

論文99-36S-4-9

주기 신호 검출을 위한 회귀적 적응 알고리즘 및 응용에 관한 연구

(A Study on the Feedback Adaptive Algorithm and its Applications for Detecting Line Signals)

鄭海澤*, 金重圭*

(Jung Hae Taek and Kim Joong Kyu)

요 약

본 논문에서는 Jue Chang 과 John R. Glover 가 1993년에 제안한 회귀적 적응 주기 신호 검출기[1]를 소개하고 이를 구현하기 위한 최적의 실시간 알고리즘을 제안하여 회귀적 주기 신호 검출기의 실용적인 응용 예를 제시하였다. 회귀적 적응 주기신호 검출기(FALE:Feedback Adaptive Line Enhancer)는 기존의 적응 주기 신호 검출기에 회귀 경로를 추가함으로써, 필터 차수를 같게 했을 때 낮은 신호 대 잡음비 환경 하에서 더 높은 필터 이득과 더 낮은 추정 오차를 얻을 수 있다. 회귀 경로를 통해 들어오는 필터 출력 신호는 회귀 이득 상수 값에 따라 전체 시스템의 성능이 달라지므로 최적의 회귀 이득 상수를 찾아내는 것이 중요하며 이는 회귀 이득 상수를 변화시키며 최적의 결과값(최소 추정오차)을 유도하는 실험을 통해 얻을 수 있다. 한편, 이를 구현하는 문제에 있어서는 일단 최적의 회귀 이득 상수 값이 정해지면 회귀 이득 상수가 초기 값으로부터 최적 값에 도달하는 변화율과 변화 유형이 시스템의 실시간 구현 및 성능에 중요한 영향을 미치게 된다. 본 논문에서는 실험을 통해 최적의 구현 알고리즘을 찾아냄으로써 Jue Chang과 John R. Glover가 제시한 이론적인 수렴율과 수렴 성능을 유지하면서 실시간으로 동작하는 시스템을 구현하고 모의실험을 통한 성능분석 결과를 제시하였다.

Abstract

We introduce the feedback adaptive line enhancer(FALE), the theoretical analysis of which was first appeared in 1993 by Jue Chang and John R. Glover[1], and propose an optimal algorithm for the implementation of FALE along with some practical applications. FALE, whose structure is formed by simply adding a feedback path between input and output of existing adaptive line enhancer(ALE), has advantages over ALE in that it can achieve higher filter gain as well as lower estimation error under low signal to noise ratio(SNR) environment using the same order of filter coefficient as in ALE. The feedback constant in FALE, which determines the output of the filter, is the critical factor affecting the performance of the overall system, and it can be found by running test experiments or simulations with varying values of the feedback constant and detecting the result which renders the minimum estimation error. On the other hand, not only the optimum value but also the convergence rate and pattern of the feedback constant is very significant in determining the performance of the FALE, especially when the real time processing is required. In this paper, we experimentally designed and implemented an optimal self-starting FALE algorithm considering the optimum feedback constant itself and the convergence rate of it simultaneously, and the performance analyses of our proposed algorithm are carried out through various simulations.

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터工學部
(Department of Electronics Engineering, Sung Kyun

Kwan University)

接受日字:1998年4月28日, 수정완료일:1998年12月30日

I. 서론

일반적으로 적응성 잡음 제거는 적절한 외부 참조 신호의 이용이 가능할 때 적용되는 최적화 필터링 기법으로서 전형적인 최적화 필터링 기법에 비해 출력 잡음과 신호 왜곡이 작고 외부 환경 조건에 덜 제한적이기 때문에 입력 신호의 통계적 특성을 알기 어렵거나 신호의 특성이 시간에 따라 변화하는 비정상성(non-stationary)을 보일 때에도 그 변화를 추적하여 시스템의 파라미터를 최적화 시켜 나간다. 적응성 주기 신호 검출기(ALE: Adaptive Line Enhancer)는 광대역 잡음 성분은 억제하고 협대역 주기 신호 성분만을 감쇄없이 통과시키는 적응성 잡음 제거기(adaptive noise canceller)의 특별한 형태로서 스펙트럼 분석기, 수중 음파 탐지기, 디지털 통신상의 신호 탐지 및 심전도 측정 의뢰기기등에 적용되어 왔다.

적응성 주기 신호 검출기는 외부 참조 신호를 지연 소자를 통해 자체적으로 생성시켜서 동작하며 외부 입력 신호 환경에 대한 사전 정보-주기 신호의 중심 주파수 및 중심 주파수의 요동 특성, 입력 신호의 비정상성(non-stationarity) 등-를 갖지 못할 때, 들어오는 입력을 일정 시간 추적하면서 그 신호 특성에 따라 시스템의 파라미터가 변하는 자기 적응적 시스템이라고 할 수 있다. 이는 입력 신호의 특성에 대한 사전 지식이 없어도 되므로 외부 입력 신호에 대한 제약이 덜하다는 장점이 있지만, 입력 신호만으로 신호의 특성을 분석해야 하기 때문에 입력 신호의 정보 제공력이 우수해야 함을 전제로 한다. 즉 입력 신호는 높은 주기 신호 대 광대역 잡음비를 가져야 한다. 따라서 낮은 신호 대 잡음비 환경 하에서는 주기 신호 검출이 용이하지 않으며 검출 성능을 높이려면 불가피하게 시스템의 필터 차수를 높여야 하므로 시스템이 복잡해지고 하드웨어적으로 많은 비용을 감당해야 한다. 따라서 이런 난점을 극복하기 위한 많은 연구가 시도되어 왔으나 그 대부분의 연구들이 적응 알고리즘의 개발에 초점을 맞추어 진행되어 왔다. 이와는 다른 시도로서 1993년에 Jue Chang과 John R. Glover는 기존의 주기 신호 검출기에 단순히 회귀 경로를 도입한 '회귀적 적응 신호 검출기'를 제안함으로써 우수한 성능 향상의 가능성을 제시하였다. 본 논문에서는 '회귀적 적응 주기 신호 검출기'를 소개하고 이를 구현하기 위한 최적의 실시간 알고리즘을 제안함으로써 회귀적 주

기 신호 검출기의 실용적인 검증을 하는데 초점을 맞추었다.

