

# 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 주파수 오프셋을 보상하는 결정 제환 시퀀스 등화기의 성능 분석

정회원 장 세 현\*, 박 상 규\*\*

## Performance Analysis of DFSE(Decision Feedback Sequence Equalizer) Compensating Frequency Offset for OFDM Systems

Se Hyun Chang\*, Sang Kyu Park\*\* *Regular Members*

### 요 약

다중 반송파 변조의 일종인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 기존의 주파수 분할 다중화 기법에 각 부 채널들 사이의 직교성까지 보장함으로써 사용 주파수 효율을 극대화시킬 수 있는 방식이다. 그러나 주파수 비 선택적 다중경로 채널에서 높은 데이터 율을 갖는 OFDM 신호의 전송은 주파수 영역에서 인접 심벌간 간섭과 동일한 형태를 갖는 승산성 왜곡에 의해 영향을 받는다.

본 논문에서는 결정 제환 시퀀스 등화기를 OFDM 시스템에 적용하여 신호를 등화하고, 등화를 통하여 주파수 영역에서의 인접 심벌간 간섭을 보상하는 방법을 제안한다. 결정 제환 시퀀스 등화를 이용하여 최우 시퀀스 등화가 갖는 복잡도를 크게 줄이면서 주파수 오프셋이 추정될 수 있음을 설명하고 모의 실험을 통해 OFDM 시스템의 성능 개선을 보인다.

### ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) is a special case of multicarrier transmission, where the orthogonality between the different carriers is ensured. In OFDM signal transmission over a frequency nonselective multipath fading channel, multiplicative distortion in the time domain acts as intersymbol interference(ISI) in the frequency domain.

In this paper, the performance of frequency domain equalization method is applied to OFDM using a DFSE. DFSE is used for reducing the computational complexity of Maximum-Likelihood Sequence Equalization. Simulation results show that the proposed scheme can estimate the frequency offset from the equalized data signals reducing the complexity without performance degradation of the bit error rate(BER) compared to the Maximum-Likelihood Sequence Equalization methods.

### I. 서론

최근의 무선 이동 통신 시스템은 빠른 속도, 우수한 품질 그리고 다양한 서비스를 요구한다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 무선 이동 통신 시스템은 높은 주파수 효율성 및 다양한 전송 율을 제공할 수 있어야 한다.

그러나 고속의 전송 율을 갖는 데이터가 전송될 때 채널 임펄스 응답은 많은 심벌 주기로 확장되고 이로 인해 인접 심벌간 간섭(ISI : Inter Symbol Interference)이 발생하게 된다<sup>[1]</sup>.

OFDM 방식은 직렬의 입력 데이터 열을 병렬로 변환하여 여러 개의 부 반송파에 나누어 전송하는 다중 반송파 변조의 특별한 예로 인접한 부 반송파

\* 기가 텔레콤

\*\* 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부(skpark@hanyang.ac.kr)

논문번호: K01081-0226, 접수일자: 2001년 2월 26일

간에 직교성을 유지함으로써 높은 대역폭 효율을 얻을 수 있는 방식이다<sup>2)</sup>. 각 부 반송파들은 상호 직교성을 유지하기 위해 주파수 영역에서 정확하게 심벌 구간의 역수만큼 떨어져 있어야 한다<sup>2)</sup>.

OFDM 방식은 위에 설명된 것처럼 단일 반송파 변조 시스템에 비해 여러 장점을 가지지만 실제 전송 채널 환경 하에서 몇 가지 해결해야 할 문제를 가진다.

첫째로 다중경로 채널에서 전송되는 OFDM 신호는 페이딩에 의한 신호의 왜곡이 발생한다. 이러한 페이딩 왜곡의 보상은 다양한 등화 방법들을 통해 OFDM 심벌들 간의 간섭을 제거함으로써 수행될 수 있다.

둘째로 OFDM 방식은 송신기와 수신기 사이의 주파수 오프셋에 매우 민감하다는 단점을 가진다. 채널에서 도플러 이동(doppler shift)에 기인한 주파수 오프셋은 OFDM의 부 반송파 신호들에 인접 채널간 간섭(ICI : Inter Channel Interference)을 일으킨다. 이러한 인접 채널간 간섭은 시스템 성능에 커다란 영향을 미치게 되므로 시간영역과 주파수영역에서 다양한 보상 기술들이 제안되었다<sup>3)4)</sup>. 특히 주파수 영역에서 신호를 등화하기 위한 방법으로 최우 시퀀스 등화기(MLSE : Maximum-Likelihood Sequence Equalizer)와 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)가 쓰여져 왔다. 그러나 MLSE는 최적의 성능을 가지는 대신 인접 채널 간섭 성분이 늘어날 때 복잡도가 지수 함수적으로 늘어나는 단점이 있고, DFE는 복잡도는 줄어드나 MLSE에 비해 성능이 저하되는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 단점들을 해결하기 위해 결정 궤환 시퀀스 등화기(DFSE : Decision Feedback Sequence Equalizer)를 OFDM 시스템에 적용하여 주파수 영역에서 신호를 등화하고 이를 통해 주파수 오프셋을 보상한다. MLSE의 복잡도를 크게 줄이면서 성능은 저하되지 않는 결정 궤환 시퀀스 등화기를 통한 주파수 영역에서의 등화된 신호에 의해 주파수 오프셋이 추정될 수 있음을 설명하고 모의실험을 통해 성능의 개선을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDM 시스템의 기본적인 송수신 모델을 소개하고 주파수 오프셋에 의한 OFDM 신호의 성능 저하를 보인다. 3장에서는 OFDM 시스템의 채널 등화를 위한 DFE에 대하여 설명하고 본 논문에서 사용하는 DFSE의 등화 방법과 주파수 오프셋 보상에 관하여 설명한다. 4장에서는 DFSE의 성능 분석을 위

