

논문 2006-43TC-3-2

불충분한 CP를 갖는 MIMO-OFDM 시스템

(MIMO-OFDM System with Insufficient Cyclic Prefix)

임종부*, 최찬호*, 임기홍**, 김기호***

(Jong-Bu Lim, Chan-Ho Choi, Gi-Hong Im, and Ki-Ho Kim)

요약

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서 신호를 전송하고자 할 때, 다중 경로 채널에 의한 간섭을 없애기 위해 사이클릭 프리픽스 (CP: cyclic prefix)는 채널 충격 응답보다 길어야 한다. 그러나, 이러한 CP의 사용은 주파수 효율을 저하시킨다. 본 논문에서는 CP 재생성 기법을 불충분한 CP를 갖는 MIMO (multi-input multi-output)-OFDM에 처음으로 적용한다. MIMO 시스템의 경우, 다중 전송 안테나로부터의 ICI (intercarrier interference)가 매우 크기 때문에 SISO (single-input single-output) 시스템에서 사용된 기존의 CP 재생성 절차를 이용하면 ICI 성분을 충분히 줄일 수 없다. 본 논문에서는 CP 재생성 과정에서 ICI 성분을 줄이기 위해 새로운 MMSE (mimum mean-square error) 등화기와 오더링 (ordering) 과정을 제안한다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 CP 재생성 과정을 적용함으로써, 멀티플렉싱 이득과 주파수 효율 이득을 동시에 얻을 수 있다.

Abstract

For orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), cyclic prefix (CP) should be longer than the length of channel impulse response, resulting in a loss of bandwidth efficiency. In this letter, the CP reconstruction (CPR) technique is first applied to a multi-input multi-output (MIMO)-OFDM system with insufficient CP. The intercarrier interference (ICI) from multiple transmit antennas is so large for MIMO system that it can not be sufficiently suppressed with the conventional CPR procedure used in single-input single-output (SISO) system. A new minimum mean-square error (MMSE) equalization and ordering process is proposed for MIMO system to suppress the ICI during the CPR procedure. By applying the proposed CPR algorithm to MIMO-OFDM system, we can obtain both the benefits of multiplexing gain and spectral efficiency gain.

Keywords : CP (cyclic prefix) 재생성, ICI (intercarrier interference), 간섭 제거, MIMO-OFDM 시스템.

I. 서론

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 방식과 MIMO (multi-input multi-output) 신호 처리의 결합은 주파수 선택적 페이딩 채널에서 동작하는 차세대 무선 통신 시스템의 데이터 전송률을 높이기 위한 기술들 중 하나로 큰 주목 받고 있다. BLAST

(Bell labs layered space-time)^[1] 시스템이라고 불리는, 공간 분할 멀티플렉싱을 갖는 MIMO 기술은 다중 전송 안테나를 통해 독립적인 데이터 스트림을 전송함으로써 무선 링크의 높은 전송률을 달성 한다^[2]. OFDM 방식은 광대역 신호를 다중경로 페이딩에 강한 여러 개의 협대역 부반송파로 나눈다. 부반송파 간에 직교성을 유지하기 위해 사이클릭 프리픽스 (CP: cyclic prefix)가 각 OFDM 심볼 앞에 추가되고, 그 길이는 채널충격응답 (CIR: channel impulse response)보다 길어야 한다. 그러나 CP의 사용은 주파수 효율의 저하를 야기한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 여러 방법들이 제안되었다^{[3]-[8]}. [4]에서 MIMO-OFDM 시스템을 위한 PTEQ

* 학생회원, ** 정회원, 포항공과대학교
(Pohang University of Science and Technology)

*** 정회원, 삼성종합기술원

(Samsung Advanced Institute of Technology)

※ 본 연구는 삼성종합기술원의 지원으로 수행되었음
접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일.

