

MIMO-OFDM 시스템에서 Walsh 부호화된 훈련 신호를 이용한 시간 영역 채널 추정 방식

종신회원 전 형 구*, 장 종 욱**, 송 형 규***

Walsh Coded Training Signal Aided Time Domain Channel Estimation Scheme In MIMO-OFDM Systems

Hyoung-Goo Jeon, Jong-Wook Jang, Hyoung-Kyu Song *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 월쉬 부호화된 훈련신호를 이용하는 새로운 채널 추정 방식을 제안하였다. 월쉬 부호화된 훈련신호는 시간 영역에서 서로 직교하도록 설계된다. 이러한 직교성을 이용하여 월쉬 디코딩을 수행하면 시간 영역에서 원하는 훈련 신호를 분리할 수 있고 채널 추정이 가능하다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 방법은 계산량 감소에도 불구하고 최적 훈련 신호를 사용하는 Li의 원래 방법[4]과 비교했을 때 거의 동일한 mean square error (MSE) 성능을 보였다.

Key Words : MIMO-OFDM, Channel estimation, Walsh code, Walsh decoding, training signal

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel Walsh coded training signal design and Walsh decoding method to estimate the channel response in MIMO-OFDM systems. The Walsh coded training signals are designed to have orthogonal property in time domain. Using the orthogonal property, the Walsh decoding process makes it possible to separate the desired training signal from the received signal and to estimate the channel response. The computer simulation results show that the proposed method exhibits almost the same performance as Li's original method using the optimal training sequence, even though the proposed method has much lower complexity.

1. Introduction

MIMO (Multiple Input Multiple Output) 방식은 각 안테나에서 서로 다른 데이터를 전송하므로 대역폭의 증가 없이 데이터 전송 속도를 증가시킬 수 있는 효율적인 방법이다.

최근에 고속 데이터 전송을 위해 OFDM 방식이

사용되고 있다. OFDM에서 고속의 데이터는 N개의 직교 부반송파에 나누어 병렬로 전송된다. 따라서 OFDM은 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 신호 전송에 유리하다. 또한 새로운 고속 데이터 전송 방식으로 이들 두 개의 기술을 결합한 MIMO-OFDM 방식에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다^[1-3].

MIMO-OFDM 수신기에서 여러 안테나로부터 혼

※ 이 논문 또는 저서는 2005년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2005-214-D00324). 또한, 본 연구는 2006년 두뇌한국 21 프로젝트 지원을 받아서 수행되었음.

* 동의대학교 정보통신공학과 조교수, ** 동의대학교 컴퓨터공학과 교수

*** 세종대학교 정보통신공학과 교수

논문번호 : KICS2006-09-401, 접수일자 : 2006년 9월 29일, 최종논문접수일자 : 2007년 2월 8일

합되어 수신된 신호를 각 안테나 별로 신호를 분리하여 검파하기 위해서는 각 송수신 안테나 간의 채널 응답에 대한 정보가 필요하다. MIMO-OFDM에서 수신기의 성능은 채널 추정의 정확도에 따라 달라진다. 이러한 중요성 때문에 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 추정에 대한 많은 연구가 수행되어 왔다^{[4]-[9]}. 이전의 연구에서 Li는 least mean square error (LMSE)에 기초한 정밀한 채널 추정 방법을 제안하였다^[4]. 그러나 이 방법은 역행렬 계산으로 인하여 매우 많은 계산량을 필요로 한다. 특히, 송수신 안테나가 많아지고 채널 임펄스 응답 길이가 길어지면 채널 추정에 필요한 계산량이 급격히 늘어난다. Li는 이러한 복잡도를 줄이기 위하여 단순화된 채널 추정 방식을 제안하였다^[5]. 단순화된 방식은 송신 안테나 마다 시간 영역에서 다른 지연 시간을 갖도록 훈련 신호를 설계하여 수신단에서 안테나간 채널 응답이 서로 혼합되지 않도록 하여 채널 추정을 간략화한 방식이다. 참고문헌 [9]에서는 계산량이 매우 간단한 semi-blind 채널 추정 방식을 제안하였다.

