

بکارگیری فیلترهای وقتی زیرباندی در ساختارهای با نرخ نمونه‌برداری افزوده به منظور بهسازی گفتار

حمیدرضا ابوطالبی

دانشجوی دکترا

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

حمید شیخ‌زاده

استادیار

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

رابرت برنن

محقق ارشد

معاون تحقیق و توسعه، شرکت DSPfactory، کانادا

جرج فریمن

دانشیار

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه Waterloo،

کانادا

چکیده

فیلترهای وقتی در دو کاربرد پاکسازی گفتار از نویز و حذف انعکاس، قابلیت خوبی را در زمینه بهسازی گفتار از خود نشان داده‌اند. مزایای فراوان پردازش در زیرباندها، موجبات گرایش محققین را به استفاده از فیلترهای وقتی زیرباندی (Subband Adaptive Filters: SAF) فراهم آورده است. سرعت همگرایی الگوریتم LMS - که بطور معمول برای تنظیم ضرایب فیلتر وقتی مورد استفاده قرار می‌گیرد - به میزان سفید بودن طیف و یا مقدار گسترش مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی بستگی دارد. هنگامی که برای نیل به تأخیر گروهی کمتر و سادگی طراحی بانک فیلتر، SAF در ساختارهای با نرخ نمونه‌برداری افزوده (و یا به اصطلاح Over-Sampled SAF: OS-SAF) بکار گرفته می‌شود، رنگی شدن طیف سیگنال ورودی فیلتر وقتی، سرعت همگرایی الگوریتم LMS را تا حد زیادی کاهش می‌دهد. از آن جا که این رنگی بودن طیف، با در نظر گرفتن مشخصات بانک فیلتر آنالیز، شکلی معین و شناخته شده دارد، با اعمال برخی پیش‌پردازش‌ها می‌توان سیگنال ورودی را تا حدودی سفید نموده و سرعت همگرایی را بهبود بخشید.

در این تحقیق، بر اساس رابطه موجود میان مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی ورودی و توان خطای خروجی LMS، دو روش فیلتر پیش‌تأکید و Decimation را برای سفیدسازی طیف پیشنهاد نموده و اثر آنها را بر پایه این رابطه تئوری بررسی و تحلیل می‌نماییم. روش فیلتر پیش‌تأکید اگرچه با افزایش سطح طیف در منطقه قطع باعث بهبود رفتار الگوریتم LMS می‌گردد ولی اعمال آن، افزایش نسبی حجم محاسبات را به دنبال دارد. ولی روش Decimation نه تنها با گسترش طیف سیگنال زیرباند، ورودی سفیدتری را برای فیلتر وقتی فراهم می‌آورد، بلکه علاوه بر آن، میزان محاسبات را نیز به مقدار قابل توجهی کاهش می‌بخشد. با ادغام دو روش فیلتر پیش‌تأکید و Decimation و ارائه یک تکنیک ترکیبی، هم سرعت همگرایی در روش LMS به طور چشمگیری بهبود یافته و هم حجم محاسبات لازم (در مقایسه با حالت بدون سفیدسازی) کاسته می‌گردد.

با شبیه‌سازی سیستم OS-SAF در دو کاربرد پاکسازی گفتار از نویز و حذف انعکاس و اعمال تکنیک‌های ارائه شده برای سفیدسازی طیفی، افزایش سرعت همگرایی الگوریتم LMS مورد تأیید قرار گرفته است.

کلمات کلیدی

فیلتر وقتی زیرباندی، همگرایی الگوریتم LMS، روش‌های سفیدسازی طیفی، حذف نویز، حذف انعکاس، بهسازی گفتار.

Speech Enhancement Using Oversampled Subband Adaptive Filters

H. R. Abutalebi
Ph.D. Student
Electrical Engineering Department,
Amirkabir University of Technology.

H. Sheikhzadeh
Assistant Professor
Electrical Engineering Department,
Amirkabir University of Technology

R. L. Brennan
Vice-president Research, DSPfactory
Ltd., Waterloo, Ontario, Canada.

G. H. Freeman
Associate Professor
Electrical and Computer Engineering
Department, University of Waterloo,
Waterloo, Ontario, Canada

Abstract

Fullband adaptive filters have been successfully employed in the field of speech enhancement. To exploit the advantages of subband processing, Subband Adaptive Filters (SAFs) have been introduced. Because of the low processing delay, much reduced aliasing distortion and simplified implementation, OverSampled SAFs (OS-SAFs) have become a common practical solution for many adaptive applications. In this research, we have addressed the problem of noise/echo cancellation by OS-SAFs. Least Mean Square (LMS) algorithm and its variants are often used for adaptation of the filter coefficients. LMS convergence is closely related to the eigenvalue spread of the reference input. Despite its practical advantages, oversampling of the subband signals degrades the convergence behavior of the adaptive filters. Here, based on the eigenvalue analysis of the LMS convergence, we have proposed, implemented and evaluated two whitening methods that significantly improve the convergence rate of the OS-SAFs. They are: 1) Spectral emphasis and, 2) Decimation techniques. Furthermore, we have examined the hybrid decimation-spectral emphasis method that takes advantage of both techniques. Through simulation of the whole system in noise and echo cancellation setups, we have confirmed the effectiveness of the proposed methods.

Keywords

Subband Adaptive Filters, LMS convergence, Whitening methods Noise cancellation, Echo cancellation, Speech Enhancement

مقدمه

فیلترهای وقتی در کاربردهای متنوع و مختلفی مورد استفاده قرار گرفته و توانمندی خوبی از خود به نمایش گذارده‌اند. در بحث بهسازی گفتار، بکارگیری فیلتر وقتی در دو کاربرد - که یکی پاکسازی سیگنال از نویز (Adaptive Noise Cancellation: ANC) و دیگری، حذف انعکاس (Adaptive Echo Cancellation: AEC) می‌باشد - مطرح می‌گردد. (به عنوان نمونه، [۱،۲] را ببینید).

شکل (۱) نحوه بکارگیری فیلتر وقتی را در مسأله ANC به نمایش گذارده است. در این کاربرد، سیگنال نویز مرجع (x) توسط میکروفون اول و سیگنال گفتار (s) به همراه مؤلفه نویز (x') از طریق میکروفون دوم دریافت می‌گردد. سیگنال‌های x و x' همبسته و سیگنال s مستقل از آن دو بوده و اثر سیگنال گفتار در میکروفون اول ناچیز فرض می‌شود. فیلتر وقتی با مدلسازی همبستگی میان x و x' و ساختن تقریبی از x' و کسر آن از سیگنال گفتار نویزی (y)، سیگنال گفتار پاکسازی شده از نویز را در خروجی تولید می‌نماید.

وجود انعکاس و اختلال ناشی از آن در سیگنال گفتار یکی از مسائل و مشکلاتی است که در بسیاری از کاربردها از جمله انتقال سیگنال گفتار، ارتباطات مخابراتی و ... مطرح می‌باشد. در این مسائل، مطابق شکل (۲) گوینده دور دست (Far End: FE) صدای گوینده نزدیک (Near End: NE) را در حالی که به دلیل وجود انعکاس صدای خود گوینده FE دچار اختلال گردیده دریافت می‌دارد. در این کاربرد، وظیفه فیلتر وقتی مدلسازی تابع تبدیل مسیر آکوستیکی انعکاس و ساختن

نمونه‌ای از سیگنال انعکاس می‌باشد که با کسر این سیگنال از سیگنال میکروفون NE، مؤلفه‌های انعکاس حذف گردیده و سیگنال گوینده NE بصورتی بهبود یافته به بلندگوی FE می‌رسد.

اگرچه جزئیات قضیه و ماهیت سیگنال‌های ورودی در هر یک از دو حالت ANC و AEC با هم متفاوت می‌باشد ولی اصول فیلتر وقتی در هر دو کاربرد یکسان بوده و روابط و معادلات حاکم از شباهت زیادی برخوردار است. در یک نگاه کلی، در هر دو مورد پردازشگر وقتی را می‌توان سیستمی با دو ورودی، یکی سیگنال مرجع (x) و دیگری سیگنال مخلوط با نویز یا انعکاس ($y = s + x'$) در نظر گرفت. فیلتر وقتی با مدلسازی تابع تبدیل میان مؤلفه‌های همبسته بین دو سیگنال، نویز یا انعکاس موجود در سیگنال ورودی دوم را تقریب زده و با کم کردن این تقریب، سیگنال پاکسازی شده را تولید می‌نماید.

