روشی نو برای حذف پژواک آکوستیکی استریو با استفاده از ساختار مبتنی بر الگوریتم وفقی با ورودی برش یافته

مهدی بکرانی[1] **مجتبی لطفی زاد**[2]

1- دانش آموخته کارشناسی ارشد، دانشکده برق و کامپیوتر- دانشگاه تربیت مدرس- تهران- ایران

bekrani@modares.ac.ir

2- استادیار- دانشکده برق و کامپیوتر - دانشگاه تربیت مدرس- تهران- ایران

lotfizad@modares.ac.ir

چکیده: **حذف پژواک آکوستیکی استریو یکی از زمینه‌های در حال گسترش در عرصهٔ سیستمهای ارتباط گفتاری و چندرسانه‌ای می‌باشد. در یک حذف‌کنندهٔ پژواک آکوستیکی استریو که در سیستم ارتباطی استریو بکار می‌رود، وجود همبستگی متقابل شدید بین سیگنالهای ورودی به دو کانال مشکل پایین بودن سرعت همگرایی وزنهای فیلترهای وفقی را بدنبال دارد. در مقالهٔ حاضر الگوریتمی برای کاهش همبستگی متقابل سیگنالهای ورودی به فیلترهای وفقی ارائه شده است که از شیوهٔ خاصی از برش سیگنال استفاده می‌کند. الگوریتم پیشنهاد شده دارای قابلیت انعطاف در تعیین سطح برش مطلوب، با توجه به موقعیت فرد گوینده نسبت به میکروفونها در بخش فرستنده می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان‌دهندهٔ بهبود عملکرد فیلترهای وفقی به لحاظ سرعت همگرایی وزنها در کاربرد حذف پژواک آکوستیکی استریو می‌باشد.**

کلمات کلیدی: **پژواک آکوستیکی استریو، فیلتر وفقی، سرعت همگرایی، عدم انطباق، همبستگی متقابل، برش مرکزی**

تاریخ ارسال مقاله: 1387/7/18

تاریخ پذیرش مقاله: 1388/9/25

نام نویسنده‌ی مسئول: مجتبی لطفی‌زاد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – تهران – تقاطع بزرگراه شهید چمران و جلال آل احمد – دانشگاه تربیت مدرس– دانشکده‌ی برق و کامپیوتر

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

1- مقدمه

امروزه علاقهٔ رو به رشدی برای استفاده از سیستمهای استریو در انتقال اطلاعات شنیداری و ارتباطات گفتاری بوجود آمده است؛ چرا کـه ایـن نوع سیستمهای صوتی موجب ادراک سـه بعـدی صـوت (و در نتیجـه درک بهتری از آن) می‌شود. از جملهٔ این سیستمها می‌توان به سیستم ویدیوکنفرانس از راه دور، تلفنهای hands free، واقعیت مجازی (نظیر آموزش الکترونیکی) و سرگرمی خانگی چند کاربره اشاره کرد. یکـی از مسائلی که باید در این گونه سیستمها حل شود، موضوع حذف پـژواک آکوستیکی می‌باشد که دارای مشکلاتی است که تحقـق آنـرا در عمـل بسیار دشوارتر از حذف پژواک تک‌کاناله (مونو) کـرده اسـت. از جملـه مهمترین این مشکلات، سرعت پایین همگرایی وزنهای فیلترهای وفقی و عدم انطباق وزنها با ضرایب پاسخ ضربهٔ مسیرهای آکوستیکی، حتـی پـس از همگـرا شـدن فیلترهـا مـی‌باشـد کـه علـت اصـلی آن وجـود همبستگی شدید مابین سیگنالهای کانالها است. این مـسأله منجـر بـه وابسته شدن پاسخ ضربهٔ بدست آمده از فیلترهای وفقی بـه مـسیرهای آکوستیکی بین شخص گوینده و میکروفونها در قسمت فرستنده شـده و در نتیجه موجـب تـضعیف کـارایی فیلترهـا در حـذف مـؤثر پـژواک می‌شود.

تـاکنون روشـهای متعـددی بـرای کـاهش همبـستگی متقابـل سیگنالهای ورودی به دو کانال استریو به منظور کـاهش عـدم انطبـاق پیشنهاد شده است؛ نظیر افزودن و یا مدوله کـردن مقـدار کمـی نـویز تصادفی مـستقل بـه هـر یـک از دو کانـال[1,2]، فیلترینـگ شـانه‌ای سیگنالها [3]، شیفت فرکانسی سیگنال یـک کانـال نـسبت بـه کانـال دیگر[4]، افزودن تابعی غیر خطی از سـیگنال هـر کانـال بـه خـود آن کانال[7-5] و فیلترینگ تمام‌گذر متغیر با زمان سیگنالهای استریو[8]. روشهای فوق، اگر چه جملگی باعث بهبود در انطباق ضـرایب فیلترهـا با پاسخهای واقعی مسیرها می‌گردند؛ لیکن از آنجا کـه مـستقیماً روی سیگنالهای صوتی دو کانال که انتقال‌دهندهٔ اطلاعات از بخش فرستنده به بخش گیرنده هستند، اعمال می‌شوند، ادراک استریویی صـوت را تـا حدودی کاهش داده و یا کیفیت صوت را تنزل می‌دهند[9,10].

روشهایی نیز بـه منظـور کـاهش همبـستگی دو کانـال در مـسیر فیلترهای وفقی به منظور افزایش سـرعت همگرایـی وزنهـا ارائـه شـده است؛ نظیر استفاده از بـسط گـابور در ورودی فیلترهـای وفقـی[11]؛ استفاده از تبدیل متعامد مبتنی بـر سـاختار وفقـی مـشبک دو کانالـه [12]، استفاده از دو تبدیل متفاوت در هر کانـال (زمـانی و فرکانـسی) [13]؛ افزودن مولفـه‌هـای ناهمبـسته بـه سـیگنالهای ورودی فیلترهـا بصورت تـابعی از مولفـه‌هـای ناهمبـستهٔ افـزوده شـده بـه مـسیرهای اصلی[9]؛ بکارگیری الگوریتم‌های مبتنی بر گزینش وزن در فیلترهـای وفقی[14]، استفاده از تبدیل ویولت بهبـود یافتـه بـا ترکیـب سـاختار مشبک وفقی[15]، استفاده از تکنیک آستانه‌گذاری ضرایب ویولت[16] و اسـتفاده از شـبکهٔ عـصبی خطـی در الگـوریتم تنظـیم وزن [17].

روشهای مذکور با کاهش همبستگی متقابـل سـیگنالهای دو کانـال در ورودی فیلترهای وفقی موجب می‌شوند پراکندگی مقادیر ویژهٔ ماتریس همبستگی ورودی فیلترهای وفقی کاهش یافته و در نتیجه باعث بهبود سرعت همگرایی وزنها می‌گردند.

در مقالهٔ حاضـر روشـی نـوین بـرای کـاهش همبـستگی متقابـل سیگنالهای ورودی به فیلترهای وفقی بر مبنای برش مرکـزی سـیگنال ارائه شده است. در این روش عمل برش روی نیمی از نمونه‌های ورودی به هر کانال انجام می‌شود. به منظور رسیدن بـه کـارایی مـؤثر، سـطح برش ثابت نبوده و با توجه به موقعیت گوینـده نـسبت بـه میکروفونهـا انتخاب می‌شود.

این راهکار مصالحهٔ مطلوبی بین افت انـرژی سـیگنال ورودی بـه الگوریتم وفقی (که عامل کـاهش سـرعت همگرایـی اسـت) و کـاهش میزان همبستگی متقابل (که عامل افزایش سرعت همگرایی و کـاهش عدم انطباق است) برای رسیدن بـه حـداکثر سـرعت همگرایـی وزنهـا برقرار می‌کند.

روش پیشنهاد شده در واقع توسعهٔ یکی از روشهای بسیار موثری است که بر مبنای گزینش وزن بوده و اخیراً پیشنهاد شده اسـت[14]. روش پیشنهاد شده بسادگی قابل توسعه به کاربردهای دیگر اسـتریو و چند کاناله می‌باشد.

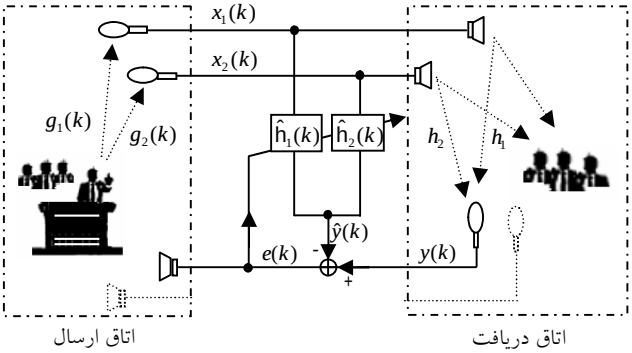
ترتیب مطالب این مقاله به‌صورت زیر است؛ بخش دوّم این مقالـه به معرفی سیستم حذف‌کنندهٔ پژواک آکوستیکی استریو و بیان مـسألهٔ عدم انطباق اختصاص دارد. در این مقاله ما بحث خود را به کـاربرد در سیستم کنفرانس از راه دور استریو محدود مـی‌کنـیم. در بخـش سـوّم الگوریتم وفقی حـذف پـژواک اسـتریو، مبتنـی بـر گـزینش وزن [14] توصیف می‌شود و سپس در بخش چهارم روش پیشنهادی برای بهبـود سرعت همگرایی و انطباق وزنها تشریح می‌گردد. بخـش پـنجم شـامل شبیه‌سازی‌ها و بررسی نتایج حاصل از آن اسـت. بخـش ششـم امکـان توسعهٔ بیشتر الگوریتم را مورد بحث قرار می‌دهد و نهایتاً بخش آخر بـه نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

2- بررسی حذف‌کنندهٔ پژواک آکوستیکی استریو

شکل (1) حذف‌کنندهٔ پژواک اسـتریو را در کـاربرد سیـستم ارتبـاطی کنفرانس از راه دور نشان می‌دهد. ابتدا میکروفونهای موجـود در اتـاق ارسال، سیگنال تولید شده توسط منبع صوتی $s(k)$ (مـثلاً گفتـار فـرد گوینده) را از طریق مسیرهای آکوستیکی که با پاسخهای ضربهٔ $g_1(k)$ و $g_2(k)$ مشخص شده، دریافت کرده و سیگنالهای $x_1(k)$ و $x_2(k)$ را ایجاد می‌کنند. این سیگنالها به بلنـدگوهای موجـود در اتـاقِ دریافـت، هدایت شده و به گوش شنوندگان مـی‌رسـد. از طرفـی بخـشی از ایـن صوت از طریق مسیرهای آکوستیکی که با پاسـخهای ضـربهٔ h_1 و h_2 مشخص شده‌انـد، وارد میکروفـون شـده و سـیگنال پـژواک $y(k)$ در خروجی میکروفون تولید می‌گردد. از طرف دیگر فیلترهـای وفقـی بـه کمـک الگـوریتم وفقـی موجـود در سیـستم، سـعی در شـبیه‌سـازی

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

مسیرهای آکوستیکی h_1 و h_2 کرده تا بتوانند سیگنال پژواک را مدل نموده و آنرا تا حد ممکن حذف کنند. در شکل مذکور برای سادگی تنها یکی از دو مسیر بازگشت سیگنال پژواک به اتاق ارسال نشان داده شده است. روی مسیر دیگر تحلیل و پردازش مشابهی صورت می‌گیرد.



