

격자 트랜스버설 결합 (LTJ) 적응필터의 새로운 해석과 계산량 감소 방법

A New Analysis and a Reduction Method of Computational Complexity for the Lattice Transversal Joint (LTJ) Adaptive Filter

유 재 하*
(Jaeha Yoo*)

*LG전자 디지털미디어 연구소

(접수일자: 2002년 3월 12일; 채택일자: 2002년 5월 14일)

본 논문에서는 격자 트랜스버설 결합 (LTJ) 적응필터를 시변 변환영역 적응필터 관점에서 해석함으로써 필터계수 보상의 필요성을 보다 쉽고 일반적으로 해석하였다. 또한, 음성신호가 단구간에서 정적이라는 특성을 이용하여 필터계수 보상을 위한 계산량을 감소시킬 수 있는 방법을 제안하였으며, 모의 음성신호와 실제 음성신호를 사용한 실험을 통하여 효용성을 입증하였다. 제안된 적응필터는 필터계수 보상을 위한 계산량이 95% 감소되었으며, 1000탭을 사용하는 음향반향제거기의 경우 전체 시스템의 계산량을 82% 감소시킬 수 있다.

핵심용어: 격자 트랜스버설 결합 적응필터, 필터계수 보상, 음향반향 제거기, 단구간 음성 분석, 변환영역 적응필터

투고분야: 음향 신호처리 분야 (1.4)

In this paper, the necessity of the filter coefficients compensation for the lattice transversal joint (LTJ) adaptive filter was explained in general and with ease by analyzing it with respect to the time-varying transform domain adaptive filter. And also the reduction method of computational complexity for filter coefficients compensation was proposed using the property that speech signal is stationary during a short time period and its effectiveness was verified through experiments using artificial and real speech signals. The proposed adaptive filter reduces the computational complexity for filter coefficients compensation by 95%, and when the filter is applied to the acoustic echo canceller with 1000 taps, the total complexity is reduced by 82%.

Keywords: Lattice transversal joint (LTJ) adaptive filter, Filter coefficients compensation, Acoustic echo canceller, Short-time speech analysis, Transform domain adaptive filter

ASK subject classification: Acoustic signal processing (1.4)

1. 서론

최소평균제곱 (LMS: Least Mean Square) 알고리즘을 사용하는 트랜스버설 (transversal) 필터는 계산량이 적어 실시간 구현이 용이하기 때문에 많은 응용 분야에서

널리 사용되어 왔다. 그러나 음성신호와 같이 상관도가 높은 신호가 필터 입력신호가 되는 경우에는 수렴속도가 느려지는 단점이 있다[1]. 이를 개선하기 위하여 많은 방법들이 제안되어 왔다[2-4].

참고문헌[2]에서는 입력신호를 격자예측기 (lattice predictor)에 통과시켜 서로간에 상관도가 제거된 후방 예측오차신호 (backward prediction error signal)를 다시 트랜스버설 필터의 입력신호로 사용하여 수렴속도를

책임 저자: 유재하 (yjh@lge.com)
137-724 서울시 서초구 우면동 16
LG전자 디지털미디어 연구소 DVC Gr
(전화: 02-526-4237; 팩스: 02-3461-1347)

개선시키는 방법을 제안하였다. 참고문헌[3,4]에서는 음성신호가 자기회귀 (AR: Auto Regressive) 프로세스로 모델링된다는 점을 사용하여 격자예측기의 일정 차수 이후의 후방예측오차신호는 단순 지연으로 간주함으로써 계산량을 감소시킬 수 있는 격자 트랜스버설 결합 (LTJ: Lattice Transversal Joint) 적응필터를 제안하였다.

그러나 이와 같이 격자예측기를 통과한 신호를 사용하는 적응필터는 초기수렴은 빠르지만 정상상태에서 오차신호가 크다는 문제점, 즉 정상상태 성능이 떨어지는 단점이 있어 적용에 문제점을 갖고 있었다. 참고문헌[5]에서는 어느 정도 수렴이 이루어진 후에는 격자예측기의 적용을 멈춤으로써 정상상태 성능이 개선될 수 있음을 보여주었다. 그러나 음성신호는 시간에 따라 통계적 특성이 변하기 때문에 격자예측기의 적용을 멈출 수가 없다.

