

論文95-32B-11-12

# 축소격자필터 구조를 사용한 음향반향제거기

## (An Acoustic Echo Canceller By Using the Reduced Lattice Filter Structure)

柳 在 河 \*, 趙 誠 鎬 \*\*, 尹 大 熙 \*, 車 日 煥 \*

(Jae Ha Yoo, Sung Ho Cho, Dae Hee Youn, and Il Whan Cha)

### 요 약

트랜스버설 필터 구조에 LMS 알고리즘을 적용할 경우 계산량은 간단하지만 임펄스응답이 길거나 음성신호와 같이 상관도가 높은 신호가 입력신호로 사용되는 경우에는 수렴성능이 매우 저하된다. 격자필터는 후방예측 오차신호간의 직교성질에 의해 수렴성능이 우수하나 임펄스응답이 긴 경우 계산량이 증가하여 실시간 구현이 어렵다. 본 논문에서는 필터 입력신호가  $P$ 차의 AR 프로세스로 잘 모델링될 경우,  $P$ 차 이후의 반사계수는 거의 0에 가깝다는 성질을 이용하여 격자필터의  $P$ 번째단 이후를 트랜스버설 필터로 구현한 축소격자필터를 제안하였다. 제안한 필터를 사용하면 트랜스버설 필터에 비해 약간의 계산량이 증가된 형태로도 격자필터와 유사한 수렴속도를 가질 수 있다. 음향반향제거기는 입력신호가 음성신호이고 추정 대상 시스템의 임펄스응답이 매우 길고 또한 자주 변화하기 때문에 축소격자필터를 사용하면 매우 효율적이다.

### Abstract

When the LMS algorithm is employed in the transversal filter structure, the computational complexity can be kept reasonably low. However, if the impulse response to be estimated is very long or signals involved are highly correlated like a speech the convergence speed becomes slow. The lattice filter is an excellent alternative to improve convergence speed since the lattice structure inherently has the orthogonal property among the backward prediction errors, but at the expense of the excessive computational load. If the input signal to be used can be sufficiently well modeled as a  $P$ -th order autoregressive(AR) process, the reflection coefficients after the  $P$ -th stage will be close to zero. Then, instead of employing the full lattice structure, the joint lattice filter structure can be implemented in conjunction with the transversal filter structure after the  $P$ -th stage. We propose, in this paper, this new lattice/transversal joint structure, and we will call it the reduced lattice filter. Using the reduced lattice filter, we are now able to achieve the performance as good as that of the lattice filter, while maintaining the complexity as low as that of the transversal filter. The proposed filter is particularly useful for an acoustic echo canceller due to the highly correlatedness nature of speeches and the long and frequently changing echo paths.

### I. 서 론

\* 正會員, 延世大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng. Yonsei Univ)

\*\* 正會員, 漢陽大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng. Hanyang Univ)

※ 이 연구는 1992년도 한국과학재단 연구비지원에 의한 결과임.

接受日字: 1994年9月28日, 수정완료일: 1995年11月4日

정보화 사회의 발전과 더불어 빠르게 진행되고 있는 통신수단의 발전은 기존의 전화기를 통한 유선방식으로부터 무선방식으로 또한, 편리한 통화환경 조성을 위해 송수기(hand-set)를 사용하지 않는 핸드프리(hands-free) 통신방식으로 발전해 나가고 있다. 심지어 일부 국가에서는 주행중의 안정성을 높이기 위하

여 차량내에 전화기를 설치하는 것을 법적으로 의무화하고 있다<sup>11)</sup>. 그러나 핸드프리 통신 방식은 스피커, 통화자가 위치해 있는 실내공간, 마이크로폰으로 구성되는 경로를 통해 반향이 발생되기 때문에 반향을 효과적으로 제어할 수 있는 방법이 필요하다. 음향반향제거 방법은 반향경로를 추정하여 생성된 반향 성분만을 없애주는 방법으로서, 기존의 다른 방법들에서 발생하는 통화의 부자연성 또는 음질의 저하 등이 전혀 발생하지 않기 때문에 반향 문제를 해결할 수 있는 궁극적인 해결 방법이다.

현재까지는 계산량이 적고 구현이 용이하다는 장점 때문에 LMS(least mean square) 알고리즘을 사용하는 트랜스버설 필터가 음향반향제거기에 주로 사용되고 있다. 그러나, 트랜스버설 필터는 입력신호가 음성신호와 같이 상관도가 매우 높은 신호인 경우 고유치분포율(eigenvalue spread ratio)이 증가하여 수렴성능이 저하된다<sup>12) 13)</sup>.

