

بررسی کیفیت حذف نویز در شرایط غیرعلی برای سیستم پیشخور کنترل فعال نویز با استفاده از منطق فازی

حامد مجللی (دانشجوی دکترا) محمد فرخی (استادیار) علی اکبر جلالی (استادیار)
hmojallali@erc.iust.ac.ir farrokhi@iust.ac.ir ajalali@iust.ac.ir

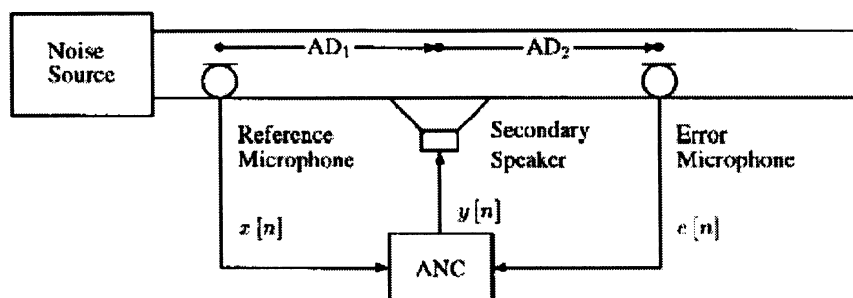
تهران - نارمک - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران

چکیده - سیستمهای پیشخور کنترل فعال نویز که بصورت وقتی عمل می کنند، قادر به کنترل و حذف نویز می باشند. هنگامی که تاخیرهای الکتریکی / آکوستیکی در زیر سیستم حذف نویز از تاخیر آکوستیکی مسیر اصلی تجاوز کند، شرط علی بودن نقض خواهد شد. در این مقاله، عملکرد سیستم کنترل فعال نویز (ANC) پیشخور در duct (میدان آکوستیکی یک بعدی) تحت شرایط غیرعلی و به ازای تاخیرهای مختلف و متغیر با زمان مورد بررسی قرار گرفته است. بدین منظور از دو الگوریتم فازی و کلاسیک استفاده می گردد. نشان داده می شود که الگوریتم فازی دارای کیفیت بهتری در حذف نویز برای شرایط غیرعلی می باشد.

کلمات کلیدی: کنترل فعال نویز، فیلتر وقتی، منطق فازی

(1) مقدمه

کنترل فعال نویز (ANC)¹ آکوستیکی در سالهای اخیر توجه زیادی را به خود معطوف داشته است [4]-[1]. در سیستم ANC که برای Duct در شکل (1) نشان داده شده است، نویز مرجع بوسیله میکروفونی نزدیک به منبع نویز حس می شود. فیلتر وقتی از این سیگنال مرجع $x(n)$ برای تولید سیگنال حذف کننده $y(n)$ استفاده می کند. سپس میکروفون خطا نویز باقیمانده $e(n)$ را اندازه گرفته و از آن برای تطبیق بهتر ضرائب فیلتر وقتی استفاده می کند. الگوریتم FXLMS² برای تنظیم ضرائب فیلتر وقتی پیشنهاد شده است [2].