참고문헌[6]에서는 격자예측기와 트랜스버설 필터의 1 샘플 불일치에 의해 정상상태의 성능이 저하되며, 트랜스버설 필터 계수를 보상해 줌으로써 정상상태 성능이 개선됨을 보여 주었다. 그러나 필터계수를 보상하는데 필요한 계산량이 대폭 증가하게 되는 단점이 있다.

본 논문에서는 LTJ 적응필터의 정상상태 성능이 저하되었던 원인을 참고문헌[6]과는 달리 보다 일반적인 관점에서 해석하였다. 즉, 시간에 따라 변환행렬 (transformation matrix)의 특성이 변화하는 시변 변환영역 적응필터 (time-varying transform domain adaptive filter)의 관점에서 해석하여 보다 일반적인 적용이 가능하게 하였다. 또한,

음성신호의 단구간 정적 (stationary) 특성을 이용하여 필터계수 보상을 위한 계산량을 대폭 감소시킬 수 있는 방법을 제안하였다.

본 논문에서 진한 영문 대문자는 행렬을, 진한 영문 소문자는 벡터를 그리고 일반 영문소문자는 스칼라를 나타낸다.

II. 격자 트랜스버설 결합 (LTJ: Lattice Transversal Joint) 적응필터

LTJ 적응필터는 그림 1에 나타난 것과 같이 입력신호 $x(n)$ 을 직접 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하는 것이 아니라 $x(n)$ 을 격자예측기에 통과시켜 얻은 후방예측오차신호 $b(n)$ 을 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하여 필터 출력신호 $y(n)$ 을 얻는다. 여기서 $d(n)$ 과 $e(n)$ 은 기대신호 (desired signal)와 오차신호를 나타내며, $c_m(n)$ 은 트랜스버설 필터의 계수를 나타낸다. $f_m(n)$ 과 $b_m(n)$ 은 각각 전방예측오차신호와 후방예측오차신호를 나타내며, $k_m(n)$ 은 반사계수 (reflection coefficient)를 나타낸다. 격자예측기와 트랜스버설 필터의 각 신호 간 관계와 적응 방정식은 표 1과 같다. 여기서 $P_m(n)$, μ_L , ϵ 은 각각 정규화를 위한 격자예측기 각 단의 파워, 수렴계수, 0값에 의한 발산을 막기 위한 최소 숫자를 나타낸다.

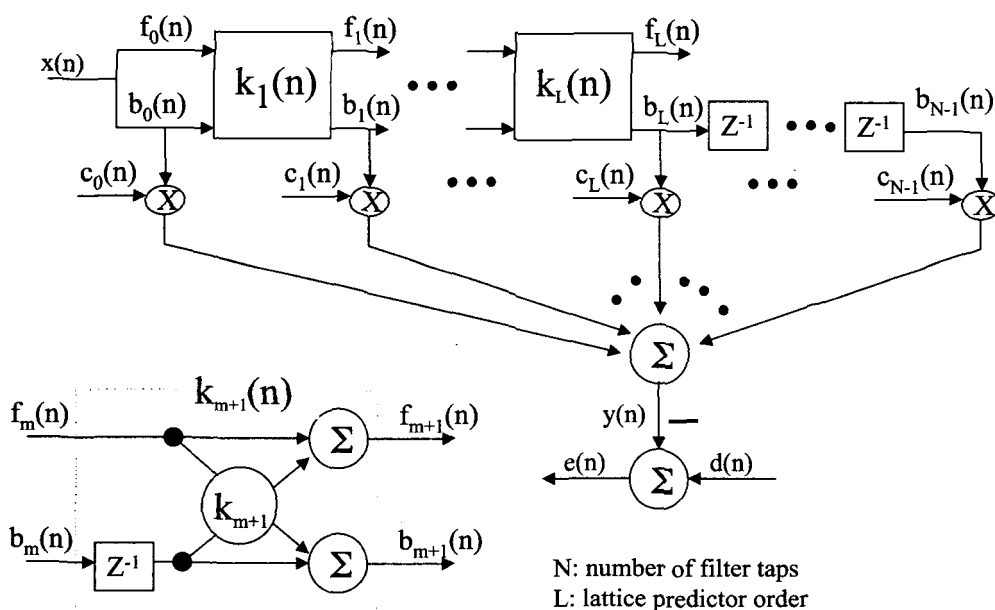


그림 1. LTJ 적응필터
Fig. 1. LTJ Adaptive Filter.

1. LTJ 적응필터 적응방정식

Table 1. Updating equations of the LTJ Adaptive Filter.

