

서브밴드 적응디지털필터의 성능 향상

正會員 韓美香*, 柳在河**, 尹大熙**, 趙誠鎬***

On Improving the Performance of a Subband Adaptive Digital Filter

Mee Hyang Han*, Jae Ha Yoo**, Dae Hee Youn**, Sung Ho Cho*** Regular Members

이 연구는 1992년도 한국과학재단 연구비지원에 의한 결과임
 과제번호 : 92-21-00-02

要 約

원거리회의 시스템에서 발생하는 음향반향과 같이 임펄스응답이 매우 길고 시간에 따라 빠르게 변화하며, 입력 신호가 음성신호와 같이 상관도가 매우 높은 신호인 경우 수렴속도를 향상시키는 일은 매우 중요하다. 서브밴드 적응디지털필터는 입력신호를 대역별로 분할하여 처리하기 때문에 각 대역내에서 스펙트럼의 동적 범위가 감소되어 수렴속도를 향상시킬 수 있다. 그러나, 각 밴드내의 신호가 여전히 상관 관계가 있는 유색 신호이기 때문에 수렴속도의 향상에 제한을 갖게 된다.

본 논문은 기준입력신호를 선형예측필터에 통과시켜 고유치분포율을 감소시키는 프리화이트닝(whitening) 방법을 서브밴드 적응디지털필터에 적용시켜 수렴속도를 향상시키는 문제에 대한 연구이다. 연구된 방법은 기준입력신호를 대역별로 분할하기 전에 프리화이트닝하는 방법과 대역별로 분할한 후에 프리화이트닝하는 방법이다. 실험 결과 대역별로 분할한 후에 프리화이트닝하는 방법이 대역별로 분할하기 전에 프리화이트닝하는 방법보다 수렴속도면에서 더 나은 성능을 보였다. 결론적으로 프리화이트닝 방법을 서브밴드 적응디지털필터에 적용하는 경우 전자가 우수한 방법이다.

ABSTRACT

When impulse response is very long like an acoustic echo caused in a teleconference system and varies fast in time, and when the input signal has a high correlation with itself, it is very important to improve the convergence speed. In a subband adaptive digital filter, because the input signal is divided into subbands when processed, spectral dynamic range is diminished in each band, so that the convergence speed can be improved.

* (주)데이콤
 DACOM

** 연세대학교 전자공학과
 Dept. of Electronics Eng. Yonsei Univ.

*** 한양대학교 전자공학과
 Dept. of Electronics Eng. Hanyang Univ.

論文番號 : 94267

接受日字 : 1994年 9月 30日

In this paper, a prewhitening method is applied to a subband adaptive digital filter to improve the convergence speed. The prewhitening method decreases the eigen-value spread ratio by making the reference input signal pass through the linear predictive filter. Two different methods are proposed: one for prewhitening before dividing into subbands and the other for prewhitening after dividing into subbands. The result of this research shows that the method for prewhitening after dividing into subbands shows better performance in the convergence speed than the method for prewhitening before dividing into subbands. In conclusion, when prewhitening method is applied to a subband adaptive digital filter, the former should be preferred.

1. 서 론

적용디지털필터는 음성부호화기(speech waveform coder)(1), 전화 채널상의 음성반향제거기(voice echo canceler)(2)등의 다양한 분야에 성공적으로 사용되어 왔다. 최근 들어서는 원거리회의시스템(teleconference system)(3)이나 핸드프리(hands free) 통화시 발생하는 음향반향(acoustic echo)(4)과 입장감(presence) 실현을 위한 음장제어(sound field control)(5) 등의 분야에서 적용디지털필터를 적용하는 문제에 대한 관심이 고조되고 있다. 이에 따라 임펄스응답이 긴 시스템의 추정이 요구되어지고, 따라서 많은 탭수를 갖는 적용디지털필터의 실시간 구현과 성능 향상에 관한 연구가 진행되고 있다(6)(7)(8).

TDL(Tapped Delay Line) 구조를 갖고 LMS(Least Mean Square) 알고리즘으로 필터 계수를 조정하는 TDL-LMS 필터는 단순하고 구현이 쉬워 많은 응용 분야에서 사용되고 있다(9). 그러나 필터 탭수가 수천탭에 이르는 경우에는 단위 시간당 계산량이 증가하여 실시간 구현이 어려울 뿐만 아니라 고유치분포율(eigenvalue spread ratio)이 증가하여 수렴속도가 늦어진다(9)(10).

실시간 구현을 용이하게 하기위해 필터 탭수를 감소시키는 방법으로 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 사용할 수 있지만 아직까지 안정성, 수렴속도 및 국부최소점(local minima)으로의 수렴문제가 해결되고 있지 않다(11). 시간에 따른 변화가 심한 시스템에 빨리 적용해야 한다는 측면에서 LS(Least Square) 계열의 알고리즘(12)을 사용하여 수렴속도를 증가시킬 수 있지만 계산량의 증가로 실시간 구현이 어렵다.

입력신호를 몇개의 주파수 대역으로 분할하여 각

대역별로 적응필터링을 수행하는 서브밴드(sub-band) 적용디지털필터는 병렬 처리가 가능하고, 간축(decimation)에 의해 계산량이 감소할 뿐만 아니라 대역별 처리에 의해 적용디지털필터의 기준입력신호(reference input signal)의 고유치분포율이 감소하여 수렴속도가 향상된다는 장점때문에 임펄스응답이 긴 시스템을 추정하는데 적합하다(13). 그러나, 서브밴드 적용디지털필터는 이상적이지 못한 대역분할필터를 사용하기 때문에 대역간에 에일리어징(aliasing)이 발생하게 되어 정상상태 성능이 저하되는 문제가 발생한다. 이를 해결하기 위해 Gilloire는 인접 대역간의 간섭을 제거하는 크로스필터(cross filter)를 사용하므로써 정상상태 성능을 개선시킬 수 있음을 보였다(6)(7). 그러나 크로스 필터에 의해 수렴성능이 저하되는 문제가 발생하게 되므로 서브밴드 수는 무한정 크게 늘릴 수 없게 되어 유한개의 밴드를 갖게 된다.

