

직교 주파수 분할 다중화 시스템을 위한 기준 신호 기반 미세 시간 동기

조 용 호*

Fine Timing Synchronization Based on Reference Signals for OFDM Systems

Yong-Ho Cho*

요 약

본 논문은 기준 신호 기반 미세 시간 동기 기법을 제안한다. 제안 기법은 기준 신호를 이용하여 채널의 시간 임펄스 응답을 추정하고, 추정값의 통계학적 특성이 변하는 위치를 통해 시간 오차를 추정한다. 제안 기법이 다양한 채널 환경에서 기존 기법에 비해 미세 시간 동기 성능을 크게 개선할 수 있음을 확인하였다.

Key Words : OFDM, Fine Timing, Synchronization

ABSTRACT

This paper introduces a fine timing synchronization based on reference signals. The proposed method first estimates a channel impulse response (CIR), and acquires the timing offset based on the change point of statistics of the estimated CIR. It is confirmed that the proposed estimator can significantly improve the fine timing synchronization performance compared to conventional schemes over diverse channel environments.

I. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multi-

plexing) 전송 방식은 높은 주파수 효율성과 다중 경로 채널 상황에서의 강인함 때문에 WLAN (Wireless Local Area Network), LTE (Long Term Evolution) 등 다양한 고속 데이터 전송 시스템뿐만 아니라 수중 통신망 구축에도 OFDM 전송 방식이 채택되고 있다^[1].

반면 OFDM 시스템에서 시간 오차는 심볼간 간섭을 유발시키고, 이는 전체 시스템 성능 하락으로 이어질 수 있기 때문에, 정확한 시간 동기는 OFDM 시스템의 필수 요구 조건이다. 일반적으로 OFDM 시스템의 시간 동기는 프리앰블을 이용하여 대략 시간 오차를 추정한 후 기준 신호를 이용하여 미세 시간 오차 추정하는 두 단계 방식이 널리 쓰인다.

본 논문에서는 기준 신호를 이용한 미세 동기 기법을 제안한다. 참고문헌^[2]에서 저자들이 제안한 프리앰블 기반 대략 시간 동기 기법을 기준 신호 기반 시간 동기 획득 기법으로 확장시키기 위해 DFT를 이용한 채널 임펄스 응답 추정 방식을 고려하였고, 프리앰블이 아닌 추정된 채널 임펄스 응답의 확률 분포를 분석하였으며, 참고문헌^[2]보다 계산 복잡도가 감소한 방식을 제안하였다.

II. 시스템 모델

본 논문은 LTE와 같이 N_f -point FFT(Fast Fourier Transform)을 사용하는 OFDM 기반 셀룰러 시스템의 하향링크를 가정한다. 셀룰러 시스템에서는 시간/주파수 동기화 및 채널 추정을 위해 기준 신호를 제공한다. 일반적으로 이러한 기준 신호는 추정 성능과 오버헤드를 고려하여 시스템 대역에 걸쳐 일정 간격으로 할당된다.

길이 N_u 의 기준 신호 $\mathbf{p} = [p_0, p_1, \dots, p_{N_u-1}]^T$ 가 담긴 OFDM 심볼은 L 개의 다중 경로를 갖는 주파수 선택 채널을 통해 전송된다. 채널의 시간 임펄스 응답은 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T$ 로 주어진다. 주파수 오차는 완벽히 보상되었다고, 시간 오차의 경우 초기 동기화 후 τ 만큼의 오차, 즉 FFT 윈도우가 OFDM 유효(useful) 심볼의 시작점보다 τ 만큼 앞 샘플에 위치한다고 가정한다. 이 때 주파수 도메인에서 수신된 기준 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{h}_{(\tau)} + \mathbf{n} \tag{1}$$

* First Author : Hoseo University Department of Oceanic IT Eng., yhcho@hoseo.edu, 정회원
 논문번호 : KICS2016-08-198, Received August 13, 2016; Revised September 4, 2016; Accepted September 21, 2016

여기서 $\mathbf{P} = \text{diag}(\mathbf{p})$ 이고, $\mathbf{h}_{(\tau)}$ 는 \mathbf{h} 를 τ 만큼 우측 순환 이동한 벡터이다. 행렬 \mathbf{B} 는 DFT 행렬에서 기준 신호가 할당된 부반송파의 위치에 해당하는 열 벡터로 구성된 행렬이다. 벡터 \mathbf{n} 는 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_M$ 인 대칭 복소 가우시안 랜덤 벡터이다.

