MIMO-OFDM 시스템에서 시간영역 훈련신호들의 직교화를 통한 채널추정 방법

전형구*

A Channel Estimation Method by Orthogonalizing of the time domain training signals in MIMO-OFDM systems

Hyoung-Goo Jeon*

Department of Information Communication Engineering, Dong-Eui University, Busan 614-714, Korea

요 약

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 시간영역 훈련신호의 직교화를 통한 채널추정 방법을 제안하였다. 본 논문에서는 Jeon[8]이 제안한 방법을 그대로 송신 안테나 개수가 4개인 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하였을 때 수신기에서 다중경로 지연신호로 인하여 훈련신호가 직교되는 않는 문제점이 있음을 보였다. 이러한 문제점에 대한 해결책으로 훈련신호 중앙에 보호구간을 삽입하는 새로운 훈련신호 발생 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 훈련신호들이 서로 직교하기 때문에 수신기에서 Walsh decoding sum기법을 통하여 시간영역에서 채널응답을 추정할 수 있음을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, a channel estimation method by orthogonalizing of the time domain training signal in MIMO-OFDM systems is proposed. It has shown that Jeon's method[8] cannot be directly used in 4 Tx antenna MIMO-OFDM systems since the delayed Rx signals interfere the orthogonal property of the time domain training signals. As a possible solution to the problem, in this paper, a guard interval is inserted into the center of the training signals so that the orthogonal property between the Rx training signals can be maintained. It is shown by using computer simulations that the proposed method can estimate the channel response in time domain in 4 Tx antenna MIMO-OFDM systems.

키워드 : 다중입출력, 직교주파수분할다중화, 채널추정, 직교 훈련신호, 시간영역 채널추정

Key word : MIMO, OFDM, Channel estimation, Orthogonal training signal, Time domain channel estimation

접수일자 : 2013. 10. 29 심사완료일자 : 2013. 11. 12 게재확정일자 : 2013. 11. 29

* **Corresponding Author** Hyoung-Goo Jeon(E-mail: hgjeon@deu.ac.kr, Tel: +82-51-890-1683)

Department of Information Communication Engineering, Dong-Eui University, Busan 614-714, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkice.2013.17.12.2818>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

최근 들어 주파수 대역을 늘리지 않고 전송 능력을 향상시킬 수 있는 Multiple Input Multiple Output (MIMO) 시스템과 다중경로 전파지연 환경에 강한 OFDM을 결합한 MIMO-OFDM에 대한 연구가 활발하다[1,2]. MIMO 시스템은 여러 개의 송신 안테나에서 송신된 신호들이 혼합되어 수신 안테나에 수신된다. 따라서 혼합된 신호를 분리하기 위해서는 정확한 채널추정 기술이 필요하다[3,4]. 채널추정 방법에는 주파수 영역에서 채널추정과 시간 영역에서 채널추정 방법이 있다. 주파수 영역 채널추정 방식은 계산량은 적지만 채널추정의 정확도가 떨어진다. 시간영역 채널추정 방식은 계산량이 많지만 채널추정의 정확도가 높다는 장점이 있다[3-7]. 일반적으로 송신 안테나가 증가하면 채널추정에 대한 계산량은 송신안테나 개수의 제곱에 비례하여 증가한다[4,5]. Jeon[8]은 송신 안테나 개수가 2개인 MIMO-OFDM 시스템에서 사용 가능한 시간영역 채널추정 방법을 제안하였다. 이 방법은 시간영역에서 훈련 신호의 직교성을 이용하므로 채널추정 계산이 간단하며 다른 방법[5]과는 달리 null 부반송파가 존재하는 실제 MIMO-OFDM 시스템에서 사용 가능하다. Jeon[8]의 방법이 송신 안테나 개수가 4개인 MIMO-OFDM 시스템에 확장되어 사용될 경우 계산량을 크게 줄일 수 있다. 본 논문에서는 Jeon의 채널추정 방법[8]을 송신 안테나 개수가 4개인 MIMO-OFDM 시스템으로 확장시켰을 때 발생하는 문제점을 기술하고 그 해결책으로 훈련 신호의 중앙에 보호구간을 삽입하는 새로운 훈련신호 발생 방법을 제시하고 채널추정 성능을 분석하였다.