회귀적 적응 주기 신호 검출기(FALE: Feedback Adaptive Line Enhancer)는 기존의 적응 주기 신호 검출기에 회귀 경로를 달아줌으로써, 필터 차수를 같게 했을 때 낮은 신호 대 잡음비 환경하에서 더 높은 필터 이득과 더 낮은 추정 오차를 얻을 수 있다. 회귀 경로를 통해 들어오는 필터 출력 신호는 회귀 이득 상수 값에 따라 전체 시스템의 성능이 달라지므로 최적의 회귀 이득 상수를 찾아내는 것이 중요하며 이는 회귀 이득 상수를 변화시키며 최적의 결과값을 유도하는 실험을 통해 얻을 수 있다. 그러나 이를 구현하는 문제에 있어서는 일단 최적의 회귀 이득 상수 값이 정해지면 회귀 이득 상수가 초기 값으로부터 최적값에 도달하는 변화율과 변화 유형이 시스템 구현에 중요한 요인이 된다. 따라서 본 논문에서는 실험을 통해 최적의 구현 알고리즘을 찾아냄으로써 Jue Chang과 John R. Glover가 제시한 이론적인 수렴율과 수렴 성능을 유지하면서 실시간으로 동작하는 시스템을 구현할 수 있었다.

앞에서 언급했듯이 적응 주기 신호 검출기는 입력 신호의 신호 대 잡음비(SNR)가 극히 낮은 환경에서는 주기 신호 성분의 중심 주파수에서의 필터 이득이 낮아 잡음 성분과의 깨끗한 분리 추출이 용이하지 못하며 이를 극복하기 위해서는 많은 지연 소자의 증가(필터 차수의 증가)가 불가피하다. 따라서 낮은 SNR을 갖는 외부 입력 신호에서도 시스템의 복잡성을 높이지 않고 뛰어난 주기 신호 추출 성능을 갖는 개선된 시스템이 필요하며 이는 그림 1에서 제시된 회귀적 적응 주기 신호 검출기(FALE)를 통해 구현할 수 있다.

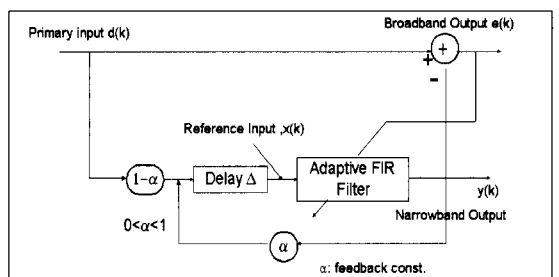


그림 1. 회귀적 적응 주기 신호 검출기
Fig. 1. Feedback Adaptive Line Enhancer.

그림 1은 기존의 ALE 구조에서 적응 FIR 필터의 출력단과 입력 단에 회귀 경로를 두고 회귀 이득 상수 α 를 $0 < \alpha < 1$ 로 제한함으로써 외부 입력 신호 $d(k)$ 와 적응 필터 출력 신호 $y(k)$ 의 가중 평균값을 적응 필터의 새로운 입력 신호로 이용하려는 시도이다. 여기에 제시하는 회귀적 주기신호 검출기(FALE)는 참조 신호(reference signal)를 얻을 수 없는 환경 하에서 깨끗한 주기신호 성분을 입력 단에 제공하여 우수한 성능의 자기 참조 (self-referencing) ALE를 구현한다는 데 의미가 있다.

II. 적응 주기신호 검출기

광대역 잡음 성분을 가우스 분포를 갖는 백색 잡음으로 가정했을 때 ALE는 주기신호 성분의 중심 주파수에서 최적의 필터 이득을 갖는 협대역 통과 필터로 수렴을 하게 되며, 출력 단에서의 신호 대 잡음비는 [2]와 [4]에서 제시된 것처럼 아래 식으로 나타낼 수 있다.

$$g_0 \approx \frac{\frac{N}{2} SNR_r}{1 + \frac{N}{2} SNR_r} < 1 \quad (1)$$

$$SNR_o \approx \frac{N}{2} SNR_r \quad (2)$$

여기서 g_0 는 필터 이득, N 은 필터 차수, SNR_r 는 적응 필터 입력 신호 $x(k)$ 에 대한 신호 대 잡음비, SNR_o 은 필터 출력단 $y(k)$ 에서의 신호 대 잡음비를 표시한다. 회귀 경로가 없는 ALE에 대해서는 $SNR_r = SNR_i$ 이므로 ALE의 신호 대 잡음비 이득 $SNRG_A$ 는

$$SNRG_A = \frac{SNR_o}{SNR_i} \approx \frac{N}{2} \quad (3)$$

로 표현된다. 식 (1)에서 볼 수 있듯이 필터 차수 N 이 크면 ALE는 주기 신호 성분의 중심 주파수에서 거의 단위 이득을 갖는 협대역 통과 필터에 수렴하게 된다. 기존의 ALE에서는 주어진 외부 입력 신호의 신호 대 잡음비 SNR_i 에 대해 필터 차수 N 을 증가시키는 것만이 필터의 이득과 출력단의 SNR_o 을 높이는 유일한 방법이다. 그러나 주어진 SNR_i 에 대해 필터의 입력 단에서의 SNR_r 를 높일 수 있다면 필터의 차수를 증가시키지 않고도 필터 이득과 SNR_o 을 높일 수

있을 것이다.

III. 회귀적 적응 주기신호 검출기

1. 회귀 경로의 도입

필터 입력 단에서의 SNR_r 를 높이는 것, 즉 깨끗한 주기신호를 참조 신호로 하기 위해서 그림 1과 같은 새로운 FALE 구조가 제시되었다. 필터 출력 $y(k)$ 의 일부가 필터의 입력 단으로 회귀되어지는 반면 필터 입력 단으로 외부 입력 신호 $d(k)$ 는 같은 양만큼 감소하게 된다. 이렇게 합하여진 두 신호는 같은 지연 소자를 거치게 된 후 필터 입력 단으로 전달된다. 이 FALE구조는 처음엔 $\alpha=0$ 을 갖는 ALE구조로부터 시작하여 ALE의 필터 계수가 정상 수렴 상태에 도달한 후 α 를 0과 1사이의 값으로 바꾸게 된다. 그렇게 되면 필터의 입력 단으로 들어가는 신호는 외부 입력 신호와 필터 출력 신호가 일정한 가중치로 더해진 신호가 된다. 이때 회귀되어지는 신호 $y(k)$ 는 ALE에 의해 외부 입력 신호의 주기 신호 성분과 위상이 일치하는 주기신호 성분에 덜 걸러진 광대역 잡음 성분이 섞여 있는 형태가 된다. 회귀 경로를 통해 필터를 거친 출력 신호가 다시 필터를 거치게 됨으로써 신호에 남아 있는 광대역 잡음 신호는 점진적으로 감소하게 되며 따라서 출력단의 SNR_o 과 입력 단의 SNR_r 는 개선된다. 또한 외부 입력 신호도 계속 받아들임으로써 non-stationarity한 성분을 갖는 외부 입력 신호 환경에서도 그 변화를 계속 추적 할 수 있다. 입력 단의 SNR_r 가 높아짐에 따라 중심 주파수에서의 필터 이득은 단위 이득값에 점차 접근한다. 필터가 정상 상태에 이르렀을 때의 전달 함수, 즉, 외부 입력 신호 $d(k)$ 에서 출력 신호 $y(k)$ 로의 전달 함수 $G(z)$ 는 아래와 같다.