입력신호를 화이트닝 필터를 통과시켜 고유치분포율을 낮춘후 적응필터의 입력신호로 사용함으로써 수렴속도를 향상시키는 프리화이트닝 필터<sup>14) 15) 16)</sup>, 입력신호를 대역별로 분할하여 각 대역별로 적응필터링을 수행하는 서브밴드(sub-band) 적응디지털필터<sup>17) 18)</sup>, RLS(recursive least square) 형태의 알고리즘을 사용하는 필터<sup>19)</sup> 등이 수렴속도를 향상시키기 위한 방법으로 연구되어 왔다. 그러나, 프리화이트닝 필터는 계산량 및 메모리 양이 필터탭수에 비례하여 증가하며<sup>16)</sup>, 서브밴드 적응디지털필터는 이상적이지 못한 대역 분할, 합성 필터에 의해 에일리어징(aliasing)이 발생하여 정상상태 성능이 저하된다<sup>11)</sup>. 또한 고속 RLS 방법은 오차누적에 의해 발생하는 불안정성 문제를 고려해 주어야만 하는 문제가 있다.

격자필터는 Gram-Schmidt 직교화 과정을 각 단별로(stage by stage) 수행하기 때문에 모듈화하기가 쉬우며, 유한 해상도를 갖는 디지털신호처리를 사용하는 경우에도 수치적 특성이 우수하고 또한 후방예측 오차(backward prediction error) 간에 상관도가 존재하지 않아 수렴속도를 향상시킬 수 있다는 장점으로 인해 음성신호처리와 관련된 많은 분야에서 사용되고 있다<sup>10)</sup>. 그러나, 임펄스응답이 긴 경우에는 계산량이 증가하여 실시간 구현이 어려울 뿐만아니라, 필요한 메모리 소자수도 증가하여 가격이 비싸지게 된다.

음향반향제거기의 입력신호는 음성신호이며, 음성신

호는 AR(autoressive) 프로세스로 잘 모델링되기 때문에 격자필터의 예측기 부분의 차수는 필터탭수만큼 필요하지 않다. 즉, 격자필터의 입력신호가  $P$ 차의 AR 프로세스일 경우  $P$ 번째 단 이후의 반사계수(reflection coefficient)는 0이 되고  $P$ 단 이후의 후방예측오차는 전단의 신호가 지연된 것에 불과하며 상관도가 없는 신호가 된다. 본 논문에서는 이와 같은 성질을 이용하여  $P$ 단까지는 격자필터의 구조를 가지며 그 이후는 트랜스버설 필터의 구조를 갖는 축소격자필터를 제안한다. 축소격자필터는 격자필터에 비해서는 계산량 및 메모리 양이 대폭 감소된 형태이며, 트랜스버설 필터에 비해서는 약간의 계산량이 추가된 형태가 된다. 축소격자필터는 격자필터와 유사한 동작 특성을 가지면서도 필요한 계산량과 메모리소자수는 매우 적기때문에 음향반향제거기에 성공적으로 적용될 수 있다.

본 논문에서는 축소격자필터의 구현 방법과 필터계수의 적응방법을 제시하였으며, 이를 32ms의 임펄스응답을 갖는 음향반향경로를 추정하는 음향반향제거기에 적용하여 격자필터와 유사한 수렴속도를 가질 수 있음을 보였다.

## II. 음향반향 제거기

음향반향은 핸드프리 전화기, 원거리회의 시스템 등에서 발생한다. 그림 1은 반향의 발생경로와 반향제거기의 위치를 나타내고 있다. 여기서  $x(n)$ ,  $v(n)$ ,  $c(n)$ 과  $\hat{s}(n)$ 은 각각 수신된 원단신호(far end signal), 송신된 근단신호(near end signal), 주변잡음과 음향반향제거기 출력을 나타낸다.  $x(n)$ 은 스피커와 통화자가 위치해 있는 실내공간 그리고 마이크로폰으로 이루어지는 반향경로를 경유하여 다시 원단으로 되돌아가게 된다. 그 결과 원단화자는 근단신호와 더불어 원치 않는 반향신호를 함께 수신하게 되므로 통화에 막대한 지장을 초래하게 된다. 이러한 반향의 영향은 그 크기와 지연시간에 비례하여 증가하게 된다. 차량전화기의 경우 왕복지연시간(round-trip delay)이 대략 200 ms 이상이므로 핸드프리 전화기를 사용하는 경우 반향은 심각한 영향을 미치게 된다<sup>11)</sup>.

