

웨이블릿 변환을 이용한 일반화된 서브밴드 분해 FIR 적응 필터의 구조와 수렴특성 해석

The Structure and the Convergence Characteristics Analysis on the Generalized Subband Decomposition FIR Adaptive Filter in Wavelet Transform Domain

박순규*, 박남천**

Sun-Kyu Park*, Nam-Chun Park**

요약

변환영역 적응필터는 시간영역 적응필터보다 일반적으로 수렴속도가 빠르지만 필터의 차수가 증가함에 따라 계산량이 크게 증가한다. 이러한 문제점은 변환영역 적응필터를 서브밴드 분해구조로 변경함으로써 해결할 수 있다. 이 논문에서는 일반화된 서브밴드 분해 FIR 적응 필터의 수렴속도 향상을 위해 웨이블릿 변환영역에서 다이아덕 희소인자 서브필터를 가지는 일반화된 서브밴드 분해 FIR 적응 필터의 구조를 설계하였다. 그리고 이 적응필터에서 변환영역의 일반화된 등가 입력을 유도하고 이 입력을 이용하여 LMS 알고리즘에 대한 수렴특성을 해석 및 평가하였다. 이 서브밴드 FIR 적응필터를 이용하여 역 모델링 시스템과 주기성 잡음제거기를 구성하고 LMS 알고리즘에 대한 이 시스템들의 수렴속도를 이산푸리에 변환을 이용한 서브밴드 적응필터의 것과 컴퓨터 모의실험으로 비교하였다.

Abstract

In general, transform domain adaptive filters show faster convergence speed than the time domain adaptive filters, but the amount of calculation increases dramatically as the filter order increases. This problem can be solved by making use of the subband structure in transform domain adaptive filters. In this paper, to increase the convergence speed on the generalized subband decomposition FIR adaptive filters, a structure of the adaptive filter with subfilter of dyadic sparsity factor in wavelet transform domain is designed. And, in this adaptive filter, the equivalent input in transform domain is derived and, by using the input, the convergence properties for the LMS algorithm is analyzed and evaluated. By using this subband adaptive filter, the inverse system modeling and the periodic noise canceller were designed, and, by computer simulation, the convergence speeds of the systems on LMS algorithm were compared with that of the subband adaptive filter using DFT(discrete Fourier transform).

Keywords : wavelet transform, generalized subband decomposition of FIR filter, eigenvalue ratio, convergence speed, LMS, adaptive filter, autocorrelation matrix

I. 서론

적용필터는 잡음제거, 채널등화 및 파라미터 추정 등에 다양하게 이용된다. 적응필터에서 입력신호를 적교 변환하

여 처리하는 변환영역 적응필터는 일반적으로 시간영역 적응필터보다 수렴속도가 빠르다[1,2]. 적응필터에서 입력신호의 자기상관 행렬의 고유치 분포가 큰 경우 수렴속도가 늦어진다.

최근의 간헐제거 등에 사용되는 FIR 적응필터는 요구되는 특성을 만족시키기 위하여 계수의 수가 수천 정도의 것도 요구되고 있다[3-5]. 변환영역 FIR 적응필터에서 차수가 클 경우 변환크기도 커지므로 변환에 필요한 연산량이 많아진다. 필터의 차수가 클 경우 연산량을 줄이는 한 가지 방법으로 IIR 필터를 사용할 수 있으나 이 필터는 근본적

* 한국국제대학교 소방방재학과

** 경남대학교 전자공학과

접수일자 : 2008. 5. 22 수정 완료 : 2008. 10. 24

게재확정일자 : 2008. 10. 29

※ 본 연구는 2008년도 경남대학교 학술연구장려금 지원으로 이루어졌음.

으로 불안정성을 갖고 있다. 이러한 문제는 FIR 필터의 서브밴드 분해 기법을 사용함으로써 해결 할 수 있다[6,7].

웨이블릿은 시간 및 주파수의 영역에서 국부성(localization)이 있으며, 웨이블릿 변환 출력은 푸리에 변환과는 달리 시간 및 주파수 영역의 정보를 동시에 가지고 있으며, 이 변환은 KL(Karhunen-Löeve)변환과 유사하게 변환된 출력신호의 자기상관 행렬은 거의 대각요소로 집중되므로 전처리(preconditioning)를 거치면 이 행렬의 고유치 비가 작아지고 따라서 이 변환을 변환영역 적응필터에 이용하면 적응 FIR 필터의 수렴 속도가 향상된다[8].

최근의 웨이블릿 변환영역에서의 적응필터에 관한 연구는 균일 서브밴드 적응필터에서 부분적으로 서브밴드 계수를 갱신해서 계산량을 감소하기 위한 연구가 이루어지고 있으나 이 기법은 필터계수 갱신 대상의 서브밴드를 결정해야하는 문제점과 갱신 대상 서브밴드 수가 작아지면 수렴속도가 늦어지는 단점이 있다[9].

이 논문에서는 웨이블릿 변환을 이용하고 또한 변환 레벨에 따라 다이아딕 희소인자(dyadic sparsity factor:DSF)를 갖는 서브필터를 이용한 서브밴드 분해 FIR 적응 필터의 서브필터 구조를 설계하고, 이 적응필터에서 웨이블릿변환의 시간-주파수 국부성을 이용해서 변환영역의 일반화된 등가입력을 유도하고 이 식을 이용하여 수렴특성을 해석 및 평가하였다. 그리고 이 적응필터와 LMS(least mean square) 알고리즘을 이용하여 역모델링 시스템 및 주기성잡음제거기를 구성하고 이 시스템의 수렴 속도를 기존의 이산푸리에변환과 균일 희소인자(uniform sparsity factor:USF)의 서브필터로 구성되는 서브밴드 FIR 적응 필터를 이용한 시스템의 수렴속도와 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교, 평가하였다. 또한 주기성잡음제거기 모의실험에서는 희소인자의 변화에 따른 수렴속도를 비교하였다.