شکل (1): حذف‌کننده پژواک آکوستیکی در کاربرد کنفرانس از راه دور استریو

هدف الگوریتم وفقی کمینه کردن میزان پژواک و یا توان خطای $e(k)$ است. لیکن این امر در عمل سبب انطباق وزنهای فیلترهای وفقی $\hat{\mathbf{h}}_1(k)$ و $\hat{\mathbf{h}}_2(k)$ با ضرایب پاسخهای مسیرهای h_1 و h_2 نمی‌گردد. در حقیقت $\hat{\mathbf{h}}_1(k)$ و $\hat{\mathbf{h}}_2(k)$ می‌توانند به جوابهای بیشماری، بسته به مقادیر $g_1(k)$ و $g_2(k)$ همگرا شوند (مسألهٔ عدم یکتایی جواب)[5]. این مسأله سبب وابستگی پاسخ ضربهٔ بدست آمده از فیلترهای وفقی به تغییرات مسیرهای آکوستیکی اتاق ارسال می‌گردد[5]. بنابراین فیلترهای وفقی نه تنها باید تغییرات آکوستیکی اتاق دریافت را دنبال کنند، بلکه لازم است تغییرات مسیرهای آکوستیکی اتاق ارسال را نیز تعقیب نمایند. اما دنبال کردن تغییرات اتاق ارسال دشوار است؛ چرا که زمانی که گوینده تغییر مکان ناگهانی می‌دهد و یا یک گوینده گفتارش را تمام کرده و گویندهٔ دیگری از مکان دیگری در اتاق ارسال شروع به صحبت کند، تغییرات بزرگ و ناگهانی در پاسخهای ضربهٔ $g_1(k)$ و $g_2(k)$ بوجود می‌آید که این منجر به واگرایی فیلترهای وفقی می‌گردد.

در عمل بدلیل محدود بودن طول پاسخ ضربهٔ فیلترهای وفقی در مقایسه با مسیرهای آکوستیکی اتاق ارسال، مسألهٔ عدم یکتایی به‌لحاظ تئوری مرتفع می‌گردد[5]، اما حتی در این حالت نیز بکارگیری فیلترینگ وفقی استاندارد، موفقیت آمیز نیست و نمی‌تواند همگرایی طبیعی و انطباق وزنها را در پی داشته باشد؛ چرا که مسألهٔ شناسایی سیستم فوق، بخاطر همبستگی متقابل شدید میان سیگنالهای دو کانال ورودی، بسیار بد-حالت[1] است [5،7،14]. این مسأله به نام مسألهٔ "عدم انطباق[2]" مشهور است.

بنابراین چالش پیش روی فیلترهای وفقی، سرعت پایین همگرایی وزنها بدلیل همبستگی شدید و در نتیجه عدم انطباق وزنها در یک دورهٔ طولانی است که منجر به حساسیت آنها به تغییرات مسیرهای آکوستیکی اتاق ارسال، پیش از انطباق نسبی وزنها می‌شود.

در بخش بعد ابتدا روش گزینش وزن [14] که برای کاهش مشکل عدم انطباق پیشنهاد شده، توصیف می‌شود و سپس روش پیشنهادی برای بهبود رفتار همگرایی وزنها و کاهش عدم انطباق تشریح می‌گردد.

3- روش گزینش وزن

یکی از روشهای نوین پیشنهاد شده برای حذف پژواک آکوستیکی استریو، الگوریتم گزینش وزن مبتنی بر "انتخاب tap بصورت انحصاری در بین ماکزیمم‌ها[3]" (به اختصار، الگوریتم XM) می‌باشد[14]. این الگوریتم tap هایی را در هر تکرار برای بهنگام‌سازی وزنها در دو کانال انتخاب می‌کند که همبستگی متقابل بین دو کانال را کاهش دهد. بنابراین تنها وزنهایی برای بهنگام سازی گزینش می‌شوند که tap ورودی آنها انتخاب شده باشد. برای سایر وزنها، ورودی متناظر آنها برابر با صفر قرار داده می‌شود و بنابراین بهنگام‌سازی در این وزنها صورت نمی‌گیرد. ذکر این نکته لازم است که ورودیهای انتخاب شده برای بهنگام‌سازی وزنها، ورودیهایی نیستند که به اتاق دریافت می‌رسند و بنابراین هیچ گونه اعوجاجی در سیگنال ارسال شده به اتاق دریافت بوجود نمی‌آید. به طور طبیعی انتظار می‌رود بهنگام نشدن برخی وزنها در طول دوره همگرایی سبب کند شدن همگرایی شود. برای به‌حداقل رسیدن این تنزل، در الگوریتم XM آن tap هایی انتخاب می‌گردد که علاوه بر کاهش همبستگی متقابل، نرم دوم ورودی tapهای انتخابی در دو کانال را به حداکثر برساند که به معنی حداکثرسازی مجموع انرژی ورودی به دو فیلتر وفقی است. نویسندگان مرجع [14] برای حصول سرعت همگرایی بالا، ترکیب الگوریتم XM و روش پیش‌پردازش غیرخطی [5] را پیشنهاد نموده‌اند. آنها همچنین نشان دادند که الگوریتم XM در ترکیب با روش پیش‌پردازش غیرخطی می‌تواند به سرعت همگرایی بیشتر به علاوه اعوجاج غیرخطی کمتری نسبت به الگوریتم وفقی متعارفی مبتنی بر پیش‌پردازش غیرخطی دست پیدا کند.

به منظور توصیف این الگوریتم، ابتدا با توجه به شکل (1)، سیگنال خروجی حاصل از دو فیلتر وفقی را می‌توان به صورت رابطه زیر نوشت:

$$\hat{y}(k) = \mathbf{x}_1^{\mathrm{T}}(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k) + \mathbf{x}_2^{\mathrm{T}}(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k) \qquad (1)$$

که در آن $\mathbf{x}_i(k) = [x_i(k), x_i(k-1), \mathbf{L}, x_i(k-L+1)]^T$، $i = 1, 2$، بردار ورودی به کانال i ام و $\hat{\mathbf{h}}_i(k) = \left[\hat{h}_{i1}(k) \quad \hat{h}_{i2}(k) \; \mathbf{L} \; \hat{h}_{iL}(k)\right]^T$، $i = 1, 2$، بردار ضرایب فیلتر وفقی کانال i ام است.

از طرفی $y(k)$ سیگنال پژواک در میکروفون اتاق دریافت (به همراه نویز مشاهده؛ در صورت وجود) است که ورودی مطلوب نیز نامیده شده و با رابطه زیر توصیف می‌شود:

$$y(k) = \mathbf{x}_1^{\mathrm{T}}(k)\mathbf{h}_1(k) + \mathbf{x}_2^{\mathrm{T}}(k)\mathbf{h}_2(k) + w(k) \qquad (2)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

که در آن $w(k)$ نویز مشاهده (اعم از نویز محیطی و نویز اندازه‌گیری) است. همچنین $e(k)$ سیگنال خطا نامیده شده و با رابطه زیر توصیف می‌شود:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (3)$$

الگوریتم XM با بهنگام سازی مبتنی بر NLMS[4] (به اختصار XM-NLMS) با رابطه زیر توصیف می‌شود:

$$\hat{\mathbf{h}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{h}}_i(k) + \frac{m}{\|\mathbf{x}(k)\|^2 + e} e(k)\mathbf{Q}_i(k)\mathbf{x}_i(k),\ i = 1,2 \quad (4)$$

که در آن e مقدار بسیار کوچکی است که برای اجتناب از تقسیم بر صفر به آن اضافه می شود. همچنین $\|\cdot\|$ عملگر نرم دوم و $\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}_1(k) \quad \mathbf{x}_2(k)]^T$ بردار شامل دو بردار ورودی کانال اول و دوم بوده که به روش غیرخطی [5] پیش‌پردازش شده است. روش پیش‌پردازش غیرخطی [5] که به منظور کاهش اولیه همبستگی متقابل سیگنالهای استریو پیشنهاد شده است، با رابطه زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{cases} x_1^{new}(k) = x_1^{old}(k) + 0.5x\left\{x_1^{old}(k) + \left|x_1^{old}(k)\right|\right\}, \\ x_2^{new}(k) = x_2^{old}(k) + 0.5x\left\{x_2^{old}(k) - \left|x_2^{old}(k)\right|\right\} \end{cases} \quad (5)$$

که در آن مقدار بهینه x برابر 0,5 می‌باشد[5].

همچنین در رابطه (4) $\mathbf{Q}_i(k) = diag\{\mathbf{q}_i(k)\}$ ماتریس انتخاب tap با ابعاد $L \times L$ بوده و $\mathbf{q}_i(k) = \left[q_{i,1}(k), q_{i,2}(k), \mathbf{L}\, q_{i,L}(k)\right]^T$. عناصر این بردار برای انتخاب tap به صورت انحصاری، مقادیر صفر و یک دارند و به صورت زیر حاصل می‌شوند:

$$q_{1,u}(k) = \begin{cases} 1, & p_u \in \{0.5\text{L maxima of } \mathbf{p}(k)\} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

$$q_{2,v}(k) = \begin{cases} 1, & p_v \in \{0.5\text{L minima of } \mathbf{p}(k)\} \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (7)$$

$$\mathbf{p}(k) = |\mathbf{x}_1(k)| - |\mathbf{x}_2(k)| \quad (8)$$

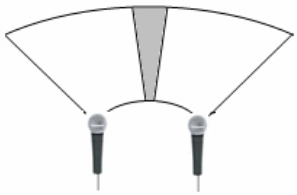
که در آن $u, v = 1, 2, \mathbf{L}\, L$ بترتیب نشان‌دهندهٔ عنصر u ام بردار $\mathbf{q}_1(k)$ و عنصر v ام بردار $\mathbf{q}_2(k)$ می‌باشند. روابط (6)-(8) هسته الگوریتم XM بوده و به‌گونه‌ای طراحی شده اند که اولاً برای رسیدن به حداقل همبستگی متقابل، tap های با اندیس یکسان در دو کانال گزینش نمی‌شوند؛ ثانیاً tap هایی انتخاب می‌شوند که نسبت انرژی ورودی به وزنهای گزینش شده به انرژی کل ورودی، حداکثر شود[14].

4- روش پیشنهادی

روش پیشنهاد شده در این تحقیق در واقع توسعه‌ای از روش گزینش وزن [14] است که در بخش 3 توصیف گردید. چنانکه اشاره شد، در روش مذکور به منظور بهبود کارایی و کاهش عدم انطباق فیلترهای وفقی در حذف‌کنندهٔ پژواک آکوستیکی استریو، پیشنهاد شده است که تنها نیمی از نمونه‌های ورودی به وزنهای فیلترهای وفقی در هر کانال برای بهنگام سازی فیلترها بکار گرفته شود. عمل گزینش برخی وزنها و حذف سایر وزنها از چرخهٔ بهنگام‌سازی منجر به صفر شدن برخی عناصر ماتریس همبستگی ورودی به وزنها شده و به نوبهٔ خود سبب بهبود حالت دهی[5] ماتریس همبستگی می‌شود[14].

ضعف اصلی این روش عبارتست از افت قابل توجه انرژی ورودی به مجموعه وزنها بدلیل حذف کامل ورودی به برخی وزنها از چرخهٔ بهنگام‌سازی وزن، که بدلیل وابستگی معادلهٔ بهنگام‌سازی وزنها در الگوریتمهای وفقی به آن انرژی، سرعت همگرایی فیلترهای وفقی شدیداً تحت تأثیر قرار می‌گیرد، بطوریکه در شرایطی که همبستگی بین دو سیگنال استریو چندان -بطور معمول- زیاد نیست؛ عملکردی نزدیک به الگوریتم سنتی با بهنگام‌سازی تمام وزنها، و حتی گاه ضعیفتر، از خود نشان می‌دهد. در عمل این شرایط وقتی پیش می‌آید که گوینده به یک میکروفون نسبت به میکروفون دیگر خیلی نزدیک شده باشد و یا گوینده در موقعیتی در فضای خارج از فضای بین دو میکروفون قرار داشته باشد (که عموماً در حالت چند گویندگی رخ می‌دهد). شکل (2) فضای مجاور دو میکروفون که گوینده بطور معمول در این فضا قرار دارد را نشان می‌دهد. قسمت سایه‌دار مکانهایی از محل گوینده را نشان می‌دهد که همبستگی بین دو سیگنال دریافتی میکروفونها حداکثر خود را دارد.