그러므로, 적용디지털필터의 입력신호가 음성신호와 같이 상관도가 높은 신호인 경우에는 대역별 처리로 인해 기준입력신호의 고유치분포율이 감소한다 하더라도 각 대역의 신호는 여전히 상관관계가 있는 유색신호이므로 수렴속도의 문제를 갖게 된다. 또한, 원거리회의시스템에서 발생하는 음향반향의 임펄스응답은 참석자의 움직임에 따라 자주 변화하며, 적용디지털필터의 입력신호인 음성신호는 시간에 따라 통계적 특성이 변화하므로 서브밴드 적용디지털필터의 수렴속도를 향상시키는 일은 매우 중요하다.

음성신호와 같이 AR(Auto-Regressive) 프로세스(process)로 잘 모델링되는 신호를 선형예측과정을 수행하는 프리화이트닝(prewhitening) 필터를 통과시켜 화이트(white) 프로세스로 만든후 적용디지털필터의 입력신호로 사용할 경우 수렴속도가 향상됨이 알려져있다(14)(15).

본 논문에서는 프리화이트닝 필터를 서브밴드 적응 디지털필터에 적용시켜 수렴속도를 향상시키는 두가지 방법에 대해 연구하였다. 첫째 방법은 적응디지털 필터의 기준입력신호를 대역별로 분할하기 전에 화이트닝하는 방법이며, 둘째 방법은 대역별로 분할한 후에 화이트닝하는 방법이다.

2장에서는 기존의 서브밴드 적응디지털필터 및 인접 대역간의 간섭을 제거하기 위한 크로스 필터에 대해 기술하고 3장에서는 수렴속도 향상을 위한 프리화이트닝 필터 및 프리화이트닝 필터를 서브밴드 적응 디지털필터에 적용한 두가지 방법에 대해 기술한다. 4장에서는 시스템인지(system identification) 문제에 대한 모의 실험을 수행하여 제안된 방법이 기존의 방법보다 수렴속도가 향상됨을 확인하고, 5장에서 전체적인 결론을 맺는다.

II. 서브밴드 적응디지털필터

서브밴드 적응디지털필터는 입력신호를 대역별로 분할한 후 수행되는 간축 과정에 의해 계산량이 줄어들 뿐만 아니라 입력신호를 대역 분할하므로 고유치 분포율이 감소되어(6)(7) 수렴속도를 향상시킬 수 있

다. 또한, 병렬 처리가 가능하기 때문에 하드웨어로 구현할 경우 실시간 처리가 용이하다.

그림 1은 입력신호를 N밴드로 분할하고 N:1로 간축한, 즉 최대서브샘플링(maximally subsampling)한 서브밴드 적응디지털필터가 시스템인지 문제에 적용된 경우를 나타내고 있다. $W(z)$ 는 미지의 추정 대상 시스템이고 $C_m(z)$ 는 서브밴드 영역에서 시스템 $W(z)$ 를 추정하는 적응디지털 필터뱅크를 나타낸다. $H_i(z)$ 와 $G_i(z)$ ($i=0, 1, \dots, N-1$)는 각각 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크이며, $A(z)$ 는 분석필터뱅크와 간축 과정을 함께 나타낸 블럭이며, $S(z)$ 는 보간 과정과 분석필터뱅크를 함께 나타낸 블럭이다. $y(n)$ 은 입력 신호 $x(n)$ 이 $W(z)$ 를 통과하여 발생된 시스템 출력 신호이다. $W(z)$ 가 반향경로인 경우 $y(n)$ 은 반향신호를, $v(n)$ 은 주변잡음 또는 근단신호(near end signal)를 나타낸다. 적응디지털필터의 주입력신호(primary input signal)인 $d(n)$ 은 $y(n)$ 과 주변잡음 $v(n)$ 이 합쳐진 신호이며, $e_i(n)$ ($i=0, 1, \dots, N-1$)은 각 대역내에서의 오차신호를 나타낸다.

기준입력신호 $x(n)$ 과 주입력신호 $d(n)$ 은 각각 분석필터뱅크에 의해 필터링된 후 각 대역별로 서브밴드 적응디지털필터의 기준입력신호와 주입력신호가

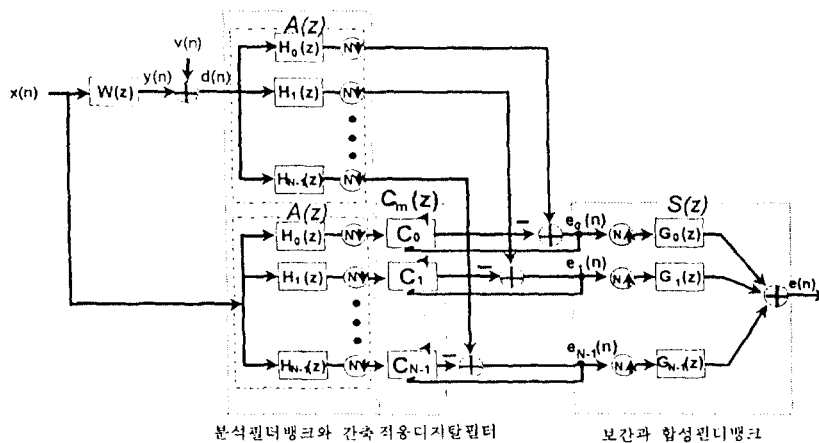


그림 1. N 밴드를 갖는 서브밴드 적응디지털필터
Fig. 1. Subband adaptive digital filter consisting of N bands

