

코사인 변조된 필터 뱅크와 Decimation을 이용한 수렴 속도 성능 개선

최 창 권* , 조 병 모*

* 순천대학교 전자공학과 음향, 음성 정보, 신호 처리 실험실

The Convergence Speed Enhancement using a Cosine Modulated Filter Banks and a Decimation Technique

*Chang-Kwon Choi , *Byung-Mo Cho

* Acoustics, Speech information, Signal Processing Lab.

Dept. of Electronic Engineering, Sunchon National University

E-mail : bossrain@chollian.net

요 약

본 논문은 음향 임펄스를 모델링하는데 코사인 변조된 필터 뱅크와 Decimation을 이용하여 수렴 속도를 개선하는 방법을 제안하고 이를 잡음제거에 응용하였다. 제안된 구조는 입력신호를 필터뱅크를 이용하여 각 서브밴드로 분할한 후 필터 입력신호의 고유벡터의 최대값과 최소값의 비를 줄이고 필터의 탭수를 줄이기 위해서 decimation을 행한다. 그리고 서브밴드대역의 샘플링 주파수를 낮추어 신호 스펙트럼을 확장시켜 이를 적응필터에 입력하여 수렴속도를 향상시켰다.

실험 결과, Colored잡음의 경우 LMS 알고리즘보다 제안된 방법이 MSE(Mean Square Error)는 좋지는 않았다. 실제 음향시스템의 모델링에는 거의 같은 MSE를 갖으며, 수렴 속도에는 모두 빠른 성능을 보였으며, 이를 음질향상에 적용하여 향상된 음질을 얻을 수 있었다.

I. 서 론

적용 필터는 잡음 제거기[1], 음향 에코우 제거기[2], 선형 예측 필터 등 여러 통신 응용 분야에 많이 이용되고 있다. 적용 필터의 임펄스 응답이 긴 경우 계산시간을 줄이기 위해서 서브밴드로 신호를 처리하는 구조가 제안되었다. 또한 수렴속도를 빠르게 하기 위해서 Transform 영역에서 행해지기도 한다.

필터 뱅크 시스템에서 재생된 신호는 일반적으로 엘리어싱 오차나 진폭, 위상 왜곡이 생긴다. 코사인 변조

된 필터 뱅크에서 각 서브밴드로 분해하는 분석필터와 합성하는 합성 필터의 임펄스 응답은 양측 대역의 엘리어싱이 제거되고 순수한 지연만 생기도록 설계되어야 한다[3].

본 논문에서는 코사인 변조된 필터 뱅크를 이용하여 입력신호와 Desired 신호를 각 서브 밴드로 분할한 후 적용 필터의 필터 계수를 줄이고 수렴속도를 향상시키기 위해서 decimation을 행한다. 그리고 downsampling 된 신호를 적용 필터의 각각의 입력으로 사용한다.

특히 음성과 잡음이 잡음 제거기의 두 채널에 동시에 존재하는 CTRANC(Cross-Talk Resistant Adaptive Noise Canceller)에서는 수렴속도가 빠른 알고리즘이 필요하기 때문에 이를 음질 향상에 적용하였다.

본 연구에서 이용된 적용 필터의 계수를 갱신하는 알고리즘은 일반적으로 많이 이용되고 있는 Normalized LMS (Least -Mean-Square) Algorithm을 이용하였다.

II. 코사인 변조된 필터 뱅크

코사인 변조된 필터 뱅크는 하나의 원형(Prototype)필터를 코사인 변조해서 얻어지며 pseudo-QMF시스템과 완전 재생(perfect reconstruction)시스템이 있다. 코사인 변조된 필터뱅크를 구현하는 데는 하나의 원형필터를 변조하여 각각의 서브밴드 대역으로 분할하는 필터뱅크를 얻으며, 이 때 변조는 DCT(Discrete Cosine Transform)변환을 이용한다. M개의 뱅크의 실수를 갖는 계수를 발생시키는 방법은 먼저 2M개의 뱅크의 복소수인 계수를 먼저 발생시키고 필터를 조합하여 최종

적으로 실수만을 갖는 필터를 얻는다[7].

