

# OFDM 시스템에서의 시간 영역 신경망 등화기 구현

윤철욱\*, 조남신\*, 방극준\*, 전희영\*,

오길남\*\*, 박재홍\*\*, 홍대식\*

\*연세대학교 전자공학과

\*\*한국전자통신연구소 무선기술연구실

## Time-Domain Equalization using Neural Network for the OFDM System

Cheolwook Yoon\*, Namshin Cho\*, Keukjoon Bang\*, Heeyoung Jeon\*,

Kilnam Oh\*\*, Jaehong Park\*\* and Daesik Hong\*

\*Dept. of Electronics Eng., Yonsei University

\*\*Radio Technology Section, ETRI

### Abstract

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 여러 개의 부채널을 사용함으로써 다중 경로에 강한 성능을 보인다. 하지만 인접 심볼 사이에 보호구간 사용으로 인하여 전송 효율상의 손실을 보게 된다.

본 논문에서는 BER 성능이 유지될 수 있는 상태에서 보호구간을 줄일 수 있는 방안을 제안하고자 한다. 제안된 방법은 일반적으로 사용되는 주파수 영역의 등화와 병행하여 시간 영역 등화기를 사용하여 전송 효율을 향상시킨다. 시간 영역 등화기로는 신경망 결정 궤환 등화기를 적용하여 BER 성능이 유지될 수 있는 상태에서 보호구간을 최고 30%를 줄일 수 있음과 동시에 충분한 보호구간을 사용하는 경우에도 시간 영역 등화기를 사용하지 않는 경우보다 나은 BER 성능을 나타냄을 보인다.

### I. 서 론

OFDM은 데이터를 서로 직교하는 부반송파 대역으로 분할하여 전송하는 방식이다. 따라서 주파수 선택적 페이딩 채널에 강하며 주파수 효율이 좋다[1, 2].

OFDM은 최대 채널 지연보다 긴 보호구간을 삽입하여 다중 경로 채널에서 발생하는 지연 에코를 흡수한다. 이런 이유로 일반적으로 OFDM 시스템이 단일 반

송파 시스템보다 다중경로 채널에서 강하다. 이런 장점으로 인해 OFDM 시스템의 등화 방법은 주파수 영역에서 각 부반송파마다 선형등화기를 사용하더라도 만족할 만한 성능을 얻을 수 있다[1, 2, 5].

그러나, 긴 보호 구간의 삽입은 심볼의 주기를 연장시켜 전송 효율상의 저하를 일으키므로 보호구간의 길이를 줄이는 방안이 필요하다. 기존의 방식으로 짧은 보호구간을 삽입하고 주파수 영역 등화기만을 사용하면 비선형 채널 특성을 갖는 페이딩 채널환경하에서 성능이 저하된다.

따라서, 본 논문에서는 짧은 보호 구간을 삽입함으로써 발생하는 성능의 저하를 개선하기 위해 시간 영역 등화기의 병행 사용을 제시하고자 한다. 제안된 방법은 일반적으로 비선형 채널에 강하다고 알려져 있는 신경망을 이용한 결정 궤환 등화기(NDFE, Neural Decision Feedback Equalizer)를 사용하여 시간 영역에서의 채널에 의한 왜곡을 보상하고자 한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 OFDM 시스템의 신호와 구성을, III장에서는 기존의 주파수 영역 등화기와 제안된 신경망을 이용한 시간 영역 등화기에 대해 설명한다. IV장에서는 모의 실험 및 결과에 대해 분석하고 V장에서 결론을 제시한다.

### II OFDM 시스템

그림 1은 OFDM 방식 전송 방법을 나타낸다. 송신단에서는 이진 비트를 전송 심볼  $X_m(k)$ 로 바꾼 후 IFFT를 이용하여 변조하게 된다. 변조된 시간 영역의 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