된다. 적응디지털필터 출력과 각 대역별로 분석필터를 통과시킨 주입력신호와의 차이를 구함으로써 각 대역별로 오차신호를 얻고 이 오차신호를 사용하여 각 대역별로 필터계수를 보정시킨다. 이 오차신호를 각 대역별로 합성필터에 통과시켜 모두 합친 신호가 실제오차가 된다.

서브밴드 적응디지털필터에서 분석·합성 필터로 사용되는 대역 분할 필터는 시스템의 성능에 막대한 영향을 준다. $H_i(z)$ 와 $G_i(z)$ 가 모두 완벽한 대역통과 필터(band pass filter)인 경우에는 간축에 의해 에일리어징이 발생하지 않기 때문에 각 밴드마다 독립적인 인지과정을 수행할 수 있으며, 하나의 대역으로 인지과정을 수행하는 경우와 동일한 결과를 얻을 수 있다. 이런 이상적인 경우 $C_m(z)$ 는 그림 1에서와 같이 각 대역별로 독립적으로 수행될 수 있다(6)(7). 그러나, 실제의 분석 합성필터는 유한 차수의 필터로 구현되기 때문에 각 대역별로 자체에서 크기 왜곡, 위상 왜곡 및 에일리어징 왜곡이 발생하여 신호의 왜곡뿐만 아니라 정상상태 성능의 저하를 가져온다(13).

정상상태의 성능저하를 보상하기 위하여 Gilloire는 크로스필터를 사용하는 방법을 제안하였다(6)(7). 만약 실제수의 대역필터가 인접대역에만 중첩이 발생하는 특성이 만족되도록 잘 설계되었다고 가정하면 (1)처럼 표현된다.

$$H_i(z) \cdot H_j(z) \approx 0, \quad |i-j| > 1$$

$$i, j = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

그러므로, (1)과 같은 대역분할·합성필터를 그림 1에서와 같이 각 대역별로 독립적으로 적응디지털필터링을 수행하는 경우에 사용하면 각 대역의 중심부분에서는 성능이 우수하나 인접한 대역간의 중첩된 주파수 영역에서는 에일리어징에 의한 성분을 제거하지 못하게 된다. 그러므로 적응디지털 필터의 인접한 앞·뒤 두 대역간에 크로스필터를 첨가함으로써 에일리어징에 의한 성분을 제거할 수 있다(6)(7).

그러나, 크로스필터를 사용하는 경우 수렴속도가 저하되는 문제점이 있다. 또한, 원거리회의시스템에 사용되는 음향반향제거기의 경우에는 입력신호가 음성신호와 같이 상관도가 높은 신호이기 때문에 서브밴드 적응필터를 사용하더라도 각 대역의 신호는 동적범위가 여전히 크기 때문에 수렴속도를 향상시킬 필요가 있다.

Ⅲ. 프리화이트닝 필터가 사용된 서브밴드 적응디지털필터

1. 프리화이트닝 필터

LMS 알고리즘은 입력신호가 음성신호와 같이 고유치분포율이 큰 신호인 경우에는 수렴성능이 매우 저하된다(9). 그러므로, 고유치분포율이 큰 신호를 고유치분포율이 작은 신호로 변환시켜 적응필터의 입력신호로 사용한다면 수렴속도를 향상시킬 수 있다(9). 프리화이트닝 필터는 선형예측필터를 사용하여 입력신호를

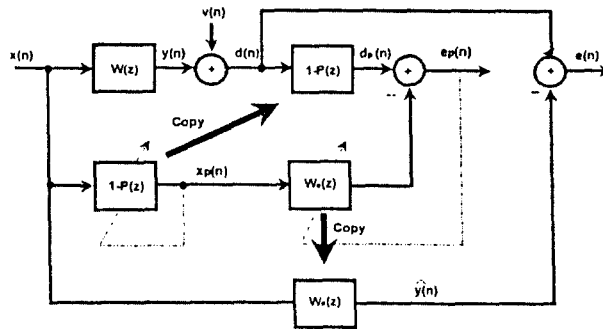


그림 2. 프리화이트닝 필터가 사용된 적응디지털필터
Fig. 2. Adaptive digital filter by using the prewhitening filter

변환한 뒤 필터계수를 적용시키는 방법이다 (9)(14)(15). 선형예측 과정은 다음과 같이 수행된다.

$$x_p(n) = x(n) - \sum_{k=1}^P \hat{a}_k x(n-k) \quad (2)$$

여기서 $x_p(n)$ 과 \hat{a}_k 는 선형예측필터의 출력신호와 필터계수를 나타내며, P는 선형예측필터의 차수이다. 선형예측필터의 계수가 AR계수와 동일한 경우 선형예측필터의 출력신호 $x_p(n)$ 은 이상적인 화이트 프로세스가 된다. 그러므로 큰 고유치분포율을 갖는 음성신호는 (2)의 선형예측필터를 사용하여 화이트닝시키고 화이트닝된 음성신호를 적응디지털필터의 기준입력신호로 사용한다면, 고유치 분포율이 감소되므로 수렴속도의 향상을 기대할 수 있다.

