

# 다중안테나 시스템에서의 잔여 주파수 복원 알고리즘

김태경

목포대학교

tkkim@mokpo.ac.kr

## Residual frequency offset compensation for MIMO systems

Tae-Kyoung Kim

Mokpo Univ.

### 요약

본 논문에서는 무선랜 기반 다중안테나에서의 잔여 주파수 복원 알고리즘을 조사한다. 고려하는 무선랜은 IEEE 802.11ac 규격으로 데이터 전송 시에 직교 주파수 분할 다중 변조 방식을 이용한다. 하지만 직교 주파수 분할 다중 변조 방식은 주파수오프셋에 민감하다. 패킷 내 프리엠블을 통해 주파수오프셋이 어느정도 복원 된다 하더라도, 잔여 주파수는 데이터 검출 성능에 영향을 미친다. 이를 위해 데이터 구간 내 파일럿을 이용하여 잔여 주파수를 복원해야 한다. 본 논문에서는 종래의 주파수 복원 알고리즘들을 IEEE 802.11ac 규격에서 비교 조사하는 것을 목적으로 한다. 종래의 알고리즘을 다중안테나 시스템으로 확장하여 성능을 비교하였으며, 최소자승법 알고리즘이 가장 좋은 성능을 가지는 것을 확인하였다.

### I. 서론

기가비트급의 서비스를 제공하기 위해서는 5GHz 대역을 사용하는 IEEE 802.11ac의 규격이 필요하다. 이를 이용하면 Gbps이상의 전송속도를 제공할 수 있다. 하지만 IEEE 802.11ac 기반의 규격에서 사용되는 직교 주파수 분할 다중(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 변조 방식은 주파수 오프셋(carrier frequency offset, CFO) 민감하다. 초기 프리엠블로 CFO를 복원하더라도, 단말이나 채널의 변화에 따라 지속적으로 CFO를 추적해줘야 한다. 이를 위해 송신기는 데이터 구간 내에 파일럿을 전송하여 수신기가 지속적으로 동기화를 수행할 수 있게 한다.

본 논문에서는 이러한 파일럿을 활용 잔여 주파수오프셋(residual frequency offset, RFO)을 복원하는 알고리즘들을 비교한다. 종래의 주파수 상에서의 RFO 복원 알고리즘들이 각기 다른 규격에서 제시되었다면, 본 논문에서는 IEEE 802.11ac 기반의 규격 하에서 RFO 복원 성능을 비교한다. 복원된 성능을 통해 다른 알고리즘들에 비해 최소자승법(least square, LS) 기반 추정 성능이 가장 좋음을 보여준다.

### II. 본론

본 논문에서는 OFDM 기반  $N_t \times N_r$  다중안테나 시스템을 고려한다. 여기서  $N_t$ 는 송신 안테나,  $N_r$ 는 수신 안테나를 개수를 의미한다. 전송 프레임은 1개의 프리엠블과 N개의 데이터로 구성되어 있다. 송신기는 수신기에게 초기 동기 및 채널 추정을 위한 프리엠블을 전송하고, 그 이후에는 동기 및 채널 추정을 위한 파일럿을 데이터 구간에 전송한다. n번째 OFDM 심볼 내 k번째 부반송파 위치에서의 파일럿 심볼을  $P_{n,k}$  라고 했을 때, 주파수 상에서의 수신 신호  $Y_{n,k}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_{n,k} = H_{n,k} P_{n,k} + W_{n,k}, \quad (1)$$

여기서, 파일럿 위치는  $k \in P = \{-21, -7, 7, 21\}$ 이다.  $H_{n,k}$ 는  $N_r \times N_t$  행렬로 n번째 OFDM 심볼에서의 k번째 부반송파에서의 주파수 상에서의 채널이다.  $W_{n,k}$ 는  $N_r \times 1$  잡음 벡터로 각 요소는 평균이 0이고 분산이  $N_0$ 인 가우시안 분포를 가진다. 편의상 임의의 행렬

$X_{n,k}^j$  표현은  $X_{n,k}$ 의 j번째 열을 나타낸다.