II. 서브밴드 분해 FIR 필터

2.1. 균일 희소인자를 가지는 서브밴드분해 FIR 필터

FIR 필터의 일반화된 서브밴드 분해는 다음과 같다. FIR 필터에서 전달함수 $H(z)$ 는

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i z^{-i} \quad (1)$$

이고 필터 길이 N 이 짝수일 때 식 (1)의 필터를 M 개의 가지를 갖는 서브밴드로 분해하면

$$H(z) = [1 \ z^{-1} \ \dots \ z^{-(M-1)}] T^T \begin{bmatrix} G_0(z^L) \\ G_1(z^L) \\ \vdots \\ G_{M-1}(z^L) \end{bmatrix} \quad (2)$$

로 표현할 수 있다. 여기서 T 는 $M \times M$ 정칙행렬이다. 서브필터 $G_k(z^L)$ 은

$$G_k(z^L) = \sum_{l=0}^{K-1} g_{kl} z^{-lL} \quad (3)$$

이며, 이 서브필터들은 희소인자가 L 로써 균일하다. 여기서 K 는 각 희소 서브필터의 계수의 수이다. 변환행렬 T 는 이산 푸리에 변환행렬 등이 될 수 있다. 필터의 길이는 $N=(K-1)L+M$ 이다[7].

2.2 웨이블릿 변환과 다이아딕 희소인자를 갖는 서브밴드분해 FIR 필터

FIR 필터의 일반화된 서브밴드 분해에 있어서 서브필터는 균일한 희소인자를 갖는 서브필터로 구성할 수 있다. 변환행렬로써 이산 웨이블릿 변환을 이용할 경우에 서브필터의 희소인자를 L 로 균일하게 두면 각 서브필터의 주파수 대역폭이 변환 레벨에 따라 상이한 특성을 갖는 웨이블릿변환의 주파수 응답과는 다른 주파수 응답을 갖는다.

웨이블릿 변환에서 가장 높은 레벨의 주파수 대역은 전체의 반이 되므로 서브필터의 희소인자는 2보다 큰 값을 사용할 수 없다. 그러나 서브필터들의 희소인자를 모두 2로 사용한다면 연산수가 많이 증가하는 단점이 발생된다.

따라서 이산 웨이블릿 변환에 서브밴드 분해에서 원하는 주파수 응답을 얻을 수 있도록 서브필터를 다이아딕 모형의 희소인자로 구성한다.

2.2.1 이산 웨이블릿 변환과 다이아딕 희소인자를 갖는 서브필터로 구성되는 서브밴드 FIR 필터

다이아딕 희소인자의 서브필터에서 k 번째 서브필터의 가지 $G_k(z^{M/2^j})$ 은

$$G_k(z^{M/2^j}) = \sum_{i=0}^{N/2^{j-1}-1} g_{k,(M \cdot i/2^{j+1})} z^{-M \cdot i/2^j} \quad (4)$$

이다. 여기서 N 및 M 은 각각 필터길이 및 변환크기, 그리고 k 및 j 는 각각 필터의 가지 인덱스(index) 및 웨이블릿 레벨 인덱스로써 $k=0, 1, \dots, M-1$ 및 $j = 0, 1, \dots, J-1$ 의 값을 가지며 $J=\log_2 M$ 이다. 그리고 $g_{k,l}$ 에서 l 은 k 가지 서브필터의 l 번째 계수이고 $M/2^j$ 는 희소인자이다[10].

2.2.2 DWT 및 DSF 서브필터로 구성되는 서브밴드 FIR 적응 필터

DSF 서브필터 및 DWT(discrete wavelet transform)를 이용하여 구성한 서브밴드 적응 FIR 필터를 그림1에 보였다. 입력신호벡터 $x(n)$ 은 DWT 행렬 T 에 의하여 변환되어 $u(n)$ 이 된다.

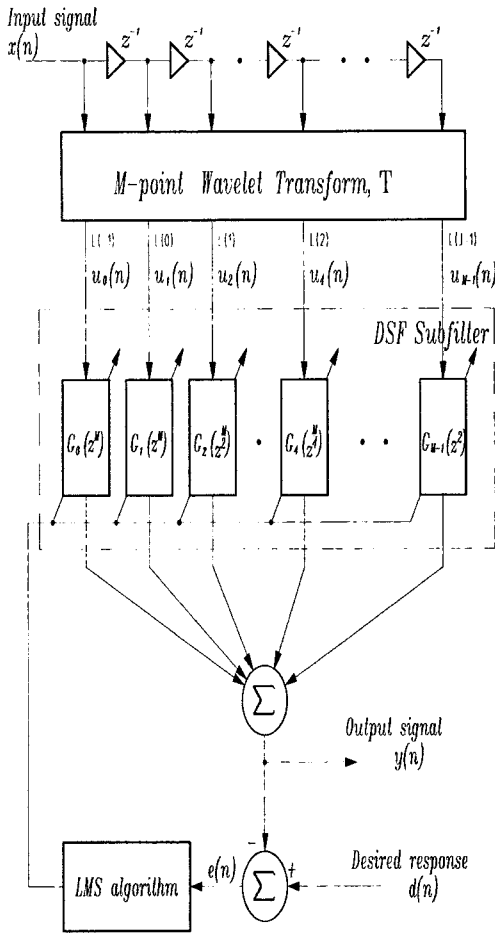


그림 1. DWT 및 DSF 서브필터로 구성되는 서브밴드 적응 FIR 필터.
 Fig. 1. Subband Adaptive FIR filter composed of DWT-DSF subfilter.