그림 2는 프리화이트닝 필터가 사용된 적응디지털필터를 나타내고 있다. 여기서 $W(z)$ 는 추정대상시스템을, $W_e(z)$ 는 적응디지털필터를 나타낸다. $1-P(z)$ 는 선형예측 과정을 수행하는 프리화이트닝 필터이다.

그림 2에서 프리화이트닝 필터를 거친 신호 $x_p(n)$ 을 적응필터 $W_e(z)$ 의 기준입력신호로 사용한다. 적응필터 $W_e(z)$ 가 $W(z)$ 를 추정하기 위해서는 다음과 같은 관계가 만족되어야 한다(15).

$$W_e(z) \cdot (1-P(z)) = (1-P(z)) \cdot W(z) \quad (3)$$

위의 $W(z)$ 가 반향경로가 되는 음향반향제거 문제인 경우에는 $v(n)$ 이 근단신호(near end signal)가 된다. 이 경우 근단신호 $v(n)$ 은 화이트닝 필터에 의해 왜곡되어 원단으로 전송되므로 이를 방지하기 위해서는 오차신호 $e_p(n)$ 을 예측필터의 역필터에 통과시킨 뒤 전송하여야 한다. 그러나, 예측 필터의 역필터는 극점(pole)을 갖는 IIR 시스템이므로 선형예측 필터 $1-P(z)$ 가 최소위상(minimum phase) 특성이 만족되지 않을 경우 안정성의 문제가 발생한다(9). 그림 2와 같은 구조에서는 적응디지털필터의 계수 적용만을 위하여 예측필터를 사용하므로 근단신호의 왜곡이 발생하지 않기 때문에 역필터를 고려할 필요가 없다.

2. 제안된 구조

서브밴드 적응디지털필터는 입력신호를 대역별로 분할하여 처리하기 때문에 수렴속도를 향상시킬 수 있다. 그러나, 임펄스응답이 빨리 변하는 시스템의

경우나 음성신호와 같이 상관도가 높고 시간에 따라 통계적 특성이 변하는 신호가 입력신호로 사용되는 경우에는 수렴속도가 늦어진다. 크로스 필터를 사용하면 분석, 합성 필터의 설계 한계로 인해 발생하는 신호의 왜곡을 제거할 수 있어 정상상태 성능을 향상시킬 수 있으나 수렴속도가 다소 늦어진다(7). 그러므로 서브밴드 적응디지털필터의 수렴속도 향상이 필요하다. 본 절에서는 크로스 필터를 이용한 기존의 서브밴드 적응디지털필터에 프리화이트닝 필터를 적용해 수렴속도를 향상시키는 방법에 대해 알아본다.

서브밴드 적응디지털필터에 프리화이트닝 필터를 적용하는 방법은 대역별로 분할하기 전에 프리화이트닝하는 방법과 대역별로 분할한 후에 프리화이트닝하는 방법으로 나누어 생각할 수 있다. 대역별로 분할하기 전에 프리화이트닝하는 방법은 그림 3과 같다. 그림 3에서 $A(z)$ 와 $S(z)$ 는 각각 그림 1에서 분석 필터뱅크와 간축 과정을 묶은 블럭, 합성 필터뱅크와 보간 과정을 묶은 블럭이다. 기준입력신호는 프리화이트닝 필터 $1-P(z)$ 에 의해 고유치분포율이 감소된 신호로 변환한 뒤 분석필터를 통과하여 간축된 뒤 적응디지털필터의 입력신호로 사용된다. 마찬가지로, 주입력신호도 동일한 화이트닝 필터 $1-P(z)$ 를 통과한 뒤 분석필터를 거쳐 간축 후 서브밴드의 주입력신호로 사용된다. 이 경우는 대역별로 분할하기 전에 프리화이트닝하기 때문에 하나의 프리화이트닝 필터만 사용하면 된다.

그림 4는 대역분할 후에 대역별로 프리화이트닝하는 방법을 나타내고 있다. 기준입력신호와 주입력신호가 각 대역의 분석필터를 통과하여 간축된 뒤 대역별로 화이트닝되어 화이트닝된 신호가 각 대역의 적응디지털필터의 기준입력신호와 주입력신호가 되는 경우이다. 이 경우 각 대역마다 다른 프리화이트닝 필터를 구성해야 한다. 즉, N개의 대역으로 분할하면 N개의 화이트닝 필터가 존재하게 되는 구조이다.

대역으로 분할한 후 화이트닝시키면 각 대역내에서 독립적으로 화이트닝 과정을 수행하여 각 대역의 기준입력신호의 고유치분포율을 감소시키기 때문에 대역분할 하기 전에 화이트닝하는 방법보다 더 작은 고유치 분포율을 가질 수 있으므로 수렴속도가 향상될 수 있다. 또한, 대역으로 분할한 후에 대역별로 프리화이트닝하는 방법에서는 기준입력신호가 분석 필터