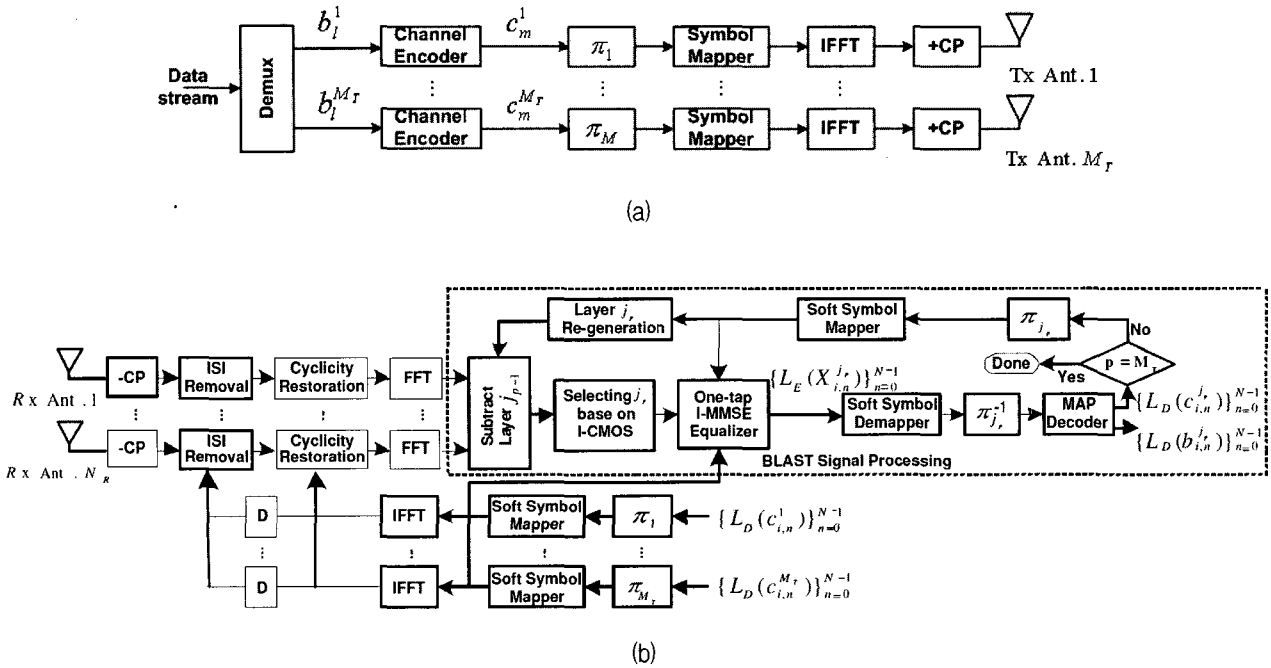


그림 1. (a) Coded MIMO-OFDM 송신단 구조 (b) CP 재생성 기법을 이용하는 MIMO-OFDM 수신단 구조
 Fig. 1. (a) A coded MIMO-OFDM transmitter structure. (b) MIMO-OFDM receiver structure with CP reconstruction.

(per-tone equalization) 방식이 소개되었다. 이 방식에서 전송된 심볼들을 복원하기 위해 MIMO 단일 반송파 (SC: single-carrier)을 위해 사용된 기존의 등화기 기법이 MIMO-OFDM의 각 톤 (tone)에 적용된다. 최근에는 [9]에서 제안된 에코(echo) 제거 방법인 테일 제거 (tail cancellation)와 주기성 재생성 (cyclic reconstruction)을 이용한 효율적인 CP 재생성 알고리즘이 SISO (single-input single-output)^{[6],[7]}과 STBC (space-time block coded)-OFDM^[8] 시스템을 위해 제안되었다. 본 논문에서는 CP 재생성 기법이 불충분한 CP를 갖는 MIMO-OFDM에 적용되었다. SISO 시스템과 달리 MIMO 시스템의 경우 ICI (intercarrier interference) 성분이 무시할 수 없을 만큼 매우 크다. MIMO-OFDM을 위한 CP 재생성 과정에서 ICI를 줄이기 위해 새로운 MMSE 등화기와 오더링(ordering) 알고리즘이 개발되었다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 CP 재생성 기법이 MIMO-OFDM 시스템에서 잘 동작함과 SISO-OFDM 시스템에 비해 성능이 현저히 향상됨을 보인다.

II. 시스템 모델

그림 1과 같이 M_T 개의 전송 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO-OFDM 시스템에 대해 고려

한다.

$\{X_{i,n}^p\}_{n=0}^{N-1}$, $p = 1, \dots, M_T$ 은 i 번째 OFDM 심볼 구간에서 p 번째 전송 안테나를 통해 전송되는 심볼 시퀀스(sequence)를 나타낸다. N -point IFFT (inverse fast Fourier transformation)을 취하면 전송 심볼 시퀀스 $\{X_{i,n}^p\}_{n=0}^{N-1}$ 는 다음과 같은 시간 영역 시퀀스 $\{x_{i,k}^p\}_{k=0}^{N-1}$ 로 변환된다.

$$x_{i,k}^p = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{i,n}^p W_N^{-nk}, \quad 0 \leq k < N, \quad (1)$$

여기서 $p = 1, \dots, M_T$ 이고 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}$ 이다. G 의 길이를 갖는 CP가 $\{x_{i,k}^p\}_{k=0}^{N-1}$ 앞에 더해진 후 OFDM 심볼은 채널을 통해 전송된다. 이 때 채널은 L -차인 FIR (finite impulse response) 필터(filter)로 모델링되며, AWGN (additive white Gaussian noise)이 존재한다. 그리고 채널은 적어도 하나의 OFDM 심볼 동안은 static이며, 수신기에서 MMSE 채널 추정기 (MMSE channel estimator)를 통해 채널 정보를 알고 있다고 가정하자. 그때 i 번째 OFDM 심볼 구간에서 q 번째 수신 안테나의 수신 시퀀스는 다음과 같이 표현된다.

$$r_{i,k}^q = \begin{cases} \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=0}^{G+k} h_l^{(q,p)} x_{i,(k-l)}^p \\ + \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=G+k+1}^L h_l^{(q,p)} x_{i-1,(k-l+G)}^p \\ + n_{i,k}^q, & -G \leq k < L-G \\ \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=0}^L h_l^{(q,p)} x_{i,(k-l)}^p \\ + n_{i,k}^q, L & -G \leq k < N, \end{cases} \quad (2)$$

위 식에서 $(k)_N$ 은 k modulo N 의 나머지고, $n_{i,k}^q$ 는 분산 σ_N^2 를 갖는 AWGN이고, $h_l^{(q,p)}$ 는 q 번째 수신 안테나와 p 번째 송신 안테나 사이의 CIR이다.

