





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

طراحی، شبیه سازی و پیاده سازی سخت افزاری یک الگوریتم حذف نویز صوتی (ANC) در بستر پردازشگر های سیگنال خانواده TMS320C55xx به منظور استفاده در گوشی های همدست

دانشجو: محمد زارع

اساتید راهنما:

آقای دکتر گرایلو

آقای دکتر معروضی

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان ۹۲

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

## گروه برق

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای محمد زارع

تحت عنوان: طراحی، شبیه سازی و پیاده سازی سخت افزاری یک الگوریتم حذف نویز صوتی

(ANC) در بستر پردازشگر های سیگنال خانواده TMS320C55xx به منظور استفاده در گوشی

### های هدست

در تاریخ ..... توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد  
مورد ارزیابی و با درجه ..... مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی : هادی گرایلو
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی : امیدرضا معروضی

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

## تشکر و قدردانی

به پاس تعبیر عظیم و انسانی شان از کلمه ایثار و از خود گذشتگان

به پاس عاطفه سرشار و گرمای امید بخش وجودشان که در این سردترین روزگاران بهترین پشتیبان است

به پاس قلب‌های بزرگشان که فریادرس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به شجاعت می‌گراید

و به پاس محبت‌های بی‌دریغشان که هرگز فروکش نمی‌کند

این مجموعه را به روح مادر عزیزم و پدرم تقدیم می‌کنم.

تقدیم به همسر

به پاس قدردانی از قلبی آکنده از عشق و معرفت که محیطی سرشار از سلامت و امنیت و آرامش و آسایش برای من

فراهم آورده است

و از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقای دکتر هادی گرایلو که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و

فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمت راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند؛

باشد که این خردترین، بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید...

# تعهد نامه

اینجانب محمد زارع دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته الکترونیک سیستم دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با عنوان:

طراحی، شبیه سازی و پیاده سازی سخت افزاری یک الگوریتم حذف نویز صوتی (ANC) در بستر پردازشگر های سیگنال خانواده TMS320C55xx به منظور استفاده در گوشی های هدست

تحت راهنمایی جناب دکتر هادی گرایلو متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده ( یا بافتهای آنها ) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاقی انسانی رعایت شده است .

## تاریخ

## امضای دانشجو

## مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است ) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.

\* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

## چکیده

در این پایان نامه، پیاده سازی روشی برای حذف نویز صوتی به روش فعال بر روی پردازنده‌های DSP مورد تحقیق و بررسی قرار گرفته است. برای این منظور ابتدا روش های موجود برای حذف نویز به روش فعال بررسی شد. طبق آنچه که در مقالات و تحقیقات مورد بررسی قرار گرفت الگوریتم FXLMS بهترین روش برای حذف نویز صوتی به روش فعال معرفی شده است. بنابراین الگوریتم FXLMS مورد مطالعه قرار گرفت و سپس برای بهبود این الگوریتم با بررسی مقالات و کتب مرتبط با این الگوریتم تصمیم به استفاده از تبدیل بسته موجک گرفته شد. با اعمال تبدیل بسته موجک به سیگنال ورودی فیلتر شده در الگوریتم FXLMS توانستیم مقدار خطای سیستم را نسبت به حالت مستقیم کاهش دهیم. متوسط این کاهش خطا برای ورودی های مختلف برابر ۵ دسی بل محاسبه گردید.

در ادامه به منظور پیاده سازی الگوریتم FXLMS مبتنی بر بسته موجک، ابتدا یک سخت افزار مناسب مبتنی بر LM386 جهت دریافت و تقویت سیگنال های نویز صوتی طراحی و ساخته شد سپس جهت پردازش سیگنال های دریافتی یک سخت افزار دیگر مبتنی بر پردازنده TMS320C5509A طراحی و ساخته شده است که کاملاً قابل حمل بوده و توسط باتری نیز راه اندازی می شود. نتایج بدست آمده از شبیه سازی نشان می دهد که حذف نویز صوتی به روش فعال با استفاده از الگوریتم بهبود یافته به خوبی صورت می گیرد.

## کلمات کلیدی:

نویز صوتی - روش فعال - الگوریتم FXLMS - بسته موجک - پردازشگرهای سیگنال -

TMS320C5509A

## ۱ فصل اول

- 1-1 مقدمه ..... ۱
- ۲-۱ بیان مسئله ..... ۲
- ۱-۲-۱ صوت و خصوصیات آن ..... ۲
- ۲-۲-۱ مفهوم آلودگی صوتی (نویز صوتی) ..... ۳
- ۳-۲-۱ شکل‌های مختلف آلودگی صوتی ..... ۴
- ۴-۲-۱ تاثیرات آلودگی صوتی بر روی انسان ..... ۵
- ۳-۱ اهداف پایان نامه ..... ۹

## ۲ فصل دوم

- نویز صوتی ..... ۱۱
- ۱-۲ نویز ..... ۱۱
- ۲-۲ روش‌های کنترل نویز ..... ۱۱
- ۱-۲-۲ کنترل نویز به روش غیر فعال ..... ۱۲
- ۲-۲-۲ کنترل نویز به روش فعال ..... ۱۲
- 2-3 تاریخچه ANC ..... ۱۳
- ۴-۲ انواع مختلف ANC ..... ۱۳
- ۱-۴-۲ لغو سراسری در فضای آزاد ..... ۱۳
- ۲-۴-۲ لغو حفره ای ..... ۱۳
- ۲-۴-۲ لغو منطقه سکوت ..... ۱۴
- ۵-۲ قطعات پایه ANC ..... ۱۴

۱۵	سیستم‌های کنترلی مورد استفاده در ANC
۱۵	کنترل پیشخورد
۱۶	کنترل پسخورد
۱۷	کاربرد های ANC
۱۷	کاهش نویز در هواپیما ها
۱۷	ANC در صنعت خودرو ساز
۱۸	هدفون اکتیو
۱۸	مزایای ANC
۱۹	الگوریتم ANC در سیستم پیشخورد
۲۱	الگوریتم FXLMS
۲۶	مروری بر کارهای انجام شده در دهه اخیر
۲۶	آستانه گذاری توسط موجک برای بهبود الگوریتم FXLMS [6]
۲۹	طراحی مسیر ثانویه برخط در سیستم پیشخورد برای کنترل نویز به روش فعال [5]
۳۲	مقایسه سیستم های پیشخورد و پسخورد در الگوریتم FXLMS [7]
۳۵	اجرای ANC با استفاده از شبکه عصبی برای حذف صدای ریل قطار [9]

### ۳ فصل سوم ۳۹

۳۹	مبانی نظری
۳۹	تبدیل موجک
۴۷	تبدیل بسته موجک
۴۷	الگوریتم تندترین شیب نزول
۵۲	مبانی عملی
۵۲	پردازشگرهای سیگنال
۵۵	مبدل آنالوگ به دیجیتال



۳-۲-۳ مدار تقویت سیگنال صوتی..... ۵۷

## ۴ فصل چهارم ۵۹

۱-۴ مدار پردازشگر سیگنال..... ۵۹

۱-۱-۴ منبع تغذیه ..... ۵۹

۲-۱-۴ مبدل داده‌ها ..... ۶۱

۳-۱-۴ برد طراحی شده و امکانات جانبی آن ..... ۶۲

4-1-4 مدار تقویت کننده صوتی ..... ۶۶

۲-۴ الگوریتم اجرایی بر روی پردازنده..... ۶۷

## ۵ فصل پنجم ۷۱

۱-۵ نحوه پیاده سازی الگوریتم..... ۷۱

۱-۱-۵ اجرای مد برخط در الگوریتم FXLMS..... ۷۳

۲-۵ بیان نتایج اجرای الگوریتم بهبود یافته در سخت افزار طراحی شده..... ۸۰

## فهرست شکل‌ها و جدول‌ها

شکل ۱-۲: منحنی تداخل امواج با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه..... ۱۲

شکل ۲-۲: قسمت‌های اصلی سیستم ANC..... ۱۵

شکل ۳-۲: بلوک دیاگرام سیستم پیشخورد..... ۱۶

شکل ۴-۲: بلوک دیاگرام سیستم پسخورد..... ۱۶

شکل ۵-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم ANC در سیستم پیشخورد..... ۱۹

- شکل ۶-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم بهبود یافته ANC در سیستم پیشخورد ..... ۲۰
- شکل ۷-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم ANC با جبران ساز  $C(z)$  ..... ۲۱
- شکل ۸-۲: الگوریتم تولید نویز سفید در پردازنده مرکزی ..... ۲۳
- شکل ۹-۲: بلوک دیاگرام مدل برون خط الگوریتم ANC ..... ۲۳
- شکل ۱۰-۲: مدل برخط کنترل ANC با استفاده از الگوریتم FXLMS ..... ۲۴
- شکل ۱۱-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم آستانه گذاری موجک ..... ۲۷
- شکل ۱۲-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم مورد استفاده در [6] ..... ۲۸
- شکل ۱۳-۲: مقدار نویز کاهش یافته ..... ۲۹
- شکل ۱۴-۲: مشخصه سرعت همگرایی ..... ۲۹
- شکل ۱۵-۲: ۱- مدل اریکسون، ۲- مدل زی هانگز، ۳- مدل اختر، مسیر ثانویه برخط برای الگوریتم FXLMS [5] ..... ۳۰
- شکل ۱۶-۲: بلوک دیاگرام متد مطرح شده در [5] برای سیستم پیشخورد ANC ..... ۳۱
- شکل ۱۷-۲: باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز باند باریک در سیستم پیشخورد در الگوریتم FXLMS [7] ..... ۳۳
- شکل ۱۸-۲: باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز باند باریک در سیستم پسخورد در الگوریتم FXLMS [7] ..... ۳۳
- شکل ۱۹-۲: باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز با پهنای باند عریض برای سیستم پیشخورد [7] ..... ۳۴
- شکل ۲۰-۲: باقی مانده خطا و متوسط مربع خطا برای نویز با پهنای باند عرض برای سیستم پسخورد [7] ..... ۳۴
- شکل ۲۱-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم مطرح شده در [9] ..... ۳۶
- شکل ۲۲-۲: بلوک دیاگرام شبکه عصبی مورد استفاده در [9] ..... ۳۶

- شکل ۲-۲۳: بلوک دیاگرام الگوریتم مطرح شده در [9]..... ۳۷
- شکل ۲-۲۴: نتایج استفاده از الگوریتم [9] در حذف نویز ریل قطار داخل تونل..... ۳۷
- شکل ۲-۲۵: نتایج استفاده از الگوریتم [9] در حذف نویز ریل قطار در فضای باز..... ۳۸
- شکل ۳-۱: به ترتیب از سمت چپ سیگنال‌های  $d1, f1, f$  و در سمت راست توابع پیوسته شده آن‌ها می‌باشد..... ۴۴
- شکل ۳-۲: تجزیه موجک گسسته برای  $n$  مرحله برای تابع  $f$ ..... ۴۶
- شکل ۳-۳: بلوک دیاگرام تبدیل بسته موجک..... ۴۷
- شکل ۳-۴: تابع هزینه متوسط مربع خطا برای فیلتر  $FIR$  تک ضریب با پارامتر  $w1(n)$ ..... ۵۰
- شکل ۴-۱: مدار محافظ منبع تغذیه..... ۶۰
- شکل ۴-۲: آئسی تغذیه و ادوات جانبی..... ۶۱
- شکل ۴-۳: آئسی Codec به همراه ادوات جانبی..... ۶۲
- شکل ۴-۴: اتصال دیودهای نورانی جهت تست عملکرد DSP..... ۶۳
- شکل ۴-۵: مدارریست استفاده شده..... ۶۳
- شکل ۴-۶: نحوه اتصال Dip-Switch به پایه‌های DSP..... ۶۴
- شکل ۴-۷: هدر ۱۲ پایه به منظور برنامه ریزی DSP..... ۶۵
- شکل ۴-۸: نحوه اتصال پایه‌های EEPROM..... ۶۵
- شکل ۴-۹: مدار PCB طرح اولیه..... ۶۵
- شکل ۴-۱۰: مدار سه کاناله تقویت سیگنال صوتی..... ۶۷
- شکل ۴-۱۱: بلوک دیاگرام نحوه پیاده سازی الگوریتم بهینه در DSP..... ۶۸
- شکل ۴-۱۲: بلوک دیاگرام الگوریتم بهبود یافته FXLMS توسط بسته موجک..... ۶۹
- شکل ۵-۱: پاسخ ضربه طراحی شده برای مد برون خط..... ۷۱
- شکل ۵-۲: پاسخ ضربه برای مد برخط الگوریتم FXLMS..... ۷۲

- شکل ۳-۵:  $C$  بدست آمده از مد برون خط الگوریتم  $FXLMS$ ..... ۷۲
- شکل ۴-۵: نمودار خطای الگوریتم  $FXLMS$  برای ورودی سینوسی با فرکانس ۲۰۰ هرتز..... ۷۳
- شکل ۵-۵: نمودار خطای الگوریتم  $FXLMS$  برای ورودی سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز  
..... ۷۴
- شکل ۶-۵: محور افقی خطای الگوریتم  $FXLMS$  ، محور عمودی خطای الگوریتم  $FXLMS$  با  
تبدیل بسته موجک بر روی سیگنال خطا..... ۷۵
- شکل ۷-۵: منحنی مقدار کاهش نویز برای سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز..... ۷۶
- شکل ۸-۵: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز..... ۷۷
- شکل ۹-۵: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال ورودی (۳-۵)..... ۷۸
- شکل ۱۰-۵: منحنی مقدار کاهش نویز برای ورودی (۳-۵)..... ۷۸
- شکل ۱۱-۵: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال بدون نویز فرمول (۳-۵)..... ۷۹
- شکل ۱۲-۵: منحنی مقدار کاهش نویز برای ورودی (۳-۵) بدون نویز..... ۷۹

# فصل اول

## ۱-۱ مقدمه

آلودگی صوتی در مقایسه با آلودگی های هوا و یا آلودگی ناشی از زباله کمتر قابل لمس و یا رویت می باشد. برای مثال آلودگی هوا باعث ایجاد مه دودهای غلیظی در محل شده و عوارضی همچون سرفه سرخی و سوزش چشم و در مواردی که تکرار شده باشد باعث بیماریهای ریوی می شود. آلودگی ناشی از زباله نیز باعث ایجاد بوی نامطلوب در محیط شده و حیوانات ناقل بیماری را جذب می کند. اما آلودگی که خصوصاً در کشور ما توجه و تحقیقات کمتری روی آن متمرکز و معطوف شده است آلودگی صوتی و اثرات نامطبوع آن بر زندگی روزمره ساکنین شهری بخصوص شهر های بزرگی مثل تهران است. اکثر مردم این مسئله را تا چندی پیش مسئله ای فرعی، فانتری و کم اهمیت بشمار می آوردند و حتی آن را جزء آلودگی ها بر نمی شمردند ولی هم‌اکنون در اکثر کشورهای جهان و در ایران نیز کم و بیش به این مسئله پرداخته و برای آن اهمیت قایل شدند.

امروزه آلودگی صوتی ناشی از فعالیت هواپیما در هنگام نشست و برخاست و تستهای موتور مورد نظر در فرودگاهها معضل بزرگی را برای مناطق مسکونی ساخته شده در کنار فرودگاهها ایجاد کرده است که البته برای غلبه بر این مشکل کشورهای صنعتی پیشرفته اتحادیه هایی را تشکیل داده اند تا تحت نظارت این اتحادیهها فرودگاههای جدیدی در خارج از مناطق شهری جایگزین فرودگاههای ذکر شده گردند. این اتحادیه ها تخمین می زنند که حدود ۷۰٪ مردم بطور ناخواسته از سروصدای محیطی رنج می برند که به صورت از خواب پریدگی و عکس‌العملهای عصبی و ... بروز می کند.

طراحی و اجرای برنامه‌های کاهش آلودگی صوتی در کشورهای مختلف متفاوت است که مبتنی بر شکایات رسیده از جانب مردم ساکن در حومه فرودگاهها یا دیگر نواحی آلوده کننده صوتی می باشد.

مزاحمت های صوتی در هر بخش از اجتماع انسانی اعم از بخش صنعتی و کارخانجات، جوامع پر

ترافیک شهری، پایانه های مسافربری ریلی، جاده های و هوایی تاثیرات جبران ناپذیری به طور نامحسوس بر اعصاب و روان انسان ها و حتی جسم ایشان می گذارد. بر این اساس در کشورهای صنعتی از دهه ۱۹۶۰ میلادی تشکیلات سازمان دهی شده ای بر آن شدند تا معیارها و ضوابط استاندارد را بر مقدار تولید این صداها ناخواسته تعریف نموده و آن را تحت کنترل قرار دهند. از این رو در این پروژه قصد داریم روش های صورت گرفته برای حذف نویز صوتی را بررسی نموده و بطور خاص امکان پیاده سازی یک روش مبتنی بر استفاده از فیلترهای وقتی را بررسی نماییم، سپس با پیاده سازی سخت افزاری یکی از بهترین روش ها بر روی پردازنده های DSP گامی کوچک در جهت رفع این مشکل برداریم.

## ۱-۲ بیان مسئله

در این بخش به بررسی علت و ضرورت انجام این تحقیق پرداخته و به بررسی مشکلات ناشی از نویز صوتی می پردازیم.

### ۱-۲-۱ صوت و خصوصیات آن

امواج صوتی از نوع موجهای مکانیکی هستند که در اثر ارتعاش اجسام کشسان تولید میشوند و در گازها، جامدات و مایعات منتشر می شوند.

منبع مولد صوت بسیار متفاوت بوده و ممکن است یک جسم جامد، سیم باریکی که بین دو نقطه کشیده شده است، زنگ و یا حتی جرم معینی از هوا باشد.

لازم به ذکر است گوش انسان صوت هایی را می شنود که تواتر آنها بطور متوسط ۲۰-۲۰۰۰ هرتز می باشد. [1]

اصوات را معمولاً در دو دسته طبقه بندی می کنند:

۱- اصوات موسیقی

۲- صدا

اصوات موسیقی به صوتهایی گفته می شود که در گوش اثر مطلوب دارند و معمولا توسط اسباب موسیقی تولید میشود.

صوتهایی که در گوش اثر نامطلوب ندارند صدا نامیده می شوند.

در شدت صوت عوامل زیر نیز موثر اند:

۱- دامنه ارتعاش

۲- فاصله شنونده از منبع تولید صوت

۳- جنس محیط انتشار

بلندی یک صوت بستگی به انرژی صوت و حساسیت گوش دارد و حساسیت گوش هم ارتباط با فرکانس صوت دارد. بنابر این اصواتی که شدتشان یکسان ولی تواترشان متفاوت است معمولا با بلندی متفاوت احساس می شوند. آزمایش نشان می دهد که برای یک فرکانس معین اگر شدت صوت از یک حد معین کمتر باشد آن صوت دیگر شنیده نمی شود. این شدت را آستانه شنوایی نامیده اند. اگر بر عکس شدت صوت را به تدریج افزایش دهند به حدی می رسد که در گوش ناراحتی و درد احساس میشود. این حد فوقانی شدت را آستانه دردناکی گوش نامیده اند. نتایج آزمایشهای بسیار نشان میدهد که گوش انسان در حالت طبیعی به تواترهایی از ۲۰۰۰-۴۰۰۰ هرتز حساس تر است. به عبارت دیگر شدت لازم برای شنیدن تواتر های دو حد شنوایی ۲۰ و ۲۰۰۰۰ هرتز خیلی بیشتر از شدتی است که برای شنیدن تواترهای ۲۰۰۰-۴۰۰۰ هرتز لازم است. [1]

### ۲-۲-۱ مفهوم آلودگی صوتی (نویز صوتی)

آنچه انسان مایل به شنیدن آن نیست حتی صدای موسیقی که ناخواسته توسط دستگاه شنوایی انسان دریافت شود آلودگی صوتی یا سروصدا نامیده می شود. به عبارت دیگر آلودگی صوتی صدای ناخواسته و تحمیلی و صدایی در زمان و مکان نامناسب است.

از آنجا که اصطلاح آلودگی صوتی نوعی ارزیابی کیفی است از این رو کاملا به نظام ارزش گذاری فرد بستگی دارد و همین عامل موجب می شود که مفهوم آلودگی صوتی محتوی و ماهیتی ذهنی پیدا کند.

در بیشتر موارد از آلودگی صوتی مفهومی چنین گسترده استنباط نمی شود و زمانی صحبت از آن به میان می آید که برای انسان مزاحمت جدی بوجود آورده و سلامت او را به خطر بیندازد.

بر این اساس یکی از تعاریف کاربردی آلودگی صوتی عبارت است از:

سروصدایی که در فعالیت فیزیولوژیک اعضای بدن تاثیر منفی بگذارد ، در روان انسان اثر بگذارد، باعث مزاحمت، آزار، عصبانیت و رسانیدن آسیب به دستگاه شنوایی گردد.

بطور کلی قضاوت در مورد صدا و حساسیت انسان در قبال بار صوتی محیط از یک سو به شرایط روحی و جسمی انسان و از سوی دیگر به ویژگیهای بار صوتی بستگی دارد. وضعیت سلامت روحی و جسمی ، سن ، بار صوتی موجود در محل اشتغال، زمان تاثیر سروصدا ، در تشخیص صدا به عنوان آلودگی صوتی دخالت مستقیم دارد ولی در مجموع احتمال قضاوت در مورد صدایی خاص به عنوان آلودگی صوتی در نظر گرفته می شود که انسان در حالت استراحت، آرامش و خواب باشد.

آنچه تا کنون مطرح شد بطور مشخص در جهت بیان کیفی آلودگی صوتی بود. با همه این اوصاف از آنجا که در فرایند برنامه ریزی و طراحی، معیارهای کمی بیشتر از مفاهیم کیفی کاربرد دارند مفهوم آلودگی صوتی باید به صورت کمی نیز بیان شود.[1]

## ۳-۲-۱ شکل های مختلف آلودگی صوتی

آلودگی صوتی در کل به سه شکل اصلی در نظر گرفته می شود.

۱- منبع صوتی نقطه ای

۲- منبع صوتی خطی

۳- منبع صوتی سطحی

منبع صوتی نقطه ای به کاربریهایی گفته می شود که از نظر مقیاس کوچکند و به تنهایی بار صوتی محیط را افزایش می دهند. برای مثال می توان به منابعی چون کارگاه نجاری و تراشکاری، مته کمپرسی، موتورسیکلت و صدای ناشی از پرواز هواپیما و مانند آنها اشاره کرد.



منبع صوتی خطی همواره توسط چندین منبع انتشار دهنده صوت که زنجیر وار در کنار و یا پشت یکدیگر قرار گرفته‌اند پدید می‌آید. ترافیک وسایل نقلیه موتوری مهمترین منبع خطی ایجاد آلودگی صوتی محسوب می‌شود.

در آخر زمانی منبع صوتی را سطحی می‌نامیم که چندین منبع صوتی در سطح کم و بیش وسیع استقرار یافته باشند و سبب افزایش بار صوتی محیط زیست می‌شوند. مجموعه‌های وسیع صنعتی، مناطق صنعتی، استادیوم‌های فوتبال، مجموعه‌های تفریحی و بازی از این جمله‌اند.

## ۴-۲-۱ تاثیرات آلودگی صوتی بر روی انسان

### ۱-۴-۲-۱ تاثیرات روانی همراه با واکنش‌های فیزیولوژیک

به هنگام طرح مسئله آلودگی صوتی معمولاً افکار عمومی به سمت آن دسته از بیماریهای شنوایی معطوف می‌شود که بر اثر صداهای بلند و ناهنجار بوجود می‌آید حال آنکه این قبیل بیماریها در مقایسه با آنچه در منابع علمی تاثیرات روانی فیزیولوژیک آلودگی صوتی نامیده می‌شود نسبتاً ناچیز است.

تحقیقات انجام شده در کشورهای پیشرو و در زمینه حفاظت از محیط زیست مهمترین عامل آلودگی صوتی در محیطهای شهری را ترافیک وسایل نقلیه موتوری معرفی می‌کند. در ایران نیز بر مبنای تجربه و بر اساس مطالعات ارزشمند موجود که در تهران به انجام رسیده‌اند باید ترافیک خیابانی را مهمترین و گسترده ترین عامل این نوع آلودگی زیست محیطی به حساب آورد.

متوسط تراز صوتی ناشی از ترافیک خیابانی برای تهران گاه بین ۷۰ تا ۹۰ دسی‌بل (بیش از آستانه بحرانی) نوسان دارد. مینی بوس‌های موجود در شهر تهران قادرند تراز صوتی را تا بیش از ۹۰ دسی‌بل افزایش دهند و صدای برخی از موتورسیکلت‌ها حتی از ۱۰۰ دسی‌بل تجاوز می‌کند. پرواز هواپیما نیز بر فراز برخی محدوده‌های شهری تراز صوتی را تا ۱۰۰ دسی‌بل افزایش می‌دهند. [1]

واکنشهای روانی فیزیولوژیک انسان در آستانه هایی بسیار پایینتر آغاز می شود . بنابراین برای تعیین آستانه های آسایش صوتی باید آن آستانه هایی را معیار قرار داد که از آن مرحله به بعد انسان سالم در مقابل بار صوتی محیط از خود واکنش نشان می دهد . این نوع واکنشها معمولا در قالب مفاهیمی چون مزاحمت ، ناراحتی، آزردهی، عصبی شدن و بطور کلی فشار عصبی بیان می شود.

متاسفانه باید اذعان داشت که در شهرهایی چون تهران زمینه برای بروز چنین واکنشهایی کاملا مساعد است. همانگونه که قبلا اشاره شد ترافیک وسایل نقلیه موتوری مهمترین منبع آلودگی صوتی در محیطهای شهری بحساب می آید. اسکان جمعیت در نزدیکی خیابان، بزرگراه، خط آهن، فرودگاه و... از جمله عواملی بشمار می آیند که برقراری آستانه آسایش صوتی را در اوقات لازم مانند استراحت، خواب، صرف غذا و مانند آن تقریبا غیرممکن می سازد.[1]

### ۱-۲-۴-۲ اختلال در روند خواب و واکنشهای دستگاه عصبی

خواب سالم یعنی خواب بدون مزاحمت یکی از شرایط اولیه برای تجدید قوای جسمی و روحی از دست رفته در طول اوقات فعالیت است. انسان از طریق خواب سالم به کلیه اعضای خود خصوصا شبکه اعصاب مرکزی آرامش می دهد، تجدید قوا می کند و بدین وسیله مجددا آماده کار و فعالیت می شود.

