

논문 2006-43TC-12-8

# 직교 주파수 분할 다중화 시스템을 위한 위상 오차 추적 (Phase Tracking for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems)

전 태 현\*

(Taehyun Jeon)

## 요 약

본 논문에서는 고속무선통신에 널리 사용되고 있는 직교 주파수 분할 다중화 데이터 전송시스템에서 반송파주파수 오프셋(Offset)에 의한 잔류 위상 오차와 샘플링 주파수 오프셋에 의한 잔류 오차를 추적하고 보상하는 알고리즘을 제안한다. 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서는 서로 직교성을 가지는 부반송파들이 디지털 데이터에 의해 변조되어 동시에 전송된다. 반송파 주파수 오프셋이 존재하는 경우에는 신호 대 잡음비의 감소 그리고 인접 부반송파의 간섭 등이 발생한다. 또한 송신단과 수신단에서의 샘플링 주파수의 차이로 인한 샘플링 시점의 오차도 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 성능저하의 주요한 요인으로 작용한다. 반송파 주파수의 오차와 샘플링 주파수의 오차는 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 중요한 성질중의 하나인 직교성 상실을 초래하며 이는 '성능저하의 원인으로 작용하므로 수신단에서는 지속적으로 잔류 오차를 추적하여 보상해 주는 방식의 적용이 필수적이다. 본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 무선 채널 환경에서 파일럿 데이터뿐만 아니라 채널이득 정보 및 페이로드 데이터를 주파수 오차 추정에 반영하여 추정오차를 줄이고 이 추정값을 주파수 오차 보상에 반영하여 성능 향상을 달성할 수 있는 방식을 제안한다.

## Abstract

This paper proposes the algorithm for tracking of the residual phase errors incurred by carrier frequency offset and sampling frequency offset in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems which are suitable for high data rate wireless communications. In the OFDM systems the subcarriers which are orthogonal to each other are modulated by digital data and transmitted simultaneously. The carrier frequency offset causes degradation of signal to noise ratio(SNR) performance and interference between the adjacent subcarriers. The errors in the sampling timing caused by the sampling frequency difference between the transmitter and the receiver sides also cause a major performance degradation in the OFDM systems. The residual error tracking and compensation mechanism is essential in the OFDM system since the carrier and the sampling frequency offset cause the loss of orthogonality resulting in the system performance loss. This paper proposes the scheme where the channel gain and the payload data information are reflected in the residual error tracking process which results in the reduction of the estimation error and the tracking performance improvements under the frequency selective fading wireless channels.

**Keywords :** OFDM, carrier frequency offset, sampling frequency offset, phase error tracking

## I. 서 론

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템은 여러 개의 데이터 심볼을 동시에 서로 직교성을 가지는 부반송파들(Subcarriers)을 통하여 전송함으로써 고속의 전송률을 달성할 수 있고 고속의 무선 통신 채널에서 성능

저하의 원인 중의 하나인 전파의 다중경로로 인한 인접 심볼간의 간섭(Intersymbol Interference)에 강한 장점이 있다<sup>[1]</sup>.

일반적인 동기방식(Synchronous) 디지털 무선 통신 시스템에서와 마찬가지로 송신단과 수신단간의 반송파 주파수 차이 그리고 송수신단에서 A/D 및 D/A 연산에 수반되는 샘플링 주파수 차이는 시스템 성능에 중요한 역할을 한다. 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 이러한 오차는 인접 부반송파들 간의 직교성의 파괴의 원인이 되며 이로 인한 부반송파들 간의 간섭이 발생한다.

