

특집논문-11-16-2-04

COMB 방식의 파일럿 구조와 직교부호를 이용한 MIMO 시스템 채널추정

박도현^{a)}, 강은수^{a)}, 한동석^{b)‡}

Channel Estimation for MIMO System by using Orthogonal Code with Comb Type Pilot

Do Hyun Park^{a)}, Eun Su Kang^{a)}, and Dong Seog Han^{b)‡}

요약

본 논문에서는 ST-OFDM (space time coded-orthogonal frequency division multiplexing) MIMO (multi-input multi-output) 시스템에서 콤 (comb) 방식의 파일럿 배치를 이용한 채널추정을 제안한다. 기존의 채널추정은 각 송신안테나에 따라 위상을 달리한 파일럿 신호를 이용하였다. 제안된 방법은 각각의 안테나에서 전송될 시간영역의 신호에 직교부호를 곱하여 수신단에서 각 안테나가 다른 안테나에 영향을 받지 않고 독립적으로 채널을 추정을 할 수 있게 한다. 제안된 방법은 기존의 방법보다 긴 채널추정이 가능하며, 더 정확한 채널추정이 가능하다. 이러한 결과는 컴퓨터 모의실험의 결과를 통해 검증하였다.

Abstract

In this paper, we propose the channel estimation for the space time coded-orthogonal frequency division multiplexing (ST-OFDM) multi-input multi-output (MIMO) system with comb type pilot arrangements. In the conventional method, specially constructed pilots are inserted in the OFDM symbols at all transmit antennas separately. The proposed algorithm multiplies the orthogonal code to be transmitted OFDM symbols to estimate channels at the receiver. This algorithm can estimate a long channel delay with high accuracy. It is proved by computer simulations.

Keyword : Channel estimation, OFDM, Pilot arrangement, Orthogonal code, MIMO

1. 서론

MIMO (multi-input multi-output) OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 송신 다이버시티를 이용해 시스템의 성능을 향상시키거나, 전송량을 증가시킨다. 그 중 ST-OFDM (space time coded-OFDM) 은 송신 다이버시티를 이용하는 기법이다^[1]. 그러나 송·수신단

a) 경북대학교 대학원 전자전기컴퓨터학부
School of Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University

b) 경북대학교 IT대학 전자공학부
College of IT Engineering, Kyungpook National University

‡ 교신저자 : 한동석 (dshan@ee.knu.ac.kr)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 “대학IT연구센터 육성 지원사업”의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-C1090-1001-0006)
· 접수일(2010년12월23일), 수정일(2011년2월17일), 게재확정일(2011년3월4일)

안테나 개수가 증가함에 따라 송수신단 간 채널 개수가 증가하고, 이에 따라 보상해야 할 채널정보가 증가한다. 또한, 수신단에서 각각의 송신안테나에서 전송된 신호들이 간섭을 일으켜 각각의 채널정보 추정이 어렵다. 정확한 등화를 하기 위해서는 이와 같은 채널간섭을 최소화 하고, 정확한 채널정보를 추정하는 것이 중요하다^[2].

기본적인 채널추정 방법은 송수신단 모두 이는 신호인 파일럿을 전송신호 사이에 배치시켜, 채널을 통과한 파일럿의 왜곡정도를 통해 추정하는 방법이 있다. 파일럿은 목적에 따라 다양하게 배치시키며 본 논문에서는 그 중 콤(comb) 방식으로 파일럿을 배치시키는 것을 기본으로 한다. 콤 방식의 배치는 주파수 영역에서 파일럿을 일정한 간격으로, 시간 영역에서는 한 부반송파에 대하여 모든 시간 영역에 파일럿을 삽입하는 방식이다^[3]. 기존의 방식은 콤 방식을 활용하여 수신단에서는 채널을 통과한 송신 신호를 받아 시간 영역 평균 알고리즘을 적용한다^[4]. 이 알고리즘은 낮은 SNR (signal to noise ratio)에서도 평균 알고리즘으로 인한 잡음의 상쇄효과로 채널추정 성능이 좋다. 그러나 OFDM 심볼을 총 4개의 구간으로 나누고 한 구간의 앞 1/8을 채널 1, 뒷 1/8을 채널 2의 영역으로 나누어 채널추정을 한다. 이로 인해 추정 가능한 채널의 길이가 OFDM 심볼 길이의 1/8이하인 제약이 있다. 채널길이가 그 이상이면, 채널 1과 채널 2 샘플들 간에 중첩이 되어 사실상 채널추정이 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 기존의 채널추정의 채널 길이 제약을 극복하고, 채널 간 간섭을 최소화하여 긴 다중경로 채널에서도 정확한 채널정보를 알아 낼 수 있는 알고리즘을 제안한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 2장에서 ST-OFDM 시스템과 이 시스템에서 사용된 파일럿 배치에 대해서 소개한다. 3장에서는 기존의 채널추정 방법에 대해 설명하며, 4장에서는 기존의 채널추정 방법의 제약을 극복한 채널추정 방법을 제안한다. 5장에서는 기존의 채널추정 방법과 제안한 방법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

II. ST-OFDM 시스템과 파일럿 배치

본 절에서는 본 논문이 채택 하고 있는 시스템인 ST-OFDM과 콤 형태의 파일럿 배치 방법에 대해서 기술한다.

