

ارائه یک سامانه تطبیقی خطی به منظور حذف اثر جمر تک فرکانس

جعفر خلیل پور*

استادیار دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)

(دریافت: ۹۵/۱۲/۱۲، پذیرش: ۹۶/۰۵/۰۱)

چکیده

در این مقاله یک فیلتر تطبیقی خطی دو مرحله‌ای طراحی شده که در آن سیگنال تداخل تک فرکانس (جمر تک فرکانسی) از سیگنال پهن باند پیام حذف می‌شود. در نتیجه، در سامانه پیشنهادی که شامل اثر داپلر است، فرکانس تداخلی نامعلوم را به صورت خودکار در ورودی به دست آمده و سپس حذف می‌شود. سامانه پیشنهادی با استفاده از دو فیلتر تطبیقی خطی NLMS اجرا می‌شود. نوآوری خاص این مقاله در این است که حتی اگر جمر با فرکانس سیگنال مرجع اختلاف داشته باشد، فیلتر اول ابتدا این اختلاف را محاسبه می‌کند و فیلتر دوم از تداخل کشف شده توسط فیلتر اول به عنوان سیگنال مرجع استفاده می‌کند. بنابراین زمانی که اثر داپلر نیز وجود دارد فیلتر ترکیبی به طور دقیق جمر را کشف و به راحتی حذف می‌نماید. شبیه‌سازی سامانه حذف تداخل پیشنهادی برای سیگنال پهن باند QPSK که به تداخل قوی آغشته شده، اجرا شده است. نتایج نشان می‌دهد، برای سیگنال پیام پهن باند QPSK که جمر تک فرکانسی به عنوان یک عامل تداخلی قوی بر روی آن اثر نموده است، سامانه پیشنهادی تا ۸۰ دسی‌بل بهبود در SJR را از خود نشان می‌دهد. سامانه پیشنهادی می‌تواند در پدافند مؤثر از تجهیزات ارتباطی و راداری خودی در مقابل جمرهای نصب شده بر روی انواع پرنده‌ها مورد استفاده قرار گیرد.

کلیدواژه‌ها: جمر تک فرکانسی، اندازه‌گام، سامانه تطبیقی، فرکانس تداخلی

Presentation of a Linear Adaptive System to Eliminate Single-Frequency Jammer Effect

J. Khalilpour

Air Defence Khatam al Anbeya University

(Received: 02/03/2017; Accepted: 22/07/2016)

Abstract

In this paper, a linear two-stage adaptive filter is designed in which single-frequency signal interference (Jammer single frequency) from messages in throughput wideband signals is removed. As a result, in the proposed system which includes the Doppler Effect, unknown frequency interference is automatically earned at the entrance and is removed. The proposed system is implemented using two Normalized least mean square (NLMS) linear adaptive filter. The specific innovation of the proposed filter is that even if the jammer with a reference signal frequency is different, at first it calculates the difference between them. Then the second filter is detected the interference that discover by the first filter which is considered as a reference signal. So, when there is Doppler Effect, the proposed system by combination two filters is accurately detect and easily removed jammer. The simulation results for the proposed interference cancellation system for the broadband QPSK signal which is impregnated with the strong interaction, is achieved. Results show that for the QPSK signal jammer with single-frequency wideband message is effected on them as a strong interference. The proposed system shows up to 80 dB improvement in the Signal-to-Jammer ratio (SJR). In other words, the proposed system can be effectively used for the defense systems which are installed in front of jammers on a variety of birds.

Keywords: Single-Frequency Jammer, Step Size, Adaptive System, Frequency of Interference

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

۱. مقدمه

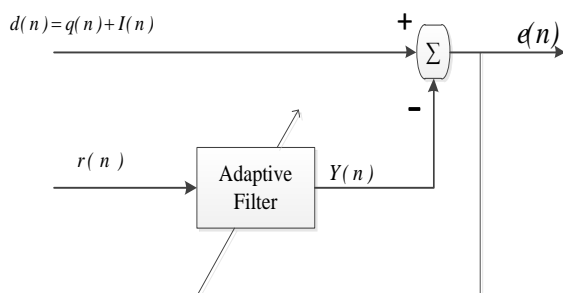
هم‌زمان (جمر) با استفاده از تحلیل ساختار پالس‌ها در حوزه زمان پرداخته شده است. این الگوریتم که از بار محاسباتی بسیار پایینی برخوردار می‌باشد عملکرد بسیار بهتری نسبت به روش‌های مرسوم داشته و پیاده‌سازی آن باعث بهبود کارایی و افزایش دقت سامانه می‌شود. یکی دیگر از روش‌های حذف تداخل استفاده از روش‌های بیم فرمینگ تطبیقی است. این روش در آنتن و رادار کارایی دارد [۲۵].

