

MIMO-OFDM 시스템에서 효율적인 채널 추정 방식

전형구^{1*} · 김준식²

An Efficient Channel Estimation Method in MIMO-OFDM Systems

Hyoung-Goo Jeon^{1*} · Jun-Sig Kim²

^{1*}Department of Information and Communication Engineering, Dongeui University, Pusan 617-714, Korea

²June Engineering and Construction, Seoul, Korea

요 약

본 논문에서는 4×4 multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) 시스템에서 사용 가능한 Walsh 부호화된 시간영역 훈련신호를 설계하고 채널 추정 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 다중 경로 지연신호에 의하여 발생하는 훈련 신호간 상호간섭을 고려하면서 채널 응답 추정 공식을 closed-form 으로 유도하였다. 컴퓨터 모의 실험결과 제안된 방법은 기존의 방법[9,14]에 비하여 성능이 우수하고 직교 훈련신호 설계시 대역폭을 증가시키지 않으며 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 널(null) 부반송파 존재하여도 채널 추정이 수행될 수 있음을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, the Walsh coded orthogonal training signals for 4×4 multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) systems are designed and the channel estimation equations are derived as a closed form, taking account of the inter training signal interference problems caused by the multi-path delayed signals. The performances of the proposed channel estimation method are analyzed and compared with the conventional methods[9,14] by using computer simulation. The simulation results show that the proposed methods has better performances, compared with the conventional methods[9,14]. As a result, the proposed method can be used for MIMO-OFDM systems with null sub-carriers.

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

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

Received 20 July 2015, Revised 14 August 2015, Accepted 28 August 2015

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

Department of Information and Communication Engineering, Dong-eui University, Pusan 617-714, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2015.19.10.2275>

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

MIMO-OFDM 통신 방식[1, 2]에서는 다중 안테나에서 송신된 신호가 모두 혼합되어 수신된다. 따라서 MIMO-OFDM 수신신호를 검파하기 위해서는 혼합된 수신 신호를 안테나 별로 분리해야 하며 이때 송수신 안테나간 채널 응답이 사용된다. 만약 수신기에서 채널 응답계수를 정확하게 추정하지 못하면 모든 송신 안테나로부터 혼합되어 수신된 신호에서 각 송신 안테나 별로 수신 신호를 정확하게 분리하지 못하고 타 송신 안테나 신호들이 잡음으로 존재하게 되어 데이터 검파시 오류가 발생하여 성능 저하가 불가피하게 된다[3]. 따라서 MIMO-OFDM 수신기의 성능향상을 위해서는 채널 주파수 응답을 정확하게 추정할 수 있는 기술이 요구된다. 이러한 요구를 충족하기 위하여 MIMO-OFDM 수신기를 위한 다양한 채널 주파수 응답 추정 방식이 연구되었다[3-12].

MIMO-OFDM 시스템의 채널 추정시 복잡한 계산량을 줄이기 위하여 Jeon[9]은 송신 안테나 개수가 2개인 2×2 MIMO-OFDM 시스템에서 사용 가능한 효율적인 시간영역 채널 추정 방법을 제안하였다. 이 채널 추정 방식은 송 안테나 별 시간영역 훈련신호가 서로 직교하도록 만들었다. 이러한 훈련 신호간 직교성을 이용하여 역행렬 크기를 줄일 수 있으며 간략화된 Li[4] 방법과는 달리 널(null) 부반송파가 있어도 영향을 받지 않는다. 논문[11]은 Jeon[9]의 방법을 변형하여 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 적용 가능한 직교 훈련신호 생성 방법을 제시하였다. 그러나 논문[11]에서 제시한 해결책은 직교 훈련신호 생성시 훈련신호의 반을 강제로 음으로 반전시키므로 주파수 대역폭이 증가하는 문제점이 있다. 주파수 대역폭의 증가는 실제 MIMO-OFDM 시스템에서 사용될 수 없음을 의미한다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 주파수 대역폭 증가 없이 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 사용할 수 있는 훈련신호를 설계하였다. 제안된 채널 추정 방법은 Jeon 방법[9]을 4×4 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하였을 때 다중경로 지연으로 발생하는 훈련 신호간 간섭의 문제점을 파악하여 개선한 것으로 4개의 훈련신호가 직교하는 것과 서로 간섭하는 것을 고려하여 채널을 추정할 수 있는 수식을 closed form으로 유도하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 2 절에서는 기존의 Jeon[9]이 제안한 월쉬 코드 직교화된 시간영역 채널 추적 방식을 4×4 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하고 그 문제점을 살펴보고 3 절에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 채널 추정 방식을 closed form으로 유도하였다. 4 절에서 컴퓨터 모의실험 및 성능 분석에 대해서 기술하였으며 5 절에서 결론을 맺었다.

II. 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 Walsh coded 직교 훈련신호 설계

논문[9]에서 MIMO-OFDM 시스템 송신 안테나 수가 2개인 경우에 사용 가능한 시간영역 채널추정 방법이 제안되었다. 이 채널 추정방법은 시간영역 훈련 신호를 설계할 때 두신호가 직교하도록 하여 채널추정 계산이 간단해지도록 한 것이며 보호대역에 필요한 널(null) 부반송파가 있는 MIMO-OFDM 시스템에도 적용할 수 있다. 참고논문[9]의 방법이 송신 안테나 수가 4개인 MIMO-OFDM 시스템에 그대로 적용될 수 있다면 훈련신호의 직교성을 이용하여 간단한 행렬 계산으로 채널추정을 수행할 수 있게 된다. 본 논문에서 논의하고자 하는 송신 안테나 개수는 4개이므로 4개의 훈련신호가 필요하다. 본 절에서는 논문[9]에서 제안한 2개의 직교 훈련신호 설계 방법을 확장하여 4개의 직교 훈련신호를 생성하여 보도록 하겠다. 훈련 신호는 주파수 영역에서 4개의 기본 신호를 이용하여 설계할 수 있다. 주파수 영역에서 4개의 기본 신호는 (1) 식을 이용하여 발생시킨다.

$$\begin{aligned} X_1(k) &= X(k), & X_2(k) &= X(k)e^{-j2\pi(N/4)/N}, \\ X_3(k) &= X(k)e^{-j2\pi(N/2)/N}, & X_4(k) &= X(k)e^{-j2\pi(3N/4)/N}. \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $X_i(k)$ 는 주파수 영역에서 i -번째 기본 신호의 랜덤한 k -번째 부반송파 신호를 나타낸다. N 은 총 부반송파 개수를 나타내며 MIMO-OFDM 시스템의 FFT 크기와 일치한다. i -번째 송신 안테나를 위한 주파수 영역에서 훈련신호 $T_i(k)$ 는 (2) 식을 이용하여 Walsh 인코딩을 수행하여 발생시킨다.