$$G(z) = (1 - \alpha) \frac{z^{-d} \sum_{k=0}^{N-1} w_k z^{-k}}{1 - \alpha z^{-d} \sum_{k=0}^{N-1} w_k z^{-k}} \quad (4)$$

$$= (1 - \alpha) \frac{z^{-d} F(z)}{1 - \alpha z^{-d} F(z)}$$

여기서 $F(z) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k z^{-k}$ 는 $x(k)$ 에서 $d(k)$ 로의 FIR 필터의 전달 함수이다. 잡음 제거기에 적용되는 전달 함수 즉 $d(k)$ 에서 $e(k)$ 로의 전달 함수 $H(z)$ 는 식 (4)

로부터 쉽게 유도 될 수 있다.

식 (5)상의 전달 함수 $G(z)$ 에서 알 수 있듯이 회귀 경로를 걸어 줌으로써 필터는 FIR 구조에서 IIR구조로 바뀌게 된다. 일반적으로 IIR 필터가 FIR 필터보다 더 적은 필터 계수를 가지고도 주파수 응답 특성은 더 뛰어나므로 이런 IIR필터 특성을 갖는 FALE 구조는 필터 차수를 높이지 않고도 중심 주파수에서 높은 필터 이득을 갖고 광대역 잡음 성분은 더욱 더 억제하는 특성을 갖게 될 것임을 예상할 수 있다.

$$H(z) = 1 - G(z) = \frac{1 - z^{-d}F(z)}{1 - az^{-d}F(z)} \quad (5)$$

2. LMS-FALE 알고리즘

FALE구조의 IIR 필터는 대단히 제한적인 특성을 가지고 있고 단순한 선형성을 보이는 필터로서 간단한 LMS알고리즘으로 구현할 수 있다. FALE 구조에서의 IIR 필터의 전진성 필터 계수 부분과 회귀성 필터 계수 부분을 각각 A_k 와 B_k 로 정의하면

$$A_k = (1 - \alpha)W_k$$

$$B_k = \alpha W_k$$

이고 FALE의 출력 신호는 다음과 같다.

$$y(k) = A_k^T \cdot D_k + B_k^T \cdot Y_k \quad (6)$$

여기서 $W_k = [w_{0k}, w_{1k}, w_{2k}, \dots, w_{(N-1)k}]^T$, $D_k = [d(k), d(k-1), \dots, d(k-N+1)]q^{-d}$, $Y_k = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-N+1)]q^{-d}$ 이고 q^{-1} 는 지연 소자이다. 식 (6)을 다시 정리하면

$$y(k) = W_k^T \{(1 - \alpha)D_k + \alpha Y_k\}$$

$$= W_k^T X_k$$

그러므로, LMS 알고리즘을 이용한 FALE 구조는 다음과 같은 형태를 보인다.

$$x(k) = \{(1 - \alpha)d(k) + \alpha y(k)\}q^{-d} \quad (7a)$$

$$X_k = [x(k), x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-N+1)]^T \quad (7b)$$

$$y(k) = W_k^T X_k \quad (7c)$$

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

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu e(k)X_k \quad (7e)$$

여기서 μ 는 적응 스텝 크기이다.

위 LMS 알고리즘 구현식에서 알 수 있듯이 FALE가 ALE와 다른 점은 필터 입력 단으로 들어오는 데이터가 외부 입력 신호 $d(k)$ 와 필터 출력 신호 $y(k)$ 에 가중치를 적용하여 합하여진 조합 신호라는 점이다. 즉, FALE의 필터 입력 신호는 주기신호 성분과 백색 잡음으로 이루어진 $d(k)$ 와, 주기 신호 성분과 색깔 잡음으로 이루어진 $y(k)$ 의 결합으로 구성되어진다. 따라서 FALE는 좀더 깨끗한 신호 성분을 입력 신호로 갖는 ALE라고 할 수 있다. 또한 ALE의 수렴화된 필터 계수는 샘플화된 주기신호 값을 가지므로 FALE구조에서의 필터 계수도 샘플화된 주기신호 형태를 가지며 평균적인 계수 크기는 ALE보다 큰 값을 갖게 된다. 이러한 예측에 대한 타당성은 5장에서 실험을 통하여 검증하기로 한다.

3. FALE 필터 계수의 최적화

필터 계수의 최적화 값은 최소 제곱 평균 오차 즉, 오차의 평균 전력을 최소화했을 때의 필터 계수 값으로 구할 수 있다. 식 (4)에서 $G(z)$ 의 주파수 반응식을 $G(jw)$ 라고 놓았을 때 평균 오차 전력은

$$E\{e^2\} = \sigma_n^2 + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sigma_n^2 |G(jw)|^2 dw + |1 - G(jw_0)|^2 \sigma_s^2 \quad (8)$$

이다. 여기서 σ_n^2 , σ_s^2 은 각각 외부 입력 신호의 광대역 잡음 전력과 주기 신호 전력을 나타내고 적분식은 필터를 거친 잡음 성분의 전력, $|1 - G(jw_0)|^2 \sigma_s^2$ 은 필터를 통과한 주기신호 성분과 기준 주기신호의 차에 대한 오차 전력을 나타낸다.

FALE 구조의 회귀적 특성으로 인해 FALE의 최적화 계수를 구하기 위하여 ALE의 최적화 계수를 구하는 방법을 적용한다는 것은 불가능하다. 따라서 식 (8)로부터 최적화 계수를 구하는 것은 다음 다섯 단계를 거쳐 이루어진다.

