

상호 협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 개선된 반복적 ICI 제거 기법

준회원 원 경 훈*, 박 환 민*, 종신회원 최 형 진*

An Enhanced Iterative ICI Cancellation Method for Cooperative STBC-OFDM Systems

Kyung Hoon Won*, Hwan Min Park* Associate Members, Hyung-Jin Choi* Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 상호 협력 STBC-OFDM (Space Time Block Coded-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템을 위한 개선된 반복적 ICI (Inter Carrier Interference) 제거 기법을 제안한다. 상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서는 각 경로마다 서로 다른 주파수 오프셋이 존재하게 되며, 이에 따라 각 경로의 주파수 오프셋의 추정치 완벽히 이루어진 경우에도 보상 과정의 문제로 인해 잔류 주파수 오프셋이 존재하기 때문에 ICI 제거 과정은 필수적이다. 기존의 반복적 ICI 제거 기법은 초기 추정 오류로 인한 성능 열화가 발생하는 단점이 존재하며 이러한 성능 열화는 주파수 오프셋의 크기가 클수록, 변조 차수가 높을수록 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 초기 추정 및 간섭 제거 과정에서의 우선권을 부여함으로써 초기 추정의 정확도 향상을 통해 반복 연산 과정에서의 성능 향상을 얻을 수 있는 개선된 반복적 ICI 제거 기법을 제안한다. 제안된 반복적 ICI 제거 방식은 기존 방식과의 복잡도 비교 및 다양한 환경에서의 성능 평가를 통해 기존 방식과 유사한 복잡도를 가지면서도 우수한 성능을 얻을 수 있음을 입증하였다.

Key Words : Cooperative System, Frequency Offset, ICI Cancellation, STBC-OFDM

ABSTRACT

In this paper, we propose an enhanced iterative ICI (Inter Carrier Interference) cancellation method for cooperative STBC-OFDM (Space Time Block Coded-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system. In cooperative STBC-OFDM system, ICI cancellation is necessary because ICI due to the independent local oscillators always exists. The conventional iterative ICI cancellation method has severe performance degradation due to the initial estimation error. Also the performance degradation increases as CFOs (Carrier Frequency Offsets) and modulation order increases. Therefore, in this paper, we propose an enhanced iterative ICI cancellation method which can reduce the initial estimation error by giving a priority to initial estimation and cancellation process. Through the complexity and performance comparisons, we verify that the proposed method has better performance with approximately same complexity compared with the conventional method.

I. 서 론

시·공간 부호화는 송·수신 단 다수개의 안테나

를 이용하여 링크의 신뢰도와 스펙트럼 효율성의 측면에서 많은 이득을 얻을 수 있는 방법이다^{[1],[2]}. 하지만 송수신단의 다수개의 안테나를 이용하는 다중

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(NIPA-2009-(C1090-0902-0005)).

* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실 ({kairess, purebear, hjchoi}@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-07-269, 접수일자 : 2009년 7월 1일, 최종논문접수일자 : 2009년 9월 9일

안테나 기법은 많은 연구에도 불구하고 안테나의 크기 및 안테나 간 간섭 등의 문제로 인해 그 구현이 어려운 상황이다. 이러한 이유로 최근에 들어서는 동일한 셀 내에서 하나의 안테나를 갖는 단말 간 협력을 통해 다중 안테나 기법의 장점을 취할 수 있는 협력 통신 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{3),4)}. 또한, 시·공간 부호화는 기본적으로 주파수 평면 페이딩 채널을 가정하기 때문에, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식과 함께 사용될 경우 주파수 선택적 채널은 다수개의 평면 페이딩 채널로 근사화 될 수 있으며 이를 통한 자원의 효율적인 사용이 가능해진다.

상호협력 STBC-OFDM 시스템에서는 공간적으로 분리된 두 개의 송신기를 사용하기 때문에 서로 다른 오실레이터를 통해 전송되는 송신 신호의 중심 주파수들이 정확히 일치하기는 매우 어려우며, 따라서 송신 신호들과 수신기 간의 다수개의 주파수 오프셋 (CFO: Carrier Frequency Offset)이 존재하게 된다. OFDM 시스템에서 주파수 오프셋은 수신 신호의 위상 회전뿐만 아니라 수신기 FFT (Fast Fourier Transform) 이후 진폭 왜곡과 ICI (Inter Channel Interference)를 유발하여 시스템 성능 열화의 주요한 원인이 된다⁵⁾. 일반적으로 OFDM 시스템의 주파수 동기는 대략적 주파수 동기와 미세 주파수 동기로 나뉘어져 수행되며, 미세 주파수 동기를 통해 추정된 주파수 오프셋은 수신기 FFT 이전에 보상된다. 하지만 상호 협력 STBC-OFDM 시스템의 경우, 서로 다른 경로를 통해 송신된 신호가 하나의 안테나를 통해 수신되기 때문에 수신기에서 각 경로의 주파수 오프셋을 정확히 추정할 경우에도 주파수 오프셋의 보상 기준이 불명확해지며 수신기에는 항상 잔류 주파수 오프셋이 존재하게 되므로, 상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서의 ICI 제거 과정은 필수적이다.

상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서 ICI 제거를 위한 방식으로는 전체 ICI 행렬의 역행렬을 통해 ICI를 제거하는 zero-forcing 기법, 전체 역행렬 연산을 대각 성분을 포함하는 부분 행렬의 역행렬 연산으로 근사화 하는 sparse matrix decomposition을 이용하는 방법⁶⁾, 수신 신호의 추정과 추정된 신호를 바탕으로 수신 신호로부터 ICI를 제거하고 재 추정하는 반복적 ICI 제거 기법이 있다⁷⁾. Zero forcing 방식의 경우 역행렬 연산의 부담으로 인해 구현이 어려우며, sparse matrix decomposition의 경우 FFT 크기가 증가할수록, 주파수 오프셋의 크기가 커질수록 연산의 복잡도가 증가한다는 단점이 존재하기 때문

