

OFDM 시스템에서 CP-ICA 기법을 이용한 새로운 주파수 오프셋 추정

정회원 김 종 득*, 종신회원 변 윤 식*

A New Carrier Frequency Offset Estimation Using CP-ICA Scheme in OFDM Systems

Jong-Deuk Kim* *Regular Member*, Youn-Shik Byun* *Lifelong Member*

요 약

반송파 주파수 오프셋은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호의 부채널간 간섭(ICI)을 유발하며, 수신 신호의 진폭과 위상을 왜곡시켜 전체적인 시스템 성능에 심각한 영향을 미친다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 기법을 제안한다. 이 기법은 주파수 오프셋으로 인해 위상이 회전되어 왜곡된 OFDM 심볼의 CP와 유효 OFDM 심볼에 대해 통계적 독립 성분 분석(ICA - Independent Component Analysis)을 EVD(Eigenvalue Decomposition), 회전 페이저, 그리고 4th cumulants를 이용하여 시간영역에서 추정하여 보상하는 기법이다. 어떤 훈련 심볼열이나 파일럿 심볼을 필요하지 않기 때문에 대역폭 효율의 저하가 없다. 모의실험 결과, 제안된 CP-ICA 기법이 주파수 오프셋의 범위가 $0.0 < \epsilon < 1.0$ 에서 기존의 제안된 주파수 오프셋 추정기보다 매우 좋은 BER 성능 결과를 보여준다.

Key Words : OFDM, CP-ICA, Frequency Offset, EVD, Rotating Phasor

ABSTRACT

The carrier frequency offset causes loss of orthogonality between sub-carriers, thus leads to inter-carrier interference (ICI) in the OFDM symbol. This ICI causes severe degradation of the BER performance of the OFDM receiver. In this paper, we propose a new ICI cancellation algorithm which estimates frequency offset at the time-domain by using CP-ICA method to the received sub-carriers phase rotation. This algorithm is based on a statistical blind estimation method, which mainly utilizes the EVD, rotating phasor and the 4th cumulants. Since our scheme does not need any training and pilot symbol in estimation, we can expect enhanced bandwidth efficiency in OFDM systems. Simulation results show that the proposed frequency offset estimator is more accurate than the other estimators in $0.0 < \epsilon < 1.0$.

I. 서론

OFDM은 현재의 고속 데이터 전송에 가장 적합한 무선 통신 변조 기술 방식이다. 직교 주파수 분할 다중화 변조 방식은 심볼의 길이를 길게 늘려 전송하기 때문에, 지연확산이 발생하는 다중 경로

채널에 강한 특성을 가지고 있다. 또한 여러 개의 부분송파의 스펙트럼이 서로 겹치도록 전송하므로 대역의 효율성도 높다. 이러한 특성은 고속 전송에 유리하여 고속 무선 LAN 규격인 IEEE 802.11a^[1] 및 WiMax, WiBro 등에 채택되었으며, XDSL 등의 다양한 유·무선 고속 전송 시스템에서 OFDM 변

* 시립인천대학교 전자공학과 신호처리연구실 (jjdkim, byun)@incheon.ac.kr

논문번호 : KICS2006-10-430, 접수일자 : 2006년 10월 16일, 최종논문접수일자 : 2006년 12월 11일

조 방식을 적용하고 있다.

OFDM 변조 방식은 반송파 주파수 차이로 인해 주파수 오프셋이 발생하게 되면 수신 신호의 주파수 스펙트럼에 주파수 천이가 발생하여 부반송파간의 직교성이 상실되어 OFDM 시스템 전체의 성능에 큰 영향을 미친다²⁻³⁾. 주파수 오프셋은 송·수신기의 발진 주파수 차이에 의해 주로 발생되며, 또한 채널의 시변성에 의한 도플러 편이에 의해서도 주파수 오프셋을 발생시키는 요인이 된다. 주파수 오프셋의 영향은 신호의 크기 감소와 위상을 회전시켜, 인접 부반송파간의 간섭(ICI)을 야기한다⁴⁻⁵⁾. 그러므로 고속 전송의 OFDM 통신 방식에서 시스템 성능에 대한 신뢰성을 확보하기 위해서는 주파수 오프셋에 대한 동기가 반드시 필요하고 매우 중요한 요소 기술 중의 하나이다.

