

OFDM 수신기를 위한 강인한 주파수 오프셋 보정 기법

위정화*, 황유모*, 송진호**
 명지대학교*, 세종기술(주)**

A robust frequency offset estimation scheme for an OFDM system

Junghwa Wui*, Humor Hwang*, Jin-Ho Song**
 Myongji Univ.*, Sejong Eng. co.**

Abstract - In this paper, we propose to a robust frequency offset estimation method of OFDM signals. A carrier frequency offset may be decomposed into an integer multiple of the subcarrier spacing and a residual frequency offset. Fractional part of frequency offset is obtained by using the maximum likelihood estimation(MLE) method. And we use the correlation of the samples at the output of the discrete Fourier transform(DFT) to estimate integer part of frequency offset. The result shows that the estimation frequency offset is almost linear to frequency offset. We propose to an improved estimation error variance of the carrier frequency offset estimation. The proposed estimator has better performance than the conventional ones in terms of error variance and tracking range.

한다. 5절에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

1. 서론

최근 고속 유·무선 통신 시스템에 다중 반송파(multi-carrier)를 사용하는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)방식이 활발히 연구되고 있다[1]-[2]. OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심벌열을 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 심벌열의 길이만큼 각 부채널에서 심벌의 주기가 길어지게 되어 단일 반송파 변조 방식에 비해 심벌간 간섭에 강한 특징을 지니고 있다. 이는 다중 반송파 시스템이 단일 반송파(single-carrier) 시스템에 비하여 상대적으로 간단한 채널동화기 구조를 갖으며 주파수 선택성 다중경로 페이딩에 의한 영향을 줄일 수 있기 때문이다. 그러나, OFDM 시스템은 동기(synchronization)에 매우 민감한 단점을 가지고 있으며 이러한 동기 문제는 전체적인 성능에 큰 영향을 준다. 특히 반송파 주파수 오프셋은 OFDM 수신기의 성능에 심각한 영향을 주게 되는데 이는 반송파 주파수 오프셋이 OFDM 시스템의 모든 부반송파의 주파수를 천이시켜 각 부채널의 직교성을 상실하게 되어 부채널간 간섭(ICI)을 유발하기 때문이다. 따라서 반송파 주파수 오프셋에 의한 성능열화를 예방하기 위해서 반송파 주파수 오프셋을 정확히 추정해야 한다. 정확한 반송파 주파수 오프셋 추정과 함께 넓은 추정범위를 갖는 것도 중요하다.

본 논문의 2절에서는 OFDM 시스템 구조와 주파수 오프셋의 영향에 대해서 요약하고, 3절에서는 기존 주파수 오프셋 추정 알고리즘과 강인한 주파수 오프셋 추정 알고리즘에 대해서 고찰한다. 4절에서는 모의 실험을 통하여 제안된 방식의 성능평가와 기존 알고리즘과의 비교 평가

2. OFDM 시스템과 주파수 오프셋

2.1 OFDM 시스템 모델

OFDM 시스템의 기저대역 등가모델을 그림 1에 나타내었다. OFDM 시스템에서 N개의 데이터 심벌 X_k 는

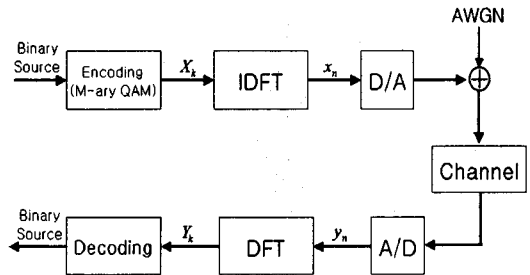


그림 1. OFDM 전송 시스템의 블럭도

직·병렬 변환기를 통해 OFDM 변조기인 IDFT로 입력된다. IDFT 수행 후 OFDM 전송 시퀀스 값은 식 (1)과 같다. 본 시스템에서는 프레임 동기는 이루어진 것으로 가정한다.

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \quad (1)$$

채널을 통해 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} + w_n \quad (2)$$

식 (2)에서 H_k 는 k번째 부반송파에 대한 채널의 전달함수이고, ϵ 은 인접한 반송파 주파수 간격으로 정규화 된 주파수 오프셋을 나타낸다. 복조 과정은 DFT를 이용하여 구현할 수 있으며 이는 다음 식 (3)으로 주어진다.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi kn/N} \quad (3)$$

$\epsilon = 0$ 인 경우 식 (4)와 같다.

$$Y_k = X_k H_k + W_k \quad (4)$$

여기서 W_k 는 AWGN의 DFT한 결과이다.