پیاده‌سازی ANC و AEC به صورت تمام‌باند^۱ در مراجع متعددی مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است [۱-۴]. به طور معمول، روش LMS (یا برخی مشتقات آن) برای تنظیم ضرایب فیلتر وقتی بکار گرفته می‌شود. اگرچه سادگی محاسباتی LMS از نقاط قوت و جذابیت‌های این روش می‌باشد ولی وابستگی شدید سرعت همگرایی به میزان سفید بودن طیف ورودی (و یا به بیان دیگر، میزان گسترش مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی)، عملکرد روش LMS را در مواجهه با سیگنال‌های غیرسفید دچار اختلال می‌نماید. از سوی دیگر، در عمده مسائل عملی و کاربردی، بزرگ شدن طول فیلتر وقتی مشکل دیگری است که سیستم تمام‌باند را ناکارآمد می‌کند. بزرگ شدن طول فیلتر به نوبه خود اشکالاتی همچون کم شدن سرعت همگرایی، تأخیر زمانی زیاد، حجم بالای محاسبات، افزایش میزان نویز باقیمانده^۲ و عدم تطبیق^۳ را به دنبال می‌آورد.

در چند سال اخیر، استفاده از پردازش‌های زیرباندی^۴ و تلفیق آن با روش فیلتر وقتی، به عنوان راه حلی مناسب برای رفع معضلات فوق مطرح گردیده است [۵،۶]. به طور اجمالی می‌توان گفت که در این روش که از آن با نام فیلترهای وقتی زیرباندی یا به اختصار SAF (Subband Adaptive Filters) یاد می‌کنیم، سیگنال‌های دو کانال ورودی توسط یک بانک فیلتر آنالیز به باندهای مختلف تفکیک گردیده و در ادامه برای هر جفت سیگنال مربوط به یک باند، یک فیلتر وقتی استفاده می‌گردد. خروجی‌های باندها از طریق یک بانک فیلتر سنتز با هم ترکیب شده و خروجی کلی را می‌سازند. مزایای عمده استفاده از روش SAF را (در مقایسه با فیلتر وقتی تمام‌باند) می‌توان در مواردی همچون افزایش سرعت همگرایی، کوتاه شدن طول فیلتر وقتی، امکان تنظیم پارامترهای فیلتر وقتی متناسب با خواص هر باند فرکانسی و یا به طور کلی‌تر، امکان اعمال پردازش‌های متفاوت بر روی باندهای مختلف و هماهنگی با بحث پردازش موازی برشمرده [۵،۶].

هرچند مسأله هماهنگی با ساختار شنوایی در انسان، استفاده از بانک فیلترهایی با توزیع غیریکنواخت باندها (و در واقع توزیع شبه‌لگاریتمی باندها) را پیشنهاد می‌نماید، ولی هزینه کم و سادگی پیاده‌سازی بانک فیلترهای یکنواخت، کاربرد روز افزون آنها را در پی داشته است [۷].

در این مقاله، نخست به معرفی سیستم SAF پرداخته و دلایل رویکرد به ساختارهای با نرخ نمونه‌برداری افراطی زوده (Over-Sampled SAF: OS-SAF) را بر خواهیم شمرد. خواهیم دید که استفاده از روش OS-SAF علیرغم به همراه داشتن برخی مزایای قابل توجه، به دلیل رنگی کردن طیف ورودی فیلتر وقتی با مشکل کاهش سرعت همگرایی روبروست. در بخش دوم به مطالعه رابطه تئوری میان مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی و نحوه همگرایی فیلتر وقتی پرداخته و بر اساس این آنالیز، در بخش سوم روش‌هایی برای سفیدسازی طیف ورودی و بهبود رفتار الگوریتم LMS ارائه می‌دهیم. بخش چهارم نیز به بررسی نتایج حاصل از شبیه‌سازی روش‌های مزبور در کاربردهای عملی ANC و AEC و اثر این تکنیک‌ها در بهبود سرعت همگرایی OS-SAF اختصاص دارد.

۱- بررسی ساختار سیستم SAF

شکل (۳) شمای کلی سیستم SAF را در کاربرد ANC یا AEC به نمایش گذارده است. بانک فیلترهای آنالیز، سیگنال مرجع (x) و سیگنال مخلوط با نویز یا انعکاس (y) را به K زیرباند تفکیک می‌نماید. با توجه به کاهش پهنای باند سیگنال در خروجی بانک فیلتر، امکان کاهش فرکانس نمونه‌برداری وجود داشته و این کار توسط بلوک کاهنده نرخ نمونه‌برداری به نسبت R صورت می‌پذیرد. در ادامه، سیگنال‌های زیرباند متناظر از دو کانال ورودی وارد یک پردازشگر وقتی گردیده و سیگنال بهبود یافته زیرباند را در خروجی تولید می‌نماید. این سیگنال‌های زیرباند از طریق یک بانک فیلتر سنتز با هم ادغام گشته و

خروجی بهبود یافته تمام باند را می‌سازند. پردازشگر وقتی مورد استفاده، یک فیلتر وقتی به شکل (۴) است که بر روی سیگنال‌های زیرباند مربوطه عمل نموده و ضرائب آن توسط الگوریتم LMS تنظیم می‌گردد.

بانک فیلترهای با نرخ نمونه‌برداری بحرانی^۵ - که در آنها تعداد باندها (K) با میزان کاهش نرخ نمونه‌برداری در هر باند^۸ برابر است - و نمونه بارز آنها، QMF^۹ها، اولین گزینه برای بانک فیلتر مورد استفاده در SAF می‌باشد. ولی بررسی‌ها و پیاده‌سازی‌های عملی حاکی از آن است که بکارگیری این بانک فیلترها در روش SAF نه تنها به دلیل مشکل طراحی بهینه فیلترهای prototype به اختلال در عملکرد الگوریتم وقتی می‌انجامد [۸،۹]، بلکه علاوه بر آن با تغییر بهره در زیرباندها، بانک فیلتر توانایی خود را در حذف aliasing از دست می‌دهد [۱۰].

استفاده از یک سری فیلتر وقتی اضافی با نام فیلترهای وقتی پیوندی^۷ که بین سیگنال‌های مربوط به باندهای مجاور عمل می‌نماید [۵]، و یا بهره‌گیری از بانک فیلترهای با شکاف^۸ فرکانسی [۱۱] راه‌حلی است که در برخی مراجع برای این مشکل پیشنهاد شده است. با وجود این، در مورد اول به دلیل دشواری‌های متعدد ناشی از وارد کردن این فیلترهای اضافی و نیز ناچیز بودن اثر این فیلترها در بهبود عملکرد کلی سیستم، و در مورد دوم به دلیل اعوجاج ناشی از بانک فیلتر هیچکدام از این دو ایده چندان مورد استقبال و استفاده قرار نگرفته است. بکارگیری بانک فیلترهای با نرخ نمونه‌برداری افزوده (over-sampled) راه حل برتری است که گرایش به آن در بسیاری از سیستم‌های جدید SAF مشاهده می‌گردد [۶،۱۰]. در این بانک فیلترها، میزان کاهش نرخ نمونه‌برداری در خروجی هر باند (R) کمتر از تعداد باندها (K) می‌باشد. اگر چه در برخی از منابع و مراجع میزان افزونگی^۹ در مقادیری بین ۱ و ۲ محدود مانده است (با به عبارتی، $1 < OS = K/R < 2$) [۶،۱۲،۱۳]. ولی در بسیاری از کاربردهای عملی، لزوم پایین بودن تأخیر گروهی^{۱۰} و سادگی پیاده‌سازی، افزایش میزان افزونگی را طلب می‌نماید. استفاده از مقادیر بزرگتر از ۲ برای OS، طراحی فیلترهای prototype را ساده نموده و حذف aliasing را همزمان با دستیابی به تأخیر گروهی کم میسر می‌سازد [۱۰].

Brennan و همکاران وی [۱۴] با رعایت ملزومات فوق، بانک فیلتر WOLA^{۱۱} را به عنوان ابزاری توانمند، کارآمد و بهینه برای استفاده در پردازش‌های زیرباندی ارائه دادند. WOLA، یک بانک فیلتر DFT است که با پیچیدگی محاسباتی کم، تأخیر گروهی ناچیز و توان مصرفی کم، قابلیت و کارایی بسیار خوبی را در تفکیک سیگنال به زیرباندها (آنالیز) و نیز ترکیب زیرباندها و تولید سیگنال اصلی (سنتز) دارا می‌باشد. استفاده از ساختار over-sampled به عنوان برجسته‌ترین ویژگی این بانک فیلتر، ویژگی‌ها و نقاط قوت پردازشی مهمی همچون امکان تنظیم بهره هر باند را فراهم آورده است. این نکته در کاربردهای پردازش گفتاری و مصارفی همچون سمعک‌ها و... یکی از موارد مطلوب در سیستم می‌باشد [۱۰،۱۴].