격자예측기 part
$f_0(n) = b_0(n) = x(n)$ <p>for $m=1$ to L</p> $f_m(n) = f_{m-1}(n) + k_m(n) b_{m-1}(n-1)$ $b_m(n) = b_{m-1}(n-1) + k_m(n) f_{m-1}(n)$ $P_{m-1}(n) = \beta P_{m-1}(n-1) + 0.5(1-\beta) (f_{m-1}^2(n) + b_{m-1}^2(n-1))$ $k_m(n+1) = k_m(n) - \frac{2\mu_L}{P_{m-1}(n) + \epsilon} (b_m(n) f_{m-1}(n) + b_{m-1}(n-1) f_m(n))$ <p>end</p> $P_L(n) = \beta P_L(n-1) + 0.5(1-\beta) (f_L^2(n) + b_L^2(n-1))$ $b_m(n) = b_{m-1}(n-1) \quad (L+1 \leq m \leq N-1)$
트랜스버설 필터 part
$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} c_m(n) b_m(n)$ $e(n) = d(n) - y(n)$ $\mu_{c,m}(n) = \frac{1}{P_m(n) + \epsilon} \quad (0 \leq m \leq L)$ $\mu_{c,m}(n) = \mu_{c,L}(n) \quad (L+1 \leq m \leq N-1)$ $c_m(n+1) = c_m(n) + 2\mu_{c,m}(n) e(n) b_m(n) \quad (0 \leq m \leq N-1)$

이와 같이 격자예측기를 통과시키는 이유는 트랜스버설 필터의 입력신호 $b(n)$ 은 격자예측기의 직교화(orthogonalization) 과정에 의하여 상관도가 완전히 제거된 신호이어서 수렴속도를 향상시킬 수 있기 때문이다. 음향반향 제거, 잡음 제거와 같은 응용분야에서는 시스템의 임펄스 응답이 자주 변하여 빠른 수렴속도가 요구되기 때문에 LTJ 적응필터는 트랜스버설 필터의 문제점을 해결할 수 있는 좋은 대안이다[4,5]. 격자예측기의 L번째 단 이후는 단순지연으로 간주하는데 이는 음성신호가 AR 프로세스로 잘 모델링되고 일정 차수 이상은 포먼트(formant) 결정에 기여하지 않아 0으로 간주할 수 있기 때문이다[3].

III. 필터계수 보상에 대한 해석

LTJ 적응필터가 정상상태에서 성능이 저하되는 원인을 트랜스버설 필터계수가 반사계수의 변화에 민감하고 필터계수의 적응이 반사계수보다 1 샘플 뒤에 일어나기 때문이라고 참고문헌[6]에서 설명하였다.

본 장에서는 LTJ 적응필터를 변환영역 적응필터로 해석하여 보다 일반적이고 쉬운 개념으로 이해할 수 있도록

설명하고자 한다. LTJ 적응필터는 격자예측기를 통과한 후방예측오차신호를 다시 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하기 때문에 변환영역 적응필터로 볼 수 있으며 격자예측기의 반사계수가 계속적으로 변화하기 때문에 식 (1)과 같이 후방예측오차신호 생성을 위한 변환행렬 K 가 시간에 따라 변화하는 $K(n)$ 으로 표시되는 시변 변환영역 적응필터로 해석할 수 있다.

$$b(n) = K^T(n) x(n) \tag{1}$$

이 때 후방예측오차신호 벡터 $b(n)$ 과 입력신호 벡터 $x(n)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$b(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots, b_{N-1}(n)]^T \tag{2}$$

$$x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \tag{3}$$

여기서 T 는 transpose를 의미한다.

LTJ 적응필터는 $x(n)$ 이 변환행렬 $K(n)$ 에 의하여 변환된 후방예측오차신호 벡터 $b(n)$ 을 트랜스버설 필터의 입력으로 사용하여 다음과 같이 정의되는

$$c(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{N-1}(n)]^T \tag{4}$$

필터계수벡터 $c(n)$ 을 곱하여 필터출력 $y(n)$ 을 얻는다. 필터의 오차신호 $e(n)$ 과 후방예측오차신호 벡터 $b(n)$ 을 사용하여 필터계수벡터를 적응시켜 새로운 계수벡터 $c'(n)$ 을 얻고 다음 샘플의 계수벡터로 사용한다. 즉, $c'(n)$ 은 신호벡터 $K^T(n)x$ 에 대하여 오차가 최소화 되도록 적응된 계수벡터이다. 여기서 x 는 시간 $t=n$ 인 임의의 시간에서 식 (3)과 같이 정의되는 필터입력신호 벡터를 나타낸다. 그러나 시간 $t=n+1$ 에서의 변환행렬 $K(n+1)$ 가 $K(n)$ 과 다른 값을 갖는다면 신호벡터 $K^T(n+1)x$ 는 신호벡터 $K^T(n)x$ 와는 다른 신호벡터이므로 계수벡터 $c'(n)$ 을 새로운 신호벡터에 적합하도록 보상을 주어야 한다.