1. ST-OFDM 시스템

그림 1은 ST-OFDM의 개략적인 블록도이다. STBC 부호화를 한 심볼들을 IFFT(inverse fast fourier transform)를 하여 부반송파에 실어 송신안테나 2개로 전송하게 되고, 수신안테나 1개로 수신을 하여 FFT(fast fourier transform)을 거쳐 STBC 복호화를 하게 된다.

심볼 x_1, x_2 를 STBC 부호화 하면 다음과 같이 된다.

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{1}$$

$x_1, -x_2^*$ 는 안테나 1에서 전송되고, x_2, x_1^* 는 안테나 2

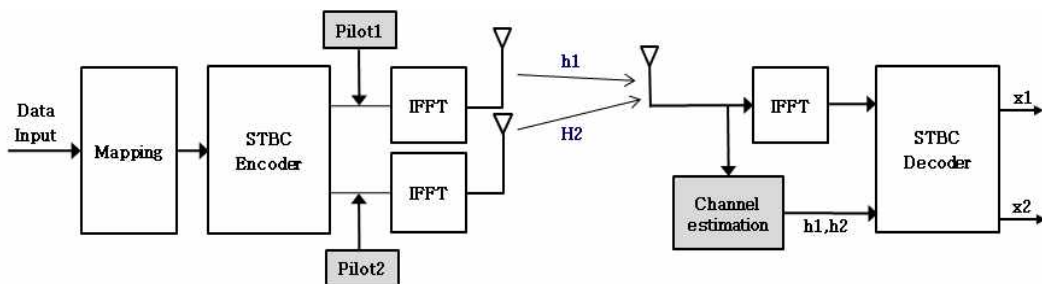


그림 1. ST-OFDM의 송수신단 블록도
Fig. 1. Receiver and transmitter of ST-OFDM

에서 전송된다. STBC 부호화 된 심볼 사이에 파일럿을 삽입하고, IFFT를 하여 부반송파에 실는다. 식 (2)는 IFFT 후, 시간 영역의 OFDM 심볼을 나타낸다. (*)는 켈레복소수를 의미한다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

여기서, N은 전체 부반송파 개수, n는 시간차, k는 부반송파 인덱스를 나타낸다. 수신단에 수신된 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$y(n,l) = \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{l'=0}^{L-1} h_i(n,l')x_i(n,l-l') \right) + w(n,l) \quad (3)$$

h_i 는 i번째 채널, x_i 는 시간 영역의 송신신호, w는 열잡음 (additive white gaussian noise)을 각각 의미한다. L은 채널의 최대길이, l은 시간영역의 l번째 샘플을 의미한다.

2. 파일럿 배치

OFDM에서 파일럿은 목적에 따라 다양하게 삽입될 수 있다. 대표적인 파일럿 배치 방법으로는 콤, 블록, 격자 (lattice) 등이 있다. 콤 형태 배치는 주파수 영역에서 일정한 간격을 두고, 시간 영역에는 한 부반송파에 대해 전 영역에 걸쳐 파일럿이 배치되는 형태이다. 이러한 콤 형태 파일럿

배치는 시간에 따라 빨리 변하는 채널에 적합하다. 블록 형태 배치 방법은 시간 영역에서 일정한 간격으로 파일럿을 삽입하는 방법으로 주파수 선택적 특성이 높은 채널에 유리하다. 그리고 격자 배치 방법은 일정한 시간과 주파수 간격을 두고 파일럿이 배치된 형태이다. 본 논문에서는 시간 영역의 채널추정을 위한 침두 생성을 위해 콤 형태 파일럿 배치 방법을 채택하였다.

그림 2는 콤 형태의 파일럿 배치를 나타낸다. 그림에서와 같이 주파수 영역에서 일정한 간격 (Δf)으로 파일럿을 심는다. 이때 OFDM 심볼의 k번째 부반송파의 전송신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X(k) = X(\Delta f * m + l) \quad (4)$$

$$\Rightarrow X_p(m) \quad l = 0, m = 0, 1, \dots, N_p$$

$$\Rightarrow message \quad l = 1, 2, \dots, \Delta f - 1$$

여기서, $m(=0, 1, \dots, M-1)$ 은 파일럿 인덱스이며, $l=0, 1, \dots, \Delta f-1$ 이다. $l=0$ 일 때, $X_p(k) = X(\Delta f * m)$ 으로 파일럿을 나타낸다. Δf 는 주파수 영역에서 파일럿 삽입 간격이다^[45].