에 최근에는 반복적 ICI 제거 방식에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

반복적 ICI 제거 기법이 zero forcing 기법이나, sparse matrix decomposition을 이용하는 방식에 비해 적은 복잡도로 효과적으로 ICI를 제거할 수 있으나, 역시 주파수 오프셋의 크기가 증가할수록, 데이터 변조 차수가 증가할수록 성능이 열화되는 단점이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 초기 추정 및 간섭 제거 과정에서의 우선권을 부여함으로써 초기 추정의 정확도 향상을 통해 반복 연산 과정에서의 성능 향상을 얻을 수 있는 개선된 반복적 ICI 제거 기법을 제안하며, 제안된 방식은 기존의 반복적 제거 기법과 유사한 복잡도로 효과적으로 ICI를 제거할 수 있는 방식이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 상호 협력 STBC-OFDM 시스템과 주파수 동기의 문제점 및 이로 인한 ICI 제거 과정의 필요성을 설명하였으며, III장에서는 기존의 ICI 제거 기법에 대해 기술하고 그 장·단점을 간략히 분석하였다. IV장에서는 기존의 반복적 제거 기법의 성능 열화 원인을 분석하고 이를 기반으로 개선된 반복적 ICI 제거 방식을 제안하였으며, V장에서는 제안된 방식과 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 성능 비교를 통해 제안된 방식의 우수성을 입증하였다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺었다.

II. 시스템 모델

2.1 상호협력 STBC-OFDM 시스템

본 논문에서 고려하는 상호 협력 STBC-OFDM 시스템은 다이버시티 이득을 얻기 위해 기지국과 릴레이간의 협력을 통해 가상 MIMO 환경을 형성하게 된다. 특히 2개의 송신 안테나를 사용하는 Alamouti 구조는 직교 시공간 블록 부호 (O-STBC: Orthogonal-Space Time Block Code) 특성으로 인하여 수신 단에서 간단한 선형 처리만으로 최대 다이버시티 이득을 획득할 수 있는 장점을 갖는다.

그림 1은 본 논문에서 고려된 상호 협력 STBC-OFDM 시스템 시나리오를 나타낸 것이다. 기지국과 릴레이는 사전에 송신 데이터에 대한 정보를 알고 있다고 가정하며, 송신 데이터는 두 심벌 단위로 변조된다. 두 심벌 구간 동안의 채널을 준 정지 (quasi-static) 상태 ($H_k^i = H_{k,0}^i = H_{k,1}^i$)로 가정하면, 두 심벌 구간 동안 수신된 신호는 식 (1)과 같이 표현된다.

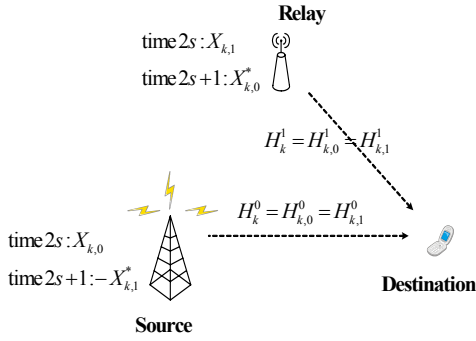


그림 1. 협력 STBC-OFDM 시스템

$$\begin{aligned} Y_{k,0} &= H_k^0 \cdot X_{k,0} + H_k^1 \cdot X_{k,1} + W_k^0 \\ Y_{k,1} &= -H_k^0 \cdot X_{k,1}^* + H_k^1 \cdot X_{k,0}^* + W_k^1 \end{aligned} \quad (1)$$

두 심벌 구간 동안 수신된 신호로부터 얻는 메시지 신호 $\hat{X}_{k,0}$ 와 $\hat{X}_{k,1}$ 의 복조 과정은 식 (2)와 같으며^[3], 그림 2는 일반적인 OFDM 시스템과 상호 협력 STBC-OFDM 시스템의 BER 성능을 나타낸 것이다. 그림 2에서 보듯이 상호 협력 STBC-OFDM 시스템은 다이버시티 이득을 통해 일반적인 OFDM 시스템보다 우수한 성능을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_{k,0} &= H_k^{0*} \cdot Y_{k,0} + H_k^1 \cdot Y_{k,1} \\ &= \left(|H_k^0|^2 + |H_k^1|^2 \right) X_{k,0} + H_k^0 W_k^0 + H_k^1 W_k^1 \\ \hat{X}_{k,1} &= H_k^1 Y_{k,0} - H_k^0 \cdot Y_{k,1} \\ &= \left(|H_k^0|^2 + |H_k^1|^2 \right) X_{k,1} + H_k^1 W_k^0 + H_k^0 W_k^1 \end{aligned} \quad (2)$$

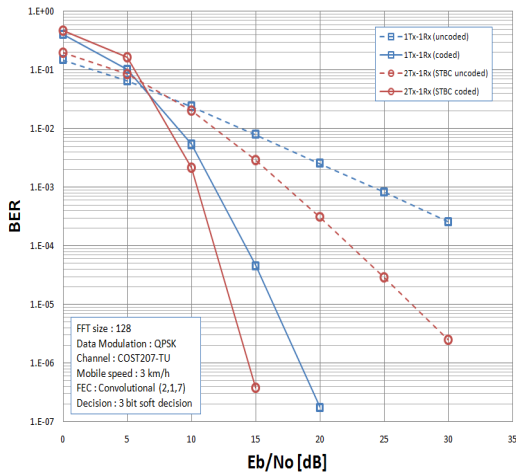


그림 2. BER 성능 비교 (1Tx-1Rx v.s. 협력 2Tx-1Rx)

2.2 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 주파수 동기의 문제점

상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서는 공간적으로 분리된 두 개의 송신기를 사용하기 때문에 서로 다른 오실레이터를 통해 전송되는 송신 신호의 중심 주파수들이 정확히 일치하기는 매우 어려우며, 따라서 송신 신호들과 수신기 간의 다수개의 주파수 오프셋이 존재하게 된다. OFDM 시스템에서의 주파수 오프셋은 수신기 FFT를 통한 복조 과정에서 부반송파 간 직교성의 파괴로 인한 수신 신호의 위상 회전과 진폭 왜곡, 그리고 인접 부반송파 간 간섭을 유발한다. 특히 OFDM 시스템은 전송 대역에 비해 부 반송파 간의 간격이 상대적으로 매우 작기 때문에 작은 주파수 오프셋에 대해서도 단일 반송파 시스템에 비해 상당히 민감한 성능 열화가 발생한다^[5].