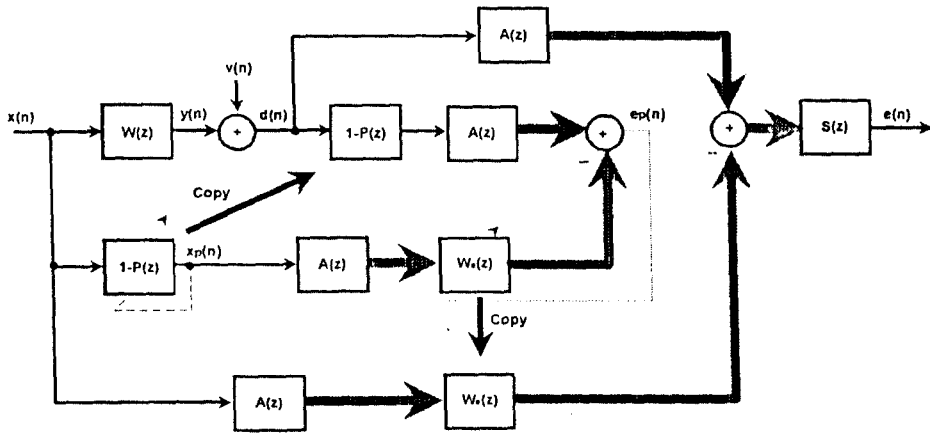


그림 3. 대역 분할 전에 프리화이트닝 하는 방법
Fig. 3. Prewhitening before subband decomposition

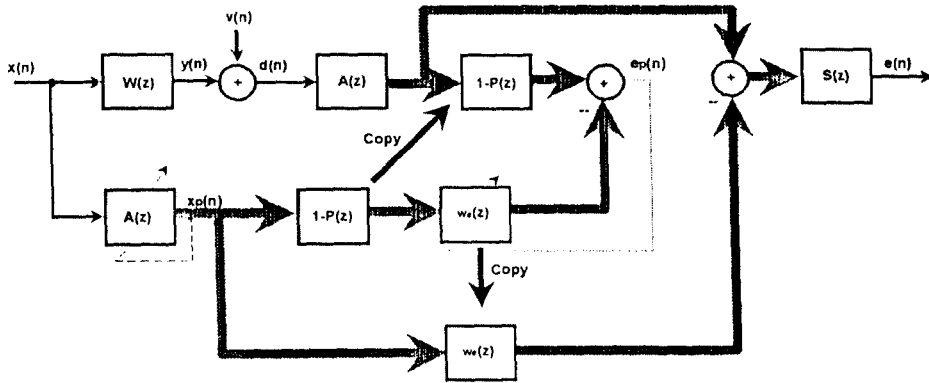


그림 4. 대역 분할 후에 프리화이트닝 하는 방법
Fig. 4. Prewhitening after subband decomposition

를 통과할 때 발생하는 신호의 왜곡까지 화이트닝시키므로 각 대역으로 분할하기 전에 프리화이트닝하는 방법보다 수렴속도면에서 향상을 가져온다.

음성신호가 입력신호인 경우 프리화이트닝 필터는 보통 12차 이하이므로 적용필터의 차수에 비해 매우 적다(1). 그러므로, 프리화이트닝 필터에 의한 계산량 증가는 매우 작아 전체 계산량에 거의 영향을 미치지 않는다. 대역 분할 후에 프리화이트닝하는 방법은 대역분할 전에 프리화이트닝하는 구조와 동일한 차수의 프리화이트닝 필터를 사용하더라도 N:1로 간

축과정이 수행된 후이기 때문에 제안된 두 방법은 같은 계산량을 갖는다.

IV. 모의 실험 결과

모의실험은 시스템인지 문제중 음향반향제거 문제에 대해 수행하였다. 그러므로 그림 2의 $W(z)$ 는 음향반향경로에 해당하게 되며 $x(n)$ 은 수신된 원단신호, $y(n)$ 은 반향신호가 된다. 대상시스템이 선형시불변시스템이라면, 시스템의 입출력 관계는 다음과 같

이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w(i) * x(n-i) \quad (4)$$

여기서, $w(i)$ 는 반향경로의 임펄스응답을 나타내며, L 은 임펄스응답의 지속시간을 나타낸다. 모의실험에 사용된 반향경로의 임펄스응답은 125ms로 16kHz 샘플링시 2000샘으로 다음과 같다(16).

$$\begin{aligned} w(i) &= r(i) \cdot \exp(-0.027 * i), & 20 \leq i < 2000 \\ w(i) &= 0.0, & 0 \leq i < 20 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $r(i)$ 는 평균이 0이고, 분산이 0.017인 백색 잡음신호이다. 그림 5는 반향경로의 임펄스응답이다.

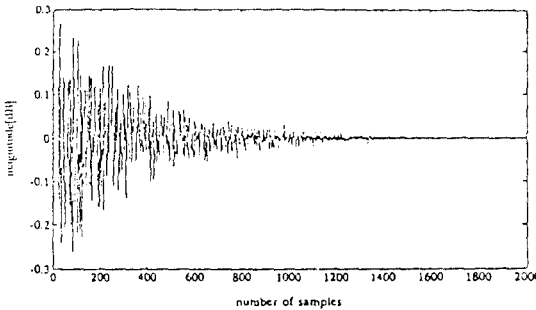


그림 5. 반향경로의 임펄스 응답
Fig. 5. Impulse response of the acoustic echo path

모의실험에서 밴드수는 2이며, 적응디지털필터의 main 필터 차수는 1064, 크로스 필터의 차수는 314이다. 주변 잡음 $v(n)$ 은 반향신호 $y(n)$ 보다 30dB가 낮은 백색 잡음 신호를 사용하였으며 분석 합성 필터는 64탭 GQMF(Generalized Quadrature Mirror Filter)(18)(19)를 사용하였다.

모의 실험은 음성신호와 같이 고유치분포율이 큰 신호를 입력신호로 사용하는 경우에 대해 성능을 평가하였다. 기준입력신호는 다음과 같이 가정된 음성 발생 모델에 평균이 0, 분산이 0.1인 백색 가우시안 잡음 신호를 통과시켜 얻었다(8).

