j\omega_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_n^{(-1)} r_n \\ r_n \end{bmatrix} = e^{j\omega_i} \rho_n^{(-1)} r_n \quad (11)$$

$$= \hat{W}_{TV}^H(n) r(n)$$

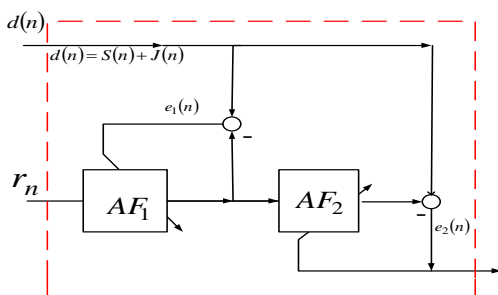
به همراه رابطه (۹)، روابط فوق نشان می‌دهد که ضرایب متغیر با زمان وجود دارد، که بر اساس سیگنال مرجع سیگنال تداخل را تولید می‌کند. بر اساس رابطه (۱۰) این ضرایب متغیر با زمان به صورت رابطه (۱۲) می‌باشد:

الگوریتم با رفتار متغیر در زمان که در اثر وجود سیگنال پهن باند q_n ، که در اینجا به صورت نویز عمل می‌کند، روبرو می‌شود و حذف تداخل بازدهی بسیار کمی خواهد داشت.

هنگامی که تداخل و سیگنال مرجع متفاوت هستند، مشابه حالتی که شیفت داپلر رخ می‌دهد و اندازه‌گام‌ها کوچک انتخاب شوند، ضرائب فیلتر به سمت ضرائب وینر میل می‌کنند یعنی در اینجا نیز ضرائب صفر می‌شوند و در نتیجه سیگنال مطلوب آشکار سازی نمی‌گردد. برای مقادیر $\mu_1 = 1$ ، تخمین فیلتر به مقدار یک گام از مقدار واقعی عقب می‌افتد و در نتیجه تداخل نمی‌تواند به صورت موثر حذف گردد و اهداف تعیین شده حاصل نمی‌شود. سامانه تطبیقی پیشنهادی به منظور رفع این مشکل ارایه شده است.

سامانه تطبیقی پیشنهادی

هنگامی که سیگنال مرجع ورژن شیفت یافته‌ای از سیگنال تداخل است الگوریتم NLMS با مقدار $\mu_1 = 1$ به صورت مناسب، تقریبی از سیگنال تداخل ارائه می‌دهد که نسبت به سیگنال مرجع دارای یک پله تاخیر است. این تخمین به صورت مستقیم نمی‌تواند برای حذف تداخل به کار رود، اما به عنوان سیگنال مرجع، می‌تواند مرجعی مناسب برای الگوریتم تطبیقی حذف تداخل محسوب شود. بدین ترتیب با توجه به توضیحات، الگوریتم تطبیقی پیشنهادی حاصل می‌گردد. این الگوریتم شامل ۲ فیلتر تطبیقی است و در دو مرحله اجرا می‌شود. در مرحله اول تخمین مناسب از تداخل به وجود می‌آید و فیلتر بر روی تداخل قفل می‌گردد و در مرحله دوم الگوریتم متداول حذف تداخل با استفاده از تداخل تخمین زده شده، به عنوان سیگنال مرجع، به تقریب دقیق فاز و دامنه سیگنال مرجع می‌پردازد. شکل ۲ بلوک دیاگرام الگوریتم ارائه شده را نمایش می‌دهد.



شکل ۲- سامانه تطبیقی پیشنهادی حذف اثر جمر

$$w_{TV,n} = [e^{j\omega_i} \rho_n^{(-1)}]^H \quad (12)$$

$$= \frac{A_i}{A_r} e^{-j(\phi_i - \phi_r)} e^{-j(\omega_i - \omega_r)n}$$

از دیدگاه فیلترهای تطبیقی، می‌توان سیگنال مطلوب را به صورت زیر باز نویسی نمود:

$$d_n = w_{TV,n}^H r_n + q_n \quad (13)$$

$$= \frac{A_i}{A_r} e^{j(\phi_i - \phi_r)} e^{j(\omega_i - \omega_r)n} r_n + q_n$$

