

## OFDM 수신기용 강인한 채널 등화 알고리즘

송진호\*, 황유모\*\*  
(주)세종인터넷\*, 명지대학교\*\*

### Robust Channel Equalization for OFDM Receiver

Jin-Ho Song\*, Humor\*\*  
SJI Inc., Myongji Univ.

**Abstract** -We propose a robust channel equalization algorithm, which is called a 1-tap additional coefficient decision feedback equalizer(ACDFE), to improve the Doppler shift performance for the OFDM receiver. The algorithm is based on the frequency domain DFE with additional coefficients which are independent of the OFDM subcarriers.

Test results on OFDM-16QAM signals confirm that the proposed ACDFFE is robust against fading channel due to Doppler shifts and outperforms the conventional DFE in terms of SER, MSE, and convergence speed.

### 1. 서 론

OFDM 방식은 기존의 단일 반송파 방식에 비해 많은 반송파를 사용하므로 OFDM 시스템의 구조 및 수신기법은 기존 방식과 큰 차이가 있다. OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심볼열을 병렬화 한 후, 이들을 이용하여 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파로 변조시켜 전송하는 다중 반송파 변조 방식이다. 따라서 기존의 주파수 분할 다중화 방식(FDM)에 비해 대역폭 효율이 좋고, 병렬화 한 심볼열의 길이만큼 각 부채널에서 심볼의 주기가 길어지게 되어 단일 반송파 변조 방식에 비해 심볼 간 간섭(ISI)에 강한 특징을 지니고 있다.

OFDM 시스템은 전송대역의 분할 개수를 늘일수록 나뉘어진 각각의 전송대역의 신호왜곡 특성이 거의 선형적으로 또는 상수로 근사화가 가능하므로 전체대역을 하나의 반송파로서 전송하는 방식에 비하여 채널 등화기의 구조가 간단해지게 되며 각각의 대역을 통한 정보의 전송량을 최적화 시킬 수 있다. 따라서 이 방식은 같은 대역폭을 사용하는 단일 반송파 방식에 비하여 상대적으로 많은 양의 정보를 전송할 수 있게 된다.

또한 전송대역의 분할 개수가 늘어나게 되면 각각의 부채널을 통한 전송신호의 심볼 주기가 길어지게 되므로 임펄스 잡음과 같은 형태의 신호 간섭에 대해서도 전체 신호가 왜곡되지는 않으므로 이러한 형태의 잡음에 약한 단일 반송파 방식과는 달리 강한 면모를 보인다.

OFDM에서는 보호구간(guard interval)을 삽입하여 인접 심볼 간의 간섭이 발생하지 않으므로 인접 심볼 간의 간섭을 제거하는 기존의 적응 등화 기법과는 다른 방식의 채널등화 기법이 필요하다[1]-[3]. 따라서 OFDM의 채널 등화 기법은 일반적으로 주파수 영역에서 보상을 수행해야 한다. 그리고 OFDM에서는 채널의 시간에 대한 변화가 심하지 않을 경우 인접 채널 간의 간섭이 일어나지 않으므로 채널 보상 기법은 단순히 채널을 추정하여 이를 나누어주는 1-탭(tap) 등화기가 된다.

본 논문에서는 각 OFDM 부반송파의 영향을 받지 않는 적당한 계수를 결정 제한 채널등화(DFE) 계수 갱신식에 추가하여 수렴속도와 채널등화 성능을 향상 시키는 1-탭 추가계수 결정제한 채널등화(Additional

Coefficient DFE : ACDFFE) 알고리즘을 제안한다.

### 2. OFDM 채널 등화 알고리즘

#### 2.1 기존 알고리즘

OFDM 전송시스템에서 부채널의 개수가 많을 경우 광대역 신호를 협대역 신호로 분산 전송하는 효과에 의해 주파수 선택적 페이딩 채널에 의한 신호왜곡이 각각의 부채널의 대역폭 내에서 주파수 비선택적 페이딩(fading) 왜곡으로 나타나므로 주파수 선택적 페이딩을 해결할 수는 있다. 또한 주파수 영역에서 심볼간 간섭 없이 전송하기 위해서 Nyquist 기준으로 채널이 평탄(flat)한 진폭과 선형적인 위상응답을 가져야 한다. 하지만, OFDM 시스템에서는 각 채널이 각기 다른 감쇄와 각기 다른 위상 응답을 가지므로 채널의 등화가 필요하다[4].

