

# OFDM 적응 등화기 성능향상을 위한 새로운 고속 웨이블릿 기반 적응 알고리즘 및 VHDL 구현

준희원 정민수\*, 이재균\*, 정희원 이채욱\*

## A New Fast Wavelet Transform Based Adaptive Algorithm for OFDM Adaptive Equalizer and its VHDL Implementation

Min-Soo Joung\*, Jae-Kyun Lee\* Associate Members, Chae-Wook Lee\* Regular Member

### 요 약

주파수 비선형적 페이딩 채널에서의 데이터 전송은 승산성 왜곡으로부터 영향을 받는다. OFDM 방식에서도 채널의 영향에 의해 이러한 왜곡이 발생하게 되며 이를 보상하기 위해 등화기를 사용한다. 일반적으로 LMS 알고리즘을 사용한 적응 등화기의 경우 시변 채널을 거친 훈련신호의 고유치 분포가 커지게 된다. 고유값 분포가 커지면 통신시스템의 성능을 저하시키는 주요한 원인이 된다.

본 논문에서는 기존의 wavelet 변환을 고속으로 처리하는 고속화 알고리즘과 비교하여 적은 계산량으로 동일한 성능을 보이는 새로운 고속화 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘을 OFDM 통신시스템의 적응등화기에 적용하였다. 기존의 알고리즘과 비교 및 분석한 결과 제안한 알고리즘의 성능이 우수한 것을 알 수 있었다. 제안한 알고리즘을 VHDL로 구현하였다.

**Key Words** : OFDM, Fast Wavelet, VHDL

### ABSTRACT

Data transmission experiences multiplicative distortion in frequency nonselective fading channel. This distortion occurs in OFDM communication channel and can be compensated using an equalizer. Usually, in the case of LMS equalizer, eigenvalue distribution of training signal is enlarged. Large eigenvalue distribution causes principally the performance of a communication system to be deteriorated.

This paper proposes a new algorithm that shows the same performance as the existing fast wavelet transform algorithm with less computational complexity. The proposed algorithm was applied to an adaptive equalizer of OFDM communication system. Matlab simulation results show a better performance than the existing one. The proposed algorithm was implemented in VHDL and simulated.

### I. 서론

주파수 비선형적 페이딩 채널에서의 데이터 전송은 승산성 왜곡으로부터 영향을 받는다. OFDM 방식에서도 채널의 영향에 의해 이러한 왜곡이 발

생하게 되며 이를 보상하기 위해 많은 연구가 이루어졌다. 이러한 연구들 중 다중경로 채널에서 OFDM 전송 시 발생하는 인접 심벌 간섭은 보호구간의 삽입과 단순한 단일-탭 등화기의 사용에 의해 비교적 용이하게 해결할 수 있다. 그러나 반송

\* 본 연구는 2005학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의한 논문임.

\* 대구대학교 정보통신공학과 신호처리 연구실 (jms2835@naver.com, ljk6031@nate.com, cwlee@daegu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-246, 접수일자 : 2006년 5월 29일, 최종논문접수일자 : 2006년 10월 24일

파 주파수, OFDM 블록사이즈 그리고 수신기의 이동속도에 기인한 인접 채널 간섭은 OFDM 시스템의 성능에 커다란 영향을 미치게 되므로 시간영역과 주파수영역에서 다양한 보상 기술들이 제안되고 있다.

적응 등화기는 디지털 데이터 전송 시스템에서 발생하는 심벌 간섭에 의한 데이터의 손실을 보상한다. 심벌 간섭은 전송되는 심벌의 크기를 변형시키며, 위상을 왜곡시킨다. 적응 등화기가 사용되는 채널은 보통 시간에 따라 변하는 시변 채널이다. 따라서 등화기의 계수 또한 적절하게 변화하여야 한다. 이때 적응등화기에 사용되는 알고리즘이 시변 채널에 적절하게 대응할 수 있어야 한다. 일반적으로 LMS 알고리즘을 사용한 적응 등화기의 경우에는 시변 채널을 거친 훈련신호의 고유치 분포가 커지게 된다. 이렇게 커진 고유치 분포는 LMS 알고리즘의 수렴율을 저하시키는 가장 큰 원인이 된다. 이러한 알고리즘을 적응 등화기에서 사용된다면, 상당히 긴 훈련신호를 사용하여도 채널을 보상할 필드 계수를 얻는 것은 쉽지 않다<sup>11</sup>.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 신호를 FFT나 DCT로 변환하여 신호간의 상관도를 제거함으로써 시간영역에서 LMS알고리즘을 적용할 때 보다 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있다. 그러나 FFT나 DCT를 이용한 변환영역 적응알고리즘의 수행은 시간영역 신호를 변환영역으로 바꾸기 위해서는 추가적인 계산량이 필요하다<sup>11-17</sup>. 한편 wavelet 기반 적응알고리즘은 기존의 변환영역 알고리즘에 비해 수렴성능이 우수한 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 이러한 점을 고려하여 고속 wavelet 기반의 적응알고리즘을 OFDM 통신시스템의 적응등화기에 적용시켜 보았다. 그리고 OFDM 통신시스템의 수렴속도 향상을 위하여 wavelet 변환을 고속으로 처리하기 위한 알고리즘을 이용하여 곱셈 계산량을 줄임으로써 더 빠른 속도로 처리할 수 있도록 하였다.

제안한 알고리즘을 matlab을 사용하여 검증하였기 때문에 실제 하드웨어로 구현하기 위하여 하드웨어 언어인 VHDL로 구현하였다. Daubechies 계수가 소수점 16자리로 표현되어있어 구조를 간략화하고 계산량을 줄이기 위하여 소수점 4자리까지 사용하였다. 그리고 OFDM 통신시스템의 성능을 개선하기 위해 제안한 고속화 알고리즘의 제안된 구조를 RTL레벨로 모델링하여 시뮬레이션 하였다.

## II. OFDM 시스템

OFDM 시스템은 주파수를 효율적으로 활용하는 다중 반송파 전송 방식으로 Chang에 의해 제안되었고, 고속 전송이 요구되는 무선 시스템에 많이 사용된다<sup>18</sup>.

OFDM 시스템의 일반적인 구조는 그림 3과 같다. OFDM 시스템의 일반적인 물리 계층에 대한 송신, 수신 블록도는 그림 2와 같다.

OFDM 변복조는 이산 푸리에 변환을 이용하여 모든 반송파에 대해 일괄적으로 처리할 수 있기 때문에 개별 반송파 각각에 대해 변·복조기를 설계할 필요가 없다.

기존의 단일 반송파 변조 기법에서 높은 심벌 전송율을 필요로 하는 통신시스템에서는 심벌 주기에 대한 채널의 최대 지연 시간이 증가하여 인접 심벌 간의 간섭(ISI) 현상이 심하게 발생하고, 이에 따른 복잡한 채널 등화기를 사용하게 된다. 그러나 다중 반송파를 사용하는 OFDM 방식은 데이터 심벌을 병렬로 전송하며 AWGN 환경에서 단일 반송파 방식과 동일한 성능을 보인다.

