

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## موضوع پروژه:

ارائه روش جدید جهت حذف نویز آکوستیکی در یک مجرا

استفاده هم زمان از فیلترهای وقتی و شبکه های عصبی در

حالت فرکانس متغیر

برای خرید فایل word این پروژه [اینجا کلیک کنید](#).

( شماره پروژه = ۵۱۵ )

پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	چکیده
۲	فصل صفر: مقدمه
۷	فصل اول: مقدمه ای بر کنترل نویز آکوستیکی
۸	(۱-۱) مقدمه
۹	(۲-۱) علل نیاز به کنترل نویزهای صوتی (فعال و غیر فعال)
۹	(۱-۲-۱) بیماری های جسمی
۹	(۲-۲-۱) بیماری های روانی
۹	(۳-۲-۱) راندمان و کارایی افراد
۹	(۴-۲-۱) فرسودگی
۹	(۵-۲-۱) آسایش و راحتی
۱۰	(۶-۲-۱) جنبه های اقتصادی
۱۰	(۳-۱) نقاط ضعف کنترل نویز به روش غیرفعال
۱۰	(۱-۳-۱) کارایی کم در فرکانس های پایین
۱۰	(۲-۳-۱) حجم زیاد عایق های صوتی
۱۰	(۳-۳-۱) گران بودن عایق های صوتی
۱۰	(۴-۳-۱) محدودیت های اجرایی
۱۰	(۵-۳-۱) محدودیت های مکانیکی
۱۱	(۴-۱) نقاط قوت کنترل نویز به روش فعال
۱۱	(۱-۴-۱) قابلیت حذف نویز در یک گسترده ی فرکانسی وسیع
۱۱	(۲-۴-۱) قابلیت خود تنظیمی سیستم
۱۱	(۵-۱) کاربرد ANC در گوشی فعال
۱۲	(۱-۵-۱) تضعیف صدا به روش غیر فعال در هدفون

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۱۳	۲-۵-۱) تضعیف صدا به روش آنالوگ در هدفون
۱۵	۳-۵-۱) تضعیف صوت به روش دیجیتال در هدفون
۱۶	۴-۵-۱) تضعیف صوت به وسیله ی ترکیب سیستم های آنالوگ و دیجیتال در هدفون
۱۷	۶-۱) نتیجه گیری
۱۸	فصل دوم: اصول فیلترهای وقتی
۱۹	۱-۲) مقدمه
۲۰	۲-۲) فیلتر وقتی
۲۲	۱-۲-۲) محیط های کاربردی فیلترهای وقتی
۲۵	۳-۲) الگوریتم های وقتی
۲۵	۴-۲) روش تحلیلی
۲۶	۱-۴-۲) تابع عملکرد سیستم وقتی
۲۸	۲-۴-۲) گرادیان یا مقادیر بهینه بردار وزن
۳۰	۳-۴-۲) مفهوم بردارها و مقادیر مشخصه R روی سطح عملکرد خطا
۳۲	۴-۴-۲) شرط همگرا شدن به $W^*$
۳۲	۵-۲) روش جستجو
۳۲	۱-۵-۲) الگوریتم جستجوی گرادیان
۳۵	۲-۵-۲) پایداری و نرخ همگرایی الگوریتم
۳۶	۳-۵-۲) منحنی یادگیری
۳۶	۶-۲) MSE اضافی
۳۷	۷-۲) عدم تنظیم
۳۷	۸-۲) ثابت زمانی
۳۸	۹-۲) الگوریتم LMS
۳۹	۱-۹-۲) همگرایی الگوریتم LMS
۴۰	۱۰-۲) الگوریتم های LMS اصلاح شده
۴۱	۱-۱۰-۲) الگوریتم LMS نرمالیزه شده (NLMS)
۴۱	۲-۱۰-۲) الگوریتم های LMS علامتدار (SLMS)
۴۳	۱۱-۲) نتیجه گیری

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۴۴	فصل سوم: اصول کنترل فعال نویز
۴۵	۱-۳) مقدمه
۴۵	۲-۳) انواع سیستم های کنترل نویز آکوستیکی
۴۷	۳-۳) معرفی سیستم حذف فعال نویز تک کاناله
۴۸	۴-۳) کنترل فعال نویز به روش پیشخور
۴۹	۱-۴-۳) سیستم ANC پیشخور باند پهن تک کاناله
۵۰	۲-۴-۳) سیستم ANC پیشخور باند باریک تک کاناله
۵۱	۵-۳) سیستم های ANC پسخوردار تک کاناله
۵۲	۶-۳) سیستم های ANC چند کاناله
۵۳	۷-۳) الگوریتم هایی برای سیستم های ANC پسخوردار باند پهن
۵۴	۱-۷-۳) اثرات مسیر ثانویه
۵۷	۲-۷-۳) الگوریتم FXLMS
۶۱	۳-۷-۳) اثرات فیدبک آکوستیکی
۶۶	۴-۷-۳) الگوریتم Filtered-URLMS
۶۹	۸-۳) الگوریتم های سیستم ANC پسخوردار تک کاناله
۷۰	۹-۳) نکاتی درباره ی طراحی سیستم های ANC تک کاناله
۷۲	۱-۹-۳) نرخ نمونه برداری و درجه ی فیلتر
۷۳	۲-۹-۳) علیت سیستم
۷۴	۱۰-۳) نتیجه گیری
۷۵	فصل چهارم: شبیه سازی سیستم ANC تک کاناله
۷۶	۱-۴) مقدمه
۷۶	۲-۴) اجرای الگوریتم FXLMS
۷۶	۱-۲-۴) حذف نویز باند باریک فرکانس ثابت
۸۱	۲-۲-۴) حذف نویز باند باریک فرکانس متغیر
۸۳	۳-۴) اجرای الگوریتم FBFXLMS
۸۵	۴-۴) نتیجه گیری

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۸۶	فصل پنجم: کنترل غیرخطی نویز آکوستیکی در یک ماجرا
۸۷	(۱-۵) مقدمه
۸۸	(۲-۵) شبکه عصبی RBF
۹۰	(۱-۲-۵) الگوریتم آموزشی در شبکه ی عصبی RBF
۹۳	(۲-۲-۵) شبکه عصبی GRBF
۹۴	(۳-۵) شبکه ی TDNGRBF
۹۵	(۴-۵) استفاده از شبکه ی TDNGRBF در حذف فعال نویز
۹۸	(۵-۵) نتیجه گیری
۹۹	فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۰۰	(۱-۶) نتیجه گیری
۱۰۱	(۲-۶) پیشنهادات
/	مراجع



## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

چکیده

تاکنون برای حذف نویزهای آکوستیکی از روش های فعال<sup>۱</sup> و غیر فعال<sup>۲</sup> استفاده شده است. برخلاف روش غیر فعال می توان بوسیله ی روش فعال، نویز را در فرکانس های پایین (زیر ۵۰۰ هرتز)، حذف و یا کاهش داد. در روش فعال از سیستمی استفاده می شود که شامل یک فیلتر وقتی است. به دلیل ردیابی خوب فیلتر  $LMS$ <sup>۳</sup> در محیط نویزی، الگوریتم  $FXLMS$ <sup>۴</sup> بعنوان روشی پایه ارائه شده است. اشکال الگوریتم مذکور این است که در مسائل کنترل خطی استفاده می شود. یعنی اگر فرکانس نویز متغیر باشد و یا سیستم کنترلی بصورت غیرخطی کار کند، الگوریتم فوق به خوبی کار نکرده و یا واگرا می شود.

بنابراین در این پایان نامه، ابتدا به ارائه ی گونه ای از الگوریتم  $FXLMS$  می پردازیم که قابلیت حذف نویز، با فرکانس متغیر، در یک مجرا و در کوتاه ترین زمان ممکن را دارد. برای دستیابی به آن می توان از یک گام حرکت وقتی بهینه ( $\mu_{opt}$ ) در الگوریتم  $FXLMS$  استفاده کرد. به این منظور محدوده ی گام حرکت بهینه در فرکانس های ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز را در داخل یک مجرا محاسبه کرده تا گام حرکت بهینه بر حسب فرکانس ورودی به صورت یک منحنی اسپلاین مدل شود. حال با تخمین فرکانس سیگنال ورودی به صورت یک منحنی اسپلاین مدل شود. حال با تخمین فرکانس سیگنال ورودی بوسیله ی الگوریتم  $\Delta MUSIC$ <sup>۵</sup>،  $\mu_{opt}$  را از روی منحنی برازش شده، بدست آورده و آن را در الگوریتم  $FXLMS$  قرار می دهیم تا همگرایی سیستم در کوتاه ترین زمان، ممکن شود. در نهایت خواهیم دید که الگوریتم  $FXLMS$  معمولی با گام ثابت با تغییر فرکانس واگرا شده حال آنکه روش ارائه شده در این پایان نامه قابلیت ردگیری نویز با فرکانس متغیر را فراهم می آورد.

همچنین به دلیل ماهیت غیرخطی سیستم های  $ANC$ ، به ارائه ی نوعی شبکه ی عصبی ( $TDNGBF$  -  $RBF$ )<sup>۶</sup> می پردازیم که توانایی مدل کردن رفتار غیرخطی را خواهد داشت. سپس از آن در حذف نویز باند باریک فرکانس متغیر در

<sup>۱</sup>-Active

<sup>۲</sup>-passive

<sup>۳</sup>-Least mean square

<sup>۴</sup>- Filter- x LMS

<sup>۵</sup>-Multiple signal classification

<sup>۶</sup> - Time Delay N- Generalized Radial Basis Function

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

یک مجرا استفاده کرده و نتایج آن را با الگوریتم *FXLMS* مقایسه می کنیم. خواهیم دید که روش ارائه شده در مقایسه با الگوریتم *FXLMS*، با وجود عدم نیاز به تخمین مسیر ثانویه، دارای سرعت همگرایی بالاتر (۳ برابر) و خطای کمتری (۳۰٪ کاهش خطا) است. برای حذف فعال نویز به روش *TDNGRBF*، ابتدا با یک شبکه ی *GRBF* به شناسایی مجرا می پردازیم. سپس با اعمال *N* تاخیر زمانی از سیگنال ورودی به *N* شبکه ی *GRBF* (با ترکیب خطی در خروجی آنها)، شناسایی سیستم غیرخطی بصورت بر خط امکان پذیر می شود. ضرایب بکار رفته در ترکیب خطی با استفاده از الگوریتم *NLMS*<sup>۱</sup> بهینه می شوند.




---

<sup>۱</sup>-Normalized LMS



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

# مقدمه



## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

### مقدمه

در سال های اخیر حذف نویز آکوستیکی<sup>۱</sup> (ANC) با روش های فعال به دلیل کاربردهای فراوان آن مورد توجه بسیاری از محققین بوده است. برخلاف روش غیرفعال می توان بو سیله ی روش فعال، نویز را در فرکانس های پایین (زیر ۵۰۰ هرتز)، حذف و یا کاهش داد [۱۶،۱] اولین بار کنترل فعال نویز توسط Pual Lveg در سال ۱۹۳۶ برای حذف نویز در مجرا- در مواردی چون سیستم های تهویه و تبرید هوا و اگزوز و ..... معرفی و تشریح گردید [۲]. در این سیستم نویز با تولید یک صوت مشابه (هم دامنه)، ولی با فاز مخالف حذف می گردد. به این منظور باید دامنه و فاز نویز تشخیص داده شده و معکوس آن تولید شود.

سیستم ایجاد شده باید قابلیت کنترل وقتی نویز را داشته باشد تا بتواند تغییرات ایجاد شده در نویز اولیه را ردگیری نماید [۱، ۸، ۱۲] عموماً در ANC از فیلتر FIR بعنوان یک کنترلگر وقتی استفاده می شود که وزن های آن توسط الگوریتم LMS بهینه می شوند. اما به دلیل ظاهر شدن تابع تبدیل مسیر ثانویه در سیستم ANC، بایستی الگوریتم LMS جهت دستیابی به همگرایی اصلاح گردد [۴]. لذا در ANC از الگوریتم FXLMS- که سیگنال فیلتر شده ی نویز را بعنوان ورودی الگوریتم در نظر می گیرد- استفاده می شود. این الگوریتم در ابتدا به وسیله ی مورگان بیان شد [۴] و سپس Burgess پیشنهاد کرد که از آن برای حذف نویز داخل مجرا استفاده شود [۵]. نویز باقیمانده نیز می تواند به عنوان سیگنال ورودی به الگوریتم وقتی برای تنظیم ضرایب فیلتر و تخمین اثرات کانال آکوستیکی استفاده شود.

الگوریتم FXLMS یک روش ساده ای را پیشنهاد می کند که به منظور انتخاب گام حرکت ( $\mu$ ) مناسب، نیاز به دانشی در مورد خصوصیات آماری داده های ورودی دارد. به ویژه هنگامیکه مسیر ثانویه بصورت on- Line بهینه شود [۵۸]. در این الگوریتم برای اطمینان از همگرایی، گام حرکت را کوچک

<sup>۱</sup>- Acoustic Noise Cancelling

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

اختیار می کنند. در نتیجه سرعت همگرایی پایین است و اجرای ضعیفی خواهیم داشت. حال آنکه الگوریتم *FXNLMS* همگرایی را برای یک محدوده ای از گام حرکت - که بستگی به خصوصیات آماری داده های ورودی ندارد - تضمین می کند و سرعت همگرایی آن نسبت به الگوریتم *FXLMS* بیشتر است. هر چند این الگوریتم نیز بخاطر نویزهایی که از محیط وارد میکروفن های ورودی و خطا می شوند، اثر پذیر است [۵۰]. از مشکلات الگوریتم *FXLMS* این است که برای حذف نویز باند پهن نیاز به فیلتری از درجات بالا دارد که سبب افزایش طول مجرا می شود [۶]. همچنین این الگوریتم تنها در مورد کنترل کننده های خطی صادق است و برای کنترل کننده های غیر خطی قابل استفاده نیست [۵۱، ۵۲]. در سیستم های *ANC*، عوامل غیرخطی از محرک های ثانویه (سیستم های آکوستیکی غیر خطی تحت کنترل) سرچشمه می گیرند. به ویژه وقتی سیگنال نویز ورودی دامنه ای نزدیک به اشباع داشته باشد و یا در فرکانس های نزدیک - یا پایین تر از - محدوده ی می نیمم فرکانس کاری محرک ها کار کند [۵۲]. بدین منظور برای بررسی عوامل غیرخطی می توان از ساختاری غیر خطی، همانند شبکه های عصبی استفاده کرد.

با توجه به پاسخ بلندگو، هیچ کاهشی در مقادیر کمتر از ۲۰۰ هرتز بدست نمی آید [۱]. همچنین به دلیل اینکه تکنیک های غیر فعال برای کاهش نویز در فرکانس های کمتر از ۵۰۰ هرتز موفقیت آمیز نبوده اند [۱، ۶، ۱۶]، از سیستم های *ANC* در محدوده ی ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز استفاده می شود. استفاده از بلندگوهای مناسب باعث کاهش حد پایینی این محدوده می شود [۱]. حد بالایی عملکرد را محدود نمی کند، چرا که تکنیک های غیرفعال برای کاهش نویز در فرکانس های بالاتر از ۵۰۰ هرتز موفقیت آمیز خواهد بود.

در اجرای الگوریتم *FXLMS*، برای اینکه نویز پریودیک تک فرکانس ورودی به مجرا در کوتاهترین زمان ممکن حذف شود، احتیاج به گام حرکت بهینه ( $\mu_{opt}$ ) در فیلتر وقتی داریم. ولی در عمل اگر فرکانس ورودی تغییراتی داشته باشد، ممکن است که حذف نویز در کوتاهترین زمان ممکن اتفاق نیفتد و یا سیستم بصورت واگرا عمل کند. در این پایان نامه برای رفع این مشکل، از یک گام حرکت وقتی در

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

الگوریتم  $FXLMS$  استفاده می کنیم. به این منظور محدوده ی گام حرکت بهینه - در فرکانس های ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز - را محاسبه کرده تا اینکه یک منحنی اسپلاین گام حرکت بهینه بر حسب فرکانس ورودی بدست آید. حال با تخمین فرکانس ورودی بوسیله ی الگوریتم  $MUSIC$  و استفاده از منحنی بدست آمده،  $\mu_{opt}$  را محاسبه کرده و از آن در الگوریتم  $FXLMS$  استفاده می کنیم.

همچنین در این پایان نامه با ارائه ی یک شبکه ی غیرخطی  $TDNGRBF$ ، به حذف فعال نویز باند باریک فرکانس متغیر می پردازیم. نمونه های  $x(n)$  تا  $x(n-N)$ ، به  $N$  تا شبکه ی  $GRBF$  وارد می شوند و سپس از ترکیب خطی خروجی آنها برای حذف نویز در یک مجرا استفاده می شود. وزن های شبکه ی  $GRBF$  روی سیگنال سینوسی فرکانس متغیر ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز محاسبه می شوند و در نهایت روش  $TDNGRBF$  قابلیت حذف نویز در مجرا را نشان می دهد.

این پایان نامه بصورت زیر سازمان دهی شده است:

در فصل اول دلایل نیاز به کنترل نویزهای صوتی، تایخچه ی سیستم های کنترل فعال نویز و دلایل برتری آن نسبت به روش کنترل غیرفعال مورد توجه قرار گرفته است. در پایان فصل به معرفی گوشه فعال - که نمونه ی صنعتی از این سیستم ها می باشد، می پردازیم.

در فصل دوم اصول فیلترهای وقتی را تشریح کرده و در این راستا الگوریتم  $LMS$  را بطور کامل توضیح می دهیم. نحوه ی انتخاب ضریب همگرایی و زمان همگرایی از نکاتی است که در این فصل بررسی می گردد. همچنین الگوریتم های  $SLMS, NLMS$  و  $CLMS$  را معرفی می کنیم.

در فصل سوم به بررسی اصول کنترل فعال نویز در یک مجرا می پردازیم. بدین منظور روش های پیشخور مبتنی بر الگوریتم های  $FBFXLMS, FXLMS$  در فصل چهارم ارائه خواهد شد. در این راه ابتدا شبیه سازی یک سیستم  $ANC$  تک کاناله با الگوریتم  $FXLMS$  معمولی عرضه گردیده و سپس به ارائه گونه ای از الگوریتم  $FXLMS$  می پردازیم که قابلیت حذف نویز فرکانس متغیر - در کمترین زمان ممکن - را دارد. در پایان این فصل الگوریتم  $FBFXLMS$  نیز شبیه سازی شده است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در فصل پنجم، ابتدا شبکه های عصبی  $GRBF, RBF$  را معرفی کرده و سپس با ارائه ی یک شبکه ی  $TDNGRBF$  رفتار غیر خطی سیگنال های زمانی را مدل کرده و از آن در حذف نویز باند باریک فرکانس متغیر در یک مجرا استفاده می کنیم.

در فصل ششم نتیجه گیری و پیشنهادات عرضه خواهد شد.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازم

## فصل اول

مقدمه ای بر کنترل نویز آکوستیکی

WikiPower.ir

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازم

### ۱-۱) مقدمه

نویزهای آکوستیکی<sup>۱</sup> موجود در محیط نه تنها مستقیمی بر روی شنوایی افراد می گذارند، بلکه باعث کاهش راندمان و کارایی آنها، بیماری های جسمی از قبیل فشار خون، کاهش آسایش و راحتی افراد و فرسودگی در دستگاه ها می شوند. اگر چه مشکل سر و صدا نسبت به مساله آلودگی محیط با مواد آلوده کننده، توجه کمتری را به خود جلب می کند، اما امروزه آگاهی جامعه نسبت به انعکاس غیر بهداشتی اصوات بلند، بیش از همیشه وجود دارد. بنابراین تلاش های زیادی برای کاهش نویزهای آکوستیکی موجود در محیط شده است. بدین منظور روش های فعال<sup>۲</sup> و غیرفعال<sup>۳</sup> به کار می رود. بزرگترین مزیت موجود در روش فعال این است که برخلاف روش غیرفعال می توان نویز را در یک فضای کوچک و بخصوص در فرکانس های پایین (زیر ۵۰۰ هرتز)، کاهش داد [۱، ۶، ۱۶].

ایده اولیه کنترل فعال نویز توسط *pual Lveg* در سال ۱۹۳۶ برای حذف نویز در مجراها<sup>۴</sup> معرفی و تشریح گردید [۲]. این سیستم، صدای ناخواسته را بوسیله تولید یک موج صوتی مشابه (هم دامنه)، ولی با فاز مخالف از بین می برد. تداخل امواج نویزهای ناخواسته و موج ساخته شده، باعث حذف هر دو صدا می شود. اگر سیستم فعال، فاز و دامنه ی موج اولیه را به درستی تشخیص دهد، موفقیت در حذف نویز حاصل می شود.

علی رغم تحقیقات انجام شده در دهه ی ۱۹۵۰ بر روی سیستم های کنترل فعال نویز، به دلیل فقدان تکنولوژی لازم، این سیستم ها بصورت عملی پیشرفت قابل ملاحظه ای نکردند. اما در سال های بعد، با بکارگیری تکنیک های دیجیتالی به جای سیستم های پیچیده آنالوگ و بکارگیری علم پردازش سیگنال های دیجیتال، پیشرفت قابل ملاحظه ای حاصل شد. بگونه ای که امکان دستیابی به سیستم های ANC در

<sup>۱</sup>Acoustic noise control

<sup>۲</sup>- Active

<sup>۳</sup>- Pasive

<sup>۴</sup>-Ducts

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

کاربردهای گوناگون فراهم آمد [۳]. هم اکنون با پیدایش پردازنده های سریع سیگنال های دیجیتال ، امکان پیاده سازی سیستم های کنترل فعال نویز با استفاده از الگوریتم های مختلف محقق گردیده است. سیستم های کنترل فعال نویز در دهه ی ۱۹۸۰ بر پایه ی نظریه ی فیلترهای وقتی بنا و توسعه داده شده است [۴]. با توجه به توانایی ها و ارزان قیمت بودن سخت افزارهای DSP مثل خانواده ی TMS320، تکنولوژی استفاده از این سخت افزارها همراه با تئوری ANC عملی شده است [۷].

۲-۱) علل نیاز به کنترل نویزهای صوتی (فعال و غیرفعال)

۱-۲-۱) بیماری های جسمی [۱۷]

یکی از مشکلات اساسی در مورد وجود صدا با شدت بالا، اثرات نابهنجار شنوایی است که کودکان بیشتر در معرض این بیماری ها قرار می گیرند. باید به این توجه کرد که سطح فشار آکوستیکی  $130\text{ db}$  به عنوان آستانه دردناکی نامیده می شود. بعنوان نمونه چندین نوع صدا به همراه مقدار شدت صدا در زیر آورده شده است.

۱) صدای جریان آب در رودخانه و صدای خش خش برگ درختان:  $15\text{ db}$

۲) صدای ناشی از یک صحبت معمولی:  $45-60\text{ db}$

۳) صدای یک صورت تراش الکتریکی:  $85\text{ db}$

۴) صدای ناشی از پرتاب موشک در فاصله ی ۱۵۰ فوتی از سکوی پرتاب:  $180\text{ db}$

۲-۲-۱) بیماری های روانی [۱۷]

اصوات ناخواسته، یکی از مهمترین عوامل در به هم زدن تعادل روانی افراد می باشند. در تحقیقاتی که جدیداً بر روی کودکان انجام گرفته است، نشان می دهد که یادگیری کودکان در محیط های شلوغ به شدت کاهش می یابد.

۳-۲-۱) راندمان و کارایی افراد



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

کاهش هوشیاری و خستگی ناشی از سر و صدا در هنگام کار، از مهمترین عوامل کاهش کارایی افراد است.

#### ۱-۲-۴) فرسودگی

در اثر لرزش در سطوح و بدنه وسایل، طول عمر وسایل کاهش خواهد یافت. بعنوان مثال، فرسودگی هلیکوپتر به خاطر ارتعاش ناشی از چرخش ملخ هلیکوپتر، بعنوان یکی از مهمترین پارامترهای فرسودگی در نظر گرفته می شود.

#### ۱-۲-۵) آسایش و راحتی

یکی از عوامل حیاتی در بیمارستان ها و محیط های درمانی، حفظ آرامش می باشد که با حذف نویزهای صوتی، این آرامش به حد قابل قبولی بدست خواهد آمد.

#### ۱-۲-۶) جنبه های اقتصادی

نویز صوتی موجود در محیط کار، باعث کاهش کارایی و راندمان افراد می شود که ضررهای اقتصادی به همراه خواهد داشت. همچنین فرسودگی ناشی از ارتعاش در دستگاه ها و وسایل حمل و نقل، موجب ضررهای اقتصادی است. با حذف این پارامترها می توان طول عمر دستگاه را افزایش داد.

#### ۱-۳-۳) نقاط ضعف کنترل نویز به روش غیرفعال

کنترل کننده های غیرفعال چندین ضعف دارند که همین امر باعث شده است که کنترل کننده های فعال، جایگاه ویژه ای پیدا کنند. ضعف های کنترل کننده های غیرفعال عبارتند از:

#### ۱-۳-۱) کارایی کم در فرکانس های پایین [۱۶]

با کاهش فرکانس، طول موج افزایش می یابد. به همین دلیل طول موج در فرکانس های پایین، زیاد است. به دلیل اینکه مقدار تضعیف صوت، توسط عایق های صوتی، متناسب با ضخامت عایق است و این ضخامت نیز متناسب با طول موج است، (هر چه طول موج افزایش یابد، ضخامت عایق نیز باید

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

افزایش یابد) نتیجه گرفته می شود که در فرکانس های پایین، به عایقی با ضخامت خیلی زیاد نیاز است که عملاً امکان پذیر نیست.

### ۱-۳-۲) حجم زیاد عایق های صوتی [۱]

عایق های صوتی از موادی ساخته شده اند که دارای حجم زیاد هستند، به همین خاطر در جاهایی که محدودیت حجم وجود دارد، امکان استفاده از این عایق ها نیست.

### ۱-۳-۳) گران بودن عایق های صوتی [۱]

به علت نوع مواد مصرفی این عایق ها، قیمت آن ها گران است.

### ۱-۳-۴) محدودیت های اجرایی

در بعضی از مکان ها امکان استفاده از کنترل کننده های غیرفعال نیست. مثلاً در کوره ها نمی توان از عایق های صوتی استفاده کرد.

### ۱-۳-۵) محدودیت های مکانیکی

به علت یکپارچه بودن این عایق ها، در جاهایی که نیاز به حرکت هوا می باشد. محدودیت هایی ایجاد می شود. مثلاً در یک کارخانه امکان پوشاندن و ساییل با عایق های صوتی نیست. چون و ساییل خیلی زود گرم خواهند شد و در نتیجه آسیب خواهند دید.

### ۱-۴) نقاط قوت کنترل نویز به روش فعال [۱۲]

#### ۱-۴-۱) قابلیت حذف نویز در یک گستره ی فرکانسی وسیع

این سیستم قادر به حذف نویز در محدوده ی فرکانسی وسیعی می باشد. همانطوری که گفته شد روش های غیرفعال در فرکانس های پایین کارایی مناسبی ندارند. اما کنترل نویز به روش فعال در فرکانس های پایین بسیار موثر واقع شده است.

#### ۱-۴-۲) قابلیت خود تنظیمی سیستم

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

اگر تغییراتی در پارامترهای فیزیکی از قبیل درجه ی حرارت و سرعت جریان هوا ایجاد شود، سیستم برای رسیدن به وضعیت بهینه (حداقل خطا) قادر به تنظیم خود می باشد. پس از بیان نقاط ضعف روش غیرفعال و نقاط قوت روش فعال، در بخش بعدی به معرفی گوسی فعال که یکی از کاربردهای سیستم ANC در صنعت است، می پردازیم.

### ۱-۵) کاربرد ANC در گوسی فعال

امروزه از سیستم های ANC در جاهای زیادی از قبیل درون کارخانجات، معادن، اتاقها و ساختمان ها، کارخانه های تصفیه آب، کوره ها و دیگ های بخار، فن و توربوفن<sup>۱</sup>، ژنراتور دیزلی، ترانسفورماتور، کمپرسور، کابین هواپیما، کابین هلی کوپتر، اتومبیل، کوپه قطار، موتور هواپیما، قایق، آگزوز اتومبیل، پمپ تخلیه، پمپ دمنده<sup>۲</sup>، سیستم خنک کننده<sup>۳</sup>، آگزوز توربین گازی<sup>۴</sup>، مجرا<sup>۵</sup>، سیستم تهویه<sup>۶</sup>، گوسی، کلاه فعال، استودیوی صدا برداری، پمپ هیدرولیکی، موشک، آمبولانس و کامپیوترها استفاده شده است. کاهش فعال صدا درون هدفون ها شاید بهترین استفاده ی کنترل فعال صدا با شد. فعالیت کنترل فعال صدا از سال ۱۹۳۶ بو سیله ی تجربیات *pual Lueg* برای حذف نویز در مجراها آغاز گردید و بعدها در سال ۱۹۵۳ دو نفر به نام های *Olson* و *May* نحوه ی حذف نویز را با استفاده از هدفون، توجیه کردند [۱۸]. در دهه ی ۱۹۵۰ سه نفر به نام های *Hawley , Simshauser* و *Meeker* طریقه ی استفاده از تقویت کننده های آنالوگ برای کاهش فعال نویز درون هدفون ها را با استفاده از بلندگو درون ساختار خود هدفون، مطالعه کردند [۱۹، ۲۰، ۲۱]. به هر حال، در حدود سال ۱۹۸۰ این تکنولوژی بصورت سازمان یافته ای مورد مطالعه قرار گرفت.

گوسی فعال در واقع یک کاهنده ی فعال است که از تکنیک های کنترل فعال، در کاهش نویز استفاده می کند. گوسی فعال معمولاً در محل های پر سروصدایی مورد استفاده قرار می گیرند که بایستی

<sup>۱</sup>-Fan & Turbo - Fan

<sup>۲</sup>- Blowers

<sup>۳</sup>- Cooling Tower

<sup>۴</sup>-Gas Turbine Exhaust

<sup>۵</sup>- Duct

<sup>۶</sup>- Air Conditioning

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

از سیستم شنوایی محافظت شود. اینگونه هدفون ها معمولاً از هر دو تضعیف کننده های فعال و غیرفعال استفاده می کنند. تضعیف غیرفعال، به کمک پوشش هدفون که روی گوش قرار داده می شود، انجام می گیرد و باعث کاهش یا از بین رفتن صدای ورودی می شود. این روش در فرکانس های بالا بسیار موثر است. در تضعیف فعال، بلندگو را برای تولید صدای حذف کننده، درون هدفون جا سازی می کنند. در نتیجه عمل حذف بصورت فعال انجام می گیرد. این کار در فرکانس های پایین موثر است. هدفون هایی که موجب حذف نویز در محدوده ی فرکانسی وسیع می شوند، از هر دو روش فعال و غیرفعال برای ماکزیمم کاهش نویز استفاده می کنند.

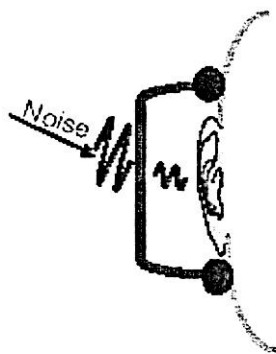
خلبانان درون کابین هواپیما، از هدفون برای حفاظت در برابر صدا استفاده می کنند. البته با این روش خلبان از اوضاع اطرافش بهتر باخبر می شود و نیز کارکنان فرودگاه ها هنگامیکه در مجاورت هواپیما هستند، از این هدفون ها استفاده می کنند. همچنین در ارتش به هنگام استفاده از وسایل نقلیه ی سنگین با موتورهای بزرگ و پر سر و صدا، از هدفون جهت حفاظت از گوش استفاده می شود. امروزه مسافران هواپیما نیز از هدفون خاصی استفاده می کنند. درون این هدفون ها معمولاً از سیستم های صوتی و یا تصویری استفاده شده است تا مسافر در حین سفر هم سرگرم شود و هم از گوش هایش محافظت بهتری شود.

WikiPower.ir

### ۱-۵-۱) تضعیف صدا به روش غیرفعال در هدفون

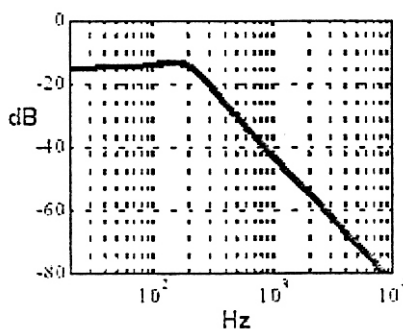
اگر هدفون دارای پوشش مناسبی برای گوش باشد، باعث تضعیف و یا از بین رفتن نویز می شود. پوشش مورد نظر بایستی صاف و انعطاف پذیر باشد تا کاملاً روی سطح گوش قرار گیرد. اگر در معرض حجم زیادی از صوت قرار داشته باشیم، این حجم زیاد از صوت، باعث لرزش بدنه ی پوشش هدفون شده و در نتیجه صوت را به درون مجرای هدفون انتقال می دهد که در نهایت بوسیله ی شنونده درک می شود. این مسئله در شکل ۱-۱ نشان داده شده است. پوشش های سنگین تر با صفحات سفت و محکم به سختی می لرزند و در نتیجه عمل تضعیف صوت را به روش غیرفعال بهتر انجام می دهند.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۱-۱) تضعیف صوت به روش غیر فعال در گوشی معمولی

شکل (۲-۱) نمایش دهنده ی نمودار تضعیف غیرفعال بر حسب فرکانس در گوشی های معمولی است و نشان می دهد که در زیر فرکانس قطع، در حدود ۱۵db تضعیف داریم. ولی در بالای فرکانس قطع، تضعیف فعال استفاده کنیم، فرآیند تضعیف صوت بهبود خواهد یافت.

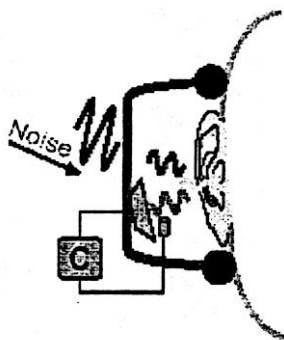


شکل (۲-۱) تضعیف صوت به روش غیر فعال [۷]

#### ۲-۵-۱) تضعیف صدا به روش آنالوگ در هدفون

در دهه ی ۱۹۵۰ سه نفر به نام های *Hawley, Meeker* و *Simshavser* بر روی گوشی های حذف نویز مطالعاتی انجام دادند که در این مطالعات از ساختاری همانند شکل (۳-۱) استفاده کردند [۱۹،۲۰،۲۱]. این سیستم کنترلی، همانند هر سیستم پسخوردار دیگری در فرکانس های بالا، تولید بهره ی کنترلی پایینی می کند. اما در فرکانس های پایین باعث شده که بلندگو صدای با دامنه ی برابر ولی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه نسبت به نویز تولید کند.

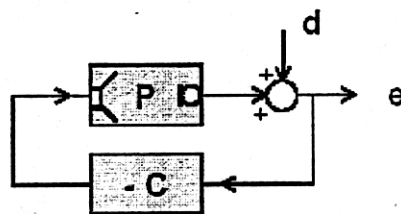
برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۱) تضعیف صوت به روش آنالوگ در گوشی

شکل (۴-۱) نشان دهنده ی دیاگرام بلوکی این سیستم است. در این ساختار  $p$  پاسخ ورودی بلندگو تا خروجی،  $C$  معرف کنترل کننده ی آنالوگ،  $d$  نویز خارجی که توسط میکروفن اندازه گیری می شود و  $e$  معرف سیگنال خطا است. با توجه به اینکه  $\frac{1}{1+CP}$  معرف پاسخ سیستم مدار بسته است که با  $s$  نمایش می دهند، سیگنال خطا برابر است با:

$$e = d \frac{1}{1+CP}$$



شکل (۴-۱) دیاگرام بلوکی سیستم تضعیف صوت به روش آنالوگ در گوشی [۷].

اندازه ی  $s$  نشان دهنده ی تضعیف صوت است که در شکل (۵-۱) نمایش داده شده است. در فرکانس های پایین که بهره کنترل کننده ( $CP$ ) معمولاً بالا است،  $S$  کوچک است و تضعیف بزرگی حاصل می شود. در فرکانس های بالا که  $CP$  پایین است، پاسخ سیستم مدار بسته نزدیک واحد خواهد شد و کنترل کننده اثری ندارد. در فرکانس های حدود ۱ کیلو هرتز، تقویت کننده باعث

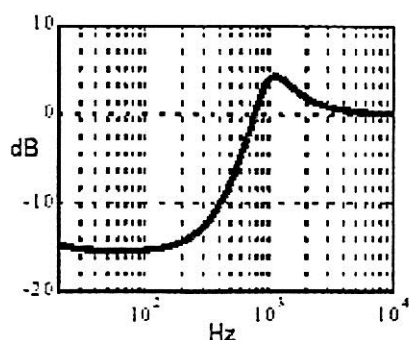
برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تقویت نویز می شود. انی تقویت برای بسیاری از سیستم های عملی در گوشی غیرقابل اجتناب است که این امر در انتگرال *Bode* پیشنهاد شده است [۷].

$$\int \log|s(w)|dw = \square \quad (2-1)$$

این انتگرال از لگاریتم اندازه ی *S* روی ناحیه ی فرکانسی گرفته می شود و بیان می کند که در یک رنج فرکانسی کامل مجموع تقویت و تضعیف برابر صفر است. این عمل را به اصطلاح اثر بستر آب<sup>۱</sup> نامند.

همانطوریکه در شکل (۱-۵) نشان داده شده بیانگر این است که اگر در یک رنج فرکانسی تضعیف داشته باشیم، در یک رنج فرکانسی دیگر تقویت خواهیم داشت [۷].



شکل (۱-۵) تضعیف صوت به روش آنالوگ [۷]

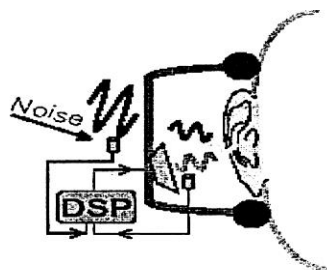
همانطوری که نشان داده شده تضعیف صوت به روش آنالوگ می تواند در هدفون های فعال مورد استفاده قرار گیرد. اما نحوه ی تضعیف صوت، بصورت ثابت وبدون توجه به اندازه ی نویز ورودی انجام می شود. این محدودیت ها برای کنترل کننده های آنالوگ به بهترین مزیت ها برای کنترل کننده های دیجیتال، بدل شده است. زیرا کنترل کننده های دیجیتال وقتی می توانند تغییرات در فضا را دنبال کنند و در نهایت قادرند که کاربرد اصلی را به بیشترین حد ممکن از کارایی برسانند.