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{A(z)} \\ &= \frac{1}{\prod_{k=1}^M (1 - a_k z^{-1})(1 - a_k^* z^{-1})} \end{aligned} \quad (6)$$

모의실험에 사용된 $A(z)$ 는 $M=4$, 즉 4차의 모의음성신호로서 이를 2개의 대역으로 나눌 경우 극점이 위치할 수 있는 경우를 크게 세가지 경우로 나누어

실험하였다. 모든 경우에서 크로스필터를 사용하였으며 기존의 방법인 프리화이트닝 필터를 사용하지 않는 방법과 제안된 두가지 방법을 비교하였다.

경우1. 각 대역마다 극점이 하나씩 존재하는 경우.

이 경우는 기준입력신호가 음성 발생 모델 (6)에서 $A(z)$ 의 계수 $a_k(k=0,1)$ 가 (7)과 같은 경우이다. 즉, 그림 6과 같이 기준입력신호의 극점이 각 대역에 하나씩 존재하는 경우이다.

$$a_1 = 0.99 * e^{j\frac{\pi}{3}}, \quad a_2 = 0.93 * e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (7)$$

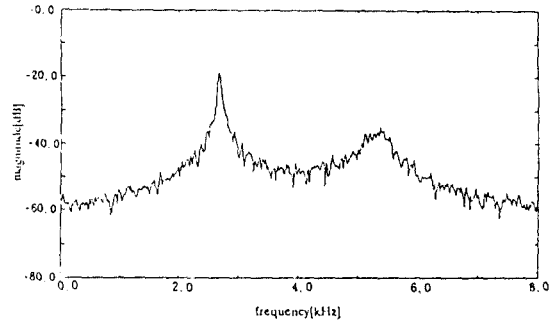


그림 6. 기준입력신호의 스펙트럼(경우1)
Fig. 6. Spectrum of the reference input signal(case1)

그림 7은 제안된 두가지 방법에 대해서 기준입력신호가 화이트닝되기 시작한지 0.1초가 경과하였을 때에 적응디지털필터의 입력신호로 사용되는 프리화이트닝된 기준입력신호의 스펙트럼이다. 대역으로 분할한 후에 대역별로 화이트닝한 신호가 각 대역으로 분할하기 전에 화이트닝한 신호보다 스펙트럼이 더 평탄함을 알 수 있다.

그림 8은 크로스 필터를 사용한 기존의 적응디지털필터에 화이트닝 필터를 적용했을 때의 수렴 곡선이다. 이 경우에는 대역분할 전에 화이트닝하는 방법이 화이트닝하지 않은 것보다 수렴속도가 5배 가량 향상되었고 대역분할 후에 화이트닝하는 방법이 대역분할 전에 화이트닝하는 방법보다 수렴속도가 1~1.2배 가량 향상되었다.

경우2. 저주파 대역에 두개의 극점이 존재하는 경우.

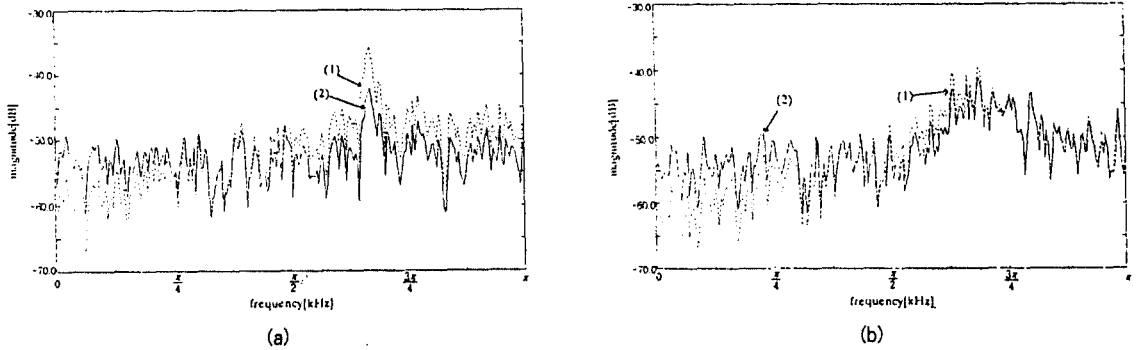


그림 7. 프리화이트닝된 기준입력신호의 스펙트럼
 (a) 저주파 대역 (b) 고주파 대역
 (1) 대역분할 전 화이트닝 (2) 대역분할 후 화이트닝

Fig. 7. Spectrum of the prewhitened reference input signal
 (a) low band (b) high band
 (1) whitening before subband decomposition (2) whitening after subband decomposition

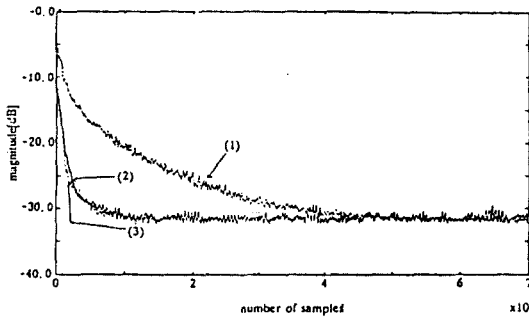


그림 8. 수렴 곡선 (경우1)
 (1) 기존의 방법
 (2) 대역 분할 전 화이트닝 하는 방법
 (3) 대역 분할 후 화이트닝 하는 방법

Fig. 8. Convergence curve (case1)
 (1) Conventional method
 (2) Whitening before subband decomposition
 (3) Whitening after subband decomposition

이 경우는 기준입력신호가 음성 발생 모델 (6)에서 $A(z)$ 의 계수 $a_k(k=0,1)$ 가 (8)과 같은 경우로, 기준입력신호의 극점이 그림 9와 같이 극점 2개가 모두 저주파 대역에 존재한다.

$$a_1 = 0.98 * e^{j\frac{\pi}{5}}, \quad a_2 = 0.96 * e^{j\frac{3\pi}{10}} \quad (8)$$

그림 10에서 알 수 있듯이 대역분할 전에 화이트닝 하는 방법이 화이트닝 필터를 사용하지 않은 방법보다 수렴속도가 10~12배 가량 향상되었고 대역분할 후에 화이트닝하는 방법이 대역분할하기 전에 화이트닝하는 방법보다 수렴속도가 2배 가량 향상되었다.