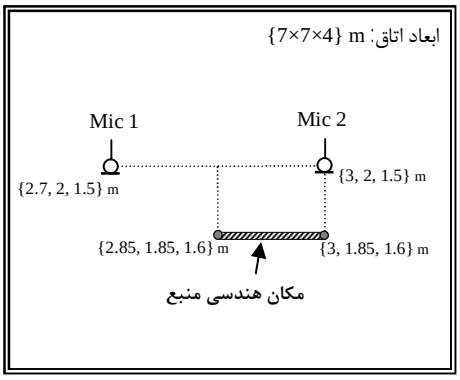
علت کمتر بودن میزان همبستگی بین سیگنالهای دو کانال در نواحی خارج از قسمت سایه‌دار، بیشتر شدن اختلاف بوجود آمده بین دو مسیر آکوستیکی بین گوینده و هر یک از دو میکروفون اتاق ارسال ($g_1(k)$ و $g_2(k)$) می‌باشد.



شکل (2): فضای طبیعی مجاور میکروفونها که گوینده در آن قرار دارد.

به منظور بررسی دقیقتر مسأله فوق، در اینجا رفتار الگوریتم XM-NLMS را با در نظر گرفتن مکانهای مختلفی برای گوینده در اتاق ارسال، نظیر آنچه در شکل (3) نشان داده شده است، ارزیابی می‌کنیم. چنانکه از این شکل ملاحظه می‌شود، ما موقعیت گوینده را از محلی در فاصله یکسان از دو میکروفون، یعنی $x = 2.85\,m$ تا مجاورت یک میکروفون، یعنی $x = 3\,m$ جابجا می‌کنیم.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]



شکل (3): مکان منبع و زوج میکروفونی در اتاق ارسال

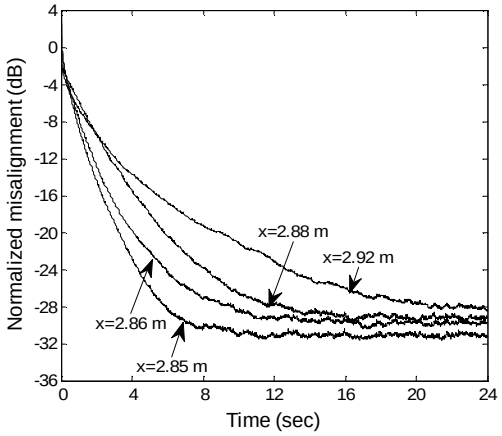
شکل (4) رفتار همگرایی وزنها را نشان می‌دهد. در این شکل سیگنال منبع $s(k)$ سیگنال رنگی ایستان با طیف شبه-گفتار و نرخ نمونه برداری 11025 هرتز در نظر گفته شده است و مقدار طول گام m برای تمامی مکانهای گوینده، یکسان و برابر 0,6 در نظر گرفته شده است. نمودارهای این شکل عدم انطباق وزنها را نشان می‌دهند. معیار عدم انطباق وزن با رابطه زیر محاسبه می‌شود[5]:

$$h(k)=\frac{\left\|\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)\right\|^2}{\left\|\mathbf{h}\right\|^2} \qquad (9)$$

که در آن $\hat{\mathbf{h}}(k)=\left[\hat{\mathbf{h}}_1^T(k) \quad \hat{\mathbf{h}}_2^T(k)\right]^T$ و $\mathbf{h}=\left[\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T\right]^T$. چنانکه از شکل (4) ملاحظه می‌شود، زمانی که $x=2.85\,m$ است؛ یعنی گوینده در وسط زوج میکروفونی قرار دارد، الگوریتم XM-NLMS بیشترین سرعت همگرایی وزن را دارد؛ در حالیکه هر چقدر گوینده از این نقطه فاصله بگیرد، سرعت همگرایی الگوریتم کمتر شده و عدم انطباق نهایی آن بیشتر می‌شود. برای مقایسه می‌توان دید که وقتی گوینده در $x=2.92\,m$ قرار دارد، عدم انطباق پس از 6 ثانیه حدود 14 دسی‌بل بیشتر از حالتی است که گوینده در $x=2.85\,m$ قرار دارد؛ همچنین حدود 16 ثانیه بیشتر طول می‌کشد تا به حالت دائم خود برسد که بر کیفیت حذف پژواک اثر نامطلوب قابل توجهی خواهد داشت. در ادامه روشی را پیشنهاد می‌کنیم که با جبران انرژی ورودی به وزنها سبب مقاوم شدن الگوریتم به تغییرات محل گوینده در اتاق ارسال خواهد شد.

برای این منظور و با هدف رفع مشکل مذکور پیشنهاد کرده‌ایم که بجای حذف کامل ورودی به برخی وزن‌ها (که در روش گزینش وزن [14] پیشنهاد شده است)، از برش مرکزی سیگنال در وزنهای مذکور استفاده شود. سطح برش در این روش برای هر کانال بصورت مستقل و با توجه به تخمینی از موقعیت گوینده نسبت به دو میکروفون انتخاب می‌شود. این تخمین از اختلاف میانگین دامنه‌ها در دو کانال بدست می‌آید. این عمل موجب عملکرد قابل انعطاف سیستم وفقی نسبت به تکنیک گزینش وزن و در نتیجه برتری آن در موارد خاصی که در بالا به آن اشاره شد، می‌گردد.

در ادامه ابتدا الگوریتم و نحوهٔ فیلترینگ وفقی مبتنی بر برش ورودی را در سیستم حذف کنندهٔ استریو شرح داده و سپس نحوهٔ انتخاب سطح برش شرح داده می‌شود.



شکل (4): همگرایی الگوریتم XM-NLMS [14] به ازای مکانهای مختلف گوینده

4-1- بررسی بخش فیلترینگ وفقی

چنانکه گفته شد هدف فیلترینگ وفقی، یافتن پاسخ ضربهٔ مسیرهای آکوستیکی اتاق دریافت می‌باشد. بین الگوریتمهای وفقی مختلف، ما الگوریتم استاندارد NLMS را بدلیل سادگی و مقاوم بودن الگوریتم به تغییرات توان ورودی برگزیده‌ایم.

فیلترینگ وفقی دارای دو بخش عملیاتی است: بخش فیلترینگ و بخش الگوریتم وفق. در روش پیشنهادی ما نظیر روش [14]، عملیات فیلترینگ با استفاده از سیگنال برش نخورده صورت می‌گیرد؛ در حالیکه عملیات وفق با سیگنال برش خورده انجام می‌شود. برای این منظور همانند رابطه (4) از الگوریتم یادگیری NLMS به‌صورت رابطهٔ زیر برای عملیات وفق دهی وزنها استفاده می‌گردد:

$$\hat{\mathbf{h}}_i(k+1)=\hat{\mathbf{h}}_i(k)+\frac{m}{\left\|\mathbf{x}(k)\right\|^2+e}e(k)\tilde{\mathbf{x}}_i(k) \qquad (10)$$

که در آن $\tilde{\mathbf{x}}_i(k)$ بردارهای سیگنال برش خورده به روش پیشنهادی بوده که در ادامه نحوه محاسبه آن تشریح خواهد شد. الگوریتم پیشنهادی را که از بردارهای با نمونه‌های برش خورده به صورت انحصاری برای بهنگام سازی وزنها استفاده می‌کند، به اختصار الگوریتم CXM-NLMS می‌نامیم. ذکر این نکته لازم است که با فرض بزرگ بودن L (که در مورد مسیرهای آکوستیکی صادق است)، برای نرمالیزه کردن m بجای عبارت $\left\|\mathbf{x}(k)\right\|^2$ در رابطه (10)، می‌توان از تخمینی از توان سیگنال دو کانال در تکرار k ام استفاده کرد؛ زیرا

$$\left\|\mathbf{x}(k)\right\|^2=\left[\mathbf{x}_1^T(k) \quad \mathbf{x}_2^T(k)\right]\left[\mathbf{x}_1^T(k) \quad \mathbf{x}_2^T(k)\right]^T \qquad (11)$$

$$=\left\|\mathbf{x}_1(k)\right\|^2+\left\|\mathbf{x}_2(k)\right\|^2 \;;\; s_1^{\,2}(k)+s_2^{\,2}(k) \qquad (12)$$

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

رابطه فوق برای تحلیل عملکرد الگوریتم با ورودی ایستان مفید است. همچنین سیگنال ورودی به الگوریتم وفقی CXM-NLMS (رابطهٔ 10) بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{x}_i(k) = \mathbf{Q}_i(k)\,\mathbf{x}_i(k) + \bar{\mathbf{Q}}_i(k)\,\hat{\mathbf{x}}_i(k) \qquad (13)$$

که در آن $\hat{\mathbf{x}}_i(k) = [\hat{x}_i(k)\ \hat{x}_i(k-1)\ \mathbf{L}\ \hat{x}_i(k-L+1)]^T$ بردار برش خورده $\mathbf{x}_i(k)$ بوده که عنصر $\hat{x}_i(k)$ آن بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\hat{x}_i(k) = \begin{cases} sign(x_i(k)).(|x_i(k)| - g), & |x_i(k)| > g \\ 0, & |x_i(k)| \le g \end{cases} \qquad (14)$$

همچنین $\mathbf{Q}_i(k) = diag\{\mathbf{q}_i(k)\}$ ماتریسی قطری با عناصر صفر و یک است که برای گزینش وزنهایی که بدون پردازش در عملیات بهنگام‌سازی شرکت می‌کنند، بکار می‌رود و عناصر آن چنانکه در بخش 3 شرح داده شده است، با روابط (6)-(8) بدست می‌آیند. همچنین $\bar{\mathbf{Q}}_i(k) = I - \mathbf{Q}_i(k)$ بوده و برای گزینش سایر وزنها (که با پردازش "برش مرکزی" در عملیات بهنگام‌سازی شرکت می‌کنند) بکار می‌رود.

سیگنال خطای مربوط به رابطهٔ (10) نیز به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$e(k) = y(k) - [\mathbf{x}_1^{\mathrm{T}}(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k) + \mathbf{x}_2^{\mathrm{T}}(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)] \qquad (15)$$

چنانکه ملاحظه می‌شود در بهنگام‌سازی سیگنال خطا (عملیات فیلترینگ) از سیگنال برش نخورده استفاده می‌گردد.

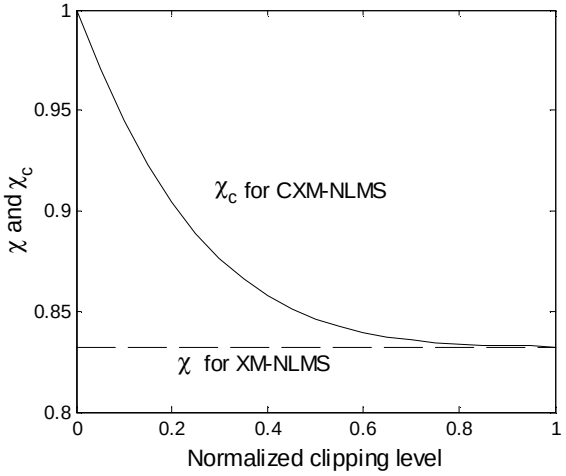
به منظور بیان اینکه چگونه روش انتخاب tap انحصاری [14] روی انرژی‌های ورودی به وزنها اثر می‌گذارد، ما از معیار نسبت انرژی $c-\text{ratio}$ [14] که با رابطه (16) تعریف می‌شود، استفاده می‌کنیم:

$$c = \frac{\|\mathbf{Q}(k)\mathbf{x}(k)\|^2}{\|\mathbf{x}(k)\|^2} \qquad (16)$$

که در آن $\mathbf{Q}(k) = \mathrm{diag}\{[\mathbf{q}_1^T(k)\ \ \mathbf{q}_2^T(k)]\}$ است. این معیار می‌تواند بطور نسبی افت انرژی ورودی به مجموعه وزنها و در نتیجه کاهش سرعت همگرایی ناشی از آن را نشان دهد[14]. مشابه این رابطه، ما برای بررسی افت انرژی در روش پیشنهادی CXM-NLMS رابطه (17) را تعریف می‌کنیم:

$$c_c = \frac{\|\mathbf{x}(k)\|^2}{\|\mathbf{x}(k)\|^2} \qquad (17)$$

شکل (5) نشان می‌دهد که چگونه معیارهای c و c_c می‌توانند با مقدار آستانه برش تغییر کنند. در این مثال مشخصات اتاق ارسال نظیر شکل (3) در نظر گرفته شده است و محل گوینده در $x = 2.85\,m$ می‌باشد. چنانکه ملاحظه می‌شود، هر چه آستانه برش کمتر باشد، مقدار c_c بیشتر بوده و در نتیجه انرژی بیشتری به فیلترهای وفقی تزریق می‌شود و از طرفی هنگامی که آستانه برش حداکثر مقدار خود را داشته باشد، c_c دارای حداقل مقدار خود که برابر با مقدار معیار c است، می‌باشد. همچنین چنانکه انتظار می‌رود مقدار معیار c مستقل از مقدار آستانه برش بوده و همواره مقدار ثابتی دارد. در ادامه نشان خواهیم داد که با در نظر گرفتن آستانه برش مناسب وابسته به محل گوینده، می‌توان مصالحه‌ای بین میزان همبستگی متقابل سیگنالهای دو کانال و میزان انرژی وارد شده به وزنها برای رسیدن به حداکثر سرعت همگرایی فراهم کرد.



