

반송파 주파수 오프셋을 갖는 상호협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 반복적 ICI 제거 기법

정회원 김 영 준*, 우 경 수*, 유 현 일*, 이 희 수**, 종신회원 조 용 수*

A Recursive ICI Cancellation Technique for Cooperative STBC-OFDM Systems with Carrier Frequency Offsets

Yeong Jun Kim*, Kyung Soo Woo*, Hyun Il Yoo*, Heesoo Lee** *Regular Members*,
Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 다른 반송파 주파수 오프셋(CFO) 존재시 이를 극복할 수 있는 반복적 반송파간 간섭(ICI) 제거 기법을 제안한다. 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 존재하는 다른 CFO는 수신 신호에서 위상차를 발생하여 STBC 복호 과정에서 잡음 증가 현상을 가져온다. 이러한 잡음 증가 효과에 따른 성능 감소는 본 논문에서 제안된 ML 기반의 반복적 ICI 제거 기법을 사용하여 효과적으로 감소시킬 수 있음을 보인다. 모의실험을 통하여 제안된 반복적 ICI 제거 기법이 특히 FFT 크기가 크고 CFO 값이 큰 STBC-OFDM 시스템에서 ICI의 영향을 감소하는데 효과적으로 사용될 수 있음을 확인한다.

Key Words : Cooperative Relays, Carrier Frequency Offset, OFDM, STBC, Recursive ICI Cancellation

ABSTRACT

In this paper, a recursive intercarrier interference (ICI) cancellation technique for cooperative space-time block coded orthogonal frequency division multiplexing (STBC-OFDM) with different carrier frequency offsets (CFOs) is proposed. Also, different CFOs existing in a cooperative STBC-OFDM system is shown to produce phase difference in the received signal, causing noise enhancement effect in the STBC decoding process. The performance degradation caused by the noise enhancement effect can be effectively reduced by a proposed ML-based recursive ICI cancellation technique. It is shown by computer simulation that the proposed recursive ICI cancellation technique is effective in reducing ICI, especially for STBC-OFDM systems with a large FFT size and large CFOs.

I. 서 론

차세대 이동통신 시스템에서는 다중경로 페이딩 환경에서 고속의 데이터 전송이 요구되기 때문에 OFDM 기술이 전송방식으로 유력시되고 있다. 또한 안테나 설치에 따르는 공간상의 문제점과 안테

나 간 간격에 따른 다이버시티 이득의 감소에 대한 해결책으로 상호협력 MMR (cooperative Mobile Multihop Relay)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1][2]}. 이러한 OFDM 기반의 셀룰러시스템에 상호협력 MMR을 도입할 경우, 반송파 주파수 오프셋 (carrier frequency offset; CFO)에 민감한 OFDM

※ 본 연구는 한국전자통신연구원, 21세기 프론티어 연구개발사업 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크 기술개발사업의 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실(yscho@cau.ac.kr), ** 한국전자통신연구원

논문번호 : #KICS2007-07-304, 접수일자 : 2007년 7월 9일, 최종논문접수일자 : 2007년 9월 18일

방식의 특징 때문에 OFDM 기반 상호협력 MMR 시스템에서는 CFO에 의하여 아래와 같은 intercarrier interference (ICI)가 발생할 수 있다.

두 개의 다른 릴레이 스테이션(relay station: RS) RS1과 RS2 사이에 존재하는 단말(mobile terminal: MT)의 경우 두 RS간의 동기가 완벽히 맞은 경우에도 단말이 이동할 경우 도플러 천이가 발생한다. 즉, MT가 수신한 신호에는 서로 다른 송신단에 의한 다수의 CFO가 존재하며, MT가 RS1 방향으로 이동할 경우 MT와 RS1 간의 CFO는 증가하는 반면에 MT와 RS2간 CFO는 감소하게 된다. 이와 같이 수신된 신호가 다수의 CFO를 포함하는 경우 MT의 oscillator 조정을 이용한 반송파 주파수 보상 방식으로는 CFO에 의한 성능 열화를 극복할 수 없다. 다수의 CFO의 문제를 극복하기 위한 방안으로 하향링크의 프리앰블이나 파이프릿을 사용하여 MT에서 CFO 추정 후 상향링크를 통해 각각의 RS에게 해당하는 CFO를 피드백하여 송신단에서 사전에 CFO를 사전 보상하는 방법을 고려할 수 있다. 그러나 이 경우 피드백을 위한 오버헤드가 발생하기 때문에 MT측에서 수신된 신호를 사용하여 CFO를 보상하는 기법이 필요하다. 본 논문에서는 OFDM 기반의 MMR 시스템에서 MT에서 수신된 신호를 사용하여 주파수 영역에서 ICI를 제거하는 기법을 제안한다.