벡터공간에서 표현하면 $K^T(n+1)x$ 와 $K^T(n)x$ 는 같은 벡터공간에서 서로 다른 기저벡터 (basis vectors)를 의미하는 것이기 때문에 $K^T(n+1)x$ 의 가중치벡터를 바꾸어 주어야만 동일한 벡터를 표현할 수 있다.

같은 벡터공간에서 서로 다른 두 개의 기저벡터 a, b 와 각각에 대한 가중치 벡터 c_a, c_b 를 정의하면 다음과 같은 관계를 만족해야만 동일한 벡터를 표현할 수 있다.

$$c_a^T a = c_b^T b \quad (5)$$

벡터 a, b 를 각각 $K^T(n+1)x$ 와 $K^T(n)x$ 라 하면 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$c^T(n+1) K^T(n+1)x = c^T(n) K^T(n)x \quad (6)$$

일반적인 적응필터는 매 샘플 필터출력과 계수적응을 수행하므로 $\Delta=1$ 이고 식 (6)은 다음과 같이 표현되어 참고문헌 [6]에서의 식 (27)과 동일한 관계를 갖게 된다.

$$K(n+1) c(n+1) = K(n) c'(n) \quad (7)$$

그러므로 LTJ 적응필터의 계수벡터는 다음과 같이 보상되어야 한다.

$$c(n+1) = K^{-1}(n+1) K(n) c'(n) \quad (8)$$

IV. 제안된 계산량 감소 방법

III장에서 설명한 바와 같이 LTJ 적응필터는 식 (8)과 같이 계수벡터를 보상해 주어야 하고, 이를 위해 변환행렬 $K(n)$ 을 계산해야만 한다. 이때, 후방예측오차신호생성 변환행렬 $K(n)$ 을 얻기 위해서는 전방예측오차신호생성 변환행렬 $J(n)$ 도 계산하여야 한다[6]. 그림 2는 $J(n)$ 과 $K(n)$ 의 각 원소 $J_{l,m}(n)$ 과 $K_{l,m}(n)$ 을 나타내며, a_i 는 i 차로 구성된 전방예측오차필터의 j 번째 필터계수를 나타낸다[4].

행렬 $J(n)$ 과 $K(n)$ 의 각 원소는 격자예측기 각 단의 관계와 유사하게 표 2와 같이 얻어진다. 그림 3은 각 원

표 2. 행렬 $J(n), K(n)$ 원소간의 관계식
Table 2. Equations between elements of the matrix $J(n), K(n)$.

$J(n)$		$K(n)$	
$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & a_1^1(n) & a_2^1(n) & a_3^1(n) & \dots & a_M^1(n) \\ 0 & 0 & a_2^2(n) & a_3^2(n) & \dots & a_M^2(n) \\ 0 & 0 & 0 & a_3^3(n) & \dots & a_M^3(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_M^M(n) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & a_1^1(n) & a_2^2(n) & a_3^3(n) & \dots & a_M^M(n) \\ 0 & 1 & a_2^2(n) & a_3^3(n) & \dots & a_M^{M-1}(n) \\ 0 & 0 & 1 & a_3^3(n) & \dots & a_M^{M-2}(n) \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & a_M^{M-3}(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$		

N: number of filter taps
M=N-1

그림 2. 행렬 $J(n), K(n)$
Fig. 2. Matrix $J(n), K(n)$.