شکل (5): تغییرات c و c_c برای الگوریتم XM-NLMS [14] و الگوریتم پیشنهادی CXM-NLMS بر حسب آستانه برش

4-2- انتخاب سطح برش

بطور طبیعی گسترهٔ سطح برش برای یک بردار می‌تواند بین صفر تا ماکزیمم دامنهٔ موجود بین عناصر آن بردار باشد. هر چه مقدار این سطح بالاتر در نظر گرفته شود، دامنهٔ عناصر بردار، پس از برش کوچکتر خواهد بود و بنابراین انرژی ورودی به فیلترهای وفقی کمتر می‌شود. اگر رابطهٔ بهنگام سازی وزنها در الگوریتم وفقی NLMS را برای یک بردار خاص بصورت $\Delta\hat{\mathbf{h}}(n) = m_{normalized}.e(n).\tilde{\mathbf{x}}(n)$ در نظر بگیریم که در آن $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ بردار ورودی لحظهٔ n پس از برش باشد؛ ملاحظه می‌شود که بهنگام سازی وزنها با مقادیر کوچکتری صورت گرفته و بنابراین سرعت همگرایی در آن لحظه کاهش می‌یابد. هدف از انتخاب آستانهٔ برش مناسب، کاهش میزان همبستگی متقابل سیگنالهای دو کانال و در عین حال جلوگیری از افت زیاد انرژی است، به‌گونه‌ای که با برقراری یک مصالحهٔ مناسب، حداکثر سرعت همگرایی نتیجه شود.

بر پایهٔ این یافته‌ها ما روش نوینی را با پیچیدگی محاسباتی بسیار کم به شرح زیر برای تعیین سطح برش با توجه به موقعیت گوینده نسبت به میکروفونها و در نتیجه میزان همبستگی اولیه دو کانال پیشنهاد می‌کنیم:

از آنجایی که با توجه به طبیعت ارسال صوت در سیستم کنفرانس از راه دور استریو، انرژی دریافتی توسط دو میکروفون موجود در اتاق ارسال مستقیماً از منبع صوتی نشات می‌گیرد و بازتاب دیوارها نقش بسیار کمتری دارند، اختلاف بین انرژی (یا متوسط دامنه) سیگنال دریافتی توسط دو میکروفون می‌تواند تخمینی تقریبی از موقعیت منبع

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

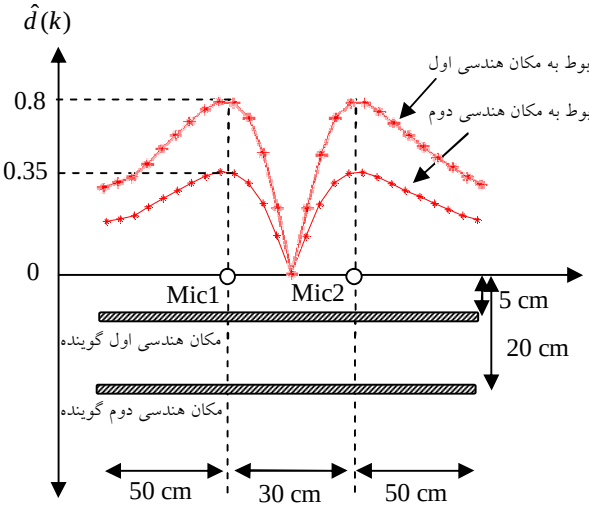
صوتی نسبت به دو میکروفون به ما بدهد، معیار زیر این اختلاف را بصورت نرمالیزه شده نشان می‌دهد:

$$d(k)=\frac{|\bar{\mathbf{x}}_1(k)-\bar{\mathbf{x}}_2(k)|}{\bar{\mathbf{x}}_1(k)+\bar{\mathbf{x}}_2(k)} \qquad (18)$$

که در آن $\bar{\mathbf{x}}_i(k)$ $(i=1,2)$ متوسط اندازه‌های عناصر بردار ورودی در لحظهٔ kام بوده و بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\bar{\mathbf{x}}_i(k)=(1/L)\sum_{j=0}^{L-1}|x_i(k-j)| \qquad (19)$$

به آسانی می‌توان دریافت $0\le d(k)<1$. مقدار $d(k)$ نزدیک یا برابر صفر است وقتی که انرژی دریافتی دو میکروفون با هم تقریباً برابر باشد (مکان گوینده در ناحیهٔ سایه دار شکل (2)) و مقدار آن به سمت یک میل می‌کند وقتی انرژی دریافتی توسط یک میکروفون بسیار بیشتر از میکروفون دیگر باشد. شکل (6) دو نمونهٔ نوعی از تغییرات این معیار را در مکانهای مختلف نشان می‌دهد. چنانکه دیده می‌شود مقدار این معیار زمانی که گوینده در مکانی مابین دو میکروفون قرار دارد کم بوده و زمانی که به یک میکروفون نزدیک می‌شود زیاد می‌گردد (که متناظر است با اختلاف زیاد بین دو مسیر آکوستیکی و میزان تأخیرها) و پس از آن مجدداً شروع به کاهش می‌کند (که متناظر است با کاهش اختلاف مذکور). در این شکل مکان هندسی گوینده در یکی از این دو حالت به میکروفونها نزدیکتر در نظر گرفته شده است. در این حالت ملاحظه می‌شود مقدار حداکثر معیار فوق بیشتر از حالت دوم است که بدلیل نزدیکی بیشتر گوینده به یکی از دو میکروفون می‌باشد.



شکل (6): تغییرات $\hat{d}(k)$ بر حسب مکان هندسی گوینده (هاشور) برحسب موقعیت میکروفونها (دایره ها) در دو حالت دور و نزدیک

آزمایشات ما نشان می‌دهد وقتی مقدار این معیار زیاد باشد NLMS و روش پیشنهادی (به اختصار Clipped NLMS) با سطح برش پایین بهتر از روش گزینش وزن (به اختصار XM-NLMS [6]) عمل می‌کند. همچنین زمانی که مقدار این معیار کم باشد XM-NLMS و Clipped NLMS با سطح برش بالا بهتر از NLMS عمل می‌کنند. بنابراین می‌توان رابطه‌ای معکوس بین مقدار $d(k)$ و سطح برش بهینه برقرار کرد.

برای اجتناب از تأثیر تغییرات لحظه‌ای $d(k)$ روی مقدار سطح برش از نسخهٔ هموارشدهٔ $d(k)$ به فرم زیر برای محاسبهٔ سطح برش استفاده می‌کنیم.

$$\hat{d}(k)=r\hat{d}(k-1)+(1-r)d(k) \qquad (20)$$

که در آن r عدد ثابتی کوچکتر از یک می‌باشد. هر چه میزان عدد r بزرگتر در نظر گرفته شود، حساسیت $\hat{d}(k)$ به تغییرات $d(k)$ که ناشی از تغییرات دامنه ورودی است، کمتر می‌شود. از طرفی مقدار آن باید به‌گونه‌ای باشد که اثر تغییرات محل گوینده بر روی دامنه سیگنالهای دو کانال را بتواند دنبال کند. بررسی‌های تجربی ما نشان می‌دهد، با در نظر گرفتن محدوده $0.8<r<0.95$ می‌توان به عملکرد مناسبی در تخمین آستانه برش دست یافت. در این مقاله به منظور ارزیابی کمّی، ما مقدار r را برابر با 0,9 در نظر گرفته ایم.

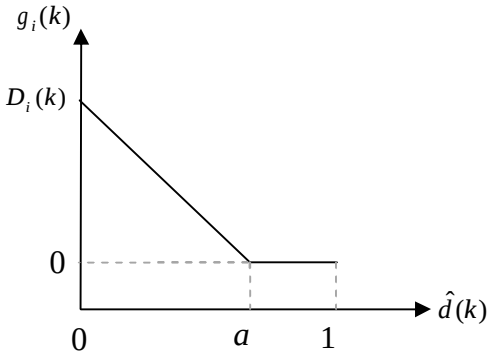
با توجه به آنچه گفته شد، رابطه بین آستانه برش و $\hat{d}(k)$ باید رابطه ای معکوس باشد. به عبارت دیگر، زمانی که انرژی سیگنالهای دو کانال (که همان انرژی دریافتی دو میکروفون اتاق ارسال است) با هم برابر باشند، با توجه به روابط (18)- (20)، مقدار $\hat{d}(k)$ عددی نزدیک به صفر خواهد بود؛ از طرفی در این حالت آستانه برش باید حداکثر مقدار خود را داشته باشد تا تمامی نمونه‌های انتخاب شده برای عملیات برش، حذف شوند. بالعکس زمانی که گوینده به یک میکروفون بسیار نزدیک شود، انرژی دریافتی میکروفونها تفاوت زیادی نسبت به هم خواهند داشت. این تفاوت در معیار پیشنهادی رابطه (18) خود را نشان می‌دهد که مقدار آن عددی بسیار نزدیک به یک خواهد بود و به تبع آن مقدار $\hat{d}(k)$ نیز افزایش یافته و عددی نزدیک یک می‌گردد. در این حالت چنانکه اشاره شد، لازم است آستانه برش پایین باشد تا از افت انرژی ورودی به وزنها و در نتیجه افت سرعت همگرایی جلوگیری شود. بنابراین به طور خلاصه، هر چه مقدار $\hat{d}(k)$ بیشتر باشد، مقدار آستانه برش باید کمتر باشد و بالعکس. بنابراین لازم است رابطه ای معکوس بین $\hat{d}(k)$ و آستانه برش در نظر گرفته شود.

با در نظر گرفتن عوامل فوق و برای سادگی محاسباتی، رابطهٔ بین $\hat{d}(k)$ و سطح برش را رابطه‌ای خطی در نظر می‌گیریم. با تعریف $D_i(k)$ به عنوان حداکثر آستانه برش، بسادگی می‌توان دریافت که حداکثر مقدار آستانه برش برابر با حداکثر دامنه بردارهای ورودی است؛ یعنی $D_i(k)=\max_j\{x_i(k-j),\ j=0,1,\mathbf{L}\,L\}$. بنابراین آستانهٔ زیر برای عمل برش مرکزی پیشنهاد می‌گردد:

$$g_i(k)=\begin{cases}(D_i(k)/a)\cdot\left(a-\hat{d}(k)\right), & \hat{d}(k)<a\\ 0, & \hat{d}(k)\ge a\end{cases} \qquad (21)$$

که در آن $g_i(k)$ آستانه برش می‌باشد. شکل (7) رابطهٔ بین مقدار $g_i(k)$ و $\hat{d}(k)$ که در (21) تعریف شده است را نشان می‌دهد.