برای ماکزیمم اندازه‌گام، $\mu_1 = 1$ ، شرط رابطه (۳) مقدار خطا را به سمت صفر میل می‌دهد و در نتیجه می‌توان نوشت:

$$\hat{d}_n = w_{AF,n+1}^H r_n = d_n \quad (14)$$

بر اساس روابط (۱۱) و (۱۲) می‌توان دریافت هنگامی که مقادیر SJR کوچک است، ضرائب فیلتر وفقی، ماتریس مطلوب را دنبال می‌نماید:

$$w_{AF,n} = \frac{A_i}{A_r} e^{-j(\phi_i - \phi_r)} e^{-j(\omega_i - \omega_r)(n-1)} \quad (15)$$

روابط فوق با این فرض حاصل گردید که مقدار خطای باقیمانده بسیار کوچک است و رهگیری به نحو مطلوب صورت می‌پذیرد. این در حالی است که در واقعیت خطای عقب‌افتادگی الگوریتم رخ می‌دهد و در نتیجه در حالت پایدار نیز مقداری خطا باقی خواهد ماند [۵]. میزان خطای باقیمانده وابسته به مقدار اندازه‌گام انتخاب‌شده می‌باشد:

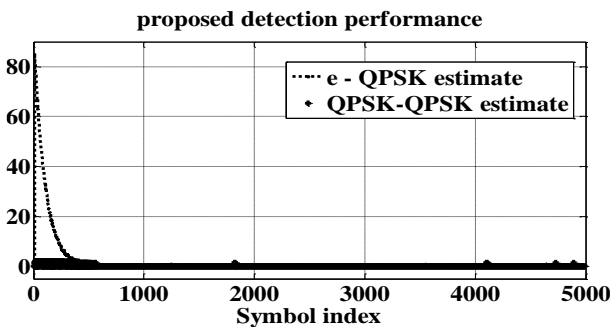
$$e_n = i_n - w_{AF,n}^H r_n \quad (16)$$

$$= A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i n} \frac{1 - e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}{1 - (1 - \bar{\mu})e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}$$

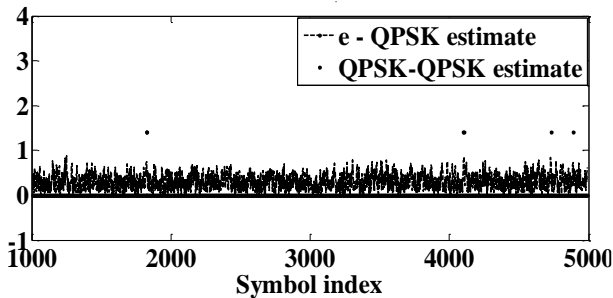
$$= i_n \frac{1 - e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}{1 - (1 - \bar{\mu})e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}$$

دو حالت مهم، وابسته به این‌که فرکانس سیگنال تداخل و مرجع با یکدیگر برابر باشند یا نه، رخ می‌دهد. هنگامی که این دو فرکانس با یکدیگر برابرند، کاهش ضرائب NLMS وابسته به زمان می‌شود و در این حالت الگوریتم با مقادیر کوچک اندازه‌گام می‌تواند به حل بهینه همگرا شود و خطای به وجود آمده نیز به سمت صفر میل می‌نماید. با مقادیر بزرگ اندازه‌گام،

در حالت پایدار با ارسال ۵۰۰۰ نمونه BER به $BER = \frac{4}{4700} \approx 8.5 \times 10^{-4}$ کاهش می‌یابد.



۳- الف: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰ -



۳- ب: برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰ - ۵۰۰۰

شکل ۳- خطای بین سیگنال تخمین زده شده در خروجی سامانه و سیگنال q_n و قسمت نقطه‌چین شکل اختلاف داده QPSK تخمینی بعد از حذف تداخل با داده QPSK ارسالی (اندازه خطای سمبل و تعداد نمونه‌هایی که خطا رخ داده است را نمایش می‌دهد) برای $\mu_2 = 0.01$ و $SJR = -40dB$

