

OFDM 시스템에 알맞은 낮은 복잡도의 주파수 오프셋 추정 기법

준회원 이영운*, 정다해*, 윤태웅*, 송정환*, 김상훈*,
 종신회원 박소령**, 윤석호*

A Low Complexity Frequency Offset Estimation Scheme for OFDM Systems

Youngyoon Lee*, Dahae Chong*, Taeung Yoon*, Chonghan Song*,
 Sanghun Kim* Associate Members, So Ryoung Park**, Seokho Yoon*° Lifelong Members

요약

직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템은 주파수 오프셋에 매우 민감하다. 따라서 주파수 오프셋 추정은 OFDM 시스템에서 매우 중요하다. 최근 Ren에 의해 제안된 주기도표 기반의 주파수 오프셋 추정 기법은 세 개의 단계로 구성되어 있으며, 정밀하게 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 하지만 두 번째 단계와 세 번째 단계에서의 주파수 오프셋 추정 가능 범위가 좁다는 단점이 있다. 이는 전체 신호의 대역폭과 비교하였을 때 추정 가능 범위가 좁으며, 첫 번째 단계에서의 시스템 복잡도를 증가시킨다. 따라서 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 넓은 주파수 오프셋 추정 범위를 제공하며 낮은 복잡도를 지니는 새로운 기법을 제안한다. 모의실험을 통하여 제안된 기법의 주파수 오프셋 추정 범위가 Ren의 기법보다 넓으며, 시스템 복잡도는 낮음을 알 수 있다.

Key Words : OFDM, low complexity, frequency offset, estimation

ABSTRACT

OFDM systems are very sensitive to the frequency offset. Therefore, frequency offset estimation is one of the most important procedures in OFDM systems. Ren's periodogram-based frequency offset estimation scheme consists of three steps which estimates the frequency offset accurately. However, there are the drawbacks of the limited frequency offset estimation ranges in the second and third estimation steps of the Ren's scheme. This ranges are insufficient compared with the overall signal bandwidth, making the high complexity of the first estimation step. In this paper, we propose a novel lower complexity frequency offset estimation scheme for OFDM systems which extends the frequency offset estimation range. The simulation results show that the proposed scheme has a wider frequency offset estimation range and lower complexity than those of the Ren's scheme.

1. 서론

직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템은 임펄스 잡

음과 다중경로 페이딩에 강인하고, 주파수 대역을 효율적으로 사용한다는 장점으로 인하여 무선 랜 및 디지털 비디오 방송, 디지털 오디오 방송 시스템의 무선 통신 표준 방식으로 널리 쓰이고 있다^[1].

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.(IITA-2009-C1090-0902-0005)
 * 성균관대학교 정보통신공학부, ** 가톨릭대학교 정보통신전자공학부, (° : 교신저자, syoon@skku.edu)
 논문번호 : KICS2009-03-103, 접수일자 : 2009년 3월 5일, 최종논문접수일자 : 2009년 5월 11일

그러나 OFDM 시스템의 성능은 도플러 이동 및 송수신기에 위치한 발진기의 동작 불일치로 인하여 발생하는 주파수 옵셋에 매우 민감하다^[2]. 이는 부반송파의 직교성을 파괴시킴으로써 전체적인 시스템의 성능 저하를 가져오기 때문이다. 따라서 주파수 옵셋을 추정하는 단계는 OFDM 시스템에서 매우 중요하다.

OFDM 시스템에서 주파수 옵셋을 추정하기 위하여 훈련 심볼을 사용할 수 있으며 이와 관련된 많은 연구가 이루어 졌다^[3-6]. 특히 [6]에서 제안된 기법은 훈련 심볼의 값과 무관하게 주파수 옵셋을 추정할 수 있으며, 주기도표를 이용하여 세 단계에 의해 주파수 옵셋을 추정한다. 그러나 두 번째 단계와 세 번째 단계에서 추정할 수 있는 주파수 옵셋의 최대 범위가 부반송파 간격으로 제한된다. 또한 최대 범위가 부반송파 간격으로 제한된 두 번째와 세 번째 단계는 첫 번째 단계의 시스템 복잡도를 증가시킨다.

