



دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری
پژوهش‌های نوین در مهندسی برق و الکترونیک هوایی
<https://www.mreca.ir>



کنترل فعال نویز در یک مجرا (تک کاناله) و در کابین خلبان (چند کاناله) با استفاده از فیلترهای تطبیقی

ابراهیم شفیعی^{۱*}، مهدی عبدالله‌پور^۲، بهرنگ هادیان سیاهکل محله^۳

^{۱*} استادیار دانشکده مهندسی برق علوم و فنون هوایی شهید ستاری

^۲ دانشجوی دانشکده مهندسی برق دانشگاه شهید ستاری

^۳ استادیار دانشکده مهندسی برق علوم و فنون هوایی شهید ستاری

چکیده

امروزه حذف آلودگی صوتی در مکان‌های حساس مثل کابین خلبان و ناوبر، اهمیت ویژه‌ای پیدا کرده است. رویکردهایی برای حذف بلادرنگ نویز به روش فعال وجود دارد اما این امر با استفاده از فیلترهای وفقی تحقق پذیرفته است. لذا در این مقاله ابتدا به بررسی اصول فیلترهای وفقی و معرفی تعدادی از الگوریتم‌های پرکاربرد در سیستم حذف فعال نویز و شبیه‌سازی رفتار هر الگوریتم در نرم‌افزار متلب می‌پردازیم. سپس اصول سیستم حذف فعال نویز در یک مجرا (تک کاناله) و در کابین خلبان (چند کاناله) را مورد بحث قرار می‌دهیم. یکی از مهم‌ترین بخش‌های این قسمت تعیین تابع تبدیل محیط آکوستیکی موردنظری باشد که با استفاده از آزمایش‌های عملی محقق می‌شود. نتایج شبیه‌سازی سیستم یادشده در نرم‌افزار متلب به‌خوبی نشان می‌دهد که سیستم چندکاناله قادر است نویز صوتی تک تَن را در حدود ۱۰ dB و سیستم تک کاناله چیزی در حدود ۵ dB کاهش دهد.

واژگان کلیدی

کنترل فعال نویز
فیلترهای وفقی
سیستم حذف فعال نویز
حذف نویز تک کاناله
حذف نویز چند کاناله

۱- مقدمه

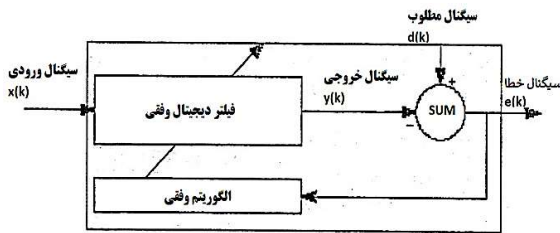
آلودگی صوتی یکی از آثار استفاده از هواپیما در دنیای امروزی است. نویزهای آکوستیکی تولید شده از موتور جت یا توربوفن موجود نه تنها تأثیر مستقیمی بر شنوایی افراد می‌گذارند بلکه باعث کاهش بازدهی آن‌ها، بیماری‌های جسمی از قبیل فشارخون و افسردگی می‌شود. شاید در نگاه اول به نظر برسد که مسئله آلودگی صوتی نسبت به آلودگی محیط به مواد آلوده‌کننده، از اهمیت کمتری برخوردار است اما امروزه مسئله آلودگی صوتی در محیط‌های حساس مانند کابین خلبان و ناوبر مورد توجه بیشتری قرار گرفته است. منابع اصلی آلودگی صوتی برای خلبان عبارت‌اند از: صدای ناشی از موتورهای جت، وسایل زمینی فرودگاه و توربین‌ها و ملخ‌های هواپیما است [۱].

به‌طور کلی کاهش اثر نویز آکوستیکی به دو روش، صورت می‌پذیرد: ۱-

روش فعال ۲- روش غیرفعال

روش غیرفعال: در این روش با استفاده از مواد جاذب امواج و عایق‌های صوتی، نویز آکوستیکی را تا حدودی کاهش می‌دهیم. این روش معایبی از قبیل کارایی کم در فرکانس‌های پایین [۲]، حجم زیاد عایق‌های صوتی، گران بودن عایق‌های صوتی [۳]، محدودیت‌های اجرایی و محدودیت‌های مکانیکی دارد.

لذا به همین دلیل و با پیشرفت تکنولوژی و تحقیقات در این زمینه، روش کنترل فعال نویز به شکل قابل قبول و مؤثری برای کاهش نویز آکوستیکی در مکان‌های حساس از قبیل کابین خلبان تبدیل گردید. این روش‌ها به‌عنوان یک نوع جایگزین مناسب برای روش‌های سنتی مانند



شکل (۱) ساختار یک فیلتر و فقی دیجیتال

نکته‌ی مهم دیگر این است که تمام مباحث مربوط به الگوریتم LMS بر مبنای ایستادن بودن ورودی استوار می‌باشد. در صورتیکه ورودی غیر ایستادن باشد، یعنی خواص آماری آن بازمان تغییر کند، هرگز به نقطه بهینه نخواهیم رسید، بلکه در حوالی آن قرار خواهیم گرفت (مطابق نتایج بخش شبیه‌سازی). زیرا در این حالت شکل سطح عملکرد ثابت نمی‌باشد و مرتباً کاسه عملکرد یا به عبارتی مقدار مینیمم سطح عملکرد با زمان تغییر می‌کند [۸]. اگر تغییرات آماری ورودی بسیار سریع باشد، باید سرعت الگوریتم به نحوی باشد که بتواند آن را تعقیب کند [۹].

فیلترهای و فقی دارای چهار ساختار کاربردی می‌باشند [۱۰ و ۱۱]:

(۱) پیشگویی (۲) شناسایی سیستم (۳) فیلتر بندی معکوس (۴) حذف نویز که به جهت جلوگیری از تکرار مکررات، از توصیف و شرح نحوه عملکرد هریک از کاربردها امتناع می‌گردد.

الگوریتم‌های و فقی: الگوریتم‌های و فقی روش‌هایی هستند که بر اساس آن‌ها می‌توان ضرایب فیلتر و فقی را به گونه‌ای تغییر داد که خروجی مطلوب حاصل گردد (مطابق شکل ۲). درواقع الگوریتم مشخص می‌کند که ضرایب مدل چه مقدار و در چه جهتی باید تغییر کنند تا در نهایت سیستم و فقی بتواند معیار مشخص شده را تأمین نماید.

برای تنظیم ضرایب فیلتر و فقی معمولاً معیار متوسط مربع خطا (MSE) را به کار می‌برند، یعنی ضرایب را به گونه‌ای تغییر می‌دهند که MSE مینیمم گردد. برای این کار الگوریتم‌های متعددی مطرح شده‌اند. آنچه در هر الگوریتم دنبال می‌شود، محاسبه‌ی بردار ضرایب است. به عبارت دیگر می‌توان گفت، در هر الگوریتم، مقصود محاسبه‌ی بردار وزن بهینه است که آن را با W یا W_{opt} نشان می‌دهند به گونه‌ای که معیار MSE را مینیمم کند.

خلاصه‌ای از الگوریتم LMS [۱۰، ۱۲]: این الگوریتم که پرکاربردترین و پایه‌ای‌ترین الگوریتم تطبیقی است، به کرات در مقالات مختلف علمی در مورد آن بحث شده است، لذا در این قسمت روابط مهم آن به طور خلاصه ذکر می‌شود.

استفاده از مواد جاذب صوتی شناخته شده‌اند. زیرا علاوه بر کاهش نویز، باعث حفظ کارایی و عملکرد سیستم‌های حساس می‌شوند.

مزایای کنترل نویز به روش فعال [۴]: این سیستم قادر به حذف نویز در محدوده فرکانسی وسیعی می‌باشد و همچنین این سیستم قابلیت خودتنظیمی دارد بدین معنا که اگر تغییراتی در پارامترهای فیزیکی از قبیل درجه حرارت و سرعت جریان هوا ایجاد شود، سیستم برای رسیدن به وضعیت مطلوب (حداقل خطا) قادر به تنظیم خود می‌باشد. البته بزرگ‌ترین مزیت موجود در روش فعال این است که برخلاف روش غیرفعال می‌توان نویز را در یک فضای کوچک و بخصوص در فرکانس‌های زیر ۵۰۰ هرتز کاهش داد [۳، ۲ و ۵].

۲- اصول فیلترهای و فقی

سیستم‌های کنترل فعال نویز^۱ معمولاً به علت تغییرات سیستم آکوستیکی، شرایط محیطی و تغییر رفتار سنسورها و محرک‌ها در اثر مداومت کاری، سیستم‌های متغیر با زمان می‌باشند [۷]. همچنین در بسیاری از کاربردهای کنترل فعال، نویز اولیه ثابت نبوده و در نتیجه کنترلر باید به گونه‌ای تطبیق داده شود که بتواند تغییرات در مشخصات نویز اولیه را ردگیری نماید [۷]. در مجموع می‌توان بیان داشت که کنترل فعال نویز به صورت کاملاً تطبیقی مورد نیاز می‌باشد تا عمل شناسایی و کنترل به صورت هم‌زمان انجام پذیرد. به همین دلیل در این پژوهش برای حذف فعال نویز کابین خلبان از فیلترهای و فقی^۲ استفاده می‌گردد.