참고문헌 [3]에서는 Alamouti code를 사용한 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 다른 CFO를 갖는 STBC-OFDM 시스템을 모델링하고 주파수 영역에서 선형 방정식을 사용하여 수신단에서 ICI 완화 및 STBC 복호가 가능함을 보였다. 또한 참고문헌 [4]에서는 다수의 CFO가 존재하는 distributed STBC-OFDM 시스템에서 simplified maximum likelihood (SML) 기법을 사용하여 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나가 존재하는 경우 각각의 안테나 경로 간에 다른 CFO를 갖는 Alamouti coded 심볼의 ICI와 ISI를 제거하기 위한 주파수 영역 등화 기법을 제안하였다. 앞의 두 경우는 단일 안테나를 갖는 OFDM 시스템에서 ICI를 제거하기 위하여 부분 행렬만을 사용하는 기법에서와 마찬가지로 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 연산의 복잡도를 줄이기 위하여 ICI를 포함한 채널 모델에서 대각 성분을 포함한 부분행렬만을 사용하여 ICI를 제거하였다. 그러나 이와 같이 부분행렬만을 고려하는 경우 CFO가 증가함에 따라 성능의 열화가 크게 발생한다.

차세대 OFDM 기반의 상호협력 MMR 시스템에

서는 높은 반송파 주파수를 고려하기 때문에 CFO 발생 가능 범위는 더욱 증가할 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는 다른 CFO가 존재하는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 적은 연산의 복잡도로 큰 CFO에 의하여 발생하는 ICI를 제거하기 위한 반복적 ICI 제거 기법을 제안한다. 또한 Alamouti code를 사용하는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 서로 다른 CFO를 경험하는 수신 신호간 위상차에 의한 성능 열화를 분석하고 이를 보상할 수 있는 기법을 제안하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MT의 수신 신호가 서로 다른 CFO를 경험하는 경우의 상호협력 STBC-OFDM 시스템 모델을 설명한다. III장에서는 MT가 서로 다른 CFO를 경험하는 경우 상호협력 STBC-OFDM을 위한 반복적 ICI 감쇄 기법을 제안하고 제안된 기법의 복잡도를 다른 기법과 비교한다. 또한 상호협력 STBC-OFDM에서 수신 신호가 서로 다른 CFO를 경험하는 경우 발생하는 링크간의 위상차에 의한 잡음 증가 현상을 설명하고 이를 감쇄할 수 있는 기법을 제안한다. IV장에서 모의실험을 통하여 제안된 기법의 성능을 분석하고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM 시스템 모델

Alamouti STBC code를 사용한 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 분산된 RS들은 2개의 안테나를 갖는 Alamouti STBC 시스템에서 각각의 송신단 안테나 역할을 한다. 이 경우 RS들은 Alamouti 부호화된 신호를 전송하며, Alamouti 부호화된 신호는 각각의 RS에서 크기가 N인 inverse fast frequency transform (IFFT)의 입력이 된다. 각 RS에서 IFFT의 출력은 $(2s+t)$ 번째 심볼 구간에서 다음과 같이 주어진다.

For RS1:

$$\begin{aligned} x_{2s}^{R_1M}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s}^{R_1M}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} x_{2s+1}^{R_1M}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s+1}^{R_1M}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s+1}^*(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \end{aligned}$$

For RS2:

$$x_{2s}^{R_2M}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s}^{R_2M}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \quad (2)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s+1}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn}$$

$$x_{2s+1}^{R_2M}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{2s+1}^{R_2M}(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (-1) X_{2s}^*(k) e^{-i \frac{2\pi}{N} kn}$$

여기서 $x_{2s+l}^j(n)$ 은 링크 j 로 전송되는 $(2s+l)$ 번째 심볼의 n 번째 샘플이고, $X_{2s+l}(k)$ 는 $(2s+l)$ 번째 심볼의 k 번째 부반송파에 실리는 심볼이다. 이 때 j 는 RS1과 MT간의 링크 또는 RS2와 MT간의 링크를 나타내며 l 은 0 또는 1의 값을 갖고, (*)는 켈레 복소수를 의미한다. 각 RS에서 송신되는 OFDM 신호는 N_{cp} 길이의 cyclic prefix (CP)를 포함하여 다음 식과 같이 구성된다.

$$(x_{2s+l}^j(N - N_{cp} + 1), x_{2s+l}^j(N - N_{cp} + 2), \dots, x_{2s+l}^j(0), \dots, x_{2s+l}^j(N - 2), x_{2s+l}^j(N - 1)) \quad (3)$$