\* 정회원, 서울산업대학교 전기공학과  
(Dept. of Electrical Engineering, SNUT)

※ 본 연구는 산자부 부품·소재기술개발사업의 연구 결과로 수행되었음

접수일자: 2006년8월16일, 수정완료일: 2006년12월12일

반송파 주파수 오차나 샘플링 주파수의 오차로 인한 위상의(Phase) 오차를 추정하는 방법에는 크게 파일롯 신호(Pilot)와 같이 미리 알려진 데이터의 정보를 이용하는 방법과 페이로드(Payload) 데이터를 복원하여 그 정보를 이용하는 방법이 있다<sup>[2][3]</sup>. 파일롯 신호를 이용하는 경우는 수신단에서 미리 알고 있는 정보를 이용하기 때문에 좀 더 정확한 위상 추정을 할 수 있는 반면 제한된 수의 일부 부반송파에만 고정되어 위치하고 그 부반송파의 채널 이득이 작은 경우 추정치의 신뢰도가 낮아지게 된다. 페이로드 데이터를 이용하는 경우 많은 양의 정보를 이용할 수 있고 지속적인 위상 추적(Tracking)을 통하여 잔여위상 오차가 크지 않은 경우 오류율이 낮은 신호의 정보를 이용할 수 있는 이점이 있다.

본 논문에서는 주파수 영역 등화기를 통과한 수신신호를 바탕으로 각 부반송파에서 얻어진 위상 오차의 추정치에 채널이득 값에 비례하는 가중치를 주어 향상된 신뢰도를 가진 위상 추정치를 구하는 방식과 이를 사용한 연속적인 위상 오차 추적 방식을 제안한다. 본 논문에서는 제안된 방법에 대한 이해를 돕기 위해 현재 OFDM 방식이 적용되어 운영되고 있는 근거리 무선전송시스템의 하나인 IEEE 802.11a/g 표준 기반 패킷구조를 가정하였으나 제안된 방식의 적용범위는 이 시스템에 국한되지 않는다<sup>[4, 5]</sup>. 이 시스템에서는 패킷의 초기에 프리엠블에서 제공되는 주기적으로 반복되는 신호를 가지고 반송파주파수 오프셋을 어느 정도의 수준까지 줄일 수 있으며 이러한 초기 오프셋 보상 후 잔여오차는 제안된 오차추정 및 추적 알고리즘에 의해 보상될 수 있다. 본 논문의 구성은 먼저 OFDM 시스템에서의 반송파 주파수와 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 위상 오차 검출방법을 설명하고 이를 보상하는 방법을 논한다. 또한 위에서 가정한 근거리무선통신 시스템의 패킷구조에 제안된 방법을 적용한 성능분석 시뮬레이션과 결론으로 마무리 된다.

## II. 위상 오차 검출기

### 1. 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상 오차

하나의 OFDM 심볼 내에서 반송파 주파수 오프셋(Carrier Frequency Offset; CFO)에 의한 위상 오차의 변화가 작다고 가정하면 주파수 영역의 각 부반송파에서의 오차는 같다고 볼 수 있다. 여기서는 그 오차들의 평균을 CFO에 의한 위상 오차라고 정의한다. 그러

므로 위상 오차 검출기는 우선 오차 추정에 사용할 각 부반송파에 위치하고 있는 수신신호의 위상 오차를 추정한 후 이것들의 평균을 취한다. 만약 부반송파들 중 파일롯이 위치한 부반송파들만 추정에 사용할 경우 추정 위상 오차는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_i = \frac{1}{N_p} \sum_{j \in \{pilot\_index\}} \phi_{i,j} \quad (1)$$

여기서 *pilot\_index*는 전체 부반송파 중 파일롯이 위치한 부반송파의 인덱스를 나타내며  $N_p$ 는 파일롯의 개수를 나타낸다. IEEE 802.11a/g 시스템의 경우에는 *pilot\_index*는  $\{-21, -7, 7, 21\}$  중 하나의 값을 가지며  $N_p = 4$ 이다. 또한  $\phi_{i,j}$ 는 수신신호  $y_{i,j}$ 에 포함되어 있는 위상 오차의 추정값을 나타내며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_{i,j} = \arg\{y_{i,j} a_{i,j}^*\} \quad (2)$$

여기서  $y_{i,j}$ 는  $i^{th}$  OFDM 심볼의  $j^{th}$  부반송파에 해당하는 수신 신호이다. 또한  $y_{i,j}$ 는 주파수 영역에서의 등화기(FEQ)와 패킷의 초기 부분에 위치한 프리엠블을 사용하여 CFO를 보상 후 잔류오프셋을 포함하는 신호를 가정한다. 또한  $a_{i,j}^*$ 는 해당 심볼의 부반송파에 위치한 파일롯 신호의 공액복소수 값을 나타낸다. 파일롯 신호  $a_{i,j}$ 는 수신단에서 이미 알고 있는 값이다.

