

순환상관(Cyclic Correlation)을 이용한 OFDM 시스템에서의 블라인드 동기 알고리즘

준회원 박병준*, 고은석*, 종신회원 강창언*, 정회원 홍대식*

Blind OFDM Synchronization Algorithm using Cyclic Correlation

Byungjoon Park*, Eunseok Ko*, Daesik Hong*, Changeon Kang* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 OFDM 시스템의 시간 오차와 주파수 오차를 추정하는 방안을 제시하고 있다. 제안한 동기 알고리즘은 수신 신호의 순환상관(cyclic correlation)을 이용하며, 이 순환상관에는 시간과 주파수 오차 정보가 모두 나타나게 된다. 따라서 제안하는 추정 알고리즘은 여분의 학습심볼(training symbol)을 필요로 하지 않으며, 채널의 정보를 사용하지 않는다. 제안한 추정 방법은 평균자승오차(mean square error) 성능에서 잡음이나 채널의 특성에 상관없이 거의 일정한 성능을 가지며, 실험 결과는 이러한 특징을 뒷받침 해주고 있다. 좀 더 정확한 추정을 위해서, 순환 상관을 평균을 취하는 방법이 적용되었다. 이 경우, 평균을 취하는 방법은 평균을 취하지 않는 방법보다 훨씬 더 정확한 추정을 가능하게 한다.

Key Words : Blind Synchronization, OFDM, Cyclic Correlation, Timing offset

ABSTRACT

In this paper, blind synchronization algorithm is developed for estimating jointly timing and frequency offset of OFDM system. The proposed estimator exploits the second-order cyclostationarity of received signals, and then uses the information of symbol timing and carrier frequency offset appeared in the cyclic correlation. As a blind estimator, the information of impulse response of channel and training symbols are not required. The performance of the proposed method is consistent in spite of channel conditions in mean square error sense, and simulation results prove it. For more accurate estimation, the method that averages cyclic correlation is applied. In this case, the performance of averaging method is better.

1. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 방식은 다중 경로 페이딩 채널에 강하고, 대역폭 효율이 높은 이유로 지상파 방송, 실내용 멀티미디어 통신 분야 및 차세대 이동통신 시스템에서 많은 관심을 받고 있다 [1],[2],[3]. 그러나 OFDM 시스템은 송신단과 수신단에서 IFFT/FFT를 사용하여 신호를 변, 복조하고 있기 때문에, 시간 동기과 주파수 동기가 맞지 않으면 커다란 성능에 저하

가 생기게 된다. 이런 이유로 OFDM 시스템에서는 시간, 주파수 동기 오차에 의한 성능 저하와 동기 오차 추정 방법에 관한 연구가 많이 이루어져 왔다.

OFDM 시스템에서의 동기 알고리즘은 주로 학습심볼을 이용하여 이루어져 왔다 [4],[5],[6],[7]. 그러나 학습심볼을 사용하는 것은 전송율을 줄이는 결과를 가져와 주파수 효율이 줄어들게 된다. 주파수 효율을 높이기 위해서는 학습심볼을 사용하지 않고 동기를 획득할 수 있는 방법이 필요하다. 학습심볼을 사용하지 않고 동기를 맞추는 방법으로써, OFDM 시스템에

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실 (mgballs@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : #KICS2004-10-226, 접수일자 : 2004년 10월 22일

※본 논문은 한국산업기술평가원에 의해 지원되었음.

서는 Beek 가 OFDM 신호의 보호구간을 사용하여 주파수 오차와 시간 오차를 같이 추정하는 알고리즘을 제안하였다 [8].