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]



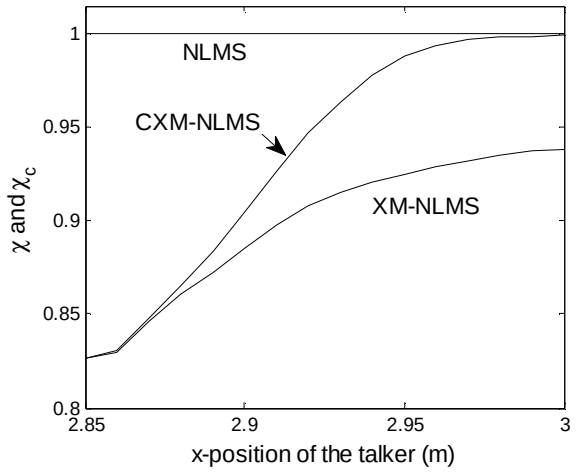
شکل (7): رابطهٔ بین سطح برش و معیار $\hat{d}(k)$

چنانکه از این شکل و رابطه (21) ملاحظه می‌شود، به ازای $\hat{d}(k)=0$، $g_i(k)=D_i(k)$ است، یعنی آستانه برش حداکثر مقدار را داشته و بنابراین تمامی ورودیهای انتخاب شده برای برش، حذف می‌شوند. بنابراین سایر ورودیها که برای بهنگام سازی وزنهای فیلترهای وفقی استفاده می‌شوند، همبستگی متقابل بسیار کمی دارند که همانطور که در [14] نشان داده شده است، باعث افزایش قابل توجه سرعت همگرایی وزنها (نسبت به حالتی که تمام وزنها بهنگام‌سازی شوند) می‌گردد. از طرفی هر چقدر مقدار $\hat{d}(k)$ بیشتر می‌شود، ورودیهای انتخاب شده به روش [14]، همبستگی متقابل بیشتری پیدا می‌کنند که به همراه افت انرژی ناشی از عدم بهنگام سازی برخی وزنها، سبب کاهش قابل توجه سرعت همگرایی می‌شوند که این مسأله در روش CXM-NLMS، با توجه به رابطه (21) و شکل (7) که آستانه برش را کاهش داده‌ایم، مرتفع می‌شود. در این حالت افت انرژی ناشی از روش [14] به گونه‌ای جبران‌سازی شده است که سرعت همگرایی، حداکثر ممکن را پیدا کند. نکته قابل توجه در این شکل این است که به ازای $a \le \hat{d}(k) < 1$ مقدار آستانه برش $g_i(k)$ برابر صفر قرار می‌گیرد. به عبارت دیگر زمانی که گوینده به یک میکروفون به اندازه‌ای نزدیک شده باشد که $\hat{d}(k) \ge a$ شود، رابطه پیشنهادی (21) عملیات برش مرکزی را روی نمونه‌ها انجام نمی‌دهد و تمام نمونه‌ها در بهنگام‌سازی وزنها شرکت می‌کنند. مقدار a مقدار ثابتی بوده و بصورت تجربی بدست می‌آید. مقداری که ما بطور تجربی برای سیگنالهای با توزیع گوسی پیشنهاد می‌کنیم، عبارتست از $a = 0.4$. از آنجا که توزیع سیگنالهای گفتاری به توزیع گوسی نزدیک است، مقدار $a = 0.4$ برای سیگنالهای گفتار نیز مقدار مناسبی است.

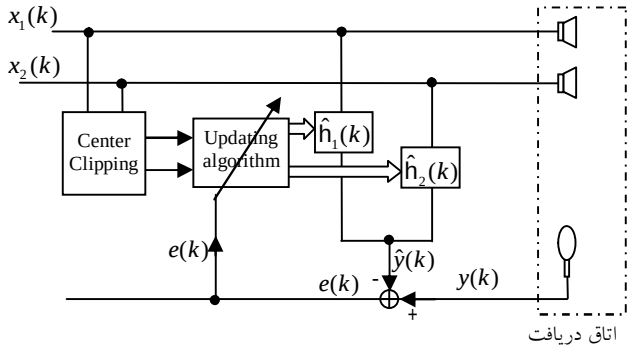
چنانکه ملاحظه می‌شود، سطح برش در هر کانال و هر موقعیت مکانی گوینده نسبت به میکروفونها و به ازای هر سیگنال ورودی، بطور مجزا و مستقل تعیین می‌شود.

در شکل (8) تغییرات معیار c (رابطه (16)) برای الگوریتمهای NLMS و XM-NLMS و همچنین تغییرات معیار c_c برای الگوریتم CXM-NLMS بر حسب مکان گوینده از $x = 2.85\,m$ تا $x = 3\,m$ ترسیم شده است. این شکل توضیح می‌دهد که چگونه افت مقدار c نسبت به مقدار یک و در نتیجه افت عملکرد همگرایی ناشی از گزینش وزن می‌تواند با ترکیب معیار آستانه برش رابطه پیشنهادی (21) جبران گردد. همانطور که در این بخش تشریح شد، کاهش سرعت همگرایی الگوریتم وفقی در مواقعی که گوینده دور از مرکز زوج میکروفونی قرار می‌گیرد، بواسطه افت مقدار c از مقدار یک و عدم توانایی روش XM در کاهش مناسب همبستگی متقابل نمونه‌های انتخاب شده، می‌باشد. در این حالات، رابطه پیشنهادی (21) این مقدار افت را چنانکه معیار c_c در شکل (8) نشان می‌دهد، جبران‌سازی می‌کند. از طرف دیگر زمانی که منبع نزدیک مرکز زوج میکروفونی باشد، روش پیشنهادی که نظیر الگوریتم XM عمل می‌کند، از مزیت روش انتخاب tap انحصاری استفاده کرده تا بیشترین ناهمبسته سازی بین دو کانال حاصل گردد. نتیجه کلی حصول سرعت همگرایی بالا در الگوریتم پیشنهادی CXM-NLMS بوده که نسبت به محل گوینده در اتاق ارسال مقاوم است.

دیاگرام شماتیک روش پیشنهادی CXM-NLMS در شکل (9) نشان داده شده است.



شکل (8): مقایسه مقدار c و c_c برای الگوریتمهای NLMS، XM-NLMS و CXM-NLMS



شکل (9): دیاگرام شماتیک ساختار پیشنهادی

در ساختار پیشنهادی شکل (9)، سیگنالهای ورودی به سیستم در شاخهٔ انشعابی به سمت بلوک برش مرکزی (center-clipping)، به

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

سیگنالهایی با همبستگی کمتر تبدیل شده و سپس الگوریتم بهنگام‌سازی به کمک این سیگنالها و سیگنال خطا ضرایب فیلترهای وفقی را محاسبه کرده و آنها را در فیلترها کپی می‌کند.

در بخش ضمیمه 1، شرط پایداری الگوریتم پیشنهادی بررسی شده و نشان داده می‌شود که محدوده طول گام برای پایداری الگوریتم، مستقل از برش بوده و نظیر الگوریتم NLMS در محدوده $0 < m < 2$ قرار دارد. همچنین در ضمیمه 2 تحلیلی تئوریک برای میزان عدم انطباق حالت دائم برای روش پیشنهادی ارائه شده است. تحلیل ارائه شده، نشان می‌دهد سطح نهایی عدم انطباق بستگی به آمارگان سیگنالهای استریو، محل گوینده نسبت به زوج میکروفونها، آستانه برش و همچنین میزان نویز موجود در اتاق دریافت دارد.

5- نتایج شبیه‌سازی

به منظور شبیه‌سازی سیستم حذف پژواک استریو در کاربرد کنفرانس از راه دور، پاسخهای ضربهٔ h_1 ، h_2 و g_1 ، g_2 را از روش تصویری مرجع [18] به دست آوردیم. مکان میکروفونها را در اتاق ارسال ثابت در نظر گرفته و موقعیت گوینده را در مکانهای مختلفی در حول و حوش میکروفونها در نظر گرفتیم.

از طرفی با توجه به اینکه پیش پردازش غیرخطی سیگنالهای ورودی دو میکروفون اتاق ارسال با روش مرجع [7]، در کاهش مسألهٔ عدم انطباق بسیار مؤثر بوده و جزء ذاتی سیستمهای امروزی حذف پژواک استریو محسوب می‌شود[12]، در شبیه‌سازی‌های خود، نظیر روش XM-NLMS این نوع پیش‌پردازش را در الگوریتمهای NLMS و CXM-NLMS نیز اعمال کرده‌ایم. بنابراین ارزیابی هر سه الگوریتم در شرایط یکسانی صورت می‌گیرد.

مشخصات محیط شبیه‌سازی شده به قرار زیر است:

- **مشخصات بخش ارسال**:

مشخصات بخش ارسال نظیر آنچه در شکل (3) نشان داده شده است می‌باشد؛ ابعاد اتاق ارسال به متر: $4\times7\times7$،

مختصات میکروفونها به متر: [1.5 2 2.7] و [1.5 2 3]

مختصات منبع در نقاط مختلف اطراف میکروفونها که سه مورد خاص برای بررسی همگرایی، در اینجا آمده است:

حالت اول: [1.6 1.85 2.85] متر برای دو مسیر آکوستیکی مشابه

حالت دوم: [1.6 1.85 2.90] متر برای دو مسیر آکوستیکی نسبتاً متفاوت

حالت سوم: [1.6 1.85 3] متر برای دو مسیر آکوستیکی کاملاً متفاوت

طول مسیرهای g_1 و g_2 برابر 1024.

- **مشخصات بخش دریافت**:

ابعاد اتاق دریافت به متر: $3.5\times4\times6.3$،

مختصات میکروفون: [1.5 2 3]،

مختصات منابع: [2 1 0.5] و [1.7 2.4 1.1] متر

طول مسیرهای h_1 و h_2 برابر 256.

5-1- بررسی تأثیر برش روی همبستگی متقابل

از آنجا که هدف از برش کاهش همبستگی متقابل است، لازم است معیاری برای همبستگی متقابل در نظر گرفته شود و تأثیر برش روی همبستگی متقابل با این معیار سنجیده شود. برای این منظور ما از تابع مجذور همبستگی[7] به‌فرم زیر استفاده کرده‌ایم:

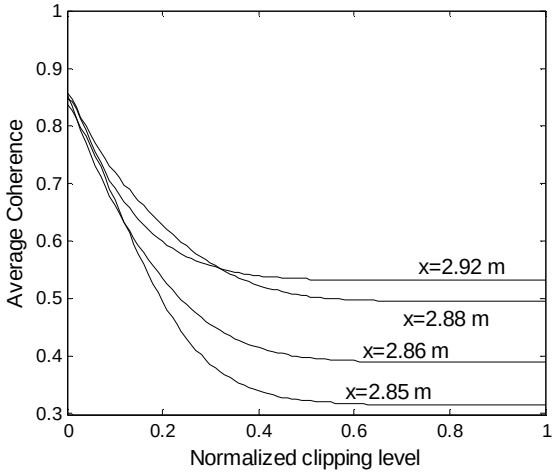
$$C_{\mathbf{x}_1\mathbf{x}_2}(f)=\frac{\left|P_{\mathbf{x}_1\mathbf{x}_2}(f)\right|^2}{P_{\mathbf{x}_1\mathbf{x}_1}(f)P_{\mathbf{x}_2\mathbf{x}_2}(f)} \qquad (22)$$

که در آن $P_{\mathbf{x}_1\mathbf{x}_2}(f)$ طیف توان متقابل[8] بین بردارهای $\mathbf{x}_1$ و $\mathbf{x}_2$ بوده و f فرکانس نرمالیزه شده است[5]. این تابع معیار مناسبی برای اندازه‌گیری همبستگی متقابل بین دو سیگنال بشمار می‌رود [5].

در شکل (10) میزان همبستگی متقابل سیگنال‌های دو کانال (سیگنال رنگی شبه گفتار با توزیع گوسی) بر حسب سطح برش نرمالیزه شده $g_i(k)/D_i(k)$، با معیار فوق نشان داده شده است. نمودارهای این شکل برای چهار مکان مختلف گوینده در اتاق ارسال ترسیم شده است. این مکانها عبارتند از $x=2.85\,m$ که گوینده در وسط زوج میکروفونی قرار دارد و همچنین $x=2.86, 2.88, 2.92\,m$ که گوینده به میکروفون سمت راست نزدیکتر می‌شود. هر یک از این نمودارها از میانگین‌گیری از نتایج مربوط به 30 اجرای مستقل با بردارهای ورودی با طول 512 نمونه بدست آمده است. سیگنالهای ورودی سیستم، سیگنالهای رنگی با طیف شبه‌گفتار هستند. منحنی‌های نمودارها با میانگین‌گیری روی تمام مؤلفه‌های فرکانسی ترسیم شده است. در شکل مذکور، مقدار سطح برش نرمالیزه شده $g_i(k)/D_i(k)$ از صفر تا مقدار یک که حداکثر سطح برش است، تغییر داده شده و اثر آن بر روی همبستگی متقابل نشان داده شده است.