(۱-۵-۳) تضعیف صوت به روش دیجیتال در هدفون

<sup>۱</sup> water - bed

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

کاربرد سیستم های وقتی در کنترل فعال نویز در دهه ی ۱۹۸۰ بوسیله ی *Allie* و *Erikson , Rovre* مطرح شد [۲۲، ۲۳]. شکل (۱-۶) معرف این ساختار است.



شکل (۱-۶) سیستم تضعیف صوت به روش دیجیتال در هدفون

کنترل فعال نویز به روش دیجیتال نیاز به شناسایی و فیلتر کردن سریع نویز اولیه- به منظور هدایت به موقع آن به سمت بلندگو و حذف نویز اولیه- دارد. تاخیر شدید و طولانی در مسیر کنترل دیجیتال به این معنی است که سیگنال حذف کننده برای حذف نویز بسیار دیر می رسد. تاخیر در کنترل کننده های دیجیتال معمولاً شامل تأخیر نمونه برداری بوسیله ی پردازنده های *DSP*، مبدل *A/D* مبدل *D/A* و تأخیر فاز در فیلترهای پایین گذر است. اگر مجموع تاخیر الکتریکی بر تأخیر آکوستیکی (که از میکروفن ورودی تا بلندگوی حذف کننده است) تجاوز کند، فیلتر وقتی بصورت غیر علی در خواهد آمد. در نتیجه تضعیف سیگنال باند پهن دچار مشکل می شود و فقط نویزهای باند باریک آمی توانند به خوبی تضعیف شوند [۱، ۱۲]. بعلت کوچک بودن سائز هدفون ها، تاخیر آکوستیکی معمولاً کم خواهد بود و تنها اگر یک *DSP* بسیار قوی مورد استفاده قرار گیرد، تأخیر الکتریکی بر تأخیر آکوستیکی فائق می آید [۷]. در نتیجه هنگام استفاده از *DSP* ها، کار ما به حذف نویزهای باند باریک بسیار کاربردی هستند، حتی اگر با زمان تغییر کنند و در این حالت می توانند بهتر از سیستم های آنالوگ کار کنند [۷]. ولی کنترل کننده های آنالوگ می توانند کارائی بهتری در تضعیف نویزهای باند پهن با تأخیر الکتریکی کم ارائه دهند. پس کدامیک بهتر است؟

۱-۵-۴) تضعیف صوت بوسیله ی ترکیب سیستم های آنالوگ و دیجیتال در هدفون

<sup>۱</sup> broad band

<sup>۲</sup> - narrow band



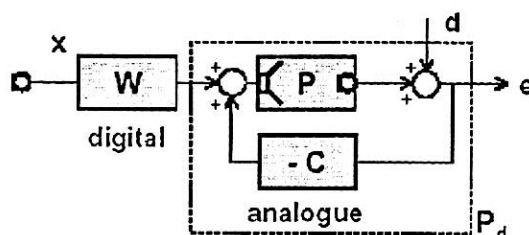
## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بهترین راه حل این است که هر دو سیستم را با هم ترکیب کنیم و از فایده های آنها استفاده ببریم. بوسیله ی سیستم آنالوگ نویزهای باند پهن و بوسیله ی سیستم دیجیتال نویزهای باند باریک را تضعیف کنیم.

فواید عمومی ترکیب کنترل فعال نویز بصورت پیشخور<sup>۱</sup> و پسخور<sup>۲</sup> بوسیله ی *Rafaely, Tseng* و *Elliott* در سال ۱۹۹۸ توضیح داده شده است [۲۴]. ترکیب پسخور آنالوگ و پیشخور دیجیتال در هدفون بوسیله ای *Carme, Winbegetal* در سال ۱۹۹۹ آزمایش شد [۲۵ و ۲۶].

همانطوریکه در شکل (۷-۱) نشان داده شده، خروجی های کنترل کننده ی پسخور آنالوگ با کنترل کننده ی پیشخور دیجیتال در ورودی بلندگو ترکیب می شوند.

در این سیستم جدید که از کنترل کننده های آنالوگ و دیجیتال استفاده می برد، کنترل کننده ی آنالوگ و کنترل کننده ی دیجیتال به ترتیب  $p$  و  $Pd$  را کنترل می کنند که  $Pd$  شامل زنجیره ی کنترلی آنالوگ است.



شکل (۷-۱) دیاگرام بلوکی سیستم تضعیف صوت بوسیله ی ترکیب آنالوگ و دیجیتال در هدفون

پس با استفاده از ترکیب آنالوگ و دیجیتال و با کمک گرفتن از روش غیرفعال می توانیم حفاظت مناسبی در برابر نویز ایجاد کنیم.

### (۶-۱) نتیجه گیری

در این فصل ضمن بیان علت های نیاز به کنترل نویز آکوستیکی، روش های فعال و غیرفعال را معرفی کرده و نقاط ضعف و قوت آنها را بررسی کردیم و به این نتیجه رسیدیم که برای حذف نویزهای فرکانس پایین (زیر ۵۰۰ هرتز)، روش فعال مناسب تر است. در پایان این فصل، در کاربرد گوشی فعال

<sup>۱</sup>-Feed forward

<sup>۲</sup>-Feedback

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

به این نتیجه رسیدیم که استفاده از سیستم دیجیتال با کنترل وقتی، برای حذف نویزهای باند باریک، و ترکیب سیستم های آنالوگ و دیجیتال برای کنترل نویزهای باند پهن، مناسب است. در فصل بعدی درباره ی اصول کار فیلترهای وقتی صحبت خواهیم کرد.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

# فصل دوم



## اصول فیلترهای افقی

WikiPower.ir

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تحقیقات اخیر نشان می دهد که در میان روش های متعدد بکار گرفته شده در سیستم های کنترل فعال نویز، فیلترهای وفقی بطور بسیار موفق و موثری مورد استفاده قرار گرفته اند. لذا در این فصل اصول کار این فیلترها توضیح داده می شود.

### ۱-۲) مقدمه

در حالت هایی که مشخصات سیستم آکوستیکی مورد نظر، در طی کنترل فعال نویز، ثابت و یا با تغییرات جزئی همراه باشد. لازم است که مدل سازی ابتدایی از سیستم صورت پذیرد. به عبارتی دیگر سیستم آکوستیکی را می توان با استفاده از تکنیک مدل سازی غیر همزمان مدل کرد. ولی در اکثر مواقع، سیستم مذکور با گذشت زمان و بدون توجه به دقت مدل سازی انجام شده، نسبت به مدل متناظر دچار اختلاف می شود. سیستم های کنترل فعال نویز معمولاً به علت تغییرات سیستم آکوستیکی، شرایط محیطی و تغییر رفتار سنسورها و محرک ها در اثر استحکاک کاری، سیستم های متغیر با زمان می باشند [۲۷]. همچنین در بسیاری از کاربردهای کنترل فعال، نویز اولیه ثابت نبوده و در نتیجه کنترلر باید به گونه ای تطبیق داده شود که بتواند تغییرات در مشخصات نویز اولیه را ردگیری نماید [۲۷]. در مجموع می توان بیان داشت که کنترل فعال نویز به صورت کاملاً تطبیقی مورد نیاز می باشد تا عمل شناسایی و کنترل به صورت همزمان انجام پذیرد. امروزه با پیشرفت پردازشگرهای دیجیتال و کاهش قیمت آنها، تکنیک های تطبیقی بصورت گسترده ای در طراحی سیستم های کنترل فعال نویز بکار گرفته می شوند. کنترل تطبیقی باید بگونه ای باشد که امکان نمایش دقیق سیستم آکوستیکی را فراهم نماید و در عین حال لازم است که محاسبات کنترلر به اندازه کافی سریع باشد تا بتواند مساله ی علیت را تضمین نماید [۱۲].

در فیلترهای وفقی هنگامیکه سیگنال مبنا به خوبی با نویز اولیه مرتبط است، می توان از کنترل پیشخوراند وفقی استفاده نمود که دیگر یک کنترل حلقه باز نمی باشد [۳]. هنگامیکه سیگنال مبنای مرتبط با منبع صوتی اولیه در اختیار نبوده و یا اینکه سیگنال های مبنای متعددی در محفظه آکوستیکی وجود داشته باشد، آنگاه بکارگیری روش کنترل فعال نویز به طریق پیشخوراند غیر عملی است در این شرایط، کنترل پسخوراند توصیه می شود [۳]. برای این نوع کنترلرها، سیگنال های خطای باقیمانده به تنهایی برای فعال کردن منابع ثانویه بکار می روند.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

هم اکنون در مخابرات، رادار، سونا، زلزله شناسی، طراحی مکانیکی، ناوبری و مهندسی پزشکی از سیستم های وقتی استفاده می شود.

در این فصل سیستم های وقتی مورد بررسی قرار خواهد گرفت. همچنین الگوریتم های مختلف وقتی مطرح شده و الگوریتم  $LMS$  به طور کامل بررسی می گردد. در این مباحث نتایج روابط مطرح شده اند و اثبات آنها در مراجع آمده است. در فصل سوم نیز الگوریتم های  $FU-$  و  $FBFXLMS$ ,  $FXLMS$  و  $RLMS$  که نمونه ای از الگوریتم های مطرح در کنترل فعال نویز می باشند، بیان شده است.

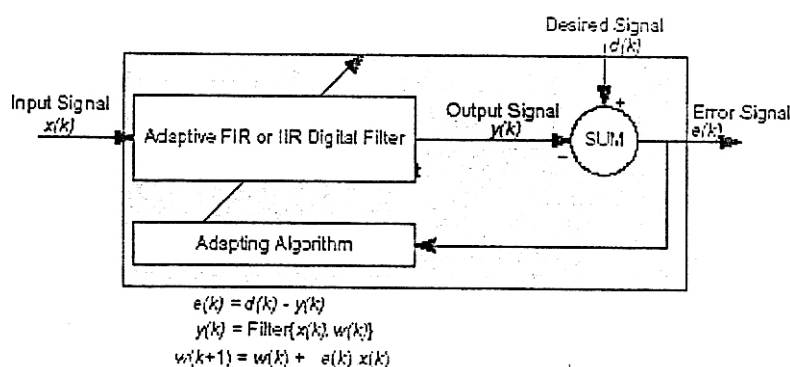
## ۲-۲) فیلتر وقتی

یک فیلتر دیجیتالی وقتی شامل دو قسمت می باشد:

۱) بخش فیلتر دیجیتالی

۲) الگوریتم وقتی به منظور بهینه سازی ضرایب فیلتر

نمای کلی از فیلترهای وقتی در شکل (۲-۱) نشان داده شده است که در آن  $d(k)$  پاسخ دلخواه (یا سیگنال ورودی اولیه).  $y(k)$  خروجی فیلتر،  $x(k)$  سیگنال ورودی مرجع و  $e(k)$  سیگنال خطای سیستم می باشد. همچنین فرض می کنیم  $d(k)$  و  $x(k)$  از لحاظ استاتیکی ایستا باشند. الگوریتم وقتی ضرایب فیلتر دیجیتالی را با کمینه کردن تابع سطح خطا،  $MSE$ ، تنظیم می نماید.



شکل (۲-۱) ساختار یک فیلتر وقتی دیجیتالی

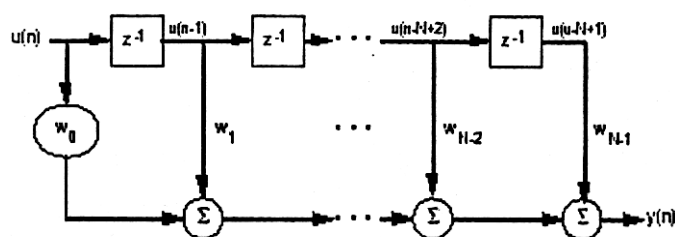
توابع انتقال فیلترهای دیجیتالی به دو دسته تقسیم می شوند [۲۹]:

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

(۱) ساختار با پاسخ ضربه محدود (FIR)

(۲) ساختار با پاسخ ضربه نامحدود (IIR)

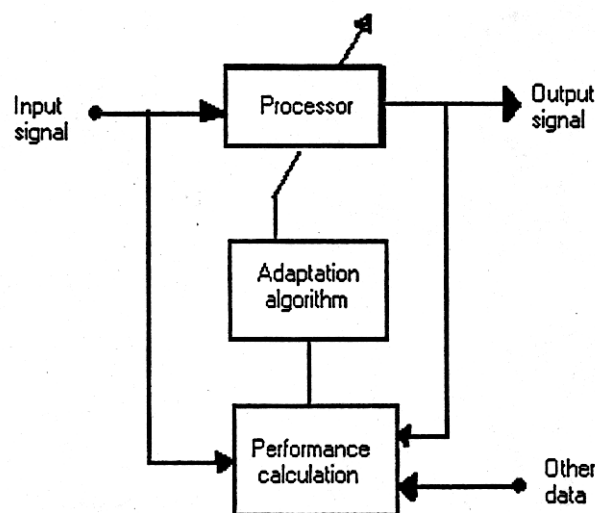
در سیستم های کنترل فعال نویز نیز هر دو نوع فیلتر مذکور قابل استفاده اند. در این تحقیق به دلیل ارزش پایداری فیلترهای FIR، این فیلتر با ساختار *Transversal* مورد توجه قرار گرفته است. عمده ترین دلیل استفاده از این ساختار، سادگی آن است که باعث کاهش محاسبات و در نتیجه سادگی سیستم می گردد. دیاگرام بلوکی این ساختار در شکل (۲-۲) دیده می شود.



شکل (۲-۲) دیاگرام بلوکی یک فیلتر FIR با ساختار *Transversal*

در ساختار فوق،  $N$  مرتبه فیلتر است. همچنین با توجه به نحوه ی تنظیم ضرایب سیستم های افقی، می توان آنها را به دو دسته حلقه بسته و حلقه باز تقسیم بندی نمود [۳]. در سیستم حلقه باز، اطلاعات لازم با اندازه گیری سیگنال ورودی و دیگر خصوصیات مورد لزوم محیط جمع آوری شده و به کمک الگوریتم تحت پردازش قرار می گیرند. در سیستم حلقه بسته، پسخوری از عملکرد کلی سیستم در هر مقطعی از مراحل تنظیم ضرایب بطور اتوماتیک تهیه شده و در واحد پردازشگر بوسیله ی الگوریتم مناسبی که این عملکرد را بهینه می سازد، مورد پردازش قرار می گیرد. شکل (۳-۲) دیاگرام بلوکی سیستم افقی حلقه بسته را نشان می دهد.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۲-۳) دیاگرام بلوکی سیستم افقی حلقه بسته

نکته ی مهم دیگر این است که تمام مباحث مربوط به الگوریتم *LMS* بر مبنای ایستادن بودن ورودی استوار می باشد. در صورتیکه ورودی غیرایستاد باشد، یعنی خواص آماری آن با زمان تغییر کند، هرگز به نقطه بهینه نخواهیم رسید، بلکه در حوالی آن قرار داریم، زیرا در این حالت شکل سطح عملکرد ثابت نمی باشد و مرتباً کاسه عملکرد یا به عبارتی مقدار مینیمم سطح عملکرد با زمان تغییر می کند [۳۲]. اگر تغییرات آماری ورودی بسیار سریع باشد، باید سرعت الگوریتم به نحوی باشد که بتواند آن را تعقیب کند [۳۳].

سیستم های افقی حلقه بسته بر سیستم های افقی حلقه باز ارجحیت دارند و اکثراً در طراحی ها مورد استفاده قرار می گیرند. بخصوص زمانی که پارامترهای یک سیستم فیزیکی متغیر بوده و مقادیر آنها دقیقاً قابل پیش بینی نباشد. یک سیستم حلقه بسته، به علت دربرداشتن فیدبکی از عملکرد کلی سیستم، می تواند عمل تنظیم را به خوبی انجام دهد.

سیستم های افقی شامل فیلترهای افقی می باشند. گاهی اوقات یک سیستم افقی فقط یک فیلتر افقی است. در طراحی فیلترهای افقی، همواره باید دو موضوع مشخص شود. اول معماری که بر اساس آن باید سیستم هدایت شود و دوم یک الگوریتم مناسب افقی که عمل هدایت را انجام دهد. در سیستم حلقه باز این معیار خصوصیتی از سیگنال ورودی، یا اطلاعات متفرقه است. در حالی که در سیستم حلقه بسته علاوه بر این خصوصیات معیار هدایت سیستم، تابعی از سیگنال خروجی نیز خواهد بود.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۲-۲-۱) محیط های کاربردی فیلترهای افقی [۳-۲۸]

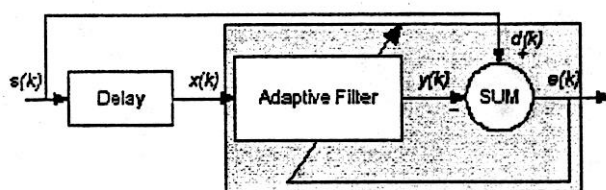
فیلترهای افقی دارای چهار ساختار کاربردی به شرح زیر می باشند:

(۱) پیشگویی<sup>۱</sup>

برای پیشگویی یک داده،  $s(k)$  می توان با استفاده از داده های قبلی و ساختاری همانند شکل (۲)-

(۴)

داده ی جدید ( $y(k) \approx \hat{s}(k)$ ) را بدست آورد.



شکل (۲-۴) دیاگرام بلوکی ساختار مدل پیشگویی کننده افقی

برای انجام عمل پیشگویی بایستی خطا که حاصل تفاضل سیگنال ورودی ( $d(k)=s(k)$ ) با سیگنال

پیشگویی شده ( $y(k) \approx \hat{s}(k)$ ) است، مینیمم شود. با مینیمم شدن خطا می توان بیان کرد که:

$s(k) \cong \hat{s}(k)$  از این ساختار برای حذف سیگنال های پرریودیک استفاده می شود.

(۲) شناسایی سیستم<sup>۲</sup> (مدل سازی سیستم)

اگر بخواهیم فرآیندی را کنترل کنیم، ابتدا بایستی آن فرآیند شناخته شود؛ بدین منظور بوا سطحی

ناشناخته بودن آن فرآیند (فرآیندی ثابت است و یا متغیر)، بهتر است که از فیلترهای افقی و از ساختاری

شبه شکل (۲-۵) استفاده کنیم. در این ساختار فیلتر افقی بصورت موازی با سیستم ناشناخته قرار می

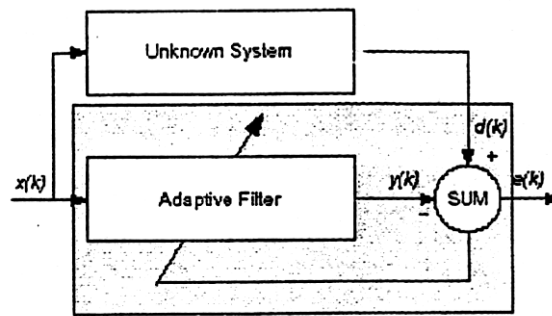
گیرد.

<sup>۱</sup>- Prediction

<sup>۲</sup>-system identification



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

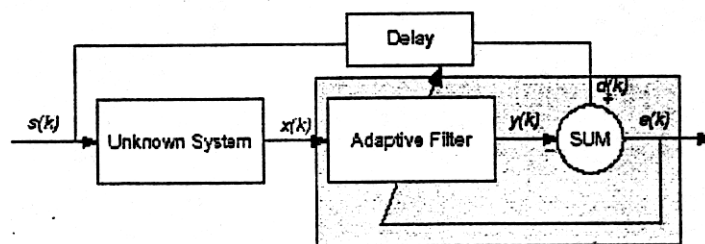


شکل (۵-۲) دیاگرام بلوکی مدل شناسائی سیستم

همانطوریکه در شکل (۵-۲) مشاهده می شود، به ازای یک ورودی یکسان، خروجی فیلتر با خروجی سیستم ناشناخته مقایسه می شود تا اینکه خطای سیستم  $e(k)$  حاصل شود. سپس خطا را به یک الگوریتم وفقی وارد می کنیم، و این فرآیند را ادامه خواهیم داد تا وقتی که خطا به حداقل مقدار ممکن برسد. در نهایت فیلتر وفقی نمایشی از آن سیستم ناشناخته است. بعنوان مثال برای کنترل نویزهای آکوستیکی از این ساختار استفاده می شود که در فصل سوم به بررسی آن می پردازیم.

### (۳) فیلتربندی معکوس<sup>۱</sup>

همانطوریکه در شکل (۶-۲) مشاهده می شود، از یک فیلتربندی معکوس (یا برابر کننده تطبیقی) برای جبران خطای ایجاد شده بوسیله خط انتقال، استفاده می شود. استفاده از این تاخیر باعث علی<sup>۲</sup> شدن سیستم می شود.



شکل (۶-۲) دیاگرام بلوکی مدل فیلتربندی معکوس

<sup>۱</sup>-Inverse filtering & Equalization

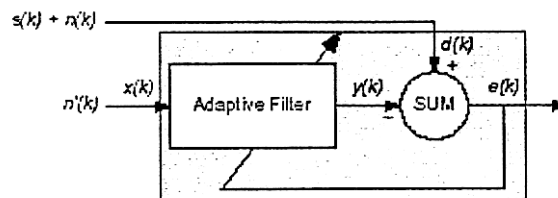
<sup>۲</sup>-Causal

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بعنوان مثال اگر بخواهیم سیگنال مغز را بدست آوریم، هنگام عبور این سیگنال از سنسورها، تغییراتی روی آن حادث خواهد شد. بواسطه ی این امر و برای بدست آوردن مقدار واقعی، سیگنال تغییر یافته را از یک فیلتر وقتی که دارای پاسخی عکس پاسخ سنسورها می باشد، عبور می دهیم. بدین ترتیب می توان سیگنال مطلوب را بدست آورد.

(۴) حذف نویز (تخمین فرآیند مشترک)<sup>۲</sup>

همانطوریکه در شکل (۷-۲) مشاهده می شود، از این ساختار برای حذف سیگنال ناخواسته که با سیگنال مطلوب جمع شده است، استفاده می شود.



$$e(k) = (s(k) + n(k)) - n(k) = s(k)$$

$$y(k) = n(k), d(k) = s(k) - n(k)$$

شکل (۷-۲) دیاگرام بلوکی مدل تخمین فرآیند مشترک

از این ساختار برای حذف نویز در ارسال صدای خلبان، تشخیص صدای قلب جنین و.... استفاده شده است. بعنوان مثال، برای تشخیص صدای قلب جنین بایستی از دو سنسور استفاده کرد. یکی از سنسورها را برای دریافت سیگنال قلب مادر،  $n(k)$  روی قلب مادر و دیگری را برای دریافت ترکیب سیگنال قلب جنین،  $s(k)$  و سیگنالی وابسته به سیگنال قلب مادر،  $n(k)$ ، روی شکل مادر قرار داد. با استفاده از ساختار فوق، مشاهده می شود که خروجی فیلتر، سیگنالی شبیه سیگنال قلب مادر است،  $n(k)$   $\approx y(k)$ ، در نتیجه خطای سیستم وقتی (خروجی سیستم) همان صدای قلب جنین است.

۳-۲) الگوریتم های وقتی

<sup>۱</sup>- Noise Cancelling

<sup>۲</sup>-Joint Process Estimation

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

الگوریتم های وقتی روش هایی هستند که بر اساس آنها می توان ضرایب فیلتر وقتی را به گونه ای تغییر داد که خروجی مطلوب حاصل گردد. در واقع الگوریتم مشخص می کند که ضرایب مدل چه مقدار و در چه جهتی باید تغییر کنند تا در نهایت سیستم وقتی بتواند معیار مشخص شده را تامین نماید. برای تنظیم ضرایب فیلتر وقتی معمولاً معیار متوسط مربع خطا ( $MSE$ ) را به کار می برند، یعنی ضرایب را به گونه ای تغییر می دهند که  $MSE$  مینیمم گردد. برای این کار الگوریتم های متعددی مطرح شده اند. آنچه که در هر الگوریتم دنبال می شود، محاسبه ی بردار ضرایب است. به عبارت دیگر می توان گفت، در هر الگوریتم، مقصود محاسبه ی بردار وزن بهینه است که آنرا با  $W$  یا  $W_{opt}$  نشان می دهند و منظور از محاسبه  $W^*$  تعیین مقادیر بردار  $W$  است به گونه ای که معیار  $MSE$  را مینیمم کند. الگوریتم های وقتی را می توان با دو روش بررسی کرد یکی روش تحلیلی است که در این روش با استفاده از دیگرام بلوکی یک سیستم وقتی معادلات ریاضی آن نوشته می شود. این معادلات با توجه به فرض های قابل قبول ساده می شوند و نهایتاً روابطی بدست خواهد آمد که با محاسبه ی آنها، بردار وزن بهینه بدست می آید. این روش ضمن بررسی تحلیلی و تئوری سیستم وقتی نشان می دهد امکان محاسبه بردار وزن، به طوری که معیار  $MSE$  مینیمم شود، وجود دارد.

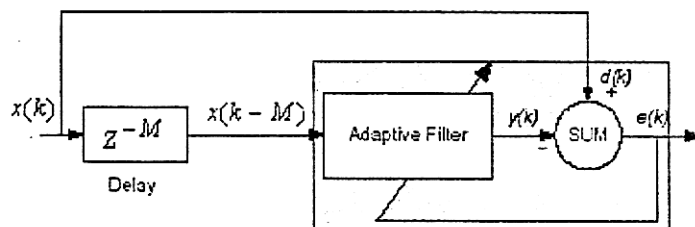
روش دیگر بررسی الگوریتم های وقتی، استفاده از روش های جستجوی می باشد. در روش جستجو الگوریتم هایی مطرح می شوند که با پیاده سازی آنها، سیستم وقتی قابل مشاهده می باشد. در این روش الگوریتم های مختلفی مطرح هستند که استفاده از هر کدام به نوع مسئله و مشخصات سیگنال ورودی سیستم وقتی بستگی دارد. اکنون دو روش مزبور را مورد بررسی قرار می دهیم.

### ۲-۴) روش تحلیلی [۳]

در روش تحلیلی برای نوشتن معادلات، از بین کاربردهای مختلف سیستم های تطبیقی یک پیشگویی کننده وقتی، مطابق با شکل (۲-۸) در نظر می گیریم. همانگونه که از شکل پیداست،  $X_k$  سیگنال ورودی سیستم وقتی می باشد که نمونه های تاخیر یافته آن،  $X_{k-m}$  به ورودی فیلتر وقتی اعمال می شود. همچنین خروجی سیستم با  $Y_k$  نشان داده شده است. ضرایب فیلتر وقتی باید به گونه ای تغییر

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

یابد که خروجی فیلتر واقعی یعنی  $y_k$  به  $x_k$  نزدیک شود تا در نهایت خطای سیستم به مقدار مینیمم خود برسد.



شکل (۸-۲) دیاگرام بلوکی پیشگویی کننده افقی

بر حسب تعریف، در این ساختار  $x_k$  را ورودی مطلوب<sup>۱</sup> می نامند و آن را با  $d_k$  نشان می دهند. همچنین میزان تاخیرها به تعداد وزن هایی بستگی دارد که برای وفق دهی سیستم استفاده می گردد. در واقع فیلتر افقی با توجه به میزان خطا ( $\epsilon_k$ ) ضرایب وزن ها را آنقدر تغییر می دهد تا خطا مینیمم شود.

۲-۴-۱) تابع عملکرد سیستم افقی

بردار نمونه های ورودی سیستم افقی،  $x_k$  به دو صورت زیر بیان می شود [۳]:

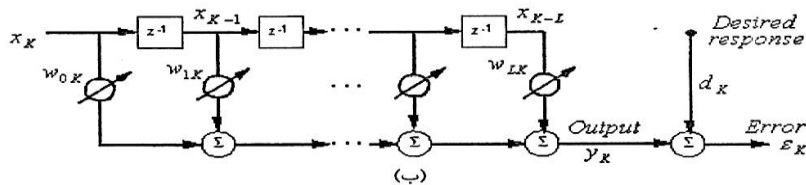
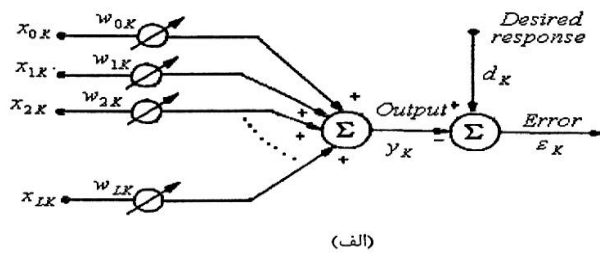
الف) با یک ورودی<sup>۲</sup> ب) با چند ورودی<sup>۳</sup>. شکل (۹-۲) سیستم افقی را با دو نوع ورودی یاد شده نشان می دهد.

<sup>۱</sup>-Desired Input

<sup>۲</sup>-Single input

<sup>۳</sup>-Multi input

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرمان سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۹-۲): (الف) نمایش سیستم وقتی با چند ورودی (ب) نمایش سیستم وقتی با یک ورودی

مقادیر بردار  $X_k$  برای هر حالت از قرار زیر است:

$$X_k = [X_{0k} X_{1k} \dots X_{Lk}]^T \quad (۱-۲)$$

$$X_k = [X_k X_{k-1} \dots X_{k-L}]^T \quad (۲-۲)$$

بردار  $X_k$  ستونی است و علامت  $T$  (ترانسپوز) معرف ستونی بودن آن است. با توجه به شکل (۹-۲)

خروجی فیلتر وقفه،  $y_k$  برای هر حالت عبارت است از:

$$(۳-۲)$$

$$y_k = \sum_{i=0}^L w_{ik} x_{ik} \quad (۴-۲)$$

که  $W_k$  نیز یک بردار ستونی است:

$$W_k = [w_{0k} w_{1k} \dots w_{Lk}]^T \quad (۵-۲)$$

با در نظر گرفتن بردارهای  $W_k$  و  $X_k$  می توان  $y_k$  را به صورت زیر نوشت:

$$y_k = x_k^T W_k = W_k^T X_k \quad (۶-۲)$$

با توجه به شکل (۹-۲) واضح است که خطا،  $\epsilon_k$  از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$\epsilon_k = d_k - y_k \quad (۷-۲)$$

با جایگزینی رابطه ی (۶-۲) در معادله فوق خواهیم داشت:

$$\epsilon_k = d_k - X_k^T W_k = d_k - W_k^T X_k \quad (۸-۲)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

اگر معیار  $MSE$  را به کار ببریم خواهیم داشت:

$$MSE = \xi = E[\varepsilon_k^2] = E[d_k^2] + W^T R W - 2P^T W \quad (9-2)$$

که در آن مقادیر  $P$  و  $R$  روابط زیر می باشند:

$$R = E[X_k X_k^T] \quad (10-2)$$

$$P = E[d_k X_k] = E[d_k X_{0k} \ d_k X_{1k} \ \dots \ d_k X_{Lk}] \quad (11-2)$$

$R$  را ماتریس همبستگی ورودی<sup>۱</sup> می نامند. با توجه به رابطه ی (۹-۲) در صورتی که پاسخ مطلوب ورودی و مولفه های ورودی متغیرهای تصادفی ایستاد باشند، متوسط مربع خطا،  $MSE$ ، یک تابع درجه دوم از اجزای بردار ضرایب،  $W$ ، خواهد بود. که  $MSE$  در حالت  $N$  بعدی،  $N-1$  وزن دارد و شکل آن یک هایپرپارابولوئید<sup>۲</sup> می باشد. بنابراین تابع (۹-۲) فقط دارای یک مینیمم منحصر به فرد است. شکل (۲-۱۰) سطح عملکرد  $MSE$  را در حالت دو وزنی نشان می دهد. همانطور که انتظار می رود در حالت دو وزنی  $MSE$  به شکل یک سهمی<sup>۳</sup> می باشد. شکل  $MSE$  را سطح عملکرد خطا می نامند.

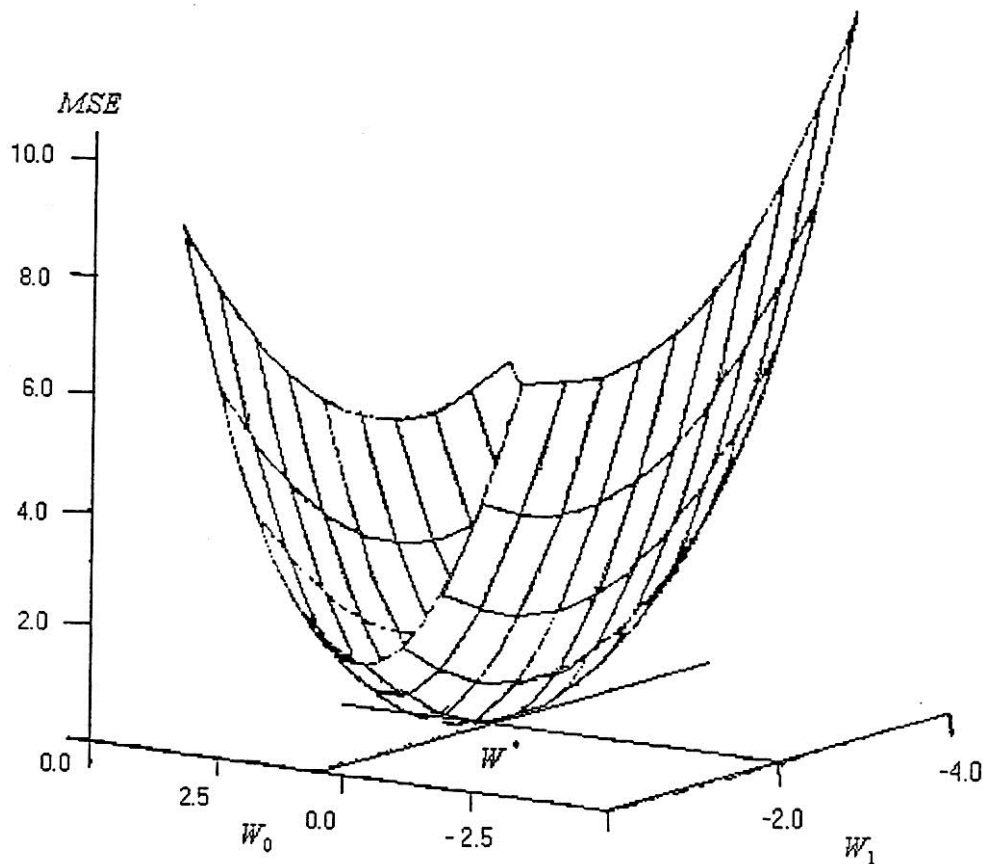
WikiPower.ir

<sup>۱</sup>-Input Correlation Matrix

<sup>۲</sup>-Hyperparaboloid

<sup>۳</sup>-Paraboloid

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۲-۱۰) منحنی متوسط مربع خطا برای حالت سیستم با دو وزن [۲]

WWWIKIPOWER.IR

۲-۴-۲) گرادیان یا مقادیر بهینه بردار وزن

برای بدست آوردن مقادیر بهینه<sup>۱</sup> ضرایب بردار وزن،  $W$ ، باید مشتق  $MSE$  نسبت به ضرایب بردار وزن را برابر صفر قرار داد. بنابراین خواهیم داشت:

$$\nabla(\xi) = \nabla = \frac{\partial \xi}{\partial W} = \left[ \frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_l} \right] = 2RW - 2P \quad (۱۲-۲)$$

این مشتق نسبی را اصطلاحاً بردار گرادیان<sup>۲</sup> نامیده و با  $\nabla$  نشان می دهند. واضح است که بردار گرادیان تابعی از  $\xi$  خواهد بود. در رابطه (۲-۱۲)،  $R$  و  $P$  همان روابط (۲-۱۰) و (۲-۱۱) می باشند. با صفر قرار دادن بردار گرادیان مقادیر بهینه ی بردار وزن بدست می آید:

$$= 2RW - 2P = 0 \quad \nabla (۱۳-۲)$$

<sup>۱</sup>- Optimum

<sup>۲</sup>- Gradient

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بنابراین خواهیم داشت:

$$W^* = R^{-1}P \quad (14-2)$$

رابطه (۱۴-۲) در واقع  $N$  معادله ی خطی همزمان می باشد. شرط داشتن جواب آن است که ماتریس  $R$  مثبت معین<sup>۱</sup> باشد. رابطه ی (۱۴-۲) بیانی از رابطه ی ماتریسی وینر می باشد [۳۰].

حل معادله ی (۱۴-۲) مشکل می باشد. برای ساده شدن آن، می توان از خواص بردارها و مقادیر مشخصه<sup>۲</sup> ماتریس  $R$  استفاده کرد. در این صورت ماتریس همبستگی ورودی بصورت زیر در می آید [۳]:

$$R = Q\Lambda Q^{-1} \quad (15-2)$$

$$RQ = Q\Lambda$$

که در آن  $Q$  ماتریس بردارهای مشخصه یا ماتریس وضعی<sup>۴</sup> نام دارد و  $\Lambda$  ماتریس مقادیر مشخصه است که قطری می باشد.  $R$  را در این حالت شکل نرمال ماتریس همبستگی ورودی می نامند. ابعاد ماتریس های  $\Lambda$  و  $Q$  برابر با ابعاد ماتریس  $R$  می باشد. بنابراین از درجه ی  $(L+1) \times (L+1)$  می باشند، که  $L+1$  تعداد اوزان فیلتر است. وقتی  $R$  از رابطه ی ۱۵-۲ محاسبه شود با استفاده از آن رابطه ی ۱۴-۲ ساده شده و  $W$  براحتی محاسبه می گردد.