باعنایت به ویژگی‌های فوق، WOLA به عنوان بانک فیلتر مورد استفاده در این پژوهش انتخاب گردیده است. میزان OS در WOLA پارامتری قابل تنظیم بوده و معمولاً برای افزایش کارایی محاسباتی به صورت توانی از دو تعیین می‌شود. افزایش OS مزایایی همچون حذف بهتر aliasing، طراحی ساده‌تر فیلتر prototype و تأخیر گروهی کمتر و در عین حال، معایبی همچون افزایش نرخ مؤثر نمونه‌برداری و بالا رفتن توان مصرفی را به دنبال می‌آورد. با توجه به این دو جنبه، در تحقیق حاضر میزان افزونگی برابر OS=4 تنظیم گردیده است. با در نظر گرفتن فرکانس نمونه‌برداری ۱۶ کیلوهرتز، برای دستیابی به دقت فرکانسی مناسب تعداد زیرباندها برابر K=32 انتخاب می‌شود. (با توجه به تقارن فرکانسی، در عمل سیستم مورد استفاده دارای ۱۶ زیرباند حقیقی است). دیگر پارامتر بانک فیلتر WOLA، طول فیلتر prototype مورد استفاده است؛ برای نیل به نقطه تعادلی میان اندازه تأخیر گروهی از یکسو و میزان aliasing از سوی دیگر، طول این فیلتر L=128 تعیین گردیده است.

به منظور نمایش توانمندی ساختار زیرباند در تسریع همگرایی پردازش وقتی، اقدام به شبیه‌سازی سیستم‌های OS-SAF و تمام‌باند نموده‌ایم. میزان خطای میانگین مربعی (MSE) مربوط به این دو سیستم در شکل (۵) رسم گردیده است. در این شبیه‌سازی، یک فیلتر پایین‌گذر به عنوان تابع تبدیل آکوستیکی P(z) مورد استفاده قرار گرفت. در مسائل واقعی، با توجه به مسأله نایستانی و تغییر مشخصات آکوستیکی سیستم در زمان، سرعت بیشتر ساختار OS-SAF در کاهش MSE بر جذابیت این روش می‌افزاید. اگرچه همان‌گونه که این شکل نشان می‌دهد، با مرور زمان میزان خطا در روش تمام‌باند کمتر از روش OS-SAF می‌گردد، ولی مسأله اینست که در عمل پیش از رسیدن به این نقطه زمانی، مشخصات محیطی تغییر می‌نماید. با وجود این، سرعت همگرایی در روش OS-SAF هنوز برای برخی از کاربردها در حد قابل قبول نبوده و باید به دنبال راه

حلی جهت تسریع همگرایی بود. همان گونه که در ادامه خواهیم دید، مسأله over-sampling باعث رنگی شدن طیف سیگنال ورودی گشته و اثرات مثبت پردازش زیرباندی در تسریع همگرایی را تحت الشعاع قرار داده است. هدف اصلی پژوهش حاضر، بررسی تئوری مسأله همگرایی در فیلتر وفقی و ارائه راه‌حل‌هایی مبتنی بر این تئوری برای بهبود همگرایی در روش OS-SAF می‌باشد.

۲- آنالیز همگرایی روش LMS بر اساس مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی

رابطه معکوس میان میزان گسترش مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی با سرعت همگرایی روش LMS مسأله‌ای شناخته شده می‌باشد [۱-۴]. در مرجع [۱۵]، Morgan با یک مطالعه پایه‌ای و تئوریک، رابطه‌ای تقریبی برای تغییرات زمانی MSE برحسب مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی استخراج نموده و از طریق چندین مثال و شبیه‌سازی اعتبار آن را مورد بررسی و تأیید قرار داده است.

در مقاله حاضر، ما از رابطه Morgan برای بررسی نحوه همگرایی روش LMS در ساختار OS-SAF استفاده می‌نماییم. لازم به ذکر است که با عنایت به خاصیت تعامد در بین سیگنال‌های خروجی مربوط به زیرباندهای مختلف، در این بررسی تئوری ما فقط به مطالعه نحوه همگرایی در یک زیرباند (زیرباند اول) می‌پردازیم. می‌توان چنین فرض نمود که میزان خطای میانگین مربعی تمام‌باند، حاصلجمع مقادیر متناظر با زیرباندهای مختلف می‌باشد.

با توجه به شکل (۴)، رابطه LMS برای تنظیم ضرائب فیلتر وفقی w (به طول M) عبارتست از:

$$w_{n+1} = w_n + \mu z_n x_n \quad (1)$$

که در آن μ اندازه گام و

$$z_n = y_n - w_n^T x_n \quad (2)$$

خروجی پاکسازی شده از نویز یا انعکاس می‌باشد. x_n بردار سیگنال مرجع (به طول M) و y_n مقدار سیگنال مخلوط با نویز یا انعکاس در لحظه n است. برای سادگی، زیرنویس k که نمایانگر شماره زیرباند سیگنال‌ها و سیستم‌هاست، حذف گردیده است. همچنین فرض می‌نماییم که $E\{x_n^2\} = 1$ و از اینرو، رابطه (۱) بیانگر رابطه Normalized LMS نیز می‌باشد. داریم:

$$y_n = s_n + x'_n$$

$$z_n = s_n + x'_n - w_n^T x_n \quad (3)$$

و در نتیجه خواهیم داشت:

$$z_n^2 = s_n^2 + (x'_n - w_n^T x_n)^2 + 2 s_n (x'_n - w_n^T x_n) \quad (4)$$

با توجه به ناهمبسته بودن s_n با x_n و x'_n می‌توان گفت:

$$E\{z_n^2\} = E\{s_n^2\} + E\{(x'_n - w_n^T x_n)^2\} \quad (5)$$

$E\{s_n^2\}$ در کاربرد ANC توان سیگنال گفتار تمیز و در AEC توان سیگنال NE بوده و در عملیات تنظیم ضرائب فیلتر وفقی دست‌نخورده باقی می‌ماند. داریم:

$$\min E\{z_n^2\} = E\{s_n^2\} + \min E\{(x'_n - w_n^T x_n)^2\} \quad (6)$$

وقتی که $E\{z^2\}$ مینیمم گردد، $E\{(x'_n - w_n^T x_n)^2\}$ مینیمم شده و از این رو، $w_n x_n^T$ بهترین تخمین LS برای x خواهد بود. همچنین با توجه به رابطه $z_n - s_n = x'_n - w_n^T x_n$ بدیهی است که z_n هم بهترین تخمین LS برای s_n خواهد بود. Morgan نشان داده است [۱۵] که در مورد فیلترهای وفقی با طول متوسط یا بزرگ (مثلاً $M > 16$)، رابطه زیر برای بیان میزان MSE قابل ارائه می‌باشد:

$$\xi_n = E\{z_n^2\} = \xi_{\min} + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \lambda_m (1 - \mu \lambda_m)^{2n} \quad (7)$$

که در آن

$$\xi_{\min} = E\{s_n^2\} + E\{x_n'^2\} - r_{xx}^T R_{xx}^{-1} r_{xx} \quad (8)$$

و $r_{xx} = E\{x_n x_n^T\}$ ، $r_{xx}' = E\{x_n x_n'\}$ ، λ_m ها ($m = 1, \dots, M$) مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی R_{xx} می‌باشد. برای همخوانی نتایج، در ادامه این بحث فرض می‌گیریم که $\mu = 0.1/M$ و نیز اینکه توان سیگنال ورودی واحد می‌باشد (یا به بیان دیگر $\text{tr}(R_{xx}) = M$ و $\xi_0 - \xi_{\min} = 1$ برای $n = 0$).

۲-۱- بکارگیری رابطه Morgan برای بررسی همگرایی در OS-SAF

شکل (۶-الف) طیف سیگنال زیرباند ورودی به فیلتر وفقی (x_k) را در حالتی که سیگنال مرجع (x) سفید باشد، نمایش می‌دهد. مسأله over-sampling باعث گردیده که طیف x_k دیگر سفید نبوده و پهنای باند آن برابر با $B_{-6dB} = \pi/OS$ (و یا بر اساس پارامترهای سیستم مورد استفاده در این تحقیق، $B_{-6dB} = \pi/4$) باشد. این رنگی بودن طیف نقش اساسی را در کاهش سرعت همگرایی ایفا می‌نماید. این مسأله را بر اساس مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی و با استفاده از رابطه (۷) نیز می‌توان تحلیل نمود. مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال x_k (λ_m ها) به ترتیب صعودی در شکل (۶-ب) رسم گردیده است. در یک نگاه کلی با مقایسه دو شکل (۶-الف) و (۶-ب)، نمودار مقادیر ویژه را می‌توان به صورت تصویر آینه‌ای طیف سیگنال در نظر گرفت. این، نکته‌ای خارج از انتظار نیست؛ چرا که برای مقادیر متوسط یا بزرگ M (طول فیلتر وفقی) ساختار Toeplitz ماتریس خودهمبستگی به صورت یک ماتریس Circulant قابل تقریب زدن بوده و بنابراین λ_m ها در واقع همان نمونه‌های طیفی سیگنال x_k می‌باشد [۱۶].