벡터 $\mathbf{u}(n)$ 은

$$\mathbf{u}(n) = T \mathbf{x}(n) \tag{5}$$

이다. 여기서 $\mathbf{u}(n)$ 은

$$\mathbf{u}(n) = [u_0(n) \ u_1(n) \ \dots \ u_{M-1}(n)] \tag{6}$$

이다. 필터 출력 $y(n)$ 은

$$y(n) = \sum_{l=0}^{N/2-1} u(n-2l)^T \mathbf{g}(n) \tag{7}$$

이다. 여기서 $\mathbf{g}_l(n)$ 은 서브필터의 계수행렬 G 에서 각 서브필터의 l 번째 계수로 구성되는 가중벡터이다. 즉,

$$\mathbf{g}_l(n) = [g_{0,l}(n) \ g_{1,l}(n) \ \dots \ g_{M-1,l}(n)] \tag{8}$$

이다. 오차신호 $e(n)$ 은

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{9}$$

이다. 여기서 $d(n)$ 은 요구 신호이다.

정규화(normalized)LMS 알고리즘의 가중벡터의 갱신식은

$$\mathbf{g}_l(n+1) = \mathbf{g}_l(n) + 2\mu \Lambda^{-2} e(n) \mathbf{u}(n-2l) \tag{10}$$

이다. 여기서 $l = 0, 1, \dots, N/2 - 1$ 이며, μ 는 스텝크기이다. 적응필터가 안정되기 위한 μ 의 값은 $0 < \mu < 1/(N \cdot P_{inp})$ 인 조건을 만족하여야 하며, P_{inp} 는 입력 신호 전력의 기대치이다. Λ^{-2} 는 $u_k(n)$ 의 전력 기대치의 역수를 요소로 하는 $M \times M$ 대각행렬이다[10].

$$\Lambda^{-2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E[u_0(n)^2]} & & & 0 \\ & \frac{1}{E[u_1(n)^2]} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \frac{1}{E[u_{M-1}(n)^2]} \end{bmatrix} \tag{11}$$

III. 제안한 필터구조 및 수렴특성

3.1 DSF-Subfilter의 구조 설계

DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서 식(7)의 출력과 식(10)의 가중벡터 갱신을 구현하기 위한 DSF-서브필터의 구조를 그림 2에 나타내었다. 여기서 필터의 입력신호는 변환행렬에 의해 변환되어 $u_k(n)$ 이 되며 이는 DSF-서브필터에 입력된다. 이전에 입력된 신호들은 지연선을 통하여 DSF-서브필터의 내부에 차례로 저장되고 이 값들은 블록 $g_{k,l}$ 내부의 필터계수 $g_{k,l}$ 과 곱하여 진다. 이 곱하여 진 값들은 출력 값으로 누적된다. 각각의 아래에 있는