MT에 수신되는 신호는 서로 다른 CFO를 갖는 링크를 통과한 두 신호의 합으로 표시되며, $(2s+l)$ 번째 심볼 구간에서 수신된 신호는 CP제거 후 다음과 같이 주어진다.

$$Y_{2s+l}(k) = \sum_{m=0}^{N-1} C_{2s+l,k}^{R_1M}(m) X_{2s+l}^{R_1M}(m) + \sum_{m=0}^{N-1} C_{2s+l,k}^{R_2M}(m) X_{2s+l}^{R_2M}(m) + W_{2s+l}(k) \quad (5)$$

$$= C_{2s+l,k}^{R_1M}(k) X_{2s+l}^{R_1M}(k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} C_{2s+l,k}^{R_1M}(m) X_{2s+l}^{R_1M}(m)$$

$$+ C_{2s+l,k}^{R_2M}(k) X_{2s+l}^{R_2M}(k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} C_{2s+l,k}^{R_2M}(m) X_{2s+l}^{R_2M}(m)$$

$$+ W_{2s+l}(k), \quad 0 \leq k \leq N-1$$

여기서

$$C_{2s+l,k}^j(m) = \begin{cases} H_{2s+l}^j(m)A & \text{if } m = k \\ H_{2s+l}^j(m)B & \text{if } m \neq k \end{cases}$$

$$A = \frac{\sin(\pi \epsilon_j)}{N \sin(\pi \epsilon_j / N)} e^{i\pi \epsilon_j (n-1) / N} e^{i2\pi \epsilon_j (N + N_{cp})(2s+l) / N}$$

$$B = \frac{\sin(\pi \epsilon_j)}{N \sin(\pi (m-k + \epsilon_j) / N)} e^{j\pi \epsilon_j (n-1) / N} e^{-i\pi (m-k) / N} e^{i2\pi \epsilon_j (N + N_{cp})(2s+l) / N}$$

$$y_{2s+l}(n) = e^{i \frac{2\pi}{N} \epsilon_{R_1M} n} \sum_{d=0}^{D-1} h_{2s+1}^{R_1M}(d) x_{2s+l}^{R_1M}(n-d) \quad (4)$$

$$+ e^{i \frac{2\pi}{N} \epsilon_{R_2M} n} \sum_{d=0}^{D-1} h_{2s+1}^{R_2M}(d) x_{2s+l}^{R_2M}(n-d)$$

$$+ w_{2s+l}, 0 \leq n \leq N-1$$

위 식에서 ϵ_j 는 j 링크를 통해 수신된 신호가 경험하는 정규화된 CFO, h_{2s+1}^j 는 j 링크를 통해 수신된 $(2s+l)$ 번째 심볼의 d 번째 경로의 채널 임펄스 응답, $w_{2s+l}(n)$ 는 n 번째 샘플에 추가되는 가산 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다.

위 OFDM 신호의 주파수 영역 결과는 fast fourier transform (FFT)를 수행한 후 식 (5)와 같이 주어진다. 식 (5)에서 $H_{2s+l}^j(m)$ 는 m 번째 부반송파에서 채널의 주파수 응답이며, A와 B는 $(2s+l)$ 번째 심볼 구간동안 링크 j 를 통해 수신된 신호의 k 번째 부반송파에서 m 번째 부반송파에 의해 발생하는 ICI의 영향을 나타낸다^[6]. 또한 $C_{2s+l,k}^j(m)$ 는 $(2s+l)$ 번째 심볼 구간동안 링크 j 를 통해 수신된 신호의 k 번째 부반송파에서 채널의 주파수 응답과 다른 반송파에 의한 ICI의 영향을 포함하여 나타낸다. $W_{2s+l}(k)$ 는 $(2s+l)$ 번째 심볼 구간에서 k 번째 부반송파에 추가된 AWGN 잡음을 나타낸다.

위 식에서 CFO가 존재하지 않을 경우 $(2s)$ 번째 심볼과 $(2s+l)$ 번째 심볼 구간동안 각 RS로부터 수신된 Alamouti 부호화된 신호는 k 번째 부반송파에서 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}_k(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{W}(k) \quad (6)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= [Y_{2s}(k) \ Y_{2s+l}(k)]^T \\ \mathbf{X}(k) &= [X_{2s}(k) \ X_{2s+l}(k)]^T \\ \mathbf{H}_k(k) &= \begin{bmatrix} H_{2s,k}^{R_1M}(k) & H_{2s,k}^{R_2M}(k) \\ H_{2s+1,k}^{R_2M_s}(k) & -H_{2s+1,k}^{R_1M_s}(k) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