상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서 수신된 신호가 다수의 주파수 오프셋을 포함하는 경우, 수신기에서 각 경로의 주파수 오프셋을 정확히 추정할 경우에도 수신기 FFT 이전에 주파수 오프셋으로 인한 위상 회전을 보상해주는 일반적인 OFDM 시스템의 주파수 오프셋 보상 방식으로는 성능 열화를 극복할 수 없으며, 따라서 잔류 주파수 오프셋에 의해 발생하는 ICI로 인한 성능 열화가 존재하게 된다. 다수의 주파수 오프셋으로 인한 성능 열화를 극복하기 위하여 하향링크의 프리앰블이나 파일럿을 사용하여 수신단에서 각 경로의 주파수 오프셋을 추정한 후 상향링크를 통해 기지국과 릴레이로의 피드백을 이용하여 사전에 주파수 오프셋을 보상할 수 있으나, 피드백을 위한 오버헤드가 발생하기 때문에 수신단에서 주파수 오프셋을 보상하는 것이 일반적이다.

일반적인 OFDM 시스템에서 부 반송파 인덱스를 k 라 할 때, 정규화된 주파수 오프셋 ϵ 이 발생한 경우의 수신단 FFT 이후 주파수 영역의 수신 신호 Y_k 는 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \Gamma_0 \cdot H_k \cdot X_k + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} \Gamma_{k-i} \cdot H_i \cdot X_i + W_k \\ \Gamma_k &= \frac{\sin(\pi \cdot \epsilon)}{N \cdot \sin(\pi(\epsilon - k)/N)} \cdot \exp(j\pi\epsilon(N-1)/N - j\pi(\epsilon - k)/N) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 H_k 는 채널의 주파수 응답 (CFR: Channel Frequency Response), W_k 는 평균이 0이고, 분산이 σ_n^2 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)를 나타내며, 정규화된 주파수 오프셋 ϵ 은 식 (4)와 같이 부 반송파 간 간격에 대한 실제 주파수 오프셋의 비

를 의미한다.

$$\varepsilon = \frac{f_o}{f_s} = \frac{f_o}{f_{BW} / N} = f_o T_b \quad (4)$$

여기서 f_0 는 발생한 실제 주파수 오프셋, f_s 는 부반송파간 간격, f_{BW} 는 시스템 전체 대역폭, N 은 FFT 크기, 그리고 T_b 는 시간영역의 샘플 간격을 의미한다.

식 (3)에서 보듯이 주파수 오프셋의 영향은 크게 두 개의 항으로 표현된다. 우변의 첫 번째 항인 $\Gamma_0 \cdot H_k \cdot X_k$ 는 주파수 오프셋에 의해 발생한 수신 신호의 진폭 왜곡 및 위상 회전을 의미하며, 두 번째

항인 $\sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \Gamma_{k-i} \cdot H_i \cdot X_i$ 는 주파수 오프셋으로 인해 발생한 ICI로 k 번째 해당 부반송파를 제외한 모든 부반송파의 간섭의 합으로 표현된다. 식 (3)에서 보듯이, 정규화된 주파수 오프셋 ε 이 커질수록 해당 부반송파의 신호 전력은 감소하는 반면, ICI의 양을 의미하는 두 번째 항이 증가함을 확인 할 수 있다.

상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서 각 경로간 주파수 오프셋이 존재하는 경우, 두 심벌 구간 동안 수신된 신호는 식 (3)을 이용하여 식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{k,0} &= \Gamma_0^0 \cdot H_k^0 \cdot X_{k,0} + \Gamma_0^1 \cdot H_k^1 \cdot X_{k,1} \\ &+ \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} (\Gamma_{k-i}^0 \cdot H_i^0 \cdot X_{i,0} + \Gamma_{k-i}^1 \cdot H_i^1 \cdot X_{i,1}) + W_k^0 \\ Y_{k,1} &= -\Gamma_0^0 \cdot H_k^0 \cdot X_{k,1}^* + \Gamma_0^1 \cdot H_k^1 \cdot X_{k,1}^* \\ &+ \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} (-\Gamma_{k-i}^0 \cdot H_i^0 \cdot X_{i,0}^* + \Gamma_{k-i}^1 \cdot H_i^1 \cdot X_{i,1}^*) + W_k^1 \end{aligned} \quad (5)$$

$$\Gamma_k^i = \frac{\sin(\pi \cdot \varepsilon_i)}{N \cdot \sin(\pi(\varepsilon_i - k)/N)} \cdot \exp(j\pi \varepsilon_i(N-1/N) - j\pi(\varepsilon_i - k)/N)$$

그림 3은 상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서 잔류 주파수 오프셋으로 인해 발생하는 ICI에 의한 수신기 성능 열화를 나타낸 것이다. 그림 3에서 보듯이 수신기에서 채널 및 주파수 오프셋으로 인한 위상 회전을 이상적으로 알고 있다고 가정한 경우에도 잔류 주파수 오프셋으로 인해 발생하는 ICI에 의해 시스템의 성능이 심각하게 열화되는 것을 확인 할 수 있으며, 이러한 성능 열화를 방지하기 위해 상호 협력 STBC-OFDM 시스템에서 ICI 제거 과정은 필수적이다.