파일롯 이외의 신호를 위상 오차 추정에 이용하는 경우는 파일롯 신호의 경우와는 달리 수신신호를 바탕으로 송신된 페이로드 데이터를 검출해 이를 사용하여야 한다. 이 경우 위상 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}_i = \frac{1}{N_d} \sum_{j \in \{data\_index\}} \phi'_{i,j} \quad (3)$$

$$\phi'_{i,j} = \arg\{y_{i,j} \hat{x}_{i,j}^*\} \quad (4)$$

여기서 데이터 인덱스는 IEEE 802.11a/g 시스템을 가정할 때 -26에서 26까지의 정수 값 중 48개의 값에 해당하며 파일롯이 위치한 4개의 인덱스 값과 부반송파로서 사용하지 않는 DC의 위치를 제외한 값에 해당한다<sup>[4][5]</sup>.  $N_d$ 는 데이터가 포함된 부반송파의 수를 나타낸다. 또한  $\hat{x}_{i,j}^*$ 는 주파수영역 등화기와 프리엠블을 이용한 초기 CFO보상이 이루어진 수신신호  $y_{i,j}$ 을 바탕으로 검출된 송신 데이터의 추정값의 공액복소수 값이다. 여기서

는 수신된 신호와 이론적인 정상도 상의 값과의 유클리디언 거리를 비교하여 가장 가까운 거리에 해당하는 이론값을 추정치  $\hat{x}_{i,j}^*$ 로 정한다.

$$\hat{x}_{i,j} = \arg \min_{x_{i,j}} |y_{i,j} - x_{i,j}|^2 \quad (5)$$

파일럿 신호와 페이로드 데이터 값을 모두 이용한 위상 추정값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}_i = \frac{\sum_{j \in \{pilot\_index\}} \phi_{i,j} + \sum_{j \in \{data\_index\}} \phi'_{i,j}}{N_p + N_d} \quad (6)$$

채널정보를 위상 옵셋 추정에 이용하는 경우는 각 부반송파에서 추정된 위상 오차 값에 채널응답의 크기를 곱하여 가중치를 둔다. 이 경우 채널이득이 작은 부반송파의 경우는 상대적으로 가중치가 작게 그리고 이득이 큰 부반송파의 경우는 상대적으로 가중치가 크게 위상 오차추정에 기여하기 때문에 보다 신뢰성 있는 추정이 가능하다.

$$\hat{\theta}_i = \frac{\sum_{j \in \{pilot\_index\}} |\hat{H}_j|^2 \phi_{i,j} + \sum_{j \in \{data\_index\}} |\hat{H}_j|^2 \phi'_{i,j}}{N_p \sum_{j \in \{pilot\_index\}} |\hat{H}_j|^2 + N_d \sum_{j \in \{data\_index\}} |\hat{H}_j|^2} \quad (7)$$

여기서  $\hat{H}_j$ 는 패킷의 초기에 프리앰블을 이용하여 추정된  $j^{th}$  부반송파에서의 채널응답 값이다.

## 2. 샘플링 주파수 오프셋에 의한 위상 오차

시간 영역에서 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우 이러한 옵셋의 영향은 주파수 영역에서 주파수가 증가함에 따라 선형적으로 증가하거나 감소하는 특성으로 나타난다. 여기서 직선의 기울기는 시간 축 상에서 샘플링 주파수 옵셋에 해당한다. 예를 들어 시간 축 상에서  $\tau T_s$  만큼의 샘플링 시점의 오차가 존재하는 경우 수신 신호  $y(t)$ 을  $T_s$ 의 시간주기로 샘플링 한 경우 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t - \tau T_s)|_{t=nT_s} = y[(n - \tau)T_s] = y_{n-\tau} \quad (8)$$

여기서  $T_s$ 는 샘플링 간격을 나타낸다. 위의 시간 축 상에서의 샘플을 N-point FFT를 취하여 주파수 영역에서 나타내면 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$y_{n-\tau} \leftrightarrow Y_k e^{j2\pi\tau k/N} \quad (9)$$