본 논문은 한국전자통신연구소 지원 위탁 과제 (97-300) 결과의 일부임

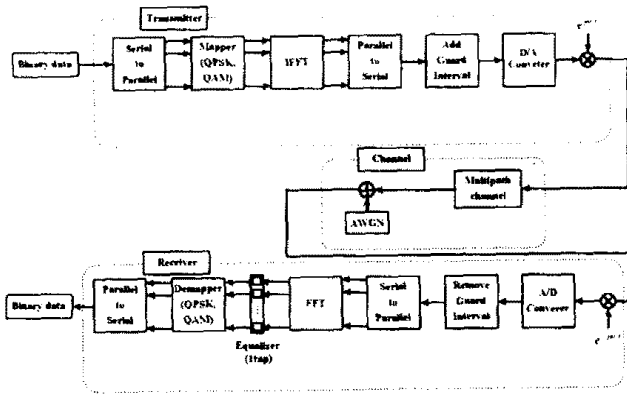


그림 1. 일반적인 OFDM 시스템 구성도

$$x_m(n) = IFFT\{X_m(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

여기에서  $m, n, k, N$  는 각각 심볼 순서, 시간 영역에서의 샘플 순서, 부반송파의 순서, 부반송파의 수를 나타낸다.

OFDM 신호  $x_m(n)$ 에 보호구간을 삽입한 후 채널 응답 특성이  $h_m(n)$ 인 채널을 통과한 후 수신된 신호는

$$y_m(n) = x_m(n) * h_m(n) + d_m(n) \quad (2)$$

이고 여기에서  $d_m(n)$ 은 잡음이다.

수신단에서는 먼저 보호구간을 제거한 후, FFT를 이용하여 수신된 신호를 복조한다. 복조된 주파수 영역의 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_m(k) &= FFT\{y_m(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n) e^{-j2\pi kn/N} \\ &= X_m(k)H_m(k) + D_m(k), \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서  $H_m(k)$ 는 채널의 주파수 응답 특성이고  $D_m(k)$ 는  $d_m(n)$ 의 FFT 값이다.

### III 등화 방법

#### 1. 기존의 주파수 영역 등화

수신단에서 복조된 신호는 식 (3)에서 보듯이 전송 심볼이 채널에 의해 왜곡된 형태로 나타난다. 일반적으로 채널의 영향을 제거하여 판정 오류를 줄이기 위한 하나의 방법으로 등화기를 사용한다. OFDM에서는 충분히 긴 보호구간을 삽입할 경우는 채널의 지연에 따른 영향을 흡수할 수 있으므로 간단히 주파수 영역에서 채널을 보상하게 된다. 기존의 주파수 영역 등화는 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 1-tap 등화기로서 FFT의 출력을 입력 신호로 하여 채널에 의한 왜곡을 보상하는 것이다.

주파수 영역의 신호  $Y_m(k)$ 가 계수  $C_m(k)$ 인 등화기를 통과한 출력은

$$\hat{X}_m(k) = Y_m(k) C_m(k) \quad (4)$$

이고, 이 때 추정 오차는 다음과 같다.

$$\epsilon_m(k) = X_m(k) - \hat{X}_m(k) \quad (5)$$

다음과 같은 MMSE (Minimum Mean Square Error) 조건을 만족하는 등화기 계수를 구한다.

$$\min_{C(k)} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^N |Y_m(k) C_m(k) - X_m(k)|^2 \quad (6)$$

이 때 LMS 알고리즘에 의해 구한 계수 조정식은 다음과 같다.

$$C_{m+1}(k) = C_m(k) + \Delta \epsilon_m(k) Y_m^*(k), \quad (7)$$

여기에서 \*는 켈레 복소수를 나타낸다.

#### 2. 신경망을 이용한 결정 제한 등화 알고리즘

보호구간의 길이를 줄여 전송 효율을 높이고자 시간 영역에서 신경망을 이용한 결정 제한 방식의 등화기를 사용한다. 신경망을 이용한 결정 제한 방식의 등화기의 구조는 그림 2와 같다.