OFDM 시스템에서 주파수 오프셋 추정을 통한 반송파간 간섭을 제거하기 위한 제안된 기법은 크게 훈련 심볼열 또는 파일럿 심볼을 이용하는 방법과 Cyclic-Prefix를 이용하는 방법으로 분류되고, 자기 소거법을 이용하는 방법도 제안되었다⁶⁾. 파일럿 심볼을 이용한 주파수 오프셋추정 기법은 파일럿 심볼이 유효 대역폭의 일정 부분을 차지함으로써 인해 주파수 대역폭 효율을 감소시키는 단점이 있다⁷⁻⁸⁾. 따라서 블라인드 접근 기법이 제안되었다⁹⁾. 그렇지만 이 알고리즘은 주파수 오프셋을 추정하기 위해 가상의 부반송파에 의존하며 대역폭의 효율성도 낮다. 보다 현실적인 기법으로 블라인드 추정방식을 이용하여 심볼 및 주파수 동기 기법이 제안되었다¹⁰⁻¹¹⁾. 이 기법들은 주로 CP를 이용하여 주파수 영역에서 주파수 오프셋을 추정한 다음, 다시 시간 영역에서 보상하는 기법을 사용함으로써 영역전환에 의한 시간 지연이 발생하는 단점이 있다. 특히 Bolcskei에 의해 제안된 방법은 OFDM 심볼을 cyclosationary 화 하여 주파수 오프셋을 추정하였다¹¹⁾. 독립 성분 분석 기법(ICA)은 블라인드 신호 분리에 적용되는 통계적 분리 기법으로 제안되었다¹²⁻¹⁵⁾.

본 논문에서는 OFDM 심볼의 CP와 유효 데이터간의 통계적 성질을 활용하는 독립 성분 분석 기법(ICA)을 EVD과 회전 페이저를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 II장에서는 OFDM 시스템 모델과 반송파간 간섭(ICI)에 대해 설명하고, III장에서는 ICA의 기본 원리와 본 논문에서 제안된 CP-ICA 알고리즘을 이용하는 주파수 오프셋 추정 기법에 대해 설명한다. IV장에서는 제안된 기법과 기존의 주파수 오프셋

추정 기법⁷⁾¹⁰⁾에 대한 모의실험을 통해 성능 곡선 결과를 살펴보고, 끝으로 V장에는 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템 모델 및 주파수 오프셋으로 인한 심볼간 간섭 문제

OFDM의 기본 동작 과정에 대한 시스템 모델은 그림 1과 같이 도시된다.

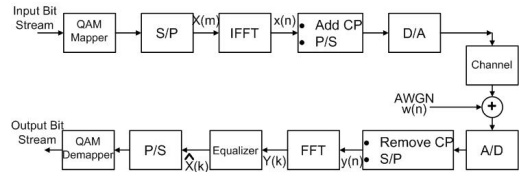


그림 1. 기저대역 OFDM 시스템 모델

$X_l(m)$ 은 l -번째 OFDM 심볼의 m -번째 부반송파에 대한 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$x_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_l(m) e^{i \frac{2\pi nm}{N}} \quad (1)$$

복조된 l -번째 OFDM 심볼은 식(2)와 같다.

$$Y_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n) e^{-i \frac{2\pi kn}{N}} + W_l(k) \quad (2)$$

$W_l(k)$ 은 분산이 σ_n^2 이고, 복소수 평균 0인 가우시안 잡음에 대한 주파수 성분이다.

OFDM 시스템의 주된 단점은 송신단과 수신단에서의 국부 발진 주파수 차이, 또는 도플러 편이에 의한 송/수신기의 이동으로 인한 주파수 오프셋에 민감하다. 주파수 오프셋은 반송파간 간섭(ICI)을 유발하게 하여 시스템 성능 열하를 초래하게 된다. 주파수 오프셋이 야기된 기저대역 OFDM 시스템은 그림2와 같이 모델링 된다.

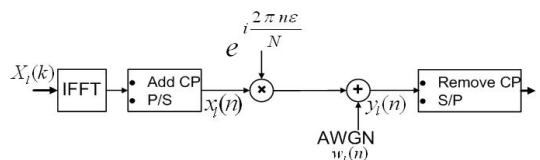


그림 2. 기저대역 주파수 오프셋 모델

수신된 OFDM 심볼은 식(3)과 같이 주어진다.

$$y_l(n) = x_l(n)e^{i\frac{2\pi n\varepsilon}{N}} + w_l(n) \quad (3)$$

여기서, $\varepsilon = f_{offset} / \Delta f$ 은 정규화된 주파수 옵셋을 나타내고, f_{offset} 는 송/수지기 사이의 주파수 차이, Δf 는 부반송파간의 간격, $w_l(m)$ 은 채널에 야기된 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다. 수신된 l -번째 OFDM 신호 심볼에 대한 주파수 옵셋 영향으로 인한 반송파간 간섭(ICI) 성분은 식(4),식(5)에 의해 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_l(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n)e^{-i2\pi kn/N}, k=0,1,\dots,N-1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_l(m) \sum_{n=0}^{N-1} e^{i\frac{2\pi n(m+\varepsilon-k)}{N}} + W_l(k) \\ &= X_l(k)I_l(0) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X_l(m)I_l(m-k) + W_l(k) \quad (4) \end{aligned}$$

$$I_l(m-k) = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi(m+\varepsilon-k))}{\sin(\pi(m+\varepsilon-k)/N)} e^{i\pi(1-\frac{1}{N})(m+\varepsilon-k)} \quad (5)$$

