

IEEE 802.11ac에서의 주파수 복원 알고리즘 성능 비교

김태경

목포대학교

tkkim@mokpo.ac.kr

Performance comparison of carrier frequency offset compensation at IEEE 802.11ac

Tae-Kyoung Kim

Mokpo Univ.

요약

본 논문에서는 IEEE 802.11ac에서의 주파수오프셋 복원(carrier frequency offset compensation, CFOC) 성능을 제시한다. CFO는 송수신기의 오실레이터 사이의 부조화로 발생한다. 기존의 알고리즘들은 이를 해결하기 위해 반복된 훈련 심볼의 자기상관함수를 이용하여 CFO를 추정하는 방식을 제안하고 있다. 기존의 알고리즘들이 성공적으로 CFO를 복원하고 있지만, IEEE 802.11n 규격에서의 동일한 비교는 아직 정확하게 알려지지 않았다. 이를 위해 본 논문에서는 프리앰블 내 L-STF 및 L-LTF의 훈련 심볼을 이용하여 각각 대략적인 CFO 복원 및 정교한 CFO 복원을 수행했을 때의 성능을 비교하였다.

I. 서론

스마트폰의 도래로 데이터 사용량은 폭발적으로 증가하고 있다. LTE, NR과 같은 이동통신규격의 등장으로 사용자들의 요구를 충족시켜 주고 있으나, 대용량 전송에는 적합하지 않다. 근거리 무선 통신은 넓은 대역폭을 이용하여 대용량 전송에 적합한 통신 기술이다. 근거리 무선 통신으로 IEEE 802.11ac 규격이 많이 사용되고 있다. 하지만 IEEE 802.11ac 규격에서와같이 넓은 대역폭을 사용하는 수신기에 경우에는 주파수오프셋(carrier frequency offset, CFO)에 민감하다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위한 IEEE 802.11ac 기반에서의 CFO 복원(compensation, CFOC) 성능을 제시한다. 이를 위해 기존의 주파수 복원 알고리즘 [1]-[3]을 대략적인(coarse) CFOC(coarse CFOC, CCFOC) 및 정교한(fine) CFOC(fine CFOC, FCFOC)으로 나누어 적용했을 때의 성능을 평가하였다. CFO의 추정에는 패킷 내 프리앰블을 이용하는데 동일한 비교를 위하여 CCFOC는 L-STF의 7,8 번째 심볼을 이용하였고, FCFOC는 L-LTF를 이용하였다. 기존의 알고리즘들을 IEEE 802.11ac에 적용했을 때의 성능을 제시한다.

II. 본론

본 논문에서는 N_t 개의 송신 안테나 N_r 개의 수신 안테나를 가지는 다중안테나 시스템을 고려한다. t 번째 송신 안테나에서의 전송 심볼은 M-QAM 심볼에 맵핑된다. n 번째 시간에서의 t 번째 송신 안테나에서의 전송 심볼을 x_n^t 로 표현한다. $h_{t,r}$ 을 t 번째 송신 안테나에서 r 번째 수신 안테나 사이의 채널로 정의하면, n 번째 시간에서의 r 번째 수신 안테나에서의 수신 신호 y_n^r 는 아래와 같이 표현된다.

$$y_n^r = \sum_{t=0}^{N_t-1} h_{t,r} x_n^t + n_n^r, \quad (1)$$

여기서, n_n^r 은 평균이 0이고 분산이 1인 가우시안 분포를 가지는 백색잡음가우시안 신호이다. 일반적으로 송/수신기의 오실레이터가 동일하지 않거나 송/수신기의 이동에 의해 도플러 주파수 편이가 생겨 수신기에서의 주파수오프셋이(CFO)발생한다. 발생하는 CFO는 시간 영역의 수신 신호의 위상 변화를 가져온다. 발생하는 CFO를 δf 라고 할 때 수신 신호는 다음과 같이 왜곡된다.

$$y_{n,cfo}^r = y_n^r e^{\frac{2j\pi(\delta f)n}{N(\Delta f)}}, \quad (2)$$

여기서 N 는 FFT 크기, Δf 는 부반송파 사이의 간격을 FFT 크기로 나눈 값이다. CFO의 추정 및 보상은 전송 패킷 내 프리앰블의 L-STF와 L-LTF를 이용하여 수행한다. L-STF의 훈련 심볼은 주기가 짧아 대략적인 CFO보상이 가능하고, L-LTF의 훈련 심볼은 주기가 길어 정교한 CFO보상이 가능하다.

1. Li [2]

Li 알고리즘은 N_s 개의 반복된 신호에 δf 대해 만큼 CFO를 보상하고 그에 대한 MSE를 구하는데 이때 MSE를 최소화하는 δf 가 CFO 추정값이 된다.

a. CCFOC

본 논문에서는 $N_s=3$ 인 경우에 대해 CFO를 추정한다. 사용되는 L-STF는 6, 7, 8번째 심볼이다. L-STF의 훈련 심볼의 길이를 N_{STF} 라고 하면, 각 안테나에서의 자기상관함수는 아래와 같이 표현된다.

$$\delta f^j = \argmax_{\delta f} \frac{1}{N_s - 1} \sum_{n=0}^{N_{STF}-1} \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} a_{m,s} y_{n+m}^j \right|^2 \quad (3)$$