그러나 ICI가 존재하는 경우 위 수식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{C}_k(m)\mathbf{X}(m) + \mathbf{W}(k) \quad (7) \\ &= \mathbf{C}_k(k)\mathbf{X}(k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{C}_k(m)\mathbf{X}(m) + \mathbf{W}(k) \\ &= \mathbf{C}_k\mathbf{X}(k) + \mathbf{W}(k) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(m) &= [X_{2s}(m) \ X_{2s+l}(m)]^T \\ \mathbf{C}_k(m) &= \begin{bmatrix} C_{2s,k}^{R_1M}(m) & C_{2s,k}^{R_2M}(m) \\ C_{2s+1,k}^{R_2M_s}(m) & -C_{2s+1,k}^{R_1M_s}(m) \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_k &= [\mathbf{C}_k(0) \ \dots \ \mathbf{C}_k(N-1)] \\ \mathbf{W}(k) &= [W_{2s}(k) \ W_{2s+l}(k)]^T \end{aligned}$$

위 식을 전체 부반송파를 포함한 행렬 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (8)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{Y}(0)^T \ \dots \ \mathbf{Y}(N-1)^T]^T \\ \mathbf{X} &= [\mathbf{X}(0)^T \ \dots \ \mathbf{X}(N-1)^T]^T \\ \mathbf{C} &= [\mathbf{C}_0^T \ \dots \ \mathbf{C}_{N-1}^T]^T \\ \mathbf{W} &= [\mathbf{W}(0)^T \ \dots \ \mathbf{W}(N-1)^T]^T \end{aligned}$$

위 식에서 $\mathbf{C}_k(m)$ 는 2 x 2의 정방 행렬이므로, ICI 채널 행렬인 \mathbf{C} 는 2N x 2N의 크기를 갖는다.

III. 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM 시스템을 위한 반복적 복호 기법

CFO 존재시 Alamouti 부호화된 신호를 복호하기 위해 기존의 선형 결합 기법^[7]을 적용하는 경우,

CFO에 의한 ICI 때문에 성능이 크게 열화된다. 이 경우 ICI의 영향을 제거하기 위해서 (8)에 주어진 ICI 채널 행렬을 이용하여 \mathbf{C}^{-1} 를 수신된 신호에 곱함으로써 ICI를 제거하면서 복호가 가능하다. 본 논문에서는 이 기법을 ZF ICI 제거 기법이라 명명한다. 본 논문에서는 ICI 채널 행렬을 구성하기 위해 필요한 CFO 값과 부반송파별 채널 값은 훈련 심볼을 이용하여 사전에 추정하였다고 가정한다. ZF ICI 제거 기법은 수식적으로는 간단하게 표시가 되지만 DFT의 크기 N이 큰 경우 \mathbf{C}^{-1} 를 구하기 위한 복잡도가 크기 때문에 실제로 구현이 어렵다. 따라서 ZF ICI 제거 기법의 복잡도를 줄이기 위해 \mathbf{C} 의 전체 행렬에 대한 역행렬을 구하지 않고 ICI 채널 행렬의 대각성분을 포함한 부분행렬에 대한 역행렬만을 구함으로써 계산량을 줄일 수 있다^[4]. 그러나 이 기법의 경우 CFO가 증가함에 따라 ICI에 의한 성능 열화가 증가한다. 따라서 큰 CFO 발생시 적절한 복잡도를 가지면서 ICI 채널 행렬 전체에 대해 ICI를 감쇄할 수 있는 기법이 필요하다.

본 논문에서는 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 발생하는 ICI의 영향을 전체 ICI 채널 행렬을 고려하여 반복적으로 ICI를 제거함으로써 적절한 복잡도로 신호를 복호하는 기법을 제안한다. 식 (8)에 주어진 주파수영역 OFDM 신호에서 특정 부반송파의 신호와 그 인접 반송파로부터 ICI를 분리할 경우 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{W} = (\mathbf{C}_{diag} + \mathbf{C}_{ICI})\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (9)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{diag} &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_0(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_0(0) & & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{C}_0(0) \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{ICI} &= \mathbf{C} - \mathbf{C}_{diag} = [\mathbf{C}_{ICI,0}^T \ \dots \ \mathbf{C}_{ICI,N-1}^T] \end{aligned}$$

$$\mathbf{C}_{ICI,k} = [\mathbf{C}_k(0) \ \dots \ \mathbf{C}_k(k-1) \ 0 \ \mathbf{C}_k(k+1) \ \dots \ \mathbf{C}_k(N-1)]$$