식(4)에서의 첫 번째 항은 반송파간 간섭은 없지만, 주파수 옵셋 영향으로 인해 전송된 심볼 $X_{l(k)}$ 은 크기가 변화고, 위상이 회전하여 부반송파에 영향을 준다. 식(4)의 두 번째 항은 주파수 옵셋으로 인한 수신된 OFDM 심볼에 대한 인접 부반송파로 인한 반송파간 간섭(ICI) 복소 계수 성분을 나타낸다. 만일 N 이 충분히 크다면, 반송파간 간섭 성분(ICI)은 중앙 극한값 정리에 의해 평균이 0이고, 분산이 σ^2 인 가우시안 랜덤프로세스와 같은 형태를 지니는 통계적 특성을 갖는다^{[3][7]}. 그러므로 반송파간 간섭(ICI)을 제거하기 위해서는 정확한 위상 회전 성분 추정이 요구되어진다.

III. OFDM 시스템에서의 CP-ICA를 이용한 주파수 옵셋 추정

OFDM 시스템에서 주파수 동기를 얻기 위한 여러 기법들이 제안되어 왔다. Moose의 방법은 훈련 심볼열을 사용하는 기법으로 동일한 OFDM 심볼을 두 번 보내고, 수신단에서는 수신된 동일한 두 심볼 사이의 상관성을 이용하는 ML 기법을 제안하였다^[7]. Beek와 Sandell이 제안한 기법은 보호구간인 CP와 심볼의 마지막 부분과의 상관성을 이용하여

ML 추정 방법으로 주파수 동기과 심볼 동기를 동시에 추정하는 알고리즘이다^[10]. Moose의 알고리즘은 유효 심볼의 전송률 감소와 대역폭 효율성이 저하되는 단점이 있다. Beek와 Sandell이 제안한 알고리즘은 부가적인 정보를 필요로 하지 않음으로 대역폭 효율이 좋다는 장점을 가지나, 정규화된 주파수 옵셋이 인접 반송파 간격의 ± 0.5 보다 클 경우 추정할 수 없다는 단점이 있다. 아울러, 위 방법들은 주파수 영역에서 추정한 후, 추정된 주파수 옵셋에 대해서 다시 시간영역에서 보상함으로써 영역 전환으로 인한 시간 지연이 발생할 수 있다는 단점이 있다.

독립 성분 분석(ICA) 기법을 이용하면, 관찰되어진 랜덤 벡터 $\mathbf{y}(n)$ 에 대해 다음과 같은 절차에 의해 혼합 벡터 신호를 추정할 수 있다^[12-15].

$$y(n) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{j=0}^{I-1} a_{ij} x_{jn}(n) + w_{jn}(n), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (6)$$

$\mathbf{y}(n)$ 은 상호 통계적 독립 변수 a_{ij} 에 의해 선형 혼합된 벡터다. 식(6)은 $\mathbf{Y}=\mathbf{A}\mathbf{X}+\mathbf{W}$ 로 표현될 수 있다. 혼합되어진 \mathbf{Y} 신호에서 원 신호인 \mathbf{X} 를 분리하기 위해서는 혼합 행렬을 추정($\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{A}^{-1}$) 해야 한다. 이를 위해서는 Whitening 과정이 필요하다. 이 과정은 covariance에 대한 EVD를 이용한다.

절차1) \mathbf{Y} 가 통계적 독립이라면, \mathbf{Y} 에 대한 covariance 행렬은 식(7)과 같다.

$$[E_{\mathbf{y}}, D_{\mathbf{y}}] = eig(E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T\}) = E_{\mathbf{y}} D_{\mathbf{y}} E_{\mathbf{y}}^T \quad (7)$$

$E_{\mathbf{y}}$ 는 고유벡터의 직교 행렬이고, $D_{\mathbf{y}}$ 는 고유값에 대한 대각 행렬을 나타낸다.

절차2) Whitening하기 위해 EVD를 이용한다.

$$\mathbf{O} = E_{\mathbf{y}} D_{\mathbf{y}}^{-1/2} E_{\mathbf{y}}^T, \quad \tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{O}\mathbf{Y} = \mathbf{O}(\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{W}) = \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{W}} \quad (8)$$

\mathbf{O} 는 whitening 행렬, $\tilde{\mathbf{Y}}$ 는 whitening 과정 후, 변경된 새로운 행렬이면서 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 의 성분간은 uncorrelated이면서 분산은 1인 통계적 독립이 되기 위한 필요조건이다^{[12][14]}. 즉 \mathbf{O} 는 혼합 행렬($=\mathbf{A}$)를 새로운 회전 행렬 $\tilde{\mathbf{R}}(=\mathbf{O}\mathbf{A})$ 로 변환시켜준다.