نتایج شبیه‌سازی در حالت $SJR = 0dB$ در شکل ۵ نمایش داده شده است. حالت پایدار تقریباً پس از ورود ۱۵۰ سمبل حاصل می‌شود، بنابراین مقدار BER کلی به 0.0015 کاهش می‌یابد و در حالت پایدار (پس از همگرایی) مقدار BER برای این تعداد نمونه صفر است. البته برای تخمین دقیق‌تر خطا در ادامه تعداد ۱۰۰۰۰ نمونه در نظر گرفته شده است و نمودار احتمال خطا بر حسب SJR رسم گردیده است. بر اساس نتایج به‌دست آمده می‌توان دریافت، که مقدار سمبل مورد نیاز برای همگرایی، به ازای هر 20dB افزایش در سیگنال به جمر (تداخل)، تقریباً نصف می‌گردد.

توجه شود که در محاسبه مقدار BER در شبیه‌سازی- های انجام شده، بیت‌های کاملاً مجزا به کار گرفته شده است، در نتیجه، می‌توان انتظار داشت که مقدار خطای سمبل به مراتب کمتر از خطای بیت محاسبه شده باشد.

AF1، فیلتر تطبیقی اول تقریبی از شیفیت یافته سیگنال مرجع را ارائه می‌دهد. بر اساس توضیحات داده شده فیلتر اول دارای مقدار $\mu_1 = 1$ بوده و خود را به سرعت بر تغییرات سیگنال ورودی وفق می‌دهد. در واقع تحت شرایط این مساله AF1 پس از یک مرحله وفق پیدا می‌کند. AF2 نیز به صورت یک فیلتر تطبیقی متداول با مقادیر اندازه‌گام کوچک به کار گرفته می‌شود.

نتایج شبیه‌سازی

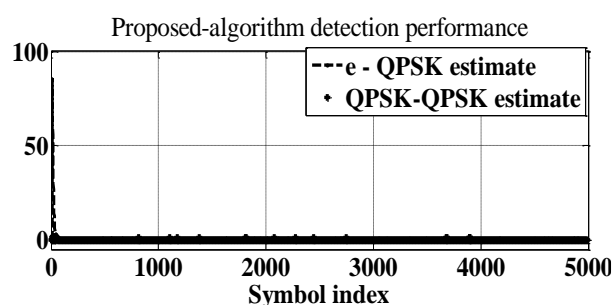
در این بخش با استفاده از شبیه‌سازی‌های انجام شده عملکرد سامانه حذف تداخل طراحی شده توضیح داده می‌شود. به منظور بررسی تاثیر الگوریتم ارائه شده، فرض می‌شود سیگنال پهن باند q_n ، خرجی مدولاتور QPSK باشد. همچنین سیگنال تداخل، سیگنال مختلط نوسانی $\exp(2\pi j f t)$ با فرکانس $1.67GHz$ و فرکانس مرجع برابر $1.67GHz + 1000Hz$ است. مقادیر اندازه‌گام برای فیلترهای اول و دوم به ترتیب برابر $\mu_1 = 1$ و $\mu_2 = 0.01$ انتخاب شده است. هردو فیلتر دارای ۲۰ ضریب می‌باشند. به منظور آشکارسازی، یک آشکارساز ساده، که سمبل با کمترین فاصله اقلیدسی را به سیگنال آشکارسازی شده تخصیص می‌دهد، به کار گرفته شده است.

در اینجا فرض بر آن است که عامل تداخلی یک جمر تک فرکانس است، بنابراین نسبت سیگنال به تداخل را با SJR نمایش می‌دهیم. برای مقادیر سیگنال به جمر $SJR = -40dB$ ، رفتار مقادیر خطای بین سیگنال تقریب شده و سیگنال q_n در شکل (۳) نمایش داده شده است. بر اساس قسمت اول منحنی، فیلتر ارائه شده به ۶۰۰ ورودی برای همگرایی نیاز دارد، در واقع برای این مقدار همگرایی، نرخ BER برابر 0.060 است.