여기서  $Y_k$ 는 옵셋이 존재하지 않는 수신신호  $y_k$ 의 N-point FFT 값이다. 식에서 보는 바와 같이 주파수 영역에서 위상 오차  $2\pi\tau k/N$ 는 부반송파 인덱스  $k$ 에 비례하고  $\tau$ 에 비례하는 기울기를 가지고 선형적으로 증가(감소)함을 볼 수 있다. 만약 샘플링위상의 크기가 일정하고 변하지 않는다면 이 오차는 채널추정을 바탕으로 한 FEQ에 의해 패킷의 시작 부분에서 보상이 되기 때문에 오차 추정의 필요가 없어진다. 그러나 샘플링 위상 옵셋의 양이 시간에 따라 증가하거나 감소한다면 이러한 샘플링 주파수 옵셋에 대한 추적이 필요하다. IEEE 802.11a/g 시스템 규격(샘플간 간격 50ns)에서 허용하는 최대 샘플링 주파수 옵셋 차이인 40ppm을 가정하면 인접한 샘플간의 샘플링간격의 차이는 2ps에 불과하다. 위의 결과로 볼 때 한 OFDM 심볼 안에서는 샘플링 주파수 옵셋으로 인한 위상 오차가 거의 변함없음을 볼 수 있다. 이러한 가정 하에서 샘플링 주파수 옵셋에 의한 위상 오차는 위에서 언급되었듯이 주파수 영역에서 부반송파 인덱스에 선형적으로 비례하여 나타나며 그 직선의 기울기를 추정함으로써 보상될 수 있다.

파일럿 신호를 이용한 기울기 검출은 파일럿 신호가 위치한 부반송파에의 인덱스와 그 반송파에서의 위상 오차를 가지고 최적의 직선을 추정하여 구한다. Linear regression방법을 사용하는 경우 최적의 기울기 추정값  $\hat{a}_i$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{a}_i = \frac{\sum_{j \in \{pilot\_index\}} j \cdot \phi_{i,j}}{\sum_{j \in \{pilot\_index\}} j^2} \quad (10)$$

여기서  $i$ 와  $j$ 는 각각 OFDM 심볼 인덱스와 부반송파 인덱스를 나타낸다. 또한  $\phi_{i,j}$ 는 수신신호  $y_{i,j}$ 에 포함되어 있는 위상 오차의 추정값을 나타내며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_{i,j} = \arg\{y_{i,j} a_{i,j}^*\} \quad (11)$$

위에서 언급되었듯이  $y_{i,j}$ 는 주파수 영역에서의 등화(FEQ)와 프리앰블을 사용한 초기 단계의 Coarse/Fine CFO 보상 후 잔류 옵셋을 포함하는 신호이다. 마찬가지로  $a_{i,j}^*$ 는 해당 심볼의 부반송파에 위치한 파일럿 신호의 공액복소수 값을 나타낸다.

페이로드 데이터를 이용한 위상 오차 검출을 위해서는 위에서 정의된 식 (3), (4) 및 (5)을 사용할 수 있으

며 이 경우 추정값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\alpha}_i = \frac{\sum_{j \in \{\text{pilot\_index}\}} j \cdot \phi_{i,j} + \sum_{j \in \{\text{data\_index}\}} j \cdot \phi'_{i,j}}{\sum_{j \in \{\text{pilot\_index}\}} j^2 + \sum_{j \in \{\text{data\_index}\}} j^2} \quad (12)$$

채널정보를 기울기 추정에 이용하는 경우는 각 부반송파에서 추정된 값에 채널이득의 크기의 제곱 값을 반영하여 가중치를 두어 계산한다.

$$\hat{\alpha}_i = \frac{\sum_{j \in \{\text{pilot\_index}\}} |\hat{H}_j|^2 \cdot j \cdot \phi_{i,j} + \sum_{j \in \{\text{data\_index}\}} |\hat{H}_j|^2 \cdot j \cdot \phi'_{i,j}}{\sum_{j \in \{\text{pilot\_index}\}} (|\hat{H}_j|^2 + |\hat{H}_{-j}|^2) \cdot j^2 + \sum_{j \in \{\text{data\_index}\}} (|\hat{H}_j|^2 + |\hat{H}_{-j}|^2) \cdot j^2} \quad (13)$$