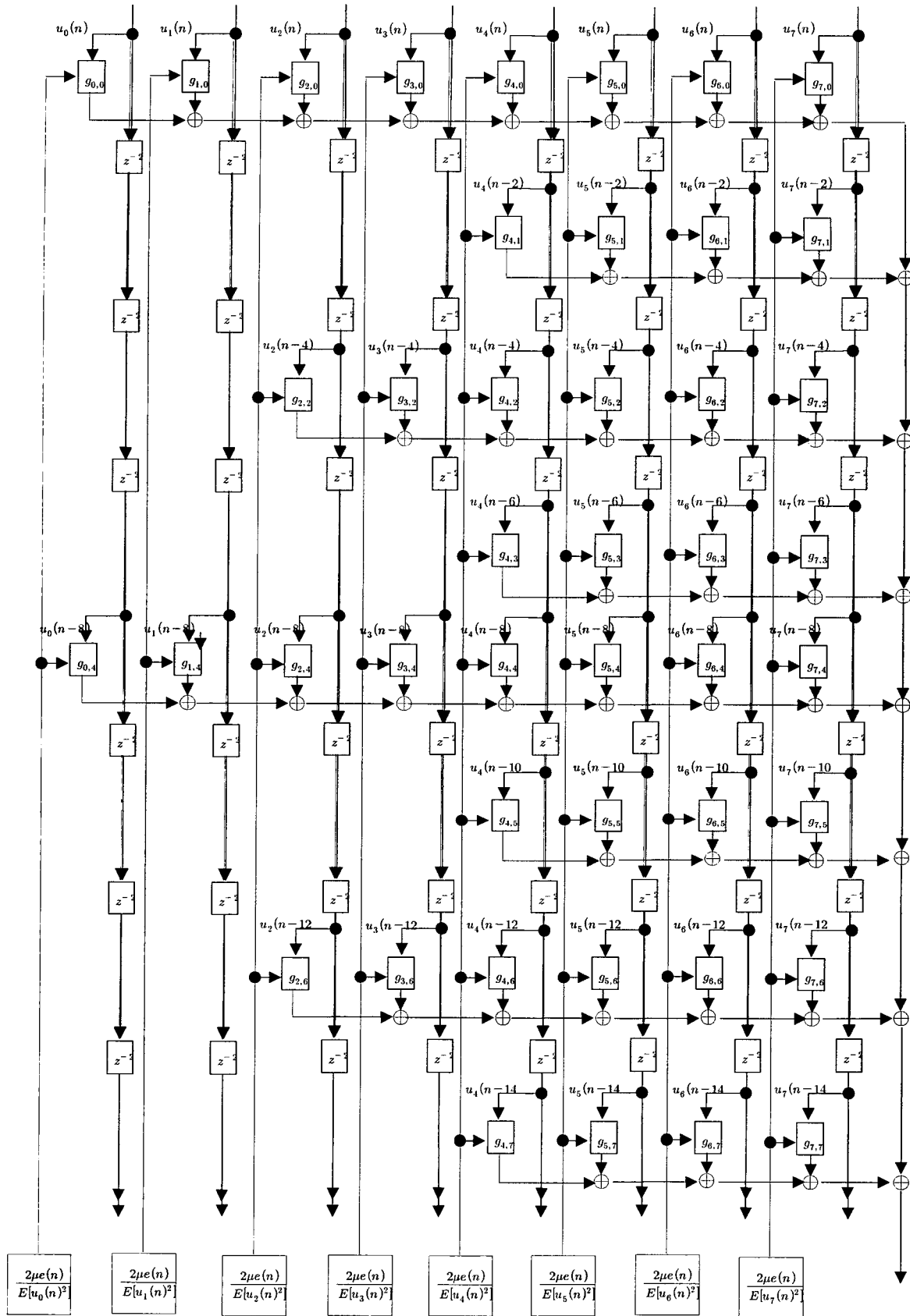


그림 2. DSF-서브필터의 구조(M=8).
 Fig. 2. Structure for DSF-Subfilter(M=8).

$2\mu \cdot e(n)/E[u_k(n)^2]$ 은 희망신호와 출력신호와의 차인 오차신호에 스텝크기를 곱한 값의 2배 값을 그 가지의 전력 기대치로 나눈 값이다. 여기서 각 가지의 전력 기대치는 변환되어진 신호들이 지연선에 의해 저장된 값들로 이동평균으로 구한다.

블록 $g_{k,l}$ 의 내부구조는 그림 3에 나타내었다. 지연선을 통하여 저장되었던 신호와 필터 계수가 곱하여져서 출력된다. 이 블록에서 외부입력(External input)은 그림 2의 아래 부분에 있는 $2\mu \cdot e(n)/E[u_k(n)^2]$ 이 입력된다. 이 값은 저장되어있던 입력신호와 곱해서 필터계수 갱신에 사용된다.

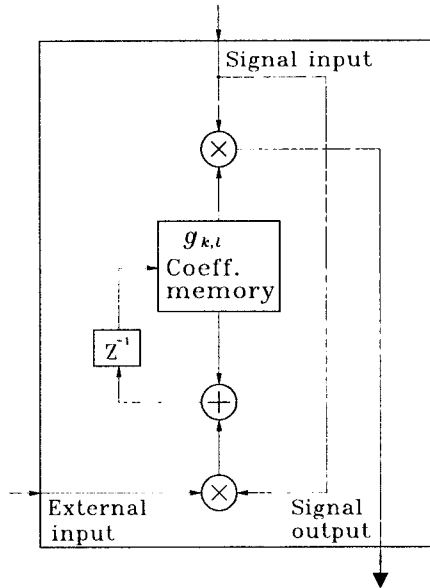


그림 3. DSF-서브필터에서 블록 $g_{k,l}$ 의 내부구조.
Fig. 3. The structure on the $g_{k,l}$ block in DSF-Subfilter.

3.2 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터의 수렴특성

적응필터의 수렴속도는 입력신호의 자기상관 행렬에 대한 고유치 비에 의존한다. 입력신호에 대한 자기상관 행렬 및 변환된 신호의 전력을 정규화하는 행렬을 이용하여 고유치 비를 구한다.

서브밴드 분해 FIR 적응필터에서는 이 필터의 등가차수 N 보다 작은 변환크기 M 으로 시간영역의 신호를 변환하고, 이 변환된 값과 이전에 변환되어진 값들을 서브필터의 계수와 곱하여 출력 값을 구한다. 균일한 희소인자를 갖는 서브밴드 FIR 적응필터에서 출력을 얻기 위한 변환된 신호는 서브필터의 계수에 곱해지는 값들의 벡터로 부터 쉽게 구할 수 있다. 그러나 웨이블릿 변환과 다이아더 희소인자를 갖는 서브밴드분해 FIR 적응필터에서 변환된 신호에 대한 자기상관 행렬을 구하기 위해서는 출력에 이용된 값들을 재 해석하여 변환되어진 값들의 벡터를 얻어야 한다. 이를 위해 웨이블릿 변환된 계수들 사이의 관계를 일반화하고,

이를 이용해서 필터의 일반화된 출력식을 유도하여 일반화된 등가적인 입력 신호의 유도가 필요하다.

3.2.1 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터의 등가입력 유도와 해석

DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터의 DSF 서브필터에서 필터의 차수 N , 변환크기 M 일 경우 필터출력 $y(n)$ 은 식(7)과 같다. 이 식에서 $\mathbf{g}_l(n)$ 은 DSF 서브필터의 l 번째 열 벡터이며, 계수 $g_{k,l}$ 은 k 번 가지의 l 번째 계수이다. 벡터 $\mathbf{u}(n-2l)$ 은

$$\mathbf{u}(n-2l) = [u_0(n-2l) \ u_1(n-2l) \ \dots \ u_{M-1}(n-2l)] \quad (12)$$

이다. 이산 웨이블릿 변환 DWT는

$$DWT\{x(n); 2^j, d2^j\} = \begin{cases} C_{j,d} = \sum_d x(n) h_j^*(n-2^j d) \\ b_{j,d} = \sum_d x(n) g_j^*(n-2^j d) \end{cases} \quad (13)$$

이다. 여기서 h_j 및 g_j 는 각각 웨이블릿 및 스케일링 함수이며 $J = \log_2 M$ 및 $j = 1, \dots, J$ 이다. 웨이블릿변환행렬은 옥타브 필터뱅크에서 각 가지의 임펄스 응답 및 이들의 이동으로 구성할 수 있다[10]. 각각의 가지에서 구한 임펄스 응답의 계수의 수가 변환행렬 크기보다 클 경우 둘러싸기(wrap around)한다. $\mathbf{u}(n)$ 벡터의 각 값들은 다음과 같이 변환레벨에 따라 표현할 수 있다.