본 논문에서는 터보 등화의 이점을 얻기 위해 제안된 방법이 인터리빙 (interleaving)을 갖는 길쌈 부호를 이용하여 코딩된 OFDM 시스템에 적용되어진다. 그림 1(a)는 코딩된 OFDM 시스템의 전송단 구조를 보여준다. 전송단에서 정보 비트 시퀀스 $\{b_m^p\}$ 는 길쌈부호에 의해 코딩된 비트 시퀀스 $\{c_m^p\}$ 가 된다. 코드들이 각 블록의 끝에서 종결되는 것을 보장하기 위해 각 블록의 끝에 all-zeros 테일 시퀀스를 갖는 feedforward 인코더를 사용한다. 그리고 나서 코딩된 비트 시퀀스 $\{c_m^p\}$ 들에 블록 인터리빙 과정이 수행된다.

III. MIMO-OFDM 시스템을 위한 CP 재생성

그림 1(b)는 제안된 CP 재생성 기법을 이용하는 수신단 구조를 나타낸다. 수신단에서는 수신된 신호에서 CP를 제거하고 N -point FFT를 통과시킨다. 식 (1)에서 알 수 있듯이 만약 $G \geq L$ 이라면 시퀀스 $\{r_{i,k}^q\}_{k=0}^{N-1}$ 의 모든 샘플들은 간섭 (interference)에 의해 영향을 받지 않는다. 그렇지 않으면 처음의 $(L-G)$ 샘플들이 간섭에 영향을 받게 된다. CP 재생성을 위해 크게 두 단계의 과정을 수행하는데, 첫 번째 단계(tail cancellation)는 이전 심볼 추정 값을 이용하여, 현 수신 신호에서 ISI (intersymbol interference)를 제거하는 과정이다. 다음 단계(cyclic reconstruction)는 현 심볼 추정 값을 이용하여 현 수신 신호의 주기성을 복원시키는 과정으로 심볼 추정과정과 함께 반복 수행한다. 이러한 과정은 아래 식과 같이 표현된다.

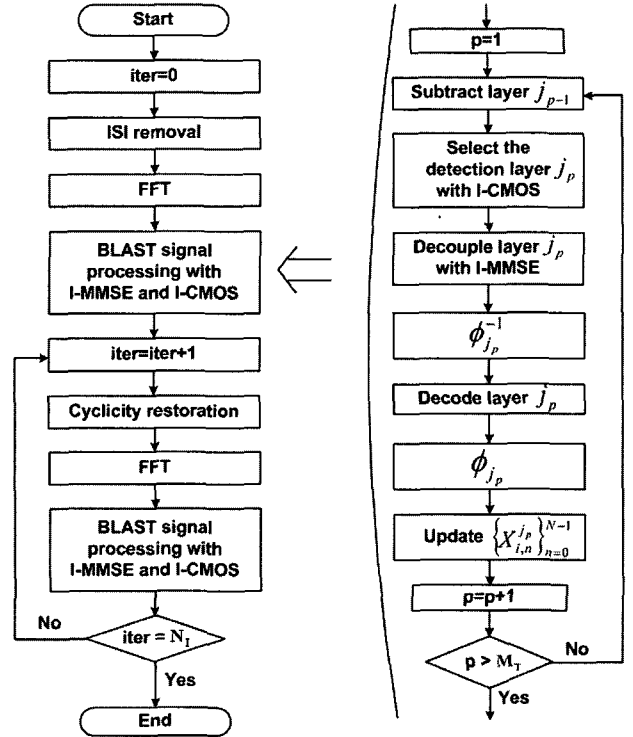


그림 2. MIMO-OFDM 시스템을 위한 CP 재생성 절차 (N_I 는 CP 재생성에 대한 반복 횟수를 나타낸다.)

Fig. 2. CP reconstruction procedure for a MIMO-OFDM system (N_I is the number of iteration for CPR).

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{i,k}^q &= r_{i,k}^q - \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=G+k+1}^L h_l^{(q,p)} x_{i-1,(k-l+G)}^p \\ &+ \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l=G+k+1}^L h_l^{(q,p)} x_{i,(k-l)}^p \end{aligned} \quad (3)$$

$$0 \leq k < L - G.$$

위와 같은 과정을 수행하는 MIMO-OFDM 시스템에 대한 CP 재생성 절차를 그림 2 에서 보여주고 있다.