따라서 본 논문은 OFDM 시스템에서 주기도표 확장에 기반하여 주파수 옵셋을 추정하는 낮은 복잡도의 새로운 기법을 제안한다. 그리고 제안된 기법은 [6]에서 Ren에 의하여 제안된 이제까지의 기법보다 넓은 주파수 옵셋 추정 범위를 제공함을 모의실험으로부터 확인할 수 있다.

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있다. II장에서는 OFDM 시스템 모델과 [6]에서 제안된 이제까지의 기법을 설명한다. III장에서는 주기도표 확장에 기반하여 이제까지의 기법보다 낮은 복잡도와 넓은 주파수 옵셋 추정 범위를 지니는 새로운 기법을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 이제까지의 기법과 제안된 기법의 성능을 비교한다. 마지막으로 V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델과 이제까지의 기법

n 번째 OFDM 샘플 x_n 은 역 고속 푸리에 변환을 (inverse fast Fourier transform: IFFT) 통해 얻을 수 있으며, 다음과 같이 표현된다.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \text{ for } n=0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

여기서 X_k 는 k 번째 부반송파에 의해 전송되는 데이터를 의미하며, 위상 편이 변조 또는 직교 진폭 변조 방식으로 생성된다. 그리고 N 은 IFFT의 크기를 의미한다.

를 의미한다.

채널을 통과한 후, 시간 옵셋이 추정되었다고 가정한다. 이 경우, n 번째 수신된 OFDM 심볼 y_n 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi \epsilon n/N} + w_n, \text{ for } n=0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

여기서 h_l 은 길이 L 인 채널 임펄스 응답의 l 번째 탭 계수이다. ϵ 는 부반송파 간격으로 정규화 된 주파수 옵셋을 의미하며, w_n 은 평균과 분산이 각각 0과 σ_w^2 인 복소 덧셈곱 백색 정규 잡음을 (additive white Gaussian noise: AWGN) 나타낸다. 신호대잡음비 (signal to noise ratio: SNR) ρ 는 $\rho \triangleq \sigma_s^2 / \sigma_w^2$ 으로 정의되며, $\sigma_s^2 = E\{|x_n|^2\}$ 이다.

이제까지의 기법은 훈련 심볼의 값에 상관없이 주파수 옵셋을 추정하기 위하여 포락선 균등 과정을 (envelope equalized processing: EEP) 사용한다. 그리고 EEP는 다음과 같이 정의된다^[6].

$$f_x = \frac{x_n^*}{|x_n|^2}, \quad (3)$$

여기서 x_n^* 은 복소수 x_n 의 켈레 복소수를 의미한다. 따라서 EEP에 의해 균등화 된 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y_n' &= y_n f_x \\ &= h_0 x_n e^{j2\pi \epsilon n/N} f_x + \sum_{l=1}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi \epsilon n/N} f_x + w_n f_x \\ &= h_0 e^{j2\pi \epsilon n/N} + w_n', \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 w_n' 은 중심 극한 정리에 의해 평균 0인 정규 확률 변수로 근사화 할 수 있다. 한편 수신 신호는 EEP에 의해 단순 복소 톤 신호로 바뀌었으며, 이를 송신단으로부터 전송된 훈련 심볼로 볼 수 있다.

Ren에 의해 [6]에서 제안된 이제까지의 기법에서 주파수 옵셋은 세 단계를 통해 추정되며, 구체적으로 각 단계는 정수 주파수 옵셋, 소수 주파수 옵셋, 나머지 주파수 옵셋을 각각 추정한다. 첫 번째 단계에서는 식 (5)를 이용하여 정수 주파수 옵셋을 추정한다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_I} \left\{ I(\tilde{\epsilon}_I)^2 + I(\tilde{\epsilon}_I + 1)^2 \right\}, \quad (5)$$

여기서 $\tilde{\epsilon}_I$ 는 정수 주파수 오프셋 추정치인 $\hat{\epsilon}_I$ 의 시험 값이며, $\tilde{\epsilon}_I \in \left\{ -\frac{N}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} \right\}$ 이다. 그리고 수신 OFDM 신호의 주파수 $\tilde{\epsilon}$ 에서 제공된 주기도표는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(\tilde{\epsilon}) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} y_n' e^{-j2\pi\tilde{\epsilon}n/N} \right|. \quad (6)$$