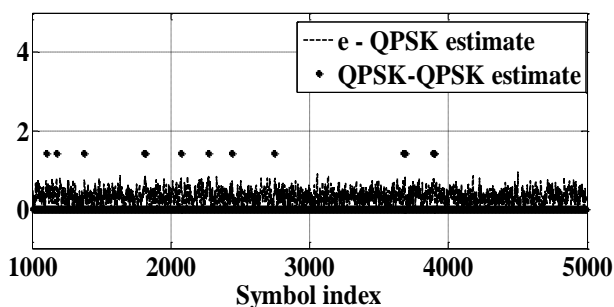
به منظور بررسی دقیق مقدار BER، منحنی $QPSK - QPSK estimate$ نیز رسم شده است. در حالت پایدار منحنی، یعنی برای نمونه های ۶۰۰ تا ۵۰۰۰ مقدار $BER = \frac{4}{4400} \approx 9 \times 10^{-4}$ حاصل می‌گردد. برای مشاهده واضح- تر مقادیر خطا شکل (۳-ب) برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۵۰۰۰ که فیلتر همگرا شده، رسم گردیده است.

به صورت مشابه برای $SJR = -20dB$ ، منحنی شکل ۴ حاصل می‌گردد. همان‌گونه که از شکل مشخص است، حالت پایدار فیلتر پس از ورود ۳۰۰ سمبل حاصل می‌گردد که حداقل مقدار $BER = 0.026$ را در ۵۰۰۰ نمونه نتیجه می‌دهد.

در الگوریتم استفاده شده، اندازه گام μ نرخ تطبیق الگوریتم های مختلف را کنترل می کند. انتخاب اندازه گام مهم بوده و شبیه سازی های مختلف، اطلاعاتی درباره اثر μ در فرایند تطبیق را نشان می دهد. به منظور بررسی تاثیر اندازه گام به کار گرفته شده بر روی عملکرد فیلتر، شبیه سازی با مقدار $\mu_2 = 0.1$ و $SJR = -40\text{dB}$ تکرار شده است. در حالی که حالت پایداری فیلتر به سرعت حاصل می گردد، BER بعد از زمان همگرایی افزایش می یابد. این افزایش خطا در اثر نول با پهنای باند بزرگتر ایجاد می گردد [۵] و تخریب بیشتری را در سیگنال ایجاد می کند.



۴- الف: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ -

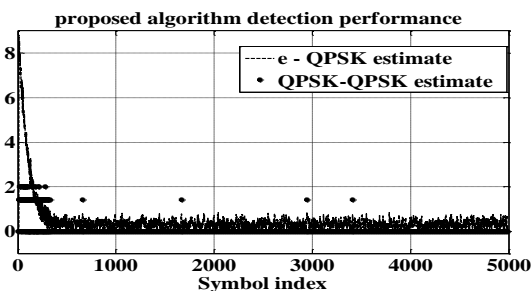


۴- ب: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ - ۱۰۰۰

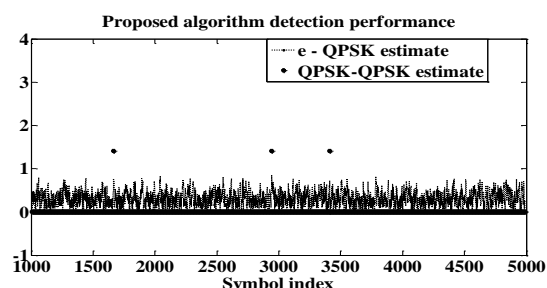
شکل ۴- خطای بین سیگنال تخمین زده شده در خروجی سامانه و سیگنال q_n و قسمت نقطه چین شکل اختلاف داده QPSK تخمینی بعد از حذف تداخل با داده QPSK ارسالی برای $SJR = -40\text{dB}$ و

$$\mu_2 = 0.1$$

در شکل ۷ تغییرات نسبت سیگنال به تداخل (نسبت توان سیگنال به توان جمر) پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر نسبت سیگنال به تداخل برای سیگنال دریافتی نشان داده شده است. همان گونه که از شکل مشخص است، بهبود فوق العاده ای در نسبت سیگنال به تداخل دریافتی به خصوص زمانی که نسبت سیگنال به تداخل پایین است، به وجود می آید. چون مدت زمانی طول می کشد تا الگوریتم همگرا گردد،



