

کاهش بازخورد وقتی سیگنال نویزی بلندگو با استفاده از فیلتر کالمن حوزه زمان و روش پیش‌بینی خطا مبتنی بر بخش بندی مسیر فیلتر کالمن حوزه فرکانس

محمد عسگری^۱ نرگس اکبری^۲

۱- استادیار- دانشکده فنی و مهندسی رسانه- دانشگاه صدا و سیما- تهران- ایران

m.asgari@iribu.ac.ir

۲- فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی صدا- دانشکده فنی و مهندسی رسانه- دانشگاه صدا و سیما- تهران- ایران

n.akbari66@gmail.com

چکیده: بازخورد آکوستیکی اغلب زمانی شکل می‌گیرد که منبع سیگنال جلوی بلندگو قرار گیرد. این امر باعث ایجاد یک حلقه آکوستیکی می‌شود. بازخورد آکوستیکی، سبب کاهش کیفیت صدا و تولید صداهای مصنوعی می‌شود. از روش‌های حذف بازخورد آکوستیکی می‌توان برای حداکثر نمودن بهره پایداری و کیفیت صدا استفاده نمود. یکی از رویکردهای مقابله با بازخورد آکوستیکی، استفاده از روش پیشگویی خطا مبتنی بر فیلتر کالمن حوزه فرکانس با استفاده از تجزیه مسیر بازخورد است. استفاده همزمان از فیلتر کالمن حوزه فرکانس و بخش‌بندی مسیر بازخورد، سبب بهبود معیار حداکثر بهره پایداری نسبت به روش‌هایی نظیر فیلترهای وقتی حوزه زمان و یا بدون بخش‌بندی مسیر بازخورد شده است. اما رویکرد مذکور در مواجهه با ورودی نویزی شده عملکرد مناسبی ندارد. در محیط‌های آکوستیکی، وجود نویزهای محیطی باعث می‌شود تا سیگنال بدون نویز دریافت نشود. در این تحقیق، بعد از پیش‌پردازش (شامل نویزی کردن سیگنال ورودی با نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۰ تا ۰.۵ دسی‌بل)، دو مرحله: ۱. استفاده از فیلتر کالمن حوزه زمان و ۲. استفاده از روش فیلتر کالمن حوزه فرکانس با استفاده از بخش‌بندی مسیر بازخورد برای بهبود معیار حداکثر بهره پایداری در حدود ۳ الی ۴ دسی‌بل ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی: کاهش بازخورد وقتی، کنترل بازخورد آکوستیکی، فیلتر کالمن، متد پیشگویی خطا، فیلتر وقتی حوزه فرکانس، فیلتر وقتی حوزه زمان.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.29252/jiaeee.18.3.1088

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۱۲/۵

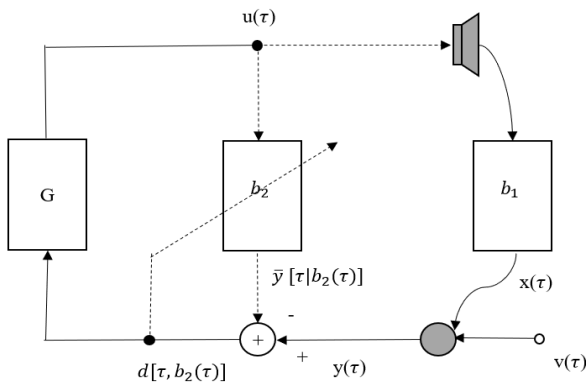
تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۰۹/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۲۸

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد عسگری

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان ولیعصر - ابتدای بزرگراه نیایش - دانشگاه صدا و سیما جمهوری اسلامی ایران -

دانشکده‌ی فنی و مهندسی رسانه



شکل (۱): سناریوی AFC [۱]

۱- مقدمه

بازخورد آکوستیکی که اغلب از قرار گرفتن منبع سیگنال جلوی بلندگو شکل می گیرد، در فرکانس های بالا مانند صدای سوت، در فرکانس های پایین مانند صدای زمزمه کردن و در فرکانس های میانی مانند صدای جیغ شنیده می شود. پس می توان بیان کرد که در صورتی که بازخورد آکوستیکی کنترل نشود، سبب کاهش کیفیت صدا و تولید صداهای آزاردهنده ای از لحاظ روانی می شود. بدین سبب سامانه هایی نظیر اطلاع رسانی صوتی و وسایل کمک شنیداری که به شکلی در آنها بازخورد آکوستیکی وجود دارد و می تواند مزاحمت در پخش و یا دریافت صوت داشته باشند، به دنبال کنترل این بازخورد هستند. به همین دلیل در سال های اخیر روش های مختلفی برای حذف و یا کاهش آن توسط محققین مختلف ارائه شده است [۱]. در این تحقیق پس از مقدمه، در بخش دوم مروری بر روش های پیشین برای کاهش بازخورد آکوستیکی، در بخش سوم مدل سازی ریاضی، در بخش چهارم روش دو مرحله ای پیشنهادی در این تحقیق، در بخش پنجم شبیه سازی مدل پیشنهادی و در بخش ششم نتیجه گیری ارائه شده است.

