

# 가변 스텝사이즈를 적용한 월시·아다말 적응필터

## (A Walsh-Hadamard Transform Adaptive Filter with Time-varying Step Size)

오 신 범\*, 이 채 욱\*\*  
(Shin-Bum Oh, Chae-Wook Lee)

**요 약** 적응 신호처리 분야에서 LMS(Least Mean Square)알고리즘은 그 식의 간편함과 구현의 용이함으로 가장 널리 이용되고 있다. 대부분의 LMS 알고리즘은 수렴비를 조절하는 적응계수를 일정한 값으로 정하는데, 이는 안전성과 속도사이에서 트레이드오프가 존재한다. 이러한 단점을 해결하고 성능을 개선하기 위하여 가변 LMS(VLMS: Variable LMS)알고리즘이 발표되었다. 그러나 기존에 발표된 가변 스텝사이즈 알고리즘들도 또 다른 적응인자를 사용하므로 알고리즘이 새로운 적응인자 값에 의해 성능이 좌우된다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 오차 제곱의 기울기에 따라 적응인자 스스로 값을 조절하는 가변 스텝사이즈 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘을 실수값을 갖는 월시-아다말(Walsh-Hadamard)변환을 사용하여 빠른 수렴을 얻도록 하였으며, 계산량을 감소시키기 위해 부분수정 알고리즘에 적용하였다. 제안한 알고리즘의 성능 확인을 위하여 잡음 제거 시스템에 적용하여 기존의 알고리즘들과 비교하여 그 성능이 우수함을 입증하였다.

**Abstract** One of the most popular algorithm in adaptive signal processing is the least mean square(LMS) algorithm. The majority of these papers examine the LMS algorithm with a constant step size. The choice of the step size reflects a tradeoff between misadjustment and the speed of adaptation. Subsequent works have discussed the issue of optimization of the step size or methods of varying the step size to improve performance. However there is as yet no detailed analysis of a variable step size algorithm that is capable of giving both the adaptation speed and the convergence. In this paper we propose a new variable step size algorithm where the step size adjustment is controlled by the gradient of error square. The proposed algorithm is performed in the Walsh-Hadamard domain in real-valued orthogonal transform because of fast convergence. The simulation results using the new algorithm for noise canceller system is described. They are compared to the results obtained by other algorithms. It is shown that the proposed algorithm produces good results compared with conventional algorithms.

### 1. 서 론

적응 신호처리 분야에서 steepest descent 방식인 LMS(Least Mean Square)알고리즘은 그 식이 간단하고 적은 계산으로 소기의 목적을 달성할 수 있어서 지금도 널리 사용되고 있다[1,2,3,4]. 적응 LMS알고리즘은 수렴

속도와 수렴 오차를 결정하는 인자인  $\mu$ 를 수렴범위 안에서 일정한 값으로 결정하는데, 입력전력(power)에 대한 사전정보가 없으면 적응상수(step size)를 적절히 선택한다는 것은 매우 어렵다. 특히 주위의 환경이 변화하는 경우에 이러한 고정된 적응상수가 수렴범위를 넘게 되어 알고리즘이 발산하는 경우도 발생한다. 이러한 단점을 극복하기 위한 방법으로 적응상수를 입력신호의 전력에 역 비례하도록 한 NLMS(Normalized LMS)알고리즘과 가변 스텝사이즈(variable step size)를 가지는 알고리즘을 사용하

† 이 논문은 1999학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

\* 대구대학교 정보통신공학부(osb@galaxy.taegu.ac.kr)

\*\*디지털 신호처리 연구실

고 있다[5,6,7,8,9,10]. 그러나 기존 발표된 가변 스텝 사이즈를 갖는 적응 알고리즘은 급격하게 환경이 바뀌면 경우에 따라서는 발산할 뿐만 아니라 수렴하는데 상당한 시간이 소요된다.