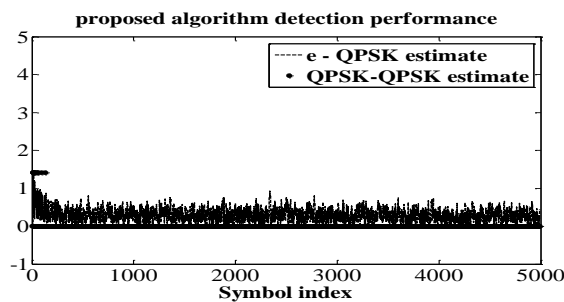
۴- الف: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ -



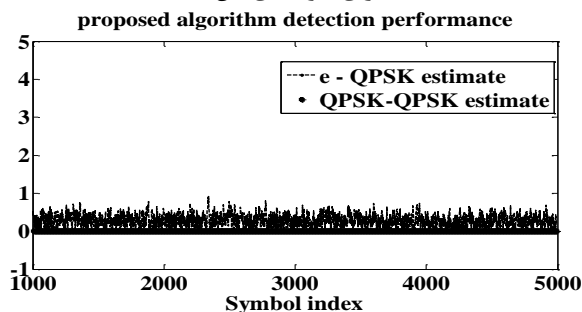
۴- ب: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ - ۱۰۰۰

شکل ۴- خطای بین سیگنال تخمین زده شده در خروجی سامانه و سیگنال q_n و قسمت نقطه چین شکل اختلاف داده QPSK تخمینی بعد از حذف تداخل با داده QPSK ارسالی برای $SJR = -20\text{dB}$ و

$$\mu_2 = 0.01$$



۵- الف: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ -

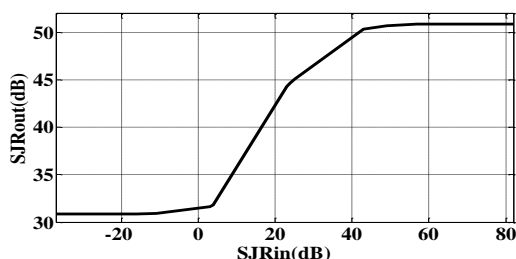


۵- ب: برای نمونه های بین ۵۰۰۰ - ۱۰۰۰

شکل ۵- خطای بین سیگنال تخمین زده شده در خروجی سامانه و سیگنال q_n و قسمت نقطه چین شکل اختلاف داده QPSK تخمینی بعد از حذف تداخل با داده QPSK ارسالی برای $SJR = 0\text{dB}$ و

$$\mu_2 = 0.01$$

ثابت باقی می‌ماند. (با افزایش SJR از ۴۰ دسی‌بل به بالا مقدار SJR در خروجی بالاتر از ۵۰ نمی‌رود) مقدار این نسبت رابطه مستقیم با تعداد ضرایب فیلترها و رابطه عکس با اندازه‌گام فیلتر دوم دارد.

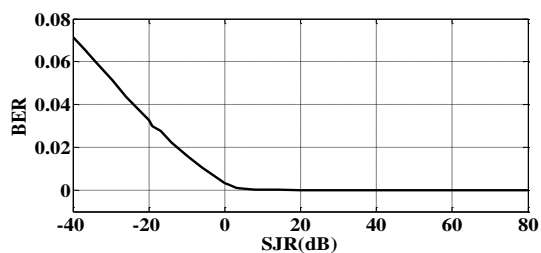


شکل ۸- تغییرات نسبت سیگنال به تداخل پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر افزایش نسبت سیگنال به تداخل دریافتی پس از زمان همگرایی

جدول ۲- مقایسه میزان بهبود در SJR پس از زمان همگرایی

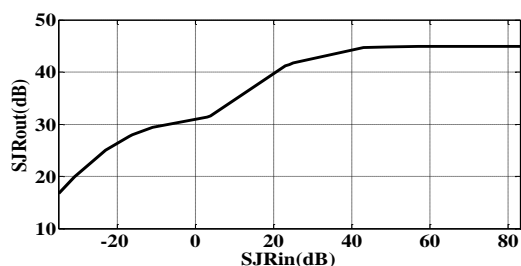
الگوریتم	
SJRin(dB)	SJRout(dB)
-۴۰	۳۱
-۲۰	۳۱
۰	۳۱
۲۰	۴۳
۴۰	۵۰
۶۰	۵۰
۶۰	۵۰

در شکل ۸ احتمال خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به تداخل برای کل نمونه‌ها آورده شده است. همان‌گونه که مشخص است به دلیل زمان همگرایی طولانی‌تر در نسبت‌های SJR کمتر، بیت‌های بیشتری آسیب می‌بینند و احتمال خطا بیشتر است.