1. CP 재생성 기법을 이용한 MIMO-OFDM 시스템을 위한 반복적인 ICI 억제

불충분한 CP를 갖는 MIMO-OFDM 시스템은 다중 전송 안테나로부터의 CAI (co-ntenna Interference) 뿐만 아니라 ICI와 ISI에 의해 영향을 받는다. ICI는 식 (3)과 같이 ISI를 제거한 후에 CP 재생성 과정에서 반복적으로 제거되어진다. 본 절에서 보여지는 것처럼 MIMO 시스템에 있어서 ICI 성분이 매우 커서 SISO 시스템에 적용된 기존의 CP 재생성 절차를 이용해서는 MIMO 시스템에서 발생하는 ICI를 충분히 제거할 수

$$\mathbf{H}_{i,d}^{(q,p)} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} h_0^{(q,p)} & 0 & \dots & 0 & h_L^{(q,p)} & \dots & h_1^{(q,p)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_L^{(q,p)} \\ h_L^{(q,p)} & & & h_0^{(q,p)} & \ddots & & 0 \\ 0 & \ddots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_L^{(q,p)} & \dots & \dots & h_0^{(q,p)} \end{bmatrix} \mathbf{F}^{-1} \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_{i,ici}^{(q,p)} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & h_L^{(q,p)} & \dots & h_{G+1}^{(q,p)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & h_L^{(q,p)} & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \mathbf{F}^{-1} \quad (6)$$

없다. 이러한 문제를 해결하기 위해 CAI 뿐만 아니라 ICI를 함께 고려한 새로운 MMSE 등화기와 오더링 과정을 제안한다. (3)에서 ISI 제거가 완벽하다고 가정하면, q 번째 수신 안테나에서 주파수 영역 블록은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_i^q &= FFT\{\tilde{\mathbf{r}}_i^q\} \\ &= \mathbf{H}_{i,d}^{(q,1)} \mathbf{X}_i^1 + \dots + \mathbf{H}_{i,d}^{(q,M_T)} \mathbf{X}_i^{M_T} \\ &\quad - \mathbf{H}_{i,ici}^{(q,1)} \mathbf{X}_i^1 - \dots - \mathbf{H}_{i,ici}^{(q,M_T)} \mathbf{X}_i^{M_T} + \mathbf{N}_i^q \end{aligned} \quad (4)$$

위 식에서 $\mathbf{H}_{i,n}^{(q,p)}$ 와 $\mathbf{H}_{i,ici}^{(q,p)}$ 는 각각 desired 신호와 ICI에 대한 채널 행렬이고, 식 (5)와 (6)로 표현된다. 식 (4)에서 \mathbf{X}_i^p 와 $\tilde{\mathbf{r}}_i^q$ 는 각각 $\{\mathbf{X}_{i,n}^p\}_{n=0}^{N-1}$ 와 $\{\tilde{\mathbf{r}}_{i,k}^q\}_{k=0}^{N-1}$ 를 원소로 갖는 벡터를 나타낸다.

그리고 \mathbf{F} 는 FFT 행렬이다. 주기성이 복원된 후, i 번째 OFDM 심볼의 n 번째 서브캐리어에서의 수신 벡터 $\tilde{\mathbf{R}}_{i,n} = [\tilde{R}_{i,n}^1 \tilde{R}_{i,n}^2 \dots \tilde{R}_{i,n}^{M_T}]^T$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{R}}_{i,n} = \mathbf{H}_{i,n} \mathbf{X}_{i,n} - \mathbf{G}_{i,n} (\mathbf{X}_{i,n} - \bar{\mathbf{X}}_{i,n}) - \mathbf{C}_{i,n} + \mathbf{N}_{i,n} \quad (7)$$

위의 식에서 $\mathbf{X}_{i,n} = [X_{i,n}^1 X_{i,n}^2 \dots X_{i,n}^{M_T}]^T$ 와 $\tilde{\mathbf{R}}_{i,n} = [\tilde{X}_{i,n}^1 \tilde{X}_{i,n}^2 \dots \tilde{X}_{i,n}^{M_T}]^T$ 는 각각 전송과 평균 (mean) 벡터를 나타낸다. 식 (7)에서

$$\mathbf{H}_{i,n} = \begin{bmatrix} (\mathbf{H}_{i,d}^{(1,1)})_{nn} & \dots & (\mathbf{H}_{i,d}^{(1,M_T)})_{nn} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H}_{i,d}^{(N_R,1)})_{nn} & \dots & (\mathbf{H}_{i,d}^{(N_R,M_T)})_{nn} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{G}_{i,n} = \begin{bmatrix} (\mathbf{H}_{i,ici}^{(1,1)})_{nn} & \dots & (\mathbf{H}_{i,ici}^{(1,M_T)})_{nn} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H}_{i,ici}^{(N_R,1)})_{nn} & \dots & (\mathbf{H}_{i,ici}^{(N_R,M_T)})_{nn} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\mathbf{C}_{i,n}$ 은 위에 주어진 식 (10)으로 표현된다. 식

$$\mathbf{C}_{i,n} = \begin{bmatrix} \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \left(\mathbf{H}_{i,ici}^{(1,p)} \right)_{nm} (X_{i,m}^p - \bar{X}_{i,m}^p) \\ \vdots \\ \sum_{p=0}^{M_T} \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \left(\mathbf{H}_{i,ici}^{(N_R,p)} \right)_{nm} (X_{i,m}^p - \bar{X}_{i,m}^p) \end{bmatrix} \quad (10)$$

(8)-(10)에서 $(\cdot)_{ij}$ 는 행렬의 i 번째 행과 j 번째 열의 원소를 의미한다. 다중 전송 안테나로부터의 ICI 성분들 (식 (7)에서 두 번째와 세 번째 항)이 동시에 존재하기 때문에 MIMO-OFDM 시스템에서는 ICI 전력이 매우 커진다. 따라서 이러한 ICI 성분이 MMSE 등화기와 오더링 과정에서 고려되어야 한다.