한편 적응신호처리를 시간영역에서 처리할 경우 입력 신호의 고유치 분포 폭이 넓게 되어 수렴속도가 저하되는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위해 신호를 주파수 영역으로 변환하여 고유치 분포폭을 줄임으로써 수렴 속도를 향상시킬 수 있다[8]. 그러나 주파수영역으로 변환시켜주는 퓨리에 변환은 복소 변환이므로 복소 계산이 요구되어진다. 이것은 많은 계산량을 필요로 하게 되어 실제 DSP 칩을 이용한 시스템의 구현에 있어서 상당한 부담이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 실수 값을 갖는 직교 변환 형태의 연구가 주목을 받게 되었으며, 그 중에서 DCT(Discrete Cosine Transform), WHT(Walsh-Hadamard Transform) 등이 알려져 있다 [11,12,13,14,15,16,17].

본 연구에서는 시스템의 특성이 아무리 급격히 바뀌더라도 발산하지 않고 빠르게 수렴할 수 있도록 적응상수 값을 자동으로 조절하는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘을 WHT 직교 변환을 사용하여 빠른 수렴을 얻도록 하였다.

제안한 알고리즘을 잡음제거 시스템에 적용하여 다른 방식의 알고리즘과 비교하였다. 잡음제거 시스템은 실제음성을 사용하여 잡음제거 정도를 비교하였다. 각각의 시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘은 시스템의 특성이 바뀌더라도 항상 수렴하고 기존의 가변스텝계수 알고리즘, NLMS 등과 비교하여 빠르게 수렴하는 것을 확인하였다.

## 2. 적응알고리즘 및 변환 영역 적응필터

### 2.1. NLMS 알고리즘

NLMS알고리즘은 LMS알고리즘의 수렴 상수를 입력 신호 총 전력의 역수에 의해 정규화한 것으로 수렴 범위가 0과 1사이에 존재하므로 그 사이 값으로 수렴 상수를 정하면 안정하게 알고리즘이 동작하게 된다. 또한 입력 신호가 외부 잡음이나 그 밖의 영향으로 커지게 되면 적응 상수의 값을 작게 하여 수렴 속도는 느리나, 안정성을 높일 수 있고, 입력 신호가 작아지면 상대적으로 적응 상수의 값이 커져 수렴 속도를 빠르게 할 수 있다는 장점이 있어 실제의 연구에 많이 이용되고 있다. NLMS알고리즘을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$W(n+1) = W(n) + \frac{2\mu}{X(n)^T X(n)} e(n)X(n) \quad (1)$$

$$0 < \mu < 1$$

여기서  $X(n)$ ,  $W(n)$ ,  $e(n)$ 은 각각 입력벡터, 가중벡터, 필터 오차이며,  $\mu$ 는 필터의 수렴성능을 좌우하는 적응상수이다.

그러나 NLMS알고리즘 또한 고정된 적응 인자를 사용함으로 인해 환경의 변화에 능동적으로 대처하지 못하는 단점이 있다.

LMS와 NLMS알고리즘은 수렴 속도와 수렴 오차를 결정하는 핵심 인자인  $\mu$ 에 의해 수렴 상태가 결정된다.  $\mu$ 가 적으면 수렴 속도는 느리나 안정된 수렴을 하고  $\mu$ 가 크면 안정되지는 않지만 빠른 수렴을 한다. 즉, LMS 알고리즘은 빠른 수렴과 안정성사이에 tradeoff가 발생한다[1,2,3].

### 2.2 가변 스텝사이즈를 갖는 알고리즘

LMS알고리즘은 수렴 범위를 많이 벗어날수록 오차의 기울기가 크며, 최적의 해(Wiener solution)근처에 갈수록 오차의 기울기는 작다. 이런 특성을 이용하여 오차의 기울기에 따른 수렴 상수에 변화를 주어 알고리즘을 적용하면 오차의 기울기가 클 때는 수렴이 진행중인 상태로 보아  $\mu$ 를 크게 잡아 수렴을 빠르게 하고 기울기가 작을 때는 수렴이 최종 상태로 보아  $\mu$ 를 작게 하여 알고리즘의 안정성을 확보 할 수 있다.