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

여기서 $W_i(m)$ 는 (3) 식의 (4×4) Walsh 코드 행렬에서 i -번째 행의 m -번째 열의 Walsh 코드 값을 나타낸다.

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

(2) 식을 통하여 얻어지는 주파수 영역에서 훈련 신호를 역푸리에 변환(IFFT) 연산을 수행하면 (4) 식과 같이 i -번째 시간영역 훈련 신호 $t_i(n)$ 를 얻을 수 있다.

$$t_i(n) = IFFT[T_i(k)], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

시간영역 훈련 신호 $t_i(n)$ 는 Walsh 코드 행렬에서 어떤 행의 코드를 사용했는지에 따라서 그림 1에서 실선의 패턴과 같이 1/4 주기(T)를 기준으로 반복적인 형태를 가지게 되며 훈련 신호간 직교성을 갖추게 된다.

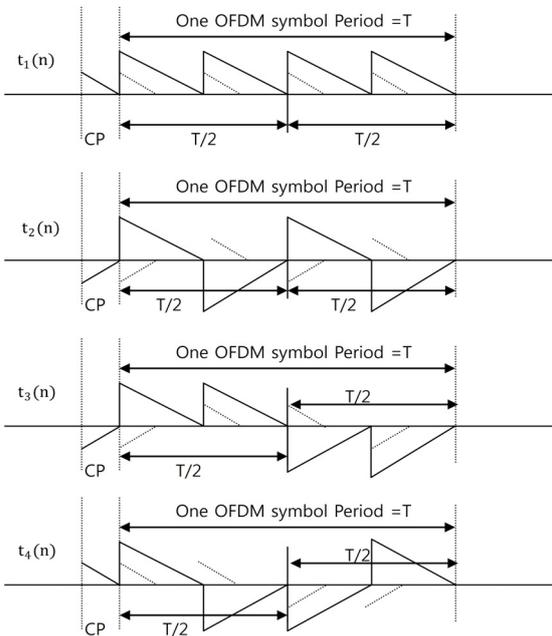


그림 1. 송신 안테나 개수가 4인 MIMO-OFDM 시스템에서 훈련신호 예
 Fig. 1 An example of training signals in IMO-OFDM systems with 4 Tx antennas

그림 1은 이해를 돕기 위하여 편의상 삼각파 모양을 가지고 있다고 가정하였으며 $X(k)$ 값에 따라서 랜덤한 패턴을 가질 수 있다. 훈련 신호간 직교성은 훈련신호 $t_i(n)$ 를 1/4 주기(T) 간격으로 신호당 4번 샘플링하고 (5) 식과 같이 Walsh 디코딩 섬(decoding sum)을 수행하면 얻을 수 있게 된다.

$$\sum_{m=0}^3 W_j(m+1)t_i(n+m(N/4)) = \begin{cases} 4t_i(n), & \text{if } (i=j) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad 0 \leq n \leq N/4-1, \quad 1 \leq j \leq 4 \quad (5)$$

그림 1에서 실선의 훈련 신호 $t_i(n)$ 는 모두 (5) 식을 만족한다는 것을 쉽게 확인할 수 있다. 모든 훈련 신호가 혼합되어 있을 때 (5) 식을 이용하면 아주 쉬운 방법으로 원하는 특정 훈련 신호 하나만을 뽑아낼 수 있으므로 특정 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 추정 가능성이 가능하다. 한편 시간영역에서 발생된 훈련 신호는 송신 안테나를 떠나서 수신 안테나에 도달할 때 여러 다중 경로 지연을 겪는다. 따라서 훈련 신호의 직교성은 지연되지 않은 신호뿐만 아니라 지연된 훈련신호에 대해서도 직교성이 성립하는지 검토해봐야 한다.

지연 신호에 대한 직교성의 성립여부를 검토하기 위하여 그림 1에 점선을 도입하여 지연된 신호를 나타내었다[11]. 그림 1을 이용하여 점선으로 표시된 지연신호가 (5) 식의 Walsh 디코딩 섬을 만족하는지 알아보자. 훈련신호 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 의 지연 신호 패턴은 각각 $t_1(n)$ 과 $-t_2(n)$ 의 패턴을 가지고 있다.

따라서 (5) 식의 Walsh 디코딩 섬을 만족한다. 그림 1에서 훈련신호 $t_3(n)$ 의 점선 신호는 $-t_4(n)$ 신호의 패턴을 지녔으며 $t_4(n)$ 의 점선 신호는 $t_3(n)$ 의 패턴을 지니게 된다. 따라서 훈련신호 $t_3(n)$ 의 지연된 점선 신호는 Walsh 코드 $W_4(n)$ 를 사용하는 Walsh 디코딩 섬 계산 값이 0이 되지 않는다. 같은 이유로 훈련신호 $t_4(n)$ 의 지연된 점선 신호는 Walsh 코드 $W_3(n)$ 를 사용하는 Walsh 디코딩 섬 계산 값이 0이 되지 않게 된다. 즉, 훈련신호 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 는 지연된 신호로 인하여 Walsh 디코딩 섬을 계산할 때 서로 간섭을 일으킨다. 3개의 훈련신호 조합 $t_1(n), t_2(n), t_3(n)$ 또는 $t_1(n), t_2(n), t_4(n)$ 는 Walsh 디코딩 섬 계산시 지연 신호가 존재해도 서로 간섭을 일으키지 않는다.