ملاحظه می‌شود در تمامی حالتهای ترسیم شده، هر چه سطح برش افزایش می‌یابد، از مقدار معیار فوق کاسته می‌شود و در نتیجه همبستگی متقابل کمتر می‌گردد. نکته دیگر اینکه زمانی که سطح برش صفر باشد (که در این حالت الگوریتم پیشنهادی معادل با الگوریتم NLMS است)، مقدار متوسط تابع همبستگی (22) وابستگی کمی به محل گوینده دارد. از طرف دیگر زمانی که سطح برش نرمالیزه شده، برابر یک باشد (که در این حالت الگوریتم CXM-NLMS معادل با الگوریتم XM-NLMS است)، مقدار متوسط تابع همبستگی (22) کاملاً بستگی به مکان گوینده دارد؛ بطوریکه هر چه گوینده به مرکز زوج میکروفونی نزدیکتر باشد، مقدار همبستگی متقابل سیگنالهای برش‌یافتهٔ دو کانال کاهش می‌یابد و این چنانکه در شکل (4) نشان داده شد، سبب بهبود سرعت همگرایی الگوریتم XM-NLMS می‌گردد.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009



شکل (10): نمودار میانگین تابع همبستگی (22) بر حسب سطح برش برای مکانهای مختلف گوینده در اتاق ارسال

بنابراین بطور کلی با افزایش سطح برش، مقدار همبستگی دو کانال که عامل عدم انطباق است کاهش می‌یابد. علاوه بر این، با توجه به توزیع سیگنال، با افزایش سطح برش، میزان کاهش همبستگی در ابتدا زیاد بوده و سپس کم شده و نهایتاً میزان همبستگی به مقدار ثابتی می‌رسد که مقدار آن بستگی به مکان گوینده در اتاق ارسال دارد. بنابراین اثر ناهمبسته سازی برش، عمدتاً مربوط به دامنه‌های پایین می‌باشد که در تنظیم مقدار پارامتر a در رابطهٔ (21) برای سیگنالهای گوسی و شبه گفتار، این نکته در نظر گرفته شده است.

5-2- بررسی سرعت همگرایی وزنها

برای ارزیابی سه روش، شامل الگوریتم استاندارد NLMS دوکاناله و XM-NLMS [14] و الگوریتم پیشنهادی CXM-NLMS با هم مقایسه گردیده است. طول گام برای هر سه الگوریتم برابر 0,8 در نظر گرفته شد. سیگنال میکروفون اتاق دریافت با نویز سفید گوسی $w(k)$ با SNR=30dB آغشته شد.

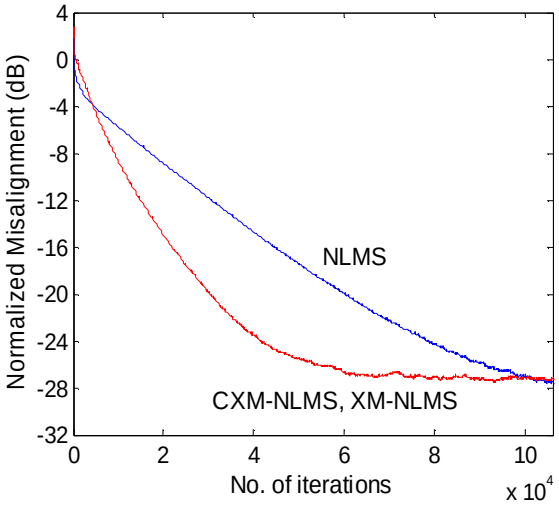
برای ارزیابی از معیار خطای عدم انطباق که در رابطه (9) تعریف شده است، استفاده کرده‌ایم. در شکلهای (11)، (12) و (13) نمودار عدم انطباق به ازای سه مکان در نظر گرفته شده برای گوینده، یعنی $x=2.85\,m$ و $x=2.9\,m$ و $x=3\,m$ ترسیم شده است. نمودارهای شکلهای مزبور، هر یک با میانگین‌گیری از 10 اجرای مستقل الگوریتم حاصل شده است. ملاحظه می‌شود که در حالتی که $x=2.85\,m$، یعنی زمانی که دو مسیر آکوستیکی مشابه هم بوده و همبستگی دو کانال زیاد است، مطابق شکل (11)، روش پیشنهادی CXM-NLMS همانند روش XM-NLMS، دارای سرعت همگرایی بالاتری نسبت به روش استاندارد NLMS دو کاناله می‌باشد؛ به‌گونه ای که پس از 50000 تکرار، میزان عدم انطباق به حدود 28- دسی‌بل می‌رسد که این میزان حدود 12 دسی‌بل پایینتر از روش NLMS می‌باشد. چنانکه از شکل (11) ملاحظه می‌شود روش NLMS به حدود 50000 تکرار اضافی نیاز دارد تا به سطح 28- دسی‌بل برسد. ذکر این نکته لازم است که در این حالت مقدار معیار $\hat{d}(k)$ در روش CXM-NLMS برابر صفر بوده و در نتیجه آستانه برش نرمالیزه، برابر حداکثر مقدار خود، یعنی یک می‌باشد. بنابراین تمامی نمونه‌های انتخابی برای برش، صفر می‌شوند و در نتیجه روش CXM-NLMS برای این موقعیت گوینده در اتاق ارسال، معادل روش XM-NLMS عمل می‌کند.

در حالت دوم که $x=2.9\,m$ است، یعنی زمانی که دو مسیر آکوستیکی نسبتاً متفاوت است و همبستگی دو کانال نسبت به حالت قبل کمی تقلیل یافته، مطابق شکل (12) روش XM-NLMS بهبود خاصی در مقایسه با NLMS نشان نمی‌دهد، لیکن سرعت همگرایی وزنها در روش پیشنهادی CXM-NLMS بیشتر از هر دو روش مذکور است، بطوریکه بعنوان مثال عدم انطباق در روش پیشنهادی پس از 80000 تکرار به 22- دسی‌بل می‌رسد که 2 دسی‌بل بهتر از هر دو روش XM-NLMS و NLMS است. مقدار $\hat{d}(k)$ در این حالت برابر 0,18 است؛ بنابراین طبق رابطه (21) مقدار آستانه برش نرمالیزه، برابر 0,55 می‌گردد.

نهایتاً در حالت سوم که $x=3\,m$ است، یعنی زمانی که دو مسیر آکوستیکی کاملاً متفاوت هستند و اختلاف انرژی سیگنالهای رسیده به دو میکروفون زیاد است، آستانه برش در روش پیشنهادی CXM-NLMS طبق رابطه (21) صفر می‌شود. بنابراین هیچ یک از نمونه‌های ورودی، برش نخورده و در نتیجه الگوریتم CXM-NLMS نظیر روش NLMS عمل می‌کند. چنانکه از شکل (13) ملاحظه می‌شود، در این شرایط روش پیشنهادی، مانند روش NLMS به همگرایی بهتری نسبت به XM-NLMS می‌رسد؛ بطوریکه میزان عدم انطباق، پس از طی دوره همگرایی وزنها به حدود 29- دسی‌بل می‌رسد که 5 دسی‌بل پایینتر از مقدار عدم انطباق در XM-NLMS است. با توجه به نتایج بدست آمده در سه آزمایش مذکور می‌توان نتیجه گرفت روش پیشنهادی بدلیل دارا بودن قابلیت انعطاف در تنظیم سطح برش، نسبت به هر دو روش XM-NLMS و NLMS در شرایط مختلف برتری دارد.

به منظور بررسی بیشتر عملکرد همگرایی الگوریتم پیشنهادی، ما سیستم حذف‌کننده پژواک را با سیگنال گفتار، برای یک موقعیت گوینده در اتاق ارسال، شبیه‌سازی کرده‌ایم. در این مثال سیگنال گفتار با نرخ نمونه برداری 22050 هرتز نمونه‌برداری شد و نویز سفید گوسی $w(k)$ با نسبت SNR برابر 30 دسی‌بل به $y(k)$ اضافه شد. محل گوینده در اتاق ارسال در $\{2.9, 1.85, 1.6\}$ m در نظر گرفته شد. چنانکه از این شکل ملاحظه می‌شود، روش پیشنهادی CXM-NLMS پس از همگرایی وزنها، انطباق وزن معادل 4 دسی‌بل بهتر از XM-NLMS دارد. همچنین سرعت همگرایی بهتری نسبت به NLMS دارد؛ بطوریکه پس از 5 ثانیه از شروع همگرایی به سطح عدم انطباق 4 دسی‌بل پایینتر از NLMS می رسد.

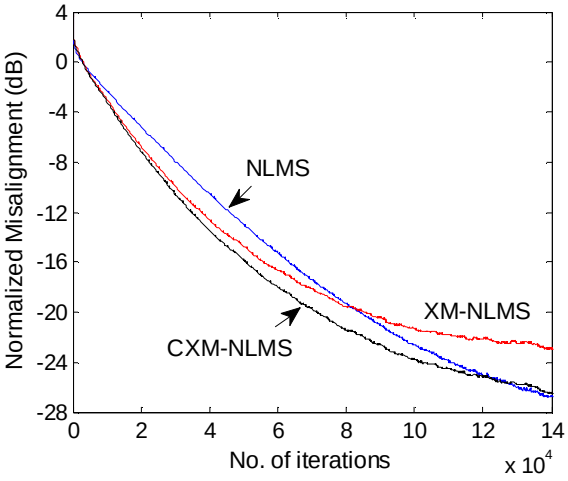
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]



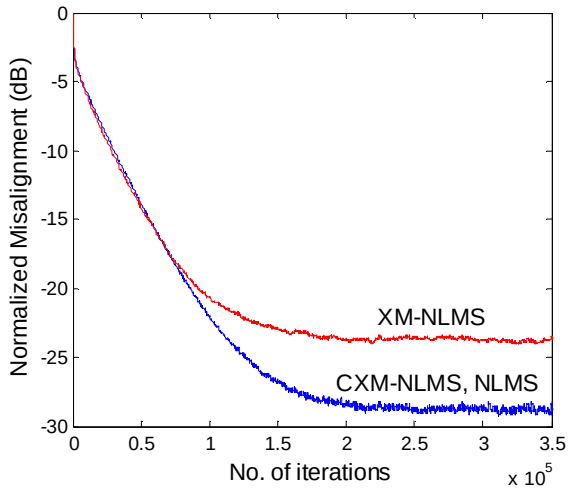
شکل (11): نمودار عدم انطباق برای الگوریتمهای NLMS و CXM-NLMS و XM-NLMS برای حالت اول $x = 2.85\ m$

3-5- بررسی پیچیدگی محاسباتی

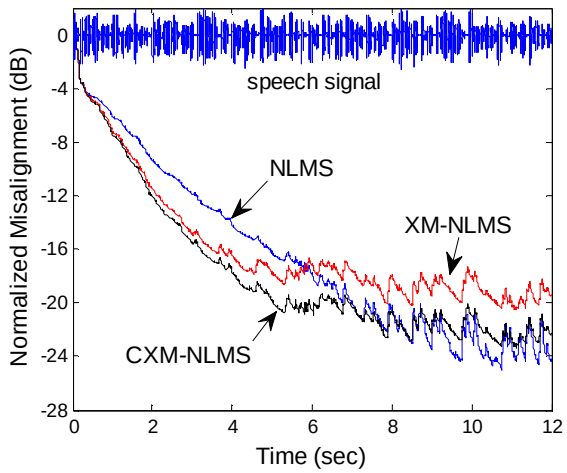
برای ارزیابی پیچیدگی محاسباتی سه روش فوق، همانند مرجع [14]، تعداد کل عملیات ضرب و عملیات مقایسه‌ای به ازای هر تکرار برای هر کانال را به عنوان معیار پیچیدگی محاسباتی در نظر می‌گیریم. تعداد مقایسه در روش انتخاب tap [14] برابر $2+2\log_2 L$ بوده و در نتیجه تعداد کل عملیات لازم برای XM-NLMS برابر مجموع تعداد مقایسه برای انتخاب tap و تعداد عملیات ضرب برای فیلترینگ می‌باشد که معادل $1.5L+3+2\log_2 L$ خواهد بود. در روش پیشنهادی CXM-NLMS سه نوع عملیات انجام می‌شود: عملیات مقایسه نظیر روش مرجع [14]، که تنها در صورتی انجام می‌گیرد که آستانه برش غیرصفر باشد. بنابراین حداکثر تعداد مقایسه برای انتخاب tap، مانند روش [14] برابر $2+2\log_2 L$ است؛ همچنین با فرض اینکه مکان گوینده ثابت باشد، در هر تکرار به ازای هر نمونه ورودی جدید به طور متوسط یک عمل مقایسه جهت عمل برش صورت می‌گیرد و نهایتاً تعداد عملیات ضرب مربوط به فیلترینگ، که نظیر روش NLMS برابر با $2L+3$ است. بنابراین مجموع عملیات در روش پیشنهادی برابر با $2L+5+2\log_2 L$ خواهد بود. این میزان عملیات اگر چه نسبت به الگوریتمهای NLMS و XM-NLMS بیشتر است، لیکن با توجه به بهبود حاصل شده در عملکرد الگوریتم، کاملاً قابل قبول به نظر می رسد.