첫째 최적화된 필터 계수는 ALE에서처럼 입력 신호의 중심 주파수를 갖고 샘플화된 주기신호 형태를 취하게 된다.

$$E\{W\} = A_0 \{\cos \Delta w_0, \cos (\Delta + 1)w_0, \dots, \cos (\Delta + N - 1)w_0\}^T \quad (9)$$

여기서 $E\{W\}$ 는 필터 계수의 통계적 기대값을 벡터로 나타낸 것이며 w_0 는 입력 주기신호의 중심 주파수, Δ

는 시간 지연이다. 이제 필터 계수의 최적화 문제는 오차의 전력을 최소화시키는 A_0 를 결정하는 문제로 간소화 될 수 있다. 식 (9)을 식 (4)에 대입하고 $z = e^{-j\omega}$ 라 놓으면 정상 상태에서의 주파수 반응 전달 함수 $G^*(j\omega)$ 는 다음과 같이 나타난다.

$$G^*(j\omega) = (1-a) \frac{e^{-j\omega\Delta} \sum_{k=0}^{N-1} A_0 \cos[(\Delta+k)\omega_0] e^{-j\omega k}}{1 - ae^{-j\omega\Delta} \sum_{k=0}^{N-1} A_0 \cos[(\Delta+k)\omega_0] e^{-j\omega k}}$$

$$= (1-a) \frac{e^{-j\omega\Delta} F^*(j\omega)}{1 - ae^{-j\omega\Delta} F^*(j\omega)} \quad (10a)$$

여기서

$$e^{-j\omega\Delta} F^*(j\omega) = e^{-j\omega\Delta} \sum_{k=0}^{N-1} A_0 \cos[(\Delta+k)\omega_0] e^{-j\omega k}$$

$$= \frac{A_0}{2} \left\{ \exp[-j(\omega-\omega_0)(\Delta + \frac{N-1}{2})] \frac{\sin(\frac{N}{2}(\omega-\omega_0))}{\sin(\frac{1}{2}(\omega-\omega_0))} + \exp[-j(\omega+\omega_0)(\Delta + \frac{N-1}{2})] \frac{\sin(\frac{N}{2}(\omega+\omega_0))}{\sin(\frac{1}{2}(\omega+\omega_0))} \right\} \quad (10b)$$

셋째로, 최적화된 필터 이득을 얻기 위해서는 협대역 출력 신호 $y(k)$ 와 기준 신호 $d(k)$ 의 주기신호 성분, 서로 빼어지는 지점에서 동일 위상을 갖고, 정확히 상쇄되어야 한다. 이는 $G^*(j\omega)$ 에 의한 위상 변화가 주기신호의 중심 주파수 ω_0 에서 2π 의 정수배가 되어야 함을 의미한다.

따라서 $G^*(j\omega_0)$ 는 양의 실수 값을 가져야 하고 $e^{-j\omega\Delta} F^*(j\omega_0)$ 또한 양의 실수 값을 가져야 한다. 위 식 (10b)에서 괄호 안의 첫 번째 식은 ω_0 에서 위상 변화 없이 극값 N 을 갖고, 두 번째 식은 N 이 중심 주파수의 $1/2$ 주기의 정수배값이라고 가정할 때 영이다. 일반적으로 ω_0 가 '0'이나 ' π '에 가깝지 않고 N 이 너무 작지 않다면 두 번째 식의 영향은 첫 번째 식에 비해 작으며 무시할 수 있다. 따라서 FALE구조의 정상 상태에서의 필터 이득 g_0 는

$$g_0 = |G^*(j\omega_0)| \approx \frac{(1-a)N\frac{A_0}{2}}{1 - aN\frac{A_0}{2}} \quad (11)$$

라고 근사화 할 수 있으며 식 (8)의 오차 전력도 다음과 같이 바꿔 쓸 수 있다.

$$E\{e^2\} = \sigma_n^2 + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sigma_n^2 |G(j\omega)|^2 d\omega + |1 - g_0|^2 \sigma_s^2 \quad (12)$$

여기서 적분식과 g_0 모두 A_0 의 함수이다.

넷째로, A_0 의 최적치는 식 (10a)의 $G^*(j\omega)$ 와 식 (11)의 g_0 를 식 (12)의 오차 함수에 대입하고 오차 함수를 A_0 에 대해 최소화함으로써 얻을 수 있다. 일단 A_0 가 구해지면 식 (9)로부터 필터 계수의 최적치들도 쉽게 계산되어진다.

마지막으로, ALE와 FALE 모두에서 A_0 는 항상 NA_0 의 형태로 나타난다. 이는 식 (11)의 FALE의 이득 함수 g_0 에서 볼 수 있다. 실제로 A_0 보다는 g_0 값이 사인 추정 오차나 SNR 이득에 직접적으로 영향을 미치게 된다. 표 1은 SNR_i 이 0dB일 때 서로 다른 N 과 a 의 조합에 따른 최적화된 필터 이득 g_0 을 나타내고 있다. 여기서 $\omega_0 = 2\pi \cdot 0.1$ 이며 N 의 값이 15, 20, ..., 40으로 변할 때 식 (11)을 정확히 만족함을 보이고 있다. 표 1의 결과는 후에 실험적으로 구하여진 결과와 비교해 볼 수 있다.

표 1. N 과 a 의 조합에 따른 필터 이득의 분석 ($\omega_0 = 2\pi \cdot 0.1$, $SNR_i = 0dB$)

Table 1. Analysis of filter gain with several combinations of N , a .