OFDM 방식은 동일한 심벌 전송율을 유지 하면서도 OFDM 신호를 구성하는 부채널 수를 증가 시

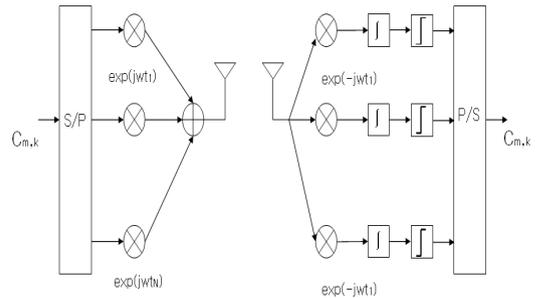


그림 4. OFDM의 기본 구조

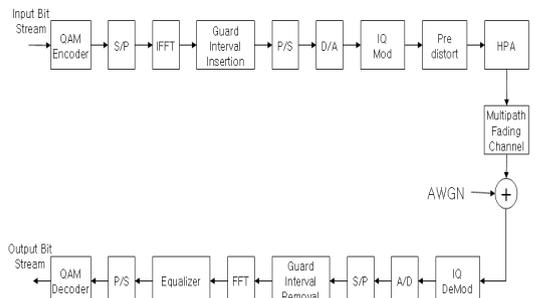


그림 5. OFDM 전송 시스템 구성도

켜 심벌주기를 늘리게 되어 다중 경로 전송에 의한 ISI 영향에 강한 특성을 가지며, 부채널을 협대역 채널로 만들어 주면 주파수 선택성 페이딩이 각각의 부 채널에서는 평탄한 페이딩을 갖게 되므로 채널 등화기도 간단하게 구성할 수 있다. 또한 다중 반송파의 부 채널을 조절하여 전송율을 쉽게 변화시킬 수 있는 장점이 있다.

OFDM 방식은 여러 개의 부 반송파를 사용하기 때문에 송신단과 수신단의 반송파 주파수가 일치되지 못하면 부 반송파 사이의 직교성이 파괴되어 부 반송파들 사이에 인접 채널 간섭이 발생한다.[9] 이러한 여러 개의 부 반송파들을 사용함으로써 OFDM 변조된 신호는 최대전력 대 평균전력의 비가 크기 때문에 송신단에서 신호를 증폭시킬 때 고 출력 증폭기(HPA)의 비선형적인 특성으로 인하여 큰 왜곡이 발생한다. 이러한 비선형 왜곡은 인접 채널 간섭을 유발시키고 QAM 신호의 성상도(Constellation)에서 Inphase 부분과 Quadrature 성분이 분산되며 이로 인한 회전이 발생한다. 또한 수신단에서 수신된 신호들을 N개씩 블록화 한 후에 복조하여 원래의 데이터를 재생할 때, 원래의 블록과 시간적으로 같은 구간에서 N 개의 데이터를 샘플링하지 못하여 심벌 타이밍 편차가 발생하면, 성상도 상에 회전이 발생한다<sup>[10]</sup>.

도플러 효과 등에 의해서 전송 채널의 특성이 OFDM의 한 블록 심벌 기간 중에 변하는 시변 채널의 경우에 역시 인접 채널 간섭이 발생한다<sup>[11]</sup>. 따라서 본 논문에서 이러한 간섭에 의한 왜곡을 보상하고자 고속 웨이블릿 적응 알고리즘을 사용하여 적응 등화기를 사용하였다.

### III. 웨이블릿 적응알고리즘

#### 3.1 적응 등화기

등화기는 일반적으로 불명확한 채널이나 시 변화 채널에 적용된다. 대역을 제한하게 되면 분산 채널에서 다중 경로에 의해 발생한 ISI는 송신신호를 왜곡시키고 수신기에서 비트에러를 발생시킨다. ISI는 이동 무선채널에서 고속 데이터 전송의 장애물로 인식되고 있다. 등화도 인접 심벌 간섭을 줄이기 위해 사용되는 기술이다. 넓은 의미에서 등화는 ISI를 최소화하기 위한 신호처리절차로 볼 수 있다. 무선 채널에서 여러 가지 적응 등화기가 상호 간섭을 줄이기 위해 사용된다. 이동 페이딩 채널은 랜덤하고 시변 채널이므로 적응 등화기는 이동채널의 시변

특성을 추적할 수 있어야 한다.

등화기는 수신기의 기저대역 또는 IF에서 수행된다. 그림 3은 수신기에서 적응 등화기를 갖는 통신 시스템의 블록도이다.

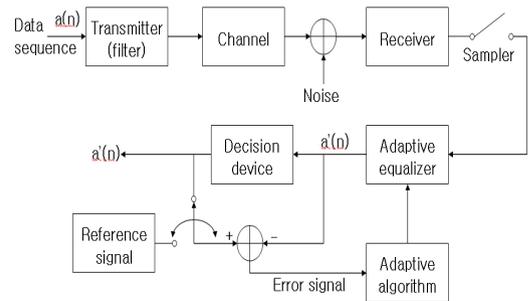


그림 6. 등화기 블록도

#### 3.2 웨이블릿 이론

웨이블릿 이론은 여러 스케일과 여러 해상도로 신호를 분석하는 것을 목적으로 발전되었다. 기저함수들은 웨이블릿이라 불리는 기본함수를 이동(shift)과 스케일(dilation)연산으로 구성한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\Psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1)$$

여기서 a는 스케일링변수로서 양의 실수이고, b는 이동변수이다. a의 값이 크면 기본 웨이블릿 함수가 좌우로 펼쳐진 모양으로 저주파함수를 의미하며, 상대적으로 작은 값이면 고주파함수를 의미한다. 그리고 b의 값에 따라 이들 함수들이 좌우로 이동하는 형태로 나타난다. 따라서 웨이블릿 변환에서는 b는 시간영역, a는 주파수영역을 대신하는 변수를 포함한다.

#### 3.3 웨이블릿 기반 적응 알고리즘

시간영역에서 적응 알고리즘을 처리할 경우 입력 신호의 고유치 분포 폭이 넓게 분포되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있다. 다음에 wavelet 기반 적응 알고리즘을 사용하는 이유를 설명한다.

먼저  $N \times N$  웨이블릿 변환 행렬을  $T_w$ 라 정의하고 입력벡터  $X(n)$ 이 있을 때 웨이블릿 변환영역 입력벡터  $Z(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z(n) = T_w X(n) \quad (2)$$

여기서  $T_w$ 는 웨이블릿 저역통과필터와 고역통과 필터로부터 구성되어진 행렬이다. 원하는 신호  $d(n)$ 이 있을 때, 입력신호에 대한 자기상관(auto-correlation)행렬  $R_{zz}$ 과 상호상관(intercorrelation)벡터  $P_{zd}$ 는

$$\begin{aligned} R_{zz} &= E[Z(n)Z^T(n)] \\ &= E[T_w X(n)X^T(n)T_w^T] \\ &= T_w R_{xx} T_w^T \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} P_{zd} &= E[d(n)Z(n)] \\ &= T_w P_{xd} \end{aligned} \quad (4)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서  $R_{xx}$ 와  $P_{xd}$ 는 각각 시간 영역에서 입력신호에 대한 자기상관행렬과 상호상관 벡터이다. 적응 알고리즘의 오차는 원하는 신호에서 적응 알고리즘을 통과한 출력은 다음 수식으로 주어진다.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5)$$

식(2)에서 MSE를 최소화하기 위한 Wiener Solution은

$$g_{opt} = R_{zz}^{-1} P_{zd} \quad (6)$$

로 나타낼 수 있으며, 웨이블릿 변환을 이용하여 원래 시간영역의 최적 임펄스응답인  $h_{opt}$ 는 아래의 식에 의해 환원될 수 있다.