절차3) Unitary 행렬 U 가 $X = U\bar{Y}$ 가 되도록 반 복 순환과정을 통해 추정하여 X 를 복원한다.

$$\begin{aligned} U\bar{Y} &= U(\bar{R}X + \bar{W}) = U(OAX + OW) \\ &= UO(AX) + UO(W) = UO(AX + W) \\ &= X + \bar{W} \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)을 만족하기 위해서는 unitary 행렬을 회전 시켜 주면서 대각 성분이 독립이 되도록 순환과정을 통해 구한다. 그러므로 식(6)의 Y 에 대한 분리 행렬 $\zeta (=A^{-1})$ 이 식(9)을 만족하면 혼합된 신호로부터 신호원 X 를 복원 할 수 있다^[12-15].

$$\zeta = UO = A^{-1} \quad (10)$$

즉, 혼련 심볼열이나 파일럿을 이용하지 않고, OFDM 시스템에서 주파수 옵셋에 대한 회전 위상 정보를 얻기 위해서는 블라인드 방식인 독립 성분 분석(ICA)를 이용하여 주파수 옵셋을 추정하고 송신 데이터를 복원할 수 있다. CP-ICA를 이용하여 주파수 옵셋을 추정을 하기 위해서는, 채널과 잡음에 의해 혼합된 OFDM 심볼의 보호구간인 CP와 심볼의 마지막 부분에 대해 통계적 독립이 되도록 pre-whitening 과정이 필요하다. 아울러 통계적 독립 변수들에 대해 4차 결합 모멘트^[14]를 이용하여 주성분에 대한 통계적 수치를 높여 독립 성분을 분석하는데 활용한다.

본 논문에서 제안하는 CP-ICA를 이용한 새로운 주파수 옵셋 추정 과정은 다음과 같다.

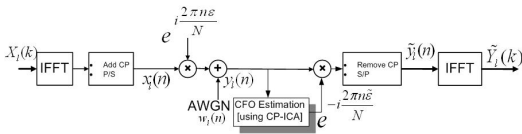


그림 3. AWGN 채널에서의 제안된 CP-ICA를 이용한 주파수 옵셋 추정기

제안된 CP-ICA를 이용하기 위해 L 번째 수신된 OFDM 심볼의 보호구간인 CP부분과 L 번째 OFDM 심볼의 마지막 부분을 식(11)과 같이 주어지며 시간 영역에서 주파수 옵셋을 추정한다.

$$\psi_{[2 \times (N/4)]} = \begin{bmatrix} \psi_1 = \sum_{n=L}^{N-1} y_1(n) \\ \psi_2 = \sum_{n=N-L}^{N-1} y_1(n) \end{bmatrix} \begin{cases} \psi_1 : \text{cyclic prefix parts} \\ \psi_2 : \text{useful data parts} \\ L : \text{CP length}(= N/4) \\ y_1(n) : \text{received } l^{\text{th}} \text{ symbols} \end{cases} \quad (11)$$

Step1. 식(12)에 대해 Polar 분해 수행

$$\begin{aligned} [E, D] &= \text{eig} \left(\frac{\psi\psi^T}{\text{length}(\psi)} \right) \\ P &= ED^{\frac{1}{2}}E^T, O = P^{-1} \end{aligned} \quad (12)$$

E 는 고유벡터, D 는 고유값, P 는 whitener, O 는 P 에 대한 pseudo-inverse를 나타낸다.

Step2. Centering과 Whitening

$$\psi_r = \psi - E\{ \psi \}, Y = (O \cdot \psi_r) \quad (13)$$

ψ_r 은 평균이 제거된 행렬, Y 는 통계적 독립인 행렬, $E\{\psi\}$ 는 ψ 에 대한 평균을 나타낸다.

Step3. Y 에 대해 4th Cumulants^[14]

$$\begin{aligned} \Re_{yy} &= E\{(\Upsilon^T \Upsilon)\}, \Im_{yy} = E\{(\Upsilon \Upsilon^H)\} \\ C &= \Re_{yy} - \Re_{yy}[\tau_0, \tau_1] \Re_{yy}[\tau_2, \tau_3] \\ &\quad - \Re_{yy}[\tau_0, \tau_2] \Re_{yy}[\tau_1, \tau_3] \\ &\quad - \Im_{yy}[\tau_0, \tau_3] \text{conj}(\Im_{yy}[\tau_1, \tau_2]) \end{aligned} \quad (14)$$

$[\cdot]^T$ 는 전치, $[\cdot]^H$ 는 Hermitian, C 는 Y 에 대한 4차 결합 모멘트, τ_i 는 지연 인자이다.

Step4. C 에 대해 중요도가 높은 고유값에 해당하는 인자 추출

$$\begin{aligned} [E_1, D_1] &= \text{eig}(C) \\ i &= \arg \max_{i \in \ell} (\text{diag}\{D_1\}), \ell = \{1, 2, \dots, n\} \\ j &= \arg \max_{j \in \ell, j \neq i} (\text{diag}\{D_1\}) \end{aligned} \quad (15)$$

i 는 최대 고유값에 대한 첫 번째 인자, j 는 최대 고유값에 대한 두 번째 인자를 나타낸다.

Step5. 추출 인자에 대한 고유 벡터 저장

$$\begin{cases} m_1 = m_{[M \times K]} = E_1(i) \\ m_2 = m_{[M \times K]} = E_1(j) \end{cases}, B = [m_1 \ m_2], M = K = 2 \quad (16)$$

B 는 고유벡터를 저장하기 위한 임시 버퍼이다.