یک فیلتر دیجیتالی و فقی شامل دو قسمت می‌باشد:

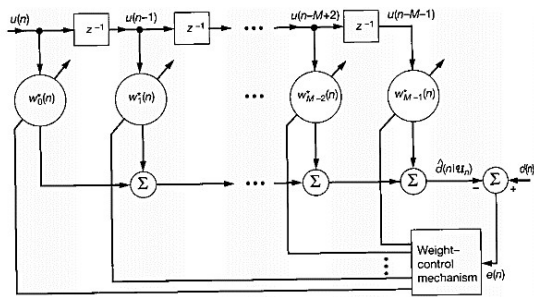
(۱) بخش فیلتر دیجیتالی

(۲) الگوریتم و فقی به منظور بهینه‌سازی ضرایب فیلتر

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

^۱ Active Noise Control

^۲ Adaptive Filter



شکل (۳) ساختار فیلتر تطبیقی Transversal

برآیند سیگنال مطلوب داده شده توسط $\hat{d}(n)$:

$$\hat{d}(n) = w^H(n)x(n)$$

از آن جاییکه:

$$x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T \quad (7)$$

و

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (8)$$

که بردار وزن فیلتر در زمان n است. بنابراین:

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) = d(n) - w^H(n)x(n) \quad (9)$$

پس MSE در زمان n می شود:

$$J(n) = E\{|e(n)|^2\} = \sigma_d^2 - w^H(n)p - p^H w(n) + w^H(n)Rw(n) \quad (10)$$

در رابطه آورده شده:

واریانس سیگنال مطلوب: σ_d^2

همبستگی بین $x(n)$ و $d(n)$: p

ماتریس همبستگی $x(n)$: R

زمانی که $W(n)$ روی راه حل وینر (بهینه) تنظیم شود پس داریم:

$$w(n) = w_* = R^{-1}p \quad (11)$$

و معادله بروز رسانی ضرایب به فرم زیر می شود:

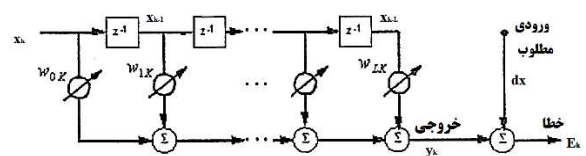
$$w(n+1) = w(n) + \mu(p - Rw(n)) \quad (12)$$

$$J(n) = J_{\min} + (w(n) - R^{-1}p)^T R (w(n) - R^{-1}p) \quad (13)$$

۳- اصول سیستم حذف فعال نویز یک مجرا (تک کاناله)

همانطور که در شکل ۱۰ مشاهده می نمایید، سیستم های کنترل فعال

نویز آکوستیکی را می توان به دودسته زیر تقسیم بندی کرد:



شکل (۲) نمایش سیستم وفقی با ورودی x

بردار وزن: $w(n)$

بردار نمونه های ورودی: $x(n)$

خروجی مطلوب: $d(n)$

خروجی فیلتر: $y(n)$

بردار به روزرسانی ضرایب: $w(n+1)$

خروجی فیلتر:

$$(1)$$

تخمین خطا:

$$(2)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

به روزرسانی ضرایب:

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n)x(n) \quad (3)$$

خلاصه ای از الگوریتم Sing [۱۳]: این الگوریتم از LMS معمولی به

دست می آید، به نحوی که به جای $e(n)$ ، علامت آن جایگزین می شود. این

تفاوت منجر به تغییر معادله به روزرسانی ضرایب به فرم زیر می شود:

$$w(n+1) = w(n) + \mu \text{sign}(e(n))x(n) \quad (4)$$

خلاصه ای از الگوریتم Signed-Regressor [۱۳]: این الگوریتم از LMS

معمولی به دست می آید، با این تفاوت که به جای بردار ورودی $x(n)$ ، علامت

بردار $x(n)$ جایگزین می شود. به نحوی که در آن تابع علامت به بردار $x(n)$

به صورت عنصر به عنصر اعمال می شود. این تفاوت منجر به تغییر معادله

به روزرسانی ضرایب به فرم زیر می شود:

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n) \text{sign}(x(n)) \quad (5)$$

خلاصه ای از الگوریتم Sing-Sign [۱۳]: همان طور که از نام آن می توان

فهمید، ترکیبی از الگوریتم Sign و الگوریتم Signed-Regressor که منجر

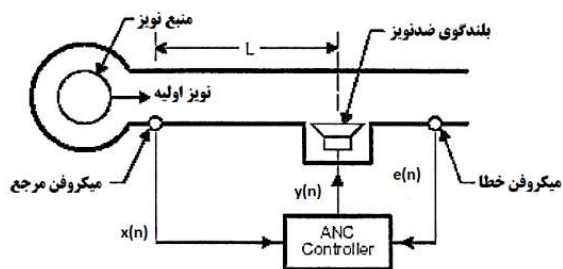
به نتایج زیر می شود:

$$w(n+1) = w(n) + \mu \text{sign}(e(n)) \text{sign}(x(n)) \quad (6)$$

خلاصه ای از الگوریتم Steppest-Descent: الگوریتم شیب دارترین فرود،

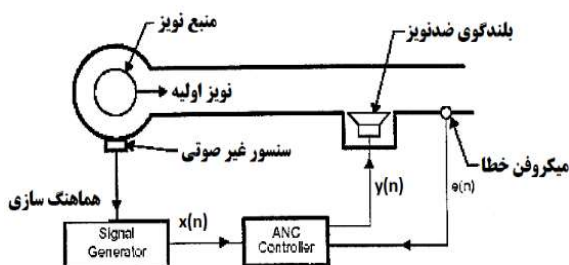
یک روش قدیمی و قطعی است که اساس آن روش های مبتنی بر گرادیان

تصادفی است و انطباق آن در جهت منفی گرادیان می باشد.



شکل (۵) سیستم حذف فعال نویزهای باند پهن

(۲) نویزهای باند باریک^۴: برای حذف نویزهای باند باریک، تکنیک‌های فعالی ابداع شده است که کاربردهای بسیاری دارند. در این تکنیک‌ها به جای استفاده از یک میکروفن ورودی از یک سرعت سنج چرخش سیگنال^۵ استفاده می‌شود این سرعت سنج سیگنالی متناسب با سرعت چرخش یک مفصل تولید می‌کند که برای به دست آوردن فرکانس موج اولیه منبع نویز، استفاده می‌شود. زیرا تمامی نویزهای پریودیک، به وسیله ماشین‌های دوار که فرکانس چرخش ثابت دارند، ایجاد می‌شوند (شکل ۶).



شکل (۶) سیستم حذف فعال نویزهای باند باریک

۳-۱- نحوه عملکرد سیستم حذف فعال نویز تک کاناله پیشخور

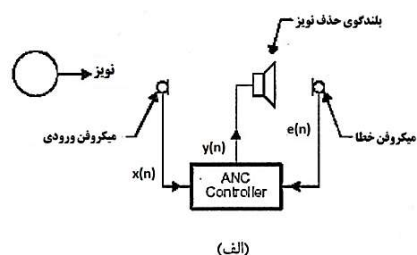
بخش‌های اصلی یک سیستم ANC تک کاناله پیشخور عبارت‌اند از:

- (۱) میکروفن مرجع: نویز حاصل از منبع نویز را در ابتدای لوله گرفته و برای پردازش، به الگوریتم ANC می‌دهد.
- (۲) بلندگوی حذف‌کننده: سیگنال حذف‌کننده را در لوله پخش می‌کند.
- (۳) میکروفن خطا: میکروفن خطا در محلی قرار می‌گیرد که هدف سیستم، کاهش نویز صوتی در آن مکان است بنابراین در محل میکروفن خطا بیشترین کاهش نویز تحقق می‌یابد.

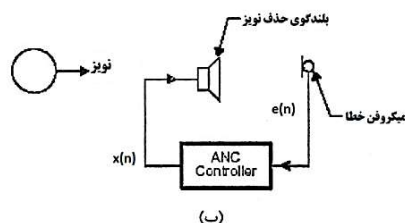
(۱) سیستم کنترل فعال نویز پیشخور^۱

(۲) سیستم کنترل فعال نویز پسخور^۲

در سیستم‌های ANC با کنترل پیشخور از دو سنسور برای اندازه‌گیری نویز اولیه (یا سیگنال مرجع) و سیگنال خطای باقیمانده استفاده می‌شود. در کاربردهایی که سیگنال مرجع در دسترس نمی‌باشد می‌توان از سیستم‌های ANC با کنترل پسخور استفاده کرد که فقط از یک سنسور جهت اندازه‌گیری سیگنال خطا استفاده می‌کند. شکل ۱۲ نمایش دیاگرام بلوکی سیستم‌های کنترل فعال نویز پیشخور و پسخور است.