원거리 회의실이나 실내주거공간의 경우에도 잔향시간이 약 100-400 ms 정도이므로 음향반향제거기의 필터계수는 수천 샘플이 필요하다. 흡음재를 많이 사용

한 실내공간이나 자동차 내부와 같은 경우에는 약 30ms 정도의 잔향시간을 가지므로, 8kHz 샘플링시 200-300 탭의 필터계수가 필요하다<sup>16)</sup>.

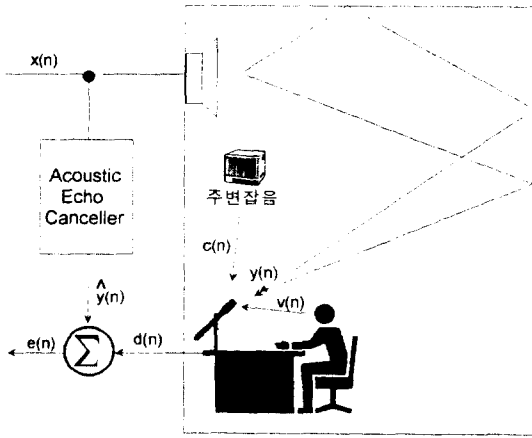


그림 1. 음향반향 경로와 반향제거기  
Fig. 1. Acoustic echo path and echo canceller.

하이브리드의 임피던스 부정합에 의해 전화채널에서 발생하는 음성반향의 경우 그 임펄스응답이 시간에 따라 매우 천천히 변화하지만 음향반향의 경우에는 회의 참석자나 운전자가 머리, 팔 등을 자주 움직이기 때문에 음향반향경로는 시간에 따라 자주 변화한다. 또한, 반향제거기의 입력신호로 사용되는 음성신호는 이웃 샘플간에 상관도가 매우 높으며 통계적 특성이 비정적(nonstationary) 이기 때문에 적응필터는 매우 빠른 수렴속도가 요구된다.

음향반향제거기의 적응디지털필터로는 트랜스버설 필터가 주로 사용되고 있다.  $w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)$ 을 적응필터의 계수라 하면 이는 입력신호  $x(n)$ 과 추정오차신호  $e(n)$ 에 따라 반향경로를 추정한다. 동시통화(double talk) 중에는 근단신호가 오차신호에 존재하므로 필터계수를 발산시킬 수 있기 때문에 필터계수의 적응을 중단하여야 한다. 그러므로 필터계수의 적응은 입력신호  $x(n)$ 이 존재하고 근단신호  $v(n)$ 이 존재하지 않는 동안에만 이루어져야한다.

적응필터의 출력  $\hat{y}(n)$ , 추정오차신호  $e(n)$  그리고 적응필터의 주입력신호(primary input signal)  $d(n)$  은 다음과 같다.

$$\hat{y}(n) = W^T(n)X(n) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (2)$$

$$d(n) = y(n) + c(n) + v(n) \quad (3)$$

여기서  $X(n)$ 과  $W(n)$ 은 다음과 같다.

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T \quad (4)$$

$$W(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T \quad (5)$$

이때  $[\cdot]^T$  은  $[\cdot]$ 의 전치행렬(transpose matrix)을 나타내며,  $L$ 은 필터탭수를 나타낸다. 음성신호는 시간에 따라 그 크기가 급격하게 변화하므로 적응알고리즘은 입력신호의 파워레벨에 무관한 수렴속도를 갖는 변형된 LMS (modified LMS, MLMS) 알고리즘을 사용하여야 한다. 필터계수 적응방정식은 다음과 같다.

$$W(n+1) = W(n) + \frac{(1-\beta)}{\hat{\sigma}_x^2(n)} e(n) X(n) \quad (6)$$

$$\hat{\sigma}_x^2(n) = \beta \hat{\sigma}_x^2(n-1) + (1-\beta)x^2(n)$$

여기서  $\hat{\sigma}_x^2(n)$ 은 입력신호 파워레벨의 추정치이며,  $\beta$ 는 평균 시상수를 제어하는 상수이다.