2.2 주파수 옵셋에 의한 성능열화

반송파 주파수 옵셋은 송신기와 수신기 간의 발진기의 주파수 차이, 도플러 천이 등에 의해 발생하며, 이로 인해 OFDM의 직교성이 파괴되면서 부반송파간의 채널간 간섭(ICI)과 수신신호의 위상왜곡으로 나타난다.

$$Y_k = (X_k H_k) \left\{ \frac{\sin(\pi\epsilon)}{N \sin(\pi\epsilon/N)} \right\} \cdot e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} + I_k + W_k \quad (5)$$

$$I_k = \sum_{l \neq k} (X_l H_l) \left\{ \frac{\sin(\pi\epsilon)}{N \sin(\pi(l-k+\epsilon)/N)} \right\} \cdot e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} \quad (6)$$

I_k 는 주파수 옵셋에 의한 ICI성분이다.

3. 주파수 옵셋 추정

3.1 기존 주파수 옵셋 추정 알고리즘

주파수 옵셋 추정 방법으로는 송신단에서 파일럿 심벌을 전송하여 수신단에서 이 정보를 이용하는 방법[3]-[4]과 연속되는 OFDM신호의 심벌간 간섭을 없애기 위해 삽입되는 cyclic prefix를 이용하여 주파수 옵셋을 추정하는 방법[5]을 들 수 있다.

본 연구에서는 연속적인 파일럿 심벌을 이용하여 주파수 옵셋을 추정하는 첫 번째 부류의 알고리즘을 확장한 주파수 옵셋 추정방법에 대해서 논한다. 동일한 프레임을 2회 반복하여 전송하는 경우[3] 전체 길이는 $2N$ 이 되며 수신 신호는 다음과 같다.

$$r_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} \quad (7)$$

전반부 N 개와 후반부 N 개의 시퀀스는 동일하지만 각기 다른 왜곡을 겪게되며, DFT를 거쳐 얻어진 전반부 R_{1k} 와 R_{2k} 간의 관계는 식 (7)로부터 다음과 같이 얻어진다.

$$r_{n+N} = r_n e^{j2\pi\epsilon} \rightarrow R_{2k} = R_{1k} e^{j2\pi\epsilon} \quad (8)$$

AWGN을 포함한 식은 (9)가 되고 MLE(maximum likelihood estimation)에 의해 추정된 주파수 옵셋 ϵ 은 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{1k} &= R_{1k} + W_{1k} \\ Y_{2k} &= R_{2k} e^{j2\pi\epsilon} + W_{2k} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\left(\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[Y_{2k} Y_{1k}^*] \right)}{\left(\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[Y_{2k} Y_{1k}^*] \right)} \right\}, |\epsilon| < 0.5 \quad (10)$$

이 알고리즘의 추정범위는 \arctan 의 특성상 $|\epsilon| < 0.5$

인 범위에서만 유효하다. 실제 주파수 옵셋은 이 범위를 넘는 경우가 있기 때문에 부반송파간 간격을 넓혀 DFT의 길이를 줄이는 대안을 제시하고 있다.

SCPA(sequential cyclic prefix algorithm)[6]는 적은 데이터열을 사용해 추정범위를 넓혔고, 계산량 또한 줄였다. 그렇지만 추정의 범위가 넓으면 넓을수록 추정오차의 분산은 증가하게 되어 정확한 추정을 기대하기 어려운 단점을 가지고 있다.

3.2 강인한 주파수 옵셋 추정 알고리즘

그림 2은 본 논문에서 제안한 프레임의 구조이다.

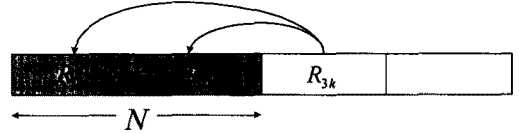


그림 2. 동기 심벌열의 프레임 구조

주파수 옵셋을 가지는 수신신호는 식 (7)와 같고 각 심벌열의 관계를 살펴보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_{n+2/N} &= r_n e^{j\pi\phi} \rightarrow R_{3k} = R_{2k} e^{j\pi\phi} \\ r_{n-2/N} &= r_n e^{-j\pi\phi} \rightarrow R_{1k} = R_{2k} e^{-j\pi\phi} \end{aligned} \quad (11)$$

부채널의 간격으로 정규화 된 상대적 주파수 옵셋은 소수부(ϵ)와 정수부(I)로 나누어질 수 있다. 반송파 주파수 옵셋의 소수 부분은 DFT 출력에서 신호 크기를 감소시키고 인접한 부채널로부터의 ICI를 증가시킨다. 주파수 간격의 정수배에 해당하는 반송파 주파수 옵셋은 단순히 DFT 출력을 그 옵셋만큼 회전 이동시키는 효과를 나타낸다. 따라서 상대적 주파수 총 옵셋은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi = I + \epsilon \quad (12)$$

식 (13)은 소수부의 주파수 옵셋을 추정하는 식으로 식 (10)처럼 MLE를 사용하여 추정한다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\left(\sum_{k=0}^{N/2-1} \text{Im}[Y_{3k} Y_{2k}^*] \right)}{\left(\sum_{k=0}^{N/2-1} \text{Re}[Y_{3k} Y_{2k}^*] \right)} \right\}, |\phi| < 1 \quad (13)$$