우선 적응 상수를 입력 전력에 의해 수렴인자의 범위를 정하고, 기울기에 변화하여 적응 상수의 값을 변화시킨다. 기울기의 자승 오차값이 클 경우 크게 잡아 빠른 수렴을 얻도록 하고, 오차가 작을 경우 적게 하여 오조정(misadjustment)을 줄이게 된다. 그러나 기울기 값에 비례하여 적응 상수의 값을 변화시키면 기울기가 무한이므로 적응 상수의 조절을 기울기만으로 하는 것은 바람직하지 않다. 그러므로 수렴 내에서 정규화된 적응 상수의 변화를 얻기 위해서는 기울기의 절대치 값을  $\arctan$ 함수를 사용하여 exponential함수에 적용함으로써 아주 작은 기울기에서는 적응 상수의 값을 작게 변화시키고, 기울기가 클 경우에는 수렴 범위의 최대  $\mu$ 값을 갖도록 하는 다음과 같은 가변 스텝사이즈 알고리즘이 알려져 있다[9].

$$\mu_i = [1 - \exp(-\alpha \arctan(|1 - 2e(n)x_i(n)|))] \quad (2)$$

여기서  $\alpha$ 는 적응인자이다. 식(4)의 알고리즘을 A-VLMS알고리즘이라 부르기로 한다. 이 알고리즘은 각 반복 수행마다 각 가중치에 대해 개별적으로 수렴 인자

값이 주어지며 입력 신호의 전력이나 오차의 크기에 관계 없이 항상 안정된 수렴을 한다. 즉, 그림 1에서 보는 것처럼 아주 적은 기울기에서만 적응 상수 값을 변화시키고, 기울기가 클 때는 수렴 범위의 최대  $\mu$ 를 갖도록 한 알고리즘이라 할 수 있다. 또 식(2)에서 가변 스텝 사이즈를 갖는 알고리즘은 환경이 변화하는 경우에 있어서도 알고리즘이 최적의 적응 상수를 찾아내므로 안정된 수렴 특성을 나타내게 된다.

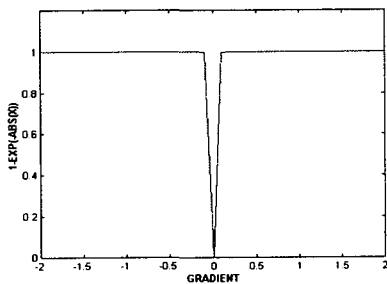


그림 1. 기울기 변화에 따른 수렴 상수의 변화 I

그러나 이 알고리즘은 그림 1에서처럼  $\alpha$  라는 적응 인자를 사용하지 않을 경우, 오차의 기울기가 조금만 증가하면 적응 상수의 범위가 1이 되어 알고리즘이 발산할 수 있다. 즉, 식(1)에서 제시한 적응 상수의 수렴 범위 안에 있지 않으므로 적응 알고리즘의 기능이 상실될 수 있다. 이 알고리즘이 제대로 수행되려면 오차의 기울기가 아주 작은 값을 가지든지, 아니면 식(2)에서처럼  $\alpha$ 라는 또 다른 적응 인자를 사용해서, 기울기 변화에 따른 수렴 상수의 변화 범위를 넓혀야 안정된 수렴을 할 수 있다. 이 또한,  $\alpha$ 라는 비적용 인자가 적절한 값을 가지고 있어야 한다는 문제점이 있다.

### 2.3. 변환 영역 적응 필터

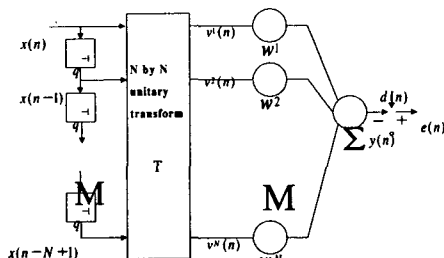


그림 2. 변환영역 적응필터의 구조

변환 영역 적응 필터의 구조는 그림 2와 같다[11,12,13]. 지연선의 출력은 N개의 과거 입력 샘플들의 벡터로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (3)$$