### III. 축소격자필터

LMS 알고리즘의 수렴성능을 개선시키기 위하여 입력신호를 상관도가 없는 신호로 변환시킨 뒤 적응필터의 입력신호로 사용함으로써 수렴성능을 향상시키기 위한 연구가 진행되어 왔다. 격자필터는 Gram-Schmidt 직교화 과정을 수행하는 격자형태의 예측필터와 적응필터가 결합된 형태로서 Satorius가 적응등화기에 적용하여 수렴성능을 획기적으로 개선시킬 수 있음을 보였다<sup>10)</sup>.

격자필터는 입력신호를 격자에측기에 통과시켜 후방 예측오차신호를 만들고 이 신호를 적응필터부의 입력신호로 사용한다. 후방예측오차간에는 직교성질이 만족되므로 트랜스버설 필터에 비해 수렴속도의 향상을 기할 수 있다. 입력신호와 후방예측오차신호간의 변환은 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$B(n) = TX(n) \quad (7)$$

$$B(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots, b_{L-1}(n)]^T \quad (8)$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_1(1) & 1 & 0 & \dots & 0 \\ a_2(2) & a_2(1) & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{L-1}(L-1) & a_{L-1}(L-2) & a_{L-1}(L-3) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서  $B(n)$ ,  $T$ 는 각각 후방예측오차신호벡터,  $L \times L$  변환행렬을 나타낸다. 변환행렬  $T$ 는 주대각 성분이 모두 1인 하위삼각행렬(lower triangular matrix)이며, 행렬의 원소  $a_i(j)$  ( $j < i$ )는  $i$ 차로 구성된 전방예측오차필터의  $j$ 번째 필터계수를 나타낸다<sup>[11][8]</sup>. 이러한 격자필터는 수렴속도를 향상시킬 수 있지만 음향반향제거기와 같이 임펄스응답이 긴 경우에는 계산량이 증가하여 실시간 구현이 어렵다.

일반적으로 음성신호는 AR 프로세스로 잘 모델링되며, 8kHz의 대역폭을 갖는 음성신호의 경우 8개 이하의 포만트(formant)가 존재한다. 음성발생 과정에서 극점은 성도(vocal tract)의 포만트를 결정하며 공액복소수의 형태로 나타나므로 예측기의 차수는 16 이하가 된다. 필터 입력신호  $x(n)$ 이  $P$ 차의 AR 프로세스로 정확히 모델링 될 수 있는 음성신호이면, 변환행렬  $T$ 는 다음과 같이 된다.

$$T = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ a_1(1) & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_i(1) \dots a_i(P-1) & a_i(P-2) & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{P-1}(1) \dots a_{P-1}(P-1) & a_{P-1}(P-2) & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_P(1) \dots a_P(P-1) & a_P(P-2) & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & a_P(1) \dots a_P(P-1) & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & a_{P-1}(1) \dots a_{P-1}(P-1) & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

즉,  $P$ 차 이후의 전방예측오차필터의 계수는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$a_{p+k}(i) = \begin{cases} a_p(i) & 1 \leq i \leq P \\ 0 & P+1 \leq i \leq P+k, (1 \leq k \leq L-P-1) \end{cases} \quad (11)$$

즉,  $P$ 차보다 큰 전방예측오차필터의 계수  $a_{p+k}(i)$  ( $1 \leq i \leq P, 1 \leq k \leq L-P-1$ )는  $a_p(i)$ 와 같으므로  $P$ 차 이후의 후방예측오차신호는 바로 전단의 후방예측오차신호가 단순지연된 것에 불과하므로  $P$ 단 이후의 반사계수는 0이 되어 각 단은 동일한 파워를 갖게 된다. 그 결과 격자예측기는  $P$ 단 이후의 반사계수를 계산하는데 불필요한 시간을 낭비할 뿐만 아니라  $P$ 단 이후의 반사계수와  $P$ 단 이후의 전방예측오차를 위한 메모리를 낭비하게 된다.

그러므로 그림 2와 같이 계산량과 메모리 소자수면에서 효율적인 구조를 생각할 수 있다. 본 논문에서는 이를 축소격자필터라 명명한다.  $P$ 번째 단까지는 격자필터와 동일하게 후방예측오차신호를 적응필터부의 입력신호로 사용하며,  $P$ 단 이후의 후방예측오차신호는 트랜스버설 필터와 동일하게 단순지연 형태로 적응필터부의 입력신호로 사용한다. 축소격자필터의 적응방정

식을 표 1에 요약하였다.

