

불충분한 주기적 프리픽스를 갖는 STBC/SFBC OFDM 시스템을 위한 잔재 ISI 제거 기법 및 EM 기반 채널 추정 기법

중신회원 원 희 철*

Residual ISI cancellation and EM-based channel estimation for STBC/SFBC OFDM with insufficient cyclic prefix

Hui-Chul Won* *Lifelong Member*

요 약

OFDM 시스템은 채널 충격 응답보다 긴 길이의 주기적 프리픽스를 사용해야 하므로 주파수 효율이 감소된다. 주기적 프리픽스 사용에 따른 주파수 효율 감소를 막기 위하여 잔재 ISI 제거 기법이 최근에 개발되었다. 본 논문에서는 잔재 ISI 제거 기법을 불충분한 주기적 프리픽스를 갖는 시공간 블록 부호 (STBC) OFDM과 주파수 공간 블록 부호 (SFBC) OFDM 시스템에 적용한다. SFBC OFDM과 달리, STBC OFDM에서는 잔재 ISI 제거 기법의 주기성 복원 과정 뿐만 아니라 꼬리 제거 과정도 반복되어야 함을 확인할 수 있다. 또한, 불충분한 주기적 프리픽스를 사용하는 STBC OFDM 시스템에서의 잔재 ISI 제거 기법을 위한 채널 추정 방법을 제안한다. 제안된 채널 추정 방법은 EM 알고리즘을 이용한 반복적 추정을 특징으로 하고, 잔재 ISI가 제거된 신호를 통해 얻어지는 채널 디코더의 외부 확률 값을 활용한다. 제안된 방법의 성능은 다중 경로 페이딩 환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인한다.

Key Words : Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Residual Intersymbol Interference Cancellation, Channel Estimation, Space-Time Block Code, Space-Frequency Block Code

ABSTRACT

For orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), cyclic prefix (CP) should be longer than the length of channel impulse response. In order to prevent a loss of bandwidth efficiency due to the use of a CP, residual intersymbol interference cancellation (RISIC) method has recently been developed. In this paper, we first apply the RISIC algorithm to the space-time block coded (STBC) OFDM and the space-frequency block coded (SFBC) OFDM with insufficient CP. It is shown that in the STBC OFDM, tail cancellation as well as cyclic restoration of the RISIC should be repeated. Second, we propose iterative channel estimation method for the RISIC in the STBC OFDM system with insufficient CP. Based on the expectation-maximization (EM) algorithm, the proposed estimation method exploits the extrinsic probabilities of the channel decoder iteratively. The performance of the proposed method is evaluated by computer simulation in a multipath fading environment.

* 본 논문은 2007학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의한 논문임.

* 대구대학교 정보통신대학 컴퓨터·IT공학부 (hcwon@daegu.ac.kr)

논문번호: KICS2007-07-303, 접수일자: 2007년 7월 9일, 최종논문접수일자: 2007년 11월 2일

I. 서론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 다중 반송과 변조 기법은 다중 경로 페이딩 채널에 강하고 높은 주파수 효율을 갖기 때문에 광대역 유무선 통신 분야에 매우 적합하다. 이러한 특성에 의하여 유럽의 디지털 오디오 방송 (DAB, digital audio broadcasting)과 디지털 영상 방송(DVB-T, digital video broadcasting- terrestrial)의 표준 방식으로 채택되었고, IEEE 802.11a와 유럽의 HIPERLAN/2, 일본의 MMAC 등 3개의 광대역 무선 랜 (LAN, local area network) 표준으로 채택되었다^{[1]-[4]}. 최근에는 광대역 무선 액세스 (broadband wireless access)를 위한 IEEE 802.16 표준의 한 방식으로 채택되어 초 당 수십 메가비트 이상의 속도를 제공하는 동시에 고속의 이동성을 보장할 수 있는 중요 기술로 각광받고 있으며, 대한민국에서 자체 개발하여 표준화 과정을 거친 후 2006년 6월에 상용화된 와이브로 기술의 핵심 변조 기법으로도 사용되고 있다^{[5]-[7]}.

OFDM 방식은 매 심볼마다 주기적 프리픽스 (CP, cyclic prefix)를 삽입함으로써 유무선 채널의 지연 스프레드 (delay spread)를 효과적으로 다룰 수 있다. 특히, 심볼 간 간섭 신호(ISI, inter-symbol interference)와 채널 간 간섭 신호 (ICI, inter-carrier interference)를 막기 위하여, 주기적 프리픽스는 채널 충격 응답 (CIR, channel impulse response)의 길이보다 길어야 한다. 이러한 주기적 프리픽스의 삽입은 OFDM 시스템의 주파수 효율을 감소시키는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 잔재 ISI 제거 (RISIC, residual ISI cancellation) 기법과 같은 반복 제거 기법이 제안되었다^{[8]-[9]}. 잔재 ISI 제거 알고리즘은 꼬리 제거 (TC, tail cancellation) 과정과 주기성 복원 (CR, cyclic restoration) 과정으로 구성되어 있고, 불충분한 주기적 프리픽스에 따른 간섭 신호를 제거한다. 본 논문에서는 잔재 ISI 제거 기법을, 불충분한 주기적 프리픽스를 갖는 시공간 블록 부호 (STBC, space-time block code) OFDM과 주파수공간 블록 부호 (SFBC, space-frequency block code) OFDM 시스템에 적용하고자 한다. STBC와 SFBC는 다중 송신 안테나에 의해 전송되는 신호에 시간 및 공간 또는 주파수 및 공간 상의 상관 관계 (correlation)를 설정하여 공간 다이버시티를 획득하는 기술이다^{[10]-[11]}. 잔재 ISI 제거 알고리즘을 STBC OFDM에