II. 기존의 채널추정 방법

Jeon[8]은 송신 안테나 개수가 2개인 MIMO-OFDM 시스템에서 사용 가능한 시간영역 훈련신호 생성 방법을 제안하였다. 훈련 신호를 생성하기 위한 기본신호 $X_1(k)$ 과 $X_2(k)$ 는 (1) 식을 이용하여 발생시킨다.

$$X_1(k) = X(k), X_2(k) = X(k)e^{-j2\pi(N/2)/N} \quad (1)$$

여기서 $X(k)$ 는 OFDM 신호의 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)[9]를 줄여줄 수 있는 랜덤 신호이다. $X_2(k)$ 는 시간영역에서 $X_1(k)$ 의 시간영역 신호보다 반주기 지연된 신호가 된다. i -번째 전송 안테나에서 사용되는 주파수 영역 훈련 신호 $T_i(k)$ 는 (2) 식 같이 기본신호 $X_i(k)$ 에 Walsh encoding을 수행하여 만들 수 있다.

$$T_i(k) = \sum_{m=1}^2 W_i(m)X_m(k), \quad 0 \leq k \leq N-1, i=1,2 \quad (2)$$

여기서 $W_i(m)$ 은 Walsh code matrix에서 i -번째 행의 m -번째 열의 Walsh code 값을 나타낸다. (2×2) Walsh code matrix는 (3) 식과 같다.

$$\begin{pmatrix} W_1(1), W_1(2) \\ W_2(1), W_2(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1, 1 \\ 1, -1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

시간영역에서 훈련신호는 (4)과 같이 주파수 영역의 훈련신호를 IFFT 연산을 수행함으로써 구할 수 있다.

$$t_i(n) = \text{IFFT}[T_i(k)] \quad (4)$$

그림 1은 시간영역에서 발생된 훈련신호의 예를 보여주고 있다.

그림 1. Jeon의 송신 안테나 개수가 2인 MIMO-OFDM 시스템에서 훈련신호 예

Fig. 1 An example of training signals in MIMO-OFDM systems with 2 Tx antennas

두 신호는 서로 직교특성이 있기 때문에 Jeon의 Walsh decoding sum 방식[8] 을 사용하여 송신 안테나 개수가 2개인 MIMO-OFDM 시스템의 채널추정을 수행할 수 있다.

III. 제안된 채널추정 방법

3.1. Jeon[8]의 방법에서 문제점

송신 안테나 개수가 2개인 MIMO-OFDM 시스템에 제안된 Jeon의 방법을 그대로 송신 안테나 개수가 4개인 MIMO-OFDM 시스템으로 확장해 보고 이때 어떤 문제점이 있는지 알아보자. 주파수 영역에서 임의의 신호를 사용하여 4개의 기본 신호는 (5) 식과 같은 관계에 의하여 생성될 수 있다.

$$\begin{aligned} X_1(k) &= X(k), X_2(k) = X(k)e^{-j2\pi(N/4)/N}, \\ X_3(k) &= X(k)e^{-j2\pi(N/2)/N}, X_4(k) = X(k)e^{-j2\pi(3N/4)/N} \end{aligned} \quad (5)$$

i-번째 전송 안테나에서 주파수 영역 훈련신호 $T_i(k)$ 는 (6) 식과 같이 Walsh encoding 을 수행하여 만들 수 있다.

$$T_i(k) = \sum_{m=1}^4 W_i(m)X_m(k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

여기서 $W_i(m)$ 는 Walsh code matrix에서 i-번째 행의 m-번째 열의 Walsh code 값을 나타낸다. (4×4) Walsh code matrix는 (7) 식과 같다.

$$\begin{pmatrix} W_1(1), W_1(2), W_1(3), W_1(4) \\ W_2(1), W_2(2), W_2(3), W_2(4) \\ W_3(1), W_3(2), W_3(3), W_3(4) \\ W_4(1), W_4(2), W_4(3), W_4(4) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & 1 \\ 1, & -1, & 1, & -1 \\ 1, & 1, & -1, & -1 \\ 1, & -1, & -1, & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