$H_k(z)$ 는 $H_0(z)$ 을 주파수 축을 중심으로 이동시켜서 얻으며 먼저 원형 임펄스 응답 $h_0[n]$ 은 실수만으로 구성되어 있으며, 차단 주파수가 π/M 인 저역 통과 필터이다.

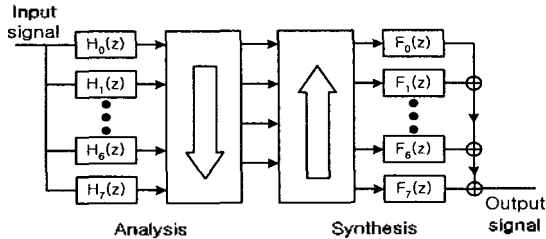


그림 1. DCT 필터 뱅크.
Fig. 1. DCT Filter Bank

$H_k(z) = H_0(zW_M^k)$ (여기서 $W_M = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$) 관계가 있으며 시간 축에서는 $h_k[n] = h_0[n]e^{j\frac{2\pi}{M}kn}$ 와 같이 지수함수로 변조시켜서 얻는다.

$$H_k(z) = \sum_{l=0}^{2M-1} z^{-l} G_l(z^{2M}) \quad (1)$$

$$H_k(z) = \sum_{l=0}^{2M-1} z^{-l} G_l(z^{2M}) \quad (2)$$

$M \times 2M$ DCT Matrix는 다음과 같다.

$$t_k(n) = 2 \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{N}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad (3)$$

여기서 M 은 필터뱅크의 수이고 N 은 원형필터 응답의 수이다. 코사인 변조된 필터 뱅크를 이용한 음향 시스템 모델링의 전체 블럭도를 그림 2에 나타내었다.

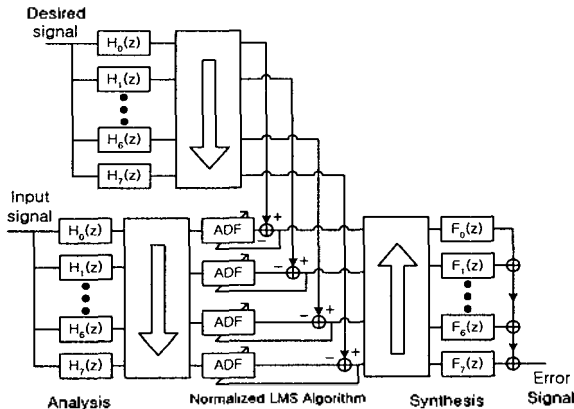


그림 2. 필터뱅크를 이용한 시스템 모델링
Fig. 2. System Modeling using Filter Banks.

이 때 필터 입력 신호의 고유치의 최대값과 최소값과의 비율($\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$)은 적응 필터의 수렴속도와 많은 관계를 지니고 있다[6]. 입력되는 신호의 고유치 분포값이 클수록 수렴 속도는 느려진다.

Decimation은 서브밴드 내에서 샘플링 속도를 줄이는 데 사용된다. 식 (4)는 M 개의 샘플마다 한 샘플씩 취하

는 Decimation을 나타낸다.

$$y(n) = x(Mn) \quad (4)$$

Downsampler라고 하는 Decimation은 샘플링 속도를 줄여서 저역 제한된 신호를 전체 대역에 걸친 신호들로 주파수 대역을 바꾸어 줌으로써 고유치 분산율을 줄일 수 있다. 합성 시에는 Interpolation을 이용하여 본래의 신호로 재생하여야 한다.

III. CTRANC

CTRANC(Cross-Talk Resistant Adaptive Noise Canceller)의 구조는 그림 3과 같이 두 개의 필터로 구성되어 있다.

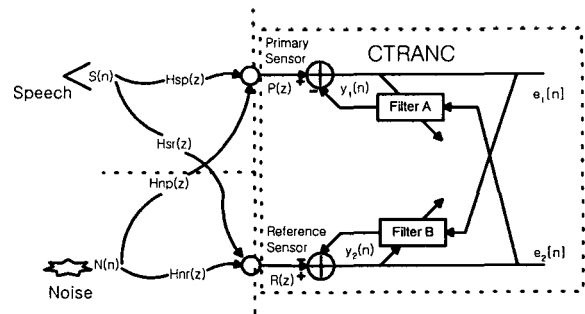


그림 3. CTRANC의 구조
Fig. 3. Structure of CTRANC

먼저 두 센서가 이루는 각을 수직으로 하는 축의 좌우 임의의 지점에 신호원과 잡음원이 각각 존재한다고 가정하자. 이 때 필터 A는 잡음원과 primary 센서간의 음향 임펄스를 모델링하고 필터 B는 신호원과 reference 센서간의 음향 임펄스를 모델링한다.