두 번째 단계와 세 번째 단계에서는 각각 식 (7)과 (8)을 이용하여 소수 주파수 오프셋과 나머지 주파수 오프셋을 추정한다.

$$\hat{\epsilon}_F = \frac{I(\hat{\epsilon}_I + 1)}{I(\hat{\epsilon}_I) + I(\hat{\epsilon}_I + 1)}, \quad (7)$$

$$\hat{\epsilon}_R = \frac{1}{2} \cdot \frac{I(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + 0.5) - I(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - 0.5)}{I(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + 0.5) + I(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - 0.5)}. \quad (8)$$

따라서 최종적인 주파수 오프셋 추정치는 위 세 단계에서 각각 구한 추정치를 더하여 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \hat{\epsilon}_R. \quad (9)$$

III. 제안된 기법

이제까지의 기법의 주파수 오프셋 최대 추정 범위를 찾기 위하여 잡음인 w_n' 을 고려하지 않으면, 식 (6)은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(\tilde{\epsilon}) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} y_n' e^{-j2\pi\tilde{\epsilon}n/N} \right| \quad (10)$$

$$= \left| h_0 e^{j2\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})(N-1)/N} \cdot \frac{\sin\{\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})\}}{\sin\{\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})/N\}} \right|.$$

OFDM 시스템에서 일반적으로 $N \gg 1$ 이므로, 테일러 급수에 의하여 다음을 얻을 수 있다.

$$\sin\{\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})/N\} \approx \pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})/N. \quad (11)$$

식 (11)을 식 (10)에 대입하면, 식 (10)은 다음과

같이 정리할 수 있다.

$$I(\tilde{\epsilon}) = N \cdot \left| h_0 \cdot \frac{\sin\{\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})\}}{\pi(\epsilon - \tilde{\epsilon})} \right| \quad (12)$$

$$= N \cdot |h_0 \cdot \text{sinc}(\epsilon - \tilde{\epsilon})|.$$

이제까지의 기법의 두 번째와 세 번째 단계에서의 추정 범위를 설명하기 위해 식 (12)를 식 (7)과 식 (8)에 대입하면, 다음을 각각 얻을 수 있다.

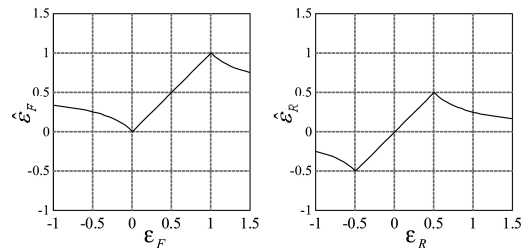
$$\hat{\epsilon}_F = \frac{|\text{sinc}(\epsilon_F - 1)|}{|\text{sinc}(\epsilon_F)| + |\text{sinc}(\epsilon_F - 1)|}, \quad (13)$$

$$\hat{\epsilon}_R = \frac{1}{2} \cdot \frac{|\text{sinc}(\epsilon_R - 0.5)| - |\text{sinc}(\epsilon_R + 0.5)|}{|\text{sinc}(\epsilon_R - 0.5)| + |\text{sinc}(\epsilon_R + 0.5)|}, \quad (14)$$

여기서 $\epsilon_F = \epsilon - \hat{\epsilon}_I$ 이며, $\epsilon_R = \epsilon - \hat{\epsilon}_I - \hat{\epsilon}_F$ 이다. 그림 1은 이제까지의 기법에서 소수 및 나머지 주파수 오프셋에 따른 측정된 소수 및 나머지 주파수 오프셋을 각각 보여준다.

그림 1에서 볼 수 있듯이, 이제까지의 기법의 소수 주파수 오프셋의 추정 범위는 $0 \leq \epsilon_F \leq 1$ 이며, 나머지 주파수 오프셋의 추정 범위는 $-0.5 \leq \epsilon_R \leq 0.5$ 이다. 그러나 이 범위는 전체 신호의 대역폭에 비해 매우 좁다. 그리고 이제까지의 기법의 첫 번째 단계인 정수 주파수 오프셋 추정 단계에서 많은 시험 값을 요구하며, 이는 결과적으로 첫 번째 단계에서의 큰 복잡도로 이어진다. 따라서 이제까지의 기법의 두 번째와 세 번째 단계인 소수 주파수 오프셋과 나머지 주파수 오프셋 단계에서의 추정 가능 범위를 늘릴 수 있다면, 정수 주파수 오프셋 추정 단계의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

식 (6)으로부터 주파수 오프셋의 추정 범위를 확장시키기 위하여, 혼련 심볼의 부분 FFT를 이용한다.