۲- مروری بر روش های پیشین

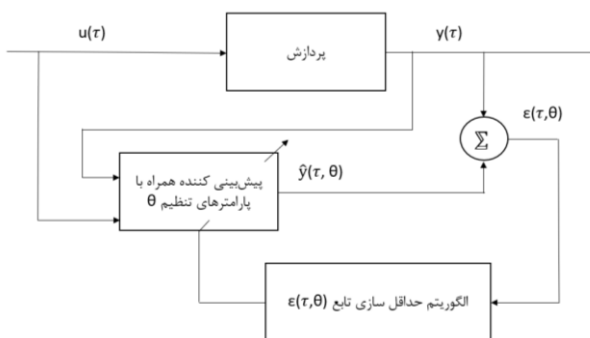
استفاده از فیلتر وفقی به دلیل توانایی های ذاتی آن نسبت به سایر روش ها مورد توجه واقع شده است و از آن با عنوان حذف بازخورد وفقی (Adaptive Feedback Cancellation) نام برده می شود. مراحل کار یک AFC در شکل (۱) آمده است. مدل مسیر بازخورد در این شکل آن چنان خواهد بود تا بتواند مدل تخمینی با مدل اصلی یکسان گردد. این مدل ها به شکل توابع ریاضی خطی و متغیر با زمان برآورد می گردند. در شکل زیر این دو تابع با $b_1(n, \tau)$ و $b_2(n, \tau)$ نشان داده شده اند بطوریکه τ شاخص زمان گسسته و n عامل تاخیر است. سیگنال های میکروفن $y(\tau)$ تنها توسط سیگنال های منبع $v(\tau)$ تشکیل نشده است، بلکه سیگنال مطلوب، تقویت و به بلندگو فرستاده می شود، اما همچنین تداخل ناخواسته $x(\tau)$ ناشی از بازخورد صوتی را نیز داریم، پس $y(\tau) = v(\tau) + x(\tau)$. تبدیل سیستم به یک سیستم حلقه بسته، یک همبستگی مابین سیگنال بلندگو $u(\tau)$ و سیگنال منبع $v(\tau)$ ایجاد می کند [۱-۵].

همچنین خروجی به صورت ترکیبی از سیگنال اصلی و سیگنال بازخورد شده به شکل y نشان داده می شود. از آنجا که سامانه به شکل حلقه بسته مدل سازی می شود بنابراین همبستگی بین سیگنال بلندگو و منبع ایجاد می گردد که برای کاهش آن رویکردهای مختلفی وجود دارند [۱-۵].

مدلی که با استفاده از روش های مختلف شناسایی سیستم به دست می آید، و در بسیاری از موارد از مدل های مذکور برای پیش بینی استفاده می شود را روش پیشگویی خطا (Prediction Error Method) می گویند (شکل (۲)) [۱]. در این روش بیشتر سیستم ها به صورت آماری در نظر گرفته می شوند که به این معناست که خروجی در لحظه τ به طور دقیق قابل محاسبه از روی داده های مربوط به لحظه $\tau - 1$ نیست. از طرفی اطلاع از این که اطلاعات مربوط به لحظه $\tau - 1$ چه خروجی در لحظه τ خواهند داد نیز مساله مهمی در کنترل سیستم می باشد. بنابراین پارامتر θ به عنوان پارامتر خطای پیش بینی تعریف می شود:

$$\varepsilon(\tau, \theta) = y(\tau) - \hat{y}(\tau | \tau - 1; \theta) \quad (1)$$

$y(\tau)$ خروجی در لحظه τ و $\hat{y}(\tau | \tau - 1; \theta)$ خروجی پیش بینی شده در لحظه τ از روی اطلاعات لحظه $\tau - 1$ براساس پارامتر θ به دست می آید.



شکل (۲): نمای کلی روش پیشگویی خطا [۳]

AFC در حوزه فرکانس در این کاربرد طبق [۱] از حوزه زمان بهتر عمل می کند. در حوزه فرکانس نیز روش هایی همچون فیلتر وفقی حوزه فرکانس (Frequency Domain Adaptive Filter, FDF), PEM-FDAF [۶-۸]، فیلتر کالمن حوزه فرکانس (Frequency Domain Kalman Filter) و PEM-FDKF [۹] برای تحلیل آن وجود دارند. روش های حوزه فرکانس گرچه عملکرد بهتری دارند اما دارای طول فیلتری زیاد هستند که خود منجر به طولانی شدن انعکاس صدا و در