한 모의 실험을 한다. 5장에서는 모의 실험에 의해 분석된 성능을 바탕으로 결론을 맺는다.

## II. OFDM 방식의 개요 및 시스템

OFDM은 그림 1에 보인 것처럼 개개 부 채널들의 스펙트럼이 다른 부 반송파 주파수들에서 영(zero)이 된다<sup>2)</sup>.

단일 반송파 시스템에서  $T_s = 1/f_s$ (여기서  $1/f_s$ 는 단일 반송파 시스템의 심벌 데이터 올이다)만큼 분리된  $N$ 개의 직렬 데이터가 OFDM 데이터 프레임(data frame)이라 불리는 하나의 데이터 블록을 구성한다. 한 개의 OFDM 데이터 프레임 내에 있는 모든  $N$ 개의 데이터가 동일한 시간 구간에서  $N$ 개의 부 반송파에 의해 변조된다. 이 때 모든 부 채널 데이터의 다중화는 시간 영역에서 개개의 부 채널 신호들을 더함으로써 수행된다. 이러한 방식에 의해 한 OFDM 데이터 프레임의 신호 구간  $T$ 는 단일 반송파 시스템 신호 구간의  $N$ 배인  $NT_s = T$ 만큼 증가하게 된다. 추가적으로 어떤 한 부 채널에서 신호의 위상 동기 상관 검출 시 다른 부 채널 신호들에 의한 왜곡이 없도록 각 부 반송파들간의 주파수 간격은  $1/T$ 이 되어야 한다.

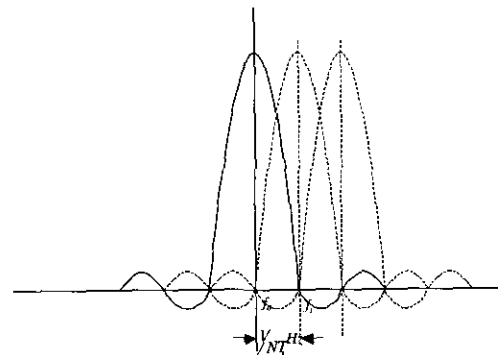


그림 1. 부 반송파들의 스펙트럼

본 논문에서 고려된 OFDM 시스템 모델은 그림 2와 같다.

복소 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 또는 PSK(Phase Shift Keying) 데이터 심볼들  $X_k$ 는  $N$ -point 역 이산 푸리에 변환(IDFT)에 의해  $N$ 개의 부채널로 변조된다. 여기서  $N$ 은 짝수이다. 이 때 IDFT의 출력은 식 (1)과 같다.

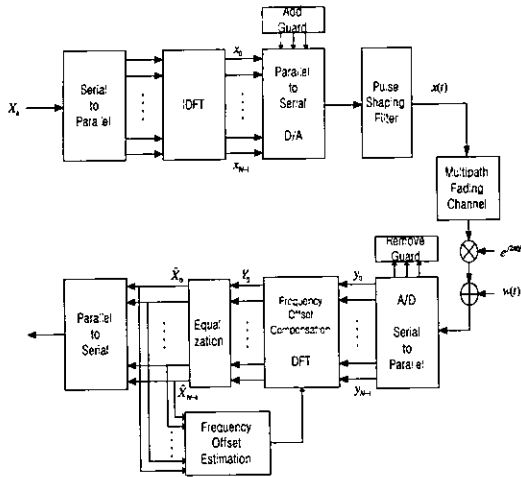


그림 2. 기저대역에서의 OFDM 시스템 모델

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{j \frac{2\pi k n}{N}}, \quad n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

식 (1)의  $N$ 개의 병렬 신호들을 직렬신호로 변환하기 전에 인접 심벌간 간섭을 제거하기 위해  $G$ 개의 보호구간(guard interval)샘플을 삽입한다. 따라서  $(N+G)$ 개의 샘플들  $\{x_{N-G}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ 이 한 개의 OFDM 심벌을 구성한다. 본 논문에서는  $G$ 가 채널의 시간 확산에 비하여 충분히 커서 시간 영역에서 인접심벌간 간섭은 발생하지 않는다고 가정한다. 따라서 펄스 성형 필터링 후, 전체 전송되는 기저대역 복소 OFDM 신호는 식 (2)와 같다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{j \frac{2\pi k t}{NT}} p(t-iT) \quad (2)$$