III. 기존의 채널추정 방법

2개의 송신안테나와 1개의 수신안테나를 사용하는 2 X 1의 ST-OFDM시스템을 기본으로 콤 형태의 파일럿 배치

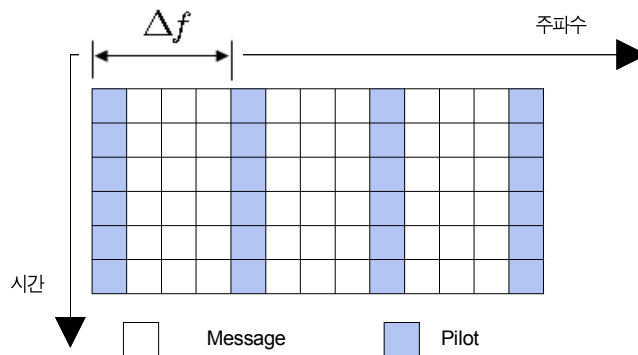


그림 2. 콤 형태의 파일럿 배치
Fig. 2. Comb type pilot arrangement

를 사용한다. 안테나1에서 전송되는 신호에 상수 A값을 가지는 파일럿을 삽입하고, 안테나 2에서 전송되는 신호에는 상수 A에 지수항을 곱하여 시간 영역에서 시간지연이 일어나도록 파일럿을 설계한다. 그림 3과 4에서 안테나 1과 안테나 2에서 전송될 주파수 영역의 신호가 파일럿의 설계에 따라서 시간 영역에서 각각 다른 첨두를 생성시킴을 볼 수 있다.

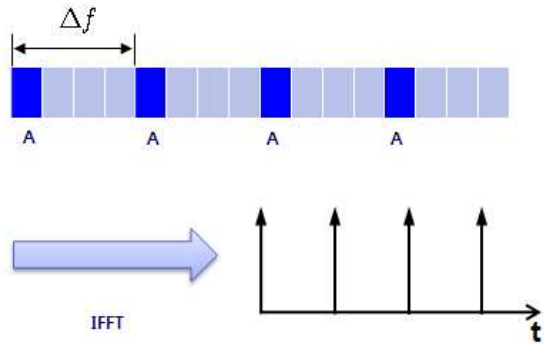


그림 3. 안테나1의 파일럿 설계
Fig. 3. Pilot construction at the antenna 1

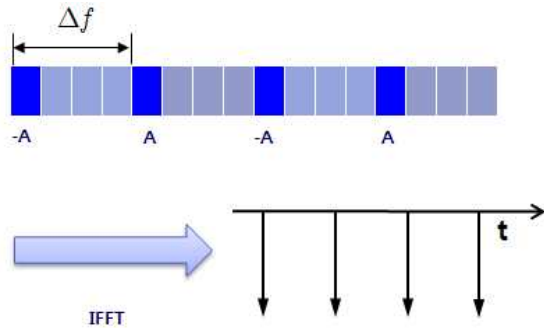


그림 4. 안테나2의 파일럿 설계
Fig. 4. Pilot construction at the antenna 2

식 (3)과 같이 수신된 OFDM 심볼을 구간별 평균을 취하여 채널을 추정한다. 이러한 채널추정 방법은 평균을 취함으로써 잡음상쇄 효과로 인해 낮은 SNR 환경에서도 비교적 정확하게 채널추정이 가능하다는 장점이 있다. 그러나 시간 영역에서 안테나 1과 안테나 2의 첨두 간격이 OFDM 심볼길이의 1/8이므로, OFDM 심볼길이의 1/8이상의 채널의 정확한 추정은 어렵다는 단점 또한 있다^[4]. 식 (3)의 수신된 OFDM 심볼을 구간 평균 취하는 방법은 다음과 같다.

$$r(l) = \frac{1}{\Delta f} \sum_{r=0}^{\Delta f-1} y(r \cdot M+l) \quad (5)$$

$l = 0, \dots, M$

수신된 심볼의 각 첨두 구간의 샘플들을 평균을 취하여 채널을 추정하는 알고리즘이다. 채널 1과 채널 2를 구하는 방법은 다음과 같다.

$$\hat{h}_1(l) = \frac{\Delta f}{A} r(l) \quad (6)$$

$$\hat{h}_2(l) = \frac{\Delta f}{A} r(l + \frac{M}{2}) \quad (7)$$

M은 채널의 최대 길이를 의미한다.