여기서, $a_s = [1 \ e^{j2\pi \frac{\pi}{2\Delta f} \delta f} \ \dots \ e^{j2\pi (N_s-2) \frac{\pi}{2\Delta f} \delta f}]^T$ 이다. 식 (3)에
서의 각 안테나별 δf^j 를 이용하여 CFO는 아래와 같이 구한다.

$$\delta f = \sum_{r=0}^{N_r-1} w_r \delta f^j, w_r = \frac{R_y^r}{\sum_{j=0}^{N_r-1} R_y^j} \quad (4)$$

여기서, w_r 는 수신 안테나별 가중치를 나타낸다.

b. FCFOC

FCFOC는 연속된 2개의 L-LTF의 자기상관함수를 이용한다. L-STF보다
다 훈련 심볼의 길이가 크기 때문에 정교한 추정이 가능하다. L-LTF의
훈련 심볼 길이를 N_{LTF} 라고 하면, CCFOC와 마찬가지로 아래와 같이
구할 수 있다.

$$\delta f^j = \argmax_{\delta f} \frac{1}{N_s-1} \sum_{n=0}^{Q N_{LTF}-1} \left| \sum_{m=0}^{N_s-1} a_{m,s} y_{n+m}^{j, Q N_{LTF} cfo} \right|^2$$

$$\delta f = \sum_{r=0}^{N_r-1} w_r \delta f^j, w_r = \frac{R_y^r}{\sum_{j=0}^{N_r-1} R_y^j} \quad (5)$$

2. Extended Schmidl and cox algorithm (ESCA) [3]

[1]에서 제시한 방식은 인접한 2개의 훈련 심볼을 사용한다. [3]에서는 L
개의 훈련 심볼에 대해 적용할 수 있도록 제안되었다. 사용되는 훈련 심볼
이 많아짐에 따라 CCFOC의 추정 범위가 넓어지는 장점이 있다.

a. CCFOC

본 논문에서는 L-STF의 6, 7, 8번째 훈련 심볼을 이용하여 성능을 비교한
다. 이때, L=3이고 자기상관함수는 아래와 같이 구할 수 있다.

$$R_{m,y}^r = \frac{1}{N-mM} \sum_{n=mM}^{N-1} (y_{n,cfo}^r)^* y_{n-mM,cfo}^r \quad (6)$$

여기서 $0 \leq m \leq H$ 이고, $M = N/L$ 이다. 인접 심볼간의 위상 차
이를 ϕ_m^r 이라고 하면 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\phi_m^r = \arg(R_{m,y}^r) - \arg(R_{m-1,y}^r) \quad (7)$$

여기서 $1 \leq m \leq H$ 으로 주어진다. 이를 이용하면, CFO는 아래와 같
이 추정된다.

$$\delta f = \sum_{j=0}^{N_r-1} w_j \frac{L}{2\pi} \sum_{m=1}^H p_m \phi_m^r \quad (8)$$

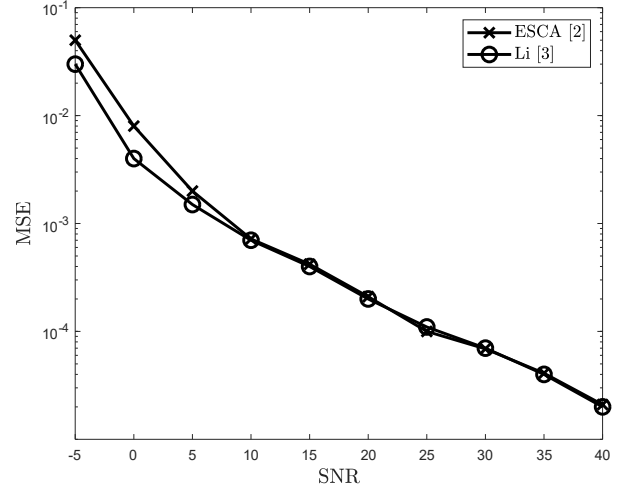


그림 1. 알고리즘에 따른 MSE 성능 (CFO=40ppm).

여기서, $p_m = \frac{3(L-m)(L-m+1) - H(L-H)}{H(4H^2 - 6LH + 3L^2 - 1)}$ 이다.

b. FCFOC

IEEE 802.11ac에서의 L-LTF의 훈련 심볼은 2개 뿐이므로, [1]번 방식과
동일하다.

III. 결과 및 결론

시뮬레이션은 전송 안테나 $N_t=1$, 수신 안테나 $N_r=2$ 의 다중안테나 시
스템을 고려한다. 채널은 유형 B 및 오버샘플링율은 4배로 고려하였다.
CFO는 40ppm을 사용하였다. ESCA 알고리즘은 Li알고리즘의 비해
minimum mean-squared error (MSE) 측면에서 -2dB 정도 성능 손실이
발생하였는데, CFO 추정 성능보다 동작 범위를 늘리는데 더 주요하게 작
용했기 때문이다. 본 논문을 통해서 IEEE 802.11ac 기반에서의 주파수 오
프셋이 존재하는 경우 주파수 오프셋 성능을 확인할 수 있었다. 비록 간단
한 자기 상관 함수를 이용한 방식이었지만 다중경로 채널 하에서는 성능
차이가 크지 않음을 확인 할 수 있었다.

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2020년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술
진흥원의 지원을 받아 수행된 연구임 (N0002325, 2020년 산학융합지구
조성사업)

참 고 문 헌

- [1] T. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp.1613 - 1621, 1997.
- [2] J. Li, G. Liu, and G. B. Giannakis, "Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 8, pp.80 -82, 2001.
- [3] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, pp.75-77, 1999.