따라서 2×2 또는 3×3 MIMO- OFDM 시스템에서 4개의 훈련신호 중 직교하는 훈련신호를 2개 혹은 3개를 선택적으로 사용하면 Walsh 디코딩 섬 계산에 의하여 혼합된 수신신호에서 특정훈련 신호만 추출할 수 있으므로 채널 추정이 가능하다. 그러나 $t_1(n)$, $t_2(n)$, $t_3(n)$ 및 $t_4(n)$ 의 훈련신호 4개를 사용해야 하는 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서는 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 지연 신호에 대한 월쉬 디코딩 섬 계산 값이 0이 되지 않고 서로 간에 간섭을 일으킨다. 따라서 단순히 Walsh 디코딩 섬을 이용한 채널 추정은 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 의 상호 간섭으로 인하여 채널에 큰 오차를 일으킬 것이다. 이러한 훈련 신호간 간섭을 피하기 위하여 논문[11]은 새로운 직교 훈련신호 설계 방법을 제안하였다. 그 방법은 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 훈련 신호의 반을 잘라서 부호를 반전시킴으로써 $t_3(n)$ 와 $t_4(n)$ 를 만들어 훈련 신호간 상호 간섭의 문제점을 해결하고자 하였다. 그러나 신호의 반주기 이후의 부호 반전으로 인하여 대역폭이 증가하는 문제점이 있기 때문에 실제 시스템에서 사용하기 어렵다.

III. Walsh coded 직교훈련 신호를 이용한 효율적인 채널추정 방식

본 절에서는 4×4 MIMO-OFDM 환경에서 (4) 식을 통하여 설계한 훈련 신호를 이용하여 지연 훈련 신호에 의한 간섭을 고려하면서 채널을 효율적으로 추정할 수 있는 방법을 제안하고자 한다. 먼저 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 훈련신호를 이용한 채널 추정방법은 다음과 같은 과정을 거쳐 유도할 수 있다. j -번째 수신 안테나에서 수신된 훈련신호에서 CP(Cyclic Prefix)를 제거한 후 n -번째 샘플을 $r_j(n)$ 라고 하면 $r_j(n)$ 은 채널 임펄스 응답과 훈련 신호의 컨벌루션(convolution)을 이용하여 (6) 식과 같이 표현할 수 있다.

$$r_j(n) = \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{m=0}^{L-1} t_i(n-m) * h_{ij}(m) \quad (6)$$

여기서 * 기호는 컨벌루션을 표시한다. $h_{ij}(m)$ 은 i -번째 송신 안테나와 j -번째 수신 안테나 간의 채널 임펄스 응답의 m -번째 샘플을 나타낸다. N_i 은 송신 안테

나 개수이며 L 은 채널응답의 길이를 의미한다. 여기서는 송신 안테나 개수 $N_i=4$ 이고 편의상 노이즈는 없다고 가정하였다. (6) 식은 컨벌루션 행렬을 이용하여 행렬 형태로 나타내면 (7) 식과 같다.

$$\mathbf{r}_j = (\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \mathbf{T}_3, \mathbf{T}_4) \mathbf{h}_j \quad (7)$$

여기서

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

이고 i -번째 송신 안테나에서 사용하는 훈련신호로 이루어진 $N \times L$ 컨벌루션 행렬을 의미하며 $\mathbf{h}_j = (h_{1j}, h_{2j}, h_{3j}, h_{4j})^T$ 이다.

여기서 $\mathbf{h}_{ij} = (h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(L-1))^T$ 이고 $\mathbf{r}_j = (r_j(0), r_j(1), \dots, r_j(N-1))^T$ 이다.

(7) 식에서 채널 임펄스 응답 \mathbf{h}_j 를 추정하려면 $(\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \mathbf{T}_3, \mathbf{T}_4)$ 의 역행렬을 곱해주면 되지만 크기가 $N \times 4L$ 인 역행렬을 계산하려면 계산량이 매우 많으므로 효율적이지 않다. 본 논문에서는 직교 훈련신호의 성질을 이용하여 역행렬의 크기를 줄일 수 있는 채널 추정식을 유도하였다. 채널의 임펄스 응답 \mathbf{h}_j 을 추정하기 위하여 먼저 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 를 4등분하여 4개의 벡터를 만들고 각 벡터에 대하여 임의의 Walsh 코드 $W_i(m)$ 를 사용하여 (8) 식과 같이 월쉬 디코딩 섬을 계산하여 보자.

$$\mathbf{p}_{ij} = \begin{pmatrix} p_{ij}(0) \\ p_{ij}(1) \\ \vdots \\ p_{ij}(N/4-1) \end{pmatrix} = W_i(1) \begin{pmatrix} r_j(0) \\ r_j(1) \\ \vdots \\ r_j(N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(2) \begin{pmatrix} r_j(N/4) \\ r_j(N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N/2-1) \end{pmatrix} + W_i(3) \begin{pmatrix} r_j(N/2) \\ r_j(N/2+1) \\ \vdots \\ r_j(3N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(4) \begin{pmatrix} r_j(3N/4) \\ r_j(3N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N-1) \end{pmatrix}, \quad (i=1,2,3,4). \quad (8)$$

(8) 식에서 \mathbf{p}_{ij} 는 (9) 식과 같이 표현 가능하다.

$$\mathbf{p}_{ij} = (\mathbf{T}_1^i, \mathbf{T}_2^i, \mathbf{T}_3^i, \mathbf{T}_4^i) \mathbf{h}_j \quad (9)$$