여기서  $T=(N+G)T_s$ 는 한 OFDM 심벌의 구간이며  $X_{i,k}$ 는  $i$ 번째 OFDM 심벌의 데이터 심벌을 나타내고 펄스 성형  $p(t)$ 는 직각 펄스로서 식 (3)과 같다.

$$p(t) = \begin{cases} 1, & -GT_s \leq t < NT_s \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$M$ 개의 다중경로 성분으로 구성된 채널을 가정할 때 다중경로 페이딩 채널의 임펄스 응답은 식 (4)와 같다.

$$h(\tau, t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m(t) \delta(\tau - \tau_m) \quad (4)$$

식 (2)의 송신 신호  $x(t)$ 가 식 (4)의 채널을 통과하여 수신된 각 부 반송파의 기저대역 신호  $r(t)$ 는 식 (5)와 같다.

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m(t) x(t - \tau_m) + n(t) \quad (5)$$

여기서  $n(t)$ 는 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 가산적 백색 가우시안 잡음( Additive White Gaussian Noise)이다.

수신기에서 기저대역 수신 신호의 이산 푸리에 변환(DFT)을 수행하기 위해 수신 신호  $r(t)$ 는  $t = nT_s$ 마다 샘플링 되어야 한다.  $i$ 번째 OFDM 심벌에서  $r(t)$ 의 샘플들은 식 (6)으로 주어진다.

$$r_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{i,m}(nT_s) X_{i,k} e^{j \frac{2\pi k(nT_s - \tau_m)}{NT_s}} + w_{i,n} \quad (6)$$

여기서  $w_{i,n}$ 은 식 (5)의  $n(t)$ 가 샘플링된  $i$ 번째 OFDM 심벌의 가우시안 잡음이며  $h_{i,m}(nT_s)$ 는  $h_m(i(N+G)T_s + nT_s)$ 인 채널의 임펄스 응답으로 한 개의 OFDM 심벌 동안 시 불변(time-invariant)으로 가정한다. 따라서  $h_{i,m}(nT_s) = h_{i,m}$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ 이 된다. 이 때 식 (6)인  $r_{i,n}$ 은 식 (7)로 다시 쓸 수 있다.

$$r_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} e^{j \frac{2\pi k n}{N}} + w_{i,n} \quad (7)$$

여기서  $H_{i,k} = \sum_{m=0}^{M-1} h_{i,m} e^{-j \frac{2\pi k \tau_m}{NT_s}}$ 이다. 식 (7)은 주파수 비선형적 페이딩 채널에서 수신된 신호가 송신 신호와 채널 페이딩의 곱에 의해 표현됨을 나타낸다. 이러한 형태의 페이딩 영향을 승산성 왜곡(multiplicative distortion)이라 한다<sup>[3]</sup>.

송신기와 수신기의 채널의 영향에 의해 발생하는 반송파 주파수 오프셋을  $\Delta f$ 라하고 샘플링율(sampling rate)에 의해 정규화된 반송파의 주파수 오프셋을  $\epsilon = \frac{\Delta f T}{N}$ 라 하면 식 (7)의 샘플링된 수신 신호  $r_{i,n}$ 은 식 (8)이 된다<sup>[4]</sup>.

$$r_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} e^{j \frac{2\pi k(n+\epsilon)n}{N}} + w_{i,n} \quad (8)$$

식 (8)인  $r_{i,n}$ 의 DFT 출력신호  $Y_{i,i}$ 은 식 (9)가 된다.

$$\begin{aligned}
 Y_{i,l} &= \sum_{n=0}^{N-1} r_{i,n} e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} e^{j\frac{2\pi(k+\epsilon)n}{N}} + w_{i,n} \right) e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} \left[ \frac{1 - e^{j\frac{2\pi(k+\epsilon-l)N}}}{1 - e^{j\frac{2\pi(k+\epsilon-l)}{N}}} \right] + W_{i,l} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} \left[ \frac{\sin(\pi(k+\epsilon-l))}{\sin(\frac{\pi(k+\epsilon-l)}{N})} \right] \left[ \frac{e^{j\pi(k+\epsilon-l)}}{e^{j\frac{\pi(k+\epsilon-l)}{N}}} \right] \\
 &\quad + W_{i,l} \\
 &= \frac{1}{N} H_{i,l} X_{i,l} \left[ \frac{\sin(\pi\epsilon)}{\sin(\frac{\pi\epsilon}{N})} \right] \left[ e^{j\pi\epsilon(1-\frac{1}{N})} \right] + I_{i,l} + W_{i,l}
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서  $I_{i,l}$ 은 주파수 오프셋에 의한 인접 채널간 간섭 성분이며 식 (10)과 같다.

$$I_{i,l} = \frac{1}{N} \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} H_{i,k} X_{i,k} \left[ \frac{\sin(\pi(k+\epsilon-l))}{\sin(\frac{\pi(k+\epsilon-l)}{N})} \right] e^{j\pi(k+\epsilon-l)(1-\frac{1}{N})} \tag{10}$$