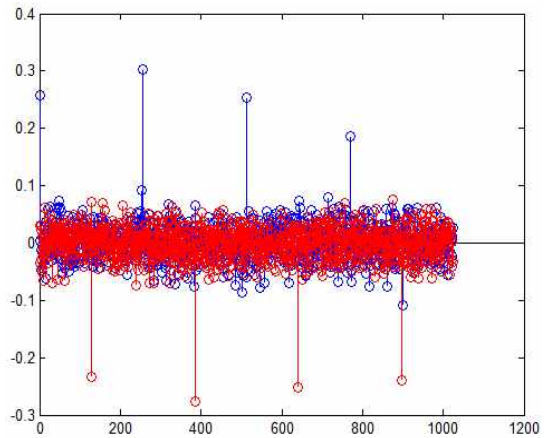


그림 5. 기존 시스템의 송신 OFDM 심볼
Fig. 5. OFDM symbol of conventional system

IV. 제안하는 채널추정 방법

본 알고리즘은 기존의 시간 영역의 채널추정 방법의 채널추정범위인 OFDM 심볼길이의 1/8를 OFDM 심볼길이의 1/4로 확장시켰다. 기존 방법을 바탕으로 시간 영역의 OFDM 심볼의 각 구간에 각각 부호의 요소들을 곱하여 전송하는 것이다. 각 안테나에서 전송될 신호에 곱해질 부호는 서로 직교하는 부호를 이용한다.

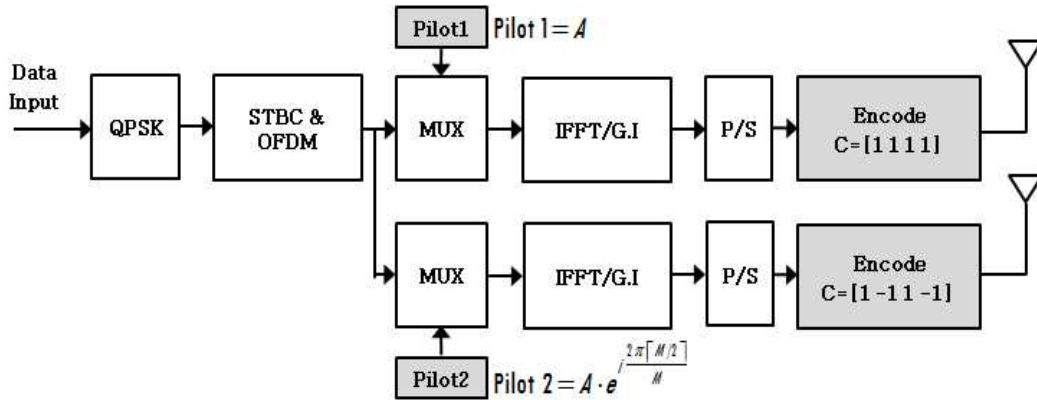


그림 6. 제안된 시스템 송신 블록도
Fig. 6. Transmitter of proposed system

1. 송신 알고리즘

1024개의 심볼을 가지는 OFDM신호의 주파수 영역에서 부반송파에 4개의 간격으로 파일럿을 심는다. 그러면 시간 영역에서는 총 4개의 첨두가 보이게 된다. OFDM 심볼의 첨두 사이를 하나의 구간으로 잡으면 총 4개의 구간으로 나눌 수 있다. 한 구간의 길이는 256 샘플이다. 그림6은 제안된 시스템의 송신 블록도를 나타낸다. 안테나 1에서 송신되는 IFFT 이후의 시간영역의 OFDM심볼의 각 구간에 $C1=[1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 의 요소를 각각 곱하여 부호화를 수행한다. 안테나 1에서는 부호화하기 전의 신호를 그대로 보내는 것과 같은 효과를 가진다. 안테나 2에서 송신되는 IFFT 이후의 시간영역의 OFDM 심볼의 각 구간에 $C2=[1 \ -1 \ 1 \ -1]$ 의

요소들을 각각 곱하게 된다. 즉, 2번째와 4번째 구간은 원래의 신호와 반전이 된다. 두 안테나에서 전송된 신호는 섞여서 수신 안테나에 도착하게 된다.

2. 수신 알고리즘

그림 7은 제안된 시스템의 수신 블록도를 나타낸다. 수신단에서는 1024개의 샘플로 구성된 시간영역 OFDM 심볼의 4개의 첨두를 기준으로 위치가 같은 샘플들 간의 평균을 취해 추정한다. 채널 1을 구하기 위해서는 각 첨두 간의 영역에 $C1=[1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 의 요소를 각각 곱하고, 채널 2를 구하기 위해서는 각 첨두 간의 영역에 $C2=[1 \ -1 \ 1 \ -1]$ 의 요소를 각각 곱해서 평균을 취한다. 송 수신단의 시간영역의 간단