مشخصه MSE متناظر با این مقادیر ویژه با استفاده از رابطه (۷) محاسبه و در شکل (۶-ج) به نمایش در آمده است. نحوه همگرایی روش LMS را بر اساس مقادیر ویژه مختلف ماتریس خودهمبستگی می‌توان تحلیل نمود. در فرمول (۷) برای محاسبه MSE دو مؤلفه λ_m و $(1 - \mu \lambda_m)^{2n}$ در میزان تأثیر هر مقدار ویژه نقش داشته و افزایش یکی از این دو مؤلفه کاهش دیگری را به دنبال دارد. با مشتق‌گیری از رابطه $f(\lambda) = \lambda(1 - \mu \lambda)^{2n}$ نسبت به λ ، در یک دید کلی می‌توان گفت که در لحظه زمانی n_0 ، مقدار ویژه غالب دارای مقداری برابر با

$$\lambda = \frac{1}{\mu(1 + 2n_0)} \quad (9)$$

می‌باشد. اگر چه در واقع همه مقادیر ویژه در همه زمان‌ها در تغییرات MSE مؤثر می‌باشد، ولیکن - مطابق با ارتباط معکوسی که رابطه (۹) بین λ و n بیان می‌نماید - واضح است که در لحظات اولیه همگرایی (n کوچک)، جملات مربوط به λ_m های بزرگ در جمع موجود در رابطه (۷) تأثیر غالب داشته و برعکس، پس از گذشت زمان طولانی (n بزرگ)، λ_m های کوچک نقش غالب‌تری در میزان MSE به خود می‌گیرند. به بیان دیگر، هرگونه افزایش λ_m های بزرگ میزان MSE را در لحظات اولیه (n کوچک) کاهش می‌دهد و برعکس، برای بهبود MSE در n بزرگ، باید λ_m های کوچک را افزایش داد. البته باید در نظر داشت که با توجه به فرض واحد بودن توان سیگنال مرجع، همواره داریم:

$$\sum_{m=1}^M \lambda_m = \text{tr}(R_{xx}) = M.$$

(۱۰)

۳- روش‌های پیشنهادی برای سفیدسازی طیف سیگنال ورودی و بهبود همگرایی

LMS الگوریتم

همان‌گونه که پیش از این ذکر شد، سفید نبودن طیف سیگنال ورودی، امری نامطلوب در روند همگرایی الگوریتم LMS می‌باشد. از آنجا که این طیف رنگی ناشی از مسأله over-sampling بوده و از این‌رو دارای شکلی معین و شناخته شده است، این امکان وجود دارد که با استفاده از یک سری پیش‌پردازش‌ها یا روش‌های سفیدسازی، طیف را به سمت سفید شدن سوق داده و سرعت همگرایی روش LMS را بهبود بخشیم. در ادامه، به معرفی دو روش فیلتر پیش‌تأکید و Decimation برای سفیدسازی طیف سیگنال ورودی فیلتر وقتی پرداخته و اثر آنها را در بهبود همگرایی OS-SAF بررسی می‌نماییم.

۳-۱- سفیدسازی طیفی با استفاده از فیلتر پیش‌تأکید

۳-۱-۱- طراحی فیلتر پیش‌تأکید

افت شدید طیف در باند قطع^{۱۲} و وجود صفرهای طیفی در سیگنال ورودی فیلتر وقتی، باعث تولید مقادیر ویژه بسیار کوچک برای ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی و در نتیجه کاهش سرعت همگرایی گردیده است. اولین راه حل ممکن برای بهبود رفتار الگوریتم LMS، افزایش سطح طیف در منطقه قطع با بکارگیری یک فیلتر پیش‌تأکید می‌باشد. از آنجا که مشخصه فرکانسی فیلتر prototype مورد استفاده در بانک فیلتر آنالیز معین می‌باشد، از لحاظ تئوری می‌توان از فیلتری با پاسخ فرکانسی معکوس فیلتر prototype استفاده نموده و طیف سیگنال ورودی را کاملاً سفید نمود ولی این اقدام، نه تنها به پیاده‌سازی یک فیلتر IIR با مرتبه بسیار بالا می‌انجامد بلکه علاوه بر آن، دقت بسیار زیاد در محاسبات را طلب نموده و از این رو عملاً امکان‌پذیر نمی‌باشد. در این تحقیق، برای باقی نگه داشتن میزان محاسبات در حدی قابل قبول، در طراحی فیلتر پیش‌تأکید خود را به استفاده از فیلتری IIR با حداکثر دو جفت قطب مزدوج (P_1 و P_2) محدود نموده‌ایم. با توجه به شکل (۶-الف) طیف سیگنال ورودی مرجع فیلتر وقتی دارای چهار جفت صفر مزدوج با مقادیر:

$$Z_1 = r_1 \exp(\pm 0.5615 \pi), Z_2 = r_2 \exp(\pm 0.6895 \pi), Z_3 = r_3 \exp(\pm 0.8145 \pi), Z_4 = r_4 \exp(\pm 0.9375 \pi)$$

می‌باشد. اگرچه با قرار دادن قطب‌های فیلتر پیش‌تأکید بر روی دو جفت از صفرهای فوق، می‌توان اثر آن دو جفت صفر را حذف و تعدادی از مقادیر ویژه را افزایش داد ولی وجود دو جفت صفر دیگر در طیف سیگنال ورودی باقی ماندن چند مقدار ویژه با مقدار کوچک را به دنبال خواهد داشت. در عمل دیده می‌شود که با قرار دادن دو جفت قطب فیلتر پیش‌تأکید یکی بین دو صفر Z_1 و Z_2 و دیگری در بین Z_3 و Z_4 و تنظیم شعاع محل قطب‌ها می‌توان افزایش قابل توجهی را در مقادیر ویژه کوچک ایجاد نمود. با تعیین:

$$P_1 = 0.9 \exp(\pm 0.6255 \pi), P_2 = 0.9 \exp(\pm 0.8790 \pi)$$

پاسخ فرکانسی فیلتر پیش‌تأکید به شکل (۷-الف) در آمده و در نتیجه سیگنال خروجی این فیلتر دارای طیفی به شکل (۷-ب) خواهد بود. در مقایسه با سیگنال اولیه (بدون پیش‌تأکید)، افزایش سطح طیف در باند قطع بخوبی مشاهده می‌گردد. شکل (۷-ج) مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال پیش‌تأکید شده را به نمایش گذارده است. افزایش مقادیر ویژه کوچک، مشهود و قابل توجه می‌باشد.

۳-۱-۲- بکارگیری فیلتر پیش‌تأکید برای بهبود سرعت همگرایی

ایده سفیدسازی طیفی با استفاده از فیلتر پیش‌تأکید (یا به اصطلاح، روش Whitening by Spectral Emphasis: WBS) را پیش از این در مرجع [۱۷] مطرح نمودیم. در اینجا به تحلیل و ارزیابی عملکرد این روش بر مبنای تئوری Morgan

می‌پردازیم. شکل (۸) چگونگی بکارگیری تکنیک WBS را به نمایش گذارده است. $f_{emp}(\cdot)$ همان فیلتری است که مشخصات آن در بخش (۳-۱-۱) مورد بحث قرار گرفت. نکته مهم و قابل توجه آن که فیلتر پیش‌تأکید در یک شاخه جانبی بر روی هر دو سیگنال ورودی اثر کرده و خروجی آن تنها برای تنظیم ضرایب فیلتر وقتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در هر دوره تکرار، ضرایب تنظیم شده در شاخه جانبی $(w'_k(n))$ در فیلتر وقتی شاخه اصلی $(w_k(n))$ کپی گردیده و وظیفه فیلتر نمودن سیگنال مرجع و تولید خروجی پاکسازی شده را به انجام می‌رساند.

قابل ذکر است که استفاده از روش WBS تأثیری در مسأله مدلسازی تابع تبدیل آکوستیکی ندارد. برای تشریح این موضوع، عملکرد فیلتر وقتی را با فرض صفر بودن ورودی s در نظر می‌گیریم. در این وضعیت، فیلتر وقتی موجود در شکل (۴) در عمل تابع تبدیل میان دو سیگنال ورودی (یا معادلاً، زیرباند k -ام از تابع تبدیل آکوستیکی، یعنی $P_k(z)$) را مدل می‌نماید. داریم:

$$W_k(z) \xrightarrow{\text{in Limit}} \frac{X'_k(z)}{X_k(z)} = \frac{X_k(z)P_k(z)}{X_k(z)} = P_k(z) \quad (11)$$

که در آن $X_k(z)$ و $X'_k(z)$ به ترتیب زیرباند k -ام سیگنال مرجع و سیگنال نویز یا انعکاس موجود در ورودی دوم می‌باشد که در حوزه تبدیل Z بیان شده است. به طور مشابه در مورد شکل (۸) داریم:

$$W_k(z) = W'_k(z) \xrightarrow{\text{in Limit}} \frac{X'_k(z)F_{emp}(z)}{X_k(z)F_{emp}(z)} = \frac{X_k(z)P_k(z)F_{emp}(z)}{X_k(z)F_{emp}(z)} = P_k(z). \quad (12)$$

به بیان ساده می‌توان گفت از آنجا که فیلتر پیش‌تأکید بر هر دو سیگنال ورودی اعمال گردیده، اثر آن در مسأله مدلسازی تابع تبدیل آکوستیکی حذف گشته است.