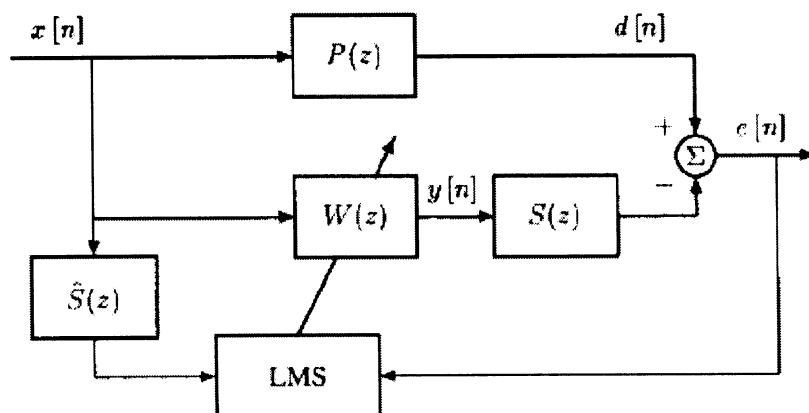


شکل (1): کنترل نویز آکوستیکی در یک Duct

¹ Active noise control

² Filtered-x least mean square

همانطوریکه در شکل (۱) نشان داده شده است، تأخیر آکوستیکی AD1 از میکروفون مرجع تا بلندگو متناسب با فاصله حسگر تا منبع ثانویه است. تأخیر آکوستیکی دیگری بنام AD2 بین بلندگوی ثانویه و حسگر خطا، برای سیگنال حذف‌کننده و نویز منبع، مشترک است. از طرفی تأخیر الکتریکی ED به جمع تأخیر فیلتر وقتی و تأخیر کلی سیستم در فیلتر Anti Aliasing، مبدل A/D، مبدل D/A، فیلتر Reconstruction، بلندگو و زمان پردازش دلالت دارد. چون فیلتر وقتی لزوماً پاسخی علی دارد، بایستی مطمئن شویم که تأخیر آکوستیکی AD1 بزرگتر از تأخیر الکتریکی ED است. این شرط قید علیت نام دارد و می‌نیمم طول یک سیستم را برای اینکه نویز تصادفی Broadband بطور مؤثری در یک Duct حذف شود را مشخص می‌کند. وقتی تأخیر الکتریکی ED بزرگتر از تأخیر آکوستیکی AD1 باشد، پاسخ کنترل‌کننده غیر علی است و بنابراین برای کنترل نویز Broadband غیر قابل تحقق می‌باشد. در این حالت برای تضعیف نویز Broadband استفاده از طول بلندتر برای Duct است. اما محدودیتهای نصب سیستمهای تجاری (مانند لوله آگزوز اتومبیل یا سیستمهای تهویه هوا) معمولاً طول Duct را محدود می‌کند. از طرفی تقاضای زیادی وجود دارد که نویز را در یک Duct با طول محدود حذف شود. شکل (۲) بلوک دیاگرام یک سیستم پیش‌خور تک کاناله در شکل (۱) را نشان می‌دهد. مسیر اصلی $P(z)$ مسیر انتشار بین سنسور مرجع و سنسور خطا را مدل می‌کند (شامل AD1 و AD2) در حالیکه $S(z)$ مسیر ثانویه بین خروجی فیلتر وقتی و سنسور خطا (شامل قسمتی از ED و AD2) است. تخمینی از مسیر ثانویه با $\hat{S}(z)$ نمایش داده می‌شود [2].



شکل (۲): دیاگرام بلوکی سیستم کنترل فعال حذف نویز با استفاده از الگوریتم FXLMS

برای درک روشنتری از مقوله علیت توابع تبدیل $P(z)$ و $S(z)$ بترتیب بصورت تأخیرهای خالص $z^{-\Delta p}$ و $z^{-\Delta s}$ در نظر گرفته می‌شوند. وقتیکه $\delta = \Delta p - \Delta s \geq 0$ باشد، قید علی بودن ارضا می‌شود. تبدیل z سیگنال خطا $E(z)$ بصورت زیر بیان می‌شود:

$$E(z) = X(z)[z^{-\delta} - W(z)]$$

که در این حالت سیستم ANC همانند یک شناسایی‌کننده سیستم عمل می‌کند. وقتیکه $\delta = \Delta p - \Delta s < 0$ قید علی بودن نقض می‌شود و داریم:

$$E(z) = X(z)z^{-\Delta p}[1 - z^{-\delta}W(z)]$$

مشاهده می‌شود که در این حالت سیستم ANC بصورت یک پیش‌بینی‌کننده عمل می‌کند. برای یک پهنای باند مفروض $x(n)$ ، تأخیر بزرگتر باعث می‌شود که فیلتر وقتی نتواند با کیفیت بهتری نویز را پیش‌بینی کند [6].