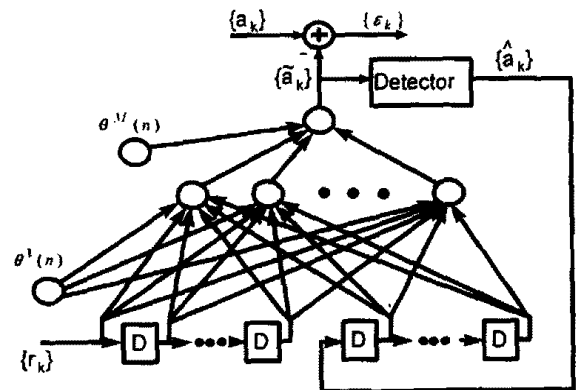


그림 2. 신경망을 이용한 결정제한등화기의 구조

결정 제한 등화기는 입력층이 전방 필터와 후방 필터의 두 부분으로 구성된다. 입력층의 구조를 살펴보면 채널의 출력 신호열  $\{r_k\}$ 를 입력으로 갖는 TDL구조의 버퍼 열이 신경망 입력층의 전방 필터를 형성한다. 후방 필터는 출력단에서 이전에 검파된 심볼에 의해 생겨난 현재의 추정, 결정된 신호가 입력으로 사용된다. 이러한 신경망은 입력층과  $M-1$ 개의 은닉층 그리고 하나의 노드를 갖는 출력층으로 구성된다. 즉, 입력층의 전방 필터는 채널의 출력 신호열  $\{r_k\}$ 로 채워지며, 후방 필터는 채널의 입력 신호열  $\{a_k\}$ 의 판정값  $\{\hat{a}_k\}$ 가 결정 제한되어 채워진다. 신경망을 이용한 결정 제한 등화기의 입력 벡터는 다음과 같이된다.

$$X(n) = (x_1(n), \dots, x_{k_1+1}, x_{k_1+2}, \dots, x_{N_0}(n))$$

$$= (r_{-k_1+1}, \dots, r_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_{k_2})$$

s 번째 계층의 k 번째 노드의 입력은

$$net_k^s(n) = \sum_j^{N_j-1} w_{kj}^s(n) o_j^{s-1}(n) + \theta^s(n) \quad (9)$$

이고, 여기에서  $w_{kj}^s(n)$ 는 (s-1)번째 계층의 j번째 노드 출력과 s 번째 계층의 k 번째 노드를 연결하는 연결 가중치이고,  $\theta^s(n)$ 은 s 번째 계층의 바이어스값을 나타낸다. 이 때 s 번째 계층의 k 번째 노드의 출력은

$$o_k^s(n) = f(net_k^s(n)) \quad (10)$$

이며,  $f(\cdot)$ 는 신경망의 비선형 노드 활성화 함수로 시그모이드 함수가 가장 많이 사용된다.

출력층의 j번째 노드의 원하는 값을  $d_j(n)$ 이라 하면 오차의 자승 평균은

$$E(n) = \sum_j^{N_k} \varepsilon_j^2(n) = \sum_j^{N_k} (d_j(n) - o_j^M(n))^2 \quad (11)$$

이며, 이 값을 최소화하는  $w_{kj}^s(n)$ 의 조정식은

$$w_{kj}^s(n+1) = w_{kj}^s(n) + \alpha G_{kj}^s(n) + \beta \Delta w_{kj}^s(n-1) \quad (12)$$

이고  $G_{kj}^s(s)$ 와  $\delta_k^s(n)$ 은 다음과 같다.

$$G_{kj}^s(s) = -\frac{1}{2} \frac{\partial E(n)}{\partial w_{kj}^s(n)} = \delta_k^s(n) o_j^{s-1} \quad (13)$$

$$\delta_k^s(n) = \begin{cases} (d_k(n) - o_k^s(n)) f'(net_k^s(n)) & \text{for } s=M \\ f'(net_k^s(n)) \sum_i^{N_{s+1}} \delta_i^{s+1} w_{ik}^{s+1} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

여기서,  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 각각 학습 계수, 모멘텀(momentum) 계수라 한다. 그리고,  $\Delta w_{kj}^s(n-1)$ 은  $w_{kj}^s(n)$ 과  $w_{kj}^s(n-1)$ 사이의 차로 모멘텀이라 하고 수렴 속도를 향상시킨다.

### 3. 제안된 시간 영역 등화 학습 알고리즘

본 논문에서 제안한 OFDM 시스템에서의 시간 영역 등화 방법은 그림 1에서 볼 때 수신신호를 FFT하기 전에 등화를 수행하는 방법이다.