از آنجا که ماتریس همبستگی  $R$  متقارن است می توان از خواص ماتریس های  $\Lambda$  و  $Q$  استفاده کرد. این خواص عبارتند از [۳]:

$$(1) \quad Qm^T Qn = 0 \quad \text{یعنی: متعامد هستند یعنی:}$$

$$(2) \quad QQ^T = I \Rightarrow Q^{-1} = Q^T \quad \text{یعنی:}$$

$$(3) \quad \Lambda \geq 0 \quad \text{از آنجا که } R \text{ معین مثبت است بنابراین ماتریس مقادیر ویژه مثبت است. یعنی:}$$

اکنون با محاسبه ی  $W^*$  می توان  $MSE$  مینیمم را بدست آورد. برای محاسبه ی  $MSE$  مینیمم، کافی

است مقادیر وزن بهینه،  $W^*$  را در رابطه ی  $MSE$  (یعنی ۹-۲) قرار داد. بنابراین خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \xi_{\min} &= E[d_K^2] + W^{*T} R W^* - \mathbb{P}^T W^* \\ &= E[d_K^2] + [R^{-1} \mathbb{P}]^T R R^{-1} \mathbb{P} - \mathbb{P}^T R^{-1} \mathbb{P} \end{aligned} \quad (16-2)$$

[۳]  $V^T R V > 0$  داشته باشیم.  $V$  مثبت معین است که برای هر بردار غیر صفر  $R$  طبق تعریف در صورتی ماتریس -

<sup>۲</sup>-Eigenvector

<sup>۳</sup>-Eigenvalue

<sup>۴</sup>-Modal Matrix



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

با در نظر گرفتن بعضی از خواص ماتریس ها و همچنین با استفاده از متقارن بودن  $R$  یعنی با استفاده

از روابط زیر:



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## فصل ۱- $AA^{-1}=I, [AB]^T=B^T A^T$

$$R^T = R \Rightarrow [R^{-1}]^T = R^{-1}$$

خواهیم داشت:

$$\xi_{\min} = E[d_K^2] - P^T R^{-1} P = E[d_K^2] - P^T W^* \quad (17-2)$$

رابطه ی ۱۷-۲ نشان می دهد در صورتیکه  $E = [d_K^2]$  با  $P^T W^*$  مساوی نشود،  $\xi_{\min}$  صفر

نخواهد شد با توجه به مقدار بدست آمده برای  $\xi_{\min}$  رابطه ی ۹-۲ زیر بدست می آید:

$$\xi = \xi_{\min} + (W - W^*)^T R (W - W^*) \quad (18-2)$$

رابطه ۱۸-۲ نشان می دهد در صورتی که الگوریتم همگرا شده و وزن های بهینه بدست آیند، به

$\xi_{\min}$  خواهیم رسید و  $\xi_{\min}$  نیز همیشه صفر نخواهد بود. می توان ثابت کرد وقتی اوزان بهینه بدست آیند

$(W=W^*)$  آنگاه به نتیجه ی تئوری فیلتر وینر می رسیم. به عبارت دیگر وقتی پاسخ ضربه فیلتر بهینه

شود، آنگاه سیگنال خطا با سیگنال ورودی غیر همبسته خواهد شد. پس می توان نوشت:

$$E[\varepsilon_K X_K] = 0 = P - RW \Rightarrow W^* = R^{-1} P \quad (19-2)$$

۳-۴-۲) مفهوم بردارها و مقادیر مشخصه  $R$  روی سطح عملکرد خطا

با استفاده از روابط ۱۸-۲ و ۹-۲ می توان مفهوم بردارها و مقادیر ویژه را روی سطح عملکرد خطا

مشاهده کرد. منحنی  $\xi$  در حالت دو وزنی سه بعدی است و در شکل (۱۰-۲) رسم شده است. اگر

مقاطع سطح عملکرد خطا را با صفحاتی موازی صفحه  $W_0 W_1$  بدست آوریم، منحنی های بیضی شکلی

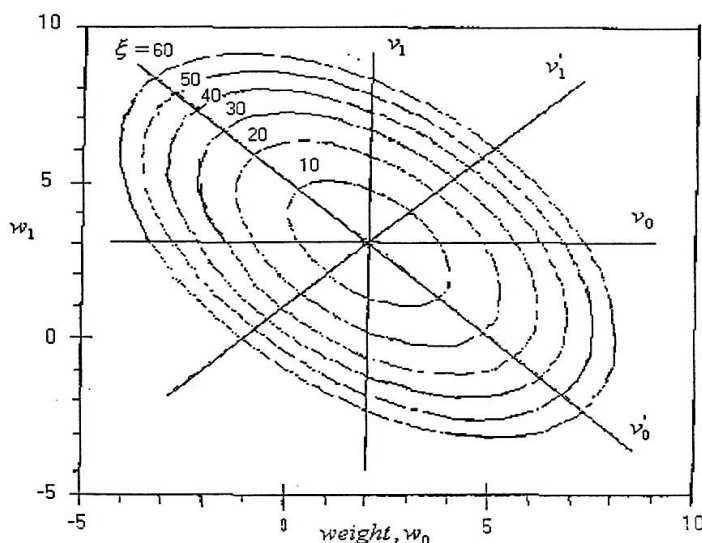
بدست می آید که با استفاده از رابطه ی ۹-۱ حاصل می شوند. این منحنی ها که در شکل (۱۱-۲) نشان

داده شده اند با رابطه ی زیر قابل بیان هستند:

$$W^T R W - \quad (20-2)$$

$$2P^T W = \text{const}$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۱۱-۲) مقاطع سطح عملکرد خطا با صفحاتی موازی صفحه  $w_0 w_1$  و محورهای مختصات  $w_0, w_1, v_0, v_1, v_0', v_1'$  [۳]

رابطه ۲-۲۰ نقاطی روی سطح عملکرد خطا را نشان می دهد که در آن نقاط مقدار  $\xi$  ثابت است و این نقاط همان منحنی های بیضوی در شکل (۱۱-۲) می باشند. مرکز محورهای مختصات را به مرکز بیضی انتقال داده تا مرکز محورهای مختصات جدید بر نقطه  $\xi_{\min}$  قرار گیرد. محورهای بدست آمده را با  $v'$  نشان می دهیم. در دستگاه مختصات جدید، دو خط وجود دارد که بر قطرهای بیضی منطبقند. این خطوط را محورهای اصلی<sup>۱</sup> می نامند. محورهای اصلی را با  $v$  نشان می دهیم. در حالت دو وزنی  $v$  شامل  $v_0$  و  $v_1$  و  $v'$  شامل  $v_0'$  و  $v_1'$  می باشد که در شکل (۱۱-۲) نشان داده شده است. بطور کلی در حالت  $L+1$  وزنی، محور مختصات وجود خواهد داشت. اگر رابطه ی گرادیان را در دستگاه مختصات با محورهای اصلی بنویسیم، به رابطه ی زیر می رسیم:

$$\left[ R - \frac{\mu}{2} I \right] v' = 0 \quad (2-21)$$

رابطه ۲-۲۱ نشان می دهد که  $v$  (محورهای مختصات اصلی) بردارهای ویژه ماتریس همبستگی ورودی  $R$  می باشد. بنابراین وقتی بردارهای ویژه  $R$  را بدست می آوریم به معنای آن است که دستگاه مختصات اصلی را بدست آورده ایم.

بطور خلاصه روابط  $\xi$  در سه دستگاه مختصات به ترتیب زیر می باشند:

$$\xi = \xi_{\min} + (W - W^*)^T R (W - W^*) \quad (2-22)$$

<sup>۱</sup>-principal Axes

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$$\xi = \xi_{\min} + V^T R V \quad (2-23)$$

$$\xi = \xi_{\min} + V'^T \Lambda V' \quad (2-24)$$

روابط (۲-۲۲) و (۲-۲۳) و (۲-۲۴) به ترتیب معادلاتی در دستگاه مختصات طبیعی<sup>۱</sup>، انتقال یافته و اصلی می باشند. جهت بدست آوردن دستگاه مختصات انتقال یافته و اصلی از روی دستگاه مختصات طبیعی، تبدیلات زیر صورت پذیرفته است:

$$V = W - W^* \quad (2-25) \text{ انتقال}$$

$$V' = Q^T V = Q^{-1} V \quad (2-26) \text{ چرخش}$$

اکنون مقادیر ویژه ی ماتریس همبستگی  $R$  را بررسی می کنیم. اگر از رابطه ی  $\xi$  در دستگاه مختصات اصلی یعنی (۲-۲۴) بردار گردان را محاسبه کنیم، مشاهده می شود که مقادیر ماتریس همبستگی ورودی مشتق دوم  $\xi$  در این دستگاه مختصات می باشند.

۲-۴-۴) شرط همگرا شدن به  $W^*$

اگر مقدار  $W^*$  بدست آید، قدرت خطا مینیمم خواهد شد. در صورتی به نقطه ی بهینه یا به  $W^*$  می رسیم که سیگنال ورودی ایستاد<sup>۳</sup> باشد یا به عبارت دیگر خواص آماری آن با زمان تغییر نکند. در این صورت نقطه ی مینیمم تابع  $\xi$  تغییر نکرده و ثابت باقی می ماند. بنابراین به  $W^*$  خواهیم رسید و در این حالت فیلتر وقتی به یک مقدار بهینه همگرا خواهد شد.

اگر سیگنال ورودی در فواصل ایستاد<sup>۴</sup> باشد (نقطه مینیمم در حال تغییر است، یعنی در شکل (۲-۱۰) کاسه سطح عملکرد خطا متغیر باشد)، در این صورت برای بدست آوردن  $W$  سیستم را باید در هر فاصله ی زمانی که ورودی ایستاد است. حل کرد، بنابراین روش تحلیلی بحث شده به روش وقتی بلوکی<sup>۵</sup> منجر خواهد شد.

<sup>۱</sup>-Natural

<sup>۲</sup>-Transiated

<sup>۳</sup>-Stationary

<sup>۴</sup>-Locally Statioary

<sup>۵</sup>Block Adaptive

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

اگر سرعت تغییرات ورودی زیاد باشد، برای رسیدن به نقطه ی مینیمم روی سطح عملکرد خطا باید سرعت بدست آوردن ضرایب بردار وزن از سرعت تغییرات ورودی بیشتر باشد. برای رسیدن به این هدف باید با ورود هر نمونه جدید، ضرایب تجدید<sup>۱</sup> شوند، برآورده شدن این هدف با روش جستجو امکان پذیر می باشد. در این حالت که سرعت تغییرات ورودی زیاد است، شکل سطح عملکرد دائماً در حال تغییر است و در نتیجه نقطه ی مینیمم نیز در حال تغییر می باشد. بنابراین نمی توان ادعا کرد به نقطه بهینه می رسیم بلکه در حوالی آن در حال نوسان می باشیم. در این حالت در صورتی می توان نقطه ی

می نیمم را دنبال کرد که سرعت تجدید ضرایب از سرعت تغییر خواص آماری سیگنال ورودی بیشتر باشد.

### ۲-۵) روش جستجو [۳]

در جستجو همانند روش تحلیلی مقصود بدست آوردن مقادیر بهینه بردار وزن یعنی  $W^*$  است به گونه ای که  $MSE$  مینیمم گردد. از آنجا که روش های جستجو بر مبنای روش گرادیان استوارند، ابتدا روش گرادیان بحث می گردد و سپس روش های دیگر جستجو مورد بررسی قرار می گیرند.

### ۲-۵-۱) الگوریتم جستجوی گرادیان

از رابطه ی (۲-۹) می دانیم که  $MSE$  یک تابع درجه دوم برحسب مولفه های بردار  $W$  بوده و مینیمم منحصر به فردی دارد. الگوریتم جستجوی گرادیان باید با تنظیم مقطعی ضرایب از هر نقطه دلخواه واقع بر سطح عملکرد به مینیمم آن نزول کند.

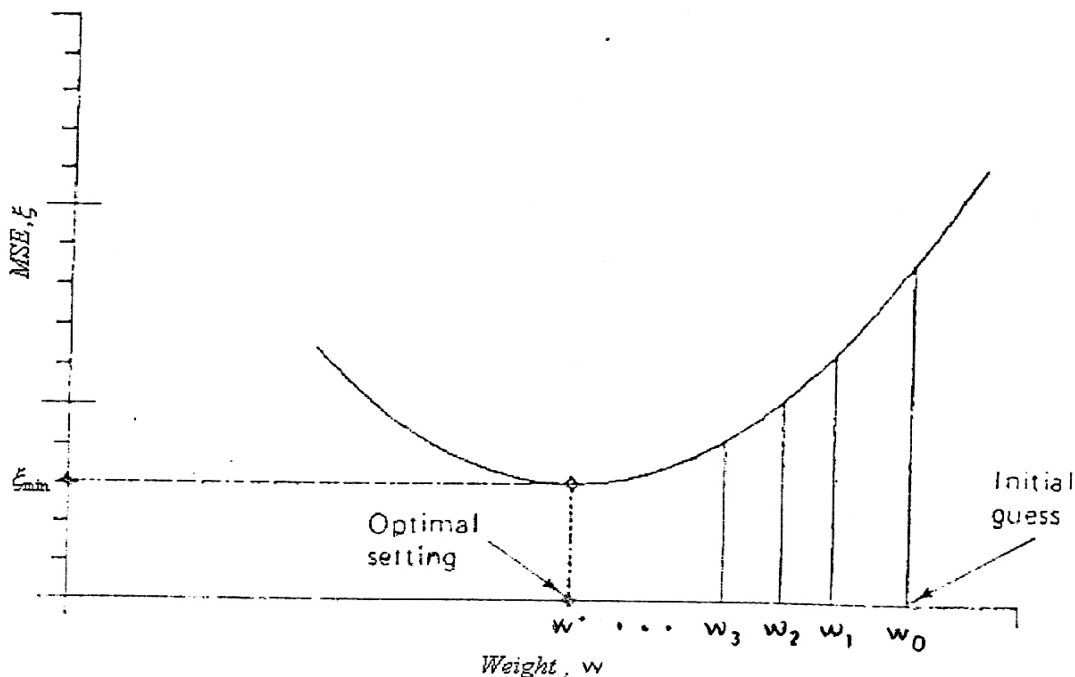
سطح عملکردها در حالت تک وزنی دو بعدی خواهد بود. در این حالت  $\xi$  بصورت (۲-۲۷) در می آید.

$$\xi = \xi_{\min} + \lambda(W - W^*)^2 \quad (2-27)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

واضح است که در حالت تک وزنی  $w_1$  و  $w_2$  با هم برابرند. زیرا در حالت تک وزنی انتقال و چرخش محورهای مختصات صورت نمی پذیرد. بنابراین مشتق دوم  $\xi$  در دستگاه طبیعی برابر با مشتق دوم در دستگاه اصلی است. یعنی  $w_1$  و  $w_2$  با هم برابرند.

شکل (۲-۱۲)،  $MSE$  را در حالت تک وزنی نشان می دهد. با توجه به شکل، نحوه ی عملکرد الگوریتم جستجوی گرادیان بررسی می گردد. ابتدا وزن  $w_0$  را به دلخواه انتخاب می کنیم. سپس شیب منحنی  $\xi$  را در نقطه ی  $w_0$  اندازه گیری می نمائیم. حال باید وزن جدید  $w_1$  را برحسب رابطه ای انتخاب کنیم تا در نهایت به  $w^*$  برسیم. بنابراین  $w_1$  را مجموع  $w_0$  و میزان شیب منحنی در نقطه ی  $w_0$  با جهت منفی در نظر می گیریم. با این توصیف مقدار جدید  $w_2$  برابر با حاصل جمع  $w_1$  با میزان شیب منحنی در جهت منفی در نقطه ی  $w_1$  است. پس مسیر حرکت به سمت نقطه ی مینیمم است و به  $w^*$  خواهیم رسید.



شکل (۲-۱۲) منحنی  $MSE$  در حالت تک وزنی

توصیفات یاد شده از الگوریتم گرادیان در حالت تک وزنی، از لحاظ ریاضی با رابطه ی زیر بیان

می شود:

$$W_{K+1} = W_K + \mu(-\nabla_K) \quad (2-28)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در این رابطه  $K$  شماره ی تکرار می باشد. بنابراین  $W_K$  ضریب تنظیم فعلی و  $W_{K+1}$  ضریب تنظیم جدید می باشد. شیب منحنی در نقطه ی  $W=W_K$  با گرادیان  $(-\nabla_K)$  نشان داده شده است و  $\mu$  ضریب ثابتی است که پایداری و نرخ همگرایی را تنظیم می کند. نحوه ی انتخاب  $\mu$  در آینده مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

واضح است که رابطه ی  $2-28$  دقیقاً همان توصیف الگوریتم گرادیان است، زیرا وزن جدید  $W_{K+1}$  برابر با مجموع وزن قبلی  $W_K$  با شیب منفی  $MSE$  در نقطه  $W_K$  می باشد.

(2-5-2) پایداری و نرخ همگرایی الگوریتم

اگر بردار گرادیان را با مشتق گیری از رابطه ی (2-27) بدست آورده و در رابطه ی (2-28) قرار دهیم بردار وزن بصورت زیر خواهد شد:

$$W_K = W^* + (1 - 2\mu\lambda)^K (W_0 - W^*) \quad (2-29)$$

در رابطه ی (2-29) مقدار  $(1 - 2\mu\lambda)$  را نسبت هندسی<sup>۱</sup> می گویند و با  $r$  نشان می دهند. ملاحظه می گردد، این رابطه در صورتی به وزن بهینه همگرا می شود که مقدار نسبت هندسی از ۱ کوچکتر شود یعنی داشته باشیم:

$$(2-30)$$

$$|R| = |1 - 2\mu\lambda| < 1$$

با ساده کردن (2-30) محدوده ی تغییرات جهت همگرایی الگوریتم تعیین شده و خواهیم داشت:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda} \quad (2-31)$$

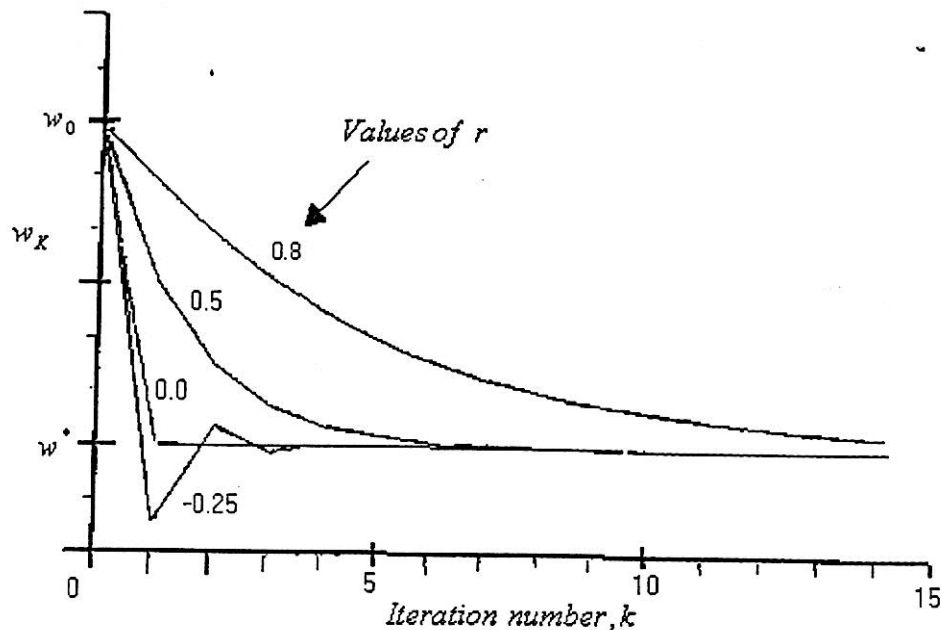
بنابراین بردار وزن به سمت  $W^*$  همگرا خواهد شد، یعنی:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} [W_K] = W^* \quad (2-32)$$

همچنین سرعت همگرایی به مقدار  $r$  (نسبت هندسی) بستگی دارد. شکل زیر نحوه ی تنظیم ضرایب به سمت وزن بهینه را نشان می دهد. در این شکل مشاهده می شود که تنظیم ضرایب مستقیماً به انتخاب  $r$  بستگی دارد.

<sup>۱</sup>-Geometric Ratio

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۱۳-۲) تنظیم وزن‌ها با توجه به مقادیر مختلف  $r$  [۳]

با توجه به شکل ملاحظه می گردد در صورتی که قدر مطلق  $r$  از ۱ کوچکتر باشد با کاهش  $r$  سرعت همگرایی افزایش می یابد و اگر  $r$  صفر شود با یک تکرار به وزن بهینه می رسیم. نکته ی قابل توجه این است که اگر  $r$  مقادیر شیب کمتر از ۱ را اختیار کند، هیچ نوسانی را نداریم. در صورتی که برای مقادیر منفی بزرگتر از ۱، *overshoot* ایجاد می شود. این حالت را اصطلاحاً فوق میرا می نامند، حالت قبلی را زیر میرا می نامند. ارتباط تغییرات  $r$ ،  $\mu$  و همگرایی در جدول (۱-۲) آمده است.

<sup>۱</sup>-Overdamped

<sup>۲</sup>- Anderdamped



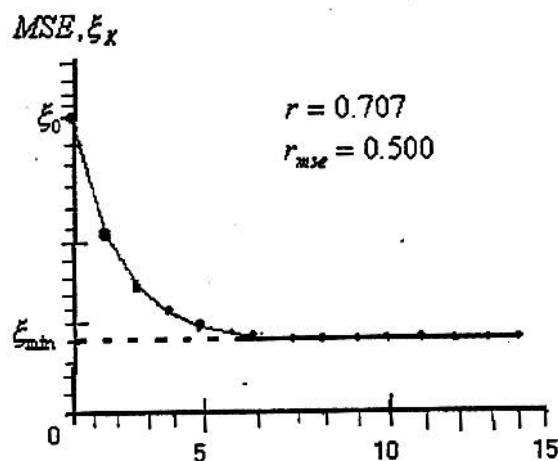
برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

جدول (۱-۲) اثرات  $\mu$  بر همگرایی بردار وزن [۳]

Stable (convergent)	$0 < \mu < \frac{1}{\lambda}$	$ r  < 1$
Overdamped	$0 < \mu < \frac{1}{2\lambda}$	$1 > r > 0$
Critically damped	$\mu = \frac{1}{2\lambda}$	$r = 0$
Underdamped	$\frac{1}{2\lambda} < \mu < \frac{1}{\lambda}$	$0 > r > -1$
Unstable (not convergent)	$\mu \geq \frac{1}{\lambda}$ and $\mu \leq 0$	$ r  > 1$

۳-۵-۲) منحنی یادگیری

نمودار میانگین مربع خطا ( $\xi$ ) بر حسب تعداد تکرار ( $K$ ) را منحنی یادگیری می گویند. وقتی مقادیر وزن به سمت وزن بهینه همگرا می شوند،  $\xi$  نیز به سمت  $\xi_{min}$  همگرا خواهد شد. این مطلب در شکل (۱۴-۲) نشان داده شده است. منحنی یادگیری که سرعت همگرایی را نیز نشان می دهد، یکی از معیارهای مقایسه الگوریتم های مختلف جستجو برای حل سیستم های افقی است.



شکل (۱۴-۲) منحنی یادگیری الگوریتم گرادینان [۳]

۶-۲)  $MSE$  اضافی<sup>۱</sup>

<sup>۱</sup>-Excess MSE

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

هنگامی که الگوریتم همگرا می شود، دقیقاً به  $\xi_{\min}$  نمی رسیم و بلکه در حوالی  $\xi_{\min}$  قرار می گیریم. متوسط فاصله ی  $\xi$  بدست آمده از  $\xi_{\min}$  را  $MSE$  را اضافی می نامند.

$$MSE = E[\xi_k - \xi_{\min}] \quad (2-33)$$

اضافی

حال با محاسبه ی  $\xi_k$  در دستگاه های مختصات مختلف، روابطی برای  $MSE$  اضافی بدست خواهد آمد. مثلاً اگر  $\xi_k$  را در دستگاه انتقال یافته در نظر بگیریم که از رابطه (2-23) بدست آمده باشد،  $MSE$  اضافی به صورت زیر می باشد:

$$MSE = E[V_k^T R V_k] \quad (2-34)$$

و اگر  $\xi_k$  را در دستگاه مختصات اصلی در نظر بگیریم ( $\xi_k$  از رابطه ی (2-24) محاسبه شده باشد) در این صورت  $MSE$  اضافی به صورت زیر خواهد بود:

$$MSE = E[V_k^T \Lambda V_k] \quad (2-35)$$

$V_k$  یا  $V'_k$  در الگوریتم های مختلف با هم متفاوتند. بنابراین میزان  $MSE$  اضافی برای الگوریتم های مختلف با یکدیگر تفاوت دارند. ولی آنچه که در الگوریتم های مختلف باید در نظر گرفته شود، این است که  $V_k$  و  $V'_k$  در هر الگوریتم به طور آماری فرآیندی ایستاد<sup>۱</sup> باشد [۳۱]. یعنی نویز نیز باید همانند سیگنال ورودی  $X_k$  و سیگنال مطلوب  $d_k$  بطور آماری ایستاد باشد.

(2-7) عدم تنظیم<sup>۲</sup>

نسبت  $MSE$  اضافی به  $\xi_{\min}$  را عدم تنظیم نامیده اند و آن را با  $M$  نشان می دهند. بنابراین می توان نوشت:

$$(2-36)$$

$$M = \frac{ExcessMSE}{\xi_{\min}}$$

در کاربردهای عملی معمولاً  $M$  را انتخاب می کنند و از روی آن مقدار  $\mu$  را محاسبه می کنند. لازم به ذکر است  $M$  را معمولاً با درصد بیان می کنند. برای هر الگوریتم وقتی می توان  $M$  را محاسبه کرد یا با انتخاب آن  $\mu$  را محاسبه نمود.

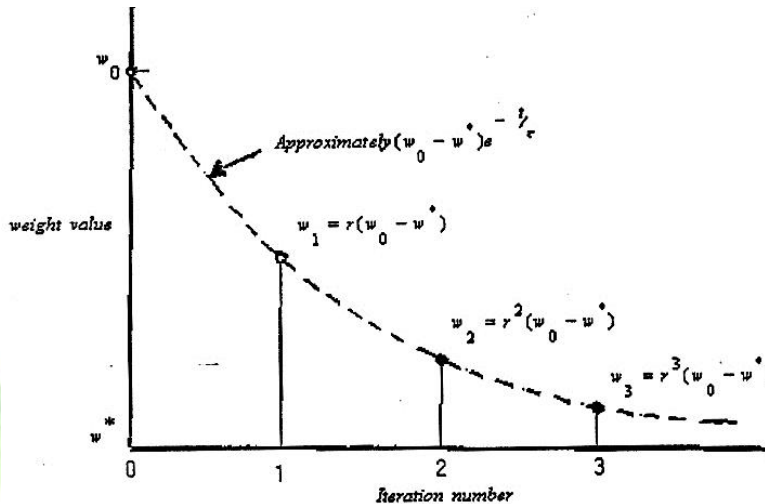
<sup>۱</sup>-Statistically Stationary Process

<sup>۲</sup>- Misadjustment

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرمان سایت و به همراه فونت های لازمه

۸-۲) ثابت زمانی<sup>۱</sup>

نسبت هندسی که عامل همگرایی هر الگوریتم است، یک تابع نمائی می باشد که سرعت نزول آن بستگی به انتخاب میزان  $r$  دارد. حالت های مختلف تاثیر  $r$  در همگرایی بردار وزن در شکل (۲-۱۳) رسم شده بود. حالت کلی تاثیر نسبت هندسی روی همگرایی بردار در شکل (۲-۱۵) رسم شده است.



شکل (۲-۱۵) منحنی تقریبی نسبت هندسی که نمائی است

این تابع را در حالت کلی می توان با  $e^{-t/\tau}$  نشان داد که  $t$  زمان و  $\tau$  ثابت زمانی را نشان می دهد. بنابراین می توان نوشت:

$$e^{-t/\tau} = r \quad (۲-۳۷)$$

با توجه به روابط مختلف  $r$  در الگوریتم های متفاوت مقدار  $\mu$  که ضریب همگرایی است، برحسب ثابت زمانی قابل محاسبه می باشد. برای اینکه الگوریتم در ۲۰ میلی ثانیه همگرا شود، باید  $T_{mse} = 4r_{ave}$  از ۲۰ میلی ثانیه کمتر شود.

۹-۲) الگوریتم  $LMS$  [۳،۳۰]

محاسبه الگوریتم گرادیان به صورت عملی میسر نیست. زیرا عدم خصوصیات آماری محاسبه ی

عبارت  $\nabla W_k = \frac{\partial \xi}{\partial W_k} = \frac{\partial}{\partial W_k} = E[\varepsilon_k^2]$  را غیر ممکن می سازد. بنابراین باید به نحوی بردار گرادیان

<sup>۱</sup>-Time Constant

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

را از اطلاعات قابل دسترس تخمین زد. برای حل این مشکل با فرض ارگودیک بودن، می توان به جای متوسط آماری، متوسط زمانی را جایگزین کرد. با این جایگزینی به روش ساده ی  $LMS$  دست می یابیم. البته در این روش خطا دقیقاً مینیمم نمی شود. از این رو به آن، الگوریتم با گرادیان تصادفی نیز می گویند. لازم به ذکر است در صورتی که سیستم وقتی، یک ترکیب کننده خطی تطبیقی باشد و همچنین بردار ورودی و پاسخ مطلوب در هر تکرار قابل دسترس باشد، عموماً الگوریتم  $LMS$  بهترین انتخاب برای کاربردهای مختلف پردازش وقتی سیگنال ها است.

برای رسیدن به رابطه ی الگوریتم، با توجه به رابطه (۲-۷) خواهیم داشت:

$$\varepsilon_k = d_k - X_k^T W_k \quad (2-38)$$

در این رابطه  $X_k$  (بردار نمونه های ورودی) برای هر دو حالت شکل (۲-۹) است. در الگوریتم  $LMS$  برای محاسبه ی بردار گرادیان به جای  $\varepsilon_k$  از  $\varepsilon_k^2$  استفاده شده است. در این صورت تخمین بردار گرادیان عبارت است از:

$$(2-39)$$

$$\nabla_k = -\varepsilon_k X_k$$

که در این رابطه  $\varepsilon_k$  مستقیماً از رابطه ی (۲-۳۸) محاسبه می گردد. بوسیله ی تخمین گرادیان و با استفاده از رابطه ی کلی تنظیم اوزان در سیستم وقتی یعنی رابطه ی (۲-۲۸) خواهیم داشت:

$$(2-40)$$

$$W_{k+1} = W_k - \mu \nabla_k = W_k + 2\mu \varepsilon_k X_k$$

تنظیم وزن ها در الگوریتم  $LMS$  با رابطه ی (۲-۴۰) بیان می شود. در اینجا نیز مانند قبل  $\mu$  ضریب ثابتی است که سرعت همگرایی و پایداری وفق دهی را تنظیم می کند. از آنجا که تغییر بردار وزن در هر تکرار بر تخمین بردار گرادیان استوار است پس انتظار نویزی شدن الگوریتم می رود.

از رابطه (۲-۳۸)  $\varepsilon_k$  را محاسبه کرده و در رابطه (۲-۴۰) قرار می دهیم. در این صورت خواهیم

داشت:

$$(2-41)$$

$$W_{k+1} = (I - 2\mu X_k X_k^T) W_k + 2\mu d_k X_k$$

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

همانطور که از رابطه ی (۲-۴۱) ملاحظه می گردد، باید عبارت  $d_k x_k$  و  $x_k x_k^T$  محاسبه شود. در نتیجه الگوریتم  $LMS$  در هر مرحله بر اساس اطلاعات جدیدی که متفاوت با مرحله قبلی است انجام می شود. بدین ترتیب الگوریتم  $LMS$  با گرفتن متوسط زمانی، الگوریتم گرادیان را تخمین می زند. در این جا مشاهده می شود که برای محاسبه ی  $W_k$  نیازی به محاسبه ی ماتریس  $R$  نمی باشد و به ازای هر ورودی جدید، کلیه ی ضرایب تنظیم می گردند تا ضرایب بهینه بدست آیند.

نکته ی مهم و قابل ذکر در الگوریتم  $LMS$  یادآوری این مطلب است که در الگوریتم فوق مقادیر پارامترها در حالت نهایی حول مقادیر بهینه خود نوسان می کنند که دامنه ی این نوسانات نیز بستگی به  $\mu$  دارد.

### ۲-۹-۱) همگرایی الگوریتم $LMS$

همگرایی ضرایب در الگوریتم  $LMS$  از  $W_0$  به مقدار بهینه  $W^*$  در صورتی تحقق می یابد که داشته

باشیم:

$$|1 - \mu \lambda_1| < 1 \quad (۲-۴۲)$$

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_1}$$

بنابراین الگوریتم  $LMS$  از  $W_0$  به مقدار بهینه  $W^*$  همگرا خواهد شد، اگر و فقط اگر

$$(۲-۴۳)$$

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$$

که  $\lambda_{\max}$  بزرگترین مقدار ویژه ی ماتریس ورودی  $R$  تعریف شده در رابطه ی (۲-۱۰) می باشد. بر اساس رابطه (۲-۴۲) تعداد  $L$  مد همگرایی وجود دارد که می توانند سرعت های همگرایی متفاوتی ایجاد کنند. در این صورت مقادیر ویژه غیریکسان می باشند. بنابراین سرعت همگرایی کل الگوریتم بوسیله مد غالب یعنی به ازای  $\lambda = \frac{1}{\lambda_{\max}}$  تعیین می گردد.

عملاً محدودیت پایداری روی  $\mu$  بر اساس رابطه ی (۲-۴۳) بکار برده نمی شود، زیرا وقتی که  $L$  بزرگ باشد محاسبه ی  $\lambda_{\max}$  بسیار مشکل خواهد بود. در عرض در کاربردهای عملی تخمین  $\lambda_{\max}$  با

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

استفاده از یک روش ساده مطلوب می باشد. برای این کار با استفاده از رابطه ی (۲-۱۵) و خاصیت

$$QQ^T = I \quad \text{داریم:}$$

$$(۲-۴۴)$$

$$tr[R] = Lr_{xx}(0) = \sum_{l=0}^{L-1} \lambda_l$$

که  $trace, tr[R]$  ماتریس  $R$  می باشد. همچنین

$$(۲-۴۵)$$

$$\lambda_{\max} \leq \sum_{l=0}^{L-1} \lambda_l = Lr_{xx}(0) = LP_x$$

که

$$P_x = r_{xx}(0) = E[x^2(n)] \quad (۲-۴۶)$$

$P_x$  توان  $x(n)$  می باشد. بنابراین با انتخاب

$$0 < \mu < \frac{2}{LP_x} \quad (۲-۴۷)$$

رابطه ی (۲-۴۳) کاربردی تر می گردد. این محدوده فقط برای همگرایی متوسط ضرایب فیلتر به کار می رود. باید در نظر داشت که همگرایی واریانس ضرایب یا  $MSE$  محدودیت بیشتری را روی ضریب همگرایی اعمال می کند. برای سیگنال های گوسی به منظور همگرایی  $MSE$  لازم است که [۳۴]:

$$(۲-۴۸)$$

$$0 < \mu < \frac{2}{3LP_x}$$

رابطه ی (۲-۴۷) نکات مهم زیر را در مورد چگونگی انتخاب  $\mu$  نشان می دهد:

(۱) حد بالای  $\mu$  با  $L$  نسبت عکس دارد، یعنی برای فیلترهای مرتبه بالاتر باید  $\mu$  کوچکتر باشد.

(۲) از آنجائیکه  $\mu$  با توان سیگنال ورودی نسبت عکس دارد، برای سیگنال های با توان کمتر از  $\mu$

بزرگتر و برای سیگنال های با توان زیادتر از  $\mu$  کوچکتر استفاده می گردد.

(۳) در عمل، معمولاً از  $\frac{0.1}{LP_x} < \mu < \frac{0.01}{LP_x}$  استفاده می شود.

(۲-۱۰) الگوریتم های  $LMS$  اصلاح شده

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

با توجه به سادگی الگوریتم  $LMS$  این الگوریتم در کاربردهای زیادی مورد توجه قرار گرفته است به همین دلیل همواره تحقیقات وسیعی بر روی این الگوریتم از جمله سرعت همگرایی، تعداد محاسبات و ساختارهای مختلف فیلتر و... صورت گرفته که در بعضی موارد منجر به صورت های جدیدی از الگوریتم  $LMS$  گردیده است. در این بخش به معرفی مختصر چند نمونه از این الگوریتم ها می پردازیم.

### ۲-۱۰-۱) الگوریتم $LMS$ نرمالیزه شده ( $NLMS$ )

پایداری و زمان همگرایی الگوریتم  $LMS$  توسط ضریب همگرایی  $\mu$  و توان سیگنال ورودی (سیگنال مرجع) تعیین می گردد. همان طور که در رابطه ی (۲-۴۷) نشان داده شده است، حداکثر مقدار  $\mu$  جهت پایداری الگوریتم با طول فیلتر و توان سیگنال ورودی،  $x(k)$  نسبت عکس دارد. یک روش مهم برای بهینه کردن سرعت همگرایی الگوریتم  $LMS$  عدم وابستگی پایداری آن به توان سیگنال ورودی است. در این راستا الگوریتم  $LMS$  نرمالیزه شده یا ( $NLMS$ ) بصورت زیر تعریف می شود:

$$w(k+1) = w(k) + \mu_k x_k \varepsilon_k \quad (۲-۴۹)$$

که  $\mu_k$  یک ضریب همگرایی متغیر با زمان و به صورت زیر است:

$$\mu_k = \frac{\alpha}{\hat{P}_x(K)} = \frac{\alpha}{X_K^T X_K} \quad (۲-۵۰)$$

که  $\hat{P}_x(K)$  تخمین توان  $x_k$  و  $\alpha$  یک مقدار ثابت می باشد بطوریکه  $0 < \alpha < 2$ .

برای اجرای عملی تر الگوریتم  $NLMS$  معمولاً نکات زیر در نظر گرفته می شود:

(۱) بهترین تخمین اولیه از توان سیگنال ورودی باشد.

(۲) از آنجائیکه صفر شدن و یا خیلی کوچک بودن  $\hat{P}_x(0)$ ، می تواند در محاسبات دیجیتالی ایجاد

اختلال نماید، از تعریف زیر استفاده می کنیم:

$$\mu_k = \frac{\alpha}{\gamma + \hat{P}_x(K)} \quad (۲-۵۱)$$

که  $\gamma$  یک عدد مثبت است این ضریب همگرایی از ناپایداری الگوریتم در برابر عدم وجود سیگنال

ورودی یا  $\hat{P}_x(0)$  بسیار کوچک جلوگیری می نماید.

### ۲-۱۰-۲) الگوریتم های $LMS$ علامتدار ( $SLMS$ )

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

الگوریتم  $LMS$  به  $2L$  ( $L$ ، درجه فیلتر است) عمل ضرب و جمع به ازای هر نمونه ورودی نیاز دارد که این تعداد عملیات خیلی کمتر از تعداد عملیات مورد نیاز برای الگوریتم هایی از قبیل کالمن و  $RLS$  (کمترین مربعات بازگشتی) می باشد. با این حال سه نسخه نتیجه گرفته شده از الگوریتم  $LMS$  دارای ضرب های کمتری می باشد [۳۵].