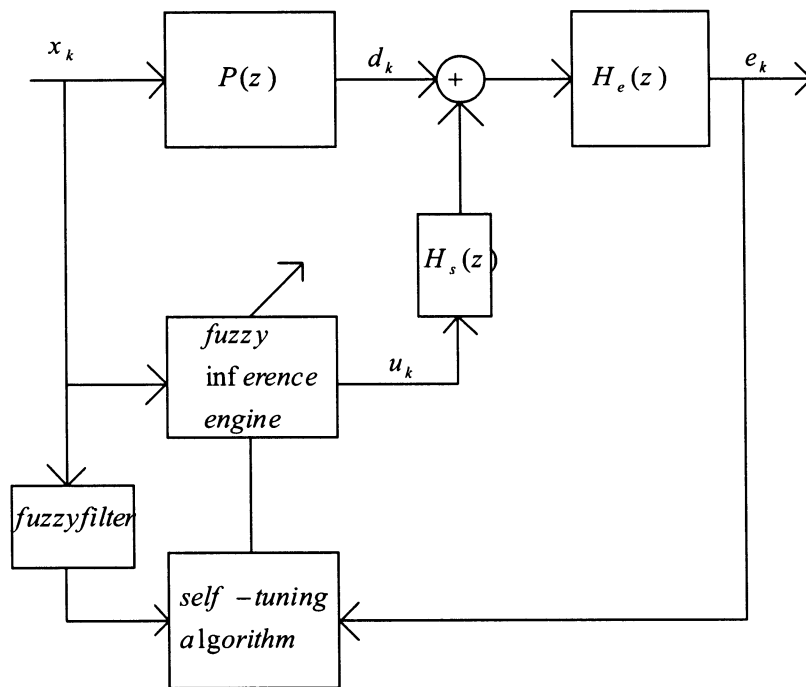
این مقاله از بخشهای زیر تشکیل شده است:

در بخش دوم ابتدا چگونگی استفاده از منطق فازی را برای حذف نویز در سیستم ANC بررسی می‌کنیم. سپس در بخش سوم مقایسه‌ای بین دو روش حذف نویز به طریقه فازی و کلاسیک در شرایط غیرعلی صورت می‌گیرد و نتایج حاصل از آن ارائه می‌گردد.

(۲) کنترل فعال نویز بطریقه فازی:

کنترل‌کننده‌های کلاسیک بر اساس توصیف ریاضی از مدل خطی شده طراحی می‌شوند. بنابراین بکارگیری کنترل‌کننده‌های بر اساس مدل در سیستمهای واقعی مشکل است، خصوصاً وقتیکه سیستم تحت مطالعه یک سیستم پیچیده و غیرخطی باشد. بعلاوه روشهای کنترل

کلاسیک فقط می‌توانند داده عددی را پردازش کنند در صورتیکه داده عددی بخاطر استفاده از روشهای کوانتیزاسیون؛ خطای گرد کردن و محدودیتهای سخت افزار در طراحی کنترل کننده کم و بیش نادرست است. در این بخش الگوریتم FFX¹ ارائه می‌گردد که نه تنها داده عددی بلکه همچنین اطلاعات زبانی ناشی از تجربیات را برای تطبیق سیستم کنترل جهت حصول عملکرد موردنظر مورد استفاده قرار می‌دهد. بعلاوه نیازی به در نظر گرفتن مدلهای ریاضی پیچیده و غیرخطی نیست. این الگوریتم فازی پایداری را تضمین می‌کند و دارای سرعت همگرایی بیشتری نسبت به حالت کلاسیک می‌باشد [7]. همانطوریکه در شکل (۳) نشان داده شده است الگوریتم FFX برای یک سیستم ANC در نظر گرفته شده است.