$$[b_{j,0} \ C_{j,0} \ C_{j-1,0} \ C_{j-1,1} \ C_{j-2,0} \ C_{j-2,1} \ C_{j-2,2} \ C_{j-2,3} \ \dots \ C_{1,0} \ C_{1,1} \ \dots \ C_{1,M/2-1}] \quad (14)$$

변환된 값들은 시간 및 주파수 국부성의 특성을 갖는 웨이블릿변환의 특성에 의해서 같은 레벨에서는 동일한 임펄스 응답이 시간 이동된 것이다. 이를 일반화된 식으로 표현하면

$$C_{j,q}(n) = C_{j,q-1}(n-2) = \dots = C_{j,0}(n-2^j q) \quad (15)$$

이다. 여기서 q 의 값은 각 레벨에 따라 다르며, $q=0, 1, \dots, M/(2^j-1)$ 이다.

식(15)를 이용해서 식 (10)표현하면 $y(n)$ 은

$$y(n) = \sum_{l=0}^{N/M-1} \mathbf{u}(n-2l)^T \mathbf{g}'_l(n) \quad (16)$$

이다. 여기서 $\mathbf{g}'_l(n)$ 은 행렬 \mathbf{G} 의 요소들의 합으로 구성되며, $M=8$ 및 $N=16$ 일 경우 $\mathbf{g}'_l(n)$ 벡터로 구성되는 8×2 의 행렬 \mathbf{G}' 는

$$G' = \begin{bmatrix} g_{0,0} & g_{0,4} \\ g_{1,0} & g_{1,4} \\ g_{2,0} + g_{3,2} & g_{2,4} + g_{3,6} \\ g_{3,0} + g_{2,6} & g_{3,4} + g_{2,2} \\ g_{4,0} + g_{5,1} + g_{6,2} + g_{7,3} & g_{4,4} + g_{5,5} + g_{6,6} + g_{7,7} \\ g_{5,0} + g_{6,1} + g_{7,2} + g_{4,7} & g_{5,4} + g_{6,5} + g_{7,6} + g_{4,3} \\ g_{6,0} + g_{7,1} + g_{4,6} + g_{5,7} & g_{6,4} + g_{7,5} + g_{4,2} + g_{5,3} \\ g_{7,0} + g_{4,5} + g_{5,6} + g_{6,7} & g_{7,4} + g_{4,1} + g_{5,2} + g_{6,3} \end{bmatrix} \quad (17)$$

이다. 이 때 출력은

$$y(n) = \sum_{l=0}^1 u(n-8l) g'_l(n) \quad (18)$$

로 표현할 수 있다.

웨이블릿 변환을 이용하는 실시간형 필터에서 변환된 값들의 특성을 일반화한 표현은 식(15)이며 이 식을 이용한 필터의 출력은 등가적으로 식(16)과 같다. 이 식을 벡터 형식으로 표현하면

$$y(n) = \mathbf{u}_w(n)^T \mathbf{g}'_w(n) \quad (19)$$

이다. 여기서

$$\mathbf{u}_w(n) = [u(n)^T \ u(n-M)^T \ \dots \ u(n-(\frac{N}{M}-1)M)^T]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{g}'_w(n) = [g'_{0,0}(n)^T \ g'_{1,0}(n)^T \ \dots \ g'_{\frac{N}{M}-1}(n)^T]^T \quad (21)$$

이다. $\mathbf{u}_w(n)$ 은 이 필터에서 등가적으로 사용되는 변환된 신호벡터이다. $\mathbf{u}_w(n)$ 에 대응되는 시간영역 신호벡터가 $\mathbf{x}_a(n)$ 이면, $\mathbf{u}_w(n)$ 은

$$\mathbf{u}_w(n) = \mathbf{W} \mathbf{x}_a(n) \quad (22)$$

으로 구할 수 있다. $\mathbf{u}_w(n)$ 에 대응하는 시간영역 입력벡터 $\mathbf{X}_a(n)$ 은

$$\mathbf{x}_a(n) = [x(n)^T \ x(n-M)^T \ \dots \ x(n-(N/M-1)M)^T]^T \quad (23)$$

이다. 그리고 행렬 \mathbf{W} 은

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & & & 0 \\ & \mathbf{T} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \mathbf{T} \end{bmatrix} \quad (24)$$

이다. 이 식에서 \mathbf{T} 는 $M \times M$ DWT 행렬이며, \mathbf{W} 는 $N \times N$ 행렬이다.

$\mathbf{u}_w(n)$ 의 자기상관 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_w}$ 는

$$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_w} = E[\mathbf{u}_w(n)\mathbf{u}_w(n)^T] \quad (25)$$

이다. 그리고 가중벡터 $\mathbf{g}'_w(n)$ 의 모든 계수들에 대한 전력을 정규화하는 행렬 Λ_a^{-2} 는

$$\Lambda_a^{-2} = \begin{bmatrix} \Lambda^{-2} & & & 0 \\ & \Lambda^{-2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \Lambda^{-2} \end{bmatrix} \quad (26)$$

이다. 여기서 Λ^{-2} 는 해당되는 각 가지의 전력 기대치의 역수로 된 식(11)와 같다. 서브밴드 FIR 적응필터에서 수렴속도는 $\Lambda_a^{-2} \mathbf{R}_{\mathbf{u}_w}$ 행렬의 고유치 λ 의 최대값과 최소값의 비 $\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ 에 의존한다. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서 변환된 입력신호의 자기상관 행렬은 필터의 변환크기 M 과 등가차수 N 으로 유도된 일반화된 식(20)을 이용하여 구하고 이 식을 이용해서 고유치 비로 필터의 성능을 비교할 수 있다. 이때 고유치 비가 작을수록 필터가 빠르게 수렴한다.