적용하면, 기존의 잔재 ISI 제거 기법과 달리, CR 과정 뿐만 아니라 TC 과정도 반복 수행되어야 할 것을 본 논문을 통해 제시한다. 또한, 불충분한 주기적 프리픽스를 갖는 STBC OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법도 함께 제안한다. 광대역 이동 통신 시스템에서는 채널이 시간에 따라 변하고 주파수 선택적이기 때문에 정확한 채널 추정이 필수적이다. 시간과 주파수의 채널 응답 간의 상관 관계를 이용한 MMSE (minimum mean square error) 채널 추정 기법, 코딩 정보와 주기적 프리픽스에 의해 제공되는 잉여 관찰 데이터를 활용한 반복적 채널 추정 기법 등이 최근에 많이 제안되었으나, 이러한 채널 추정 기법들은 충분한 주기적 프리픽스를 사용한다는 가정 하에 개발된 것으로, 잔재 ISI 제거 기법과 같이 사용할 수 없다^{[12]-[14]}. 본 논문에서 제안하는 채널 추정 기법은 불충분한 주기적 프리픽스를 사용하는 STBC OFDM에서 잔재 ISI 제거 기법을 위한 방법이고, EM (expectation-maximization) 알고리즘^[15]에 기초하여, 채널 SISO (soft input soft output) 디코더의 외부 (extrinsic) 확률 값을 활용하여 반복 수행되는 특징을 갖는다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 잔재 ISI 제거 기법을 소개한다. III장에서는 SFBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거 기법을 제안하고, IV장에서는 STBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거 기법과 그에 따른 채널 추정 기법을 함께 제시한다. 또한, 복잡도 개선을 위한 구조도 함께 제안한다. 실험 결과를 V장에서 보여주고, VI장에서 결론을 맺는다.

II. 잔재 ISI 제거 기법

일반적인 OFDM 시스템에서, 전송 데이터는 길이 N 의 블록으로 나뉘지고, N 점 역 패스트 푸리에 변환 (IFFT, inverse fast Fourier transform)을 통해 변조된다. i 번째 전송 심볼 시퀀스 $\{X_n^i\}_{n=0}^{N-1}$ 은 역 패스트 푸리에 변환을 거쳐 시간 대역 시퀀스 $\{x_k^i\}_{k=0}^{N-1}$ 이 된다.

$$x_k^i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i \exp(j2\pi nk/N), 0 \leq k < N \quad (1)$$

길이 G 의 주기적 프리픽스 샘플은 시간 대역 시퀀스 $\{x_k^i\}_{k=0}^{N-1}$ 앞에 삽입되어 하나의 OFDM 전송 심

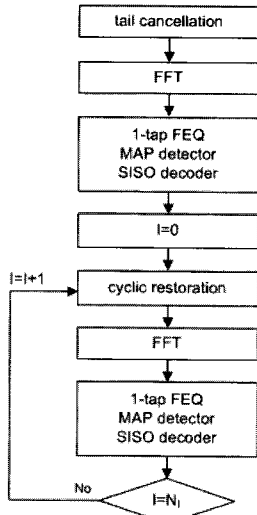


그림 1. 잔재 ISI 제거 기법 (N_I = 반복 횟수)

볼이 되고, L 차수를 갖는 FIR (finite impulse response) 필터로 모델링되는 채널을 통과하면서 백색 잡음이 섞이게 된다. 채널은 OFDM 심볼 구간 내에서 변하지 않는다고 가정하면, i 번째 전송 심볼에 대한 수신 시퀀스는 다음과 같다.

$$r_k^i = \begin{cases} \sum_{l=0}^{G+k} h_l x_{(k-l)_N}^i + \sum_{l=G+k+1}^L h_l x_{(k-l+G)_N}^i + n_k^i, & \text{if } -G \leq k < L-G \\ \sum_{l=0}^L h_l x_{(k-l)_N}^i + n_k^i, & \text{if } L-G \leq k < N \end{cases} \quad (2)$$

이때, $(k)_N$ 은 k 를 N 으로 나눈 나머지 값이고, h_l 은 채널 충격 응답의 l 번째 탭 값이며, n_k^i 는 백색 잡음이다. 식 (2)를 통해 알 수 있듯이, 주기적 프리픽스 길이가 채널 길이보다 크면, 즉 $G \geq L$ 이면 수신 시퀀스의 N 개 샘플 $\{r_k^i\}_{k=0}^{N-1}$ 에는 간섭 신호가 존재하지 않는다. 반면에, $G < L$ 이면 N 개 수신 샘플 중 처음 $(L-G)$ 개 샘플에는 직전 전송 심볼 $\{x_k^{i-1}\}_{k=0}^{N-1}$ 에 의한 간섭 신호가 섞이게 되어 성능이 저하된다. 간섭 신호가 섞인 샘플들을 복원하기 위하여 TC 과정과 CR 과정으로 구성된 잔재 ISI 제거 기법이 제안되었고^[8], 그 절차는 다음과 같다.

$$\tilde{r}_k^i = r_k^i - \sum_{l=G+k+1}^L h_l x_{(k-l+G)_N}^{i-1} + \sum_{l=G+k+1}^L h_l x_{(k-l)_N}^i \quad \text{if } 0 \leq k < L-G \quad (3)$$