حالت بخش‌بندی شده از سیگنال بلندگو با M نمونه با دامنه زمانی و مسیر بازخورد واقعی با L نمونه در فریم k برای هر بخش $\rho = 0, \dots, P-1$ به صورت ذیل می‌باشد:

$$u_{\rho}(k) = [u(kR - \rho L - M + 1) \dots u(kR - \rho L)]^T \quad (2)$$

$$b_{t,\rho}(k) = [b_t(\rho L, k) \dots b_t(\rho L + L - 1, k)]^T \quad (3)$$

بردارهای سیگنال بخش‌بندی شده با حالتی مشابه با روش مورد استفاده برای روش فاقد بخش‌بندی تعریف می‌شوند و شاخص هر بخش افزوده می‌شود. در تعاریف ذیل، k فریم زمانی برای هر جز p در نظر گرفته شده است. حالت با دامنه زمانی و فرکانسی هر بخش در ذیل تعریف شده است:

$$u_{Jt,\rho}(k) = [u_{Jt}(kR - \rho L - M + 1) \dots u_{Jt}(kR - \rho L)]^T \quad (4)$$

$$U_{Jt,\rho}(K) = \text{diag}\{b_{1M} u_{Jt,\rho}(k)\} \quad (5)$$

مسیر واقعی بازخورد را می‌توان به روش مدل FDAF به فرم ذیل تعیین نمود:

$$b_{t,\rho}(k) = G_{M \times L}^{10} b_{1L} b_{t,\rho}(k) \quad (6)$$

در نهایت حالت با دامنه فرکانسی و زمانی سیگنال از پیش فیلترینگ شده میکروفون و سیگنال اصلی به صورت ذیل تعریف می‌شوند:

$$y_{Jt}(k) = [y_{Jt}(kR - V + 1) \dots y_{Jt}(kR)]^T \quad (7)$$

$$Y_{Jt}(k) = (G_{V \times L}^{01})^H b_{1V} y_{Jt}(k) \quad (8)$$

$$e(k) = [e(kR - V + 1) \dots e(kR)]^T \quad (9)$$

$$E(k) = (G_{V \times L}^{01})^H b_{1V} e(k) \quad (10)$$

ارتباط فریم شیفت R و طول هر بخش سیگنال از فرمول $R = V/\gamma$ به دست می‌آید که γ بیانگر یک عامل همپوشانی می‌باشد که معمولاً بر اساس تجربیات محققان [۱]، مقداری صحیح برایش انتخاب می‌گردد. در نهایت توصیف ریاضیاتی مدل با حالت بخش‌بندی شده به صورت ذیل می‌باشد:

$$b_{t,\rho}(k+1) = \alpha_t b_{t,\rho}(k) + N_{t,\rho}(k), \rho = 0, \dots, P-1 \quad (11)$$

$$Y_{Jt}(k) = \sum_{p=0}^{P-1} C_{Jt,\rho}(k) b_{t,\rho}(k) + E(k) \quad (12)$$

به طوری که از $C_{Jt,\rho}(k) = G_{M \times M}^{01} U_{Jt,\rho}(k)$ برای خطی‌سازی کانولوشن مدور P بخشی بین بخش‌های $U_{Jt,\rho}(k)$ و $b_{t,\rho}(k)$ استفاده می‌شود. بخش‌بندی معادله (۱۱)، نیازمند پردازش نويز برای هر بخش p می‌باشد یعنی نیاز به تعریف $N_{t,\rho}(k)$ برای هر بخش می‌باشد که نويز p امین بخش است. معیار α_t یک معیار انتقال است که ثابت (برای کنترل نرمال سازی) در نظر گرفته شده است. بنابراین برای برآورد و تخمین میانگین مربعات خطا از مدل [۱] می‌توان مطابق با حالت فاقد بخش‌بندی (یعنی PEM-FDKF) فیلتر

نهایت نويز در الگوریتم خواهند شد. همچنین فیلتر با رتبه بالاتر دارای تاخیر الگوریتمی بیشتری نیز می‌باشد که استفاده از آن‌ها در کاربردهایی نظیر HA (Hearing Aids) و PA (Public Address) دچار اختلال نموده است.

اختر و همکاران در [۱۰] از دو فیلتر وقتی پشت سر هم برای حذف بازخورد آکوستیکی در سمک‌های دیجیتالی استفاده کرده است. لو و همکاران در [۱۱] از ترکیبی محدب از دو فیلتر کالمن حوزه فرکانس مبتنی بر بخش‌بندی مسیر بازخورد (Partition Block Frequency Domain Adaptive Filter) با اندازه گام‌های مختلف، برای به دست آوردن هم سرعت همگرایی بالا و هم عدم تنظیم حالت دائمی پایین (steady-state Misalignment low) استفاده کرده است.

در [۱۲] موضوع حذف پژواک آکوستیکی می‌باشد که از فیلتر وقتی و برش مرکزی سیگنال برای کاهش همبستگی بین سیگنال‌های ورودی و در نتیجه حذف پژواک استفاده شده است.

در [۱۳] از فیلتر کالمن در میدان حقیقی مخابراتی برای بررسی عملکرد آن در حضور انواع اختلال‌ها همچون اثر فیدینگ و نويز کوانتیزاسیون استفاده شده است.