이 벡터는 DFT(Discrete Fourier Transform)과 같은 변환에 의해 수행되며, 필터의 차수가  $N$ 으로 고정되어 있을 때 변환 행렬  $Q$ 는  $N \times N$  크기를 가지며 직교 변환(Orthogonal transform)이므로  $Q \times Q = I$ 가 된다. 이 때 벡터  $V(n)$ 을 구성하는 변환 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$V(n) = [v_1(n) \ v_2(n) \ \dots \ v_N(n)]^T = QX(n) \quad (4)$$

가중치 벡터는

$$W(n) = [w_1(n) \ w_2(n) \ \dots \ w_N(n)]^T \quad (5)$$

와 같고, 필터의 출력은

$$y(n) = W^T(n)V(n) = W^T(n)QX(n) \quad (6)$$

와 같다. 이 때 필터 오차는

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (7)$$

으로 나타낼 수 있으며 가중치 벡터를 업데이트하기 위한 알고리즘은 정규화된 LMS알고리즘 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu \Lambda^{-1} e(n) V^*(n) \quad (8)$$

$$\Lambda^{-1} = \text{diag}[\sigma_1^2 \ \sigma_2^2 \ \dots \ \sigma_N^2]$$

여기서

$$\sigma_i^2 = E[|v_i(n)|^2] \quad (9)$$

로 근사화 할 수 있다. 식(8)에서 위 첨자 \*는 복소 공액을 나타낸다. 일반적으로 변환 영역은 복소수이며, 그러므로 복소 LMS알고리즘이 적용된다.

이와 같은 직교 변환 알고리즘은 자기상관 행렬이 고유치 분포 폭을 감소시키므로 빠른 수렴을 얻을 수 있다 [11,12,13,14].

## 2.4. 월시·아다말 변환

푸리에 변환은 사인파 및 코사인파의 기본 주파수와 그 고조파 성분에 대해서 함수 변환 연산을 행하고 있지만, 이것에 비해 월시 변환은 사인파 및 코사인파를 포함시켜 +1과 -1의 2치를 취하도록 한 것이다[15].

임의의  $N=2^r$ 개의 샘플 값,  $g(n)$ 에 대한 월시 변환  $G(m)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$G(m) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n) wal(m, n) \quad (10)$$

식(10)을 푸리에 계수에 대한 월시 계수라고 부른다. 여기서  $wal(m, n)$ 은 다음과 같이 정의한다.

$$wal(m, n) = \prod_{i=0}^{r-1} (-1)^{b_i(m)b_{i-1}(n)} \quad (11)$$

예를 들어  $N=8$ 이면  $r=3$ 이며, 이때  $b_i(m)$ 는  $r$ 개의 비트로 표현한 2진수에서  $i$ 번째 비트를 의미한다.  $m=6$ 이면 2진수로  $m=110$ 이 되며  $b_0(6)=0$ ,  $b_1(6)=1$ ,  $b_2(6)=1$ 가 된다. 식(10)로 주어진 월시 변환은  $N \times N$  행렬  $W_N$ 을 이용해서 식(12)과 같이 표현할 수 있다.

$$G = W_N g \quad (12)$$

여기서 행렬  $W_N$ 은 직교 행렬이며 아다말 행렬(Hadamard matrix)라고 부른다. 식(12)변환을 월시·아다말변환이라고 한다.

적용 신호처리에서 DFT를 이용한 직교 변환이 복소 곱셈과 복소 덧셈을 필요로 한 반면에 월시·아다말변환은 오직 실수 덧셈만을 필요로 한다. 이는 DFT에 비해 상당한 계산량을 줄일 수 있음을 의미한다. 월시·아다말변환 또한 DFT의 FFT처럼 고속 알고리즘을 사용하여 계산량을 줄일 수 있다. FFT는  $(N/2) \log_2 N$ 의 복소 곱셈과  $N \log_2 N$ 의 복소 덧셈이 요구된다. 게다가 한 번의 복소 덧셈을 위해서는 두 번의 실수 덧셈을 필요로 하므로 FFT는 총  $2N \log_2 N$  번의 실수 덧셈이 필요하다. 반면에 고속 월시·아다말변환은 실수 값을 갖는 변환으로, 입력이 실수라고 가정할 때 직교 변환을 위해서는 오직  $N \log_2 N$ 의 덧셈만이 필요로 하며 곱셈은 필요하지 않는다. 이것은 FFT에 비해 상당한 양의 계산량을 줄일 수

있음을 의미한다[12,15].