단일 반송파 시스템에서 학습심볼을 사용하지 않고 수신신호의 이차 통계특성만을 이용하여 주파수 오차와 시간 오차를 추정하는 알고리즘이 Gini에 의해 제안되었다 [9]. 이 알고리즘은 수신 신호의 이차 통계특성인 순환상관을 이용한다. 다중 반송파 시스템에서는 비슷한 방식으로 Bolcskei가 수신 신호의 이차 통계 특성만을 이용한 블라인드 추정 기법을 제안하였다 [10]. 하지만 Bolcskei의 방법은 채널의 임펄스 응답을 정확하게 알고 있어야 한다.

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 학습심볼을 사용하지 않고 시간 오차와 주파수 오차를 동시에 추정 알고리즘을 제안한다. 이 동기 알고리즘은 수신 신호의 이차 통계 특성만을 이용하며, 채널의 임펄스 응답이 필요하지 않다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 사용할 시스템 모델과 모델링에 사용한 가정을 소개한다. 3장에서는 수신 신호의 이차 통계 특성과 이에 기반한 동기 알고리즘을 제안한다. 또한 제안한 알고리즘의 성능을 간단히 분석해 본다. 4장에서는 제안한 알고리즘의 성능을 실험을 통해 알아보고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템 모델

무선 채널을 통과한 OFDM 신호는 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$y[n] = \sum_{m=0}^{L-1} h[m]x[n-m] \quad (1)$$

여기서, $h[n]$ 은 채널의 임펄스 응답이고, L 은 채널의 임펄스 응답의 길이이다. 시간 영역 OFDM 신호 $x[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{k,l} g[n-lP] e^{j2\pi kn/N} \quad (2)$$

여기서 $g[n]$ 은 송신 펄스 성형 필터(pulse shaping filter)이고, $c_{k,l}$ 은 복소 정보신호를 의미한다. N 은 부반송파의 개수이고, $P=N+L$ 로 부반송파와 보호구간의 길이의 합이다. 보호구간의 길이는 채널의 임펄스 응답의 길이보다 길다고 가정한다.

다.

수신단에서는 수신신호의 시작점과 주파수 오차를 알 수 없으므로, 수신신호를 모델링하는데에는 이 두 가지가 포함되어야 한다. 수신신호의 시작점에 대한 모호성은 시간지연으로 나타낼 수 있고, 주파수 오차는 수신신호의 위상의 변화로 나타낼 수 있다. 이 두 가지를 고려하였을 때, 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{y}[n] = y[n-n_\epsilon] e^{j(2\pi\theta_\epsilon n/N + \phi)} + w[n] \quad (3)$$

여기서 $w[n]$ 은 AWGN 이며, n_ϵ 은 정수 값의 시간 지연이다. θ_ϵ 은 주파수 오차이며, ϕ 은 초기 위상 오차이다.

본 논문의 목적은 전송신호를 모르는 상황에서 수신신호 $\hat{y}[n]$ 만을 이용하여, 시간 오차와 주파수 오차를 추정하는 것이다. 이를 위해 다음의 몇 가지를 가정한다.

- 1) $c_{k,l}$ 은 평균을 0을 갖는 i.i.d 신호로 분산은 σ_c^2 이다.
- 2) $0 \leq n \leq L-1$ 인 모든 n 에 대해서, $h[n]$ 은 평균을 0을 갖는 독립 정규 확률 변수이며, 분산을 $\sigma_{h[n]}^2$ 을 갖는다.
- 3) $x[n]$ 은 $h[n]$, $w[n]$ 과 uncorrelated 하다.

III. 순환상관을 이용한 OFDM 블라인드 동기 알고리즘

1. 순환상관을 이용한 블라인드 동기 알고리즘

OFDM 동기 알고리즘의 목적은 시간 지연 n_ϵ 와 주파수 오차 θ_ϵ 를 추정하는 것이다. 본 논문에서는 블라인드 기법으로 시간 동기와 주파수 동기를 맞추는데, 수신신호의 2차 통계를 이용하도록 한다. 이를 위해 수신신호의 시변 상관관계를 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_y[n;\tau] &= E\{\hat{y}[n]y^*[n-\tau]\} \\ &= E\{y[n-n_\epsilon]y^*[n-n_\epsilon-\tau]\} e^{j2\pi\theta_\epsilon\tau/N} \\ &\quad + r_w[\tau]. \end{aligned} \quad (4)$$