استفاده از فیلتر کالمن و با تجزیه مسیر بازخورد با استفاده از روش مبتنی بر خطای پیش بینی، باعث حذف نشدن بخشی از اصوات که به اشتباه به عنوان بازخورد فرض شده‌اند، خواهد شد و از طرف دیگر احتمال بوجود آمدن بازخورد را نیز کم می‌نماید به طوری که در مقایسه با سایر سامانه‌های حذف بازخورد نظیر AFC، PEM- و PEM- FDKF بهتر عمل می‌نماید. همچنین موجب همگرایی سریع، ردیابی مناسب، کاهش محاسبات و تاخیر کم به دلیل استفاده از تقسیم‌بندی مسیر بازخورد می‌شود [۱].

۳- مدل سازی ریاضی

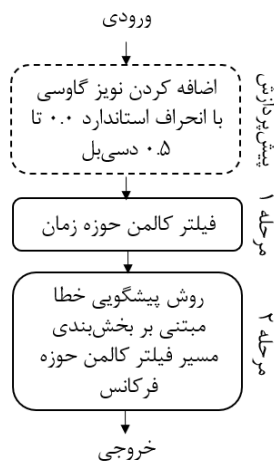
در این تحقیق، طول مسیر بازخورد R در نظر گرفته شده است که در روش PB به P بخش با طول L تقسیم می‌شود به طوری که $R = n_{b_1} L \leq R$ پس کاهش تاخیر الگوریتمی از $2n_{b_1} - 1$ به $2L - 1$ را تبدیل می‌شود.

نماد $b_1(n, \tau)$ بیانگر مسیر واقعی بازخورد، $b_1(n, \tau)$ بیانگر مدل مسیر بازخورد، $b_2(n, \tau)$ بیانگر تخمین مدل مسیر بازخورد و $H_t(n, \tau)$ بیانگر سیستم تولید سیگنال اصلی است. استفاده از اندیس t در پایین هر نماد بیانگر سیستم واقعی است. اگر $b_1(n, \tau)$ و $H(n, \tau)$ را دو معادله دیفرانسیل پارامتریک در نظر بگیریم، آنگاه می‌توان یک مدل جدید $J(n, \tau)$ را که معادله $H(n, \tau)H(n, \tau) = 1$ را برای استفاده در مراحل بعد را فراهم می‌کند، ثابت نمود.

برای رفع نویز از سیگنال نویزی شده، در این تحقیق، روش فیلتر کالمن حوزه زمان پیشنهاد شده است. فیلتر کالمن رایج ترین فیلتر و فقی برای تخمین پارامترهای متغیر با زمان به ویژه در مسایل ردیابی است [۱۵،۱].

مرحله دوم. الگوریتم PEM-PBFDKF

از الگوریتم PEM-PBFDKF (که در بخش قبل شرح داده شد) برای AFC استفاده شده است. این روش دارای سرعت همگرایی خوب، رفتار ردیابی مناسب، پیچیدگی محاسباتی کمتر و تاخیر الگوریتمی کمتری نسبت به روش های PEM-FDKF، FDAF و PEM-AFROW است [۱].



شکل (۳): دو مرحله پیشنهاد شده در این تحقیق برای مقابله با نویز و AFC

۵- شبیه سازی مدل پیشنهادی

در این بخش نتایج شبیه سازی ها، به منظور بررسی عملکرد روش پیشنهاد شده براساس دو معیار خطای عدم تطبیق (Misadjustment) و حداکثر بهره پایداری (Maximum Stable Gain) استفاده شده است.

اولین معیار، خطای عدم تطبیق بیانگر فاصله نرمالیزه شده بین مسیر بازخورد واقعی و تخمین زده شده بر حسب dB است:

$$Mis(k) = 20 \log_{10} \frac{\|b_r(k)\|}{\|b_t(k)\|} \quad (18)$$

$$b_r(k) = b_{1r}(k) - b_2(k) \quad (19)$$

دومین معیار، بیانگر حداکثر بهره پایداری به دست آمده در زمان داده شده بدون غلبه بر پایداری سیستم، بر حسب dB است که براساس مدل پیشنهادی برناردی و همکاران [۱] به دست آمده است:

$$MSG(k) = -20 \log_{10} [\max_{l \in P(k)} |b_r(k, l)|] \quad (20)$$

در این بخش ابتدا یک نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۵ به ورودی دو الگوریتم PEM-FDKF و PEM-PBFDKF اضافه می کنیم. برای

کالمن را به مدل تعریف شده در فرمول ۱۱ و ۱۲ اضافه نمود، برای هر بخش p، می توان مدل ریاضی ذیل را نوشت:

$$K_\rho(k) = P_\rho(k) C_{Jt,\rho}^H(k) \quad (13)$$

$$[C_{Jt,\rho}(k) P_\rho(k) C_{Jt,\rho}^H(k) + w_{EE}(k)]^{-1}$$

$$b_{2\rho}^+(k) = b_{2\rho}(k) K_\rho(k) [Y_{Jt}(k) - \sum_{\rho=0}^{P-1} C_{Jt,\rho}(k) b_{2\rho}(k)] \quad (14)$$

$$P_\rho^+(k) = [I_{M \times M} - K_\rho(k) C_{J,\rho}(k)] P_\rho(k) \quad (15)$$

$$(k+1) = \alpha_t b_{2\rho}^+(k) \quad (16)$$

$$(k+1) = \alpha_t^2 P_\rho^+(k) + w_{N_t N_t, \rho}(k) \quad (17)$$

ماتریس های خطی سازی مبتنی بر مبنای مقاله بنستی و همکاران [۱۲،۱] در جدول ۱ آمده است که به شرح زیر است:

جدول (۱): ماتریس های خطی سازی و محدود استفاده شده در این

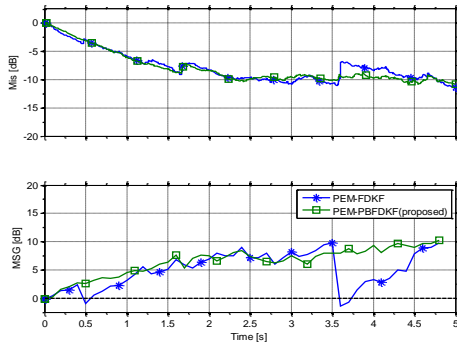
تحقیق بر طبق تعریف بنستی و همکاران [۱۴]

Constraint Rectangular Matrix	$W_{R \times M}^{01} = \begin{pmatrix} 0_{R \times R} & I_{R \times R} \end{pmatrix}$	$W_{M \times R}^{10} = \begin{pmatrix} I_{R \times R} \\ 0_{R \times R} \end{pmatrix}$
Constraint Square Matrix	$W_{M \times M}^{01} = \begin{pmatrix} 0_{R \times R} & 0_{R \times R} \\ 0_{R \times R} & I_{R \times R} \end{pmatrix}$	$W_{M \times M}^{10} = \begin{pmatrix} I_{R \times R} & 0_{R \times R} \\ 0_{R \times R} & 0_{R \times R} \end{pmatrix}$
Linearization Rectangular Matrix	$G_{R \times M}^{01} = b_{1R} W_{R \times M}^{01} F_M^{-1}$	$G_{M \times R}^{10} = b_{1M} W_{M \times R}^{01} F_R^{-1}$
Linearization Square Matrix	$G_{M \times M}^{01} = (G_{R \times M}^{01})^H G_{R \times M}^{01} = b_{1M} W_{M \times M}^{01} b_{1M}^{-1}$	$G_{M \times M}^{10} = G_{M \times R}^{10} (G_{M \times R}^{10})^H = b_{1M} W_{M \times M}^{10} b_{1M}^{-1}$

۴- تشریح روش دو مرحله ای پیشنهادی

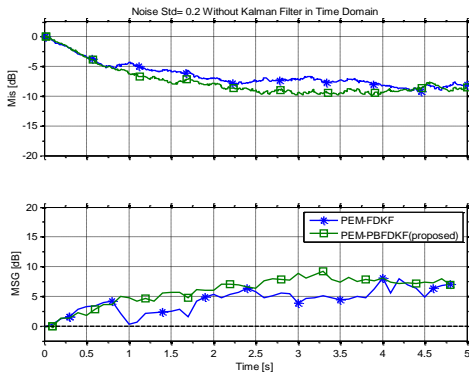
سیگنال ورودی HAS به دلیل این که از محیط دریافت می شود، علاوه بر بازخورد آکوستیکی، دستخوش تغییراتی دیگری همچون نویز محیطی نیز خواهد شد. پس بایستی سیگنال ورودی را با نویز و نه به صورت تمیز در نظر گرفت. در تحقیقات پیشین، ورودی سیستم به صورت سیگنال تمیز در نظر گرفته شده است که در شرایط واقعی، در اکثر مواقع سیگنال بدون نویز نخواهیم داشت. پس هدف بهبود حداکثر بهره پایداری، در حضور نویز و عدم وجود ورودی نرمالیزه است. برای دستیابی به این مهم، دو مرحله عملیات پیشنهادی در این تحقیق، در شکل (۳) نشان داده شده است.

مرحله اول. مقابله با نویز

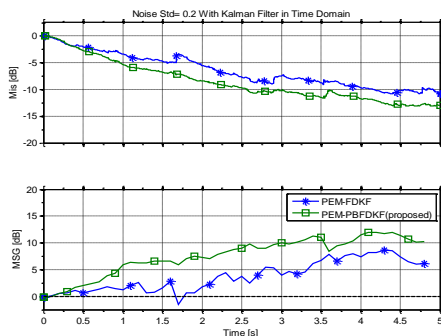


شکل (۶): نتایج اجرای روش PEM-FDKF و PEM-PBFDKF به همراه حذف نویز توسط فیلتر کالمن بر روی سیگنال با نویز با انحراف معیار ۰.۵

در شکل های (۵) و (۶) نتایج در حضور نویز (نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۵) قبل و بعد از اعمال فیلتر کالمن حوزه زمان نشان داده شده است. با توجه به شکل (۶)، در نمودار با معیار MSG، بعد از اعمال فیلتر کالمن در حوزه زمان بر روی سیگنال نویزی شده با انحراف معیار ۰.۵، مشاهده می‌کنیم که نوسان در PEM-FDK بسیار شدید است ولی در PEM-PBFDKF بعد از زمان ۳.۵ ثانیه، همگرایی مطلوبی به دست آمده است. همچنین با مقایسه شکل‌های (۵) و (۶)، حداقل ۴ تا ۳ دسی‌بل در رفتار هر کدام از معیارها بهبود حاصل شده است.