첫 번째 과정은 수신 신호로부터 ISI를 제거하는 TC 과정으로, 식 (3)에서의 두 번째 요소를 빼는 부분이다. 두 번째 과정은 주기성을 복원하는 CR 과정으로, 식 (3)에서 세 번째 요소를 더하는 부분이다. 그림 1은 OFDM을 위한 잔재 ISI 제거 알고리즘을 보여주고 있다. 실제 구현을 할 때에는 ISI를 제거하기 위하여 직전 $(i-1)$ 번째 검출된 심볼 $\{\tilde{x}_k^{i-1}\}_{k=0}^{N-1}$ 을 사용하여 TC 과정을 한번만 수행하고, 주기성 복원을 위하여 i 번째 심볼 $\{\tilde{x}_k^i\}_{k=0}^{N-1}$ 의 검출 과정과 CR 과정을 반복 수행한다. 신뢰성을 높이기 위하여 송신기에서는 데이터 비트를 길쌈 부호를 사용하여 코드 비트로 전송하고, 수신기에서는 코드 비트의 LLR (log-likelihood ratio) 정보를 활용한다. TC 과정을 통해 ISI가 제거된 신호는 패스트 푸리에 변환을 거쳐 1-탭 등화기 (FEQ, frequency-domain equalizer)에 입력되고, MAP 디텍터는 코드 비트의 선천적 (a priori) LLR을 계산한다. 계산된 LLR 값은 SISO 디코더의 입력으로 사용되고, Max-Log-Map 알고리즘^[16]으로 구현된 SISO 디코더는 코드 비트의 후천적 (a posteriori) LLR을 출력한다. 후천적 LLR과 선천적 LLR의 차이를 구하면 SISO 디코더의 외부 (extrinsic) 정보를 얻을 수 있고, 이를 전송 심볼의 추정값으로 맵핑하여 주기성 복원에 사용한다. 주기성 복원은 미리 설정된 횟수만큼 반복 수행된다.

III. SFBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거

$D^i = [D_0^i D_1^i \cdots D_{N-1}^i]$ 를 i 번째 OFDM 심볼 구간에서 전송되는 정보 벡터라고 하면, SFBC OFDM 인코더는 두 송신 안테나와 이웃하는 두 개의 부채널 간의 상관 관계를 설정하여 아래와 같이 전송 심볼을 생성한다.

$$\begin{bmatrix} X_{2m}^{1,i} & X_{2m+1}^{1,i} \\ X_{2m}^{2,i} & X_{2m+1}^{2,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{2m}^i & D_{2m+1}^i \\ (D_{2m+1}^i)^* & -(D_{2m}^i)^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$m = 0, 1, \dots, N/2 - 1$$

이때, $X_n^{p,i}$ 는 i 번째 OFDM 심볼 구간의 p 번째 송신안테나로 전송되는 n 번째 부채널에 해당하는 전송 심볼을 의미하고, $(\cdot)^*$ 표시는 켈레 복소수 연산이다. 송신 안테나 별 전송 심볼 시퀀스

$\{X_n^{p,i}\}_{n=0}^{N-1}$ 은 역 패스트 푸리에 변환을 통해 시간 대역 시퀀스 $\{x_k^{p,i}\}_{k=0}^{N-1}$ 로 변환된다. 채널을 통과하여 i 번째 심볼 구간에 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_k^i = \begin{cases} \sum_{l=0}^{G+k} (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,i}) \\ + \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l+G)_N}^{1,i-1} + h_l^2 x_{(k-l+G)_N}^{2,i-1}) + n_k^i, \\ \quad \text{if } -G \leq k < L-G \\ \sum_{l=0}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,i}) + n_k^i, \\ \quad \text{if } L-G \leq k < N \end{cases} \quad (5)$$

이때, h_l^p 는 수신 안테나와 p 번째 송신 안테나 사이의 채널 충격 응답의 l 번째 탭이다. 식 (5)를 통해 알 수 있듯이, $G \geq L$ 이면 수신 시퀀스의 N 개 샘플 $\{r_k^i\}_{k=0}^{N-1}$ 에는 간섭 신호가 존재하지 않지만, 채널 길이보다 작은 길이의 주기적 프리픽스를 사용하면, 즉 $G < L$ 이면 N 개 수신 샘플 중 처음 $(L-G)$ 개 샘플에는 직전 전송 심볼 $\{x_k^{p,i-1}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 에 의한 간섭 신호가 섞이게 되어 전체 성능을 저하시키게 된다. 간섭 신호가 섞인 샘플들을 복원하기 위하여 잔재 ISI 제거 기법을 적용하면, 아래와 같이 TC 과정과 CR 과정이 필요하다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}_k^i &= r_k^i - \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l+G)_N}^{1,i-1} + h_l^2 x_{(k-l+G)_N}^{2,i-1}) \\ &+ \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,i}) \\ &\quad \text{if } 0 \leq k < L-G \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 두 번째 요소를 빼는 부분이 ISI 제거를 위한 TC 과정이고, 세 번째 요소를 더하는 과정은 주기성을 복원하는 CR 과정이다. ISI를 제거하기 위하여 직전 $(i-1)$ 번째 검출된 심볼 $\{\hat{x}_k^{1,i-1}\}_{k=0}^{N-1}$ 과 $\{\hat{x}_k^{2,i-1}\}_{k=0}^{N-1}$ 을 사용하여 TC 과정을 한번만 수행하고, 주기성 복원을 위하여 SFBC 복호를 통한 i 번째 심볼 $\{\hat{x}_k^{1,i}\}_{k=0}^{N-1}$ 과 $\{\hat{x}_k^{2,i}\}_{k=0}^{N-1}$ 의 검

출 과정 및 CR 과정을 반복 수행한다.