가정 2), 3)에 의해서 식 (4)은 다음과 같이 된다.

$$r_y[n; \tau] = \sum_{m=0}^{L-1} \sigma_{h[m]}^2 e^{j2\pi\theta_c\tau/N} \sigma_c^2 \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}k\tau} \sum_{l=-\infty}^{\infty} g'[n-lP] g^*[n-lP-\tau] + r_w[\tau] = r_y[n+kP; \tau] \quad (5)$$

여기서 $g'[n] = g[n - n_c]$ 이다. 고정된 τ 에 대해서, 식 (5)은 $r_y[n; \tau]$ 이 P 의 주기를 갖는다는 것을 알 수 있다. 즉, 수신 신호 $\hat{y}[n]$ 은 순환 정적(cyclo-stationary)하며, 이는 송신 펄스 성형 필터(pulse-shaping filter)에 의한 것이다. $r_y[n; \tau]$ 가 주기 P 를 가짐으로 이를 푸리에 급수(Fourier series) 전개를 할 수 있는데, 이 계수(coeffcient)를 순환상관(cyclic correlation)이라 한다 [11]. 식 (5)을 푸리에 급수(Fourier series) 전개하여 수신 신호의 순환상관(cyclic correlation) $R_y[k; \tau]$ 을 구하면 다음과 같다.

$$R_y[k; \tau] = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{L-1} \sigma_{h[m]}^2 e^{j2\pi\theta_c\tau/N} \sigma_c^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} g'[n] g^*[n+\tau] e^{-j\frac{2\pi}{P}kn} + r_w[\tau] \delta[k]. \quad (6)$$

여기서 $\Gamma[\tau]$ 는 $\Gamma[\tau] = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}k\tau}$ 이다.

$R_y[k; \tau]$ 의 $g'[n]$ 에 포함되어 있는 n_c 을 표현해내기 위해서, 식 (6)에서 송신 필터에 의한 영향 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} g'[n] g^*[n+\tau] e^{-j\frac{2\pi}{P}kn}$ 를 Parseval의 정리에 의해 다시 표현하면, 다음과 같이 나타난다.

$$R_y[k; \tau] = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{L-1} \sigma_{h[m]}^2 e^{j2\pi\theta_c\tau/N} \sigma_c^2 \cdot \Gamma[\tau] \cdot G(k; \tau) e^{-j\frac{2\pi}{P}kn} + r_w[\tau] \delta[k]. \quad (7)$$

여기서 송신 성형 필터에 의한 영향인 $G(k; \tau)$ 는 $G(k; \tau) = \int_{-1/2}^{1/2} G^*\left(\beta - \frac{k}{P}\right) G(\beta) e^{-j2\pi\beta\tau} d\beta$ 이며, $G(\beta)$ 는 $g[n]$ 의 푸리에 변환(Fourier

transform)을 의미한다.

식 (7)에서 구한 순환 상관관이 다음과 같은 특징을 가지는 것을 볼 수 있다. 우선 추정하고자 하는 시간 오차 n_c 과 주파수 오차 θ_c 가 수신 신호의 순환 상관의 위상 성분으로 나타나는 것을 볼 수 있다. 시간 오차 n_c 은 순환 주파수 k 에 비례하여 나타나며, 주파수 오차 θ_c 은 상관 관계의 시간 차이(lag) τ 에 비례하여 나타나는 것을 확인 할 수 있다. 또한 채널 $h[n]$ 의 영향은 수신 신호의 순환 상관에 크기뿐만 아니라 나타나는 것을 볼 수 있다. 즉, 채널 $h[n]$ 은 각 채널 성분의 파워만이 수신 신호의 순환 상관에 영향을 주고, 순환 상관의 위상 성분에는 영향을 주지 않게 된다. 위의 특징을 바탕으로 시간 오차와 주파수 오차를 추정하기로 한다.

