

여러 개의 참고입력 신호를 사용하는 강인한 주파수 영역 협대역 잡음 제거기

A Robust Frequency-Domain Multi-Reference Narrowband Adaptive Noise Canceller

김성우, 서지호, 류영우,* 박영철,** 윤대희†

(Seong-woo Kim, Ji-ho Seo, Young-woo Ryu,* Young-cheol Park,** Dae Hee Youn†)

연세대학교 전기전자 공학과, *국방과학연구소, **연세대학교 컴퓨터정보통신공학부
(Received January 8, 2015; revised March 3, 2015; accepted March 3, 2015)

초 록: 본 논문에서는 여러 개의 참고입력을 사용하는 기존의 주파수 영역 협대역 잡음 제거기의 성능이 참고신호에 포함된 협대역 성분과 광대역 방해 신호에 의해 결정됨을 보였다. 또한 기존의 협대역 잡음 제거기 보다 효율적이고 빠른 수렴 속도를 얻기 위해 주신호와 참고신호들의 MSC(Magnitude Squared Coherence)를 사용하여 참고신호의 SNR을 측정하고, 이를 바탕으로 적응 필터의 갱신 여부를 결정하는 새로운 협대역 적응 잡음 제거 기법을 제안하였다. 수식적 분석을 통하여 광대역 방해 신호의 영향을 분석하였으며, 제안한 기법이 기존 기법보다 더 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

핵심용어: 협대역 적응 잡음 제거, 주파수 영역 적응 잡음 제거, 다중 참고신호, 크기 제공 응집도

ABSTRACT: In this paper, it is shown that the performance of the frequency-domain multi-reference narrowband noise canceller is determined by the narrowband component to the broadband disturbance power ratio in the reference signals. To overcome this problem, a new narrowband ANC is proposed, where the update of the adaptive filter is determined based on SNR of the reference inputs being measured using the magnitude squared coherence (MSC) between the primary and the reference signals. Simulation results show that the proposed ANC has superior performance over the conventional one.

Keywords: Narrowband adaptive noise cancellation (ANC), Frequency-domain ANC, Multi-reference signal, Magnitude squared coherence (MSC)

PACS numbers: 43.60.Mn

1. 서 론

적응 잡음 제거(Adaptive Noise Cancellation, ANC) 기법은 여러 산업 분야에서 널리 사용되고 있다.^[1,2] 수집된 신호에 다양한 잡음원에 의해 발생된 잡음이 포함된 경우, 이를 효율적으로 제거하기 위해서는 여러 개의 참고신호(multi-reference signal)를 사용하는 다중채널 ANC를 사용해야 한다.^[3,4] 이 구조에서

는 여러 개의 센서를 사용하여 각각의 잡음원으로부터 참고신호를 취득하여 적응 필터의 입력으로 사용하게 된다.

ANC를 위한 적응 기법으로는 정규 최소 평균 자승(Normalized Least Mean Square, NLMS) 기법이 있다.^[5] NLMS 기법은 구현이 간편하면서도 수렴 성능이 우수하기 때문에 널리 사용되고 있다. 하지만 잡음 신호가 협대역 신호이고, 참고신호에 광대역 방해 신호(broadband disturbance)가 존재할 경우, NLMS 기법의 잡음 제거 성능이 현저히 저하되는 문제점이 있다.^[6,7] 이러한 문제는 길이가 긴 적응 필터를 사용

†Corresponding author: Dae Hee Youn (dhyoun@yonsei.ac.kr)
School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University
134 Shinchondong Seodaemoon-Gu, 120-749, Seoul 120-479,
Republic of Korea
(Tel: 82-2-2123-4534, Fax: 82-2-364-4870)

하여 해결할 수 있지만, 적응 필터의 길이를 늘릴 경우 연산량이 늘어나 새로운 문제가 된다.

적응 필터의 연산량 문제는 주파수 영역 필터를 사용함으로써 해결할 수 있다. 주파수 영역 필터는 FFT를 사용하여 변환된 신호를 주파수 영역에서 적응 필터를 갱신하는 방법을 사용한다.^[5,8,9] 이때 적응 필터의 출력은 중첩-합(overlap-add) 방법으로 합성된다.

본 논문에서는 참고입력 신호에 광대역 잡음신호가 섞여 있을 경우 적응필터의 정상 상태(steady-state) 성능은 참고신호들의 신호 대 잡음 비(SNR)에 비례함을 보인다. 또한 특정 FFT 빈에서 2개 이상의 중복되는 협대역 성분을 참고신호가 포함할 경우 참고신호 행렬(reference signal matrix)의 고유치 비(eigenvalue spread)가 증가하기 때문에 수렴 속도가 느려지는 문제가 발생함을 보인다.^[5] 이러한 문제를 해결하기 위해 주신호와 참고신호 간의 MSC를 이용하여 특정 채널의 참고입력의 사용 유무를 결정하는 새로운 주파수 영역 다채널 ANC를 제안한다. 마지막으로 기존의 기법과 제안한 기법 간의 성능을 실험적으로 비교 분석한다.