#### ۱) الگوریتم "Sign - error LMS"

در این الگوریتم از علامت خطای سیستم برای بهینه کردن ضرایب فیلتر استفاده می شود و به صورت زیر بیان می شود:

$$W(K+1) = W(K) + \mu X(K) \text{sgn}(\varepsilon_K) \quad (52-2)$$

محاسبه ی هر  $y_k$  احتیاج به  $L$  ضرب و  $L-1$  جمع دارد اما معادله ی بهینه کردن ضرایب فیلتر خیلی ساده تر است.

#### ۲) الگوریتم "Sign - data LMS"

نوع دیگر از الگوریتم های  $LMS$  علامتدار، الگوریتم  $Sign - data LMS$  می باشد که در آن از علامت نمونه های سیگنال ورودی در رابطه ی بهینه کردن ضرایب فیلتر استفاده می شود:

$$W(K+1) = W(K) + \mu \text{sgn}[X(K)] \varepsilon_K \quad (53-2)$$

از آنجائیکه  $L$  شاخه دستورات عمل در داخل حلقه وقتی به منظور تعیین علامت  $x(k-l)$  لازم است انتظار می رود که این الگوریتم از الگوریتم  $Sign - error LMS$  کندتر باشد.

#### ۳) الگوریتم "sign - sign LMS"

نوع سوم الگوریتم های علامتدار بعنوان الگوریتم  $sign-sign LMS$  بصورت زیر بیان شده است.

$$w(k+1) = w(k) + \mu \text{sgn}[x(k)] \text{sgn}[\varepsilon_k] \quad (54-2)$$

در این معادله از علائم نمونه های سیگنال ورودی و خطا استفاده شده است. لذا نیازی به اجرای عمل ضرب در الگوریتم نیست.

#### ۴) الگوریتم $LMS$ مختلط ( $CLMS$ )

در بخش های قبلی الگوریتم متداول  $LMS$  برای پردازش سیگنال های تحقیقی تعریف گردید. از طرف دیگر در بعضی کاربردها سیگنال های مورد استفاده مختلط بوده و بدین لحاظ بسط مختلط



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

الگوریتم  $LMS$  مورد نیاز می باشد. دیاگرام بلوکی یک فیلتر افقی مختلط در شکل (۲-۱۶) دیده می شود که در آن بردارهای ورودی و ضرایب مختلط هستند. خروجی مختلط  $y_k$  بصورت زیر داده می شود:

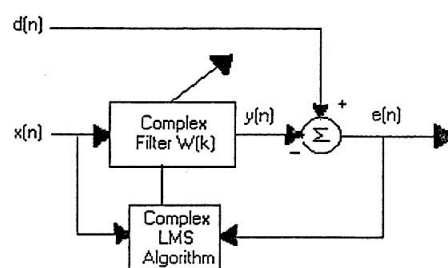
$$y_k = W_K^T X_K \quad (2-55)$$

که در آن همه ضرب ها و جمع ها مختلط هستند. این الگوریتم بایستی قادر به تطبیق همزمان قسمت های حقیقی و موهومی باشد. بطوریکه متوسط مربع دامنه ی خطا حداقل گردد.

$$\xi(k) = E[|\varepsilon_k|^2] = E[\varepsilon_k \varepsilon_k^*] \quad (2-56)$$

که نشان دهنده ی مزدوج مختلط می باشد. در نهایت شکل مختلط الگوریتم  $LMS$  بصورت زیر نوشته می شود [۳۶]:

$$W(K+1) = W(K) + \mu X_K^* \varepsilon_K \quad (2-57)$$



شکل (۲-۱۶) دیاگرام بلوکی یک فیلتر دیجیتالی مختلط

(۲-۱۱) نتیجه گیری

در این فصل ضمن آشنایی با فیلترهای افقی، الگوریتم  $LMS$  بطور کامل تشریح گردید. سرعت و زمان همگرایی الگوریتم از جمله مسائلی است که عدم توجه به آن موجب بهینه عمل نکردن سیستم خواهد شد. نحوه ی انتخاب ضریب همگرایی و همچنین زمان همگرایی از نکاتی است که در این فصل بررسی گردید و در کاربردهای مختلف باید به آنها توجه داشت.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

# فصل سوم



## اصول کنترل فعال نویز

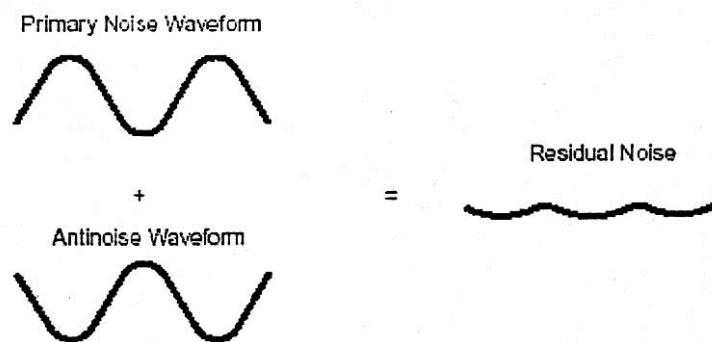
WikiPower.ir

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

پس از آشنایی با کاربردهای ANC و فیلترهای وقتی، در این فصل به تشریح دقیق تر روش های مورد استفاده جهت کنترل فعال نویز آکوستیکی و خصوصیات آنها می پردازیم.

### ۱-۳) مقدمه

همانطور که در فصل اول بیان شد، برای رفع مشکلات ناشی از نویزهای آکوستیکی در محیط اطراف از سیستم های کنترل فعال نویز استفاده می شود. این سیستم، صداهای ناخواسته را بوسیله ی تولید یک موج صوتی مشابه (هم دامنه) ولی با فاز مخالف از بین می برد. تداخل امواج نویزهای ناخواسته و موج ساخته شده، منجر به حذف هر دو صدا می شود. شکل (۱-۳) شامل: شکل موج اولیه ی نویزهای ناخواسته صدای حذف کننده و نویز باقیمانده است. درصد موفقیت در حذف نویز، به میزان درست تشخیص دادن فاز و دامنه ی موج اولیه دارد.



شکل (۱-۳) این شکل نشان دهنده ی مفهوم اولیه یک سیستم ANC است

کاربرد موفقیت آمیز روش فعال در مقایسه با تکنیک تضعیف غیر فعال مشخص می شود. مزیت بزرگ کنترل فعال این است که می تواند نویز را در فرکانس های پایین (زیر ۵۰۰ هرتز)، کاهش دهد [۱،۱۶].

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

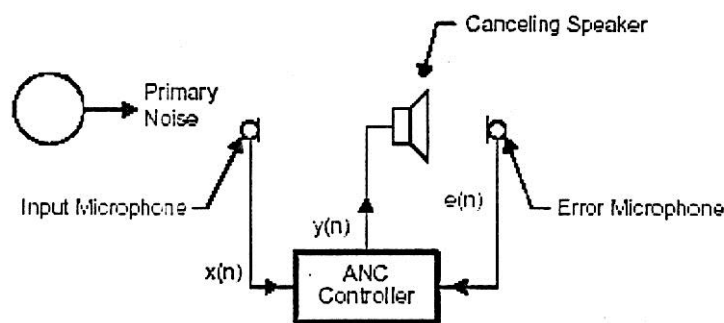
۲-۳) انواع سیستم های کنترل فعال نویز آکوستیکی

سیستم های کنترل فعال نویز<sup>۱</sup> آکوستیکی را می توان به دو دسته زیر تقسیم بندی کرد:

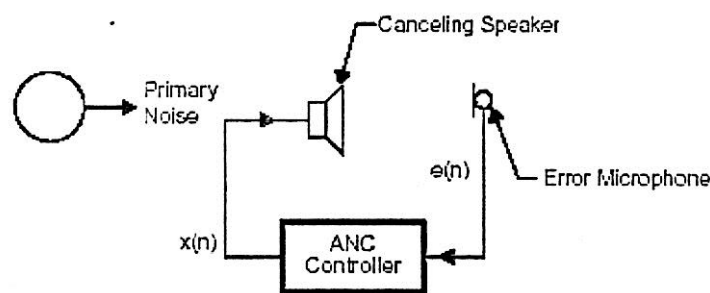
(۱) سیستم کنترل فعال نویز پیشخور<sup>۲</sup>

(۲) سیستم کنترل فعال نویز پسخور<sup>۳</sup>

در سیستم های ANC با کنترل پیشخور از دو سنسور برای اندازه گیری نویز اولیه (سیگنال مرجع) و سیگنال خطای باقیمانده استفاده می شود. در کاربردهایی که سیگنال مرجع در دسترس نمی باشد می توان از سیستم های ANC با کنترل پسخور استفاده کرد که فقط از یک سنسور جهت اندازه گیری سیگنال خطا استفاده می کند. شکل ۲-۳ نمایش دیاگرام بلوکی سیستم های کنترل فعال نویز پیشخور و پسخور است.



(الف)



(ب)

شکل ۲-۳) الف-سیستم کنترل فعال نویز پیشخور ب-سیستم کنترل فعال نویز پسخور

<sup>۱</sup>- Active noise control (ANC)

<sup>۲</sup>-Feedforward

<sup>۳</sup>-Feedback

-Broadband

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در این سیستم ها با دو نوع نویز، سر و کار داریم:

(۱) نویزهای باند پهن<sup>۱</sup>:

برای حذف اینگونه نویزها، نیاز به شناخت منبع نویز داریم تا بتوان سیگنال حذف کننده ی بهتری تولید کرد. نویز اولیه اندازه گیری شده بعنوان اطلاعات ورودی به الگوریتم وقتی وارد می شود. اگر اندازه و فاز نویز بدرستی بوسیله ی کنترل کننده ی دیجیتالی مدل سازی شود، نویز اولیه بوسیله ی صدای تولید شده به کمک بلندگوی حذف کننده کاملاً خنثی می شود.

(۲) نویزهای باند باریک<sup>۲</sup>:

برای حذف نویزهای باند باریک، تکنیک های فعالی ابداع شده است که کاربردهای بسیاری دارند. در این تکنیک ها به جای استفاده از یک میکروفن ورودی از یک اندازه گیرنده ی سرعت چرخش سیگنال<sup>۳</sup> برای بدست آوردن فرکانس موج اولیه منبع نویز، استفاده می شود. زیرا تمامی نویزهای پیرویدیک، بوسیله ی ماشین هایی که فرکانس چرخشی ثابت دارند ایجاد می شود سیستم کنترلی در کابین وسایل نقلیه مورد استفاده قرار گرفته است.

در ادامه، پس از معرفی سیستم ANC تک کاناله به تشریح روش های پیشخور و پسخور در سیستم های ANC تک کاناله می پردازیم و الگوریتم های وقتی مورد استفاده در این روش ها را معرفی می کنیم.

(۳-۳) معرفی سیستم حذف فعال نویز تک کاناله

پخش نویز صوتی در فضا به دو صورت انتشار یک بعدی و سه بعدی تقسیم بندی می شود. در حالتی که نویز صوتی در یک بعد انتشار یابد، از سیستم ANC تک کاناله و در زمانی که نویز صوتی در سه بعد منتشر شود از سیستم ANC چند کاناله استفاده می شود. انتشار تک بعدی مانند منتشر شدن

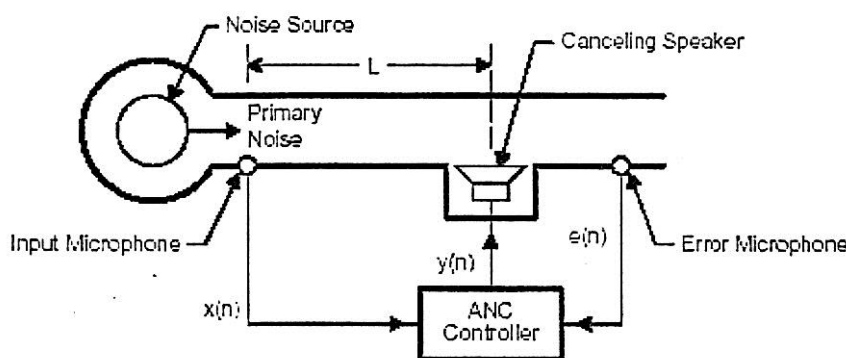
<sup>۱</sup>-Broadband

<sup>۲</sup>-Narrowband

<sup>۳</sup>-Tachometer Signal

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

صدای موتور اتومبیل در داخل آگروز و یا پخش شدن صدا درون یک مجرا است. انتشار صوت درون یک اتاق نیز بصورت سه بعدی انجام می گیرد. برای شبیه سازی و پیاده سازی سیستم ANC تک کاناله از یک لوله باریک مطابق شکل (۳-۳) استفاده می شود.



شکل (۳-۳) اصول سیستم ANC تک کاناله

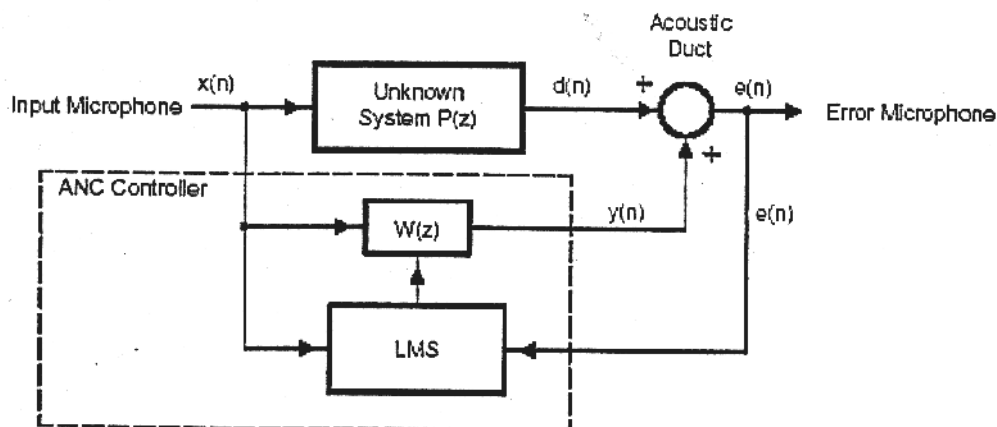
بخش های اصلی یک سیستم ANC تک کاناله پیشخور عبارتند از:

- (۱) میکروفن مرجع: نویز حاصل از منبع نویز را در ابتدای لوله گرفته و برای پردازش، به الگوریتم ANC می دهد.
- (۲) بلندگوی حذف کننده: سیگنال حذف کننده را در لوله پخش می کند.
- (۳) میکروفن خطا: این میکروفن در قسمت پایین لوله و بعد از بلندگوی حذف کننده، ولی نزدیک آن قرار می گیرد تا سیگنال خطا را برای الگوریتم ANC تامین نماید. به عبارت دیگر، میکروفن خطا در محلی قرار می گیرد که هدف سیستم کاهش نویز صوتی در آن مکان است بنابراین در محل میکروفن خطا بیشترین کاهش نویز تحقق می یابد.
- (۴) پردازشگر یا الگوریتم ANC: معمولاً یک فیلتر وقتی می باشد که بعنوان قلب سیستم، سیگنال های دریافتی را پردازش می کند.

شکل (۴-۳) نشان دهنده ی دیاگرام بلوکی ساختار نشان داده شده در شکل (۳-۳) است. در این شکل نحوه ی کار سیستم ANC در حالت ایده آل نشان داده شده است. سیگنال نویز اولیه،  $x(n)$  به ورودی فیلتر وقتی وارد می شود. تابع انتقال سیستم ناشناخته (تابع انتقال لوله،  $p(z)$ ) شامل پاسخ صوتی

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

لوله از میکروفن مرجع تا میکروفن خطا می باشد. سیگنال حاصل از عبور نویز اولیه در طول لوله - در محل بلندگو - سیگنال  $d(n)$  را تشکیل می دهد. الگوریتم ANC سیگنال  $y(n)$  را بصورتی تولید می کند که حاصل جمع صوتی آن با  $d(n)$  صفر یا حداقل گردد. نکته ی اساسی این است که با توجه به فاصله ی میکروفن مرجع از بلندگوی حذف کننده، یک تاخیر صوتی در مسیر لوله بوجود خواهد آمد. همچنین یک تاخیر الکتریکی نیز از زمان نمونه برداری نویز اولیه، اجرای الگوریتم ANC و ایجاد سیگنال ثانویه وجود دارد، که اگر این تاخیر از تأخیر صوتی بیشتر گردد، سیستم ANC و ایجاد سیگنال ثانویه وجود دارد، که اگر این تأخیر از تأخیر صوتی بیشتر گردد، سیستم ANC غیرعالی خواهد شد [۱۲].



شکل (۳-۴) دیاگرام بلوکی عملکرد کلی سیستم ANC

همانطوریکه در شکل (۳-۴) نشان داده شده است این سیستم شامل یک فیلتر وقتی با تابع انتقال  $W(Z)$  به منظور شناسایی سیستم ناشناخته،  $P(Z)$ ، می باشد که هر دو توسط ورودی  $x(n)$  تحریک می شوند. اگر سیستم ناشناخته متغیر با زمان باشد، فیلتر وقتی نیز باید تغییرات را دنبال نماید. فیلترهای وقتی می توانند ساختارهای مختلفی چون فیلترهای FIR و یا IIR داشته باشند. یک سیستم ناشناخته با تابع انتقال FIR بوسیله ی یک فیلتر FIR و یک سیستم ناشناخته با تابع انتقال تمام قطب و یا صفر- قطب را می توان توسط یک فیلتر IIR و یا یک فیلتر FIR با تعداد ضرایب زیاد تخمین زد. روش تطبیق نیز می تواند با استفاده از الگوریتم های LMS و یا الگوریتم های دیگر صورت پذیرد.

(۳-۴) کنترل فعال نویز به روش پیشخور

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در این بخش به معرفی سیستم های ANC تک کاناله که از کنترل پیشخور استفاده می نمایند می پردازیم. در حال حاضر روش پیشخور استفاده ی زیادی در ANC دارد. این نوع سیستم به دو زیر مجموعه ی باند باریک تقسیم می شود.

### ۳-۴-۱) سیستم ANC پیشخور باند پهن تک کاناله

یک سیستم کنترل پیشخور ساده برای مجاور طولانی و باریک در شکل (۳-۵) نشان داده شده است مجموعه ای از نویزهای باند پهن که در لوله های آگروز و سیستم های تهویه ایجاد می شوند، نمونه ای از این مجراها می باشند که برای حذف نویز تولید شده توسط آنها، از یک سیستم کنترل پیشخور استفاده می کنند. نویز اولیه قبل از اینکه به بلندگو برسد، بوسیله ی یک میکروفن که نزدیک منبع نویز قرار دارد، احساس می شود. دستگاه حذف نویز از این سیگنال ورودی، در جهت تولید یک سیگنال خروجی  $y(n)$  کاملاً هم دامنه ولی در فاز متقابل (با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه) استفاده می کند. سیگنال حذف کننده تولید شده توسط بلندگو سبب می شود که نویز اولیه درون مجرا تقلیل یابد.

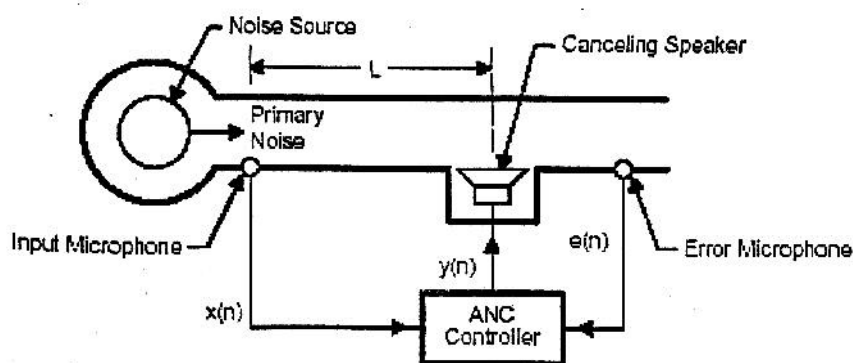
نکته ی اساسی و اولیه این است که فاصله ی مابین میکروفن ورودی و بلندگو بایستی هماهنگ با ارتباط درونی سیستم باشد. به این معنی که بایستی نویز اولیه به موقع دریافت گردد تا هنگامی که این نویز به بلندگو می رسد سیگنال حذف کننده نیز در این مدت تولید شود. به علاوه نویز رسیده به بلندگو (از طریق مجرا) باید شبیه سیگنالی باشد که در میکروفن ورودی دریافت شده است. یعنی کانال

آکوستیکی

نمی تواند نویز را عوض کند یا تغییراتی در آن اعمال کند.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۵) سیستم ANC پیشخور باند پهن در یک مجرا

میکروفن خطا، خطاها یا سیگنال های باقیمانده  $e(n)$  را اندازه گیری می کند. خطای اندازه گیری شده را می توان با استفاده از یک فیلتر وقتی به حداقل رساند. چون سیگنال خطا با منبع ورودی مقایسه نمی شود، پس در تنظیم فیلتر وقتی هیچ اختلالی ایجاد نمی شود. در بخش ۳-۷ در باره ی الگوریتم های ارائه شده برای این سیستم صحبت خواهیم کرد. در طراحی این سیستم ها بایستی توجه نمود که [۶]:

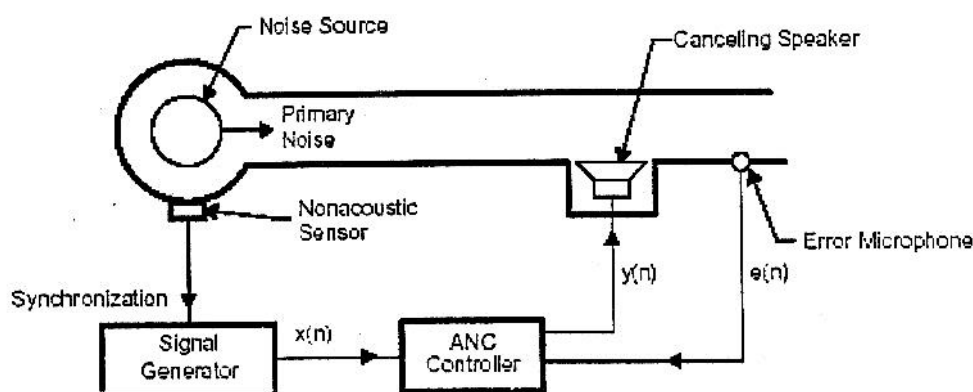
- میکروفن ورودی در گره ی موج ایستا که ممکن است قبل یا در طی عمل حذف شدن نویز ظاهر شود قرار نگیرد.
- میکروفن خطا قبل از عمل حذف نویز در مکان هایی که گره ی صوتی تشکیل می شود، قرار نگیرد.
- میکروفن هایی که انتخاب می کنیم دارای امپدانس پایین نسبت سیگنال به نویز بالا، قیمت ارزان و حساسیت بالا باشند. [۶].
- بلندگوی انتخابی نیز قادر به تولید یک صدا با سطح صوتی بلندتر از سطح منبع نویز، پاسخ فرکانسی مطلوب در فرکانس های پایین، مقاومت در برابر رطوبت و قیمت پایین همراه با کوچکی در اندازه باشد.

### ۳-۴-۲) سیستم ANC پیشخور باند باریک تک کاناله

مادامیکه نویز ابتدایی تولید شده بصورت پریودیک یا تقریباً پریودیک باشد (بطور مثال بو سیله ی ماشین های دوار تولید شده باشند) میکروفن ورودی می تواند با یک سنسور غیرآکوستیکی مثل *acchehermeter, tachometer* یا یک سنسور نوری جایگزین شود.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

دیاگرام بلوکی سیستم *ANC* پیشخور باند باریک تک کاناله در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. همانطوریکه مشاهده می شود، این نوع سیستم با فیلتر کردن وقتی و وقتی یک سیگنال مرجع ساختگی  $x(n)$ ، (که توسط سیستم *ANC* تولید می شود) و تولید یک سیگنال حذف کننده، هارمونیک های منبع را کنترل می کند. همچنین به یک میکروفن خطاگیر نیاز داریم تا موج های باقیمانده ی آکوستیکی را دریافت کند. از سیگنال خطا نیز به منظور تنظیم ضرایب فیلتر وقتی استفاده می شود.



شکل (۳-۶) دیاگرام بلوکی سیستم *ANC* پیشخور باند باریک تک کاناله

این تکنیک دارای فواید زیر است [۱۲]:

- ۱) مساله غیرخطی بودن و محدودیت طول عمر میکروفن بصورت اتوماتیک حذف می شود. این مساله مخصوصاً در جاهایی که نیاز به اندازه گیری نویز مرجع در دماهای بالا می باشد (مانند آگزوز ماشین) اهمیت پیدا می کند.
- ۲) از فیدبک آکوستیکی بلندگوی حذف کننده به میکروفن مرجع اجتناب می گردد. بعبارت دیگر سنسورهای غیر آکوستیکی آن به صدا حساسیت ندارند.
- ۳) استفاده از سیگنال مرجع تولید شده بطور داخلی، قابلیت کنترل هارمونیک را بطور مستقل نتیجه می دهد.
- ۴) به منظور مدل کردن تابع تبدیل آکوستیکی  $P(Z)$  فقط فرکانس های مجاوز فرکانس های هارمونیک لازم می باشد. بنابراین، می توان از یک فیلتر *FIR* با درجه پایین استفاده کرد که سیستم های *ANC* را از لحاظ محاسباتی کارآمد می سازد.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

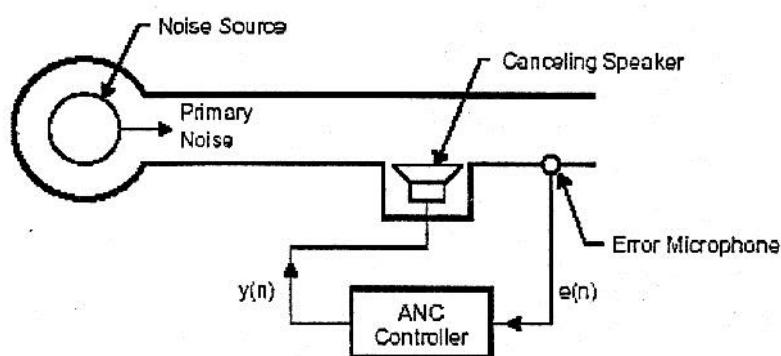
۵) پریودیک بودن نویز سبب حذف محدودیت علی<sup>۱</sup> بودن سیستم می شود.

۳-۵) سیستم های ANC پسخوردار تک کاناله

در سال ۱۹۵۳ ANC با روش پسخور به و سیله ی *Olson* و *May* پیشنهاد شد. در این طرح از یک میکروفن بعنوان یک سنسور خطاگیر برای نویزهای ناخواسته (خطای سیستم) استفاده شده است. این سنسور (میکروفن خطا) بایستی نزدیک بلندگو قرار گیرد.

این ساختار نویزهای پریودیک یا باند باریک را در یک رنج فرکانسی محدود، تضعیف می کند. همچنین در فرکانس های بالا ممکن است به علت فیدبک مثبت ناپایداری در مجموعه ایجاد شود. هر چند با توجه به طبیعت قابل پیش بینی سیگنلا ورودی (نویز) استفاده کرد (همانطوریکه در شکل ۳-۷ دیده

می شود). سیگنال منبع (نویز) با سیگنال تولید شده توسط بلندگو با یکدیگر ترکیب می شوند.



شکل (۳-۷) سیستم ANC پسخوردار تک کاناله

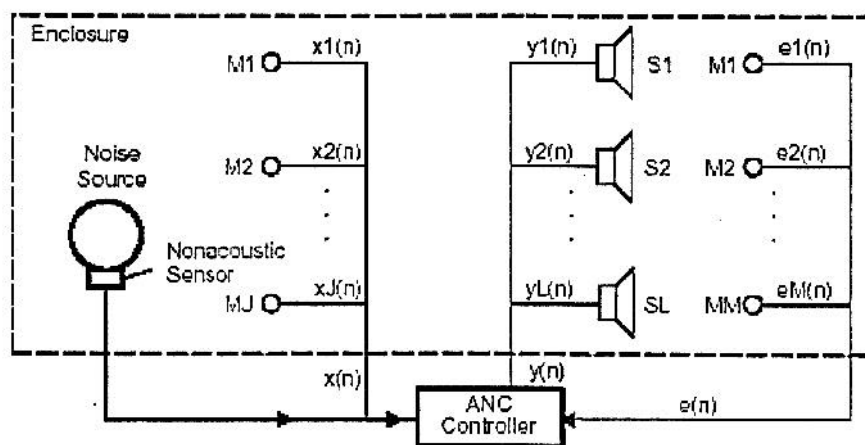
یکی از کاربردهای این روش که بو سیله ی *Olson* اختراع شد، کنترل مسیر صدا در هدفون ها و محافظ های گوش بود که در فصل اول نشان داده شد. این سیستم در مجرای نزدیک گوش فشار نوسان را کاهش می دهد. این کاربرد بصورت تجاری درآمده است. در بخش ۳-۸ الگوریتمی برای این ساختار ارائه شده است.

۳-۶) سیستم های ANC چند کاناله

<sup>۱</sup>-Causality

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بسیاری از کاربردها نیاز به ترکیب یک ساختار دارند. از جمله حذف نویز فعال در مجراهای بزرگ یا در یک فضای چهار دیواری همانند هواپیما. هنگامیکه صوت دارای شکل هندسی پیچیده ای است، استفاده از یک میکروفن خطا کافی نمی باشد، در نتیجه ما احتیاج به یک سیستم چند ورودی و چند خروجی و با آرایش های مختلف داریم. شکل ۳-۸ نمایش از یک سیستم ANC چند کاناله است.



شکل (۳-۸) سیستم ANC چند کاناله

۳-۷) الگوریتم هایی برای سیستم های ANC پسخوردار باند پهن در بخش ۳-۴-۱ یک سیستم ANC ساده در محیط ایده آل شرح داده شد. در این سیستم ها معمولاً از الگوریتم *LMS*، استفاده شده است. نویز باقیمانده می تواند بعنوان سیگنال ورودی به الگوریتم وقتی برای تنظیم ضرایب فیلتر و تخمین اثرات کانال آکوستیکی استفاده شود.

سیستم های ANC پسخوردار باند پهن می توانند در کالبد یک، شناسایی سیستم ناشناخته توضیح داده شوند. همانطوریکه در شکل (۳-۹) می بینیم، برای تشخیص سیستم ناشناخته،  $P(Z)$ ، سیستم ANC از یک فیلتر وقتی با بردار وزن  $W(Z)$  استفاده می کند.  $P(Z)$  نمایشی از محیط انتقال مابین سنسور ورودی و سنسور خروجی است. همانطوریکه در فصل دوم ذکر شد، هدف فیلتر وقتی حداقل نمودن خطای باقیمانده می باشد. تبدیل  $Z$  از سیگنال خطا بصورت زیر بدست می آید:

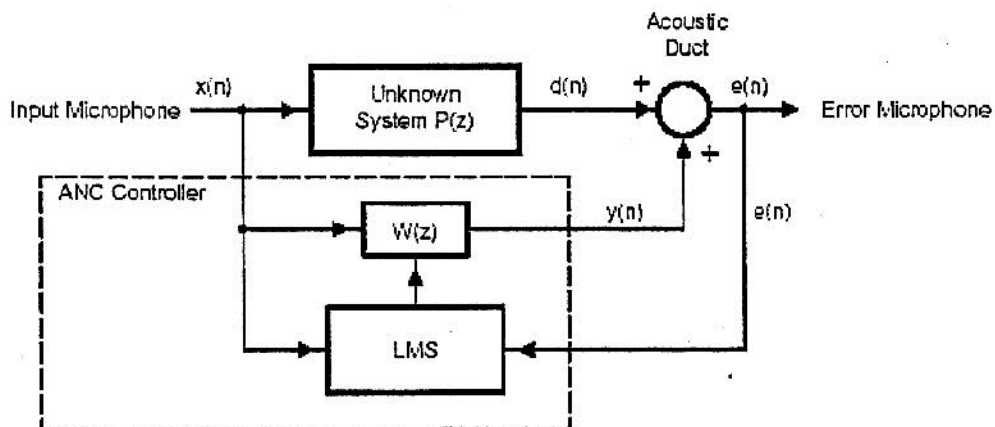
$$E(Z) = D(Z) + Y(Z) = X(Z)[P(Z) + W(Z)] \quad (1-3)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

جاییکه  $E(Z)$  معرف سیگنال خطا و  $X(Z)$  سیگنال ورودی و  $Y(Z)$  معرف خروجی فیلتر وقتی است. در حالت ایده آل بعد از همگرایی فیلتر وقتی،  $E(Z)$  برابر صفر خواهد شد، پس:

$$W(Z) = -P(Z) \Rightarrow y(n) = -d(n) \quad (2-3)$$

در نتیجه خروجی فیلتر وقتی،  $y(n)$ ، دارای همان دامنه ولی با  $180^\circ$  در جه اختلاف فاز است. هنگامیکه  $d(n)$  و  $y(n)$  بطور آکو ستیکی با همدیگر ترکیب می شوند، خطا صفر می شود. پس هر دو صدا همدیگر را خنثی می کنند.



شکل (۹-۳) روش شناسایی سیستم ناشناخته برای یک سیستم ANC پیشخور باند پهن

همانطوریکه در شکل (۹-۳) مشاهده می شود، سیگنال آکو ستیکی حذف کننده بو سیله ی یک سیگنال الکتریکی که تحریک کننده ی یک بلندگو می باشد، ایجاد می گردد. بنابراین بعلت استفاده از میکروفن های مرجع، خطا و بلندگوی حذف کننده، بایستی بعضی از توابع تبدیل جهت واقعی تر کردن مدل شکل (۹-۳) در نظر گرفته شوند. لذا ابتدا اثرات ناشی از مسیر ثانویه و سپس الگوریتم های مربوط ارائه خواهد شد.

### ۳-۷-۱) اثرات مسیر ثانویه

در شکل (۹-۳) سیگنال مرجع الکتریکی توسط میکروفن مرجع و سیگنال خطای الکتریکی با استفاده از میکروفن خطا بدست می آید. در نهایت صوت حذف کننده با استفاده از سیگنال الکتریکی که یک بلندگو را تحریک می کند، تولید می گردد. علامت جمع در شکل (۹-۳) نمایش محیط آکوستیکی

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مابین بلندگوی حذف کننده و میکروفن خطاست. جایکه نویز اولیه  $d(n)$ ، با سیگنال حذف کننده  $y(n)$ ، که خروجی فیلتر وقتی است جمع می شود. همانطوریکه در شکل (۳-۱۰) مشاهده می شود، همانند  $X(n)$  تغییر می کند، سیگنال حذف کننده نیز می تواند بوسیله ی تابع تبدیل  $H(Z)$  که در مسیر دوم قرار دارد، که به دلیل عبور از  $P(Z)$  تغییر کند. این تابع تبدیل، شامل توابع تبدیل: مبدل  $D/A$  فیلترهای بازسازی، تقویت کننده توان بلندگو، مسیر آکوستیکی از بلندگو تا میکروفن خطا، میکروفن خطا، پیش تقویت کننده ی میکروفن، فیلتر ضد تاخوردگی و مبدل  $A/D$  می باشد. برای احتساب نکات فوق می توان سیستم  $ANC$  را مشابه شکل ۳-۱۰ در نظر گرفت که در آن تابع تبدیل مسیر ثانویه<sup>۱</sup>،  $H(Z)$  را می توان به دو تابع تبدیل پشت سر هم تقسیم نمود:

$$H(Z) = R(Z) \cdot H'(Z) \quad (3-3)$$

در کاربرد کانال آکوستیک  $H'(Z)$  نشان دهنده تابع تبدیل سیستم بلندگو می باشد که شامل توابع تبدیل: مبدل  $D/A$ ، فیلتر بازسازی<sup>۲</sup>، تقویت کننده ی توان، بلندگو و تابع تبدیل مسیر آکوستیکی از بلندگو تا نقطه ی تجمع است. در حالیکه  $R(Z)$  تابع تبدیل سیستم میکروفن، شامل توابع تبدیل: مسیر آکوستیکی از نقطه ی تجمع تا میکروفن خطا، میکروفن خطا، پیش تقویت کننده، فیلتر ضد تاخوردگی<sup>۳</sup> و مبدل  $A/D$  را نشان می دهد. بطور مشابه، تابع تبدیل اولیه  $P(Z)$  از سنسور ورودی تا سیگنال خطا می تواند به دو قسمت جداگانه تجزیه شود:

$$P(Z) = R(Z) \cdot P'(Z) \quad (3-4)$$

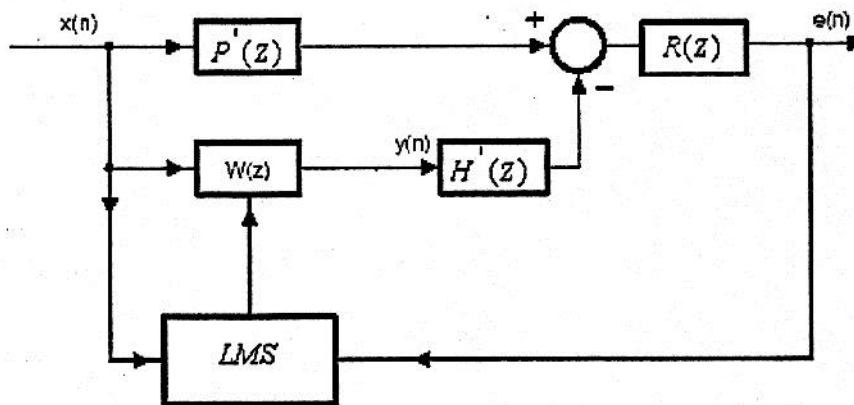
که در آن  $P'(Z)$  نشان دهنده ی تابع تبدیل محیط آکوستیکی ناشناخته از میکروفن مرجع تا نقطه ی تجمع می باشد. ضرایب فیلتر وقتی به رغم حضور توابع تبدیل ناشی از مبدل ها و فیلترها باید به یک مقدار مناسب جهت حداقل کردن سیگنال خطا همگرا شوند.