(الف)



(ب)

شکل (۴) الف- سیستم کنترل فعال نویز پیشخور ب- سیستم کنترل فعال نویز پسخور

در این سیستم‌ها با دو نوع نویز، سروکار داریم:

- (۱) نویزهای باند پهن^۳: برای حذف این‌گونه نویزها، نیاز به شناخت منبع نویز داریم تا بتوان سیگنال حذف‌کننده‌ی بهتری تولید کرد. نویز اولیه اندازه‌گیری شده به عنوان اطلاعات ورودی به الگوریتم وقتی وارد می‌شود. اگر اندازه و فاز نویز به درستی به وسیله کنترل‌کننده دیجیتال مدل‌سازی شود، نویز اولیه به وسیله صدای تولید شده به کمک بلندگوی حذف‌کننده کاملاً خنثی می‌شود (شکل ۵).

^۱ Feedforward

^۲ Feedback

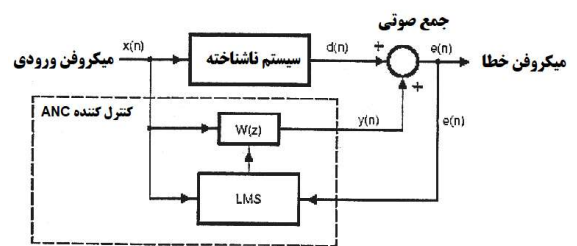
^۳ Broadband

^۴ Narrowband

^۵ Tachometer Signal

۴) پردازشگر الگوریتم ANC: معمولاً یک فیلتر وقتی می‌باشد که به‌عنوان قلب سیستم، سیگنال‌های دریافتی را پردازش می‌کند.

در شکل ۷ نحوه‌ی کار سیستم ANC در حالت ایده‌آل نشان داده شده است. سیگنال نویز اولیه، $x(n)$ به ورودی فیلتر وقتی وارد می‌شود. تابع انتقال سیستم ناشناخته (تابع انتقال محفظه لوله شکل، $p(z)$) شامل پاسخ صوتی لوله از میکروفن مرجع تا میکروفن خطا می‌باشد. سیگنال حاصل از عبور نویز اولیه در طول لوله (در محل بلندگو) سیگنال $d(n)$ را تشکیل می‌دهد. الگوریتم ANC سیگنال $y(n)$ را به صورتی تولید می‌کند که حاصل جمع صوتی آن با $d(n)$ صفر یا حداقل گردد. نکته‌ی اساسی این است که با توجه به فاصله‌ی میکروفن مرجع از بلندگوی حذف‌کننده، یک تأخیر صوتی در مسیر لوله به وجود خواهد آمد. همچنین یک تأخیر الکتریکی نیز از زمان نمونه‌برداری نویز اولیه، اجرای الگوریتم ANC و ایجاد سیگنال ثانویه وجود دارد، که اگر این تأخیر از تأخیر صوتی بیشتر گردد، سیستم ANC غیر علی خواهد شد [۴].



شکل (۷) بلوک دیاگرام کلی سیستم ANC

سیستم‌های ANC دارای پسخور باند پهن می‌توانند در کالبد یک شناسایی سیستم ناشناخته توضیح داده شوند. همانطوریکه در شکل ۱۵ می‌بینید، برای تشخیص سیستم ناشناخته $(P(z))$ ، سیستم ANC از یک فیلتر وقتی با بردار وزن $W(z)$ استفاده می‌کند. $P(z)$ نمایشی از محیط انتقال مابین سنسور ورودی و سنسور خروجی است. همانطوریکه ذکر شد، هدف فیلتر وقتی حداقل نمودن خطای باقیمانده می‌باشد. تبدیل Z از سیگنال خطا به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$E(z) = d(z) = y(z) = x(z)[P(z) + W(z)] \quad (۱۴)$$

از آن جای که $E(z)$ معرف سیگنال خطا و $x(z)$ سیگنال ورودی و $y(z)$ معرف خروجی فیلتر وقتی است. در حالت ایده‌آل بعد از همگرایی فیلتر وقتی، $E(z)$ برابر صفر خواهد شد، پس:

$$W(z) = -P(z) \rightarrow y(n) = -d(n) \quad (۱۵)$$

در نتیجه خروجی فیلتر وقتی $(y(n))$ ، دارای همان دامنه ولی با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز است. هنگامی که $d(n)$ و $y(n)$ به‌طور آکوستیکی با همدیگر ترکیب می‌شوند، خطا صفر می‌شود. پس هر دو صدا همدیگر را خنثی می‌کنند.

همانطوریکه در شکل ۷ مشاهده می‌شود، سیگنال آکوستیکی حذف‌کننده به‌وسیله‌ی یک سیگنال الکتریکی که تحریک‌کننده‌ی یک بلندگو می‌باشد، ایجاد می‌گردد. بنابراین به علت استفاده از میکروفن‌های مرجع، خطا و بلندگوی حذف‌کننده، بایستی بعضی از توابع تبدیل، جهت واقعی‌تر کردن مدل شکل ۷ در نظر گرفته شوند. لذا ابتدا اثرات ناشی از مسیر ثانویه و سپس الگوریتم‌های مربوط ارائه خواهد شد.

۳-۲- اثرات مسیر ثانویه

در شکل ۱۳ سیگنال مرجع الکتریکی توسط میکروفن مرجع و سیگنال خطای الکتریکی با استفاده از میکروفن خطا به دست می‌آید. در نهایت صوت حذف‌کننده با استفاده از سیگنال الکتریکی که یک بلندگو را تحریک می‌کند، تولید می‌گردد. علامت جمع در شکل ۷ نمایش محیط آکوستیکی مابین بلندگوی حذف‌کننده و میکروفن خطاست. جایگاه نویز اولیه $d(n)$ ، با سیگنال حذف‌کننده $y(n)$ ، که خروجی فیلتر وقتی است جمع می‌شود. همانطوریکه در شکل ۸ مشاهده می‌شود، همانند $x(n)$ که با عبور از $p(z)$ تغییر می‌کند، سیگنال حذف‌کننده نیز با عبور از $H(z)$ که در مسیر دوم قرار دارد، تغییر می‌کند. با احتساب نکات فوق می‌توان سیستم ANC را مشابه شکل ۸ در نظر گرفت که در آن تابع تبدیل مسیر ثانویه $(H(z))$ را می‌توان به دو تابع تبدیل پشت سر هم تقسیم نمود:

$$H(z) = R(z).H'(z) \quad (۱۶)$$

در کاربرد کانال آکوستیک $H'(z)$ نشان‌دهنده تابع تبدیل سیستم بلندگو می‌باشد که شامل توابع تبدیل: مبدل D/A ، فیلتر بازسازی^۱، تقویت‌کننده‌ی توان، بلندگو و تابع تبدیل مسیر آکوستیکی از بلندگو تا نقطه‌ی تجمع است. در حالیکه $R(z)$ تابع تبدیل سیستم میکروفن، شامل توابع تبدیل: مسیر آکوستیکی از نقطه‌ی تجمع تا میکروفن خطا، میکروفن خطا، پیش تقویت‌کننده، فیلتر ضد تاخوردگی^۲ و مبدل A/D را نشان می‌دهد. به‌طور مشابه، تابع تبدیل اولیه $P(z)$ از سنسور ورودی تا سیگنال خطا می‌تواند به دو قسمت جداگانه تجزیه شود:

^۱ Secondary path

^۲ Reconstruction Filter

^۳ Antialiasing

خواهیم بود که ضرایب بهینه را به منظور حداقل کردن خطای متوسط مربعات به دست آوریم.

از رابطه‌ی (۲۱) نتیجه می‌شود که تابع تبدیل W_{opt} به صورت یک نسبت می‌باشد. اگر بخواهیم فیلتر وفقی را با استفاده از یک فیلتر FIR تحقق بخشیم، به منظور تقریب $\frac{1}{H(z)}$ باید از یک فیلتر با مرتبه‌ی بالا استفاده شود.

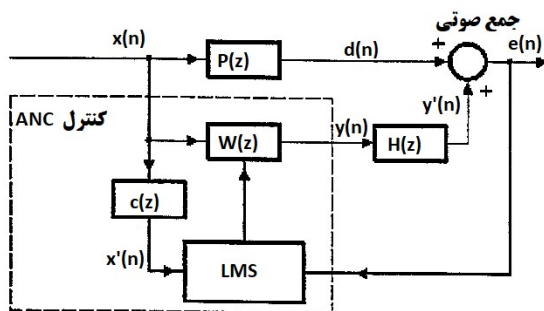
۴- الگوریتم FXLMS

به دلیل وجود تابع تبدیل مسیر ثانویه $H(z)$ در سیستم ANC، بایستی الگوریتم LMS جهت دستیابی به همگرایی اصلاح گردد. برای جبران سازی اثر $H(z)$ دو روش در [۱۴] پیشنهاد شده است:

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

(۲) فیلتری کاملاً شبیه به $H(z)$ (یعنی $C(z) = H(z)$ در شکل (۱۰)) در مسیر سیگنال ورودی به فیلتر وفقی قرارداد.