$$E_1(z) = P(z) - E_2(z)A(z) = S(z)H_{sp}(z) + N(z)H_{np}(z) - E_2(z)A(z). \quad (5)$$

$$E_2(z) = R(z) - E_1(z)B(z) = S(z)H_{sr}(z) + N(z)H_{nr}(z) - E_1(z)B(z). \quad (6)$$

만일 $A(z)H_{nr}(z) = H_{np}(z)$, $B(z)H_{sp}(z) = H_{sr}(z)$ 이라면 $E_1(z) = H_{sp}(z)S(z)$, $E_2(z) = H_{nr}(z)N(z)$ 이다.

따라서, 두 센서의 수직축을 기준으로 각 음원이 좌우에 존재할 때 각 센서에 가까이 있는 신호를 각각의 오차 신호로 출력하게 되어 신호가 분리된다.

IV. 실험 및 고찰

입력신호를 하나의 대역으로 생각하고 모델링을 하는 기존의 방법과 코사인 변조된 필터 뱅크를 이용한 시스템 모델링의 성능을 비교하기 위해서 Colored 잡음을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행했다. Colored 잡음은 백색 잡음을 이용하여 식 (7)과 같은 방법으로 일차 AR과정으로 값을 얻었다.

$$C(n) = 0.95C(n-1) + N(n) \quad (7)$$

여기서 $N(n)$ 은 백색 잡음이고 $C(n)$ 은 Colored 잡음인 출력이다. 먼저 모델링에 사용되는 Desired신호는 입력 신호를 차단 주파수가 4kHz인 저역통과 필터(임펄스

응답의 길이는 16샘플이며 10kHz 샘플링 주파수이다)에 통과시켜서 얻었다.

코사인 변조된 필터뱅크를 이용한 시스템에서는 4-밴드로 구성하였으며, 서브밴드로 분할 후 4 샘플마다 한 샘플씩 decimation하여 적응필터의 입력신호와 desired 신호를 얻었다. 원형(prototype)필터는 Kaiser Window를 이용한 필터를 표 1과 같이 설계하였다. 그림 4에 원형 필터의 주파수 크기 응답을 나타내었다.

표 1. 원형 필터 p[n]의 계수
Table 1. Prototype Coefficients of p[n]

P(0) ~ P(2)	0.0001467030	0.0006440501	0.0013872184
P(3) ~ P(5)	0.0022496168	0.0029922258	0.0032903636
P(6) ~ P(8)	0.0027959874	0.0012289700	-0.0015186589
P(9) ~ P(11)	-0.0052887053	-0.0095988712	-0.0136433442
P(12) ~ P(14)	-0.0163649013	-0.0165973462	-0.0132610303
P(15) ~ P(17)	-0.0055798040	0.0067214252	0.0232805884
P(18) ~ P(20)	0.0430581025	0.0644107139	0.0852768790
P(21) ~ (23)	0.1034488961	0.1168885491	0.1240323719
P(N+n) = P((N-1)-n) where, N=24, n=0....N-1			

위의 두 방법에서 자기상관함수의 행렬은 입력 샘플 수를 5,000, Lag 수를 32개로 하였으며, 각 입력 신호에 따른 고유값의 최고값과 최저값, 그리고 이들의 비율을 표 2에 나타내었다.

표 2에서 알 수 있듯이 코사인 변조된 필터뱅크와 Decimation을 이용한 경우가 전체 대역을 하나의 밴드로 처리한 경우보다 고유값의 비가 적음을 알 수 있으며 컴퓨터 시뮬레이션 결과 그림 5와 같이 수렴속도도 빠름을 알 수 있다.