<sup>۱</sup>-Secondary path

<sup>۲</sup>-Reconstruction

<sup>۳</sup>-Antialiasing

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۱۰-۳) دیاگرام بلوکی سیستم ANC

با توجه به شکل (۱۰-۳) تبدیل سیگنال خطا بصورت زیر می باشد:

$$E(Z) = R(Z)[P'(Z) - H'(Z)W(Z)]X(Z) \quad (۵-۳)$$

فرض کنید که درجه ی  $W(Z)$  به اندازه ی کافی بالا باشد. پس از همگرایی فیلتر وفقی، خطای باقیمانده صفر می شود (یعنی  $E(Z)=0$ ) و در حالت پایدار، تابع تبدیل فیلتر وفقی بهینه،  $W_{opt}$ ، بصورت زیر خواهد بود:

$$(۶-۳)$$

$$W_{opt} = \frac{p'(z)}{H'(z)}$$

بنابراین، فیلتر وفقی بهینه با تابع تبدیل مسیر ثانویه نسبت عکس دارد. بعلاوه از معادله ی (۶-۳) می توان دریافت که سیستم کنترلی به ازای فرکانس هایی که در آن فرکانس ها  $H'(w)=0$  شود، ناپایدار می باشد. در مسائل کانال آکوستیک، یک صفر در تابع تبدیل سیستم بلندگو بیانگر یک فرکانس غیر قابل کنترل<sup>۱</sup> می باشد [۳۷]. همچنین از رابطه ی (۶-۳) می توان دریافت که به ازای فرکانس هایی که در آن فرکانس ها  $R(w)=0$  باشد، سیستم کنترل، غیر موثر می باشد. بعبارت دیگر یک صفر در تابع تبدیل سنسور خطا سبب ایجاد یک مولفه ی فرکانسی غیر قابل مشاهده<sup>۲</sup> می گردد. یک سیستم ANC بدون توجه به الگوریتم وفقی یا ساختار کنترلی به ازای فرکانس های غیر قابل مشاهده، غیر موثر و به ازای

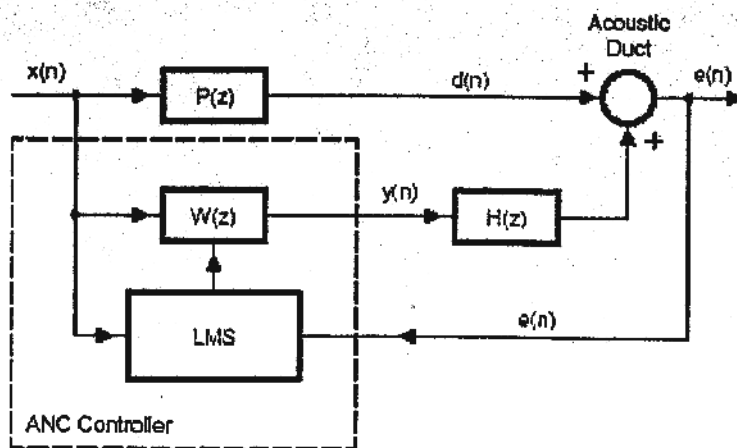
<sup>۱</sup>-Uncontrollable frequency

<sup>۲</sup>-Unobservable frequency component

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فرکانس های غیرقابل کنترل، ناپایدار می باشد. این مشکل را می توان با استفاده از چندین منبع ثانویه که توابع تبدیل این منابع دارای صفرهای مشترک نمی باشند، حل نمود [۳۸].

از رابطه ی (۳-۶) می توان دریافت که فیلتر وقتی  $W(Z)$  یک مدل سازی مستقیم از تابع آکوستیکی اولیه  $P(Z)$  به منظور تولید یک نویز حذف کننده و یک مدل سازی معکوس از  $H(Z)$  به منظور جبران سازی اثر مسیر ثانویه را انجام می دهد. از آنجاییکه  $R(Z)$  در توابع تبدیل اولیه و ثانویه مشترک است، به راحتی می توان آن را به درون مدل برده و در نتیجه آرایشی معادل شکل (۳-۱۱) را نتیجه گرفت. توجه کنید که از لحاظ ریاضی، شکل (۳-۱۱) دقیقاً معادل شکل (۳-۱۰) می باشد. تنها تفاوت این است که نقطه ی تجمع را به جای تعریف در حوزه ی آکوستیکی در حوزه ی الکتریکی تعریف کرده ایم.



شکل (۳-۱۱) دیاگرام بلوکی ساده شده سیستم ANC

با استفاده از معادلات (۳-۳) تا (۳-۵)، در حالت پایدار، تابع تبدیل فیلتر وقتی را می توان بصورت

ساده تری بیان کرد. در نتیجه:

$$E(Z) = [P(Z)W(Z)]X(Z) \quad (۷-۳)$$

پس از همگرایی فیلتر وقتی، نویز باقیمانده صفر می شود ( $E(Z)=0$ ) در نتیجه خواهیم داشت:

$$(۸-۳)$$

$$W_{opt} = \frac{P(z)}{H(z)}$$



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بعبارت دیگر فیلتر وقتی شامل مدل مستقیم،  $P(Z)$  و مدل معکوس،  $H(Z)$  می باشد. بنابراین با داشتن توابع تبدیل مسیرهای اولیه و ثانویه، قادر خواهیم بود که ضرایب بهینه را به منظور حداقل کردن خطای متوسط مربعات بدست آوریم.

از رابطه ی (۳-۸) نتیجه می شود که تابع تبدیل  $W_{opt}$  بصورت یک نسبت می باشد. اگر بخواهیم

فیلتر وقتی را با استفاده از یک فیلتر  $FIR$  تحقق بخشیم، به منظور تقریب  $\frac{1}{H(z)}$  باید از یک فیلتر با مرتبه ی بالا استفاده شود.

۳-۷-۲) الگوریتم  $FXLMS$

به دلیل وجود تابع تبدیل مسیر ثانویه،  $H(Z)$ ، در سیستم  $ANC$  بایستی الگوریتم  $LMS$  جهت دستیابی به همگرایی اصلاح گردد. برای جبران سازی اثر  $H(Z)$  دو روش در مرجع [۴] پیشنهاد شده است:

۱) فیلتر  $\frac{1}{H(z)}$  بطور سری با  $H(Z)$  در مسیر ثانویه و به منظور رفع اثر آن قرار داد.

۲) فیلتری کاملاً شبیه به  $H(Z)$  (یعنی  $C(Z)$  در شکل ۳-۱۲) در مسیر سیگنال ورودی به فیلتر وقتی قرار داد.

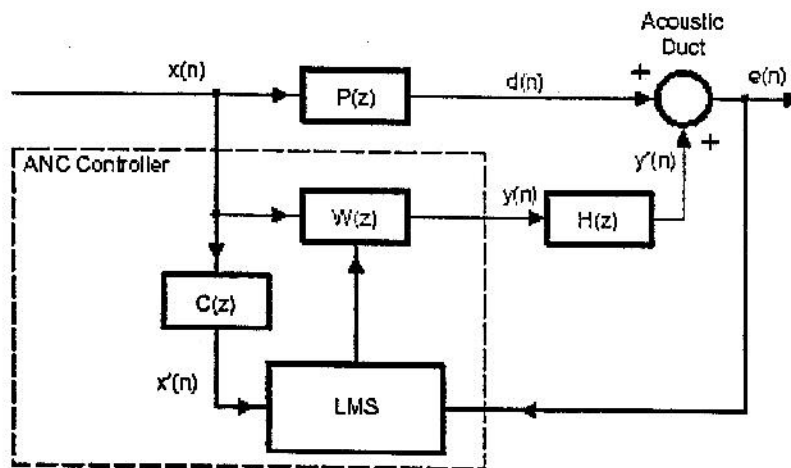
چون عکس تابع انتقال  $H(Z)$  جهت اجرای روش اول الزاماً وجود ندارد، لذا معمولاً از روش دوم که به معکوس  $H(Z)$  نیاز ندارد، استفاده می شود. این الگوریتم بوسیله ی مورگان بیان شد که به آن الگوریتم  $FXLMS$  گویند [۴].  $Burgess$  پیشنهاد کرد که از  $FXLMS$  در  $ANC$  استفاده شود [۵].

الگوریتم  $FXLMS$  در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است، که در آن خروجی  $y(n)$  بصورت زیر محاسبه می شود:

$$y(n) = W^T(n)X(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (۳-۹)$$

که  $w_i(n)$  ضرایب بردار  $w(z)$  و  $x(n)$  بردار سیگنال منبع در زمان  $n$  می باشد.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۱۲) دیاگرام بلوکی الگوریتم FXLMS در سیستم ANC [۶]

الگوریتم FXLMS بصورت زیر بیان می شود:

$$W(n+1) = W(n) - \mu e(n) X(n) h(n) \quad (10-3)$$

$h(n)$  پاسخ ضربه  $H(Z)$  است. بنابراین  $X(n)$  بوسیله  $H(Z)$  و قبل از بهینه کردن بردار وزن، فیلتر می شود. هر چند در این کاربردها  $H(Z)$  بصورت ناشناخته است و بایستی بوسیله ی فیلتر  $C(Z)$  تخمین زده شود. بنابراین:

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \mu e(n) x(n-i) \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (11-3)$$

و یا:

$$W(n+1) = W(n) - \mu e(n) X(n) \quad (12-3)$$

جاییکه:

$$x(n) = c^T X(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i x(n-i) \quad (13-3)$$

بردار  $X(n)$  نسخه ی فیلتر شده ای از سیگنال ورودی منبع،  $x(n)$ ، می باشد که بصورت زیر است:

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (14-3)$$

$$C = [c_0, c_1, \dots, c_{M-1}] \quad (15-3)$$

که  $C$  بردار ضرایب تخمین تابع تبدیل مسیر دوم،  $C(Z)$  است.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

این الگوریتم، روش مناسبی است و همانطوریکه مورگان نشان داده است، در صورتیکه تطبیق به آهستگی صورت پذیرد، این الگوریتم با حداکثر  $\pm 90$  درجه اختلاف فاز مابین  $C(Z)$  و  $H(Z)$  همگرا می شود [۶]. در ضمن برای سیگنال های بانده پهن نشان داده شده است که برای اطمینان از حصول پایداری، خطای فاز باید در محدوده  $\pm 90$  درجه باشد. اگر چه رابطه ی ساده ای بین خطای مدل سازی و پایداری در این ناحیه وجود ندارد [۴۱].

در یک سیستم ANC خطای باقیمانده،  $e(n)$ ، نتیجه ی جمع آکوستیکی به جای تفریق الکتریکی است (سیگنال خطا در یک سیستم ANC برابر  $e(n)=d(n)+y'(n)$  است). پس علامت منفی در معادله ی ۱۰-۳ معادل علامت مثبت در الگوریتم LMS است.

برای پایدار بودن الگوریتم FXLMS ضریب همگرایی  $\mu$  باید در رابطه زیر صدق کند:

$$(۱۶-۳)$$

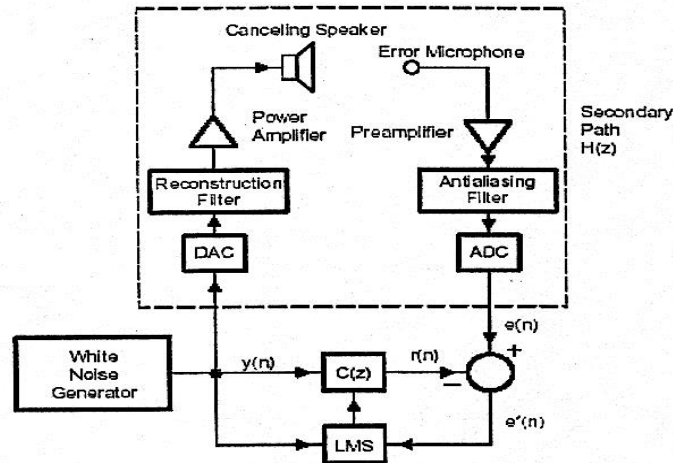
$$0 < \mu < \frac{2\text{Re}|\lambda_i|}{|\lambda_i|^2}$$

که در اینجا  $\lambda_i$  ها مقادیر ویژه ی ماتریس همبستگی می باشند. اگر مدل سازی مسیر ثانویه دقیق باشد  $C(Z)=H(Z)$  ماتریس همبستگی فوق یک ماتریس متقارن خواهد بود و همه ی مقادیر ویژه ی آن حقیقی و مثبت خواهد شد و مانند روش LMS می توان یک مقدار مثبت  $\mu$  پیدا کرد که پایداری الگوریتم را تضمین کند. لیکن اگر مدل سازی دقیق نباشد دیگر  $C(Z)=H(Z)$  نخواهد بود و ماتریس همبستگی سیگنال فیلتر شده، متقارن نیست و تضمینی وجود ندارد که مقادیر ویژه ی ماتریس فوق حقیقی و یا دارای قسمت حقیقی باشند اگر قسمت حقیقی تنها یکی از مقادیر ویژه ی ماتریس فوق مثبت باشد. بنابراین نمی توان ضریب همگرایی پیدا کرد که در رابطه ی (۱۶-۳) صدق کند و لذا الگوریتم در هر حالت ناپایدار خواهد بود.

به علت تأثیراتی از قبیل تغییر درجه حرارت و جریان هوا در مسیر دوم و کهنگی بلندگو، تابع  $H(Z)$  ناشناخته و متغیر با زمان است. بواسطه ی این امر Erikson چندین تکنیک ارائه داده است [۴۳].

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فرض کنید که  $H(Z)$  تابعی ناشناخته و مستقل از زمان است. می توان  $H(Z)$  را بوسیله ی تکنیک هایی از نوع *off-line* (همانند شکل ۳-۱۳)، تخمین زد. مراحل این کار بصورت زیر خلاصه شده است  
[۶، ۴۳]:



شکل(۳-۱۳) دیاگرام بلوکی ساختار تعریف شده، برای بدست آوردن تابع تبدیل مسیر ثانویه

- (۱) ابتدا بایستی برای فعال کردن بلندگوی حذف کننده یک نمونه نویز سفید،  $y(n)$ ، تولید کرد. که این نویز بعنوان ورودی الگوریتم وفقی و تابع  $C(z)$  نیز استفاده می شود.
- (۲) از طریق میکروفن خطا،  $e(n)$  را بدست آورد.
- (۳)  $r(n)$  که پاسخ مدل وفقی است بصورت زیر محاسبه می شود:  
(۳-۱۷)

$$r(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)y(n-i)$$

جاییکه  $c_i(n)$ ،  $i$  امین ضریب فیلتر وفقی  $C(z)$  در زمان  $n$  و  $M$  درجه ی فیلتر است.

(۴)  $e'(n)$  از تفاضل زیر محاسبه می شود:

$$e'(n) = e(n) - r(n) \quad (۳-۱۸)$$

(۵) ضرایب فیلتر وفقی  $C(z)$  بوسیله ی الگوریتم  $LMS$  بهینه می شوند.

$$C_i(n-1) = c_i(n) + \mu e(n)y(n-i), \quad i=0,1,\dots,M-1 \quad (۳-۱۹)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرمان سایت و به همراه فونت های لازمه

که  $\mu$ ، گام حرکت الگوریتم وقتی است، و برای همگرایی فیلتر  $0 < \mu < \frac{1}{M.P_y}$  انتخاب می

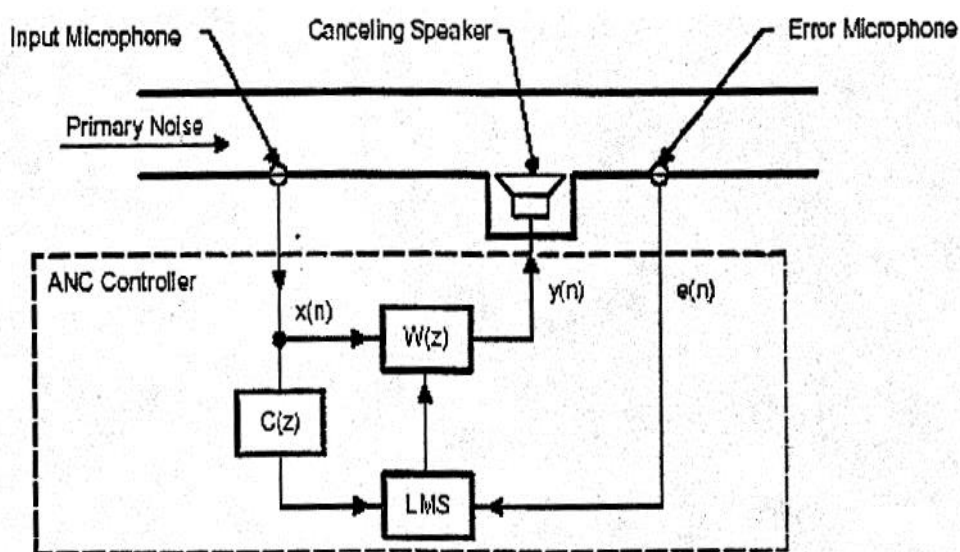
شود.

$P_y$  قدرت نویز سفید تولید شده،  $y(n)$ ، است.

(۶) این فرآیند را در حدود ۱۰ ثانیه تکرار می کنیم. ضرایب فیلتر وقتی  $C(z)$  را ذخیره می کنیم و

سپس از آن در مدل حذف نویز استفاده می کنیم.

بعد از اینکه مدل *off-line* کامل شد، سیستم در مدل *ANC* (شکل ۳-۱۴) بکار گرفته می شود.



شکل (۳-۱۴) الگوریتم  $FX\_LMS$  استفاده شده در یک مجرا

مراحل انجام الگوریتم  $FX-LMS$  به قرار زیر است:

(۱) بوسیله ی میکروفن ورودی، سیگنال  $x(n)$  و از طریق میکروفن خطا، سیگنال  $e(n)$  بدست

می آیند.

(۲) سیگنال حذف کننده،  $y(n)$  بصورت زیر محاسبه می شود:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i(n)x(n-i) \quad (۳-۲۰)$$

که  $w_i(n)$  ضرایب فیلتر وقتی  $W(z)$  و  $N$  درجه ی فیلتر وقتی است.

(۳) سیگنال حذف کننده،  $y(n)$ ، ورودی بلندگوی سیستم است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

(۴)  $X'(n)$  که فیلتر شده ی  $x(n)$  است، بصورت زیر محاسبه می شود:

$$(۲۱-۳)$$

$$x'(n) = \sum_{i=0}^{M1} c_i x(n-i)$$

(۵) ضرایب فیلتر افقی،  $W(Z)$  نیز از طریق الگوریتم  $FXLMS$  با رابطه ی زیر بهینه می شوند.

$$w_i(n-1) = w_i(n) - \mu e(n) x'(n-i), i=0,1,\dots,N-1 \quad (۲۲-۳)$$

(۶) این فرآیند چندین بار تکرار می شود.

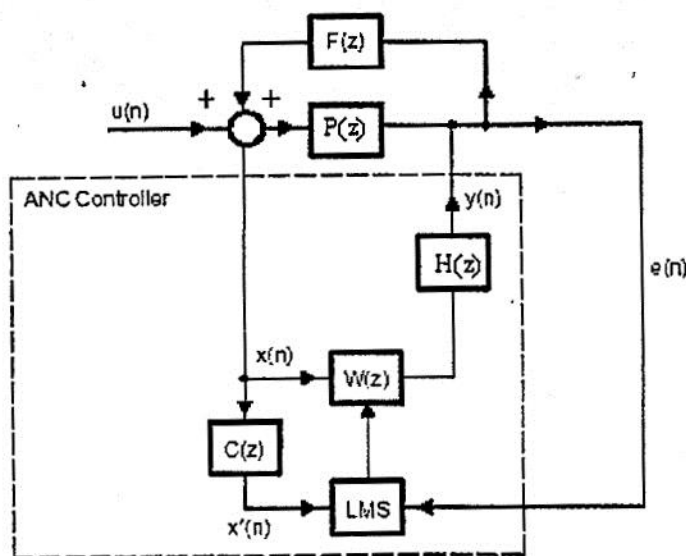
الگوریتم  $FXLMS$  نسبت به فرض " تغییرات آهسته ضرایب " بسیار مقاوم است و در عمل فرض فوق هیچ محدودیتی را در عملکرد سیستم بوجود نمی آورد. برای تنظیم ضرایب فیلتر افقی در الگوریتم  $FXLMS$  می توان از سایر روش های مبتنی بر " تندترین شیب نزول " مانند روش حداقل مربعات بازگشتی،  $RLS$ ، که سرعت تطبیق بیشتری دارند استفاده کرد ولی در این صورت، فرض تغییرات آهسته ضرایب که مبنای اصلی روش  $FXLMS$  است، محدودیت بیشتری پیدا می کند و باید با دقت بیشتری استفاده شود [۴۴].

### ۳-۷-۳) اثرات فیدبک آکوستیکی

دوباره به سیستم ساده ی نشان داده شده در شکل ۳-۵ مراجعه می کنیم. صدای حذف کننده فقط باعث حذف نویز نمی شود، بلکه متاسفانه آن توسط میکروفن ورودی نیز دریافت می شود. در نتیجه باعث خرابی نویز دریافتی توسط آن میکروفن و ناپایداری در سیستم کنترلی می شود. دیگرام بلوکی عمومی یک سیستم  $ANC$  شامل فیدبک از منبع ثانویه به سنسور مرجع در شکل (۳-۱۵) نشان داده شده است که در آن  $U(n)$  منبع نویز اولیه،  $e(n)$  سیگنال آشکار شده توسط میکروفن خطا و  $F(Z)$  تابع تبدیل مسیر فیدبک از خروجی فیلتر افقی تا سنسور مرجع می باشد. برای یک سیستم  $ANC, F(Z)$  شامل مبدل  $D/A$ ، فیلتر بازساز، تقویت کننده ی توان، بلندگوی حذف کننده، مسیر آکوستیکی از بلندگو تا میکروفن مرجع، پیش تقویت کننده، فیلتر ضد تاخوردگی و مبدل  $A/D$  می باشد. با توجه به شکل (۳-۱۵)، تابع تبدیل سیگنال خطا بصورت زیر بیان می شود:

$$\frac{W(Z)U(Z)}{1-W(Z)F(Z)} E(Z) = P(Z)U(Z) - H(Z)Y(Z) = P(Z)U(Z) - H(Z) \quad (۲۳-۳)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۱۵) دیاگرام بلوکی سیستم ANC با فیدبک آکوستیکی

فرض کنید که مرتبه  $W(Z)$  به قدر کافی بزرگ بوده و  $\mu$  بسیار کوچک باشد و نیز  $H(Z), P(Z)$  و  $F(Z)$  تغییر ناپذیر با زمان باشند. پس از همگرایی  $W(Z)$  مساوی با صفر خواهد شد. بنابراین با مساوی صفر قرار دادن رابطه ی (۳-۲۳) تابع بهینه بصورت زیر بدست خواهد آمد:

(۳-۲۴)

$$W_{opt}(z) = \frac{P(Z)}{H(z) + P(Z)F(Z)}$$

بنابراین فیدبک سبب بوجود آمدن قطب هایی در پاسخ مدار گشته و در نتیجه اگر بهره ی حلقه فیدبک خیلی بزرگ شود، احتمال ناپایداری در سیستم، بیشتر می شود. برای این مشکل راه حل های زیادی در نظر گرفته شده است، که در زیر به چند مورد آن می پردازیم:

(۱) استفاده از میکروفن ها و بلندگوهای جهت دار: این روش به آرایه های جهت دار محدود می شود که این آرایه ها معمولاً وابستگی زیادی به محل عناصر آرایه و جهت آنها دارد و فقط در یک محدوده ی نسبتاً کم فرکانسی، جهت دار می باشند [۴۵]. این روش در یک رنج فرکانسی گسترده برای از بین بردن فیدک مناسب نمی باشد.

(۲) استفاده از سنسور غیر آکوستیکی برای بدست آوردن سیگنال مرجع

(۳) استفاده از فیلتر خنثی ساز وقتی که بطور موازی با مسیر فیدبک قرار داده می شود.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۴) استفاده از میکروفن های دو گانه حس کننده مرجع [۶۱]

۵) استفاده از یک فیلتر *IIR* وقتی [۶]: استفاده از فیلتر *IIR*، یکی از روش های حذف فیدبک آکوستیکی می باشد که توسط *Erikson* [۴۷] پیشنهاد شد. در این روش قطب های تولید شده بوسیله ی فیدبک آکوستیکی توسط قطب های فیلتر وقتی نوع *IIR* حذف می شوند. بنابراین فیلترهای *IIR* نسب به فیلترهای *FIR* می توانند متوسط مربع خطای فیلتر وقتی را بیشتر حداقل نمایند که این موضوع در کاربردهای *ANC* بسیار مهم می باشد. پس به نظر می رسد که از این فیلترها بیشتر از نوع *FIR* استفاده شود. اما این مزایا به قیمت ایجاد عیوبی تمام می شود که آنها را بصورت زیر خلاصه می کنیم:

- اگر در طی مرحله وفق دهی، تعدادی از قطب های فیلتر *IIR* در خارج دایره واحد قرار گیرند، باعث ناپایداری سیستم می شوند.
- به دلیل اینکه تابع عملکرد سیستم، *MSE* در فیلترهای *IIR* وقتی معمولاً غیر سهموی<sup>۲</sup> می باشد، وفق دهی ممکن است به یک کمینه محلی<sup>۳</sup> همگرا شود.
- معمولاً همگرایی در فیلترهای وقتی *IIR*، کندتر از فیلترهای وقتی *FIR* است.

معایب فوق استفاده از این فیلترها را در بسیاری از کاربردها سخت تر از کار با فیلترهای *FIR* می

کند. مراجع [۱، ۶، ۸، ۱۲، ۲۷، ۴۷] فیلترهای وقتی *IIR* را مورد بررسی قرار داده اند. در بخش ۳-۷-۴

نیز الگوریتم مربوط به ساختار فوق مورد بررسی قرار گرفته است.

۶) استفاده از یک سیگنال جبران کننده ی ثابت. در ادامه ی این بخش به بررسی این روش می پردازیم. در شکل ۳-۱۶ یک کنترل کننده ی پیشخور وقتی با جبران کننده ی فیدبک آکوستیکی نشان داده شده است. فیلتر  $D(Z)$  یک تخمینی از مسیر فیدبک  $F(Z)$  (که از خروجی فیلتر وقتی  $y(n)$  به میکروفن ورودی وارد می شود) است. اگر  $D(Z)$ ، با دقت مدل شود، با دقت مدل شود یعنی  $D(Z)=F(Z)$ ، سیستم کنترلی، فیدبک آکوستیکی را حذف کرده و بصورت پایدار کار می کند.  $y(n)$  معرف سیگنال حذف کننده و  $x(n)$  معرف فیلتر شده ی سیگنال  $x(n)$  است. و معادله ی وقتی برای الگوریتم *FBFXLMS* شبیه الگوریتم *FXLMS* برای سیستم کنترل فعال نویز است، به غیر از اینکه  $x(n)$  در الگوریتم *FBFXLMS* بصورت کی سیگنال مستقل از فیدبک است و بصورت زیر نمایش داده می شود:

<sup>۱</sup>-Dual Microphone Refrence Sensing

<sup>۲</sup>-nonquadratic

<sup>۳</sup>-Local minimum

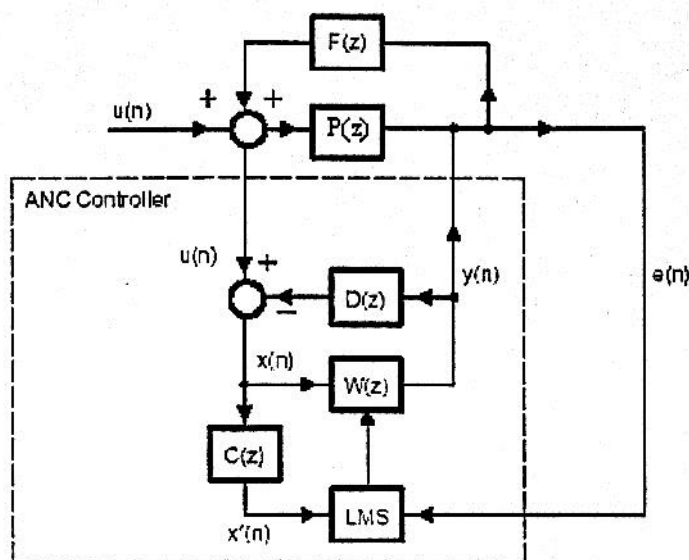


برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

(۲۵-۳)

$$x(n) = U(n) - \sum_{i=0}^L d_i y(n-i)$$

که  $U(n)$  همان سیگنال دریافتی میکروفن ورودی و  $d_i$  ضرایب  $D(Z)$  و  $L$  درجه ی  $D(Z)$  است. هنگامیکه فیدبک آکوستیکی نداشته باشیم (حالت ایده آل) فیلتر افقی بوسیله ی تابع انتقال داده شده در معادله ی ۳-۸ همگرا می شود.

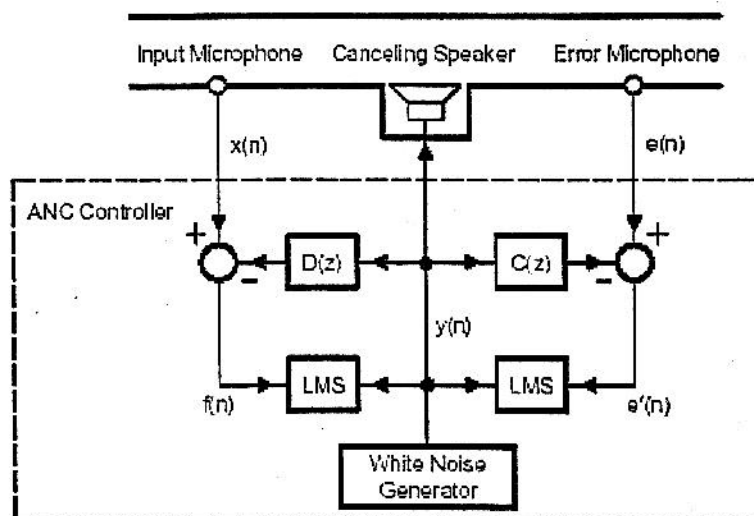


شکل (۳-۱۶) دیاگرام بلوکی الگوریتم FBFXLMS استفاده شده در ANC

برای بررسی الگوریتم FBFXLMS بایستی ابتدا تابع انتقال مسیر دوم  $H(Z)$ ، (که از بلندگوی حذف کننده تا میکروفن خطاست) و تابع انتقال مسیر فیدبک  $F(Z)$  (که از بلندگوی حذف کننده تا میکروفن ورودی است) را بصورت *off-line* تخمین زد [۶].

در شکل ۳-۱۷ الگوریتم مدل سازی به روش *off-line* برای تخمین توابع  $C(Z)$  و  $D(Z)$  نشان داده شده است و فرآیند آن نیز در زیر بطور خلاصه بیان شده است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۱۷) تخمین تابع انتقال مسیر ثانویه و مسیر فیدبک به روش *off-line*

با توجه به شکل ۳-۱۷ برای تخمین مسیر ثانویه و مسیر فیدبک به روش *off-line* مراحل زیر را

مد نظر می گیریم:

- (۱) یک نمونه نویز سفید  $y(n)$  تولید کرده و سپس آن را به فیلترهای وقتی  $C(z)$  و  $D(z)$ ، بلندگوی حذف کننده و الگوریتم  $LMS$  (برای بهینه کردن فیلترهای  $C(z)$  و  $D(z)$ ) اعمال می کنیم.
- (۲)  $x(n)$  را از میکروفن ورودی و  $e(n)$  را از میکروفن خطا دریافت می کنیم.
- (۳) با توجه به روابط زیر  $f(n)$  و  $e(n)$  را محاسبه می کنیم:

(۳-۲۶)

$$e'(n) = e(n) - \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)y(n-i)$$

(۳-۲۷)

$$f(n) = x(n) - \sum_{j=0}^{L-1} d_j(n)y(n-j)$$

(۴) حال با استفاده از الگوریتم  $LMS$ ، می توان ضرایب فیلترهای وقتی  $C(z)$  و  $D(z)$  را بهینه کرد:

$$c_i(n+1) = c_i(n) + \mu e'(n)y(n-i), i=0,1,\dots,M-1 \quad (۳-۲۸)$$

$$d_j(n+1) = d_j(n) + \mu f(n)y(n-j), j=0,1,\dots,L-1 \quad (۳-۲۹)$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

(۵) این فرآیند حدود ۱۰ ثانیه تکرار می شود. حال ضرایب فیلترهای وفقی  $C(Z)$  و  $D(Z)$  را ذخیره کرده و از آنها در مدل ANC زیر استفاده می کنیم.

بعد از روش *off-line* سیستم به روش ANC رفتار می کند. الگوریتم  $FBXLMS$  (در شکل ۳-۱۶

مشاهده می کنیم) در زیر بطور خلاصه بحث شده است:

(۱) از طریق میکروفن های ورودی و خطا،  $e(n)$  و  $U(n)$  را دریافت می کنیم.

(۲)  $x(n)$  که ورودی فیلتر وفقی است و خالی از فیدبک می باشد، بصورت زیر محاسبه می شود:

(۳-۳۰)

$$x(n) = U(n) - \sum_{j=0}^{L-1} d_j y(n-j)$$

(۳) سیگنال الکتریکی حذف کننده،  $y(n)$  به فرم زیر محاسبه می شود:

(۳-۳۱)

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i)$$

جاییکه  $w_i(n)$ ،  $i$  امین ضریب از فیلتر وفقی  $w(z)$  در زمان  $n$  و  $N$  درجه فیلتر وفقی  $W(Z)$  است.

(۴)  $y(n)$  به درگاه خروجی برای فعال کردن بلندگوی حذف کننده فرستاده می شود.

(۵)  $X(n)$  که فیلتر شده ی  $x(n)$  است به فرم زیر محاسبه می شود:

(۳-۳۲)

$$x'(n) = \sum_{i=0}^M c_i x(n-i)$$

(۶) با استفاده از الگوریتم  $FX-LMS$  ضرایب فیلتر وفقی  $W(Z)$ ، بهینه می شوند:

$$W_i(n+1) = w_i(n) + \mu e(n) x(n-i), i=0,1,\dots,N-1 \quad (3-33)$$

(۷) این فرآیند را چندین بار تکرار می کنیم. با انجام مراحل فوق الگوریتم بهینه می شود.

### ۳-۷-۴) الگوریتم Filtered-URLMS

برای حذف فیدبک آکوستیکی، روش فیلتر  $IIR$  دومین روش مورد بحث ما می باشد که توسط

$Erikson$  [۴۷] پیشنهاد شد. در این روش قطب های تولید شده بو سیله ی فیدبک آکوستیکی توسط

قطب های فیلتر وفقی نوع  $IIR$  حذف می شوند. این سیستم کنترل کننده، بصورت دینامیکی تغییرات را

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

زمانیکه عمل حذف در آن انجام می شود در مسیره های ثانویه و فیدبک دنبال می کند. همانطوری که در رابطه ی (۳-۸) نشان داده شده، ساختار *IIR* این توانایی را دارد که تابع انتقال را بطور مستقیم با صفر و قطب مدل کند.

این تابع کسری را می توان با یک تابع *FIR* با مرتبه بالا و  $\mu$  کوچک (که شرط پایداری را برآورده کند)، تخمین زد. بعبارت دیگر فیلترهای *IIR* عملکرد یکسان با فیلترهای *FIR* اما با درجه ی خیلی پایین تر، ارائه می کنند. در نتیجه فیلترهای *IIR* ممکن است به ازای هر نمونه به محاسبات کمتری نسبت به فیلترهای *FIR* نیاز داشته باشند. آزمایش نشان داده است در صورتیکه تعداد ضرایب یک فیلتر *IIR* با ضرایب یک فیلتر *FIR* برابر باشد، فیلتر *IIR* کاهش نویز بیشتری را ارائه خواهد داد [۴۸].

ارتباط بین الگوریتم *FX-LMS* با خنثی سازی فیدبک و یک فیلتر *IIR* در شکل (۳-۱۸) نشان داده شده است. با توجه به شکل (الف ۳-۱۸) تابع تبدیل از  $X(n)$  به  $Y(n)$  بصورت زیر بیان می شود:

(۳-۳۴)

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{W(Z)}{\sum W(Z)F(Z)}$$

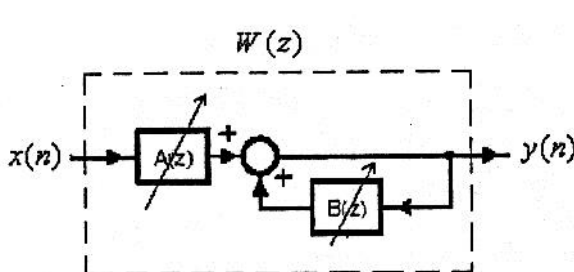
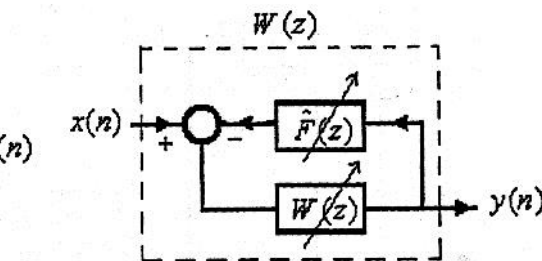
با تعریف  $A(Z) = W(Z)$ ،  $B(Z) = -F(Z)W(Z)$  رابطه (۳-۳۴) بصورت زیر نوشته می شود:

(۳-۳۵)

$$H(Z) = \frac{A(Z)}{1 - B(Z)}$$

بنابراین می توان شکل (الف ۳-۱۸) را با یک فیلتر *IIR* نشان داده شده در شکل (ب ۳-۱۸)، آرایش

داد.

ب: فیلتر *IIR* افقی معادلشکل (۳-۱۸) الف: الگوریتم *FX-LMS* با خنثی سازی فیدبک

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

انواع متنوعی از الگوریتم  $IIR$  وجود دارد که قابل استفاده می باشند. در اینجا الگوریتم  $RLMS$  که بوسیله  $Feintuch$  نوشته شده، توضیح داده می شود [۴۹]. شکل ۳-۱۹ نمایش دهنده ی دیاگرام بلوکی یک سیستم  $ANC$  با یک فیلتر وقتی از نوع  $IIR$  است. جایگاه  $y(n)$ ، سیگنال خروجی فیلتر  $IIR$  به صورت زیر محاسبه می شود:

$$y(n) = A(n)X(n) + B(n)Y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)x(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n)y(n-j) \quad (3-36)$$

که:

$$A(n) = [a_0(n), a_1(n), \dots, a_{N-1}(n)]^T: n \text{ در زمان } A(Z)$$

$$B(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots, b_M(n)]^T: n \text{ در زمان } B(Z)$$

$$Y(n-1) = [y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-M)]^T: \text{تاخیر با یک خروجی}$$

$N$  درجه ی  $A(Z)$  و  $B(Z)$  است.