송신 펄스 성형 필터 $g[n]$ 은 알고 있는 것이므로 $G(k; \tau)$ 는 미리 알 수 있다. 수신 신호의 순환 상관에서 $G(k; \tau)$ 의 영향을 없애기 위해서, 식 (7)에 $G^{-1}(k; \tau)$ 를 곱한다. 식 (7)에 송신 성형 필터에 의한 영향의 역인 $G^{-1}(k; \tau)$ 를 곱한 것을 $M[k; \tau] = G^{-1}(k; \tau) \cdot R_y[k; \tau]$ 이라 하면, $M[k; \tau]$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$M[k; \tau] = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{L-1} \sigma_{h[m]}^2 e^{j2\pi\theta_c\tau/N} \sigma_c^2 \Gamma[\tau] e^{-j\frac{2\pi}{P}kn} + G^{-1}(k; \tau) r_w[\tau] \delta[k]. \quad (8)$$

그런데, $\Gamma[\tau]$ 는 정의에 의해서 다음과 같은 값을 가지게 된다.

$$\Gamma[\tau] = \begin{cases} N & n=0, N, 2N, 3N \dots, \\ 0 & \text{이외의 경우.} \end{cases} \quad (9)$$

이런 $\Gamma[\tau]$ 의 특성에 의해서, $\Gamma[\tau]$ 는 시간 오차와 주파수 오차를 추정하기 위해 구한 $M[k; \tau]$ 의 위상 성분에 영향을 주지 않게 된다. $r_w[\tau]$ 는 백색 잡음에 의한 성분인데, 델타(delta)함수와의 곱으로 나타나므로, $k \neq 0$ 인 k 만을 고려하면 무시가 될 수 있다. $k \neq 0$ 인 모든 k 에 대해서 $M[k; \tau]$ 의 위상을 살펴보게 되면, $M[k; \tau]$ 의 위상이 추정하고자 하는 시간 오차 n_c 과 주파수 오차 θ_c 에만 영향을 받는 것을 알 수 있다. 따라서 적절한 τ 과 k 를 선택

하여 시간 오차와 주파수 오차를 추정할 수 있다.

식 (8)에서 $\tau = 0$ 인 경우, $M[k; \tau]$ 의 위상이 주파수 오차 θ_ϵ 에는 영향을 받지 않고 시간오차에만 영향을 받는 것을 알 수 있다. 이를 이용하여, 시간 오차 n_ϵ 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{n}_\epsilon = -\frac{1}{k} \arg\{M[k; 0]\} \quad (k \neq 0) \quad (10)$$

식 (10)에서 구한 시간 오차 n_ϵ 을 이용하면, 주파수 오차 θ_ϵ 을 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_\epsilon = \frac{1}{2\pi} \arg\left\{M[k; N] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{P} \hat{n}_\epsilon}\right\} \quad (11)$$

2. 제안한 알고리즘의 성능

제안한 추정 알고리즘은 추정 값의 모호성을 피하기 위해서 추정 범위가 제한되게 된다. 주파수 추정 알고리즘의 경우, 식 (11)으로부터 추정 범위를 찾을 수 있다. 추정된 값의 모호성이 생기지 않도록 하려면, $M[k; N] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{P} \hat{n}_\epsilon}$ 의 위상 값의 모호성이 생기지 말아야 한다. 따라서 주파수 추정방법에서의 $M[k; N] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{P} \hat{n}_\epsilon}$ 의 위상 값이 $(-\pi, \pi)$ 의 범위를 가져한다. 이런 사실로부터 제안한 주파수 추정 알고리즘의 추정범위를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$-\pi < 2\pi \hat{\theta}_\epsilon < \pi \rightarrow -\frac{1}{2} < \hat{\theta}_\epsilon < \frac{1}{2} \quad (12)$$

식 (12)에서 볼 수 있듯이, 제안한 주파수 추정 알고리즘의 추정 범위는 $(-1/2, 1/2)$ 로 제한된다. 이는 이전의 Beek [7]나 Moose [5], Schmidl [4] 알고리즘이 추정할 수 있는 주파수 오차 추정 범위와 같은 범위이다.