여기서 \mathbf{T}_i^i 는 (10) 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}_i^l = & W_i(0) \begin{pmatrix} t_i(0), & t_i(N-1), \dots, t_i(N-L+1) \\ t_i(1), & t_i(0), \dots, t_i(N-L+2) \\ t_i(2), & t_i(1), \dots, \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N/4-1), & t_i(N/4-2), \dots, t_i(N/4-L) \end{pmatrix} \\
 + & W_i(1) \begin{pmatrix} t_i(N/4), & t_i(N/4-1), \dots, t_i(N/4-L+1) \\ t_i(N/4+1), & t_i(N/4), \dots, t_i(N/4-L+2) \\ t_i(N/4+2), & t_i(N/4+1), \dots, \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N/2-1), & t_i(N/2-2), \dots, t_i(N/2-L) \end{pmatrix} \\
 + & W_i(2) \begin{pmatrix} t_i(N/2), & t_i(N/2-1), \dots, t_i(N/2-L+1) \\ t_i(N/2+1), & t_i(N/2), \dots, t_i(N/2-L+2) \\ t_i(N/2+2), & t_i(N/2+1), \dots, \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(3N/4-1), & t_i(3N/4-2), \dots, t_i(3N/4-L) \end{pmatrix} \\
 + & W_i(3) \begin{pmatrix} t_i(3N/4), & t_i(3N/4-1), \dots, t_i(3N/4-L+1) \\ t_i(3N/4+1), & t_i(3N/4), \dots, t_i(3N/4-L+2) \\ t_i(3N/4+2), & t_i(3N/4+1), \dots, \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_i(N-1), & t_i(N-2), \dots, t_i(N-L) \end{pmatrix} \\
 & i, l = 1, 2, 3, 4 \quad (10)
 \end{aligned}$$

(10) 식의 오른쪽 행렬 항이 모두 더해지면 행렬의 각 요소들은 (5) 식의 Walsh 디코딩 섬과 동일하다. 따라서 직교 성질을 이용하면 ($l=1,2$) 인 경우 $l \neq i$ 이면 $\mathbf{T}_i^l = \mathbf{0}$ 이 된다. 즉, $\mathbf{T}_1^2 = \mathbf{T}_1^3 = \mathbf{T}_1^4 = \mathbf{0}$ 이고 $\mathbf{T}_2^1 = \mathbf{T}_2^3 = \mathbf{T}_2^4 = \mathbf{0}$ 이다. 만일 ($l=3,4$) 인 경우 ($i=1,2$) 이면 $\mathbf{T}_i^l = \mathbf{0}$ 이 된다. 즉, $\mathbf{T}_3^1 = \mathbf{T}_3^2 = \mathbf{0}$ 이고 $\mathbf{T}_4^1 = \mathbf{T}_4^2 = \mathbf{0}$ 이 된다. 우리는 이러한 직교 혼련신호의 컨벌루션 행렬의 성질을 이용하여 채널 추정을 간략히 수행할 수 있다.

시간영역에서 채널의 임펄스 응답 벡터 \mathbf{h}_{1j} 와 \mathbf{h}_{2j} 를 추정하기 위해서는 먼저 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 를 4등분하여 4개의 벡터를 만들고 각 벡터에 대하여 월쉬코드 $W_1(m)$ 와 $W_2(m)$ 를 사용하여 (11) 식과 같이 월쉬 디코딩 섬을 계산한다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{p}_{ij} = & \begin{pmatrix} p_{ij}(0) \\ p_{ij}(1) \\ \vdots \\ p_{ij}(N/4-1) \end{pmatrix} = W_i(1) \begin{pmatrix} r_j(0) \\ r_j(1) \\ \vdots \\ r_j(N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(2) \begin{pmatrix} r_j(N/4) \\ r_j(N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N/2-1) \end{pmatrix} \\
 + & W_i(3) \begin{pmatrix} r_j(N/2) \\ r_j(N/2+1) \\ \vdots \\ r_j(3N/4-1) \end{pmatrix} + W_i(4) \begin{pmatrix} r_j(3N/4) \\ r_j(3N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N-1) \end{pmatrix} \\
 = & (\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \mathbf{T}_3, \mathbf{T}_4) \mathbf{h}_j, \quad i = 1, 2 \quad (11)
 \end{aligned}$$

(11) 식에서 월쉬 코드 $W_1(m)$ 에 대한 Walsh 디코딩 섬 계산시 $\mathbf{T}_2^1 = \mathbf{T}_3^1 = \mathbf{T}_4^1 = \mathbf{0}$ 이므로 소거되고 Walsh 코드 $W_2(m)$ 에 대한 Walsh 디코딩 섬 계산시 $\mathbf{T}_1^2 = \mathbf{T}_3^2 =$

$\mathbf{T}_4^2 = \mathbf{0}$ 이 되므로 소거되어 (12) 식과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

$$\mathbf{p}_{ij} = \mathbf{T}_i^i \mathbf{h}_{ij}, \quad i = 1, 2, \quad (12)$$

시간영역에서 채널 임펄스 응답은 (13) 식과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{h}_{ij} = (\mathbf{T}_i^i)^{-1} \mathbf{p}_{ij}, \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

여기서 $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산을 나타낸다. 혼련신호 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 는 자신의 신호 외의 다른 모든 혼련 신호에 대하여 T/4 간격으로 수행한 Walsh 디코딩 섬 계산 값이 직교하므로 (13) 식을 이용하여 채널 임펄스 응답을 추정할 수 있다. 제안된 채널 추정 방식 (13) 식에서 역행렬 계산이 필요한 행렬의 크기는 $(N/4) \times L$ 로 대폭 감소했음을 알 수 있다. 즉, 제안된 방법을 사용하면 역행렬 크기가 단순 방법에 비하여 1/16배가 줄어들게 되어 매우 효율적이다.