이런 방식들^{[5][9]}은 채널 추정시 Kronecker impulse 신호를 이용하여 여러 안테나간 채널 응답의 혼합을 방지함으로써 역행렬 계산이 필요 없게 하였기 때문에 계산량이 Li의 원래 방식에 비해서 매우 간단하다. 그러나 OFDM에서 null 부반송파가 존재하는 경우 constant 신호를 번조하여 시간 영역에서 Kronecker impulse 신호를 얻을 수 없다. 따라서 [5]와 [9]의 방식들은 사용 대역의 양끝에 보호 대역을 사용하는 실제 MIMO-OFDM 시스템에서 사용될 경우 큰 오차를 발생시키는 문제점이 있다.

이러한 문제점에 대한 해결책으로 본 논문에서는 null 부 반송파가 존재하는 실제 MIMO-OFDM 시스템에서 월쉬 부호화된 훈련 신호 설계 방법을 제안하였고 채널 추정을 위한 월쉬 디코딩 방법을 유도하였다. 제안된 방식은 수신 신호를 주파수 도메인 신호로 변경 없이 월쉬 부호화된 신호들의 직교성을 이용하여 시간 영역에서만 채널 추정이 이루어 지므로 계산량이 간단하다. 또한 제안된 방식은 기존의 [5] 및 [9] 방식과 달리 null 부 반송파가 존재하여도 사용 가능하다.

본 논문은 서론에 이어 제 2장에서는 제안된 채널 추정 방식에 대하여 기술하였다. 제 3장에서는 MSE 관점에서 성능 분석이 이루어졌다. 끝으로 제 4장에서 결론을 맺었다.

II. 제안된 채널 추정 방식

2.1 MIMO-OFDM에서 월쉬 부호화된 훈련 신호 설계

본 절에서는 null 부채널을 가지고 있는 일반적인 MIMO-OFDM 시스템에 적용 가능한 월쉬 부호화된 훈련신호 설계 방법에 대해서 논의한다. 2x2 MIMO-OFDM 시스템이 기본이므로 2x2 MIMO-OFDM 시스템에 초점을 맞추었다. 그림 1은 2x2 MIMO-OFDM 에서 기본 개념도를 보여준다.

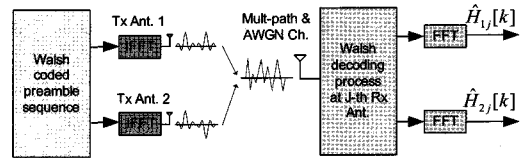


그림 1. 2x2 MIMO-OFDM 시스템에서 제안된 방식의 기본 개념도

Fig. 1 The conceptual block diagram of the proposed channel estimation in 2x2 MIMO-OFDM systems

2개의 송신 안테나를 사용할 경우 훈련 신호를 분리하기 위해서는 2개의 직교코드가 필요하다. 본 논문에서는 2개의 직교코드로서 2x2 월쉬 부호 행렬을 사용하였으며 2x2 월쉬 부호 행렬은 식 (1)과 같이 주어진다.

$$\begin{pmatrix} W_1[0], & W_1[1] \\ W_2[0], & W_2[1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1, & 1 \\ 1, & -1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

식 (1)의 월쉬 부호는 식 (2)와 같이 서로 직교성을 가지고 있다. 즉,

$$\frac{1}{2} \sum_{m=0}^1 W_i[m]W_j[m] = \begin{cases} 1, & \text{if } i=j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

이러한 직교성은 월쉬 부호화된 훈련 신호를 분리하고 채널 응답을 추정하는데 이용된다. $TS_i[k]$ 는 주파수 영역에서 i-번째 송신 안테나의 k-번째 부반송파의 월쉬 부호화된 훈련 신호라고 하자. 훈련신호 $TS_i[k]$ 는 2개의 기본 신호 $X_1[k]=X[k]Z[k]$ 와 $X_2[k]=X_1[k]e^{-j2\pi L/N}$ 으로 이루어진다. 여기서 N은 총 부반송파의 개수이며 $L=N/2$ 이다. $X[k]$ 는 (Peak to Average power Ratio) PAR를 고려하여