또한 식 (9)의  $W_{i,l}$ 은 가우시안 잡음  $w_{i,k}$ 의 DFT 출력으로 식 (11)과 같다.

$$W_{i,l} = \sum_{n=0}^{N-1} w_{i,n} e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \tag{11}$$

식 (9)의 첫 번째 성분은  $X_{i,k}$ 가 채널의 임펄스 응답에 의해 진폭과 위상이 변한 것이며  $N$ 은 항상  $\pi\epsilon$ 보다 훨씬 크기 때문에  $N\sin(\frac{\pi\epsilon}{N})$ 은  $\pi\epsilon$ 으로 대체될 수 있다. 식 (9)와 식 (10)으로부터 주파수 오프셋에 의한 인접 채널간 간섭이 단일 반송파 시스템의 주파수 영역 인접 심벌간 간섭의 형태를 가짐을 알 수 있다. 주파수 영역에서의 채널 등화를 통한 주파수 오프셋의 추정은 OFDM 시스템에서 인접 채널간 간섭으로 인한 신호 왜곡을 보상한다.

### III. 등화기를 이용한 주파수 오프셋 보상

#### 1. 결정 제한 등화기를 이용한 주파수 오프셋 보상

그림 3은 주파수 오프셋 보상을 갖는 결정 제한 등화기 모델을 나타낸다.

DFT의 출력에서 기존의 일반적인 결정 제한 등화기를 적용한다. 등화기의 탭 계수들은 MMSE (Minimum Mean Square Error) 판정에 의해 획득된다.  $m$ 번째 OFDM 심벌 블록의  $l$ 번째 부 반송파 샘플을  $X_{m,l}$ 이라 하고 DFT 출력에서의 샘플 값을

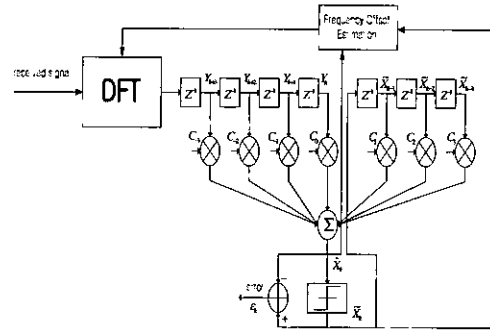


그림 3. 주파수 오프셋 보상을 갖는 결정 제한 등화기

$Y_{m,l}$ 이라 하면  $i$ 번째 OFDM 심벌의 탭 계수  $C_{i,k}$ 의 MMSE는  $\min_{C_{i,k}} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} |Y_{m,k} C_{i,k} - X_{m,k}|^2$ 이다<sup>[1]</sup>.

왜곡된 신호에 대해 MMSE를 수행하는 일반적인 방법으로는 LMS(Least Mean Square)와 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘을 들 수 있다. 이러한 알고리즘들은 채널이 시 불변이거나 매우 느리게 변화할 때 효과적이다. 이 중에서 LMS는 반복적인 탭 계수 업데이트에 의해 MMSE 판정에 근접하게 되며 계수 업데이트를 위한 식은 식 (12)와 같다<sup>[1]</sup>.

$$C_{i+1,k} = C_{i,k} + \Delta \epsilon_{i,k} Y_{i,k}^* \tag{12}$$

여기서  $\Delta$ 는 적응 상수(step size)이고 0에서 2사이의 값을 가지며 이전 정보데이터를 기억하는 정도를 나타낸다. 적응 상수값이 작아질수록 수렴속도는 느려지고 정확하지 못하게 된다<sup>[1]</sup>.

식 (12)의  $Y_{i,k}$ 는 등화되지 않은 수신 심벌을 나타내며  $\epsilon_{i,k}$ 는 에러 항으로 식 (13)과 같다<sup>[1]</sup>.

$$\epsilon_{i,k} = \hat{X}_{i,k} - \tilde{X}_{i,k} \tag{13}$$

여기서  $\hat{X}_{i,k} = Y_{i,k} C_{i,k}$ 이고 등화된 샘플들을 나타낸다. 희망하는 심벌들  $X_{i,k}$ 는 일반적으로 수신기에 알려지지 않기 때문에 이것 대신에 식 (14)의 확률이 만족되어진다는 가정 하에서 판정 값  $\Pi[\hat{X}_{i,k}]$ 가 사용되어진다<sup>[6]</sup>.

$$\Pr(\Pi[\hat{X}_{i,k}] = \tilde{X}_{i,k}) \approx 1 \tag{14}$$

여기서  $\Pi[\cdot]$ 는 유클리디안 거리(euclidean distance)의 의미에서 가장 가까운 좌표 값을 나타내는 것으로 식 (15)와 같다<sup>[6]</sup>.

$$\hat{\lambda} = \arg \min_{s \in S} |\lambda - s| \quad (15)$$

여기서  $S$ 는 시스템의 좌표 값들의 집합을 나타낸다.