III. 제안 미세 동기 기법

기준 신호가 일정 간격으로 전 대역에 걸쳐 전송될 경우 DFT를 이용하여 다음과 같이 채널의 시간 임펄스 응답을 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &\simeq \mathbf{F}^H \mathbf{P}^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{h}_{(\tau)} + \mathbf{F}^H \mathbf{P}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{F} 는 DFT 행렬이고, $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}$ 와 $\mathbf{F}^H \mathbf{B} \simeq \mathbf{I}$ 를 이용하였다. 식 (2)에서 채널 시간 임펄스 응답 \mathbf{h} 가 주어졌을 때, \mathbf{z} 의 n 번째 원소 $z(n)$ 은 다음과 같은 확률 분포를 갖는다.

$$z(n) \sim \begin{cases} CN(0, \sigma_n^2), & n - \tau \notin S \\ CN(h_\tau, \sigma_n^2), & n - \tau \in S \end{cases} \quad (3)$$

여기서 S 는 채널 다중 경로의 지연 시간 값을 담은 집합이다. 식 (3)에 의해 $|z(n)|$ 는 다음과 같은 확률밀도함수를 갖는 Rician 랜덤 변수임을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} f(|z(n)|; \sigma_n^2, \nu(n)) \\ = \frac{|z(n)|}{\sigma_n^2} e^{-\frac{|z(n)|^2 + \nu(n)^2}{2\sigma_n^2}} I_0\left(\frac{|z(n)|\nu(n)}{\sigma_n^2}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $I_0(x)$ 는 0차 1종 변형베셀함수이며, $\nu(n)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\nu(n) = \begin{cases} 0, & n - \tau \notin S \\ |h_\tau|, & n - \tau \in S \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)를 살펴보면, $\nu(n)$ 은 채널의 다중 경로에 해당되는 곳에서 0이 아닌 값을 가짐을 알 수 있다. 위와 같은 $|z(n)|$ 의 통계학적 특징을 바탕으로 채널의 첫 번째 다중 경로를 찾기 위해 다음과 같은 이진가설 시험을 세울 수 있다.

$$\begin{aligned} H_0 : \nu(n-k) &= 0, \quad 0 \leq k \leq M-1 \\ H_1 : \nu(n-k) &= \begin{cases} |h_0|, & k=0, \\ 0, & 1 \leq k \leq M-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 M 은 이진가설시험을 위한 $z(n)$ 의 관찰 개

수이다.

참고문헌^[2]에서와 같이 이진가설시험 (6)의 General Likelihood Ratio 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\Lambda(n) = \frac{\max_{\sigma_n^2, \nu(n)} f(|z(n)|; \sigma_n^2, \nu(n)) \prod_{k=1}^{M-1} f(|z(n-k)|; \sigma_n^2, 0)}{\max_{\sigma_n^2} \prod_{k=0}^{M-1} f(|z(n-k)|; \sigma_n^2, 0)} \quad (7)$$

위 식에서 σ_n^2 와 $\nu(n)$ 의 최대우도 추정값은 다음과 같다^[2].

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_n^2 &= \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{M-1} |z(n-k)|^2 \\ \tilde{\nu}(n) &= \sqrt{|z(n)|^2 - 2\tilde{\sigma}_n^2} \end{aligned} \quad (8)$$

수학식 (8)을 수학식 (7)에 대입하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\Lambda(n) \simeq e^{-\Phi(n)/2-1} I_0\left(\sqrt{\Phi^2(n) - 2\Phi(n)}\right) \quad (9)$$

여기서 $\Phi(n) = |z(n)|^2 / \tilde{\sigma}_n^2$ 이다. $\Phi(n)$ 와 $\Lambda(n)$ 의 관계를 도식해보면 $\Phi(n)$ 의 값이 매우 작은 경우를 제외하고 $\Lambda(n)$ 이 $\Phi(n)$ 의 단조 증가 함수임을 알 수 있다. 해당 그림은 지면 관계상 생략한다. 따라서 다음과 같은 근사화가 가능하다.

$$\Lambda(n) \simeq \Phi(n) \quad (10)$$

위 식에서 보면 $\Lambda(n)$ 는 $z(n)$ 으로부터 이루어진 함수이며, 신호 대 잡음비나 채널 임펄스 응답과는 무관함을 알 수 있다.