$0 \leq k \leq (N/4)-1$ 이면 $X[k]=-1$ 이고 $N/4 \leq k \leq N-1$ 이면 $X[k]=1$ 이 되도록 설계하였다. $Z[k]$ 은 null 부 반송파를 고려하기 위한 매개 변수이며 식(3)과 같은 값을 가진다.

$$Z[k] = \begin{cases} 1, & \text{if } 1 \leq k \leq N/2-g \text{ or } N/2+g \leq k \leq N-1 \\ 0, & \text{k} = 0 \text{ or } N/2-g < k < N/2+g \end{cases} \quad (3)$$

여기서 $k = 0$ 은 D.C. 성분의 부반송파를 나타내고 $N/2-g < k < N/2+g$ 는 보호 대역에 속한 부반송파를 나타낸다. g 는 보호 대역의 양쪽 끝에서 null 부 반송파의 개수를 나타낸다. 주파수 영역에서 i 번째 송신 안테나에서 월쉬 부호화된 훈련신호는 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$TS_i[k] = W_i[0]X_1[k] + W_i[1]X_2[k], \quad i=1,2. \quad (4)$$

식(4)는 IDFT를 수행하여 시간 영역 신호로 변환 가능하다. 시간 영역에서 월쉬 부호화된 훈련 신호 $ts_i[n]$ 는 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$ts_i[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} TS_i[k] e^{j2\pi kn/N} \\ = W_i[0]x_i[n] + W_i[1]x_i[n-L], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

여기서 $x_i[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] e^{j2\pi kn/N}$

$x_i[n]$ 는 $X_i[k]$ 의 IDFT신호이므로 $x_i[n]$ 는 시간 영역에서 주기 함수이며 주기는 N 이다. 즉, $x_i[n] = x_i[n \pm 2L]$ 이고 $x_i[n+L] = x_i[n-L]$ 이다. 따라서 $ts_i[n+L]$ 는 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$ts_i[n+L] = W_i[1]x_i[n] + W_i[0]x_i[n-L] \quad (6)$$

$ts_i[n]$ 신호의 월쉬 디코딩 함수의 특성에 대해서 조사하여 보자. 본 논문에서 월쉬 디코딩 함수 $f_i(M, y[n])$ 는 식 (7)과 같이 정의한다.

$$f_i(M, y[n]) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} W_i[m]y[n+m(N/M)] \quad (7)$$

여기서 M 은 월쉬 부호 행렬의 열의 개수를 나타낸다. 식 (5)와 (6)을 참조하면서 훈련 신호에 대한 디코딩 함수 $f_i(2, ts_i[n])$ 는 식(8)과 같이 주어진다.

$$f_i(2, ts_i[n]) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^1 W_i[m]ts_i[n+mL] \\ = \frac{1}{2} \left(\sum_{m=0}^1 W_i[m]W_i[m] \right) x_i[n] + \frac{1}{2} \left(\sum_{m=0}^1 W_i[m]W_i[m+1] \right) x_i[n-L] \quad (8)$$

여기서 $m_i = (m+i) \bmod 2$ 이다. 월쉬 코드를 대입하여 각 훈련 신호에 대해서 월쉬 디코딩을 수행하면 $f_i(2, ts_i[n])$ 를 계산할 수 있다. 즉,

$$f_i(2, ts_i[n]) = \begin{cases} ts_i[n], & \text{if } l=i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

식 (9)는 훈련 신호가 섞여 있는 경우 월쉬 디코딩을 통하여 원하는 신호를 분리하고 원하지 않는 신호는 제거할 수 있음을 보여준다. 이러한 훈련 신호의 월쉬 디코딩 특성을 이용하면 시간 영역에서 채널 추정이 가능하다.