IV. STBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거

$D^i = [D_0^{1,i} D_1^{1,i} \dots D_{N-1}^{1,i} D_0^{2,i} D_1^{2,i} \dots D_{N-1}^{2,i}]$ 를 (2i)번째와 (2i+1)번째 OFDM 심볼 구간에서 전송되는 정보 벡터라고 정의하고, 시퀀스 $\{X_n^{p,m}\}_{n=0}^{N-1}$, $p=1,2$, $m=2i, 2i+1$ 을 m 번째 OFDM 심볼 구간에 전송되는 p 번째 송신 안테나의 전송 심볼 시퀀스라고 하면, STBC OFDM 인코더는 두 송신 안테나와 연속하는 두 개의 OFDM 심볼 구간 간의 상관 관계를 설정하여 n 번째 부채널의 전송 심볼을 아래와 같이 생성한다.

$$\begin{bmatrix} X_n^{1,2i} & X_n^{1,2i+1} \\ X_n^{2,2i} & X_n^{2,2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_n^{1,i} & (D_n^{2,i})^* \\ D_n^{2,i} & -(D_n^{1,i})^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

역 패스트 푸리에 변환을 통해, $\{X_n^{p,m}\}_{n=0}^{N-1}$ 은 시간 대역 시퀀스 $\{x_k^{p,m}\}_{k=0}^{N-1}$ 로 변환된다. 채널을 통과하여 (2i)번째 심볼 구간에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r_k^{2i} = \begin{cases} \sum_{l=0}^{G+k} (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i}) \\ + \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l+G)_N}^{1,2i-1} + h_l^2 x_{(k-l+G)_N}^{2,2i-1}) + n_k^{2i}, \\ \quad \text{if } -G \leq k < L-G \\ \sum_{l=0}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i}) + n_k^{2i}, \\ \quad \text{if } L-G \leq k < N \end{cases} \quad (8)$$

또한, (2i+1)번째 심볼 구간에 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_k^{2i+1} = \begin{cases} \sum_{l=0}^{G+k} (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i+1} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i+1}) \\ + \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l+G)_N}^{1,2i} + h_l^2 x_{(k-l+G)_N}^{2,2i}) + n_k^{2i+1}, \\ \quad \text{if } -G \leq k < L-G \\ \sum_{l=0}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i+1} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i+1}) + n_k^{2i+1}, \\ \quad \text{if } L-G \leq k < N \end{cases} \quad (9)$$

STBC OFDM에서는 연속하는 두 개의 OFDM 심볼 구간에서는 채널이 변하지 않는다고 가정하기 때문에 식 (8)과 식 (9)에서는 동일한 채널 (h_l^p , $p=1,2$)가 사용되었다. 식 (8)과 (9)를 통해 알 수 있듯이, $G \geq L$ 이면 수신 시퀀스 $\{r_k^{2i}\}_{k=0}^{N-1}$ 과 $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 의 모든 샘플에는 간섭 신호가 존재하지 않지만, 채널 길이보다 작은 길이의 주기적 프리픽스를 사용하면, 즉 $G < L$ 이면 처음 $(L-G)$ 개 샘플에는 간섭 신호가 섞이게 된다. 간섭 신호가 섞인 샘플들을 복원하기 위하여 잔재 ISI 제거 기법을 적용한다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}_k^{2i} = & r_k^{2i} - \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i-1} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i-1}) \\ & + \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i}) \end{aligned} \quad \text{if } 0 \leq k < L-G \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \tilde{r}_k^{2i+1} = & r_k^{2i+1} \\ & - \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i}) \\ & + \sum_{l=G+k+1}^L (h_l^1 x_{(k-l)_N}^{1,2i+1} + h_l^2 x_{(k-l)_N}^{2,2i+1}) \end{aligned} \quad \text{if } 0 \leq k < L-G \quad (11)$$

식 (10)과 (11)에서, 각각 두 번째 요소를 뺀으로써 ISI 제거를 위한 TC 과정을 수행하고, 각각 세 번째 요소를 더함으로써 $\{r_k^{2i}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스와 $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스의 주기성 복원을 위한 CR 과정을 수행한다. 식 (10)과 (11)을 통해서, $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스를 위한 TC 과정은 $\{r_k^{2i}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스의 TC 과정과 근본적으로 다름을 알 수 있다. $\{r_k^{2i}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스에서 ISI를 제거하기 위해서는, 기존의 잔재 ISI 제거 방법과 동일하게, 직전 심볼 구간에 이미 검출된 심볼, 즉, $(2i-1)$ 번째 검출 심볼 $\{x_k^{p,2i-1}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 를 사용하여 TC 과정을 한번만 수행한다. 그러나, $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스에서 ISI를 제거하기 위해서는, 직전 $(2i)$ 번째 전송 심볼에 대한 검출 과정이 수행되지 않았기 때문에, 기존 잔재 ISI 제거 과

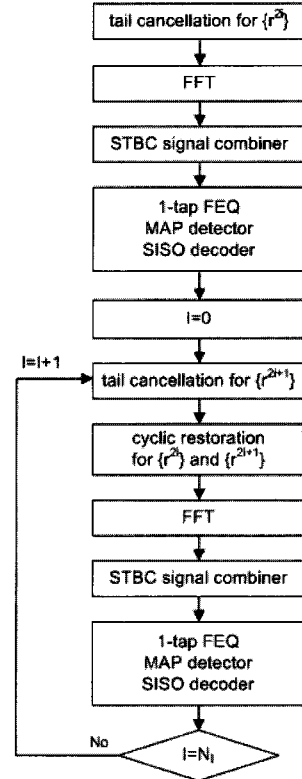


그림 2. STBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거 기법 (N_i = 반복 횟수)

정과 달리, STBC 복호를 통한 $\{\tilde{x}_k^{p,2i}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 의 검출 과정과 검출된 심볼을 이용한 TC 과정을 반복 수행하여야 한다. 그림 2는 STBC OFDM을 위한 잔재 ISI 제거 기법을 보여주고 있다. 그림 2와 같이, STBC OFDM에서는 $\{r_k^{2i}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스와 $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스를 위한 CR 과정 뿐만 아니라, $\{r_k^{2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$ 시퀀스를 위한 TC 과정도 반복 수행됨을 확인할 수 있다.