در این مقاله یک سامانه تطبیقی به منظور حذف تداخل سینوسی ناشی از جمر CWI تک فرکانس ارائه می‌شود. در مرحله اول تخمین فرکانس تداخل بهبود می‌یابد، سپس با استفاده از فیلترینگ پیشرفته، در مرحله دوم تداخل با حداقل آسیب به سیگنال حذف می‌شود.

در ادامه و در بخش ۲ ابتدا به معرفی سامانه تطبیقی حذف تداخل پرداخته شده است. با توجه به اینکه تطبیق وزن‌ها در سامانه پیشنهادی با استفاده از الگوریتم NLMS انجام می‌شود، در بخش ۳ تحلیل عملکرد الگوریتم NLMS برای تطبیق وزن‌های فیلتر بیان شده است. در بخش ۴ عملکرد سامانه تطبیقی برای حذف اثر جمر تک فرکانس (تداخل) بیان شده است. سپس در بخش ۵ یک سامانه تطبیقی پیشنهادی برای حذف اثر جمر به منظور بهبود کارایی و کاهش خطا ارائه شده است. در بخش ۶ نتایج شبیه‌سازی آورده شده است و میزان بهبود سیگنال به تداخل و خطا در خروجی آشکارساز پس از حذف اثر جمر مشخص گردیده است. در پایان، نتیجه‌گیری از تحلیل‌های صورت گرفته انجام شده است.

۲. سامانه تطبیقی حذف تداخل

بلوک دیاگرام الگوریتم متداول حذف تداخل در شکل (۱) نمایش داده شده است [۱۵ و ۱۶].



شکل ۱. سامانه تطبیقی حذف تداخل

مطالعه فیلترهای تطبیقی^۱ به منظور استفاده از آن‌ها در حذف اثر جمینگ^۲ در سال‌های اخیر بیشتر مورد توجه قرار گرفته است [۳-۱]. یک الگوریتم تطبیقی، می‌تواند به محاسبه اختلاف بین سیگنال مورد نظر و خروجی خود یعنی همان سیگنال خطا پردازد [۴]. این سیگنال خطا به سمت فیلتر تطبیقی برگشت داده شده و ضرایب فیلتر برای حداقل شدن این تابع خطا تغییر می‌کنند [۵-۶]. سامانه تطبیقی زمانی که سیگنال ورودی دچار تداخل سینوسی شده است، به عنوان یک فیلتر notch قابل تنظیم عمل می‌نماید [۵]. Notch‌ها دقیقاً در فرکانس‌های منابع تداخل که در سیگنال ورودی وجود دارد، قرار می‌گیرند و پهنای باند آن‌ها متناسب با اندازه‌گام^۳ فیلتر می‌باشد [۵ و ۷]. بنابراین هر تغییری در فرکانس و فاز سیگنال‌های تداخلی، سریع توسط سامانه 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 سامانه 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 بهره‌گیری از خاصیت وفق‌پذیری، اندازه‌گام الگوریتم باید به اندازه کافی بزرگ باشد تا در مراحل همگرایی فیلتر مقادیر قابل توجه داده از بین نرود [۹] از طرف دیگر اگر پهنای باند فیلتر notch به اندازه کافی کوچک نباشد، به سیگنال پیام آسیب وارد خواهد شد [۱۰-۱۳]. هنگامی که فرکانس سیگنال مرجع و سیگنال تداخل برابر نباشد، ضرایب فیلتر وینر صفر شده و هیچ‌گونه حذف تداخلی رخ نمی‌دهد [۱۴ و ۱۵]. رفتار متغیر با زمان الگوریتم NLMS با اندازه‌گام بزرگ می‌تواند پروسه‌ای مناسب برای تخمین سیگنال مطلوب محسوب شود، هر چند سیگنال پهن باند به همراه تداخل شدید، سیگنال مطلوب ما نمی‌باشد [۱۶ و ۱۷]. در این حالت برای الگوریتم تطبیقی حذف تداخل تخمین و حذف نویز، بدون آسیب به سیگنال دشوار است [۱۸-۲۲]. می‌توان برای حذف جمر از روش‌های تبدیل موجک نیز استفاده نمود. یک روش ترکیبی برای حذف اثر جمینگ موج پیوسته، روش نرم‌افزاری قابل پیاده‌سازی در پردازنده دیجیتال گیرنده GPS می‌باشد که از فیلتر شکاف با پاسخ ضربه نامحدود و نیز تبدیل موجک برای زدودن اثر جمینگ بهره می‌گیرد [۲۳]. در مرجع [۲۴] به ارائه یک الگوریتم به منظور حذف تداخل موج پیوسته

^۱ Adaptive Filter

^۲ Jamming

^۳ Step Size

بازنویسی کرد:

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

$$= e^{j\omega_i} i_{n-1}$$

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

$$\hat{d}_n = \bar{w}^H \tilde{u}_n \quad (8)$$

$$= \bar{w}^H \begin{bmatrix} i_{n-1} \\ r_n \end{bmatrix}$$

که در این حالت می توان خرجی NLMS را به گونه ای تعیین نمود که تداخل را حذف نماید:

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

$$= \begin{bmatrix} e^{j\omega_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\omega_i} i_n \\ r_n \end{bmatrix}$$

$$= i_n$$

در ادامه از مفهوم اتصال رشته ها [۲۲] به منظور بیان رابطه بین نمونه تداخل قبلی و نمونه سیگنال فعلی استفاده می شود:

$$\rho_n^{(-1)} = \frac{i_{n-1}}{r_n} \quad (10)$$

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

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

با جایگذاری رابطه (۱۰) در رابطه های (۸) و (۹) می توان نوشت:

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

$$= e^{j\omega_i} \rho_n^{(-1)} r_n$$

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

به همراه رابطه (۹)، روابط فوق نشان می دهد که ضرایب متغیر با زمان وجود دارد که بر اساس سیگنال مرجع سیگنال تداخل را تولید می کند. بر اساس رابطه (۱۰) این ضرایب متغیر با زمان به صورت زیر می باشد:

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

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

از دیدگاه فیلترهای تطبیقی، می توان سیگنال مطلوب را به

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 r_n مرجع فیلتر تطبیقی محسوب می شود. در نتیجه ورودی فیلتر تطبیقی دنباله $r_n, r_{n-1}, \dots, r_{n-M+1}$ می باشد که M تعداد ضرایب وزن دهی فیلتر و فقی را نمایش می دهد. در اینجا به روزرسانی ضرایب فیلتر با استفاده از الگوریتم تطبیقی NLMS انجام می شود.

۳. الگوریتم NLMS

الگوریتم NLMS تعمیم یافته الگوریتم LMS است که به وسیله انتخاب اندازه گام های متفاوت برای هر تکرار، به روزرسانی ضرایب انجام می دهد [۱۶ و ۲۱]. این ضرایب، تقریبی از معکوس مجموع انرژی انتظاری از مقادیر آنی ضرایب بردار ورودی $r(n)$ می باشد. در این صورت تریس ماتریس R به صورت زیر تعریف می شود [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 اندازه گام متغیر با نام $\mu(n)$ در محدوده $0 < \mu(n) < 2$ انتخاب شده و مقدار خطای $e^+(n)$ با استفاده از به روز کردن $w(n+1)$ بر اساس روابط زیر حداقل می شود [۱۶]:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu(n)e(n)r(n) \quad (3)$$

$$e^+(n) = d(n) - w^T(n)r(n)$$

$$= (1 - 2\mu(n)r^T(n)r(n))e(n)$$

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

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

در این صورت می توان گفت:

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

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

۴. تحلیل عملکرد سامانه تطبیقی حذف تداخل

برای تداخل سینوسی و سیگنال مرجع می توان نوشت:

$$i_n = A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i n} \quad (6)$$

$$r_n = A_r e^{j\phi_r} e^{j\omega_r n}$$

می توان ترم تداخل را بر اساس نمونه قبلی به صورت زیر

صورت زیر باز نویسی نمود:

$$\begin{aligned} d_n &= w_{TV,n}^H r_n + q_n \\ &= \frac{A_i}{A_r} e^{j(\phi_i - \phi_r)} e^{j(\omega_i - \omega_r)n} r_n + q_n \end{aligned} \quad (13)$$

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

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

بر اساس رابطه‌های (۱۱ و ۱۲) می‌توان دریافت هنگامی که مقادیر SJR^1 کوچک است، ضرایب فیلتر وقتی، 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 شد که مقدار خطای باقی مانده بسیار کوچک است و رهگیری به نحو مطلوب صورت می‌پذیرد. این در حالی است که در واقعیت خطای عقب افتادگی الگوریتم رخ می‌دهد و در نتیجه در حالت پایدار نیز مقداری خطا باقی خواهد ماند [۵]. میزان خطای باقی مانده وابسته به مقدار اندازه گام انتخاب شده می‌باشد:

$$\begin{aligned} e_n &= i_n - w_{AF,n}^H r_n \\ &= A_i e^{j\phi_i} e^{j\omega_i n} \frac{1 - e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}{1 - (1 - \bar{\mu})e^{-j(\omega_i - \omega_r)}} \\ &= i_n \frac{1 - e^{-j(\omega_i - \omega_r)}}{1 - (1 - \bar{\mu})e^{-j(\omega_i - \omega_r)}} \end{aligned} \quad (16)$$