2.2 수신기에서 월쉬 디코딩 및 채널 추정

j 번째 안테나에서 수신된 신호는 시간 영역에서 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$r_j[n] = \sum_{i=1}^2 ts_i[n] * h_{ij}[n] + n_j[n], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (10)$$

여기서 $*$ 는 중첩을 나타내고 $h_{ij}[n]$ 는 i -번째 송신 안테나와 j -번째 수신 안테나 사이의 채널 임펄스 응답을 나타낸다. $n_j[n]$ 는 j -번째 수신 안테나에서 가우시안 잡음을 나타내며 평균이 0이며 σ^2 의 분산을 갖는다. $h_{ij}[n]$ 를 추정하기 위해서는 혼합되어 있는 수신 신호에서 월쉬 디코딩 함수를 이용하여 $ts_i[n]$ 신호를 분리해야 한다. 수신 신호에 대한 월쉬 디코딩 함수는 식(11)로 나타낼 수 있다.

$$f_i(2, r_j[n]) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^1 W_i[m]r_j[n+mL], \quad l=1,2, \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (11)$$

본 논문에서 1개의 OFDM 심벌 동안에는 채널 응답 특성이 변하지 않는다고 가정하였다. 회로 시스템 이론에서 $y_1 = x_1 * h$ 이고 $y_2 = x_2 * h$ 일 때 $ay_1 + by_2 = (ax_1 + bx_2) * h$ 이므로 식 (11)은 식 (12)로 표현할 수 있다.

$$f_i(2, r_j[n]) = \sum_{i=1}^2 \left(\frac{1}{2} \sum_{m=0}^1 (W_i[m]ts_i[n+mL]) \right) * h_y[n] + f_i(2, n_j[n]),$$

$$= \sum_{i=1}^2 f_i(2, ts_i[n]) * h_y[n] + f_i(2, n_j[n]), \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (12)$$

if $l \neq i$, then $f_i(2, ts_l[0]) = 0$ 이고

if $l = i$, then $f_i(2, ts_i[0]) = ts_i[0]$ 이므로 식(12)는 식 (13)으로 나타낼 수 있다.

$$f_i(2, r_j[n]) = ts_i[n] * h_y[n] + f_i(2, n_j[n]), \quad \text{if } i=l \quad (13)$$

식(13)을 convolution 행렬 ts_i 을 이용하여 표현하면 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{f}_i(\mathbf{r}_j) = \mathbf{ts}_i \mathbf{h}_y + \mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j), \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{f}_i(\mathbf{r}_j) = (f_i(2, r_j[0]), f_i(2, r_j[1]), \dots, f_i(2, r_j[L-1]))^T$,

$$\mathbf{ts}_i = \begin{pmatrix} ts_i[0], ts_i[N-1], \dots, ts_i[N+1-L_0] \\ ts_i[1], ts_i[0], \dots, ts_i[N+2-L_0] \\ \dots \\ ts_i[L-1], ts_i[L-2], \dots, ts_i[L-L_0] \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{h}_y = (h_y[0], h_y[1], \dots, h_y[L_0])^T,$$

$\mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j) = (f_i(2, n_j[0]), f_i(2, n_j[1]), \dots, f_i(2, n_j[L-1]))^T$ 이다.

여기서 L_0 와 () 는 각각 채널 임펄스 응답 길이와 전치 행렬을 나타낸다. 식 (14)에서 채널의 임펄스 응답을 구하면 식 (15)와 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}_y = [\mathbf{ts}_i]^T \mathbf{f}_i(\mathbf{r}_j) = \mathbf{h}_y + [\mathbf{ts}_i]^T \mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j) \quad (15)$$

여기서 []^T 는 pseudo 역행렬을 나타낸다. 식(15)에 기대값을 취하면 식(16)이 된다.

$$E[\hat{\mathbf{h}}_y] = E[\mathbf{h}_y + [\mathbf{ts}_i]^T \mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j)] = \mathbf{h}_y + [\mathbf{ts}_i]^T E[\mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j)] \quad (16)$$

$E[f_m(2, n_j[n])] = f_m(2, E[n_j[n]]) = 0$ 이므로 식 (16)은 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$E[\hat{\mathbf{h}}_y] = \mathbf{h}_y + [\mathbf{ts}_i]^T E[\mathbf{f}_i(\mathbf{n}_j)] = \mathbf{h}_y \quad (17)$$

식(17)으로부터 제안된 방식은 unbiased estimation 방식임을 알 수 있다.