$$g_{opt} = T_w h_{opt} \quad (7)$$

적응 알고리즘의 웨이트 벡터를 업데이트 시키는 알고리즘인 LMS 알고리즘에 대하여 웨이블릿 기반 적응 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(n+1) = g(n) + 2\mu \widehat{R_{zz}^{-1}}(n) Z(n) e(n) \quad (8)$$

여기서

$$\widehat{R_{zz}^{-1}}(n) = \text{diag}[\widehat{Z_0^{-1}}(n), \widehat{Z_1^{-1}}(n), \widehat{Z_2^{-1}}(n), \dots, \widehat{Z_{N-1}^{-1}}(n)] \quad (9)$$

이다. N은 적응필터의 차수를 나타내며, 식(9)의 대각행렬은 다음과 같은 방법으로 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_i(n) &= \beta Z_i(n-1) + (1-\beta)(Z_i^2(n)) \\ 0 &< \beta < 1 \end{aligned} \quad (10)$$

식(8)에서  $\mu$ 는 안정성과 수렴속도를 결정짓는 적응상수이다.  $\mu$ 는  $0 < \mu < 1/\lambda_{zmax}$ 의 조건을 만족하는 값에서 안정된 수렴이 보장된다. 여기서  $\lambda_{zmax}$ 는 자기상관 행렬  $R_{zz}$ 의 최대 고유값을 의미한다.

시간영역에서 적응 알고리즘과 수렴특성을 비교하기 위해서 시간영역과 변환영역에서 모든 고유값을 가정한다면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{zz} = Q_{zz} \Lambda_{zz} Q_{zz}^T = T_w Q_{xx} \Lambda_{xx} Q_{xx}^T T_w^T \quad (11)$$

여기서  $Q_{xx}$ 와  $Q_{zz}$ 는 각각  $\Lambda_{xx}$ 와  $\Lambda_{zz}$ 의 normalized modal 행렬이며  $\Lambda_{xx}$ 와  $\Lambda_{zz}$ 는  $R_{xx}$ 와  $R_{zz}$ 의 고유값의 행렬이다. 각각의 수식으로부터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Lambda_{zz} = Q_{zz}^T R_{zz} Q_{zz} = Q_{zz}^T T_w Q_{xx} \Lambda_{xx} Q_{xx}^T T_w^T Q_{zz} = B \Lambda_{xx} B^T \quad (12)$$

그리고  $\Lambda_{zz}$ 의 k번째 고유값은

$$\lambda_{zk} = \sum_i b_{ki}^2 \lambda_{xi} \quad k=0,1,\dots,J \quad (13)$$

여기서  $b_{ki}$ 는  $B = Q_{zz}^T T_w Q_{xx}$  행렬의 원소이다. 그러므로  $R_{xx}$ 와  $R_{zz}$ 의 고유값들은 양수이며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$0 \leq \lambda_{xmin} \sum_i b_{ki}^2 \leq \lambda_{zmin} \leq \lambda_{zmax} \leq \lambda_{xmax} \sum_i b_{ki}^2 \quad (14)$$

식(14)을 정리하면 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{\lambda_{zmax}}{\lambda_{zmin}} \leq \frac{\lambda_{xmax}}{\lambda_{xmin}} \quad (15)$$

식(15)에서 보는 것처럼 시간영역보다 웨이블릿 변환영역에서 입력상관행렬의 고유치 분포 폭이 줄어드는 것을 알 수 있다. 적응 알고리즘이 정상상태로 수렴되는 속도는 고유치 분포 폭에 의해서 결정되며, 고유치 분포 폭이 클수록 적응 알고리즘의 수렴속도는 느려진다.

이처럼 시간영역에서 적응 알고리즘을 처리할 경우 입력신호의 고유치 분포 폭이 넓게 분포되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있으므로 시간영역의 적응 알고리즘을 웨이블릿 변환을 하여 알고리즘을 변환영역에서 수행한다.

웨이블릿 필터뱅크를 적응신호처리에 적용하여

웨이블릿 적응 알고리즘을 적용하면 다음 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

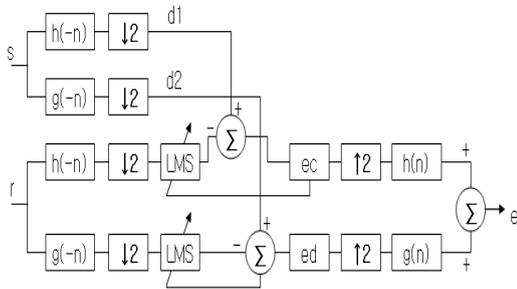


그림 7. 웨이블릿 기반 적응 알고리즘에 대한 구조

그림 4의 웨이블릿 적응 알고리즘은 원하는 신호와 참조신호를 각각 고주파성분과 저주파성분으로 분해하여 다운샘플을 행하고, 각각에 대하여 적응 알고리즘을 수행한다. 다음으로 각각의 적응필터 출력을 앞단의 반대인 업샘플 과정과 필터를 통과시킨 신호들의 합을 구하면 적응 알고리즘의 최종적인 출력이 된다.

### 3.4 고속 웨이블릿 기반 적응 알고리즘

웨이블릿 변환은 입력신호와 웨이블릿 계수 사이에 컨벌루션을 통해 변환이 이루어지므로 실제 하드웨어로 구현시 많은 연산량이 요구된다. 이러한 컨벌루션의 계산을 줄이기 위한 방법으로 fast 컨벌루션 알고리즘이 제시되고 있는데 크게 두 가지 형태로 나눌 수 있다. 하나는 FFT에 기반을 둔 고속 알고리즘이며 다른 하나는 short-length fast running FIR 알고리즘이다. 보통 필터의 차수가 긴 경우에는 FFT 기반 고속 알고리즘이 유리하며, 짧은 필터 차수를 가지는 경우에는 short-length fast running FIR 알고리즘을 사용한다.

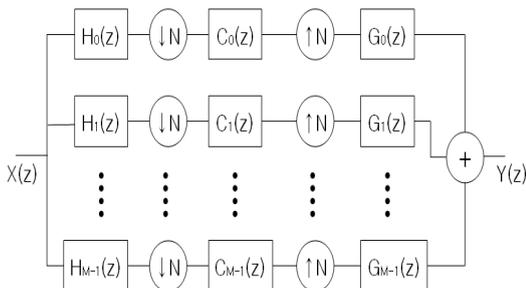


그림 8. 일반적인 M차 멀티레이트 분석·합성 필터뱅크

필터계수가 16차 이하인 경우 FFT를 이용한 고속 컨벌루션은 시간영역의 컨벌루션보다 계산량이 증가하는 문제점이 있다. 그러므로 실제 웨이블릿 변환과 같은 짧은 필터계수를 가지는 응용분야에서는 이것에 맞는 적절한 고속 알고리즘을 적용해야 한다. 짧은 필터계수를 가지는 웨이블릿 변환 특성에 맞는 fast running FIR 알고리즘이 기존 FIR 필터의 계산량 보다 적다는 것을 알 수 있다.

일반적인 M차 멀티레이트 분석, 합성 필터 뱅크를 그림 5에 나타내었다. 그림 5는 주기 N으로 서브샘플링되고, 채널신호에 대한 필터링을 가지는 구조로서 일반적인 형태의 멀티레이트 분석·합성 필터구조라고 할 수 있다.