위 식에서 송신된 신호는 아래의 반복적 기법을 사용하여 복호가 가능하다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(r)} &= \mathbf{C}_{diag}^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{C}_{ICI} \hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(r-1)}) \quad (10) \\ &= \left\{ \sum_{m=0}^{r-1} (-1)^m (\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})^m \right\} \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{Y} \\ &= \left\{ \sum_{m=0}^{r-1} (-1)^m (\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})^m \right\} (\mathbf{I} + \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI}) \mathbf{X} \\ &\quad + \left\{ \sum_{m=0}^{r-1} (-1)^m (\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})^m \right\} \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{W} \end{aligned}$$

여기서 r 은 양의 정수이고, $\hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(0)} = 0$ 이다. \mathbf{C}_{diag}^{-1} 의 연산은 (2×2) 정방 행렬의 역행렬을 N 번 구하는 연산으로 구해진다.

(10)에 나타난 바와 같이 $\hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(r)}$ 은 멱급수와 $\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{Y}$ 의 곱으로 표현되며 멱급수가 발산할 경우 $\hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(r)}$ 또한 발산한다. 따라서 멱급수의 수렴 조건이 $\hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(r)}$ 의 수렴 조건이 된다. 멱급수의 수렴 조건은 다음과 같이 주어진다^[5].

$$\rho(\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI}) = \lambda_{\max} < \| \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI} \| < 1 \quad (11)$$

여기서 $\rho(\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})$ 와 λ_{\max} 는 스펙트럴 반경과 $\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI}$ 의 최대 고유치를 각각 나타낸다. $\mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI}$ 이 수렴하는 경우 $(\mathbf{I} + \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})$ 의 역행렬이 존재하며, 반복 횟수가 무한대로 증가하는 경우 (10)은 다음 식으로 수렴하여 잡음의 영향을 무시할 경우 ZF ICI의 해로 수렴하는 것을 알 수 있다^[5].

$$\hat{\mathbf{X}}_{ZF}^{(\infty)} = \mathbf{G}^{-1} (\mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{W}) \quad (12)$$

여기서

$$\mathbf{G} = (\mathbf{I} + \mathbf{C}_{diag}^{-1} \mathbf{C}_{ICI})$$

Alamouti 부호화된 신호의 복호는 두 심볼 단위로 수행되기 때문에 CFO가 존재할 경우 연속된 두 심볼 동안 채널이 변하지 않더라도 연속된 심볼 간 위상차가 발생하게 된다. 이 때 위상의 변화 정도는 수신된 CFO의 값에 따라 바뀌게 된다. 기존 다중 안테나에서 Alamouti STBC code를 적용할 경우에는 두 개의 송신 안테나가 하나의 송신단에 존재하므로 동일한 CFO가 발생하여 각각의 경로로 수신된 신호간의 위상차는 발생하지 않는다. 그러나 상호협력 MMR의 경우에는 송신 안테나가 각각 다른 릴레이의 송신단에 존재하기 때문에 다른 CFO가 발생하여 각각의 링크를 통해 수신된 신호간의 위상차가 발생한다. 이러한 위상차는 ZF ICI 제거 기법에서 잡음 증가 현상을 발생시켜 성능의 열화를 가져온다. 다음 식은 수신 신호의 링크간 위상차에 의한 잡음 증가 현상을 보여준다.

$$\begin{aligned} & \mathbf{H}(k)^{-1} \mathbf{W}(k) \\ &= \frac{1}{D} \begin{bmatrix} H_{2s+1}^{R_1M_s}(k)e^{-i\theta^{R_1M}} & -H_{2s}^{R_2M}(k) \\ -H_{2s+1}^{R_2M_s}(k)e^{-i\theta^{R_2M}} & H_{2s}^{R_1M}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{2s}(k) \\ W_{2s+1}^*(k) \end{bmatrix} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} D = \det(\mathbf{H}(k)) &= -H_{2s}^{R_1M}(k)H_{2s+1}^{R_1M_s}(k)e^{-i\theta^{R_1M}} \\ &\quad - H_{2s}^{R_2M}(k)H_{2s+1}^{R_2M_s}(k)e^{-i\theta^{R_2M}} \end{aligned}$$

위 식에서 θ^{R_1M} 과 θ^{R_2M} 은 다른 CFO 존재시 R_1M 과 R_2M 링크를 통해 수신된 신호의 위상 변화를 나타낸다. 또한 $\mathbf{H}(k)$ 은 (2×2) Alamouti 부호화된 신호의 채널 행렬을 나타내며, $H_{2s+l}^j(k)$ 는 링크 j 를 통해 $(2s+l)$ 번째 심볼 구간에서 수신된 신호의 k 번째 부반송파가 경험하는 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 위 식에서 $\det()$ 은 행렬의 행렬식을 나타내며, 위상 변화외의 ICI 효과는 무시하였다.