N	a	0.0(ALE)	0.5	0.6	0.7	0.8
15		0.881	0.940	0.953	0.966	0.979
20		0.912	0.958	0.967	0.977	0.986
25		0.930	0.968	0.976	0.983	0.989
30		0.939	0.973	0.979	0.985	0.989
35		0.949	0.978	0.983	0.987	0.989
40		0.955	0.981	0.986	0.989	0.989

IV. 회귀적 적응 필터의 구현 알고리즘

실제로 회귀적 적응 필터를 구현하기 위해서는 회귀 경로의 이득값을 0에서부터 미리 결정된 최적화 값에 이르기까지 처음에는 깨끗한 참조 주기신호를 얻기 위해 천천히 증가시키고 충분한 참조 신호가 얻어진 후엔 가능한 한 빨리 최적값에 이를 수 있도록 맞추어

주어야 한다. 즉, 입력신호가 일차 정상 상태에 도달하는 수렴 속도는 입력 신호의 통계적 특성에 따라 달라지므로 이 수렴 시간을 회귀 이득 함수의 시상수(time constant)로 주고 지수적으로 증가하는 회귀 이득값을 구해야 한다. 먼저 정상 상태에 도달하기까지 걸리는 시간, 즉 회귀 이득 함수의 시상수를 T , 필터 차수 N , 스텝 크기를 μ 라 했을 때 LMS 알고리즘 적용시^[4]에서 제시된 수렴 시간은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$T = \frac{N}{\mu \times (\text{signal power})} \quad (13)$$

따라서 회귀 이득 함수는 실험적으로 구해진 최적값 α^* 을 이용해 식 (14)와 같이 표현해줌으로써 변화 특성이 지수적으로 증가하도록 유도할 수 있다.

$$\alpha = \alpha^* \exp\left[-\frac{c(n-T)}{T}\right], \quad \text{if } 0 \leq n \leq T \quad (14)$$

$$\alpha = \alpha^*, \quad \text{if } n > T$$

여기서 n 은 시간, 즉 반복 횟수를 나타내고 c 는 제어 상수로서 회귀 이득 상수 α 의 변화 속도를 결정하게 되는데 α 가 '0'에서부터 최적값 α^* 까지 우수한 성능을 얻기 위해 요구되는 바람직한 변화를 보이려면 c 는 가능한 큰 값을 가져야 하나 실험적으로 큰 값은 급격한 천이 구간을 갖게 되어 시스템이 불안정해지고 오히려 성능이 떨어지게 됨으로 우수한 필터 특성을 보이면서도 부드러운 천이 구간을 가질 수 있도록 적당한 값을 두어야 한다. 최적값 c 는 실험적으로 찾을 수 있으며 뒤에서 실험을 통해 보여진다. 최적의 회귀 이득 상수 α^* 또한 실험적으로 구하여지고 식 (14)에 α 와 c 의 최적치를 대입함으로써 회귀적 주기신호 검출 알고리즘을 구현할 수 있다.

V. FALE와 ALE의 성능 비교 실험

여러 다른 값을 갖는 N , SNR_i 에 대해 회귀 이득 상수 α 를 0에서부터 1까지 변화시키면서 FALE의 수렴 성능 변화를 분석하여 최적의 α 를 찾아내고, 이 결과를 ALE와 비교해 보았다. 외부 입력 신호의 주기신호 성분의 신호 전력은 모든 실험을 통해 '1'로 두었고 광대역 잡음 성분은 평균치 0을 갖는 가우스 분포 백색 잡음으로 신호 전력은 선택적으로 취하였다. 스텝 크기 μ 는 필터 계수 잡음을 무시할 수 있을 정도로 충분히 작게 주었다.

그림 2는 위로부터 각각 외부 입력 신호 $d(k)$, 주기신호 성분, ALE를 통과한 필터 출력 신호 $y(k)$, FALE를 통과한 필터 출력 신호 $y(k)$ 순으로 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 FALE를 통과한 신호가 ALE보다 주기신호 성분을 더 잘 추적함을 알 수 있으며 위상도 일치하고 있다. 이는 필터 이득값이 더 크고 전달 함수가 IIR 필터 특성을 나타내므로 통과 대역폭이 좁아 잡음 억제력이 더 우수하기 때문이다.

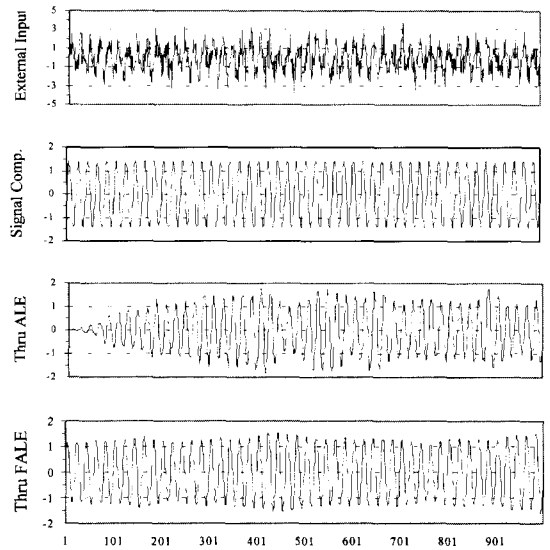


그림 2. 필터 출력 신호 비교 ($\alpha=0.8$, $\Delta=1$, $SNR_i=0\text{ dB}$, $\mu=0.001$)

Fig. 2. Comparison of filter output signals.

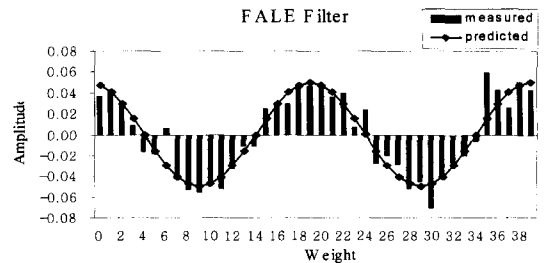


그림 3. 정상 수렴 상태 후의 필터 계수값 ($\alpha=0.8$, $SNR_i=0\text{ dB}$, $\mu=0.001$, $N=40$)

Fig. 3 Filter coefficients after the steady-state convergence.

앞절에서 FALE가 더 깨끗한 입력 신호를 가지고 ALE처럼 동작할 것이라고 가정하였고 수렴 후 필터

의 평균 계수값은 더 클 것이라고 예측하였다. 정상 상태 후 필터 계수 크기의 평균값은 그림 3에서 보듯이 주기신호의 샘플화된 형태이다. 이는 막대 그래프로 나타나며 곡선은 예측된 분석값이다. 필터의 크기의 예측치와 실험치가 잘 일치함으로써 평균 필터 계수값을 식(9)로 표현함이 타당함을 실험을 통해 확인할 수 있다.

