

MIMO 환경에서 직교코드를 이용한 채널추정

박도현^{a)}, 강은수^{a)}, 한동석^{b)‡}

Channel Estimation with Orthogonal Code in MIMO System

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

요 약

본 논문에서는 차세대 DTV(digital television)를 위한 MIMO(multi-input multi-output) 시스템의 기존시간영역 채널추정 알고리즘을 개선한다. 기존 채널추정 알고리즘은 시간영역의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 심볼에 직교코드를 적용한다. 그에 따라 수신단에서 채널을 통과한 OFDM 심볼로부터 직교코드를 곱하여 채널을 추정할 수 있다. 그러나 많은 파일럿의 수로 인해 전송률이 감소하는 단점을 가진다. 본 논문에서는 파일럿의 수를 절반으로 줄이며 긴 직교코드를 사용하여 채널추정 성능과 전송률을 향상시킨다. 개선된 알고리즘의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 검증하였다.

Abstract

In this paper, we improve a time-domain channel estimation algorithm with multi-input multi-output (MIMO) systems for the next-generation digital television (DTV). The conventional algorithm use orthogonal codes for separating channels from the time-domain orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbols. However, it has the disadvantage of reduced data-rate because of many pilots. The improved algorithm shows better performance than the conventional one even with reduced number of pilots. The improved algorithm is evaluated by computer simulations.

Keyword : Channel estimation, MIMO-OFDM , Pilot arrangement, Orthogonal code, Extended FFT size

1. 서 론

현재 국내에서 사용 중인 복미 표준 ATSC(advanced television system committee)시스템은 약 19.4Mbps의 전송량

을 가진다. 그러나 차세대 DTV인 UDTV(ultra definition television)를 위해서는 최소 48Mbps의 전송량이 필요하다^[1]. 기존의 SISO(single-input single-output)시스템에서는 이와 같은 전송량을 달성시키기 어렵다. 이에 따라 송·수신단의 안테나 개수를 늘림으로써 시스템의 성능을 향상시키고 전송량을 증가시키기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. MIMO(multi-input multi-output)시스템은 공간 다이버시티 기법을 이용해 시스템의 성능을 향상시키거나, 공간 다중화 기법을 이용해 전송량을 증가시킬 수 있다. 이 중 본 논문에서는 가장 기본적으로, 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 ST-OFDM(space time-orthogonal frequency division multiplexing)을 채택하였다^[2]. MIMO 시스템은 송·수신 안

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-2011-C1090-1101-0006)

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2011-C6150-1102-0011)

· 접수일(2011년8월30일), 수정일(2011년11월16일), 게재확정일(2011년11월18일)

테나 개수에 비례하여 채널 개수가 증가하여 정확한 채널 추정이 어렵다^[3].

채널추정은 파일럿 신호를 전송신호 사이에 삽입하여, 수신된 신호에서 추출된 파일럿의 왜곡정도를 이용한다. MIMO-OFDM시스템에서의 채널추정은 주파수 영역에서의 채널추정과 시간영역의 채널추정으로 나뉠 수 있다^[4,5]. 본 논문에서는 기존 시간영역의 채널추정을 바탕으로 성능과 전송량을 개선시킨 알고리즘을 소개한다. 기존 채널추정 알고리즘은 콤(comb)방식의 파일럿 배치를 적용하고, 시간영역의 OFDM 심볼에 직교코드를 곱한다. 그리고 수신단에서는 채널을 통과한 심볼을 받아 시간영역 평균 알고리즘을 적용하여 각각의 채널을 추정한다^[6]. 이 알고리즘은 직교코드를 이용하여 각각의 채널을 추정할 수 있으며, 잡음의 상쇄효과로 인해 낮은 SNR(signal to noise ratio)에서도 채널추정 성능이 좋다. 그러나 높은 비율의 파일럿으로 인해 전송량이 떨어진다는 단점이 있다.

본 논문에서는 전송량을 증가시키며, 채널추정 성능 또한 개선시킨 콤방식의 파일럿 배치를 이용한 기존의 시간영역의 채널추정 알고리즘을 개선한다. 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 사용한 시스템인 ST-OFDM 시스템과 콤방식의 파일럿 배치에 대해서 소개하고, 3장에서는 기존 채널추정 알고리즘에 대해 설명한다. 4장에서는 개선된 채널추정 알고리즘을 소개하며, 5장에서는 기존 채널추정 알고리즘과 개선된 채널추정 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비교분석한다. 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

II. ST-OFDM 시스템과 파일럿 배치

1. ST-OFDM 시스템

본 절에서는 ST-OFDM 시스템에 대한 설명과 콤 형태의 파일럿 배치에 대하여 설명한다. 그림 1은 송신 안테나가 2개, 수신안테나가 1개인 2×1 MIMO ST-OFDM의 개략적인 블록도이다. 주파수 영역의 심볼들을 STBC(space time block code) 부호화한 후, IFFT(inverse fast fourier transform)를 하게 된다. 두 개의 OFDM 심볼은 송신안테나 2개로 부터 각각 전송되고, 수신안테나 1개로 수신을 하여 FFT(fast fourier transform)를 거쳐 STBC 복호화를 하게 된다.