이제 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 혼련신호의 경우에 채널 임펄스 응답을 구해보자. 혼련 신호 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 는 T/4 주기 샘플 간격으로 수행한 Walsh 디코딩 섬 계산 값이 지연 신호로 인하여 서로 간섭을 일으키기 때문에 (13) 식과 같이 단순한 Walsh 디코딩 섬을 이용하여 채널 추정을 수행할 수 없다. 따라서 해결책으로 채널 응답을 추정할 수 있는 별도의 계산식 유도가 필요하다. 본 논문에서는 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 이 지연 신호로 인하여 서로 직교하지 않지만 $t_1(n)$ 과 $t_2(n)$ 신호와 각각 직교하는 것을 고려하여 새로운 채널 응답 추정 공식을 유도하였다.

그러면 지금부터 혼련 신호 채널 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 를 사용한 채널 추정 공식을 유도하여보자. $t_3(n)$ 를 이용한 채널 임펄스 응답 \mathbf{h}_{3j} 를 알아내기 위해서는 (7) 식의 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 를 Walsh 코드 $W_3(n)$ 을 이용하여 T/4 간격으로 Walsh 디코딩 섬을 수행하여야 하며 같은 방법으로 $t_4(n)$ 를 이용한 채널 임펄스 응답 \mathbf{h}_{4j} 을 알아내기 위해서는 (7) 식의 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 를 Walsh 코드 $W_4(n)$ 을 이용하여 T/4 간격으로 Walsh 디코딩 섬을 수행하여야 한다.

먼저 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 에 대하여 $W_3(n)$ 를 이용하여 T/4 간격으로 Walsh 디코딩 섬을 수행하면 (14) 식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{3j} &= \begin{pmatrix} p_{3j}(0) \\ p_{3j}(1) \\ \vdots \\ p_{3j}(N/4-1) \end{pmatrix} = W_3(1) \begin{pmatrix} r_j(0) \\ r_j(1) \\ \vdots \\ r_j(N/4-1) \end{pmatrix} + W_3(2) \begin{pmatrix} r_j(N/4) \\ r_j(N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N/2-1) \end{pmatrix} \\ &+ W_3(3) \begin{pmatrix} r_j(N/2) \\ r_j(N/2+1) \\ \vdots \\ r_j(3N/4-1) \end{pmatrix} + W_3(4) \begin{pmatrix} r_j(3N/4) \\ r_j(3N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N-1) \end{pmatrix} \\ &= (\mathbf{T}_1^3, \mathbf{T}_2^3, \mathbf{T}_3^3, \mathbf{T}_4^3) \mathbf{h}_{3j}. \end{aligned} \quad (14)$$

(14) 식에서 $\mathbf{T}_1^3 = \mathbf{0}, \mathbf{T}_2^3 = \mathbf{0}$ 이므로 소거될 수 있다. 그러나 $t_4(n)$ 의 지연신호로 인하여 직교성이 무너지므로 $\mathbf{T}_4^3 \neq \mathbf{0}$ 이고 소거될 수 없다. 따라서 (14) 식을 행렬식으로 표현하면 (15) 식과 같다.

$$\mathbf{p}_{3j} = (\mathbf{T}_3^3, \mathbf{T}_4^3) \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{3j} \\ \mathbf{h}_{4j} \end{pmatrix} \quad (15)$$

(15) 식은 채널 임펄스 응답 \mathbf{h}_{3j} 를 구하기 위하여 수신 신호 벡터를 Walsh 디코딩 섬을 수행한 식이다. $\mathbf{T}_4^3 \neq \mathbf{0}$ 으로 인하여 \mathbf{h}_{4j} 의 미지 벡터가 남아 있기 때문에 (15) 식 하나만으로 채널 임펄스 응답 \mathbf{h}_{3j} 를 구할 수 없다. 따라서 채널 임펄스 응답을 구하기 위해서는 별도의 방정식이 더 추가되어야 한다. 비슷한 방법으로 수신신호 벡터 \mathbf{r}_j 에 대하여 $W_4(n)$ 를 이용하여 Walsh 디코딩 섬을 수행하면 (16) 식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{4j} &= \begin{pmatrix} p_{4j}(0) \\ p_{4j}(1) \\ \vdots \\ p_{4j}(N/4-1) \end{pmatrix} = W_4(1) \begin{pmatrix} r_j(0) \\ r_j(1) \\ \vdots \\ r_j(N/4-1) \end{pmatrix} + W_4(2) \begin{pmatrix} r_j(N/4) \\ r_j(N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N/2-1) \end{pmatrix} \\ &+ W_4(3) \begin{pmatrix} r_j(N/2) \\ r_j(N/2+1) \\ \vdots \\ r_j(3N/4-1) \end{pmatrix} + W_4(4) \begin{pmatrix} r_j(3N/4) \\ r_j(3N/4+1) \\ \vdots \\ r_j(N-1) \end{pmatrix} \\ &= (\mathbf{T}_1^4, \mathbf{T}_2^4, \mathbf{T}_3^4, \mathbf{T}_4^4) \mathbf{h}_{4j}. \end{aligned} \quad (16)$$

(16) 식에서 $\mathbf{T}_1^4 = \mathbf{0}, \mathbf{T}_2^4 = \mathbf{0}$ 이므로 소거될 수 있다. 그러나 $t_3(n)$ 의 지연신호로 인하여 직교성이 무너지므로 $\mathbf{T}_3^4 \neq \mathbf{0}$ 이고 소거될 수 없다. 따라서 (16) 식을 행렬식으로 표현하면 (17) 식과 같다.

$$\mathbf{p}_{4j} = (\mathbf{T}_3^4, \mathbf{T}_4^4) \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{3j} \\ \mathbf{h}_{4j} \end{pmatrix} \quad (17)$$

(15) 식과 (17) 식의 두 행렬식을 하나로 통합하면 (18) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{p}_{3j} \\ \mathbf{p}_{4j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_3^3 & \mathbf{T}_4^3 \\ \mathbf{T}_3^4 & \mathbf{T}_4^4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{3j} \\ \mathbf{h}_{4j} \end{pmatrix} \quad (18)$$