Step6. 저장된 고유벡터(Step5)에 대해 회전

$$\begin{aligned} g &= \begin{bmatrix} \max(E_1(i)) - \min(E_1(i)) & \max(E_1(j)) - \min(E_1(j)) \\ m_1(1, K) & m_2(1, K) \\ m_1(M, 1) & m_2(M, 1) \end{bmatrix} \\ R &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix} \\ [E_2, D_2] &= \text{eig} \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \right), G = E_2(g \cdot g^T)E_2^T \end{aligned} \quad (17)$$

g 는 B 에 대한 실수/허수 분리 행렬, R 은 기저

회전 행렬, \mathbf{G} 는 최대 고유값에 해당하는 고유벡터로서 독립 성분이 회전된 행렬을 나타낸다.

Step7. \mathbf{G} 로부터 최대 고유벡터(Step6) 추출과 기저 회전 행렬(\mathbf{R}) 구하기

$$[E_3, D_3] = \text{eig}(\mathbf{G})$$

$$k = \arg \max_{k \in \ell} (\text{diag}\{D_3\}), \ell = \{1, 2, \dots, n\}$$

$$\theta = E_3(k), c = \sqrt{\frac{1 + \theta(1)}{2}}, s = \frac{(\theta(2) - (\sqrt{-1})\theta(3))}{2 \cdot c} \quad (18)$$

k 는 최대 고유값에 해당하는 인자, θ 는 최대 고유벡터다.

Step8. 기저 회전 행렬(\mathbf{R}_u)에 대해 갱신

$$\mathbf{R}_u = \begin{bmatrix} c & -\text{conj}(s) \\ s & c \end{bmatrix}, \mathbf{U}_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{U} = \mathbf{U}_b \cdot \mathbf{R}_u \quad (19)$$

\mathbf{R}_u 는 기저 회전 행렬(\mathbf{R})이 갱신된 회전 행렬, \mathbf{U}_b 는 기저 Unitary 행렬, \mathbf{U} 는 갱신된 새로운 회전 unitary 행렬이다.

Step9. 갱신된 기저 회전 행렬(\mathbf{R}_u)에 대해 최적 판단 비교

If $|s| > \mathbf{Th} \Rightarrow$ Go Step5, 버퍼 갱신]

$$\mathbf{B} = \mathbf{R}_u^T \cdot \mathbf{B} \quad (20)$$

Else if $|s| < \mathbf{Th} \Rightarrow$ 최적 회전 행렬 획득]

$$\zeta_{[M \times K]} = (\mathbf{U} \cdot \mathbf{O}) \quad (21)$$

End
 ζ 는 최적의 회전 정방 행렬, \mathbf{Th} 는 결정 경계값을 나타낸다.

Step10. 주파수 옵셋(CFO) 추정

$$\tilde{\varepsilon} = \tan^{-1} \left(\sum \zeta_M \cdot \text{conj}(\zeta_{M-1}) \right) / 2\pi, \begin{cases} \zeta_M : (M)^{\text{th}} \text{ row vector} \\ \zeta_{M-1} : (M-1)^{\text{th}} \text{ row vector} \end{cases}$$

if $(\tilde{\varepsilon} < -10^{-6}), \tilde{\varepsilon} = 1 + \tilde{\varepsilon}, \text{end} \quad (22)$

$\tilde{\varepsilon}$ 는 추정된 주파수 옵셋 값이다.

Step11. 추정된 주파수 옵셋 보상[시간 영역]

$$\tilde{y}_l(n) = y_l(n) e^{-i2\pi n \tilde{\varepsilon} / N} \quad (23)$$

IV. 시뮬레이션 및 결과

주파수 옵셋으로 인한 반송과간 간섭(ICI) 제거 방법을 비교하기 위해서 모든 수신기에서 시간 동기는 완벽하다고 가정한다. 각 각의 알고리즘에 대

한 성능 곡선은 SNR에 따른 BER 성능으로 비교하였다. 본 논문에서 사용된 OFDM 기본 파라미터는 표 1과 표 2에 의해 주어진다.

표 1. OFDM major Parameters

BW [MHz]	N_{FFT}	Δf [KHz]	T_b [μ s]	T_g [μ s]	T_s [μ s]
25	512	48.828	0.2048	0.512	0.7168

T_b 는 유효 OFDM 심볼 구간, T_g 는 보호구간(CP), 그리고 T_s 는 하나의 OFDM 심볼 블록(프레임) 간격을 의미한다.

표 2. 모의실험을 위한 주파수 옵셋(ε)

QAM	Normalized CFO ($= \varepsilon$)	Th
16/64	0.032, 0.49, 0.65, 0.98	1/N

본 논문에서 사용된 \mathbf{Th} 값은 통계적 특성을 반영하기 위해 부분송파의 개수를 사용하였다. 사용된 OFDM 심볼은 블록당 512개의 부분송파를 이용하였고, CP의 길이는 N/4로 사용하였다. 제안된 CP-ICA를 이용한 주파수 옵셋 추정 방법에 대한 첫 번째 모의실험은 그림 3의 AWGN 채널 환경에서 주파수 옵셋 추정기에 대해 각각 수행하여 비교하였다.