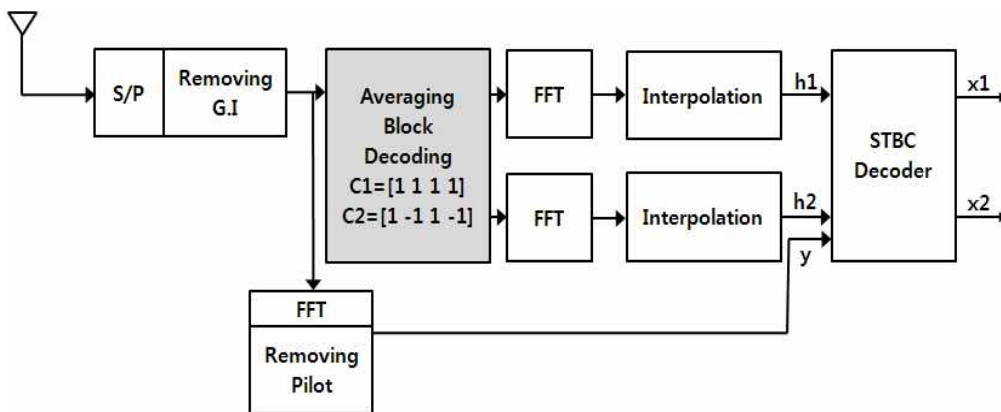


그림 7. 제안된 시스템 수신 블록도
Fig. 7. Receiver of proposed system

한 부호화를 통해서 복잡도는 기존의 알고리즘과 비슷하고, 기존의 방법의 채널추정 가능 길이인 OFDM 심볼 길이의 1/8을 OFDM 심볼 1/4까지로 늘였다. 그림 8의 OFDM 신호의 파란색은 채널 1의 신호성분이며 빨간색은 채널 2의 신호성분이다. 그림 5의 신호를 부호화한 신호가 그림 8의 신호이다. 두 번째, 네 번째 구역의 빨간색 신호성분들이 반전되어 있는 것을 확인 할 수 있다.

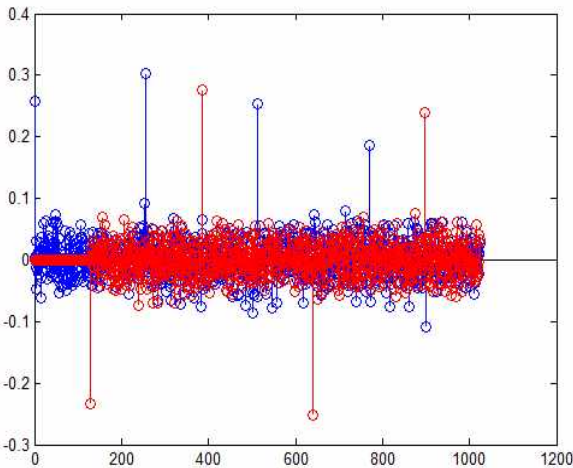


그림 8. 제안된 시스템의 송신 OFDM 심볼
Fig. 8. Transmitted OFDM signal of proposed system

그림 8의 OFDM 심볼을 전송하면 수신단에서 받은 신호는 그림 9와 같은 형태를 보인다. 256 샘플 간격으로 침두를 가진다는 것을 수신단에서도 알고 있으므로 1-256, 257-512, 513-768, 769-1024, 네 구역으로 나눠서 각 침두에서 같은 거리에 있는 샘플들을 평균을 취하여 채널을 추정한다. 채널 1을 구할 때는 네 구역 각각에 $C1=[1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 을 곱해준 후 평균을 취한다. 채널 2를 구할 때는 이 네 구역에서 128 샘플 지연된 샘플부터 시작해서 $C2=[1 \ -1 \ 1 \ -1]$ 을 각 구역에 곱해준 후 평균을 취한다. 채널 1을 구할 때는 채널 2의 샘플 값들이 섞여 존재하지만, 평균을 취하게 되면 $C2$ 의 영향으로 채널 2의 성분은 상쇄된다. 그러므로 채널 2의 값이 섞여 있는 상황에서도 채널 1의 값을 찾아낼 수 있다. PAPR(peak-to-average power ratio)은 시간영역의 OFDM 심볼의 최대 전력과 평균 전력의 비로 정의되며, 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$PAPR = \frac{MAX|x'[m]|^2}{E|x'[m]|^2} \tag{8}$$

기존의 시스템의 경우와 직교 코드를 사용한 제안된 시스템의 PAPR은 파일럿 신호의 크기를 0.414로 동일하게 설정한 결과 모두 약 11dB로써 거의 일치함을 보였다. 그러므로 이런 높은 PAPR은 OFDM의 단점으로써 클리핑^[8], PAPR 감쇄 부호^[9]등 많은 PAPR 감쇄 기법들을 이용해 3dB이하의 PAPR로 만들어 줄 수 있다.

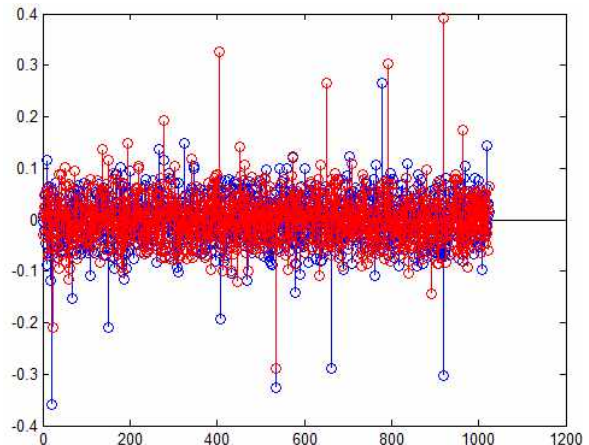


그림 9. 제안된 시스템의 수신된 OFDM 신호성분
Fig. 9. Received OFDM signal of proposed system

V. 모의실험 및 결과 분석

본 논문에서는 기존의 알고리즘과 제안된 알고리즘의 128 샘플 이상 256 샘플이하의 채널길이를 갖는 채널추정 성능을 비교하기 위하여 실험을 진행하였다. 표 1은 실험을 진행한 환경을 나타내고 있다.