DFE를 통하여 복조된 데이터는 채널의 왜곡에 의해 송신 데이터와는 다른 형태로 나타나게 된다. 따라서 복조된 데이터에 대한 보상이 필요하며 이러한 보상은 주파수 영역에서 이루어진다. 복조된 신호에 대한 보상은 데이터의 왜곡 형식에 따라 달라지게 되며 이는 채널에 의한 왜곡의 형태에 의하여 결정되게 된다.

단일 반송파 시스템에서는 다중경로 환경채널에 의한 지연확산이 전송신호의 길이보다 길게 나타나지만 다중 반송파 시스템에서는 지연확산 보다 전송신호의 길이가 길어진다. 따라서, 지연확산 보다 긴 보호구간을 사용함으로써 하나의 지연소자를 가지는 간단한 선형동화기를 사용하여 다중경로 현상을 보상할 수 있다.

OFDM 시스템은 채널의 등화와 수신기의 신호판정이 주파수 영역에서 발생하므로 등화기는 주파수 영역 등화기(Frequency-Domain Equalizer : FEQ)로 동작하게 된다. 주파수 영역에서의 채널등화는 그림 1과 같이 각각의 부반송파에 1-탭 등화기를 필터뱅크의 형태로 연결하여 채널등화를 수행한다.

등화기를 사용하는 방법 중에 가장 간단한 방법은 ZF(Zero Forcing) 알고리즘으로 신호에 등화된 채널의 전달함수를 역으로 곱해주는 방식으로써 간단하고 구현이 용이하지만 채널의 전달함수가 영(null)을 가진다면 채널의 주파수 응답은 무한의 이득을 가지므로, 주파수 null에 해당하는 반송파의 잡음을 무한으로 증폭하게 되므로 해를 구할 수가 없다.

ZF 알고리즘보다 더 복잡하지만 탭 계수를 최적화 할 때 가장 많이 사용되는 기준은 자승 평균 오차(MSE)를 최소화하는 최소 평균 제곱(LMS) 알고리즘을 이용하여 구현할 수 있다. 그러나 LMS 알고리즘은 수렴속도가 느리고 또한 도플러(Doppler) 효과가 생기는 페이딩 채널에서는 그 성능이 떨어지는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 계수 갱신식에 부반송파의 영향을 받지 않는 계수를 부가적으로 사용함으로써 이러한 단점을 보완한 ACDFFE를 제안한다.

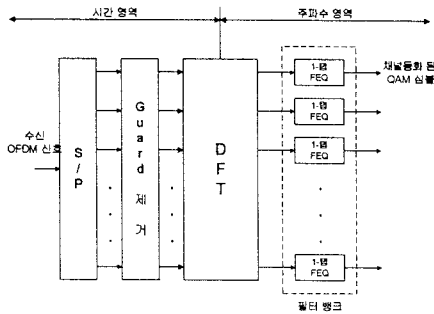


그림 1. 주파수 영역에서 필터뱅크 형태의 등화기.

## 2.2 Additional Coefficient DFE 알고리즘

ACDFE 알고리즘은 그림 2와 같은 결정 제한 형태로 동작한다. 각 필터에서는 송신측의 샘플링 시간과 같은 지연을 갖는 소자로 구성되어 있어 수신신호는 샘플링 시간마다 지연이 된 신호로 이루어져 있게 된다. 제한 (feedback) 필터로 들어오는 신호는 현재의 신호를 미리 결정하여 들어오게 된다.

제한 필터가 신호를 미리 결정한 값으로 이루어져 있기 때문에 그 값이 올바를 경우 등화기의 탭 계수는 값을 갖고, 나머지 탭 계수는 영이 될 것이다. 따라서, DFE의 탭 계수는 송신신호가 더해진 정도를 정확하게 찾아낼 수 있게 되고, 이 더해지는 정도가 틀릴 때에는 적절한 적응 알고리즘에 의해 올바른 값을 찾게 된다.

등화기의 탭 계수가 위와 같이 올바로 계산될 때, 등화기의 출력값은 원래의 송신신호와 같게 되고 이때의 영이 아닌 탭 계수의 수는 채널의 다중경로의 수와 같게 된다.