شکل (۳): بلوک دیاگرام الگوریتم FFX برای Duct

روش طراحی یک سیستم کنترل فعال نویز فازی بصورت زیر است:

الف) گام اول: یک فیلتر FIR فازی از مرتبه $N - 1$ بوسیله M قانون $IF - THEN$ بصورت زیر طراحی می‌شود:

$$Rule^l: IF x_k \text{ is } F_0^l \text{ and } \dots \text{ and } x_{k-(N-1)} \text{ is } F_{N-1}^l \text{ THEN } u_k \text{ is } U^l \quad (1)$$

که x_{k-i} و u_k بترتیب نمونه‌های ورودی و خروجی را نشان می‌دهند. مجموعه فازی U^l که توسط اطلاعات عددی و زبانی مشخص می‌شود را در ابتدا بطور دلخواه می‌توان تعیین کرد. M مجموعه فازی F_i^l برای هر نمونه ورودی x_{k-i} دارای توابع عضویت گوسی زیر می‌باشد:

$$\mu_{F_i^l}(x_{k-i}) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_{k-i} - \bar{x}_i^l}{\delta_{xi}^l}\right)^2\right] \quad (2)$$

که $l = 1, 2, \dots, M$ و $i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ و \bar{x}_i^l و δ_{xi}^l مرکز و انحراف معیار توابع عضویت گوسی می‌باشند. چون M در این کاربرد معادل با γ پیشنهاد شده هر نمونه ورودی x_{k-i} دارای هفت عبارت زبانی NB؛ NM؛ NS؛ZO؛PS؛PM و PB می‌باشند که در شروع بطور یکسان در محدوده سیگنال ورودی $[-1, 1]$ توزیع شده اند. بعلاوه انحراف معیار اولیه برابر 0.15 در نظر گرفته می‌شود [8].

¹ Fuzzy filtered-x

جدول (1): قوانین IF-THEN بکار گرفته شده در الگوریتم FFX

	x_k	x_{k-1}	...	x_{k-N+1}	u_k
Rule1	$NB_{F_0^1}$	$NB_{F_1^1}$...	$NB_{F_{N-1}^1}$	NB_{U^1}
Rule2	$NM_{F_0^2}$	$NM_{F_1^2}$...	$NM_{F_{N-1}^2}$	NM_{U^2}
Rule3	$NS_{F_0^3}$	$NS_{F_1^3}$...	$NS_{F_{N-1}^3}$	NS_{U^3}
Rule4	$ZO_{F_0^4}$	$ZO_{F_1^4}$...	$ZO_{F_{N-1}^4}$	ZO_{U^4}
Rule5	$PS_{F_0^5}$	$PS_{F_1^5}$...	$PS_{F_{N-1}^5}$	PS_{U^5}
Rule6	$PM_{F_0^6}$	$PM_{F_1^6}$...	$PM_{F_{N-1}^6}$	PM_{U^6}
Rule7	$PB_{F_0^7}$	$PB_{F_1^7}$...	$PB_{F_{N-1}^7}$	PB_{U^7}

ب) گام دوم: اگر خروجی فیلتر FIR فازای بصورت $f_k(A_k)$ در نظر گرفته شود که دنباله نمونه ورودی بصورت $(x_k, \dots, x_{k-(N-1)})$ است آنگاه

$$f_k(A_k) = \frac{\max_l \theta^l (\min_i \mu_{F_i^l}(x_{k-i}))}{\max_l (\min_i \mu_{F_i^l}(x_{k-i}))} \quad (3)$$

که $\theta^l \in R$ نقطه ای است که $\mu_{F_i^l}$ در آن به مقدار ماکزیمم خود می رسد. فیلتر با استفاده از موتور استنتاج مینیمم و فازای زدای centriod و با ترکیب M قاعده فازای تعریف شده در گام اول، بدست آورده می شود.