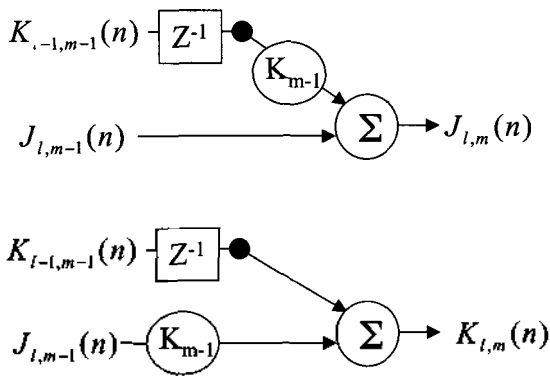
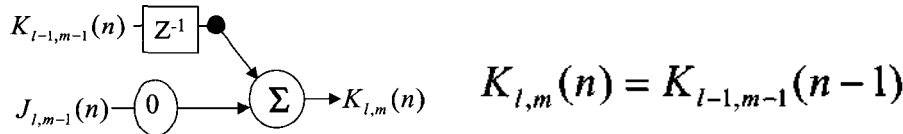


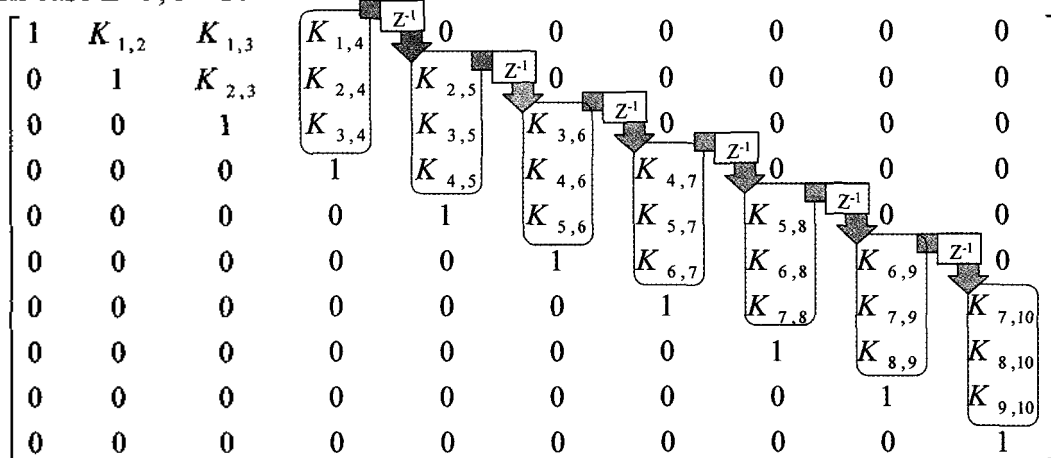
그림 3. 행렬 $J(n)$, $K(n)$ 원소간의 관계도
Fig. 3. Relation graphs between elements of the matrix $J(n)$, $K(n)$.

소의 관계를 보여주고 있다. 격자예측기의 L 번째 단 이후의 반사계수는 모두 0이기 때문에 $K(n)$ 의 $L+1$ 번째 열 (column) 이후의 원소는 그림 4(a)와 같이 단순 지연으로 표현된다[4]. 그러므로 행렬 $J(n)$ 과 $K(n)$ 은 $L+1$ 번째 열까지만 계산하면 된다. 그림 4(b)는 필터 탭수 $N=10$, 격자예측기 차수 $L=3$ 인 경우의 행렬 $K(n)$ 의 원소를 나타낸다.



(a) $L+1$ 번째 열 이후
(a) After $L+1$ th column

In case $L=3, N=10$



(b) 예($N=10, L=3$)
(b) Example ($N=10, L=3$)

그림 4. 행렬 $K(n)$
Fig. 4. Matrix $K(n)$.

필터계수 보상은 식 (8)과 같이 행렬 역변환이 요구되지만 동일한 관계인 식 (7)로부터 N 차 선형시스템의 해를 구하는 과정임을 알 수 있다. 더욱이 행렬 $K(n)$ 은 주대각 원소와 그 상위부분에만 0이 아닌 원소가 존재하며 음성신호의 특성에 의해 밴드폭이 $L+1$ 인 밴드행렬 (band matrix) 이 된다. 또한 주대각 원소가 모두 1이기 때문에 선형시스템의 해를 구하는 과정에서 나눗셈을 필요로 하지 않는다. 행렬 $J(n)$, $K(n)$ 과 N 차 선형시스템의 해를 구하는 데 필요한 계산량은 참고문헌 [6]에서와 같이 $2LN$ 이 된다.

이러한 계산량은 행렬 $K(n)$ 의 여러 특수한 성질에 의해 행렬 역변환에 비하면 매우 적은 계산량이지만 정규화 LMS (Normalized LMS) 알고리즘의 계산량이 $3N$ 임을 생각하면 실시간에 매우 부담을 주는 계산량이다.