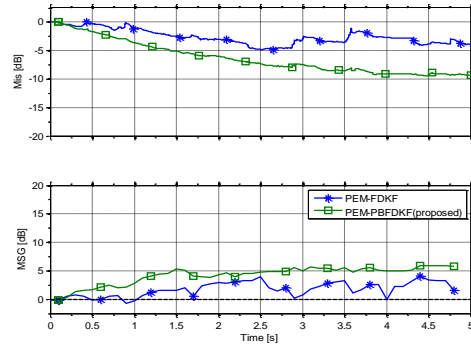


شکل (۷): نتایج اجرای روش PEM-FDKF و PEM-PBFDKF بر روی سیگنال با نویز با انحراف استاندارد ۰.۲

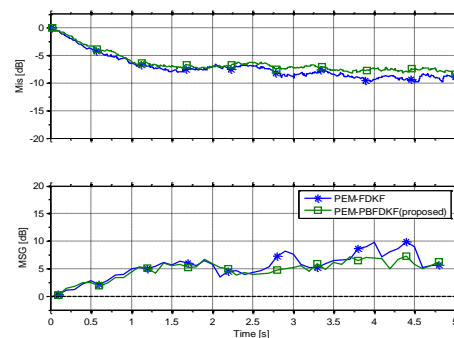


شکل (۸): نتایج اجرای الگوریتم بهبود یافته بر روی سیگنال با نویز با انحراف استاندارد ۰.۲

شبه‌سازی‌های این بخش از یک رایانه شخصی با سیستم عامل ۷ نسخه ۶۴ بیتی، رم ۸GB، پردازنده Core i3 و نرم‌افزار متلب استفاده شده است. در شکل (۴)، هنگامی که به ورودی الگوریتم مطرح شده در [۱] و روش PEM-FDKF یک سیگنال نویزی شده با نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۵ وارد می‌کنیم، روش PEM-PBFDKF عملکرد بهتری نسبت به روش PEM-FDKF ندارد. پس ورودی روش PEM-PBFDKF اگر نرمالیزه باشد، عملکرد بهتری نسبت به روش PEM-FDKF خواهد داشت (روند اعمال نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۵ تا ۰.۰ مورد آزمایش قرار گرفته است و نتایج مشابهی به دست آمده است. در ادامه نتایج برای ۰.۲ و ۰.۴ نشان داده شده است).



شکل (۴): مقایسه PEM-PBFDKF با PEM-FDKF در حضور نویز با توجه به اینکه در محیط واقعی غالباً سیگنال‌های ورودی همراه با نویز (مثلاً نویز محیطی) است و اغلب به صورت نرمالیزه نمی‌باشند (مگر در شرایط خاص آزمایشگاهی)، برای رفع این مسئله که الگوریتم روش PEM-PBFDKF در حضور نویز نیز به خوبی پاسخ دهد، از فیلتر کالمن حوزه زمان با پنجره همینگ (Hamming) به طول ۲۵۶ (یعنی $N=256$)، با همپوشانی (Overlapping) $m = N/2$ و $P=4$ استفاده شده است (مشابه [۶]).



شکل (۵): نتایج اجرای روش PEM-FDKF و PEM-PBFDKF بر روی سیگنال با نویز با انحراف معیار ۰.۵

در [۱] با وجود مزیت‌هایی که دارد (همگرایی سریع، ردیابی مناسب، کاهش محاسبات و تاخیر کم به دلیل استفاده از تقسیم‌بندی مسیر بازخورد)، مناسب نمی‌باشد اما سیستم پیشنهادی در این مقاله، علاوه بر استفاده از مزیت‌های روش [۱]، باعث بهبود معیار MSG نیز شده است.

جدول (۲): نتایج معیار MSG برای روش پایه در حضور نویز

روش پایه / سیگنال نویزی	MSG			انحراف استاندارد
	۰.۵(S)	۲.۵(S)	۴.۵(S)	
PEM-FDKF	۰.۵	۲.۵	۴	۱۰
	۰.۴	۲.۵	۷.۵	۷
	۰.۲	۳.۵	۷	۵.۵
PEM-PBFDKF	۰.۵	۲.۵	۴	۷.۵
	۰.۴	۲.۵	۷.۵	۷
	۰.۲	۲.۵	۶	۶.۵