$H_{2s+l}^j(m)$ 이 시간에 따라 변하지 않고 채널의 평균 전력이 두 링크에 대해 모두 동일하다면 복호된 신호에서 평균 잡음 전력은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} E\{[\mathbf{H}(k)^{-1} \mathbf{W}(k)]^2\} &= 2 \frac{(P_k^{R_1M}(k))^2 \sigma_k^2}{F} \\ &\quad + 2 \frac{(P_k^{R_2M}(k))^2 \sigma_k^2}{F} \quad (14) \end{aligned}$$

여기서

$$(P_k^j)^2 = E\{[H_{2s}^j(k)]^2\} = E\{[H_{2s+1}^j(k)]^2\}$$

$$\begin{aligned} F &= (P_k^{R_1M})^4 + (P_k^{R_2M})^4 \\ &\quad + E\{2\cos(\theta^{R_1M} + \theta^{R_2M})|H_{2s}^{R_1M}(k)|^4 |H_{2s}^{R_2M}(k)|^4\} \end{aligned}$$

위 식에서 σ_k^2 는 k 번째 부반송파의 잡음의 분산을 나타낸다. 예를 들어 N , ϵ^{R_1M} , ϵ^{R_2M} 가 64, 0.1, -0.1로 각각 주어질 경우 $(\theta^{R_1M} + \theta^{R_2M})$ 는 $\pi/2$ 가 되며, 이 경우 $(P_k^{R_1M})^4$ 와 $(P_k^{R_2M})^4$ 가 같다면 3dB 잡음 증가를 발생시켜 결과적으로 3dB SNR 손실을 초래한다.

위에서 설명한 잡음 증가의 영향을 줄이기 위해 (9)에서 \mathbf{C}_{diag}^{-1} 대신 ML 기법을 각각의 부반송파에 적용하여 반복적으로 신호를 복호할 수 있다. ML을 적용한 반복적 복호 기법은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{X}}_{ML}^{(r)}(k) = \underset{\mathbf{X}(k)}{\operatorname{argmin}} (\| \mathbf{Y}_{ML}^{(r)} - \mathbf{C}_{diag}(k)\mathbf{X}(k) \|) \quad (15)$$

여기서

$$\mathbf{Y}_{ML}^{(r)} = \begin{cases} \mathbf{Y}(k), & r = 0 \\ \mathbf{Y}(k) - [\mathbf{C}_{ICI,2k}^T \mathbf{C}_{ICI,2k+1}^T] \hat{\mathbf{X}}_{ML}^{(r-1)}, & r > 0 \end{cases} \quad (16)$$

표 1. 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM에서 ICI 제거 기법들의 연산 복잡도

ICI cancellation technique	Number of multiplications
ZF ICI cancellation technique using full ICI channel matrix	$O((2N^3))$
Simplified ZF ICI cancellation technique	$O((N - N_{\text{partial}}/2 + 1)N_{\text{partial}}^3)$
Recursive ICI cancellation technique using ZF	$\frac{O(R(2N)^2)}{\text{matrix product in the ICI generation}}$ + $\frac{O((N - N_{\text{diag}}/2 + 1)N_{\text{diag}}^3)}{\text{matrix inversion in ZF decoding for diagonal term}}$
Recursive ICI cancellation technique using ML	$\frac{O(R(2N)^2)}{\text{matrix product in the ICI generation}}$ + $\frac{O((N - N_{\text{diag}}/2 + 1)N_{\text{diag}}^2 N_c^{N_{\text{diag}}})}{\text{matrix inversion in ML decoding for diagonal term}}$

위 식에서 $\mathbf{C}_{ICI,2k+1}^T$ 은 \mathbf{C}_{ICI} 의 $(2k+1)$ 번째 열을 나타낸다.

표 1은 본 논문에서 기술한 다른 CFO를 갖는 STBC-OFDM에서의 ICI 제거 기법의 연산량을 비교하여 보여준다. 이 표에서 N_{diag} , N_{partial} , N_c 는 $\mathbf{C}_{\text{diag}}(k)$ 의 크기, 부분행렬의 크기, 적용된 변조기법의 성상도의 크기를 나타낸다. 본 논문에서와 같이 (2 x 2) Alamouti STBC를 사용한 상호협력 MMR의 경우 N_{diag} 는 2가 된다. 표 1에서 ICI 채널 행렬 전체를 고려한 ZF ICI 제거 기법의 곱셈의 수는 N^3 에 비례하며 부분행렬을 사용한 간략화된 ZF ICI 제거 기법의 곱셈의 수는 $(N - N_{\text{partial}}/2 + 1)$ 과 $(N_{\text{partial}})^3$ 에 비례한다. 또한 반복적 ICI 제거 기법의 경우에는 ZF 적용시와 ML 적용시 곱셈의 수가 N^2 에 비례한다. 따라서 N 이 증가할 경우 제안된 반복적 ICI 제거 기법은 ZF ICI 제거 기법에 비해 적은 연산의 복잡도를 갖게 됨을 알 수 있다.