آماده شدن انسان برای به خواب رفتن از یک سو نیازمند افت و کاهش فعالیت بدن و از سوی دیگر محتاج به تراز خاصی از آسایش صوتی است. این حالت تحت تاثیر عوامل تحریک کننده مختلف از جمله آلودگی صوتی به تاخیر می افتد، مختل می شود و یا در برخی موارد حتی ناممکن می شود.

وضعیت مذکور زمانی شکل حاد به خود می گیرد که پویایی تراز صوتی (تفاوت میان تراز صوتی زمینه و حد اکثرهای صوتی) قابل توجه باشد.

از خواب پریدنهای مکرر ، کوتاه شدن زمان خواب ، کاهش مدت زمان و عمق خواب عمیق و نیز کاهش زمان رویا به صورت نوعی آزار، اذیت و مزاحمت احساس می شود و در نهایت انسان را خسته ، بی حوصله ، عصبی و مستعد هرگونه درگیری و پرخاشگری می کند.

بر طبق آزمایشهای انجام شده تراز صوتی در اتاق خواب باید کمتر از ۴۰ دسی بل باشد . افزایش ناگهانی تراز صوتی ۶ دسی بل احتمال پریدن از خواب را افزایش می‌دهد و کیفیت خواب را تنزل می‌دهد. [1]

معمولا افراد سالم در حالت خواب عمیق در برابر افزایش تراز صوتی مقاومتی بیش از بیماران و سالمندان از خود نشان می‌دهند. افراد سالمند از آنجا که مدت کمتری می‌خوابند و مهمتر از آن مدت خواب عمیقشان کوتاه است به هنگام خواب در برابر نوسانات صوتی حساسیت بیشتری از خود نشان می‌دهند.

سرو صدای راه یافته به اتاق حتی اگر انسان را بیدار هم نکند ، می‌تواند موجب افت کیفیت خواب شود و چنین فعل و انفعالاتی را می‌توان با کمک نوار مغزی به نمایش گذاشت. همچنین باید توجه داشت که حساسیت انسان در مقابل صداهایی که سریعا به اوج می‌رسند بسیار زیاد است از جمله این صداها مانند هواپیما ، هلیکوپتر ، کامیون، موتور سیکلت و مانند آن را می‌توان نام برد.

به همین دلیل انسان در برابر صداهای ناگهانی و انفجار با تکان شدید و وحشتزدگی واکنش نشان می‌دهد. علاوه بر موارد فوق باید از کاهش قدرت تمرکز، کاهش دقت عمل در کارها، افزایش وقوع اشتباه ها و نیز مصرف نا متعارف داروهای آرامبخش یا خواب آور و مسکن نیز میتوان به عنوان تاثیرات مستقیم و غیرمستقیم آلودگی صوتی یاد کرد.

کاهش تمرکز فکری و دقت عمل باعث افت بازدهی کاری انسان می‌شود و افت بازدهی کاری بدون شک زیانهای اقتصادی گسترده ای را به دنبال دارد . در این زمینه ثابت شده است هرگاه سرو صدای محیطی از مرز ۵۰ دسی بل فراتر رود انجام فعالیتهای فکری بشدت مختل می‌شود. بعلاوه در مورد مشاغلی که در آنها دریافت اطلاعات شنیداری اهمیت دارد ( مراکز آموزشی از پیش دبستان تا دانشگاهها) وضع به همین منوال است. سرو صدا را می‌توان به عنوان عاملی در ایجاد فشار روانی نیز به شمار آورد. خصوصا سروصدایی که برای انسان هیچ راه گریزی باقی نگذارد و انسان در برابر آن احساس عجز کند. در این صورت می‌توان اکثر عوارضی را که ریشه در فشارهای روانی دارند از جمله زخم معده، زخم اثنی عشر، یبوست و سر درد را نیز با آلودگی صوتی محیط مرتبط دانست. [1]

مجموع عوامل فوق حکم می کند تا توجه به مسئله آلودگی صوتی از نخستین مراحل برنامه ریزی کالبدی آغاز گردد.

### ۱-۲-۴-۳ تاثیر در دستگاه شنوایی

به منظور شناخت تاثیر آلودگی صوتی در دستگاه شنوایی مروری اجمالی بر ساختمان و نحوه عملکرد این دستگاه بسیار ضروری بنظر می رسد زیرا در نهایت همین دستگاه شنوایی است که نقش گیرنده را برای کلیه صداها میسر می نماید.

بنابر این چنانچه جلوگیری از صدا ضروری باشد می بایست پیش بینی هایی در خود محیط بعمل آید. در طی فرایند شنیدن در سلولهای شنوایی مقادیری انرژی به مصرف می رسد که در شرایط معمولی بطور منظم بازسازی می شود. این عمل سوخت و ساز در جوانان بسیار سریع و در سالمندان به کندی صورت می گیرد. در شرایط غیر عادی یعنی زمانی که گوش متحمل بار سنگین صوتی می شود تعادل موجود میان سوخت و ساز به نفع سوخت بر هم می خورد و بازدهی سلولهای شنوایی افت می کند. در برخی از موارد افت بازدهی موقت است ولی هر گاه وضعیت نامناسب صوتی تکرار شود یا به صورت دائمی در آید در آن صورت ناشنوایی موقت میتواند به ناشنوایی دائم بدل شود. [1]

با این حال به دلایل زیر بحث در این زمینه در چارچوب کاملاً فشرده و مختصر صورت می گیرد. اول آنکه آسیب دیدگی دستگاه شنوایی تحت تاثیر آلودگی صوتی عمدتاً در محیط های کاری و در نتیجه کار ماشین الات و ابزار پر سروصدا بوقوع می پیوندد و دوم آنکه همانطور که قبلاً اشاره شد در مبنای اطلاعات موجود در شرایط فعلی بعید به نظر می رسد که دستگاه شنوایی بر اساس تراز صوتی معمول در محیطهای شهری آسیب جدی ببیند و انسان دچار سنگینی گوش یا ناشنوایی شود.

از دیدگاه بیولوژیک دستگاه شنوایی و صداها میسر می نماید در محیط با یکدیگر ارتباطی بسیار عمیق به عمق تاریخ تکامل انسان دارند. اصولاً شکل گیری دستگاه شنوایی را باید محصول همین رابطه متقابل دانست. شناخت و ارزیابی صداها میسر می نماید در محیط و نتیجه گیری از آنها یکی از رموز موفقیت انسان در پیمودن

مسیر تکامل طبیعی محسوب می گردد. چرا که انسان اولیه مجبور بود برای بقای زندگی خود صداهای دریافت شده از اطراف را ارزیابی نماید و دوست و دشمن را توسط صدایشان از هم باز شناسد. اصولاً هر نوع تحریک صوتی در انسان نوعی هشدار به ضمیر ناخودآگاه و هشدار به اعضای بدن به منظور آماده شدن برای نشان دادن واکنش مناسب بحساب می آید که حتی در خواب نیز عمل می کند چه بسا انسان در طول خواب دچار مزاحمت هایی از این دست شده و با وجود طول زیاد خواب دچار خستگی گردد.[1]

## ۳-۱ اهداف پایان نامه

مطالب ذکر شده دربخش قبل اهمیت موضوع آلودگی صوتی را آشکار می نماید و از آنجائیکه صدمات ناشی از سر و صدا نه تنها یک فرد بلکه یک خانواده و حتی در برخی مواقع ممکن است یک جامعه را مورد آسیب قرار دهد، ایجاد یک سیستم هوشمند مبتنی بر عملکرد انسانی جهت تشخیص به موقع سر و صدا و حذف آن در موارد و مشاغل حساس ضروری است.

هدف نهایی این پژوهش نیز با توجه به رویکرد عملی آن، برداشتن گامی کوچک در تحقق این امر بزرگ می باشد. در ادامه در فصل دوم مسئله نویز صوتی و روش های حذف آن را بیشتر مورد بررسی قرار داده و مروری بر تحقیقات و روش های پیشنهادی مختلف جهت حذف نویز صوتی صورت پذیرفته است. در فصل سوم تبدیل موجک و بسته موجک و فیلتر های وقفی برای بررسی بیشتر این پدیده و روش های گوناگون ارزیابی آن بیان می شود. در فصل چهارم نیز یک سخت افزار مناسب طراحی شده جهت حذف نویز صوتی به روش فعال ، که مبتنی بر پردازنده های DSP می باشد معرفی شده و در فصل پنجم نتایج حاصل از شبیه سازی و سخت افزار طراحی شده به تفصیل بیان می شود.



# فصل دوم

## نویز صوتی

### ۲-۱ نویز

در بسیاری از تعریف ها نویز یک صدای ناخواسته است، که وقتی شنیده می شود دارای اغتشاش باشد. گاهی قرار گرفتن در معرض نویز بصورت مداوم باعث از دست رفتن شنوایی بصورت موقت یا دائم می شود.

دو نوع مختلف از نویز صوتی وجود دارد :

۱- نویز با پهنای باند وسیع

۲- نویز با پهنای باند باریک

نویز با پهنای باند وسیع ناشی از اغتشاشات است و کاملاً تصادفی می باشد. انرژی آن در همه باند فرکانسی وجود دارد. صدای ناگهانی شلیک تفنگ و یا صدای هواپیمای جت از این قبیل صداها می باشد. در عوض نویز باند باریک انرژی اش حول یک فرکانس متمرکز شده است این نوع نویز توسط ماشین آلاتی که به صورت مداوم و چرخشی یک کار را به صورت متناوب انجام می دهند بوجود می آید. بنابراین این نوع نویز متناوب یا شبه متناوب می باشد. [2]

### ۲-۲ روش های کنترل نویز

به طور کلی ۳ روش برای کنترل نویز وجود دارد :

۱- روش غیرفعال

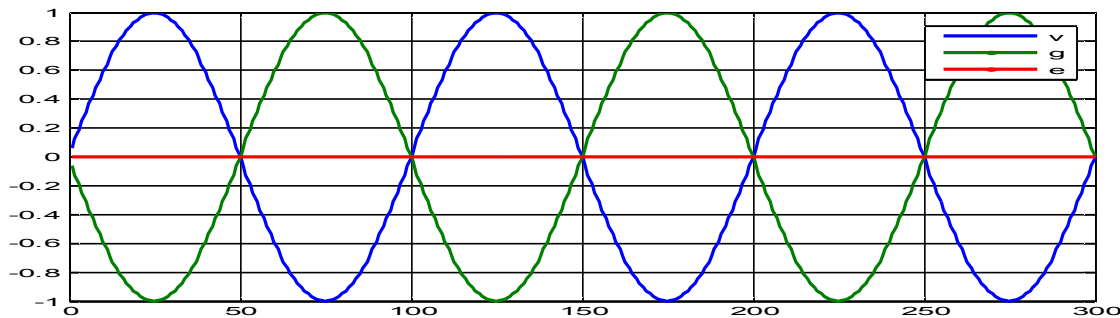
۲- روش فعال

## ۱-۲-۲ کنترل نویز به روش غیر فعال

این روش یک روش سنتی در کاهش نویز می باشد که با استفاده از متد های سکوت دهنده و مواد عایق این کار را انجام می دهند. مثالی که برای این روش می توان زد همان هدفون هایی است که در کاهش سر و صدا استفاده میشود. برای پاسخ خوب این روش باید از موادی با مشخصه های ویژه ای استفاده کرد. این روش برای نویز هایی که دارای فرکانس بالا هستند خوب کار می کند در واقع به صورت یک فیلتر پایین گذر عمل می کند. و هر چه فرکانس نویز پایین تر باشد سایز و حجم وسیله ای که برای کاهش نویز به روش پسیو ساخته شده زیادتر و دستگاه سنگین تر می شود. [2]

## ۲-۲-۲ کنترل نویز به روش فعال

کنترل نویز فعال یا همان ANC<sup>۱</sup> از الگوریتم تداخل امواج بهره می گیرد. وقتی دو شکل موج با دامنه و فرکانس یکسان ولی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه به یک مقصد مشترک بروند آنها یکدیگر را خنثی میکنند. شکل ۱-۱ نمونه ای از تداخل امواج سینوسی نشان داده شده است.



شکل ۱-۲: منحنی تداخل امواج با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه



## ۳-۲ تاریخچه ANC

ایده حذف نویز صوتی توسط روش ANC در دهه ۱۹۳۰ مطرح شد. البته تا زمانی که مدارات کوچک مدرن و کامپیوترهای دیجیتال اختراع نشدند این ایده عملی نشد. در سالهای اخیر این موضوع به طور گسترده ای مورد مطالعه قرار گرفته و صدها مقاله در رابطه با آن چاپ شده است و ده ها شرکت در زمینه ANC دارای محصولات تخصصی و تجاری می باشند. [2]

## ۴-۲ انواع مختلف ANC

تنوع در ویژگی های رفتار امواج صوتی در محیط های مختلف باعث بوجود آمدن سه گروه مختلف از ANC می شود. [2]

۱- لغو سراسری در فضای آزاد<sup>۲</sup>

۲- لغو حفره ای

۳- لغو منطقه سکوت

### ۱-۴-۲ لغو سراسری در فضای آزاد

از بین بردن یک میدان صوتی در سه بعد را لغو سراسری در فضای آزاد می نامند. برای این کار نیاز به یک منبع حذف کننده صوت در نزدیکی منبع مخرب داریم.

### ۲-۴-۲ لغو حفره ای

لغو صدای ناخواسته در فضاهای محدود مثل یک اتاق یا مجرای تهویه هوا لغو حفره ای نامیده می شود. در یک فضای محدود انعکاس از دیواره ها پاسخ را برای ما می سازد، که در حالت کلی روش

---

۲- Global free space cancellation

دستیابی به طول موج صوتی یک موج در هر زمان یا کاهش بعد فضای سیستم را بیان میکنند. تعداد مدهای صوتی با افزایش فرکانس موج های صوتی افزایش می یابد. در حقیقت تعداد مدها با فرمول زیر بدست می آید :

$$N \cong \frac{4\pi V}{3c^3} f^3 \quad (1-2)$$

$V$  حجم حفره،  $f$  فرکانس حفره،  $c$  سرعت صوت می باشد.

## ۲-۴-۲ لغو منطقه سکوت

لغو محلی میدان صدا را فراهم می کند. معمولاً منطقه لغو نویز حدود یک دهم طول موج در قطر می باشد. لازم به ذکر است که لغو نویز توسط ANC بهترین روش برای فرکانس پایین می باشد. برای فرکانس بالا فضایی که برای تکنیک منطقه سکوت نیاز است هزینه بر می باشد. اینکه در حفره های صوتی وقتی تعداد مدها به سرعت، همراه با افزایش فرکانس افزایش می یابد روش ANC غیر قابل کنترل می شود و اینکه روش های غیر فعال گفته شده در فرکانس های بالا خیلی بهتر جواب می دهد و خیلی وقت ها راه حل مناسبی می باشد و نیاز به استفاده از روش فعال نمی باشد. [2]

## ۲-۵ قطعات پایه ANC

این سیستم معمولاً از ۴ قسمت اصلی تشکیل شده است: [2]

**دستگاه:** سیستم فیزیکی که ما می خواهیم صدایش را کنترل کنیم. مثلاً سیستم هدفون یا سیستم صدای داخل اتاق.

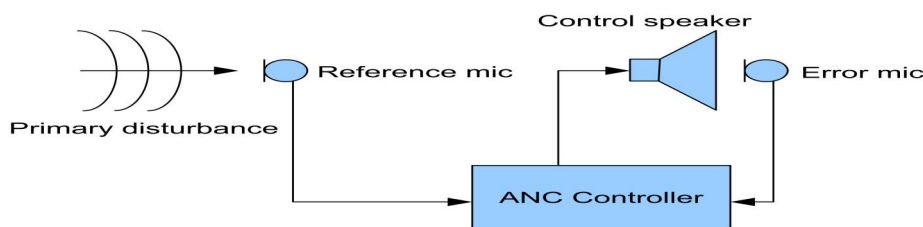
**سنسور:** سنسور مرتعش، میکروفون یا هر وسیله دیگر که صدای مخرب را دریافت می کند تا کنترل سیستم با اندازه گیری خطای باقی مانده مانیتور شود.

فعال کننده ها: قسمتی است که به صورت فیزیکی با تغییر پاسخ دستگاه کار میکند که معمولاً به صورت الکترومکانیکی می باشند مانند بلندگوها.

**کنترلرها:** یک پردازنده سیگنال است که بر اساس فرمان دادن به سیگنال های سنسور و

اطلاعاتی که بر روی سیستم وجود دارد، فعال کننده ها را کنترل می کند.

که در شکل (۲-۲) قسمت های اصلی را می بینید:



شکل ۲-۲ قسمت های اصلی سیستم ANC

## ۶-۲ سیستم های کنترلی مورد استفاده در ANC

با فرض اینکه سیستم مورد نظر LTI باشد دو نوع سیستم در ANC وجود دارد که عبارتند از: [4]

۱- کنترل پیشخورد

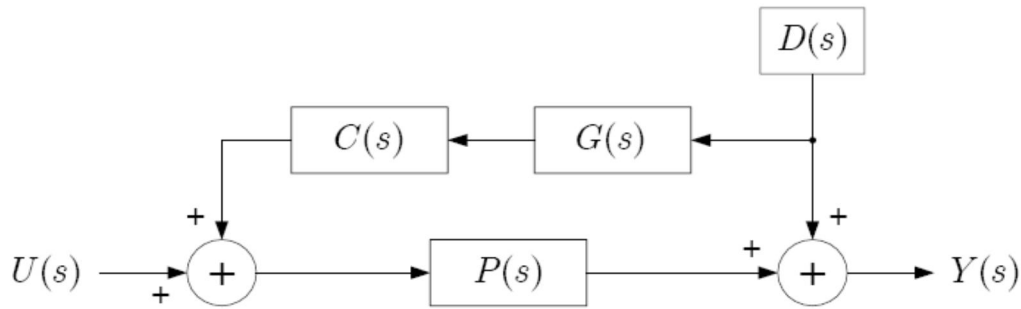
۲- کنترل پسخورد

### ۱-۶-۲ کنترل پیشخورد

این سیستم مبتنی بر اندازه گیری مستقیم از اختلال اولیه و دانش های قبلی از تابع تبدیل سیستم می باشد. این روش به نام جبران پیشخورد معروف است، یکی از فواید این سیستم این می باشد که پایداری سیستم تا زمانی که جبران گر تاثیری بر سیگنال ورودی نداشته باشد افزایش می یابد.

شکل ۲-۳ بلوک دیاگرام از این سیستم را نشان می دهد که  $U(s)$  ورودی است و  $I(s)$  جبران گر می باشد  $P(s)$  تابع تبدیل سیستم را بیان می کند  $D(s)$  اختلال بیرونی و  $Y(s)$  خروجی سیستم را بیان می کند  $G(s)$  تابع تبدیل خطی

ممکن بین اختلال اولیه و مقدار تخمین موجود توسط الگوریتم کنترل می باشد. [4]



شکل ۲-۳: بلوک دیاگرام سیستم پیشخورد

تابع تبدیل این سیستم برابر است با :

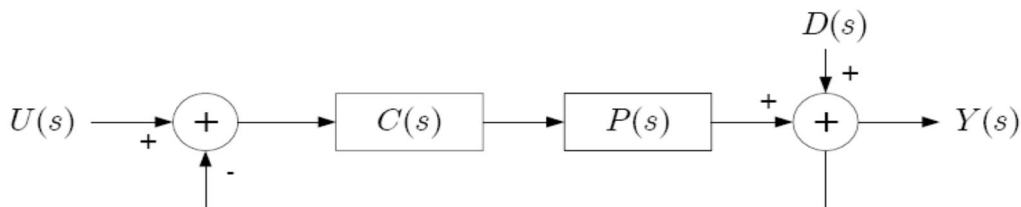
$$H(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = 1 + G(s)C(s)P(s) \quad (2-2)$$

## ۲-۶-۲ کنترل پسخورد

در این روش خروجی سیستم به طور دائم کنترل می شود تا اینکه خطا کاهش پیدا کند. مزیت

این روش این است که می تواند تغییرات پویا در تابع تبدیل سیستم را با توجه به گذشت زمان با

تغییر به گرما و رطوبت جبران کند. شکل ۲-۴ بلوک دیاگرام این سیستم را نشان می دهد. [4]



شکل ۲-۴: بلوک دیاگرام سیستم پسخورد

این نوع از حلقه فیدبک رایجترین روش در حذف اختلال می باشد. برای حذف نویز فرض می

کنیم  $U(s)$  برابر صفر باشد در این صورت تابع تبدیل به صورت زیر در می آید :

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{1}{1+P(s)C(s)} \quad (3-2)$$

## ۷-۲ کاربرد های ANC

کاربرد های بسیار زیادی برای ANC وجود دارد که در ادامه به ذکر چند مورد از آنها می پردازیم.

### ۱-۷-۲ کاهش نویز در هواپیما ها

استفاده از ANC برای حذف نویز فرکانس پایین داخل کابین هواپیما برای راحتی مسافران محبوبیت زیادی بدست آورده است. بیشتر کارخانه های هواپیما سازی این سیستم را برای حذف صدای نویزی محور پروانه هواپیما استفاده می کنند. به طور مثال این سیستم در هواپیمای شرکت saab وجود دارد که تقریباً حدود ۶ دسی بل کاهش نویز را در این هواپیما داریم. دیگر سیستمی که در هواپیمای Saab ۲۰۰۰ برای حذف صدای ملخ هواپیما استفاده شده است یک چند کاناله می باشد که دارای ۲۷ بلندگو و ۷۲ تا میکروفن برای دستیابی به کاهش نویز برای ۴ هارمونیک اول صدای ملخ هواپیما می باشد. [2]

### ۲-۷-۲ ANC در صنعت خودرو ساز

کارخانه اتومبیل سازی هندو برای کاهش نویز جاده برای تولیداتش از سیستم ANC استفاده می کند. این کارخانه با قرار دادن میکروفن و اسپیکر در زیر صندلی های ماشین به این امر دست پیدا کرده است. شرکت زیمنس تولید کننده یک سیستم است که با بهره گیری از بلندگوی نصب شده در داخل منیفولد ورودی هوا به حذف نویز فرکانس پایین موتور می پردازد. یکی دیگر از کاربردهای ANC برای لوله های اگزوز موتور می باشد. با توجه به قیمت ANC کارخانجات ماشین سازی تصمیم به تعویض این روش به جای روش قدیمی پسیو در حذف صدا کرده اند. [2]

## ۲-۷-۳ هدفون اکتیو

یکی از کاربردهای ANC که به موفقیت گسترده تجاری دست پیدا کرده است هدفون های اکتیو در حذف نویز فرکانس پایین می باشد. در حقیقت دو نوع مختلف از این هدفون های اکتیو داریم که فقط یک نوع از آنها از ANC استفاده می کند. [2]

۱. **هدفون اکتیو** : این هدفون ها مجهز به یک میکروفن در خارج فنجان گوش برای اندازه گیری نویز می باشند. سپس این نویز توسط فرستادن یک ضد نویز با استفاده از بلندگوها حذف می شود. این نوع هدفون برای خلبان های هلیکوپتر و هواپیما مفید می باشد.
۲. **هدفون حذف صدای ناگهانی**<sup>۳</sup> : از روش پسیو برای تضعیف نویز استفاده می کند. تا مادامی که میکروفون خارج از آن صداهایی را که به طور معمول توسط گوش شنیده می شود، دریافت میکند. این صدا ها قبل از آنکه وارد گوش شود فیلتر می شود تا صداهای بلند را حذف کند مثل صدای شلیک تفنگ، در واقع این هدفون صداهای معمولی مثل صحبت کردن را از خود عبور می دهد ولی صداهای ناگهانی و بلند را از خود عبور نمی دهند.

## ۲-۸ مزایای ANC

هدف اصلی بیشتر سیستم های ANC کاهش نویز برای آسایش شخصی ، کاهش استرس و افزایش تمرکز می باشد.

یکی دیگر از مزایای ANC کاهش صدا در فرکانس پایین می باشد که در روش پسیو بسیار گران در می آید. این روش نیز ارتعاشات ناشی از ساختارهای مکانیکی را کاهش می دهد. در نتیجه طولانی تر شدن عمر و افزایش بهره‌وری سیستم را ناشی می شود. قیمت ANC به دلیل مصرف برق برای سنسورها و کنترلر و فعال کننده ها ممکن است افزایش یابد. [2]

---

<sup>۳</sup> Amplified earmuffs

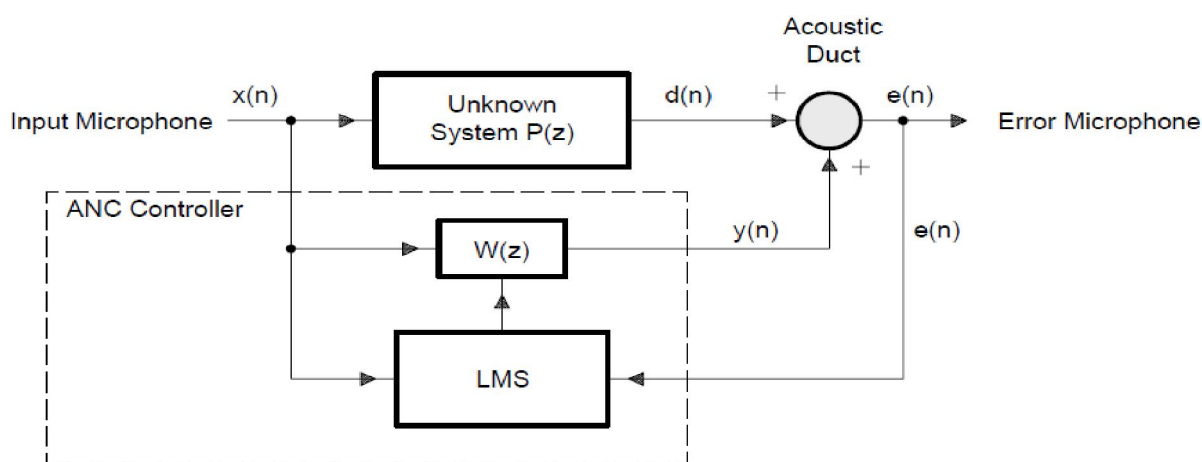
## ۹-۲ الگوریتم ANC در سیستم پیشخورد

ابتدا الگوریتم ANC را برای سیستم های پیشخورد بیان می کنیم.

همانطور که گفته شد از الگوریتم های پیچیده و فقی در سیستم های ANC استفاده می شود.

یکی از پیچیدگی های آن همگرایی زمانی در این سیستم ها می باشد.