(a) ϵ_F 에 따른 $\hat{\epsilon}_F$ (b) ϵ_R 에 따른 $\hat{\epsilon}_R$
 그림 1. 이제까지의 기법의 주파수 오프셋 추정 범위

만약 N/q 길이의 훈련 심볼에 대하여 FFT를 한다면, 식 (15)와 그림 2와 같이 q 배 만큼 확장된 sinc 함수를 얻을 수 있다. 여기에서 GI는 훈련 심볼 앞에 삽입되어 전송되는 보호구간을 (guard interval: GI) 의미한다.

$$\begin{aligned}
 I_m(\tilde{\epsilon}) &= \left| \sum_{n=m}^{m+N/q-1} h_0 e^{j2\pi(\epsilon-\tilde{\epsilon})n/N} \right| \\
 &= \left| h_0 \left\{ \sum_{n=0}^{m+N/q-1} e^{j2\pi(\epsilon-\tilde{\epsilon})n/N} - \sum_{n=0}^{m-1} e^{j2\pi(\epsilon-\tilde{\epsilon})n/N} \right\} \right| \\
 &= N \left| h_0 \frac{\sin\{\pi(\epsilon-\tilde{\epsilon})/q\}}{\pi(\epsilon-\tilde{\epsilon})} \right| \\
 &= \frac{N}{q} |h_0 \text{sinc}\{(\epsilon-\tilde{\epsilon})/q\}|.
 \end{aligned} \tag{15}$$

위 특성을 이용하면, 소수 주파수 옵셋과 나머지 주파수 옵셋 추정 단계에서 주파수 옵셋 추정 범위를 늘릴 수 있다. 그리고 이에 따른 나머지 주파수 옵셋은 다음 식에 의해 추정될 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_R^{novel} = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{q-1} \frac{\{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J + \hat{\epsilon}_F + q/2) - I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J + \hat{\epsilon}_F - q/2)\}}{\{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J + \hat{\epsilon}_F + q/2) + I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J + \hat{\epsilon}_F - q/2)\}}. \tag{16}$$

식 (16)으로부터 식 (8)에 비해 주파수 옵셋 추정 범위가 q 배만큼 늘어남을 확인할 수 있다. 정확도를 비교하기 위하여 이제까지의 기법 및 제안된 기법을 크래머-라오 하한과 (Cramér-Rao lower bound: CRLB) 비교한다. 식 (8)의 CRLB는 다음과 같다^[6].

$$\text{CRLB}_{\text{이제까지의 기법}}(\rho) = \frac{\pi^2}{64N\rho}, \tag{17}$$

여기에서 ρ 는 수신한 신호의 SNR이다.

그리고 식 (16)의 CRLB는 다음과 같이 구할 수 있다^[7].