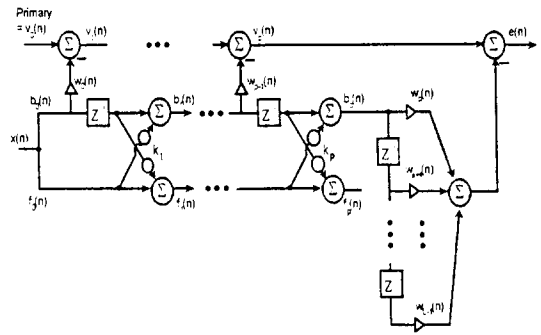


그림 2. 축소격자필터  
Fig. 2. Reduced lattice filter.

표 1. 축소격자필터의 적응 방정식  
Table 1. Update equation of the reduced lattice filter.

$\langle \text{filtering} \rangle$ $b_i(n) = f_i(n) = x(n)$ $v_i(n) = \text{primary input}$ $f_i(n) = f_{i-1}(n) + k_i(n)b_{i-1}(n-1) \quad (1 \leq i \leq P)$ $b_i(n) = b_{i-1}(n-1) - k_i(n)f_{i-1}(n) \quad (1 \leq i < P)$ $b_i(n) = b_{i-1}(n-1) \quad (P+1 \leq i \leq L)$ $v_i(n) = v_{i-1}(n) - w_{i-1}(n)b_{i-1}(n) \quad (1 \leq i \leq P)$ $e(n) = v_P(n) - \sum_{i=1}^P w_i(n)b_i(n)$	
$\langle \text{adaptation} \rangle$ $k_i(n+1) = k_i(n) - \frac{(1-\beta)}{s_i(n)} (b_i(n)f_{i-1}(n) + b_{i-1}(n-1)f_i(n)) \quad (1 \leq i < P)$ $s_i(n) = \beta s_i(n-1) + (1-\beta)(f_{i-1}^2(n) + b_{i-1}^2(n-1)) \quad (1 \leq i \leq P)$ $w_i(n+1) = w_i(n) + \frac{(1-\beta)}{t_i(n)} (v_{i-1}(n)b_i(n)) \quad (0 \leq i \leq P-1)$ $w_i(n+1) = w_i(n) + \frac{(1-\beta)}{t_i(n)} (e(n)b_i(n)) \quad (P \leq i \leq L-1)$ $t_i(n) = \beta t_i(n-1) + (1-\beta)(b_i^2(n)) \quad (0 \leq i \leq P)$	

표 2. 트랜스버설필터, 격자필터, 축소격자필터의 메모리양과 계산량 (L: 필터 램수, P: 격자예측기 차수)

Table 2. Memory and computational complexity of the transversal, lattice and reduced lattice filter (L: number of filter coefficient, P: order of the lattice predictor).

		트랜스버설필터	격자필터	축소격자필터
계산량	곱셈	2L	5L	2L+3P
	나눗셈	1	2L	2P

표 2는 트랜스버설필터, 격자필터 그리고 축소격자필터의 샘플당 계산량과 메모리 양을 나타낸다. 음향반

향제거기와 같이 임펄스응답시간이 수천샘플 이상 지속되는 경우에 격자필터의 계산량은 트랜스버설 필터보다 매우 많게 되어 실시간 구현이 어렵게 된다. 그러나, 축소격자필터의 격자예측기 차수  $P$ 는 16이하이므로 계산량 증가는 매우 적다. 특히, 수렴 속도 향상을 위해 제안된 기존의 방법들<sup>9) 11)</sup>은 트랜스버설 필터에 비해 메모리 소자수 증가가 최소 50% 이상인 반면 축소격자필터는 격자예측기에 해당하는 메모리 소자만 더 필요할 뿐이다.

IV. 실험 및 결과 고찰

제안된 축소격자필터의 성능을 관찰하기 위해서 트랜스버설 필터, 격자필터도 함께 모의실험을 수행하였다. 실제적인 상황을 고려하여 반향신호 대 잡음비(echo to noise ratio : ENR)을 10dB, 20dB로 바꾸어 가며 수행하였다. 실험에 사용된 음향반향경로의 임펄스응답은 흡음률이 좋은 방에서 측정한 것으로 32ms의 지속시간을 가지므로 8kHz 샘플링시 256샘플에 해당하며 그 형태는 그림 3과 같다. 필터입력신호로는 평균이 0, 분산이 1인 백색가우시안 잡음신호를 실제 한국어 모음에서 추출한 LPC 계수를 갖는 AR 필터에 통과시킨 유색신호를 사용하였다. 그림 4는 실험에 사용된 AR(10) 신호의 스펙트럼을 나타낸다.