چون عکس تابع انتقال $H(z)$ جهت اجرای روش اول الزاماً وجود ندارد، لذا معمولاً از روش دوم که به معکوس $H(z)$ نیاز ندارد، استفاده می‌شود. این الگوریتم به وسیله‌ی مورگان بیان شد که به آن الگوریتم FXLMS گویند [۱۴]. همچنین بعد از آن Burgess پیشنهاد کرد که از FXLMS در ANC استفاده شود [۱۵].



شکل (۹) دیاگرام بلوکی الگوریتم FXLMS

که در آن بردار به روزرسانی ضرایب به صورت زیر تعریف می‌شود:

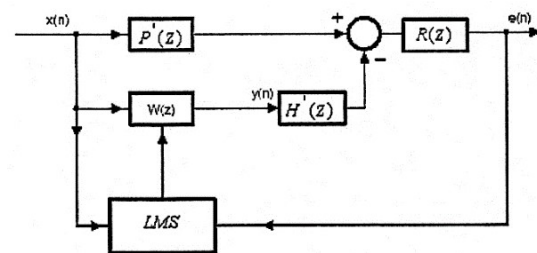
$$W(n+1) = W(n) - \mu e(n) X(n) h(n) \quad (22)$$

جاییکه $h(n)$ پاسخ ضربه $H(z)$ است.

برای پایدار بودن الگوریتم FXLMS ضریب همگرایی μ باید در رابطه زیر صدق کند:

$$P(z) = R(z) \cdot P'(z) \quad (17)$$

که در آن $P'(z)$ نشان دهنده‌ی تابع تبدیل محیط آکوستیکی ناشناخته از میکروفن مرجع تا نقطه‌ی تجمع می‌باشد. ضرایب فیلتر وفقی به رغم حضور توابع تبدیل ناشی از مبدل‌ها و فیلترها باید به یک مقدار مناسب جهت حداقل کردن سیگنال خطا همگرا شوند.



شکل (۸) دیاگرام بلوکی سیستم ANC

با توجه به شکل ۸ تبدیل Z سیگنال خطا به صورت زیر می‌باشد:

$$E(z) = R(z)[P'(z) - H'(z)W(z)]X(z) \quad (18)$$

فرض کنید که درجه‌ی $W(z)$ به اندازه‌ی کافی بالا باشد. پس از همگرایی فیلتر وفقی، خطای باقیمانده صفر می‌شود (یعنی $E(z)=0$) و در حالت پایدار، تابع تبدیل فیلتر وفقی بهینه (W_{opt}) به صورت زیر خواهد بود:

$$W_{opt} = \frac{p'(z)}{H'(z)} \quad (19)$$

از رابطه‌ی (۱۹) می‌توان دریافت که فیلتر وفقی $W(z)$ یک مدل سازی مستقیم از تابع آکوستیکی اولیه $P'(z)$ به منظور تولید یک نویز حذف کننده و یک مدل سازی معکوس از $H'(z)$ به منظور جبران سازی اثر مسیر ثانویه را انجام می‌دهد. از آنجایی که $R(z)$ در توابع تبدیل اولیه و ثانویه مشترک است، به راحتی می‌توان آن را به درون مدل منتقل کرد.

با استفاده از معادلات (۱۶) تا (۱۸) در حالت پایدار، تابع تبدیل فیلتر وفقی را می‌توان به صورت ساده تری بیان کرد. در نتیجه:

$$E(z) = [P(z)W(z)]X(z) \quad (20)$$

پس از همگرایی فیلتر وفقی، نویز باقیمانده صفر می‌شود. $(E(z)=0)$ در نتیجه خواهیم داشت:

$$W_{opt} = \frac{p(z)}{H(z)} \quad (21)$$

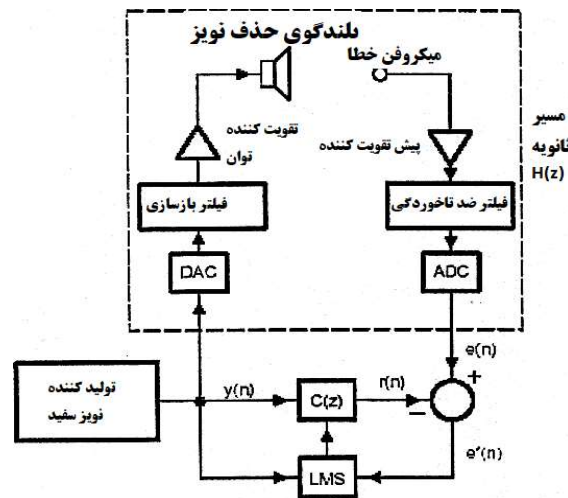
به عبارت دیگر فیلتر وفقی شامل مدل مستقیم، $P(z)$ ، و مدل معکوس، $H(z)$ ، می‌باشد. بنابراین با داشتن توابع تبدیل مسیرهای اولیه و ثانویه، قادر

$$(23) \quad \mu < \frac{2Re\{\lambda_i\}}{|\lambda_i|^2} < \mu$$

که در اینجا λ_i ها مقادیر ویژه ماتریس همبستگی می باشند. اگر مدل سازی مسیر ثانویه دقیق باشد $C(z)=H(z)$ ماتریس همبستگی فوق یک ماتریس متقارن خواهد بود و همه ی مقادیر ویژه ی آن حقیقی و مثبت خواهد شد و مانند روش LMS می توان یک مقدار مثبت μ پیدا کرد که پایداری الگوریتم را تضمین کند. لیکن اگر مدل سازی دقیق نباشد دیگر $C(z)=H(z)$ نخواهد بود و ماتریس همبستگی سیگنال فیلتر شده، متقارن نیست و تضمینی وجود ندارد که مقادیر ویژه ی ماتریس فوق حقیقی و یا دارای قسمت حقیقی باشند اگر قسمت حقیقی تنها یکی از مقادیر ویژه ی ماتریس فوق مثبت نباشد آنگاه نمی توان ضریب همگرایی پیدا کرد که در رابطه ی (23) صدق کند و لذا الگوریتم در هر حالت ناپایدار خواهد بود.

به علت تأثیراتی از قبیل تغییر درجه حرارت و جریان هوا در مسیر دوم و کهنگی بلندگو، تابع $H(z)$ ناشناخته و متغیر با زمان است. به واسطه ی این امر Erikson چندین تکنیک ارائه داده است [16].

فرض کنید که $H(z)$ تابعی ناشناخته و مستقل از زمان است. می توان $H(z)$ را به وسیله ی تکنیک هایی از نوع off-line (همانند شکل 9)، تخمین زد.



شکل (10) دیاگرام بلوکی ساختار تعریف شده برای

به دست آوردن تابع تبدیل مسیر ثانویه

مراحل این کار به صورت زیر خلاصه شده است [5 و 16]:

(1) ابتدا بایستی برای فعال کردن بلندگوی حذف کننده یک نمونه نویز سفید ($y(n)$) تولید کرد. که این نویز به عنوان ورودی الگوریتم فوقی و تابع $c(z)$ نیز استفاده می شود.

(2) از طریق میکروفن خطا، $e(n)$ به دست می آید.

(3) $r(n)$ که پاسخ مدل فوقی است به صورت زیر محاسبه می شود:

$$(24) \quad r(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)y(n-i)$$

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

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

$$(25) \quad e'(n) = e(n) - r(n)$$

(5) ضرایب فیلتر فوقی $c(z)$ به وسیله ی الگوریتم LMS بهینه می شوند.

$$(26) \quad c_i(n+1) = c_i(n) + \mu e(n)y(n-i) \quad i = 0, 1, \dots, M-1$$

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

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

(6) این فرآیند را در حدود 10 ثانیه تکرار می کنیم. ضرایب فیلتر فوقی $c(z)$ را ذخیره می کنیم و سپس از آن در مدل حذف نویز استفاده می کنیم.

بعد از اینکه مدل برون خط (off-line) کامل شد، مراحل انجام الگوریتم FX-LMS را که به قرار زیر است، انجام می دهیم:

(1) به وسیله ی میکروفن ورودی، سیگنال $x(n)$ و از طریق میکروفن خطا، سیگنال $e(n)$ به دست می آیند.