실험에 사용된 채널은 4개의 경로를 가지는 Rayleigh 채널로, 지연을 지연 1과 지연 2로 표 1과 같이 두었다. 그 이유는 채널 1의 성분과 채널 2의 성분들이 중첩되게 지연을 두었다. 채널 2와 채널 1이 겹칠 때 채널추정이 가장 어려운 경우이므로 지연을 임의로 위 표 1과 같이 두었다. 그림 10은 15dB에서 기존의 알고리즘으로 채널을 추정할 결

과이다. 채널 1을 추정 시 채널 2가 섞여있음은 물론이고, 채널 1의 값도 제대로 찾아내지 못하였다. 그리고 채널 2의 경우도 마찬가지로 정확한 채널추정이 어렵다는 것을 알 수 있다.

표 1. 모의 실험 환경
Table 1. Simulation environment

변조레벨	QPSK
FFT 크기	1024
보호구간 길이	1/4×심볼길이
심볼 개수	51,200
SNR 범위	15, 20[dB]
채널	Rayleigh
지연 1	[10 22 64 200]
지연 2	[138 150 192 219]
최대 지연	256 샘플

그림 11은 SNR 15dB일 때의 제안된 채널추정의 결과이

다. 채널 1은 거의 정확하게 채널의 크기와 위치를 찾았으며, 채널 2의 경우에도 비교적 정확하게 채널추정이 가능했다. 그리고 채널 1을 추정할 때 채널 2가 섞여 나오지 않았으며 채널 2를 추정할 때도 마찬가지였다. 그리고 20dB에서도 마찬가지로 결과를 보임을 그림 13을 통해 알 수 있다. 채널추정 후 본 채널과의 차이를 구하기 위해 OFDM 심볼 100개로 추정된 채널들을 평균 취하여 SNR 0에서 24dB까지의 평균자승오류(mean square error)를 구하였다. 심볼을 100개로 실험을 한 이유는 심볼의 개수가 작으면 성능이 일정하지 않으며, 심볼이 100개일 때, SNR에 대한 평균자승오류 성능 곡선을 얻기에 충분하였기 때문이다. OFDM 심볼마다 C1과 C2를 곱하기 위한 곱셈기가 필요하나 코드의 특성상 2 X 2 기준으로 C2=[1, -1, 1, -1]의 -1부분을 곱해줄 2개의 곱셈기만 추가되면 되므로 기존 시스템에 비해 복잡도는 크게 증가하지 않음을 알 수 있다. 복호 과정에서 이와 동일하게 곱셈기 2개가 추가되므로 기존의 시스템과 복잡도가 거의 동일함을 알 수 있다.

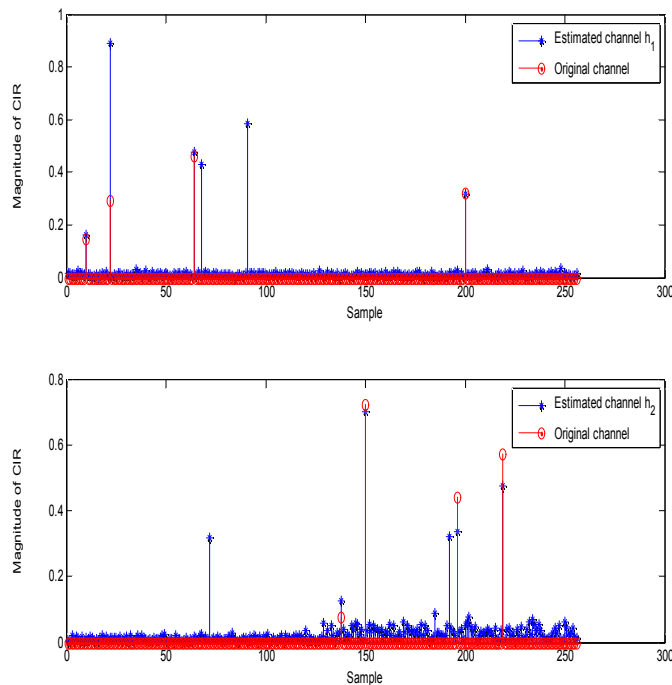


그림 10. 15dB일 때-기존의 채널추정 성능
Fig. 10. Performance of conventional channel estimation - 15dB