음성신호는 비정상적 (nonstationary) 신호이다. 그러나 대부분의 음성분석기법에서는 신호의 특성이 시간에 따라 상대적으로 천천히 변한다고 가정하며, 이로 인하여 특정 파라미터는 단구간 내에서 고정된 값을 갖는다고 가정하는 단구간 음성분석기법 (short-time speech analysis)을 사용하고 있다[7].

반사계수는 성도를 모델링하는 선형예측코딩 (LPC:

표 3. 계산량 비교

Table 3. Comparison of computational complexities.

	Multiplication
LTJ-[6]	$3N+9L+2LN$
LTJ-proposed	$3N+9L+2LN/D$
LTJ-proposed (L=10, D=20 인 경우)	$3N+9L+N$

linear predictive coding) 필터 계수를 달리 표현한 것이므로 성도의 특성을 나타내는 파라미터이며, 매 샘플 변한다기 보다는 어느 정도의 시간 간격을 두고 변한다고 생각할 수 있다. 그러므로 정상상태 성능 개선을 위해 필요한 행렬 $K(n)$, $K(n)$ 과 N차 선형시스템의 해를 매 샘플마다 계산하지 않아도 성능에 큰 영향을 미치지 않을 것이라 예상할 수 있다. D (D>1) 샘플마다 계수 보상을 하면 계산량을 2LN에서 2LN/D로 감소시킬 수 있으며, D=1 인 경우에 비해 성능저하를 무시할 수 있는 가장 큰 정수 D를 구하여 사용한다면 시스템의 계산량을 대폭 감소시킬 수 있다.

표 3은 제안된 방법과 기존의 방법과의 곱셈 계산량을 나타낸다[4,6]. L=10, D=20인 경우, 제안된 방법은 필터 계수 보상을 위한 계산량이 20N에서 N으로 감소하기 때문에 기존의 방법[6]에 비해 필터계수 보상을 위한 계산량이 95% 감소하게 된다.

V. 실험 및 결과 고찰

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 모의 음성신호와 실제 음성신호를 사용한 시뮬레이션을 수행하였다. 공정성을 유지하기 위하여 참고문헌 [5]의 환경과 동일한 환경을 사용하였다. 플랜트와 적응필터 탭수 N은 30, 필터출력신호 대 배경잡음 비는 40 dB로 하였으며, 트랜스버설 필터와 LTJ 적응필터의 수렴계수는 10%의 오조절 (misadjustment) 양을 갖도록 설정하였다[5].

5.1. 모의 음성신호 실험

모의 음성신호를 사용한 실험을 통하여 필터계수 보상을 수행하는 LTJ 적응필터가 수렴 성능을 개선할 수 있음을 증명하고, 실제 신호의 LPC 차수보다 적은 차수의 격자예측기를 사용하여도 정상상태 성능이 저하되지 않음을 보인다.

그림 5는 반향제거기의 성능 평가 지수로 사용되는 반향귀환감쇄향상 (ERLE: Echo Return Loss Enhancement) 값을 나타내며[4,8], LTJ 적응필터의 정상상태 성능이 트랜스버설 필터와 동일함을 보여준다. 이때 필터 입력신호는 20차의 LPC 합성필터를 사용하여 만든 신호이며 LTJ 적응필터의 격자예측기 차수는 10차이다. 이 실험을 통하여 실제 음성신호의 차수보다 적은 차수의 격자예측기 차수를 사용하여도 빠른 수렴속도를 가질 뿐만 아니라 정상상태의 성능에도 아무런 문제가 없음을 알 수 있다.