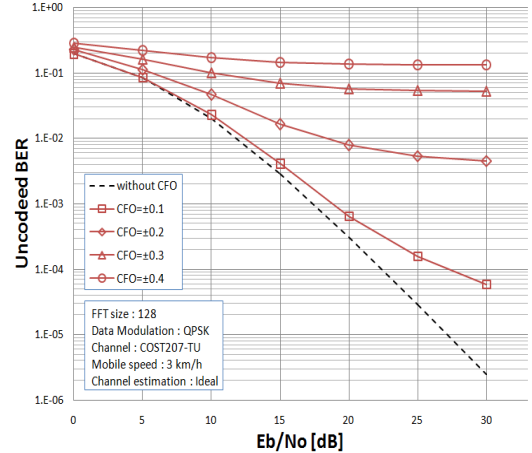


그림 3. ICI로 인한 수신기 성능 열화

III. 기존의 ICI 제거 기법

3.1 Zero forcing method

식 (5)의 수신 신호를 두 심벌 단위의 행렬로 표현하면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1^* \end{bmatrix} \\ \text{where} \\ Y_i &= \begin{bmatrix} Y_{0,i} \\ Y_{1,i} \\ \vdots \\ Y_{N-1,i} \end{bmatrix}, X_i = \begin{bmatrix} X_{0,i} \\ X_{1,i} \\ \vdots \\ X_{N-1,i} \end{bmatrix}, W_i = \begin{bmatrix} W_{0,i} \\ W_{1,i} \\ \vdots \\ W_{N-1,i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 행렬 A, B, C, D는 $N \times N$ 크기의 부 행렬로 식 (7)과 같은 값을 갖는다.

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} \Gamma_0^0 H_0^0 & \Gamma_1^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_{N-1}^0 H_{N-1}^0 \\ \Gamma_1^0 H_0^0 & \Gamma_0^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_{2-N}^0 H_{N-1}^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{N-1}^0 H_0^0 & \Gamma_{N-2}^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_0^0 H_{N-1}^0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \Gamma_1^1 H_0^1 & \Gamma_1^1 H_1^1 & \cdots & \Gamma_{1-N}^1 H_{N-1}^1 \\ \Gamma_1^1 H_0^1 & \Gamma_0^1 H_1^1 & \cdots & \Gamma_{2-N}^1 H_{N-1}^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{N-1}^1 H_0^1 & \Gamma_{N-2}^1 H_1^1 & \cdots & \Gamma_0^1 H_{N-1}^1 \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} \Gamma_0^0 H_0^0 & \Gamma_1^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_{N-1}^0 H_{N-1}^0 \\ \Gamma_1^0 H_0^0 & \Gamma_0^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_{2-N}^0 H_{N-1}^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{N-1}^0 H_0^0 & \Gamma_{N-2}^0 H_1^0 & \cdots & \Gamma_0^0 H_{N-1}^0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} -\Gamma_{N-1}^0 H_0^0 & -\Gamma_{N-2}^0 H_1^0 & \cdots & -\Gamma_0^0 H_{N-1}^0 \\ -\Gamma_1^0 H_0^0 & -\Gamma_0^0 H_1^0 & \cdots & -\Gamma_{2-N}^0 H_{N-1}^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\Gamma_{N-1}^0 H_0^0 & -\Gamma_{N-2}^0 H_1^0 & \cdots & -\Gamma_0^0 H_{N-1}^0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)로부터 $M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ 라 하면, 상호 협력 STBC-OFDM 시스템의 ICI 제거를 위한 zero forcing 기법은 식 (8)과 같이 표현된다. zero forcing 방식의 경우 식 (8)과 같이 ICI 행렬의 역행렬을 수신

신호에 곱함으로써 ICI를 제거할 수 있지만, $2N \times 2N$ 크기의 역행렬 연산과정이 필요하기 때문에, 구현상 복잡도가 크다는 단점이 존재한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_0 \\ \hat{\mathbf{X}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_0 \\ \mathbf{Y}_1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

3.2 Sparse matrix decomposition

Sparse matrix decomposition은 ICI 행렬의 주요 전력 분포가 대각 위치에 집중되어있다는 점을 이용하여 식 (9)와 같이 전체 역행렬 연산을 크기의 대각 성분을 포함한 부분 행렬의 역행렬 연산으로 변환하여 연산량을 감소시키는 방식으로 식 (10)과 같이 표현된다^{[6],[8]}. Sparse matrix decomposition 방식은 zero forcing 방식에 비해 효율적으로 복잡도를 개선할 수 있으나, 주파수 옵셋의 양 또는 FFT 크기가 증가할수록 ICI 제거에 필요한 탭 수가 증가한다는 단점이 존재한다.

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Y}$$

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_0^{-1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M}_1^{-1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{M}_{N-1}^{-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{n,0} \\ \hat{\mathbf{X}}_{n,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_n & \mathbf{B}_n \\ \mathbf{C}_n & \mathbf{D}_n \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{n,0} \\ \mathbf{Y}_{n,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{n,0} \\ \mathbf{X}_{n,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{A}_n & \mathbf{B}_n \\ \mathbf{C}_n & \mathbf{D}_n \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{n,0} \\ \mathbf{W}_{n,1} \end{bmatrix}$$

where,

$$\mathbf{X}_{n,0} = [X_{n,0} \ X_{n+1,0} \ \cdots \ X_{n+q,0}]^T, \mathbf{X}_{n,1} = [X_{n,1} \ X_{n+1,1} \ \cdots \ X_{n+q,1}]^T$$

$$\mathbf{Y}_{n,0} = [Y_{n,0} \ Y_{n+1,0} \ \cdots \ Y_{n+q,0}]^T, \mathbf{Y}_{n,1} = [Y_{n,1} \ Y_{n+1,1} \ \cdots \ Y_{n+q,1}]^T$$

$$\mathbf{W}_{n,0} = [W_{n,0} \ W_{n+1,0} \ \cdots \ W_{n+q,0}]^T, \mathbf{W}_{n,1} = [W_{n,1} \ W_{n+1,1} \ \cdots \ W_{n+q,1}]^T \quad (10)$$

3.3 Iterative cancellation

반복적 ICI 제거 방식은 전체 ICI 행렬을 고려하여 반복적으로 ICI를 제거함으로써 큰 주파수 옵셋이 발생하는 경우에도 sparse matrix decomposition에 비해 적은 연산량을 통해 효과적으로 수신 신호의 왜곡을 보상할 수 있는 방식이다^[7]. 반복적 ICI 제거 방식은 초기에 ICI 성분을 무시하고 대각 성분들만의 역행렬 연산을 통해서 초기 수신 신호 값을 추정하고, 추정된 수신 신호 값을 비 대각 행렬과의 연산을 통해서 주파수 옵셋으로 인해 발생하