الگوریتم  $Filtered-URLMS$  می تواند بوسیله ی دو معادله ی برداری برای فیلترهای وقتی  $A(Z)$

و  $B(Z)$  بصورت زیر بیان شود [۶]:

$$A(n+1) = A(n) - \mu e(n) X(n) \quad (3-37)$$

$$B(n+1) = B(n) - \mu e(n) Y(n-1) \quad (3-38)$$

1)

$$Y(n-1) = [y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-M)]^T \quad (3-39)$$

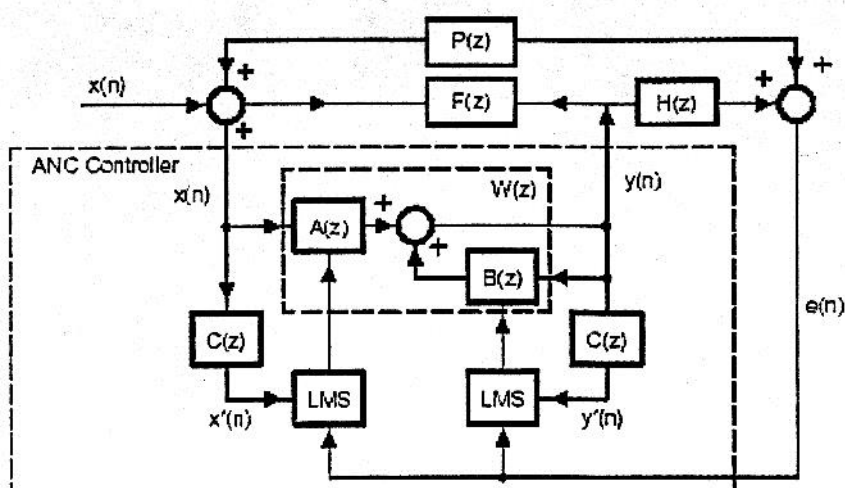
$M$ )<sup>T</sup>

$$(3-40)$$

$$y'(n) = \sum_{j=0}^M c_j y(n-j)$$

$Y(n)$  فیلتر شده  $y(n)$  بوسیله ی  $c(z)$  است و  $x'(n)$  در معادله ی ۳-۱۴ توضیح داده شده است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۳-۱۹) دیاگرام بلوکی الگوریتم  $Filtered\_U\ RLMS$  در سیستم ANC

بعد از همگرایی  $B(Z)$  و  $A(Z)$  میزان خطای باقیمانده و اندازه گیری شده  $e(n)$ ، تقریباً برابر صفر

است. در نتیجه:

$$(۳-۴۱)$$

$$W(Z) = \frac{A(Z)}{1-B(Z)} = \frac{-P(Z)}{H(Z)-P(Z)F(Z)}$$

با توجه به ساختار پیچیده و صفر قطب دار  $H(Z), P(Z)$  و  $F(Z)$ ، همگرایی  $A(Z)$  و  $B(Z)$  نمی تواند عمومیت داشته باشد. راه حل های بهینه سازی بدست آمده برای  $A^*(Z)$  و  $B^*(Z)$  واحد نمی باشد. البته به هر حال الگوریتم در نهایت سعی خود را برای کاهش شدید سیگنال خطا خواهد کرد. بر اساس رابطه ی (۳-۴۱) یکی از مجموعه ی راه حل ها عبارتست از:

$$(۳-۴۲)$$

$$A^*(Z) = -\frac{P(Z)}{H(Z)}$$

$$(۳-۴۳)$$

$$B^*(Z) = \frac{P(Z)F(Z)}{H(Z)}$$

بنابراین حال کاملاً منطقی به نظر می رسد که  $B(Z)$  دارای درجه ی بالاتری نسبت به  $A(Z)$  می

باشد. سیستم از روش *off-line* برای تخمین زدن تابع تبدیل مسیر ثانویه استفاده می کند. پس از روش

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

*off-lin* از سیستم *ANC* در مد حذف نویز استفاده می شود. جزییات الگوریتم نشان داده شده در شکل

۳-۱۹ بطور خلاصه به صورت زیر است:

(۱) سیگنال مرجع  $x(n)$  و خطای  $e(n)$  را از میکروفن های ورودی دریافت می کنیم.

(۲) سیگنال حذف کننده،  $y(n)$  به فرم زیر محاسبه می شود:

(۳-۴۴)

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)x(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n)y(n-j)$$

که  $N$  درجه ی فیلتر  $A(Z)$  و  $J$  درجه ی فیلتر  $B(Z)$  است.

(۳) سیگنال  $y(n)$  به بلندگوی حذف کننده ارسال شود.

(۴) عمل فیلترینگ را انجام می دهیم:

(۳-۴۵)

$$x'(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i x(n-i)$$

(۳-۴۶)

$$y'(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i y(n-i)$$

که  $m$  درجه ی فیلتر  $c(z)$  است.

(۵) برای بهسازی ضرایب فیلترهای وقتی  $A(Z)$  و  $B(Z)$  از الگوریتم *Filtered - U RLMS* استفاده می

کنیم:

$$a_i(n+1) = a_i(n) + \mu_a e(n)x(n-i), \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (۳-۴۷)$$

$$b_i(n+1) = b_i(n) - \mu_b e(n)y(n-j), \quad j=0,1,\dots,j \quad (۳-۴۸)$$

(۶) فرآیند را برای چندین بار تکرار می کنیم.

لازم به ذکر است که همگرایی و پایداری الگوریتم *Filtered-U RLMS* تاکنون بصورت فرمول

ارائه نگردیده است [۱ و ۶].

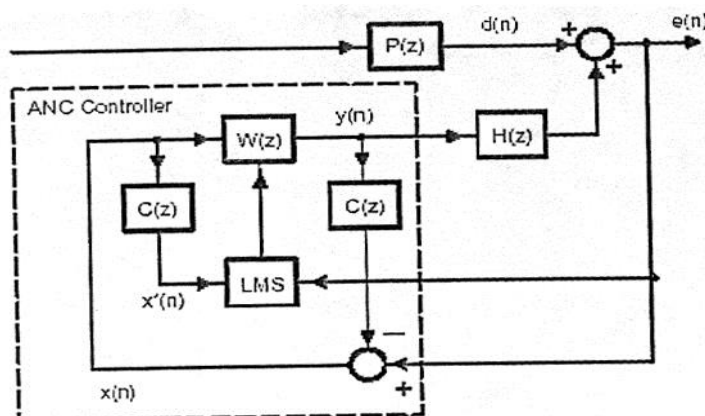
(۳-۸) الگوریتم های سیستم *ANC* پسخوردار تک کاناله

شکل ۳-۲۰ نشان داده ی دیاگرام بلوکی یک سیستم پیشگویی کننده ی وقتی در حالت تک کاناله

برای کنترل نویز فعال به روش پسخور است. از آنجایی که این سیستم فقط شامل یک میکروفن خطا می

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

باشد، مشکل فیدبک آکوستیکی که در سیستم های پیشخور مطرح بود را نداریم. این طرح برای نویزهای پریودیک قابل اجرا می باشد. اولین بار Burgess این ساختار را برای اجتناب از میکروفن ورودی در الگوریتم FXLMS پیشنهاد کرد [۵]. این روش بر پایه ی تخمین نویز اولیه،  $d(n)$  و استفاده از آن بعنوان ورودی فیلتر افقی استوار است.



شکل (۲۰-۳) دیاگرام بلوکی سیستم ANC پسخوردار تک کاناله

همانطوریکه در شکل ۲۰-۳ مشاهده می کنید، نویز اولیه بصورت زیر تخمین زده می شود:

(۴۹-۳)

$$x(n) = e(n) - \sum_{i=0}^{M-1} c_i y(n-i)$$

که  $c_i$  ضرایب فیلتر تخمینی از مسیر ثانویه  $c(z)$  و  $M$  درجه ی فیلتر  $c(z)$  است. با توجه به شکل

(۲۰-۳) داریم:

$$D(Z) = E(Z) - H(Z)Y(Z) \quad (۵۰-۳)$$

که  $E(Z)$  و  $Y(Z)$  در دسترس می باشند. اگر بجای  $H(Z)$ ، تخمین آن را قرار دهیم، خواهیم داشت:

(۵۱-۳)

$$D(Z) \approx X(Z) = E(Z) - C(Z)Y(Z)$$

پس خطای سیگنال بصورت زیر نمایش داده می شود:

$$E(Z) = D(Z) - W(Z)H(Z)X(Z) \quad (۵۲-۳)$$



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در نتیجه خطای سیگنال هنگامی صفر می شود که:

$$W(Z)H(Z)X(Z)=D(Z) \quad (53-3)$$

اگر نویز اولیه،  $D(Z)$  پریودیک باشد و تابع انتقال  $W(Z)H(Z)$  معادل تأخیری برابر با چندین پریود از سیگنال باشد، این کار شدنی خواهد بود.

پس برای انجام این روش، ابتدا بایستی بوسیله مدل *off-line* تابع انتقال مسیر ثانویه  $H(Z)$  را تخمین زد  $C(Z)$  تخمین  $H(Z)$  است). حذف نویز بعد از عمل *training* آغاز می شود. الگوریتم *ANC* پسخوردار نشان داده شده در شکل ۳-۲۰ در زیر خلاصه شده است:

(۱) سیگنال خطا  $e(n)$  از میکروفن خطا دریافت شود.

(۲)  $x(n)$ ، که معرف تخمین سیگنال ورودی مرجع است را محاسبه کنیم:

(۵۴-۳)

$$x(n) = e(n) - \sum_{i=0}^{M-1} c_i y(n-i)$$

(۳) حال سیگنال حذف کننده را تخمین می زنیم:

(۵۵-۳)

$$y(n) = \sum_{i=1}^{N-1} w_i(n)x(n-i)$$

که  $w_i(n)$  ضرایب فیلتر وقتی  $w(z)$  در زمان  $n$  و  $N$  درجه ی فیلتر  $W(Z)$  است.

(۴)  $y(n)$  را برای راه اندازی بلندگو، تولید می کنیم.

(۵)  $X^{\wedge}(n)$  که نمونه ی فیلتر شده ی  $x(n)$  است، به روش زیر محاسبه می شود:

(۵۶-۳)

$$x^{\wedge}(n) = \sum_{i=0}^M c_i x(n-i)$$

(۶) با استفاده از الگوریتم *FXLMS* ضرایب فیلتر وقتی  $W(Z)$  بهینه می شوند:

(۵۷-۳)

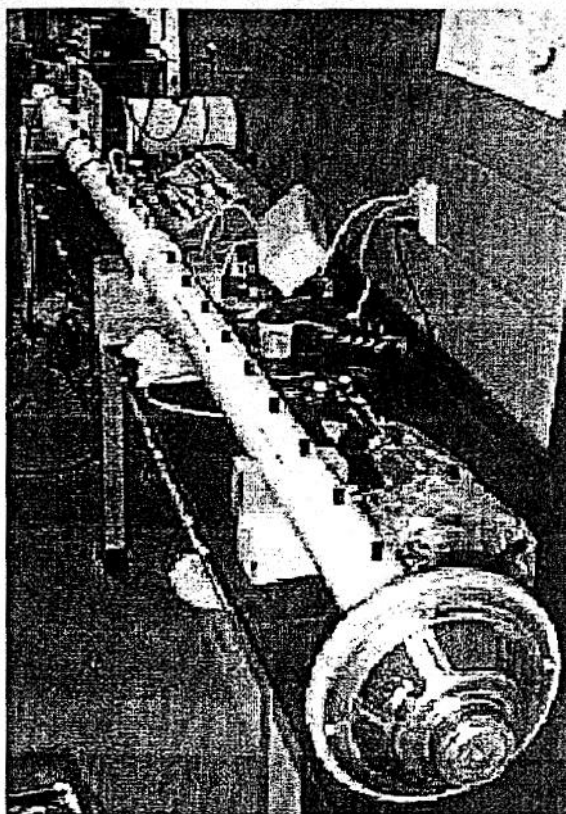
$$w_i(n+1) = w_i(n) - \mu e(n)x^{\wedge}(n-i)$$

(۷) این فرآیند را برای چندمین بار تکرار کنید تا با انجام مراحل فوق، الگوریتم بهینه شود.

۳-۹) نکاتی درباره ی طراحی سیستم های *ANC* تک کاناله

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

انواع مختلفی از مجراها وجود دارند که هر کدام از آنها نیاز به طراحی سیستم کنترلی خاص خود را دارد. پارامترهایی از قبیل: سطح مقطع - مربعی یا دایروی - دیواره - یک تکه یا سوراخ سوراخ، طول - کوتاه یا بلند - قطر - کم یا زیاد - نرمی یا سختی، خمش یا بدون خمش، صاف یا خرطومی بودن دیواره ها، برای طراحی مجراها در نظر گرفته می شوند. شکل ۳-۲۱ نمونه ای از یک مجرای آزمایشگاهی نشان داده شده است.



شکل (۳-۲۱) نمونه ای از یک مجرای آزمایشگاهی

همچنین برای اینکه یک سیستم ANC بطور سخت افزاری پیاده شود، احتیاج به ایجاد تعادل مابین سخت افزار و نرم افزار می باشد. بعبارت دیگر سخت افزار سیستم بایستی اجازه ی انعطاف پذیری در حذف و کنترل نویز فعال را به نرم افزار بدهد. درجه ی فیلتر و علیت از جمله فاکتورهایی هستند که باعث ایجاد محدودیت در اجرای سیستم های ANC می شوند.

- بطور کلی چون از سیستم ANC در محدوده ی فرکانسی پایین تر از ۵۰۰ هرتز استفاده می شود، برای سیگنال تست ورودی مولفه ی فرکانسی ای در محدوده ی فوق اختیار می کنیم. از طرف دیگر

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

با توجه به پاسخ بلندگو هیچ کاهشی در مقادیر کمتر از  $200\text{ Hz}$  بدست نمی آید [۱]. بنابراین سیستم ANC در محدوده ی ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز بکار گرفته می شود. استفاده از بلندگوهای مناسب باعث کاهش حد پایینی این محدوده می شود. حد بالایی، عملکرد را محدود نمی کند، چرا که تکنیک های غیرفعال برای کاهش نویز در فرکانس های بالاتر از  $500\text{ Hz}$  موفقیت آمیز خواهند بود.

- با توجه به اینکه فرکانس نمونه برداری بایستی حداقل ۲ برابر حد بالای ناحیه کار سیستم باشد، می توان آنرا  $2\text{ KHZ}$  اختیار کرد [۱، ۱۲، ۴۰].

- یک اصل کلی در مدل سازی سیستم بدین صورت است که محتوای فرکانسی سیگنال تست، تا حد امکان باید در بازه ی فرکانسی کار سیستم باشد. بطور مثال اگر بخواهیم یک نویز پرودییک یا تک فرکانس را حذف کنیم سیگنال تست نیز باید یک سیگنال پرودییک با همان مولفه های فرکانسی باشد. در این حالت پاسخ فرکانسی مدل بدست آمده در بازه ی فرکانسی سیگنال تست دارای بهترین دقت خواهد بود. بنابراین در حالت کلی بهترین سیگنال تست جهت مدل سازی، سیگنال نویز سفید است که دارای تمام مولفه های فرکانسی می باشد. لیکن در عمل امکان تولید نویز سفید وجود ندارد. با توجه به کاربرد مدل سازی سیستم در ANC برای حالتی که بخواهیم یک نویز باند پهن را حذف کنیم بهتر است از یک نویز رنگی یا نویز سفید فیلتر شده که مشخصه ی فرکانسی اش از بازه ی ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز مسطح است، استفاده شود.

۳-۹-۱) نرخ نمونه برداری و درجه ی فیلتر [۶]

کار کنترل کننده، تخمین دقیق تأخیر در قسمت های الکترونیکی و تغییرات دامنه در فاصله ی مابین میکروفن ورودی و بلندگوی حذف کننده است. کنترل کننده بایستی قبل از اینکه نویز به بلندگوی حذف کننده برسد، آن را پردازش کند. چنانکه می دانیم زمان پردازش در پردازش سیگنال های زمان واقعی بایستی کمتر از پریرود نمونه برداری  $T$  باشد. یعنی:

$$(3-58)$$

$$t < (T = \frac{1}{f_s})$$

$f_s$  فرکانس نمونه برداری است و بایستی در شرط نایکوئیست صدق کند. یعنی:  $f_s \geq 2f_M$

$f_M$  ماکزیمم فرکانس صوتی است که در کاربردهای ANC، ۵۰۰ هرتز تقریب مناسبی است. بعبارت

دیگر مینیمم فرکانس نمونه برداری  $1\text{ KHZ}$  و ماکزیمم زمان پردازش  $1\text{ ms}$  است.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

اگر سرعت صوت در هوا  $C_0$  در دمای  $75$  درجه فارنهایت برابر  $343$  متر بر ثانیه باشد، رابطه ی مسافت فیزیکی صوت طی شده با نرخ نمونه برداری، بصورت زیر بیان می شود:

$$(3-59)$$

$$\Delta_s = \frac{C_0}{f_s}$$

$$(3-60)$$

$$L = N\Delta_s = \frac{NC_0}{f_s}$$

که  $N$  تعداد وزن های فیلتر  $(W(Z))$  در الگوریتم  $FXLMS$  و  $A(Z)$  در الگوریتم  $(F-U RLMS)$  و  $L$  طول مجرا (از میکروفن ورودی تا بلندگوی حذف کننده) است. برای مثال اگر  $N=64$  و نرخ نمونه برداری  $2\text{KHZ}$  باشد، نیاز به  $32$  میلی ثانیه زمان برای محاسبه تمامی نمونه های لازم می باشد. در نتیجه طول مجرا،  $10/976$  متر خواهد شد.

درجه ی فیلتر افقی کنترل کننده ی نویز، به محیط آکوستیکی مجرا نیز بستگی دارد. بطوریکه اگر از مواد خشتی کننده غیرفعال در مجرا استفاده کنیم، درجه ی فیلتر کاهش می یابد.

اگر نویز از نوع بانده پهن باشد. بایستی برای حذف نویز از فیلتری با درجه ی بالا استفاده کنیم. برای سیگنال های پریودیک احتیاج به فیلتری با درجه ی بالا نداریم. زیرا فقط نیاز به تنظیم فاز در یک سیکل از موج پریودیک است.

$$(3-9-2) \text{ علیت سیستم [6]}$$

در شکل 3-5 تأخیر آکوستیکی از میکروفن ورودی تا بلندگو برحسب ثانیه برابر است با:

$$(3-61)$$

$$\delta_A = \frac{L}{C_0}$$

که  $C_0$  نشان دهنده ی سرعت هوا و  $L$  معرف فاصله ی میکروفن ورودی تا بلندگو است. تاخیر

الکتریکی نیز بصورت زیر بیان می شود:

$$(3-62)$$

$$\delta_E = \delta_W + \delta_t$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

که  $\delta_i$  مجموع تاخیرها در فیلتر ضد تاخوردگی مبدل  $A/D$ ، مبدل  $D/A$ ، فیلتر باز سازی، بلندگو و بعلاوه زمان پردازش (یک پریود نمونه برداری  $T$ ) می باشد. همچنین  $\delta_{gr}$ ،  $group\ delay$  فیلتر دیجیتالی  $w(z)$  است. تأخیر بلندگو بویژه در فرکانس های پایین، اهمیت زیادی در علیت سیستم دارد. پس بایستی بلندگو با دقت زیاد انتخاب شود. شرط اینکه فیلتر وقتی بصورت علی عمل کند این است که:

$$(3-63)$$

$$\delta_A > \delta_E$$

بنابراین برای حذف نویز  $random$ ، مینیمم فاصله ی میکروفن ورودی تا بلندگوی خروجی

بایستی در رابطه ی زیر صدق کند:

$$(3-64)$$

$$L_{min} > c_0 \delta_E$$

و بطور تقریب داریم که:

$$(3-65)$$

$$\delta_i \approx T \left(1 + \frac{3M}{8}\right)$$

که  $M$  نشان دهنده ی تعداد قطب ها در فیلترهای ضد تاخوردگی و بازسازی است. بعنوان مثال فرض کنید که فرکانس نمونه برداری  $2\text{KHZ}$  و هر فیلتر آنالوگ دارای ۶ قطب باشد، در نتیجه  $M=12$  و  $\delta_i = 2.75\text{ms}$  خواهد شد.

اگر تأخیر الکتریکی بزرگتر از تأخیر آکوستیکی شود، سیستم غیرعلی خواهد شد. پس برای کاهش تأخیر الکتریکی در یک طول معلوم، نرخ نمونه برداری سریعتری لازم است. که این کار باعث کاهش طول مجرای مورد نظر، می شود.

نویز پریودیک حالت خاصی است که علیت در آن مطرح نمی باشد، که در آن از فیلترهایی با طول کوچکتر استفاده می شود.

(3-10) نتیجه گیری

در این فصل ضمن آشنایی با اصول کنترل فعال نویز به معرفی سیستم کنترل فعال نویز تک کاناله که از یک فیلتر وقتی استفاده می کند، پرداختیم. همچنین الگوریتم  $FXLMS$  را بعنوان یک روش پایه

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

برای این سیستم ها مورد بررسی قرار دادیم و برای رفع فیدبک صوتی- از بلندگو حذف کننده به میکروفن ورودی - الگوریتم های *FBFXLMS* و *FURLMS* را معرفی کردیم. نرخ نمونه برداری ، درجه ی فیلتر و علیت سیستم از جمله مسائلی است که عدم توجه به آن موجب بهینه عمل نکردن سیستم خواهد شد و بایستی در کاربردهای مختلف به آنها توجه داشت.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## فصل چهارم

شبیه سازی سیستم **ANC** تک کاناله

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

پس از بررسی اصول کنترل فعال نویز در یک مجرا، در این فصل به شبیه سازی سیستم *ANC* تک کاناله با استفاده از نرم افزار *MATLAB* می پردازیم تا قبل از پیاده سازی، نسبت به آن سیستم ها دید بهتری بدست آورد.

#### ۴-۱) مقدمه

شبیه سازی یک سیستم *ANC* تک کاناله مقدمه ی پیاده سازی آن سیستم می باشد. بوسیله ی عمل شبیه سازی می توان قبل از پیاده سازی، نتایج حاصل از پیاده سازی را پیش بینی کرد. در این فصل در اجرای شبیه سازی برای حذف نویزهای فرکانس ثابت از الگوریتم های *FXLMS* و *FBFXLMS* استفاده می کنیم. همچنین به ارائه گونه ای از الگوریتم *FXLMS* می پردازیم که قابلیت حذف نویز با فرکانس متغیر در یک مجرا و در کوتاهترین زمان ممکن را دارد. در این الگوریتم ها فرکانس نمونه برداری را  $2 \text{ KHZ}$  اختیار می کنیم.

به دلیل اینکه تکنیک های غیرفعال برای کاهش نویز در فرکانس های کمتر از ۵۰۰ هرتز موفقیت آمیز نبوده اند، از سیستم های *ANC* در این محدوده استفاده می شود [۱، ۶]. از طرف دیگر با توجه به پاسخ بلندگو، هیچ کاهش در مقادیر کمتر از ۲۰۰ هرتز بدست نمی آید [۱]. در نتیجه از یک *ANC* در محدوده ی فرکانسی ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز استفاده می شود. بنابراین بایستی مولفه های فرکانسی سیگنال تست ورودی در محدوده ی فوق باشد.

#### ۴-۲) اجرای الگوریتم *FXLMS*



## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تاکنون کارهای زیادی برای حذف نویز باند باریک آکوستیکی که بصورت تک فرکانس ثابت در داخل یک مجرا وجود دارد، ارائه شده است. با این حال اگر فرکانس نویز تغییر کند، نیاز به سیستمی است که توانایی حذف آنرا داشته باشد.

۴-۲-۱) حذف نویز باند باریک فرکانس ثابت

برای انجام عمل شبیه سازی و اجرای الگوریتم *FXLMS* احتیاج به دانستن توابع تبدیل مسیر اولیه  $P(Z)$  و مسیر ثانویه،  $H(Z)$ ، می باشد. بدین منظور از اطلاعات داده شده در مرجع [۱۱] که بصورت عملی حاصل شده، استفاده می کنیم تا نتایج بدست آمده به واقعیت نزدیکتر باشد. توابع تبدیل مورد استفاده به صورت زیر می باشند:

(۴-۱)

$$P(z) = \frac{Z - 0.3}{(Z + 0.4 - j0.8)(Z + 0.4 + j0.8)}$$

(۴-۲)

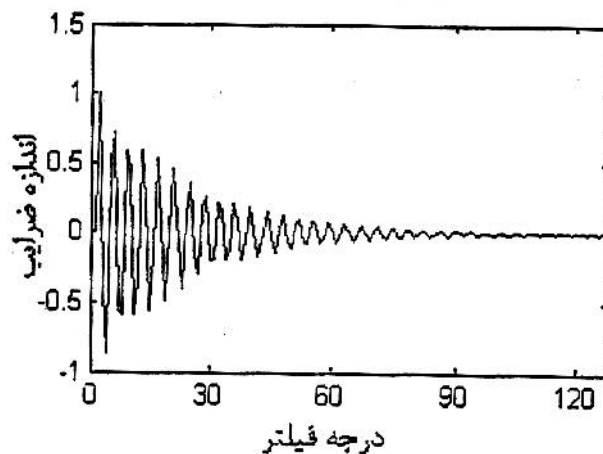
$$H(z) = \frac{Z - 0.3}{(Z + 0.65 - j0.7)(Z + 0.65 + j0.7)}$$

در ادامه مطابق با شکل (۳-۴) یک سیستم *ANC* تک کاناله با استفاده از الگوریتم *LMS* شبیه سازی شد. اما به دلیل اینکه هدف ما پیاده سازی سیستم با استفاده از الگوریتم *FXLMS* بود، به نتایج این شبیه سازی نمی پردازیم. فقط شایان ذکر است که نتایج حاصل از شبیه سازی، برتری الگوریتم *FXLMS* را نسبت به الگوریتم *LMS* در تضعیف بیشتر نویز، پایداری بیشتر نسبت به تغییر متغیرهای مستقل، نشان می داد. همچنین متوجه شدیم که در این کاربرد بایستی برای تجدید ضرایب فیلتر وقتی، فقط از الگوریتم *NLMS* استفاده کنیم تا سیستم بصورت پایدار کار کرده و باعث تضعیف نویز شود.

برای شبیه سازی یک سیستم *ANC* تک کاناله با فرکانس ثابت با استفاده از الگوریتم *FXLMS* علاوه بر مدل کردن توابع تبدیل مسیره های اولیه و ثانویه به تابع تبدیل  $C(Z)$  نیز نیاز می باشد. روش بدست آوردن این تابع تبدیل و شیوه ی مدل سازی آن در فصل قبلی بیان گردید و در اینجا فقط از نتایج قبلی استفاده می کنیم. با استفاده از دیاگرام شکل ۳-۱۳ تخمین تابع  $C(Z)$  که دارای مدل *FIR* می باشد، صورت می گیرد. شکل ۴-۱ نتیجه ی شبیه سازی تخمین مسیر ثانویه را در محیط *MATLAB* نشان

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

می دهد. برای اینکار از فیلتری با درجه ی ۱۲۸ و گام حرکت  $0.001$  استفاده کردیم. با توجه به شکل ۴-۱ می توان مشاهده کرد که استفاده از فیلتر  $FIR$  با درجه ی ۶۴ برای عمل تخمین کافی است. زیرا ضرایب فیلتر افقی از درجه ی ۶۴ به بعد، کوچک می باشند.

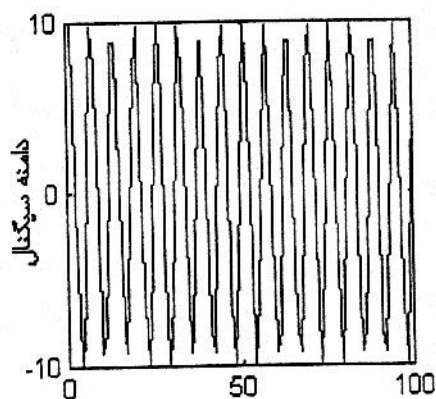


شکل (۴-۱) ضرایب بدست آمده برای فیلتر افقی درجه ۱۲۸ با  $\mu = 0.001$  برای تخمین مسیر ثانویه

مطابق شکل (۳-۱۳)، با استفاده از توابع تبدیل  $H(Z)$  و  $P(Z)$  که در بالا بصورت  $IIR$  در نظر گرفته شد و تابع تبدیل مدل سازی شده  $C(Z)$  که بصورت  $FIR$  مدل شده، یک سیستم  $ANC$  تک کاناله شبیه سازی گردید. نکته ی حائز اهمیت این است که فیلتر افقی مورد استفاده در این سیستم دارای ساختار  $FIR$  و از درجه ی ۳۲ می باشد. ضریب همگرایی نیز برحسب مقادیر ویژه ی نمونه های سیگنال ورودی بصورتی انتخاب می گردد که سیستم  $ANC$  پایدار باشد.

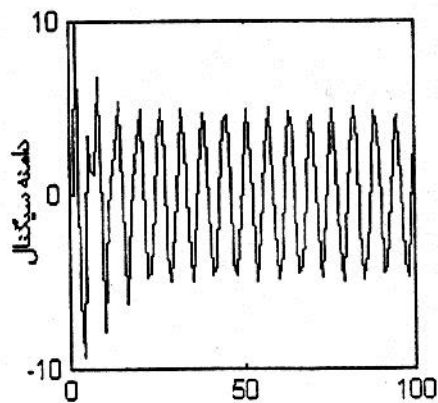
برای ایجاد نویز که در شبیه سازی بعنوان سیگنال ورودی به سیستم  $ANC$  و الگوریتم  $FXLMS$  در نظر گرفته می شود از یک سیگنال پریودیک با فرکانس ۳۲۰ هرتز استفاده می شود. شکل ۴-۲ نشان دهنده ی نویز ورودی به سیستم است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل (۲-۴) سیگنال نویز ورودی بعنوان سیگنال مرجع برای انجام شبیه سازی سیستم ANC

شکل (۳-۴) سیگنال دریافتی از میکروفن خطا در زمانیکه سیستم ANC خاموش است (همان  $d(n)$  در شکل ۳-۱۲) را نشان می دهد. منظور از اصطلاح «سیستم ANC خاموش» مربوط به زمانی است که ضرایب فیلتر وقتی صفر باشد که در نتیجه  $d(n)$  برابر با  $e(n)$  خواهد شد. سیگنال  $d(n)$  نتیجه عبور سیگنال ورودی  $x(n)$  از تابع تبدیل  $p(z)$  می باشد. این سیگنال نسبت به سیگنال ورودی دارای تاخیر و تضعیف است.

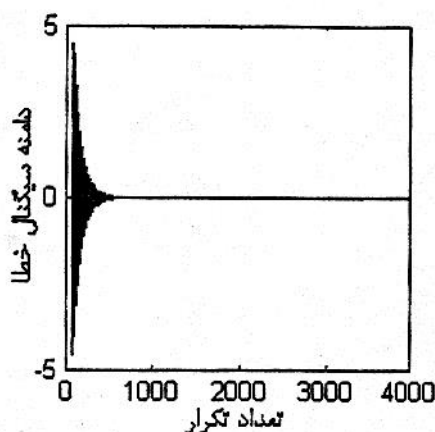


شکل (۲-۴) سیگنال دریافت شده توسط میکروفن خطا در زمانیکه سیستم ANC خاموش است.

به دلیل اینکه ورودی و خروجی سیستم، تقریباً پریودیک می باشند، می توان فرض کرد که سیستم تقریباً خطی کار می کند و در آن خاصیت جمع آثار برقرار است. هدف نهایی کاهش مقدار سیگنال خطا،  $e(n)$ ، می باشد. بنابراین برای بررسی عملکرد سیستم ANC سیگنال خطا را مورد توجه قرار می دهیم. شکل ۴-۴ سیگنال دریافتی از میکروفن خطا در حالتی

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

که سیستم ANC روشن بوده و ورودی سیستم یک موج پریودیک (همانند شکل ۴-۲) است را نشان می دهد. مشاهده می شود که سیستم فوق با گام حرکت ۰/۰۱۵ بعد از مدتی به مقدار خطای حداقل خود رسیده است.



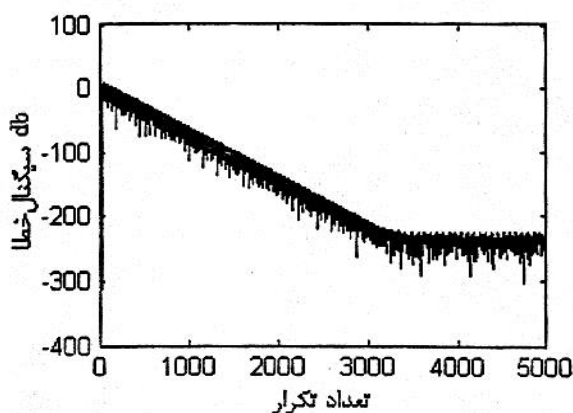
شکل (۴-۴) سیگنال دریافتی از میکروفن خطا هنگامیکه سیستم ANC روشن است.

شکل ۴-۵ معرف  $db$  سیگنال خطای گرفته شده با استفاده از رابطه ی ۴-۳ در یک سیستم ANC است و نشان دهنده ی آن است که سیستم به ازای یک ورودی پریودیک با فرکانس ۳۲۰ هرتز و با  $\mu = 0/015$  بعد از تقریباً ۳۳۰۰ تکرار به مقدار مینیمم خود و افتی تقریباً برابر با  $220db$  می رسد.

(۴-۳)

$$db_{e(n)} = 20\log(10|e(n)| + \epsilon)$$

در رابطه ی بالا  $\epsilon$  معرف اپسیلون است.



شکل (۴-۵)  $db$  سیگنال دریافتی از میکروفن خطا هنگامیکه سیستم ANC روشن است.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

برای بررسی بیشتر الگوریتم فوق، گام حرکت فیلتر وقتی را تغییر دادیم. در نتیجه مشاهده کردیم که از یک مقداری ( $\mu_{max}$ ) به بعد سیستم واگرا می شود و در مقدار خاصی ( $\mu_{opt}$ ) سیستم، با تعداد تکرار مینیمم به خطای حداقل می رسد. بعنوان مثال برای فرکانس ۳۰۰ هرتز  $\mu_{opt} = 0.12$  و  $\mu_{max} = 0.17$  است. در جدول ارائه شده در زیر نمونه هایی از این مقادیر با توجه به فرکانس نویز ورودی ذکر شده است.

جدول ۴-۱) مقادیر بدست آمده برای  $\mu_{opt}$  و  $\mu_{max}$  در فرکانس های مختلف

$f$	۲۰۰	۲۰۶/۲۵	۲۱۲/۵	۲۱۸/۷۵	۲۲۵	۲۳۲۱/۲۵	۲۳۷/۵	۲۴۳/۷۵	۲۵۰	۲۵۶/۲۵
$\mu_{opt}$	۰/۰۲۵	۰/۰۲۳	۰/۰۲۰	۰/۰۱۷	۰/۰۱۳	۰/۰۱۰	۰/۰۰۹	۰/۰۰۹۵	۰/۰۱۲۵	۰/۰۱۶
$\mu_{max}$	۰/۰۳۷	۰/۰۳۳	۰/۰۲۹	۰/۰۲۴	۰/۰۱۹	۰/۰۱۴	۰/۰۱۲	۰/۰۱۳	۰/۰۱۷	۰/۰۲۲

$f$	۲۶۲/۵	۲۶۸/۷۵	۲۷۵	۲۸۱/۲۵	۲۸۷/۵	۲۹۳/۷۵	۳۰۰	۳۰۶/۲۵	۳۱۲/۵	۳۱۸/۷۵
$\mu_{opt}$	۰/۰۱۹	۰/۰۲۲	۰/۰۲۵	۰/۰۶۶۵	۰/۰۲۸	۰/۰۲۸۵	۰/۰۲۹	۰/۰۳۰	۰/۰۳۰	۰/۰۳۰
$\mu_{max}$	۰/۰۲۸	۰/۰۳۳	۰/۰۳۶	۰/۰۳۹	۰/۰۴۱	۰/۰۴۳	۰/۰۴۳	۰/۰۴۴	۰/۰۴۴	۰/۰۴۴

$f$	۳۲۵	۳۳۱/۲۵	۳۳۷/۵	۳۴۳/۷۵	۳۵۰	۳۵۶/۲۵	۳۶۲/۵	۳۶۸/۷۵	۳۷۵	۳۸۱/۲۵
$\mu_{opt}$	۰/۰۳۰	۰/۰۲۹	۰/۰۲۸	۰/۰۲۷	۰/۰۲۶	۰/۰۲۴	۰/۰۲۲	۰/۰۲۰	۰/۰۱۷	۰/۰۱۴
$\mu_{max}$	۰/۰۴۳	۰/۰۴۲	۰/۰۴۱	۰/۰۴۰	۰/۰۳۸	۰/۰۳۵	۰/۰۳۲	۰/۰۲۹	۰/۰۲۵	۰/۰۲۱

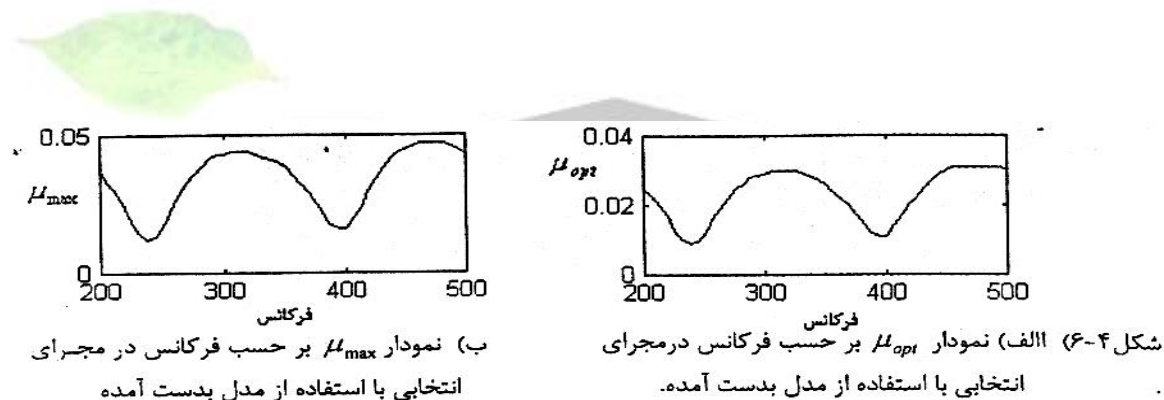
$f$	۳۸۷/۵	۳۹۳/۷۵	۴۰۰	۴۰۶/۲۵	۴۱۲/۵	۴۱۸/۷۵	۴۲۵	۴۳۱/۲۵	۴۳۷/۵	۴۴۳/۷۵
$\mu_{opt}$	۰/۰۱۲	۰/۰۱۱	۰/۰۱۱	۰/۰۱۴	۰/۰۱۷	۰/۰۲۰	۰/۰۲۲	۰/۰۲۵	۰/۰۲۷	۰/۰۲۹
$\mu_{max}$	۰/۰۱۷	۰/۰۱۶	۰/۰۱۶	۰/۰۲۰	۰/۰۲۴	۰/۰۳۰	۰/۰۳۴	۰/۰۳۸	۰/۰۴۲	۰/۰۴۴

$f$	۴۵۰	۴۵۶/۲۵	۴۶۲/۵	۴۶۸/۷۵	۴۷۵	۴۸۱/۲۵	۴۸۷/۵	۴۹۳/۷۵	۵۰۰
$\mu_{opt}$	۰/۰۳۰	۰/۰۳۰	۰/۰۳۱	۰/۰۳۱	۰/۰۳۱	۰/۰۳۱	۰/۰۳۱	۰/۰۳۱	۰/۰۳۰

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

$\mu_{max}$	۰/۰۴۵	۰/۰۴۶	۰/۰۴۷	۰/۰۴۷	۰/۰۴۷	۰/۰۴۷	۰/۰۴۶	۰/۰۴۵	۰/۰۴۳
-------------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

با توجه به جدول ۴-۱ مشاهده می شود که اگر نویز ورودی تک فرکانس ثابت باشد، برای اینکه سیستم  $ANC$  در کوتاهترین زمان ممکن به خطای مینیمم برسد، بایستی گام حرکت خاصی را اختیار کنیم. ولی اگر نویز ورودی فرکانس متغیر باشد، سیستم  $ANC$  با گام حرکت ثابت در کوتاهترین زمان به خطای مینیمم نمی رسد و یا اینکه بصورت واگرا عمل خواهد کرد. بدین منظور با استفاده از اعداد بدست آمده یک مدل که معرف تغییرات  $\mu_{opt}$  بر حسب فرکانس است، را بدست آوردیم. شکل ۴-۶ الف و ۴-۶ ب به ترتیب نشان دهنده ی نمودار  $\mu_{opt}$  و  $\mu_{max}$  بر حسب فرکانس می باشند که با استفاده از مدل بدست آمده حاصل شده است. با مقایسه ی دو شکل فوق متوجه می شویم که اختیار یک  $\mu$  ثابت برای تمام محدوده ی فرکانسی ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز ممکن نمی باشد.