II. 주파수 영역 다채널 ANC

Fig. 1은 기존의 다중 참고신호를 사용하는 주파수 영역 적응 잡음 제거 기법의 블록도이다. 여기서 $d(n)$, $x_i(n)$, $e(n)$ 는 각각 시간 영역의 주신호, i 번째 참고

신호, 오차 신호를 나타낸다. 각 참고채널의 계수들 $W_i(k,l)$ 은 다음과 같이 적응된다.^[5,8]

$$\mathbf{W}(k,l+1) = \mathbf{W}(k,l) + \mu \mathbf{A}^{-1}(k,l) \mathbf{X}(k,l) E^*(k,l), \quad (1)$$

$$E(k,l) = D(k,l) - \mathbf{W}^H(k,l) \mathbf{X}(k,l), \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{W}(k,l) = [W_1(k,l) \ W_2(k,l) \ \dots \ W_I(k,l)]^T$ 는 I 개의 적응 필터 계수로 이루어진 벡터를 나타내고, $\mathbf{X}(k,l) = [x_1(k,l) \ X_2(k,l) \ \dots \ X_I(k,l)]^T$ 는 참고신호 벡터,

$$\mathbf{A}(k,l) = \begin{bmatrix} \hat{P}_{x_1 x_1}(k,l) & & & \\ & \hat{P}_{x_2 x_2}(k,l) & & \\ & & \ddots & \\ & & & \hat{P}_{x_I x_I}(k,l) \end{bmatrix}$$

는 추정된 참

고신호의 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density, PSD)로 구성된 대각행렬이다. $D(k,l)$, $X_i(k,l)$, $E(k,l)$ 은 각각 $d(n)$, $x_i(n)$, $e(n)$ 을 FFT해서 얻어진 신호이며, i 는 참고신호 인덱스, l 은 프레임 인덱스, k 는 주파수 빈 인덱스를 나타낸다. I 는 참고신호의 수이고, $2K$ 는 FFT 사이즈, μ 는 적응 상수이다. $\hat{P}_{x_i x_i}(k,l)$ 는 참고신호 PSD의 추정치로서, 1차 저주파 통과 필터를 사용하여 Eq.(3)과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{P}_{x_i x_i}(k,l) = (1 - \lambda) \hat{P}_{x_i x_i}(k,l-1) + \lambda |X_i(k,l)|^2, \quad (3)$$

여기서 λ 는 평활 인자로서 일반적으로 $\lambda = 1 - \mu$ 의 관계를 갖도록 설정한다.

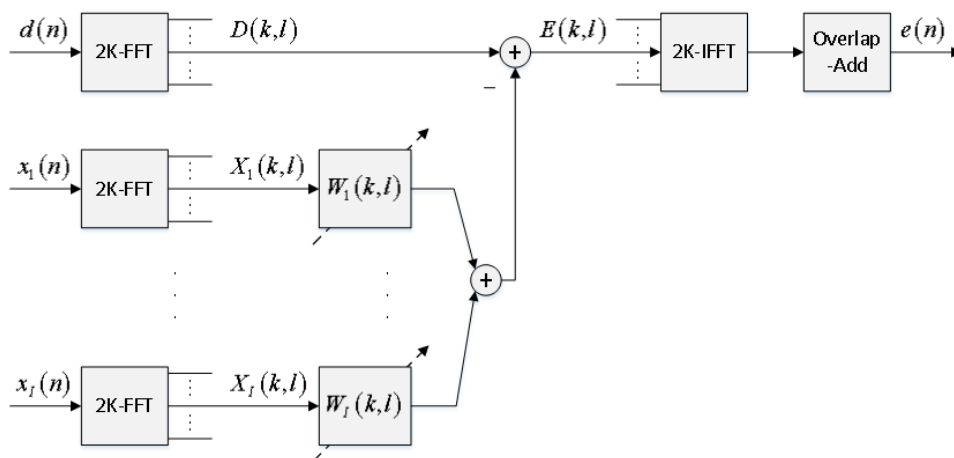


Fig. 1. Conventional STFT multi-reference (MR) ANC.

III. 주파수 영역 다채널 ANC 성능분석

주파수 영역 다채널 ANC의 정상 상태 성능을 관찰하기 위해 다채널 ANC는 임의의 L 개의 참고신호를 사용하며, 각각의 참고신호는 하나의 주파수 성분만 가진다고 가정하였다. 표기의 단순화를 위해 l 번째 프레임, k 번째 주파수 빈의 주신호와 참고신호를 Eqs.(4)와 (5) 같이 정의한다.

$$D = A_d \exp(j\theta_d) + V_d, \quad (4)$$

$$X_i = A_i \exp(j\theta_i) + V_{X_i}, \quad i = 1, 2, \dots, L, \quad (5)$$

여기서 A_d, A_i 와 θ_d, θ_i 는 각각 주신호 $d(n)$, i 번째 참고신호 $x_i(n)$ 에 포함된 협대역 신호의 크기 응답과 위상 응답을 각각 나타낸다. 또한 V_d, V_{X_i} 는 주신호, i 번째 참고신호에 포함된 광대역 방해 신호를 나타낸다.