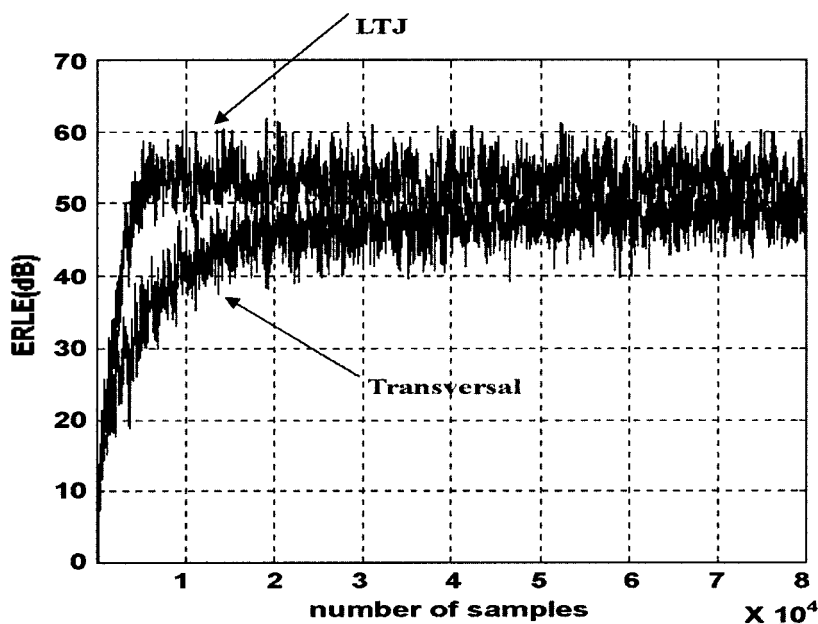
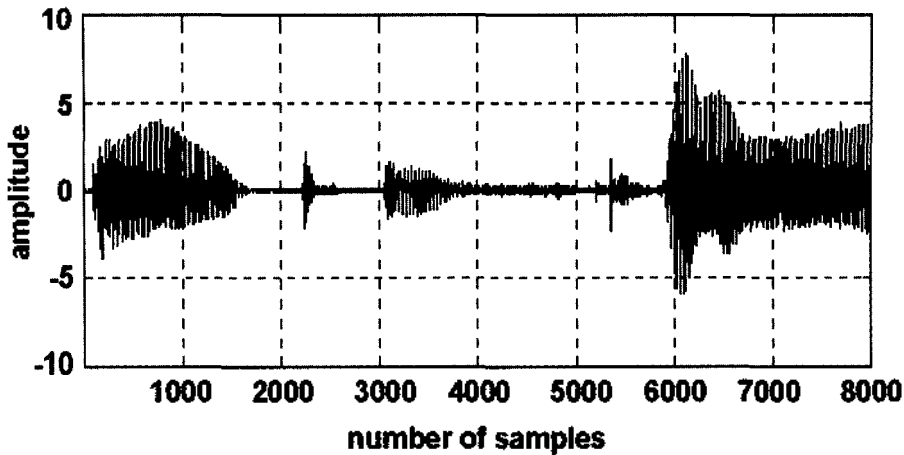
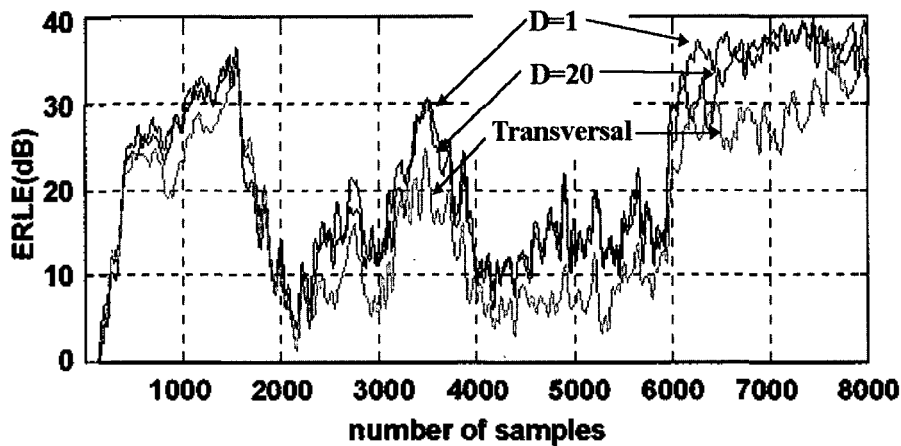


그림 5. 모의 음성신호 실험

Fig. 5. Experiment with an artificial speech signal.



(a) 입력신호
(a) Input signal



(b) ERLE
(b) ERLE

그림 6. 실제 음성신호 실험
Fig. 6. Experiment with a real speech signal.

5.2. 실제 음성신호 실험

IV장에서 제안된 방법의 D값을 구하기 위하여 실제 음성신호를 사용한 실험을 수행하였다. 즉, D=1인 경우에 비해 성능저하를 무시할 수 있는 가장 큰 D값을 구하기 위한 실험이다.