(18) 식에서 채널의 임펄스 응답은 (19) 식과 같이 역행렬을 구하여 곱하면 된다.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{h}_{3j} \\ \mathbf{h}_{4j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_3^3 & \mathbf{T}_4^3 \\ \mathbf{T}_3^4 & \mathbf{T}_4^4 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{p}_{3j} \\ \mathbf{p}_{4j} \end{pmatrix} \quad (19)$$

(19) 식에서 역행렬의 크기는 $(N/2) \times 2L$ 이며 (7) 식의 역행렬 크기 $N \times 4L$ 에 비하여 1/4배 줄었음을 알 수 있다. (19) 식을 통하여 구한 채널의 임펄스 응답에서 최종적으로 모든 부반송파에 대한 채널의 주파수 응답을 구해야 한다. 모든 부반송파에 대한 채널의 주파수 응답은 채널의 임펄스 응답의 뒤에 N-L개의 0을 채우고 FFT를 취하면 얻을 수 있다.

IV. 컴퓨터 모의실험 및 결과분석

본 논문에서는 제안된 채널추정 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 실행하였다. 컴퓨터 모의실험 조건은 표 1과 같다.

표 1. 컴퓨터 모의실험 파라미터

Table. 1 Computer simulation parameters

The number of multi-paths	6-ray Rयेyеigh multi-paths
Modulation method in sub-carriers	QPSK
Doppler Frequency	40Hz, 100Hz, 200Hz
The number of Tx antennae	4 × 1
FFT/IFFT size	N=128
The speed of OFDM symbols	20 kspѕ
The period of an OFDM symbol	50 μsec
The number of sub-carriers used	116
The length of channel response	15 samples, 25 samples
The carrier frequency	2.4 GHz
The length of Cyclic prefix	N/4 samples

표 1에서 다중경로는 6 개이며 각각 독립적으로 레일리(Rayleigh) 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 각 반송파에서 변조 방식은 QPSK를 사용하였다. 채널의 시변

특성을 모의실험에 도입하기 위하여 도플러 주파수는 40Hz, 100Hz 및 200Hz를 사용하였다. OFDM 심벌 속도는 20 kspss이며 심벌의 주기는 50 μ sec이다. 본 논문의 채널 추정 알고리즘은 송신 안테나와 수신 안테나 개수는 모두 4 개고 4 \times 4 MIMO-OFDM 시스템을 위한 것이나 모든 수신 안테나에서 채널 추정 알고리즘은 동일하므로 송신 안테나 수는 4 개고 수신 안테나는 1 개라고 가정하였다. 채널 임펄스 응답의 최대 샘플수는 25 샘플인 경우와 15 샘플인 경우에 대하여 모의실험을 수행하였다. 표 2는 채널 응답 길이(L)가 25 샘플인 경우 각 4 개의 송신 안테나와 임의의 1 개 수신 안테나에 대한 6 개의 각 경로의 평균 수신 전력 dB 값과 상대적인 도착지연 샘플 값들을 보여준다[9,11]. 표 3은 채널 응답 길이(L)가 15 샘플인 경우 평균 수신 전력의 dB 값과 상대적인 도착지연 샘플 값들을 보여준다[9,11].

표 2. 각 경로의 상대적인 도착지연과 평균 수신전력(L=25)
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]	[0,3,5,14,21,25]
Tx Ant.#3	[0,4,7,9,11,15]	[0,5,12,15,21,25]
Tx Ant.#4	[0,2,5,10,13,16]	[0,2,7,10,19,25]

표 3. 각 경로의 상대적인 도착지연과 평균 수신전력(L=15)
Table. 3 Mean Power and Relative delay for each path

	Mean power of 6-ray (dB)	Arrival time of 6-ray (samples)
Tx Ant.#1	[0,2,5,7,10,16]	[0,2,3,5,10,15]
Tx Ant.#2	[0,3,7,11,15,17]	[0,1,3,7,11,15]
Tx Ant.#3	[0,2,6,8,10,15]	[0,2,6,8,12,15]
Tx Ant.#4	[0,1,4,9,12,18]	[0,2,3,5,9,15]

OFDM에서 사용하는 부반송파의 개수는 총 128 개이며 D.C. 성분은 사용하지 않고 양쪽 끝의 대역의 일부는 타 대역 시스템에 대한 간섭신호를 억제하기 위하여 보호대역으로 사용된다. 따라서 D.C. 성분 1개 양쪽 끝에서 각각 5 개와 6 개의 반송파 총 12개의 부반송파가 null 부반송파로 사용되고 나머지 116개 부반송파가 데이터 전송을 위하여 사용되었다. 채널 추정 방식의 성능은 추정 오차가 얼마나 적은지 나타낼 수 있어야 한다.

본 논문에서는 채널 추정 오차에 존재하는 + 오차와 - 오차를 고려하기 위하여 평균제곱오차(Mean Square Error: MSE)를 성능의 척도로 사용하였다. 시뮬레이션에서 100,000개의 MIMO-OFDM 신호에 대하여 채널 추정을 실시하고 MSE를 구하였다. 모의실험에서 사용된 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터는 참고[13]에서 예로 제시한 프로그램을 사용하였다. 객관적이고 공정한 채널 추정 성능비교를 위하여 제안된 방식과 동일한 대역폭을 사용하며 1개의 OFDM 심벌을 사용하는 방식과 성능을 비교해야 한다. 본 논문에서는 논문[9,14]의 방법과 성능을 비교하였으며 최근에 제안된 채널 추정 방식[11,12]는 대역폭이 넓은 훈련신호를 사용하거나 임펄스 응답을 추정하기 위하여 넓은 대역폭을 필요로 하므로 성능 비교에서 제외하였다.