이 방법의 제안 배경은 그림 1에서와 같은 OFDM 시스템에서 송신단의 IFFT와 수신단의 FFT가 제외된 경우 일반적인 디지털 통신 시스템과 동일한 시스템으로 간주될 수 있으며, 단지 원하는 출력값이 정해진 레벨의 값이 아닌 임의의 복소값이 가능하다는 점만이 다를 뿐이며 이는 채널 등화 알고리즘에서 문제되지 않는

다.

한편 OFDM 신호는 일반적으로 다경로 채널을 통해 전송되므로 적용환경을 다경로 채널로 한정한다. 다경로 채널의 경우 채널 특성은 선형 등화기로는 극복할 수 없는 채널 왜곡이 존재하는 경우가 일반적이며 이 경우의 채널 등화는 비선형 등화기를 적용하는 것이 보통의 경우이다. 본 논문에서 제안하는 시간 영역 등화기는 앞 절에서 설명한 신경망을 이용한 결정 제한 등화기를 사용한다.

그림 3에서 제안 방법을 적용한 OFDM 수신기의 구조를 보여준다.

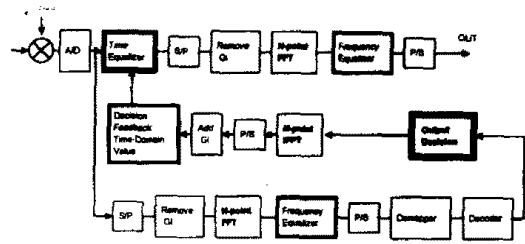


그림 3. 제안된 방법을 적용한 수신기 구조

한편 OFDM 시스템의 시간 영역 등화 방법으로 결정 제한 등화 방법을 사용하는 경우 등화기의 입력으로 사용되어야 할 결정 제한값을 결정하기가 문제가 된다. 본 논문에서는 다음과 같은 과정을 통해 결정 제한값을 구한 후 시간 영역 등화를 수행한다.

- ① 채널 출력의 보호구간을 제거하고 그 값을 FFT한 후 주파수 영역 등화기를 통과시킨다.
- ② 주파수 영역 등화기 출력을 판정하여 IFFT하고 보호구간을 삽입한다.
- ③ 과정 ②의 값을 시간 영역 등화기의 결정 제한값과 원하는 신호로 사용하여 시간 영역 등화기를 통과한다.
- ④ 시간 영역 등화기의 출력을 복조하고 주파수 영역 등화기를 통과시켜 최종의 결과를 얻는다.

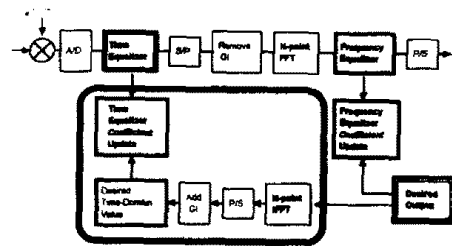


그림 4. 시간영역 등화기 학습 흐름도

그림 4는 제안된 방법의 등화기 학습 흐름을 보여준다.

## IV 모의 실험 및 고찰

본 논문에서 사용한 채널 모델은 ETSI Draft prETS 300 744에 제시된 다중 경로 채널을 사용하기로 한다. 이 채널의 경우 전체 다중경로의 수는 20개이고 채널에

사의 최대 지연시간은 시간 영역 샘플의 수로 계산하여 49샘플에 해당된다. 그림 5는 모의 실험에서 사용한 채널의 주파수 응답곡선이다.

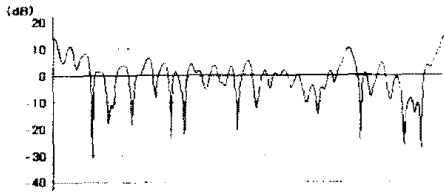


그림 5. ETSI Draft prETS 300 744에 따른 채널의 주파수 응답 특성

또한 전체 부반송파의 수는 1024를 사용하고 QPSK 방식으로 변조하며, 코딩 및 인터리빙은 사용하지 않았으며, 잡음의  $E_b/N_0$ 는 30dB를 고정하여 모의 실험하였다. 이러한 환경에서 시간 영역 등화기를 사용하지 않았을 경우, 시간 영역의 등화기로 선형등화기와 결정궤환 등화기(DFE, Decision Feedback Equalizer)를 사용한 경우 그리고 제안된 방법인 신경망을 이용한 결정궤환 등화기를 사용한 각각의 경우에 BER 곡선을 보호간격의 길이에 따라 비교하여 보았다. 모의 실험의 방법은 전체 부반송파 1024개를 하나의 심볼로 할 때, 500심볼동안을 학습과정으로 하여 등화기를 학습시킨 후 200심볼의 테스트 구간 동안의 BER을 구하였다.