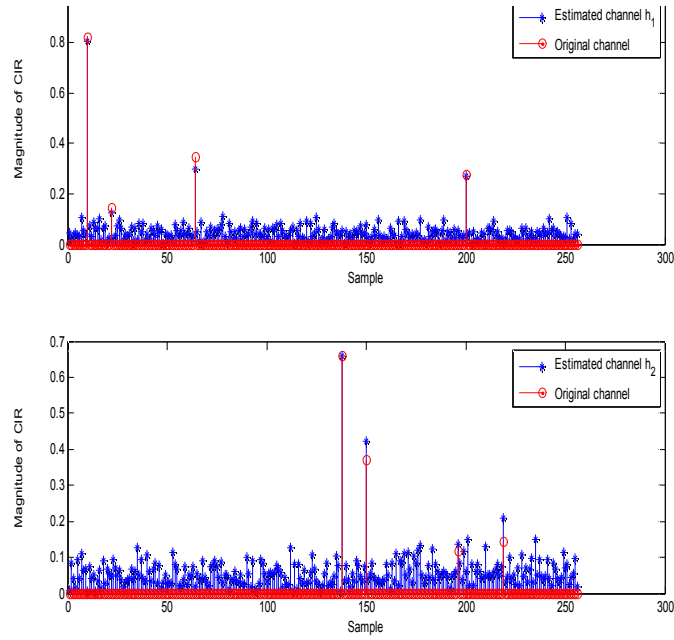


그림 11. 15dB일 때-제한된 채널추정의 성능
 Fig. 11. Performance of proposed channel estimation - 15dB

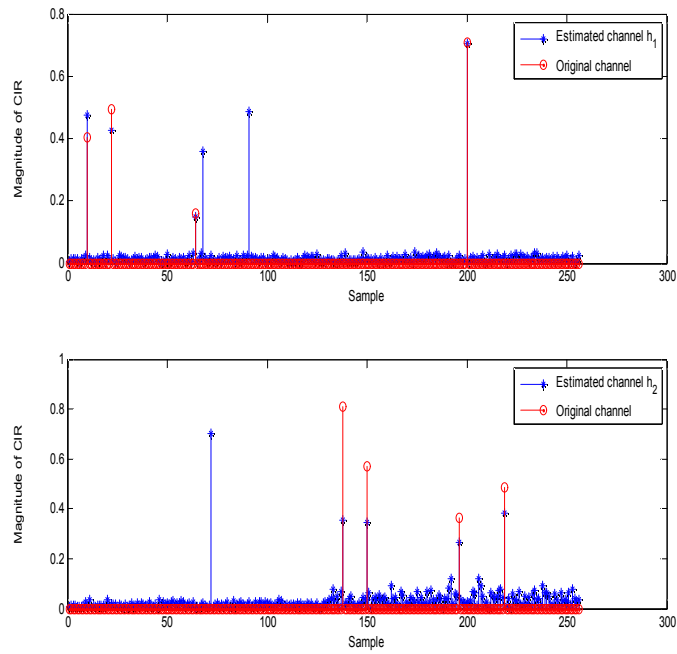


그림 12. 20dB일 때-기존의 채널추정 성능
 Fig. 12. Performance of conventional channel estimation - 20dB

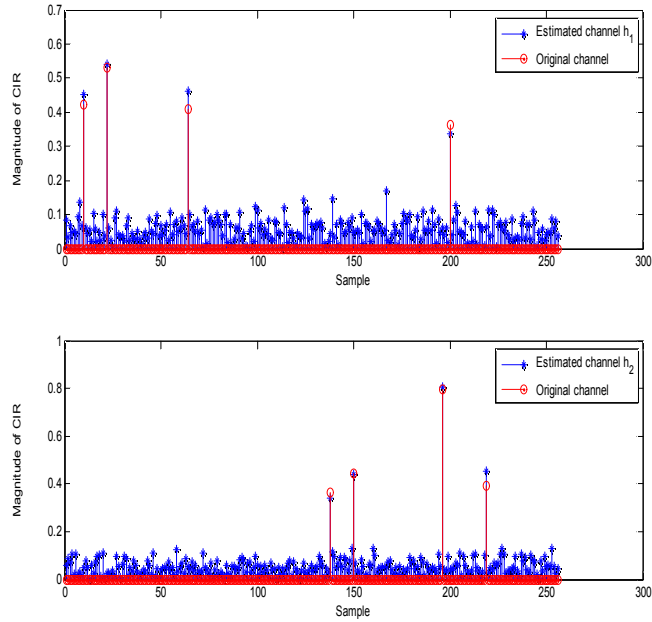


그림 13. 20dB일 때-제한된 채널추정의 성능
 Fig. 13. Performance of proposed channel estimation - 20dB