ج) گام سوم: برای می نیمم سازی توان خطای خروجی الگوریتم FFX می تواند پارامترهای آزاد خود نظیر θ_k^l ؛ $\bar{x}_{i,k}^l$ و $\delta_{xi,k}^l$ را بطور خودکار در گام زمانی k تصحیح کند [5]:

$$\theta_{k+1}^l = \theta_k^l + \lambda e_k \frac{\rho_k^l}{q_k} \quad (4)$$

$$\bar{x}_{i,k+1}^l = \bar{x}_{i,k}^l + \lambda e_k \gamma_k^l \frac{x_{k-i} - \bar{x}_{i,k}^l}{(\delta_{xi,k}^l)^2} \quad (5)$$

$$\delta_{xi,k+1}^l = \delta_{xi,k}^l + \lambda e_k \gamma_k^l \frac{(x_{k-i} - \bar{x}_{i,k}^l)^2}{(\delta_{xi,k}^l)^3} \quad (6)$$

که

$$p_k^l = \max_i \left(\exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x_{k-i} - \bar{x}_{i,k}^l}{\delta_{xi,k}^l} \right)^2 \right] \right) \quad (7)$$

$$q_k = \sum_{l=1}^M p_k^l, \quad \gamma_k^l = \frac{\theta_k^l + u_k}{q_k} p_k^l \quad (8)$$

که λ یک ثابت مثبت کوچک است.

این الگوریتم FFX نامیده میشود زیرا در عبارات تصحیح پارامترهای آزاد و نیز استنتاج فازای با الگوریتم FXLMS کلاسیک متفاوت است. بعلاوه الگوریتم FFX برای تطبیق هر جفت ورودی و خروجی با دقت دلخواه توسط انتخاب صحیح پارامترهای اولیه θ^l ؛ \bar{x}_i^l و δ_{xi}^l می تواند استفاده شود. بنابراین در کاربرد حذف فعال نویز پارامترهای آزاد را می توانیم بصورت زیر انتخاب کنیم:

$$\bar{x}_{i,0}^l = x_{k-i}, \quad \bar{x}_{i,0}^l \neq x_{k-i} \quad \text{for } l \neq 1 \quad (9)$$

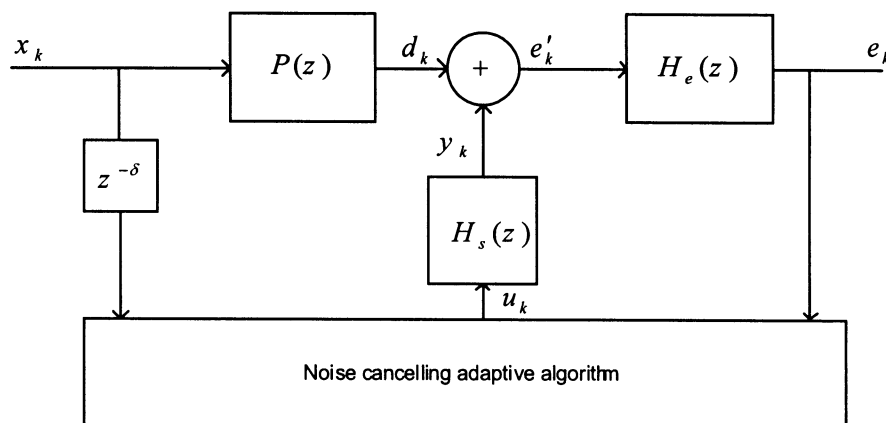
$$\theta_0^l = -x_k \frac{P}{H_s} \quad (10)$$

بنابراین با این انتخاب مخرج معادله (3) برای هر δ_{xi}^l یک می گردد. بعلاوه θ_0^l ($l \neq 1$) می توانند صفر انتخاب گردند. به همین دلیل توان نویز باقیمانده می تواند بطور دلخواهی کوچک شود و پارامترهای آزاد بطور خودکار به سوی مقادیر بهینه همگرا شوند. بنابراین FFX می تواند سریعتر از الگوریتم کلاسیک همگرا گردد [7]. نویز باقیمانده نیز می تواند به می نیمم کلی برسد. بدلیل اینکه مخرج تابع عضویت

از تعداد داده های کمتری برای تحقق کنترل کننده استفاده می کند [7]. در ضمن نیازی به در نظر گرفتن توابع تبدیل آکوستیکی و عناصر الکتریکی نمی باشد.