각 주파수 빈에서 평균 제곱 오차(mean square error, MSE)는 다음과 같다.^[5]

$$E[|E^o|^2] = E[|D - \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2]. \quad (6)$$

이 때 광대역 방해 신호들이 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise, WGN)이라고 가정하면 최적 상태의 MSE는 다음과 같다.^[5]

$$E[|E^o|^2] = P_{DD} - \mathbf{P}_{SD}^H (\mathbf{P}_{SS} + \mathbf{P}_{V_X V_X})^{-1} \mathbf{P}_{SD}, \quad (7)$$

여기서 $P_{DD} = E[|D|^2]$ 는 주신호의 PSD이고, $\mathbf{P}_{V_X V_X}$ 는 대각 성분이 참고신호에 포함된 광대역 방해신호의 PSD, $P_{V_X V_X} = E[|V_{X_i}|^2]$, 로 구성된 대각행렬이다.

또한

$$\mathbf{P}_{SD} = E[D^* \mathbf{S}], \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_{SS} = E[\mathbf{S} \mathbf{S}^H], \quad (9)$$

는 각각 주신호와 참고신호에 포함된 협대역 성분의 교차 파워 스펙트럼 밀도(cross power spectral density, CPSD) 벡터와 참고신호에 포함된 협대역 성분의 PSD 행렬이다. 여기서 참고신호 협대역 성분 벡터는 $\mathbf{S} = [A_1 \exp(j\theta_1) A_2 \exp(j\theta_2) \cdots A_L \exp(j\theta_L)]^T$ 로 나타낸다. Eqs.(4), (8)과 (9)를 Eq.(7)에 대입하면 다음과 같다.

$$E[|E^o|^2] = |A_d|^2 + |A_d|^2 \mathbf{S}^H [\mathbf{S} \mathbf{S}^H + \mathbf{P}_{V_X V_X}]^{-1} \mathbf{S} + P_{V_d V_d}, \quad (10)$$

Woodbury matrix identity를 사용하면 Eq.(10)은 다음과 같이 간략화 된다.^[11]

$$E[|E^o|^2] = \frac{|A_d|^2}{\xi_1 + \xi_2 + \cdots + \xi_L + 1} + P_{V_d V_d}, \quad (11)$$

여기서 $\xi_i = \frac{|A_i|^2}{P_{V_{X_i} V_{X_i}}}$ 는 i 번째 참고신호의 SNR을 나타내며, $P_{V_d V_d} = E[|V_d|^2]$ 는 주신호에 포함된 광대역 잡음의 PSD이다. Eq.(11)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$E[|E^o|^2] = \frac{|A_d|^2}{\xi_{\max}} \frac{1}{v_1 + v_2 + \cdots + v_L + 1} + P_{V_d V_d}, \quad (12)$$

여기서 $v_i = \frac{\xi_i}{\xi_{\max}}$ 는 참고신호들의 SNR 중 최고값 ξ_{\max} 과 i 번째 참고신호의 SNR의 비이다. Eqs.(11)과 (12)를 관찰해 보면 SNR은 항상 양수이기 때문에 참고신호의 수를 늘릴수록 적응 잡음 제거 기법의 정상 상태 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다.

또한 Eq.(1)에 Eq.(2)를 대입하면 다음과 같다.

$$\mathbf{W}(k, l+1) = \mathbf{W}(k, l) [\mathbf{I} + \mu \mathbf{A}^{-1}(k, l) \mathbf{X}(k, l) \mathbf{X}^H(k, l)], \quad (13)$$

적응 필터의 수렴속도는 $E[\mathbf{A}^{-1}(k, l) \mathbf{X}(k, l) \mathbf{X}^H(k, l)]$ 의 고유치 비에 의해 결정된다.^[5] 참고신호들이 특정 FFT 빈에서 2개 이상의 중복되는 협대역 신호를 포함할 경우 응답도에 의해 고유치 비는 1보다 항상 크다.^[5]

따라서 참고신호의 SNR의 차이가 크게 날 경우, 예를 들어 참고신호가 2개일 때 첫 번째 참고신호의 SNR $\xi_1 = 10$ 이고 두 번째 참고신호의 SNR $\xi_2 = 1$ 일 경우, 상대적으로 SNR이 낮은 참고신호가 추가 되어도 최적 평균 제곱 오차가 크게 줄어들지 않는 것을 Eq.(12)을 통해 관찰할 수 있다. 또한 응집도에 의해서 고유치 비가 커지기 때문에 수렴속도가 느려지게 된다. 위와 같은 문제를 해결하기 위해 참고입력의 SNR을 측정하여 SNR이 낮을 경우 해당 참고 채널의 신호를 사용하지 않는 방법을 사용할 수 있다.