بلوک دیاگرام الگوریتم این سیستم به طور کلی در شکل ۵-۲ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم ANC در سیستم پیشخورد

یک سیستم ایده آل ANC از یک فیلتر و فقی با ضرایب  $W(z)$  برای تخمین پاسخ اولیه مسیر صوتی

بین ورودی و خروجی استفاده می کند. تبدیل  $Z$ ،  $e(n)$  به شکل زیر بیان می شود :

$$E(z) = D(z) + Y(z) = X(z)[P(z) + W(z)] \quad (۴-۲)$$

که  $E(z)$  سیگنال خطا،  $X(z)$  سیگنال ورودی و  $Y(z)$  خروجی فیلتر و فقی می باشد. وقتی که  $W(z)$

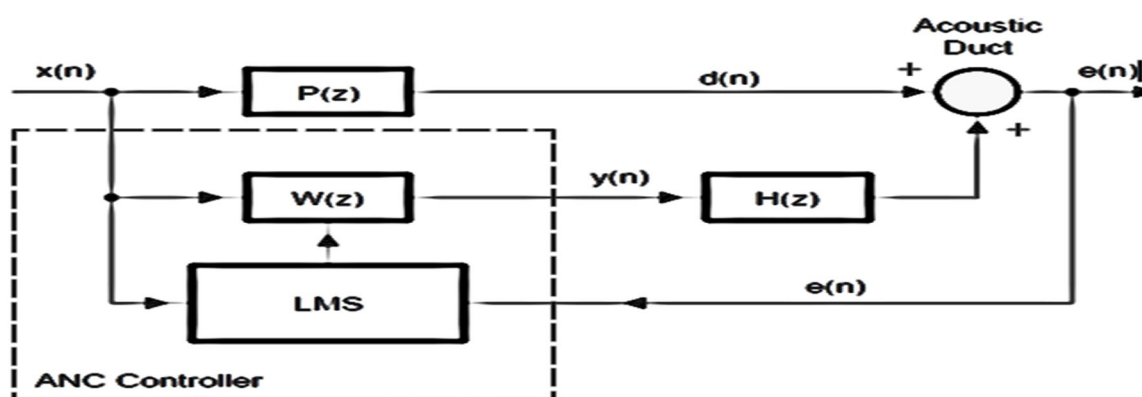
همگرا شد  $E(z)$  برابر صفر می شود و معادله بالا برابر می شود با

$$W(z) = -P(z) \quad (5-2)$$

$$y(n) = -d(n) \quad (6-2)$$

با  $y(n)$  با  $d(n)$  با اختلاف فاز  $180^\circ$  درجه برابر می‌شود. وقتی  $y(n)$ ,  $d(n)$  به صورت صوتی با هم ترکیب شوند مقدار خطای باقیمانده برابر صفر می‌شود و برآیند دو سیگنال صوتی با استفاده از اصل جمع آثار برابر صفر می‌شود.

با استفاده از تابع  $H(z)$  که در بین مسیر  $y$  و  $e$  قرار می‌گیرد جبران سازی انجام می‌دهیم. این جبران سازی بخاطر وجود تقویت کننده‌ها و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ و بلوک‌های دیگر صورت می‌گیرد. شکل ۶-۲ بلوک دیگر این سیستم را نشان می‌دهد.



شکل ۶-۲: بلوک‌دیگرام الگوریتم بهبود یافته ANC در سیستم پیشخورد

$$E(z) = X(z)P(z) + X(z)W(z)H(z) \quad (7-2)$$

فرض می‌کنیم که  $W(z)$  مرتبه کافی دارد، سیگنال خطا، زمانی که فیلتر به همگرایی برسد برابر صفر می‌شود برای رسیدن به این نتیجه نیاز است  $W(z)$  برابر باشد با:

$$W(z) = \frac{-P(z)}{H(z)} \quad (8-2)$$

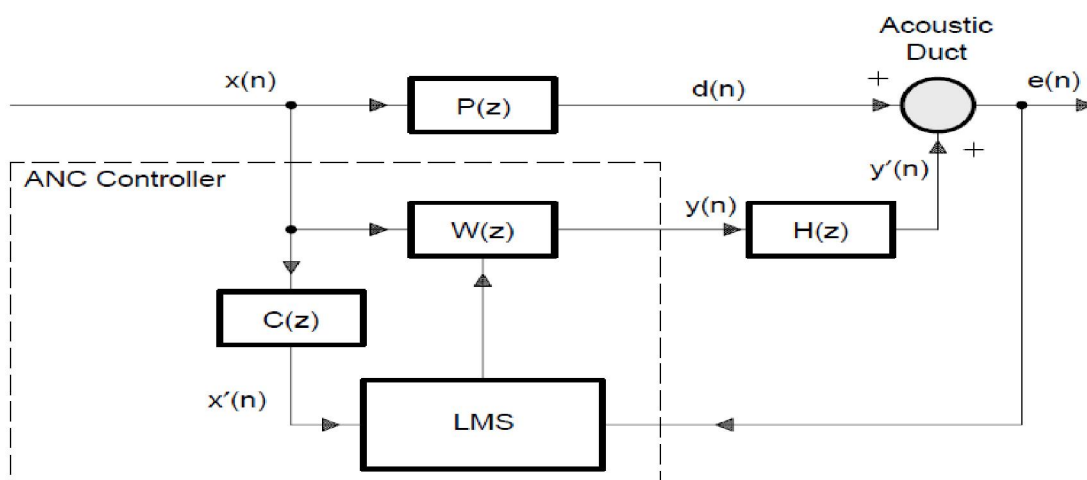
برای تحقق تابع تبدیل بهینه از روی این فرمول مشخص است که اگر  $H$  برابر صفر شود سیستم ناپایدار



می شود و اگر  $P$  صفر شود سیستم کنترل، بی تاثیر میشود. با توجه به فرمول (۸-۲) مشخص است که مسیر  $H$  تاثیر مهمی در سیستم دارد. [4]

## ۱۰-۲ الگوریتم FXLMS

الگوریتم جبران سازی سیگنال  $y(n)$  توسط مورگان و برگس پیشنهاد داده شد. در شکل ۷ بلوک دیاگرام این الگوریتم نشان داده شده است. این جبران سازی به این دلیل صورت می گیرد که وقتی سیگنال نویز وارد سیستم می شود با عبور از بلوک های مختلف از قبیل مبدل آنالوگ به دیجیتال، دیجیتال به آنالوگ، پردازنده مرکزی و دیگر قسمت ها تغییر می کند. بنابراین با در نظر گرفتن تابع تبدیل جبران ساز تغییرات



شکل ۷-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم ANC با جبران ساز  $C(z)$

سیگنال ورودی را جبران می کنیم. بدلیل اینکه اطلاعاتی از ضرایب فیلتر  $H$  در دست نیست آن را توسط فیلتر مسیر ثانویه با ضرایب  $C(z)$  تخمین می زنیم.

$y(n)$  برابر است با :

$$y(n) = \underline{w}^T(n)x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (9-2)$$

و نیز  $W$  برابر است با :

$$\underline{W}^T(n) = [W_0(n) \ W_1(n) \ \dots \ W_{N-1}(n)]^T \quad (10-2)$$

و  $X$  برابر است با :

$$\underline{X}^T(n) = [X(n) \ X(n-1) \ \dots \ X(n-N+1)]^T \quad (11-2)$$

و در آخر رابطه الگوریتم FXLMS به صورت زیر بیان می شود :

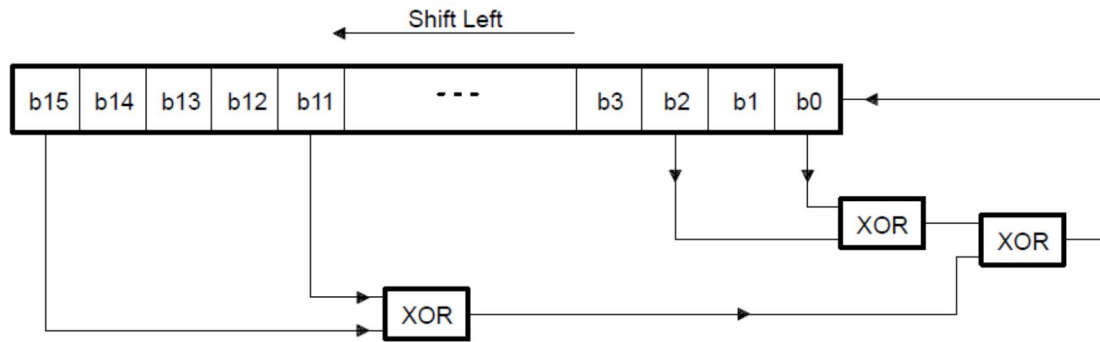
$$\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) - \mu e(n) \underline{X}'(n) \quad (12-2)$$

$$\underline{X}'(n) = \underline{c}^T \underline{X}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i X(n-i) \quad (13-2)$$

$$\underline{X}'(n) = [X'(n) \ X'(n-1) \ \dots \ X'(n-N+1)]^T \quad (14-2)$$

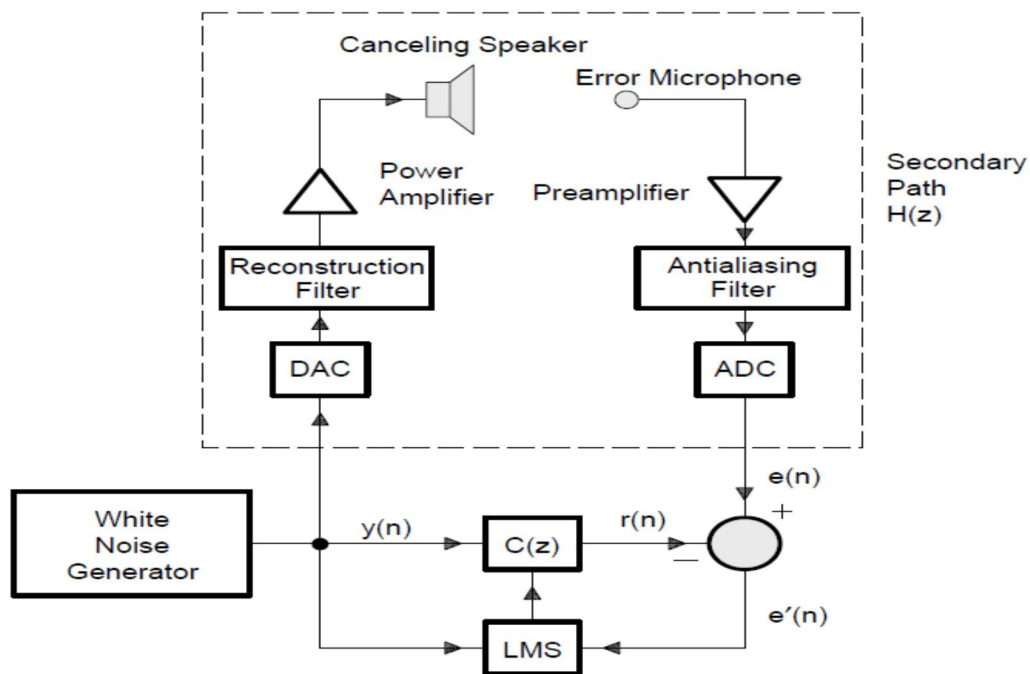
$$\underline{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{M-1}]^T \quad (15-2)$$

$C(z)$  تخمین مسیر ثانویه می باشد. تابع تبدیل  $H(z)$  ناشناخته است و متغیر با زمان می باشد، این به خاطر اثراتی از جمله قدیمی بودن بلندگو، جریان هوا و تغییرات دما و عبور سیگنال از مبدلها، پردازنده اصلی و قسمت های دیگر مدار الکترونیکی می باشد. با فرض این ویژگی که  $H(z)$  ناشناخته ولی نامتغیر با زمان می باشد می توان در یک مدل برون خط  $H(z)$  را تخمین زد. راه اندازی آزمایشی مدل برون خط در شکل ۹-۲ نشان داده شده است. در این مدل نیاز به یک نویز سفید ناهمبسته داریم که الگوریتم تولید آن در شکل ۸-۲ نشان داده شده است.



شکل ۸-۲: الگوریتم تولید نویز سفید در پردازنده مرکزی

از شکل ۸-۲ داریم که با در نظر گرفتن یک عدد ۱۶ بیتی و اجرای عمل منطقی XOR بر روی بیت های ۱، ۳، ۱۲ و ۱۶ طبق شکل ۸ و شیفت دادن عدد ۱۶ بیتی به سمت چپ می توان در هر گام یک عدد بدست آورد که مجموع این اعداد با هم نویز سفید را تولید می کند.



شکل ۹-۲: بلوک دیاگرام مدل برون خط الگوریتم ANC

با اعمال نویز سفید به سیستم نشان داده شده در شکل ۹-۲ و اجرای این الگوریتم به مدت ۱۰ ثانیه

ضرایب فیلتر مربوطه بروز می شود. خروجی  $y(n)$  برای راه اندازی بلندگوهای حذف نویز استفاده می شود. این نویز سفید تولید شده داخلی به عنوان ورودی، برای فیلتر وقتی با ضریب  $C(z)$  استفاده می شود. ورودی سیگنال  $e(n)$  از طریق میکروفن خطا صورت می گیرد.

فرمول های ریاضی مورد نیاز در مدل برون خط به نحو زیر می باشد:

$$r(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)y(n-i) \quad (16-2)$$

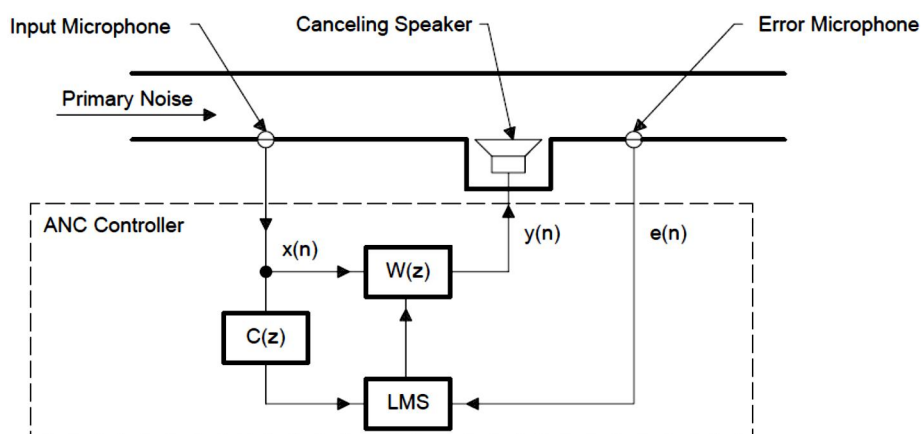
که  $c_i$  آمین ضریب فیلتر وقتی  $C(z)$  در زمان  $n$  و با درجه  $M$  می باشد.

$$e'(n) = e(n) - r(n) \quad (17-2)$$

سپس ضرایب فیلتر وقتی توسط فرمول زیر بروز می شود:

$$c_i(n+1) = c_i(n) + \mu e'(n)y(n-i), \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (18-2)$$

که  $\mu$  گام حرکت می باشد و باید شرط پایداری زیر را پیروی می کند:



شکل ۲-۱۰: مدل برخط کنترل ANC با استفاده از الگوریتم FXLMS

$$0 < \mu < \frac{1}{MP_y} \quad (19-2)$$

که  $P_y$  توان نویز تولیدی  $y(n)$  می‌باشد.

بعد از اجرای مدل برون خط ضرایب بدست آمده از این الگوریتم را در مدل برخط استفاده می‌کنیم. شکل ۱۰ مدل برخط الگوریتم ANC نشان داده شده است.

$x(n)$  ورودی مرجع می‌باشد که از میکروفن ورودی و  $e(n)$  خطای سیگنال می‌باشد که از میکروفن خطا بدست می‌آیند. نحوه محاسبه سیگنال حذف نویز  $y(n)$  به صورت فرمول (۲۰-۲) می‌باشد.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (20-2)$$

سیگنال  $y(n)$  برای راه اندازی بلندگوهای حذف نویز صوتی استفاده می‌شود.

نحوه محاسبه  $x'$ :

$$x'(n) = \sum_{i=0}^M c_i x(n-i) \quad (21-2)$$

در (۲۲-۲) نحوه بروز کردن ضرایب فیلتر وقتی  $W(z)$  با استفاده از الگوریتم FXLMS گفته شده است.

$$w_i(n+1) = w_i(n) \pm \mu e(n)x'(n-i), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (22-2)$$

علامت مثبت در شبیه سازی کامپیوتری استفاده می‌شود و علامت منفی در پیاده سازی عملی استفاده می‌شود و این به این دلیل است که در شبیه سازی سیگنال خطا توسط فرمول (۱۷-۲) محاسبه می‌شود. بنابراین علامت منفی بطور ذاتی در (۱۷-۲) وجود دارد. اما در پیاده سازی عملی باید سیگنال  $y(n)$  دارای اختلاف فاز ۱۸۰ درجه با سیگنال مورد انتظار داشته باشد و این اختلاف فاز توسط علامت منفی فرمول (۲-۲) ایجاد می‌گردد.

با تکرار این الگوریتم در هر مرحله باعث می شود مقدار خطا سیستم کاهش پیدا کند و در نتیجه سیگنال ضد نویز  $y(n)$  می تواند نویز صوتی را حذف کند. [4]

## ۲-۱۱ مروری بر کارهای انجام شده در دهه اخیر

بهبود الگوریتم FXLMS در دهه اخیر در مقالات و مجلات معتبر علمی در دهه اخیر مورد توجه قرار گرفته است که ما در این قسمت برخی از آنها را مورد بررسی قرار می دهیم.

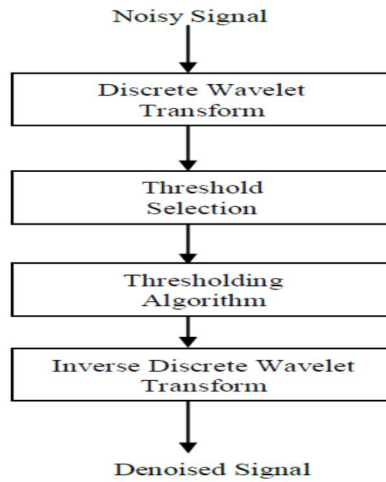
### ۲-۱۱-۱ آستانه گذاری توسط موجک برای بهبود الگوریتم

#### [6] FXLMS

ایده اصلی روش آستانه گذاری متکی بر این واقعیت می باشد که برای بسیاری از سیگنال های واقعی، تعداد محدودی از ضرایب بسته موجک در باند پایین برای بازسازی یک تخمین خوب از سیگنال اصلی کافی است. بنابراین با استفاده از کوچک کردن ضرایب موجک (آستانه گذاری) می توان با حفظ اطلاعات اصلی سیگنال، نویز سیگنال را حذف کرد. که این ایده به طور خلاصه به صورت زیر می باشد:

- ۱- محاسبه تبدیل موجک گسسته برای سیگنال ورودی نویز دار
- ۲- با استفاده از الگوریتم آستانه گذاری و یک مقدار آستانه، مقداری از ضرایب جزئیات موجک را کوچک می کنیم.
- ۳- محاسبه تبدیل معکوس موجک گسسته

حذف نویز با این روش با فرض اینکه نویز در فرکانس های بالا حضور بیشتری دارد صورت می گیرد. در شکل (۱) بلوک دیاگرام حذف نویز سیگنال با استفاده از آستانه گذاری موجک را نشان می دهد.



شکل ۱۱-۲: بلوک دیاگرام الگوریتم آستانه گذاری موجک

که در [6] دو نوع سطح آستانه گذاری را معرفی کرده است:

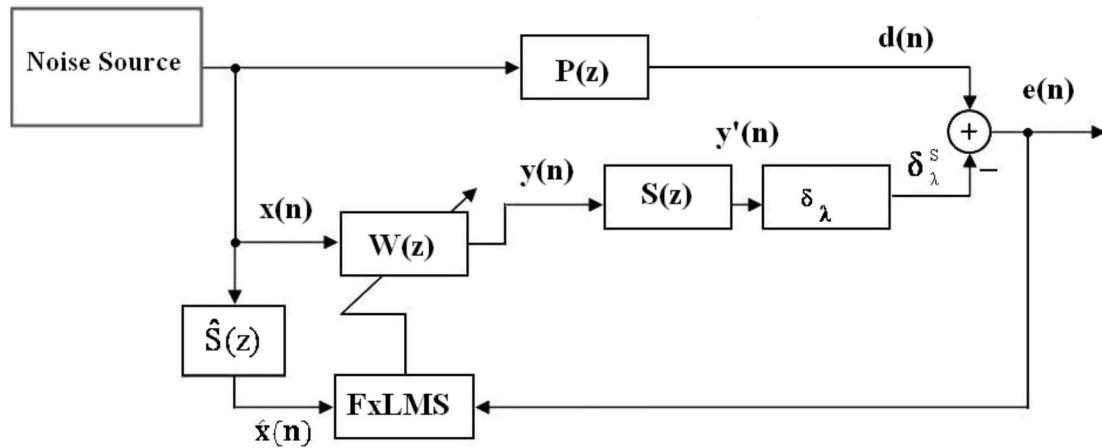
۱- آستانه گذاری سخت

$$\delta_{\lambda}^H = \begin{cases} 0 & |y| \leq \lambda \\ y & |y| > \lambda \end{cases} \quad (2-23)$$

۲- آستانه گذاری نرم

$$\delta_{\lambda}^S = \begin{cases} 0 & |y| \leq \lambda \\ \text{sign}(y)(|y| - \lambda) & |y| > \lambda \end{cases} \quad (2-24)$$

روش دیگری که در [6] برای بهبود الگوریتم FXLMS معرفی شده است استفاده از گام حرکت متغیر می باشد. گام حرکت به صورت پویا با توجه به سیگنال خطا تغییر می کند. در ابتدا که مقدار سیگنال خطا بزرگ می باشد، گام حرکت نیز یک مقدار بزرگ انتخاب می شود، که این به نوبه خود باعث افزایش سرعت همگرایی سیستم می شود. همزمان با تکرار الگوریتم FXLMS مقدار سیگنال خطا کاهش پیدا می کند و در نتیجه مقدار گام حرکت نیز ثبات پیدا می کند. در شکل (۲-۱۲) بلوک دیاگرام الگوریتم معرفی شده در [6] را نشان می دهد.



شکل ۲-۱۲: بلوک دیاگرام الگوریتم مورد استفاده در [6]

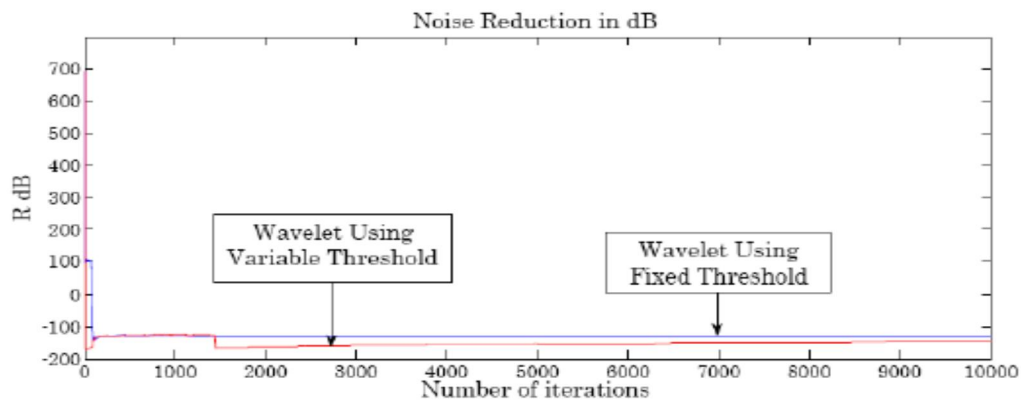
در قسمت نتایج [6] با تعریف (۲-۲۵) و (۲-۲۶)، نتایج الگوریتم معرفی شده در [6] نشان داده است که در پایین برخی از این نتایج آمده است:

$$R(dB) = -10 \log \left( \frac{\sum e^2(n)}{\sum d^2(n)} \right) \quad (2-25)$$

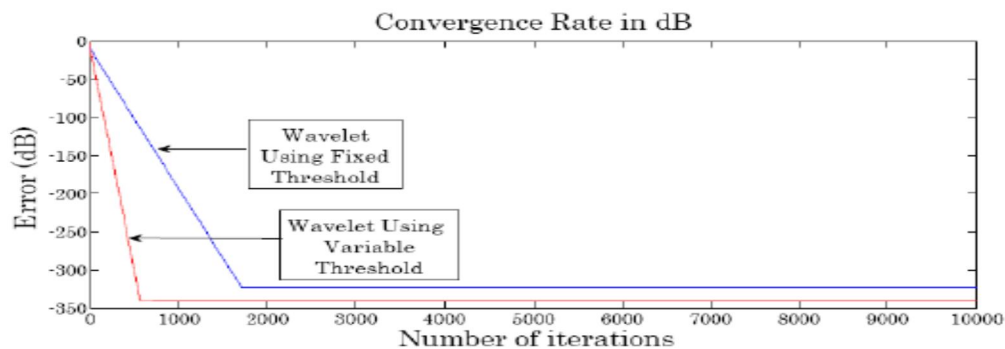
$$\text{convergence Rate} = 20 \log_{10} \{|e|\} \quad (2-26)$$

مقدار بزرگ R در (۲-۱۳) نشان دهنده کاهش نویز بیشتر می باشد. در شکل (۲-۱۳) مشخص است که مقدار کاهش نویز در الگوریتم بهبود یافته FxLMS با گام حرکت متغیر بیشتر از زمانی است که گام حرکت ثابت انتخاب شود. شکل (۲-۱۴) نیز مقایسه بین آستانه سخت و آستانه نرم در سرعت همگرایی می باشد. [6]





شکل ۲-۱۳: مقدار نویز کاهشی



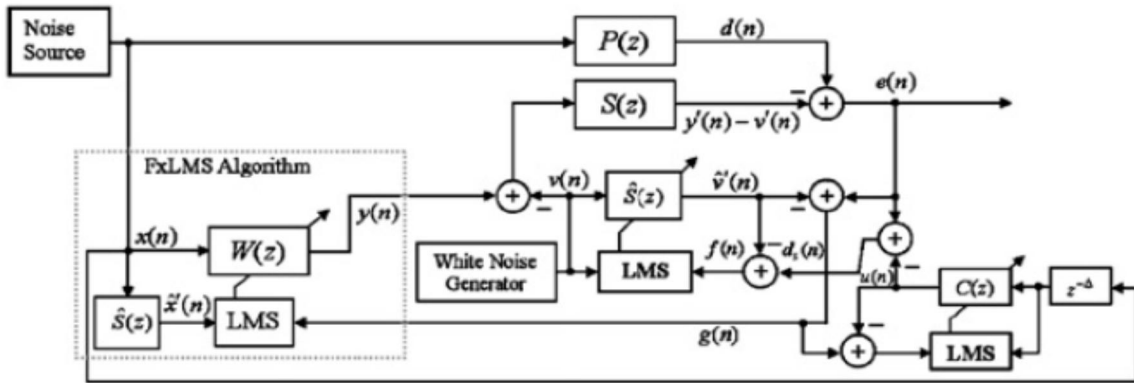
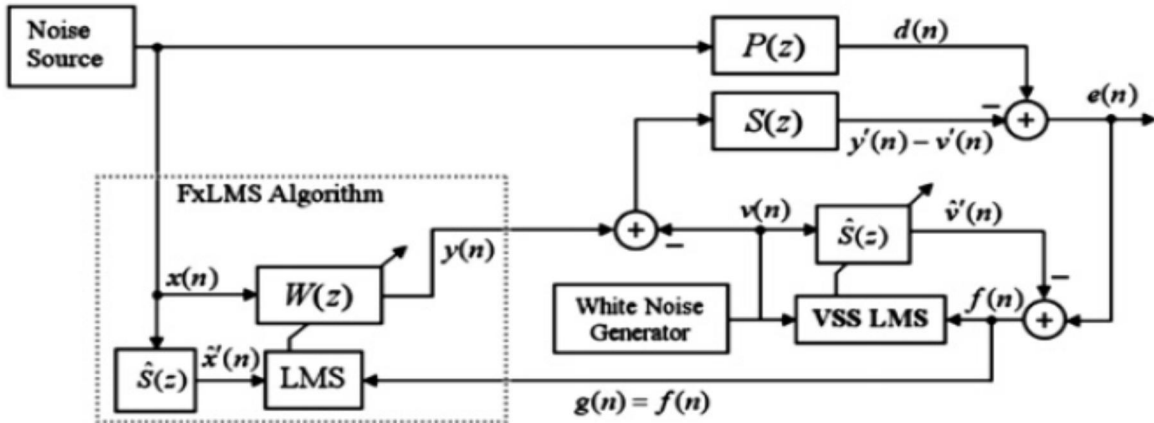
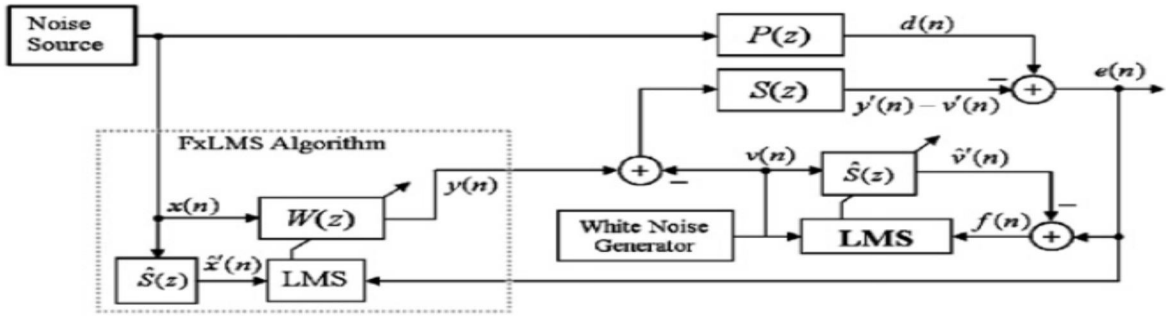
شکل ۲-۱۴: مشخصه سرعت همگرایی

## ۲-۱۱-۲ طراحی مسیر ثانویه برخط در سیستم پیشخورد برای

### کنترل نویز به روش فعال [5]

در [5] ابتدا به معرفی چند نوع از سیستم های پیشخورد با مسیر ثانویه برخط می پردازد که در شکل

(۲-۱۵) بلوک دیاگرام این سیستم ها آمده است .