시간영역에서 훈련신호는 주파수 영역의 훈련 신호를 IFFT 연산을 수행함으로써 구할 수 있다.

$$t_i(n) = IFFT[T_i(k)], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (8)$$

사용된 Walsh code에 따라서 시간 영역에서 훈련 신호는 그림 2와 같이 4개의 반복적인 형태로 나타난다. 그림 2에서 점선은 다중경로에서 지연된 신호의 일부를 나타낸 것이다. 수신 신호는 다중경로를 통과해서 수신

되므로 훈련신호의 직교성은 실선과 점선을 함께 고려해서 점검해야 한다. 송신 안테나가 4개이므로 수신신호에 대한 Walsh decoding sum은 T/4 간격으로 이루어지며 (9) 식과 같다. 즉, 실선과 점선을 함께 고려했을 때 (9) 식이 성립하는지 점검해보자.

$$\sum_{m=0}^3 W_j(m+1)t_i(n+m(N/4)) = \begin{cases} 4t_i(n), & \text{if } (i=j) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

$$0 \leq n \leq N/4-1, \quad 1 \leq j \leq 4$$

그림 2를 참조하면 알 수 있듯이 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 는 실선뿐만 아니라 점선도 자신의 코드가 아닌 모든 다른 코드에 대해서 (9) 식의 Walsh decoding sum을 수행하면 0이 된다. 그러나 그림 2에서 보면 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 지연된 점선 신호는 각각 $-t_4(n)$ 과 $t_3(n)$ 의 패턴을 가지고 있다. 따라서 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 점선 신호는 각각 Walsh code $W_4(n)$ 과 $W_3(n)$ 에 대해서 Walsh decoding sum을 수행하면 0이 되지 않고 서로 간섭을 일으킨다. 따라서 송신 안테나가 3개일 때는 Jeon의 방법을 사용해서 서로 간섭이 없는 훈련신호 $t_1(n)$, $t_2(n)$, $t_3(n)$ 를 사용하거나 $t_1(n)$, $t_2(n)$, $t_4(n)$ 를 사용해서 채널 추정이 가능하다.

그림 2. Jeon의 송신 안테나 개수가 4인 MIMO-OFDM 시스템에서 훈련신호 예
Fig. 2 An example of training signals in MIMO-OFDM systems with 4 Tx antennas (Jeon's Method)

그러나 송신 안테나가 4개 일 경우에는 지연되어 수신된 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 가 Walsh decoding sum 계산시 서로 간섭을 일으키므로 Jeon의 방법을 그대로 확장하여 사용하면 채널추정이 어렵게 된다.

3.2. 제안된 훈련신호 생성방법

본 논문에서는 송신 안테나 개수가 4인 MIMO-OFDM 시스템에서 사용될 수 있는 훈련신호의 생성 방법을 제안하고자 한다. 주파수 영역에서 기본 훈련신호는 $X(k)$ 이며 k -번째 부반송파에서 복소수 전송 신호를 나타낸다. 기본 훈련신호 $X(k)$ 에서 k -번째 부반송파 복소수 값은 시간영역에서 PAPR를 줄여줄 수 있도록 랜덤한 임의의 복소수 값이 될 수 있다. $X(k)$ 를 사용하여 주파수영역에서 4개의 기본 신호는 앞에서 논의한 (5) 식을 이용하여 만든다. 먼저 주파수 영역에서 훈련신호 $T_1(k)$ 과 $T_2(k)$ 를 (10) 식을 이용하여 발생시킨다.

$$T_i(k) = \sum_{m=1}^4 W_i(m)X_m(k), \quad 0 \leq k \leq N-1, i=1,2 \quad (10)$$

시간영역에서 훈련신호는 주파수 영역의 훈련신호를 (11) 식과 같이 IFFT 연산을 수행함으로써 구할 수 있다.

$$t_i(n) = \text{IFFT}[T_i(k)], \quad 0 \leq n \leq N-1, i=1,2 \quad (11)$$

시간영역의 훈련신호 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 는 각각 (12) 식 및 (13) 식과 같은 특성을 가지고 있다.