۳) مقایسه دو الگوریتم فازی و کلاسیک در شرایط غیرعالی و نتایج حاصل از آن:

همانطوریکه در مقدمه گفته شد می توان در برخی مواقع حالت غیرعالی را در سیستم کنترل فعال نویز مشاهده نمود بنابراین این مسئله قابل اهمیت است که کیفیت حذف نویز سیستم کنترل فعال نویز در این مواقع چگونه خواهد بود؟ برای بررسی این موضوع، الگوریتم فازی تشریح شده در بخش قبل و الگوریتم کلاسیک FXLMS را در نظر گرفته ایم. بلوک دیاگرام سیستم ANC در حالت غیرعالی در شکل (۴) نشان داده شده است. همانطوریکه مشاهده می شود، تاخیر خالص $z^{-\delta}$ به عنوان عامل ایجاد تاخیر و شرایط غیرعالی در نظر گرفته شده است.



شکل (۴): بلوک دیاگرام سیستم ANC مورد استفاده برای شرایط غیرعالی

لازم به ذکر است که فیلتر وقتی مورد استفاده در الگوریتم کلاسیک پارامترهایش را بصورت زیر تنظیم می کند [5]:

$$\hat{\omega}_{k+1} = \hat{\omega}_k + \mu e_k x_{k-\delta}$$

بطوریکه

$$e'_k = d_k - y_k$$

$$u_k = \omega_k^T x_{k-\delta} = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\omega}_l x(k-l-\delta)$$

$$x_{k-\delta} = [x(k-\delta) \ x(k-\delta-1) \ \dots \ x(k-\delta-L+1)]^T$$

که در روابط بالا μ ضریب تطبیقی، ω_k ضرایب فیلتر وقتی در زمان k ، u_k خروجی فیلتر وقتی، y_k خروجی فیلتر وقتی پس از عبور از بلندگو، d_k نویز مرجع x_k پس از عبور از مسیر آکوستیکی $P(z)$ ، e_k میزان خطای ناشی از عبور e_k از مسیر آکوستیکی $H_e(z)$ می باشند.

به همین ترتیب برای الگوریتم فازی نیز نویز مرجع با تاخیری برابر با δ در محاسبات وارد می شود.

نتایج شبیه سازی:

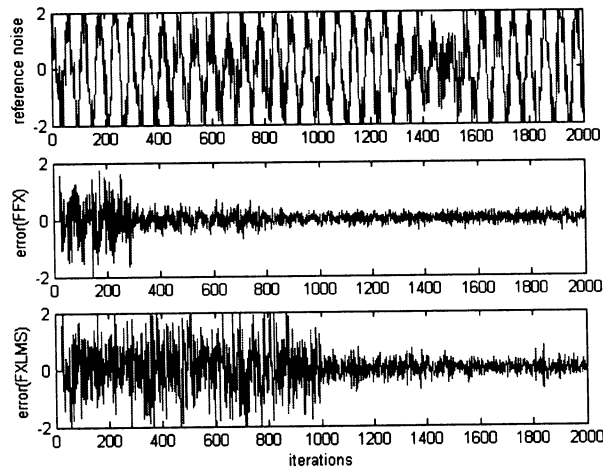
سیستم کنترل فعال نویز با مشخصات زیر در نظر گرفته شده است [7]:

مشخصه آکوستیکی duct یعنی $P(z)$ و مسیر خطا $H_e(z)$ بترتیب توسط تاخیرهای زمانی خالص ۲۵ و ۵ نمونه مدل شده اند. بلندگوی ثانویه $H_s(z)$ بصورت یک فیلتر بالاگذر باترورت از مرتبه دوم و با فرکانس قطع ۶۰ هرتز می باشد. $N-1$ نیز معادل ۱۱

است. سیگنال نویز مرجع x بصورت مجموع سیگنال متناوب یعنی $0.5 \sin(\frac{\pi}{28} k) + 1.5 \cos(\frac{\pi}{30} k)$ و نویز n با معادله زیر در نظر گرفته شده است.