## 3. 제안하는 변환 영역 적응필터

본 논문에서는 식(8)로 정의된 변환 영역 적응 알고리즘의 새로운 형태 알고리즘을 제안한다. 우선 앞장에서 설명한 월시·아다말변환을 사용해서 시간 영역의 입력 신호를 변환영역으로 바꾼다. 다음으로 적응상수  $\mu$  값을 자동적으로 조절하는 알고리즘을 적용하며 계산량을 줄이기 위해 부분 수정 가중치 알고리즘을 사용한다.

본 논문에서는 FIR구조를 갖는 필터에서 적응 알고리즘의 적응 상수  $\mu$ 를 사전 지식을 가지고 임의로 선택하지 않으며 환경 변화에서 뛰어난 적응력을 갖는 알고리즘을 제안한다. 먼저 적응상수  $\mu$ 를 시변이라고 가정하고, 시간 영역의 NLMS알고리즘 형태의 변환 영역 적응 알고리즘을 정의한다.

$$W(n+1) = W(n) + \frac{2\mu_i}{V^T(n)V(n)} e(n)V(n) \quad (13)$$

식(13)이 식(8)과 비교했을 때 다른 점은  $\mu_i$ ,  $V(n)$ 의 존재일 것이다.  $\mu_i$ 는 식(8)에서는 고정된 값인데 반하여, 식(13)는 각 가중치, 각 반복구간마다 변하는 값을 의미한다. 또 식(13)에서  $V(n)$ 이 실수 값인 반면에 식(8)의  $V^*(n)$ 은 복소수이다. 이 차이는 일반적으로 DFT와 같이 복소 변환을 사용하였을 때, 나타나는 것으로 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 실수 값을 갖는 직교변환 중의 하나인 월시·아다말변환을 사용하였다.

가변 스텝 사이즈를 갖는 변환 영역 적응 알고리즘을 만들기 위해, 우선 적응 상수를 입력신호의 전력에 의해 수렴인자의 범위를 정하고, 기울기에 변화하여 적응상수의 값을 변화시킨다. 즉 적응상수는 제곱 오차 율기가 클 경우 크게 잡아 빠른 수렴속도를 얻도록 하고, 오차가 작을 경우 적게 하여 오조정을 줄이게 한다. 수렴범위 내에서 정규화된 적응상수의 변화를 얻기 위해서 식(2)은 기울기 절대치를 arctan함수를 사용하는데 반하여 여기서는 기울기 제곱근의 절대치를 사용하여 exponential함수에 적용한다. 그렇게 함으로써 작은 기울기에서는 적응상수 값을 작게 변화시키고, 기울기가 클 때는 수렴범위의 최대  $\mu$  값을 갖도록 하여 다음 수식을 얻는다.

$$\mu_i = [1 - \exp(-\sqrt{|1 - 2e(n)x_i(n)|})] \quad (14)$$

식(2)의 A-VLMS알고리즘에 비해 다른 인자의 도입이

없다. 또한 그림 3에서 알 수 있듯이 오차의 기울기에 따라 수렴 상수의 변화가 그림 1과 비교하면 아주 부드럽게 변화함을 알 수 있다. 또한 기울기 변화가 커도 수렴 상수의 범위는 식(1)에 나타난 조건을 만족하므로 식(14)의 알고리즘은 다른 인자의 도입 없이 항상 수렴 범위 안에서 적응 상수 값을 가지고 있으며, 오차의 기울기 변화에 따른 수렴 동작을 수행하므로 고정된 적응 상수를 가지는 다른 알고리즘에 비해 제안한 알고리즘은 각 반복 수행마다 각 가중치에 대해 개별적으로 수렴인자 값이 주어지며 빠르고, 안정된 수렴과 환경이 변화하는 경우에도 최적으로 수렴을 할 수 있다.