دو حالت مهم، وابسته به این که فرکانس سیگنال تداخل و مرجع با یکدیگر برابر باشند یا نه، رخ می‌دهد. هنگامی که این دو فرکانس با یکدیگر برابرند، کاهش ضرایب NLMS وابسته به زمان می‌شود و در این حالت الگوریتم با مقادیر کوچک اندازه گام می‌تواند به حل بهینه همگرا شود و خطای به وجود آمده نیز به سمت صفر میل می‌نماید. با مقادیر بزرگ اندازه گام، 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 اندازه گامها کوچک انتخاب شوند، ضرایب فیلتر به سمت ضرایب وینر میل می‌کنند یعنی در اینجا نیز ضرایب صفر می‌شوند و در نتیجه سیگنال مطلوب

آشکارسازی نمی‌گردد. برای مقادیر $\mu_1 = 1$ ، تخمین فیلتر به مقدار یک گام از مقدار واقعی عقب می‌افتد و در نتیجه تداخل نمی‌تواند به صورت مؤثر حذف گردد و اهداف تعیین شده حاصل نمی‌شود. سامانه تطبیقی پیشنهادی به منظور رفع این مشکل ارائه شده است.

۵. روش پیشنهادی

هنگامی که سیگنال مرجع نمونه 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 تأخیر 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.

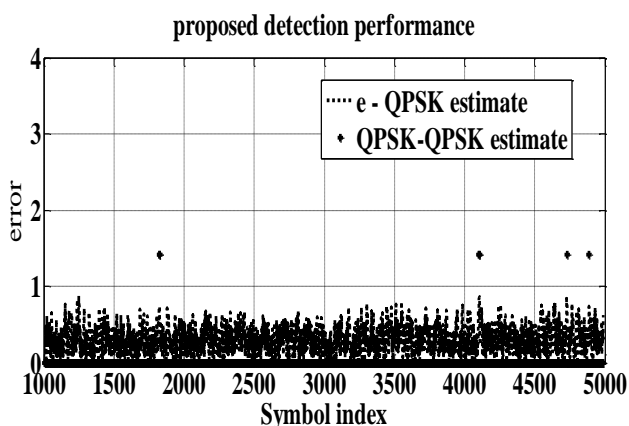
AF1، فیلتر تطبیقی اول تقریبی از شیفت یافته سیگنال مرجع را ارائه می‌دهد. بر اساس توضیحات داده شده فیلتر اول دارای مقدار $\mu_1 = 1$ بوده و خود را به سرعت بر تغییرات سیگنال ورودی وفق می‌دهد. در واقع تحت شرایط این مسئله AF1 پس از یک مرحله وفق پیدا می‌کند. AF2 نیز به صورت یک فیلتر تطبیقی متداول با مقادیر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

نوآوری خاص این مقاله در این است که حتی اگر جمر با فرکانس سیگنال مرجع اختلاف داشته باشد، فیلتر اول ابتدا این اختلاف را محاسبه می‌کند و فیلتر دوم از تداخل کشف شده توسط فیلتر اول به عنوان سیگنال مرجع استفاده می‌کند و بنابراین زمانی که اثر داپلر نیز وجود دارد فیلتر ترکیبی به طور دقیق جمر را کشف و به راحتی حذف می‌نماید. این در حالی است که در روش‌های موجود در مقالات مختلف اگر سیگنال مرجع دارای فرکانسی متفاوت با سیگنال جمر باشد عملکرد سامانه حذف جمر به کلی مختل می‌گردد.

¹ Signal to Jammer Rate

فیلترهای اول و دوم به ترتیب برابر $\mu_1 = 1$ و $\mu_2 = 0.1$ انتخاب شده است. هر دو فیلتر دارای ۲۰ ضریب می باشند. به منظور آشکارسازی، یک آشکارساز ساده، که سمبل با کمترین فاصله اقلیدسی را به سیگنال آشکارسازی شده تخصیص می دهد، به کار گرفته شده است.