앞 절에서 본 것처럼, 수신 신호의 순환상관을 이용하면 학습실패 없이도 시간 오차와 주파수 오차를 추정할 수 있다. 수신 신호의 순환상관은 수신 신호의 2차 통계로부터 구하므로, 수신 신호의 2차 통계를 정확하게 구하는 것이 추정 성능을 좌우하게 된다.

실제로 알고리즘을 사용할 때는, 한정된 데이터를 이용하여 수신 신호의 2차 통계를 구하게된다. 이 경우, 데이터의 수가 충분하지 못하다면 정확한 수신 신호의 2차 통계를 구할 수 없다. 그런 경우, 수신 신

호의 순환상관을 정확하게 구할 수 없으므로 추정 성능의 저하를 가져온다. I 개의 데이터로부터 얻은 수신 신호의 상관관계를 $\hat{R}_y[k; \tau]$ 라고 하자. 데이터의 개수 I 가 증가하면 할수록, 더 정확한 수신 신호의 상관관계를 구할 수 있으므로 I 가 무한히 증가하게 되면, 완벽한 수신 신호의 상관관계를 구할 수 있다.

$$\lim_{I \rightarrow \infty} \hat{R}_y[k; \tau] \approx R_y[k; \tau]. \quad (13)$$

즉, 데이터의 개수가 충분하다면 평균자승 오차측면에서 정확한 수신신호의 상관관계를 구할 수 있다. 결과적으로 정확한 상관관계를 구할 수 있다면, 정확한 순환상관 역시 구할 수 있다. 그리고 이에 의해 추정하려는 시간 오차와 주파수 오차도 정확한 값을 추정할 수 있게 된다. 즉 데이터의 수 I 가 충분히 크다면, 추정된 시간 오차 \hat{n}_ϵ 과 주파수 오차 $\hat{\theta}_\epsilon$ 는 정확한 값을 가지게 된다.

데이터의 개수를 늘리는 방법 중 하나로, 순환상관을 평균을 취하는 방법을 취할 수 있다. 이를 통해서 정확한 순환상관을 구할 수 있게 되며, 추정 성능도 향상시킬 수 있게 된다. 식 (10)와 (11)을 평균을 취해 얻은 추정 방법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{n}_\epsilon = -\frac{1}{k} \cdot \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \arg\{M[k; 0]\} \quad (14)$$

$$\hat{\theta}_\epsilon = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \arg\left\{M[k; N] e^{j2\pi \frac{k}{P} \hat{n}_\epsilon}\right\} \quad (15)$$

여기서 Q 는 평균을 취하는 수이다. 평균을 취하는 수 Q 를 증가시키면 시킬수록, 추정 성능은 향상될 것이다. 그러나 Q 를 증가시키면 시킬수록 복잡도가 증가하게되고, 초기 동기에 필요한 시간도 증가하게 된다. 따라서 필요한 성능을 만족하면서도 복잡도를 증가시키지 않을 수 있을 정도로, 평균을 취하는 횟수 Q 를 조정해야 한다. 이를 본 논문에서는 실험을 통해 결정하였다.