One-tap MMSE 등화기는 수신 벡터 $\tilde{\mathbf{R}}_{i,n}$ 와 사전 (a priori) 정보 $\{L(X_{i,n}^p)\}_{p=1}^{M_T}$ 를 이용하여 MSE $E\{|X_{i,n}^p - \hat{X}_{i,n}^p|^2\}$ 을 최소화함으로써 전송된 심볼 $\{X_{i,n}^p\}_{p=1}^{M_T}$ 의 추정치 $\{\hat{X}_{i,n}^p\}_{p=1}^{M_T}$ 를 계산한다^[2]. a priori 정보 $\{L(X_{i,n}^p)\}_{p=1}^{M_T} = \phi(\{L_D(c_{i,n}^p)\}_{n=0}^{N-1})$ 들은 MAP (maximum a posteriori) 디코더로부터 제공된다. 여기서 연산자 ϕ 는 랜덤 인터리버(interleaver)와 매퍼(mapper)로 구성된다. a priori 정보 $\{L(X_{i,n}^p)\}_{p=1}^{M_T}$ 들로부터 평균 벡터 $\bar{\mathbf{X}}_{i,n} = [\bar{X}_{i,n}^1 \bar{X}_{i,n}^2 \dots \bar{X}_{i,n}^{M_T}]^T$ 을 얻을 수 있다. BPSK인 경우 $\bar{X}_{i,n}^p$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{X}_{i,n}^p &= E[X_{i,n}^p] \\ &= P(X_{i,n}^p = 1) - (X_{i,n}^p = -1) \\ &= \tanh(L(X_{i,n}^p)/2). \end{aligned} \quad (11)$$

p 번째 레이어(layer)에 대한 간섭을 제거한 신호는 아래의 식 (12)와 같이 얻어진다.

$$\mathbf{Y}_{i,n}^p = \tilde{\mathbf{R}}_{i,n} - \mathbf{H}_{i,n}^p \bar{\mathbf{X}}_{i,n}^p \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{H}_{i,n}^p$ 와 $\bar{\mathbf{X}}_{i,n}^p$ 는 각각 $\mathbf{H}_{i,n}$ 의 p 번째 열과 $\bar{\mathbf{X}}_{i,n}$ 의 p 번째 원소를 제거함으로써 얻어지는 행렬과 벡터를 의미한다. 직교 원리 (orthogonal principle)를 적용함으로써, 식 (7)에서 첫 번째 항과 마지막 항만을 이용하는 one-tap MMSE 등화기의 가중치 (weight) 벡터를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{i,n}^p = (\mathbf{H}_{i,n}^p \mathbf{P}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n}^{pH} + \sigma_{N^2}^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_{i,n}^p \quad (13)$$

위의 식에서

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{i,n} &= \text{Diag}\{P_{i,n}^1, \dots, P_{i,n}^{M_T}\}, \\ P_{i,n}^q &= \begin{cases} 1 & , p = q \\ 1 - |X_{i,n}^q|^2 & , p \neq q \end{cases} \end{aligned}$$

이다. 식 (13)에서 $\mathbf{h}_{i,n}^p$ 는 $\mathbf{H}_{i,n}$ 의 p 번째 열벡터이고 $(\cdot)^H$ 는 conjugate transpose를 나타낸다. 식 (13)에서 표현된 가중치 벡터는 식 (7)에서 두 번째와 세 번째 항에 해당하는 ICI 성분에 대한 고려 없이 얻어진다. 이는 SISO 시스템의 경우에 해당한다. MIMO-OFDM 시스템의 경우, 식 (7)의 모든 항들을 고려한 improved MMSE (I-MMSE)의 가중치 벡터는 식 (14)과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{i,n}^p &= (\mathbf{H}_{i,n}^p \mathbf{P}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n}^{pH} + \mathbf{G}_{i,n} \mathbf{Q}_{i,n} \mathbf{G}_{i,n}^H \\ &\quad - \mathbf{H}_{i,n} \mathbf{Q}_{i,n} \mathbf{G}_{i,n}^H + \mathbf{G}_{i,n} \mathbf{Q}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n}^H \\ &\quad + \mathbf{D}_{i,n} + \sigma_{N^2}^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \\ &\quad (\mathbf{h}_{i,n}^p - \mathbf{g}_{i,n}^p (1 - |\bar{X}_{i,n}^p|^2)). \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{D}_{i,n} = E\{\mathbf{C}_{i,n} \mathbf{C}_{i,n}^H\}$ 이고 $\mathbf{Q}_{i,n}$ 는 $P_{i,n}^q = 1 - |\bar{X}_{i,n}^q|^2$ (*for* $p = q$) 외에는 $\mathbf{P}_{i,n}$ 와 동일한 행렬이다. 등화기의 출력 $\hat{X}_{i,n}^p$ 는 아래의 식에 의해 계산되어진다.