본 논문에서는 식(15)에서 행렬의 크기를 줄임으로써 약간의 성능 저하로 계산량을 줄일 수 있는 간략화 방법을 제시하였다. $\mathbf{t}_i[n]$ 는 행렬 ts_i 의 n 번째 행 벡터를 나타낸다고 하고 $\theta_{i\lambda}$ 는 행렬 ts_i 의 행 벡터들의 norm 중에 λ 번째 큰 행 벡터의 인덱스를 나타낸다고 하자. 예를 들어 $\|\mathbf{t}_i[n]\|$ 이 λ 번째 큰 값을 가지면, $\theta_{i\lambda} = n$ 이다. $\|\mathbf{t}_i[n]\|$ 이 큰 값을 가질수록 $f(2, r_j[n])$ 는 큰 신호 대 잡음비를 갖는다. 따라서 행렬 ts_i 에서 $\|\mathbf{t}_i[n]\|$ 의 값에 따라서 내림차순으로 $L/2$ 개의 행 벡터를 선택하면 식 (15)는 식 (18)로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_y = [\mathbf{ts}_i']^T \mathbf{f}_i(\mathbf{r}_j') \quad (18)$$

여기서 $\mathbf{f}_i(\mathbf{r}_j') = (f_i(2, r_j[\theta_{i1}]), f_i(2, r_j[\theta_{i2}]), \dots, f_i(2, r_j[\theta_{iL/2}]))^T$,
 $\mathbf{ts}_i' = (\mathbf{t}_i[\theta_{i1}], \mathbf{t}_i[\theta_{i2}], \dots, \mathbf{t}_i[\theta_{iL/2}])$

최종적으로 $\hat{h}_y[n]$ 에 대해서 FFT를 수행하면 채널의 주파수 응답을 구할 수 있다. 월쉬 부호화된 혼련 신호는 송신측과 수신측에 알려진 신호이다. 따라서 MIMO-OFDM 시스템 초기화 시에 미리 식 (18)의 역행렬 $[\mathbf{ts}_i']^T$ 과 인덱스 $\theta_{i\lambda}$ 를 계산하여 메모리에 저장하여 놓고 사용할 수 있다. 이 경우 매 채널 추정시 역행렬을 별도로 계산할 필요가 없기 때문에 채널 추정이 매우 간단해진다.

III. 성능 분석

본 논문에서 성능 분석을 위하여 컴퓨터 시뮬레이션이 수행되었다. 시뮬레이션 조건은 표 1과 같다.

표 1. simulation parameters

The number of path	Multi-path Rayleigh fading channel (3-ray)
Modulation in sub-carrier	QPSK
Doppler Frequency	40 Hz and 200 Hz
Number of Tx and Rx antennas	2x2
Number of total sub-carriers	128
FFT/IFFT size	128
OFDM symbol rate	20 kbps
Symbol period	50 usec
Detection Method	Viterbi Maximum Likelihood Method
The number of sub-carrier used	116
The length of channel response	22 samples
Carrier frequency	2.4 GHz

표 2. Mean power and arrival time for each path

	Mean power of 3-ray	Arrival time of 3-ray
Tx Ant. #1 - Rx Ant. #1	0, 10, 20 (dB)	0, 4, 16 (samples)
Tx Ant. #2 - Rx Ant. #1	0, 10, 15 (dB)	0, 2, 10 (samples)
Tx Ant. #1 - Rx Ant. #2	0, 5, 20 (dB)	0, 2, 14 (samples)
Tx Ant. #2 - Rx Ant. #2	0, 5, 10 (dB)	0, 6, 14 (samples)

3개의 수신 경로는 각각 독립적인 레이리 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 각 경로의 평균전력과 상대적인 지연은 표 2와 같다. 도플러 주파수 40 Hz와 200 Hz가 각각 다른 환경을 나타내기 위하여 사용되었다. 2x2 MIMO-OFDM 시스템이 사용되었고 총 128개의 부 반송파가 사용되었다. 이중에 D.C. 성분과 양쪽의 보호 대역에서 각 5개와 6개의 반송파가 null 부 반송파로 사용되며 나머지 116개가 데이터 전송을 위해 사용되었다. 채널 추정기의 성능을 나타내기 위하여 평균제곱오차 (mean square error: MSE) 성능이 측정되었다. 시뮬레이션에서 10,000 개의 OFDM블록에 대하여 평균 제곱오차를 구하였다. 시뮬레이터는 참고 문헌 [10]에 공개된 프로그램을 사용하였다.