شکل ۲-۱۵: ۱- مدل اریکسون، ۲- مدل زی هانگزی، ۳- مدل اختر، مسیر ثانویه برخط برای الگوریتم FxLMS [5]



$$P_x(n) = \gamma P_x(n-1) + (1-\gamma)x^2(n), \quad (28-2)$$

$$P_v(n) = \gamma P_v(n-1) + (1-\gamma)v^2(n), \quad (0.9 < \gamma < 1) \quad (29-2)$$

که در (۲۹-۲) ،  $\gamma$  فاکتور فراموشی نامیده می شود.

مقادیر کاهش نویز در الگوریتم های معرفی شده در [5] در جدول (۱-۲) آمده است.

جدول ۱-۲: مقادیر کاهش نویز بر حسب db برای متدهای مطرح شده در [5]

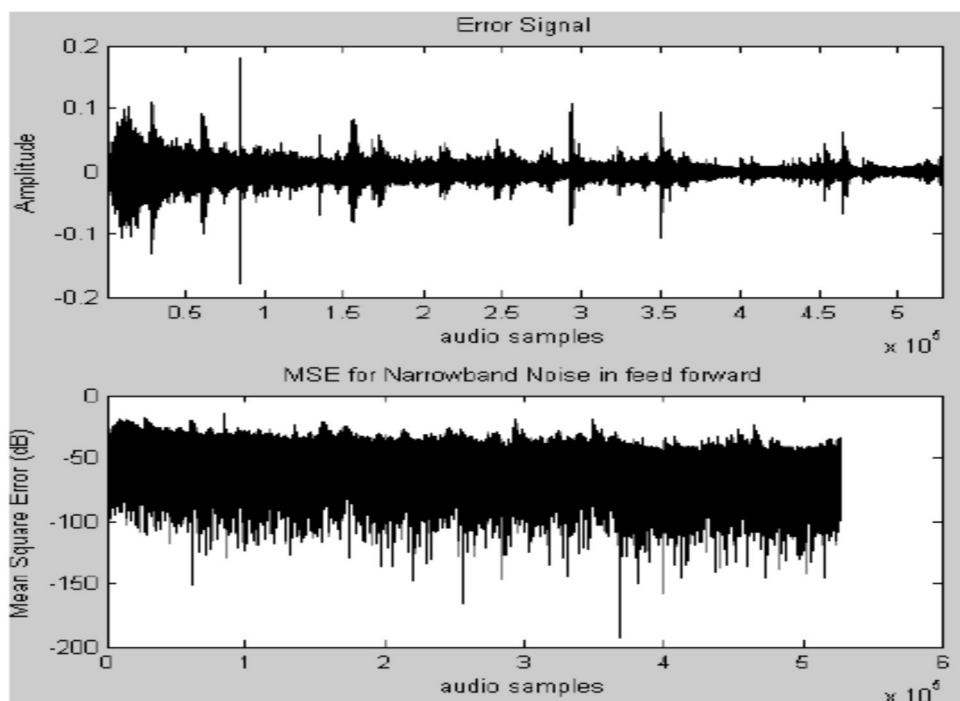
فرکانس (HZ)	۱۰۰	۲۰۰	۳۰۰	۴۰۰	۵۰۰	۶۰۰	۷۰۰	۸۰۰	۹۰۰
متد زنگز	۳۱.۶۶۴	۴۰.۳۸	۳۴.۹۶۲	۳۶.۱۶۸	۱۴.۶۲	۲۸.۷۱	۳۴.۲۲	۳۲.۱۸	۲۱.۵۴
متد اختر	۳۱.۶۶۴	۴۰.۳۸	۳۴.۹۶۲	۳۶.۱۶۸	۱۴.۶۲	۲۸.۷۲	۳۴.۲۲	۳۲.۱۸	۲۱.۵۳
متد اریکسون	۴۰.۴۷۴	۵۲.۴۳	۴۵.۷۰۲	۴۳.۱۷۸	۲۱.۸۳	۴۱.۵۶	۵۰.۸۹	۴۵.۸۹	۲۹.۵۵
متد مطرح شده	۷۳.۰۳۴	۸۳.۳۲	۷۷.۰۲۲	۸۳.۳۴۸	۶۳.۵۹	۷۹.۷۵	۹۰.۹۳	۸۷.۲۳	۷۳.۲۸

## ۳-۱۱-۲ مقایسه سیستم های پیشخورد و پسخورد در الگوریتم

### [7] FXLMS

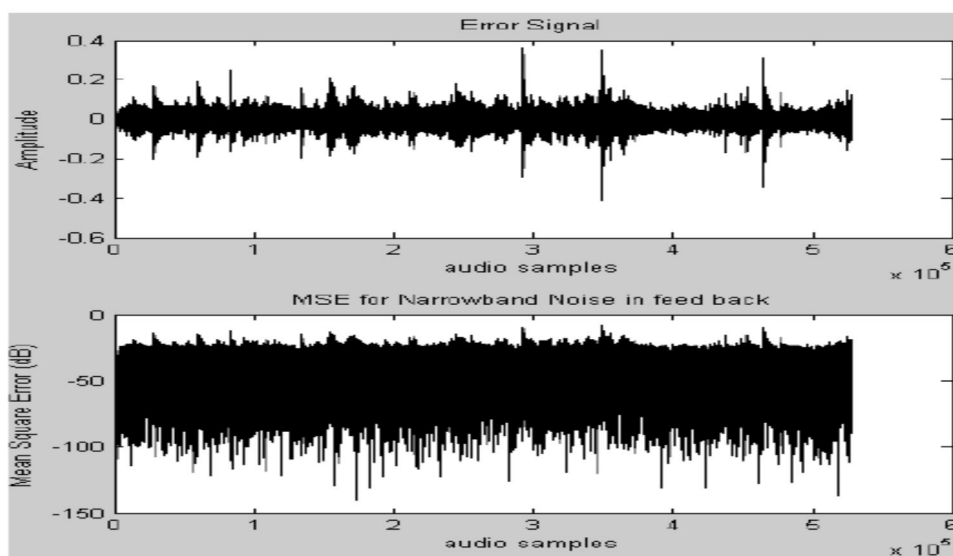
مهمترین تفاوتی که در [7] برای سیستم های پیشخورد و پسخورد ذکر شده این است که در سیستم پسخورد نمونه ورودی بصورت مستقیم وجود ندارد و باید بصورت داخلی در این سیستم ساخته شود ولی در سیستم پیشخورد نمونه ورودی نویز به طور مستقیم در دسترس می باشد. با استفاده از دو سیگنال نویز باند باریک و نویز با باند عریض در [7] سیستم های پیشخورد و پسخورد با هم مقایسه شده است. نتایج این مقایسه در

شکل های (۲-۱۷) تا (۲-۲۰) آورده شده است. نویز باند باریک با فرکانس ۴۴/۱ کیلو هرتز و نویز با باند عرض با فرکانس ۳۰/۴۶۴ کیلوهرتز نمونه برداری شده است.



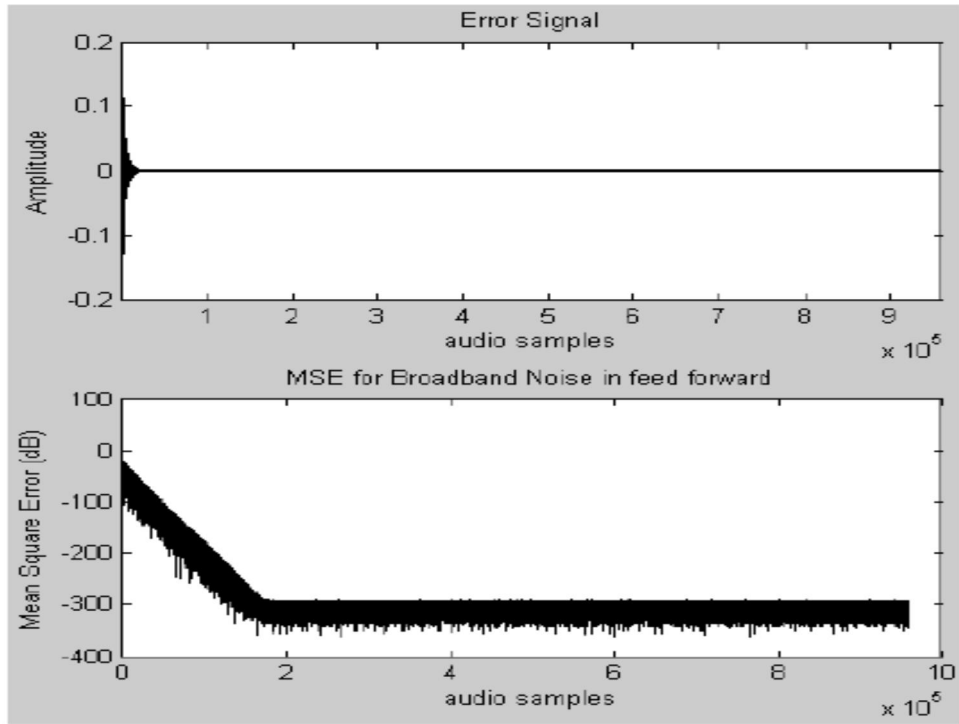
شکل ۲-۱۷: باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز باند باریک در سیستم پیشخورد در الگوریتم FXLMS

[7]



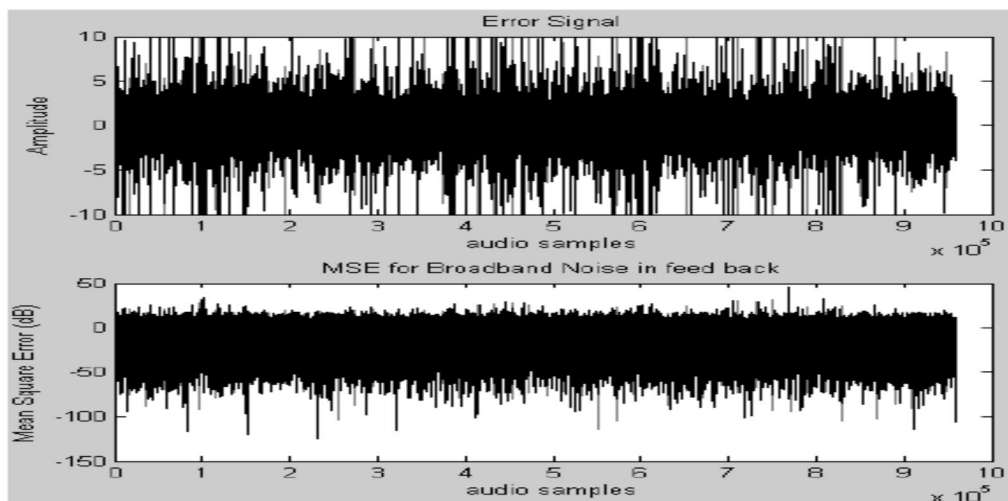
شکل ۲-۱۸: باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز باند باریک در سیستم پسخورد در الگوریتم

[7] FXLMS



شکل ۲-۱۹ : باقی مانده نویز و متوسط مربع خطا برای نویز با پهنای باند عریض برای سیستم

پیشخورد [7]



شکل ۲-۲۰: باقی مانده خطا و متوسط مربع خطا برای نویز با پهنای باند عرض برای سیستم

پسخورد [7]

از روی شکل‌ها مشخص است پاسخ سیستم پیشخورد خیلی بهتر از سیستم پسخورد در الگوریتم ANC می‌باشد. برای مثال در شکل (۲-۱۷) خطا بسیار کاهش پیدا کرده است و در نمونه های آخر تقریباً به صفر میل کرده است اما در شکل (۲-۱۸) خطا در هیچ نمونه ای به اندازه قابل قبولی کاهش پیدا نکرده است. میانگین متوسط خطای شکل‌ها (۲-۱۷ تا ۲-۲۰) در جدول (۲) نوشته شده است.

جدول ۲-۲: میانگین متوسط مربع خطا متوسط خطای شکل‌های (۲-۱۷ تا ۲-۲۰)

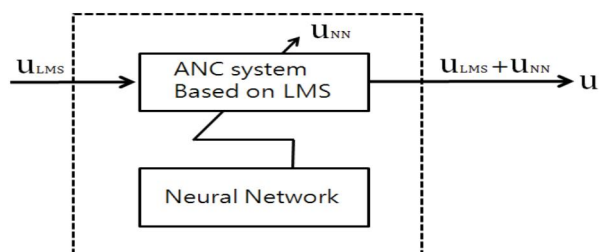
	پسخورد	پیشخورد
باند باریک	0.0029	1.0630e-004
عرض باند	8.7496e-005	2.3832

## ۲-۱۱-۴ اجرای ANC با استفاده از شبکه عصبی برای حذف صدای

### ریل قطار [9]

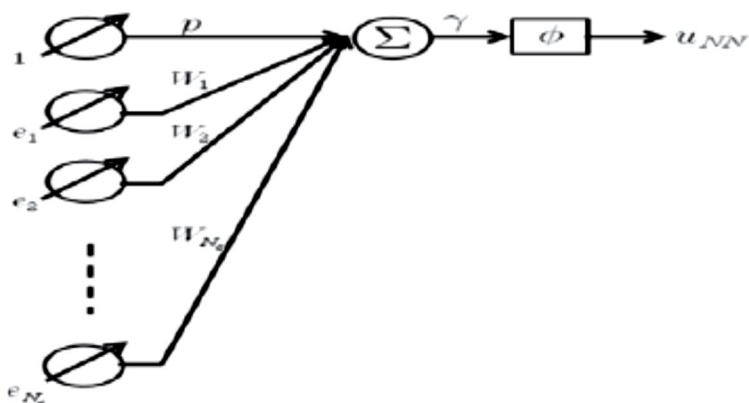
شبکه های عصبی مختلفی در مقالات با الگوریتم ANC به صورت ترکیبی برای بهبود الگوریتم ANC استفاده شده است اما این شبکه ها برای حذف صدای ریل قطار نتیجه قابل قبولی نمی‌دهد. [9]

در مقاله [9] با استفاده از تلفیق الگوریتم وفقی بیشترین نزول و شبکه عصبی هیبرید پاسخ خوبی نسبت به حذف صدای ریل قطار داده است. در شکل (۲۳) بلوک دیاگرام این الگوریتم نشان داده شده است.



شکل ۲-۲۱: بلوک دیاگرام الگوریتم مطرح شده در [9]

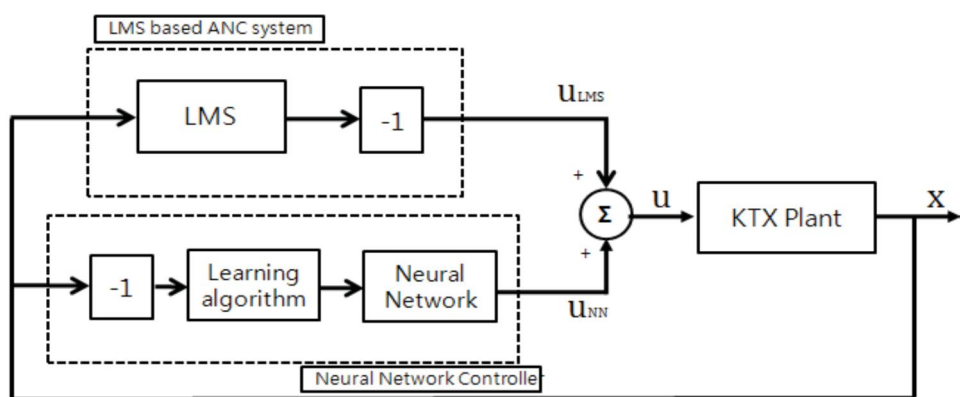
این الگوریتم به این صورت می باشد که ابتدا سیگنال را وارد الگوریتم LMS می شود و سپس از شبکه عصبی هیبرید استفاده می کنیم. شبکه عصبی مورد استفاده دارای پرسپترون تک لایه با قابلیت آموزش پذیری سریع می باشد. در شکل (۲-۲۲) بلوک دیاگرام این شبکه نشان داده شده است.



شکل ۲-۲۲: بلوک دیاگرام شبکه عصبی مورد استفاده در [9]

$w, p$ ، پارامترهای شبکه عصبی و بردار سیگنال ورودی می باشند. در این مطالعه شبکه عصبی مقادیر پارامتر خودش را با استفاده از الگوریتم بهینه بیشترین نزول مشخص می کند. در شکل (۲-۲۳) بلوک دیاگرام این الگوریتم پیشنهادی نشان داده شده است.

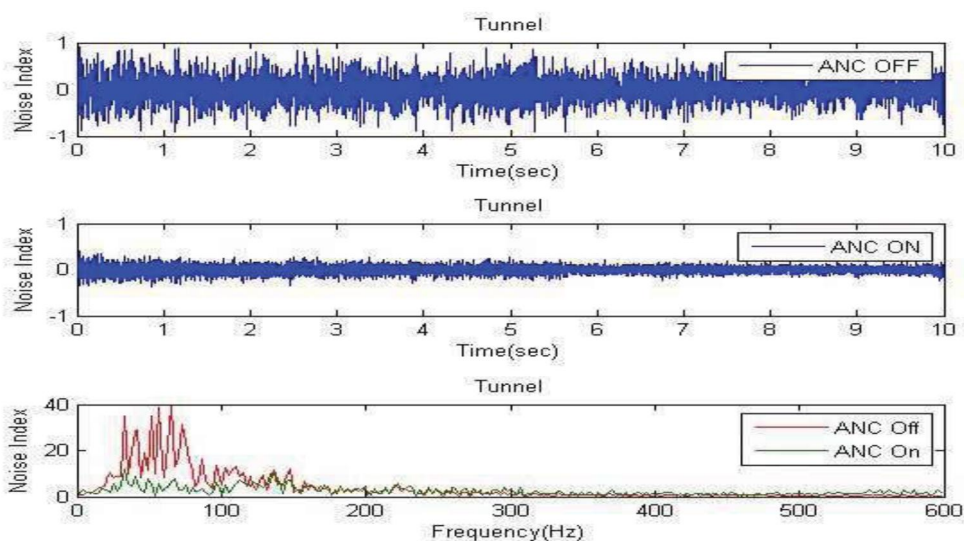




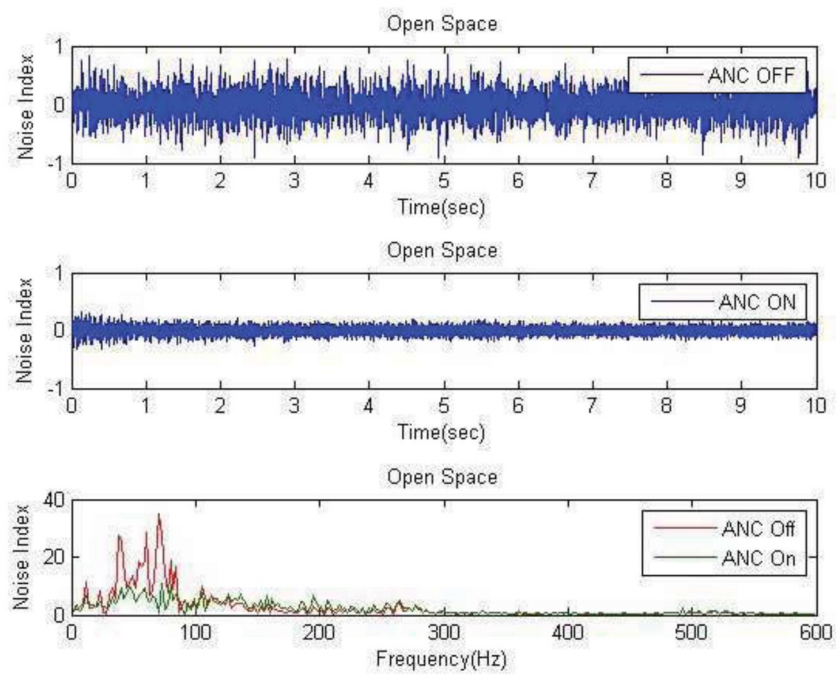
شکل ۲-۲۳: بلوک دیاگرام الگوریتم مطرح شده در [9]

در ادامه نتایج بدست آمده از حذف نویز صوتی ریل قطار در داخل و خارج تونل با استفاده از الگوریتم

معرفی شده در [9] را در شکل‌های (۲-۲۴) و (۲-۲۵) آمده است.



شکل ۲-۲۴: نتایج استفاده از الگوریتم [9] در حذف نویز ریل قطار داخل تونل



شکل ۲-۲۵: نتایج استفاده از الگوریتم [9] در حذف نویز ریل قطار در فضای باز

از روی شکل‌های (۲-۲۴ و ۲-۲۵) مشخص است که با استفاده از الگوریتم مطرح شده حذف نویز قابل

توجهی صورت می‌گیرد.

# فصل سوم

## مبانی نظری و عملی

در این فصل به جزئیات بیشتری از الگوریتم LMS و سیستم ANC و روش‌های استفاده شده جهت استخراج ویژگی از جمله موجک و بسته موجک پرداخته و کلیات مربوط به طراحی سخت افزاری طرح پیشنهادی در این پایان نامه را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

### ۳-۱ مبانی نظری

با توجه به مطالب ذکر شده در فصل قبل، در مورد الگوریتم LMS و تبدیل بسته موجک در این قسمت به معرفی جزئیات بیشتری از این تبدیل و الگوریتم می‌پردازیم.

#### ۳-۱-۱ تبدیل موجک

##### ۳-۱-۱-۱ تحلیل سیگنال

هدف از تحلیل سیگنال این است که سیگنال  $f(t)$  را به نمایشی دیگر تبدیل کنیم طوری که این نمایش جدید تا حد ممکن به صورت فشرده و جمع و جور اطلاعاتی در مورد سیگنال و ویژگیهای آن به ما بدهد.

مثال ۱: تبدیل فوریه اطلاعاتی در مورد سهم حضور فرکانسهای مختلف در سیگنال را در اختیار ما قرار می‌دهد.

مثال ۲: تبدیل موجک در مورد اینکه آیا جزئیاتی با اندازه خاص در سیگنال حضور دارند.

و اگر بله، سهم حضور آنها چقدر است، اطلاعاتی را به ما میدهد. [3]

### ۲-۱-۱-۳ تبدیل محلی

تبدیلی که بتواند در مورد مکان (یا زمان) حضور فرکانسها و یا جزئیات مختلف در سیگنال

$f(t)$  اطلاعاتی به ما بدهد.

### ۳-۱-۱-۳ تحلیل محلی

تبدیلات محلی در انجام تحلیل محلی به ما کمک می کنند.

▶ دو ویژگی مشترک تمام تبدیلات مورد بررسی

۱. در همه آنها سیگنال ورودی ابتدا در یک سیگنال به نام سیگنال تحلیل ضرب شده و سپس از

این حاصلضرب در حوزه زمانی انتگرال گرفته میشود (مفهوم ضرب داخلی).

$$f(t) \rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} f(u) \overline{g(u)} du \quad (1-3)$$

در اینجا  $g(u)$  همان سیگنال تحلیل بوده که در حالت کلی مختلط است و در حقیقت، مشخص کننده نوع

تبدیل است. تابع  $g(u)$  به نحوی مرتبط با فرکانسها و یا جزئیاتی است که قرار است سهم (یا میزان) حضور

آنها در سیگنال اندازه گیری شوند. در نتیجه، نتیجه ی تبدیل تابعی از این فرکانسها و یا جزئیات بوده و اندازه ی

این تابع جدید معرف سهم حضور خواهد بود.