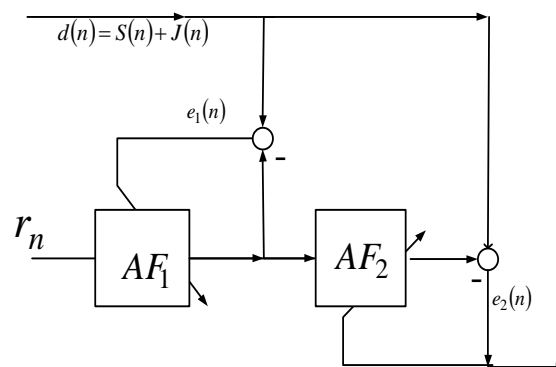
در اینجا فرض بر آن است که عامل تداخلی یک جمر تک فرکانس است، بنابراین نسبت سیگنال به تداخل را با SJR نمایش داده می شود. برای مقادیر سیگنال به جمر $SJR = -40 \text{ dB}$ ، رفتار مقادیر خطای بین سیگنال تقریب شده و سیگنال q_n در شکل (۳) نمایش داده شده است. بر اساس قسمت اول منحنی، فیلتر ارائه شده به ۶۰۰ ورودی برای همگرایی نیاز دارد، در واقع برای این مقدار همگرایی، نرخ BER برابر 0.060 است. به منظور بررسی دقیق مقدار BER، منحنی $QPSK - QPSK \text{ estimate}$ نیز رسم شده است. در حالت پایدار منحنی، یعنی برای نمونه‌های ۶۰۰ تا ۵۰۰۰ مقدار $BER = \frac{4}{4400} \approx 9 \times 10^{-4}$ حاصل می گردد. برای مشاهده واضح تر مقادیر خطا شکل (۳-ب) برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۵۰۰۰ که فیلتر همگرا شده، رسم گردیده است.



ب: برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۵۰۰۰

شکل ۳. 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 $\mu_2 = 0.1$

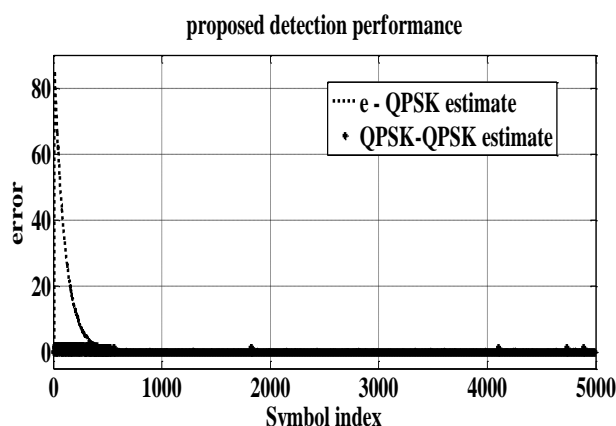
برای این تعداد نمونه صفر است. توجه شود که در محاسبه مقدار BER در شبیه‌سازی‌های انجام شده، بیت‌های کاملاً مجزا به کار گرفته شده است، در نتیجه، می توان انتظار داشت که مقدار خطای سمبل به مراتب کمتر از خطای بیت محاسبه شده باشد. در الگوریتم استفاده شده، اندازه گام μ نرخ تطبیق الگوریتم‌های مختلف را کنترل می کند. به منظور بررسی تأثیر اندازه گام به کار گرفته شده بر روی عملکرد فیلتر، شبیه‌سازی با مقدار -35 dB SJR= 0.11 و $\mu_2 = 0.11$ تکرار شده است (شکل ۴). در حالی که حالت پایداری فیلتر به سرعت حاصل می شود، BER بعد از زمان همگرایی افزایش می یابد.



شکل ۲. سامانه تطبیقی پیشنهادی حذف اثر جمر

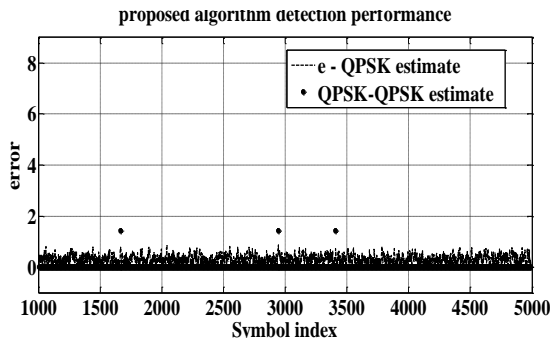
۶. شبیه‌سازی الگوریتم پیشنهادی

در این بخش با استفاده از شبیه‌سازی‌های انجام شده عملکرد سامانه حذف تداخل طراحی شده توضیح داده می شود. به منظور بررسی تأثیر الگوریتم ارائه شده، فرض می شود سیگنال پهن باند q_n ، خرجی مدولاتور QPSK باشد. همچنین سیگنال تداخل، سیگنال مختلط نوسانی $\exp(2\pi j f t)$ با فرکانس $1/67 \text{ GHz}$ و فرکانس مرجع برابر $f_r = 1/78 \text{ GHz}$ است. مقادیر اندازه گام برای