시뮬레이션 결과는 그림 2, 3, 4 및 5에 제시하였다. 그림 2는 도플러 주파수 200Hz에서 128개의

모든 부 반송파를 사용하여 채널을 추정했을 때 결과를 보여준다. 그림 2에서 보인 것처럼 전체 부 반송파를 사용하는 경우 Li의 간략화된 방법도 좋은 성능을 보이고 있다. 모든 부 반송파를 사용하면 임펄스 함수를 만들 수 있으므로 Li의 simplified 방식이 잘 동작함을 알 수 있다. 그러나 뒤의 결과에서 보였듯이 null 부 반송파가 있는 경우 Li의 simplified 방식은 오차가 존재한다. 그림 3, 4, 5에서 proposed 방법은 식 (15)를 사용한 것이고 proposed simplified 방법은 식 (18)을 이용한 것이다. 그림 3와 4는 116개의 부 반송파를 사용하였고 각각 도플러 주파수 40 Hz와 200 Hz에서 얻어진 MSE 결과를 보여준다. 이들 그림에서 Li의 원래 방법은 서로 비교하는 최적 훈련 신호를 사용하여 MSE를 구한 것이며 성능 비교를 위하여 하나의 기준으로 제시하였다.

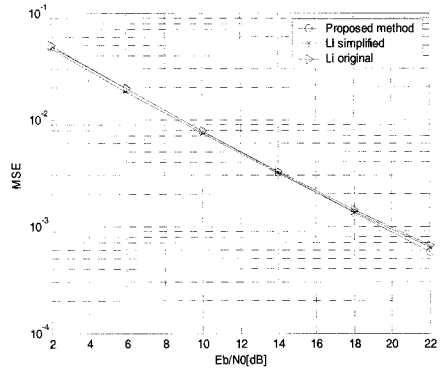


그림 2. 도플러 주파수 200Hz, 사용된 부채널=128에서 MSE
Fig. 2 MSE of channel frequency response at $f_d = 200\text{Hz}$ and all sub-carriers(128)

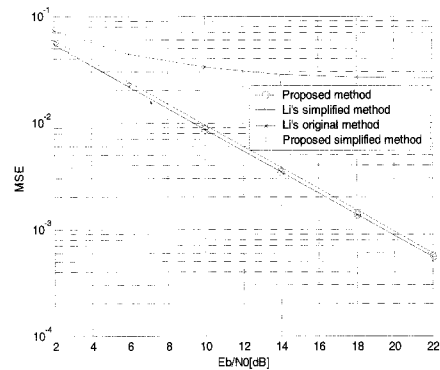


그림 3. 도플러 주파수 40Hz, 사용된 부채널=116에서 MSE
Fig. 3 MSE of channel frequency response at $f_d = 40\text{Hz}$ and 116 sub-carriers

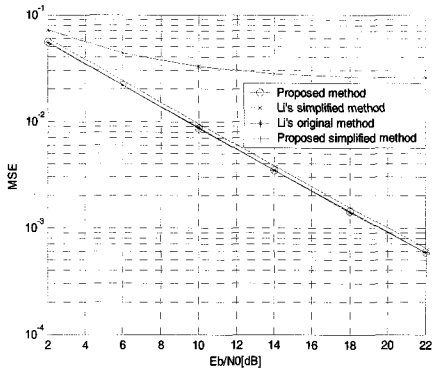


그림 4. 도플러 주파수 200Hz, 사용된 부채널=116에서 MSE
Fig. 4 MSE of channel frequency response at $f_d = 200\text{Hz}$ and 116 sub-carriers

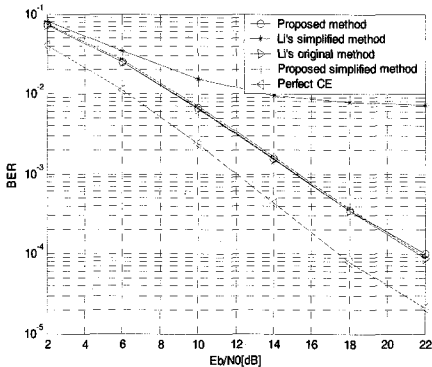


그림 5. 도플러 주파수 200Hz, 사용된 부채널=116에서 BER
Fig. 5 BER at $f_d = 200\text{Hz}$ and 116 sub-carriers