그러나 실제 환경에서 참고입력에 유입된 광대역 방해 신호의 크기, 즉, SNR을 알 수 없다. 따라서 본 논문에서는 주신호와 참고신호 간의 MSC와 참고신호 SNR의 관계식을 이용하여, MSC로부터 갱신할 적응 필터를 선택하는 방법을 사용함으로써 광대역 방해 신호에 견고한 ANC 기법을 제안한다.

먼저 주신호와 참고신호 간의 MSC는 $\eta_i = \frac{|A_d|^2 |A_i|^2}{(|A_i|^2 + P_{V_x, V_x}) |A_d|^2}$ 와 같이 정의되며, 주신호와 참고신호 간의 MSC는 SNR을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.^[10]

$$\eta_i = \frac{1}{1 + \frac{1}{\xi_i}}. \quad (14)$$

위 식으로부터 η_i 는 ξ_i 에 결정되는 것을 알 수 있다. 참고신호의 SNR에 따른 참고신호 선택을 하기 위해 Eq.(14)을 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\frac{1}{\xi_i} = \frac{1}{\eta_i} - 1, \quad (15)$$

따라서 Eq.(15)를 사용하면 v_i 는 다음과 같이 우리가 구할 수 있는 상수들로 다시 나타낼 수 있다.

$$v_i = \frac{\eta_i(\eta_{\max} - 1)}{\eta_{\max}(\eta_i - 1)}. \quad (16)$$

Fig. 2는 두 개의 주신호와 참고신호들의 MSC에

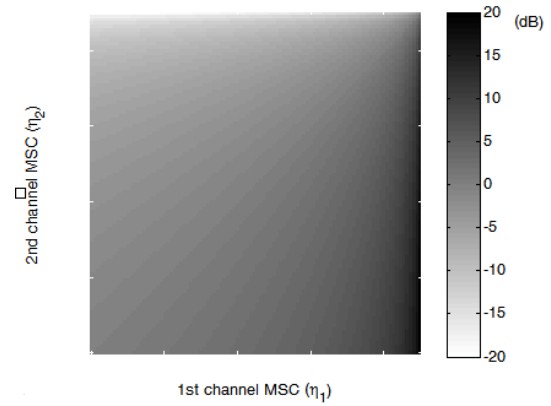


Fig. 2. Relationship between MSCs and v_i .

따른 v_i 의 변화를 나타낸다. 두 참고신호의 MSC가 동일한 경우를 기준으로 MSC의 차이가 클수록 v_i 이 커지거나 작아지는 것을 관찰할 수 있다. 따라서 최종적으로 다음과 같은 적응식을 사용할 수 있다.

$$W_i(k, l+1) = W_i(k, l) + \frac{\mu}{\hat{P}_{X_i X_i}} X_i(k, l) E^*(k, l), v_i \geq \delta, \quad (17)$$

$$W_i(k, l) = 0, \text{ otherwise}, \quad (18)$$

여기서 한계치 δ 는 실험적으로 설정한다.

본 논문에서는 MSC를 다음과 같이 추정된 PSD들을 사용하여 계산한다.

$$\hat{\eta}_i(k, l) = \frac{|\hat{P}_{X_i D}(k, l)|^2}{\hat{P}_{X_i X_i}(k, l) \hat{P}_{DD}(k, l)}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{P}_{X_i D}(k, l) &= (1 - \lambda) \hat{P}_{X_i D}(k, l - 1) + \lambda X_i(k, l) D^*(k, l), \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \hat{P}_{DD}(k, l) &= (1 - \lambda) \hat{P}_{DD}(k, l - 1) + \lambda D(k, l) D^*(k, l), \end{aligned} \quad (21)$$

Fig. 3은 제안한 기법의 블록도를 나타낸다.