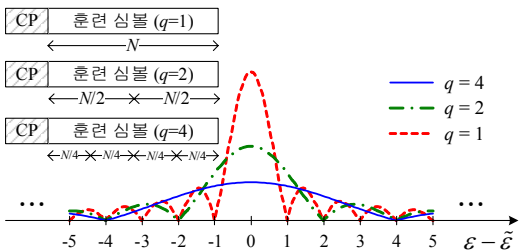


그림 2. q 값에 따른 확장된 sinc 함수

표 1. 제안된 기법의 수도코드

```


$$\hat{\epsilon}_J^{novel} = \underset{\hat{\epsilon}_J^{novel}}{\text{arg max}} \left\{ \left( \sum_{m=0}^{q-1} I_m(\hat{\epsilon}_J^{novel}) \right)^2 + \left( \sum_{m=0}^{q-1} I_m(\hat{\epsilon}_J^{novel} + q) \right)^2 \right\}$$

    with  $\hat{\epsilon}_J^{novel} \in \left\{ -\frac{N}{2}, -\frac{N-2q}{2}, \dots, \frac{N-2q}{2} \right\}$ 

$$\hat{\epsilon}_F^{novel} = \sum_{m=0}^{q-1} \frac{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J^{novel} + q)}{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J^{novel}) + I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_J^{novel} + q)}$$


$$\hat{\epsilon}_R^{novel} = \hat{\epsilon}_J^{novel} + \hat{\epsilon}_F^{novel}$$

    while  $q \geq 1$ 

$$\hat{\epsilon}_R^{novel} = \hat{\epsilon}_R^{novel} + \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{q-1} \frac{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_R^{novel} + q/2) - I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_R^{novel} - q/2)}{I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_R^{novel} + q/2) + I_{mN/q}(\hat{\epsilon}_R^{novel} - q/2)}$$


$$q = q/2$$

    end

$$\hat{\epsilon}_{proposed} = \hat{\epsilon}_R^{novel}$$


```

$$\text{CRLB}_q(\rho) = \frac{(\pi q)^2}{64N\rho}. \tag{18}$$

주파수 옵셋 추정 범위가 넓어지는 대신, 제안된 기법인 식 (16)의 성능은 q 값이 증가함에 따라 감소한다. 그러나 이러한 단점은 나머지 주파수 옵셋을 추정하는 단계를 반복적으로 수행함으로써 해결할 수 있다. 제안된 기법의 수도코드는 표 1에 나타난 것과 같다.

수도코드에서 알 수 있듯이, 제안된 기법은 이제까지의 기법과 비슷하다. 그러나 제안된 소수 주파수 옵셋과 나머지 주파수 옵셋 추정 방법의 주파수 옵셋 추정 가능 범위는 이제까지의 기법의 범위보다 넓음을 알 수 있다. 따라서 제안된 정수 주파수 옵셋 추정 단계에서 요구되는 시험 값의 수가 적음을 의미한다. 이는 최종적으로 낮은 시스템의 복잡도로 이어진다. 그리고 이에 따른 성능 저하를 보상하기 위하여, 나머지 주파수 옵셋 추정 단계에서 $q \geq 1$ 인 동안, 반복적으로 주파수 옵셋을 추정한다.

IV. 모의실험 결과

이제까지의 기법과 제안된 기법을 AWGN과 4경로 레일리 페이딩 채널에서 모의실험을 하였다. 데이터는 직교 위상 편이 변조를 통해 생성하였으며, IFFT 크기와 GI의 길이는 각각 64와 8로 설정하였다. 각 경로는 각각 0 샘플, 2 샘플, 4 샘플, 6 샘플

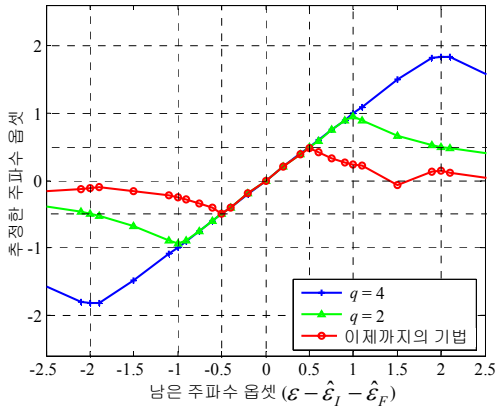


그림 3. 남은 주파수 오프셋에 따른 추정된 주파수 오프셋

플렉스 지연되며, 채널의 l 번째 경로 크기 A_l 은 레일리 분포에 따라 상호 독립적으로 변하며, 지수적으로 감소하는 특징을 지닌다 ($E\{A_l^2\} = \exp(-0.8l)$). 첫 번째 경로와 네 번째 경로의 전력은 20 dB 차이를 보이며, 각 경로의 위상은 $(-\pi, \pi]$ 에서 균일한 분포를 갖는다. 도플러 대역은 0.0017이며, 샘플링 주기는 0.1 μ s이다.

그림 3에서 알 수 있듯이, 제안된 기법은 이제까지의 기법에 ($q=1$) 비해 q 배의 넓은 추정 범위를 보인다.