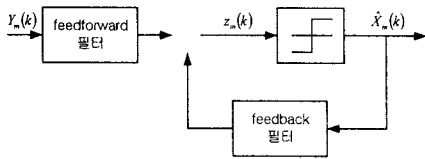


그림 2. 결정-제한 등화기 구조.

ACDFE의 출력은 식 (1)과 같이 쓸 수 있고,  $w_i(k)$ 와  $d_i(k)$ 는 각각 feedforward 필터와 feedback 필터의 탭 가중치 계수이다.

$$z_m(k) = \sum_i w_i(k) Y_{m-i}(k) + \sum_i d_i(k) \hat{X}_{m-i}(k) \quad (1)$$

전송선로에서의 다중 경로 전송 지연에 의한 심볼간의 간섭을 방지하기 위하여 OFDM 심볼사이에 보호 구간을 삽입한다. 전송선로에서의 다중 경로 전송지연에 의한 한 심볼의 지연 신호는 보호 구간 내에만 영향을 주고, 다음 심볼에는 영향을 주지 않고, OFDM 신호의 심볼 주기가 전송채널의 시간에 따른 변화에 비하여 충분히 짧은다는 가정이 성립할 경우 하나의 OFDM 심볼에서의 전송채널의 특성은 상수라고 가정할 수 있게 된다. 이것은 하나의 OFDM 심볼 주기 내에서는 다중 경로 전송 지연항들이 일정하고 이들의 진폭 감쇄 특성도 상수로 가정할 수 있음을 의미한다. 이러한 경우, 채널 응답을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_m(n) = \sum_{j=0}^{Q-1} a_j(m, n) \delta(n - d_j(m, n)) \quad (2)$$

여기서  $Q$ 는 채널의 경로 수이며,  $a_j(m, n)$ 과  $d_j(m, n)$ 은  $m$ 번째 OFDM 심볼의  $n$ 번째 부반송파 샘플에서 각각  $j$ 번째 경로의 감쇄상수와 지연상수이다.

$Q=1$  인 간단한 경우 지연상수  $d_0(m, n)=0$ 으로 가정하고 식 (2)는 식 (3)처럼 표현된다.

$$h_m(n) = a_0(m, n) \delta(n) \quad (3)$$

수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_m(n) &= x_m(n) * a_0(m, n) \delta(n) + w_m(n) \\ &= x_m(n) a_0(m, n) + w_m(n) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $a_0(m, n)$ 는 시간에 대해 천천히 변하는 값이므로  $a_0(m, n) = a_0(m)$ 이 된다.  $a_0(m)$ 은 부반송파  $k$ 에 상관없이 OFDM 한 심볼 주기내에서 상수이다. 따라서, 식 (4)를 DFT한 출력값은 다음과 같이 주어진다.

$$Y_m(k) = X_m(k) a_0(m) + W_m(k) \quad (5)$$

부반송파에 상관없는 적당한 계수  $c_m$ 을 계산하기 위해 우선 수신된 신호와 필요한 신호들간의 MSE를 만족하는 값을 찾는 식은 다음과 같다.

$$\min_{c_m} \sum_{k=0}^{N-1} |z_m(k) - c_m \hat{X}_m(k)|^2 = \min_{c_m} I \quad (6)$$

여기서  $I$ 는 식 (7)와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} I &= \sum_{k=0}^{N-1} |z_m(k) - c_m \hat{X}_m(k)|^2 \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (z_m(k) - c_m \hat{X}_m(k))(z_m(k) - c_m \hat{X}_m(k))^* \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (|z_m(k)|^2 + |c_m|^2 |\hat{X}_m(k)|^2 \\ &\quad - c_m \hat{X}_m(k) z_m(k) - c_m^* \hat{X}_m^*(k) z_m^*(k)) \end{aligned} \quad (7)$$

실수 값  $c_m$ 에 대해  $I$ 를 최소화하는 식은 다음과 같다.

$$\frac{dI}{d \operatorname{Re}\{c_m\}} = 0 \quad (8)$$

식 (8)을 풀면,

$$\frac{dI}{d \operatorname{Re}\{c_m\}} = \sum_{k=0}^{N-1} (2 \operatorname{Re}\{c_m\} |\hat{X}_m(k)|^2 - \hat{X}_m(k) z_m^*(k) - \hat{X}_m^*(k) z_m(k)) = 0 \quad (9)$$