۲. تبدیلات بررسی شده در این بخش برگشت پذیر می باشند. [3]

### ۴-۱-۱-۳ برخی خواص تبدیل موجک (Wavelet Transform)

۱. تبدیل موجک دارای قدرت زوم کردن است.

۲. تبدیل موجک، بر خلاف تبدیل فوریه، به دنبال یافتن سهم حضور یک مولفه ی فرکانسی خاص در

سیگنال نیست بلکه به دنبال یافتن جزئیات سیگنال به اندازه (یا عرض زمانی)  $a$  در زمان  $t$  است. گاهی به جای عبارت «اندازه‌ی جزئیات» از عبارت «درجه زوم» استفاده میشود.

۳. هر چه میزان زوم بیشتر باشد (یعنی مایل به تحلیل رفتارهای سریعتر و به عبارت معادل، فرکانسهای بالاتر باشیم)، عرض زمانی  $a$  باید کمتر باشد. بنابراین فرکانس  $\omega$  و درجه زوم  $a$  معکوس یکدیگر هستند. به عبارت دیگر حاصلضرب این دو همواره برابر عدد ثابتی مانند  $\beta$  است. [3]

$$a = \frac{\beta}{\omega} \quad (۲-۳)$$

### ۳-۱-۱-۵ نحوه محاسبه تبدیل موجک

با در دست داشتن  $g$  خانواده‌ای از توابع به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$g(a,t) = \frac{1}{\sqrt{a}} g\left(\frac{u-t}{a}\right) \quad (۳-۳)$$

اعضای این خانواده به کمک شیفت دادن تابع  $g$  به محل  $t$  و سپس فشردن (اگر  $a < 1$  باشد) و یا باز کردن (اگر  $a > 1$  باشد) آن به دست می‌آیند. بنابراین، تبدیل موجک را می‌توان به صورت زیر بیان کرد: [3]

$$L_g f(a,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(u) \overline{g(a,t)(u)} du \quad (۴-۳)$$

### ۳-۱-۱-۶ تعریف خاصیت تمرکز تبدیل موجک

برخورداری تبدیل موجک از قابلیت زوم کردن، ما را به نحوی مطمئن می‌سازد که ویژگیهایی که در یک مقیاس (یا درجه‌ی زوم) خاص بدست آمده‌اند مربوط به همین درجه بوده و در دیگر درجات خود را تقریباً نشان نمی‌دهند (مثال میکروسکوپ). از طرفی می‌دانیم که این ویژگیها در حوزه زمان نیز محلی هستند، یعنی ویژگیهایی که در یک زمان خاص بدست آمده‌اند، تقریباً تاثیری در دیگر زمانها از خود نشان نمی‌دهند. به این دو خاصیت، خاصیت تمرکزگفته می‌شود. [3]

### ۷-۱-۱-۳ تبدیل موجک پیوسته

یک تابع با انرژی محدود مانند  $\psi(t)$  در نظر بگیرید که در «شرط مقبولیت» صدق کند.

$$\psi := 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\widehat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (5-3)$$

به هر تابعی با انرژی محدود که در شرط (۵-۳) صدق کند، یک «موجک» گفته میشود.

### ۸-۱-۱-۳ تعریف تبدیل موجک پیوسته

نحوه بدست آوردن تبدیل موجک یک تابع در فرمول (۶-۳) آورده شده است.

$$L_{\psi}f(a, t) = \frac{1}{\sqrt{c_{\psi}}} \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\psi}\left(\frac{u-t}{a}\right) f(u) du \quad (a \neq 0), (t \in R). \quad (6-3)$$

همان طور که در قبل نیز توضیح داده شده بود، تبدیل CWT (رابطه‌ی ۲-۱۷) نوعی تحلیل چندمقیاسی است زیرا تابع  $L_{\psi}f(a, t)$  اطلاعاتی راجع به جزئیات سیگنال (با اندازه‌ی تقریبی  $a$ ) در اختیار ما قرار می‌دهد. به پارامتر  $a$ ، «اندازه جزئیات» و یا «ضریب مقیاس» گفته می‌شود. همان طور که در قبل نیز بیان شد، بین ضرایب مقیاس و فرکانسها رابطه‌ای به صورت تناسب معکوس وجود دارد. [3]

اگر نماد زیر را تعریف کنیم

$$\psi_a(t) := \overline{\psi\left(\frac{-t}{a}\right)}$$

$$L_{\psi}f(a, t) = \frac{1}{\sqrt{c_{\psi}}} \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_a(t-u) f(u) du.$$

$$L_{\psi}f(a, t) = \frac{1}{\sqrt{c_{\psi}}} \frac{1}{\sqrt{|a|}} \widehat{\psi}_a(\omega) \widehat{f}(\omega). \quad (7-3)$$

### ۹-۱-۱-۳ تبدیل موجک گسسته (DWT)

در حالت کلی، تبدیل DWT همان نمونه برداری شده ی تبدیل CWT است. از آنجا که ما با نمونه‌هایی از سیگنال اصلی (و نه خود سیگنال) شروع کرده‌ایم و از طرف دیگر تبدیل CWT فقط روی سیگنالهای پیوسته قابل اعمال است، بنابراین در اولین قدم باید یک سیگنال پیوسته از روی نمونه‌های موجود بسازیم. [3]

سیگنال نمونه برداری شده ی زیر به طول ۸ را در نظر بگیرید :

$$f = \{f_k\}_{k=0}^7 = \{8,4,6,8,9,7,2,4\} \quad (۸-۳)$$

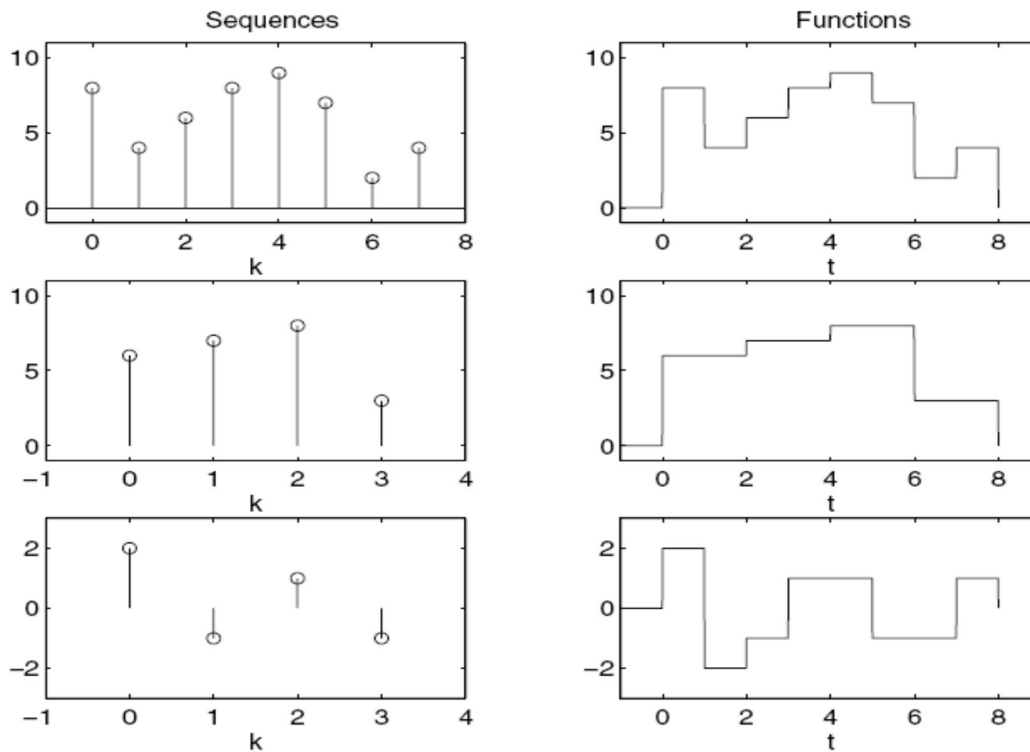
به تابع (۹-۳) که <تابع مقیاس> نامیده می‌شود، نیازمندیم. این تابع برای موجک هر تعریف شده است.

$$\phi_H(t) := \begin{cases} 1 & 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (۹-۳)$$

متناظر با موجکی که قرار است از روی آن تبدیل DWT ساخته شود، یک تابع مقیاس منحصر به فرد وجود دارد. از تابع مقیاس برای ساخت یک سیگنال پیوسته از روی نمونه‌های موجود استفاده می‌کنیم.

$$f(t) := \sum_{k=0}^7 f_k \phi_H(t - k) \quad (۱۰-۳)$$

در سطر بالایی و سمت چپ شکل (۱-۳) دنباله ی  $\hat{f}$  و در سمت راست نیز سیگنال پیوسته  $\hat{f}(t)$  نمایش داده شده است. این نسخه ی پیوسته برابر با مجموع وزن دار نسخه‌های شیفت یافته از تابع مقیاس است که وزن هر جمله همان نمونه‌های سیگنال گسسته است. بنابراین، سیگنال پیوسته یک سیگنال تکه‌ای-ثابت در بازه‌هایی به طول واحد است.



شکل ۳-۱: به ترتیب از سمت چپ سیگنال‌های  $f, f^1, f^d^1$  و در سمت راست توابع پیوسته شده آن‌ها می‌باشد.

در قدم بعدی یک نسخه‌ی «درشت‌تر» (یا هموارتر) از سیگنال  $f$  به نام  $f^1$  به کمک محاسبه‌ی میانگینهای محلی می‌سازیم.

$$f^1 = \{f_k^1\}_{k=0}^3 = \left\{ \frac{f_0+f_1}{2}, \frac{f_2+f_3}{2}, \frac{f_4+f_5}{2}, \frac{f_6+f_7}{2} \right\} = \{6, 7, 8, 3\} \quad (11-3)$$

با این کار طول سیگنال  $f^1$  نصف طول  $f$  خواهد شد. حال از دنباله جدید به دست آمده یک سیگنال پیوسته می‌سازیم که به طور مشابه با قبل، تکه‌ای-ثابت بوده اما این بار در بازه‌هایی به طول ۲ چنین رفتاری را خواهد داشت؛ به عبارت دیگر طول سیگنال نصف شده اما بازه‌هایی که در آنها رفتار ثابت از خود نشان می‌دهد ۲ برابر شده است.

$$f^1(t) := \sum_{k=0}^3 f_k^1 \phi_H\left(\frac{t}{2} - k\right) \quad (12-3)$$



تابع پیوسته و دنباله مذکور، در سطر دوم از شکل ۱-۳ نشان داده شده‌اند. همان فرآیندی که برای ساخت یک دنباله‌ی درشت‌تر استفاده شد برای حالت سیگنالهای پیوسته نیز قابل استفاده است: کافی است هر دو بازه مجاور به طور ۱ را معادل یک بازه به طول ۲ در نظر گرفته و مقدار تابع پیوسته در این بازه برابر میانگین مقادیر تابع قبلی در دو بازه مربوطه در نظر گرفته شود. [3]

► حال ساخت سیگنال تفاضل یا سیگنال جزئیات

$$d^1(t) := f(t) - f^1(t) \quad (13-3)$$

علت این نامگذاری این است که برای ساخت سیگنال اصلی  $f(t)$  از روی نسخه‌ی درشت‌تر آن یعنی  $f^1(t)$ ، نیاز به اطلاعات تکمیلی و جزئیات بیشتری داریم که این جزئیات در سیگنال  $d^1(t)$  قرار دارد.

بررسی شکل ۱-۳ نشان می‌دهد که سیگنال جزئیات در بازه‌های  $[0, 2]$ ،  $[2, 4]$ ،  $[4, 6]$ ، و  $[6, 8]$  دارای میانگین صفر است: در این بازه‌ها به دنبال یک پله با عرض ۱ با همان عرض ولی با مقداری قرینه آمده است. این خاصیت نتیجه‌ی طبیعی فرآیند درشت‌سازی مورد بررسی است که به ما کمک کرد از  $f(t)$  به  $f^1(t)$  برسیم. موجک‌ها دقیقاً از دو قسمت به عرض  $\frac{1}{2}$  و با دامنه‌های مساوی اما مختلف‌العلامه تشکیل شده است. بنابراین می‌توان  $d^1(t)$  را به صورت مجموع وزن دار نسخه‌های شیفت‌یافته از موجک‌ها که عرض آن دو برابر شده باشد، نوشت. این وزن‌ها را می‌توان مستقیماً و با واری منحنی  $d^1(t)$  به صورت زیر به دست آورد.

$$d^1(t) = 2\psi_H\left(\frac{t}{2}\right) - \psi_H\left(\frac{t}{2} - 1\right) + \psi_H\left(\frac{t}{2} - 2\right) - \psi_H\left(\frac{t}{2} - 3\right) \quad (14-3)$$

حال می‌خواهیم این رابطه را به شکل نسبتاً کلی‌تری فرمول‌بندی کنیم. ابتدا دنباله زیر را در نظر

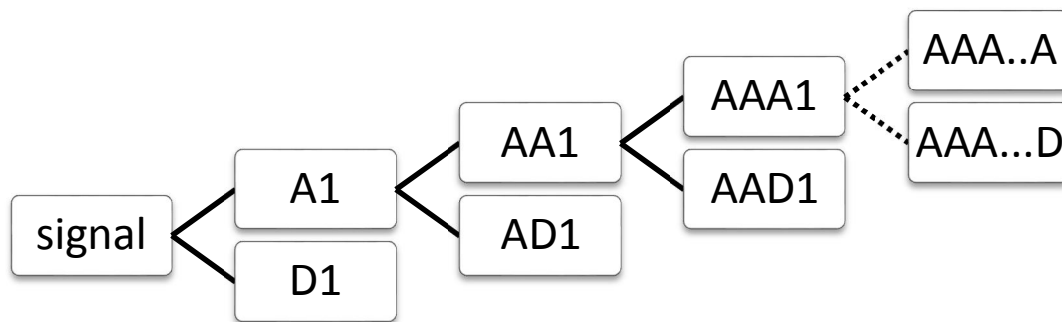
بگیرید:

$$d^1 := \{d_k^1\}_{k=0}^3 = \{2, -1, 1, -1\}$$

$$d^1 := \{d_k^1\}_{k=0}^3 = \{2, -1, 1, -1\} \quad (15-3)$$

سیگنال  $d^1(t)$  را می‌توان به طور مشابه با  $f^1(t)$  نوشت، با این تفاوت که این بار بر حسب  $\psi_H$  بسط می‌دهیم نه  $\phi_H$  و ضرایب این بسط نیز توسط دنباله‌ی  $\{d_k^1\}$  تعیین می‌شوند.

در سمت چپ سطر سوم شکل ۲-۳ دنباله‌ی  $\{d_k^1\}_{k=0}^3$  نمایش داده شده است. فرآیند فوق یک نسخه‌ی یک مرحله‌ای از تبدیل DWT برای موجک هار است زیرا می‌توان محاسبه فوق را تکرار کرد. برای این کار کافی است سیگنال  $f^1(t)$  را به عنوان سیگنال جدید  $f(t)$  در نظر بگیریم و مراحل فوق را دوباره تکرار کرده و به نسخه‌های چندمرحله‌ای تبدیل DWT با استفاده از موجک هار دست پیدا کنیم. [3]



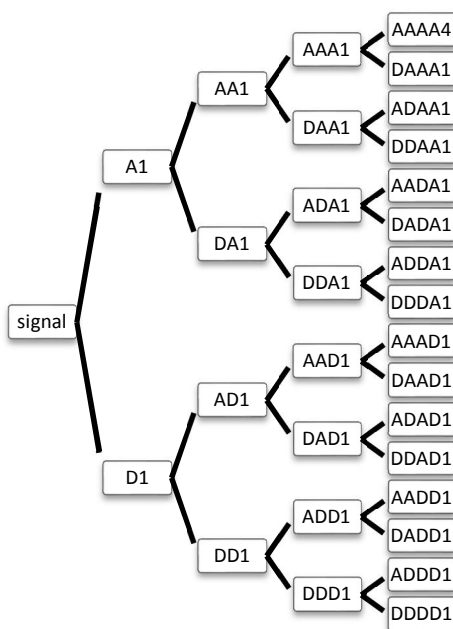
شکل ۲-۳: تجزیه موجک گسسته برای n مرحله برای تابع f

### ۳-۱-۲ تبدیل بسته موجک

تفاوت عمده این روش با روش تبدیل موجک در این است که علاوه بر تجزیه سیگنال تقریب به دو

سیگنال تقریب و جزئیات، سیگنال جزئیات نیز در هر مرحله به دو سطح تقریب و جزئیات تجزیه می شود.

بلوک دیاگرام این تبدیل در شکل (۳-۳) مشخص شده است. [3]



شکل ۳-۳: بلوک دیاگرام تبدیل بسته موجک

### ۳-۱-۳ الگوریتم تندترین شیب نزول

همان گونه که از اسم این الگوریتم مشخص است این الگوریتم وابسته به اندازه شیب در هر نقطه از

صفحه برای تعیین جهت حرکت می باشد. جهت این الگوریتم در تغییرات بزرگ ارتفاع صفحه مقدار حرکت

تابع هزینه را مشخص می کند. الگوریتم تندترین شیب نزول با استفاده از دانش جهت حرکت و روش تکرار

به سمت پایین ترین نقطه در فضای یک صفحه حرکت می کند. [13]

### ۱-۳-۱-۳ مقدمات ریاضی

فرض کنید که مشکل شناسایی سیستم است که در آن خروجی فیلتر خطی ما تخمینی از سیگنال مورد انتظار ما  $d(n)$  باشد. برای ساده تر مدل کردن این سیستم، ما از فیلتر FIR برای مدل کردن این سیستم استفاده می کنیم. خروجی فیلتر مورد نظر در فرمول (۱۶-۳) مشخص شده است.

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n)x(n-i) = W^T(n)X(n) \quad (۱۶-۳)$$

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T \quad (۱۷-۳)$$

بردار نمونه های سیگنال ورودی (۱۷-۳) ، و

$$W(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)]^T \quad (۱۸-۳)$$

بردار ضرایب فیلتر FIR در زمان  $n$  (۱۸-۳) می باشد .

هدف ما در این فیلتر پیدا کردن بهترین ضرایب فیلتر  $W(n)$  برای پیدا کردن بهترین تخمین از  $d(n)$  می باشد که تابع خطا تخمین ما در (۱۹-۳) مشخص شده است.

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (۱۹-۳)$$

محدودیت دیگری که باید برای این تابع در نظر گرفت این است که نباید هیچ مینیمم محلی را شامل شود. ما نیاز به معرفی یک تابع هزینه مناسب برای بیان فرمول های ریاضی الگوریتم مورد نظر داریم. طبق آنچه گفته شد تابع هزینه شامل یک صفحه می شود که ما می توانیم با نزول بر روی آن به پایین ترین نقطه دست پیدا کنیم. که این نقطه مقادیر بهینه ضرایب فیلتر را معرفی می کند. [13]

برای این مورد ما از تابع هزینه کمترین مربعات خطا معرفی شده در فصل ۲ [13] استفاده می کنیم

که برابر است با :

$$J(n) = E\{(e(n))^2\}$$

$$= E\{(d(n) - W^T(n)X(n))^2\}. \quad (20-3)$$

حداقل مقدار تابع هزینه فقط زمانی اتفاق می افتد که ضرایب  $W(n)$  برابر مقدار بهینه بشوند که این مقدار طبق آن چه که در فصل سوم [13] اثبات شده است برابر است با :

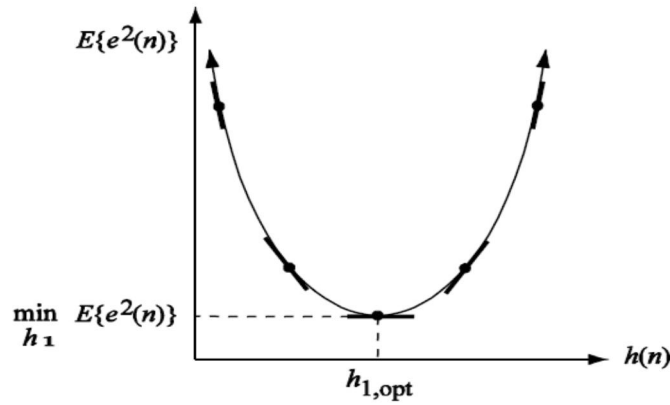
$$W_{opt}(n) = R_{xx}^{-1}(n)P_{dx}(n) \quad (21-3)$$

در شکل (3-4) تابع هزینه متوسط مربع خطا برای یک فیلتر  $FIR$  تک ضریب با پارامتر  $w_1(n)$  نشان داده شده است. پنج نقطه مختلف نشان داده شده در شکل در محدوده پارامتر مورد نظر همراه با خطوط مماس بر تابع هزینه در هر نقطه می باشد. از شکل خواهیم داشت :

۱. تابع هزینه مینیمم محلی ندارد.
۲. در مقدار پارامتر بهینه در ارتباط با حداقل تابع هزینه، شیب تابع صفر است.
۳. شیب تابع هزینه همیشه در نقاط واقع در سمت راست پارامتر بهینه مثبت است و برعکس در نقاط سمت چپ پارامتر بهینه مقدار شیب منفی می باشد.
۴. هر چه فاصله نقطه داده شده از نقطه بهینه بیشتر باشد مقدار دامنه شیب تابع هزینه نیز در آن نقطه بزرگتر می باشد.

این حقایق نشان می دهد یک روش تکرار شونده برای پیدا کردن مقدار پارامتر مرتبط با حداقل

تابع هزینه باید استفاده شود. [13]



شکل ۳-۴: تابع هزینه متوسط مربع خطا برای فیلتر  $FIR$  تک ضریب با پارامتر  $W_1(n)$

با استفاده از توضیحات بالا برای یک تابع هزینه دلخواه  $J(n)$  و ضرایب  $W(n)$ ، برای محاسبه  $W(n+1)$  خواهیم داشت :

$$W(n+1) = W(n) - \alpha \frac{\partial J(n)}{\partial W(n)} \quad (۲۲-۳)$$

که  $\alpha$  ضریب تناسب می‌باشد. که برای تابع هزینه متوسط مربعات خطا برابر است با :

$$W(n+1) = W(n) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial E\{e^2(n)\}}{\partial W(n)} \quad (۲۳-۳)$$

$$\alpha = \frac{\mu}{2} \text{ که}$$

ابتدا باید مشتقات تابع هزینه با توجه به مقادیر ضریب فیلتر محاسبه شود. بنابراین خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \frac{\partial E\{e^2\}}{\partial W(n)} &= E \left\{ \frac{\partial e^2(n)}{\partial W(n)} \right\} \\ &= E \left\{ 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} \right\} \\ &= E \left\{ 2e(n) \frac{\partial (d(n) - W^T(n)X(n))}{\partial W(n)} \right\} \\ &= -2E\{e(n)X(n)\}. \end{aligned} \quad (۲۴-۳)$$

بنابراین می توانیم الگوریتم بیشترین نزول را به صورت فرمول (۳-۲۵) بیان کنیم.

$$W(n+1) = W(n) + \mu E\{e(n)X(n)\} \quad (۳-۲۵)$$

که تابع امید آن برابر است با :

$$\begin{aligned} E\{e(n)X(n)\} &= E\{X(n)(d(n) - \hat{d}(n))\} \\ &= E\{d(n)X(n)\} - E\{X(n)X^T(n)W(n)\} \\ &= P_{dX}(n) - R_{XX}(n)w(n) \end{aligned} \quad (۳-۲۶)$$

با توجه به فرمول (۳-۲۶) مشخص است که الگوریتم بیشترین نزول در هنگام بدست آوردن امید ریاضی ضرب  $e(n), x(n)$  نیاز به اطلاع از بردار سیگنال ورودی و پاسخ سیگنال تصادفی مورد انتظار دارد، که این سیگنال امید ریاضی با توجه به فرمول (۳-۲۴) برابر گرادیان مربعات خطا می باشد. می توان ضرب  $e(n)x(n)$  را تخمینی از گرادیان مربعات خطا در نظر گرفت که این تخمین به نام شیب لحظه ای متوسط مربع خطا معروف می باشد. فیلتر وفقی که مبتنی بر این تخمین باشد را فیلتر وفقی گرادیان تصادفی نام گذاری می کنند. با کمک گرفتن از این فیلتر الگوریتم بیشترین نزول به صورت فرمول های (۳-۲۷) و (۳-۲۸) در می آید. [13]

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n)X(n) \quad (۳-۲۷)$$

$$e(n) = d(n) - W^T(n)X(n). \quad (۳-۲۸)$$

تنها تفاوت این الگوریتم با الگوریتم بیشترین نزول در نداشتن امید ریاضی می باشد. این الگوریتم به نام الگوریتم حداقل میانگین مربعات یا همان <sup>۴</sup>LMS معروف می باشد. بردار ضرایب  $w(n)$  به صورت اختیاری مقداره می شود که به طور معمول این مقدار برابر صفر انتخاب می شود. به دلیل سادگی این الگوریتم و

---

<sup>۴</sup> Least mean square

خواص آن امروزه به طور گسترده‌ای از این الگوریتم استفاده می‌شود. این نام در سال ۱۹۶۰ توسط ویدرو بر روی این الگوریتم نهاده شد. [13]

## ۲-۳ مبانی عملی

برای طراحی سخت افزار دریافت سیگنال‌های صوتی و پردازش بلادرنگ آن‌ها نیازمند پردازنده‌ای قوی و مناسب می‌باشیم. با توجه به پردازنده‌های موجود در بازار ایران، از محصولات شرکت Texas Instruments برای طراحی استفاده نموده‌ایم. که در ادامه به ویژگی‌های منحصر بفرد آن‌ها اشاره می‌نماییم.