제안된 방법은 도플러 주파수 40Hz와 200Hz에서 Li의 원래 방법과 동일한 성능을 보여준다. 그러나 Li의 단순화된 방법은 Eb/No의 값에 관계 없이 많은 추정 에러가 발생하고 있음을 보여준다. 이러한 추정 오차는 실제 시스템에서 guard band 내에 존재하는 null 부 반송파를 고려하지 않았기 때문에 발생한 것이다. 즉, 실제 OFDM 시스템에서 guard band 내에 존재하는 null 부 반송파 때문에 임펄스 함수를 만들 수 없고 이로 인하여 단순한 전송 신호의 지연 방식만으로 안테나 전송 신호들의 분리가 불가능하기 때문이다. Proposed simplified 방식 (식 (18))의 성능은 MSE에서 거의 0.3 dB정도 성능 열화가 있으며 그림 5에서 보였듯이 BER 성능에서 열화는 0.2 dB 정도의 무시할 만한 성능 열화를 보인다.

VI. 계산량 비교

Null 부 반송파가 존재하는 MIMO-OFDM 시스템에서는 Li의 간략화된 방법이 사용될 수 없기 때문에 본 논문에서는 Li의 원래 방법(2x2 MIMO)과 계산량을 비교하였다. Li의 원래 방법은 시간 영역 수신신호 $r_j[n]$ 을 주파수 영역 수신 신호 $R_j[k]$ 로 바꾸기 위하여 1회 FFT 연산이 필요하다. 송신 안테나가 2개인 경우 각 주파수 영역에서 수신 신호와 훈련 신호의 복소쌍 신호를 곱하여 $R_j[k]T_i^*[k]$ 신호를 만든다 이때 $N \times 2$ 의 곱셈이 필요하다. 이후 $R_j[k]T_i^*[k]$ 신호를 IFFT하여 $p_i[n]$ 로 만든다. 이때 2번의 IFFT 연산이 필요하다. 최종적으로 $(2L_0 \times 2L_0)$ 의 행렬과 $(2L_0 \times 1)$ 의 벡터 곱이 필요하다. 따라서 Li의 원래 방법은 $(2L_0)^2 + 3N \log_2 N + 2N$ 의 곱셈을 필요로 한다. 반면 제안된 방법은 이러한 FFT와 IFFT 연산이 필요 없고 -1을 곱하는 것은 단순히 부호 비트의 토글이며 월쉬 디코딩에서 나누기 2는 오른쪽 1 비트 쉬프트 동작이므로 식(15)에서 $2(N/2)L_0$ 곱셈이 필요하고 제안된 간략화된 방법은 $2(N/4)L_0$ 의 곱셈을 필요로 한다. 표 3은 Li 원래 방법의 계산량을 100%로 환산하여 N의 값에 따른 계산량 비교를 보여준다.

따라서 Li의 원래 방법은 $(2L_0)^2 + 3N \log_2 N + 2N$ 의 곱셈을 필요로 한다. 반면 제안된 방법은 이러한 FFT와 IFFT 연산이 필요 없고 -1을 곱하는 것은 단순히 부호 비트의 토글이며 월쉬 디코딩에서 나누기 2는 오른쪽 1 비트 쉬프트 동작이므로 식(15)에서 $2(N/2)L_0$ 곱셈이 필요하고 제안된 간략화된 방법은 $2(N/4)L_0$ 의 곱셈을 필요로 한다. 표 3은 Li 원래 방법의 계산량을 100%로 환산하여 N의 값에 따른 계산량 비교를 보여준다.

표 3. 계산량 비교

계산량 비교	N = 64	N = 128	N = 512	비고
Li 원래 방식	100%	100%	100%	$L_0 = 0.7 \times (N/4)$
식 (15)	40%	58%	97%	
식 (18)	20%	29%	49%	

예를 들어 $N=128$ 이고 $L_0 = 0.7 \times (N/4)$ 인 경우, 계산량 감소는 Li의 원래 방법에 비해 식(15) 방법이 약 40% 감소하며 식(18)의 간략화된 방법은 약 70%에 이른다.