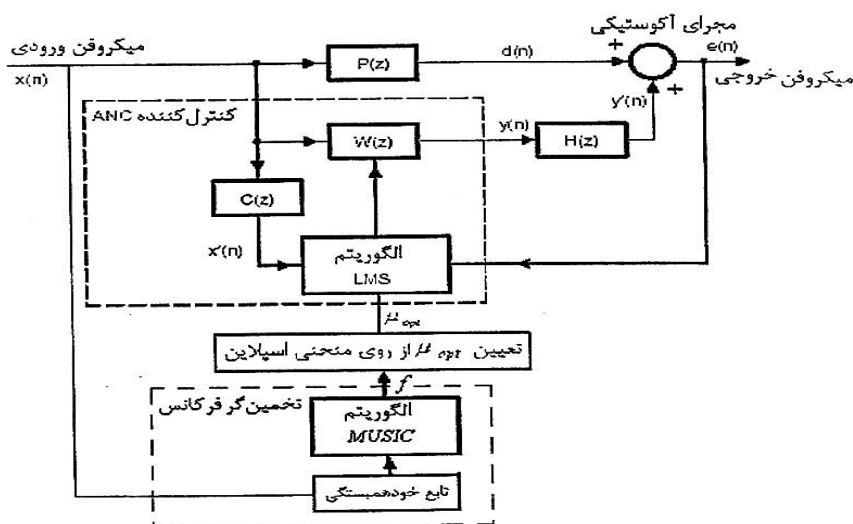
#### ۴-۲-۲) حذف نویز باندهای فرکانس متغیر

با توجه به مطالب ذکر شده در بخش ۴-۲-۱ متوجه شدیم که اگر فرکانس نویز ورودی (به مجرا) تغییر کند، برای رسیدن به خطای مینیمم در حداقل تکرار، بایستی  $\mu_{opt}$  نیز تغییر کند. بعنوان مثال،  $\mu_{opt}$  برای فرکانس ۳۰۰ هرتز را نمی توان برای فرکانس ۴۰۰ هرتز اختیار کرد. زیرا این مقدار بزرگتر از  $\mu_{max}$  برای فرکانس ۴۰۰ هرتز است و باعث واگرایی سیستم در آن فرکانس می شود.

بنابراین در مجرای که نویز ورودی متغیر است، برای اینکه سیستم در کمترین زمان ممکن همگرا شود، احتیاج به گام حرکت وقتی در الگوریتم  $FXLMS$  می باشد. بدین منظور در این پایان نامه، به ارائه

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرمان سایت و به همراه فونت های لازمه

روشی می پردازیم تا به حل این مسئله پردازد. ساختار ارائه شده برای این روش در شکل ۴-۷ نشان داده شده است.



شکل ۴-۷) دیاگرام بلوکی ارائه شده برای حذف نویز باند باریک با فرکانس متغیر

اصول این روش بدین صورت است که اگر فرکانس نویز ورودی تغییر کند. ابتدا بایستی آنرا با استفاده از الگوریتمی تخمین بزنیم. سپس با استفاده از مدل بدست آمده  $\mu_{opt}$  را از روی منحنی اسپلین گام حرکت بهینه بر حسب فرکانس ورودی اختیار کرده و آنرا در الگوریتم  $FXLMS$  قرار می دهیم. همانطوریکه در شکل ۴-۷ مشاهده می شود، برای تخمین فرکانس نویز ورودی، از الگوریتم  $MUSIC$  استفاده کردیم [۹، ۱۰]. بوسیله این الگوریتم می توان از طریق آنالیز مقادیر ویژه ی ماتریس خود همبستگی ورودی، فرکانس سیگنال ورودی را تخمین زد. این الگوریتم، روش مناسبی برای تخمین فرکانس سیگنال های سینوسی می باشد و برای کشف سیگنال های سینوسی که در یک محیط پر از نویز واقعد، بسیار موثر است. بویژه هنگامی که نسبت سیگنال به نویز ما کم باشد. الگوریتم  $MUSIC$  بوسیله ی رابطه ی زیر بیان می شود:

(۴-۴)

$$P_{music}(f) = \frac{1}{e^H(f) \left[ \sum_{k=p+1}^N v_k v_k^H \right] e(f)} = \frac{1}{\sum_{k=p+1}^N |v_k^H e(f)|^2}$$

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در رابطه ی ۴-۴،  $P$  درجه ی ماتریس خود همبستگی،  $N$  اندازه ی بردارهای ویژه،  $H$  معرف هرمیتی

بردار و  $e(f)$  یک بردار مختلط سینوسی است که بصورت رابطه ی ۴-۵ بیان می شود:

$$e(f) = [1, \exp(j2\pi f), \exp(j2\pi f \cdot 2), \exp(j2\pi f \cdot 4), \dots, \exp(j2\pi f \cdot (n-1))]^H \quad (5-4)$$

$v$  نیز نمایش بردارهای ویژه ی ماتریس خود همبستگی ورودی می باشد.  $V_k$  نیز معرف  $k$  امین

بردار ویژه است. بایستی توجه کرد که  $v_k^H e(f)$  نیز معادل یک تبدیل فوریه است.

پس از بدست آوردن فرکانس نویز ورودی، با استفاده از مدل بدست آمده برای گام حرکت بهینه،

$\mu_{opt}$  را بدست می آوریم و سپس آنرا در الگوریتم  $FXLMS$  قرار می دهیم تا خطای سیستم در حداقل

زمان ممکن مینیمم شود.

حال برای مقایسه دو الگوریتم  $FXLMS$  معمولی با گام حرکت ۰/۰۳ و  $FXLMS$  ارائه شده در این

پایان نامه از یک ورودی یکسان استفاده می کنیم. بدین صورت که ابتدا یک ورودی با فرکانس ۳۲۰

هرتز به دو الگوریتم اعمال می کنیم تا هر دو همگرا شوند. در فاز دوم فرکانس را به تدریج تغییر می

دهیم (بطور مثال آنرا بصورت یک سیگنال  $chirp$ <sup>۱</sup> تغییر می دهیم) و در نهایت فرکانس ورودی را در

۴۰۰ هرتز ثابت نگه می داریم. شکل ۴-۸ الف و ۴-۸ ب نشان دهنده ی این مقایسه می باشد.

همانطوریکه مشاهده می شود، الگوریتم  $FXLMS$  معمولی واگرا شده است، در صورتیکه روش ارائه

شده در این پایان نامه بصورت همگرا عمل کرده و خطای سیستم را به حداقل مقدار ممکن رسانیده

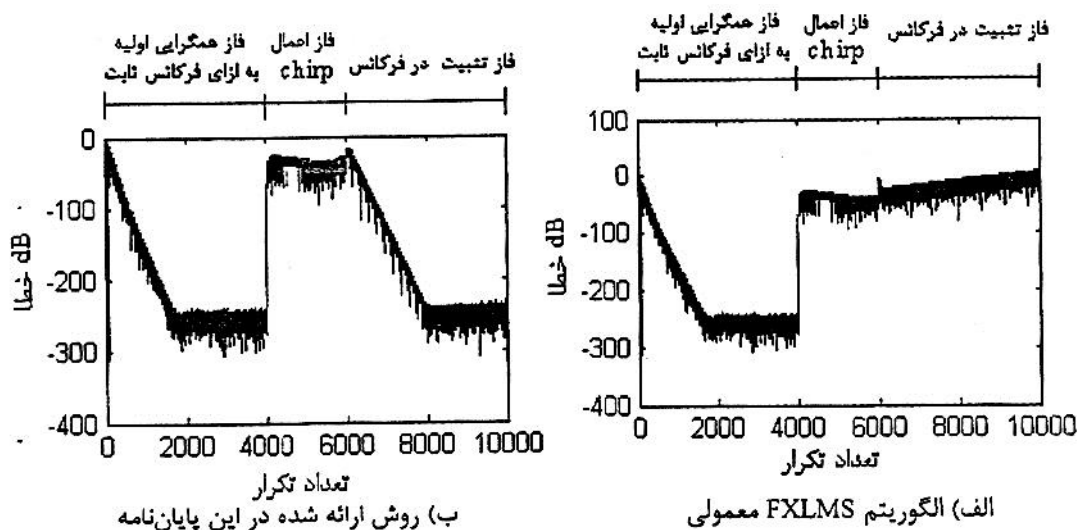
است. تغییر شدیدی که مابین فاز همگرایی اولیه و فاز اعمال  $chirp$  مشاهده می شود، به دلیل این است

که نرخ همگرایی فیلتر تطبیقی، کمتر از سرعت تغییر سیگنال  $chirp$  می باشد.

سیگنال است که فرکانس آن بصورت خطی با زمان تغییر می یابد.  $chirp$ <sup>۱</sup> -



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل ۴-۸) مقایسه الگوریتم FXLMS معمولی با روش ارائه شده در این پایان نامه به ازای یک ورودی یکسان

#### ۴-۳) اجرای الگوریتم FBFXLMS

برای انجام عمل شبیه سازی و اجرای الگوریتم FBFXLMS علاوه بر دانستن توابع تبدیل مسیر اولیه و مسیر ثانویه، احتیاج به دانستن تابع تبدیل مسیر فیدبک،  $F(z)$  نیز می باشد. بدین منظور از اطلاعات داده شده در مرجع [۱۱] که بصورت عملی حاصل شده، استفاده می کنیم تا نتایج بدست آمده به واقعیت نزدیکتر باشد. روابط ۴-۱، ۴-۲ و ۴-۶ به ترتیب نشان دهنده ی توابع تبدیل مسیر اولیه، مسیر ثانویه و مسیر فیدبک می باشند:

(۴-۶)

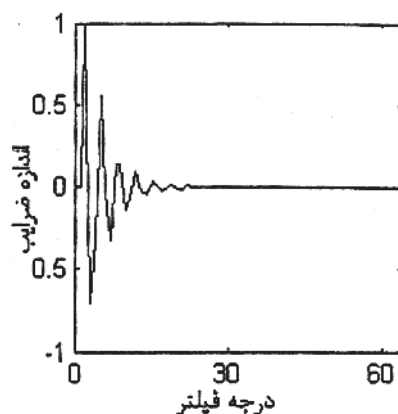
$$F(z) = \frac{z - 0.3}{(z + 0.2 - j0.75)(z + 0.2 + j0.75)}$$

در این روش نیز بایستی برای تجدید ضرایب فیلتر وقتی، فقط از الگوریتم NLMS استفاده کنیم تا سیستم بصورت پایدار کار کرده و باعث تضعیف نویز شود.

برای شبیه سازی یک سیستم ANC تک کاناله با فرکانس ثابت، با استفاده از الگوریتم FBFXLMS علاوه بر مدل کردن توابع تبدیل مسیریهای اولیه، ثانویه و فیدبک، به توابع تبدیل  $C(z)$  و  $D(z)$  نیز نیاز می باشد. روش بدست آوردن این توابع و شیوه ی مدل سازی آن در فصل قبلی بیان گردید و در اینجا فقط از نتایج قبلی استفاده می کنیم. با استفاده از دیاگرام شکل (۳-۱۷) تخمین توابع  $C(z)$  و  $D(z)$  که دارای مدل FIR می باشند، صورت می گیرد. شکل های ۴-۱ و ۴-۹ به ترتیب نتیجه ی شبیه سازی

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تخمین مسیرهای ثانویه و فیدبک را در محیط *MATLAB* نشان می دهند. برای تخمین مسیر فیدبک از فیلتری با درجه ی ۶۴ و گام حرکت ۰/۰۰۱ استفاده کردیم. با توجه به شکل ۴-۹ می توان مشاهده کرد که استفاده از فیلتر *FIR* با درجه ی ۳۲ برای عمل تخمین مسیر فیدبک کافی است. زیرا ضرایب فیلتر وقتی از درجه ی ۳۲ به بعد، کوچک می باشند.



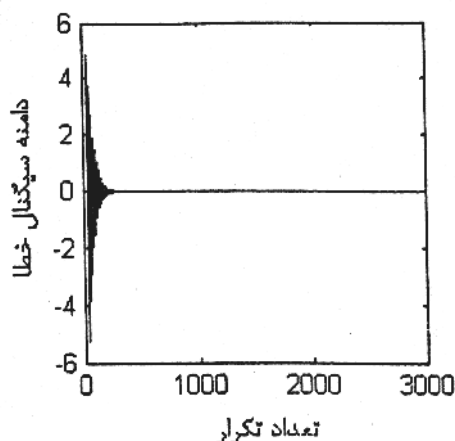
شکل (۴-۹) ضرایب بدست آمده برای فیلتر وقتی با درجه ی ۶۴ و  $\mu = 0.001$  برای تخمین مسیر فیدبک

مطابق شکل (۳-۱۶)، با استفاده از توابع تبدیل  $H(z)$  و  $p(z)$  و  $F(z)$  که در بالا بصورت *IIR* در نظر گرفته شد و توابع تبدیل مدل سازی شده  $C(z)$  و  $D(z)$  که بصورت *FIR* مدل شده، یک سیستم *ANC* تک کاناله شبیه سازی گردید. نکته ی حائز اهمیت این است که فیلتر وقتی مورد استفاده در این سیستم دارای ساختار *FIR* و از درجه ی ۳۲ می باشد. ضریب همگرایی نیز بر حسب مقادیر ویژه ی نمونه های سیگنال ورودی، بصورتی انتخاب می گردد که سیستم *ANC* پایدار باشد.

برای ایجاد نویز که در شبیه سازی بعنوان سیگنال ورودی به سیستم *ANC* و الگوریتم *FXLMS* در نظر گرفته می شود، از یک سیگنال پریودیک با فرکانس ۳۲۰ هرتز (مطابق با شکل ۴-۲) استفاده می شود. چون هدف نهایی کاهش مقدار سیگنال خطا،  $e(n)$ ، می باشد، بنابراین برای بررسی عملکرد سیستم *ANC*، سیگنال خطا را مورد توجه قرار می دهیم. شکل ۴-۱۰ سیگنال دریافتی از میکروفن خطا در حالتی که سیستم *ANC* روشن بوده و ورودی سیستم یک موج پریودیک (همانند شکل ۴-۲) است را

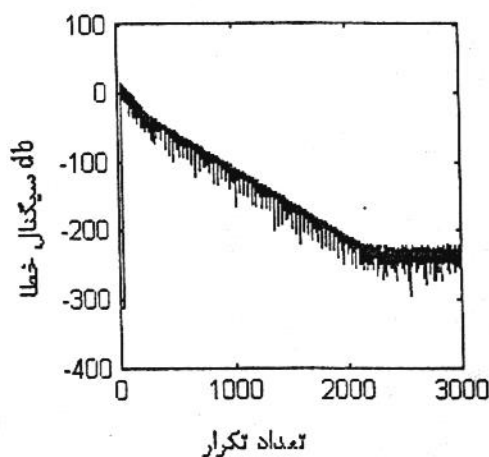
برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

نشان می دهد. مشاهده می شود که سیستم فوق با گرم حرکت  $0.0585$  بعد از مدتی به مقدار خطای حداقل خود رسیده است.



شکل (۴-۱۰) سیگنال دریافتی از میکروفن خطا در الگوریتم FBFXLMS هنگامیکه سیستم ANC روشن است

شکل ۴-۱۱ معرف  $db$  سیگنال خطای گرفته شده با استفاده از رابطه ی ۴-۳ در یک سیستم ANC است و نشان دهنده ی آن است که سیستم به ازای یک ورودی پرلودیک با فرکانس  $320$  هرتز و با  $\mu = 0.015$ ، بعد از تقریباً  $3300$  تکرار به مقدار مینیمم خود و افتی تقریباً برابر با  $220 db$  می رسد.



شکل (۴-۵)  $db$  سیگنال دریافتی از میکروفن خطا در الگوریتم FBFXLMS هنگامیکه سیستم ANC روشن است

۴-۴) نتیجه گیری

در این فصل الگوریتم های  $FXLMS$  و  $FBFXLMS$  را که از مرسوم ترین الگوریتم های رایج در سیستم های ANC می باشند، در یک مجرا با یک نویز پرلودیک تک فرکانس و گام حرکت ثابت شبیه

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

سازی کردیم. همچنین به ارائه گونه ای از الگوریتم *FXLMS* پرداختیم که قابلیت حذف نویز فرکانس متغیر، در یک مجرا و در کمترین تکرار را دارد و نشان دادیم که الگوریتم *FXLMS* معمولی با گام ثابت با تغییر فرکانس واگرا می شود، در حالیکه روش ارائه شده در این پایان نامه قابلیت ردگیری نویز را فراهم می آورد.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



## فصل پنجم

کنترل غیرخطی نویز آکوستیکی در یک

WikiPower.ir  
مجرا

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

### ۵-۱) مقدمه

همانطوریکه در فصول قبلی مشاهده شد،  $\mu$  FXLMS یک روش ساده ای را پیشنهاد می کند که به منظور انتخاب  $\mu$  مناسب، نیاز به دانشی در مورد خصوصیات آماری داده های ورودی داریم. به ویژه هنگامیکه مسیر ثانویه بصورت *on-line* بهینه شود [۵۸]. در این الگوریتم برای اطمینان از همگرایی گام حرکت را کوچک اختیار می کنند. در نتیجه سرعت همگرایی پایین است و اجرای ضعیفی خواهیم داشت. حال آنکه الگوریتم FXLMS همگرایی را برای یک محدوده ای از گام حرکت - که بستگی به خصوصیات آماری داده های ورودی ندارد- تضمین می کند و سرعت همگرایی آن نسبت به الگوریتم FXLMS همگرایی را برای یک محدوده ای از گام حرکت - که بستگی به خصوصیات آماری داده های ورودی ندارد- تضمین می کند و سرعت همگرایی آن نسبت به الگوریتم FXLMS بیشتر است. هر چند این الگوریتم نیز بخاطر نویزهایی که از محیط وارد میکروفن های ورودی و خطا می شوند، اثر پذیر است [۵۰].

یکی دیگر از مشکلات الگوریتم FXLMS این است که تنها در مورد کنترل کننده ی خطی صادق است و برای کنترل کننده ی غیرخطی قابل استفاده نیست [۵۱، ۵۲]. در سیستم های ANC عوامل غیرخطی از محرک های ثانویه (سیستم های آکوستیکی غیرخطی تحت کنترل) سرچشمه می گیرند. به ویژه وقتی سیگنال نویز ورودی دامنه ای نزدیک به اشباع داشته باشد و یا در فرکانس های نزدیک- یا پایین تر از- محدوده ی می نیمم فرکانس کاری محرک ها کار کند [۵۲]. بدین منظور برای بررسی عوامل غیرخطی می توان از ساختاری غیرخطی، همانند شبکه های عصبی استفاده کرد. Snyder, Tanaka در مرجع [۵۳] به معرفی شبکه های عصبی ای می پردازند که قادر به جابجایی نظم الگوریتم FXLMS معمولی برای مسائل غیرخطی است. در این روش از یک الگوریتم یادگیری<sup>۲</sup> وقتی برای کنترل شبکه ی عصبی جلوسو<sup>۳</sup> استفاده شده است تا الگوریتم FXLMS بتواند در مسائل غیرخطی کار کند.

<sup>۱</sup>-Neural Network

<sup>۲</sup>-Learning

<sup>۳</sup>-Feedforward

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

*Bouchard* در مرجع [۵۲] الگوریتم پیشنهاد در مرجع [۵۳] را - با هدف بدست آوردن سرعت همگرایی سریعتر با استفاده از الگوریتم *RLS* غیرخطی و یا بار محاسباتی کمتر از استفاده از یک روش *alternative* برای محاسبه ی گرادین آنی<sup>۱</sup> از تابع هزینه<sup>۲</sup> - پیشرفت داد. در مرجع [۵۴] از نتایج روش *Bouchard* برای حذف نویز آکوستیکی در داخل یک محوطه ی سه بعدی، استفاده شده است.

مرجع [۵۵] به گسترش نتایج ارائه شده در مراجع [۵۲، ۵۳، ۵۴] می پردازد. بدین منظور ابتدا نتایج مراجع ۵۲، ۵۴، ۵۳ را با استفاده از شبکه های عصبی *RBF*<sup>۳</sup> به جای شبکه های جلو سوی چند لایه ی پرسپترون گسترش می دهد و ثانیاً یک فیدبک تأخیردار در شبکه های *RBF* - به منظور توسعه ی توانایی شبکه های عصبی در تقریب رفتار دینامیکی از مسیر ثانویه و یا توسعه ی اجرای آن با استفاده از کنترلر های شبکه ی عصبی غیرخطی دینامیکی - معرفی می کند. بعبارت دیگر الگوریتم وقتی با گسترش الگوریتم *RBF* استاندارد به یک شبکه ی *RBF* بازگشتی خطی، توسعه داده می شود و خواهیم دید که با این کار فرآیند یادگیری و همگرایی سریعتر می شود.

یکی از انواع شبکه های عصبی، شبکه ی زمانی *TDRBF*<sup>۴</sup> می باشند که در شناسایی سیگنال های زمانی همچون واجها [۵۶] استفاده شده است. نوع دیگر شبکه ی عصبی *GRBF, RBF*<sup>۵</sup> می باشد که دارای محاسبات کمتری نسبت به شبکه ی *RBF* است [۵۷].

حال در این پایان نامه به ارائه یک شبکه ی *TDNGRBF*<sup>۶</sup> برای حذف فعال نویز می پردازیم. نمونه های  $X(n)$  تا  $x(n-N)$  به  $N$  تا *GRBF* وارد می شوند و سپس از ترکیب خطی خروجی آنها برای حذف نویز در یک مجرا استفاده می شود. وزن های شبکه ی *GRBF* روی سیگنال سینوسی فرکانس متغیر ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز محاسبه می شوند و در نهایت روش *TDNGRBF* قابلیت حذف نویز در مجرا را نشان می دهد.

<sup>۱</sup>-Instantaneous gradient

<sup>۲</sup>-Cost function

<sup>۳</sup>-Radial Basis Function

<sup>۴</sup>-Time Delay RBF

<sup>۵</sup>-Generalized RBF

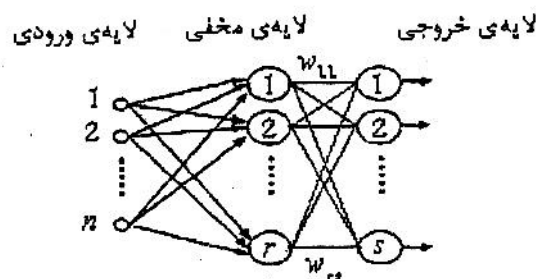
<sup>۶</sup>-Time Delay NGRBF

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

این فصل بصورت زیر سازمان دهی شده است: بخش دوم شبکه های عصبی  $RBF$  و  $GRBF$  بررسی می شوند. بخش سوم به ارائه ی شبکه ی پیشنهادی  $TDNGRBF$  می پردازد. بخش چهارم به کنترل فعال نویز با روش پیشنهادی اختصاص یافته و در بخش آخر نتیجه گیری بیان می شود.

### ۲-۵) شبکه ی عصبی $RBF$

شبکه های  $RBF$  از انواع شبکه های عصبی جلو سو بوده و در بسیاری از کاربردهای مهندسی جذابیت و کاربرد دارند. بوسیله ی این شبکه ها می توان تقریباً کلیه ی توابع عمومی را تخمین زد. این شبکه ها ساختاری ساده و فشرده دارند و سرعت الگوریتم آموزشی آنها سریع است. شکل ۱-۵ ساختار یک شبکه ی عصبی  $RBF$  را نشان می دهد.



شکل ۱-۵) ساختار یک شبکه ی عصبی  $RBF$

شبکه  $RBF$  دارای یک ساختار سه لایه مانند شبکه ی پرسپترون سه لایه است. لایه ی ورودی در این شبکه شامل  $n$  نورون می باشد که یک بردار ویژگی  $n$  بعدی را بعنوان ورودی می پذیرد. لایه ی مخفی عموماً لایه ی  $RBF$  نامیده می شود و متشکل از  $r$  نورون است. لایه ی ورودی به لایه ی مخفی متصل است. وزن های ارتباطی بین لایه ی ورودی و لایه ی  $RBF$  دارای مقدار واحد می باشند. بنابراین در مرحله ی یادگیری، به آموزش نیاز ندارند. لایه ی  $RBF$  نیز به نوبه ی خود بصورت کاملاً مرتبط به لایه ی خروجی که متشکل از  $s$  نورون است، متصل می گردد. وزن های بین اتصالات لایه ی  $RBF$  و لایه ی خروجی در هنگام یادگیری و با استفاده از الگوریتم آموزشی مشخص خواهند گردید. در این



## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شبکه تابع تحریک نوروں ها در لایه ی ورودی و خروجی کاملاً خطی می باشند، در حالیکه در لایه ی  $RBF$  یک تابع غیرخطی است.

از این رو انتقال از فضای  $n$  بعدی ورودی به فضای  $r$  بعدی در لایه ی  $RBF$  یک تابع انتقال غیرخطی است. در حالیکه تابع انتقال از فضای  $r$  بعدی در لایه ی  $RBF$  به فضای  $S$  بعدی در لایه ی خروجی یک تابع انتقال خطی خواهد بود.

چنانچه مجموعه ای از بردارهای ویژگی  $n$  بعدی  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\} \subset R^n$  و بردارهای نمونه  $C = \{c_1, c_2, \dots, c_r\} \subset R^n$  در نظر گرفته شوند، پاسخ نهایی ورودی - خروجی یک شبکه ی عصبی  $RBF$  با  $r$  نوروں در لایه ی  $RBF$  و  $S$  نوروں در خروجی یک نگاشت در فضای  $R^s \rightarrow R^n$  می باشد که توسط رابطه ی زیر بیان می گردد.

(۱-۵)

$$F_j(x) = \sum_{i=1}^r w_{ij} \varphi_i(\|x - c_i\|, \delta_i) + w_0$$

که  $F_j(x)$  پاسخ نوروں  $j$ ام در لایه ی خروجی به بردار ویژگی ورودی  $x$  می باشد.  $w_{ij}$  مقدار وزن ارتباطی بین نوروں  $i$  در لایه ی  $RBF$  و نوروں  $j$  در لایه ی خروجی است.  $\varphi_i$  تابع تحریک نوروں  $i$ ام در لایه ی  $RBF$  می باشد که به آن کرنل نیز می گویند  $\|x - c_i\|$  بیانگر فاصله ی اقلیدسی است. در این تابع تحریک، هر نوروں در لایه ی  $RBF$  توسط دو پارامتر مرکز  $(c_i)$  و عرض  $\delta_i$  مشخص می شود. شبکه ی  $RBF$  حالتی از شبکه های عصبی جلو سو می باشد. که در آن تابع تحریک هر نوروں در لایه ی  $RBF$  بوسیله ی فاصله ی بین بردار ورودی  $x$  و پارامتر مرکز  $(c_i)$  آن مشخص می شود. توابع تحریک متعددی را می توان برای نوروں های لایه ی  $RBF$  در نظر گرفت.

یکی از عمومی ترین توابع تحریک که در شبکه های  $RBF$  کاربرد گسترده ای دارد، تابع گوسی

است:

(۲-۵)

$$\varphi_i(x) = \exp\left(-\frac{\|x - c_i\|^2}{\delta_i}\right), \quad i = 1, \dots, r$$

<sup>۱</sup>-Activation Function

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در تابع فوق  $\delta_i^2$  همان مقادیر قطری در ماتریس کوواریانس تابع گوسی است. رابطه ی بالا نشان می دهد که یک نورون در لایه ی  $RBF$  هنگامی تحریک می گردد و خروجی خواهد داشت که در آن بردار ورودی به اندازه ی کافی به بردار مرکز نورون نزدیک گردد.

### ۵-۲-۱) الگوریتم های آموزشی در شبکه ی عصبی $RBF$

در دهه های اخیر، الگوریتم های متعددی برای یادگیری شبکه ی عصبی  $RBF$  پیشنهاد شده است. در شبکه ی عصبی  $RBF$  برخلاف سایر شبکه های عصبی صرفاً پروسه ی آموزشی منحصر به تعیین وزن های ارتباطی در شبکه ی عصبی نمی باشد. در این شبکه ها علاوه بر تعیین وزن های بین لایه ی  $RBF$  و لایه ی خروجی، پارامترهای نورون های لایه ی  $RBF$  شامل مرکز نورون ( $C_i$ ) و عرض نورون  $\delta_i$  نیز باید در فرآیند آموزش تعیین گردند. از این رو داده های موجود در هر الگوی آموزشی، علاوه بر وزن های ارتباطی نورون ها، در پارامترهای نورون های لایه ی  $RBF$  نیز ذخیره می گردند. بعنوان مثال در الگوریتم آموزشی  $FSA$  به هر کلاس آموزشی یک نورون در لایه ی  $RBF$  اختصاص داده می شود.

این در حالی است که بردار ویژگی الگوی آموزشی به اندازه کافی به بردار آموزشی سایر الگوهای کلاس خودش نزدیک باشد. در حالی که بردار ویژگی الگوی آموزشی به اندازه ی کافی به سایر الگوهای همان کلاس نزدیک نباشد، یک نورون به لایه ی  $RBF$  اضافه می گردد تا بعنوان یک مجموعه و کلاس دیگر در نظر گرفته شود. در این الگوریتم در یک فرآیند تکراری، به لایه ی  $RBF$  آنقدر نورون اضافه می گردد تا خطای خروجی مینیمم گردد.

عموماً الگوریتم های آموزشی شبکه های عصبی  $RBF$  یک فرآیند هایپرید را برای آموزش شبکه در نظر می گیرد. این الگوریتم های هیبریدی آموزش مرکب از دو بخش می باشند. در بخش اول تعداد نورون های لایه ی  $RBF$  و پارامترهای آن توسط تکنیک های خوشایابی<sup>۲</sup> مشخص می شوند و در بخش بعدی سعی می گردد که با استفاده از روش های موجود وزن های شبکه مشخص گردند.

<sup>۱</sup>-Forward Selection Algorithm

<sup>۲</sup>- Clustering

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

روش های خوشه یابی با استفاده از تکنیک های هدایت نشده در مجموعه ای از داده های طبقه بندی نشده، گروه های طبیعی داده ها را مشخص می کنند. این گروه بندی بر اساس به حداقل رساندن یک تابع هزینه بر روی مجموعه ی داده های آموزشی صورت می پذیرد. در این پایان نامه برای عمل خوشه یابی از روش  $k$  میانگین فازی استفاده می کنیم.

در شبکه ی  $RBF$  تکنیک خوشه یابی به هر نورون لایه ی  $RBF$  یک خوشه را وابسته می سازد.  $Bezdek$  روش های متعددی برای خوشه یابی داده ها بر اساس تئوری مجموعه های فازی ارائه نمود. روشی که بیشترین کاربرد را در این میان دارد، روش  $FCM$  است [۵۹، ۶۰، ۶۱، ۶۲].

روش  $FCM$  یک تکنیک خوشه یابی می باشد که در آن هر الگویی از طریق یک درجه ی عضویت<sup>۳</sup> به یک خوشه (گروه) وابسته می باشد. این روش یک مجموعه ای متشکل از  $N_T$  الگور را به  $r$  گروه فازی تقسیم می کند و سپس مرکز هر خوشه را بگونه ای محاسبه می نماید که تابع هزینه اندازه ی عدم شباهت<sup>۴</sup> حداقل گردد.

در روش  $FCM$  یک الگو می تواند به گروههای متعددی با درجه ی عضویت که بین صفر و یک بیان می گردد، تعلق داشته باشد، یک مجموعه ی فازی  $r$  خوشه ای ناشی از  $N_T$  بردار ویژگی الگوهای ورودی بوسیله ی ماتریس  $U = [\mu_{ik}]$  مشخص می گردد که در آن اعضای ماتریس باید در شرایط زیر صدق نمایند. -  $[\mu_{ik}]$  درجه ی عضویت الگوی  $X_k$  به گروه  $i$ ام است:-

$$\mu_{ik} \in \{0,1\} \quad 1 \leq i \leq r, 1 \leq k \leq N_T \quad 3-5$$

$$4-5$$

$$\sum_{i=1}^r \mu_{ik} = 1 \quad 1 \leq k \leq N_T$$

$$0 < \sum_{k=1}^{N_T} \mu_{jk} < N_T \quad 1 \leq j \leq r \quad 5-5$$

یک ماتریس خوشه یابی مناسب  $U$  بوسیله ی به حداقل رساندن تابع هزینه ی زیر می تواند مشخص گردد:

<sup>۱</sup>-Cost Function

<sup>۲</sup>-Fuzzy K-Mean

<sup>۳</sup>-Membership Degree

<sup>۴</sup>-Dissimilarity Measure

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

(۶-۵)

$$J_m(U, C) = \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{i=1}^r (\mu_{ik})^m d_{jk}^2$$

که در آن  $m \in [1, \infty)$  نشان دهنده ی فازی فایر<sup>۱</sup>، بردار مراکز خوشه ها  $d_{ik}$  فاصله ی بین الگوی  $X_k$  و خوشه ی  $i$ ام است.

**Bezdek** ثابت کرد که چنانچه  $m > 1$  و  $d_{ik}^2 > 0$  و  $i \leq r$  در این صورت ماتریس  $U$  و بردار  $C$  تابع  $J_m(U, C)$  را اگر چنانچه مقادیر ماتریس  $U$  و بردار  $C$  از روابط زیر محاسبه شوند، حداقل خواهد کرد [۶۰]:

(۷-۵)

$$\mu_{ik} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_T} \left( \frac{d_{ik}}{d_{jk}} \right)^{\frac{2}{m-1}}}$$

$$c_i = \frac{\sum_{k=1}^{N_T} (\mu_{ik})^{m x_k}}{\sum_{k=1}^{N_T} (\mu_{ik})^m}$$

(۸-۵)

یکی از فاکتورهای مهم که انتخاب خوشه های مناسب را تحت تاثیر قرار می دهد، اندازه ی عدم شباهت<sup>۲</sup> انتخاب شده برای مسئله است. فاصله ی مربع<sup>۳</sup> بین بردار ویژگی  $X_k$  و مرکز خوشه ی  $C_i$  می تواند به عنوان معیاری از اندازه ی عدم شباهت بصورت زیر در نظر گرفته شود:

$$d_{ik}^2 = \|X_k - C_i\|_G = (X_k - C_i)^T G (X_k - C_i) \quad (9-5)$$

 $C_i$ 

که در آن  $G$  هر ماتریس معین مثبت<sup>۴</sup>  $n \times n$  می باشد. ماتریس واحد بعنوان ساده ترین و عمومی ترین انتخاب برای ماتریس  $G$  در نظر گرفته می شود. روش **FCM** یک سری از تکرارهاست که بین

<sup>۱</sup>-Fuzzifier

<sup>۲</sup>-Dissimilarity Measure

<sup>۳</sup>-Squared Quadratic Norm

<sup>۴</sup>-Positive Definite

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

روابط ۷-۵ و ۸-۵ در جریان است. پس برای پیدا کردن  $C_i$  و ماتریس عضویت  $U$  برای یک تعداد خوشه  $i$  مشخص شده  $r$  روش  $FCM$  بصورت زیر عمل می کند:

مرحله ۱: در ابتدا مقادیر درجه  $i$  عضویت به صورت اتفاقی و با مقادیر بین صفر و یک مقدار دهی اولیه می شوند، به گونه ای که محدودیت های موجود در روابط ۵-۵، ۴-۵، ۵-۵ حفظ شود. مرحله ۲: برای هر خوشه  $(i=1,2,\dots,r)$  مرکز فازی هر خوشه  $(C_i)$  با استفاده از رابطه ۸-۵ محاسبه شود.

مرحله سوم: برای هر خوشه  $i$  تابع فاصله  $d_{ik}$  با استفاده از رابطه ۹-۵ محاسبه می شود. مرحله چهارم: تابع هزینه (رابطه ۶-۵) محاسبه می شود. و اگر چنانچه مقدار آن از یک مقدار مشخص کمتر و یا اختلاف آن با مقدار قبلی از یک حد آستانه کمتر گردد، در این صورت خوشه یابی پایان یافته است، در غیر این صورت مرحله  $i$  بعدی انجام می گیرد.

مرحله پنجم: مقادیر جدید ماتریس  $U$  با استفاده از رابطه ۷-۵ محاسبه می گردد و سپس مراحل ۲ تا ۵ تکرار می شود.