#### 1. ML [1]

주파수상에서의 CFO는 수신신호와 파일럿, 채널 사이의 위상차로부터 얻을 수 있다. [1]에서는 이를 이용하여 각 안테나별 CFO를 추정하고 이를 가중치 결합한다. j번째 수신안테나에서의 CFO  $\delta_n^j$ 는 아래와 같이 추정된다.

$$\delta_n^j = \arg \left( \frac{1}{N_p} \sum_{k \in P} (Y_{n,k}^j)^* \widehat{H}_{n,k}^j P_{n,k} \right) \quad (2)$$

여기서  $(\cdot)^*$ 는 공액함수이고,  $\widehat{H}$ 는 채널 추정 값이다.  $N_p$ 는 파일럿 개수이다. 안테나 결합 후의 RCFO는 아래와 같이 최종적으로 구한다.

$$\delta_n = \sum_{j=1}^{N_r} w_j \delta_n^j, \quad w_j = \frac{|\widehat{H}_{n,k}^j|^2}{\sum_{i=1}^{N_r} |\widehat{H}_{n,k}^i|^2} \quad (3)$$

여기서,  $w_j$ 는 j번째 안테나의 가중치로 채널 크기의 비례한다. 이를 이용하면 복원된 수신 신호  $\widehat{Y}_{n,k}^j$ 는 아래와 같다.

$$\widehat{Y}_{n,k}^j = Y_{n,k}^j e^{-j\delta_n} \quad (4)$$

#### 2. Akita

이 방식은 RFO 값을 누적해서 업데이트하는 피드백 방식이다. 추정된 위상차를 누적시키기 전에  $N_a$  개 만큼 평균을 취하여 잡음의 영향을 줄일 수 있다. Maximum likelihood (ML) 방식으로 추정된  $\delta_n$ 을 아래와 같은 방식으로 누적한다.

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \frac{1}{N_a} \sum_{i=n-N_a+1}^n \delta_n \quad (5)$$

신호의 복원은 이전 심볼에서 추정된 RFO 값  $\phi_{n-1}$ 으로 한다.

$$\widehat{Y}_n^j = Y_n^j e^{-j\phi_{n-1}} \quad (6)$$

### 3. akita [1]

2에서의 방식과 달리 설계값  $0 \leq \alpha \leq 1$ 를 도입하여 이전에 추정된 위상만 누적을 취한다.

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \alpha \delta_n \quad (7)$$

설계값  $\alpha$ 가 클수록 빠르게 수렴하고 위상 왜곡과 잡음 감소 효과가 적다. 반대로 설계값  $\alpha$ 가 작을수록 느리게 수렴하고 위상왜곡이 커지는 반면 잡음 감소 효과가 크다. 위상 복원은 식 (6)과 동일하다.

### 4. LS [2]

RFO는 OFDM 심볼 인덱스의 1차 함수로 모델링 할수 있는데 이는 다음과 같다.

$$\phi_n = \psi_1 + n\psi_2 \quad (8)$$

ML 방식을 이용해 N개의 RFO를 추정한 다음  $(\tilde{\delta}_1, \dots, \tilde{\delta}_N)$ , 추정 값을 LS 필터링 하는 방법이다. LS 필터링을 통해 잡음의 영향을 줄이고 정확도를 올릴 수 있다. 이를 수식적으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{\delta} &= \begin{pmatrix} \bar{\delta}_1 \\ \bar{\delta}_2 \\ \vdots \\ \bar{\delta}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{pmatrix} = D\psi \\ \tilde{\psi} &= (D^T D)^{-1} D^T \bar{\delta} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)를 이용해  $\tilde{\psi}$ 를 얻은 다음 N번째 OFDM 심볼에서의 RFO 추정값은 다음과 같이 얻는다.

$$\delta_N = [1 \ N] \tilde{\psi} \quad (10)$$

### 5. Kalman [3]

LS 방식은 RFO의 정확도는 올릴 수 있지만 계산 복잡도가 크다. 이를 위해 칼만 필터를 도입하면 효율적으로 RFO를 추적 할 수 있다. LS 방식과 마찬가지로 RFO가 OFDM 심볼 인덱스의 1차함수로 표현된다고 할 때, 상태 공간 모델은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_n &= F_p x_{n-1} \\ \delta_n &= G_p x_n + q_n \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $q_n$ 은 추정 오류이며, 상태 벡터, 상태 행렬, 출력 행렬은 아래와 같다.