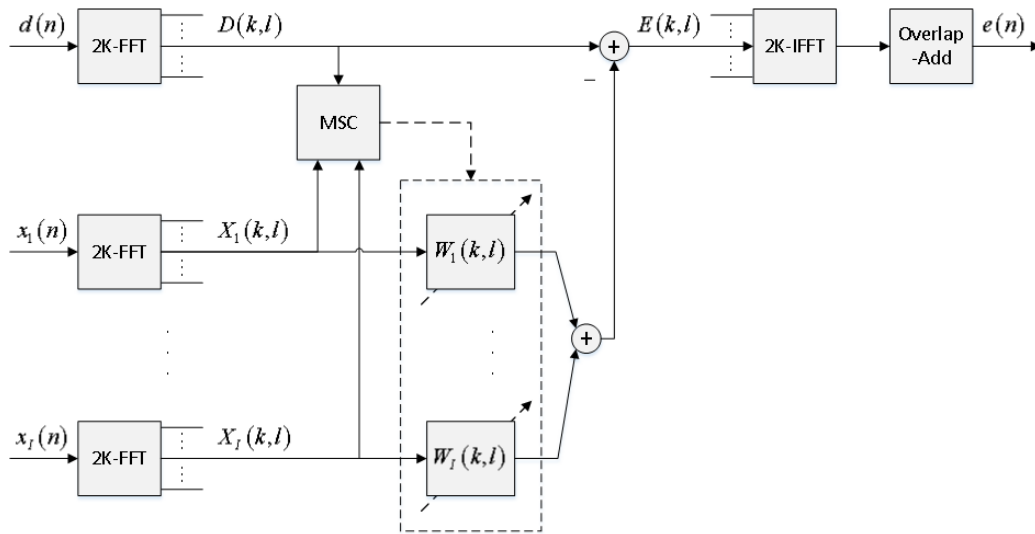


Fig. 3. Proposed STFT MR ANC.

IV. 실험 결과

제안한 기법이 갖는 장점을 확인하기 위하여 실험을 진행하였다. 이 실험에서 샘플링 주파수는 2,000 Hz로 설정하였다. 주신호 $d(n)$ 는 기본 주파수가 150 Hz이고 주파수 간격이 50 Hz인 16개의 sinusoid로 구성하였으며, 실험에 사용되는 참고신호는 총 4개이다. 첫 번째 참고신호 $x_1(n)$ 는 기본 주파수가 150 Hz이고 주파수 간격은 주신호와 동일한 12개의 sinusoid로 구성된 신호, 두 번째 참고신호 $x_2(n)$ 는 기본 주파수가 350 Hz이며 주파수 간격은 주신호와 동일한 12개의 sinusoid로 구성된 신호, 세 번째 참고신호 $x_3(n)$ 는 기본 주파수가 150 Hz이고 주파수 간격은 주신호와 동일한 8개의 sinusoid로 구성된 신호, 네 번째 참고신호 $x_4(n)$ 는 기본 주파수가 550 Hz이며 주파수 간격은 주신호와 동일한 8개의 sinusoid로 구성된 신호이다. 모든 sinusoid의 진폭은 1로 가정하였고, 위상은 $-\pi$ 부터 π 의 균일 분포를 갖는 랜덤 변수로 가정하였다. 주신호에 포함된 광대역 방해 신호 $v_d(n)$ 는 0.01의 파워를 갖는 백색 가우시안 잡음으로 가정하였다. 광대역 방해 신호 $v_1(n), v_2(n), v_3(n), v_4(n)$ 또한 백색 가우시안 잡음으로 가정하였고 $v_1(n)$ 과 $v_4(n)$ 의 파워는 1, $v_2(n)$ 과 $v_3(n)$ 의 파워는 0.01로 가정하였다. 모든 실험은 100번의 독립 수행으로 결과를 얻었고 학습 곡선과 정상 상태 평균 제곱 오차를

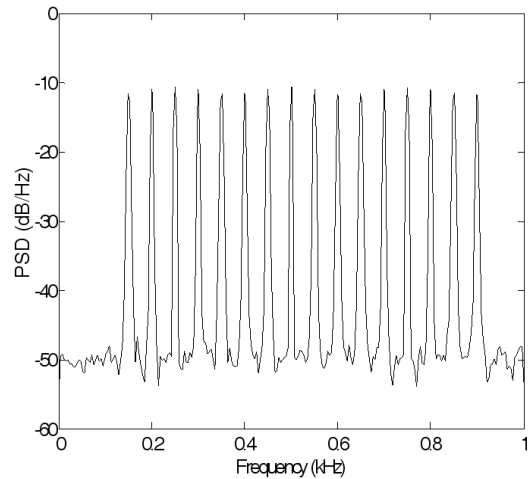


Fig. 4. Power spectral density of primary signal.

사용하여 성능 분석을 진행하였다. Figs. 4와 5 (a), (b), (c), (d)는 각각 주신호, 첫 번째 참고신호, 두 번째 참고신호, 세 번째 참고신호, 네 번째 참고신호의 PSD를 나타낸다.