(2) سیگنال حذف کننده، $y(n)$ به صورت زیر محاسبه می شود:

$$(27) \quad y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i)$$

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

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

(4) $x'(n)$ که فیلتر شده ی $x(n)$ است، به صورت زیر محاسبه می شود:

$$(28) \quad x'(n) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i(n)x(n-i)$$

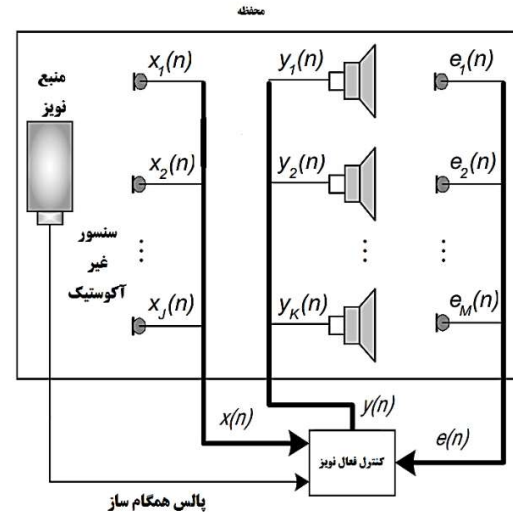
(5) ضرایب فیلتر فوقی، $W(z)$ نیز از طریق الگوریتم FXLMS با رابطه ی زیر بهینه می شوند.

$$(29) \quad w_i(n+1) = w_i(n) - \mu e(n)x'(n-i) \quad i = 0, 1, \dots, N-1$$

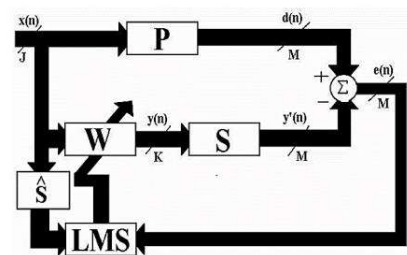
(۶) این فرآیند چندین بار تکرار می‌شود.

۵- اصول سیستم حذف فعال نویز در کابین خلبان (چند کاناله)

برای بیان اصول کار سیستم‌های ANC، یک سیستم ANC چند کاناله مورد بررسی قرار می‌گیرد و با اعمال فرضیاتی می‌توان همان روابط را برای یک سیستم ANC تک کاناله نیز مورد استفاده قرار داد.



شکل (۱۱) نمودار کلی سیستم ANC چند کاناله در محفظه مجهز به الگوریتم FXLMS با J میکروفن مرجع، K بلندگو و M میکروفن خطا



شکل (۱۲) بلوک دیاگرام توابع انتقال سیستم ANC چند کاناله مجهز به الگوریتم FXLMS

اصول کار یک سیستم ANC چند کاناله در حالت کلی مطابق با شکل ۱۱ و ۱۲ می‌باشد. در این سیستم از J میکروفن مرجع، M بلندگو موسوم به "منابع ثانویه" استفاده می‌گردد [۱۷]. نویز صوتی مزاحم که با عنوان

"نویز منبع اولیه" شناخته می‌شود، توسط میکروفن‌های مرجع دریافت می‌شود که به آن‌ها، "سیگنال‌های مرجع" گفته می‌شود و همچنین توسط میکروفن‌های خطا، سیگنال‌های خطای باقیمانده دریافت می‌گردد. هر یک از سیگنال‌های مرجع به همراه یکی از سیگنال‌های خطا به یک فیلترتوقی ارسال می‌گردد.

هرکدام از فیلترها با استفاده از یک الگوریتم وقفی (معمولاً LMS)، ضرایب خود را به صورتی تنظیم می‌کند که سیگنال خروجی فیلتر، دارای دامنه مساوی و فازی مخالف با سیگنال صوتی داشته باشد. این الگوریتم به صورتی کار می‌کند که مقدار خطای باقیمانده در میکروفن خطای مربوطه به کمترین مقدار ممکن خود همگرا گردد [۱۸]. با توجه به شکل ۱۱ و ۱۲، بردار سیگنال‌های خطا و ماتریس سیگنال‌های مرجع طبق روابط زیر بیان می‌گردد.

(۳۰)

$$e(n) = [e_1(n) \ e_2(n) \ \dots \ e_m(n) \ \dots \ e_M(n)]^T$$

سیگنال حاصل شده از میکروفن خطای m ام می‌باشد.

(۳۱)

$$x(n) = [x^T_1(n) \ x^T_2(n) \ \dots \ x^T_J(n)]^T$$

بردار سیگنال مرجع زام است که در رابطه (۳۲) گسترش داده شده است.

(۳۲)

$$x_j(n) = T[x_j(n) \ x_j(n-1) \ \dots \ x_j(n-N-1)]^T$$

ضرایب فیلترهای وقفی طبق رابطه (۳۳) تعریف شده است که در این رابطه، $W_{jk}(n)$ بردار ضرایب فیلتر وقفی بین زامین ورودی (سیگنال حاصل شده از میکروفن مرجع زام) و k امین خروجی (سیگنال ارسال شده به بلندگوی k ام منبع ثانویه) می‌باشد:

$$W(n) = \begin{bmatrix} w_{11}(n) & w_{12}(n) & \dots & w_{1K}(n) \\ w_{21}(n) & w_{22}(n) & \dots & w_{2K}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{J1}(n) & w_{J2}(n) & \dots & w_{JK}(n) \end{bmatrix} \quad (۳۳)$$

سیگنال مرجع $X(n)$ که از رابطه (۳۱) حاصل شد، از فیلترهای $W(n)$ که ضرایب آن در رابطه (۳۳) بیان گردید، عبور کرده و سیگنال راه‌انداز بلندگوها را طبق رابطه (۳۴) مهیا می‌سازد.

$$y(n) = W^T(n)X(n) \quad (۳۴)$$

سیگنال راه‌انداز بلندگوها که حاصل از خروجی $W(n)$ می‌باشد، به‌صورت رابطه (۳۵) نمایش داده شده است:

$$y(n) = [y_1(n) \quad y_2(n) \quad \dots \quad y_k(n) \quad \dots \quad y_K(n)] \quad (35)$$

در رابطه فوق، $y_k(n)$ سیگنال پخش شده توسط بلندگوی k ام است که طبق رابطه (۳۶) توضیح داده شده است:

$$y_k(n) = \sum_{j=1}^J w_{jk}^T(n) \cdot x_j(n) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (36)$$

سیگنال $y_k(n)$ ، بلندگوی k ام را راه‌اندازی می‌کند که در نتیجه یک موج صوتی که وظیفه حذف نویز صوتی در فضا را به عهده دارد، توسط این بلندگو تولید می‌شود.

با توجه به شکل ۱۲، نویز صوتی پس از عبور از محیط فیزیکی موجود بین منبع نویز و میکروفن خطا، به محل میکروفن خطا می‌رسد. اگر تابع انتقال^۱ محیط فیزیکی بین میکروفن خطای m ام و میکروفن مرجع J ام برای J میکروفن مرجع و M میکروفن خطا باشد، $p_{jm}(n)$ پاسخ ضربه متناسب با تابع تبدیل یاد شده می‌باشد. نهایتاً تابع پاسخ ضربه محیط فیزیکی، یک ماتریس $J \times M$ خواهد بود که به‌صورت رابطه (۳۷) برای کل سیستم به دست می‌آید.

$$P(n) = \begin{bmatrix} p_{11}(n) & p_{12}(n) & \dots & p_{1M}(n) \\ p_{21}(n) & p_{22}(n) & \dots & p_{2M}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{J1}(n) & p_{J2}(n) & \dots & p_{JM}(n) \end{bmatrix}$$

بنابراین با توجه به شکل (۲۳)، پس از عبور $x(n)$ از $P(n)$ ، بردار $d(n)$ نشان داده شده در رابطه (۳۸) و (۳۹) حاصل خواهد شد:

$$d(n) = P^T(n)X(n) \quad (38)$$

$$d(n) = [d_1(n) \quad d_2(n) \quad \dots \quad d_m(n) \quad \dots \quad d_M(n)] \quad (39)$$

$d_m(n)$ نشان داده شده در رابطه (۳۹)، سیگنالی است که میکروفن خطای m ام در زمان خاموش بودن سیستم ANC، دریافت می‌کند و به نام "سیگنال دلخواه" موسوم است.