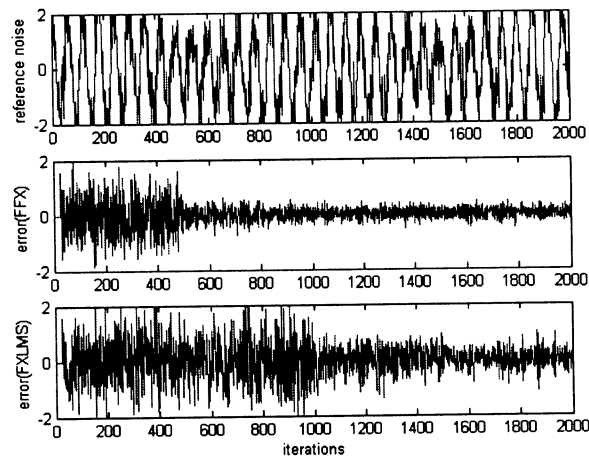
$$n(i) = \frac{\sqrt{2}}{2} n(i-1) - 0.25n(i-2) + 0.5 \varepsilon(i)$$

که در رابطه بالا $\varepsilon(i)$ نویز گوسی با متوسط صفر و واریانس یک است. عملکرد سیستم ANC به ازای تاخیرهای مختلف از صفر تا ۴۵ مورد بررسی و آزمایش قرار گرفته است. همانطوریکه در شکل (۵) مشاهده می‌شود در حالتی که هیچگونه تاخیری وجود ندارد ($\delta = 0$)، الگوریتم فازی در مقایسه با الگوریتم کلاسیک، ضمن اینکه دارای کیفیت حذف نویز بهتری است، دارای سرعت همگرایی سریعتری نیز می‌باشد.

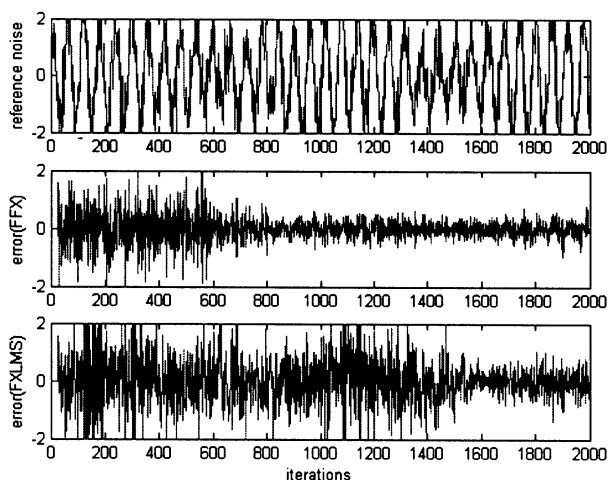


شکل (۵): منحنی بالا، نویز مرجع x استفاده شده برای مقایسه دو الگوریتم فازی و کلاسیک در شرایط غیرعلی-منحنی وسط، خطای حاصل از بکارگیری الگوریتم فازی برای حذف نویز مرجع x - منحنی پائین، خطای حاصل از استفاده الگوریتم کلاسیک برای حذف نویز مرجع x

شکل‌های (۶) و (۷)، نتایج ناشی از دو الگوریتم فازی و کلاسیک را بترتیب به ازای دو تاخیر ۲۵ و ۴۵ نشان می‌دهند. مشاهده می‌شود که علیرغم وجود تاخیر، حذف نویز با استفاده از الگوریتم فازی بهتر انجام می‌شود و حساسیت الگوریتم فازی به قید علیت و میزان تاخیر کمتر از الگوریتم کلاسیک می‌باشد.