شکل (12): نمودار عدم انطباق برای الگوریتمهای NLMS و CXM-NLMS و XM-NLMS برای حالت دوم $x = 2.9\ m$



شکل (13): نمودار عدم انطباق برای الگوریتمهای NLMS و CXM-NLMS و XM-NLMS برای حالت سوم $x = 3\ m$



شکل (14): نمودار عدم انطباق برای الگوریتمهای NLMS و CXM-NLMS و XM-NLMS برای سیگنال گفتار

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

6- امکان بهبود بیشتر در آینده

ما برای سادگی رابطهٔ بین $g_i(k)$ و $\hat{d}(k)$ را خطی در نظر گرفته‌ایم. برای رسیدن به نتایج بهتر می‌توان این رابطه را بصورت غیرخطی در نظر گرفت؛ در این حالت استفاده از یک شبکهٔ عصبی که بصورت آفلاین آموزش می‌بینند، امکان یافتن رابطه‌ای بهتر بین سطح برش و میزان معیار فوق را فراهم می‌سازد. همچنین می‌توان سطح برش $g_i(k)$ را علاوه بر وابستگی به $\hat{d}(k)$ و مقدار حداکثر دامنهٔ موجود در بردارهای سیگنال، تابعی از واریانس توزیع آماری سیگنال نیز در نظر گرفت؛ مثلاً در حالتی که توزیع سیگنالها گوسی یا گاما است بهتر است با کاهش مقدار $\hat{d}(k)$ تغییرات سطح آستانه از صفر تا $D_i(k)$ ابتدا کم بوده و سپس زیاد شود.

7- نتیجه گیری

در مقالهٔ حاضر بر پایهٔ استفاده از تکنیک برش مرکزی، راهکاری جدید برای کاهش مشکل عدم انطباق در حذف‌کننده‌های پژواک آکوستیکی استریو ارائه شده است. این راهکار توسعه‌ای از روش گزینش وزن [14] بوده و بر مبنای کاهش مشروط همبستگی متقابل در دو کانال استریو بسته به موقعیت گوینده نسبت به میکروفونهای اتاق ارسال عمل می‌کند. نتایج بدست آمده، نشان‌دهندهٔ بهبود عملکرد حذف‌کننده، به لحاظ سرعت همگرایی وزنها به پاسخ ضربهٔ مسیرهای آکوستیکی اتاق دریافت، در مقایسه با روش استاندارد و روش مبتنی بر گزینش وزن می‌باشد.

ضمیمه 1: تحلیل پایداری الگوریتم CXM-NLMS

به منظور تحلیل رفتار همگرایی و شرط پایداری روش پیشنهادی CXM-NLMS، رابطه (10) را که برای هر دو کانال ارائه شده است، به فرم زیر می‌توان نوشت:

$$\hat{\mathbf{h}}(k+1)=\hat{\mathbf{h}}(k)+\mu\, e(k)\,\mathbf{x}(k) \qquad (23)$$

که در آن $\mathbf{x}(k)=\left[\mathbf{x}_1^T(k)\ \ \mathbf{x}_2^T(k)\right]^T$ برداری شامل بردارهای ورودی کانال اول $\mathbf{x}_1(k)$ و کانال دوم $\mathbf{x}_2(k)$ است و به همین ترتیب $\hat{\mathbf{h}}(k)=\left[\hat{\mathbf{h}}_1^T(k)\ \ \hat{\mathbf{h}}_2^T(k)\right]^T$ است. همچنین μ طول گام (نرمالیزه) وفق بوده و با توجه به روابط (10) و (11)، برابر است با

$$\mu=\frac{m}{s_1^2(k)+s_2^2(k)+e} \qquad (۲۴)$$

با فرض ایستان بودن سیگنالهای ورودی به دو کانال، توان آنها با زمان ثابت بوده و در نتیجه می‌توان μ را ثابت با زمان فرض کرد. با توجه به این فرض، با گرفتن امید ریاضی از طرفین رابطه (23) داریم:

$$\begin{aligned}E\left[\hat{\mathbf{h}}(k+1)\right]&=E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu\,E\left[e(k)\mathbf{x}(k)\right]\\&=E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu\left(E\left[d(k)\mathbf{x}(k)\right]-E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\hat{\mathbf{h}}(k)\right]\right)\end{aligned} \qquad (25)$$

با فرض استقلال بردار ورودی و بردار برش یافته از بردار وزن داریم:

$$\begin{aligned}E\left[\hat{\mathbf{h}}(k+1)\right]&=E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu\,E\left[e(k)\mathbf{x}(k)\right]\\&=E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu\left(E\left[d(k)\mathbf{x}(k)\right]-\mathbf{R}\,E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]\right)\\&=\left(I-\mu\mathbf{R}\right)E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu E\left[d(k)\mathbf{x}(k)\right]\end{aligned} \qquad (26)$$

که در آن $\mathbf{R}=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$. با توجه به اینکه پاسخ بهینه وینر در حالت کلی از رابطه $\hat{\mathbf{h}}^*=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}$ بدست می‌آید، که در آن $\mathbf{R}=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$ و $\mathbf{p}=E\left[d(k)\mathbf{x}(k)\right]$ می‌توان نظیر آن تعریف کرد:

$$\hat{\mathbf{h}}^*=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \qquad (27)$$

که در آن $\mathbf{p}=E\left[d(k)\mathbf{x}(k)\right]$. با جایگذاری (27) در (26) داریم:

$$E\left[\hat{\mathbf{h}}(k+1)\right]=\left(I-\mu\mathbf{R}\right)E\left[\hat{\mathbf{h}}(k)\right]+\mu\,\mathbf{R}\,\hat{\mathbf{h}}^* \qquad (28)$$

با تعریف $\mathbf{v}(k)=\hat{\mathbf{h}}(k)-\hat{\mathbf{h}}^*$ رابطه (28) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$E\left[\mathbf{v}(k+1)\right]=\left(I-\mu\mathbf{R}\right)E\left[\mathbf{v}(k)\right] \qquad (29)$$

$\mathbf{R}$ را می‌توان به فرم نرمال $\mathbf{R}=\mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^T$ بازنویسی کرد که در آن $\mathbf{Q}$ ماتریس شامل بردارهای ویژه $\mathbf{R}$ و Λ ماتریس قطری است که مقادیر قطر اصلی، مقادیر ویژه ماتریس $\mathbf{R}$ می‌باشند. بنابراین با تعریف $\mathbf{v}'=\mathbf{Q}^T\mathbf{v}$ و ضرب طرفین رابطه (29) در $\mathbf{Q}^T$ از سمت چپ داریم:

$$E\left[\mathbf{v}'(k+1)\right]=\left(I-\mu\Lambda\right)E\left[\mathbf{v}'(k)\right] \qquad (30)$$

بنابراین

$$E\left[\mathbf{v}'(k)\right]=\left(I-\mu\Lambda\right)^k E\left[\mathbf{v}'(0)\right] \qquad (31)$$

بنابراین برای همگرایی و پایداری الگوریتم باید:

$$\lim_{k\to\infty}\left(I-\mu\Lambda\right)^k=0 \qquad (32)$$

بنابراین شرط همگرایی بصورت رابطه زیر خلاصه می‌شود:

$$0<\mu<\frac{2}{l_{\max}} \qquad (33)$$

که در آن $l_{\max}$ بزرگترین مقدار ویژه $\mathbf{R}$ می‌باشد. با تعریف $\mathrm{tr}[\cdot]$ به عنوان trace ماتریس و با توجه به اینکه $l_{\max}$ همواره کوچکتر یا مساوی $\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]$ است، می‌توان نتیجه گرفت الگوریتم وفقی پیشنهادی همواره پایدار است، اگر شرط زیر برای طول گام برقرار باشد:

$$0<\mu<\frac{2}{\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]} \qquad (34)$$

حال $\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]$ را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned}\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]&=\mathrm{tr}\left\{E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]\right\}=\sum_{i=1}^{2L}E\left[\mathbf{x}(k)\,x(k)\right]\\&=\sum_{i=1}^{2L}E\left[\left(x(k)-d'(k)\right)x(k)\right]\end{aligned} \qquad (35)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

که در آن

$$d'(k)=\begin{cases}\hat{d}(k), & \text{if } x(k) \text{ is selected for clip}\\ 0, & \text{otherwise}\end{cases} \quad (36)$$

با توجه به اینکه تحلیل در شرایط ایستان انجام می‌شود، مقدار $\hat{d}(k)$ مقدار ثابتی داشته و در نتیجه $d'(k)$ مستقل از $\mathbf{x}(k)$ است. بنابراین رابطه (35) را می‌توان بصورت زیر ساده کرد:

$$\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]=\sum_{i=1}^{2L}E\left[x^2(k)\right]-\sum_{i=1}^{2L}E\left[d'(k)\right]E\left[x(k)\right]$$
$$=\sum_{i=1}^{2L}E\left[x^2(k)\right]=\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right] \quad (37)$$

بنابراین رابطه (34) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$0<\mu<\frac{2}{\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]} \quad (38)$$

بنابراین با توجه به اینکه $\mathrm{tr}\left[\mathbf{R}\right]$ برابر مجموع توان سیگنالهای ورودی دو کانال است، داریم:

$$0<\mu<2 \quad (39)$$

از رابطه (39) می‌توان دریافت که محدوده طول گام برای پایداری الگوریتم وفقی CXM-NLMS مستقل از مقدار سطح برش بوده و نظیر الگوریتم متعارف NLMS است.