여기서는 linear regression 방법을 사용하면서 기울기 추정에 이용되는 샘플 값들의 인덱스 분포가 서로 대칭으로 존재한다고 가정하였다. 다시 말하면 인덱스  $j$ 에 해당하는 부반송파가 사용되면 반드시  $-j$ 에 해당하는 부반송파가 반드시 사용되는 가정이다. 이 가정을 감안하여 가중치를 적용하면 기울기의 추정치는 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 사용된 index+는 양의 값을 가지는 부반송파의 위치를 나타낸다. 위에서 언급한 것과 같이 여기서  $\hat{H}_j$ 는 패킷의 초기에 프리앰블을 이용하여 추정된  $j^{\text{th}}$  부반송파에서의 채널응답 값이다.

### III. 위상 오차 보상기의 구조

#### 1. 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상 오차 추적

위상 오차 추적 블록은 크게 위상 오차 검출기(Phase Detector), 루프필터(Loop Filter), Digital VCO(DVCO)로 구성되어 있다. 루프필터의 역할은 검출된 위상 오차를 보상 시켜 주기 위해서 먼저 불필요한 대역의 잡음을 제거하는 역할을 한다<sup>[6]</sup>.

그림 2는 2차 루프필터의 블록도를 나타낸다. 여기서  $D$ 는 단일 샘플 지연기를 나타낸다.  $\theta_k$ 는 위상 오차

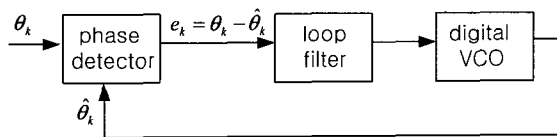


그림 1. 위상 오차 추적을 위한 Digital Phase Lock Loop(DPLL)

Fig. 1. Digital Phase Lock Loop(DPLL) for phase error tracking.

이며  $\hat{\theta}_k$ 는 위상 오차의 추정치이며 루프필터와 DVCO를 통과한 값으로서 다음 번 샘플에 포함되어 있는 음셋을 보상하는데 사용된다. DVCO는  $D/(1-D)$ 의 전달함수를 가지며 루프필터를 통과한 위상 오차( $e_k$ )를 누적시키는 역할을 한다. 전체 추적 루프의 주파수 특성을 보여주는 전달함수  $\hat{\Theta}(D)/\Theta(D)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\hat{\Theta}(D)}{\Theta(D)} = \frac{(\mu_p + \mu_l)D - \mu_p D^2}{1 + (\mu_p + \mu_l - 2)D + (1 - \mu_p)D^2} \quad (14)$$

위상 오차( $e_k$ )와 추정치  $\hat{\theta}_k$ 사이의 전달함수는 위상 오차 보상을 위한 식을 구하는데 필요하며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\hat{\Theta}(D)}{E(D)} = \frac{(\mu_p + \mu_l)D - \mu_p D^2}{1 - 2D + D^2} \quad (15)$$

시간 축 상에서 이것을 다시 차분방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_{k+1} = 2\hat{\theta}_k - \hat{\theta}_{k-1} + (\mu_p + \mu_l)e_k - \mu_p e_{k-1} \quad (16)$$

위에서 추정된 위상음셋  $\hat{\theta}_k$ 는 수신 신호  $y_{k,j}$ 에 포함되어있는 음셋을 보정하는 데 사용된다. 주파수 영역의 각 부반송파에서 보정 방법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y'_{k,j} = y_{k,j} e^{-j\hat{\theta}_k} \quad (17)$$

여기서  $y_{k,j}$ 는  $k^{\text{th}}$  OFDM 심볼의  $j^{\text{th}}$  부반송파에 해당하는 수신신호이며  $y'_{k,j}$ 는 추정된 위상음셋  $\hat{\theta}_k$ 을 보정해 준 신호에 해당한다.