그림 6은 실제 음성신호를 사용한 경우의 성능을 나타낸다. (a)는 필터입력 신호를 나타내며 (b)는 ERLE를 나타낸다. D=20인 경우 트랜스버설 필터에 비해 훨씬 빠른 수렴 속도를 나타내며 D=1인 경우와는 유사한 성능을 갖는다. 표 4는 서로 다른 D값에 대한 처음 1초 동안의 초기 수렴 성능을 나타낸다. D=20인 경우 D=1인 경우와 평균 0.75 dB 이내의 성능 차이가 발생하는데 이는 1 dB 보다도 적은 양으로 청각적으로 성능의 차이를 구분할 수 없는 양이다.

제안된 방법은 격자예측기 차수 L=10인 경우 20N의

계산량이 N으로 감소하기 때문에 필터계수 보상을 위한 계산량을 95% 감소시킬 수 있다. 반향제거기와 같이 긴 임펄스응답을 갖는 경우 N은 1000 이상이므로 L=10, N=1000인 경우 기존의 방법[6]에 비해 전체 계산량을 82% 정도 감소시킬 수 있다.

표 4. D값에 따른 초기 수렴 성능

Table 4. Initial convergence performance according to D values.

D	성능 (ERLE)
1	24.79
2	24.75
5	24.40
20	24.06
32	23.40

VI. 결론

LTI 적응필터는 트랜스버설 필터에 비해 빠른 수렴속도를 갖지만 정상상태 성능 개선을 위해 필터계수의 보상이 필요하며 이로 인해 계산량이 대폭 증가한다.

본 논문에서는 LTI 적응필터의 필터계수 보상이 필요한 이유를 변환영역 적응필터 관점에서 해석함으로써 보다 일반적이고 쉽게 설명하였다. LTI 적응필터는 변환영역 적응필터의 변환행렬이 시간에 따라 변하는 경우이므로 변환영역의 신호벡터는 매 샘플마다 다른 신호벡터를 갖는다. 이는 벡터공간에서 기저벡터가 시간에 따라 변하는 경우이기 때문에 이에 상응하는 계수벡터의 보상이 필요하다.

또한, 필터계수의 보상을 위해 필요한 계산량을 음성 신호의 단구간 정적 특성을 사용하여 매샘플마다 필터계수의 보상을 수행하지 않고 $D(D)1$ 샘플마다 보상을 수행하여 계산량을 감소시킬 수 있는 방법을 제안하고, 실제 음성신호를 사용한 실험으로부터 실용적인 값을 제안하였다. 제안된 LTI 적응필터는 필터계수 보상을 위한 계산량을 95% 감소시킬 수 있으며, 1000 램프의 임펄스 응답을 갖는 음향반향제거기의 경우 전체 계산량을 82% 가량 감소시킬 수 있다.

참고 문헌

1. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Edition, Prentice-Hall, 1996.
2. E. H. Satorious and S. T. Alexander, "Channel equalization using adaptive lattice algorithm," *IEEE Transactions on Communication*, COM-27, 899-905, Jun. 1979.
3. J. H. Yoo, S. H. Cho and D. H. Youn, "An acoustic echo cancellation based on the adaptive lattice-transversal Joint (LTI) Filter Structure," *IEICE TRANSACTIONS on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, EB1-A (9), 1951-1954, 1998.
4. 유재하, 조성호, 윤대희, 차일환, "축소격자필터 구조를 사용한 음향반향제거기," *대한전자공학회 논문지*, 32-B (11), 1473-1480, 1995.
5. B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters Theory and Applications*, chapter 11, John Wiley & Sons, 1998.
6. N. Tokui, K. Nakayama and A. Hirano, "A synchronized learning algorithm for reflection coefficients and tap weight in a joint lattice predictor and transversal filter," *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3741-3744, 2001.
7. D. O. Shaughnessy, *Speech Communication Human and Machine*, chapter 6, Addison Wesley, 1987.
8. 김은숙, 정양원, 박영철, 윤대희, "스테레오 음향 반향 제거기를 위한 적응 필터링 알고리즘," *한국음향학회지*, 18 (5), 3-11, 1999.

저자 약력

• 유 재 하 (Jaeha Yoo)



1990년 2월: 공학사, 연세대학교 전자공학과
 1992년 2월: 공학석사, 연세대학교 대학원 전자공학과
 1996년 2월: 공학박사, 연세대학교 대학원 전자공학과
 2000년 5월~2002년 4월: Post-doctoral Researcher, 전기공학과, University of Utah
 1996년 1월~현재: 책임연구원, LG전자 디지털미디어 연구소
 ※ 주관심분야: 신호처리, 적응필터, 음성 부호화, 음질 개선, 멀티미디어 통신