4.1. STBC OFDM에서 잔재 ISI 제거를 위한 채널 추정 기법

식 (10)과 (11)에서와 같이, 잔재 ISI 제거 기법을 위하여 채널 정보가 사용되는데, 부정확한 채널 정보를 사용하면 오류 증식 (error propagation)이 발생할 수 있으므로, 채널 정보를 정확하게 획득하는 것이 매우 중요하다. 식 (8)과 (9)를 행렬 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$r_i = Y_i h_i + n_i \Leftrightarrow \quad (12)$$

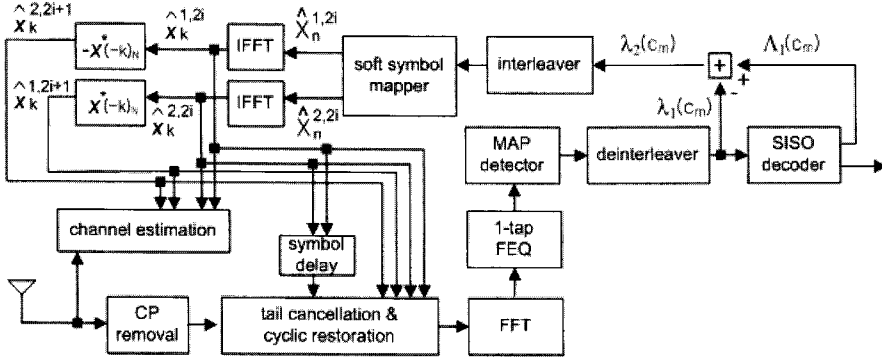


그림 3. 잔재 ISI 제거 기법과 채널 추정을 포함한 STBC OFDM 수신기

$$\begin{bmatrix} r_{-G}^{2i} \\ r_{-G-1}^{2i} \\ \vdots \\ r_{N-1}^{2i} \\ r_{-G}^{2i+1} \\ r_{-G-1}^{2i+1} \\ \vdots \\ r_{N-1}^{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{2i,1} & \mathbf{Y}_{2i,2} \\ \mathbf{Y}_{2i+1,1} & \mathbf{Y}_{2i+1,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0^1 \\ h_1^1 \\ \vdots \\ h_L^1 \\ h_0^2 \\ h_1^2 \\ \vdots \\ h_L^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{-G}^{2i} \\ n_{-G-1}^{2i} \\ \vdots \\ n_{N-1}^{2i} \\ n_{-G}^{2i+1} \\ n_{-G-1}^{2i+1} \\ \vdots \\ n_{N-1}^{2i+1} \end{bmatrix}$$

이때, $\mathbf{Y}_{m,p}$, $p=1,2$, $m=2i,2i+1$ 은 아래와 같다.

$\mathbf{Y}_{m,p} \equiv$

$$\begin{bmatrix} x_{N-G}^{p,m} & x_{N-1}^{p,m-1} & x_{N-2}^{p,m-1} & \cdots & x_{N-L}^{p,m-1} \\ x_{N-G+1}^{p,m} & x_{N-G}^{p,m} & x_{N-1}^{p,m-1} & \cdots & x_{N-L+1}^{p,m-1} \\ & & \vdots & & \\ x_{N+L-G-1}^{p,m} & \cdots & x_{N-G+1}^{p,m} & x_{N-G}^{p,m} & x_{N-1}^{p,m-1} \\ x_{N+L-G}^{p,m} & x_{N+L-G-1}^{p,m} & \cdots & x_{N-G+1}^{p,m} & x_{N-G}^{p,m} \\ & & \vdots & & \\ x_{N-1}^{p,m} & x_{N-2}^{p,m} & \cdots & x_{N-L}^{p,m} & x_{N-L-1}^{p,m} \end{bmatrix}$$

훈련 심볼 구간에서는 전송되는 훈련 심볼을 수신기가 미리 알고 있기 때문에, 식 (12)로부터 채널에 대한 ML 추정 값을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{h}_i = \underset{h_i}{\operatorname{argmin}} \|r_i - \mathbf{Y}_i h_i\|^2 \quad (13)$$

데이터 심볼 구간에서는 수신기가 전송되는 데이터 심볼을 알지 못하기 때문에, EM 알고리즘에 기초하여 아래와 같이 가격 함수 (cost function)의 평균치를 최소화하는 방법으로 채널의 추정 값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_i &= \underset{h_i}{\operatorname{argmin}} E[\|r_i - \mathbf{Y}_i h_i\|^2] \quad (14) \\ &= (E[\mathbf{Y}_i^H \mathbf{Y}_i | r_i, h_i])^{-1} E[\mathbf{Y}_i | r_i, h_i]^H r_i \end{aligned}$$

이때, 직전 심볼 구간의 채널 추정 값을 채널 초기 값으로 사용하고, $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 행렬 연산을 의미한다. 그림 3은 채널 추정과 잔재 ISI 제거 블록을 포함한 STBC OFDM 시스템의 수신기 구조를 보여주고 있다. 그림 3과 같이, SISO 디코더는 코드 비트 c_m 의 후천적 LLR $\lambda_1(c_m)$ 을 계산한다. MAP 디텍터로부터 계산되어 디인터리버를 통과한 코드 비트 c_m 의 선천적 LLR $\lambda_1(c_m)$ 과 SISO 디코더의 후천적 LLR $\lambda_1(c_m)$ 과의 차이를 구하면 SISO 디코더의 외부 정보 $\lambda_2(c_m)$ 을 얻게 된다. 식 (14)의 $E[\mathbf{Y}_i^H \mathbf{Y}_i | r_i, h_i]$ 와 $E[\mathbf{Y}_i | r_i, h_i]$ 는, $\lambda_2(c_m)$ 을 인터리버와 소프트 심볼 매핑기를 통과시켜 생성한 심볼 추정 값과 직전 심볼 구간, 즉, $(2i-1)$ 번째 구간의 검출 심볼 $\{\hat{x}_k^{p,2i-1}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 를 사용하여 계산된다. 그림 4는 채널 추정을 포함하여 잔재 ISI 제거 기법을 수행하는 절차를 보여주는 순서도이다.