2×1 MIMO 시스템에서 송·수신기 사이에는 두 개의 채널 h_1 과 h_2 가 발생한다. 주파수 영역에서의 변조된 심볼 x_1 과 x_2 를 STBC 부호화한 행렬 X 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

x_1 과 $-x_2^*$ 는 안테나1에서 전송되고, x_2 과 x_1^* 는 안테나 2에서 전송된다. (*)는 켈레복소수를 의미한다. STBC 부호화 된 심볼 사이에 파일럿을 삽입하고 IFFT를 한다. IFFT 후, 시간영역의 OFDM 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

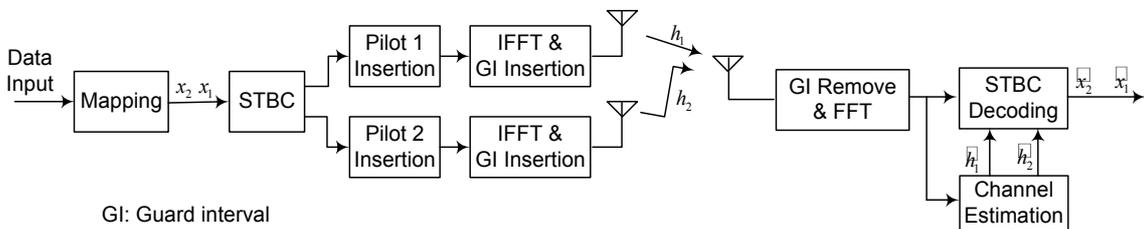


그림 1. ST-OFDM의 송수신단 블록도
Fig. 1. Block diagram for receiver and transmitter of ST-OFDM

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

여기서 N 은 전체 부반송파 개수, n 은 시간영역의 OFDM 심볼 번호, k 는 부반송파 번호, l 은 시간영역의 OFDM 심볼의 샘플번호를 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 i 번째 채널, x_i 는 i 번째 안테나에서 송신된 시간영역 심볼, w 는 부가성 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN), L 은 채널의 최대길이를 의미한다.

2. 파일럿 배치

OFDM에서 파일럿을 배치하는 방법은 목적에 따라 다양하다. 대표적인 파일럿 배치 방법으로는 콤, 블록(block), 격자(lattice) 등이 있다. 콤 형태의 파일럿 배치는 시간에 따라 빨리 변하는 채널에 적합한 방법으로 주파수 영역에서 일정한 간격을 두고, 시간영역에는 한 부반송파에 대해 전 영역에 걸쳐 파일럿이 배치되는 형태이다. 블록 형태 배치 방법은 주파수 선택적 특성이 높은 채널에 유리한 방법

으로 시간영역에서 일정한 간격으로 파일럿을 삽입하는 방법이다. 그리고 격자 배치 방법은 일정한 시간과 주파수 간격을 두고 파일럿이 배치된 형태이다.

본 논문에서는 시간영역에서 채널을 추정하기 위해 주파수 영역에서 콤 형태로 파일럿을 배치시켜 시간영역에서 침투를 생성한다. 그림 2는 콤 형태의 파일럿 배치를 나타낸다[7]. 파일럿 신호는 주파수 영역에서 일정한 간격 Δf 마다 삽입된다. 기존 채널추정 알고리즘은 이러한 콤 형태 파일럿 배치 방법을 사용하여 채널을 추정한다[6][7].

III. 기존 채널추정 알고리즘

기존 채널추정 알고리즘은 2x1 ST-OFDM시스템의 채널을 추정하기 위하여 콤 형태의 파일럿 배치를 사용한다[6]. 안테나1에서 전송되는 주파수 영역의 신호에 상수 A 값을 가지는 파일럿을 Δf 개의 부반송파 간격으로 파일럿을 삽입하고, 안테나2에서 전송되는 신호에는 $Ae^{j2\pi \lceil M/2 \rceil / M}$ 값을 가지게 설계하여 Δf 개의 부반송파 간격으로 삽입한다. 여기서 부반송파 간격 $\Delta f=4$ 로, FFT 크기 $N=1024$ 로 두었다. 여기서 $\lceil \cdot \rceil$ 는 \cdot 보다 작거나 같은 최대의 정수를 의미한다. 각 시간영역 OFDM 심볼은 Δf 개의 침투를 가지게 되고 안테나2에서 전송되는 시간영역 OFDM 심볼의 침투는 시간지연이 일어난다.