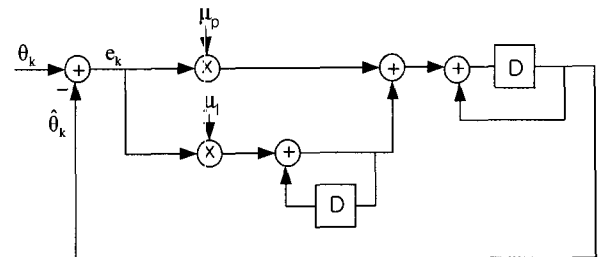


그림 2. 잔류 반송파 주파수 오프셋 추적을 위한 디지털 PLL

Fig. 2. DPLL for residual CFO tracking.

2. 샘플링 주파수 오프셋에 의한 위상 오차 추적

샘플링 주파수 오프셋을 보상하기 위한 DPLL 루프는 앞서 설명한 CFO 보상을 위한 DPLL 루프의 구조와 유사하나 오프셋의 변화 정도에 맞는 루프대역폭을 결정하는 루프필터의 계수는 달라질 수 있다. 여기서는 기울기  $\alpha$ 를 추정하는 DPLL 을 구성하였으며 기울기 갱신을 위한 방정식을 시간 축 상에서 차분 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\alpha}_{k+1} = 2\hat{\alpha}_k - \hat{\alpha}_{k-1} + (\gamma_p + \gamma_i)e'_k - \gamma_p e'_{k-1} \quad (18)$$

위에서 추정된 위상의 기울기  $\hat{\alpha}_k$ 는 수신 신호  $y_{k,j}$ 에 포함되어 있는 샘플링 주파수 오프셋에 의한 위상 오차를 보상하는 데 사용된다. 주파수 영역의 각 부반송파에서 보상 방법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y'_{k,j} = y_{k,j} e^{-\sqrt{-1}(\hat{\alpha}_k \cdot j)} \quad (19)$$

여기서  $y_{k,j}$ 는  $k^{th}$  OFDM 심볼의  $j^{th}$  부반송파에 해당하는 수신신호이며  $y'_{k,j}$ 는 추정된 위상 오차  $\hat{\alpha}_k \cdot j$ 을 보상해 준 신호에 해당한다.

만약 하나의 OFDM 심볼 안에서 보정해 주어야 할 최대와 최소 위상 오차의 값이 시간 축 상에서 한 심볼 간격이상에 해당하는 경우는 다음과 같이 보정한다. 최대와 최소값의 차에 해당하는 오차의 양에 해당하는 값을  $2\pi$ 의 정수배에 해당하는 값  $n_k$ 와 그 나머지 값으로 나누어 정수배에 해당하는 값은 FFT 윈도우를 움직여 오프셋을 보상하는 데 쓰이며 나머지 값으로는 위에서 설명한 부반송파 별로 위상 오차를 보상해 주는 방법을 따른다. 다음 식은 FFT 윈도우를 조정하는 파라미터  $n_k$ 를 구하는 식과 그 나머지의 오차 값  $m_k$ 를 구하는 방법을 설명한다. 위상 오차의 기울기  $\hat{\alpha}_k$ 를  $n_k$ 값과  $m_k$ 값의 함수로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\alpha}_k = n_k \left( \frac{2\pi}{N} \right) + m_k \quad (20)$$

여기서 정의된  $n_k$ 값과  $m_k$ 값을 바탕으로 FFT 윈도우의 시작점과 부반송파별 위상 오차를 구하여 보상한다.

$$w_k = w_{k-1} + n_k \quad (21)$$

$$\hat{\alpha}_k \leftarrow m_k = \hat{\alpha}_k - n_k \left( \frac{2\pi}{N} \right) \quad (22)$$

여기서  $w_k$ 는 새로 보상된 FFT 윈도우의 시작점을 나타내며 이러한 시작점 보상을 제외한 위상 오차는  $m_k$ 값에 의해 새롭게 갱신된  $\hat{\alpha}_k$ 에 의해 보상되게 된다. 만약  $n_k = 0$ 인 경우는 위상 오차의 기울기 추정에 의해 구해진 값  $\hat{\alpha}_k$ 가 그대로 사용되게 되며 FFT 윈도우의 시작점  $w_k$ 은 그 전 샘플링 시점의 값  $w_{k-1}$ 을 유지하게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과

위에서 설명한 추적 알고리즘을 가지고 AWGN 환경과 다중경로 페이딩 채널에서의 BER 시뮬레이션을 시행하며 여기서 성능이 비교된 방식은 다음과 같다.