등화기는 처음에 알려진 심벌(known reference symbol)  $X_{0,k}$ 를 이용하여 식 (16)처럼 등화기 계수들을 초기화한다<sup>[6]</sup>.

$$C_{0,k} = \frac{X_{0,k}}{Y_{0,k}} \quad (16)$$

OFDM 신호의 주파수 영역 등화에 의한 심벌들은 식 (17)로 표현된다<sup>[11]</sup>.

$$\hat{X}_{i,l} = \sum_{k=-L_1}^0 C_{i,k} Y_{i,l-k} + \sum_{k=1}^{L_2} C_{i,k} \hat{X}_{i,l-k} \quad (17)$$

여기서  $\{\hat{X}_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 은 등화된 심벌 열을 나타내며  $\{C_{i,k}, k=-L_1,-L_2+1,\dots,0\}$ 과  $\{C_{i,k}, k=1,2,\dots,L_2\}$ 는 각각 순방향과 역방향 탭 계수를 나타낸다.  $\{\hat{X}_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 은 등화기에 의해 검출된 심벌 열들을 나타낸다.  $L_1+1$ 과  $L_2$ 는 각각 순방향과 역방향 탭의 수를 나타낸다.

$i$ 번째 OFDM 심벌의 등화된 심벌 열을  $\{\hat{X}_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 이라 하고 검출된 심벌 열을  $\{\tilde{X}_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 이라 하면  $i$ 번째 OFDM 심벌 블록에서 추정되어진 주파수 오프셋  $\hat{\epsilon}_i$ 은 식 (18)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$\hat{\epsilon}_i = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im} \hat{X}_{i,k} / \text{Im} \tilde{X}_{i,k}}{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re} \hat{X}_{i,k} / \text{Re} \tilde{X}_{i,k}} \quad (18)$$

여기서  $\text{Re}$ 는 신호의 실수 부분,  $\text{Im}$ 은 허수 부분을 나타낸다. 추정되어진  $\hat{\epsilon}_i$ 는 수신되어진  $i+1$ 번째 OFDM 심벌의 주파수 오프셋 보상을 위해 사용된다. 알려진 심벌  $X_{0,k}$ 를 이용하여 추정된 주파수 오프셋을  $\hat{\epsilon}_0$ ,  $i+1$ 번째 OFDM 심벌의 주파수 오프셋을  $\epsilon_{i+1}$ 이라 하면 주파수 오프셋 보상은  $\tilde{\epsilon}_{i+1} = \epsilon_{i+1} - (\hat{\epsilon}_i + \hat{\epsilon}_0)$ 로 주어진다.

## 2. 결정 케환 시퀀스 등화기를 이용한 주파수 오프셋 보상

그림 4는 주파수 영역에서의 인접 심벌간 간섭을 보상하기 위해 사용한 결정 케환 시퀀스 등화기이다.

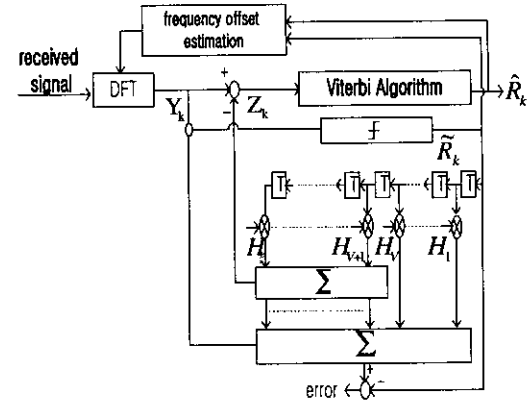


그림 4. 주파수 오프셋 보상을 갖는 결정 케환 시퀀스 등화기

결정 케환 시퀀스 등화를 설명하기 위하여 DFT 출력의  $k$ 번째 샘플 값  $Y_k$ 를 간략하게 나타내면 다음 식 (19)와 같다<sup>[5]</sup>.

$$Y_k = \sum_{i=0}^{\xi} R_{k-i} H_i + W_k \quad (19)$$

총  $\xi$ 개의 인접 심벌간 간섭 항 중 처음  $V$ 개만이 비터비 알고리즘에 의해서 등화된다고 가정하자. 이때 비터비 알고리즘은 표현될 수 있는 심벌의 수를  $M$ 이라 하면 총  $M^V$ 개의 상태(state)를 가지게 된다. 따라서 복잡도는  $V$ 에 의해 주어짐을 알 수 있다.