شکل ۹- احتمال خطای بیت نسبت به SIR سیگنال ورودی قبل از زمان همگرایی الگوریتم برای ۱۰۰۰۰ نمونه

بنابراین با افزایش نسبت سیگنال به تداخل دریافتی، از یک حدی به بعد، تقریباً نسبت سیگنال به تداخل در خروجی مستقل از نسبت سیگنال به تداخل دریافتی می‌گردد. دلیل این امر این است که الگوریتم همواره مستقل از تداخل ورودی به خاطر زمان همگرایی مقداری تداخل در ابتدای شروع به کار به وجود می‌آورد. البته توجه به این نکته مهم است که در عمل SJR بعید است بالاتر از صفر دسی‌بل شود.



شکل ۷- تغییرات نسبت سیگنال به تداخل پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر افزایش نسبت سیگنال به تداخل دریافتی

جدول ۱- مقایسه میزان بهبود در SJR

SJRin(db)	SJRout(db)
-۴۰	۱۷
-۲۰	۲۷
۰	۳۰
۲۰	۴۰
۴۰	۴۵
۶۰	۴۵
۸۰	۴۵

در شکل ۸ تغییرات نسبت سیگنال به تداخل پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر نسبت سیگنال به تداخل دریافتی برای سیگنال دریافتی پس از زمان همگرایی الگوریتم نشان داده شده است. همان‌گونه که از شکل مشخص است، پس از زمان همگرایی با افزایش نسبت سیگنال به تداخل دریافتی از ۴۰ دسی‌بل به بالا، تقریباً نسبت سیگنال به تداخل در خروجی مستقل از نسبت سیگنال به تداخل دریافتی می‌گردد. با توجه به این که الگوریتم همواره مستقل از تداخل ورودی به خاطر این که از یک تقریب خطی برای تخمین سیگنال استفاده می‌کند، بنابراین مقداری خطا در خروجی باقی می‌ماند و کاملاً تداخل حذف نمی‌شود و به همین دلیل مقدار نسبت سیگنال به تداخل پس از اعمال الگوریتم در یک حدی

در فرکانس‌های منابع تداخل که در سیگنال ورودی وجود دارد قرار گرفته است، بنابراین هر تغییری در فرکانس و فاز سیگنال- های تداخلی سریعاً توسط سامانه اصلاح خواهد شد. بزرگترین مزیت این روش پیشنهادی عدم نیاز به شناخت فرکانس تداخلی و توزیع فرکانسی سیگنال‌های تداخلی است. نتیجه، یک سامانه است که به صورت خودکار فرکانس‌های نامعلوم را که شامل سینوسی‌هاست، در ورودی به‌دست آورده و سپس حذف می‌نماید. عملکرد سامانه نشان می‌دهد که وابستگی زیادی به ثابت تطبیق و تعداد وزن تپ‌ها در فیلتر تطبیقی دارد. با انتخاب بهینه این دو پارامتر، شبیه‌سازی نشان می‌دهد که الگوریتم پیشنهادی هیچ مشکلی در حذف سیگنال تداخلی موج پیوسته سینوسی قوی با سطوح توان بالا، ندارد.

از طریق شبیه‌سازی، صحت عملکرد سامانه بررسی شد. با توجه به نتایج به‌دست آمده برای سیگنال پهن باند QPSK، الگوریتم ارائه شده می‌تواند به طور موثر تاثیرات جمر بر روی گیرنده را حذف نماید. این در حالی است که با توجه به سرعت بالای هواپیماهای جنگنده، سیگنال مرجع ورژنی شیف‌ت یافته از سیگنال تداخل است. علاوه بر این، نتایج حاصل از شبیه- سازی بیانگر این است که سامانه پیشنهادی بهبود فوق‌العاده‌ای در نسبت SJR ورودی داشته و برای نسبت سیگنال به جمر پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر نسبت سیگنال به جمر دریافتی پس از زمان همگرایی، بسته به نسبت سیگنال به جمر در ورودی تا ۶۰ دسی‌بل بهبود را از خود نشان می‌دهد. همچنین هر تکرار از الگوریتم پیشنهادی نیازمند $2*(3N+1)$ عملگر ضرب است، و به راحتی و بدون هیچ‌گونه محدودیت سخت افزاری و بار محاسباتی قابل پیاده سازی است.