3.2.2 입력신호 자기상관 행렬의 고유치 비의 비교

DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서 입력신호 자기상관 행렬의 고유치 비 및 수렴특성을 비교하기 위한 입력신호 $x(n)$ 은

$$x(n) = 0.9x(n-1) + v(n) \quad (27)$$

이며 AR 프로세서이다. 여기서 $v(n)$ 은 평균 0, 분산 1인 가우시안잡음이다. 변환크기 $M=8, M=16$ 인 두 경우에 대하여 $\Lambda_a^{-2} \mathbf{R}_{\mathbf{u}_w}$ 행렬의 고유치 비($\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$)를 DFT-USF 서브밴드 FIR 적응필터 및 시간영역 적응필터의 경우와 비교하였다.

각각의 경우 고유치 비의 양상불평균을 표1에 나타내었다. $M=8$ 일 경우와 $M=16$ 일 경우 고유치 비는 DFT-USF 서브밴드 FIR 적응필터의 그것보다 각각 약 0.64배 및 0.51배이었으며, 시간영역 적응필터의 고유치 비의 약 0.21배 및 0.16배 이었다.

표 1. 고유치 비 비교.

Table 1. The comparison of the eigenvalue ratio .

Eigenvalue ratio	Transform size				
	Time domain	M = 8		M = 16	
		DFT domain	DWT domain	DFT domain	DWT domain
Ensemble average	526	108	69	163	83

IV. 모의 실험 및 고찰

4.1 역 모델링 모의실험

4.1.1 실험방법

DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 응용예로 역 모델링 시스템의 블록도를 그림 5에 나타내었다. 여기서 사용한 입력신호 S는 평균 0, 분산 1인 백색 가우시안 잡음이며, 지연의 길이는 16이다. 그리고 시스템 임펄스 응답 p_i 는

$$p_i = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 + \cos \{2\pi(i-2)/W\}], & 1 \leq i \leq 3 \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (28)$$

이다[6]. 이 식에서 W는 시스템에 의해 생기는 왜곡의 정도를 나타내는 파라미터로 W가 증가함에 따라 시스템의 왜곡이 증가한다. 또 이 값에 따라 적응필터의 입력신호 자기상관 행렬의 고유치 비도 증가한다. 실험에서 W값은 3.1, 3.3 및 3.5를 사용하여 자기상관 행렬의 고유치비를 비교하였으며, 각각의 W값에 따라 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용한 수렴상수 μ 는 스텝크기로 μ 값이 클수록 수렴 속도는 빨라지나 적용된 후의 오차 값의 분산이 커진다. 일반적으로 이 값은 안정된 수렴특성을 얻기위해서 $2/\lambda_{\max}$ 보다 매우 작은 값을 선택한다 여기서 μ 는 1×10^{-4} , 적응필터의 차수 N은 32, 변환크기 M은 8, 최소인자 L은 8 그리고 변환에 사용된 웨이블릿은 Daubechies4 (D4)이었다.

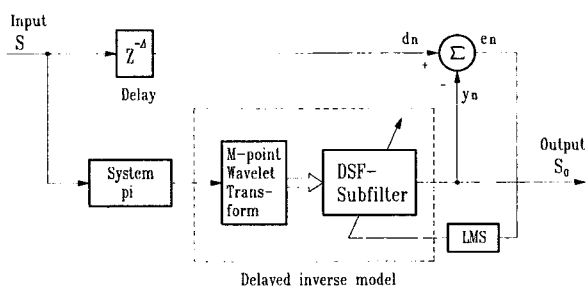


그림 4. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용하여 역 모델링 시스템.

Fig. 4. The inverse modeling system using the DWT-DSF subband FIR adaptive filter.

4.1.2 실험 결과 및 고찰

그림 4의 역 모델링 시스템을 수행하여 수렴특성을 모의 실험하고 시간영역 적응필터 및 DFT-USF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우의 수렴특성을 그림 5 (a), (b) 및 (c)에 나타내었다. W=3.1일 때 수렴속도는 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우 약 9600회에서 수렴하

였으며, DFT-USF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우 약 16,000회에서 수렴하였다. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우가 약 1.7배정도 빨리 수렴되었다. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서 시스템의 파라미터 W의 값이 3.1인 경우 약 9600회, W가 3.3인 경우 약 11,800회, W가 3.5일 경우 약 176,000회에서 수렴하였으며 시스템의 왜곡정도가 클수록 수렴속도가 늦어졌다.