همانگونه که ذکر شد، از نقطه نظر مقادیر ویژه، سفیدسازی از طریق اعمال فیلتر پیش‌تأکید را می‌توان به افزایش λ_m های کوچک تعبیر نمود. با توجه به محدودیت اعمال شده توسط رابطه (۱۰) این موضوع کاهش λ_m های بزرگ را به دنبال دارد. مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال پیش‌تأکید شده (یعنی $x_k(n) * f_{emp}(n)$) مجدداً در شکل (۹) رسم گردیده است. تغییرات زمانی MSE را بر اساس رابطه (۷) و با استفاده از مقادیر ویژه سیگنال پیش‌تأکید شده محاسبه و در شکل (۱۰) نمایش داده‌ایم. همانگونه که از این شکل پیداست، گرچه کاهش λ_m های بزرگ، در لحظات ابتدایی روند کاهش MSE را کند نموده ولی در عوض افزایش λ_m های کوچک در اثر پیش‌تأکید باعث شده تا پس از مدتی میزان MSE با سرعت بسیار بیشتری نسبت به حالت بدون سفیدسازی (No Whitening: NoW) کاهش یابد.

هرچند فیلتر پیش‌تأکید باعث تسریع در همگرایی NLMS می‌شود، ولی اعمال این فیلتر منجر به افزایش قابل توجه بار محاسباتی الگوریتم گردیده و از این نظر چندان مطلوب نمی‌باشد. در ادامه به معرفی روشی دیگر برای سفیدسازی طیف همزمان با کاهش بار محاسباتی می‌پردازیم.

۳-۲- سفیدسازی طیفی با استفاده از روش Decimation

با توجه به محدودیت پهنای باند سیگنال ورودی فیلتر وقتی به $B_{-6dB} = \pi/4$ ، افزایش پهنای باند و سفیدسازی از طریق Decimation به عنوان یک راه حل برای بهبود همگرایی روش LMS مطرح می‌گردد. شکل (۱۱) بلوک پردازشگر وقتی را در حالت WBD نشان می‌دهد. در ساختار مورد بحث این تحقیق که $OS = 4$ می‌باشد، $DEC = 2$ را مورد استفاده قرار داده‌ایم. طیف‌های شماتیک رسم شده در شکل (۱۲) روند تکنیک WBD را به نمایش گذارده است. Decimation به نسبت ۲، پهنای باند سیگنال‌های ورودی را دو برابر می‌کند. لازم به ذکر است در این تحقیق، فرض ثابت بودن حافظه زمانی را در مورد فیلترهای وقتی اعمال نموده‌ایم. از این رو در حالی که فیلتر $w_k(n)$ دارای طول $M = 16$ می‌باشد، طول فیلتر شاخه جانبی $(w'_k(n))$ برابر با $M/2 = 8$ در نظر گرفته شده است. پس از هر نوبت تنظیم ضرایب فیلتر وقتی $(w'_k(n))$ ، ضرایب فیلتر $w_k(n)$ کپی می‌شود. عملیات upsampling در عمل همان اضافه نمودن یک

ضریب مساوی صفر در بین هر دو ضریب متوالی فیلتر $w'_k(n)$ می‌باشد. اگر چه این فرایند منجر به تولید تصاویر طیفی^{۱۳} می‌شود ولی با توجه به دو شکل (۱۲-الف) و (۱۲-ج) به دلیل انرژی ناچیز سیگنال ورودی در $\omega > \pi/4$ ، این مسأله باعث تولید اعوجاج در خروجی نخواهد گردید.

مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی در حالت WBD در شکل (۹) مشخص شده است. برای فراهم سازی امکان مقایسه با حالت‌های قبلی، λ_m های مربوط به روش Decimation را در اندیس‌های فرد رسم نموده‌ایم. همانگونه که پیداست، این تکنیک سفیدسازی طیفی با افزایش پهنای باند به بزرگ شدن λ_m های متوسط می‌انجامد. این مسأله تسریع همگرایی LMS را پس از گذشت یک مدت زمان گذرای اولیه سبب می‌گردد. این نکته به خوبی از منحنی تغییرات زمانی MSE که در شکل (۱۰) رسم شده، هویدا می‌باشد.

جذابیت عمده روش WBD، مسأله کاهش حجم محاسبات می‌باشد. این موضوع از دو جنبه قابل توجه است: اولاً، آن که در این تکنیک در هر DEC بار دوره تکرار، تنظیم فیلتر وفقی تنها در یک نوبت صورت می‌پذیرد و ثانیاً، این که ضرائب صفر موجود در فیلتر وفقی $w_k(n)$ نیز حجم عملیات لازم برای اعمال فیلتر وفقی را DEC برابر کم می‌کند.

از لحاظ تئوری، روش WBD با هر ضریب DEC کوچکتر یا مساوی با OS میسر می‌باشد ولی در عمل، مشخصه آرام و نه چندان تیز فیلتر prototype باعث می‌شود که بکارگیری DEC های بزرگتر به افزایش میزان aliasing و اعوجاج در سیگنال خروجی بینجامد.

۳-۳- ترکیب دو روش فیلتر پیش‌تأکید و Decimation برای سفیدسازی طیفی

اگرچه روش WBD با افزایش پهنای باند همگرایی را تا حدودی بهبود می‌بخشد ولی این تکنیک قادر به افزایش سطح انرژی در باند قطع سیگنال نبوده و نمی‌تواند کوچکترین λ_m ها را افزایش دهد. با ترکیب دو روش WBD و WBS و ارائه روش ترکیبی WBDS امکان حل این مشکل فراهم می‌آید. شکل (۱۳) بلوک دیاگرام پردازشگر وفقی را در این حالت نشان می‌دهد. اعمال decimation کار طراحی فیلتر $f_{emp}(\cdot)$ را ساده نموده است. در اینجا از یک فیلتر ساده IIR درجه دو - که پاسخ فرکانسی آن در شکل (۱۴) رسم گردیده - به عنوان فیلتر پیش‌تأکید استفاده نموده‌ایم.

همانگونه که منحنی رسم شده با علامت مربع در شکل (۹) نشان می‌دهد، بکارگیری روش WBDS تعداد زیادی مقدار ویژه بزرگ (و تقریباً مساوی) تولید می‌نماید که تعبیری از سفید شدن طیف سیگنال ورودی می‌باشد. منحنی رسم شده با علامت مربع در شکل (۱۰) میزان MSE را در حالت WBDS به نمایش گذارده است. هرچند مقدار کوچکتر λ_m های بزرگ (در مقایسه با بقیه روش‌ها) باعث افزایش MSE در لحظات آغازین شده ولی بزرگتر شدن سایر مقادیر ویژه این مسأله را به سرعت جبران کرده و در نتیجه روند کاهش MSE در روش WBDS به نحو چشمگیری نسبت به روش‌های قبلی شدت یافته است.

۴- شبیه‌سازی

در این بخش به بررسی نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم OS-SAF به همراه روش‌های ارائه شده برای بهبود همگرایی در دو کاربرد ANC و AEC می‌پردازیم. پارامترهای بانک فیلتر مطابق آنچه در بخش (۲) ذکر گردید ($L=128$, $K=32$ و $OS=4$)، تنظیم می‌گردد.

۴-۱- بررسی کارایی روش‌های پیشنهادی در کاربرد ANC

در این کاربرد، از یک فیلتر پایین‌گذر به عنوان تابع تبدیل آکوستیکی میان دو میکروفون ($P(z)$) استفاده نموده‌ایم. با توجه به پاسخ ضربه این تابع تبدیل، طول هر یک از فیلترهای وفقی زیرباند $M=16$ در نظر گرفته شده است. با توجه به فرض ثابت بودن حافظه زمانی فیلتر وفقی در روش‌های مختلف، در دو تکنیک WBD و WBDS طول فیلتر $w'_k(n)$ برابر با ۸ خواهد بود. شکل (۱۵) تغییرات زمانی MSE را در چهار روش WBD, WBS, NoW و WBDS مقایسه نموده است. لازم به ذکر است برخلاف منحنی‌های شکل (۱۰) که برای MSE در خروجی زیرباند اول رسم گردیده، در شکل (۱۵)، MSE تمام‌باند (MSE)

مربوط به سیگنال خروجی تمام‌باند (z) مبنای مقایسه می‌باشد. همچنین، برای هموارسازی تغییرات شدید توان سیگنال خروجی و امکان بررسی روند همگرایی، از یک فیلتر پایین‌گذر درجه اول برای محاسبه MSE استفاده نموده‌ایم. علیرغم تمامی ساده‌سازی‌ها و تقریب‌ها اعمال شده در تحلیل تئوری دو بخش قبل، رفتار سیگنال‌های خروجی حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی با نتایج تئوری دارد. مشابه با منحنی‌های تئوری شکل (۱۰)، در این شبیه‌سازی نیز روش WBDS سرعت کاهش MSE را به نحو چشمگیری افزایش داده است. اگرچه تکنیک WBS نیز در افزایش سرعت همگرایی توانمندی خوبی از خود نشان داده ولی همان‌گونه که پیش از این ذکر شد، این الگوریتم از مشکل حجم بالای محاسبات رنج می‌برد. نکته قابل توجه در شکل (۱۵) آن است که به دلیل محاسبه MSE برای سیگنال خروجی تمام‌باند و نیز در اثر مجموعه خطاهای موجود در سیستم عملی اعم از عدم تطابق درجه فیلتر و فقی، aliasing و محدودیت دقت محاسبات، در نهایت MSE در همه روش‌ها به یک حد ثابت و تقریباً یکسان رسیده و روند نزولی آن متوقف می‌گردد. این مسأله، به کارایی و توانایی روش‌های سفیدسازی خدشه‌ای وارد نمی‌سازد؛ چرا که پارامتر مهم در مقایسه این تکنیک‌ها، سرعت آنها در کاهش MSE در چند ثانیه اول (و نه مقدار نهایی MSE در حالت ماندگار) می‌باشد. در عمل، به دلیل تغییرات زمانی و ناپیوستگی محیط، پس از گذشت لحظاتی مشخصات آکوستیکی تغییر نموده و فیلترهای و فقی مجبور به تطبیق با شرایط جدید می‌باشند.