따라서,

$$\operatorname{Re}\{c_m\} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re}\{\hat{X}_m^*(k) z_m(k)\}}{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{X}_m(k)|^2} \quad (10)$$

동일한 계산식으로 허수값  $c_m$ 에 대해서는 식 (11)과 같다.

$$\text{Im}(c_m) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}\{\hat{X}_m^* z_m(k)\}}{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{X}_m(k)|^2} \quad (11)$$

식 (10)과 식 (11)을 결합하여 다음과 같은 식 (12)를 얻을 수 있다.

$$c_m = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \hat{X}_m^* z_m(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{X}_m(k)|^2} \quad (12)$$

본 논문에서 제안하는 ACDFE 탭 계수 갱신 알고리즘은  $c_m$ 의 계수를 더 곱함으로써 수렴의 속도를 증가시킨 알고리즘이다. 계수 갱신 알고리즘은 식 (13)과 같다.

$$w_{m+1}(k) = [w_m(k) + \beta \epsilon_m(k) \mathbf{V}_m^*(k)] c_m \quad (13)$$

등화기의 입력 벡터는  $\mathbf{V}_m(\cdot) = [Y_m(\cdot) \hat{X}_m(\cdot)]$ 이다.

그림 3은 ACDFE 알고리즘의 등화기 구성도이다.

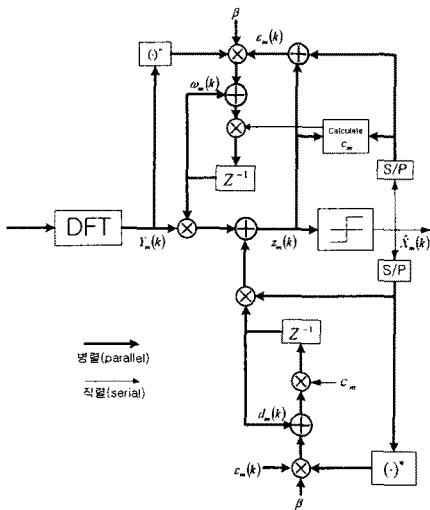
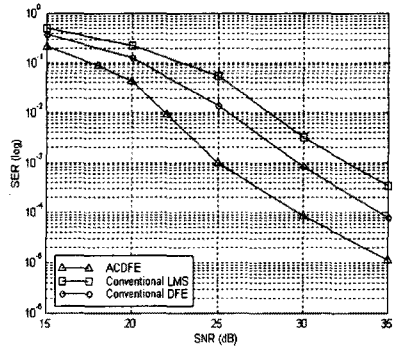


그림 3. ACDFE 알고리즘의 등화기 구성도.

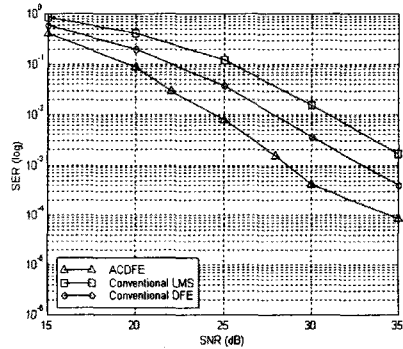
### 3. 시뮬레이션 결과

그림 4는 OFDM-16QAM 시스템의 채널 등화 성능을 심볼 에러율(SER) 관점에서 평가하였다. 그림 4에서 알 수 있듯이 SNR이 20dB 이하인 경우, 성능향상이 두드러지지 않으나, SNR 값이 증가함에 따라 제안한 기법의 결정-궤환 효과로 심볼 에러율이 크게 감소함을 확인할 수 있다.

그림 4(b)는 ACDFE가 100Hz의 도플러 확산이 생겨도 충분히 성능을 향상시킬 수 있음을 보여 준다.



(a) 도플러 확산 = 20Hz



(b) 도플러 확산 = 100Hz.