ϵ 을 구하여 기준 심벌에서 제거해 준 후에도 여전히 존재하는 부반송파 간격의 정수 배되는 주파수 옵셋값을 구하기 위하여 다음과 같이 식을 정의한다.

$$P(d) = \sum_k R_3(k-d) R_2^*(k) \quad (14)$$

즉, ϵ 이 제거된 기준 심벌의 두 번째 $N/2$ 샘플의 심벌과 저장하고 있던 원래의 기준 심벌과의 correlation이 최대인 shift 값 $I (= d_{opt})$ 값을 찾는다.

강인한 주파수 옵셋을 추정하는 추정식으로 식 (15)과 같이 정의한다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \text{Im}[Y_{3k} Y_{2k}^* + Y_{2k} Y_{1k}^*] \right)}{\left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \text{Re}[Y_{3k} Y_{2k}^* + Y_{2k} Y_{1k}^*] \right)} \right\} \quad (15)$$

위 식은 수신된 과거 2블럭의 파일럿 심벌의 조합으로 Moose는 바로 전 블럭의 위상정보만을 이용하여 주파수 offset을 추정하는 것에 비해 연속된 3블럭의 위상추이를 통해 성능을 향상시킬 수 있어 보다 강건한 추정이 가능하다.

4. 실험결과

추정 가능한 총 주파수 오프셋의 범위는 소수부의 주파수 오프셋과 정수부의 주파수 오프셋을 더한 것과 같다. 식 (14)에서 correlation의 최대 shift값이 2일 때 계산한 결과이다. 그림 3은 실제 주파수 오프셋과 추정된 주파수 오프셋을 비교한 것이며 추정 가능한 범위가 $|\epsilon| < 3$ 이므로 Moose의 추정범위보다 6배정도 커진다.

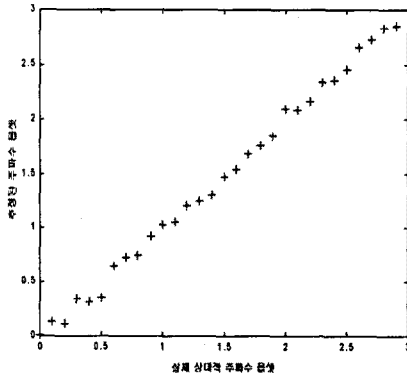


그림 3. 상대적 주파수 오프셋 대 추정된 주파수 오프셋

그림 4는 SNR 따른 오차분산에 대한 성능을 나타낸 것이며, SCPA는 추정 범위가 크나 그림처럼 추정의 정확도는 가장 낮다. 제안한 알고리즘의 추정 범위는 SCPA와 같을 때 추정의 정확도는 높아진다. Moose의 알고리즘은 추정 범위는 가장 좁으나 정확도면에서는 좋은 성능을 가지고 있다. 하지만 이러한 것은 trade-off의 문제임으로 추정 가능한 범위가 어느 정도 넓고 이 범위에 대해서 다른 알고리즘에 비해 더 좋은 성능을 낼 수 있다.

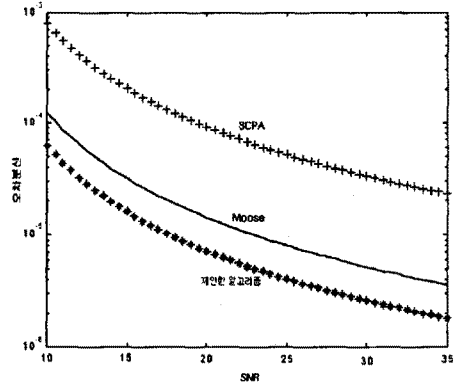


그림 4. SNR에 대한 오차분산의 비교

5. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 반송파 주파수 오프셋 추정을 위한 강인한 추정 알고리즘을 제안하였으며 모의 실험을 통하여 성능을 검증하였다. 기존의 알고리즘들은 추정범위가 넓으면 넓을수록 추정 오차의 분산은 증가한다. 즉, 추정의 범위가 증가하면 정확도가 감소한다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하고 추정 오차의 분산을 감소시키는 보정기법을 다루었다. 실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 주파수 오프셋 추정 알고리즘에 비해 넓은 추적 범위에서 낮은 분산을 가지는 좋은 성능을 나타냄을 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [4] F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," *Proc. VTC*, pp. 1655-1659, 1994.
- [5] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans on Commu.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1806, July 1997.
- [6] 류석규, 황유모, "OFDM 수신기를 위한 순차적 반복열에 의한 주파수 offset 추정 알고리즘," *통신학회 추계종합학술 발표 논문집*, pp.216-219, 1999.11.