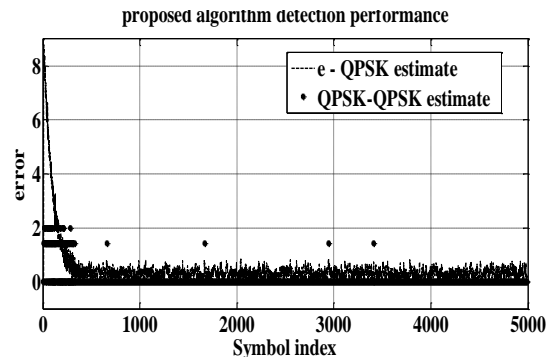


الف: برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۵۰۰۰

به صورت مشابه برای $SJR = -15 \text{ dB}$ ، منحنی شکل (۴) حاصل می شود. همان گونه که از شکل مشخص است، حالت پایدار فیلتر پس از ورود ۳۰۰ سمبل حاصل می شود که حداقل مقدار $BER = 0.026$ را در ۵۰۰۰ نمونه نتیجه می دهد. در حالت پایدار با ارسال ۵۰۰۰ نمونه BER به $BER = \frac{4}{4700} \approx 8.5 \times 10^{-4}$ کاهش می یابد. نتایج شبیه‌سازی در حالت $SJR = 0 \text{ dB}$ در شکل (۵) نمایش داده شده است. حالت پایدار تقریباً پس از ورود ۱۵۰ سمبل حاصل می شود، بنابراین مقدار BER کلی به 0.015 کاهش می یابد و در حالت پایدار (پس از همگرایی) مقدار BER

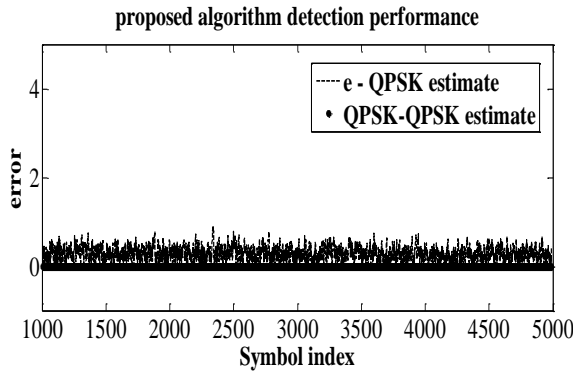


ب: برای نمونه‌های بین ۱۰۰۰-۵۰۰۰

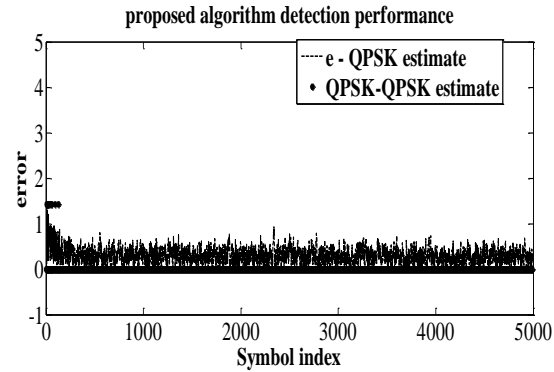


الف: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰-

شکل ۴. 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 برای $SJR = -15dB$ و $\mu = 0.1$

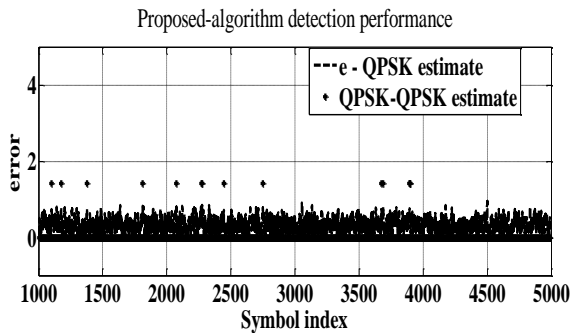


ب: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰-۱۰۰۰

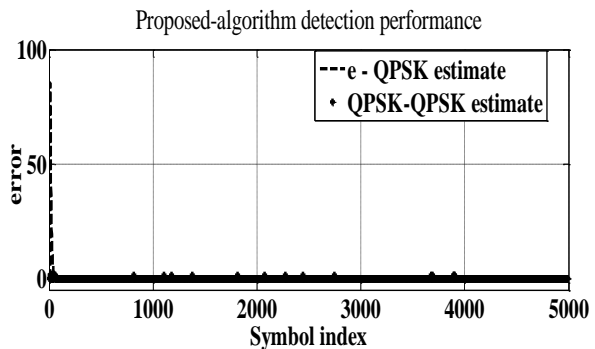


الف: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰-

شکل ۵. 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 $SJR = 0dB$ و $\mu = 0.1$



ب: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰-۱۰۰۰



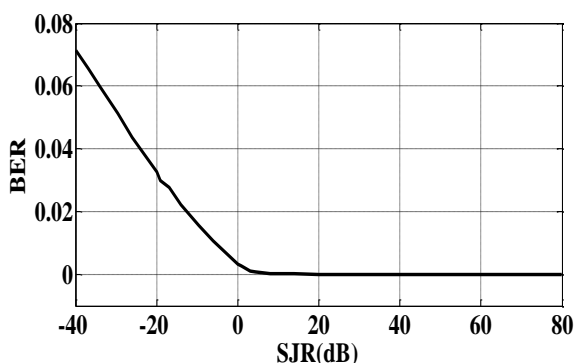
الف: برای نمونه‌های بین ۵۰۰۰-

شکل ۶. 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 QPS ارسالی برای $SJR = -35dB$ و $\mu = 0.1$