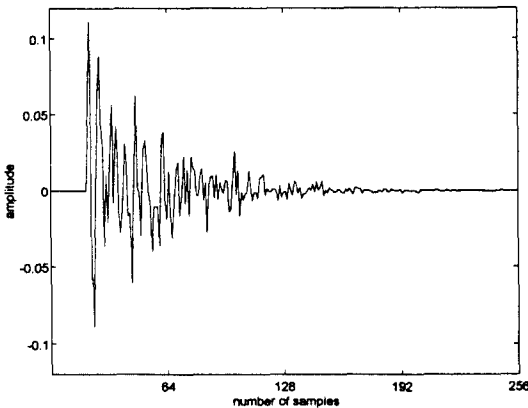


그림 3. 모의실험에 사용된 반향경로의 임펄스 응답  
Fig. 3. Impulse response of the acoustic echo path.

성능비교는 반향제거기의 성능을 평가하는 방법으로 널리 사용되는 ERLE(echo return loss enhance-

ment) 곡선을 사용하였으며 그 값은 다음 식과 같이 필터탭수  $L$ 에 해당하는 256 샘플 동안의 값을 평균내어 얻었다.

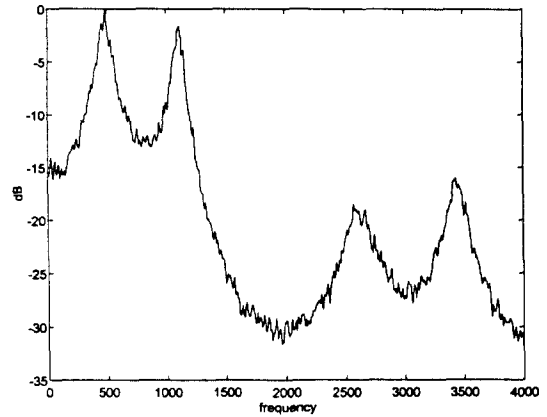


그림 4. 모의실험에 사용된 AR(10) 신호의 스펙트럼  
Fig. 4. Spectrum of AR(10) signal.

$$ERLE(n) \text{ in dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\sum_{i=0}^{L-1} y^2(n-i)}{\sum_{i=0}^{L-1} (y(n-i) - \hat{y}(n-i))^2} \right] \quad (12)$$

그림 5는 반향신호 대 잡음비가 10dB인 경우의 ERLE 곡선이다. 트랜스버설 필터와 격자필터의  $\beta$  값은 0.9997이고 제안한 축소격자필터는 0.9998이다. 축소격자필터의 예측기 차수는 10이며 정상상태에서의 ERLE는 24dB이다. 축소격자필터는 트랜스버설 필터보다 매우 빨리 정상상태에 도달하며 격자필터와는 거의 같은 시간에 정상상태에 도달한다. 일반적으로 자동차 차내에서는 ENR이 10dB 이하인 경우도 자주 있으므로 위의 결과로 볼 때 제안된 축소격자필터는 주변잡음이 많은 경우에 유용하게 사용될 수 있다. 그림 6은 반향신호 대 잡음비가 20dB인 경우의 결과이다. 트랜스버설 필터, 격자필터, 축소격자필터의  $\beta$  값은 각각 0.9993, 0.9993, 0.99986이며 정상상태의 ERLE는 30dB이다. 이 경우에도 축소격자필터는 격자필터에 비해서는 약간 늦게 정상상태에 도달하지만 트랜스버설 필터에 비해서는 매우 빠른 수렴속도를 나타낸다.

원거리회의 시스템이나 자동차 실내의 임펄스 응답은 시간에 따라 자주 변화하기 때문에 음향반향제거기는 수렴 성능뿐만 아니라 추적 성능도 우수하여야 한다.