IV. 모의실험 결과 및 분석

1. 실험 환경

본 장에서는 제안한 블라인드 OFDM 동기 알고리

즘의 성능을 모의 실험을 통해 평가한다. 본 논문에서는 부 반송파가 64개이고, 보호구간의 길이가 16인 OFDM 시스템을 가정하여 실험을 행하였다. 모든 데이터 신호는 QPSK 변조를 수행하였다고 가정하였고, 송신 펄스성형 필터는 상승 코사인(raised cosine) 필터를 사용하였다. 실험에 사용된 채널은 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널로 채널의 길이는 10으로 가정하였다. 사용한 채널의 각 경로별 전력은 지수적으로 감소한다고 가정하였다. 제안된 알고리즘의 성능을 평가하기 위한 방법으로 평균 자승 오차(MSE)를 사용하였으며, MSE 성능을 Bolcskei의 알고리즘과 비교를 하였다. Bolcskei의 알고리즘을 실험하는데 있어서는 채널의 임펄스 응답을 정확하게 알고 있다고 가정하였다.

2. 제안한 블라인드 동기 알고리즘의 성능

그림 1은 제안한 시간 오차 추정 알고리즘의 성능을 보여주고 있다. 그림을 통해 주파수 오차를 변화시켜가며 실험을 하더라도 제안한 시간 오차 추정 알고리즘의 MSE가 거의 같은 성능을 가짐을 볼 수 있으며, 이를 통해 제안한 시간 오차 추정 알고리즘이 주파수 오차에 의해 영향을 받지 않는다는 것을 알 수 있다. 또한 제안한 시간 오차 추정 알고리즘이 채널의 임펄스 응답을 알지 못하는 상황에서도, 채널의 임펄스 응답을 사용하는 Bolcskei의 시간 오차 추정 알고리즘과 같은 성능을 가짐을 확인 할 수 있다.

제안한 주파수 오차 추정 알고리즘의 MSE 성능은 그림 2에 나타나있다. 모의 실험 결과를 통해 보면, 주파수 오차 추정 알고리즘의 성능이 신호 대 잡음비(SNR)의 변화에 상관없이 거의 일정한 성능을 가짐을 알 수 있다. 이는 부가 잡음이 영향을 미치는 순환 주파수(cyclic frequency)가 아닌 다른 순환 주파수의 값들만을 주파수 오차를 추정하는 데 사용하기 때문이다. 이와 함께 제안한 주파수 추정 알고리즘의 성능이 주파수 오차의 변화에 따라 성능의 차이를 가짐을 관찰할 수 있는데, 주파수 오차가 커짐에 따라 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있다. 그림 2를 통해서도 역시 제안한 주파수 오차 알고리즘이 채널의 임펄스 응답을 사용하는 Bolcskei의 알고리즘과 같은 성능을 가짐을 확인 할 수 있다.

그림 3과 4는 제안한 추정 알고리즘의 성능을 높이기 위해서 평균을 취했을 때, 제안한 시간 오차 추정 성능과 주파수 오차 추정 성능을 각각 보여 주고 있다. 각각의 실험 모두에서 주파수 오차는 0.2로 고정을 하였다. 그림 3에서 보는 것과 같이 시간 오차의