### ۱-۲-۳ پردازشگرهای سیگنال

در دهه ۷۰ میلادی همزمان با ساخت اولین پردازنده‌ها توسط شرکت‌های مختلف، شرکت Texas Instrument تصمیم گرفت پردازنده‌هایی را مخصوص پردازش سیگنال طراحی و روانه بازار نماید. این پردازنده‌ها که بیشتر با نام پردازنده‌های DSP<sup>۵</sup> معروف هستند، همگی با نام TMS320 شروع می‌شوند. پردازنده‌های DSP در طول حدود ۴۰ سال از حضورشان بسیار تکامل یافته و امروزه وارد حوزه‌های مختلفی شده‌اند. اولین سری این پردازنده‌ها با نام TMS320C10 به بازار عرضه شد. پس از چند سال، حضور سری TMS320C25 باعث معروف شدن DSP ها گردید. این پردازنده که در اواخر دهه ۷۰ وارد بازار شد می‌توانست یک تبدیل فوری را با سرعتی انجام دهد که ۲۰ سال بعد اولین سری‌های پردازنده‌های پنتیوم ساخت شرکت اینتل به آن سرعت رسیدند. [14]

در کشور ما نیز در سال‌های اخیر نیاز به پردازنده‌های پر سرعت افزایش یافته است. این نیاز باعث شده تا عده‌ای از طراحان از میکروپروسورهای سریعتر (در حدود ۵۰ مگاهرتز) استفاده کنند. در بعضی از کاربردها



هم طراحان به DSP هایی با سرعت ۱۵۰ تا ۳۰۰ مگاهرتز روی آورده‌اند.

### ۳-۲-۱-۱ پردازنده های مهم شرکت TI

با ورود پروتکل JTAG<sup>۶</sup> به عرصه کنترل و بررسی پردازنده‌ها، شرکت TI نیز یک نرم‌افزار یکپارچه به نام CCS<sup>۷</sup> به بازار عرضه نمود. این نرم افزار با کمک JTAG به کامپیوتر وصل شده و کار با پردازنده‌های DSP را آسان می‌نماید. نام سری‌های جدید ساخت شرکت TI چهار رقمی شده و در سه دسته‌ی اصلی تقسیم‌بندی شدند.

الف- سری 5000 (یا 5XXX): این سری شامل دو خانواده‌ی اصلی 54XX و 55XX می‌باشد. این پردازنده‌ها کم مصرف‌ترین پردازنده‌های ساخت شرکت TI می‌باشد که در بسیاری از تجهیزاتی که نیاز به قدرت پردازش بالا و جریان مصرفی کم (مانند موبایل‌ها) دارند مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در حال حاضر عملاً طراحی سری‌های جدید برای خانواده 54XX متوقف شده و هر روز پردازنده‌های کم‌مصرف‌تری براساس سری 55XX به بازار عرضه می‌گردد. در سری 5000 سرعت پردازنده‌ها بین ۱۰۰ تا ۳۰۰ مگاهرتز می‌باشد و در سری 55XX قدرت محاسبات ریاضی دو برابر فرکانس کاری پردازنده است. یعنی سری 55XX می‌تواند تا ۶۰۰ میلیون ضرب را در یک ثانیه انجام دهد.

کاربرد اصلی پردازنده‌های سری 5000 در پردازش صوت و الگوریتم‌هایی که نیاز به پردازش‌های پر سرعت دارند می‌باشد. از بعضی از سری‌ها که حجم حافظه داخلی آنها بیشتر از ۱۲۸ کیلو بایت است می‌توان برای برخی کاربردهای پردازش تصویر نیز استفاده نمود. [14]

ب- سری 2000 (2XXX): این سری شامل دو خانواده اصلی 24XX و 28XX می‌باشد.

سری 28XX یک خانواده با عملکردی نزدیک به میکرو کنترلرها می‌باشند. این سری تنها سری است که در آن حافظه فلش وجود دارد. وجود حافظه فلش داخلی، برنامه ریزی این پردازنده‌ها را نسبت به دیگر

خانواده‌ها آسان‌تر نموده است. در این خانواده‌ها حجم حافظه داخلی از نوع SRAM کمتر از ۳۲ کیلو بوده و کاربرد اصلی این سری بیشتر به عنوان یک میکرو کنترلر پر سرعت می‌باشد. [14]

ج- سری 6000 (6XXX): این سری شامل سه خانواده اصلی 62XX، 64XX، 67XX هستند. این خانواده‌ها پیشرفته‌ترین پردازنده‌های ساخت شرکت TI می‌باشند. در این خانواده‌ها فرکانس کاری پردازنده بین ۱۵۰ مگاهرتز تا ۱/۲ گیگا هرتز می‌باشد اما سرعت واقعی این پردازنده‌ها ۸ برابر کلاک کاری آن‌ها است. در این پردازنده‌ها در هر کلاک تا حداکثر ۸ دستور به شکل همزمان قابل اجرا بوده به همین دلیل این پردازنده‌ها می‌توانند تا حدود ۱۰ گیگا دستورالعمل در ثانیه<sup>(GIPS<sup>^</sup>)</sup> را اجرا نمایند. این خانواده برای تمامی انواع پردازش‌های پر سرعت مناسب است اما سری 64XX با قابلیت‌های خاص آن مناسب ترین سری برای پردازش تصویر می‌باشد. در بین خانواده‌های مختلف، پیچیده‌ترین سری از نظر طراحی سخت افزار، سری 6000 می‌باشد. سری‌های 2000 و 5000 از نظر طراحی سخت افزار، پیچیدگی یکسانی دارند. [14]

### ۲-۱-۲-۳ پردازنده TMS320C5509A

از بین خانواده‌های معرفی شده، پردازنده 5509A برای طراحی سخت افزاری انتخاب شده است که از سری خانواده 5000 بوده و حالت بهینه شده پردازنده 5509 می‌باشد. به طور خلاصه ویژگی‌های این پردازنده شامل نکات زیر است که البته سری 55XX نیز به طور کلی دارای این ویژگی‌ها می‌باشند. برای آشنایی بیشتر با مشخصات این پردازنده می‌توان به مرجع [15] مراجعه نمود.

- قابلیت سه بار خواندن و دوبار نوشتن در هر سیکل
- سیستم محاسباتی ممیز ثابت
- دو واحد MAC با قابلیت ضرب دو عدد ۱۷ بیتی
- فرکانس کاری قابل تنظیم تا ۲۰۰ مگا هرتز
- واحد EMIF جهت دسترسی به حافظه خارجی

- معماری پیشرفته چند گذرگاهی شامل یک گذرگاه برنامه، ۳ گذرگاه داده و ۴ گذرگاه آدرس
  - قابلیت اجرای موازی چند دستور در یک سیکل
  - توان مصرفی پایین آی سی که می توان تنها توسط دو عدد باتری نیز، از مدار استفاده نمود.
  - اجرای دستورالعمل های نسبتاً پیچیده یا تخصصی پردازش سیگنال (فیلترهای افقی، کانولوشن، الگوریتم ویتربی و غیره) به صورت سریع
  - قابلیت محاسبه ۴۰۰ میلیون محاسبه ریاضی در ثانیه در فرکانس ۲۰۰ مگاهرتز.
  - پشتیبانی از پرتکل های سریال McBSP و I2C برای ارتباط با انواع مبدل<sup>۹</sup> ها
- برخی کاربردهای این خانواده عبارتند از:

- کدینگ و دیکدینگ صوت
- حذف نویز
- مدولاسیون و دمدولاسیون
- فشرده سازی صوت
- رمزنگاری صوت

### ۳-۲-۲ مبدل آنالوگ به دیجیتال

از آن جایی که در هر سیستم عملی پردازش سیگنال، اطلاعات ورودی به صورت آنالوگ بوده و جهت پردازش های مختلف باید به قالب دیجیتال تبدیل شوند، مبدل های آنالوگ به دیجیتال و بالعکس نقش مهمی را در این گونه از سیستم ها ایفا می نمایند.

جهت تبدیل سیگنال های صوتی به قالب مناسب جهت پردازش های بعدی نیز نیازمند این گونه مبدل ها می باشیم که برای طرح خود از آی سی TLV320AIC23B استفاده کرده ایم. این آی سی دارای ویژگی های

---

<sup>۹</sup> Codec

منحصر بفردی است که در زیر به نکات مهم آن‌ها اشاره شده است. [16]

- توسط شرکت Texas Instruments ساخته شده است و با پردازنده‌های این شرکت سازگار است.
- شامل یک کانال خط ورودی دوتایی<sup>۱۰</sup>، یک کانال ورودی میکروفن به صورت جداگانه، یک کانال خروجی دوتایی<sup>۱۱</sup> و یک کانال خروجی هدفون می‌باشد.
- می‌توان یک میکروفن را به طور مستقیم به کدک وصل نمود به گونه‌ای که ولتاژ بایاس آن از خود آی‌سی گرفته شده است.
- فرکانس نمونه برداری آی‌سی از ۸ الی ۹۶ کیلو هرتز قابل تنظیم است.
- ولتاژ کاری هسته‌ی کدک مشابه DSP برابر ۱/۶ است.
- برای آنالوگ به دیجیتال نمودن، از ولتاژهایی استفاده می‌شود که تقریباً با ولتاژ ۳/۳ مشابه DSP منطبق است.
- استفاده از روش sigma-delta برای قسمت<sup>۱۲</sup> ADC و<sup>۱۳</sup> DAC.
- تنظیم رجیسترهای داخل کدک توسط چندین روش شامل SPI، I2C، McBSP
- امکان ارسال و دریافت همزمان داده‌ها به صورت ۸، ۱۶، ۲۴ و ۳۲ بیتی توسط پورت McBSP
- شامل تقویت کننده داخلی جداگانه برای ورودی میکروفن و ورودی‌های دوتایی جهت تقویت سیگنال‌های ورودی
- به منظور تست عملکرد کدک، در داخل این کدک یک مسیرکنار گذر<sup>۱۴</sup> تعبیه شده است به نحوی که می‌توان هر سیگنالی که وارد ورودی شود عیناً در خروجی دریافت نمود.

---

Line In<sup>۱۰</sup>

Line Out<sup>۱۱</sup>

Analogue to Digital Converter<sup>۱۲</sup>

Digital to Analogue Converter<sup>۱۳</sup>

Bypass<sup>۱۴</sup>

## ۳-۲-۳ مدار تقویت سیگنال صوتی

برای دریافت سیگنال صوتی توسط میکروفن ما نیاز به تقویت این سیگنال داریم و از آنجایی که کدک مورد استفاده تقویت لازم سیگنال صوتی را با کیفیتی که ما لازم داریم برای ما فراهم نمی کند، از یک آی سی دیگر جهت تقویت سیگنال صوتی استفاده شده است.

### ۳-۲-۳-۱ آی سی LM386

این آی سی یک تقویت کننده صوتی با ولتاژ پایین می باشد. گین داخلی این آی سی برابر ۲۰ قرار داده شده است تا از تجهیزات خارجی آن کاسته شود. با قرار دادن خازن و مقاومت های مختلف بین پایه های ۱ و ۸ آن می توان گینی بین ۲۰ تا ۲۰۰ را بدست آورد. از دیگر مزایای این آی سی می توان به راه اندازی آن توسط باتری نام برد. [20]

کاربردهای آی سی عبارتند از:

- تقویت کننده رادیو های FM-AM
- دستگاه پخش صوت جیبی
- تقویت صدای تلویزیون
- در بایاس کردن آلتراسونیک
- بایاس کردن موتور های سروو کوچک



# فصل چهارم

## سیستم سخت‌افزاری و نرم‌افزاری پیشنهادی

### ۴-۱ مدار پردازشگر سیگنال

مشکل اساسی در طراحی این مدار، نبود امکان تست اولیه‌ی طرح، قبل از عملیاتی شدن آن می‌باشد. با توجه به اینکه پردازنده و کُدک همگی از نوع SMD بوده، ابتدا باید بر روی مدار قرار می‌گرفتند و سپس خروجی آن‌ها مورد آزمایش قرار می‌گرفت. بنابراین پس از بررسی‌های بسیار یک طرح نمونه آماده گردید که در ادامه به توضیحات آن می‌پردازیم.

طرح اولیه شامل سه قسمت اصلی می‌باشد: ۱- منبع تغذیه ۲- مبدل داده‌ها ۳- پردازنده‌ی DSP و امکانات جانبی. در ادامه، هرکدام از این سه بخش در زیربخش‌های مربوطه، توضیح داده می‌شوند.

### ۴-۱-۱ منبع تغذیه

جهت تأمین ولتاژهای مورد نیاز در مدار از یک آی‌سی به نام TPS767D301 استفاده شده است. این آی‌سی شامل دو ورودی و دو خروجی بوده و طبق [17] مشخصات خوبی از جمله موارد زیر را دارد:

- از آنجائیکه توسط شرکت Texas Instruments ساخته شده است سازگار با پردازنده‌های این شرکت می‌باشد.

- شامل یک خروجی ثابت  $3/3$  ولت و یک ولتاژ خروجی قابل کنترل توسط یک مقاومت و پتانسیومتر.

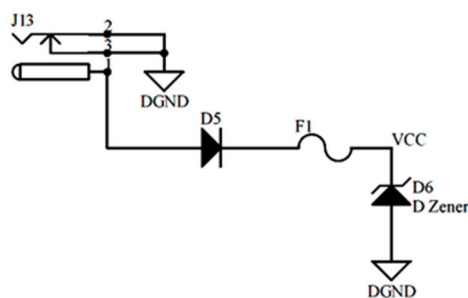
از آنجائیکه پردازنده DSP نیاز به دو ولتاژ جهت عملکرد صحیح دارد از قسمت ولتاژ  $3/3$  برای ادوات جانبی و پورت‌های I/O و با تنظیم ولتاژ قابل تغییر بر روی  $1/6$  ولت از آن برای ولتاژ هسته پردازنده استفاده

شده است.

- قابلیت جریان دهی هر خروجی تا ۱ آمپر و افت ولتاژ ۳۵۰ میلی ولت به ازای خروجی ۱ آمپر.
- زمان پایدار شدن رگولاتور ۲۰۰ میلی ثانیه.

دارا بودن یک مدار محافظ داخلی که چنانچه گرما بیش از حد شود، به صورت خودکار ولتاژ مربوط به خروجی را قطع خواهد کرد.

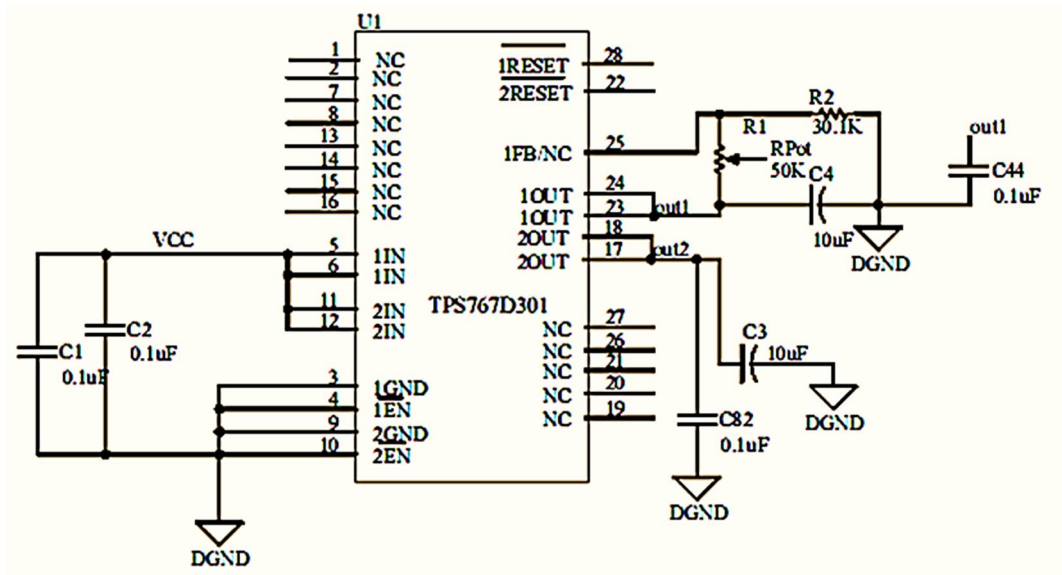
طبق شکل ۴-۱ در قسمت ورودی منبع، پس از اعمال ولتاژ ۵ ولت، در مسیر رسیدن به آی سی تغذیه از یک فیوز و پس از آن از یک دیود زener استفاده شده است. این دو در کنار یکدیگر نقش یک مدار محافظ را تشکیل می دهند. عملکرد این مدار محافظ به گونه ای است که با عبور جریانی بیشتر از ۵۰۰ میلی آمپر، فیوز به طور خودکار قطع شده و باعث می شود مدار آسیب نبیند. زener ۵/۶ ولت نیز از افزایش بیش از اندازه ولتاژ ورودی به آی سی تغذیه جلوگیری می نماید.



شکل ۴-۱: مدار محافظ منبع تغذیه

خروجی این مدار محافظ، وارد آی سی تغذیه می شود. به عنوان مثال، با ولتاژ ورودی ۵ ولت و با در نظر گرفتن افت ولتاژ مسیر، ولتاژی در حدود ۴/۵ ولت برای ورود به آی سی آماده می شود. سپس آی سی دو خروجی شامل دو ولتاژ ۱/۶ و ۳/۳ ولت را به کلید می رساند تا کلید این ولتاژها را در سراسر مدار پخش کند. مدار مربوط به تغذیه در شکل ۴-۲ نشان داده شده است.





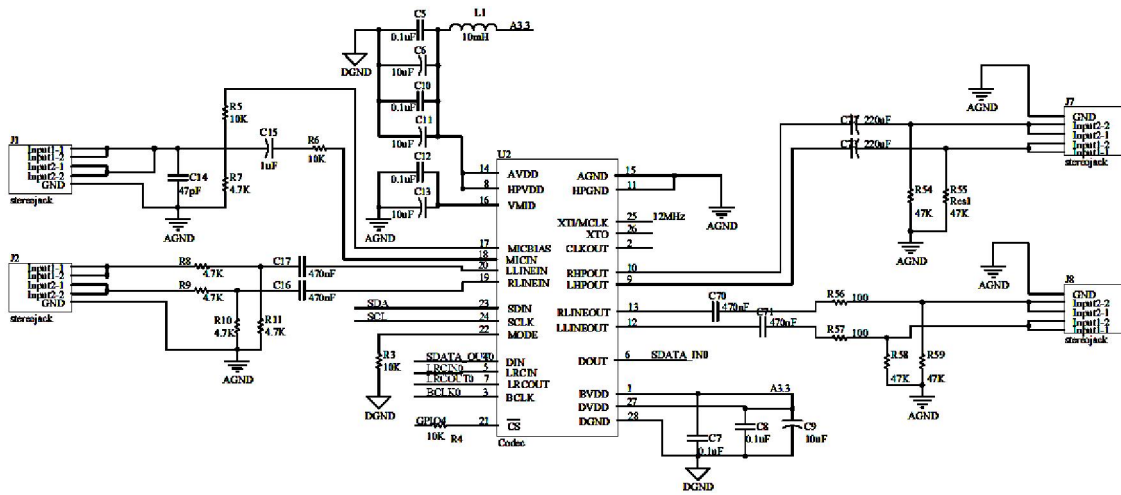
شکل ۴-۲: آی سی تغذیه و ادوات جانبی

## ۴-۱-۲ مبدل داده‌ها

همانطور که قبلاً نیز اشاره شد جهت تبدیل داده‌های آنالوگ به دیجیتال از آی سی TLV320AIC23B استفاده شده است. این آی سی شامل یک ورودی میکروفون و یک ورودی دوتایی می‌باشد. دو کانال دریافتی از سیگنال‌ها وارد قسمت ورودی دوتایی شده سپس به صورت سری از مبدل خارج می‌شوند. این آی سی شامل ثبات‌هایی است که قبل از شروع عملیات تبدیل، باید به طور مناسب برنامه ریزی شوند. این عمل توسط پروتکل I2C و پایه‌های SDA و SCL که به پردازنده متصل می‌باشند انجام می‌شود.

در این طرح، به این دلیل که هر کدک دارای یک ورودی میکروفون می‌باشد و دلیل دیگر اینکه در الگوریتم FXLMS نیاز به میکروفن‌های بیشتر هست، از سه آی سی کدک استفاده شده است که خروجی هر کدک به سه پورت McBSP از DSP متصل می‌شود و داده‌ها به صورت همزمان از آن‌ها دریافت و خوانده می‌شوند. هر کدک با توجه به صفر یا یک بودن پایه‌ی chip-select که در داخل آن تعبیه شده است، آدرسی را به خود اختصاص می‌دهد که از این آدرس و از طریق پروتکل I2C برای تنظیم نمودن رجیسترهای داخل کدک استفاده می‌شود. کلاک مورد نیاز برای سه آی سی نیز از یک کریستال اسیلاتور ۱۲ مگاهرتز تأمین شده

است. مدار مربوط به کدک نیز در شکل ۳-۴ نشان داده شده است.



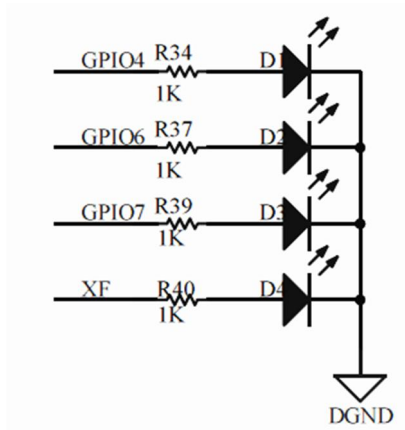
شکل ۳-۴: آی سی Codec به همراه ادوات جانبی

## ۳-۱-۴ برد طراحی شده و امکانات جانبی آن

هسته اصلی این بخش پردازنده TMS320C5509A می باشد که قبلاً مشخصات و ویژگی های آن بیان

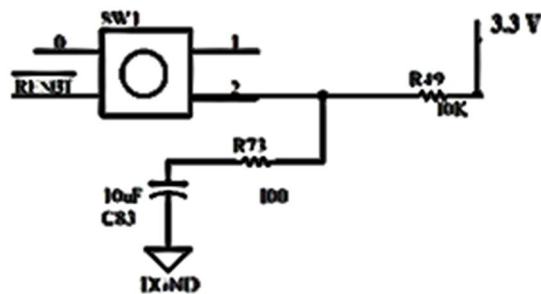
شد. در ادامه به معرفی امکانات جانبی استفاده شده در کنار این پردازنده می پردازیم.

- برای خواندن اطلاعات دیجیتال شده، از پورت های McBSP برای ارتباط با کدک ها استفاده شده است. برای این منظور رجیسترهای داخلی DSP به طور مناسب تنظیم شده اند.
- اتصال ۴ عدد دیود نورانی به پایه های GPIO6، GPIO4 و GPIO7 و پایه ی XF به منظور مشاهده ی عملکرد مناسب DSP که در شکل ۴-۴ این مدار را نشان می دهد.



شکل ۴-۴: اتصال دیودهای نورانی جهت تست عملکرد DSP

- استفاده از مدار ریست به منظور برگرداندن DSP به حالت نرمال در زمانی که DSP در حالت نامشخصی قرار می‌گیرد. شکل ۴-۵ مدار ریست را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۵: مدار ریست استفاده شده

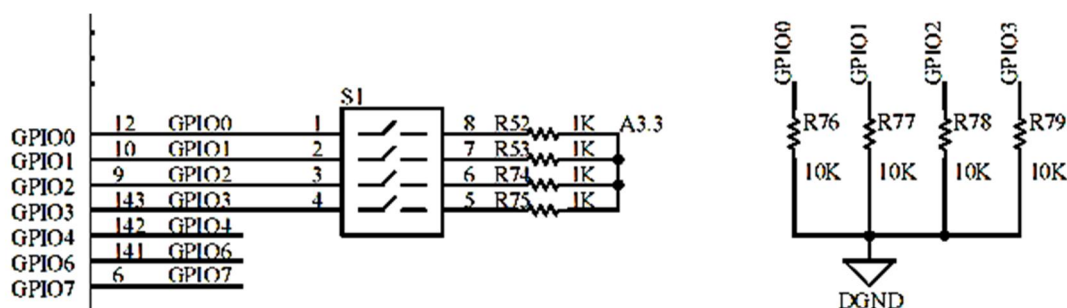
- قرار دادن یک dip-switch چهار کلیدی به منظور تعیین نحوه ریختن برنامه‌ها در داخل DSP. مطابق جدول ۴-۱ با صفر و یک نمودن پایه‌های GPIO0، GPIO1، GPIO2 و GPIO3 در DSP که به یک dip-switch متصل می‌باشند، نحوه بارگذاری برنامه در داخل DSP را می‌توان انتخاب نمود.

جدول ۴-۱: نحوه انتخاب بارگذاری برنامه‌ها در داخل DSP [15] [15]

GPIO0	GPIO3	GPIO2	GPIO1	BOOT MODE PROCESS
0	0	0	0	Reserved
0	0	0	1	Serial (SPI) EPROM Boot (24-bit address) via McBSP0
0	0	1	0	USB
0	0	1	1	I <sup>2</sup> C EEPROM (7-bit address)
0	1	0	0	Reserved
0	1	0	1	HPI – multiplexed mode
0	1	1	0	HPI – nonmultiplexed mode
0	1	1	1	Reserved
1	0	0	0	Execute from 16-bit-wide asynchronous memory (on CE1 space)
1	0	0	1	Serial (SPI) EPROM Boot (16-bit address) via McBSP0
1	0	1	0	8-bit asynchronous memory (on CE1 space)
1	0	1	1	16-bit asynchronous memory (on CE1 space)
1	1	0	0	Reserved
1	1	0	1	Reserved
1	1	1	0	Standard serial boot via McBSP0 (16-bit data)
1	1	1	1	Standard serial boot via McBSP0 (8-bit data)

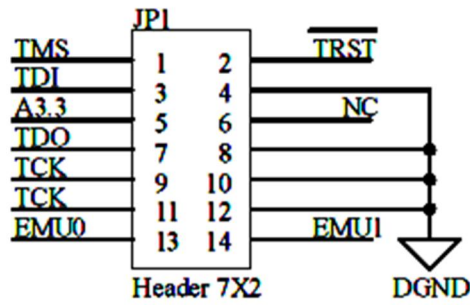
طبق شکل ۴-۶ پایه‌های مربوطه از یک سمت به پایه‌های DSP و زمین و از سر دیگر توسط مقاومت‌های

۱ کیلو اهم به ولتاژ VCC متصل شده است. با اتصال هر سوئیچ، پایه‌ی مربوطه یک می‌شود.



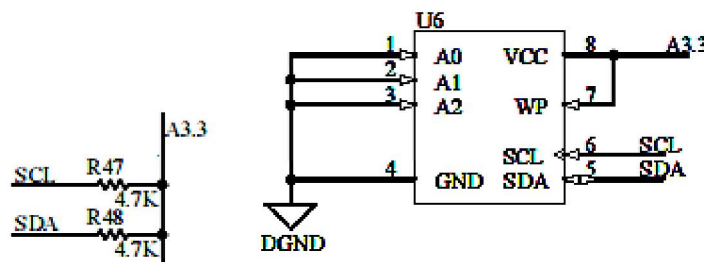
شکل ۴-۶: نحوه اتصال Dip-Switch به پایه‌های DSP

- استفاده از یک هدر ۱۲ پایه به منظور برنامه‌ریزی DSP. این header که در شکل ۴-۷ نشان داده شده است، با استفاده از JTAG برنامه را به DSP وارد می‌کند و در واقع وظیفه‌ی برنامه‌ریزی DSP را به عهده دارد.