1. 반송파 주파수 오프셋이나 샘플링 주파수 오프셋이 없는 경우(Ideal case)
2. 파일럿 심볼에 의한 추정과 보상(Pilot)
3. 검출된 페이로드 심볼정보 및 파일럿 심볼에 의한 위상오프셋 추정과 보상(Decision + Pilot)
4. 검출된 페이로드 심볼정보 및 파일럿 심볼을 이용한 방법에 채널상태정보를 이용한 추정과 보상(Decision + Pilot + CSI)

모든 시뮬레이션의 경우 IEEE 802.11a/g에서 허용하는 최대의 반송파 주파수 오프셋(40ppm)와 샘플링 주파수 오프셋(40ppm)을 각각 가정한다. 하나의 패킷 당 500 Byte 의 데이터를 가정했으며 데이터 전송률은 6 Mbps(BPSK 변조방식)을 가정한다.

AWGN 채널의 경우 파일럿 심볼을 이용한 경우 BER 시뮬레이션 결과 이상적인 경우와 비교하여 BER=  $10^{-4}$ 에서 1.6dB의 성능저하를 보인다. 파일럿과 페이로드 데이터 심볼의 검출 값을 가지고 추적을 했을 경우는(Decision+Pilot) 0.5dB의 성능저하를 보인다. 채널의 정보를 위상 추정에 이용했을 경우 역시 0.5dB의 성능저하를 보인다. 이 결과는 AWGN 환경에서는 채널의 정보가 오차 추적의 성능에 별다른 영향을 주지 않는 것을 보여준다. 또한 검출된 데이터의 정보 대신 실제의 데이터를 사용했을 경우(True Data Aided)와 검출된 데이터를 이용한 시스템을 비교하여 0.1dB 내외의 성능을 보인다.

다중경로 페이딩 채널에서도 시뮬레이션이 실행된다. 이 때 RMS 지연확산 값은 50ns로 가정하고 BER 시뮬

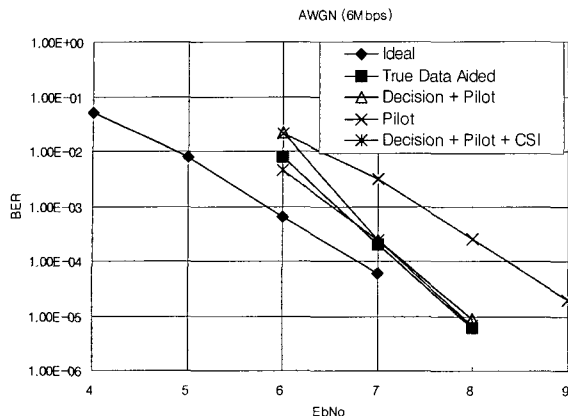


그림 3. AWGN 채널을 위한 비트 오류율 시뮬레이션 결과

Fig. 3. BER Simulation results for AWGN.

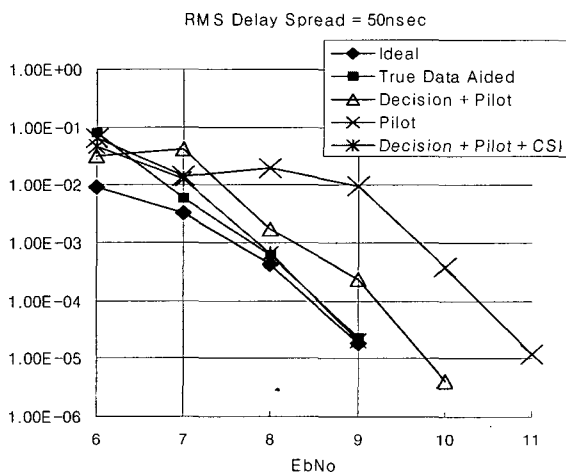


그림 4. RMS 지연확산 값이 50ns 일 때의 비트오류율 시뮬레이션 결과

Fig. 4. BER Simulation results for RMS Delay Spread = 50ns.