나머지 인접 심벌간 간섭 항은 결정 케환 등화기에 의해 등화된다. 이를 수행하기 위해 결정 케환 등화기는 수신된 심벌들로 임시 판정  $\hat{R}_k$ 를 만들고 간섭 항들  $H_{V+1}, H_{V+2}, \dots, H_{\xi}$ 를 빼기 위해 되돌려진다. 그 때 비터비 알고리즘은 통상적인 방법으로 부분적으로 등화된 신호  $Z_k$ 에 최우 시퀀스 추정을 수행하게 된다. 그림 4로부터 부분적으로 등화된 신호, 즉 비터비 알고리즘의 입력은 식 (20)이 됨을 알 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} Z_k &= Y_k - \sum_{j=V+1}^{\xi} \hat{R}_{k-j} H_j \\ &= \sum_{i=0}^V R_{k-i} H_i + \sum_{j=V+1}^{\xi} (R_{k-j} - \hat{R}_{k-j}) H_j + W_k \end{aligned} \quad (20)$$

만약  $\hat{R}_i = R_i$ , 즉 결정 케환 등화기에 의해 어떠한 판정 에러도 존재하지 않는다면 비터비 알고

리즘의 입력에서  $V$ 번째 이후  $k-(V+1) \leq l \leq k-\xi$ 의 인접 심벌간 간섭 항들은 사라지게 된다. 그러므로 비터비 알고리즘은 처음  $V+1$ 개의 응답 항들에 대해서만 등화할 수 있으면 된다. 이런 등화된 채널  $H_V(D)$ 를 다음 식 (21)로 쓸 수 있다<sup>5)</sup>.

$$H_V(D) = H_0 + H_1D + H_2D^2 + \dots + H_VD^V \quad (21)$$

여기서  $D$ 는 지연을 나타낸다.

그림 4에서 비터비 알고리즘을 위한 부분적인 등화 외에 임시 판정  $\hat{R}_k$ 를 얻기 위해 완벽한 결정 제한 등화 또한 이루어져야 함을 알 수 있다. 이러한 구조는 수신기를 유동적이고 다양한 구조를 가질 수 있도록 한다. 복잡도와 비터비 알고리즘에 의해 제거되어야 하는 간섭 항의 수를 결정하는  $V$ 에 의해 결정 제한 등화와 최우 시퀀스 추정사이, 즉 복잡도 대 성능 사이의 교환이 이루어질 수 있다.  $V=0$ 일 때 그림 4의 수신기는 단순한 결정 제한 등화기가 되며  $V=\xi$ 일 때는 제한 루프가 비터비 알고리즘의 입력에 어떠한 영향도 미치지 않음으로 순수한 최우 시퀀스 추정의 결과를 얻을 수 있게 된다.

식 (20)에서 얻어진 부분적으로 등화된 신호  $Z_k$ 는 비터비 알고리즘의 입력이 된다. 비터비 알고리즘은 입력된 신호  $Z_k$ 와 희망하는 신호 사이의 거리를 최소가 되도록 하는 트릴리스(trellis)를 탐색한다. 비터비 알고리즘은 식 (22)처럼 반복적으로 survivor path metric( $P_k$ )를 계산한다.

$$P_k(s_k) = \min \{P_{k-1}(s_{k-1}) + B_k(s_{k-1} \rightarrow s_k)\} \quad (22)$$

여기서  $P_{k-1}(s_{k-1})$ 는  $k-1$ 번째 상태까지의 path metric이며  $k-1$ 번째 상태에서  $k$ 번째 상태로 천이되는 branch metric( $B_k$ )는 식 (23)과 같다.

$$B_k(s_{k-1} \rightarrow s_k) = \left| Z_k - \sum_{j=0}^V \hat{H}_{k,j} R_{k-j} \right|^2 \quad (23)$$

여기서  $Z_k$ 는 결정 제한 등화에 의해 부분 등화된 신호이며,  $\{\hat{H}_{k,j}, j=0,1,\dots,V-1\}$ 는  $k$ 번째 상태  $s_k$ 에서 채널 추정에 의한 채널 계수를 나타낸다.  $\{R_j, j=0,1,\dots,V-1\}$ 는 상태  $s_k$ 를 위한 최근  $V$ 개의 입력 열들이다.

$i$ 번째 OFDM 심벌의 등화된 심벌 열을  $\{\hat{R}_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 이라 하고 검출된 심벌

열을  $\{R_{i,l}, l=0,1,\dots,N-1\}$ 이라 하면  $i$ 번째 OFDM 심벌 블록에서 추정되어진 주파수 오프셋  $\hat{\epsilon}_i$ 은 식 (18)에서 변수  $\hat{\omega}$ 와  $\hat{X}$ 를 각각  $\hat{R}$ 과  $\hat{R}$ 로 바꿈으로서 얻을 수 있다.

따라서 식(18)에 따라 주파수 오프셋  $\epsilon_{i+1}$ 이 추정되어진다면  $i+1$ 번째 OFDM 심벌의 주파수 오프셋이 크더라도 DFSE에 의해 더 정확한 주파수 오프셋 보상을 얻을 수 있다. 또한 이렇게 얻은 DFSE의 주파수 오프셋 추정은 기존의 MLSE에 의한 주파수 오프셋 추정에 비해 전체 OFDM 시스템을 간략화 시키는 장점을 지닌다.