$$\hat{X}_{i,n}^p = (\mathbf{w}_{i,n}^p)^H \mathbf{Y}_{i,n}^p \quad (15)$$

extrinsic 정보 $L_E(X_{i,n}^p)$ 는 추정치 $\hat{X}_{i,n}^p$ 를 이용하여 얻어진다^[2]. a priori 정보 $\{L(c_{i,n}^p)\}_{n=0}^{N-1} = \phi^{-1}(\{L_E(X_{i,n}^p)\}_{n=0}^{N-1})$ 는 MAP 디코더로 피드백 되어진다. 터보 등화기의 MAP 디코더는 코딩된 비트와 디코딩된

$$\text{SINR}_{i,n}^{j_p} = \frac{|(\mathbf{w}_{i,n}^{j_p})^H \mathbf{h}_{i,n}^{j_p}|^2}{\sigma_N^2 \|\mathbf{w}_{i,n}^{j_p}\|^2} \quad : \text{CMOS} \quad (16)$$

$$\text{SINR}_{i,n}^{j_p} = \frac{|(\mathbf{w}_{i,n}^{j_p})^H (\mathbf{h}_{i,n}^{j_p} - \mathbf{g}_{i,n}^{j_p} (1 - |\bar{X}_{i,n}^{j_p}|^2))|^2}{\sigma_{\hat{X}_{i,n}^{j_p}}^2} \quad : \text{I-CMOS} \quad (17)$$

비트 둘 모두에 대한 *extrinsic* 정보를 계산한다. 코딩된 비트의 *extrinsic* 정보 $L_D(c_{i,n}^p)$ 는 one-tap I-MMSE 등화기의 *a priori* 정보로 사용된다.

2. CP 재생성을 이용하는 MIMO-OFDM 시스템을 위한 개선된 오더링 기법

BLAST는 공간 영역에서 연속적인 간섭 제거 (SIC: successive interference cancellation) 알고리즘을 이용한다. SIC 알고리즘을 적용하는 과정에서 OFDM/horizontal-BLAST는 레이어들의 detection 순서를 결정하기 위해 각 레이어의 등가 SNR (signal-to-noise ratio)을 계산하는 CMOS (capacity mapping ordering scheme)을 적용한다^[10]. 본 논문에서는 BLAST 신호 처리 단계 (step)에서 I-CMOS (improved CMOS) 알고리즘을 이용하여 SIC을 수행한다. 주기적인 프리픽스 재생성을 이용하는 MIMO-OFDM을 적합한 I-CMOS 알고리즘은 I-MMSE 등화기의 가중치 벡터를 기반으로 하여 검출(detection) 순서를 결정한다. I-CMOS 알고리즘을 설명하기 위해 디코딩된 레이어들에 해당하는 전송 안테나들을 $\Psi = \{j_1, \dots, j_{p-1}\}$ 라 하자. I-CMOS 알고리즘의 최종적인 목표는 현재 stage에서 디코딩하기에 가장 적합한 레이어 j_p ($j_p \notin \Psi$)를 선택하는 것이다. 식 (13)과 (14)을 이용하면, 레이어 j_p 의 n 번째 서브캐리어에 대한 post SINRs (signal-to-interference-plus-noise ratios)는 각각 식 (16)과 (17)와 같다. 식 (17)에서 $\sigma_{\hat{X}_{i,n}^{j_p}}^2 = \mu_{\hat{X}_{i,n}^{j_p}} - \mu_{\bar{X}_{i,n}^{j_p}}^2$ 이고 $\mu_{\bar{X}_{i,n}^{j_p}}^2 = (\mathbf{w}_{i,n}^{j_p})^H (\mathbf{h}_{i,n}^{j_p} - \mathbf{g}_{i,n}^{j_p} (1 - |\bar{X}_{i,n}^{j_p}|^2))$ 이다. 식 (16)과 (17)를 이용하면 등가 SINR이 다음과 같이 얻어진다.

$$\text{SINR}_{equiv}^{j_p} = 2^{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} \log_2(1 + \text{SINR}_{i,n}^{j_p})}{N}} - 1. \quad (18)$$

가장 높은 $\text{SINR}_{equiv}^{j_p}$ 를 갖는 레이어가 p 번째 stage 의 검출 레이어로 선택된다.