먼저 입력신호  $x(n)$ 에 대한 z변환을  $X(z)$ 라 하고 N에 의해 서브샘플된 출력신호  $y(n)$ 에 대한 z변환을 나타내면 다음과 같다.

$$Y(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(W_N^n z^{1/N}), \quad W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (16)$$

역으로 입력신호  $x(n)$ 에 대한 업샘플링된 신호에 대한 z변환은

$$Y(z) = X(z^N) \quad (17)$$

로 나타낼 수 있다.

컨벌루션 알고리즘은 입력신호와 임펄스응답을 z변환하면 z변환 영역에서는 변환된 신호들이 다항식들의 곱의 형태로 나타낼 수 있으므로 효율적으로 수행할 수 있다.

먼저  $N=2$ 로 서브샘플되고, 다음과 같은 필터구조를 갖는 3채널 필터뱅크가 있다고 가정하면

$$h(z) = [z^{-1}, 1 + z^{-1}, 1]^T \quad (18)$$

$$C(z^2) = \text{diag}[H_0(z^2), H_0(z^2) + H_1(z^2), H_1(z^2)]^T \quad (19)$$

$$g(z) = [1 - z^{-1}, z^{-1}, z^{-2} - z^{-1}]^T \quad (20)$$

식(16)과 식(17)의 관계를 이용하여 그림 5의 시스템의 출력을 유도하면 다음과 같다.

$$Y(z) = [z^{-1} \cdot H_0(z^2) + z^{-2} \cdot H_1(z^2)] \cdot X(z) \quad (21)$$

원하는 필터의 전달함수  $H(z)$ 가 주어질 때  $H_0(z^2), H_1(z^2)$ 은 다음과 같이 나타내어진다.

$$H_0(z^2) = \frac{1}{2} [H(z) + H(-z)] \quad (22)$$

$$H_1(z^2) = \frac{1}{2}[H(z) - H(-z)]z^{-1} \quad (23)$$

여기서  $H(z)$ 의 필터 차수가  $2K$ 일 때, 식(22)과 식(23)의 필터차수는  $K$ 로 줄어든다. 식 (22)과 식 (23)을 사용하여 식(21)을 나타내면

$$Y(z) = z^{-1} \cdot H(z) \cdot X(z) \quad (24)$$

로 나타낼 수 있다.

식(24)과 식(22),식(23)에서 보는 것처럼 한 개의 지연소자를 추가함으로써 원래 FIR 필터가 가지는 필터차수보다 반으로 줄어든 3개의 필터로 대체할 수 있다. 즉 출력 샘플당 곱셈수를 25% 줄일 수 있다. 반면에 추가비용으로 두 개의 입력당 한번의 덧셈과 두 개의 출력당 3번의 덧셈이 필요하다. 앞에서의 알고리즘을 정리하면 그림 10과 같이 블록도로 표현할 수 있다.

FIR 필터의 차수를  $L$  이라 가정했을 때, 기존의 FIR 필터와 고속 FIR 알고리즘 사이의 수학적 계산량을 비교해 보면, 기존 FIR 필터가 한 개의 출력당  $L$ 번의 곱셈과  $(L-1)$ 번이 덧셈이 필요한 반면, 제안한 고속 FIR 알고리즘은 출력 한 개당  $(3/4)L$  번의 곱셈과  $2+(3/2)(L/2-1) = (3/4)L+1/2$ 번의 덧셈이 필요하다. 만약 웨이블릿 필터 차수가 4

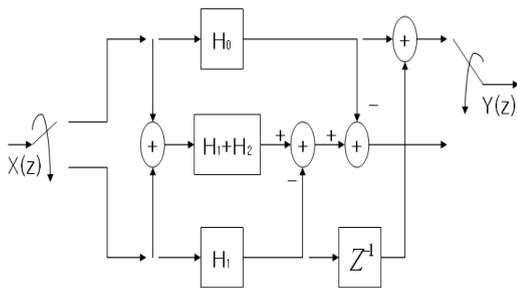


그림 9. short-length running FIR 알고리즘

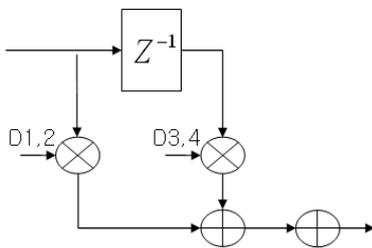


그림 10. short-length running FIR 알고리즘의 필터

이고 2단 분해한다고 가정하면, 알고리즘 반복수가 1000번이면, 일반적인 웨이블릿 알고리즘과 고속 웨이블릿 알고리즘을 비교했을 때, 같은 결과를 얻는데 필요한 계산량은 40,000번 줄어든다.

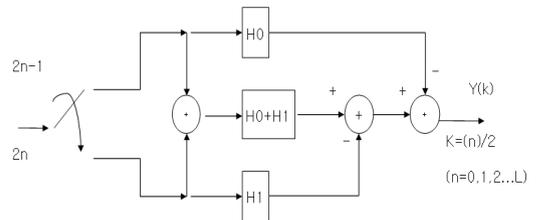
그림 7은 그림 6의  $H_0, H_1, H_0 + H_1$ 의 필터구조를 나타낸 것이다.  $D_0, 1, 2, 3$ 은 도브시스 D4 웨이블릿 필터 계수를 나타낸다.

#### IV. 제안하는 적응알고리즘

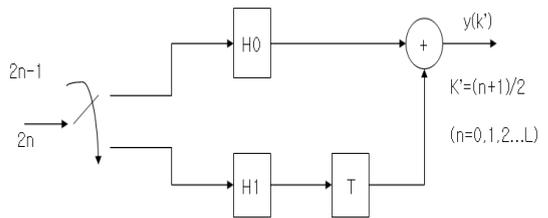
그림 6의 short-length running FIR 알고리즘을 웨이블릿 기반 적응 알고리즘의  $h(-n), g(-n), h(n), g(n)$ 에 적용하였을 때 기존의 FIR 필터보다 계산량이 줄어들었다.

하지만 short-length running FIR 알고리즘을 웨이블릿 기반 적응 알고리즘을 적용할 때 필터부분과 다운 샘플링 부분을 동시에 처리하면 기존의 고속 웨이블릿 기반 적응 알고리즘 보다 계산량을 더욱 줄일 수 있으며 웨이블릿 기반 적응 알고리즘의 구조도 더욱 간단해 지는데 그 이유는 다음과 같다.

그림 6은 출력부분이 홀수 번째와 짝수 번째로 나누어 출력되는 구조로 그림 4의  $h(-n), g(-n)$  필터 구조를 나타낸다. 그림 4에서 필터를 통과한 데이터들은 다운 샘플링 된다. 다운 샘플링은 입력 데이터들 중 홀수 번째 데이터 혹은 짝수 번째 데이터 들을 빼내어 처리 하는 방식이다. 즉 입력 데이터가  $n$ 개 이면 출력 데이터는  $n/2$ 개가 된다.



홀수부분의 출력 과정을 생략한 알고리즘



짝수부분의 출력 과정을 생략한 알고리즘

그림 8. 제안하는 고속화 알고리즘 1

따라서 본 논문에서는 다운 샘플링의 입력에 해당되는 short-length running FIR 알고리즘의 홀수 번째 출력부분이나 짝수 번째 출력 과정을 생략함으로써 short-length running FIR 알고리즘보다 계산량을 줄이고 웨이블릿 기반 적응 알고리즘의 다운샘플링 부분을 제거하여 구조를 간단히 하였다. 그림 8에서 제안하는 알고리즘을 나타내었다.