#### IV. 모의 실험 결과 및 검토

본 장에서는 주파수 오프셋을 갖는 OFDM 시스템에서 결정 제한 시퀀스 등화기의 성능을 모의 실험한다. 이 논문의 목적은 DFSE를 기반으로 한 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 보상능력을 기존에 제안되었던 MLSE를 기반으로 한 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 보상능력과 비교하는 것이다. 따라서 모의 실험을 간략화하기 위해 실험 환경을 아래와 같은 특정 변수들로 정하고 두 시스템의 BER 성능을 비교 분석하여 본 논문에서 제시한 DFSE를 기반으로 한 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 보상이 MLSE를 기반으로 한 OFDM 시스템에 비해 떨어지지 않는 성능을 보이면서 복잡도는 크게 줄일 수 있음을 보인다. 결정 제한 시퀀스 등화의 모의 실험을 위한 변수는 다음과 같다.

- 부 반송파의 수  $N$  : 10
- 각 부 채널을 위한 변조 : BPSK
- 채널의 임펄스 응답

채널 A :

$$(H_0=1, H_1=0.5, H_2=0.25, H_3=0.1)$$

(즉, 간섭항의 개수 $\xi$  = 3)

채널 B :

$$(H_0=1, H_1=0.75, H_2=0.5, H_3=0.25,$$

$H_4=0.1)$ (즉, 간섭항의 개수 $\xi$  = 4)

- 적응 알고리즘 : LMS
- OFDM 심벌 블록의 수 : 25(학습구간) + 1000(정보 구간)
- 적응 상수  $\Delta$  : 0.008

DFSE와 MLSE를 이용한 주파수 오프셋 보상의 실험 결과가 그림 5부터 그림 8까지 나타나 있다. 그림 5와 그림 6은 임펄스 응답이 4개인 채널 A의

상태이며 그림 7과 그림 8은 채널 A와 임펄스 응답이 5개인 채널 B의 상태를 비교한다. 그림 5에서 DFSE(V=2)에 의해 주파수 오프셋( $\epsilon=0.2, 0.3$ )이 보상되었을 때 그렇지 않은 경우에 비해 BER(Bit Error Rate)성능이 향상되었음을 알 수 있다. 주파수 오프셋이 클 때 OFDM의 성능저하는 더 커지며 DFSE를 통해 SNR에 따른 BER 성능이 5dB 정도 보상된다.

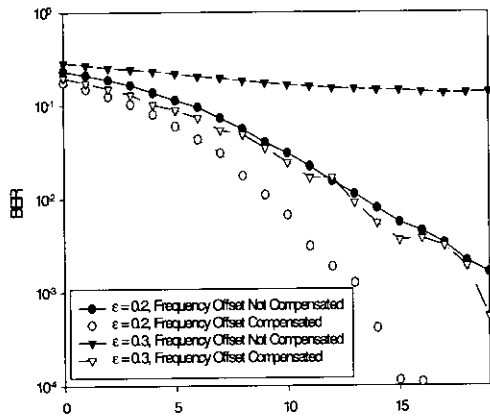


그림 5. 주파수 오프셋( $\epsilon = 0.2, 0.3$ )을 보상하지 않을 때의 BER 성능과 DFSE(V=2)를 통해 주파수 오프셋을 보상한 BER 성능의 비교

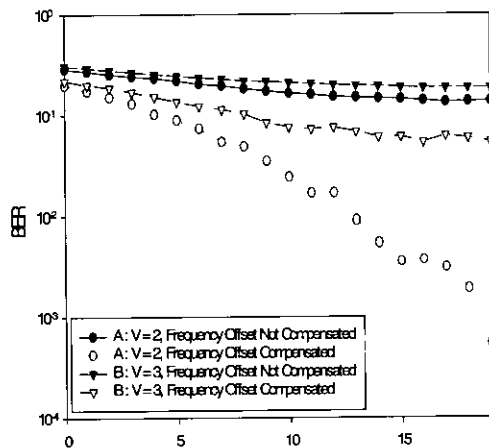


그림 6. 채널 A와 채널 B에서 주파수 오프셋( $\epsilon = 0.3$ )을 보상하지 않을 때의 BER 성능과 DFSE를 통해 주파수 오프셋을 보상한 BER 성능의 비교

그림 6에서는 DFSE(V=2)와 MLSE(V=3)에 의해 주파수 오프셋( $\epsilon=0.2$ )이 보상되었을 때 BER 성능이 향상되며 DFSE(V=2)와 MLSE(V=3)간의 BER 성능은 크게 차이나지 않음을 알 수 있다. 따라서

DFSE를 사용한 주파수 오프셋의 보상이 성능 대 복잡도의 면에서 우수하다. 그림 7과 그림 8은 채널 A와 채널 B에서의 DFSE의 성능을 비교한다. 채널 B가 채널 A보다 채널 임펄스 응답에 의해 발생하는 간섭성분  $\xi$ 가 더 많으므로 주파수 오프셋에 의한 OFDM 시스템의 성능이 저하되는 정도가 더 크다. 또한 DFSE를 통해 OFDM의 성능 저하를 보상하는 정도가 작아지고 SNR의 증가에 따른 BER의 감소되는 양도 작아지므로 간섭 성분이 적을수록 DFSE를 사용한 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 보상 효과가 커짐을 알 수 있다.