는 ICI 성분을 추정하고 추정된 ICI를 수신신호에서 제거하는 과정을 반복적인 연산을 통해서 수행한다. 반복적 ICI 제거 방식에서 수신 신호는 식 (11)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{M}\mathbf{X} + \mathbf{W}$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_{diag} + \mathbf{M}_{ICI}$$

$$\mathbf{M}_{ICI} = \mathbf{M} - \mathbf{M}_{diag} \quad (11)$$

$$\mathbf{M}_{diag} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{diag} & \mathbf{B}_{diag} \\ \mathbf{C}_{diag} & \mathbf{D}_{diag} \end{bmatrix}, \mathbf{M}_{diag}^{-1}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{diag}(n) & \mathbf{B}_{diag}(n) \\ \mathbf{C}_{diag}(n) & \mathbf{D}_{diag}(n) \end{bmatrix}^{-1}$$

여기서 \mathbf{A}_{diag} 은 식 (12)와 같은 값을 갖는다.

$$A_{diag} = \begin{bmatrix} A_{diag}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_{diag}(1) & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & A_{diag}(2) & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_{diag}(N-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

따라서 r 번째 반복 연산을 통해 복조된 신호는 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{X}}^{(r)} = \mathbf{M}_{diag}^{-1} \cdot \mathbf{Y}^{(r)}$$

$$\mathbf{Y}^{(r)} = \begin{cases} \mathbf{Y} & \text{if } r=0 \\ \mathbf{Y} - \mathbf{M}_{ICI} \cdot \hat{\mathbf{X}}^{(r-1)} & \text{if } r>0 \end{cases} \quad (13)$$

반복적 ICI 제거 방식은 다른 방식들에 비해 적은 연산량을 가지고 효과적으로 ICI 제거가 가능한 방식이나, 초기 추정 오류로 인한 성능 열화가 발생하는 단점이 존재하며 이러한 성능 열화는 주파수 옵셋의 크기가 클수록, 변조 차수가 높을수록 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 초기 추정 및 간섭 제거 과정에서의 우선권을 부여함으로써 초기 추정의 정확도 향상을 통해 반복 연산 과정에서의 성능 향상을 얻을 수 있는 개선된 반복적 ICI 제거 기법을 제안하였으며, 다음 장에서는 기존의 반복적 ICI 제거 방식의 문제점 및 제안된 반복적 ICI 제거 기법에 대한 내용을 기술하였다.

IV. 제안하는 반복적 ICI 제거 기법

그림 4.(a)와 그림 4.(b)는 정규화된 잔류 주파수 옵셋 ± 0.1 , ± 0.2 가 존재하는 경우의 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 uncoded BER 성능을 나타낸 것이다. 그림 4.(a)의 정규화된 잔류 주파수 옵셋이

±0.1인 경우에는 1번의 반복 연산만으로도 zero forcing 기법과 유사한 ICI 제거 효과를 얻을 수 있음을 확인 할 수 있으나, 그림 4.(b)의 정규화된 잔류 주파수 오프셋이 ±0.2인 경우에는 zero forcing 방식과 유사한 성능을 얻기 위한 반복 연산의 횟수가 크게 증가함을 확인 할 수 있다. 이는 반복적 알고리즘의 특성상 반복 연산에 따른 ICI 제거 효과가 초기 추정 오차에 의존하기 때문이며, 따라서 초기 추정의 정확도를 향상시킴으로써 전체적인 ICI 제거 성능을 향상시킬 수 있다.

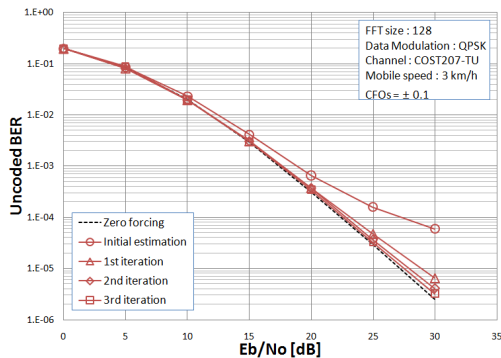
식 (5)로부터 m 번째 수신 심벌의 k 번째 부반송파는 식 (14)과 같이 표현된다.

$$Y_{k,m} = \Gamma_m^0 \cdot H_k^0 \cdot X_{k,m} + \Gamma_m^1 \cdot H_k^1 \cdot X_{k,m+1} + \sum_{i=0}^{N-1} (\Gamma_{k-i}^0 \cdot H_i^0 \cdot X_{i,m} + \Gamma_{k-i}^1 \cdot H_i^1 \cdot X_{i,m+1}) + W_k^0$$

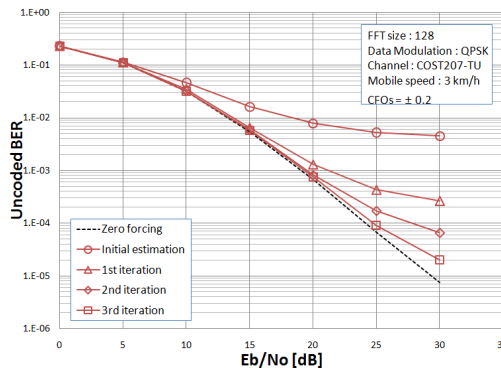
$$\Gamma_k^l = \frac{\sin(\pi \cdot \varepsilon_i)}{N \cdot \sin(\pi(\varepsilon_i - k)/N)} \cdot \exp(j\pi \varepsilon_i(N-1/N) - j\pi(\varepsilon_i - k)/N)$$

(14)

식 (14)에서 보듯이 수신 신호의 k 번째 부반송파



(a) CFOs = ±0.1



(b) CFOs = ±0.2

그림 4. 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 BER 성능

는 주파수 오프셋으로 인한 진폭 왜곡과 채널의 주파수 응답, 그리고 메시지 신호의 곱으로 표현되는 첫 번째와 두 번째 항의 합과 k 번째 부반송파를 제외한 인접 부반송파의 간섭으로 표현된다. 따라서 잡음의 영향을 무시하는 경우, 초기 추정 오차는 첫 번째와 두 번째 항을 합한 원하는 신호와 세 번째 항인 ICI의 비율 (SIR: Signal to Interference power Ratio) 에 의존하는 것을 알 수 있다. 또한 k 번째 부반송파의 SIR은 주파수 오프셋의 크기, 채널의 주파수 응답, 메시지 신호의 변조 차수에 의존한다. 따라서 주파수 오프셋이 클수록, 채널의 주파수 선택성이 클수록, 메시지 신호의 변조 차수가 높을수록 SIR이 낮은 부반송파 위치에서의 초기 추정 오차가 발생할 확률이 증가하게 된다.