نکته بسیار مهم این است که در مدل سازی، باید اثرات بخش‌های فیزیکی موجود بین سیگنال‌های $y_k(n)$ و $e_m(n)$ را به‌وسیله تابع تبدیل $S_{km}(z)$ (بلوک S در شکل ۱۲) که با نام تابع تبدیل مسیر ثانویه معرفی می‌گردد، در نظر گرفت. این تابع تبدیل شامل مبدل آنالوگ به دیجیتال، فیلتر بازسازی^۲، تقویت کننده بلندگو، توابع تبدیل محیط فیزیکی مسیر صوتی از محل بلندگو تا میکروفن خطا، میکروفن خطا، پیش تقویت کننده میکروفن خطا، فیلتر ضد تاخوردگی^۳ و مبدل دیجیتال به آنالوگ است. که $y_k(n)$ سیگنال راه‌انداز بلندگوی k ام و $e_m(n)$ سیگنال خطای به دست آمده از میکروفن m ام می‌باشد. در این صورت ماتریس پاسخ ضربه توابع مذکور در سیستم چند کاناله به‌صورت رابطه (۴۰) تعریف می‌شود که در آن $s_{km}(n)$ پاسخ ضربه متناظر تابع انتقال $S_{km}(z)$ است.

$$S(n) = \begin{bmatrix} s_{11}(n) & s_{12}(n) & \dots & s_{1M}(n) \\ s_{21}(n) & s_{22}(n) & \dots & s_{2M}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{K1}(n) & s_{K2}(n) & \dots & s_{KM}(n) \end{bmatrix}$$

برای جبران سازی اثرات فیزیکی فوق‌الذکر باید تخمین تابع $S_{km}(z)$ ، یعنی $\hat{s}_{KM}(z)$ ، در سیستم ANC لحاظ گردد. در این صورت ماتریس تخمین پاسخ‌های ضربه مسیرهای ثانویه با $K \times M$ عنصر مشابه رابطه (۴۰) نشان داده می‌شود:

$$\hat{S}(n) = \begin{bmatrix} \hat{s}_{11}(n) & \hat{s}_{12}(n) & \dots & \hat{s}_{1M}(n) \\ \hat{s}_{21}(n) & \hat{s}_{22}(n) & \dots & \hat{s}_{2M}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{s}_{K1}(n) & \hat{s}_{K2}(n) & \dots & \hat{s}_{KM}(n) \end{bmatrix} \quad (41)$$

که در آن $\hat{s}_{KM}(n)$ تخمین بردار پاسخ ضربه $s_{km}(n)$ است. باوجود توابع انتقال ثانویه در مسیر سیگنال مرجع $x_j(n)$ ، سیگنال ورودی الگوریتم LMS سیگنال فیلتر شده $x'_j(n)$ خواهد بود:

$$x'_{jkm}(n) = \hat{s}_{km}(n) * x_j(n) \quad (42)$$

$$(k=1, 2, \dots, K, \quad j=1, 2, \dots, J, \quad m=1, 2, \dots, M)$$

^۲ Reconstruction Filter

^۳ Antialiasing

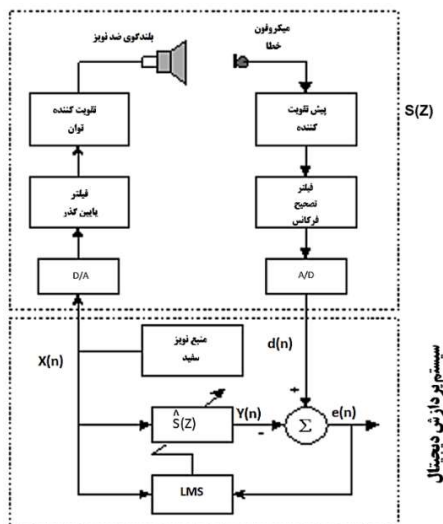
^۱ Transfer Function

متعادل سازی پاسخ ضربه محیط آکوستیکی بستگی به طول موج صدای منتشر شده دارد [۲۳].

برای تخمین توابع انتقال مورد نیاز در یک سیستم ANC چندکاناله، رابطه (۴۱) با داشتن چهار فیلتر FIR به شکل رابطه (۴۵) کاهش پیدا می کند:

$$\hat{S}(n) = \begin{bmatrix} \hat{S}_{11} & \hat{S}_{12} \\ \hat{S}_{21} & \hat{S}_{22} \end{bmatrix} \quad (45)$$

که $\hat{S}_{11}(n)$, $\hat{S}_{12}(n)$, $\hat{S}_{21}(n)$, $\hat{S}_{22}(n)$ به ترتیب پاسخ های ضربه مربوط به فواصل بین "میکروفن خطای اول و بلندگوی اول"، "میکروفن خطای دوم و بلندگوی اول"، "میکروفن خطای اول و بلندگوی دوم" و "میکروفن خطای دوم و بلندگوی دوم" می باشد. برای تخمین عملی توابع انتقال فوق در هر مرحله تنها از یک میکروفن و یک بلندگو استفاده می شود. برای به دست آوردن $\hat{S}_{11}(n)$ ابتدا توسط بلندگوی اول (منبع ثانویه اول) نویز سفید $x(n)$ که با تابع توزیع احتمال یکنواخت توسط کامپیوتر تولید می شود در محیط پخش گردید [۲۱]. به طور هم زمان سیگنال $x(n)$ به فیلتر و فقی $\hat{S}(z)$ در شکل ۱۷ که از نوع FIR با درجه ۳۲ و مجهز به الگوریتم LMS می باشد، داده می شود. از طرف دیگر نویز دریافتی توسط میکروفن خطا که حاصل عبور نویز صوتی از محیط فیزیکی می باشد بعد از عبور از تقویت کننده اولیه، فیلتر ضد تاخوردگی و A/D، سیگنال $d(n)$ را ایجاد می کند. از تفاضل این سیگنال و سیگنال خروجی فیلتر $(y(n))$ ، سیگنال خطای $e(n)$ برای تنظیم ضرایب فیلتر حاصل می گردد [۲۴]. در این پیاده سازی با همگرایی فیلتر و فقی، پاسخ ضربه مسیر ثانویه $\hat{S}_{11}(n)$ مطابق با شکل ۲۰ به دست آمد.



شکل (۱۳) روش پیاده سازی تخمین تابع مسیر ثانویه

به همین دلیل الگوریتم فوق، به الگوریتم Filtered-X LMS یا همان FXLMS موسوم است [۱۹]. بدین ترتیب با توجه به تعاریف بالا الگوریتم FXLMS چند کاناله برای به هنگام کردن ضرایب فیلترهای و فقی به دست می آید:

(۴۳)

$$w_{jk}(n+1) = w_{jk}(n) + \mu_{jk} \left\{ \sum_{m=1}^M x'_{jkm}(n) \cdot e_m(n) \right\}$$

که $k=1,2,\dots,K$ و $j=1,2,\dots,J$ و μ_{jk} پارامتر اندازه پله^۱ می باشد که سرعت همگرایی الگوریتم و فقی را تنظیم می کند. بنابراین در یک سیستم چند کاناله، ماتریس پارامترهای مذکور عبارت است از :

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \dots & \mu_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mu_{J1} & \dots & \mu_{JK} \end{bmatrix} \quad (44)$$

۶- تعیین تابع تبدیل محیط آکوستیکی

برای شبیه سازی یک سیستم ANC چند کاناله، باید توابع انتقال مسیر ثانویه $S_{km}(z)$ تخمین زده شوند. در این بخش به روش پیاده سازی تخمین تابع انتقال مذکور پرداخته می شود.

یکی از مشکلات عمده در سیستم چندکاناله، تخمین تابع تبدیل محیط به صورت تک کاناله است که برای رفع این مشکل باید از روش چندکاناله بهره جست. در ضمن به ندرت پاسخ ضربه محیط آکوستیکی مینیمم فاز است در نتیجه امکان معکوس کردن تابع تبدیل وجود ندارد [۲۰] اما با استفاده از تئوری "چند ورودی- چند خروجی"^۲ امکان مهیا کردن معکوس فیلترها وجود دارد [۲۱]. برای محیط آکوستیکی الگوریتم ME-LMS^۳ برای پیاده سازی ماتریس فیلترهای FIR مورد استفاده قرار گرفت [۲۱]. این فیلترها قادر خواهند بود که همشنوایی را حذف نمایند و برای متعادل سازی پاسخ ضربه محیط آکوستیکی مورد استفاده قرار گیرد. اثبات شده است که عملکرد روش های MINI و ME-LMS یکسان است. در ضمن

^۱ Step-Size Parameter

^۲ Multiple Input/Output

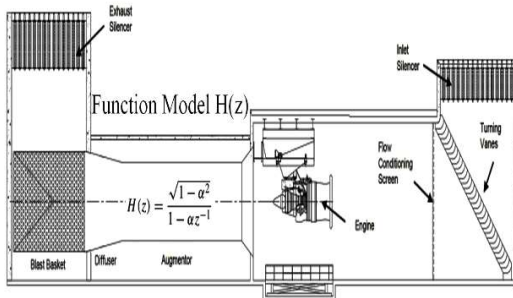
^۳ Multiple Error Least Mean Square

شود (شکل ۲۲). هرچند، در پیاده‌سازی فوق به دلیل تقارن فیزیکی محیط محفظه نسبت به محل بلندگوها و میکروفن‌های نصب‌شده و نزدیکی میکروفن‌های خطا به یکدیگر هر چهار پاسخ ضربه با دقت بسیار بالا شبیه به یکدیگر به دست آمد:

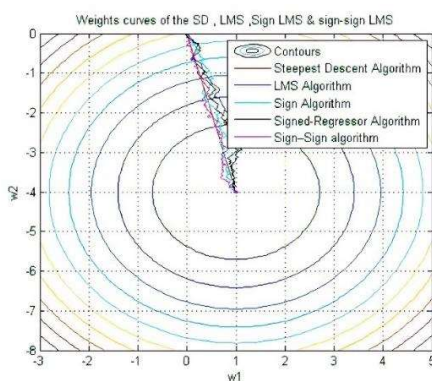
$$\hat{s}_{22}(n) \approx \hat{s}_{21}(n) \approx \hat{s}_{12}(n) \approx \hat{s}_{11}(n) \quad (46)$$

۶- شبیه‌سازی اولیه الگوریتم‌های *LMS* و *Steepest-Descent* برای کاربرد مورد نظر:

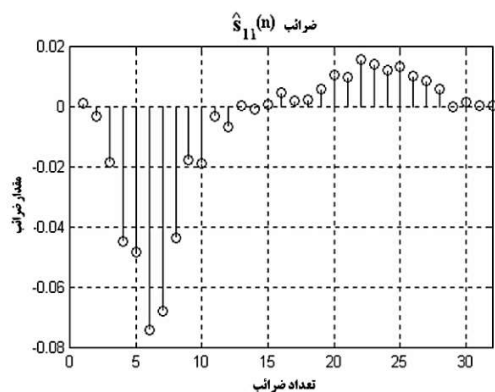
در این قسمت، تعدادی از الگوریتم‌های تطبیقی را در شرایط مختلف، برای حذف نویز یک مجرای آزمایش موتور جت هواپیما که در شکل ۶ آورده شده، مورد بررسی قرار می‌گیرد. تابع تبدیل پاسخ صوتی مجرای آزمون موتور جت، $H(z)$ فرض شده است. با مقادیر مختلف μ و α شبیه‌سازی می‌گردد و نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۱۷ تا ۲۲ رسم شده است.



شکل (۱۷) مدل‌سازی یک تابع مجرای آزمون موتور جت

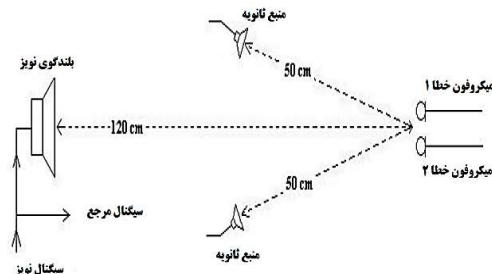


شکل (۱۸) شبیه‌سازی منحنی‌های وزن تعدادی از الگوریتم‌های تطبیقی ($\mu=0.01$ و $\alpha=0$)

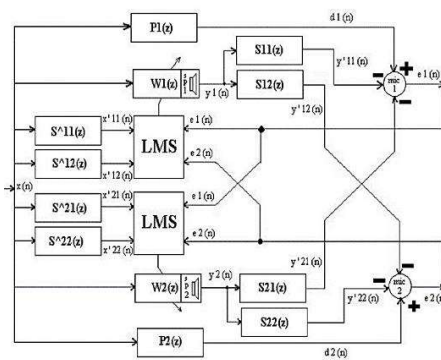


شکل (۱۴) پاسخ ضربه FIR تخمین زده شده برای تابع انتقال مسیر ثانویه

طریقه قرار گرفتن میکروفن‌ها و بلندگوها بصورت شکل ۱۵ می‌باشد:

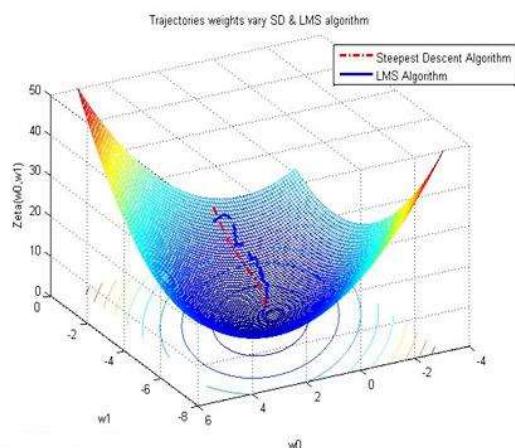


شکل (۱۵) طریقه قرار گرفتن میکروفن‌ها و بلندگوها در داخل محفظه کابین خلبان برای یک سیستم ANC چند کاناله

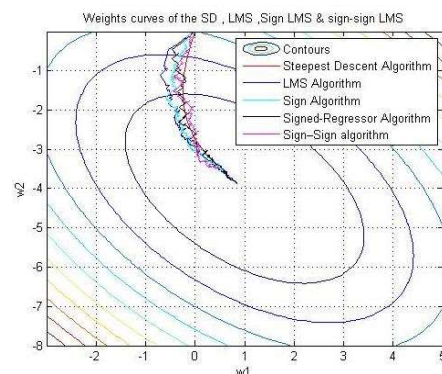


شکل (۱۶) بلوک دیاگرام شبیه‌سازی سیستم ANC چند کاناله

از رابطه (۴۵) دیدیم که در یک سیستم چند کاناله باید علاوه بر $\hat{s}_{11}(n)$ پاسخ ضربه‌های $\hat{s}_{21}(n)$ ، $\hat{s}_{12}(n)$ و $\hat{s}_{22}(n)$ نیز به روش فوق تخمین زده



شکل (۲۲) شبیه‌سازی مسیر وزن الگوریتم‌های SD و LMS ($\alpha=0.05$ و $\mu=0.01$)



شکل (۱۹) شبیه‌سازی منحنی‌های وزن تعدادی از الگوریتم‌های تطبیقی ($\mu=0.01$ و $\alpha=0.05$)

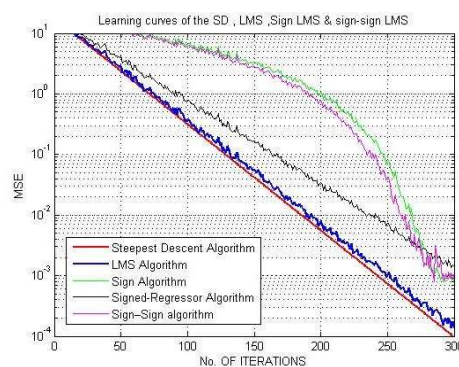
۷- نتایج شبیه‌سازی سیستم حذف فعال نویز در یک مجرا (تک کاناله)

ما در این شبیه‌سازی مطابق با بلوک دیگرام شکل (۱۶) از الگوریتم FXLMS و همچنین از فیلتر FIR برای مدل کردن $P(z)$ ، $W(z)$ ، $H(z)$ و $C(z)$ استفاده می‌شود. در شبیه‌سازی، $P(z)$ و $H(z)$ را نداشته، پس باید تابع تبدیل مسیر اولیه و مسیر ثانویه را مدل‌سازی گردد (شکل ۲۳).

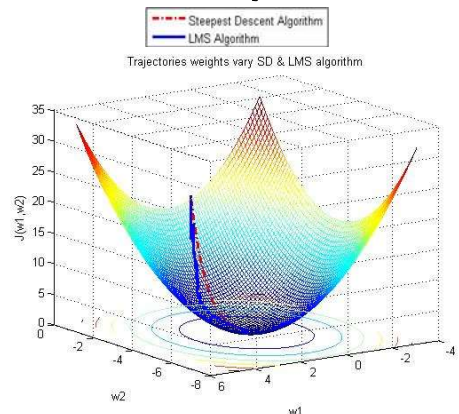
اولین گام، تخمین زدن بلوک $W(z)$ است. بنابراین مدت شبیه‌سازی را بر روی ۱۰۰۰ نمونه^۱ تنظیم می‌کنیم و نویز سفیدی را به محرک فرستاده می‌شود و در موقعیت سنسور اندازه‌گیری می‌گردد. سپس الگوریتم LMS را اعمال و فرآیند شناسایی را آغاز می‌شود. حال نتایج تخمین زدن بلوک $W(z)$ را بررسی می‌گردد.

با تخمین $H(z)$ ، حال شبیه‌سازی سیستم حذف فعال نویز را آغاز می‌شود. در عمل سیستم حذف فعال نویز باید یک فرآیند تکرارشونده از اندازه‌گیری، کنترل و تنظیم باشد. نتایج سیستم حذف فعال نویز در ۱۰۰۰ نمونه به صورت شکل ۲۴ است.

با توجه به داده‌ها سیستم حذف فعال نویز تک کاناله توانسته نویز تک^۱ ΔdB کاهش دهد.