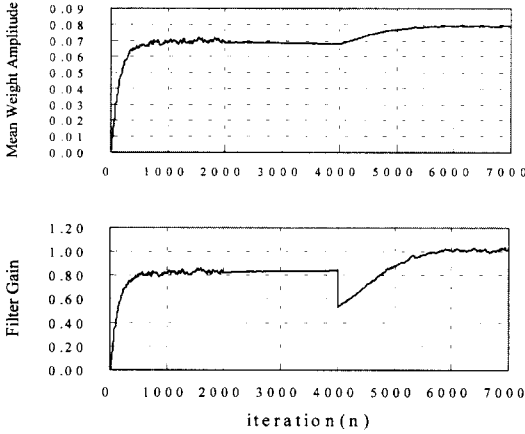


그림 4. 필터 계수 크기와 필터 이득 비교($\alpha=0.8$, $N=25$, $SNR_1=-3.5\text{ dB}$)

Fig. 4. Comparison of filter coefficients, filter gain in ALE and FALE.

그림 4는 시간축 상에서 FALE의 필터 계수 크기 평균값 A_0 와 필터 이득 g_0 의 변화 과정을 보여주고 있다. 실험은 처음 $\alpha=0$, 즉 ALE구조에서 시작하여 2000번째 반복 구간에서 μ 를 0.01에서 0.001로 바꾸어 필터 계수의 잡음을 낮추었다. 4000번째 입력신호 후에 회귀 이득을 $\alpha=0.8$ 로 주었다. 식 (10)으로부터 평균 필터 계수 최적값이 $2/N$ 이 될 때 필터 이득은 1이 된다. FALE구조에서 평균 필터 계수값은 $2/N=2/25=0.08$ 에 접근하고 필터 이득은 1에 접근함을 알 수 있다. 그림 3. 에서 ALE의 평균 필터 계수값은 수렴 천이 구간을 거쳐 일정 값으로 수렴하다가 회귀 경로를 걸어 주면 다시 증가하여 더 큰 값으로 수렴하고 있음을 알 수 있다. ALE 구조에서는 낮은 SNR_1 으로 인해 $2/N$ 보다 훨씬 낮은 값에서 수렴하지만 FALE로 바뀌어진 후 $2/N$ 에 가까이 감을 보이고 있다. 이에 따라 필터 이득도 단위 이득 1에 접근하고 있음을 알 수 있다. 또한 그림에서 회귀 경로를 바꾸어 주는 지점에서 필터 이득값이 갑자기 떨어졌다가

빠르게 증가하는 모습을 볼 수 있는데 이는 회귀 경로를 걸어 줌으로써 필터의 특성이 FIR구조에서 IIR구조로 바뀌었기 때문이다.

그림 5는 α 와 필터 차수 N 의 서로 다른 조합에 따른 필터 이득의 변화를 보인 것이다. 임의로 고정된 N 에 대해 α 가 증가할수록 필터 이득도 증가함을 볼 수 있다. 이는 앞의 표 1에서 나타나는 분석치와 잘 일치함을 보여준다.

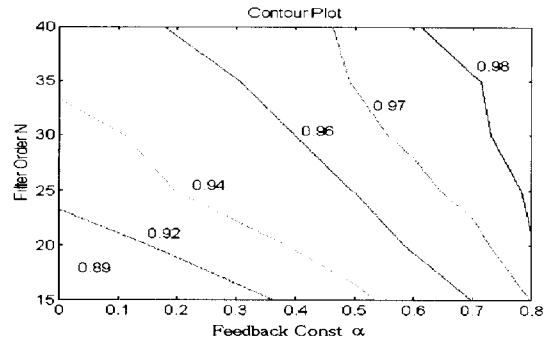


그림 5. 회귀 이득 α 와 필터 차수 N 의 서로 다른 조합에 따른 필터 이득

Fig. 5. Filter gain with several combinations of N , α ($w_0=2\pi \cdot 0.1$, $SNR_1=0\text{ dB}$).

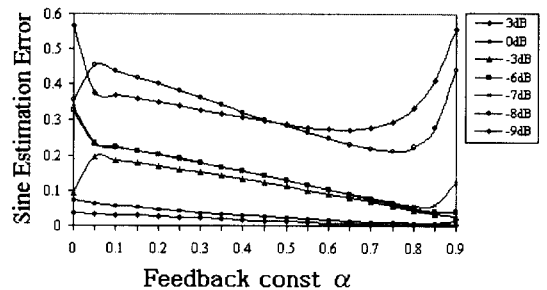


그림 6. α 에 따른 신호 추정 오차

Fig. 6. Sine estimation error according to varying α .

서로 다른 SNR_1 을 갖는 입력 신호들에 대한 회귀 이득 상수 α 와 평균 지승 추정 오차, 즉 외부 입력신호의 주기 신호 성분과 필터의 출력과의 차의 평균 지승값의 관계를 그림 6에서 보이고 있다. FALE의 여러 가지 특성이 나타나고 있는데 먼저 각각의 SNR_1 에 대해 FALE가 ALE보다 우수한 성능을 갖게 하는 α 값의 영역이 폭넓게 존재함을 알 수 있다. 그리고 α 의 최적값은 0.8근처가 됨을 알 수 있다. α 가 이보다

작계되면 FALE 효과를 크게 얻을 수 없으며 0.8보다 크면 필터의 안정도가 문제가 된다.

그림 7은 정상상태후 갖게 되는 ALE와 FALE의 필터 계수로부터 계산된 주파수 응답 특성을 함께 보인 것이다. 필터 차수 N은 25를 두었으며 20번의 반복실험을 통해 평균적인 주파수 응답 특성을 구하였다.

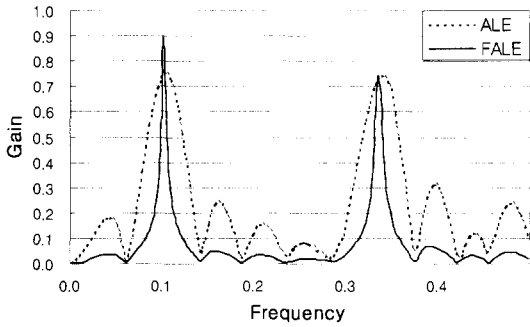


그림 7. ALE와 FALE 필터의 주파수 반응
Fig. 7. Frequency response of ALE and FALE filter.

그림에서 볼 수 있듯이 ALE는 sinc 함수 형태의 주파수 응답 특성을 보이고 있으며 중심 주파수에서의 응답의 크기는 완전히 걸러지지 않은 잡음으로 인해 단위 이득보다 작음을 알 수 있다. 반면에 FALE의 주파수 응답 특성은 IIR 필터 특성으로 인해 통과 대역폭이 더 좁고 크기가 1에 근접하며 저지 대역 크기가 ALE보다 낮아짐으로써 잡음 억제에 더 뛰어난 특성을 보인다. FALE구조에서는 SNR₀이 증가하고 추정오차값이 낮아지게 된다. 또한 여러 개의 주기 신호를 갖는 입력 신호에 대해서도 각 각에 대해 독립적인 필터 특성을 보임을 확인할 수 있다.