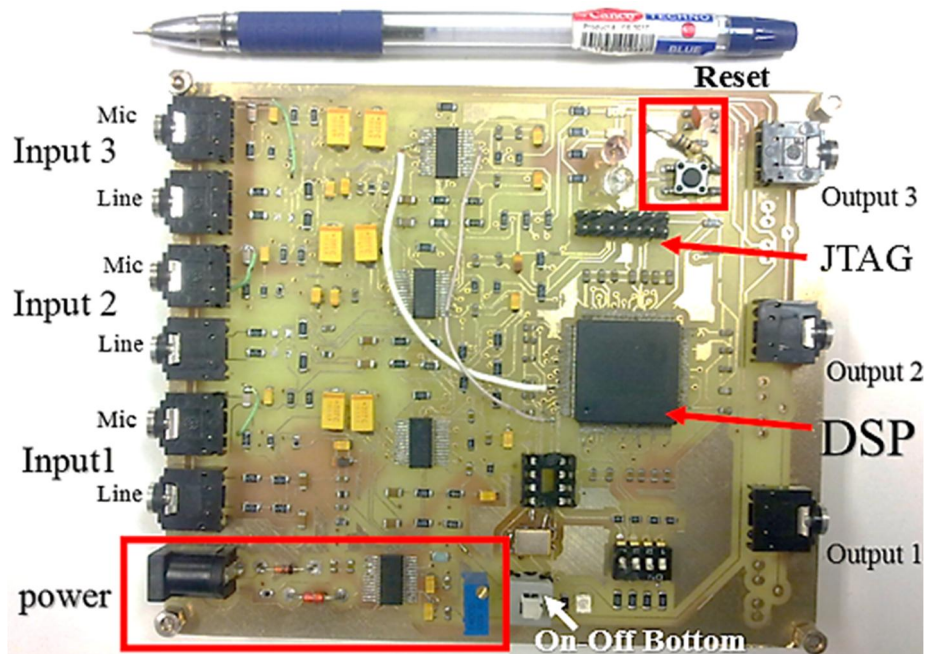
شکل ۴-۷: هدر ۱۲ پایه به منظور برنامه ریزی DSP

- استفاده از یک آی سی EEPROM با ظرفیت ۵۱۲ کیلو بایت جهت برنامه ریزی DSP بدون استفاده از JTAG. در شکل ۴-۸ نحوه اتصال پایه های آن نشان داده شده است.



شکل ۴-۸: نحوه اتصال پایه های EEPROM

پس از بررسی های نهایی مدار اولیه بر روی برد PCB زده شد که در شکل ۴-۹ نشان داده شده است.



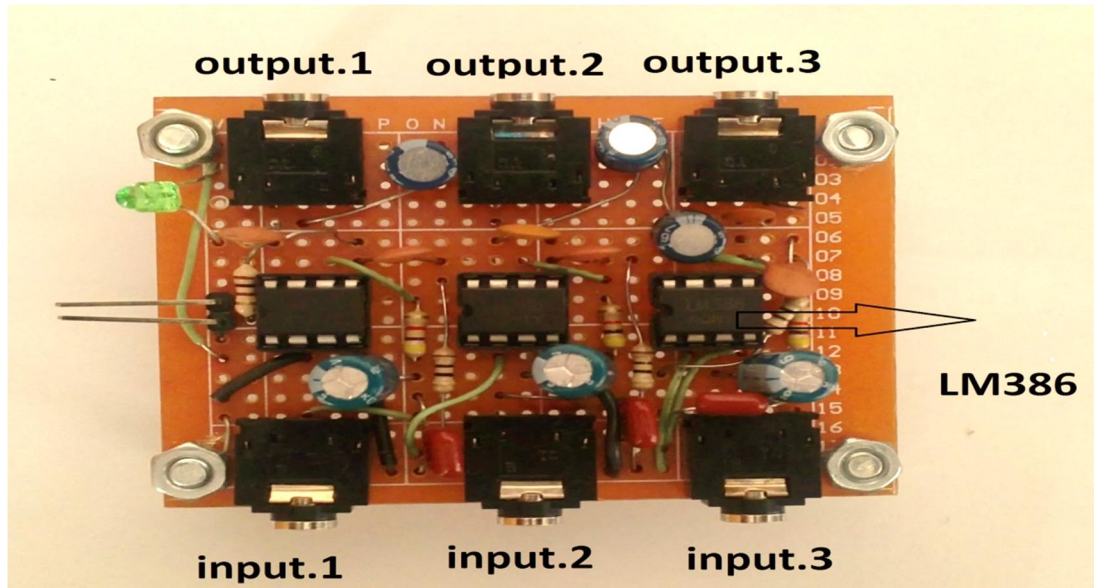
شکل ۴-۹: مدار PCB طرح اولیه

مسلماً راه اندازی برد اولیه خالی از اشکال نبوده است که به طور خلاصه به بعضی از اشکالات اساسی و نحوه رفع عیب آن اشاره می‌نماییم.

- پس از تکمیل مدار و قبل از روشن نمودن آن، ملاحظه شد در مدار اتصال کوتاه رخ داده است که با تست‌های مختلف مشخص شد خود آی‌سی DSP به دلیل رسیدن ولتاژ بیش از اندازه در هنگام تست یکی از دیودهای نورانی سوخته است. با تعویض آی‌سی و کریستال اسیلاتور مشکل مربوطه رفع شد.
- حدود ۳۰ ثانیه پس از روشن نمودن مدار، جریان به طور نمایی شروع به افزایش می‌نمود. پس از بررسی‌ها مشخص شد خازن‌های SMD الکترولیت موجود در مدار، به صورت معکوس قرار گرفته بودند که با جابجایی آن‌ها این مشکل نیز برطرف گردید.
- در هنگام راه اندازی کدک‌ها، در خروجی یکی از آن‌ها سیگنالی مشاهده نشد که مشکل به دلیل عدم اتصال یکی از پایه‌های کدک مربوطه و آی‌سی DSP صورت پذیرفته بود که با اتصال یک سیم به صورت دستی این مشکل نیز برطرف گردید.
- با اتصال میکروفن صدایی در خروجی شنیده نمی‌شد که یک قطعی در مدار بایاس میکروفن سبب این مشکل شده بود که با رفع قطعی مذکور این مشکل نیز برطرف گردید.
- مدار ریست آی‌سی به درستی عمل نمی‌نمود و در بعضی مواقع بارگذاری برنامه‌ها به درستی صورت نمی‌گرفت. اصلاح مدار ریست و دریافتن این نکته که JTAG مربوطه باید پس از روشن نمودن مدار به هدر مربوطه متصل شود سبب رفع این مشکل گردید.

#### ۴-۱-۴ مدار تقویت کننده صوتی

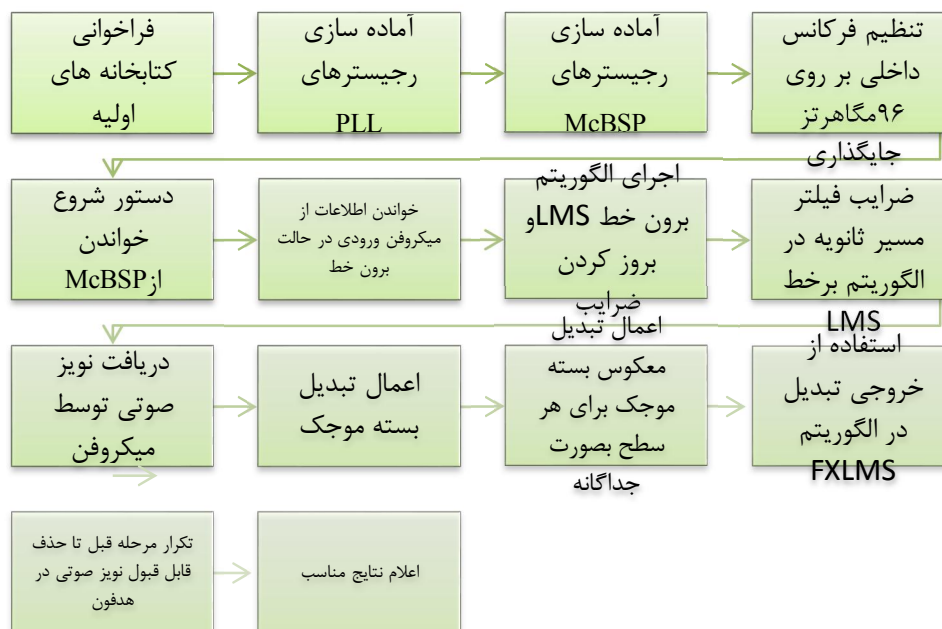
همان‌طور که در فصل قبل گفته شد با استفاده از آی‌سی LM386 یک مدار تقویت کننده صوتی ۳ کاناله به منظور تقویت سیگنال دریافتی از میکروفن‌ها استفاده شد. در شکل (۴-۱۰) مدار مورد نظر نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۰: مدار سه کاناله تقویت سیگنال صوتی

## ۲-۴ الگوریتم اجرایی بر روی پردازنده

پس از طراحی سخت‌افزاری طرح، باید یک الگوریتم مناسب جهت تشخیص و حذف نویز صوتی اجرا می‌شود. پیش از آن باید فرکانس DSP، رجیسترهای Codec و رجیسترهای مربوط به پورت‌های McBSP جهت خواندن اطلاعات دیجیتال شده تنظیم شوند. در شکل (۴-۱۱) مراحل اجرا شده در DSP نشان داده شده است که در ادامه به توضیحات مختصری از هر بخش می‌پردازیم.



شکل ۴-۱۱: بلوک دیاگرام نحوه پیاده سازی الگوریتم بهینه در DSP

جهت استفاده از ادوات جانبی پردازنده باید از کتابخانه‌هایی که شرکت Texas برای این منظور در نظر گرفته است استفاده نمود. این کتابخانه‌ها که با عنوان کتابخانه انتخاب چیپ (CSL<sup>۱۵</sup>) شناخته می‌شوند از سایت شرکت<sup>۱۶</sup> قابل دانلود می‌باشند. به طور مثال در این پروژه از CSL های مربوط به تنظیم فرکانس داخلی و پورت‌های مربوط به پروتکل McBSP استفاده شده است که در اول فایل C باید فراخوانی شوند. سپس در مراحل بعدی از توابع موجود در این کتابخانه‌ها می‌توان استفاده نمود. با برنامه نویسی فرکانس نمونه برداری را ۴۴.۱ کیلوهرتز انتخاب می‌کنیم. این مقدار طبق [7] انتخاب شده است.

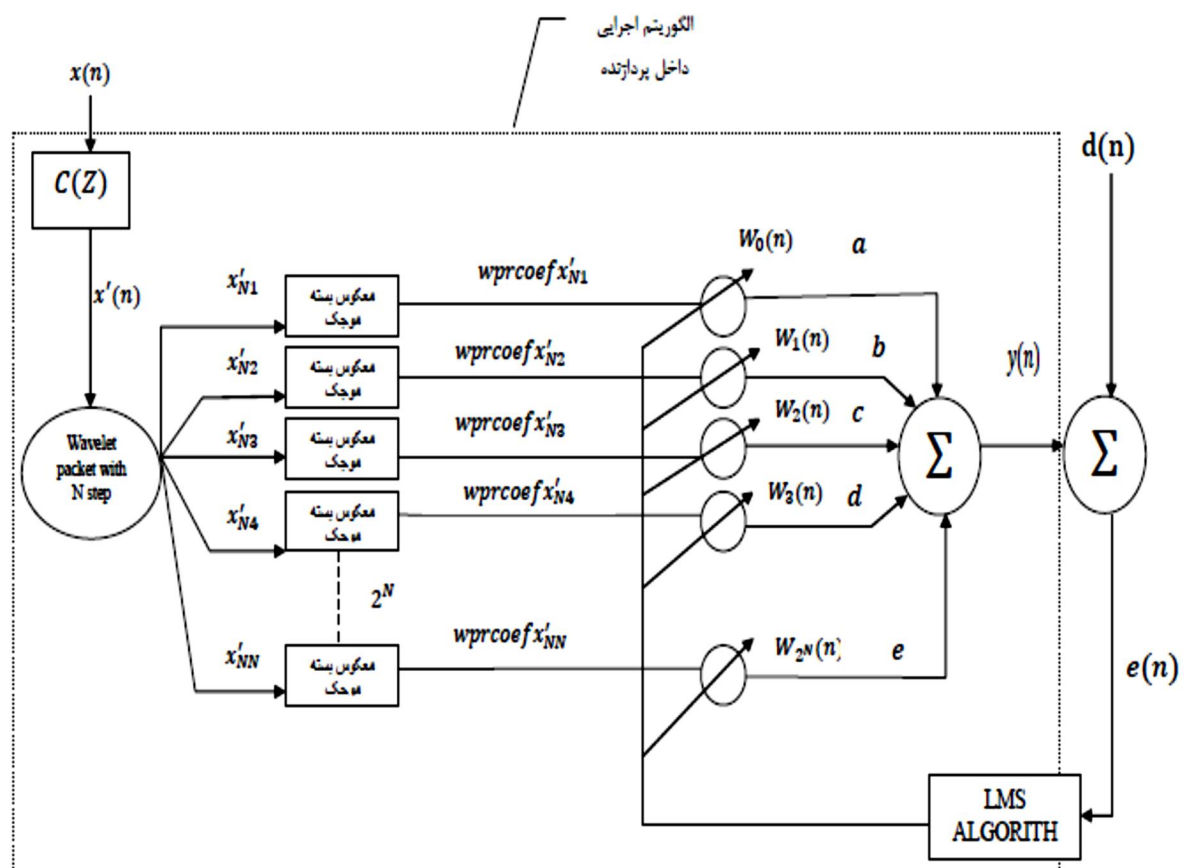
برای انجام عملیات پالایش و اعمال تبدیل موجک از توابع مخصوصی استفاده شده است که در کتابخانه-های dsplib و imagelib قرار دارند. این کتابخانه‌ها نیز توسط شرکت Texas به صورت کاملاً بهینه جهت اجرای الگوریتم‌های مربوط به پردازش تصویر و تعدادی از توابع ریاضی پرکاربرد تهیه شده‌اند. بنابراین بعد از دریافت سیگنال صوتی مربوطه از کدک و عبور سیگنال دریافتی از فیلتر ثانویه، کتابخانه مربوط به اعمال تبدیل بسته موجک را فراخوانی می‌کنیم. سپس تبدیل مربوطه را بر روی سیگنال خارج شده از فیلتر ثانویه

<sup>۱۵</sup> Chip Select Library

<sup>۱۶</sup> www.ti.com



را اعمال می‌کنیم. تبدیل معکوس بسته موجک را برای هر سطح تجزیه بصورت جداگانه اعمال می‌کنیم. سپس هر سطح را وارد الگوریتم FXLMS کرده تا برای هر کدام خروجی فیلتر وقتی متناظر با آن سطح را بدست بیاوریم. خروجی های متناظر با هر سطح را با ضریب مناسب که به صورت سعی و خطا برای هر ورودی به صورت جداگانه محاسبه می‌شود با هم جمع می‌کنیم. لازم به ذکر است که این ضریب به گونه‌ای انتخاب می‌شود که سهم حضور سیگنال‌های تقریب بیشتر از سیگنال جزئیات باشد. بلوک‌دیگرام الگوریتم FXLMS بهبود یافته توسط بسته موجک در شکل (۴-۱۲) نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۲: بلوک‌دیگرام الگوریتم بهبود یافته FXLMS توسط بسته موجک

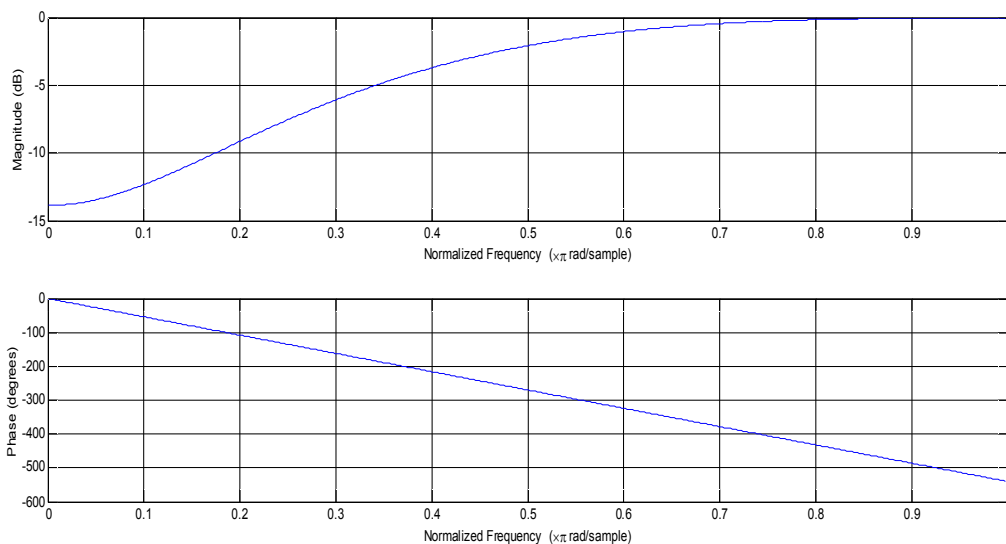


# فصل پنجم

## نتایج

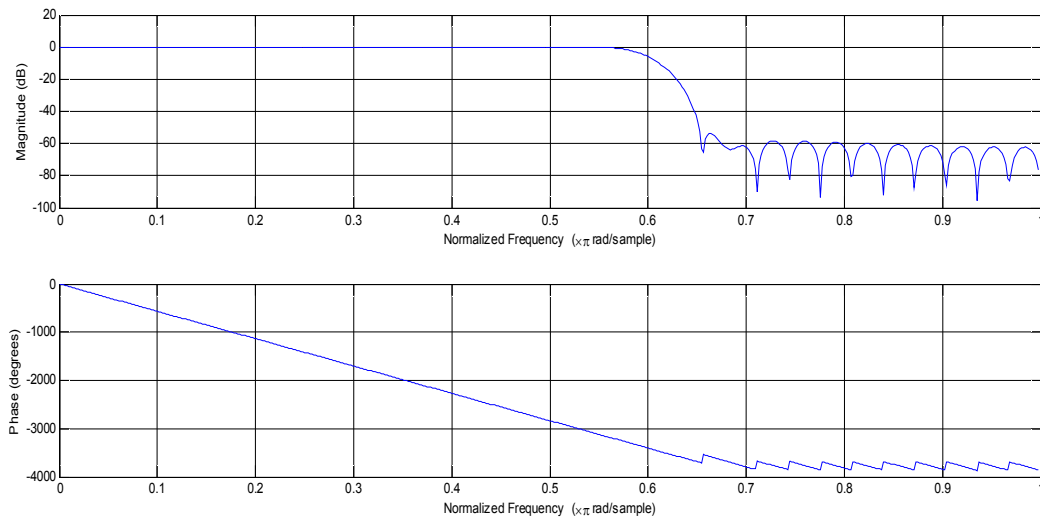
### ۵-۱ نحوه پیاده سازی الگوریتم

ابتدا الگوریتم معرفی شده در فصل ۲ با استفاده از متلب پیاده سازی شد. برای پیاده سازی این الگوریتم که دارای دو مد برون خط و برخط می باشد نیاز به در نظر گرفتن دو فیلتر برای هر مد بصورت جداگانه می باشد. پاسخ ضربه طراحی شده برای فیلتر مد برون خط یک فیلتر میگذر که در شکل (۵-۱) نشان داده شده است.



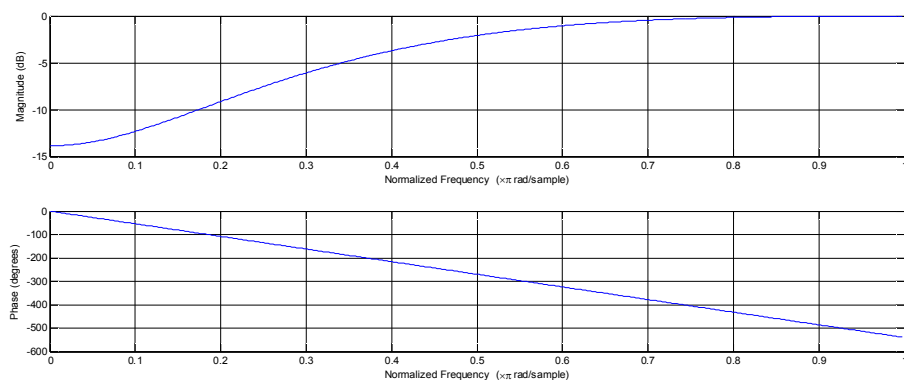
شکل ۵-۱ : پاسخ ضربه طراحی شده برای مد برون خط

پاسخ ضربه طراحی شده برای مد برخط نیز در شکل (۲-۵) نشان داده شده است.



شکل ۲-۵: پاسخ ضربه برای مد برخط الگوریتم FXLMS

حال با استفاده از این دو پاسخ ضربه الگوریتم *FXLMS* را در متلب شبیه سازی می کنیم. برای سیگنال ورودی نویزی ابتدا یک سینوسی با فرکانس ۲۰۰ هرتز را در نظر می گیریم. *C* بدست آمده از این الگوریتم در شکل (۳-۵) نشان داده شده است. برای ورودی سیستم در مد برون خط از تابع *rand* متلب برای تولید نویز سفید استفاده می کنیم.



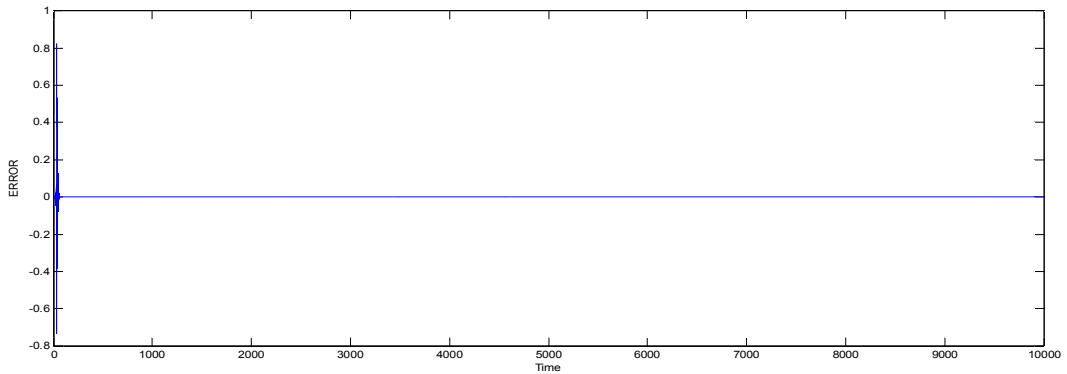
شکل ۳-۵: *C* بدست آمده از مد برون خط الگوریتم *FXLMS*

از شکل (۳-۵) مشخص است که *C* بدست آمده کاملاً با پاسخ ضربه فیلتر در نظر گرفته شده در مد برون خط

یکسان می باشد.

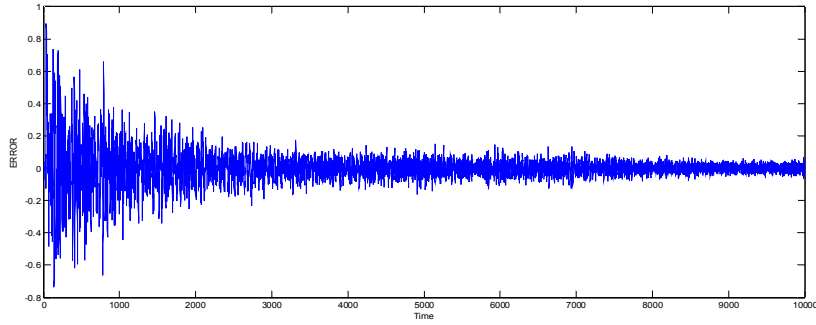
## ۵-۱-۱ اجرای مد برخط در الگوریتم FXLMS

بعد از اتمام مد برون خط و بروز شدن ضرایب  $C$  ، با جاگذاری این ضرایب در فرمول (۲-۲۱)، مد برخط الگوریتم را اجرا می کنیم. خطای سیستم در شکل (۵-۴)، نشان داده شده است.



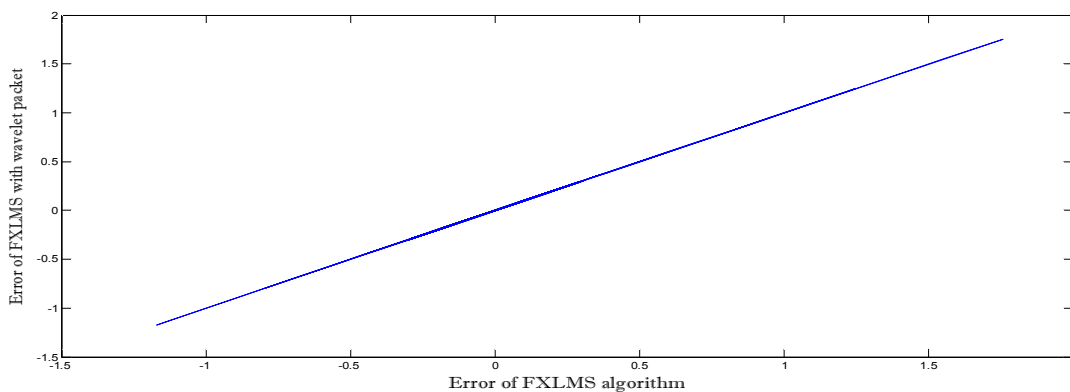
شکل ۵-۴: نمودار خطای الگوریتم FXLMS برای ورودی سینوسی با فرکانس ۲۰۰ هرتز

می بینیم که برای سینوسی ۲۰۰ هرتز خطای سیستم کاملاً به صفر میل کرده است و این نشان از پاسخ خوب الگوریتم به نویزهای فرکانس پایین می باشد. حال ورودی سیستم را تغییر می دهیم. ورودی سیستم را برابر یک سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز قرار می دهیم. خطای ورودی جدید در شکل (۵-۵) نشان داده شده است.