일반 실험실에서 스피커와 더미 헤드간의 거리를 약 2m로 설정하고 백색잡음의 세기를 약 70dB가 되도록 하여 스피커의 입력과 더미헤드 출력사이의 음향 임펄스를 모델링하는 실험을 행했다. 샘플링 주파수는 10kHz이고 차단 주파수는 4kHz이다. 이의 경우 각각의 스펙트럼을 32 샘플 평균 취하여 얻은 결과를 그림 6에 나타내었으며 실험에 사용된 백색잡음의 스펙트럼은 평탄했다.

모델링에 사용된 필터의 탭수는 256으로 하였으며, 코사인 변조된 필터뱅크를 이용한 경우에는 한 채널 당 64샘플이고 4샘플마다 한 샘플씩 Decimation하였다. 이의 결과를 그림 7에 나타내었으며, 마찬가지로 입력 신호를 서브밴드로 분할하여 각 서브밴드별로 모델링하는 방법이 수렴속도가 빠름을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 방법을 필터의 두 입력에 cross-talk가 존재하는 경우 cross-talk를 제거하여 음질을 향상시키는 CTRANC에 적용하였다. 두 센서의 일직선상에 잡음과 음원이 존재하도록 실험환경을 설정하였다. 이들의 결과를 그림 8, 그림 9, 그리고 그림 10에 각각 나타내었다.

V. 결론

본 연구에서는 코사인 변조된 필터뱅크를 이용하여 입력신호와 Desired 신호를 각 서브 밴드로 분할하여 각 서브 밴드별로 처리하는 방법을 설명하고 decimation을 행하여 시스템을 모델링하는데 필요한 필터의 임펄스 응답의 길이를 줄이고 수렴 속도를 빠르게

하기 위한 방법을 제안했다.

입력 벡터의 자기 상관 함수의 대칭 행렬을 구하여 고유치를 계산한 후 최대값과 최소값의 비를 구하여 수렴 속도를 비교한 결과 입력신호를 한 대역으로 생각하고 처리하는 방법보다 각 서브대역으로 분해하고 decimation하여 처리하는 방법이 수렴속도는 빨랐으며, MSE는 실제의 경우 거의 비슷했다. 따라서 제안된 방법은 일정한 정상 상태를 요구하면서 수렴 속도가 빠르게 정상 상태에 도달해야하는 시스템에 많이 응용될 것이다.

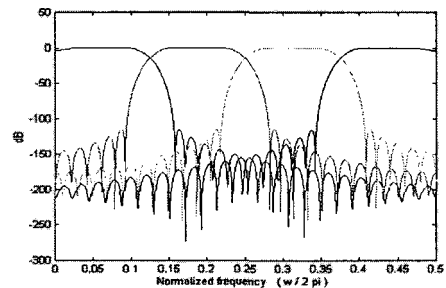


그림 4. 4개 필터의 크기응답
Fig. 4. Magnitude response of the analysis filters

표 2. 입력 신호에 따른 고유치의 최고값과 최소값 비율.

Table 2. The Ratio of maximum to minimum eigenvalues ($\lambda_{max}/\lambda_{min}$) in each sub-bands.

구분	λ_{max}	λ_{min}	$\lambda_{max}/\lambda_{min}$
Colored Noise	9.5931e+005	1.1676e+003	821.5729
1 band	1.9379e+004	614.1815	31.5518
2 band	1.9375e+003	326.1362	5.9407
3 band	8.3908e+004	2.5550e+003	32.8408
4 band	1.7861e+005	1.9505e+003	91.5736
Real Data	1.1690e+012	3.9588e+010	29.5293
1 band	4.7460e+010	2.1822e+010	2.1748
2 band	4.1602e+010	1.6019e+010	2.5970
3 band	1.7972e+011	5.2102e+010	3.4494
4 band	2.6141e+011	4.6558e+010	5.6148

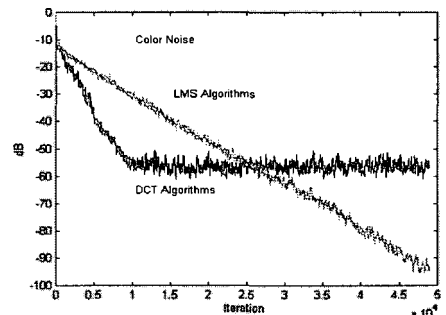


그림 5. DCT와 LMS알고리즘의 수렴곡선
Fig. 5. Learning Curves of the DCT and LMS Adaptive Filter(Colored Noise).