그림 8에서 제안하는 고속화 알고리즘은 홀수 번째 출력 과정을 생략한 것 과 짝수 번째 출력 과정을 생략한 것을 나타내었다. 그림 8에서 보듯이 홀수 번째 출력 과정을 생략하는 것 보다 짝수 번째 출력 과정을 생략하는 것이 계산량이 더 줄어든 것을 보이기 때문에 본 논문에서는 짝수 번째 출력 과정을 생략한 고속화 알고리즘을 사용하였다. 만약 기존의 고속화 알고리즘이 N번의 곱셈과 N-1번의 덧셈을 한다면 제안한 고속화 알고리즘은 2N/3 번의 곱셈과 N/4 번의 덧셈을 수행한다.

그리고 그림 4의  $h(n), g(n)$  입력신호들은 업샘플링 된 신호들이다. 업샘플링은 데이터와 데이터 사이에 0이란 값을 추가 시키는 방법이다. 따라서 그림 6에 홀수 번째나 짝수 번째 입력 데이터는 항상 0이 입력되어진다. 0이란 값은 계산할 필요가 없기 때문에 그림 6은 다음과 같은 구조로 그림 4의  $h(n), g(n)$  부분을 구성할 수 있다.

그림 9의 제안하는 알고리즘 중에서 0의 입력이 홀수 번째일 경우와 짝수 번째일 경우 연산량은 같

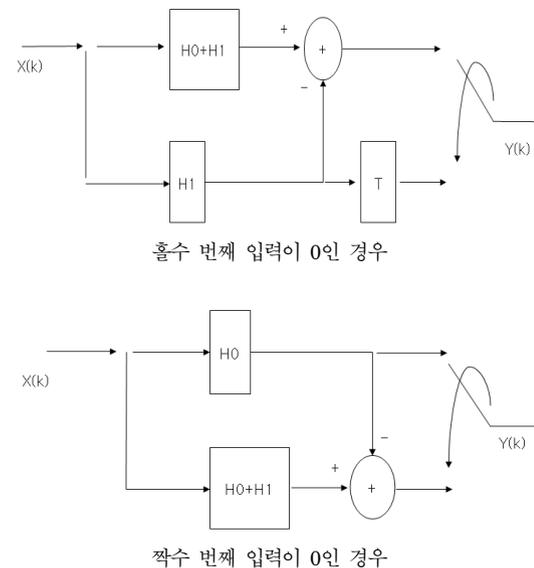


그림 9. 제안하는 고속화 알고리즘 2

다. 하지만 0의 입력이 짝수 번째일 경우가 홀수 번째일 경우보다 구조가 더 간단하다. 따라서 본 논문에서는 0의 입력을 짝수 번째일 경우의 제안한 알고리즘을 사용하였다.

기존의 고속화 알고리즘이 곱셈이 N번이고 덧셈이 N-1번이라면 제안한 알고리즘은 곱셈은 2N/3번 덧셈은 N/4번의 계산만 한다.

그림 8과 그림 9의 제안한 알고리즘을 그림 4에 적용하면 그림 10과 같은 블록도로 나타낼 수 있다.

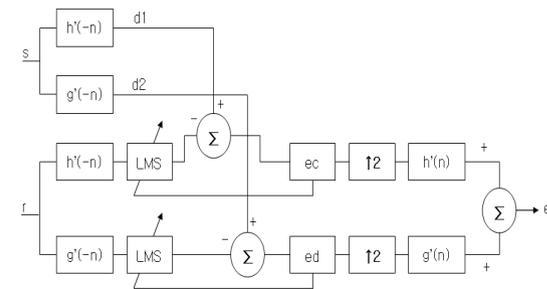


그림 10. 웨이블릿 기반에 제안한 고속화 알고리즘을 적용한 구조

## V. 실험 및 분석

### 5.1 시뮬레이션 조건

10개의 부반송파를 사용하였으며 각 부채널이 변조를 위해 QPSK 변조방식을 사용하였으며 OFDM 심벌의 블록 수는 25개의 훈련구간+400이며 는 로 하였고 적응상수는 0.01로 하였으며 잡음은 평균이 '0', 전력이 '1'인 백색 가우시안 잡음(white gaussian noise)을 부가하였고 웨이블릿 필터로는 Daubechies D4 wavelet filter 를 사용하였다.

Daubechies D4 wavelet filter의 저주파와 고주파 필터 계수는 다음과 같은 식에 의해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 h_0 &= \frac{1 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, & h_1 &= \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \\
 h_2 &= \frac{3 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, & h_3 &= \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

$$\begin{aligned}
 g_0 &= h_3, & g_1 &= -h_2 \\
 g_2 &= h_1, & g_3 &= -h_0
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

입력신호는 각각 고주파 필터와 저주파 필터로 인가되고 각각의 필터는 Daubechies D4를 사용하여 고주파 필터와 저주파 필터로 구성하였다. 고주파 필터와 저주파 필터는 Daubechies 계수의 고주

표 1. Daubechies D4 wavelet filter 계수

	저주파 영역(h)	고주파 영역(g)
0	0.4829629131445341	-0.1294095225512603
1	0.8365163037378077	-0.2241438680420134
2	0.2241438680420134	0.8365163037378077
3	-0.1294095225512603	-0.4829629131445341

파와 저주파 부분의 필터를 사용한다. 그림 8과 그림 9에서  $H_0$ 와  $H_1$ 에 고주파 필터 계수를 사용하면 고주파 필터가 되고 저주파 필터 계수를 사용하면 저주파 필터가 된다. 그리고  $H_0$ 는 Daubechies 계수 중에서 1, 3 번째 계수를 사용하고  $H_1$ 은 2, 4번째 계수를 사용한다.

5.2 matlab simulation 결과

그림 11~그림 15는 matlab을 사용한 시뮬레이션 결과이다.

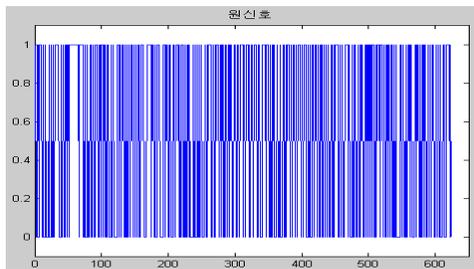


그림 11. OFDM의 원신호

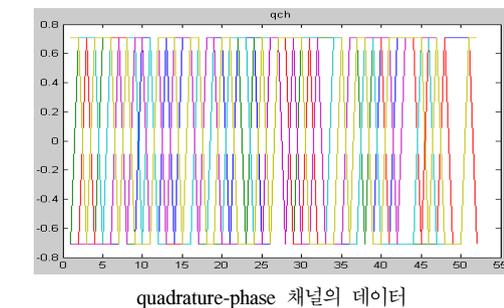
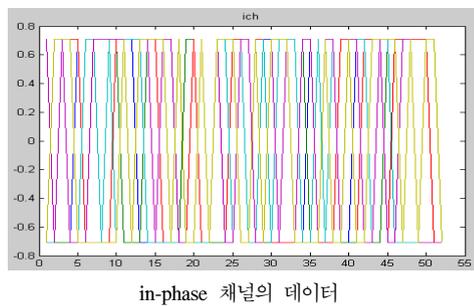


그림 12. QPSK로 mapping 된 각각의 신호

그림 11은 OFDM의 원신호를 나타내었고 그림 12는 QPSK로 Mapping된 신호를 나타낸 것이며 그림 13은 각 채널의 잡음을 나타내며 그림 15는 잡음이 제거되어 원신호로 복원된 신호를 나타낸다.