$$\begin{aligned} t_1(n) &= t_1(n+N/2), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_1(n) &= t_1(n+N/4), \quad t_1(n) = t_1(n+3N/4), \\ &0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} t_2(n) &= t_2(n+N/2), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_2(n) &= -t_2(n+N/4), \quad t_2(n) = -t_2(n+3N/4), \\ &0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (13)$$

훈련신호 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 는 각각 (14) 식과 (15) 식을 이용하여 만든다.

$$\begin{aligned} t_3(n) &= t_1(n), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_3(n) &= -t_1(n), \quad N/2 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} t_4(n) &= t_2(n), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_4(n) &= -t_2(n), \quad N/2 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

(12)~(15) 식으로부터

$$\begin{aligned} t_3(n) &= -t_3(n+N/2), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_3(n) &= t_3(n+N/4), \quad t_3(n) = -t_3(n+3N/4), \\ &0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} t_4(n) &= -t_4(n+N/2), \quad 0 \leq n \leq N/2-1 \\ t_4(n) &= -t_4(n+N/4), \quad t_3(n) = t_3(n+3N/4), \\ &0 \leq n \leq N/4-1 \end{aligned} \quad (17)$$

그림 3. CC를 삽입하는 제안된 훈련신호 생성 방법
Fig. 3 4 Training signals generated by inserting CC in the proposed Method.

훈련신호에서 지연된 신호가 섞일 때 Walsh decoding sum이 0이 되지 않는 문제점을 극복하기 위하여 그림 3과 같이 훈련신호 앞부분과 중간부분에 신호의 일부를 복사하여 보호구간 Cyclic Prefix(CP)와 Cyclic Centerfix(CC)를 삽입한다. 이제 송신 신호에서 CP와 CC가 있기 때문에 수신 안테나에 지연신호가 존재해도 훈련 신호간 간섭이 사라진다. 그림 3에서 보면 $t_1(n)$, $t_2(n)$, $t_3(n)$ 및 $t_4(n)$ 의 지연된 점선 신호는 각각 $t_1(n)$, $-t_2(n)$, $t_3(n)$ 및 $-t_4(n)$ 의 패턴을 가지고 있음을 알 수 있다. 따라서 수신신호에서 훈련신호의 CP와 CC를 제거하고 (9) 식의 Walsh decoding sum을 수행하면 자신의 훈련신호에 대응되는 코드가 아닌 다른 코드에 대해서는 모두 0이 되는 직교특성이 있다.

3.3. 시간 영역에서 채널응답 추정기법

시간영역에서 수신신호의 CP와 CC 부분을 떼어내었을 때 j-번째 안테나에서 n-번째 샘플을 $r_j(n)$ 라고 하자. 수신신호 $r_j(n)$ 는 (18) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_j(n) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{L-1} t_i(n-m) * h_{ij}(m) \quad (18)$$

여기서 *기호는 convolution 연산을 나타낸다. $h_{ij}(m)$ 은 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이의 m-번째 채널 임펄스 응답을 나타낸다. N_t 와 L은 각각 송신 안테나 개수와 채널응답 길이를 나타낸다. 본 논문에서는 $N_t = 4$ 라고 하고 MIMO-OFDM의 채널 추정과정을 설명하기 위하여 편의상 잡음은 없다고 가정하자. (18) 식은 수신신호에 포함되어 있는 CP와 CC를 고려하면 convolution matrix를 사용하여 (19) 식과 같이 행렬 형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbb{R}_j = \sum_{i=1}^4 \mathbb{T}_i \mathbb{H}_{ij} \quad (19)$$