첫 번째 실험은 참고신호 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 를 사용하여 진행하였다. Fig. 6에서 기존의 주파수 영역 다중 채널 ANC와 제안한 기법간의 학습 곡선을 비교하였다. FFT 크기 $2K=128$, 적응 상수 $\mu=0.1$, 한계치 $\delta=1$ 로 정하였다. 이는 가장 SNR이 큰 참고 채널만을 사용하는 것을 뜻한다. 실선과 점선은 각각 기존 기법과 제안한 기법의 학습 곡선을 나타낸다. 제안한 기법은 중첩되는 FFT 빈에서 한계치를 사용하여

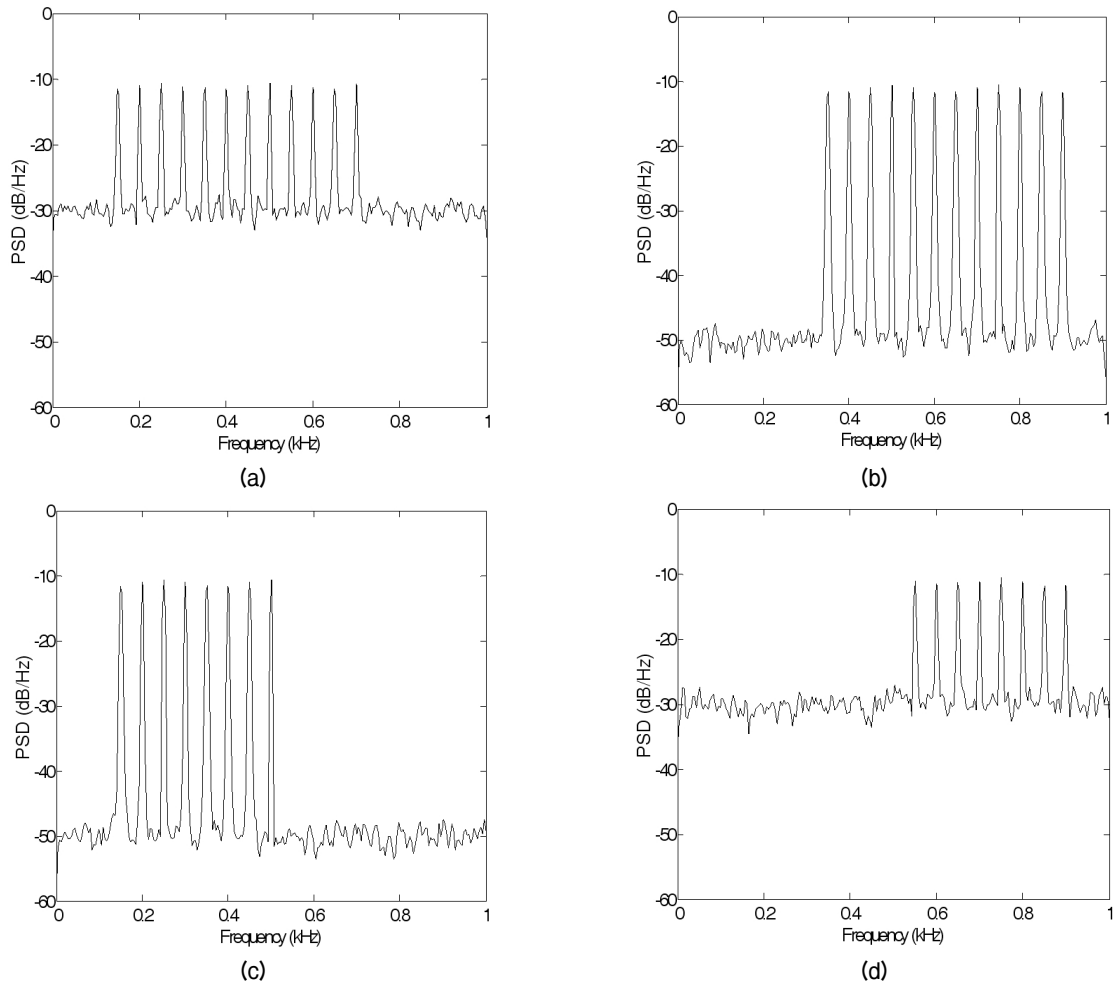


Fig. 5. Power spectral density of reference signals.

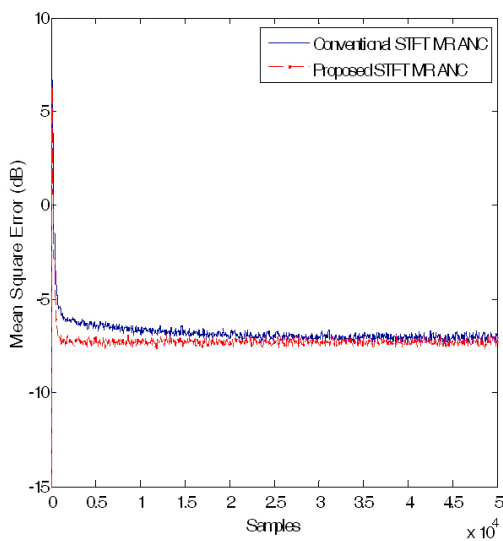


Fig. 6. Learning curve comparison between conventional STFT MR ANC and proposed STFT MR ANC ($l = 2$).