۴-۲- بررسی کارایی روش‌های پیشنهادی در کاربرد AEC

کارایی روش‌های سفیدسازی در کاربرد حذف انعکاس نیز از طریق شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفته است. در این مورد، تابع تبدیل میان بلندگو تا میکروفون NE را برای یک هدست^{۱۴} محاسبه نموده و در شبیه‌سازی مورد استفاده قرار داده‌ایم. با توجه به طول پاسخ ضربه مربوط به این هدست، طول فیلترهای و فقی $w_k(n)$ برابر با ۲۰ در نظر گرفته شده است. (در نتیجه طول $w'_k(n)$ برابر با ۱۰ می‌باشد.)

در کاربرد AEC به طور معمول به جای MSE از پارامتر Echo Return Loss Enhancement (ERLE) برای سنجش میزان کارایی الگوریتم حذف انعکاس استفاده می‌شود. طبق تعریف، ERLE برابر با نسبت توان انعکاس موجود در ورودی دوم نسبت به توان انعکاس در سیگنال خروجی پاکسازی شده می‌باشد. به فرض صفر بودن سیگنال گفتار NE داریم:

$$ERLE_n = \frac{E\{x_n'^2\}}{E\{z_n^2\}} \quad (13)$$

که در آن x_n' و z_n ، با توجه به شکل (۲) به ترتیب سیگنال انعکاس موجود در میکروفون دوم و سیگنال پاکسازی شده از انعکاس می‌باشد. در حالی که MSE در کاربرد ANC توان نوین باقیمانده را نشان می‌دهد، ERLE در بحث AEC بیانگر میزان حذف انعکاس بوده و افزایش سریع آن مطلوب می‌باشد. از این‌رو می‌توان انتظار داشت که منحنی ERLE شکلی قرینه (معکوس) منحنی MSE داشته باشد.

منحنی‌های ERLE مربوط به چهار روش WBS، NoW، WBD و WBDS در شکل (۱۶) به نمایش در آمده است. در این مورد نیز، منحنی‌های رسم شده مربوط به خروجی تمام‌باند می‌باشد. مشابه با آنچه در بحث شبیه‌سازی ANC انجام شد، برای هموارسازی تغییرات شدید در منحنی زمانی ERLE، از یک فیلتر پایین‌گذر درجه اول در محاسبه توان سیگنال‌های انعکاس استفاده نموده‌ایم. توانایی چشمگیر روش WBDS در تسریع همگرایی، در این منحنی خود را به صورت افزایش سریعتر ERLE و حذف میزان بیشتری از انعکاس موجود در سیگنال ورودی نشان داده است. روش WBS نیز هر چند که از نظر حجم محاسبات چندان مطلوب نیست، ولی در مقایسه با حالت بدون سفیدسازی (NoW)، افزایش ERLE را در حد خوبی تسریع نموده است.

اگر چه در اینجا نیز، مجموعه خطاها و محدودیت دقت محاسباتی، در نهایت باعث خاتمه روند صعودی ERLE می‌گردد، ولی آنچه مهم است سرعت زیاد افزایش ERLE در چند ثانیه اول می‌باشد؛ چرا که با تغییر مداوم مشخصات محیطی، فیلترهای و فقی می‌باید در سریع‌ترین زمان قادر به تطبیق با شرایط جدید باشند.

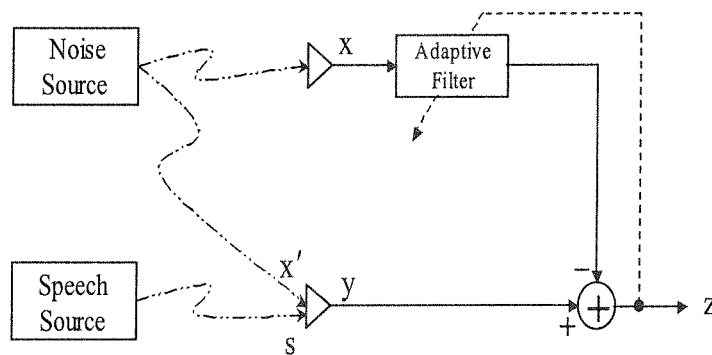
۵- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

از یکسو، توانایی‌های فیلتر وقتی در حذف نویز و انعکاس و عملکرد مناسب این روش در بهسازی گفتار و از سوی دیگر، مزایای پردازش در زیرباندها، رویکرد به روش SAF را موجب گردیده است. مشکلات ناشی از پیاده‌سازی بانک فیلترهای با نرخ نمونه‌برداری بحرانی، مسأله over-sampling را به عنوان کارآمدترین راه حل ممکن مطرح می‌نماید. استفاده از ساختار OS-SAF با وجود مزایایی که در طراحی بانک فیلتر به همراه می‌آورد، به دلیل رنگی ساختن طیف ورودی باعث کاهش سرعت همگرایی الگوریتم LMS می‌گردد. در این تحقیق، آنالیز Morgan به عنوان ابزاری جهت بررسی نحوه تأثیر مقادیر ویژه در رفتار الگوریتم LMS مورد استفاده قرار گرفت. بر مبنای این تحلیل، روش‌هایی ساده و کارآمد برای سفیدسازی طیف ورودی فیلتر وقتی و تسریع همگرایی در OS-SAF ارائه، پیاده‌سازی و ارزیابی گردید.

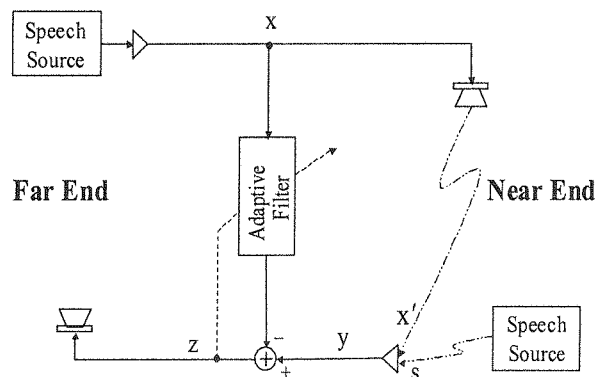
دیده شد که روش فیلتر پیش‌تأکید (WBS) با وجود بهبود بخشیدن به سرعت همگرایی، از نقطه ضعف افزایش بار محاسباتی رنج می‌برد. در مقابل تکنیک Decimation (WBD) که در اصل به خاطر سفیدسازی طیف پیشنهاد گردیده، در عمل جذابیت‌های محاسباتی آن بیشتر مورد توجه و اهمیت قرار می‌گیرد. این ویژگی مثبت در ترکیب با فیلتر پیش‌تأکید، روش ترکیبی WBDS را در اختیار می‌گذارد که علاوه بر سفیدسازی طیف و افزایش چشمگیر سرعت همگرایی، حجم محاسبات را نیز نسبت به حالت بدون سفیدسازی، به میزان قابل توجهی کاهش می‌دهد.

بکارگیری یک شاخه جانبی در پردازشگر وقتی این امکان را فراهم می‌آورد که در عین حال که از ورودی‌های سفیدشده برای تنظیم ضرائب فیلتر توسط الگوریتم LMS بهره‌جویی می‌نماییم، خود سیگنال‌های ورودی را نیز به صورت دست‌نخورده نگهداشته و در شاخه اصلی، به عنوان ورودی فیلتر وقتی و در تولید خروجی پاکسازی شده مورد استفاده قرار دهیم.