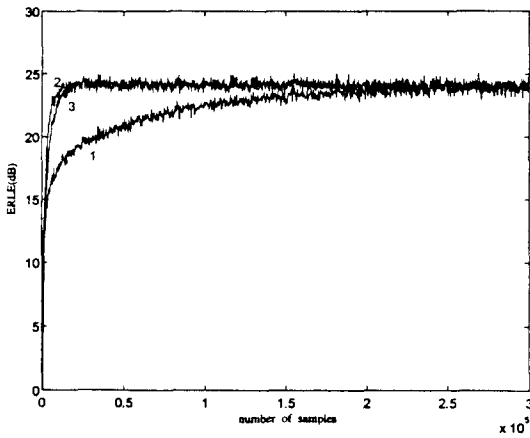


그림 5. ERLE (방향신호 대 잡음비 = 10 dB)  
1: 트랜스버설 필터 2: 격자 필터 3: 축소격자필터

Fig. 5. ERLE (echo to noise ratio = 10 dB).  
1: transversal filter 2: lattice filter  
3: reduced lattice filter

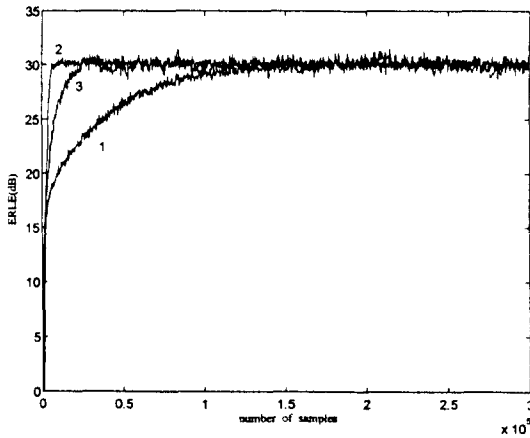


그림 6. ERLE (방향신호 대 잡음비 = 20 dB)  
1: 트랜스버설 필터 2: 격자 필터 3: 축소격자필터

Fig. 6. ERLE (echo to noise ratio = 20 dB).  
1: transversal filter 2: lattice filter  
3: reduced lattice filter

그림 7은 정상상태에 도달한 후 2초 뒤에 임펄스 응답이 180° 위상변화를 일으킨 경우에 대한 반향제거기의 성능을 나타낸다. 임펄스 응답의 변화가 일어난 직후에는 ERLE가 0 dB 이하로 내려간다. 격자필터와 축소격자필터는 곧 바로 변화된 임펄스 응답을 추적하여 정상상태에 도달하지만 축소격자필터에 비해 트랜

스버설 필터는 10배 이상의 시간이 소요된다.

수행된 수렴성능과 추적성능 결과로부터 제안한 음향반향제거기는 자동차내에서의 핸드프리 전화기나 잔향시간이 비교적 짧은 원거리회의 시스템에서 우수한 성능을 발휘할 수 있다.

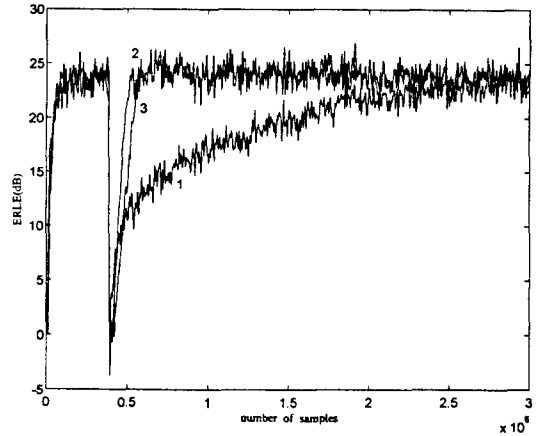


그림 7. 반향경로 추적 성능  
1: 트랜스버설 필터 2: 격자 필터 3: 축소격자필터

Fig. 7. Echo path tracking performance.  
1: transversal filter 2: lattice filter  
3: reduced lattice filter

### V. 결론

본 논문에서는 축소격자필터를 사용하는 음향반향제거기를 제안하였다. 트랜스버설필터는 구현이 쉽기 때문에 다양한 응용 분야에서 적용되어 왔으나 추정 대상시스템의 임펄스응답이 매우 길고 시간에 따라 자주 변화하는 경우 수렴성능이 저하되는 문제점을 갖고 있다. 한편, 격자필터는 수렴속도가 빠를 뿐 아니라 모듈화가 용이하고 수치적으로 안정되어 있다는 장점을 갖고 있으나 임펄스응답이 긴 경우에는 계산량이 증가하여 실시간 구현이 어렵다. 그러므로 음향반향제거기에는 격자필터의 빠른 수렴 성능과 트랜스버설 필터의 구현의 용이성을 동시에 만족시키는 적응디지털필터를 사용하여야 한다.