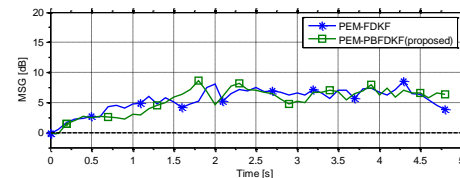
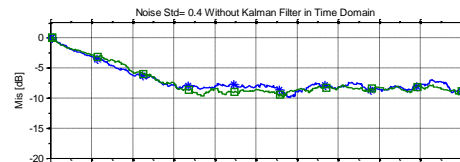
جدول (۳): نتایج معیار MSG برای روش پیشنهادی در حضور نویز

روش پیشنهادی / سیگنال نویزی	MSG			انحراف استاندارد
	۰.۵(S)	۲.۵(S)	۴.۵(S)	
PEM-FDKF	۰.۵	-۱	۷.۵	۷.۵
	۰.۴	۲.۵	۷	۷
	۰.۲	۰	۳	۷.۵
PEM-PBFDKF	۰.۵	۳	۷.۵	۱۰
	۰.۴	۲.۵	۱۰	۱۱
	۰.۲	۲.۵	۹	۱۲

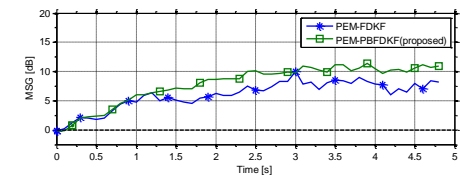
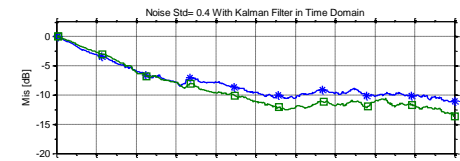
۶- نتیجه‌گیری

روش‌های بسیاری برای مقابله با AFC ارائه شده است که در دهه‌های اخیر می‌توان به استفاده از فیلترهای فوقی برای حذف بازخورد آکوستیکی اشاره کرد. روش FDAF به دلیل این که در فیلترهایی با مرتبه بالاتر باعث طولانی‌تر شدن انعکاس‌ها، بوجود آمدن نویز، سرعت همگرایی پایین، رفتار ردیابی نامناسب و تاخیر الگوریتمی زیاد می‌شود، روش بهینه‌ای برای حذف بازخورد آکوستیکی نیست. پس از مدتی روش FDKF پیشنهاد شد که این روش دارای سرعت همگرایی بیشتر، پیچیدگی محاسباتی کمتر و رفتار ردیابی بهتری نسبت به روش‌های پیشین بوده است. اما همچنان تاخیر الگوریتمی در این روش مناسب نبود. برناردی و همکارانش روش PBFDKF را مطرح کردند. در این روش با استفاده از تکنیک بخش‌بندی مسیر بازخورد، تاخیر الگوریتمی نسبت به روش‌های پیشین کاهش یافته است. در مدل برناردی و همکاران بایستی توجه شود که سیگنال ورودی نرمالیزه باشد، در غیر این صورت جواب مطلوبی نسبت به مدل‌های پیشین حاصل نخواهد شد. در این تحقیق، مدل دو مرحله‌ای پیشنهاد شده است که با استفاده از آن می‌توان در صورتی که سیگنال نرمالیزه نباشد، با AFC مقابله کرد. در مرحله اول یک نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۰ تا ۰.۵ به سیگنال ورودی اضافه شد، سپس در مرحله دوم از یک فیلتر کالمن حوزه زمان برای حذف نویز استفاده شد و در مرحله آخر

در شکل‌های (۷) و (۸) نتایج در حضور نویز (نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۲) قبل و بعد از اعمال فیلتر کالمن حوزه زمان نشان داده شده است. با توجه به شکل (۸)، در نمودار با معیار MSG، بعد از اعمال فیلتر کالمن در حوزه زمان بر روی سیگنال نویزی شده با انحراف معیار ۰.۲، مشاهده می‌کنیم که نوسان در PEM-FDKF بسیار شدید است ولی در PEM-PBFDKF بعد از زمان ۳ ثانیه، همگرایی مطلوبی به دست آمده است.



شکل (۹): نتایج اجرای روش PEM-FDKF و PEM-PBFDKF بر روی سیگنال با نویز با انحراف استاندارد ۰.۴



شکل (۱۰): نتایج اجرای الگوریتم بهبود یافته بر روی سیگنال با نویز با انحراف استاندارد ۰.۴

در شکل‌های (۹) و (۱۰) نتایج در حضور نویز (نویز گاوسی با انحراف معیار ۰.۴) قبل و بعد از اعمال فیلتر کالمن حوزه زمان نشان داده شده است. با توجه به شکل (۱۰)، در نمودار با معیار MSG، بعد از اعمال فیلتر کالمن در حوزه زمان بر روی سیگنال نویزی شده با انحراف معیار ۰.۴، مشاهده می‌کنیم که نوسان در PEM-FDKF بسیار شدید می‌باشد ولی در PEM-PBFDKF بعد از زمان ۱.۷۵ ثانیه، همگرایی مطلوبی به دست آمده است.