여기서 $\mathbb{R}_j = (r_j(0), r_j(1), \dots, r_j(N-1))^T$ 이며

$\mathbb{H}_{ij} = (h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(L-1))^T$ 를 타나내며

$$\mathbb{T}_i = \begin{pmatrix} t_i(0) & t_i(N/2-1) & t_i(N/2-2) & \dots & t_i(N/2-L+1) \\ t_i(1) & t_i(0) & t_i(N/2-1) & \dots & t_i(N/2-L+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N/2-1) & t_i(N/2-2) & t_i(N/2-3) & \dots & t_i(N/2-L) \\ t_i(N/2) & t_i(N-1) & t_i(N-2) & \dots & t_i(N-L+1) \\ t_i(N/2+1) & t_i(N/2) & t_i(N-1) & \dots & t_i(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N-1) & t_i(N-2) & t_i(N-3) & \dots & t_i(N-L) \end{pmatrix}$$

이다. $(N \times L)$ 행렬 $\mathbb{T}_i$ 에서 $N/2$ 행을 기점으로 상위행렬과 하위행렬이 구분되어 순환이 일어나는 것에 주목해야 한다. 이는 훈련신호에서 CP는 중간부분을 복사한 신호이며 CC는 끝부분을 복사하여 중간에 삽입하였기 때문이다. i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이의 임펄스 응답 $\mathbb{H}_{ij} = (h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(L-1))^T$ 를 추정하기 위해서는 수신신호 벡터 $\mathbb{R}_j$ 에 대하여 (20) 식과 같이 Walsh code $W_i(m)$ 으로 Walsh decoding sum을 수행한다.

$$\begin{pmatrix} p_{ij}(0) \\ p_{ij}(1) \\ \vdots \\ p_{ij}(N/4-1) \end{pmatrix} = W_i(1) \begin{pmatrix} r_j(0) \\ r_j(1) \\ \vdots \\ r_j(N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(2) \begin{pmatrix} r_j(N/4) \\ r_j(N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N/2-1) \end{pmatrix} \\ + W_i(3) \begin{pmatrix} r_j(N/2) \\ r_j(N/2+1) \\ \vdots \\ r_j(3N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(4) \begin{pmatrix} r_j(3N/4) \\ r_j(3N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N-1) \end{pmatrix} \quad (20)$$

(20) 식의 Walsh decoding sum을 수행하면 (19) 식의 행렬에서 각 열에 대하여 (9) 식의 Walsh decoding sum이 수행된다. 따라서 (19) 식에서 Walsh code $W_i(m)$ 에 대응되는 $t_i(n)$ 훈련신호로 구성된 행렬항만 남고 나머지 행렬항은 직교 특성에 의하여 모두 0이 되어 사라진다. 따라서 (20) 식은 (21) 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbb{P}_{ij} = 4\mathbb{X}_i \mathbb{H}_{ij} \quad (21)$$

여기서 $\mathbb{P}_{ij} = (p_{ij}(0), p_{ij}(1), \dots, p_{ij}(N/4-1))^T$ 이고

$$\mathbb{X}_i = \begin{pmatrix} t_i(0) & t_i(N/2-1) & t_i(N/2-2) & \dots & t_i(N/2-L+1) \\ t_i(1) & t_i(0) & t_i(N/2-1) & \dots & t_i(N/2-L+2) \\ t_i(2) & t_i(1) & t_i(0) & \dots & t_i(N/2-L+3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N/4-1) & t_i(N/4-2) & t_i(N/4-3) & \dots & t_i(N/4-L) \end{pmatrix}$$

이다. (21) 식에서 $\mathbb{H}_{ij}$ 를 추정하기 위해서는 (22) 식과 같이 pseudo inverse matrix를 곱해주면 된다.

$$\mathbb{H}_{ij} = \frac{1}{4} \mathbb{X}_i^\dagger \mathbb{P}_{ij} \quad (22)$$

여기서 $\dagger$ 연산은 pseudo inverse matrix를 나타낸다. 각 송수신 안테나 사이의 주파수 응답은 $\mathbb{H}_{ij}$ 를 FFT하여 구할 수 있다.