SNR이 낮은 참고 채널을 사용하지 않음으로써 응답도 로 인한 고유치 비 증가 문제를 해결하였다. 따라서 제안한 기법이 기존 기법보다 빠른 수렴속도를 가지는 것을 알 수 있다. Fig 7은 정상상태에서 관찰한 기존 기법과 제안한 기법 오차 신호의 PSD와 주 신호의 PSD(ANC off)를 비교한 그림이다. 앞서 언급 하였던듯이 실험에 사용한 참고신호의 SNR 차이가 20 dB가 되기 때문에 협대역 성분이 중복적으로 존재 하는 350 Hz, 400 Hz, 450 Hz, 500 Hz, 550 Hz, 600 Hz, 650 Hz, 700 Hz 대역에서 제안한 기법이 SNR이 높은 참고 채널만을 사용하여도 기존 기법과 유사한 잔여 오차를 가짐을 알 수 있다.

두 번째 실험에서는 주 신호는 동일하고 참고신호 $x_1(n)$, $x_2(n)$, $x_3(n)$, $x_4(n)$ 를 모두 사용하여 실험을 진행하였다. 나머지 실험 환경은 첫 번째 실험과 동

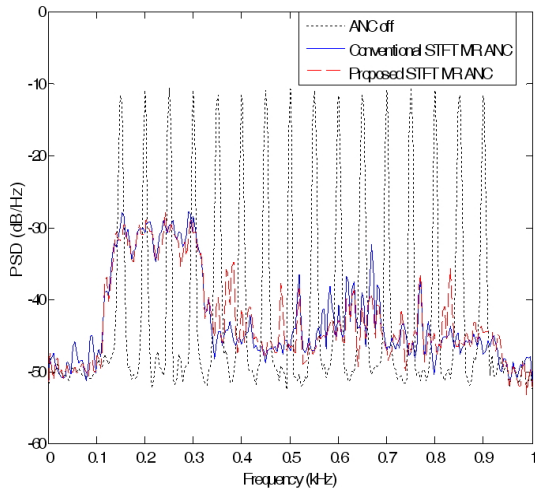


Fig. 7. Power spectral density of steady-state error signal ($l = 2$).

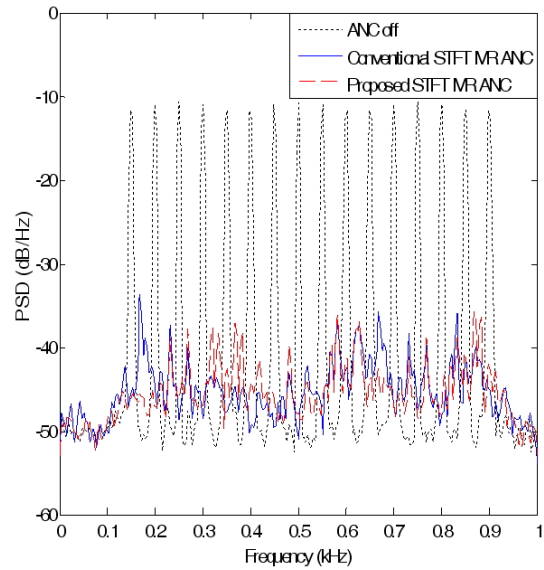


Fig. 9. Power spectral density of steady-state error signal ($l = 4$).

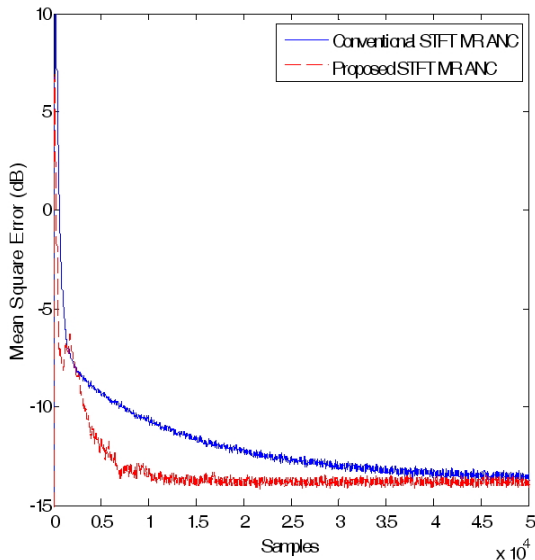


Fig. 8. Learning curve comparison between conventional STFT MR ANC and proposed STFT MR ANC ($l = 4$).

일하게 설정하였다. Fig. 8에서 기존의 주파수 영역 다중채널 ANC와 제안한 기법간의 학습 곡선을 비교하였다. 350 Hz, 400 Hz, 450 Hz, 500 Hz, 550 Hz, 600 Hz, 650 Hz, 700 Hz의 협대역 성분이 3개의 참고신호에서 존재하기 때문에 응집도가 첫 번째 실험보다 높고 이로 인해서 기존의 소음 제거 기법의 소음 제거 성능은 향상되지만 수렴속도가 느림을 관찰할 수 있다. 하지만 제안한 기법은 여전히 첫 번째 실험과 마찬가지로 빠른 수렴 속도를 가지며 기존의 기법과 유사한 소음 제거 성능을 가짐을 관찰할 수 있다. Fig.