그림 5는 주파수 선택적 페이딩 채널의 예를 나타낸다. 그림에서 보듯이 페이딩이 큰 부반송파 구간은 상대적으로 전력이 높은 주변 부반송파로의 간섭의 영향을 많이 받기 때문에 낮은 SIR로 인해 상대적으로 초기 추정 오차가 발생할 확률이 높게 되며, 이러한 초기 추정 오차는 큰 주파수 오프셋이 존재하는 경우 반복적 ICI 제거 기법의 성능 열화 원인이 된다.

그림 6은 정규화된 주파수 오프셋 ±0.1, ±0.2인 경우 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 각 부반송파의 수신 신호 전력에 따른 초기 추정 오차를 나타낸 것이다. 그림 7에서 보듯이 수신 신호 전력이 작은 부반송파 위치에서의 초기 추정 오차가 상대적으로 수신 신호 전력이 높은 부반송파 위치에서의 초기 추정 오차율보다 높은 것을 확인 할 수 있으며, 정규화된 잔류 주파수 오프셋의 크기가 클수록 초기 추정 오차율이 높은 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 6. (a)의 QPSK와 비교하였을 때, 그림 6. (b)의 16-QAM 인 경우에 초기 추정 오차율이 높은 것을 확인 할 수 있다.

위와 같은 초기 추정 오류에 의한 기존의 반복적 ICI 제거 방식의 성능 열화를 개선시키기 위해 본

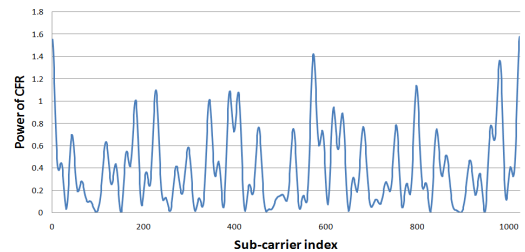
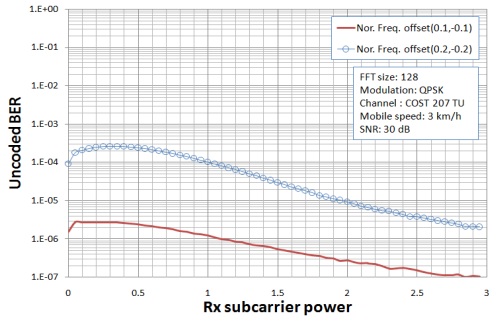
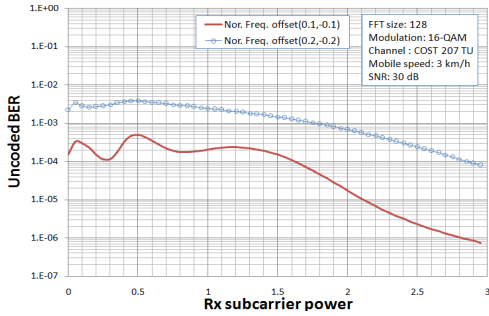


그림 5. 주파수 선택적 페이딩 채널의 예 (COST 207-TU)



(a) QPSK



(b) 16-QAM

그림 6. 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 수신 부반송파 전력에 따른 초기 추정 오류

논문에서는 개선된 반복적 ICI 제거 기법을 제안하였다. 제안된 반복적 ICI 제거 기법은 수신 신호에 대한 초기 추정 이전에 수신 신호 전력에 따른 우선 순위를 정하며, 수신 신호 전력이 높은 부반송파 위치에서부터 수신 신호 전력이 낮은 부반송파 위치로 초기 추정 및 추정된 결과를 이용한 ICI 제거 과정을 반복하는 방식이다. 따라서 제안된 방식은 상대적으로 초기 추정 오차가 낮은 부반송파 위치, 즉 수신 신호 전력이 높은 부반송파 위치에 우선권을 부여함으로써 기존의 반복적 ICI 제거 기법에 비해 초기 추정 오차가 높은 부반송파 위치, 즉 수신 신호 전력이 낮은 부반송파 위치에서도 정확한 초기 추정이 가능하다. 제안된 반복적 ICI 제거 기법은 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

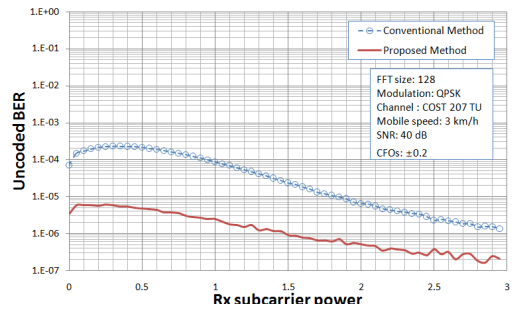
$$\begin{aligned}
 & \text{if } r = 0 \\
 & \hat{\mathbf{X}}_{p[n]}^{(0)} = \mathbf{M}_{\text{diag}}^{-1}(p[n]) \cdot \mathbf{Y}_{p[n]} \\
 & \mathbf{Y}_{p[n]} = \begin{cases} \mathbf{Y}_{p[n]} - \mathbf{M}_{\text{ICI}}(p[n]) \cdot \hat{\mathbf{X}}_{p[n]}^{(0)} & \text{if } p[n] > 0 \\ \mathbf{Y} & \text{if } p[n] = 0 \end{cases} \\
 & \text{if } r > 0 \\
 & \hat{\mathbf{X}}^{(r)} = \mathbf{M}_{\text{diag}}^{-1} \cdot \mathbf{Y}^{(r)} \\
 & \mathbf{Y}^{(r)} = \mathbf{Y} - \mathbf{M}_{\text{ICI}} \cdot \hat{\mathbf{X}}^{(r-1)}
 \end{aligned} \tag{15}$$

여기서 $p[n]=0,1,2,\dots,N-1$ 로 수신 부반송파 전력에 따른 n 번째 부반송파의 우선순위이다.