4.2. 계산 복잡도 개선

식 (10)과 (11), (14)와 같이, 잔재 ISI 제거와 채널 추정을 위하여 4개의 시간 대역 시퀀스 $\{\hat{x}_k^{p,m}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$, $m=2i,2i+1$ 이 사용된다. 시간 대역 시퀀스는 역 패스트 푸리에 변환을 통해 생성되므로 총 4개의 독립적인 역 패스트 푸리에 변환을 수행해야 한다. 한편, 식 (7)과 같이, STBC OFDM에서는 아래와 같은 관계가 성립된다.

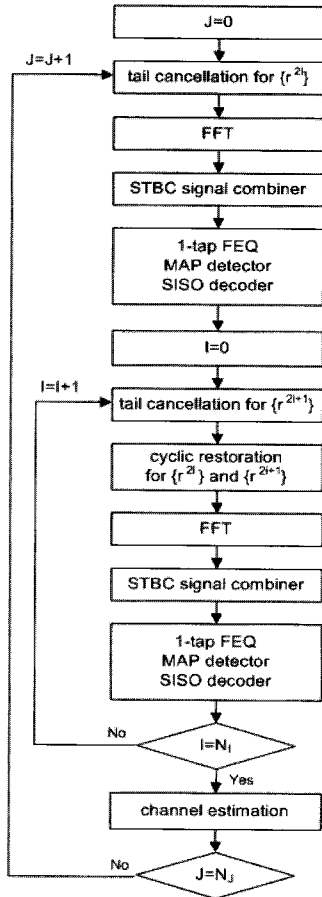


그림 4. 채널 추정을 포함한 STBC OFDM 잔재 ISI 제거 기법 (N_I = 잔재 ISI 제거 반복 횟수, N_J = 채널 추정 반복 횟수)

$$X_n^{1,2i+1} = (X_n^{2,2i})^*, X_n^{2,2i+1} = -(X_n^{1,2i})^* \quad (15)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

또한, 푸리에 연산은 아래와 같이 잘 알려진 대칭 성질을 갖고 있다¹⁷⁾.

$$x_{(-k)_N}^* \Leftrightarrow X_n^*, n, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

따라서, 식 (15)와 (16)을 이용하여, $\{\hat{x}_k^{p,2i}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 에 부호 변환, 켈레 복소수 연산, 순서 재조정을 적용하면 $\{\hat{x}_k^{p,2i+1}\}_{k=0}^{N-1}$, $p=1,2$ 를 쉽게 얻을 수 있다. 즉,

$$\hat{x}_k^{1,2i+1} = (\hat{x}_{(-k)_N}^{2,2i})^*, \hat{x}_k^{2,2i+1} = -(\hat{x}_{(-k)_N}^{1,2i})^* \quad (17)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

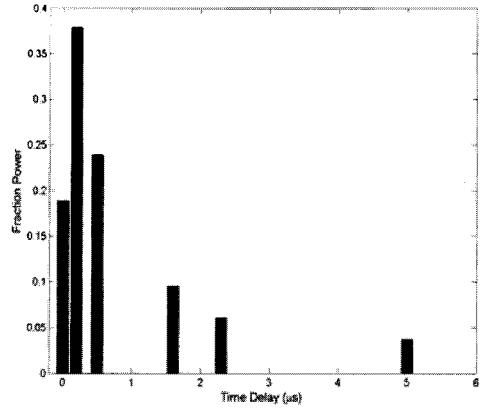


그림 5. Typical Urban 채널

결국, 4개의 역 패스트 푸리에 변환 중에서 2개 변환은 켈레 복소수 연산과 순서 재조정으로 대체할 수 있어 계산 복잡도를 개선할 수 있다. 즉, N 점 역 패스트 푸리에 변환은 $M \log N$ 개의 복소수 곱셈이 필요하고, 켈레 복소수 연산과 순서 재조정은 곱셈 연산이 전혀 필요하지 않으므로, 총 $4M \log N$ 개의 복소수 곱셈을 $2M \log N$ 개로 줄일 수 있다. 그림 3의 수신기 구조는 제안된 개선 구조를 반영하고 있다.

V. 실험 결과

실험을 위하여 64개의 부채널을 사용하고, 각 부채널은 QPSK 변조 방식을 적용하였다. 제한 길이 7을 갖는 1/2 비율의 길쌈 부호를 채택하고, $S=5$ 로 설정된 S-random 인터리버를 사용하였다. 0.001의 정규화된 도플러 주파수를 가정하였고, SFBC OFDM의 경우, 각 프레임은, 1개의 훈련 심볼 구간과 9개의 데이터 심볼 구간으로 구성하였고, STBC OFDM의 경우, 각 프레임은 2개의 훈련 심볼 구간 (1개 STBC 심볼 쌍)과 18개의 데이터 심볼 구간 (9개 STBC 심볼 쌍)으로 구성하였다. 2개의 채널 모델을 실험에 사용하였으며, 첫 번째 채널 모델 (CH_1)은 지수적으로 파워가 감소하는 8개 경로 레일레이 페이딩 (exponentially power-decaying 8-path Rayleigh fading) 채널 모델이다. 채널 충격 응답의 길이는 7 ($L=7$)이고, 각 채널 경로 값은 다음과 같이 표현된다.