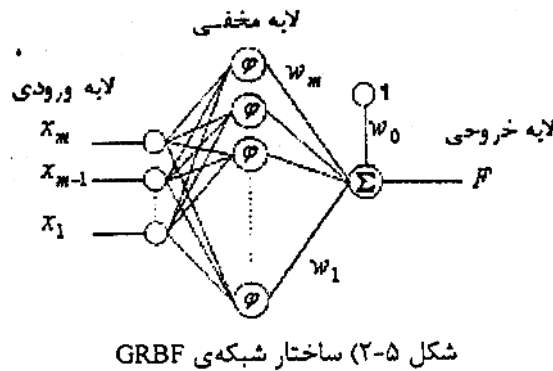
با استفاده از الگوریتم خوشه یابی فوق بردار ویژگی الگوهای ورودی به  $r$  گروه تقسیم می شوند. مرکز هر خوشه بعنوان مقدار اولیه برای مرکز نوروں در لایه  $i$   $RBF$  در نظر گرفته می شود.

۲-۲-۵ شبکه  $i$  عصبی  $GRBF$  [۵۷] یکی از انواع شبکه های عصبی  $RBF$  شبکه  $i$  عصبی  $GRBF$  است که با شبکه  $i$  عصبی  $RBF$  دارای دو تفاوت زیر می باشد:

۱- تعداد کرنل های موجود در شبکه  $i$   $GRBF$  کمتر از شبکه  $i$   $RBF$  است.  
۲- در شبکه  $i$   $GRBF$  وزن های خطی لایه  $i$  خروجی، تنها پارامترهای ناشناخته  $i$  شبکه می باشند.

با وجود دو تفاوت ذکر شده، این دو شبکه  $(GRBF, RBF)$  دارای ساختار مشابه ای هستند. شکل ۲-۵ نشان دهنده  $i$  ساختار شبکه  $i$   $GRBF$  است. این شکل به ساختاری که فقط دارای یک خروجی است، اشاره می کند. ولیکن این ساختار قابل گسترش به چندین خروجی می باشد.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



در لایه ی خروجی این شبکه، از یک متغیر غیروابسته به داده های ورودی بعنوان بایاس استفاده می شود. بطوریکه یکی از وزن های خطی در لایه ی خروجی را برابر با مقدار بایاس قرار داده و به آن مقدار ثابت یک را وارد می کنیم. در این شبکه، تابع کرنل بصورت زیر محاسبه می شود:

$$(۱۰-۵)$$

$$\varphi_i(x) = G(\|x - c_i\|) = \Phi \left( -\frac{1}{2}(x - c_i)^T \Sigma^{-1}(x - c_i) \right)$$

$\Sigma$  ماتریس کوواریانس داده های و  $c_i$  مراکز توابع گوسی است. وزن های بهینه ی لایه ی  $RBf$  از رابطه زیر بدست می آید:

$$W = (G^T G)^{-1} G^T d \quad (۱۱-۵)$$

که  $d$  مقادیر مطلوب و  $G$  تابع گرین<sup>۲</sup> است که به ازای  $k$  ورودی از  $x_1$  تا  $x_k$  یادگیری و مراکز گوسی  $C = [c_1, c_2, \dots, c_m]$  تابع گرین عبارتست از:

$$(۱۲-۵)$$

$$G = \begin{bmatrix} G(x_1, c_1) & G(x_1, c_2) & \dots & G(x_1, c_m) \\ G(x_2, c_1) & G(x_2, c_2) & \dots & G(x_2, c_m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(x_k, c_1) & G(x_k, c_2) & \dots & G(x_k, c_m) \end{bmatrix}$$

که برای  $N, x_n$  این نمونه ی یادگیری است.

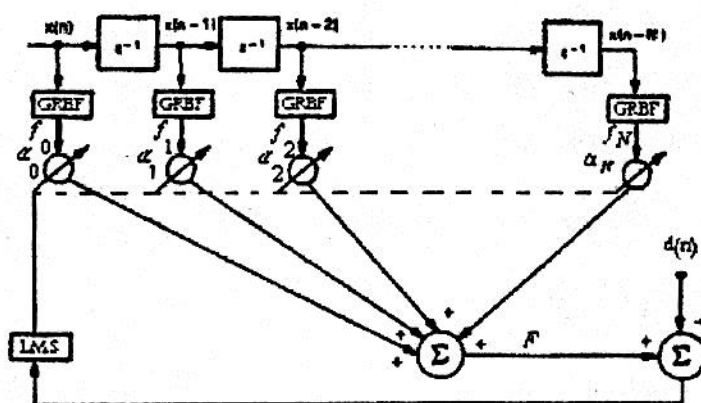
<sup>۱</sup>-Desired Value

<sup>۲</sup>-Green,s Function

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

### ۳-۵ شبکه ی TDNRBF

شبکه ی عصبی تاخیر زمانی ارائه شده در این پایان نامه با اعمال  $N$  تاخیر زمانی از سیگنال ورودی به  $N$  شبکه ی  $GRBF$  آموزش دیده و با ترکیب خطی خروجی شبکه ها می تواند به شنا سایی و پیش بینی سیستم بپردازد. این شبکه قابلیت ردگیری روی سیگنال ورودی را دارد. شکل ۳-۵ ساختار این شبکه را نشان می دهد. رابطه ی بین خروجی و ورودی در روابط ۱۳-۵ تا ۱۵-۵ آمده است.



شکل ۳-۵ ساختار الگوریتم TDNRBF مورد استفاده در این پایان نامه

۱۳-۵

$$F = \sum_{j=0}^N a_j f_j(x(n-j))$$

۱۴-۵

$$F = \sum_{j=0}^N \left( a_j \sum_{i=1}^m w_i (\|x(n-j)\| - c_i) \right)$$

که  $N$  تعداد نمونه هایی تاخیر یافته از سیگنال ورودی و  $m$  تعداد کرنل های استفاده شده و در شبکه ی  $GRBF$  است.  $w_i$  ها که وزن های خروجی شبکه ی  $GRBF$  می باشند از رابطه ی ۱۱-۵ به دست می آیند و  $a_i$  ها با الگوریتم  $LMS$  (مطابق رابطه ی ۱۵-۵) می شوند.

(۱۵-۵)

$$\bar{a}_{n+1} = \bar{a}_n - 2\mu \cdot \bar{f}_n \cdot e_n$$

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

(۱۶-۵)

$$\bar{a}_n = [a_0, a_1, a_2, \dots, e_n]$$

(۱۷-۵)

$$\bar{f}_n = [f_0, f_1, f_2, \dots, f_n]$$

در رابطه ی ۵-۱۵،  $e$  خطای سیستم است که از تفاضل خروجی سیستم،  $F$  با سیگنال مطلوب  $d$ ، در لحظه ی  $n$  بدست می آید. در مسئله ی حذف نویز  $d(n)$  مقدار نویز اولیه ای است که به بلندگوی تحریک کننده می رسد.

۵-۱۸ استفاده از  $TDNGRBF$  در حذف فعال نویز

در این بخش از شبکه ی ارائه شده در بخش ۵-۳ برای حذف نویزهای آکوستیکی باند باریک فرکانس متغیر استفاده می کنیم. بنابراین ابتدا به شناسایی مجرا با استفاده از خوشه بندی  $K$  میانگین فازی (FCM) می یابیم. در این مسئله در لایه مخفی شبکه ی  $GRBF$  از  $\epsilon$  تابع گوسی (کرنل) استفاده می کنیم. بنابراین  $\epsilon$  مرکز بدست می آید برای محاسبه  $\delta_i$  های کرنل های گوسی در تابع  $GRBF$  از روابط ۵-۱۹ و ۵-۲۰ استفاده می کنیم.

۱۸-۵

$$\varphi_i(x) = G(\|x - c_i\|) = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_i^2}(\|x - c_i\|^2)\right)$$

(۱۹-۵)

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{k_1} (x_m - c_i)^2}{k_1 - 1}}$$

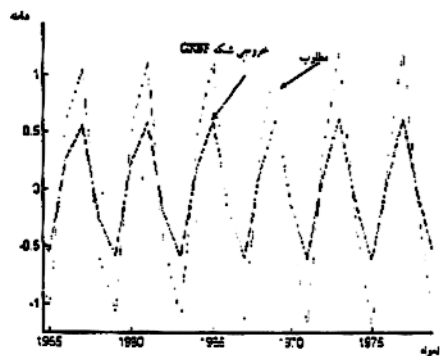
$$x_m = \{x_k \mid \mu_{ik} > \mu_{jk}, j = \{1, 2, \dots, r\} - \{i\}, k = \{1, \dots, N\}\} \quad (20-5)$$

در رابطه ۵-۱۹،  $K_1$  تعداد نمونه های متعلق به گروه  $i$ ام است. در رابطه ی ۵-۲۰،  $\mu_{ik}$  درجه عضویت الگوی  $x_k$  به گروه  $i$ ام و  $\mu_{ik}$  درجه عضویت الگوی  $x_k$  به گروه  $j$ ام می باشند.  $N$  تعداد الگوهای ورودی و  $r$  تعداد کرنل های موجود در لایه ی مخفی است. بوسیله ی رابطه ی ۵-۲۰ نمونه هایی که

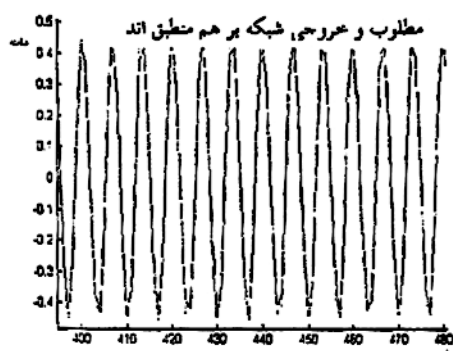


برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه

تعلق آنها به گروه  $A_m$  بیشتر از دیگر گروه ها می باشد، به آن گروه (خوشه) اختصاص داده می شود. سپس با استفاده از رابطه ی ۵-۱۹ انحراف معیار کرنل مربوطه در نظر گرفته می شود. نتیجه ی اجرای  $GRBF$  روی سیگنال سینوسی فرکانس متغیر ۳۰۰ تا ۳۰۵ و ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز در شکل ۵-۴ آمده است.



۵-۴ ب

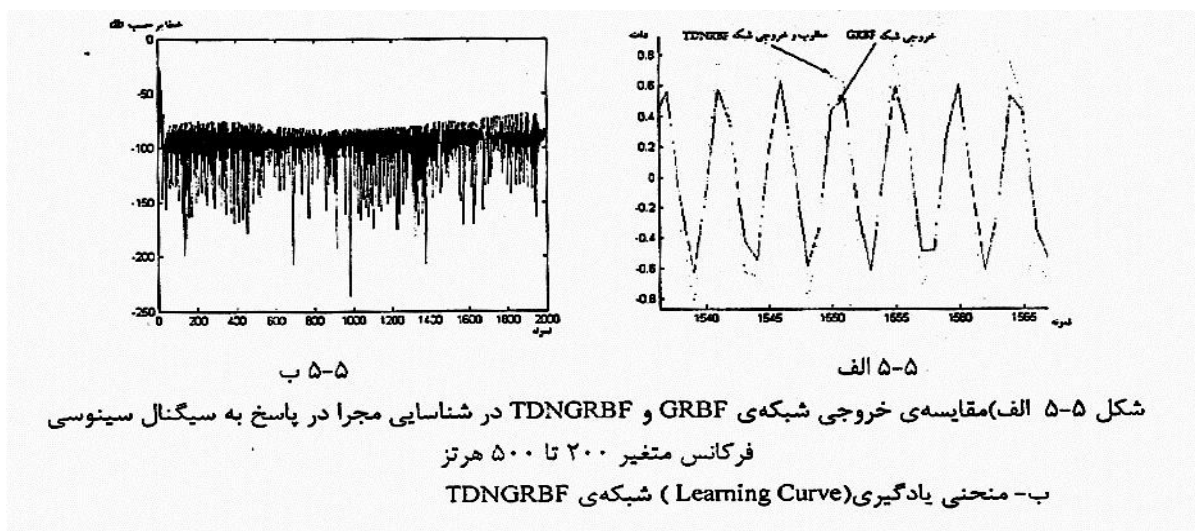


۵-۴ الف

شکل ۴-۵ الف- قسمتی از خروجی  $GRBF$  و خروجی مجرا در پاسخ به سیگنال سینوسی فرکانس متغیر ۳۰۰ تا ۳۰۵ هرتز  
ب- قسمتی از خروجی  $GRBF$  و خروجی مجرا در پاسخ به سیگنال سینوسی فرکانس متغیر ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز

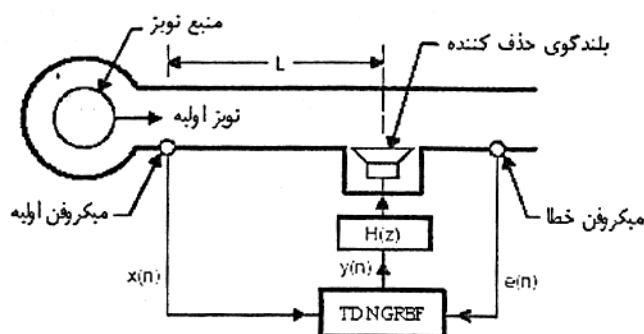
همانطوریکه در شکل ۵-۴ ملاحظه می شود، اگر سیگنال ورودی دارای گستره ی فرکانسی وسیعی نباشد، خروجی شبکه ی  $GRBF$  و مقدار مطلوب بر هم منطبق خواهند شد. ولی این شبکه قادر به یادگیری خروجی مجرا در طیف وسیع فرکانس سیگنال ورودی (۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز) نیست. برای رفع این مشکل از شبکه ی  $TDNGRBF$  که شامل ۶ شبکه ی  $GRBF$  است، استفاده می کنیم. مشاهده می شود که با اعمال سیگنال سینوسی فرکانس متغیر به شبکه ی  $TDNGRBF$ ، نتایج بسیار بهتری در مقایسه با شبکه ی  $GRBF$  بدست می آید. میزان نرم خطا در شبکه ی  $TDNGRBF$  نسبت به شبکه ی  $GRBF$  بدست می آید. میزان نرم خطا در شبکه ی  $TDNGRBF$  نسبت به شبکه ی  $GRBF$ ، ۶ درصد شده است. بعبارت دیگر ۹۴٪ کاهش خطای شناسایی مجرا داریم. شکل ۵-۵ مقایسه ی این دو شبکه را نشان می دهد.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آر م سایت و به همراه فونت های لازمه



بنابراین می توان از شبکه ی پیشنهادی  $TDNGRBF$  در شناسایی یک مجرا که دارای ورودی سینوسی فرکانس متغیر است، استفاده کرد. علت کارا تر بودن این سیستم نسبت به شبکه ی  $GRBF$  ملاحظه ی یک پنجره ی داده بجای یک داده (ملاحظه ی کلی و محلی داده<sup>۱</sup>) و افزایش ظرفیت شبکه (ضرایب  $a$  به  $w$  های قبلی) می باشد.

حال برای حذف فعال نویز باند باریک فرکانس متغیر در یک مجرا با استفاده از شبکه ی عصبی  $TDNGRBF$ ، پس از شناسایی مجرا با شبکه ی  $GRBF$  از ساختار شده در شکل ۵-۶ استفاده می کنیم.



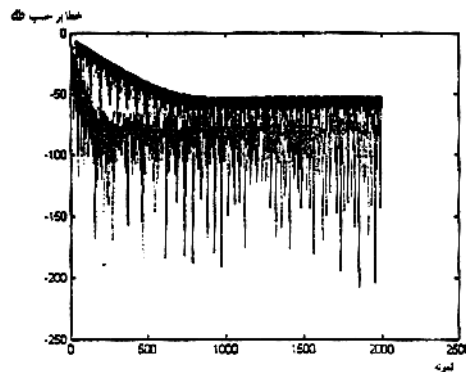
شکل ۵-۶) ساختاری برای حذف نویز در یک مجرا به وسیله ی روش  $TDNGRBF$

در شکل ۵-۷،  $db$  سیگنال دریافتی از میکروفن خطا، هنگامیکه سیستم  $ANC$  روشن است برای الگوریتم  $FXLMS$  و شبکه ی  $TDNGRBF$  آمده است. این مقایسه نتیجه ای اجرا روی فرکانس سینوسی

<sup>۱</sup>-Global and Local View

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

متغیر ۳۰۰ تا ۳۰۵ هرتز می باشد. به این منظور، ابتدا مجرا توسط شبکه ی  $GRBF$  روی فرکانس های ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز شناسایی شده و سپس آنها در شبکه ی  $TDNGRBF$  با الگوریتم  $NLMS$  بهینه و محاسبه می شوند.



شکل ۷-۵) منحنی یادگیری روی فرکانس سینوسی متغیر ۳۰۰ تا ۳۰۵ هرتز شبکه ی  $TDNGRBF$  (پایینی) و الگوریتم  $FXLMS$  (بالایی)

با توجه به شکل ۷-۵ مشاهده می شود که شبکه ی  $TDNGRBF$  در مقایسه با الگوریتم  $FXLMS$  دارای سرعت همگرایی بیشتر و خطای کمتری است. بطور متوسط سرعت همگرایی ۳ برابر افزایش و خطا ۳۰ درصد کاهش یافته است. همچنین با ارائه ی ساختار فوق دیگر نیازی به تخمین مسیر ثانویه نداریم.

#### ۵-۵) نتیجه گیری

حذف نویز آکوستیکی ( $ANC$ ) در یک مجرا به دلیل وجود عوامل غیرخطی در قسمت کنترل کننده دارای ماهیت غیرخطی است. بنابراین الگوریتم های خطی همچون  $FXLMS$  به خوبی قادر به حذف نویز در یک محیط غیرخطی سیگنال های زمانی را مدل کرده و سپس از آن در حذف نویز باند باریک فرکانس متغیر در یک مجرا استفاده کردیم. در نهایت دیدیم که روش ارائه شده در مقایسه با الگوریتم  $FXLMS$  با وجود عدم نیاز به تخمین مسیر ثانویه، دارای سرعت همگرایی بالاتر (۳ برابر) و خطای کمتری (۳۰٪ کاهش خطا) است. برای افزایش کارایی شبکه ی پیشنهادی، به نظر می رسد، بهترین گام حرکت باید انتخاب شود.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت **ویکی پاور** مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



## فصل ششم

# نتیجه گیری و پیشنهادات

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## ۶-۱) نتیجه گیری

در این پایان نامه، کارایی سیستم > تک کاناله مورد بررسی قرار گرفت. ابتدا به بیان تاریخچه و علل استفاده از سیستم های فعال نویز پرداختیم و به عنوان یکی از مزایای روش فعال بیان کردیم که این سیستم ها برخلاف روش غیرفعال قادر به حذف نویز در فرکانس های پایین (زیر ۵۰۰ هرتز) می باشند.

به دلیل اینکه سیستم های ANC متغیر با زمان هستند، می توان بیان داشت که کنترل فعال نویز بصورت کاملاً تطبیقی مورد نیاز است. بنابراین در فصل دوم فیلترهای وقتی را توضیح داده و به دلیل ردیابی خوب الگوریتم LMS در یک محیط نویزی آن را بطور کامل بررسی کردیم. در فصل دوم سیستم های کنترل فعال نویز تک کاناله بصورت اجمالی معرفی شدند. سپس به معرفی الگوریتم های FURLMS, FBFXLMS, FXLMS پرداختیم و فهمیدیم که الگوریتم FXLMS، مقاومت خوبی در برابر خطای مدل سازی مسیر ثانویه دارد. همچنین توضیح دادیم که طول مجرا در یک سیستم ANC تابع درجه ی فیلتر وقتی می باشد.

در فصل چهارم یک سیستم ANC تک کاناله شبیه سازی شد که در آن از فیلترهای وقتی در مدل سازی مسیر ثانویه، بصورت off-Line استفاده گردید. نتایج حاصل، نشان می دهد که سیستم می تواند نویز صوتی را به میزان قابل توجهی کاهش دهد. الگوریتم های FBFXLMS و FXLMS که برای شبیه سازی مورد استفاده قرار گرفت، از مرسوم ترین الگوریتم های رایج در سیستم های ANC می باشند. در آزمایش ها به این نتیجه رسیدیم که برای مدل سازی مسیر ثانویه و مسیر فیدبک می توان به ترتیب از فیلتر های FIR با مرتبه ی ۶۴ و ۳۲ استفاده کرد. انتخاب درجات بالاتر برای فیلتر FIR تنها باعث افزایش محاسبات می شود. بدون آنکه بطور موثر بتواند خطای مدل سازی را کاهش دهد.

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

در شبیه سازی های انجام گرفته، سیستم *ANC* تک کاناله قادر است یک سیگنال پریودیگ را تا حدود  $220\text{ db}$  تضعیف کند.

همچنین بیان شد که اگر نویز ورودی سیگنالی تک فرکانس ثابت باشد، برای اینکه یک سیستم *ANC* در کوتاهترین زمان ممکن به خطای مینیمم برسد، بایستی گام حرکت خاصی ( $\mu_{opt}$ ) را اختیار کند. ولی اگر نویز ورودی دارای فرکانس متغیر باشد سیستم *ANC* با گام حرکت ثابت در کوتاهترین زمان به خطای مینیمم نمی رسد و یا اینکه بصورت واگرا عمل خواهد کرد. بدین منظور نیاز به تغییر گام حرکت بصورت وقتی داریم.

بنابراین در این پایان نامه و در فصل چهارم به ارائه ی گونه ای از الگوریتم *FXLMS* پرداختیم که قابلیت حذف نویز فرکانس متغیر، در یک مجرا و در کمترین تکرار را دارد. برای دستیابی به آن از یک گام حرکت وقتی در الگوریتم *FXLMS* استفاده کردیم. به این منظور در یک مجرا محدوده ی گام حرکت بهینه در فرکانس های ۲۰۰ تا ۵۰۰ هرتز را محاسبه کرده تا یک منحنی اسپلاین گام حرکت بهینه برحسب فرکانس ورودی بدست آید. سپس با استفاده از الگوریتم *MUSIC* فرکانس نویز ورودی را تخمین زده و با کمک گرفتن از منحنی بدست آمده  $\mu_{opt}$  را محاسبه می کنیم تا از آن در الگوریتم *FXLMS* استفاده کنیم. در نهایت نشان دادیم که الگوریتم *FXLMS* معمولی با گام ثابت با تغییر فرکانس واگرا می شود در حالی که روش ارائه شده در این پایان نامه قابلیت ردگیری نویز را فراهم می آورد.

در فصل پنجم دیدیم که حذف نویز آکوستیکی (*ANC*) در یک مجرا به دلیل وجود عوامل غیرخطی در قسمت کنترل کننده،  $H(Z)$  دارای ماهیت غیرخطی است. بنابراین الگوریتم های خطی، همچون *FXLMS* به خوبی قادر به حذف نویز در یک محیط غیرخطی نمی باشند. در نتیجه در این فصل از پایان نامه با ارائه ی یک شبکه ی *TDNGBF* ابتدا رفتار غیرخطی سیگنال های زمانی را مدل کرده و سپس از آن در حذف نویز باند باریک فرکانس متغیر در یک مجرا استفاده کردیم. در نهایت دیدیم که روش ارائه شده در مقایسه با الگوریتم *FXLMS* با وجود عدم نیاز به تخمین مسیر ثانویه، دارای سرعت همگرایی بالاتر (۳ برابر) و خطای کمتری (۳۰٪ کاهش خطا) است.

برای حذف فعال نویز به روش *TDNRBF*، ابتدا با یک شبکه ی *GRBF* به شناسایی مجرا می پردازیم که در این حال نرم خطای شبکه ی پیشنهادی *TDNRBF*، ابتدا با یک شبکه ی *GRBF* به شناسایی مجرا می پردازیم که در این حال نرم خطای شبکه ی پیشنهادی *TDNRBF* نسبت به *GRBF*

## برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

۹۴٪ بهبود در خطا را نشان داد. بنابراین در شناسایی یک سیستم می توان از شبکه ی پیشنهادی استفاده کرد. علت کاراتر بودن این سیستم نسبت به شبکه ی *GRBF* ملاحظه ی یک پنجره ی داده بجای یک داده (ملاحظه ی کلی و محلی داده) و افزایش ظرفیت شبکه (ضرایب *a* به *w*های قبلی) می باشد به نظر می رسد برای افزایش کارایی شبکه ی پیشنهادی بهترین گام حرکت باید انتخاب شود.

### ۶-۲) پیشنهادات

در سال های اخیر سیستم های کنترل فعال نویز مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. اگر چه اخیراً در این زمینه کارهای زیادی انجام شده است ولی با توجه به وسعت این مسئله و کاربردهای مختلف آن، هنوز در این عرصه میدان وسیعی برای فعالیت وجود دارد. بطور مثال در این پایان نامه مدل سازی مسیر ثانویه بصورت *off-Line* انجام گرفت که توصیه می شود در مراحل بعدی تحقیق در این راستا مدل سازی بصورت *on-Line* انجام گیرد و نتایج حاصل با نتایج بدست آمده در این پروژه مقایسه شود.

مسئله بعدی، کار بر روی سیستم های چند بعدی می باشد. در سیستم های چند بعدی، انتخاب تعداد و مکان بهینه ی میکروفن ها و بلندگوها از اهمیت زیادی برخوردار است که در این زمینه هنوز مشکلات زیادی وجود دارد که با افزایش حجم سیستم *ANC* و تعداد مکان های ممکن برای میکروفن ها و بلندگوها این مشکل بسیار حادتر می شود و نیاز به روش ها و الگوریتم های موثری برای تعیین جای آن کاملاً محسوس است.

موضوع انتخاب نوع میکروفن و بلندگو در این سیستم ها بسیار مهم است که بواسطه ی تنوع در ساخت آنها، لازم است با مطالعه ی دقیق انتخاب گردند.

در نهایت طراحی و ساخت سیستم *ANC* تک کاناله و چند کاناله- در کاربردهای مختلف- موضوع علمی بسیار جالبی است که بایستی در آینده به آن عمل شود.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

## مراجع

[1] C.Mosquera, J.A.Gomez, F.perez, M. Sobreira, "Adaptive IIR Fjlters for Active noise Control, " Sixth International Congress on Sound and Vibration, 5-8 July 1999, Copenhagen, Denmark.

[2] P.Lveg, "process of silencing sound oscillations,"U.S.Patent 2043416,June 9,1936.

[3] Widrow,B., and S.D.Steans." Adaptive Signal Processing",Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.1985.

[4] Morgan,"D.R." Analysis of Multiple Correlation Cancelation Loop With a Filter in the Auxiliary path,"IEEE Trans. on ASSP, Vol. ASSP -28, NO .4, PP. 454-467 August, 1980.

[5] Burgess, J.C.,"Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation,"J.Acoust. Soc. Am., Vol. 70, No.3, p.p.715-726, Sept, 1981.

[6] Kuo, SM et al,"Design Of Active noise control systems with the TMS320 family "Texas Instruments, 1996.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

[7] Boaz Rafaely, "Active noise Reducing Headser", [http://www.Osee.Net/white\\_papers/paper489.Pdf](http://www.Osee.Net/white_papers/paper489.Pdf), 2000.

[8] L.J. Eriksson and M.C. Allie. "System Considerations for Adaptive Modelling Applied to Active Noise Control." *IEEE International Symposium on*, pp: 2390, Vol. 3, 7-9 JUNE 1988.

[9] Petre Stoica and Torsten Soderstrom, "Statistical Analysis of Music and Subspace Rotation Estimates of Sinusoidal Frequencies". *IEEE Trans. On Signal processing*, Vol.39, No.8, August 1991.

[10] oliver Besson and petre Stoccia, "Analysis of MUSIC and ESPRIT Frequency Estimations for Sinusoidal Signal with Lowpass Envelopes". *IEEE, Trans. On signal processing*, Vol.44, No.9, September 1999.

[11] Sen M. kuo and Dennis R. Morgan, "active noise control : A Tutorial Review , " *proceeding of the IEEE* , Vol.87, no.6, june 1999.

[12] Sen M. Kuo and Dennis R. Morgan, "Active Noise Control: A Tutorial Review " *proceeding, of the IEEE*, Vol.87, No.6, June 1999.

[13] E. Bjarnason, "Analysis of the Filtered -X LMS algorithm." *IEEE Trans. On Speech and Audio Processing*, 3:504-514, November 1995.

[14] M. Rupp, "Saving Complexity of Modified Filtered-x-LMS and Delayed Update LMS Algorithms." *IEEE Trans. On Circuits and System II*, 44:57-60, January 1997.

[15] S.J. Elliott and P.A. Nelson. "Active Noise Control" *.IEEE processing PP.12-35, oct.1993*

[16] Anjelo J. Campanella, "active Noise control or cancellation " , *campanella Associates* , 2000.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

- [17] Jacqueline Lamuth , "noise " , ohio state university fact sheet , community Development , 1998.
- [18] Olson , H.F. and May, E.G. , " electronic sound absorber " . Journal of the Acoustical Society of America , 25, 1130-1136, 1953.
- [19] E.D. Simshauser and M.E. Hawely . " The Noise Canceling Headset an active ear defender , " Journal of the acoustical society of America , 27, 207, 1995.
- [20] M.H. Hawley , " acoustic interference for of noise control , " Noise control , 2, 61, 63, 1956.
- [21] W.F. Meeker , " componenets characteristics for an active ear Defender , " Journal of the Accoustical society of America , 29, 1252, 1957.
- [22] A. Roue , " Self Adaptive Broadband Active sound control system . " journal of sound and vibration , 101, 429-441, 1985.
- [23] L.J. Eriksoon and M.C Allie , " Use of Random noise for on-line transducer Modoling in an Adaptive active attenuatuion system , " journal of the acoustical society of America , 85, 797-802, 1989.
- [24] W.K. Tseng , B, rafaely and S.J. Ellitt , " Combined Feedback – feed forward active control of sound in a room , " journal of the Acoustival society of America , 104 (6) , 3417-3425, 1985.
- [25] M. Winberg, S. Johansson , T. logo and I. classon , " A new passive / active hybrid for a helicopter application , " International journal of acoustics and vibration 4(2), 51-58. 1999.
- [26] C. Carme , " the third principle of active control : the feed forback , " Active99 Conference , Ft. Laudaredle 885-896. 2-4 December , 1999.
- [27] L.J. Ericsson, M.c. Allie , and R.A. greiner . " The selection and application of IIR adaptive filter for use in active sound attenuation " . IEEE Trance . on Acoustics , speech and signal processing , ASSP-35:433-437, April 1987.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

[28] S.M>kuo and C.chen , " Implementation of adaptive filters with the Tms30c25 or The Tms32oc30 , " in digital Signah processing Applications with The TMs320 family , vol . 3,p,pamichalis , Ed.Englewood Cliffs , Nj: prentice Hall , ch.7 , pp.191-271,1990.

[29] Alan V.Oppenheim , Ronald W.Schafer , "Discrete\_ Time signal processing , " published by prentice\_ Hall,Inc.Upper saddle River , new jersey 07458,1999.

[30] T.Kailath , " A View of Three decades of linear Filtering Theory , " IEEE Trams Inf. Theory , vol.It-20,pp.145-181,mar,1974.

[31] Gibson J.D. " Backward Adaptive Prediction as spectral Analysis Whithin a closed Loop , " IEEE Trans . Aeoustics , Speech and signal Processing Vol. ASSp-33,pp.1166-1174.oct.1985.

[32] B.Widrow,J.M.Mc cool , M.G.Larimore , and C.R.Johnson , Jr." Stationary and No stationary learning Characteristics of LMS Adaptive Filter. "Proc. IEEE. VOL 64,pp1151-1162,Aug.1976.

[33] D.C.Farden , "Traking properties of Adaptive signal Processing Algorithms , " IEEE Trans.Speech Signal Process,Vol ASSP-29,439.gum.1981.

[34] A.Fever and E,Weinstein., "Convergence Analysis of LMS Filters with uncorrelated Gaussian data., "LEEE Trans.,Acoust.,Speech, Singnal Processing. ASSP-33:222-230.Feb.1985.

[35] J.R. Treichler C.R .Johnson. and M.G.Larimore, "Theory and Design of Adaptive Filters, "John Wiley & sons.1987.

[36] B.Widrow, J.M.Mc Cool, and M.Ball, "The Complex LMS Algorithm,Proc.IEEE.63:719-720.Apr.1975

[37] D.C.Swanson. "A tability Robustness Comparison of Adaptive Feedforward and Feedback Control Algorithms, "In Proc.Recent Advances in Active Control of Sound Vibration ,P.P.165-168.1991.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

- [38] M.Miyoshi and Y.Kaneda. "Inverse Filtering of Room Acoustics, ".IEEE ,  
Trans Acoust.,Speech,Signal Processing.(36):145-152.1998.
- [39] Shuichi Adachi and Hisashisonal, "Modeling of Acoustic Field for  
Feedback Active Noise Control, ".IEEE Signal Processing magazine  
,1999.
- [40] Shuichi Adachi and Hisashisonal, "Active Noise Control System for  
Automobiles Based on Adaptive and Robust Control, "Processing of the  
IEEE,International control Application, P.P.1125-1126,September 1998.
- [41] S.D.Synder and C.M.Hansen, "The Effect of Transfer, "Function  
Estimation Errors on the Filtered x LMS Algorithm , "IEEE Transactions  
on Signal Processing, Vol.42,P.P.950-953,1994.
- [42] D.R.Morgan" An Adaptive Model Based Active Control System.  
"Journal of The Acoustical Society of America,Vol.89,P.P248-256,1991.
- [43] Eriksson,L.J., "Development of the Filtered U Algorithm for Active Noise  
control, ".Acoust.Soc.Am.,Vol.89,No.1,PP.256-265,January,1991.
- [44] Lennart Ljung and Suante Gunarsoon, "Adaptation and Tracking in  
system Identification A Survey",Automazine, Vol.26,No.1,PP.7-21,1990.
- [45] 1.J.Elliott, M.C.Allie and R.A.Greiner, " The Selection and Application of  
an IIR Adaptive Filter for Use in Attention, " IEEE Trans. On  
Acoustics,Speech and Signal Processing,Assp-35,PP.433-437,1987.
- [46] M.Takahashi, T.Turbayashi, K.Hamada, T.Enikoda and T.Mura , "  
Electric Sound Cancellation in Air\_ Conditioning Duct System, "  
Proceeding Inter \_Noise,PP.607-610,1986.
- [47] L.J.Eriksson. "Active Sound Attenuation Using Adaptive Digital Signal  
Processing techniques , ".University of Wisconsin .Madison.1985.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

- [48] S.J.Elliott and L.Biller, "Adaptive Control of Flexural Waves Propagating in a beam ", *Journal of Sound and Vibration* ,Vol .163,PP.265-310,1993.
- [49] Feintuch,P.F., "An Adaptive Recursive LMS Filter, " *Proc, of IEEE*,Vol.64,PP.1622-1624,November 1976.
- [50] S.M.Kuo and D.R.Morgan , "Active Noise Control Systems: Algorithms and Dsp Implementations, "New York, Wiley ,1996.
- [51] S.D.Snyder and N.Tanaka, "Active Control. Of Vibration Using a Neural Network,*IEEE Trans. Networks*, Vol.6,No.4,1995.
- [52] M.Bochard , B.Pillard and C.T.Le Dinh, "Improved Training of Neural Networks For the Nonlinear Active Control of Sound and Vibration , " *IEEE Transaction on Neural Networks*,Vol.10,no.2,PP.391-401,Maret 1999.
- [53] S.D.Snyder and N.TanaKa, " Active Control of Vibration Using a Neural Network , " *IEEE Trans .Neural Network* , Vol.6,No.4,1995.
- [54] S.Kumpati Narendra and Snehasis Mukhopadhyay , "Adaptive control using netrral Networks and Approximate Models , " *IEEE Trasactions on Netural Networks*, vol.8,No.3,PP.475-485,May,1997.
- [55] R.Bambang , "Active Cancellation Using Recurrent Radial Basis Function Neural Networks , " *IEEE , Asia-Pcific Conference on* , vol.2,PP.231-26A,28-31 Oct,2002.
- [56] M.R.Berthold , " A Time Delay Radial Basis function network for phoneme recognition , " *IEEE International conference on neural network* , vol.7,PP.4470-4473,1994.
- [57] S.Haykin , " *neural networks a comprehensive foundation* , " Macmillan college publishing company , inc .1994.

برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

[58] Seng kah phooi, man zhihong, h.r.wu , " nonlinear active noise control using lyapunov theory , and RBF network , " IEEE, Neural networks for signal processing , vol.2, PP.916-925, 11-13 Dec.2000.

[59] I.Gath, A.B.Geua, " Unsupervised Optimal Fuzzy Clustering , " Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Trans.on, Vol.11, PP:773-780, 7 July, 1989.

[60] J.Bezdek, R.Ehrlich and W.Full, " FCM: The Fuzzy c-means Clustering algorithm" Cornnut Geo sci, Vol.10, PP.191-203, 1984.

[61] N. Watanabe , T. Imaizumi , "Fuzzy K-Mean Clustering with Crisp Regions, " The 10<sup>th</sup> IEEE International Conference on, Vol.1, PP.199-202, 2-5 Dec, 2001.

[62] J. Dobsa, B.D. Basic , " Concept Decomposition by Fuzzy k-means Algorithm" IEEE/WIC International conference on, PP.684-688, Oct, 2003.



برای دریافت فایل Word پروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

### **Abstract**

*In acoustic noise cancelling, Active and Passive methods are used. In spite of Passive method, Active method can cancel or reduce noise in low frequencies. In Active method a type of adaptive filter is used. FXLMS Algorithm is known as a basic way because of good tracking in a noisy space, but can be used just in linear control problems. That means in variable frequency noise or nonlinear control systems, it diverges or doesn't work. In this thesis, At first a kind of FXLMS Algorithm which has the ability of noise canceling in a duct at the time is introduced. Because of that an optimum adaptive step size in FXLMS Algorithm is used. Range of optimal step size at special frequencies (200-500HZ) in a duct is calculated to it as a spline curve. The frequency of input signal with MUSIC Algorithm is guessed and optimum step size predicted from spline curve and can be put in FXLMS Algorithm to make it converge at the least time. It can be shown that general FXLMS with constant step size diverges by changing the frequency. Therefore it is possible to track variable frequency by the new method of this study.*

*Having nonlinear properties, in Acoustic Noise canceling systems, a kind of RBF neural network (TDNGRBF) has been studied that is able to model nonlinear behaviours. Therefore it is used to cancel narrowband variable frequency noise in a duct and comparison with FXLMS Algorithm. This new method in comparison with FXLMS Algorithm has higher speed and less error, without estimating secondary path. To cancel noise with TDNGRBF, at first a duct is studied by a GRBF neural network. Then by the use of N number of time delay from input signal, N number of networks GRBF with output linear composition, it will be possible to know nonlinear systems on – line. Coefficients used in linear compositions is optimized by NLMS Algorithm.*