IV. 실험 결과

실험 결과를 얻기 위해 64개의 서브캐리어(N=64)를 갖고 CP를 사용하지 않는 coded OFDM 시스템을 고려한다. constraint length가 3이며 부호화율이 1/2인 길쌈 부호에 의해 코딩된 후 QPSK로 변조되었고 CIR의 길이는 20 (L=20)이고 지수적으로 파워가 감소하는 6-path Rayleigh 페이딩 채널 모델이 사용되어졌다. 이러한 채널들은 $h_l = e^{-l/\tau_{rms}}/S_h$ ($l = 0, 4, \dots, 20$)와 같이 정의된다.

여기서 $\tau_{rms} = 20/\sqrt{3}$ 이고 $S_h = \sum_l e^{-l/\tau_{rms}}$ 는 normalization factor이다. 그림 3은 $f_D N T_s = 0.001$ 인 MIMO-OFDM 시스템에서의 심볼 에러율 (SER: symbol error rate)을 보여준다. 여기서 f_D 는 최대 도플러 주파수 이고 T_s 는 OFDM 신호의 샘플 주기이다. 채널의 delay span은 OFDM 심볼 구간의 31.3%이다. 이 경우에 충분한 CP의 사용은 주파수 이용 효율을 23.8% 떨어뜨린다. 그림 3으로부터 알 수 있듯이 높은 E_b/N_0 에서 CP가 전혀 사용되지 않은 MIMO-OFDM 시스템에 제안된 CP 재생성 기법을 사용하면, 충분한 CP를 갖는 시스템보다 우수한 성능을 얻을 수 있다. [4]에서의 실험결과들은 MMSE PTEQ의 에러 성능이 채널 오더 L 이 증가함에 따라 나뻘짐을 보여 준다. 이는 불충분한 CP를 갖는 PTEQ는 같은 E_b/N_0 에서 충분한 CP를 사용한 시스템에 비해 성능이 열화됨을

표 1. MIMO-OFDM에 대한 제안된 CP 재생성 기법 과 PTEQ의 복잡도
Table 1. Computational complexity of the proposed CPR and PTEQ for MIMO-OFDM.

Proposed CPR		PTEQ (per-tone equalization)	
Computing Weight Coefficients and Equivalent SINRs	$\frac{1}{4} N_a (N_a + 1) N I \{ (3N + 7) N_a^3 + 6N_a^2 + (N + 2) N_a + 2 \}$	Computing Weight Coefficients	$N N_a^3 \{ (K^{\dagger} + 1)^2 (L + 2K - G + 3) + (L + K - G + 1)^2 (2L + 3K - 2G + 3) \} + N (K + 1)^2 (K + N) + N^2 \{ 3(K + L - G + 1)^2 + N + G \}$
ISI & ICI Cancellation	$\frac{1}{2} (I + 1) N_a^2 (L - G) (L - G + 1)$		
Computing Channel Frequency Response	$\frac{1}{2} N_a^2 N \log_2 N$	Computing Per-Tone Equalizer Inputs	$\frac{1}{2} N_a^2 N \log_2 N$
Computing ICI channel Frequency Response	$N_a^2 N (L - G) \cdot (N + (L - G + 1) / 2)$	Computing Per-Tone Equalizer Outputs	$N_a^2 N (K + 1)$
Total	12993216 [†]	Total	29681792 [†]

[†] The number of complex multiplications when $M_T = N_R = N_a = 4, N = 64, L = 20, G = 14, K = L - G,$ and $I = 3.$

[‡] K is the order of the per-tone equalizer.

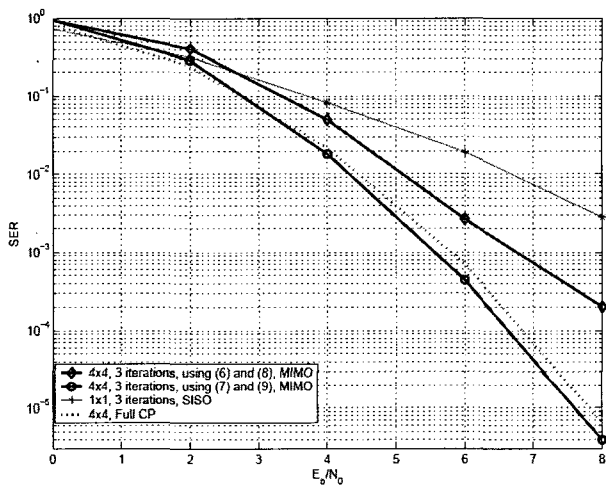


그림 3. CP가 사용되지 않은 MIMO-OFDM 시스템의 SER 성능 비교

Fig. 3. Performance of the MIMO-OFDM with no CP ($G=0$) on an exponentially power-decaying Rayleigh fading channel (MIMO vs. SISO).