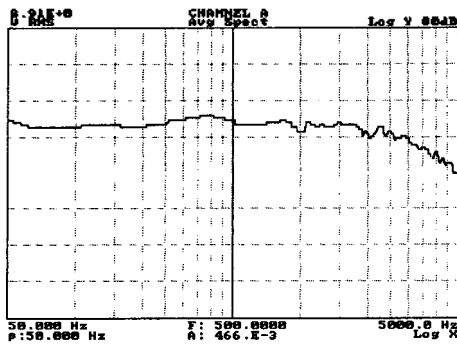


그림 6. 실험에 사용한 백색 잡음.
Fig. 6. Spectrum of White Noise used in Experiment

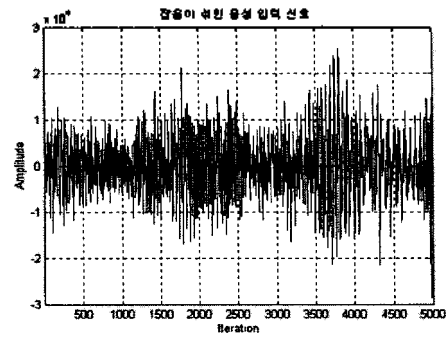


그림 9. 잡음이 섞인 음성 신호.
Fig. 9. Speech Signal corrupted by Noise.

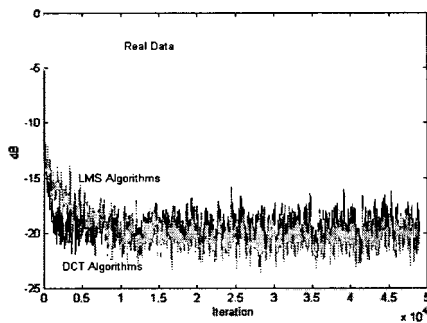


그림 7. DCT와 LMS알고리즘의 수렴곡선
Fig. 7. Learning Curves of the DCT and LMS Adaptive Filter (Real Environment).

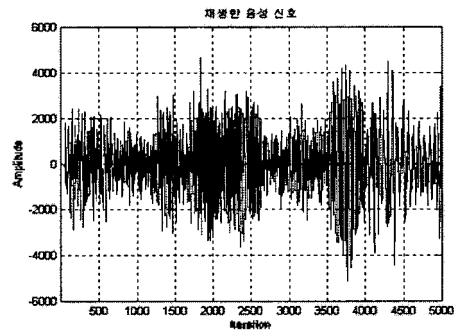


그림 10. 재생된 음성 신호.
Fig. 10. Cleaned Speech Signal

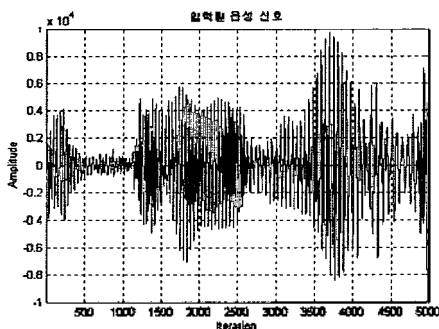


그림 8. 음성 신호의 원음.
Fig. 8. Original Speech Signal.

참고 문헌

- [1] V. S. Somayazula, S. K. Mitra and J. J. Shynk, "Adaptive line enhancement using multirate techniques", ICASSP, pp. 928-931, May 1989.
- [2] A. Gillorie, "Experiments with subband acoustic echo cancellers for teleconferencing", ICASSP pp. 2141-2144, Apr. 1987.
- [3] Alfred Mertins, "Subspace Approach for the Design of Cosine-Modulated Filter Banks with Linear-Phase Prototype Filter", IEEE Trans. Vol. 45, pp 2812-2818, Oct. 1998.
- [4] P.P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks", Prentice Hall, 1993.
- [5] Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall.
- [6] S.Shankar Narayan, "Transform Domain LMS Algorithm", IEEE Trans. Acoust., Vol. Assp-31, No. 3, pp 609-615, June. 1983.
- [7] Hiroshi OCHI, "A Subband Adaptive Filter with the Optimum Analysis Filter Bank", IEEE Trans. 178. No 1, pp 1566-1570, Nov. 1995.