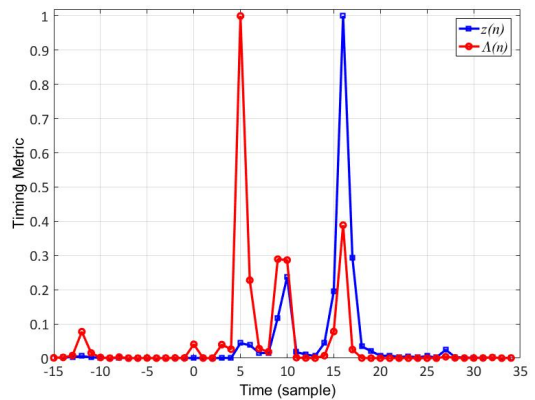


그림 1. 다중 경로 환경에서 $z(n)$ 과 $\Lambda(n)$ 의 예
Fig. 1. Plots for $z(n)$ and $\Lambda(n)$ under a multi-path channel

그림 1은 다중 경로 채널 환경에서 $\tau = 5$ 인 경우 최대값으로 정규화된 $\Lambda(n)$ 과 $z(n)$ 의 예를 보여준다. 그림에서 채널의 첫 번째 다중경로가 가장 큰 파워를 갖지 않지만 제안된 $\Lambda(n)$ 은 첫 번째 다중경로에 해당하는 위치($n = 5$)에서 최대값을 갖는다. 따라서 $\Lambda(n)$ 가 최대가 되는 위치를 통해 τ 를 추정할 수 있다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 20 MHz 채널 대역폭을 갖는 LTE의 Cell-specific Reference Signal (CRS)를 이용하여 제안 기법의 성능을 확인한다. 성능 비교를 위해 채널 임펄스 응답 추정값에서 최대값 기반 기법(CIR-based), 부분 평균 전력 기반 기법(Partial averaging)^[3] 및 문턱값 기반 기법(Threshold-based)^[4]를 고려한다. 제안 방안의 경우 관련 파라미터는 $M = 40$, $N_F = 2048$, $N_u = 200$ 로 설정하였고, 채널 환경은 3GPP EVA와 ETU 모델을 사용한다^[5].

그림 2는 미세 시간 동기 기법들의 성능을 추정 오차의 평균 제곱 오차(Mean Square Error: MSE)로 나타낸 그림이다. 다중 경로가 많이 존재하는 두 가지 채널에서 제안 기법이 기존 기법에 비해 가장 작은 시간 평균 제곱 오차를 보임을 알 수 있다. 이러한 채널에서는 첫 번째가 아닌 다른 경로가 가장 큰 파워를 갖는 경우가 많이 발생하기 때문에 최대값 및 문턱값^[4] 기반 기법의 경우 큰 성능 열화를 겪는다. 반면 부분 평균 전력 기반 기법^[3]의 경우 다중 경로의 개수에 영향을 받지만, 제안 기법은 채널 변화에 둔감함을 확

인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 기준 신호를 이용한 미세 시간 동기 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 신호 대 잡음비나 채널 정보 등을 필요로 하지 않기 때문에 매우 실용적이다. 모의실험 결과 제안된 기법이 기존 기법에 비해 다양한 채널 환경에서 크게 향상된 성능을 보임을 알 수 있었다.

References

- [1] M. S. Kim, D. Y. Cho, H. L. Ko, D. K. Hong, S. G. Kim and T. H. Im, "A study on the multi-carrier system for throughput enhancement in underwater channel environments," *J. KICS*, vol. 40, no. 06, pp. 1193-1199, Jun. 2015.
- [2] Y. H. Cho and D. J. Park, "Timing estimation based on statistical change of symmetric correlator for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 397-400, Feb. 2013.
- [3] W. G. Jeon and Y. S. Cho, "An improved symbol offset estimation technique in OFDM-based wireless LANs," *J. KICS*, vol. 27, no. B, pp. 66-78, Jan. 2002.
- [4] H. Abdzadeh-Ziabari and M. G. Shayesteh, "Robust timing and frequency synchronization for OFDM systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 8, pp. 3646-3656, Oct. 2011.
- [5] 3GPP TR36.104 V13.1.0, *Base Station (BS) radio transmission and reception*, Sept. 2015.

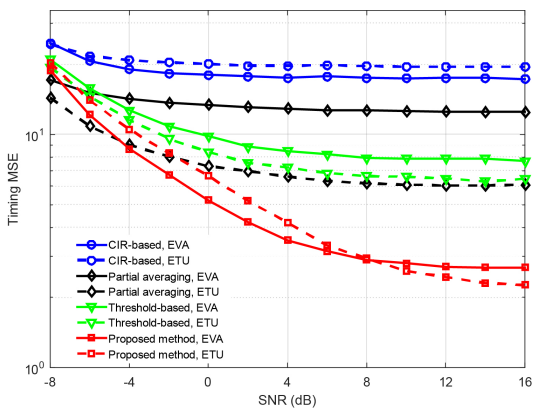


그림 2. EVA와 ETU 채널 모델에서 미세 시간 동기 기법들의 시간 평균 제곱 오차
Fig. 2. MSE of fine timing estimators in EVA and ETU channel models