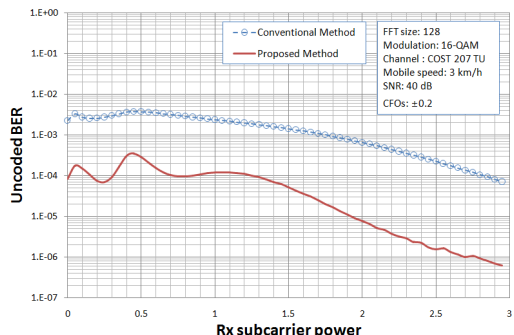
그림 7은 정규화된 주파수 오프셋 ± 0.2 인 경우 기존의 반복적 ICI 제거 기법과 제안된 반복적 ICI 제거 기법의 각 부반송파의 수신 신호 전력에 따른 초기 추정 오차를 나타낸 것으로 제안된 반복적 ICI 제거 기법이 효과적으로 초기 추정 오차를 개선할 수 있음을 확인할 수 있다. 또한 그림 7. (a)의 QPSK 성능과 그림 7. (b)의 16-QAM 성능을 비교 시 변조 차수가 높아질수록 수신 신호의 분산이 커지기 때문에 제안된 방식이 초기 추정의 정확도를 효과적으로 향상시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

표 1은 본 논문에서 기술한 상호 협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 ICI 제거 기법들의 복잡도를 비교한 것이다.

Zero forcing 기법의 경우 전체 $2N \times 2N$ 크기의 역행렬 연산이 필요하기 때문에 복잡도는 $(2M)^3$ 에 비례하며, sparse matrix decomposition을 이용한 간접 제거 기법은 부분 행렬의 수 $(N-N_{\text{partial}}/2+1)$ 과 부분 행렬의 역행렬 연산 $(N_{\text{partial}})^3$ 의 곱에 복잡도가 비례한다. 또한 기존의 반복적 ICI 제거 방식의 경



(a) QPSK



(b) 16-QAM

그림 7. 기존 방식과 제안하는 방식의 수신 부반송파 전력에 따른 초기 추정 오류 비교

표 1. 상호 협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 ICI 제거 기법들의 복잡도 비교

ICI cancellation method	Complexity
Zero forcing method	$O(2N)^3$
Sparse matrix decomposition	$O\left((N - N_{\text{partial}}/2 + 1)(N_{\text{partial}})^3\right)$
Conventional iterative cancellation method	$O(2^3N + (r(2N)^2))$
Proposed iterative cancellation method	$O(N \log_2 N + 2^3N + (r(2N)^2))$

우 초기 추정을 위한 연산 2^3N 와 반복적 ICI 제거에 필요한 연산 $r(2N)^2$ 의 합에 복잡도가 비례하게 된다.

본 논문에서 제안한 반복적 ICI 제거 기법의 경우 수신 부반송파 전력 비교를 통한 우선 순위 결정을 위해 $N \log_2 N$ 의 연산이 기존의 반복적 ICI 제거 기법에 추가되나, 현 LTE 규격이 FFT 크기 128~2048을 지원한다는 점과 정규화된 주파수 오프셋 0.877로 인한 다수의 반복 연산이 필요하다는 점을 고려하였을 경우⁹⁾, 제안된 반복적 ICI 제거 기법의 전력 비교를 위한 연산량은 상대적으로 매우 미미함을 확인 할 수 있다. 예를 들면 FFT 크기 128에 1회 반복 연산을 수행하는 경우 제안된 방식은 기존 방식에 비해 1.34%의 추가적인 연산을 필요로 하며, 3회 반복 연산을 필요로 하는 경우에는 0.45%의 연산량의 증가가 필요하다. 또한 FFT 크기가 커질수록 상대적인 연산량의 증가가 감소하게 되므로, 제안된 방식의 연산량이 기존 방식의 연산량과 유사함을 확인 할 수 있다. 즉, 제안된 반복적 ICI 제거 방식은 기존의 반복적 ICI 제거 방식과 유사한 복잡도로 우수한 성능을 얻을 수 있는 방식이다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 장에서는 기존의 반복적 ICI 제거 기법과 제안된 방식의 성능 비교 결과를 기술하였으며, 제안된 방식과 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 성능 비교를 위해 적용된 파라미터를 표 2에 정리하였다.

그림 8은 각 경로의 정규화된 주파수 오프셋이 ± 0.1 인 경우 변조 차수에 따른 BER 성능을 비교한 것이다. 그림 8에서 보듯이 주파수 오프셋 ± 0.1 인 경우에는 기존의 반복적 ICI 제거 방식이 주파수 오프셋이 존재하지 않는 이상적인 경우와 유사한 성능을 보이며, 제안된 방식이 기존 방식보다 약 0.5 dB의

표 2. 시스템 파라미터

Parameters	Value
FFT size	128
CP length	FFT size / 4
System bandwidth	FFT size * 15 kHz
Center frequency	2.6 GHz
Channel model	COST 207 TU
Channel estimation	Perfect
Data modulation	QPSK / 16-QAM / 64-QAM
Nor. Freq. offset	$\pm 0.1 / \pm 0.2$