그림 4는 주파수 옵셋(ε)에 따른 반송과간 간섭이 제거되지 않은 AWGN 채널에서의 BER 성능 곡선을 나타낸다.

그림 5에서 볼 수 있듯이 작은 주파수 옵셋에 대해서는 거의 같은 성능을 보이지만, 그림 6에서 64-QAM, 주파수 옵셋이 $\varepsilon = 0.49$ 일 때, Beek의 알고리즘과 본 논문에서 제안된 CP-ICA 기법이 Moose의 제안된 알고리즘 보다 우수한 성능을 보여준다.

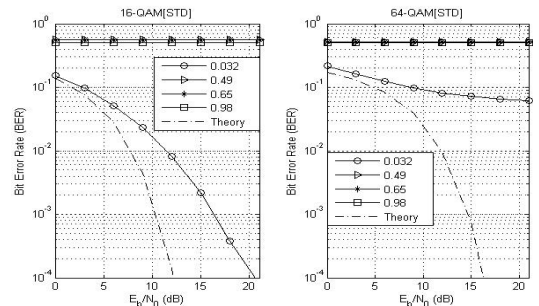


그림 4. 주파수 옵셋에 따른 BER 성능 곡선

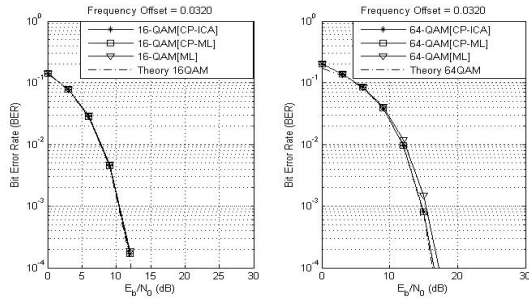


그림 5. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.032$ 우

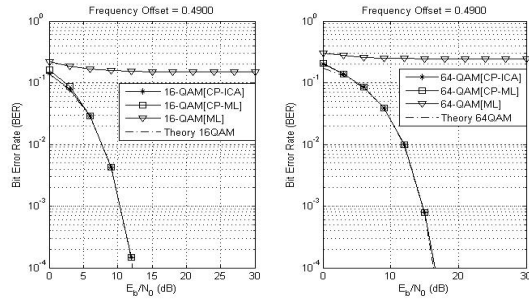


그림 6. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.49$

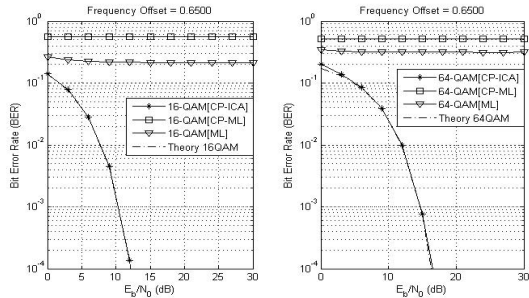


그림 7. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.65$

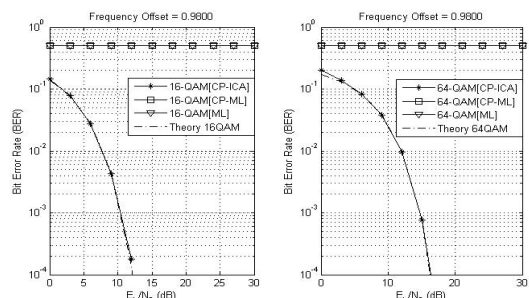


그림 8. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.98$

그림 7과 8은 정규화된 주파수 오프셋의 범위가 $0.5 < \epsilon < 1.0$ 이고, 채널이 AWGN인 경우에 대한 BER 성능 곡선을 보여준다. 주파수 오프셋이 0.5보다 커짐에 따

라 Moose의 ML^[7]과 Beek의 CP-ML^[10] 기법은 시스템의 성능 열화가 매우 크다. 이는 인접 부반송파에 대해서 더 이상 반송파간 간섭을 제거하기 못하기 때문이다. 즉, 주파수 오프셋을 추정하지 못한다. 그렇지만 제안된 CP-ICA는 정규화된 높은 주파수 오프셋에 대해서도 매우 정확하게 추정하고 보상해 줌을 알 수 있다. 즉, 본 논문에서 제안된 알고리즘은 $0.0 < \epsilon < 1.0$ 의 주파수 오프셋의 범위에 대해 전반적으로 매우 좋은 성능을 갖는 기법임을 그림 5, 6, 7과 그림 8을 통해 알 수 있다.