طول می‌کشد تا الگوریتم همگرا گردد، 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 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. همان‌گونه که از شکل مشخص است، بهبود فوق‌العاده‌ای در نسبت سیگنال به تداخل دریافتی به ویژه زمانی که نسبت سیگنال به تداخل پایین است، به وجود می‌آید. چون مدت زمانی

است به دلیل زمان همگرایی طولانی‌تر در نسبت‌های SJR کمتر، بیت‌های بیشتری آسیب می‌بینند و احتمال خطا بیشتر است.



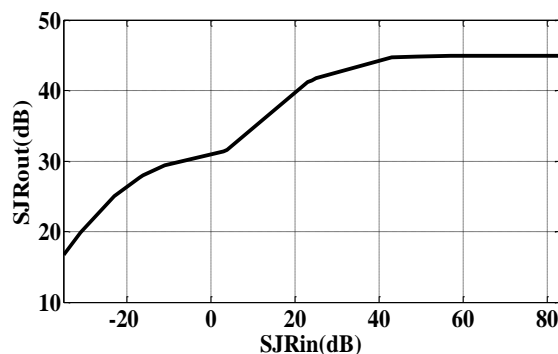
شکل ۹. احتمال خطای بیت نسبت به SIR سیگنال ورودی قبل از زمان همگرایی الگوریتم برای ۱۰۰۰۰ نمونه

توجه به این نکته در مقاله ضروری است که الگوریتم ارائه شده در مقاله با تمامی روش‌ها و فیلترهای تطبیقی دیگر نیز قابل پیاده سازی است و ما به دلیل زمان واقعی بودن و سادگی پیاده‌سازی و کم بودن پیچیدگی محاسباتی از فیلتر NLMS استفاده نموده‌ایم. می‌توان به جای الگوریتم NLMS از هر یک از الگوریتم‌های تطبیقی دیگر استفاده نمود. این در حالی است که پیچیدگی محاسباتی بالا می‌رود و در ازای این افزایش پیچیدگی نسبت به زمانی که از الگوریتم ساده NLMS استفاده می‌شود بازده تغییر چندانی نمی‌کند. این توضیحات به مقاله اضافه شد.

۷. نتیجه‌گیری

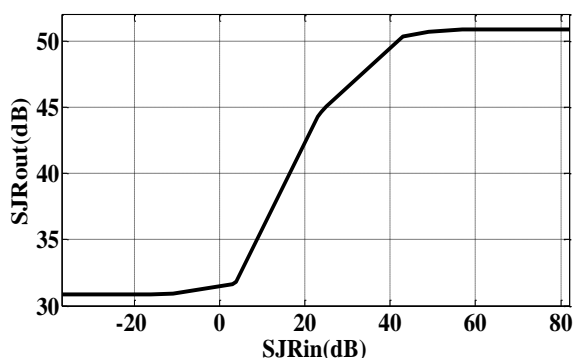
در این مقاله به ارائه یک سامانه جدید برای حذف تداخل موج پیوسته با استفاده از الگوریتم تطبیقی خطی پرداخته شد. تطبیق وزن‌ها در این سامانه با استفاده از الگوریتم NLMS اجرا شده و از رفتار متغیر با زمان الگوریتم NLMS با مقادیر $\mu=1$ به منظور تولید سیگنال مرجع بهره گرفته شد. اثر سامانه مانند چند فیلتر ناچ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

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. نسبت سیگنال به تداخل پس از اعمال الگوریتم پیشنهادی در برابر افزایش نسبت سیگنال به تداخل دریافتی

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 می‌شود. 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 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

در شکل (۹) احتمال خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به تداخل برای کل نمونه‌ها آورده شده است. همان‌گونه که مشخص