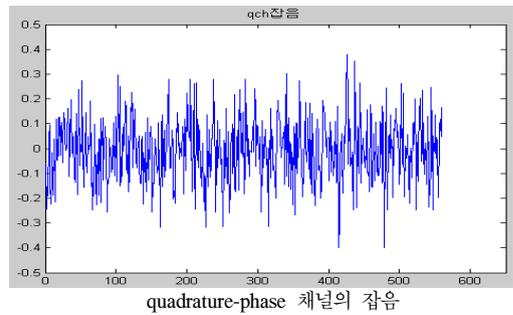
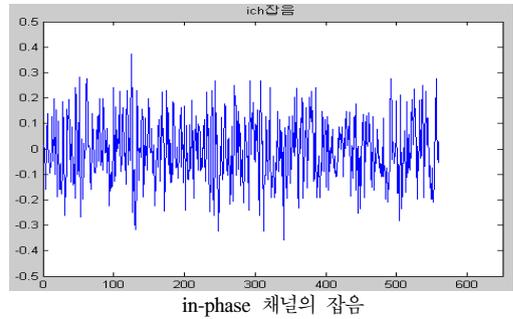


그림 13. 각각의 채널 잡음

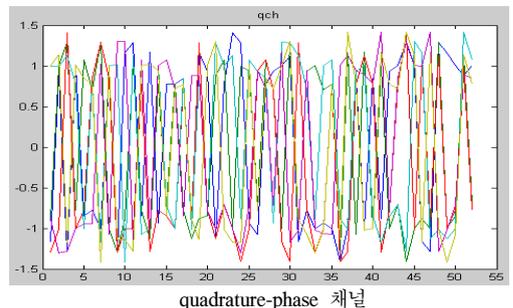
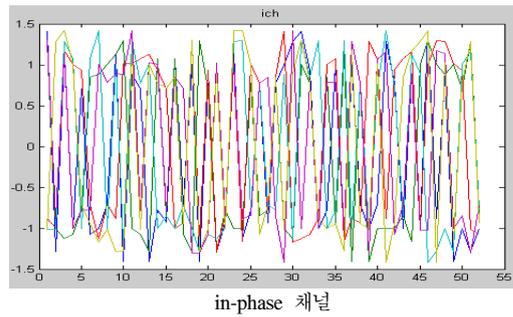


그림 14. 채널을 통과한 각각의 신호

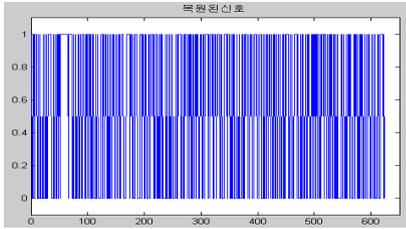
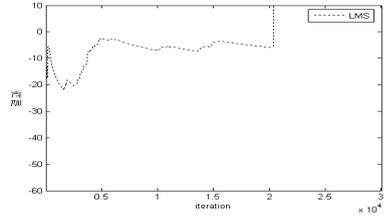
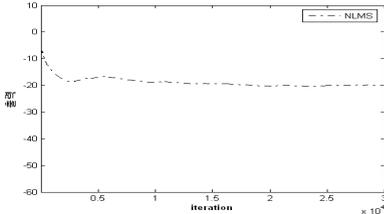


그림 15. 복원된 신호

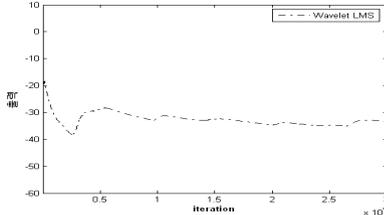
$\mu = 0.1$



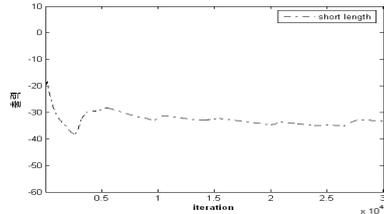
LMS의 MSE



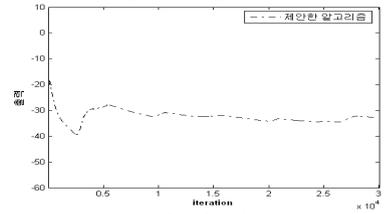
NLMS의 MSE



Wavelet LMS의 MSE



short-length running FIR의 MSE

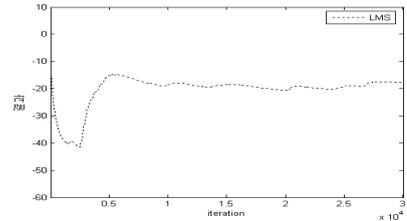


제안한 알고리즘의 MSE

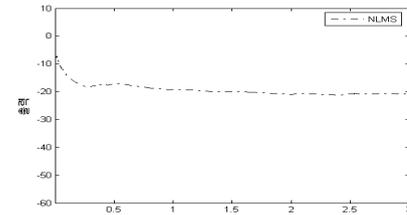
그림 16.  $\mu=0.1$  일 때 각 알고리즘의 MSE

다음은 시간영역의 적응 알고리즘인 LMS알고리즘, wavelet 기반 적응 알고리즘인 WLMS알고리즘, short-length running FIR 알고리즘, 그리고 제안한 알고리즘에 대하여  $\mu$ 값이 0.1, 0.08, 0.05 일 때 MSE특성곡선을 비교하였다.