VI. 구현 알고리즘을 이용한 FALE의 성능 실험

4장에서 제시한 회귀적 구현 알고리즘의 최적값 c는 그림 8의 실험을 통해 얻을 수 있다. 그림 8은 입력 신호가 다양한 SNR을 가질 때 제어 상수 c의 변화에 따른 사인 추정 오차를 보여주고 있는데 그림에서 알 수 있듯이 입력 신호의 SNR이 높은 경우(3dB, 0dB, -3dB)에는 제어상수 c는 0.9 근처에서 최적의 성능을 보이고 입력 신호의 SNR이 낮은 경우(-6, -7, -8, -9dB)에는 c가 커질수록 사인 추정 오차는

감소하나 c가 일정 값(대략 4.0) 이상으로 증가하면 변화가 없다. 그러나 c가 지나치게 커지면 시스템의 필터 특성이 급격하게 변화하고(FIR에서 IIR으로) 불안정한 성능을 보이게 됨으로 제어 상수의 최적값은 4.0이 적당하다.

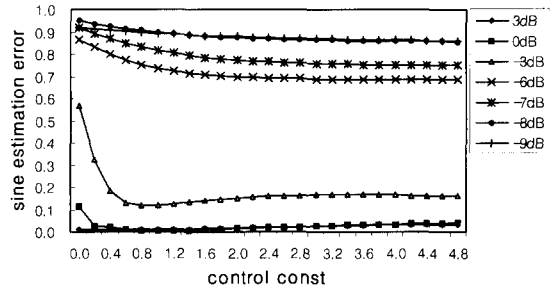


그림 8. 제어 상수에 따른 신호 추정 오차
Fig. 8. Sine Estimation Error according to varying c.

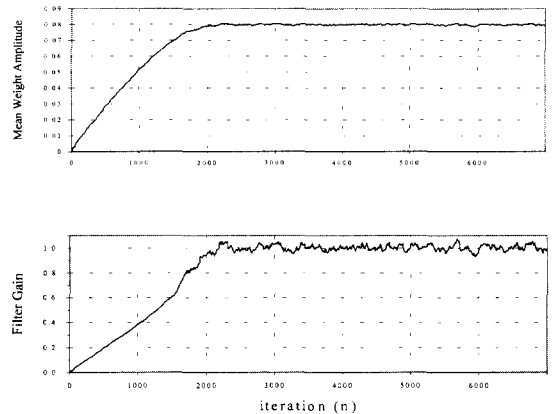


그림 9. 회귀 이득 함수를 이용한 필터 계수 크기와 필터 이득
Fig. 9. Filter coefficients and filter gain using feedback gain function($\alpha=0.8$, $N=25$, $SNR_1=-3.5\text{ dB}$).

그림 6의 회귀 이득 상수 a의 최적값 '0.8'과 그림 8의 제어 상수 c의 최적값('0.9'와 '4.0')을 식 (14)의 회귀 이득 함수에 적용하여 실시간으로 동작하는 FALE 필터를 구현해 보았다. 필터 차수 N과 입력 신호의 SNR은 그림 4의 실험과 동일 조건을 취하였다.

그림 9에서 알 수 있듯이 필터 이득은 부드러운 천이 구간을 거쳐서 필터 이득값 1에 도달함을 볼 수

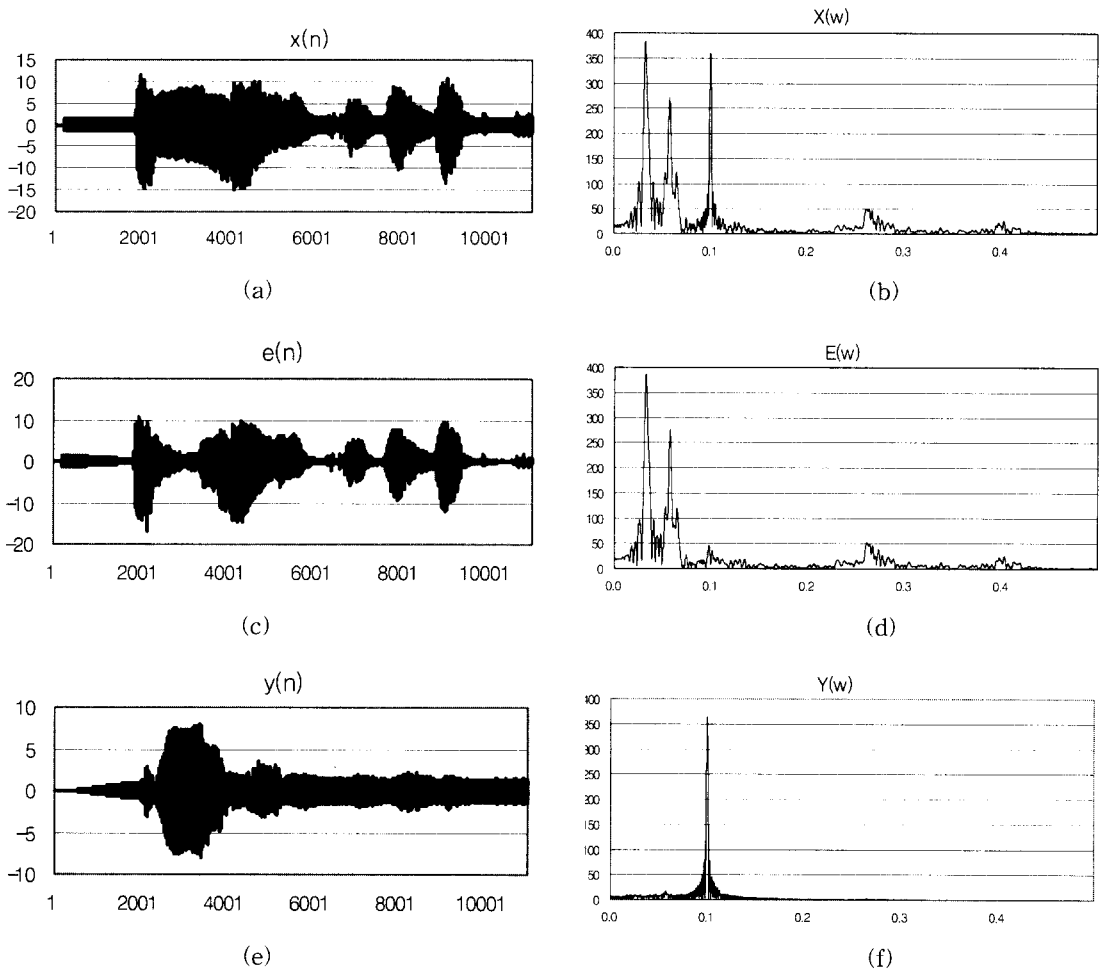


그림 10. 음성 신호의 잡음(주기 신호) 제거
 Fig. 10. Noise Cancellation of speech signal.