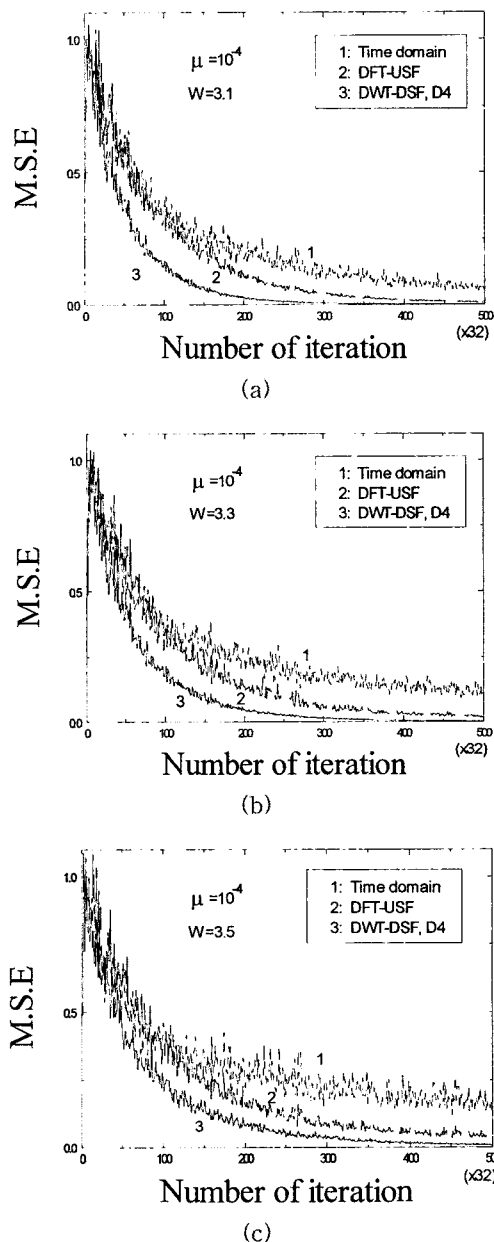


그림 5. 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 역 모델링 시스템의 수렴 특성.

(a) W=3.1, (b) W=3.3, (c) W=3.5.

Fig. 5. Learning curves for the inverse system modeling using subband, decomposition FIR filter in DWT-DSF and DFT_USF: (a) W=3.1, (b) W=3.3, (c) W=3.5.

W 값에 따른 각 적응필터에 입력되는 신호의 자기상관 행렬의 고유치 비를 표 2에 나타내었다. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터의 고유치 비가 가장 작았다. W 값이 3.1인 경우 이 값이 3.5인 경우에 비해 약 0.30배 그리고 W 값이 3.3인 경우 3.5에 비해 약 0.48배 작은 고유치 비를 나타내었다. 수렴특성에서는 W 값이 3.1인 경우 3.5에 비해 약 1.7배, W 값이 3.3인 경우 3.5에 비해 약 1.4배 빠르게 수렴되었다.

표 2. 고유치 비의 비교

Table 2. The comparison of the eigenvalue ratio

Parameter W	Time domain	subband decomposition	
		DFT-USF	DWT-DSF
$W=3.1$	19.0	9.9	8.3
$W=3.3$	28.9	17.0	13.0
$W=3.5$	69.2	35.1	27.4

4.2 주기성잡음 제거기 모의실험

4.2.1 실험방법

DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 주기성잡음 제거기를 그림7에 나타내었다.

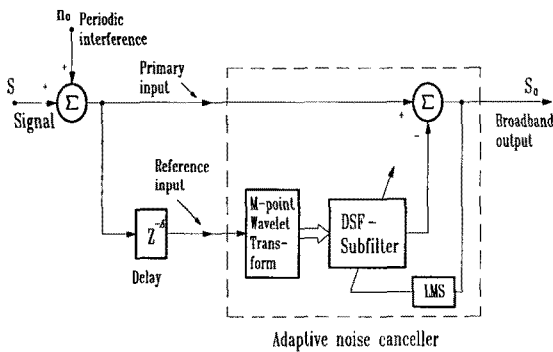


그림 6. 서브밴드 적응 FIR 필터를 이용한 주기성 잡음 제거기.

Fig. 6. Periodic noise canceller using the subband adaptive FIR filter.

여기서 적응 필터의 차수 N 은 128, 변환크기 M 은 16이었다 그리고 DWT에 사용된 웨이블릿은 Daubechie의4(D4) 웨이블릿이었다. 신호 S 는 랜덤신호 발생기에 의해 발생된 펄스로 펄스폭이 랜덤하게 가변되고 진폭은 0.5이다. 주기성잡음 n_0 는 진폭이 0.5인 정현파로 이 모의실험에서 사용된 잡음은 주기가 16 샘플인 정현파이다. 신호 S , 신호 S 에 주기가 16 샘플인 잡음 n_0 가 합해진 입력신호 및 수렴된 후의 시스템출력 S_0 의 예를 각각 그림 7의 (a), (b) 및 (c)에 나타내었다.

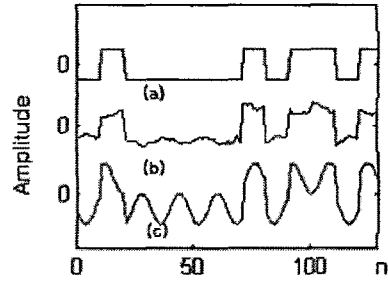


그림7. 신호의 예: (a) 신호원, (b)출력신호, (c)잡음이 부가된 입력신호.

Fig.7. Example of a signals: (a) signal source S , (b)System output signal, (c)Input signal added noise.

4.2.2 실험 결과 및 고찰

주기성잡음 제거기에 신호 S 와 잡음 n_0 를 입력하고 잡음 제거를 수행하여 신호 S 와 시스템 출력 S_0 와의 차의 전력 즉 오차전력의 수렴특성을 시간영역 FIR 적응필터 그리고 DFT와 균일 희소인자의 서브필터를 갖는 서브밴드 적응 FIR필터를 이용한 그것과 비교하였다.

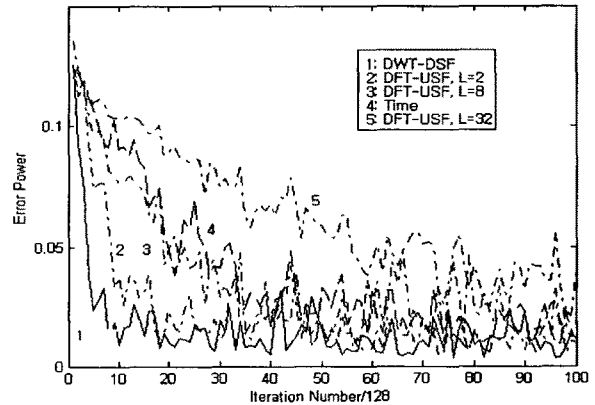


그림 8. 서브밴드 분해 FIR 적응필터를 이용한 주기성잡음(정현파 잡음) 제거기의 수렴특성.