در جدول (۲) و (۳) نتایج ورود سیگنال نویزی به سیستم پایه و سیستم پیشنهادی، طبق شکل‌های (۴-۱۰) نشان داده شده است. در روش پایه، معیار MSG برای روش PEM-FDKF تقریباً برابر یا بزرگتر از PEM-PBFDKF است. پس در حضور نویز روش ارائه شده

[۱۲] مهدی بکرانی، مجتبی لطفی‌زاده، " روشی نو برای حذف پژواک آکوستیکی استریو با استفاده از ساختار مبتنی بر الگوریتم وقتی با ورودی برش یافته"، مجله انجمن مهندسين برق و الكترونیک ایران- سال ششم- شماره دوم - پائيز و زمستان ۱۳۸۸.

[۱۳] پائيز عزمی، محمدمهدی سرمدی، "تجزیه و تحلیل عملکرد کدهای کانولوشنال تعریف شده در میدان حقیقی در کانال فیدینگ و در حضور نویز کوانتیزاسیون"، مجله انجمن مهندسين برق و الكترونیک ایران- سال پنجم- شماره اول- بهار و تابستان ۱۳۸۷.

- [14] J. Benesty, T. Gansler, D. R. Morgan, M. M. Sondhi, and S. L. Gay, "Advances in Network and Acoustic Echo Cancellation. Springer," 2001.
- [15] Boubakir Chabane, Berkani Daoued, "On the use of Kalman Filter for Enhancing Speech Corrupted by Colored Noise," IEEE, Issue 12, Volume 4, December 2008.

روش PEM-PBFDKF را برای حذف AFC به کار برده شده است. با توجه به نتایج بخش شبیه سازی، PEM-PBFDKF در حضور سیگنال نویزی عملکرد مناسبی نداشت. پس برای رفع این مسئله، مرحله دوم یعنی فیلتر کالمن حوزه زمان را در ورودی الگوریتم روش PEM-PBFDKF مطرح شده توسط برناردی و همکاران، قرار داده و ۳ الی ۴ دسی بل بهبود در معیار حداکثر بهره پایداری به دست آمد.

مراجع

- [1] Giuliano Bernardi, Toon van Waterschoot, Jan Wouters and Marc Moonen, "Adaptive Feedback Cancellation Using a Partitioned-Block Frequency-Domain Kalman Filter Approach with PEM-Based Signal Prewhitening," IEEE Trans. Signal Process., vol. 25, no. 9, pp. 1784–1798, 2017.
- [2] T. van Waterschoot, G. Rombouts, and M. Moonen, "On the performance of decorrelation by prefiltering for adaptive feedback cancellation in public address systems," in Proc. 4th IEEE Benelux Signal Process. Symp., Hilvarenbeek, the Netherlands, Apr. 2004.
- [3] J. Hellgren, "Analysis of feedback cancellation in hearing aids with filtered-x LMS and the direct method of closed loop identification," IEEE Trans. Speech Audio Process., vol. 10, no. 2, pp. 119–131, Feb. 2002.
- [4] A. Spriet, M. Moonen, and I. Proudler, "Feedback cancellation in hearing aids: An unbiased modelling approach," in Proc. 11th Eur. Signal Process. Conf., Toulouse, France, pp. 531–534, Sep. 2002.
- [5] Henning Schepker, Linh T. T. Tran, Sven Nardhalm, and Siman Dada, "Null-steering beamformer for acoustic feedback cancellation in a multi-microphone earpiece optimizing the maximum stable gain," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 341–345, 19 June 2017.
- [6] A. Spriet, G. Rombouts, M. Moonen, and J. Wouters, "Adaptive feedback cancellation in hearing aids," Franklin Instit., vol. 343, no. 6, pp. 545–573, Aug 2006.
- [7] M. Guo, S. H. Jensen, J. Jensen, and S. L. Grant, "On the use of a phase modulation method for decorrelation in acoustic feedback cancellation," in Proc. 20th Eur. Signal Process. Conf. (EUSIPCO), pp. 2000–2004, Aug 2012.
- [8] A. Spriet, I. Proudler, M. Moonen, and J. Wouters, "Adaptive feedback cancellation in hearing aids with linear prediction of the desired signal," IEEE Trans. Signal Process., vol. 53, no. 10, pp. 3749–3763, Oct. 2005.
- [9] G. Rombouts, T. van Waterschoot, K. Struyve, and M. Moonen, "Acoustic feedback cancellation for long acoustic paths using a nonstationary source model," IEEE Trans. on Signal Process., vol. 54, no. 9, pp. 3426–3434, Sep 2006.
- [10] Muhammad Tahir Akhtar, Akinori Nishihara, "Lattice adaptive filtering-based method for acoustic feedback cancellation in hearing aids with robustness against sudden changes in the feedback path," Eighth International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications, pp. 59 – 6307, November 2017.
- [11] Caixia Lu and Feiran Yang and Jun Yang, "A frequency-domain adaptive feedback cancellation algorithm based on convex combination," Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference, pp. 474 – 477, 08 February 2018.