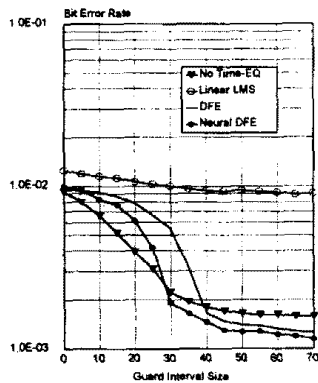


그림 6. 보호구간 길이에 따른 BER 곡선

그림 6은 보호간격 길이에 대한 BER을 나타내는 그래프이다. 시간 영역 등화기로 선형 등화기를 사용한 경우는 시간 영역 등화기를 사용하지 않는 경우보다 못함을 알 수 있다. 그 이유는 그림 5와 같이 다중 경로 채널에 깊은 골(deep notch)가 존재할 경우에는 선형 등화기로는 채널 보상할 수 없기 때문이다. 선형 등화기를 고려하지 않고 동일 BER 성능을 얻기 위해 필요한 보호구간의 길이를 각 경우에 대해 살펴본다. 또한 모의 실험에서 사용된 채널의 최대 지연이 49 샘플이므로 50 이상의 보호구간을 삽입한 경우(충분한 보호구간을 삽입한 경우)에서 BER 성능을 비교해 본다.

주파수 영역 등화기만의 사용에 비해 결정 궤환 등화기는 20%, 신경망을 이용한 결정 궤환 등화기는 30% 적은 보호구간을 사용하더라도 약  $1.6 \times 10^{-3}$ 의 BER 성능을 유지할 수 있다. 즉 시간 영역에서의 비선형 등화기는 BER 성능의 저하없이 보호구간의 감소를 가능하게 한다. 특히 신경망을 이용한 결정 궤환 등화기가 가장 적은 보호구간을 사용한다. 보호구간의 길이가 70일 경우, 시간 영역 등화기를 사용한 경우는 사용하지 않은 경우에 비해  $4 \times 10^{-4}$  정도의 BER 향상을 보인다.

따라서 주파수 영역 등화기와 시간 영역 등화기를 함께 사용하는 것이 짧은 보호구간을 사용하더라도 OFDM 시스템에서의 BER을 유지할 수 있고 동시에 충분한 보호구간을 사용할 경우에도 시간 영역 등화 방법을 사용하여 BER 성능을 향상시킬 수 있다.

## V 결 론

기존의 주파수 영역 등화기를 사용한 OFDM 시스템을 시간 영역 등화기와 병행하여 사용함으로써 성능 저하 없이 보호구간의 길이를 줄일 수 있어 전송 효율에서의 이득을 볼 수 있다. 또한 충분한 보호구간을 사용할 경우 BER 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. 특히 시간 영역 등화기 중 신경망을 이용한 결정 궤환 등화기가 주파수 선택적 페이딩 채널에서 가장 좋은 성능을 보인 것으로 보아 신경망이 비선형 채널에 강함을 확인할 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] S.B Weinstein, "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. com-19, no.5, Oct. 1971.
- [2] Leonard J.Cimini, Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. com-33, no.7, July 1985.
- [3] M.Alard, R.Lassalle, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers," *EBU Review*, no.224, Aug. 1987.
- [4] Bernard Le Floch, Roselyne Halbert-Lasselle, Damien Castelain, "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers," *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, Vol.35, no.3, Aug. 1989.
- [5] John A.C.Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Communications Magazine*, May 1990.
- [6] John G. Proakis, "Digital Communication", McGraw-Hill, 1989.