Fig.8. Learning characteristics of the periodic noise(sinusoidal noise) canceller using the subband decomposition adaptive FIR filters.

여기서 DFT-USF 서브필터를 갖는 서브밴드 적응 FIR필터에서는 희소인자 L 을 2, 8 및 32의 경우에 대해 실험하고 이 필터의 수렴특성을 그림 8에 나타내었다. DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 잡음제거기는 시간영역 그리고 DFT 및 USF 서브필터로 구성되는 서브밴드 적응 FIR 필터를 이용한 잡음제거기보다 빠른 수렴속도를 보였다. 희소인자가 작은 값을 가질 때 더 빠르게 수렴하였다. $L=32$ 인 경우 시간영역의 필터보다 더 수렴속도가

늦어지며 균일한 회소인자를 사용하는 서브필터에서 회소인자는 변환행렬의 크기에 따른 가지의 수보다 큰 값을 사용할 수 없다는 점을 나타내고 있다. 또한 이 경우 회소인자의 수 $L=2$ 인 경우 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서 보다 많은 계수를 사용함에도 불구하고 수렴속도가 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터에서(약 2,500회) 보다 약 1/2 배 정도(약 5,000회)로 수렴속도가 늦다는 것을 알 수 있다.

V. 결론

웨이브릿 변환과 다이하드 회소인자를 갖는 서브필터를 이용한 일반화된 서브밴드 분해구조를 설계하고, 이 구조에서 변환영역의 일반화된 등가입력을 유도하고 이를 이용하여 이 필터에서 LMS 알고리즘의 수렴특성을 해석 및 평가하였다. 그리고 이 적응필터와 LMS 알고리즘을 이용하여 역모델링 시스템 및 주기성잡음 제거기를 구성하고 이들의 수렴속도를 기존의 DFT-USF 서브필터로 구성되는 서브밴드 적응 FIR 필터를 이용한 시스템의 그것과 비교하였다. 역모델링 시스템의 경우 필터차수 32 그리고 변환크기 8에 대해 실험하였으며 그 결과 수렴속도는 DWT-DSF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우가 DFT-USF 서브밴드 FIR 적응필터를 이용한 경우보다 약 1.7배 정도 빨리 수렴되었다. 여기서 시스템을 왜곡하는 파라미터를 변화하여 고유치 비로 비교한 결과와 수렴특성에 나타난 수렴속도와 비교하여 고유치 비가 작을수록 수렴속도가 빨라지는 것을 비교할 수 있었다. 정현과 주기성잡음 제거기의 수렴특성은 필터차수 128 및 변환크기 16에 대해 실험하였으며 잡음 제거의 경우 수렴속도는 약 2500회 시간영역의 경우 약 10,000회 그리고 회소인자 2의 DFT 및 USF 서브필터로 구성되는 서브밴드 적응 FIR 필터를 이용한 잡음제거기의 경우는 약 5,000회에서 수렴되었다. 그리고 DFT-USF 서브필터로 구성되는 서브밴드 적응 FIR 필터의 수렴특성 실험에서 회소인자가 증가하면 수렴속도는 감소함을 보였다.

참고문헌

[1] M. Dentino, J. McCool and B. Widrow, "Adaptive filtering in the frequency domain", Proc. IEEE, vol. 66, no. 12, Dec. (1976)
 [2] S. Narayan and others, "Transform domain LMS algorithm", IEEE Trans. on acoustics, speech, and signal processing, vol. assp-31, no. 3, June (1983)
 [3] H. Yasukawa and others, "Acoustic Echo Canceller with High Speech Quality", in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Sig. Proc., Dallas TX, pp. 2125-2128, Apr. (1987)
 [4] E. Hänsler, "Adaptive echo compensation applied to the hand-free telephone problem", in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Systems, New Orleans, LA, pp.

279-282, May (1990)
 [5] W. Kellermann, "Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustical echoes", in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Sig. Proc., New York, NY, pp. 2570-2573, Apr. (1988)
 [6] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall (1991)
 [7] M. Petraglia and S. Mitra, "Adaptive FIR filter structure base on the general- ized subband decomposition of FIR filters", IEEE Trans. on circuits and systems-II: Analog and digital signal processing, vol. 40, no. 6, June (1993)
 [8] S. Hosur and A. H. Tewfik, "Wavelet Transform Domain LMS Algorithm.", Proceeding of 1993 IEEE, Signal Processing Conference, III-508
 [9] Samir Attallah, "The Wavelet Transform-Domain LMS Adaptive Filter With Partial Subband-Coefficient Updating", IEEE Trans. on circuits and systems-II: express briefs, vol. 53, no. 1, Jan. (2006)
 [10] 박순규, "웨이브릿 변환을 이용한 일반화된 서브밴드 분해 FIR 적응 필터에 관한 연구" 박사학위 논문, 경남대학교 대학원 (1997)



박순규(Sun-Kyu Park)

1980년 2월 광운대 무선통신학과(공학사)
 1990년 7월 경남대 전자공학과(공학석사)
 1998년 2월 경남대 전자공학과(공학박사)

2003년 3월 - 현재 한국국제대학교 소방방재학과
 부교수

* 주관심분야 : 디지털신호처리, 원격제어



박남춘(Nam-Chun Park)

1978년 경북대 전자공학과 공학사
 1980년 경북대 전자공학과 공학석사
 1987년 경북대 전자공학과 공학박사

1993.4- 현재 경남대학교 전자공학과 교수
 1994.7-1995.6 미국 RPI 방문교수

관심분야: 디지털신호처리, 영상처리, SAW필터