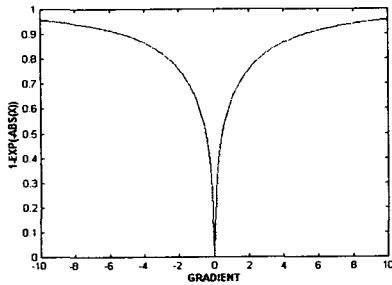


그림 3. 기울기에 따른 수렴 상수의 변화 II

여기서 편의상 시간 영역에서 식(14)이 알고리즘을 S-VLMS(Suggested VLMS)알고리즘이라 하고, 아다말행렬에 의한 변환 영역 적응 필터를 식(14)이 가변 스텝 사이즈를 갖는 알고리즘에 적용한 알고리즘을 TS-VLMS(Transform domain S-VLMS)알고리즘이라 부르기로 하겠다.

#### 4. 모의 실험을 통한 성능 분석

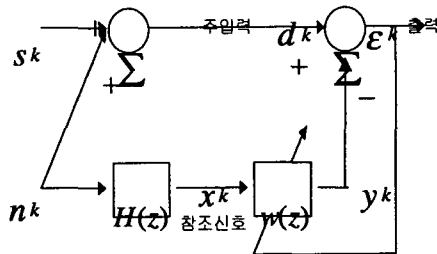


그림 4. 적응 잡음 제거기의 구조

그림 4는 원 신호  $s_k$ 에 잡음  $n_k$ 가 혼신 될 때 이를 제거

하는 일반적인 적응 잡음 제거기의 구조이다[3,18].

실험은 원 신호로는 “여기는 lab3 신호처리 연구실입니다”라는 남성 화자의 음성을 8비트 8khz로 샘플링한 신호를 사용하였으며, 잡음 신호는 평균이 0이고 평균 전력이 0.5인 백색 잡음을 사용하였다.

잡음의 전달경로  $H(z)=1+0.5z^{-1}+0.25z^{-2}$ 로 가정하였다. 각 실험은 적응 필터의 차수를 32차로 하고, 알고리즘의 성능을 나타내는 파라미터로 식(15)로 계산한 계수 오조정지수를 측정하여 비교 분석하였다.

$$W_{var}(k) = \frac{\sum_{i=0}^N (w_0(i) - W_k(i))^2}{\sum_{i=0}^N W_0^2(i)} \quad (15)$$

식(15)에서  $W_0(i)$ 는 최적계수,  $W_{var}(k)$ 는 각 샘플의 오조정지수이다.

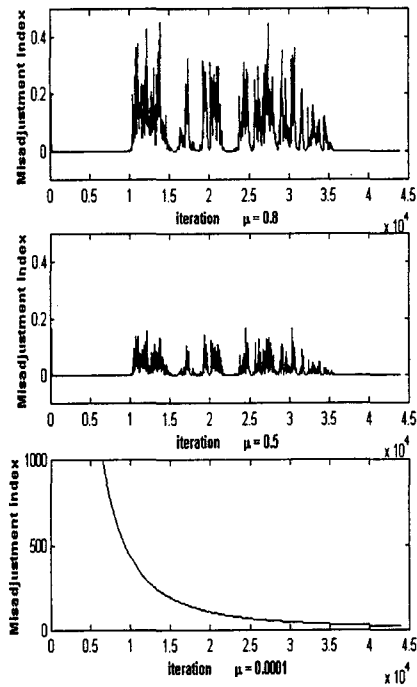


그림 5. NLMS 알고리즘에 대한 계수 오조정지수

그림 5는 NLMS알고리즘에 대한 계수 오조정지수의 분포이다. 그림에서 보는 것처럼 적응상수 값에 따라 계수 오조정지수 분포가 다르다. 즉 적응 상수가 클 때는 오조정이 크고, 너무 작은 값이면 알고리즘이 수렴이 느리다. 그러므로 NLMS알고리즘은 올바른 알고리즘이 수렴을 위해서