IV. 모의 실험

본 장에서는 수신 신호가 서로 다른 MT의 수신 신호가 서로 다른 CFO를 경험할 경우 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 발생하는 ICI 제거 기법들의 성능을 모의 실험을 통하여 비교한다.

본 모의 실험에서는 FFT 크기는 64, CP 길이는 16 샘플, 무선 채널 모델은 ITU-R PedA^[8]를 사용하였다. 변조 방식은 16 QAM을 사용하였으며, ϵ^{R_1M} 과 ϵ^{R_2M} 은 R_1M 링크와 R_2M 링크에서의 정규화된 CFO로서 각각 0.1과 -0.1이고 MT는 RS1과 RS2 사이에 위치하며 각각의 RS로부터 수신된 신호는 동일한 전력과 전송지연을 갖는다고 가정하였다. 반송파 주파수는 5GHz이다.

그림 1은 전체 ICI 채널 행렬(Full)과 부분행렬

(Partial)을 사용한 기존의 두 ZF ICI 제거 기법에 대한 BER 성능을 보여준다. 이 그림에서 전체 ICI 채널 행렬(Full)을 사용한 ZF ICI 제거 기법 (ZF ICI cancellation (Full))의 경우 CFO가 존재하지 않는 상황의 이론적 곡선(Analytic(Alamouti))과 기울기가 일치하지만 이론적 곡선에 비하여 3dB의 성능 열화가 발생한다. 3dB의 성능 열화는 III장에서 설명한 STBC 복호시 위상차에 의해 발생하는 잡음 증가 때문이다. 부분행렬(Partial)을 사용한 ZF ICI 제거 기법 (Simplified ZF ICI cancellation (partial=#))의 경우 부분행렬에서 고려하는 ICI 성분의 수가 증가함에 따라 성능이 조금씩 증가하지만 높은 EbNo 상황에서는 오류 마루(error floor)가 발생한다.

그림 2는 본 논문에서 제안한 반복적 ICI 제거 기법을 사용하여 신호를 복호하였을 경우의 BER 성능을 보여준다. 이 그림통하여 R(iteration 회수)이 3인 경우 ZF 적용한 반복적 ICI 제거 기법 (Recursive ICI cancellation (ZF, R=3))의 성능이 그림 1에서 전체 ICI 행렬을 사용한 ZF ICI 제거 기법 (ZF ICI cancellation (Full))의 성능에 근접하는 것을 확인할 수 있다. 또한 동일한 R에 대하여 ML을 적용한 반복적 ICI 제거 기법 (Recursive ICI cancellation (ML, R=3))의 경우 10^{-4} 의 BER에서 ZF 기반의 반복적 복호 기법 (Recursive ICI cancellation (ZF, R=3))에 비해 2dB의 성능 이득이 발현함을 알 수 있다. 이러한 성능 이득은 ML 적용시 잡음 증가 효과가 감소하기 때문이다. 그림 1과 그림 2의 BER 결과를 통하여 전체적으로 ZF ICI (Partial 10), Recursive ICI cancellation (ZF, R=3), ZF ICI cancellation (Full), Recursive ICI cancellation (ML, R=3)의 순서로 성능이 개선되는 것을 알 수 있다. 각 기법의 연산량은 표 1을 사용하여 구할 수 있으며, FFT의 크기가 64인 경우

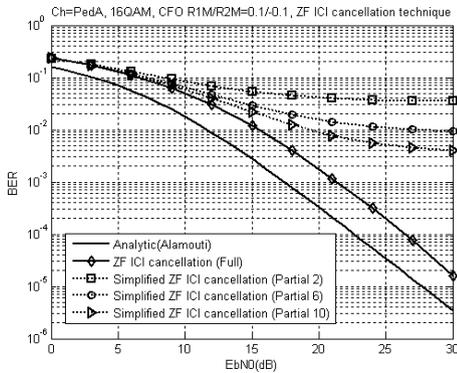


그림 1. 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM에서 기존 ICI 제거 기법의 BER 성능