음성신호와 같이 AR 프로세스로 잘 모델링될 수 있는 신호가 격자필터의 입력신호로 사용되는 경우에는 AR 프로세스의 차수  $p$ 보다 큰 차수의 반사계수는 0에 가깝다. 그러므로,  $p$ 차 이후의 후방예측오차신호는 전단의 신호가 단순 지연된 것에 불과하므로 트랜스버

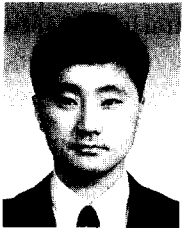
설 형태의 필터 구성이 가능하여 계산량 및 메모리 소자수를 대폭 감소시킬 수 있다. 즉, 계산량과 메모리 소자수는 트랜스버설 필터에 약간 추가된 형태이면서도 격자필터와 대등한 수렴성능을 가질 수 있는 필터가 구현 가능하다. 본 논문에서는 이를 축소격자필터라 명명하였다.

모의 실험은 32ms의 임펄스응답 시간을 갖는 반향 경로를 추정하는 문제에 대해서 수행하였다. 반향신호에 주변잡음의 비를 달리 하여 트랜스버설 필터, 격자필터와 제안된 필터에 대해 수렴 성능 평가를 수행하였으며, 반향경로가 변한 경우에 대한 추적 성능도 평가하였다. 실험결과들은 제안된 구조가 음향반향제거기에 유효 적절하게 적용될 수 있음을 입증하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] S. H. Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-Free Mobile Radiotelephony." *Proc. EUSIPCO*, Belgium, pp. 1629-1632, 1992.
- [2] S. Haykin, *Modern Filters*, Macmillan Publishing Company, 1990.
- [3] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc, 1985.
- [4] 김남선, 임용훈, 유재하, 차일환, 윤대희, "향상된 수렴속도와 근단화자 신호 검출 능력을 갖는 적응 반향제거기." *신호처리 합동학술대회 논문집*, pp. 159-163, 1992년 9월
- [5] W. Y. Chen, "Adaptive Pilot Filtering for LMS Algorithm." *Proc. ICASSP*, vol. 2, pp. 1509~1512, 1991.
- [6] E. Hänsler, "Adaptive Echo Compensation Applied to the Hands-Free Telephone Problem." *Proc. ISCAS*, pp. 279~282, 1990.
- [7] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Applications to Acoustic Echo Cancellation." *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no. 8, pp. 1862-1875, August 1992.
- [8] H. Yasukawa, et a. "Characteristics of Acoustic Echo Canceller Using Subband Sampling and Decorrelation Methods". *Electronics Letters*, vol. 24 no. 16 pp. 1099-1040, 4th Aug, 1988.
- [9] T. Pétillon, A. Gilloire, and S. Théodoridis, "The Fast Newton Transversal Filter : An Efficient Scheme for Acoustic Echo Cancellation in Mobile Radio," *IEEE Trans. on Siganal Processing* vol. 42, no. 3, pp. 509~518, Mar. 1994.
- [10] E. H. Satorious and S. T. Alexander, "Channel equalization using adaptive lattice algorithm." *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 27, pp. 899-905, 1979.
- [11] M. Mboup, M. Bonnet, and N. Bershad, "LMS Coupled Adaptive Prediction and System Identification : A Statistical Model and Transient Mean Analysis," *IEEE Trans. on SP*, vol. 42, no. 10, pp. 2607-2615, Oct. 1994.

## — 저 자 소 개 —



柳在河(正會員)

1990년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학사). 1992년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1992년 3월 ~ 현재 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는

디지털 신호처리, 적응디지털필터 등임

尹大熙(正會員) 第30卷 B編 第10號 參照  
현재 연세대학교 전자공학과 교수



趙誠鎬(正會員)

1982년 2월 한양대학교 전자공학과 (공학사). 1984년 12월 University of Iowa 전기 및 컴퓨터 공학과 (공학석사). 1989년 8월 University of Utah 전기공학과 (공학박사). 1989년 8월 ~ 1992

년 8월 ~ 한국전자통신연구소 선임연구원. 1992년 9월 ~ 현재 한양대학교 전자공학과 조교수. 주관심 분야는 신호처리, 적응필터, 디지털 통신, 이동통신 등임

車日煥(正會員) 第30卷 B編 第10號 參照  
현재 연세대학교 전자공학과 교수