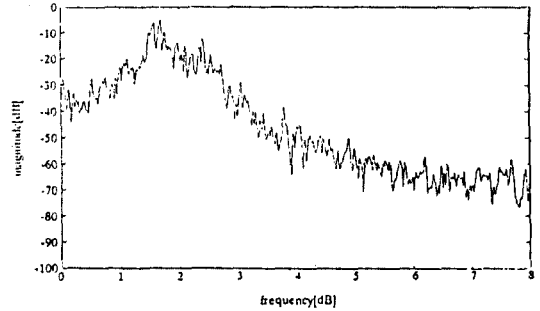


그림 9. 기준입력신호의 스펙트럼 (경우2)
 Fig. 9. Spectrum of the reference input signal (case2)

경우3. 하나의 극점이 두대역 필터가 겹치는 곳에 존재하는 경우

이 경우는 기준입력신호가 음성 발생 모델 (6)에서 $A(z)$ 의 계수 $a_k(k=0,1)$ 가 (9)와 같은 경우이다. 그림 11과 같이 기준입력신호의 하나의 극점이 두 대역이 중첩되는 주파수 영역에, 다른 하나의 극점은 두 대역이 중첩되는 주파수 영역에 인접한 저주파 대역에 존재하는 경우이다.

$$a_1 = 0.98 * e^{j\frac{25\pi}{64}}, \quad a_2 = 0.96 * e^{j\frac{31\pi}{64}} \quad (9)$$

그림 12에서 보듯이 제안된 방법이 크로스 필터만

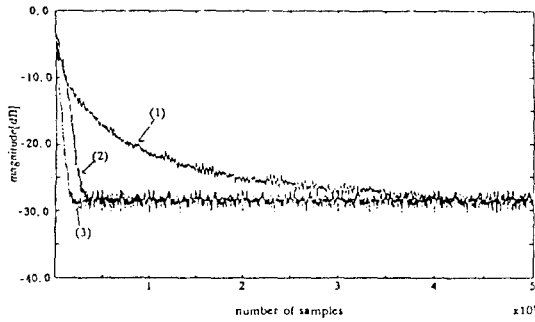


그림 10. 수렴 곡선(경우2)

- (1) 기본 방법
- (2) 대역 분할 전 화이트닝 하는 방법
- (3) 대역 분할 후 화이트닝 하는 방법

Fig. 10. Convergence curve (case 2)

- (1) Conventional method
- (2) Whitening before subband decomposition
- (3) Whitening after subband decomposition

사용한 방법보다 수렴속도가 1.5배 가량 향상되었고, 제안된 두 방법이 거의 같은 수렴속도를 보임을 알 수 있다.

V. 결 론

서브밴드 적응디지털필터는 병렬 처리가 가능하고, 간축으로 인해 계산량이 감소하며, 대역별 처리로 인한 고유치분포를 감소 효과로 수렴속도가 향상된다는 장점때문에 임펄스응답이 긴 시스템의 추정에 널리 사용된다. 그러나 원격회회의 시스템에서 발생하는 음향반향은 임펄스응답이 길고 시간에 따라 자주 변하고 입력신호가 높은 상관도를 갖는 음성신호이기 때문에 보다 빠른 수렴속도가 요구된다.

본 논문에서는 수렴속도를 향상시키기 위하여 기준 입력신호를 선형예측과정을 수행하는 화이트닝 필터에 통과시켜 적응디지털필터의 입력신호로 사용하는 프리 화이트닝 필터를 서브밴드 적응디지털필터에 적용하는 방법에 대해 연구하였다. 연구된 방법은 대역별로 분할하기 전에 화이트닝하는 방법과 대역별로 분할한 후에 화이트닝하는 방법으로 나누어 연구하였다.

모의 실험 결과 프리화이트닝 필터를 사용하지 않는 기존의 서브밴드 적응디지털필터에 비해 연구된

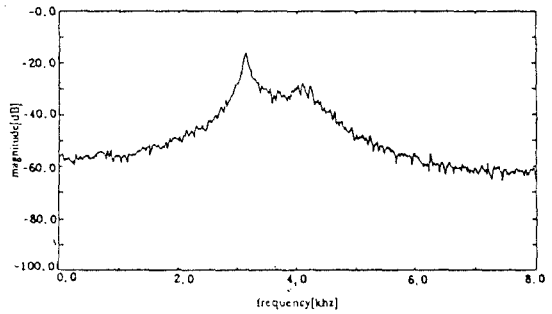


그림 11. 기준입력신호의 스펙트럼(경우3)

Fig. 11. Spectrum of the reference input signal(case3)