레이션을 수행한 결과  $BER=10^{-4}$ 에서 옅이 없는 이상적인(Ideal) 경우와 비교하여 파일럿 신호를 이용한 경우 1.9dB의 성능저하, 페이로드 데이터 검출 및 파일럿을 함께 사용하는 경우(Decision+Pilot)는 0.7dB의 성능저하를 보인다. 반면 이 방법에 채널정보를 포함시켜 추적을 한 경우(Decision+Pilot+CSI)는 이상적인 경우와 거의 같은 BER 성능을 보인다. 제안된 방법을 포함한 모든 방식에 대한 시뮬레이션을 위해서는 위에서 설명한 루프필터의 계수가 최적의 성능을 보이도록 조정되었다. 시뮬레이션 결과에서 나타나듯이 채널의 영향이 없을 경우(AWGN)에는 채널정보(CSI)를 추적과정에 포함시키는 것이 성능향상에 영향을 주지 않는다. 반면 채널정보(CSI)가 주파수 선택적인 페이딩 채널에 사용될

경우 1.0dB에 가까운 성능향상을 보임을 알 수 있다. 또한 채널의 영향에 관계없이 페이로드 데이터의 정보를 파일럿 정보와 함께 사용할 경우 성능은 파일럿 데이터만 사용할 경우에 비하여 1.0dB 이상의 성능향상을 보인다. 단 SNR이 높지 않은 경우에는 페이로드로부터 나오는 정보가 그다지 신뢰성 면에서 높지 않기 때문에 파일럿만 사용하는 경우와 비교하여 성능향상을 기대하기 어려우며 시뮬레이션 결과에도 이러한 현상을 관찰할 수 있다(그림 3 및 4 참조).

## V. 결 론

본 논문에서는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템의 수신단에서 반송파 주파수 오차와 샘플링 주파수 오차로 인한 위상 오차 추정과 추적방법을 적용하여 성능 향상을 얻을 수 있는 방식을 제안한다. 제안되는 방식에서는 반송파의 이득에 따라 추정값에 가중치를 주어 계산하는 방식을 채택하여 최종 추정치의 신뢰도가 높아지며 그로 인하여 전체적인 시스템의 성능 향상을 기대할 수 있다. 고속 무선통신채널의 주요한 성능저하의 원인으로 작용하는 AWGN 잡음 및 다중경로 페이딩 채널 환경 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 BER 성능분석 결과를 바탕으로 기존의 파일럿 데이터만을 활용하는 방식에 비해 성능 향상이 달성됨을 검증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 4-14, May. 1990.
- [2] D. Matic et. al., "OFDM Synchronization based on the phase rotation of sub-carriers," *IEEE VTC'00*, Spring, pp. 1260-1294, 2000.
- [3] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng and Z. Cao, "Timing Recovery for OFDM Transmission," *IEEE Journal on Selective Areas in Communications*, vol. 8, no. 11, pp. 2278-2291, Nov. 2000.
- [4] "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band," *IEEE Std 802.11a*, 1999.
- [5] "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification: Further High-speed Physical Layer in the 2.4GHz Band,"

IEEE Std 802.11g, 2003.

- [6] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, "Digital Communication," Kluwer Academic Publishers, Boston, 1990.
- [7] A. Oppenheim and R. Schafer, "Discrete-Time Signal Processing," Prentice Hall, 1989.

---

저 자 소 개

---



전 태 현(정회원)

1989년 연세대학교 전기공학과 졸업

1993년 U. of Minnesota, MSEE

1997년 U. of Minnesota, Ph. D.

1997년~1998년 Motorola Inc, San Jose, CA

1998년~2001년 Texas Instruments Inc, CA

2002년~2005년 한국전자통신연구원(ETRI)

2005년~현재 서울산업대학교 전기공학과

<주관심분야: 통신시스템, 디지털 통신, 신호처리>