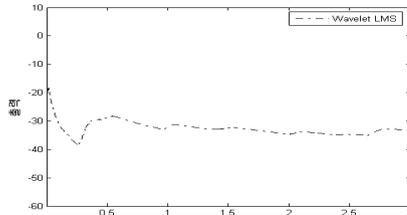
$\mu = 0.08$



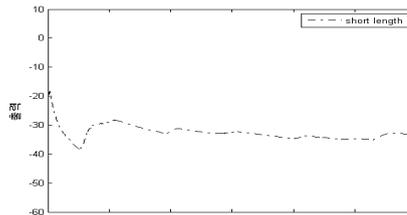
LMS의 MSE



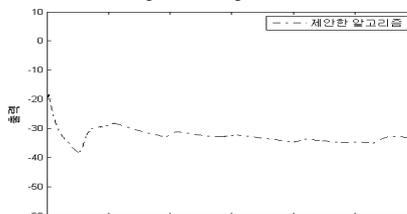
NLMS의 MSE



wavelet LMS의 MSE



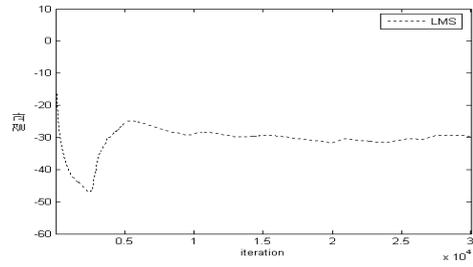
short-length running FIR의 MSE



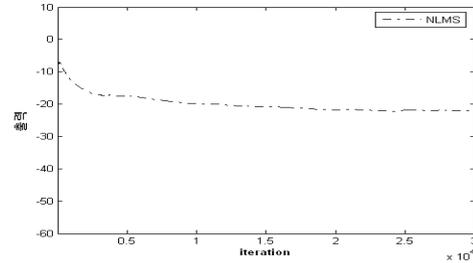
제안한 알고리즘의 MSE

그림 17.  $\mu=0.08$  일 때 각 알고리즘의 MSE

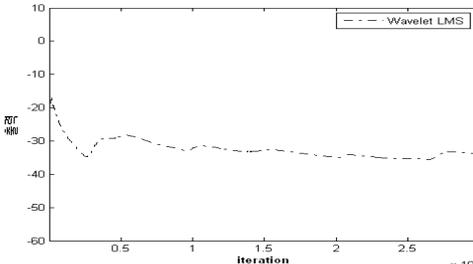
$\mu = 0.05$



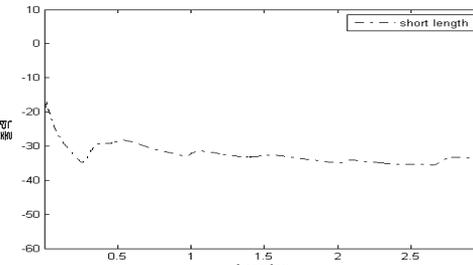
LMS의 MSE



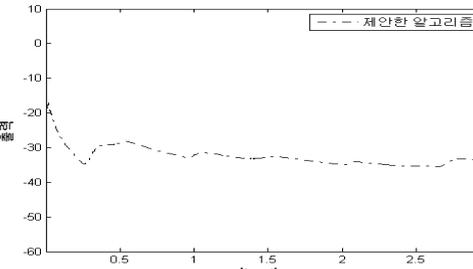
NLMS의 MSE



wavelet LMS의 MSE



short-length running FIR의 MSE



제안한 알고리즘의 MSE

그림 18.  $\mu=0.05$  일 때 각 알고리즘의 MSE

위의 그림에서  $\mu$ 값이 0.1일 때 LMS 알고리즘은 수렴하지 않고 발산하였으나 NLMS 알고리즘과 wavelet LMS, short-length running FIR 알고리즘, 제안한 알고리즘은 발산하지 않고 수렴하였으며  $\mu$  값이 0.08일 때 0.05일 때 제안한 알고리즘은 LMS 알고리즘과 NLMS 알고리즘보다 성능이 우수하며 wavelet LMS나 short-length running FIR 알고리즘 보다 적은 계산량으로 동일한 성능을 보임을 알 수 있다.

### 5.3 VHDL 구현

VHDL을 사용하여 제안하는 알고리즘을 다음 그림과 같이 그림 10을 그림 19와 같이 블록별로 구현하였다.

그림 19에서 앞단의 필터는 그림 20과 같은 구조로 나타낼 수 있으며 필터구조는 모두 동일하지만 각각의 필터계수는 다르다.

뒷단의 필터부분도 그림 21과 같은 구조이며 각각 필터 계수만 다르다.

그림 7에서 하나의 연산을 거치게 되면 10ns의 딜레이를 가지게 된다. 따라서 앞단부분에서 최초 나오는 값은 70ns일 때 값이 나오게 되고 뒷단부분은 40ns일 때 값이 나오게 된다.

그림 22와 그림 25는 그림 20과 그림 21의 시뮬레이션 결과이다. 그림 22와 그림 25의 출력 부분을 보기 쉽게 하기 위해 그림 22의 결과를 그림 23

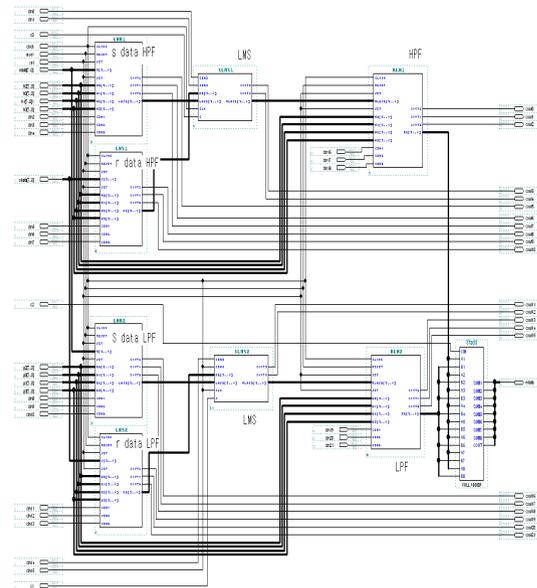


그림 19. Graphic editor로 나타낸 적응 등화기의 구조

과 그림 24로 확대해서 나타내었고 그림 25는 그림 26과 그림 27로 확대하였다. 시뮬레이션에서 보듯이 그림 10의 앞단 필터에서의 처음 출력은 70ns 이후 결과나 나타난다. 그리고 뒤쪽 필터의 경우 처음 출력이 40ns 이후에 결과가 나타난다. 앞단의 필터의 경우 출력 라인이 하나이므로 70ns 이후에

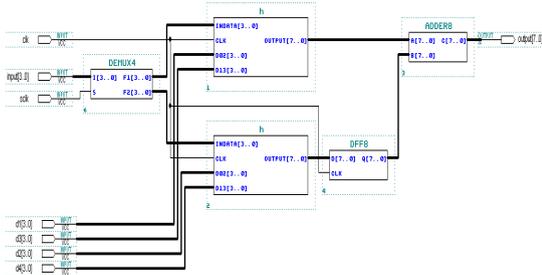


그림 20. 간략화한  $h(-n), g(-n)$ 의 구조

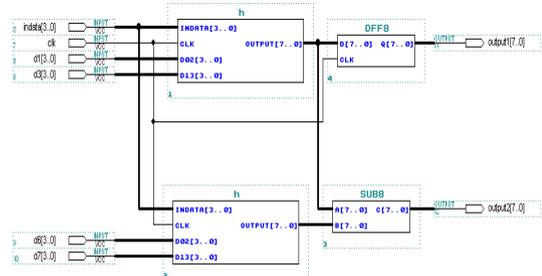


그림 21. 간략화한  $h(n), g(n)$ 의 구조

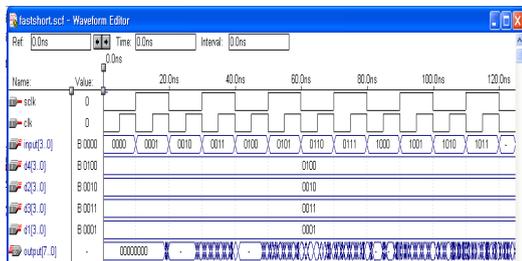


그림 22.  $h(-n), g(-n)$ 의 Time Simulation

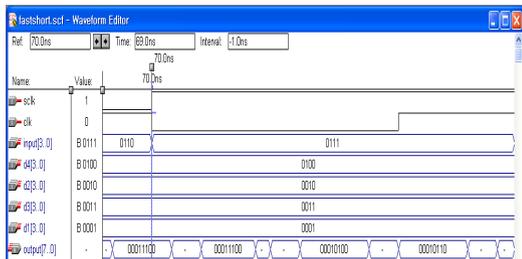


그림 23.  $h(-n), g(-n)$ 의 Time Simulation의 확대모습

10ns씩 증가하면서 출력 값을 가져오면 되고 뒷단 필터는 출력 라인이 두 가지이다. 따라서 40ns 이후 output1의 결과는 40ns, 60ns, 80ns, ...에서 출력 값이고 output2에서는 50ns, 70ns, 90ns, ...에서 출력 값이 된다.