$$h_l = \frac{1}{S_h} e^{-l/\tau_{max}}, l = 0, 1, \dots, 7 \quad (18)$$

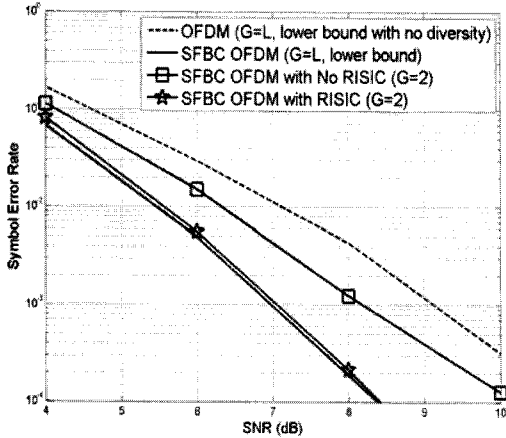


그림 6. CH₁ 채널에 대한 SFBC OFDM 시스템의 심볼 에러 오율 성능

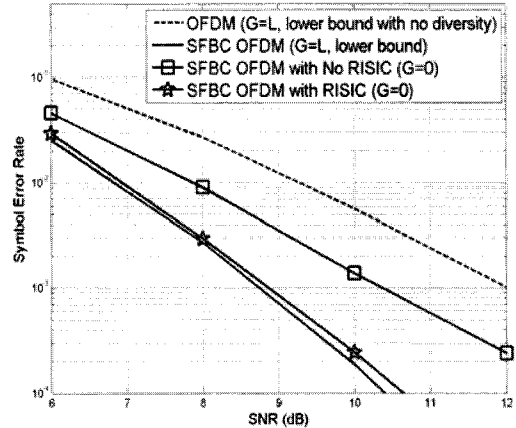


그림 7. CH₂ 채널에 대한 SFBC OFDM 시스템의 심볼 에러 오율 성능

이때, $\tau_{\max} = 8/\sqrt{3}$ 이고, S_h 는 정규화 요소이다. 즉, $S_h = \sum_{l=0}^7 e^{-l/\tau_{\max}}$ 이다. 두 번째 사용한 채널 모델 (CH₂)는 6-탭 TU (6-tap typical urban) 채널이다 [18]. 그림 5는 TU 채널을 보여주고 있다. 심볼 주기가 $40\mu s$ 이면 TU 채널의 길이는 8 ($L=8$)이 된다. 그림 6과 그림 7은 각각 CH₁ 채널과 CH₂ 채널에 대한 SFBC OFDM의 심볼 에러 오율 (SER, symbol error rate)을 보여주고 있다. 점선과 실선은 각각 충분한 주기적 프리픽스 길이 ($G=L$)을 사용한 OFDM 시스템과 SFBC OFDM 시스템의 SER 성능을 보여주고 있다. SFBC를 OFDM에 적용함으로써 다이버시티 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 네모 모양의 실선은 불충분한 주기적 프리픽스 길이를 사용한 경우의 SFBC OFDM 성능을 보여주고 있다. 그림 6에서는 2개의 주기적 프리픽스 샘플을 사용하였고, 채널 길이 ($L=7$)과 비교하여 부족한 주기적 프리픽스 길이만큼 간섭 신호가 발생하여 성능이 열화됨을 확인할 수 있다. 그림 7에서는 채널 길이는 8 ($L=8$)이지만, 주기적 프리픽스 샘플을 전혀 사용하지 않았기에 성능 열화가 발생한다. 별 모양의 실선은 불충분한 주기적 프리픽스 길이를 사용하는 SFBC OFDM 시스템에 잔재 ISI 제거 기법을 적용한 경우의 성능을 보여주고 있다. 잔재 ISI 제거 기법을 적용할 때, 주기성 복원을 위한 CR 과정을 총 2번 ($N_f=2$) 반복 수행하였다. 채널 길이보다 작은 길이의 주기적 프리픽스 ($G=2$, 그림 6)를 사용하거나, 또는 주기적 프리픽스를 전혀 사용하지 않았음에도 ($G=0$, 그림 7), 잔재 ISI 제거 기법을 적용하면 성능 열화가 거

의 발생하지 않음을 확인할 수 있다. 결국, 잔재 ISI 제거 기법을 통해 SFBC OFDM 시스템의 성능은 유지하면서, 주기적 프리픽스 사용에 따른 주파수 효율 감소를 줄일 수 있다. 그림 6에서는 $G=L=7$ 대신 $G=2$ 를 사용하여 6.83 % (90.14 % \rightarrow 96.97 %)만큼, 그림 7에서는 $G=L=8$ 대신 $G=0$ 을 사용하여 11.11 % (88.89 % \rightarrow 100 %)만큼 주파수 효율이 향상되었다. 그림 8과 그림 9는 각각 CH₁ 채널과 CH₂ 채널에 대한 STBC OFDM의 SER 성능을 보여주고 있다. 점선과 실선은 각각 충분한 주기적 프리픽스 길이를 사용한 OFDM 시스템과 STBC OFDM 시스템의 성능을 나타낸다. SFBC와 마찬가지로, STBC를 OFDM에 적용함으로써 다이버시티 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 별 모양의 실선은 채널 길이보다 작은 길이의 주기적 프리픽스를 사용하는 STBC OFDM 시스템에 잔재 ISI 제거 기법을 적용한 경우의 성능을 보여주고 있다. ISI 제거를 위한 TC 과정과 주기성 복원을 위한 CR 과정을 총 2번 ($N_f=2$) 반복 수행하였다. 주기적 프리픽스 샘플의 길이가 충분하지 못해 발생하는 간섭 신호를, 잔재 ISI 제거 기법을 통해 제거함으로써 성능 저하가 거의 없음을 확인할 수 있다. 이때, 채널은 완벽하게 추정되었다고 가정하였다. 마름모 모양의 실선은 제안된 EM 기반의 채널 추정 기법을 통해 추정된 채널을 사용하여 잔재 ISI 제거 기법을 수행한 경우의 STBC OFDM 성능을 보여주고 있다. 제안된 채널 추정 과정 역시 총 2번 ($N_f=2$) 반복 수행하였다. 불충분한 주기적 프리픽스를 사용하더라도 잔재 ISI 제거 기법과 제안된 채널 추정 기법을 사용하면,