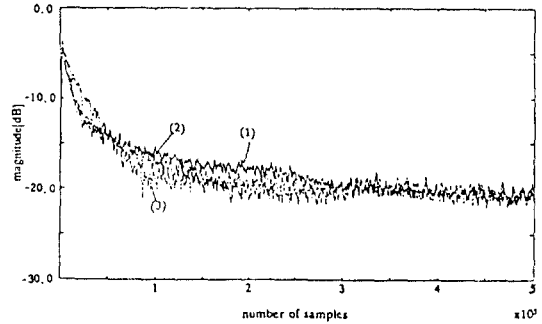


그림 12. 수렴 곡선(경우3)

- (1) 기본 방법
- (2) 대역 분할 전 화이트닝 하는 방법
- (3) 대역 분할 후 화이트닝 하는 방법

Fig. 12. Convergence curve (case3) Spectrum of the reference input signal(case3)

- (1) Conventional method
- (2) Whitening before subband decomposition
- (3) Whitening after subband decomposition

두가지 방법이 향상된 수렴속도를 보임을 알 수 있었고, 연구된 두가지 방법중 대역별로 분할한 후에 화이트닝하는 방법이 가장 우수한 수렴성능을 나타내었다. 또한, 음성신호가 입력신호인 경우 프리화이트닝 필터는 보통 12차 이하의 선형예측필터를 사용하기 때문에 각 대역의 필터 차수에 비해 상대적으로 매우 작아서 계산량에는 거의 영향을 미치지 않는다.

참고문헌

1. N.S.Jayant and P.Noll, "Digital Coding of Waveforms," Prentice Hall Inc., 1984.
2. D.G.Messerschmit, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," IEEE, J.

3. O.Muron and J.Sicorav, "Modelling of Reverberators and Audioconference Rooms," Proc. ICASSP, vol. 1, pp 921-924, 1986.
4. S.H. Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-free Mobile Radiotelephony," Proc. EUSIPCO, Belgium, pp. 1629-1632, 1992.
5. M.Miyoshi and Y.Kaneda, "Inverse Filtering of Room Acoustics," IEEE Trans. on ASSP, vol. 36, no. 2, Feb. 1988.
6. A.Gilloire and M.Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands," Proc. ICASSP, vol. 2, pp. 1572-1575, 1988.
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. 류차희, 유재하, 차일환, 윤대회, "SUBBAND 적응디지털필터 실시간 구현에 관한 연구," 한국 음향학회지 논문지, 제 12권 제 6호, pp. 13-20, 1993년. 12월.
9. B.Widrow and S.D.Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall Inc., 1985.
10. K.Murano, S.Unagami and F. Amano, "Echo Cancellation and Applications," IEEE comm. Magazine, pp. 49 - 55, Jan. 1990.
11. J.J.Shynek, "Adaptive IIR Filtering," IEEE ASSP Magazine, vol. 6 no. 2, pp. 4-21, April 1989.
12. S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall Inc., 1991.
13. P.P.Vaidyanathan, "Quadrature Mirror Filter Banks, M-Band Extensions and Perfect Reconstruction Techniques," IEEE Trans. on ASSP, pp.4-20, July 1987.
14. C.Acker and P.Vary and H.Ostendarp, "Acoustic Echo Cancellation using prediction residual signals," Proc. Eurospeech, vol. 3, pp. 1297-1300, 1991.
15. R.Frenzel and M.E.Hennecke, "Using Prewhitening and Stepsize Control to improve the Performance of the LMS Algorithm for Acoustic Echo Compensation," Proc. ISCAS, vol. 4, PP. 1930-1932, 1992.
16. S.I.Park G.Hillman, "On Acoustic Echo Cancellation Implementation with Multiple Cascadable Adaptive FIR Filter Chip," Proc ICASSP, vol. 2, pp. 952-955, 1989.
17. W.Y.Chen, "Adaptive Pilot Filtering for LMS Algorithm," Proc. ICASSP, vol. 2 pp. 1509-1512, 1991.
18. J.D.Johnston, "A Filter Family Designed for Use in Quadrature Mirror Filter Banks," Proc. ICASSP, vol. 1, pp. 291-295, 1980
19. P.P.Vaidyanathan, "Quadrature Mirror Filter Banks, M-bands Extensions and Perfect Reconstruction Techniques," IEEE ASSP Magazine, no. 7, pp. 4-20, July 1987.



韓美香(Mee Hyang Han)
 1969년 2월 26일생
 1991년 8월 : 연세대학교 전자공학과
 (공학사)
 1994년 8월 : 연세대학교 대학원 전
 자공학과 졸업 (공학석
 사)
 1995년 2월 ~현재 : (주)데이콤 PCS
 사업개발팀

※ 주관심분야 : 디지털 신호처리, PCS



柳在河(Jae Ha Yoo)
 1966년 11월 21일생
 1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과
 (공학사)
 1992년 2월 : 연세대학교 대학원 전
 자공학과 졸업 (공학석
 사)
 1992년 3월 ~현재 : 연세대학교 대학원
 전자공학과 박사과정

※ 주관심분야 : 디지털 신호처리, 적응디지털필터



尹大熙(Dae Hee Youn)
 현재 : 연세대학교 전자공학과 교수
 제 19 권 7호 참조.



趙誠鎬(Sung Ho Cho)
 1960년 2월 21일생
 1982년 2월 : 한양대학교 전자공학과
 (공학사)
 1984년 12월 : University of Iowa
 전기 및 컴퓨터 공학과
 (공학석사)
 1989년 8월 : University of Utah
 전기공학과 (공학박사)
 1989년 8월 ~ 1992년 8월 : 한국전자통신연구소 선임연구원
 1992년 9월 ~ 현재 : 한양대학교 전자공학과 조교수

※ 주관심분야 : 신호처리, 적응필터, 디지털 통신, 이동통신 등