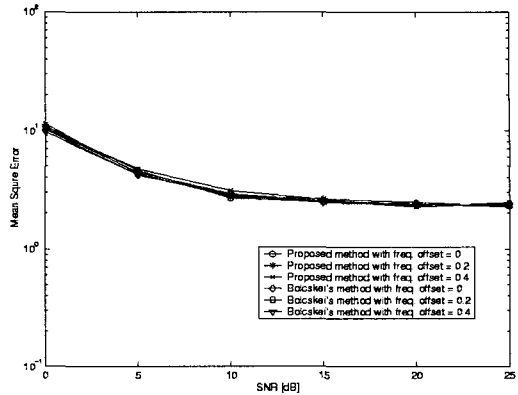


그림 1. 제안한 시간 오차 추정 알고리즘과 Bolcskei 알고리즘의 MSE 성능 비교

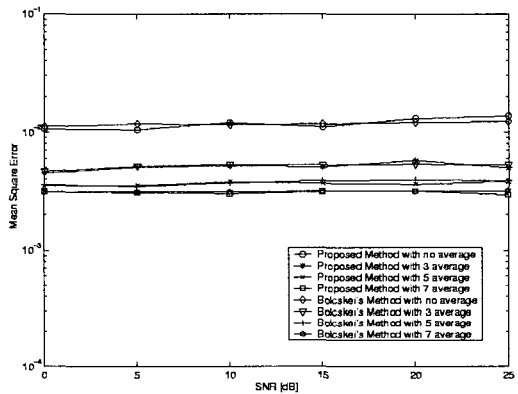


그림 2. 평균을 취할 때 제안한 주파수 오차 추정 알고리즘과 Bolcskei 알고리즘의 MSE 성능 비교

추정 성능은 평균을 취하는 횟수가 증가하면 증가할수록 더 향상된다. 그러나 평균을 계속 취할수록 추정 성능이 어느 정도 수렴하는 것을 관찰할 수 있다. 그림 4에서도 그림 3과 마찬가지로의 현상을 확인할 수 있다.

평균을 취하는 수가 증가하면 증가할수록 제안한 추정 알고리즘의 성능이 향상되지만 평균을 취하는 것이 어느 정도 이상이면 성능이 수렴한다는 것은 그림 3과 그림 4를 통해 확인할 수 있다. 그런데 평균을 취하는 수가 증가하면 증가할수록 복잡도가 늘어나게 되므로, 평균을 취하는 수를 제한하는 것이 필요하다. 그림 3과 그림 4에서부터 평균을 취한 수 Q 가 5정도 되면 Q 를 증가시켜도 성능이 거의 같아짐을 확인할 수 있다. 따라서 복잡도를 감안하여 $Q=5$ 일 때, 제안한 알고리즘은 최적의 성능을 나타낸다고 볼 수 있다.

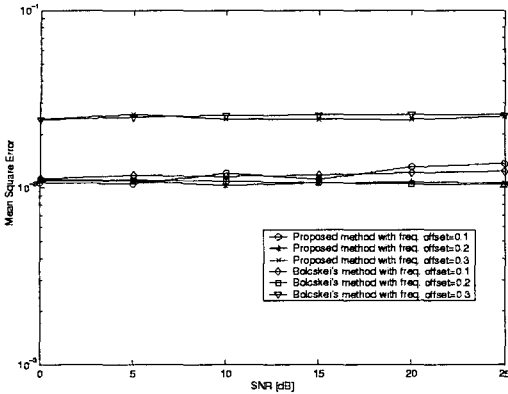


그림 3. 제한한 주파수 오차 추정 알고리즘과 Bolcskei 알고리즘의 MSE 성능 비교

위의 실험 결과를 통해 살펴볼 때, 제한한 동기 알고리즘은 Bolcskei 알고리즘과 거의 같은 성능을 가짐을 알 수 있다. 그러나 제한한 동기 알고리즘은 채널의 정확한 임펄스 응답을 필요로 하지 않으므로 실제 환경에서 초기 동기를 잡는데 유리하다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템의 수신 신호의 이차 통계 특성인 순환상관에 시간 오차와 주파수 오차가 포함되어 나타나는 것을 보이고, 이 사실에 기반하여 OFDM 시스템에서 시간 오차와 주파수 오차를 추정하는 알고리즘을 제안하였다. 수신신호의 이차 통계의 특성에 의해서 제안한 시간 오차 추정 알고리즘의 성능은 주파수 오차에 영향을 받지 않게 되며, 또한 수신신호의 신호 대 잡음비에도 영향을 받지 않는다. 이와 함께 제안한 알고리즘은 여분의 학습심플을 사용하지 않으므로 전송 효율을 높일 수 있게 하고, 채널의 정보를 필요로 하지 않으므로 블라인드 추정이 가능하게 한다. 실험 결과는 제안한 추정 알고리즘이 채널 정보 없이도 채널 정보를 사용하는 다른 추정 알고리즘과 거의 같은 성능을 가짐을 보여 주고 있으며, 평균을 취하는 방법을 이용함으로써 추정 성능을 더 높일 수 있다는 것을 알 수 있다. 이를 통해 제안한 OFDM 블라인드 동기 알고리즘은 주파수 효율이 필요한 시스템에 적합하며, 채널에 대한 정보가 없어도 되기 때문에 초기 동기를 획득하는데 알맞다고 할 수 있겠다.