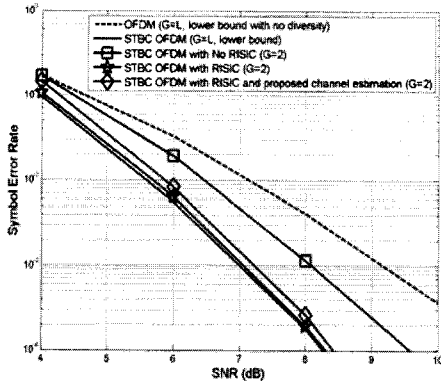


그림 8. CH_1 채널에 대한 STBC OFDM 시스템의 심볼 에러 오율 성능

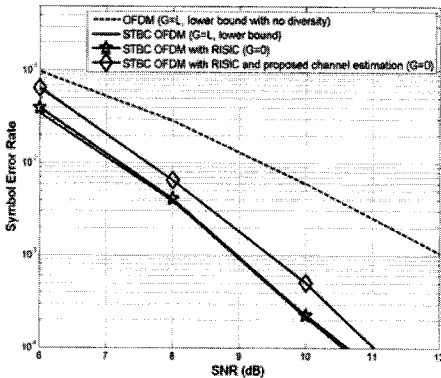


그림 9. CH_2 채널에 대한 STBC OFDM 시스템의 심볼 에러 오율 성능

충분한 주기적 프리픽스를 사용하는 STBC OFDM 시스템과 성능 차이 (10^{-3} SER에서 약 0.25 dB (그림 8), 약 0.5 dB (그림 9))가 크지 않음을 실험 결과를 통해 확인할 수 있다. 한편, 주기적 프리픽스 사용을 줄여 6.83 % (그림 8) 또는 11.11 % (그림 9)만큼 주파수 효율이 향상되었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 잔재 ISI 제거 기법을, 불충분한 주기적 프리픽스를 갖는 STBC OFDM 시스템과 SFBC OFDM 시스템에 적용하였다. 이와 함께, 불충분한 주기적 프리픽스를 사용하는 STBC OFDM 시스템에서의 잔재 ISI 제거 기법을 위한 채널 추정 방법을 제안하였다. 6개 경로 TU 채널과 지수적으로 채널 파워가 감소하는 8개 경로 레일레이 페이딩 채널에 대하여 실험한 결과, 주기적 프리픽스 길이가 불충분하더라도 잔재 ISI 제거 기법을 적용하

면 성능 저하는 거의 발생하지 않음을 확인하였다. 한편, 불충분한 주기적 프리픽스를 사용함으로써 약 6.83 % 또는 11.11 %만큼 주파수 효율이 향상되었다. 향상된 주파수 효율을 통해 데이터 처리량 (throughput)을 높일 수 있게 된다. 한편, 수신기 구조의 복잡도를 감소시키는 방안에 대한 연구와, 불충분한 프리픽스를 사용할 경우의 주파수오프셋 측정 방법 및 심볼 타이밍 추정 방안에 대한 연구는 향후 연구되어야 할 부분이다.

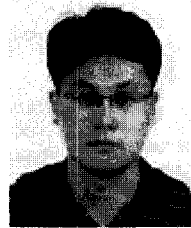
참 고 문 헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [2] ETSI ETS 300 401,, "Radio broadcasting systems: digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," *ETSI, Tech. Rep.*, Feb. 1995.
- [3] ETSI ETS 300 744,, "Digital video broadcasting (DVB); frame structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)," *ETSI, Tech. Rep.*, March 1997.
- [4] R. V. Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K. W. Halford,, "New high-rate wireless LAN standards," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 37, pp. 82-88, Dec. 1999.
- [5] IEEE Std 802.16e-2005,, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16 : Air interface for Fixed and Mobile broadband wireless access systems," Feb. 2006.
- [6] A. Ghosh, D. Wolter, J. Andrews, and R. Chen,, "Broadband Wireless Access with WiMax/802.16: Current Performance Benchmarks and Future Potential," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, pp. 129-136, Feb. 2005.
- [7] T. Kwon, H. Lee, S. Choi, J. Kim, D. Cho, S. Cho, S. Yun, W. Park, and K. Kim,, "Design and Implementation of a Simulator based on a Cross-Layer Protocol between MAC and PHY Layers in a WiBro Compatible IEEE 802.16e OFDMA System," *IEEE Commun. Mag.*, vol.

- 43, no. 12, pp. 136-146, Dec. 2005.
- [8] D. Kim and G. L. Stuber,, "Residual ISI cancellation for OFDM with application to HDTV broadcasting," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1590-1599, Oct. 1998.
- [9] 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.
- [10] S. Alamouti,, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [11] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank,, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [12] J. Beek, O. Edfors, and M. Sandell,, "On channel estimation in OFDM systems," *45th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 815-819, July 1995.
- [13] Y. Li,, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 1, pp. 67-75, Jan. 2002.
- [14] G. Al-Rawi, T. Al-Naffouri, A. Bahai, and J. Cioffi,, "Exploiting error-control coding and cyclic-prefix in channel estimation for coded OFDM systems," *IEEE Commun. Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 388-390, July 2003.
- [15] T. K. Moon,, "The expectation -maximization algorithm," *IEEE Signal Processing Mag.*, no. 1, pp. 47-60, Nov. 1996.
- [16] P. Robertson, E. Vilebrun, and P. Hoehner,, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain," *IEEE International Conference of Communications*, vol. 2, pp. 1009-1013, June 1995.
- [17] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Discrete-time Signal Processing*, Prentice-Hall, 1989.
- [18] COST 207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer function to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.

원 희 철 (Hui-Chul Won)

중신회원



1998년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 학사

2000년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 석사

2004년 8월 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사

2004년 9월~2006년 8월 삼성전

자 통신연구소 책임연구원

2006년 9월~현재 대구대학교 컴퓨터·IT공학부 전임강사

<관심분야> OFDM, SC-FDE, MIMO