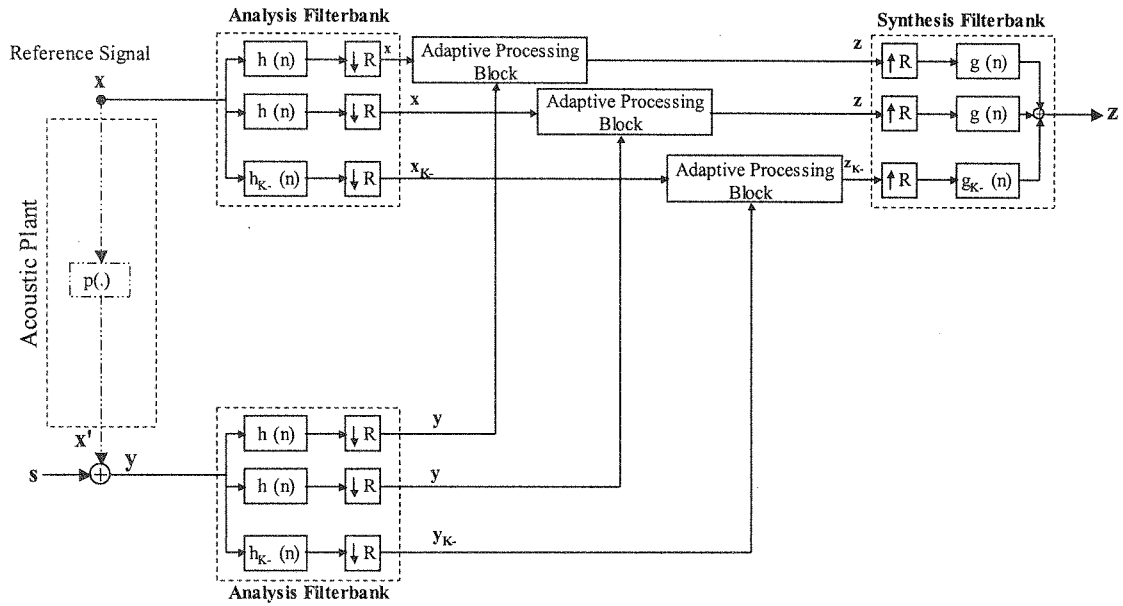
نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم OS-SAF و اعمال تکنیک‌های پیشنهادی برای دو کاربرد حذف نویز و انعکاس، توانمندی روش‌های مزبور را در افزایش سرعت همگرایی LMS به اثبات می‌رساند. این موضوع به صورت کاهش سریعتر MSE در خروجی ANC و تسریع روند صعودی ERLE در سیستم AEC مشهود و مشخص می‌باشد.



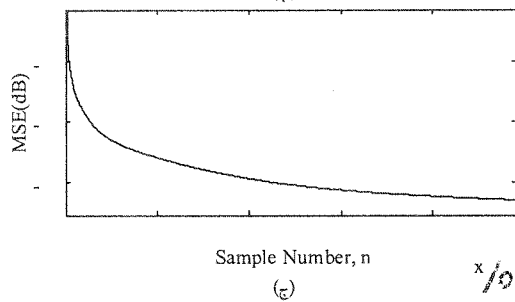
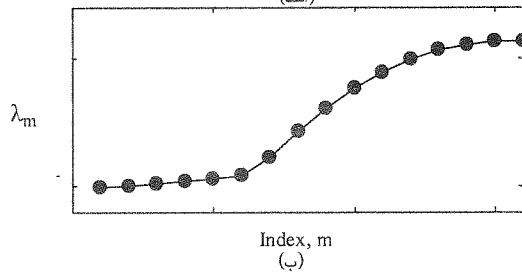
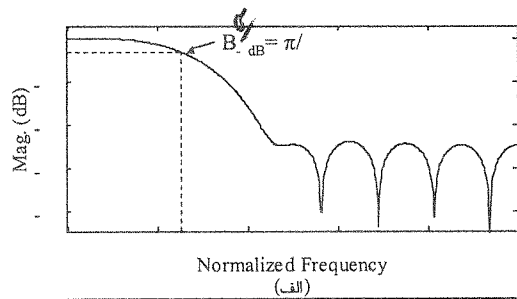
شکل (۱) کاربرد فیلتر وقتی در مسأله حذف نویز (ANC).



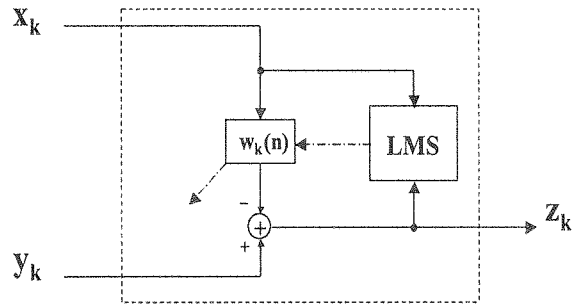
شکل (۲) کاربرد فیلتر وقتی در مسأله حذف انعکاس (AEC).



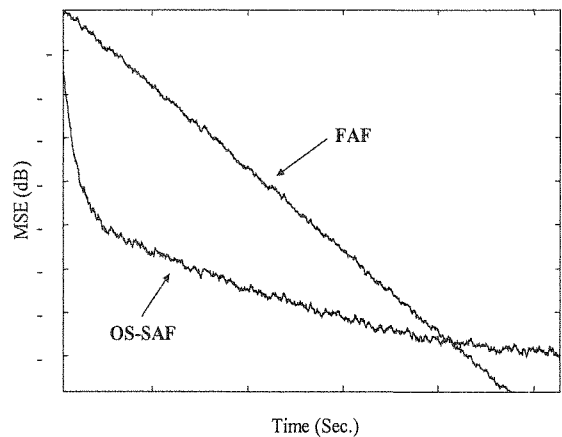
شکل (۳) بلوک دیاگرام سیستم SAF .



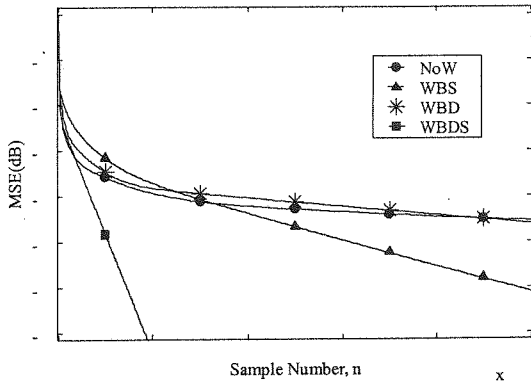
شکل (۶) (الف) طیف سیگنال زیرباند ورودی فیلتر وقتی
(ب) مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال x_k ، (ج)
منحنی تغییرات زمانی MSE محاسبه شده با
فرمول (۷) و با استفاده از مقادیر ویژه فوق.



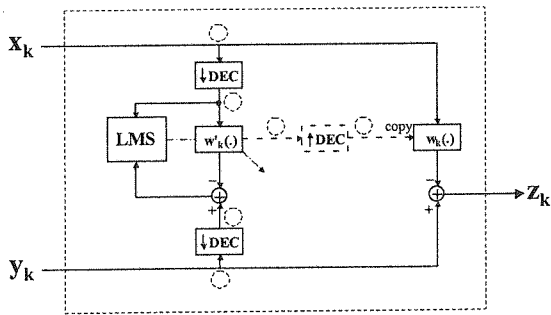
شکل (۴) پردازشگر وقتی مورد استفاده برای هر باند.



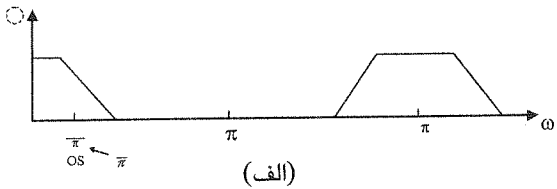
شکل (۵) منحنی تغییرات زمانی MSE برای دو حالت فیلتر
وقتی تمام باند (FAF) و فیلتر وقتی زیرباندی با نرخ
نمونه برداری افزوده (OS-SAF).



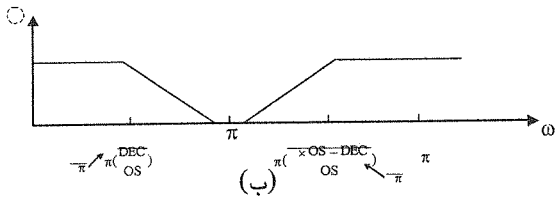
شکل (۱۰) منحنی تغییرات زمانی MSE در حالت های NoW، WBS، WBD و WBDS.



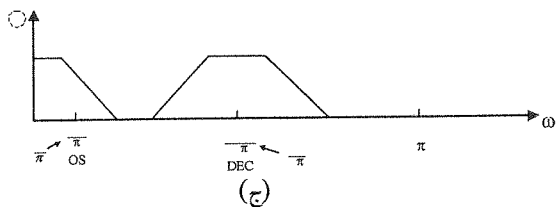
شکل (۱۱) پردازشگر وقتی مورد استفاده در حالت WBD.