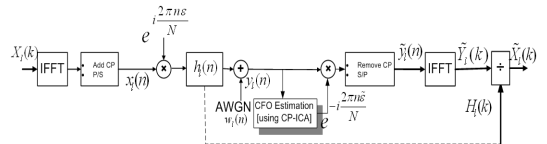


그림 9. 다중경로 채널에서의 제안된 CP-ICA를 이용한 주파수 오프셋 추정기

두 번째 모의실험은 그림 9에 의해 주어진 Rayleigh Flat fading 채널 환경에서 OFDM 심볼 블록간의 채널의 값은 계속 변화하며, 하나의 OFDM 심볼 구간 내에서는 준 정지 상태로 수신단에서 채널의 정보를 안다고 가정한 경우에 대해, 주파수 오프셋 추정에 따른 BER 성능 곡선을 Uncoded 16/ 64-QAM에 대해 각각 수행하여 비교하였다.

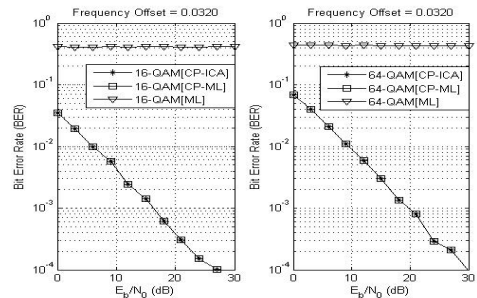


그림 10. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.032$

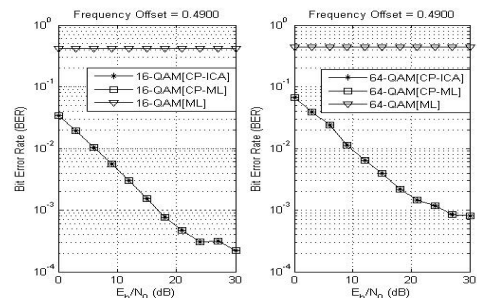


그림 11. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.49$

그림 10과 11은 정규화된 주파수 오프셋의 범위가 $0.0 < \epsilon < 0.5$ 이고, 다중 경로 채널인 경우의 BER 성능 곡선을 보여준다. Beck의 방법과 제안된 CP-ICA 기법이 같은 성능을 가짐을 보여준다.

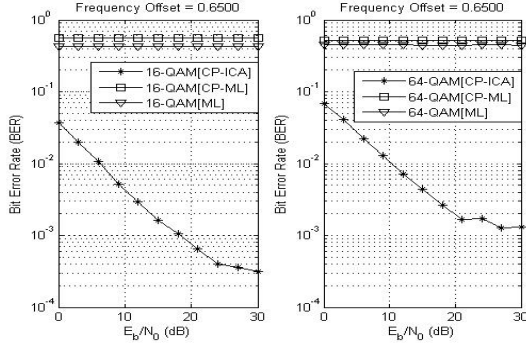


그림 12. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.65$

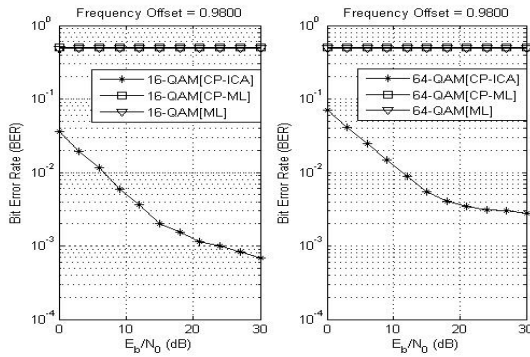


그림 13. ICI가 제거된 BER 곡선, $\epsilon = 0.98$

그림 12와 13은 정규화된 주파수 오프셋의 범위가 $0.5 < \epsilon < 1.0$ 이고, 다중 경로 채널인 경우에 대한 BER 성능 곡선을 보여준다. 다중 경로 채널을 겪는 경우, Beck의 기법이 주파수 오프셋을 추정하지 못하기 때문에 인접 부반송파에 대해 더 이상 반송파간 간섭을 제거하기 못한다. 그렇지만 제안된 CP-ICA는 정규화된 높은 주파수 오프셋에 대해서도 매우 정확하게 추정하고 보상해 줄 수 있다. 그러므로 제안된 알고리즘은 주파수 오프셋의 범위가 $0.0 < \epsilon < 1.0$ 이고, 다중 경로 채널에서도 매우 좋은 성능을 가짐을 확인 할 수 있다.

그림 14는 발생된 주파수 오프셋에 대해 기존의 기법들과 본 논문에서 제안한 CP-ICA 방법을 이용한 주파수 오프셋 추정치를 보여준다. 제안된 주파수 오프셋 추정기가 실제 발생된 주파수 오프셋을 잘 추정함을 보여준다.