شکل ۵-۵: نمودار خطای الگوریتم *FXLMS* برای ورودی سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز

با توجه به شکل ۵-۵ مشخص است که وقتی نویز سفید به سیگنال ورودی اضافه می‌شود قابلیت الگوریتم در حذف نویز صوتی کاسته شده است. وقتی سیگنال نویز با سیگنال متناوب سینوسی ترکیب می‌شود از تناوب سیگنال سینوسی کاسته می‌شود و باعث می‌شود که الگوریتم در حذف نویز ضعیف تر عمل کند. برای حل این مشکل در مقالات روش‌های متعددی بیان شده است که برخی از آنها را در فصل ۲ بیان کردیم. روشی که ما در این پژوهش از آن جهت بهبود الگوریتم *FXLMS* استفاده کردیم تبدیل بسته موجک می‌باشد. با توجه به مطالب گفته شده در فصل سوم با اعمال این تبدیل بر روی یک سیگنال می‌توان آن را با توجه به سطح تجزیه انتخاب شده به چند سطح مختلف تجزیه کرد. با این کار به جزییات بیشتری از یک سیگنال دسترسی خواهیم داشت و خواص بیشتری می‌توان از سیگنال دریافت کرد که در الگوریتم *FXLMS* کاربرد دارد. ابتدا این تبدیل را بر روی سیگنال خطا اعمال کردیم، به این نحو که در هر تکرار بعد از بدست آوردن سیگنال خطا، تبدیل بسته موجک را بر روی آن اعمال کردیم و به تعداد سطح تجزیه فرمول بروز کردن ضرایب را اجرا کردیم و بعد از بروز شدن ضرایب به تعداد بردارهای ضرایب خروجی متناظر با آن را بدست آوردیم و در آخر خروجی‌ها را با هم جمع کردیم تا خطای مرحله بعد را بدست بیاوریم. نتیجه اعمال بسته موجک  $dB5$  با دو سطح تجزیه بر روی سیگنال خطای الگوریتم *FXLMS* در مقایسه با الگوریتم *FXLMS* در شکل (۵-۶) نشان داده شده است.



شکل ۵-۶: محور افقی خطای الگوریتم  $FXLMS$ ، محور عمودی خطای الگوریتم  $FXLMS$  با تبدیل بسته موجک

بر روی سیگنال خطا

شکل (۵-۶) نتیجه جالبی را نشان می دهد، یک خط مستقیم با شیب ۴۵ درجه، یعنی اعمال تبدیل بسته موجک بر روی سیگنال خطای الگوریتم  $FXLMS$  هیچ بهبودی را در الگوریتم بوجود نمی آورد و دقیقاً مانند خود الگوریتم عمل می کند.

در مرحله بعد تبدیل بسته موجک را بر روی سیگنال فیلتر شده ورودی اعمال کردیم. بعد از آنکه سیگنال نویز، از فیلتر تخمینی بدست آمده در مد برون خط عبور دادیم تبدیل بسته موجک را بر روی آن اعمال می کنیم. با اعمال این تبدیل، سیگنال فیلتر شده ورودی، بسته به سطح تجزیه تبدیل بسته موجک، به چند سطح تجزیه می شود. این کار باعث می شود سیگنال با جزئیات بیشتری وارد الگوریتم  $FXLMS$  شود و هر سطح به صورت جداگانه ضرایبش بروز شود. در انتها نیز تمام خروجی های بدست آمده از هر سطح تجزیه را با ضربی که به صورت سعی و خطا بدست می آید با هم جمع می کنیم تا سیگنال خروجی  $y(n)$  محاسبه شود. بلوک دیاگرام این الگوریتم در شکل ۴-۱۲ در فصل ۴ نشان داده شده است.

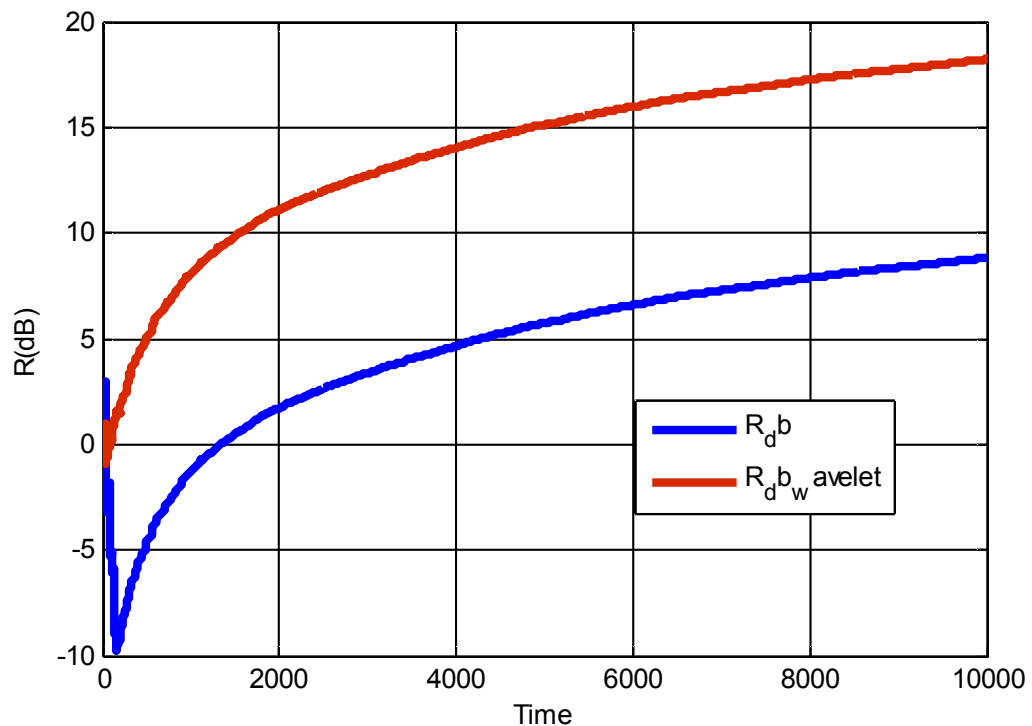
ورودی سیستم را برابر یک سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز انتخاب می کنیم. سطح تجزیه بسته موجک را در ابتدا یک و نوع موجک را db1 انتخاب می کنیم. برای بررسی نتایج الگوریتم بهینه شده نیاز به تعریف پارامترهایی داریم که در فرمول های (۵-۱) و (۵-۲) آمده است. نتایج این الگوریتم را در مقایسه با روش مستقیم در ادامه نشان می دهیم.

$$R(dB) = -10 \log \left( \frac{\sum e^2(n)}{\sum d^2(n)} \right) \quad (1-5)$$

$$MSE(dB) = 10 \log_{10}[e^2(n)] \quad (2-5)$$

مقدار کاهش نویز توسط فرمول (۱-۵) مشخص می‌شود. هر چه مقدار  $R$  در (۱-۵) مثبت تر باشد مقدار کاهش نویز نیز بیشتر صورت گرفته است.  $MSE$  در واقع متوسط مربع خطا را بر حسب دسی بل نشان می‌دهد و هر چه این مقدار منفی تر باشد مقدار کاهش نویز نیز بهتر صورت گرفته است.

در شکل (۷-۵) منحنی مقدار کاهش نویز برای سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز را نشان می‌دهد.

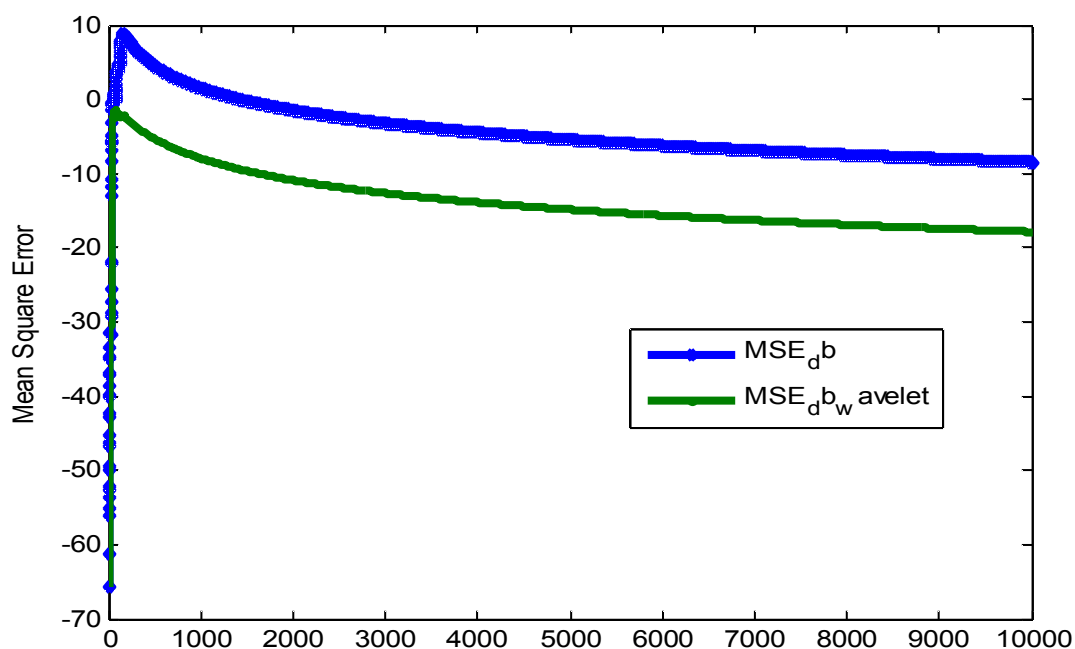


شکل ۷-۵: منحنی مقدار کاهش نویز برای سینوسی نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز

از روی این منحنی مشخص است که میزان کاهش نویز توسط الگوریتم بهبود یافته حدود ۸ دسی بل نسبت



به الگوریتم *FXLMS* برای ورودی سینوسی ۲۰۰ هرتز افزایش یافته است. منحنی متوسط مربع خطا برای ورودی سینوسی نویزی در شکل (۸-۵) نشان داده شده است.

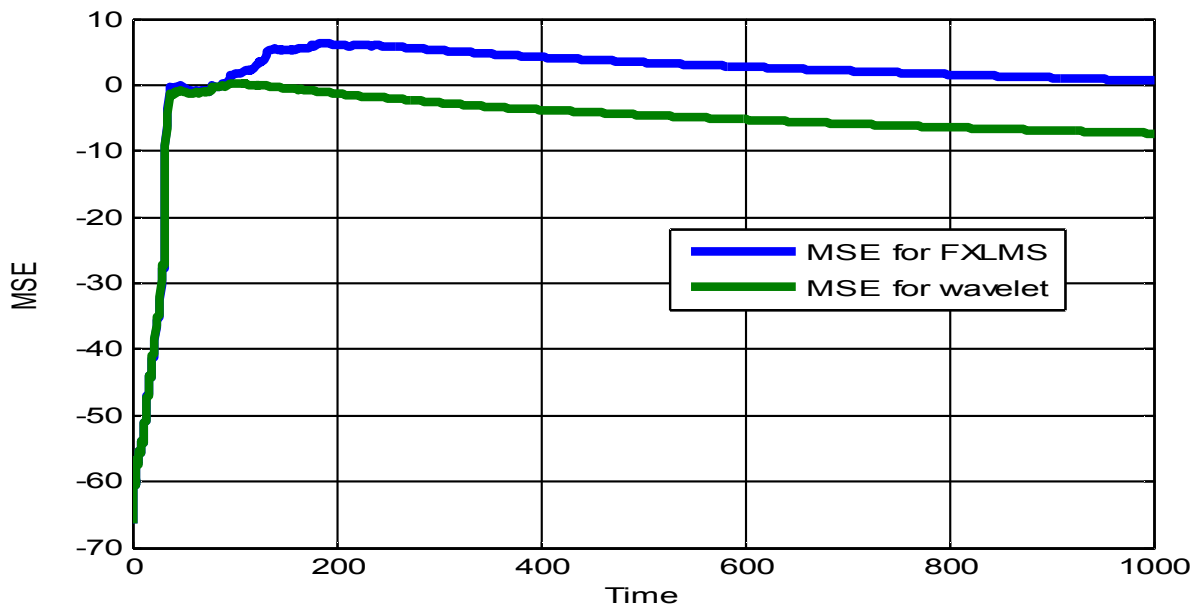


شکل ۸-۵: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال نویزی با فرکانس ۲۰۰ هرتز

در شکل (۸-۵) نیز کاملاً مشهود است که خطا در الگوریتم بهینه شده حدود ۸ دسی بل کاهش داشته است. در مثال دیگر فقط ورودی سیستم را تغییر داده و ضرایب فیلترهای مد برون خط و مد برخط را مانند مثال قبل در نظر گرفته شده است. ورودی جدید در (۳-۵) نشان داده شده است.

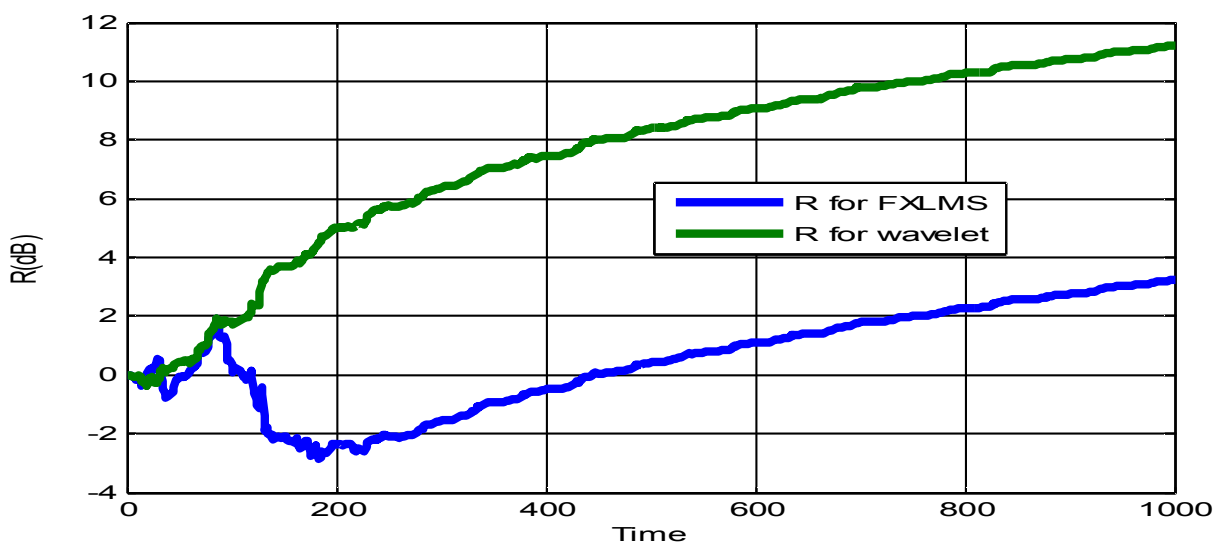
$$x(n) = \sin(400\pi n) + \sin(800\pi n) + \sin(1600\pi n) + \sin(2000\pi n) + \text{noise} \quad (۳-۵)$$

بنابراین ورودی ترکیبی از سینوسی هایی با فرکانس ۲۰۰ هرتز، ۴۰۰ هرتز، ۸۰۰ هرتز و ۱ کیلوهرتز و نویز می باشد. مجدداً سطح تجزیه موجک را یک و نوع موجک را db1 انتخاب شده است. نتیجه اجرای الگوریتم بهینه شده برای ورودی (۳-۵) در شکل های (۹-۵) و (۱۰-۵) نشان داده شده است.



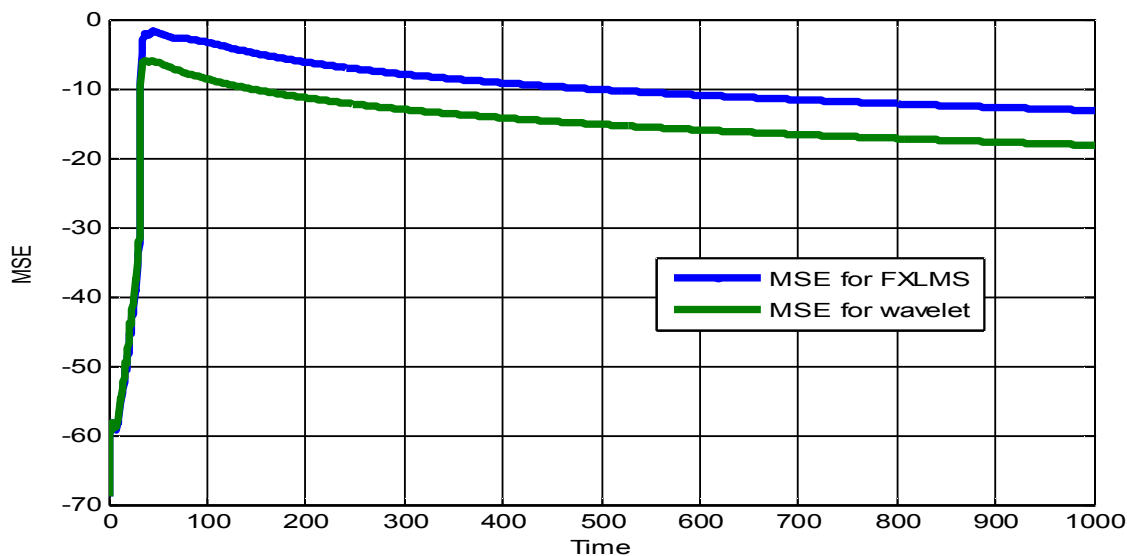
شکل ۵-۹: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال ورودی (۳-۵)

از شکل (۹-۵) مشخص است که علاوه بر اینکه خطای سیستم کاهش یافته است، سرعت همگرایی سیستم نیز افزایش یافته است. میزان این کاهش خطا تقریباً برابر ۷ دسی‌بل می‌باشد. در شکل (۵-۱۰) نیز میزان حذف نویز را توسط پارامتر  $R$  را نشان داده شده است که این میزان حدود ۷ دسی‌بل افزایش داشته است.



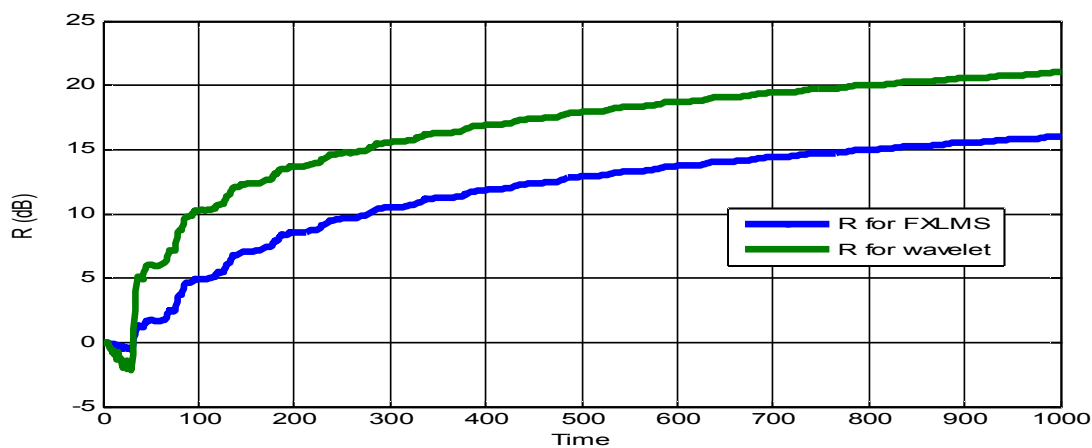
شکل ۵-۱۰: منحنی مقدار کاهش نویز برای ورودی (۳-۵)

در این قسمت با استفاده از سطوح دیگر تبدیل موجک میزان بهبود الگوریتم بهبود یافته  $FXLMS$  را نشان می‌دهیم. ورودی سیگنال برابر سیگنال (۳-۵) گرفته شده است، البته نویز آن را حذف کرده ایم. منحنی های پارامتر  $MSE$  و  $R$  در شکل‌های (۱۱-۵) و (۱۲-۵) نشان داده شده است.



شکل ۱۱-۵: منحنی متوسط مربع خطا برای سیگنال بدون نویز فرمول (۳-۵)

از شکل ۱۱-۵ مشخص است که خطا تا ۵ دسی بل نسبت به روش مستقیم کاهش داشته است.



شکل ۱۲-۵: منحنی مقدار کاهش نویز برای ورودی (۳-۵) بدون نویز

## ۵-۲ بیان نتایج اجرای الگوریتم بهبود یافته در سخت افزار طراحی

### شده

برای اجرای الگوریتم بر روی سخت افزار مربوطه ابتدا لازم است که الگوریتم نوشته شده در برنامه متلب تبدیل به زبان C یا اسمبلی شود. در این پیاده سازی از زبان برنامه نویسی C برای نوشتن برنامه کامپیوتری الگوریتم استفاده شده است. با استفاده از شکل (۲-۸) نویز سفید را تولید کرده و مانند شکل (۲-۹) نویز سفید را با استفاده از پورت McBSP به خروجی فرستاده و توسط یک بلندگو پخش می کنیم و از طرف دیگر نویز سفید را وارد الگوریتم FXLMS در حال اجرا، در درون DSP می کنیم. با استفاده از یک میکروفن که به یکی از پورت های McBSP متصل می باشد سیگنال خطا را دریافت می کنیم. الگوریتم مربوطه را طبق آنچه در [4] گفته شده به مدت ۱۰ ثانیه اجرا می کنیم تا ضرایب C فیلتر مسیر ثانویه بروز شود. طبق [4] درجه فیلتر C، انتخاب شده است.

بعد از بروز شدن ضرایب مسیر ثانویه نوبت به اجرای مد برخط بر روی برد طراحی شده می باشد. برای اجرای الگوریتم برخط، با استفاده از تابع *wavplay* متلب، یک سینوسی ۲۰۰ هرتز را پخش می کنیم سپس الگوریتم مربوطه را برای حذف صدای سینوسی ۲۰۰ هرتز اجرا می کنیم. در این پیاده سازی سخت افزاری با وجود سعی در رفع اشکالات مربوط به سخت افزار و نرم افزار مربوطه اما پاسخ مناسبی برای حذف سیگنال سینوسی مربوطه دریافت نشد.

ایزوله نبودن کانال های خروجی *McBSP* و تاثیر کانال های مربوطه بر روی هم یکی از دلایلی بود که مانع دریافت پاسخ مناسب می شد. به عبارت دیگر پورت مربوط به دریافت سیگنال خطا بر روی پورت مربوط به دریافت سیگنال نویز صوتی ورودی تاثیر می گذاشت.

- [۱] شیرین کلام پ، سلطان پور ک، "اثرات مخرب آلودگی صوتی در ایران"
- [2] A. Milosevic, Active Noise Control, 2005.
- [3] H.G.Stark, Wavelet and signal processing,2005
- [4] [www.ti.com](http://www.ti.com), Texas Instruments, "design of active noise control systems", Application Report (spra042.pdf)
- [5] P. Davari, AND H.Hassanpour, "Designing a new robust on-line secondary path modeling technique for feedforward active noise control systems" Signal Processing, Vol. 89, pp.1195-1204,2009
- [6] P.Babu, AND A.Krishnan, "A New Variable Threshold and Dynamic Step Size Based Active Noise Control System for Improving Performance" Computer Science and Information Security , vol.7, NO.2, 2010
- [7] N. Nakrani, AND N.Patel, "Feed-forward and Feedback Active Noise Control System using FxLMS algorithm for Narrowband and Broadband Noise" International Conference on Communication Systems and Network Technologies, 2012
- [8] Y.Zhang, AND S.Wang, "Design and Realization of an Active Noise Control System Based on DSP" International Conference on Computer Science and Electronics Engineering, 2012
- [9] H.s. Jang, AND J.I.Bae, "ANC system performance analysis using a multiple-LMS-based Neural Network for high speed train's noise" International Conference on Systems and Informatics, 2012
- [10] M.Benoit, AND C.Camastra, Engineering Silence: Active Noise Cancellation
- [۱۱] مهندس رئیسی ب، (۱۳۹۲) "حذف نویز صوتی تناوبی با روش فعال و هوشمند"،مجله علمی پژوهشی مکتبیک سازه‌ها و شماره‌ها، شماره ۱، دوره ۳، صفحه ۴۳-۵۴، دانشگاه شاهرود
- [12] M.E.H.Ramezan ali, AND M.Ahmadian " Design and Implementation of ANC Algorithm for Engine Noise Reduction inside an Automotive Cabin using TMS320C5510"ICEE,2011
- [13] V.J.Mathews, AND S.C.Douglas, Adaptive Filters,2003
- [۱۴] مهندس شفاعی ک، (۱۳۸۹) "مرجع کامل پردازنده‌های DSP سری ۲۰۰۰، ۵۰۰۰ و ۶۰۰۰"، چاپ اول، انتشارات آستان قدس، تهران
- [15] TMS320C5509 Data Manual. Revised January 2008. Texas instruments,Inc., ©2002.
- [16] TLV320AIC23B Data Manual. Texas Instruments,Inc., ©2004.
- [17] TPS767D301-EP Data Sheet. Texas Instruments,Inc., ©2010.
- [18] T. Ardekani, AND W.H. Abdulla, "On the convergence of real-time active noise control systems" Signal Processing, vol.91, pp. 1262–1274
- [19] M.T. Akhtar, AND W.Mitsuhashi, "Improving performance of FxLMS algorithm for active noise control of impulsive noise" Journal of Sound and Vibration, vol.327, pp. 647–656
- [20] LM386 Data Manual. Revised August 2000.national semiconductor

# Abstract

In this thesis, the implementation of an active noise cancellation (ANC) algorithm on the TMS320555XX processor has been investigated. For this purpose, the existing methods for ANC algorithm were studied. According to the literature the FXLMS algorithm is one of the best methods to remove the noise by the active method. Therefore in this thesis the FXLMS algorithm was chosen. By using the wavelet packet to belong to filtered input signal of FXLMS algorithms reduce the system's error over the online mode. The average of the error cancellation for different inputs have been calculated to 5 dB.

To implement a wavelet packet base FXLMS algorithm, we first built a proper hardware for receiving and amplifying the input. For processing the incoming signal processor based TMS320C5509A hardware Designed and built a completely portable and can be set up by the battery. Simulation results show that the active noise cancellation based improved algorithm methods well done.

**Key words:** active noise cancellation -Active method-FXLMS's algorithm-wavelet packet-TMS320C5509A



**Shahrood University of Technology**

**Faculty of Electrical and Robotic Engineering**

**Design, Simulation, and Hardware Implementation of an Active  
Noise Control (ANC) Algorithm Based on TMS320C55xx DSP Processor  
Family for Headset Application**

**Mohammad Zaree**

Supervisor:

**Dr.Hadi Grailu**

**Dr. Omidreza Maroozi**

September 2013