그림 4와 5는 각각 제안된 기법이 각각 $q=2$, $q=4$ 일 때, 이제까지의 기법과의 평균 제곱 오차를 (mean squared error: MSE) 보여준다. 그림 3, 4, 5를 통해 제안된 기법이 이제까지의 기법에 비해 넓은 범위에서 보다 정확한 주파수 오프셋을 추정할 수 있음을 알 수 있다.

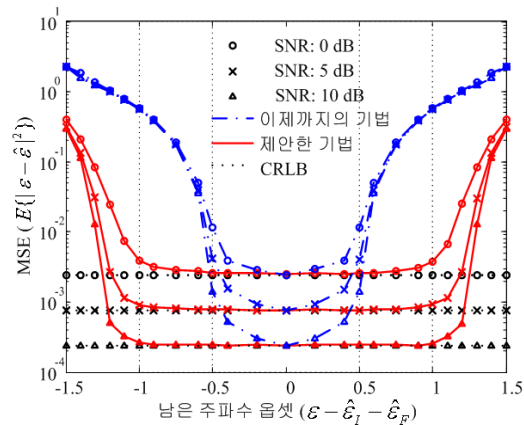


그림 4. 남은 주파수 오프셋에 따른 MSE ($q=2$)

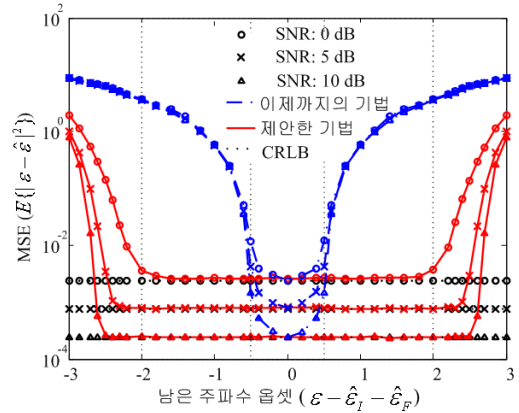


그림 5. 남은 주파수 오프셋에 따른 MSE ($q=4$)

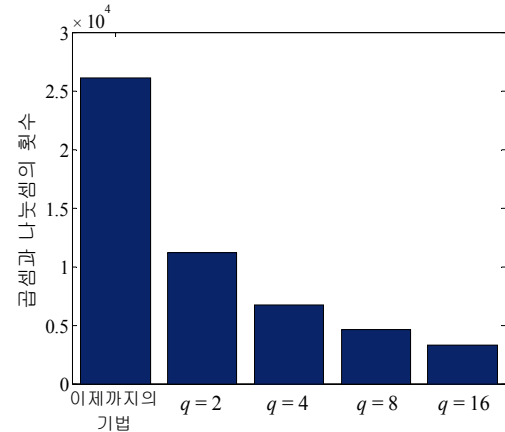


그림 6. 이제까지의 기법과 제안된 기법의 복잡도 비교

그림 6은 IFFT 크기와 추정 범위의 크기가 각각 64일 때, 이제까지의 기법과 제안된 기법의 복잡도를 보여준다.

그림 7과 8은 각각 AWGN과 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 이제까지의 기법과 제안된 기법의 정수 주파수 오프셋 추정 성능을 보여준다. 여기에서 정수 주파수 오프셋을 추정했다는 것은 최종 반복 단계에서 추정해야 할 오프셋이 $[-0.5, 0.5]$ 에 속한다는 것을 의미한다. 이제까지의 기법의 마지막 추정 단계와 제안된 기법의 최종 반복 단계가 일치하기 때문에, 마지막 추정 단계 또는 최종 반복 단계에 정확한 추정치를 제공하는 것은 중요한 측정 요소이다. q 값이 커질수록 정수 주파수 오프셋 추정 확률이 떨어짐을 알 수 있다. 그러나 $q=2$ 인 경우, 이제까지의 기법과 동일한 성능을 보이지만, 복잡도는 매우 낮다.