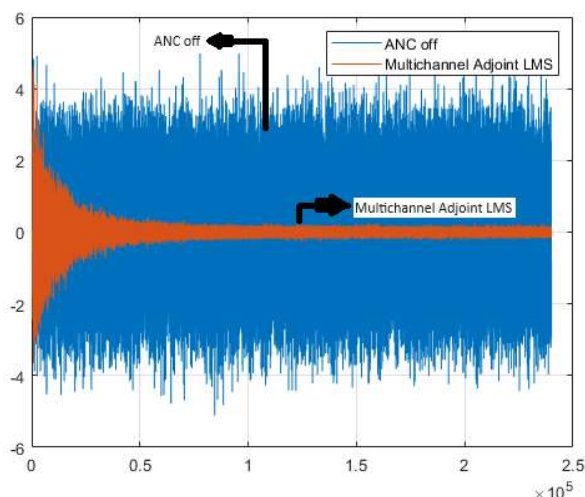


شکل (۲۰) شبیه‌سازی منحنی‌های یادگیری تعدادی از الگوریتم‌های تطبیقی ($\mu=0.01$ و $\alpha=0$)



شکل (۲۱) شبیه‌سازی مسیر وزن الگوریتم‌های SD و LMS ($\alpha=0$ و $\mu=0.01$)

^۱ Sample



شکل (۲۵) شبیه‌سازی سیستم حذف نویز فعال (چند کاناله)

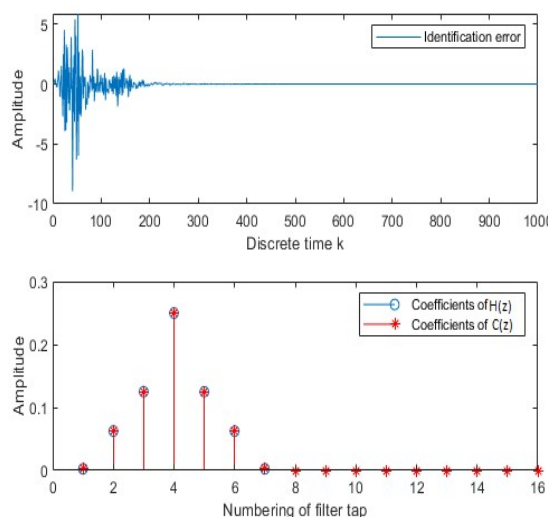
با محاسبه نتایج حاصل از شبیه‌سازی، سیستم حذف فعال نویز در کابین خلبان و ناوبر (چندکاناله) توانسته نویز تک تن را حدود 10 dB کاهش دهد.

۹- نتیجه‌گیری

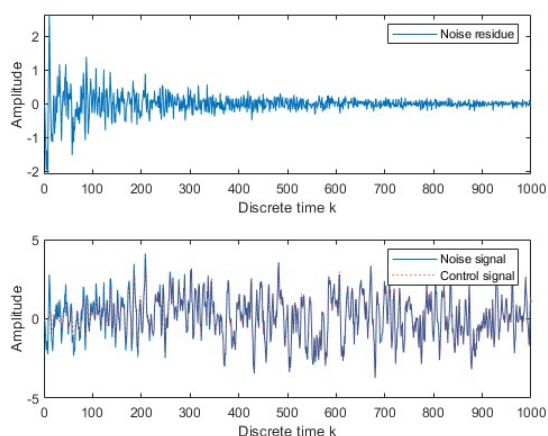
سیستم حذف فعال تک کاناله را به‌وسیله الگوریتم FXLMS (طبق شکل ۱۵) در متلب مدل‌سازی کردیم که لازمه این مدل‌سازی، شبیه‌سازی پاسخ صوتی مسیر اولیه و مسیر ثانویه و همچنین در گام بعد، تخمین زدن بلوک $H(Z)$ بود. پس از تکمیل کردن فرآیند شبیه‌سازی رویت شد که سیستم حذف فعال تک کاناله، نویز تک تن را حدود 10 dB کاهش می‌دهد. سپس سیستم حذف فعال چند کاناله را شبیه‌سازی کردیم که نتایج آن به‌خوبی نشان داد که سیستم حذف فعال چند کاناله، نویز تک تن را حدود 10 dB کاهش داد. لذا نتیجه می‌گیریم که در مکان‌های حساس که نیاز به تمرکز اپراتور وجود دارد مانند کابین خلبان، کابین ناوبر، اتاق جراحی و غیره سیستم حذف فعال چند کاناله می‌تواند کاربردی باشد.

مراجع

- [۱] Lam, Bhan, et al. "Active control of broadband sound through the open aperture of a full-sized domestic window." Scientific reports, vol. ۱۰, no ۱, pp. ۱-۷, ۲۰۲۰.
- [۲] Li, Tao, et al. "Vehicle engine noise cancellation based on a multi-channel fractional-order active noise control algorithm." Machines ۱۰/۸ (۲۰۲۲): ۶۷۰.



شکل (۲۳) تخمین مسیر ثانویه $H(z)$



شکل (۲۴) شبیه‌سازی سیستم حذف نویز فعال (تک کاناله)

۸- نتایج شبیه‌سازی سیستم حذف فعال نویز در کابین خلبان و ناوبر (چند کاناله)

نتایج شبیه‌سازی سیستم حذف فعال نویز در کابین خلبان و ناوبر (چندکاناله) با ۴ میکروفن خطا به شرح زیر است:

- path,"IEEE Trans. on ASSP, Vol. ASSP -28, NO .8, PP. 808-817 August, 1980.
- [15] Burgess, J.C., "Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation," J. Acoust. Soc. Am., Vol. 70, No. 3, p.p. 710-726, Sept, 1981.
- [16] Eriksson, L.J., "Development of the Filtered U Algorithm for Active Noise control," J. Acoust. Soc. Am., Vol. 89, No. 1, PP. 206-210 January, 1991.
- [17] Douglas E. Melton and R. A. Greiner, "Adaptive feed-forward multiple-input, multiple-output active noise control", IEEE, 1997
- [18] Gong, Chen, et al. "Statistical analysis of multichannel FxLMS algorithm for narrowband active noise control." Signal Processing 200 (2022): 108626.
- [19] B. Farhang Boroujeny. "Adaptive Filters Theory & Applications", National University of Singapore, John Wiley & Sons, 1998.
- [20] Mourjopoulos, "On the variation and invertibility of room impulse response functions". J. Sound and Vibration, 102(2), p.p. 217-228, 1985.
- [21] William G. Gardner, "3-D Audio using Loudspeakers", Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [22] Elliott and Nelson, "Multiple-point Equalization in a room using adaptive Digital Filters", J. Audio Engineering Society, 37(11), p.p. 899-907, 1989.
- [23] Nelson, P.A., F. Orduna Bustamante and H. Mamada, "Inverse Filter design and equalization zone in multichannel sound reproduction", IEEE Trans. Speech and Audio Proc., 3(3), p.p. 180-192, 1995.
- [24] Nelson, Curtis, Elliott and Bullmore, "The minimum power output of free-field point sources and the active control of sound", journal of sound and vibration, 116, 397-487, 1987.
- [3] Akhtar, Muhammad Tahir. "Developing a New Filtered-X Recursive Least Squares Adaptive Algorithm Based on a Robust Objective Function for Impulsive Active Noise Control Systems." Applied Sciences 13/8 (2023): 2710.
- [4] Sen M.Kuo and Dennis R.Morgan, "Active Noise Control: A Tutorial Review" "proceeding, of the IEEE, Vol. 87, No. 6, June 1999.
- [5] Mori, Francesco, et al. "Experimental tests of a multichannel active noise control system for the cancellation of engine noise applied to the cabin of a tractor." Atti del 28.
- [6] Shen, Xiaoyi, et al. "Adaptive-gain algorithm on the fixed filters applied for active noise control headphone." Mechanical Systems and Signal Processing 169 (2022): 108621.
- [7] Jiang, Yihang, et al. "An Integration Development of Traditional Algorithm and Neural Network for Active Noise Cancellation." 2022 IEEE 32nd International Workshop on Machine Learning for Signal Processing (MLSP). IEEE, 2022.
- [8] Bakri, Khaled Jamal, et al. "On the behavior of a combination of adaptive filters operating with the NLMS algorithm in a nonstationary environment." Signal Processing 196 (2022): 108620.
- [9] Ranjan, Rakesh, Bikash Chandra Sahana, and Ashish Kumar Bhandari. "Motion artifacts suppression from EEG signals using an adaptive signal denoising method." IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 71 (2022): 1-10.
- [10] Gunia, Marco, et al. "Analysis and Design of a MuSiC-Based Angle of Arrival Positioning System." ACM Transactions on Sensor Networks 19/3 (2023): 1-11.
- [11] S.M>kuo and C.chen , " Implementation of adaptive filters with the Tms320c20 or The Tms320c30 , " in digital Signah processing Applications with The TMs320 family , vol . 3,p.pamichalis , Ed. englewood Cliffs , Nj: prentice Hall , ch.7 , pp.191-271,1990.
- [12] T.Kailath , " A View of Three decades of linear Filtering Theory , " IEEE Trams Inf. Theory , vol.It-20,pp.140-181,mar,1974.
- [13] Xie, Bei, and Tamal Bose. Partial update least-square adaptive filtering. Springer Nature, 2022.
- [14] Morgan, "D.R." Analysis of Multiple Correlation Cancellation Loop With a Filter in the Auxiliary