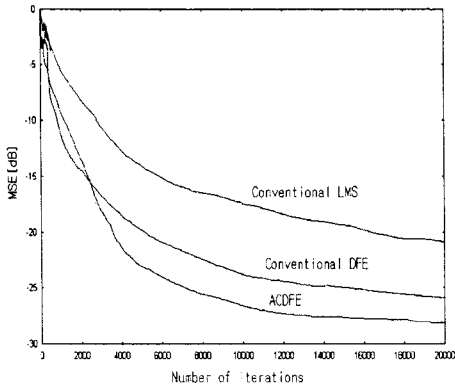
그림 4. 알고리즘별 SER 성능비교.

그림 5는 채널 등화후 20,000 심볼 수신후에 MSE 값을 알고리즘별로 나타난 것이다. 그림 5(a)는 주파수 오프셋이 없을 때의 결과이고 그림 5(b)는 ESPSA[5]로 주파수 오프셋을 추정한 범위에서의 오프셋이 존재할 때 알고리즘별 MSE를 비교한 것이다.

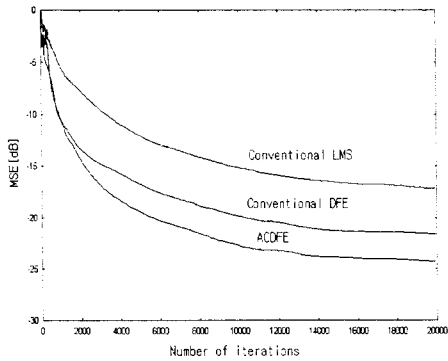
그림 5(a)에서 초기 심볼 수신후 제안한 ACDFE의 계수  $c_m$ 을 계산하는 과정으로 인해 기존 DFE 알고리즘보다 낮은 값을 가지나 샘플 수가 증가함에 따라 그림에서 알 수 있듯이 ACDFE는 기존 DFE 알고리즘보다 약 10,000 심볼 정도의 차이로 먼저 수렴하여 수렴속도 면에서 성능이 향상되었다.

[참 고 문 헌]

[1] Leonard J. Cimini, "Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing". IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, No.7, pp.665-675, July 1985.  
 [2] S. K. Wilson, R. Ellen Khayata and J. M. Cioff, "16-QAM modulation with orthogonal frequency division multiplexing in a Rayleigh-fading environment". Vehicular Technology Conference, pp.1660-1663, 1994.  
 [3] J. van de Be다, M. Sandell, P. O. Borjesson, "On synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix". Vehicular Technology Conference, 1995.  
 [4] H. Sari, G. Karam, and I. J. Claude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", IEEE Commun., Magazine, pp.100-109, Feb. 1955.  
 [5] 위정화, 황유모, 송진호, "OFDM 수신기를 위한 강인한 주파수 오프셋 보정 기법", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 3100-3102, 2000. 7.



(a) 상대적 주파수 오프셋 = 0



(b) 상대적 주파수 오프셋 = 3

그림 5. 알고리즘별 MSE 비교.

각 알고리즘들의 계산량은 등화기의 연산에 필요한 곱셈기의 수에 의해 결정된다. 이러한 계산량 비교는 표 1과 같이 나타난다. 여기서 N의 값은 부반송파의 수이다. LMS 알고리즘의 계산량에 비해 DFE의 계산량은 2배로 증가했고 제안한 ACDFE는 부반송파의 개수가 많아질 경우 DFE의 계산량과 별 차이가 없음을 알 수 있다.

표 1. 각 알고리즘의 계산량 비교.

	기존 LMS	기존 DFE	ACDFE
곱셈기의 수	N	2N	2N+2

4. 결 론

OFDM 수신신호의 왜곡을 정확하게 추정하고 보상하기 위한 채널등화 알고리즘인 ACDFE를 제안하고 SER 성능과 계산량을 분석하였다. ACDFE는  $c_m$ 을 계수 갱신식에 한번 더 곱해줌으로써 수렴속도가 느린 DFE의 단점을 보완하여 향상시킨 알고리즘이다. 또한  $c_m$ 은 부반송파 k에 영향을 받지 않는 계수로서 주파수 선택적 채널에서 페이딩에 영향없이 필터의 계수를 갱신하므로 ACDFE는 도플러 천이가 생기는 채널에서도 강인하게 동작하는 채널 등화기이다.

ACDFE 방식은 데이터의 계산량이 LMS 알고리즘보다 많지만 DFE의 계산량과는 별 차이가 없다.