그림 24.  $h(-n), g(-n)$ 의 Time Simulation의 확대모습

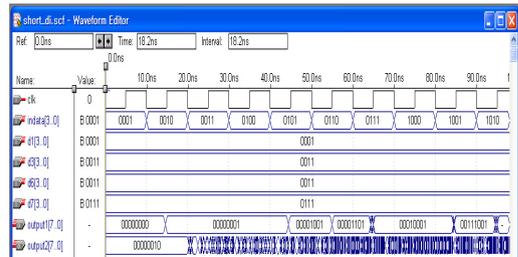


그림 25.  $h(n), g(n)$ 의 Time Simulation

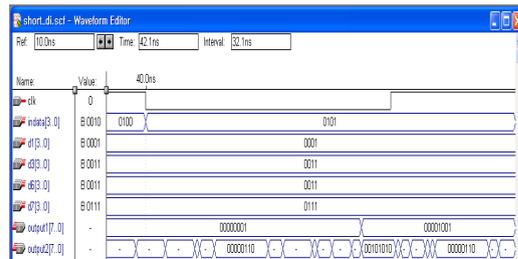


그림 26.  $h(n), g(n)$ 의 Time Simulation의 확대모습

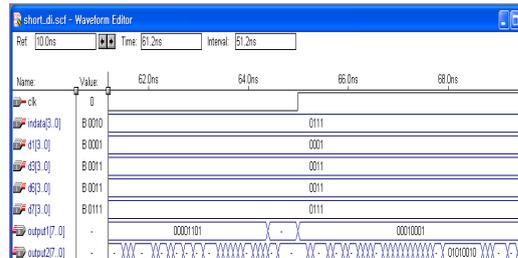


그림 27.  $h(n), g(n)$ 의 Time Simulation의 확대모습

## VI. 결론

주파수 비선형적 페이딩 채널에서의 데이터 전송은 승산성 왜곡으로부터 영향을 받는다. OFDM 방식에서도 채널의 영향에 의해 이러한 왜곡이 발생하게 되며 이를 보상하기 위해 많은 연구가 이루어졌다. 이러한 연구들에서 다중경로 채널에서 OFDM 전송 시 발생하는 인접 심벌 간섭은 보호구간의 삽입과 단순한 단일-탭 등화기의 사용에 의해 간단하게 줄일 수 있음이 증명되었다.

본 논문에서는 기존의 LMS알고리즘의 단점을 보완하기위하여 변환영역으로 변환하여 신호간에 상관도를 제거해서 LMS알고리즘보다 수렴속도를 향상시키기 위한 웨이블릿 기반의 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 기존의 고속화 알고리즘인 short-length running FIR 알고리즘을 웨이블릿에 적용하였을 때 불필요한 연산을 제거함으로써 계산량을 감소시켰다.

제안한 알고리즘을 OFDM 적응 등화기에 적용하여 성능을 살펴보았다. LMS, NLMS, 기존의 웨이블릿 변환, 고속 웨이블릿 변환 그리고 제안한 알고리즘에 대해 그 성능을 비교하였다.

제안한 알고리즘이 LMS알고리즘이나 NLMS알고리즘보다 성능이 우수하였으며 웨이블릿 변환 알고리즘과 short-length running FIR 알고리즘과는 같은 성능을 나타내었다. 계산량을 비교해보면 기존 FIR 필터가 한 개의 출력당 L번의 곱셈과 (L-1)번의 덧셈이 수행될 때 short-length running FIR 알고리즘은 곱셈은  $(3/4)L$ 번 덧셈은  $(3/4)L+1/2$ 번이 필요하다. short-length running FIR 알고리즘의 곱셈을 N번 이라하고 덧셈을 (N-1)이라고 하면 제안한 알고리즘의 앞단과 뒷단은  $2N/3$ 의 곱셈과  $N/4$ 번의 덧셈을 수행한다.

제안한 알고리즘은 matlab을 사용하여 검증하였기 때문에 실제 하드웨어로 구현하기 위하여 하드웨어 언어인 VHDL을 사용하여 구현하였다.

Daubechies 계수가 소수점 16자리로 표현되어있어 구조를 간략화하고 계산량을 줄이기 위하여 소수점 4자리까지 사용하였다. 따라서 OFDM 통신시스템의 성능을 개선하기위해 제안된 고속화 알고리즘의 제안된 구조를 RTL레벨로 모델링하고 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

향후 수렴성능 향상을 위한 가변스텝사이즈를 갖는 고속 웨이블릿 기반 적응 알고리즘의 다른 방법에 대해서 연구를 하여야 할 것이다. 그리고 다른

종류의 적응필터에 적용하여 성능을 비교 분석을 할 것이다.

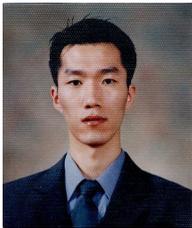
## 참 고 문 헌

- [1] Gray, A.A. Hoy, S.D. Ghuman, P., "Adaptive LMS processing architectures employing frequency domain sub-convolution," *Circuits and Systems 2004*, Proceedings of the 2004 International Symposium on. Vol. 3, 23-26, May 2004.
- [2] Jiangtao Xi and J. F. Chicharo, "Computing running discrete cosine/sine transform based on the adaptive LMS algorithm," *Circuits and Systems for Video Technology*, IEEE Transactions on , Vol. 8, Issue. 1, pp. 31-35, Feb., 1998.
- [3] Junghsi Lee & Sheng-chieh Chang, "On the convergence properties of multidelay frequency domain adaptive filter," *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing - Volume 4*, 1865-1868, March, 1999.
- [4] Kostas Berberidis & Sergios Theodoridis, "A new fast block adaptive algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.47, no.1, January, 1999.
- [5] Wasfy B.Mikhael & Andreas S.Spanias, "A fast frequency-domain adaptive algorithm," *Proceedings of the IEEE*, vol.76, no.1, January, 1988.
- [6] G. A. Clark, S. K. Mitra and S. R. Parker, "Block implementation of adaptive digital filters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol.36, No. 2, pp.173-189, Feb., 1989.
- [7] W.K.Jenkins and J.R.Kreidle, "Adaptive digital filters using the Walsh-Hadamard transform," *on Circuits and Systems, San Jose, CA*, pp.875-878, May, 1986.
- [8] R.W.Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission," *Bell system Tech, Journal* Vol. 45, pp.1775-1796, Dec., 1996.

- [9] P.H.Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Comm.* Vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct., 1994.
- [10] T.N.Zogakis and J.M.Cioffi, "The effect of timing jitter on the performance of a discrete multi-one system," *IEEE Trans. comm.* Vol. 44, no.7, pp.799-808, July, 1996.
- [11] L.C.Cimini Jr. "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Comm.* Vol. 33, no.7, pp.665-675, July, 1985.

정 민 수 (Min-Soo Joung)

준회원



2004년 2월 대구대학교 정보통신공학부통신공학과 학사  
 2006년 2월 대구대학교 정보통신공학과 석사  
 2006년 3월~ 대구대학교 누리 임베디드사업단 조교  
 <관심분야> 디지털신호처리, 웨

이블렛

이 재 균 (Jae-Kyun Lee)

준회원



2004년 2월 대구대학교 정보통신공학부 통신공학과 학사  
 2006년 2월 대구대학교 정보통신공학과 석사  
 2006년 3월~ 대구대학교 정보통신공학과 박사과정  
 <관심분야> 디지털신호처리, 이

차원바코드

이 채 옥 (Chae-Wook Lee)

정회원



1980년 2월 한국항공대학 통신공학과 학사  
 1987년 2월 동경공업대학 전기전자공학과 석사  
 1990년 2월 동경공업대학 전기전자공학과 박사  
 1990년 3월 대구대학교 정보통신

공학부 교수

<관심분야> 디지털신호처리, 광통신공학