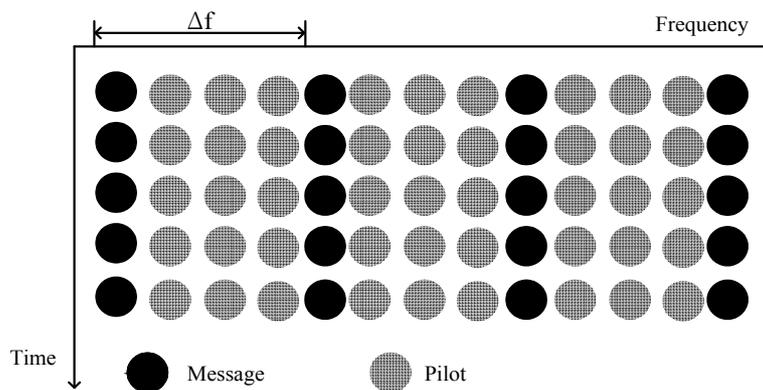


그림 2. 콤 형태의 파일럿 배치
Fig. 2. Comb type pilot arrangement

그림 3은 안테나1에서 송신되는 시간영역 OFDM 심볼의 각 구간에 $C_1 = [1, 1, 1, 1]$ 의 요소를 각각 곱하는 과정을 나타낸다. 그림 4는 안테나2에서 전송되는 OFDM 심볼의 각 구간에 $C_2 = [1, -1, 1, -1]$ 의 요소들을 각각 곱하는 과정을 나타낸다. 안테나2에서 송신된 심볼은 두 번째와 네 번째

침투 사이 구간이 반전됨을 알 수 있다. 그림 3과 4의 시간영역 OFDM 심볼에서 음영으로 표시된 부분은 주파수 영역의 데이터 신호를 IFFT하는 과정에서 생긴 신호 성분들을 의미한다. 그리고 침투는 임펄스로 표시를 하였다. 직교 코드 C_1 과 C_2 를 이용함으로써 시간영역의 채널추정 알고