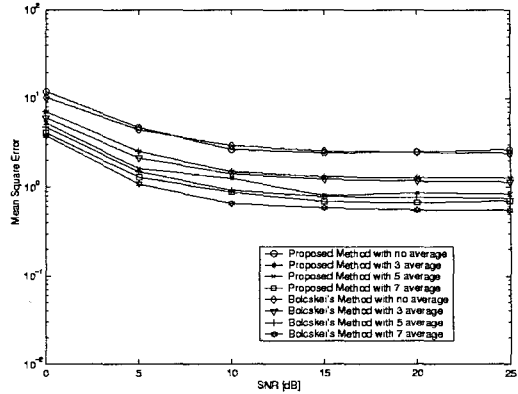


그림 4. 평균을 취할 때 제한한 시간 오차 추정 알고리즘과 Bolcskei 알고리즘의 MSE 성능 비교

참고 문헌

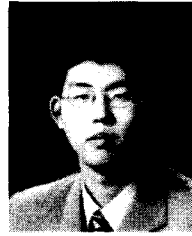
- [1] ETSI, "Radio broadcast systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receives : Final draft pr ETS 300 401," European Telecommunications Standards Institute, Nov. 1994.
- [2] Hikmet Sari, Georges Karam and Isabelle Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Mag., vol. 33, pp.100-109, Feb. 1995.
- [3] K. Pahlavan, A. Zahedi and P. Krishnamurthy, "Wideband local access : Wireless LAN and wireless ATM," IEEE Commun. Mag., vol. 35, pp. 34-40, Nov. 1997.
- [4] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 1613-1621, December 1997.
- [5] Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908-2914, October 1994.
- [6] Taekwan Kim, Namshin Cho, Jaehee Cho, Keukjoon Bang, Kwangchul Kim, Hyunchoil Park and Daesik Hong, "A Fast Burst Synchronization for OFDM Based Wireless Asynchronous Transfer Mode Systems," Globecom'99, pp. 543-547, 1999.
- [7] Keukjoon Bang, Namshin Cho, Jaehee Cho, Heeyoung Jun, Kwangchul Kim, Hyuncheol

Park, Daesik Hong, "A coarse frequency offset estimation in an OFDM system using the concept of the coherence phase bandwidth," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 1320-1324, August 2001.

- [8] J.J. van de Beek, M. Sandell and P.O. Borjesson, "ML estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, pp. 761-766, August 1997.
- [9] Fulvio Gini and Georgios B. Giannakis, "Frequency Offset and Symbol Timing Recovery in Flat-Fading Channels: A Cyclostationarity Approach," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 400-411, March 1998.
- [10] Helmut Bolcskei, "Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Wireless OFDM Systems," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 988-999, June 2001.
- [11] William A. Gardner, "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," IEEE Signal Processing Mag., vol. 8, pp. 14-36, Apr. 1991.

박 병 준 (Byung-joon Park)

준회원



1999년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업

2001년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사

2001년~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 통신 신호처리, OFDM 시스템

고 은 석 (Eunseok Ko)

준회원

한국통신학회 논문지 제 27권, 제 2A호 참조

홍 대 식(Daesik Hong)

정회원

한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호 참조

강 창 언(Changeon Kang)

종신회원

한국통신학회 논문지 제 23권, 제 2호 참조