컴퓨터 모의 실험 결과는 그림 2부터 그림 7까지에 나타내었다. 각 그림의 범례에서 Proposed는 본 논문에서 제안된 채널 추정 방식을 나타내며 Jeon method는 논문[9]의 방식을 단순히 4 \times 4 MIMO-OFDM 방식으로 확장한 채널 추정 방식을 나타낸다. 마지막으로 interpolation method[14]은 송신 안테나별로 주파수 영역에서 부반송파를 균등하게 할당하여 분포시키고 주파수 영역에서 채널 추정을 수행한 다음 비어있는 부채널에 대한 채널 응답 값을 주변의 채널 응답 값을 이용하여 이산 코사인 변환(discrete cosine transform: DCT) 방법[14]으로 보간(interpolation)한 방법이다. 그림 2는 채널 응답 길이 = 25, 도플러주파수 = 40Hz에서 채널 추정 MSE의 결과를 보여준다. 그림 2의 실험 결과를 통해서 알 수 있듯이 제안된 채널 추정 방식은 신호 대 잡음비(signal to noise ratio: SNR)가 개선됨에 따라서 채널 추정의 MSE 오차가 줄어들며 잘 동작하고 있음을 알 수 있다. 그러나 기존의 방식인 Jeon method와 interpolation method은 SNR에 무관하게 채널 추정 오차가 큰 것을 알 수 있으며 4 \times 4 MIMO-OFDM 방식에서 채널 추정 알고리즘으로 사용하기에는 부정확한 것을 알 수 있다. Jeon method[9]는 앞 절에서 언급하였듯이 안테나가 4개인 경우에 지연되어 도착한 훈련 신호 $t_3(n)$ 과 $t_4(n)$ 간에 월쉬 디코딩 섬 계산시 상호 간섭으로 인하여 큰 채널추정 오차가 발생한 것으로 보인다. Interpolation method방법은 송신 안테나가 4 개인 경우 훈련신호에서 기준신호가 존재하는 부반송파 간격이 넓어져서 제대로 보간을 수행할 수 없다.

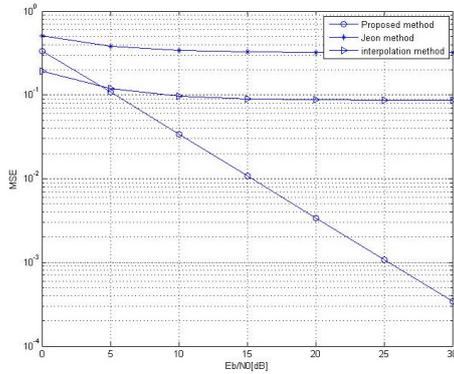


그림 2. 채널 응답길이 $L=25$ 및 $f_d = 40Hz$ 에서 채널추정
Fig. 2 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=25$ and $f_d = 40Hz$

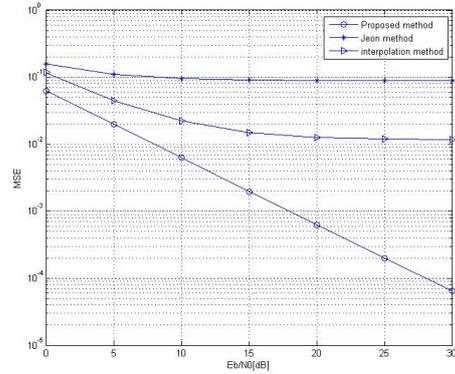


그림 5. 채널 응답길이 $L=15$ 및 $f_d = 40Hz$ 에서 채널추정
Fig. 5 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=15$ and $f_d = 40Hz$

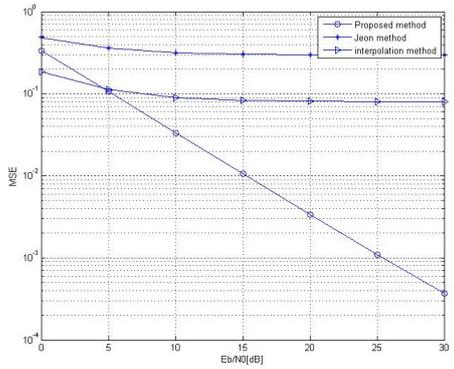


그림 3. 채널 응답길이 $L=25$ 및 $f_d = 100Hz$ 에서 채널추정
Fig. 3 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=25$ and $f_d = 100Hz$

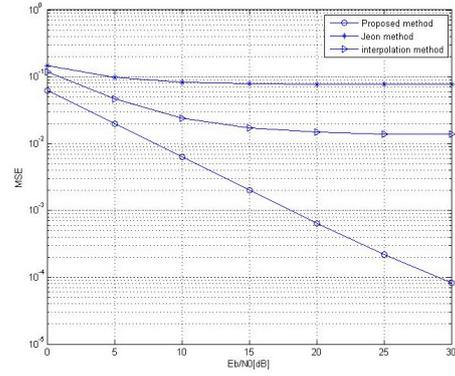


그림 6. 채널 응답길이 $L=15$ 및 $f_d = 100Hz$ 에서 채널추정
Fig. 6 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=15$ and $f_d = 100Hz$

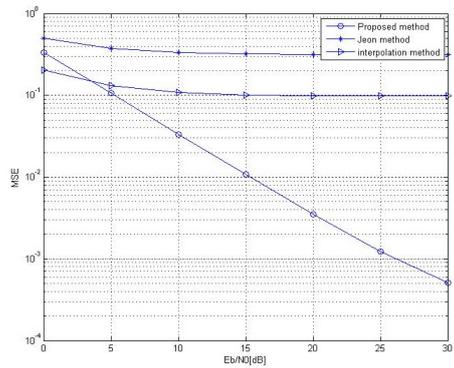


그림 4. 채널 응답길이 $L=25$ 및 $f_d = 200Hz$ 에서 채널추정
Fig. 4 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=25$ and $f_d = 200Hz$