의미한다. 이러한 사실들로부터 불충분한 CP를 갖는 MIMO-OFDM 시스템에서 제안된 CP 재생성 기법이 PTEQ보다 더 우수한 성능을 달성 할 수 있다는 결론을 얻을 수 있다. 표 1은 제안된 CP 재생성 기법과 PTEQ가 적용될 때, MIMO-OFDM 시스템에서 필요로 하는 계산 복잡도를 보여준다. 표 1에서 보듯이 $M_T = N_R = 4, N = 64, L = 20$ 그리고 $I = 3$ 인 경우, 제안된 CP 재생성 기법이 PTEQ 기법에 비해 2.28 배 적은 복잡도를 필요로 한다. SISO와 MIMO 시스템에 대한 신호 전력에 대한 ICI 전력 비는 각각 0.10과 0.41 이다. MIMO-OFDM 시스템에 새로운 등화기와

오더링 과정을 이용하는 제안된 CP 재생성 방법을 적용함으로써 $SER = 10^{-4}$ 에서 1.8dB 만큼의 성능 향상을 얻을 수 있다. 또한 $SER = 10^{-3}$ 에서 제안된 주기적인 프리픽스 재생성 기법을 이용하는 MIMO 시스템이 CP 재생성 기법을 사용하는 SISO 시스템에 비해 3.3dB만큼 SER 성능이 우수함을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 CP가 불충분한 coded MIMO-OFDM 시스템에 적합한 수신 신호의 주기성 복원 방법이 새롭게 제안되었다. SISO 시스템과 달리, MIMO 시스템에서는 다중 전송 안테나로부터의 ICI 성분이 매우 크기 때문에 SISO 시스템에 사용된 기존의 CP 재생성 기법으로 ICI 성분을 충분히 제거 할 수 없다. 새로운 등화기와 오더링 과정을 수행하는 제안된 CP 재생성 방법을 불충분한 CP를 갖는 MIMO 시스템에 적용함으로써 ICI를 충분히 제거할 수 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 확인 할 수 있었다. 제안된 CP 재생성 기법은 MIMO-OFDM 시스템의 멀티플렉싱 이득의 손실없이 CP의 사용으로 인해 야기되는 주파수 효율의 손실을 최소화한다.

참 고 문 헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading

- environment when using multi-element antennas," Bell Labs Tech. J., vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [2] J. B. Lim, C. J. Park, and G. H. Im, "Turbo layered space frequency coded OFDM for high speed wireless communications," IEICE Trans. Commun., vol. 88, no. 2, p. 463-470, Feb. 2005.
- [3] K. W. Cheong and J. M. Cioffi, "Precoder for DMT with insufficient cyclic prefix," IEEE Int. Conf. Communications, ICC, Atlanta, GA, June 1998.
- [4] G. Leus and M. Moonen, "Per-Tone equalization for MIMO OFDM Systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 51, no. 11, pp. 2965-2975, Nov. 2003.
- [5] C. J. Park and G. H. Im, "Efficient DMT/OFDM transmission with insufficient cyclic prefix," IEEE Commun. Letters, vol. 8, no. 9, pp. 576-578, Sept. 2004.
- [6] D. Kim and G. L. Stüber, "Residual ISI cancellation for OFDM with application to HDTV broadcasting," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1590-1599, Oct. 1998.
- [7] C. J. Park and G. H. Im, "Efficient cyclic prefix reconstruction for coded OFDM systems," IEEE Commun. Letters, vol. 8, no. 5, pp. 274-276, May 2004.
- [8] H. C. Won and G. H. Im, "Iterative cyclic prefix reconstruction and channel estimation for STBC OFDM system," IEEE Commun. Letters, vol. 9, no. 4, pp. 307-309, Apr. 2005.
- [9] J. M. Cioffi and A. C. Bingham, "A data-driven multitone echo canceller," IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2853-2869, Oct. 1994.
- [10] T. Kadous, "Ordered H-BLAST for MIMO/OFDM Systems over Multipath Channels," ISCC 2003, pp. 481-485.

저 자 소 개



임 종 부(학생회원)
 2002년 성균관대학교
 전자공학과 학사
 2004년 포항공과대학교
 전자전기공학과 석사
 2004년~현재 포항공과대학교
 전자전기공학과 박사과정
 <주관심분야 : 디지털 통신, 이동통신, 통신신호
 처리, MIMO 시스템>



임 기 홍(정회원)
 1980년 서울대학교
 전자공학과 학사
 1987년 한국과학기술원
 전자공학과 박사
 1987년~1990년 KIST 선임연구원
 1990년~1996년 AT&T Bell Labs,
 연구원
 2002년~2003년 삼성전자(종합기술원)
 객원연구위원
 1996년~현재 포항공과대학교 교수
 <주관심분야 : 통신시스템, 디지털 신호처리>



최 찬 호(학생회원)
 2004년 성균관대학교
 전자공학과 학사
 2004년~현재 포항공과대학교
 전자전기공학과
 석박사 통합과정
 <주관심분야 : 이동통신, MIMO
 시스템, 디지털 통신>



김 기 호(정회원)
 1980년 한양대학교
 전자공학과 학사
 1982년 KAIST 전기 및 전자
 공학 석사
 1991년 미국 Univ. of Austin
 전자공학과 공학박사
 1982년~1987년 Korean Broadcasting System 근무
 1991년~2006년 삼성종합기술원
 Comm. & Network Lab. 상무
 2006년~현재 삼성전자 전무
 <주관심분야 : Mobile and wireless communication,
 signal processing, HDTV>