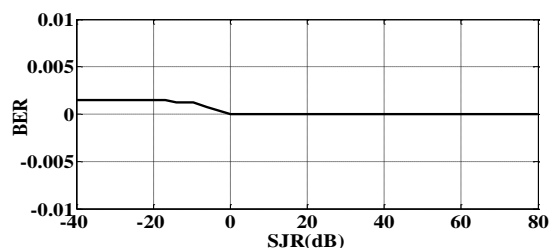
پی‌نوشت‌ها

- 1- Adaptive Filter
- 2- Jamming
- 3- Step Size
- 4- Normalize Least Mean Square
- 5- Interference
- 6- Echo Return Loss Enhancement

منابع و مراجع

- [1] Kutluyil Dogancay, Oguz Tanrikulu. "Adaptive Filtering Algorithms With Selective Partial Updates", [J]. IEEE Transactions On Circuits And Systems, vol. 48, no. 8, pp. 762-769, 2001.

برای درک بهتر تاثیر زمان همگرایی در احتمال خطا، شکل (۱۰) آورده شده است. با توجه به مطالب بالا برای SJR های بالاتر از ۴۰- دسی‌بل حداکثر بعد از ۶۰۰ نمونه الگوریتم همگرا می‌گردد. برای نمایش عملکرد سامانه پس از همگرا شدن، برای اطمینان بیشتر از ۱۰۰۰ نمونه اول صرفنظر شده است. نسبت احتمال خطا برای نمونه‌های بالاتر از ۱۰۰۰ محاسبه شده است. برای SJR های پایین بدون استفاده از سامانه پیشنهادی دریافت داده به طور کامل مختل می‌شود. با توجه به شکل، پس از زمان همگرایی سامانه تقریباً مستقل از SJR ورودی بوده و دارای احتمال خطای بیت مناسب، به خصوص برای SJR های پایین است. این سامانه برای بدترین شرایط احتمال خطای ۰/۰۰۱ را نشان می‌دهد.



شکل ۱۰- احتمال خطای بیت نسبت به SJR سیگنال ورودی پس از زمان همگرایی (برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۱۰۰۰۰)

همان‌طور که در شکل‌های ۳ الی ۱۰ نشان داده شده است، به وضوح می‌توان مشاهده نمود که سامانه مطرح شده می‌تواند اثر جمر را حذف نموده و سیگنال مطلوب را عملاً بازسازی کند. علاوه بر این، SJR تخمین زده شده، تحت شرایط الگوریتم پیشنهادی نسبت به SJR سیگنال دریافتی رسم گردید و مشاهده گردید که SJR سیگنال تخمین زده شده پس از زمان همگرایی دارای تغییرات بسیار کوچک می‌باشد.

نتیجه‌گیری

در این مقاله به ارائه یک سامانه جدید برای حذف تداخل موج پیوسته تک فرکانس با استفاده از الگوریتم تطبیقی خطی پرداخته شد. تطبیق وزن‌ها در این سامانه با استفاده از الگوریتم NLMS اجرا شده و از رفتار متغیر با زمان الگوریتم NLMS با مقادیر $\mu = 1$ به منظور تولید سیگنال مرجع بهره گرفته شد. اثر سامانه مانند چند فیلتر ناچ قابل تنظیم است. ناچ‌ها دقیقاً