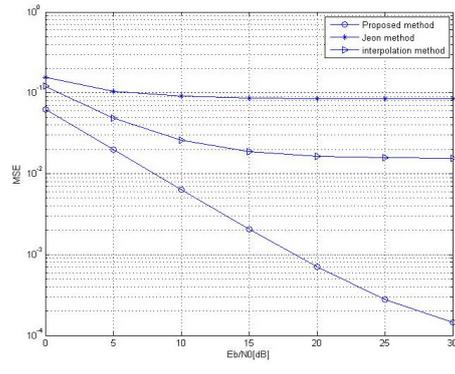


그림 7. 채널 응답길이 $L=15$ 및 $f_d = 200Hz$ 에서 채널추정
Fig. 7 Channel estimation in the condition of the channel response length $L=15$ and $f_d = 200Hz$

특히 기준 신호가 양쪽에 존재하는 중앙 대역의 채널 추정 값 보간보다 기준신호가 한쪽만 존재하는 양 끝의 부반송파들에 대한 채널 추정 값 보간은 많은 오차를 포함하고 있어서 채널 추정 오차가 커지게 된다. 이와 같이 보간으로 인한 기본 적인 오차는 SNR이 커져도 줄어들지 않는 error floor 현상을 가져오며 그림 2에서 그림 7까지의 시험 결과도 그것과 일치함을 보이고 있다.

그림 5, 6 및 7은 채널 응답 길이가 15 샘플인 환경에서 모의 실험을 수행한 결과이며 각각 도플러 주파수는 40Hz, 100Hz 및 200Hz에 대한 결과이다. 그림 5, 6, 7의 결과들을 보면 채널 응답 길이가 25 샘플에서 얻은 그림 2, 3 및 4의 결과와 비교해서 Proposed 방식의 채널 추정 오차가 줄었음을 알 수 있다. 이것은 채널 응답 길이가 줄어들면 주어진 동일한 개수의 관찰 값을 가지고 추정을 해야 하는 변수가 적어졌기 때문에 정확도가 증가한 것으로 풀이될 수 있다.

V. 결 론

최근 연구에서 송신 안테나 개수가 2개인 MIMO-OFDM 시스템에서 널(null) 부반송파가 존재하여도 사용 가능한 시간영역 채널 추정 방법이 제안되었다[9]. 이 채널 추정 방식을 송신 및 수신안테나가 4개인 4×4 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하여 설계된 훈련 신호는 전송 지연으로 인하여 시간영역에서 일부 훈련 신호들이 서로 직교하지 않는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이러한 비직교성으로 인하여 단순히 월쉬 디코딩 섬 계산을 통하여 채널 추정을 수행할 수 없다는 것을 보이고 제안된 훈련신호가 직교하는 것과 직교하지 않는 것을 모두 고려하여 채널을 추정할 수 있는 수식을 closed form으로 유도하였다.

제안된 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 컴퓨터 모의 실험결과 제안된 방법은 기존의 Jeon 방법[9]과 DCT 보간에 의한 방법[14]에 비하여 우수한 성능을 보였다.

이상의 성능 분석에서 제안된 채널 추정 방식은 훈련 신호 생성시 대역폭을 증가시키지 않으며 널 부반송파가 있는 4×4 MIMO-OFDM 시스템에 사용할 수 있음을 보였다.

ACKNOWLEDGMENTS

This Work was supported by Dong-eui University Foundation Grant (2015).

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment using multiple antennas," *Bell Labs Technical Journal*, Vol.1, No.2, pp.41-59, Autumn 1996.
- [2] J. Terry and J. Heiskala, *OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 2002.
- [3] 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.
- [4] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 1, pp. 67-75, Jan. 2002.
- [5] H. Minn, and D. I. Kim, and V. K. Bhargava, "A reduced complexity channel estimation for OFDM systems with Transmit diversity in mobile wireless channels," *IEEE Transactions on Comm.*, Vol. 50, No. 5, pp. 799-807, May 2002.
- [6] H. Minn and N. Al-Dhahir, "Optimal training signals for MIMO-OFDM channel estimation," *Globecom 2004*, pp.219-224, Nov. 2004.
- [7] Roman, T.; Enescu, M.; Koivunen, V. "Time-domain method for tracking dispersive channels in MIMO-OFDM systems," *ICASSP '03*, Volume 4, pp. 393-396 April 2003.
- [8] Hyung-Goo Jeon and Erchin Serpedin, "A novel simplified channel tracking method for MIMO-OFDM systems with null sub-carriers," *Signal Processing* Volume 88, Issue 4, pp. 1002-1016, April 2008.
- [9] Hyung-Goo Jeon, Hyung-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. H.G. Jeon, "A Channel Estimation Method by Orthogonalizing of the Time Domain Training Signal in MIMO-OFDM Systems," *The Journal of KIICE*, Vol. 17, No. 12, pp. 2818-2825, Dec. 2013

- [10] 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.
- [11] H.G. Jeon, "A Channel Estimation Method by Orthogonalizing of the Time Domain Training Signal in MIMO-OFDM Systems," *The Journal of KIICE*, Vol. 17, No. 12, pp. 2818-2825, Dec. 2013.
- [12] S.S. Hwang, "Channel Estimation Based on LMS Algorithm for MIMO-OFDM System," *The Journal of KIECS*, Vol. 7, No. 6, pp. 1455-1461, Dec. 2012.
- [13] H. Hara and R. Prasad, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Artech House, 2002.
- [14] 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(Hyoung-Goo Jeon)

1987. 2 인하대학교 전자공학 학사
1992. 2 연세대학교 전자공학 석사
2000. 8 연세대학교 전기및컴퓨터공학 박사
1987. 2 ~ 2001.2 ETRI 이동통신연구단 선임연구원
2001. 3 ~ 현재 동의대학교 정보통신과 교수
※관심분야 : 이동통신, MIMO-OFDM 시스템 설계



김준식(Jun-Sig Kim)

1985. 2 서울대학교 농학사
2015. 2 동의대학교 정보통신공학 박사
현재 J&E 시스템 대표이사
※관심분야 : 이동통신, MIMO-OFDM 시스템 설계