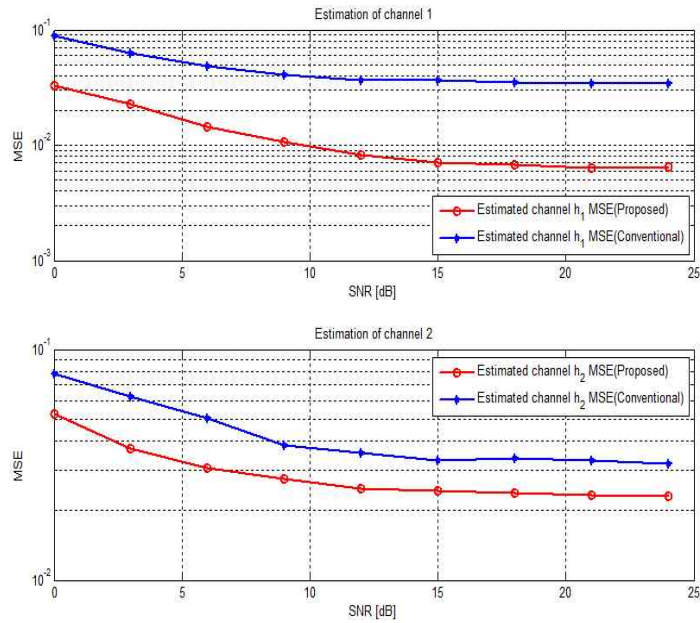


그림 14. h_1 과 h_2 의 채널추정 MSE
 Fig. 14. MSE of channel estimation between h_1 and h_2

VI. 결 론

MIMO-OFDM 시스템에서의 채널 추정은 주파수 영역에서의 방법과 시간영역에서의 방법이 있다^{[6][7]}. 그 중 시간영역에서의 채널추정은 복잡도가 낮다는 장점이 있다. 본 논문에서는 기존의 시간영역에서의 채널추정 방법^[4]에 직교 코드를 적용하여 채널 간 간섭을 줄이는 알고리즘을 제안하였다. 기존의 채널추정 방법의 샘플이 1024인 OFDM 심볼에서 채널길이가 128 샘플(OFDM 심볼길이의 1/8)이 상일 때 채널1과 채널2 구간이 중첩되어 정확한 채널추정이 어려워진다. 제안된 채널추정 방법은 이런 제약조건을 256(OFDM 심볼길이의 1/4) 샘플로 늘임과 동시에 채널간의 간섭을 줄였다. 특히 수신단 OFDM 심볼의 샘플 중에 채널이 겹치는 구간에서도 각각의 채널추정 성능이 잘 나오는 것을 확인할 수 있었다. 이는 더욱 긴 다중경로 채널에서 정확한 채널 추정이 가능함을 의미한다.

참 고 문 헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] Hyoung-Kyu Song, Sung-Jin Kang, Mi-Jeong Kim, and Young-Hwan You, "Error Performance Analysis of STBC-OFDM Systems With Parameter Imbalances", IEEE Trans. on Broadcast, vol. 50, NO. 1, Mar. 2004.
- [3] 조용수, 김재권, 양원영 "MIMO-OFDM 무선통신과 MATLAB", 2008
- [4] Bowei Song, Lin Gui, and Wenjun Zhang, "Comb Type Pilot Aided Channel Estimation in OFDM Systems With Transmit Diversity" IEEE Trans. on Broadcast, vol. 52, no. 1, March, 2006
- [5] 오성근, 남기호 "시변 주파수 선택적 채널에서 OFDM 시스템을 위한 Curve-Fitting 채널추정 방법" 전자공학 회 논문지, 제43권 TC편, 제3호, 49-58, 2006년, 3월
- [6] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems", IEEE Trans. on Broadcast, VOL. 45, NO. 4, DECEMBER 1999
- [7] Hlaing MinnAn, "Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation", IEEE Trans. on Broadcast, VOL. 46, NO. 4, DECEMBER 2000
- [8] H.Ochiai and K.Imai, "On clipping for peak power reduction of OFDM signals" IEEE GTC, vol.2, pp.731-735, Dec. 2000.
- [9] R.D.J van Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction", IEEE GTC, London, vol. 2, pp. 740-744, Nov. 1996

저 자 소 개



박 도 현

- 2009년 : 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 (공학사)
- 2010년 ~ 현재 : 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 석사과정 재학
- 주관심분야 : 차세대 방송 시스템 및 OFDM 시스템, 채널추정, ISI 제거



강 은 수

- 2006년 : 경북대학교 전자전기공학부 (공학사)
- 2008년 : 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
- 2008년 ~ 현재 : 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 박사과정 재학
- 주관심분야 : 차세대 방송 시스템 및 OFDM 시스템

저 자 소 개



한 동 석

- 1987년 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
- 1989년 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
- 1993년 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학박사)
- 1989년 10월 ~ 1996년 8월 : 삼성전자 기술총괄 신호처리 연구소 선임연구원
- 1996년 ~ 현재 : 경북대학교 IT대학 전자공학부 교수
- 2004년 : 미국 플로리다 대학교 방문교수
- 2006년 7월 ~ 2008년 7월 : 정보통신연구진흥원(IITA) 디지털TV/방송사업단 단장, 정보통신부 디지털TV/방송 PM
- 주관심분야 : 차세대 방송 시스템 및 이동통신 신호처리