- Speech, Signal Process., vol. 6, pp. 3857–3860, May 2001.
- [13] M. Godavarti, and A. O. Hero III, "Partial Update LMS Algorithms" Trans. Signal Process., vol. 53, NO. 7, JULY 2005.
- [14] Andy W.H.Khong, Patrick A. Naylor. "Selective-Tap Adaptive Filtering With Performance Analysis for Identification of Time-Varying Systems", [J]. IEEE Transactions On Audio, Speech, And Language Proceeing, vol. 15, no. 5, pp. 1681-1695, 2007.
- [15] M. Chakraborty and H. Sakai, "Convergence analysis of a complex LMS algorithm with tonal reference signals," IEEE Trans. Speech Audio Process., vol. 13, no. 2, pp. 286 – 292, March 2005.
- [16] Y. Gu, K. Tang, H. Cui, and W. Du, "Modifier formula on mean square convergence of LMS algorithm," Electronics Letters, vol. 38, no. 19, pp. 1147 – 1148, September 2002.
- [17] HC Shin, AH Sayed, WJ Song, "Variable step-size NLMS and affine projection algorithms". IEEE Signal Process, Lett, vol.11, no. 2, pp. 132–135, 2004.
- [18] Zhou Xin-li, Meng Qing-ping, Liu Hua-qin. "Noise suppression technique in Loran-C receivers"[J]. Journal of Chongqin university of science and technology, vol.10, no.1, pp. 82-87, 2008.
- [19] C.O. Lee Boyce Jr, "Atmospheric Noise Mitigation For Loran", Ph.D. thesis, Stanford University, Submitted To The Department Of Aeronautics and Astronautics and The Committee on Graduate Studies Of Stanford University 2007.
- [20] Chan, K.S, "Fast block LMS algorithms and analysis" Ph.D. dissertation, National University of Singapore. 2000.
- [21] Chan, K.S. and Farhang - Boroujeny, B. ,"Analysis of the partitioned frequency-domain block LMS (PFBLMS) algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, 49 (9), 1860–1874, 2001.
- [22] A. A. (Louis) Beex and James R. Zeidler, "Steady-State Dynamic Weight Behavior in (N)LMS Adaptive Filters," in Advances in LMS Adaptive Filters, eds. S. Haykin and B. Widrow, John Wiley & Sons, to appear 2013.
- [2] Farhang - Boroujeny, B, "Adaptive filters theory and applications", Second edition University of Utah published, 2013.
- [3] P. S. R. Diniz, "Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation ,Springer", New York, NY, 3rd edition, 2008.
- [4] Markus V. S. Lima and Paulo S. R. Diniz, "On the Steady-State MSE Performance of the Set-Membership NLMS Algorithm", Wireless Communication Systems (ISWCS), 2010 7th International Symposium on, 19-22 sept., pp.389-393, 2010.
- [5] B. Widrow, J. Glover, J . McCool, .I. Kaunitz, C. Williams, R. Heam, J. Zeidler, E. Dong, Jr., and R. Goodin, "Adaptive noise canceling: principles and applications", Proc. IEEE, 63, pp. 1692-1 716, December 1975.
- [6] Rodrigo C. de Lamare, Paulo S. R. Diniz, "Set-Membership Adaptive Algorithms Based on Time-Varying Error Bounds for Interference Suppression", Information Theory, arXiv:1301.0097v1, 1 Jan 2013.
- [7] R. C. de Lamare and P. S. R. Diniz, "Set-membership adaptive algorithms based on time-varying error bounds for CDMA interference suppression ", IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 58, no. 2, pp. 644–654, Feb. 2009.
- [8] B. WIDROW, S. D. STEARNS, "Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall Inc", Englewood Cliffs, New Jersey 07632, USA, ISBN 0-13-004029 01, 1985.
- [9] Lu Wan-hong, Xue Lei, Liu Xiao-qiu. " Analysis of carrier wave interference suppression in Loran-C receiver", [J]. Ship electronic engineering, vol26, no5,pp. 77-79, (in Chinese), 2006.
- [10] T. Aboulnasr and K. Mayyas, "Selective coefficient update of gradient-based adaptive algorithms," Signal Process., vol. 47, no. 5, pp. 1421–1424, May 1999.
- [11] P. S. R. Diniz and S. Werner, "Partial-update NLMS algorithms with data-selective updating," IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 4pp. 938–949, Apr. 2014.
- [12] M. Godavarti and A. O. Hero III, "Stability analysis of the sequential partial update LMS algorithm," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust.,