는 적당한 적응상수를 선택해야 한다. 그림 6은 가변 스텝사이즈를 갖는 A-VLMS알고리즘으로 제곱오차의 기울기 절대치를  $\arctan$ 함수를 사용하여 exponential함수에 적용한 알고리즘이다. 그림 6에서 보는 것처럼  $\alpha$ 라는 적응 인자를 사용하지 않을 경우, 오차의 기울기가 조금만 증가하면 알고리즘이 발산한다.

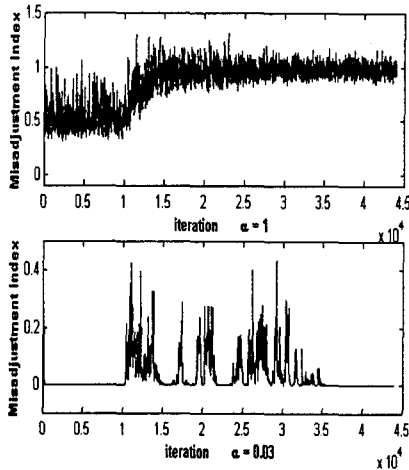


그림 6. A-VLMS 알고리즘에 대한 계수 오조정지수

그러므로  $\alpha$ 를 충분히 줄임으로써 그림 1이 기울기에 따른 수렴영역이 대역폭이 충분히 커져야만 알고리즘이 항상 수렴한다.

반면에 그림 7에서 제안한 알고리즘은 기울기에 따른 가변 적응인자의 범위가 항상 원하는 조건 안에 있으므로 기존의 알고리즘에 비해 적응상수를 사용하지 않고도 빠른 수렴과 안정된 수렴을 하는 것을 알 수 있다. 특히 시간영역에서 알고리즘을 수행했을 경우보다 변환영역에서 알고리즘을 수행했을 경우 오조정지수가 작음을 알 수 있다. 이들 결과로부터 제안한 알고리즘인 S-VLMS알고리즘인 경우  $\mu=0.5$ 인 NLMS알고리즘에 비해 평균 5dB, TS-VLMS알고리즘인 경우 평균 7.3dB 정도 계수 오조정지수가 감소함을 알 수 있었다.

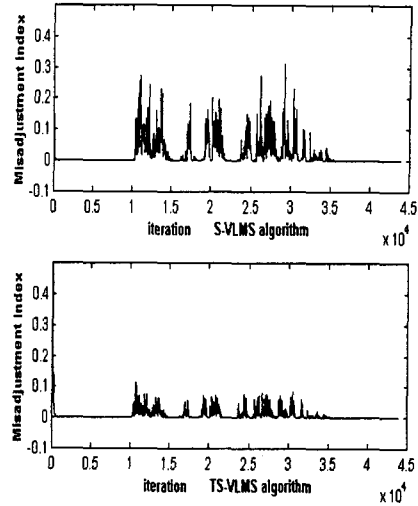


그림 7. 제안한 알고리즘에 대한 계수 오조정지수

계산량을 비교해 보면 NLMS알고리즘은 필터의 길이가  $L$ 인 경우,  $2L+1$ 이 곱셈과  $2L$ 번의 덧셈, 1번이 나눗셈이 필요하며, TS-VLMS알고리즘은 추가적으로 월시-아다말 변환을 위한  $L \log_2 L$  덧셈과  $\mu_i$ 를 구하기 위한 약간의 계산이 더 필요하다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 새로운 형태의 변환영역 적응 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 직교변환인 월시-아다말 변환을 사용하여 입력의 고유치 분포폭을 줄임으로써 시간영역에 비해 빠른 수렴을 얻고, 적응상수를 반복 구간마다 가중치 별로 독립적으로 조절하여 가변 적응인자를 갖도록 하였다. 제안한 알고리즘을 적응 잡음제거기에 적용하여 그 성능이 우수함을 보였다. 시간영역이 제안한 가변 스텝사이즈를 갖는 알고리즘인 경우  $\mu=0.5$ 인 NLMS 알고리즘에 비해 평균 5dB, 변환영역이 알고리즘인 경우 평균 7.3dB정도 계수 오조정지수가 감소함을 알 수 있었다. 따라서 제안한 알고리즘은 적응신호처리 여러 분야에서 응용 될 수 있으리라 본다.