- [11] Diniz, P. S. R.; Werner, S. "Partial-update NLMS Algorithms with Data-selective Updating"; IEEE Trans. Signal Process 2014, 52, 938-949.
- [12] Godavarti, M.; Hero III, A. O. "Stability Analysis of the Sequential Partial Update LMS Algorithm"; Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech. Signal Process 2001, 3857-3860.
- [13] Godavarti, M.; Hero III, A. O. "Partial Update LMS Algorithms"; IEEE Trans. Signal Process 2005, 53, 111-121.
- [14] Andy, W. H.; Patrick A, N. "Selective-Tap Adaptive Filtering with Performance Analysis for Identification of Time-Varying Systems"; IEEE Trans. Audio. Speech. Language Processing 2007, 15, 1681-1695.
- [15] Chakraborty, M.; Sakai, H. "Convergence Analysis of a Complex LMS Algorithm with Tonal Reference Signals"; IEEE Trans. Speech Audio Process 2005, 13, 286 - 292.
- [16] Gu, Y.; Tang, K.; Cui, H.; Du, W. "Modifier Formula on Mean Square Convergence of LMS Algorithm"; J. Electronics Letters 2002, 38, 1147 - 1148.
- [17] Shin, H. C.; Sayed, A. H.; Song, W. J. "Variable Step-size NLMS and Affine Projection Algorithms"; IEEE Signal Process. Lett. 2004, 11, 132-135.
- [18] Lu, W.; Xue, L.; Liu, X. "Analysis of Carrier Wave Interference Suppression in Loran-C Receiver"; J. Ship Elec. Eng. 2006, 9, 77-79.
- [19] Meysam,.
- [20] Lee, C. O.; Boyce, Jr. "Atmospheric Noise Mitigation for Loran"; Ph.D. Thesis, Stanford University, Medford, MA, 2007.
- [21] Chan, K. S.; Farhang - Boroujeny, B. "Analysis of the Partitioned Frequency-domain Block LMS (PFBLMS) Algorithm"; IEEE Trans. Signal Processing 2001, 49, 1860-1874.
- [22] Van Der Wal, P. W.; Van Willigen, D. "Hard Limiting and Sequential Detection Applied to Loran C"; IEEE Trans. Aerospace Elec. Syst. 1978, 64, 649-661.
- [23] Rezaei, M. J.; Mosavi, M. R. "A New Method for Cancelling CW Jamming in GPS Receivers"; J. Elec. Cyber. 2016, 9, 12-26.
- [24] Bayat, M.; Madani, M. H. "A New Algorithm for Synchronous Continuous wave interference Cancellation in Loran Navigation System"; J. Elec. Cyber. 2016, 9, 12-26.
- [25] Liaqat Ali, R.; Ali, A.; Rehman, A.; Khan, S. A.; Shahzad, A. M. "Adaptive Beam Forming Algorithms for Anti-Jamming"; J. Signal Processing Image Processing & Pattern Recognition 2011, 4, 201-206.

گیرنده را حذف نماید. علاوه بر این، نتایج حاصل از شبیه‌سازی 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 ۸۰ دسی‌بل بهبود را از خود نشان می‌دهد.

۸. مراجع

- [1] Kutluyil, D.; Oguz T. "Adaptive Filtering Algorithms with Selective Partial Updates"; IEEE Trans. Circuits and Syst. 2001, 48, 762-769.
- [2] Bayat, M.; Madani, M. H. "Loran Phase Code Revisited for Continuous Wave Interference Cancellation"; IET Sci. Measurement & Tech. 2017, 11, 322-330.
- [3] Roth, P. R. "Effective Measurements Using Digital Signal Analysis"; IEEE Spectrum. 1971, 8, 62-70.
- [4] Markus, V.; Lima, S.; Paulo, S.; Diniz, R. "On the Steady-State MSE Performance of the Set-Membership NLMS Algorithm"; J. Wireless Communication Syst. 2010, 61, 389-393.
- [5] Widrow, B.; Glover, J.; McCool, J.; Kaunitz, I.; Williams, C.; Heam, R.; Zeidler, J.; Dong, J. "Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications"; Proc. Int. Conf. The Wild Goose Association, 1975, 1692-1716.
- [6] Haykin, S.; Widrow, B. "Least-Mean-Square Adaptive Filters"; J. Elect. Cyber, 2014, 4, 54-81.
- [7] Lili, Z.; Zhonglin, M.; Yurong, P.; Xiaoli Xi3. "Long-Range Loran-C Ground-Wave Propagation Prediction Based on Adaptive Moving Window Finite-Difference Time-Domain Method with Compute Unified Device Architecture Parallel Computing Techniques"; IET Micro. Antenna. Propag. 2015, 68, 413-422.
- [8] Christian, Sc.; Fredric, L. "Low-Complexity Adaptive Filtering Implementation for Acoustic Echo Cancellation"; J. IEEE, 2006, 5, 154-181.
- [9] Wei, X.; Yan, L.; Qing, L. "Loran-C Synchronous Interference Suppression Using Improved Adaptive Algorithms"; J. IEEE Trans. Audio. Speech. Language Proc. 2007, 57, 47-49.
- [10] Bayat, M.; Madani, M. H. "Analysis and Simulation of a Hybrid Filter to Cancel Cross Rate Interference in Loran System"; J. Advanced Defence Sci. & Tech. 2017, 4, 51-60.