있다. 이는 회귀 이득 함수를 적용함으로써 그림 4에서 보여지는 두 단계의 수렴 형태를 한 단계로 줄임으로써 더 빠른 수렴 수단을 가질 수 있으며 불연속적인 회귀이득 상수의 적용으로 생기는 필터의 형태 변화-FIR 필터에서 IIR 필터로-를 피하게 됨으로 시스템의 불안정 요인을 없앨 수 있다. 또한 회귀 이득 함수를 적용함으로써 필터의 자가 시동이 가능하다.

그림 10은 4장에서 제안한 회귀적 적응 구현 알고리즘을 적용하여 실시간으로 처리한 음성 잡음 제거 필터의 결과 데이터를 보여주고 있다. 왼쪽의 그림은 시간 축에서 보여지는 음성신호의 처리 결과로서 (a)는 주기 신호와 섞여 있는 음성 신호, (c)는 FALE 필터를 거쳐 주기 신호가 제거된 복원 음성 신호, (e)는 FALE의 필터를 거쳐 검출된 주기 신호이다. 오른

쪽 그림 (b), (d), (f)는 (a), (c), (e) 각각에 대응하여 주파수 축에서 정상 상태 수렴후 주파수 응답 특성을 보인 결과이다. (e)에서 6000번째 이후로는 고른 정현파 특성을 보임에 따라 주기 신호의 검출이 정상적으로 이루어지고 있음을 알 수 있고 따라서 (a),(c)에서도 6000번째 이후로 두 파형이 유사하게 진행함을 볼 수 있다. 이는 주파수 축에서 보면 더욱 확실히 알 수 있는데 (b)에 나타나는 주기 신호 주파수 ('0.1') 성분이 (d)에서는 제거되어 나타나지 않음을 알 수 있다.

VII. 결론

본 논문에서는 새로운 적응 주기 신호 검출기

FALE를 소개하고 이 FALE를 구현하기 위해 회귀적 구현 알고리즘을 제안하였다. 여러 형태의 모의 실험을 통하여 FALE를 거쳐 얻어진 출력 신호 $y(k)$ 와 기준 신호와의 추정 오차 및 출력단 $y(k)$ 에서의 신호 대 잡음비(SNR_o)가 기존의 ALE보다 더 개선되었음을 확인할 수 있다. 또한 몇 가지 제한적인 가정 하에서 예측되는 결과치와 실험을 통한 결과치가 잘 일치함을 보였다. FALE가 기존의 ALE에 대해 가지는 이점은 ALE와 같은 성능을 얻으면서도 필터 차수를 간단히 낮출 수 있어 계산량을 크게 감소시킬 수 있다는 것이다. 특히 FALE는 외부 입력 신호의 SNR이 낮거나 주기신호 성분이 여러개 섞여 있고 그 신호들에 대한 사전 정보가 없을 때 우수한 성능을 발휘하게 된다. 또한 시스템 구성 면에서도 회귀 경로를 제외하고는 기존의 ALE와 형태상 변화가 없으므로 시스템 비용 면에서도 바람직하다.

실험 결과로부터 SNR_i 가 높은 경우보다는 낮은 경우 FALE의 이점이 잘 부각되며 최적의 회귀 이득값은 $\alpha=0.8$ 에서 결정되어짐을 알 수 있다. 실험적으로 구하여진 최적의 회귀 이득값은 회귀적 구현 알고리즘을 통해 실시간으로 적용이 가능하며 적용하지 않았을 경우와 동일한 조건에서 비교할 때 수렴성능이 저하되지 않으면서 수렴율은 두 배이상 향상을 가져올 수 있다. 또한 음성 신호 환경에서도 잘 동작함으로써 통신 단말기 등의 잡음 제거기 구현에도 적용할 수 있을 것이다.

회귀적 주기 신호 검출기는 여러 응용분야에 적용이 가능하지만 좀 더 깊이 있는 분석과 실험 검증이 우선 필요하다. 본 논문의 실험에서는 외부 입력 신호 환경을 stationarity 한 조건으로 제한을 두었지만 비정지성(non-stationarity)을 갖는 환경 하에서의 성능 분석이 요구되며, FALE를 이용한 스펙트럼 분석 및 기존의 스펙트럼 분석기와의 성능 비교 등도 고려해 볼 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Jue Chang and John R. Glover, Jr., The Feedback Adaptive Line Enhancer: A Constrained IIR Adaptive Filter, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 41, no. 11, pp. 3161-3166, Nov. 1993.
- [2] J. R. Treichler, "Transient and convergent behavior of the adaptive line enhancer," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.27, pp.53-62, Feb. 1979.
- [3] John R. Glover, Jr., "Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, pp.484-491, Dec. 1977.
- [4] B. Widrow and S D. Stearns, "Adaptive Signal Processing," Prentice Hall, 1985.
- [5] Peter M. Clarkson, "Optimal and Adaptive Signal Processing," CRC Press, 1993.
- [6] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory," Prentice Hall, 1996.
- [7] Sen M. Kuo and D.R. Morgan, "Active Noise Control System," John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [8] Samuel D. Stearns and R. A. David, "Signal Processing Algorithms in Matlab," Prentice Hall, 1996.

저 자 소 개

鄭海澤(正會員)

1969년 5월 29일생. 1996년 2월 성균관대학교 전자공학과 학사 졸업. 1998년 2월 성균관대학교 전자공학과 석사 졸업. 1998년 1월 ~ 현재 (주)삼성전자 근무. 주관심 분야는 적응 신호 처리, 음성 코딩임.

金重圭(正會員) 第35卷 S編 第10號 參照