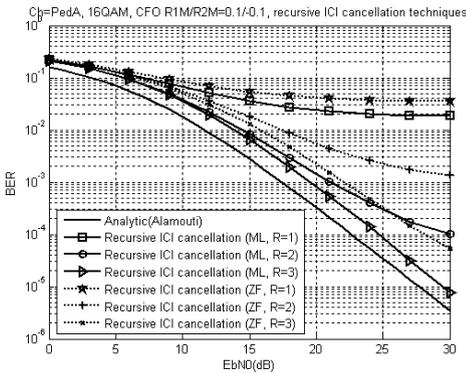


그림 2. 다른 CFO를 갖는 상호협력 STBC-OFDM에서 반복적 ICI 제거 기법의 BER 성능

ZF ICI cancellation (Full), ZF ICI cancellation (Partial 10), Recursive ICI cancellation (ZF, R=3), Recursive ICI cancellation (ML, R=3)에서 필요한 곱셈 수는 대략적으로 2M, 60K, 50K, 115K가 되며 FFT 크기가 1024인 경우 곱셈의 수는 대략적으로 8.6G, 1M, 13M, 14M가 된다. 이 결과로부터 제안된 반복적 ICI 제거 기법의 연산량 이득은 FFT의 크기가 증가할수록 커짐을 확인할 수 있다. 모의 실험에서 사용된 파라미터를 사용하여 구한 ICI 채널 행렬의 λ_{max} 는 0.76이며, 이는 식 (10)에 주어진 반복적 복호 기법의 수렴 조건을 만족하는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 다른 CFO가 존재하는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서 적은 연산량으로 큰 범위

의 CFO에 의하여 발생하는 ICI를 반복적으로 감쇄하여 신호를 복호하는 기법을 제안하였다. 제안된 반복적 ICI 감쇄 기법은 CFO 값들이 크거나, FFT 크기가 큰 경우에도 적은 연산량으로 ICI를 효과적으로 감쇄할 수 있음을 확인하였다. 또한 다른 CFO가 존재하는 상호협력 STBC-OFDM 시스템에서는 수신신호의 링크간 위상차에 의하여 잡음이 증가되는 현상이 발생하며, ML 기반의 반복적 복호 기법을 사용하여 이를 효과적으로 극복할 수 있음을 확인하였다. 본 논문에서는 수식의 편의상 2개의 RS와 1개의 MT가 존재하는 상황을 가정하여 Alamouti code에 대해서만 전개를 하였으나, 보다 많은 RS를 갖는 경우에도 위 결과를 확장하여 반복적 ICI 제거 기법을 적용할 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. Pabst et. al., "Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.
- [2] J. Cho and Z.J. Haas, "On the throughput enhancement of the downstream channel in cellular radio networks through multihop relaying," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 22, pp. 1206-1219, Sept. 2004.
- [3] F. Ng and X. Li, "Cooperative STBC-OFDM Transmissions with Imperfect Synchronization in Time and Frequency," in *Proc. of 39th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, pp. 524-528, Oct.-Nov. 2005.
- [4] Z. Li, D. Qu, and G. Zhu, "An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets," in *Proc. of WCNC*, pp. 839-843, Apr. 2006.
- [5] R.A. Horn and C.R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, pp. 291-335, 1985.
- [6] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

- [7] Alamouti, S.M, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [8] Recommendation ITU-R M. 1225, International Telecommunication Union, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, Feb. 1997.

김 영 준 (Yeong Jun Kim) 정회원

 2005년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(학사)
 2007년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(석사)
 2007년 3월~현재 재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, MMR 시스템

우 경 수 (Kyung Soo Woo) 정회원

 2004년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(학사)
 2006년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(석사)
 2006년 3월~현재 재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털통신, 무선모뎀, OFDM, MIMO

유 현 일 (Hyun Il Yoo) 정회원

 2005년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(학사)
 2007년 2월 중앙대학교 전자전기 공학부 졸업(석사)
 2007년 3월~현재 재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, MMR 시스템

이 희 수 (Heesoo Lee) 정회원

 1993년 2월 한국과학기술원(학사)
 1995년 2월 한국과학기술원(석사)
 2001년 2월 한국과학기술원(박사)
 2001년 3월~현재 재 한국전자통신연구원 선임연구원
 <관심분야> IMT-Advanced system, MIMO, 적응전송, 다중홈 릴레이

조 용 수 (Yong Soo Cho) 종신회원

 1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1987년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(석사)
 1991년 2월 The University of Texas at Austin 공학박사
 1992년 3월~현재 재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
 2003년 8월~현재 재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹 (PG302) 무선접속 실무반 의장
 <관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀, MMR 시스템