9는 정상상태에서 관찰한 기존 기법과 제안한 기법 오차 신호의 PSD와 주신호의 PSD(ANC off)를 비교한 그림이다. 150 Hz, 200 Hz, 250 Hz, 300 Hz에서 세 번째 참고신호의 SNR이 첫 번째 참고신호의 SNR보다 크기 때문에 더욱더 향상된 소음 제거 성능을 얻을 수 있음을 관찰하였다. 또한 제안한 기법이 기존 기법과 유사한 소음 제거 성능을 가짐을 관찰하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 참고신호의 SNR이 주파수 영역의 다채널 ANC의 잡음 제거 성능을 영향을 주는 것을 보이고, 특정 FFT 빈에서 중복되는 성분에 의해 수렴 속도가 느려짐을 보였다. 이를 해결하기 위해서 새로운 주파수 영역 다채널 ANC를 제안하였으며, 제안한 기법에서는 주신호와 참고신호 간의 MSC를 측정하여 적응 필터의 갱신 유무를 결정함으로써 참고신호의 주파수 특성에 견고한 소음 제거 성능을 보임을 확인하였다. 실험을 통하여 제안한 방법의 성능을 확인하였다. 참고신호들의 SNR을 MSC를 사용하여 관찰함으로써 참고신호의 사용 유무를 결정하기 때문에 실제 환경에서 협대역 소음의 참고입력 센서가 방해 신호에 의해서 간섭 받을 경우에도 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 국방과학연구소가 지원하는 프로젝트에 의해 진행되었습니다(계약번호 UD090015DD).

References

1. B. Widrow, J. R. Glover, J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Heam, J. R. Zeidler, Eugene Dong, and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: principles and applications," *Proceedings of the IEEE* **63**, 692-1716 (1975).
2. J. R. Glover, "Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process.* **25**, 484-491 (1977).
3. S. Johansson, I. Claesson, S. Nordebo, and P. Sjosten, "Evaluation of multiple reference active noise control algorithms on dornier 328 aircraft data," *IEEE Trans. Speech Audio Process.* **7**, 473-477 (1999).
4. S. Johansson, S. Nordebo, and I. Claesson, "Convergence analysis of a twin-reference complex least-mean squares algorithm," *IEEE Trans. Speech Audio Process.* **10**, 213-221 (2002).
5. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory 4th ed.*(Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002).
6. N. J. Bershad and J. C. M. Bermudez, "Sinusoidal interference rejection analysis of an LMS adaptive feedforward controller with a noisy periodic reference," *IEEE Trans. Signal Process.* **46**, 1298-1313 (1998).
7. S.-W. Kim, Y.-C. Park, and D. H. Youn, "A robust high-order lattice notch filter and its application to narrowband noise cancellation," *EURASIP J. Adv. Signal Process.* 2014, <http://asp.eurasipjournals.com/content/2014/1/137,2014>.
8. J. J. Shynk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering," *IEEE Signal Process. Magazine* **9**, 14-37 (1992).
9. Y. Zhou, J. Chen, and X. Li, "A time/frequency-domain unified delayless partitioned block frequency-domain adaptive filter," *IEEE Trans. Signal Process.* **14**, 976-979 (2007).
10. J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing - Principles, Algorithms, and Application 4th ed.*(Prentice Hall, Upper Saddle River, 2007).
11. N. J. Higham, *Accuracy and Stability of Numerical Algorithms 2nd ed.* (SIAM, Philadelphia, 2002).

저자 약력

▶ 김 성 우 (Seong-woo Kim)



2008년: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과(학사)
2008년 ~ 현재: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과(통합과정)
<관심분야> 디지털 신호처리, 적응 신호처리

▶ 서 지 호 (Ji-ho Seo)



2013년: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과(학사)
2013년 ~ 현재: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과(통합과정)
<관심분야> 디지털 신호처리, 적응 신호처리

▶ 류 영 우 (Young-woo Ryu)



2004년: 포항공과대학교 전자공학과(학사)
2006년: 포항공과대학교 전자공학과(석사)
2006년 ~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원
<관심분야> 소나 신호처리, 적응 신호처리

▶ 박 영 철 (Young-cheol Park)



1986년: 전기전자공학과(학사)
1988년: 전기전자공학과(석사)
1993년: 전기전자공학과(박사)
2002년 ~ 현재: 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 음성 신호처리, 적응 신호처리

▶ 윤 대 희 (Dae Hee Youn)



1977년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
1979년: Kansas State Univ.(공학 석사)
1982년: Kansas State Univ.(공학 박사)
1985년 ~ 현재: 연세대학교 전기전자공학부 교수
<관심분야> 디지털 신호처리, 적응 신호처리, 3D 오디오 신호처리