성능 향상을 보임을 확인할 수 있다. 또한 기존 방식과 제안된 방식 모두 1회의 반복 연산만으로 우수한 ICI 제거 효과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 9는 각 경로의 정규화된 주파수 오프셋이 ± 0.2 인 경우 변조 차수와 반복 연산에 따른 BER 성능을 비교한 것이다. 그림 9에서 보듯이 정규화된 주파수 오프셋 ± 0.2 인 경우에는 기존 방식과 제안된 방식 모두 초기 추정 오류로 인해 다수의 반복 연산을 필요로 하며, 반복 횟수가 충분하지 못한 경우에는 SNR이 높은 환경에서도 ICI로 인한 error floor가 발생하게 된다. 하지만 제안된 ICI 제거 기법이 기존의 반복적 ICI 제거 기법에 비해 초기 추정시의 수신 신호 전력에 따른 우선권을 부여함으로써 초기 추정 성능을 향상시킴을 확인할 수 있으며, 이러한 초기 추정에서의 성능 향상은 반복적인 ICI 제거 과정의 오차를 감소시킴으로써 매 반복 시에 기존 방식보다 향상된 성능을 얻을 수 있다. 또한 변조 차수가 높을수록 수신 신호 전력의

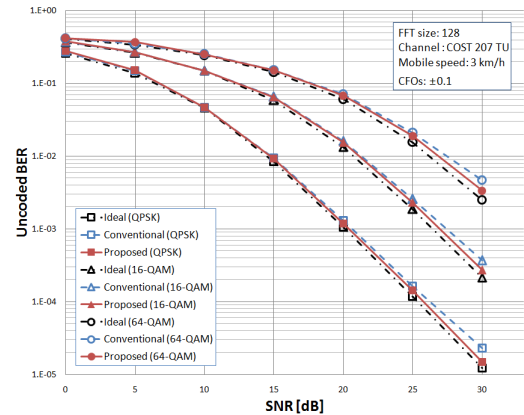
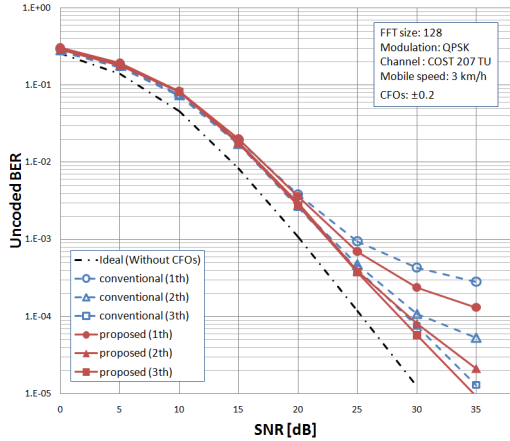
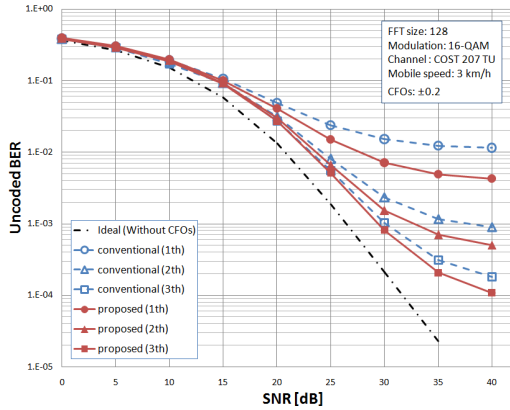


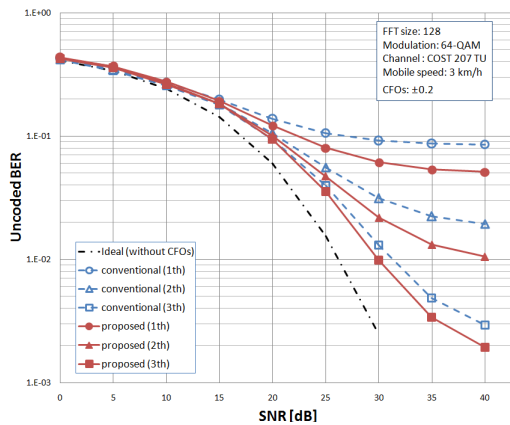
그림 8. 변조 차수에 따른 BER 성능 비교 (CFOs = ± 0.1)



(a) QPSK



(b) 16-QAM



(c) 64-QAM

그림 9. 변조 차수에 따른 BER 성능 비교(CFOs = ±0.2)

분산이 증가하기 때문에 기존 방식에 비해 제안하는 방식이 향상된 ICI 제거 성능을 얻을 수 있음을 확인 할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 상호 협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 개선된 반복적 ICI 제거 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 수신 신호 전력에 따른 초기 추정 및 간섭 제거의 우선권을 부여함으로써 기존의 반복적 ICI 제거 기법의 문제점인 초기 추정 오류에 의한 성능 열화를 개선시킨 방식으로 기존 방식과의 복잡도 비교 및 다양한 환경에서의 성능 비교 분석을 통해 제안된 반복적 ICI 제거 기법이 기존의 반복적 ICI 제거 기법과 유사한 복잡도를 가지면서 기존의 반복적 ICI 제거 기법보다 우수한 성능을 얻을 수 있는 방식임을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space time block coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 49, pp. 2415-2425, Oct. 2003.
- [4] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity-Part I: System Description," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, No. 11, pp. 1927-1937, Nov. 2003.
- [5] J. Armstrong, "Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 3, pp. 365-369, Mar. 1999.
- [6] Z. Li, D. Qu, and G. Zhu, "An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets," in *Proc. IEEE WCNC*, Vol. 2, pp. 839-843, Apr. 2006.
- [7] Y. J. Kim, H. Lee, H. K. Chung, and Y. S.

Cho, "An iterative decoding technique for cooperative STBC-OFDM systems with multiple frequency offsets," in Proc. IEEE PIMRC, pp. 1-4, Sept. 2007.

- [8] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-varying multipath channels," IEEE Trans. Commun., Vol. 49, pp. 27-32, Jan. 2001.
- [9] 3GPP TR 25.814 v7.1.0, "3rd generation partnership project; Technical specification group radio access network; Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)," Tech. report, Sep. 2006.

원 경 훈 (Kyung Hoon Won) 준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2008년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
 <관심분야> 무선 및 이동 통신 모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

박 환 민 (Hwan Min Park) 준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
 <관심분야> 무선 및 이동 통신 모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

최 형 진 (Hyung-Jin Choi) 종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
 1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
 1976년 3월~1979년 7월 (주) 금성사 중앙연구소 연구원
 1979년 9월~1982년 12월 미국

Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
 1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
 <관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술