V. 결론

MIMO-OFDM 시스템에서 수신 안테나는 송신 안테나로부터 혼합된 신호를 수신한다. 수신된 신호를 분리하여 복조하기 위해서 각 안테나 사이의 채널 정보가 필요하다. 본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 사용할 수 있는 월쉬 부호화된 훈련 신호를 이용한 채널 추정 방식을 제안하였다. 기존의 Li 방법은 FFT-IFFT-FFT의 연산이 차례로 필요하지만 제안된 방법은 채널 추정이 시간영역에서 이

루어지므로 차후 주파수 응답을 얻기 위한 FFT만 필요하다. 또한 채널 추정에서 매트릭스 크기를 감소시켜 계산량을 감소시켰다. 제안된 방법은 Li의 원래 방법에 비해서 계산량이 줄었음에도 불구하고 정확도는 Li의 원래 방법과 비슷함을 보였다.

References

[1] Y. Sun, "Bandwidth-efficient wireless OFDM," {\em IEEE J. Selected Areas on Communications}, Vol. 19, No. 11, pp.2267-2278, Nov. 2001.

[2] IEEE 802.11a, "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) Specification : High-Speed Physical Layer Extension in the 5GHz Band," IEEE Std 802.11a, 1999

[3] IEEE 802.16, "Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - Medium Access Control(MAC) Modification and Additional Physical Layer (PHY) Specification for 2-11 GHz," P802.16a/D7, Nov. 2002

[4] Y. (G.) Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Selected Areas on Communications, Vol. 17, pp. 461-471, March 1999.

[5] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna," IEEE Trans. on Commun., Vol. 1, pp. 67-75, January 2002.

[6] E. G. Larsson and J. Li, "Preamble design for multi-antenna OFDM-based WLANs with null subcarriers," IEEE Signal Processing Letters, vol. 8, no. 11, pp. 285-288, Nov. 2001.

[7] I. Barhum, G. Leus, and M. Moonen, "Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels," IEEE Signal Processing, Vol. 51, No. 6, pp. 1615-1624, June 2003.

[8] J. Guo, D. Wang, and C. Ran, "Simple channel estimator for STBC-based OFDM systems," Electronics Letters, Vol. 39, pp. 445-447 March 2003.

[9] M. S. Baek, M. J. Kim, Y. H. You, H. K. Song, "Semi-blind channel estimation and PAR reduction for MIMO-OFDM system with multiple antennas," IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 50, pp. 414 - 424, Dec. 2004

[10] H. Harada and R. Prasad, Simulation and Software Radio for Mobile Communications, Artech House, 2002.

전 형 구 (Hyoung-Goo Jeon) 종신회원
 1987. 2. 인하대학교 전자공학과 학사
 1992. 2. 연세대학교 전자공학과 석사
 2000. 8. 연세대학교 전기 및 컴퓨터공학과 박사
 1987.2 -2001.2. 한국전자통신연구원 이동통신연구소
 선임연구원
 2001. 3. - 현재 동의대학교 정보통신공학과 조교수
 2006.1-2007.1 Texas A&M University Post-Doc. fellowship
 관심분야: MIMO-OFDM, 디지털 통신, 이동통신

장 종 욱 (Jong-Wook Jang) 종신회원
 1987. 2. 부산대학교 계산통계학과 학사
 1995. 2. 부산대학교 컴퓨터공학과 박사
 1987-1995 전자통신연구원
 1999-2000 University of Missouri at Kansas City,
 Post-Doc. Fellowship
 1995. 3. - 현재 동의대학교 컴퓨터공학과 교수

송 형 규 (Hyoung-Kyu Song) 종신회원
 1990. 2. 연세대학교 전자공학과 학사
 1992. 2. 연세대학교 전자공학과 석사
 1996. 2. 연세대학교 전자공학과 박사
 1996. 2 - 2000 Korea Electronics Technology Institute
 (KETI) 선임연구원
 2000. 3. - 현재 세종대학교 정보통신공학과 교수