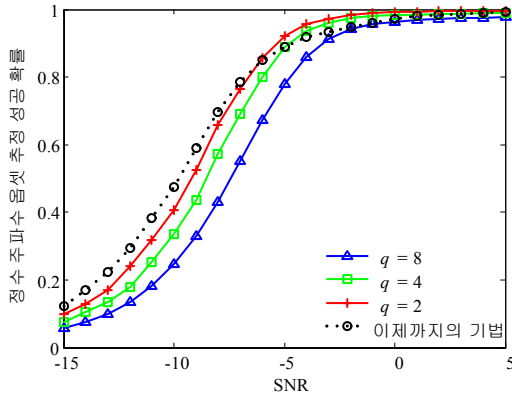


그림 7. 정수 주파수 오프셋 추정 확률 (AWGN 채널)

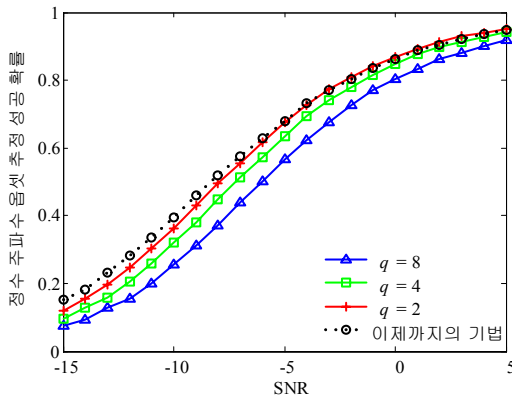


그림 8. 정수 주파수 오프셋 추정 확률 (다중경로 채널)

V. 결 론

OFDM 시스템의 성능은 주파수 오프셋에 매우 민감하다. 본 논문에서는 주기도표를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 낮은 복잡도의 기법을 제안하였다. 구체적으로는 OFDM 시스템에서 혼련 심볼에 대한 부분 FFT를 통하여 소수 주파수 오프셋과 나머지 주파수 오프셋의 최대 추정 범위를 넓혔고, 이를 통해 시스템 복잡도 또한 줄일 수 있었다. 그리고 모의실험을 통해 이제까지의 기법과 비교했을 때, 비슷한 성능을 보이지만 낮은 복잡도를 지님을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] C.-P. Li and W.-W. Hu, "Super-imposed training scheme for timing and frequency synchronization in OFDM systems," *IEEE Trans. Broad.*, vol. 53, no. 2, pp. 574-583, June 2007.

[2] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. West Sussex, England: John Wiley and Sons, 2003.

[3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[4] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[5] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 75-77, Mar. 1999.

[6] G. Ren, Y. Chang, H. Zhang, and H. Zhang, "An efficient frequency offset estimation method with a large range for wireless OFDM systems," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 56, no. 4, pp. 1892-1895, July 2007.

[7] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

이 영 윤 (Youngyoon Lee)

준회원



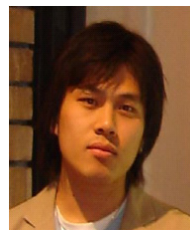
2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2009년 2월 성균관대학교 휴대통신학과 공학석사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대통신학과 박사과정
2008년 7월 성균관대학교 우수

논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

정 다 해 (Dahae Chong)

준회원



2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2008년 2월 성균관대학교 전기컴퓨터공학과 공학석사
2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대통신학과 박사과정

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신,

통계학적 신호 처리

윤 태 응 (Taegung Yoon)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
2008년 11월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상

<관심분야> 통신 이론, 통계학적 신호처리, MIMO, 협력 통신

송 정 한 (Chonghan Song)

준회원



2009년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
<관심분야> OFDM, 통계학적 신호 처리, 추정 및 검파

김 상 훈 (Sanghun Kim)

준회원



2004년 8월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2007년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 공학석사
2007년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 박사과정
2006년 8월 성균관대학교 정보통신공학부 최우수 논문상

<관심분야> 통신 이론, 4G 이동 통신, 위성 통신

박 소 령 (So Ryoung Park)

중신회원



1997년 2월 연세대학교 전자공학과 공학사
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
2003년 3월~현재 가톨릭대학교 정보통신전자공학부 전임강사, 조교수, 부교수

2007년 IEEE 선임회원
<관심분야> 이동통신, 다중접속, 통계학적 신호처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
2002년 4월~2002년 6월 MIT

박사후 연구원
2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수, 부교수
2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 받음
2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재
2007년 IEEE 선임회원
2008년 Marquis Who's Who in World에 등재
<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리