향후 연구 과제로는 여러 형태의 변환영역 적응 알고리즘의 특성을 비교, 분석하는 것과 적응상수의 도입이 없는 보다 효율적인 알고리즘에 대한 연구가 있어야 하겠다.

## 참고 문헌

- [1] Bernard Widrow, Samuel D.Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, 1985.
- [2] Willian A.Harrison, Jae S.Lim and Elliot Singer, "A new Application of Adaptive Noise Cancellation," IEEE Trans. Acoust...Signal Processing, vol. ASSP-34, PP21-27, Feb. 1986.
- [3] Bernard Widrow, John R. Flover, and John M .McCool, "Adaptive Noise Cancelling: Principle and Application," Proceeding of IEEE, vol. 63. no. 12, pp 192-1716, Dec. 1975.
- [4] S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1991.
- [5] Joseph B. Evans, Ping Xue and Bede Liu, "Analysis and Implementation of Variable Step Size Adaptive Algorithms" IEEE Trans.. Signal Processing, vol-41, pp.2517-2534, August. 1993.
- [6] W.B.Mikhael et al., "Adaptive Filter with Individual Adaptation of Parameters", IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-33, PP.677-686, July. 1986.
- [7] Raymond H.Kwong and W.johnston, "A variable Step Size LMS Algorithm", IEEE Trans..., Signal Processing, vol-40, pp.1633-1642, July. 1992
- [8] F.F.Yassa, "Optimality in the choice of convergence factor for gradient based adaptive algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-35, pp.48-59, Jan. 1987
- [9] 부인형, 강철호, "적응필터를 위한 최적 수렴인자에 관한 연구", 전자공학회논문지 제31권 B편 제7호, pp.49-57, 1994. 7
- [10] T.J.Shan and T.Kailath, "Adaptive algorithm with an automatic gain control feature", IEEE Trans. Circuits Syst., vol.35, pp.122-127, Jan.1988
- [11] S.S.Narayan, M.Peterson, and J.Narasimha, "Transfer Domain LMS Alogrithm", IEEE Trans.

Acoust... Signal Processing, vol.ASSP-31. NO.3 , pp.609-614, June. 1983

[12] D.F.Marshall, W.K.Jenkins, and J.J.Murphy, "The use of Orthogonal Transform for Improving Performance of Adaptive filters", IEEE Tras. Circuits Syst., pp.474-484, Apr. 1986

[13] W.K.Jenkins and J.R.Kreidle, "Adaptive Digital Filter Using the Walsh-Hadamard Transform", in Proc. 1986 Int.Symp. on Circuits and System, Sanjose, CA, pp.875-878, May. 1986

[14] R.C.Gonzales and R.E.Woodes, Digital Image Processing, Addison Wesley, 1992



### 오 신 범

1997년 대구대학교  
정보통신공학과 졸업  
1999년 대구대학교 대학원  
정보통신공학과(공학석사)  
1999년-현재 대구대학교 대학원  
정보통신 공학과(박사과정)

관심분야 : adaptive signal processing



### 이 체 욱

1980년 한국침공대학 통신공학과(공학사)  
1987년 동경공업대학 대학원  
전기전자공학과(공학석사)  
1990년 동경공업대학 대학원  
전기전자공(공학박사)  
1990년 3월 - 현재 대구대학교 공과대학 정보  
통신공학부 교수

1997년 7월 - 1998년 7월 Penn state University  
교환교수

관심분야 : digital filter design, optical delay line sign  
processing, adaptive signal processing