شکل (۶): نتایج حاصل از شرایط غیرعلی به ازای تاخیر مساوی با ۲۵ - منحنی بالا، نویز مرجع - منحنی وسط، خطای حاصل از بکارگیری الگوریتم فازی - منحنی پائین، خطای حاصل از بکارگیری الگوریتم کلاسیک

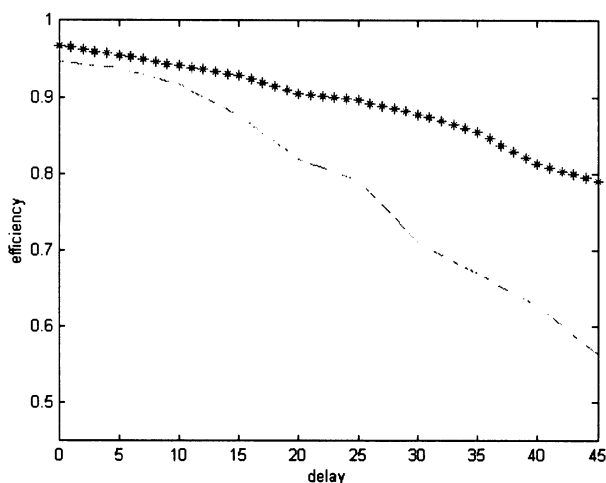


شکل (۷): نتایج ناشی از شرایط غیرعالی برای تاخیر مساوی با ۴۵، منحنی بالا، نویز مرجع - منحنی وسط، خطای حاصل از بکارگیری الگوریتم فازی - منحنی پائین، خطای حاصل از الگوریتم کلاسیک

برای درک روشنتری از نحوه عملکرد دو الگوریتم فازی و کلاسیک، کمیتی بنام کیفیت حذف نویز که از نسبت واریانس خطای حاصل از هر الگوریتم و واریانس نویز مرجع بدست می‌آید، بصورت زیر تعریف شده است [6]:

$$efficiency = 1 - \frac{var(e_k)}{var(d_k)}$$

لازم به ذکر است که برای محاسبه این کمیت از ۵۰۰ نمونه آخر مقادیر خطا و نویز استفاده شده است. همچنین شبیه‌سازی به تعداد ۵۰ بار تکرار شده است و از این تعداد تکرار متوسط‌گیری به عمل آمده است. نتیجه حاصل در شکل (۸) نشان داده شده است.



شکل (۸): کیفیت حذف نویز برای الگوریتم فازی (منحنی ستاره) و الگوریتم کلاسیک (منحنی خط‌چین)

(۴) نتیجه‌گیری:

در این مقاله، الگوریتم فازی برای کنترل فعال نویز مورد استفاده قرار گرفت. مشاهده شد که الگوریتم فازی دارای مزایایی چون سرعت بیشتر در همگرایی و نیز کیفیت بهتر حذف نویز می‌باشد. ضمن اینکه در شرایط غیرعالی، الگوریتم فازی مذکور دارای حساسیت کمتری نسبت به قید علیت بوده و حذف نویز را نسبت به الگوریتم کلاسیک FXLMS بهتر انجام می‌دهد.

- [1] S.M. Kuo , D.R. Morgan, “ Active Noise Control: A Tutorial Review”, *Proc. IEEE*, Vol. 87, No. 6, pp. 943-973, June 1999.
- [2] _____, *Active Noise Control Systems- Algorithms and DSP Implementations*. New York: Wiley, 1996.
- [3] S.J. Elliot, P.A. Nelson, “ Active Noise Control”, *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 12-35, October 1993.
- [4] C.H. Hansen, S.D. Synder, *Active Control of Noise and Vibration*. London: E&FN Spon, 1997.
- [5] B. Widrow , S.D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, N.J., 1985.
- [6] X. Kong, S.M. Kuo, “ Study of causality constraint on feedforward active noise control systems”, *IEEE Trans. On Circuit and Systems-II: Analog and Digital Processing*, Vol. 46, No. 2, pp. 183-186, Feb. 1999.
- [7] K.K. Shyu, C.Y. Chang and M.C. Kuo, “ self tuning controller with fuzzy filtered-x algorithm”, *Electronic Letters*, Vol. 36, No. 2, PP. 182-184, 20th January 2000.
- [8] C. C. Lee, “ Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller, Part I”, *IEEE Trans. , SMMC-20(2)*, pp. 404-418, 1990.
- [9] Y.M. Park, K.Y. Lee, “ A self-organizing power system stablizer using fuzzy auto-regresive moving average (FARMA) model”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, EC-11(2), pp. 442-448, 1996.