IV. 모의실험

본 논문에서는 제안된 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 조건은 표 1과 같다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Table. 1 Simulation parameters

경로 수	6-ray 레일리 다중경로 채널
부반송파에서 변조 방법	QPSK
도플러 주파수	40Hz, 200Hz
송신 및 수신안테나 수	4×1
FFT/IFFT	N=128
OFDM 심벌 속도	20 ksps
OFDM 심벌 주기	50 μ sec
사용 부반송파 개수	116
채널응답 길이	27 samples
반송파 주파수	2.4 GHz
CP 및 CC 길이	N/4 samples

표 1에서 6개의 다중경로는 각각 독립적인 레일리(Rayleigh) 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 모든 수신 안테나에서 채널 추정 알고리즘은 동일하므로 송신 안테나 수는 4 개이고 수신 안테나는 1개로 가정하였다. 각 송수신 안테나가 경로의 평균 전력과 상대적인 지연은 표 2와 같다. 표 2는 모의 실험에서 사용한 4개의 송신 안테나와 1-번째 수신 안테나에 대한 각 경로의 평균 수신전력과 상대적인 도착지연을 나타내고 있다.

표 2. 각 경로의 상대적인 도착지연과 평균 수신전력

Table. 2 Mean Power and Relative delay for each path

	Mean power of 6-ray (dB)	Arrival time of 6-ray (samples)
Tx Ant.#1	[0,2,7,10,12,18]	[0,4,7,11,19,25]
Tx Ant.#2	[0,3,6,11,12,17]	[0,3,5,14,21,26]
Tx Ant.#3	[0,4,7,9,11,15]	[0,5,12,15,21,24]
Tx Ant.#4	[0,2,5,10,13,16]	[0,2,7,10,19,25]

총 128개의 부반송파가 사용되었으며 D.C. 성분과 양쪽의 보호대역에서 각 5개와 6개의 반송파가 null 부반송파로 사용되며 나머지 116개 부반송파가 데이터

전송을 위하여 사용되었다. 채널 추정기의 성능을 나타내기 위하여 채널 추정 오차에 대한 평균제곱오차(Mean Square Error:MSE)가 사용되었다. 시뮬레이션에서 10,000개의 OFDM 블록에 대하여 MSE를 구하였다. 시뮬레이터에 사용된 레일리 채널 시뮬레이터는 참고문헌[10]의 프로그램을 이용하였다.

시뮬레이션 결과는 그림 4, 5, 6 및 7에 나타내었다. 그림 4는 송신 안테나 개수가 3개인 경우, 도플러 주파수 $f_d = 40\text{Hz}$ 조건에서 채널추정 평균제곱오차 결과를 보여준다. 그림 4에서 interpolation 방법[11]은 송신 안테나 별로 주파수 영역에서 부반송파를 균등하게 할당하고 수신 안테나에서 주파수 영역의 채널 추정 후 비어있는 곳의 채널 추정을 spline 방식으로 보간한 채널추정 방식을 나타낸다. 그림 4에 보였듯이 Jeon 방법[8]은 3개의 송신 안테나 MIMO-OFDM 시스템에서 잘 동작하고 있으며 제안된 방식보다 약간 좋은 성능을 보인다. Jeon의 방법과 제안된 방법이 성능이 약간 차이가 나는 것은 null 부반송파 존재로 인하여 Jeon의 훈련신호 $t_3(n)$, $t_4(n)$ 이 제안된 방법의 훈련신호 $t_3(n)$, $t_4(n)$ 와 같지 않기 때문이다. 보간 방법은 채널 추정이 간단하지만 오차가 제일 큰 것을 알 수 있다.

그림 5는 송신 안테나 개수가 3 개인 경우, 도플러 주파수 $f_d = 200\text{Hz}$ 조건에서 결과를 보여주며 그림 4와 비슷한 결과를 얻을 수 있다.

그림 4. Jeon의 송신 안테나 개수 = 3 및 $f_d = 40\text{Hz}$ 에서 채널추정

Fig. 4 Channel estimation in the condition of the Tx antenna number =3 and $f_d = 40\text{Hz}$

그림 5. Jeon의 송신 안테나 개수 = 3 및 $f_d = 200\text{Hz}$ 에서 채널추정

Fig. 5 Channel estimation in the condition of the Tx antenna number =3 and $f_d = 200\text{Hz}$

그림 6은 송신 안테나 개수 = 4, 도플러 주파수 $f_d = 40\text{Hz}$ 조건에서 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 그림 6을 통해서 송신 안테나가 4 개로 증가하면 Jeon의 방법은 성능이 제일 열악함을 알 수 있으며 제안된 방법은 안테나가 3개에서 4개로 증가하여도 좋은 성능을 계속 보여주고 있음을 알 수 있다.