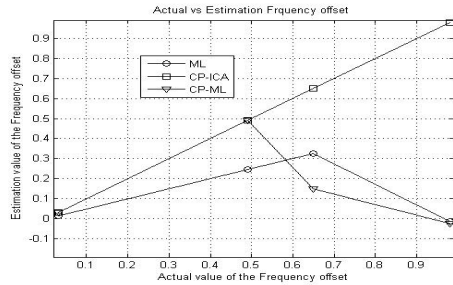


그림 14. 주파수 오프셋 추정기에 따른 주파수 오프셋 추정치, $\epsilon = \{0.032, 0.49, 0.65, 0.98\}$

V. 결론

반송파 주파수 오프셋은 OFDM 신호의 부채널간 간섭(ICI)을 유발하며, 수신 신호의 진폭과 위상을 왜곡시켜 전체적인 시스템 성능에 심각한 영향을 미친다. OFDM 시스템에서의 성능 향상을 위해서는 무엇보다도 정확한 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 기술이 필요하다.

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋을 추정하는 새로운 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 주파수 오프셋으로 인해 위상이 회전 되어 왜곡된 OFDM 심볼의 CP와 유효 OFDM 데이터에 대해 통계적 독립 성분 분석(ICA)을 EVD, 회전 페이지 그리고 4th cumulants^[14]를 이용하여 시간영역에서 추정하여 보상하는 기법으로 기존의 영역 전환으로 인한 시간 지연이 발생될 수 있는 단점을 개선하였다. 아울러 어떤 훈련 심볼열이나 파일럿 심볼을 필요하지 않기 때문에 대역폭 효율의 저하도 없다. 본 논문에서는 CP-ICA를 이용하여 위상 회전 성분에 대한 주파수 오프셋 추정법을 유도하였으며, Uncoded 16/64-QAM에 대해 반송파 주파수 오프셋이 야기된 경우, 모의실험을 통해 SNR에 따른 BER 성능 곡선에서 볼 수 있듯이 정확하게 추정됨을 확인하였다. 모의실험 결과, 제안된 CP-ICA 기법이 주파수 오프셋의 범위가 $0.0 < \epsilon < 1.0$ 에서 AWGN 채널이나 다중 경로 채널 환경에서도 기존의 제안된 주파수 오프셋 추정 기법^{[7][10]}보다 전반적으로 좋은 BER 성능 결과를 보임을 확인할 수 있다.

본 논문에서는, CP 기반의 독립성분분석(CP-ICA)을 이용하여 OFDM System에서 성능 향상을 위한 새로운 시도로써 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하고 소개하였다. 향후 연구로는 4th cumulants에 대한 복잡도를 줄일 수 있는 기법을 통해, 주파수 오프셋과 채널 추정에 대한 새로운 기법 개발을 진행하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] IEEE standard 802.11a, Supplement to IEEE standard for information technology telecom. and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN MAC and PHY. Sep. 1999.

[2] R.V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," *Artech House*, 2000.

[3] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 43, no. 2, pp. 887-895, Feb. 1995.

[4] L. J. Cimini Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using OFDM," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 33, pp. 665-675, Jul. 1985.

[5] Y. Zhao and S. Häggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.

[6] C. Muschallik, "Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 259-269, Aug. 1996.

[7] P. H. Moose, "A Technique for OFDM Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[8] H. Minn and S. Xing, "An Optimal Training Signal Structure for Frequency- Offset Estimation," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 53, no. 2, pp. 343-355, Feb. 2005.

[9] U. Tureli and H. Liu, "Blind carrier synchronization and channel identification for OFDM communications," *ICASSP'98*, pp. 3509-3512, May 1998.

[10] J. Beek, M. Sandell and P. O. Brojesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. on Signal Processing* vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, Jul.

1997.

[11] H. Bolcskei, "Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in pulse shaping OFDM systems," *ICASSP'99*, pp. 1800-1805, Mar. 1999.

[12] J. F. Cardoso, "Source separation using higher order moments," *ICASSP'89*, pp. 2109-2112, May 1989.


[13] P. Comon, P. Chevalier and V. Capdeville, "Performance of contrast-based blind source separation," *SPAWC'97*, pp. 345-348, April 1997.

[14] A. Hyvainen, J. Karhune and E. Oja, "Independent component analysis," *Wiley Interscience*, 2001.

[15] C. S. Wong and D. Obradovic, "Independent Component Analysis for blind equalization of frequency selective channel," *IEEE XIII Workshop on Neural Networks for Signal Processing*, pp. 419- 427, Sep. 2003.

김 종 득 (Jong-Deuk Kim) 정회원

 1997년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 졸업
 1999년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 석사
 2004년 3월~현재 시립인천대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> OFDM, MIMO 삭제

변 윤 식 (Youn-Shik Byun) 종신회원

 1978년 2월 연세대학교 전기공학학과 졸업
 1981년 2월 연세대학교 전기공학학과 석사
 1985년 8월 연세대학교 전기공학학과 박사
 1990년 8월~1991년 7월 미국 Stanford대학 전자 공학과 객원 교수
 2004년 9월~2005년 8월 고려대학교 전파통신공학과 객원 교수
 1987년 3월~현재 시립 인천대학교 전자공학과 교수
 2006년 7월~현재 시립 인천대학교 공과대학장
 <관심분야> 디지털 통신 및 신호 처리