(الف)



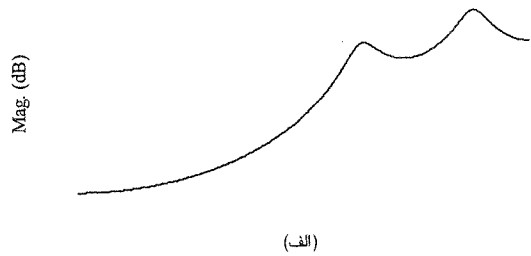
(ب)



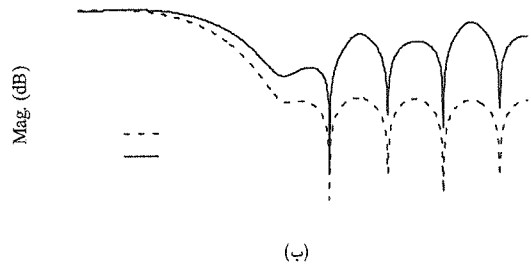
(ج)

شکل (۱۲) طیف های شماتیک مربوط به حالت WBD:

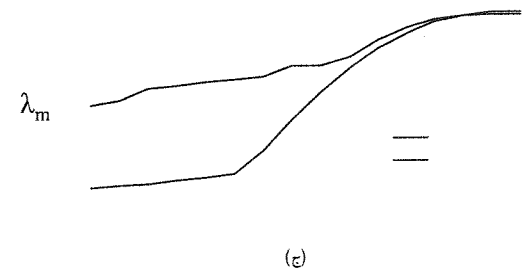
(الف) سیگنال های ورودی، (ب) سیگنال ورودی decimate شده و فیلتر وقتی شاخه جانبی، (ج) فیلتر وقتی پس از upsampling.



(الف)

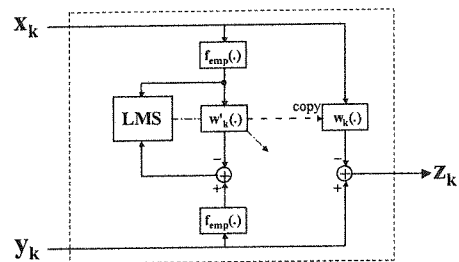


(ب)

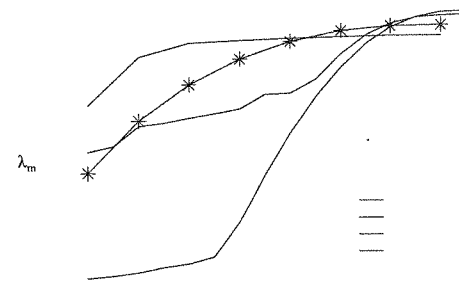


(ج)

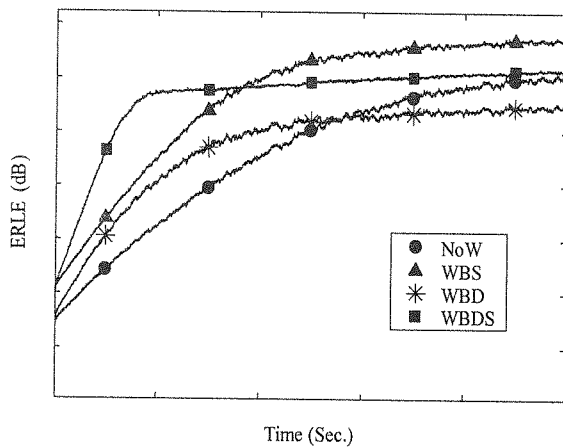
شکل (۷) (الف) پاسخ فرکانسی فیلتر پیش تأکید (طراحی شده برای حالت WBS)، (ب) طیف سیگنال ورودی پیش تأکید شده (WBS) در مقایسه به حالت بدون سفیدسازی (NoW)، (ج) اثر اعمال فیلتر پیش تأکید بر مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی.



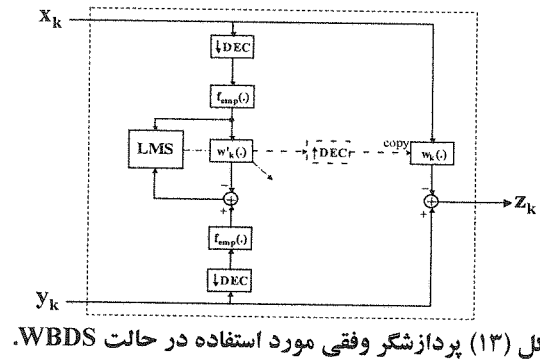
شکل (۸) پردازشگر وقتی مورد استفاده در حالت WBS.



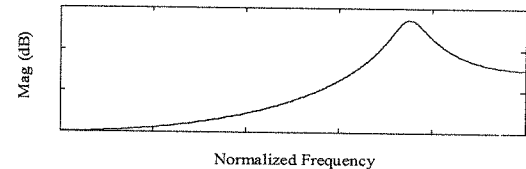
شکل (۹) مقادیر ویژه ماتریس خودهمبستگی سیگنال ورودی در حالت های NoW، WBS، WBD و WBDS.



شکل (۱۶) نتایج شبیه‌سازی سیستم AEC: منحنی تغییرات زمانی ERLE مربوط به سیگنال خروجی تمام‌باند در حالت‌های NoW، WBS، WBD و WBDS.



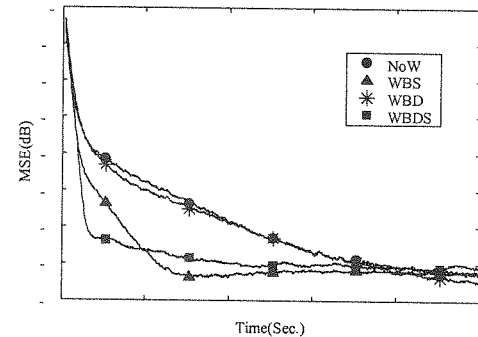
شکل (۱۳) پردازشگر وقتی مورد استفاده در حالت WBDS.



شکل (۱۴) پاسخ فرکانسی فیلتر پیش‌تأکید طراحی شده برای حالت WBDS.

زیرنویس‌ها

- 1- Fullband
- 2- Residual Noise
- 3- Misadjustment
- 4- Subband Processing
- 5- Critically-sampled Filterbanks
- 6- Quadrature Mirror Filter
- 7- Cross Adaptive Filters
- 8- Gap
- 9- Over-Sampling Rate
- 10- Group Delay
- 11- Weighted OverLap-Add
- 12- Stop-band
- 13- Spectral Images
- 14- Headset



شکل (۱۵) نتایج شبیه‌سازی سیستم ANC: منحنی تغییرات زمانی MSE مربوط به سیگنال خروجی تمام‌باند در حالت‌های NoW، WBS، WBD و WBDS.

مراجع

- [1] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall Inc., 1985.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice Hall Inc., 1996.
- [3] B. Widrow et al., "Adaptive noise cancellation: principles and applications". *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, Dec. 1975.
- [4] S. D. Stearns, "Fundamentals of adaptive signal processing," in *Advanced Topics in Signal Processing* (J. S. Lim and A. V. Oppenheim, Eds.), Prentice Hall Inc., 1988.
- [5] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive filtering in subbands with critical sampling: analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation," *IEEE Tran. Signal Processing*, vol. SP-40, no. 8, pp. 1862-1875, Aug. 1992.
- [6] S. Weiss, "On adaptive filtering in oversampled subbands," PhD. Thesis, signal Processing Division, University of Strathclyde, Glasgow, May 1998.
- [7] A. Hussain, "Intelligibility assessment of a multi-band speech enhancement scheme," in *Proc. of the IEEE ICASSP*, 2000.
- [8] M. G. Siqueira, et al., "Subband adaptive filtering applied to acoustic feedback reduction in hearing aids," in *Proc. of 30th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1996.
- [9] M. Sandrock and S. Schmitt, "Realization of an adaptive algorithm with subband filtering approach for acoustic echo cancellation in telecommunication applications," in *Proc. of the ICSPAT*, 2000.

- hearing aids,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp. 569-572, 1998.
- [11] J. J. Shynk, “Frequency-domain and multirate adaptive filtering,” *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 14-37, Jan. 1992.
- [12] R. W. Stewart, *et al.*, “Subband adaptive equalization of time-varying channels,” in *Proc. of 33rd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1999.
- [13] M. Hateneck, R. W. Stewart and J. M. Paez-Borrillo, “An oversampled subband adaptive filter without cross adaptive filters,” in *Proc. of the 1999 IEEE Workshop on Acoustic Echo and Noise Control*, 1999.
- [14] R. Brennan and T. Schneider, “Filterbank structure and method for filtering and separating an information signal into different bands, particularly for audio signal in hearing aids,” United States patent 6,236,731, WO 98/473131, April 16, 1997.
- [15] D.R. Morgan, “Slow asymptotic convergence of LMS acoustic echo cancelers”, *IEEE Tran. on Speech and Audio Processing*, vol.3, no.2, pp. 126-136, Mar. 1995.
- [16] R. M. Gray, “On the asymptotic eigenvalue distribution for Toeplitz matrices,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 725-730, Nov. 1972.
- [17] K. Tam, H. Sheikhzadeh and T. Schneider, “Highly oversampled subband adaptive filters for noise cancellation on a low-resource DSP system,” in *Proc. Int. Conf. on Spoken Language Processing, ICSLP’2002*.