$$x = [\delta_n \psi_2]^T, F_p = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, G_p = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

예측과 보정 단계는 아래와 같이 수식적으로 구한다.

a) 예측 단계

$$\begin{aligned} x_{n|n-1} &= F_p x_{n-1|n-1} \\ P_{n|n-1} &= F_p P_{n-1|n-1} F_p^H \end{aligned} \quad (13)$$

b) 보정 단계

$$\begin{aligned} K_n &= P_{n|n-1} G_p^H (G_p P_{n|n-1} G_p^H + \sigma_{ml}^2)^{-1} \\ x_{n|n} &= x_{n|n-1} + K_n (\delta_n - G_p x_{n|n-1}) \\ P_{n|n} &= (I - K_n G_p) P_{n|n-1} \end{aligned} \quad (14)$$

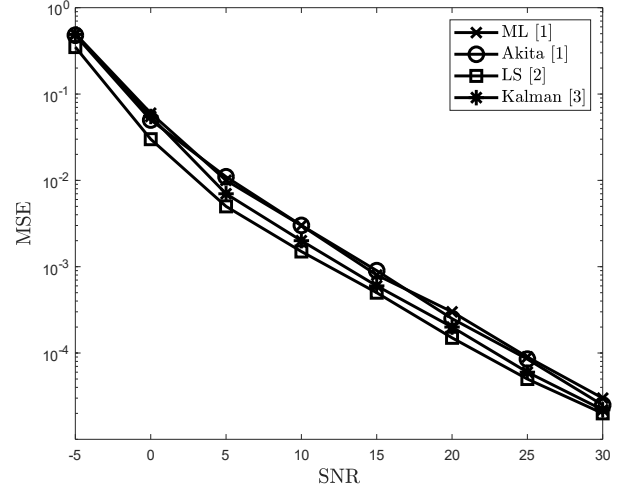


그림 1. 알고리즘에 따른 MSE 성능 (CFO=40ppm).

여기서 초기값은 아래와 같이 설정한다.

$$P_{0|0} = \sigma_{\psi_2}^2 \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}, x_{0|0} = \begin{pmatrix} \delta_1 \\ 0 \end{pmatrix}, \sigma_{\psi_2}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2} \frac{N_0}{E_s}$$

### III. 결과 및 결론

시뮬레이션은  $N_t=1$ ,  $N_r=2$ 의 다중안테나 시스템을 고려한다. 패킷 길이는 1500바이트, CFO는 40ppm을 사용하였다. 초기 프리앰블의 CFO 추정은 [4]의 방식을 이용하였다. 채널은 채널 유형 B로 채널 추정 방식은 LS 방식을 이용하였다. 결과는  $|\widetilde{Y}_{n,k} - Y_{n,k}|^2$ 의 MSE값으로 구하였다. LS 방식의 MSE 성능이 가장 뛰어나고, kalaman, aikta( $\alpha = 0.5$ ), ML 순으로 성능이 좋았다.  $10^{-3}$  기준으로 ML에 비해 LS는 2.3dB kalman은 1.7dB, Akita는 0.3dB의 성능 이득이 있었다.

### ACKNOWLEDGMENT

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

### 참 고 문 헌

- [1] K. Akita, R. Askata, and K. Sato, "A phase compensation scheme using feedback control for IEEE 802.11a receiver," *IEEE VTC 2004*, Vol. 7, pp. 4789-4793, Sept. 2004.
- [2] J. Liu, and J. Li, "parameter estimation and error reduction for OFDM-based WLANs," *IEEE Trans. on mobile computing*, vol.3, no. 2, Apr. 2004.
- [3] W. Kim and D. C. Cox, "Residual frequency offset and phase compensation for OFDM systems," *IEEE VTC 2007*, pp.2209- 2213, Sept. 2004.
- [4] T. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp.1613 -1621, 1997.