ضمیمه 2: تحلیل عدم انطباق الگوریتم CXM-NLMS

برای تحلیل مقدار عدم انطباق رابطه (23) در حالت دائم، مقدار متوسط (امید ریاضی) رابطه (9) را در حالت دائم بدست می‌آوریم. به این منظور ابتدا معیار عدم انطباق حالت دائم نرمالیزه نشده را بصورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$h=\lim_{k\to\infty}E\left\{\left\|\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)\right\|^2\right\} \quad (40)$$

برای محاسبه معیار h در رابطه (40)، بردار عدم انطباق را بصورت $\mathbf{v}(k)=\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)$ تعریف می‌کنیم. بنابراین می‌توان نوشت:

$$E\left\{\left\|\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)\right\|^2\right\}=E\left\{\left[\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)\right]^T\left[\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}(k)\right]\right\}$$
$$=E\left[\mathbf{v}^T(k)\mathbf{v}(k)\right]=\mathrm{tr}\left\{E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]\right\}$$
$$=\mathrm{tr}\left\{\mathrm{cov}\left[\mathbf{v}(k)\right]\right\} \quad (41)$$

با توجه به روابط (10) و (15) داریم:

$$\mathbf{v}(k+1)=\hat{\mathbf{h}}(k+1)-\mathbf{h}$$
$$=\hat{\mathbf{h}}(k)+\mu\,\mathbf{x}(k)e(k)-\mathbf{h}=\hat{\mathbf{h}}(k)-\mathbf{h}$$
$$+\mu\,\mathbf{x}(k)\left\{y(k)-\left[\mathbf{x}_1^T(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)+\mathbf{x}_2^T(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)\right]\right\} \quad (42)$$

با استفاده از رابطه (2):

$$\mathbf{v}(k+1)=\hat{\mathbf{h}}(k)-\mathbf{h}+\mu\,\mathbf{x}(k)\left\{w(k)-\mathbf{x}^T(k)\left[\hat{\mathbf{h}}(k)-\mathbf{h}\right]\right\}$$
$$=\mathbf{v}(k)+\mu\,\mathbf{x}(k)\left[w(k)-\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\right] \quad (43)$$

حال ماتریس کواریانس $\mathbf{v}(k+1)$ را بدست می‌آوریم. با توجه به اینکه نویز محیطی اتاق دریافت $w(k)$ بطور طبیعی از بردار سیگنالهای ورودی $\mathbf{x}(k)$ مربوط به اتاق ارسال مستقل است و همچنین با فرض مستقل بودن $\mathbf{x}(k)$ و $\mathbf{v}(k)$ که فرض رایجی در تحلیل همگرایی فیلترهای وفقی است، می‌توان نوشت:

$$E\left[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)\right]=E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]$$
$$+E\left\{\mu^2\left[\mathbf{x}(k)w(k)\right]\left[\mathbf{x}(k)w(k)\right]^T\right\}$$
$$-E\left\{\mu\mathbf{v}(k)\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\right]^T\right\}$$
$$-E\left\{\mu\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\right]\mathbf{v}^T(k)\right\}$$
$$+E\left[\mu^2\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$=E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]+\mu^2\sigma_w^2E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$-\mu E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$-\mu E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]$$
$$+\mu^2E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right] \quad (44)$$

که در آن $\sigma_w^2=E\left[w^2(k)\right]$ واریانس نویز محیطی اتاق دریافت است. برای ساده سازی رابطه (44) تعریف می‌کنیم:

$$\mathbf{R}=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$\mathbf{R}=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$\mathbf{C}(k)=E\left[\hat{\mathbf{x}}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\mathbf{x}(k)\hat{\mathbf{x}}^T(k)\right] \quad (45)$$

$\mathbf{C}(k)$ را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\mathbf{C}(k)=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right]$$
$$=E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\mathbf{R}_{\mathbf{v}}(k)\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k)\right] \quad (46)$$

که در آن $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}(k)=E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]$. بنابراین اگر $c_{pq}(k)$ عنصر ردیف p ام و ستون q ام ماتریس $\mathbf{C}(k)$ و $r_{ij}(k)$ عنصر ردیف i ام و ستون j ام ماتریس $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}(k)$ باشد، داریم:

$$c_{pq}(k)=\sum_{i=0}^{2L-1}\sum_{j=0}^{2L-1}E\left[\mathbf{x}_p(k)\mathbf{x}_q(k)x_i(k)x_j(k)\right]r_{ij}(k)$$
$$;\ E\left[\mathbf{x}_p(k)\mathbf{x}_q(k)\right]\sum_{i=0}^{2L-1}\sum_{j=0}^{2L-1}E\left[x_i(k)x_j(k)\right]r_{ij}(k) \quad (47)$$

بنابراین:

$$\mathbf{C}(k)\ ;\ \mathbf{R}\,E\left[\mathbf{x}^T(k)\mathbf{R}_{\mathbf{v}}(k)\mathbf{x}(k)\right] \quad (48)$$

با محاسبه ساده‌ای می‌توان دید:

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

$$E\left[\mathbf{x}^T(k)\mathbf{R}_{\mathbf{v}}(k)\mathbf{x}(k)\right] = \mathrm{tr}\left\{\mathbf{R}_x\, E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]\right\} \quad (49)$$

بنابراین رابطه (44) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$E\left[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)\right] \;;\; E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right] + \mu^2 s_w^2 \mathbf{R} - \mu\, E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]\mathbf{R}^T - \mu\, \mathbf{R}\, E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right] + \mu^2 \mathrm{tr}\left\{\mathbf{R}_x\, E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)\right]\right\}\mathbf{R} \quad (50)$$

حال برای بدست آوردن میزان عدم انطباق در حالت دائم، با توجه به اینکه در حالت دائم

$$\lim_{n\to\infty} E\left[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)\right] = \lim_{n\to\infty} E\left[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}(k)^T\right] = E\left[\mathbf{v}\mathbf{v}^T\right] = \mathbf{R}_{\mathbf{v}} \quad (51)$$

رابطه (50) را می‌توان بصورت زیر برای حالت دائم بازنویسی کرد:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{v}} \;;\; \mathbf{R}_{\mathbf{v}} + \mu^2 s_w^2 \mathbf{R} - \mu\, \mathbf{R}_{\mathbf{v}}\mathbf{R}^T - \mu\, \mathbf{R}\, \mathbf{R}_{\mathbf{v}} + \mu^2 \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_x \mathbf{R}_{\mathbf{v}}\}\mathbf{R} \quad (52)$$

بنابراین

$$\mu s_w^2 \mathbf{R} - \mathbf{R}_{\mathbf{v}}\mathbf{R}^T - \mathbf{R}\,\mathbf{R}_{\mathbf{v}} + \mu\, \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_x \mathbf{R}_{\mathbf{v}}\}\mathbf{R} \;;\; 0 \quad (53)$$

از طرفی ماتریس $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}$ در حالت دائم، ماتریسی قطری است، بنابراین

$$\mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\mathbf{x}}\mathbf{R}_{\mathbf{v}}\} \;;\; s_{\mathbf{x}}^2\, \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\mathbf{v}}\} \quad (54)$$

که در آن $s_{\mathbf{x}}^2 = (1/2L)\,\mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\mathbf{x}}\}$ واریانس بردار ورودی $\mathbf{x}(k)$ است. بنابراین

$$\mathbf{R}_{\mathbf{v}} \;;\; \left(\mu s_w^2 + \mu\, s_{\mathbf{x}}^2 \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\mathbf{v}}\}\right)\mathbf{R}\left(\mathbf{R}^T + \mathbf{R}\right)^{-1} \quad (55)$$

با گرفتن trace از طرفین رابطه (55) و جایگذاری $h = \mathrm{tr}\{\mathbf{R}_{\mathbf{v}}\}$ داریم:

$$h \;;\; \frac{\mu s_w^2 \mathrm{tr}\left\{\mathbf{R}\left(\mathbf{R}^T + \mathbf{R}\right)^{-1}\right\}}{1 - \mu\, s_{\mathbf{x}}^2 \mathrm{tr}\left\{\mathbf{R}\left(\mathbf{R}^T + \mathbf{R}\right)^{-1}\right\}} \quad (56)$$

رابطه (56) مقدار عدم انطباق حالت دائم را با دقت خوبی نشان می‌دهد. لازم به ذکر است که ساختار ماتریسهای $\mathbf{R}$ و $\mathbf{R}$ بستگی به آمارگان سیگنال منبع $s(k)$ و محل گوینده نسبت به زوج میکروفونی و همچنین آستانه برش دارد. بنابراین با توجه به رابطه (56) می‌توان دریافت که میزان عدم انطباق بستگی به مقدار طول گام نرمالیزه شده μ، توان سیگنال ورودی ($s_{\mathbf{x}}^2$)، توان نویز موجود در سیگنال مطلوب (s_w^2)، آمارگان سیگنال منبع $s(k)$، محل گوینده نسبت به زوج میکروفونی و نهایتاً آستانه برش دارد. لازم به ذکر است که رابطه (56) مقدار حالت دائم عدم انطباق را مستقل از نوع پیش‌پردازش اعمال شده به سیگنالهای ورودی استریو نشان می‌دهد؛ بنابراین رابطه‌ای کلی بوده و هر نوع پیش‌پردازش، نظیر پیش پردازش غیرخطی [5] مورد استفاده در این تحقیق را در بر می‌گیرد.

مراجع

[1] Sondhi, M. M., Morgan, D. R., "Acoustic Echo Cancellation for Stereophonic Teleconferencing", IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio Acoustics, pp. 141-142, Oct. 1991.

[2] Shimauchi, S., Makino, Sh., "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.5, pp. 3059–3062, May 1995.

[3] Benesty, J., Morgan, D. R., Hall, J. L., Sondhi, M. M., "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation using Nonlinear Transformations and Comb Filtering", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 6, pp. 3673-3676, May 1998.

[4] Sondhi, M. M., Morgan, D. R., Hall, J. L., "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation – An Overview of the Fundamental Problem", IEEE Signal Processing Letters, Vol. 2, No. 8, pp. 148-151, Aug. 1995.

[5] Benesty, J., Morgan, D. R., Sondhi, M. M., "A Better Understanding and An Improved Solution to the Specific Problems of Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE Trans. Speech Audio Process., Vol. 6, No. 2, pp. 156–165, Mar. 1998.

[6] Morgan, D. R., Hall, J. L., Benesty, J., "Investigation of Several Types of Nonlinearities for Use in Stereo Acoustic Echo Cancellation", IEEE Trans. Speech and Audio Processing, Vol. 9, No. 6, pp. 686-696, Sep. 2001.

[7] Gänsler, T., Benesty, J., "New Insights Into the Stereophonic Acoustic Echo Cancellation Problem and an Adaptive Nonlinearity Solution", IEEE Trans. Speech and Audio Process., Vol. 10, No. 5, pp. 257- 267, July 2002.

[8] Ali, M., "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation System Using Time-varying All-pass Filtering for Signal Decorrelation", in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics Speech Signal Processing, Vol. 6, pp. 3689–3692, May 1998.

[9] Emura, S., Haneda, Y., Kataoka, A., Makino, Sh., "Stereo Echo Cancellation Algorithm Using Adaptive Update on the Basis of Enhanced Input-signal Vector", Signal Processing, Vol. 86, No. 6, pp. 1157–1167, Jun. 2006.

[10] Surin, P., Tangsangiumvisai, N., Aramvith, S., "An Adaptive Noise Decorrelation Technique for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE Tencon, Vol. 1, pp.112-115, Nov. 2004.

[11] Parolini, L., Bartoloni, S., Piazza, F., "Gabor Expansion for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 2, pp. 11-769 – 11-772, May 2001.

[12] Mayyas, K., "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation using Lattice Orthogonalization", IEEE Trans. Speech Audio Process., Vol. 10, No. 7, pp. 517–525, Oct. 2002.

[13] Khasawneh, M., Mayyas, K., Shalabi, R. M., Haddad, M. I., "A Combined TDA/FDA Adaptive Schema for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 2, pp. 1686 - 1689, May 2005.

[14] Khong, A. W. H., Naylor, P. A., "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation Employing Selective-Tap Adaptive Algorithms", IEEE Trans. Speech Audio Process., Vol. 14, No. 3, pp.785-796, May 2006.

[15] Bekrani, M., Lotfizad, M., "A Modified Wavelet-domain Adaptive Filtering Algorithm for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation in the Teleconferencing Application", 4th International Symposium on Telecommunications, Iran, Aug. 2008.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]

[16] Bekrani, M., Lotfizad, M., "A Wavelet Thresholding Approach for Signal Decorrelation in the Stereophonic Acoustic Echo Cancellation Application", 9th International Conference on Signal Processing, China, Oct. 2008.
[17] Bekrani, M., Lotfizad, M., "A New Method for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation Using Neural Network based Adaptive Filtering", 2nd joint congress on fuzzy and intelligent systems, Tehran, Oct. 2008.
[18] Allen, J. B., Berkley, D. A., "Image Method for Efficiently Simulating Small-room Acoustics", J. Acoust. Soc. Amer., Vol. 65, No. 4, pp. 943–950, Apr. 1979.

زیرنویس‌ها

[1] ill-condition
[2] misalignment
[3] Exclusive maximum selective tap algorithm
[4] Normalized least mean square
[5] conditioning
[6] exclusive maximum NLMS
[7] squared coherence function
[8] cross power spectrum

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.6- No.2- Fall & Winter 2009
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-19]