그림 6. Jeon의 송신 안테나 개수 = 4 및 $f_d = 40\text{Hz}$ 에서 채널추정

Fig. 6 Channel estimation in the condition of the Tx antenna number =4 and $f_d = 40\text{Hz}$

그림 7. Jeon의 송신 안테나 개수 = 4 및 $f_d = 200\text{Hz}$ 에서 채널추정

Fig. 7 Channel estimation in the condition of the Tx antenna number =4 and $f_d = 200\text{Hz}$

송신 안테나 개수가 4 개에서 Jeon 방법의 성능이 매우 저하되는 것은 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 지연된 신호들이 서로 간섭을 일으키기 때문이다.

하지만 제안된 방식은 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 지연된 신호들이 서로 간섭을 일으키지 않기 때문에 그림 6에 보였듯이 성능이 저하되지 않는다. 그림 7은 송신 안테나가 4개이며 도플러 주파수 $f_d = 200\text{Hz}$ 조건에서 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 도플러 주파수가 200 Hz로 증가하면 채널이 1 OFDM 심벌 동안에도 조금씩 변하므로 채널 추정 오차가 근소하게 증가하는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 Jeon의 방법[8]이 2개의 송신 안테나 MIMO-OFDM 시스템에서 송신 안테나가 4개인 MIMO-OFDM 시스템으로 확장될 때의 문제점을 보였고 직교가 가능한 훈련신호 설계 방법을 제안하였다. 모의실험 결과 예측한 대로 Jeon의 방법은 송신 안테나가 4개인 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 추정 성능에 심각한 열화를 보였다. 제안된 방법은 송신 안테나가 4개인 MIMO-OFDM 시스템에서도 잘 동작하며 채널추정이 가장 우수함을 보였다.

REFERENCES

- [1] Y. Sun, "Bandwidth efficient wireless OFDM," *IEEE Journal Selected Areas on Communication*, Vol. 19, No. 11, pp 2267-2278, Nov. 2001.
- [2] 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.
- [3] John Terry and Juha Heiskala, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 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 Area Comm.*, Vol. 17, pp. 461-471, March 1999.
- [5] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna," *IEEE Trans. On Comm.*, Vol. 1, pp. 67-75, January 2002.
- [6] Yi Gong, Letaief, K.B., "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Comm.*, Vol. 2, pp. 876-882 Sept. 2003.
- [7] Jianxin Guo, Daming Wang, Chongsen Ran, "Simple channel estimator for STBC-based OFDM systems," *Electronics Letters*, Vol. 39, pp. 445-447 March 2003.
- [8] Hyoun-Goo Jeon, Hyoun-Kyu Song, and Erchin Serpedin, "Walsh coded Training signal Aided Time domain Channel Estimation for MIMO-OFDM systems," *IEEE Transaction on communications*, Vol. 56, No. 9, pp. 1430-1433, Sept. 2008.
- [9] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," *Global Telecommunications conference*, Vol. 1, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [10] H. Hara and R. Prasad, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Artech House, 2002.
- [11] Y. Teng, K. Mori, and H. Kobayashi, "Performance of DCT Interpolation based Channel Estimation for MIMO-OFDM systems," in *Proc. ISCIT2004*, Vol. 2, pp. 622-627, Oct. 2004.

전형구(Hyoun-Goo Jeon)

1987.2 인하대학교 전자공학과 학사
 1992.2 연세대학교 전자공학과 석사
 2000.8 연세대학교 전기및컴퓨터공학과 박사
 1987.2~2001.2 한국전자통신연구원 선임연구원 IMT-2000 기지국모뎀 개발
 2001.3 ~ 현재 동의대학교 교수
 2006. 1~2007.1 미국 Texas A&M University 포스트 닥터
 ※관심분야 : 이동통신, MIMO-OFDM, 채널추정, MIMO 검파기술