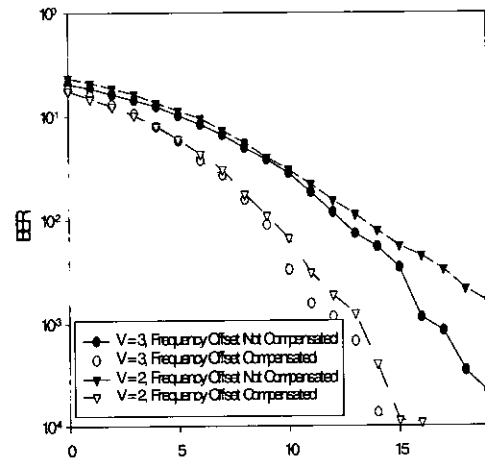


그림 7. 주파수 오프셋( $\epsilon = 0.2$ )을 보상하지 않을 때의 BER 성능과 MLSE(V=3)와 DFSE(V=2)를 통해 주파수 오프셋을 보상한 BER 성능의 비교

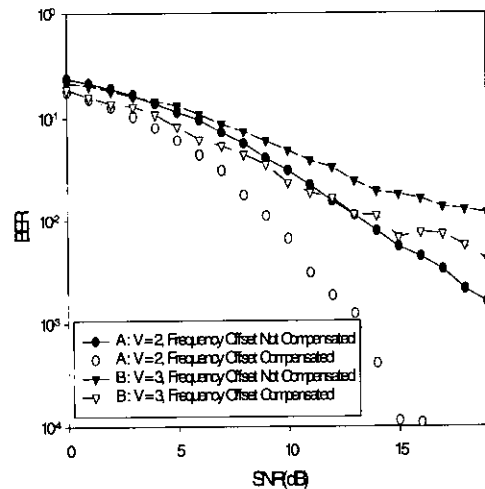


그림 8. 채널 A와 채널 B에서 주파수 오프셋( $\epsilon = 0.2$ )을 보상하지 않을 때의 BER 성능과 DFSE를 통해 주파수 오프셋을 보상한 BER 성능의 비교

## V. 결론

OFDM은 인접 심벌간 간섭이나 임펄스 잡음등의 채널 왜곡을 갖는 환경에서 높은 데이터 율을 가지고 전송하기에 효율적인 방식이지만 송·수신기간의 주파수 오프셋으로 인해 시스템의 성능이 크게 저하된다. 본 논문에서 신호의 등화를 위하여 주파수 영역에서 사용하는 결정 궤환 시퀀스 등화기는 DFE를 통해 부분적으로 등화된 신호로 최우 시퀀스 추정을 수행하여 주파수 오프셋을 보상한다. DFSE는 DFE에 비해 개선된 성능을 가지고 MLSE가 갖는 복잡도는 줄임으로써 다중 경로 페이딩 채널에서의 OFDM 시스템의 성능을 개선시킨다.

## 참고 문헌

- [1] John G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1989.
- [2] R. W. Chang and R. A. Gibby, "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, Vol. COM-16, No.4, pp. 529-540, Aug. 1968.
- [3] J. Ahn and H. S. Lee, "Frequency Domain Equalization Of OFDM Signals Over Frequency Nonselective Rayleigh Fading Channels." *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 16, pp.1476-1477, 5th August 1993.
- [4] A. D. Hallen and C. Heegard, "Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 37, No. 5, pp. 428-436. May 1989.
- [5] W. U. Lee and F. S. Hill, "A Maximum-Likelihood Sequence Estimator with Decision-Feedback Equalization," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-25, No.9, pp.971-979, Sept. 1977.
- [6] J. Rinne and M. Renfors, "An Equalization Method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems in Channels with Multipath Propagation, Frequency Offset and Phase Noise," *Proc. IEEE GLOBECOM'96*, London, pp. 1442-1446, Nov. 1996.
- [7] Paul H. Moose., "A Technique for Orthogonal

Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, No. 10, pp. 2908-2914. October. 1994.

장 세 현(Se Hyun Chang)

정회원



1999년 2월 : 한양대학교  
공과대학 전자통신공학과  
(공학사)  
2001년 2월 : 한양대학교 대학원  
전자전기컴퓨터공학과  
(공학석사)

2001년 1월~현재 : 기가 텔레콤 근무중  
<주관심 분야> 디지털통신, 확산대역통신, PCS,  
IMT-2000

박 상 규(Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교  
전기공학 (공학사)  
1980년 5월 : Duke University  
통신공학 (공학석사)  
1987년 5월 : University of  
Michigan 통신공학  
(공학박사)

1976년 7월~1978년 10월 : 국방과학연구소  
1990년 8월~1991년 8월 : University of Southern  
California 객원교수  
1987년 3월~현재 : 한양대학교 공과대학  
전자전기컴퓨터공학부 교수  
<주관심 분야> 디지털통신, 확산대역통신, 부호이론,  
PCS, IMT-2000  
e-mail : skpark@hanyang.ac.kr