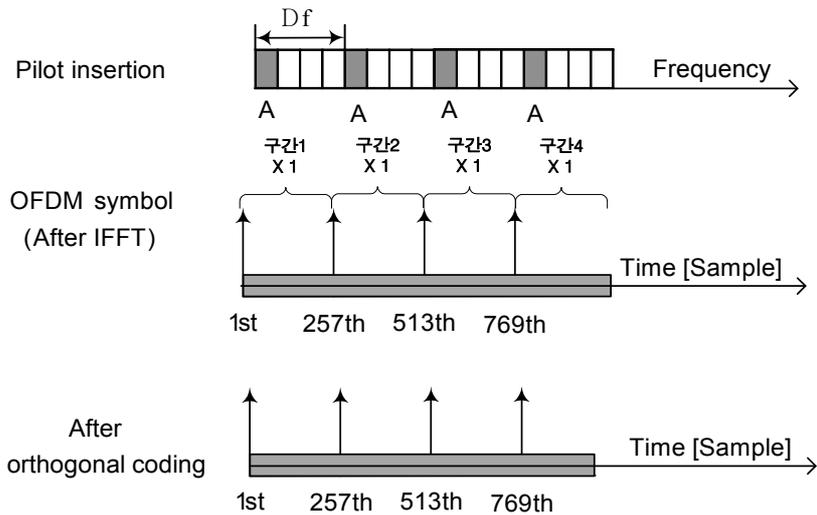


그림 3. 안테나1의 파일럿 설계
Fig. 3. Pilot construction at the antenna 1

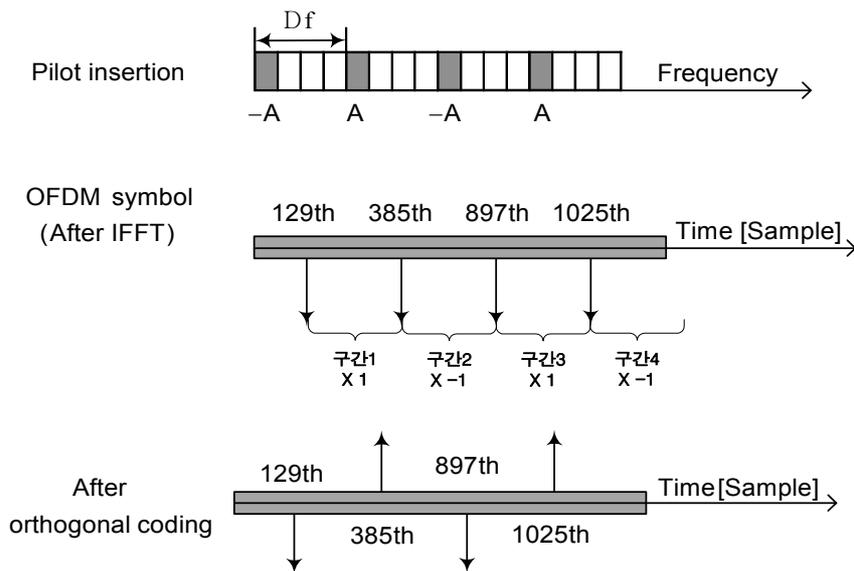


그림 4. 안테나2의 파일럿 설계
Fig. 4. Pilot construction at the antenna 2

리듬의 채널추정범위인 OFDM 심볼길이의 확장하였다 [6][8]. OFDM 심볼의 침두 사이를 하나의 구간으로 잡으면 총 Δf 개의 구간으로 나눌 수 있다. 한 구간의 길이는 $N/\Delta f$ 개의 샘플이다.

수신된 OFDM 심볼을 식 4와 같이 구간별 평균하여 채널을 추정한다. 이러한 채널추정 알고리즘은 잡음상쇄 효과로 낮은 SNR 환경에서도 비교적 정확하게 채널추정이 가능하다. 그리고 직교코드를 이용하여 기존 방법보다 긴 채널추정이 가능하다. 식 (3)의 수신된 OFDM 심볼 $y(n, l)$ 을 평균하는 방법은 다음과 같다.

$$r(n, l) = \frac{1}{\Delta f} \sum_{p=0}^{\Delta f-1} y(n, p \cdot M + l), \quad l=0, \dots, M \quad (4)$$

p 는 침두 사이의 구간 번호를 의미한다. 식 (4)를 이용하여 h_1, h_2 의 예측치 \tilde{h}_1, \tilde{h}_2 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{h}_1(n, l) = \frac{\Delta f}{A} r(n, l) \quad (5)$$

$$\tilde{h}_2(n, l) = \frac{\Delta f}{A} r(n, l + \frac{M}{2}) \quad (6)$$

M 은 침두 간의 샘플 개수를 의미한다. 이 알고리즘을 바탕으로 FFT크기와 코드길이를 확장하여 전송량을 증가시키고, 채널추정 성능을 향상시킬 수 있다.

IV. 개선된 채널추정 알고리즘

개선된 채널추정 알고리즘은 기존 채널추정 알고리즘에 비해 파일럿 비율을 줄임으로써, 전송량을 증가시킨다. 그리고 OFDM 심볼의 길이 및 직교 코드의 길이를 2배 늘임으로써 채널 추정을 위한 평균화 과정에서 기존 채널 추정에 비해 더 큰 잡음 상쇄효과로 인해 추정 성능을 향상시킨다. 그림 5는 개선된 시스템의 송신단 블록도를 나타낸다.

잡음상쇄 효과로 인한 이득을 더 얻고, 삽입되는 파일럿의 개수를 감소시키기 위해서 주파수 영역에서 기존에 4개마다 삽입하던 파일럿을 8개마다 삽입한다. 그 이상의 간격으로 삽입할 경우 주파수 영역의 정확한 보간이 힘들어지게 된다. 본 논문에서는 설명을 위해 OFDM 심볼 길이를 2048로 하였으며, 수신단에서는 2048개의 샘플로 구성된 시간영역 OFDM 심볼의 침두들을 기준으로 위치가 같은 샘플들 간의 평균을 취해 채널을 추정한다. h_1 을 구하기 위해서는 각 침두 간의 영역에 $C_1 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$ 의 요소를 각각 곱하고, h_2 를 구하기 위해서는 각 침두 간의 영역에 $C_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$ 의 요소를 각각 곱해서 평균을 취한다. 복잡도는 송·수신단의 시간영역의 간단한 부호화를 통해서 기존 알고리즘과 비슷하다. 그림 6은 안테나1과 안테나2로부터 송신된 OFDM 심볼들이 각각 4개의 다중경로를 가지는 레일리 채널 h_1, h_2 를 통과

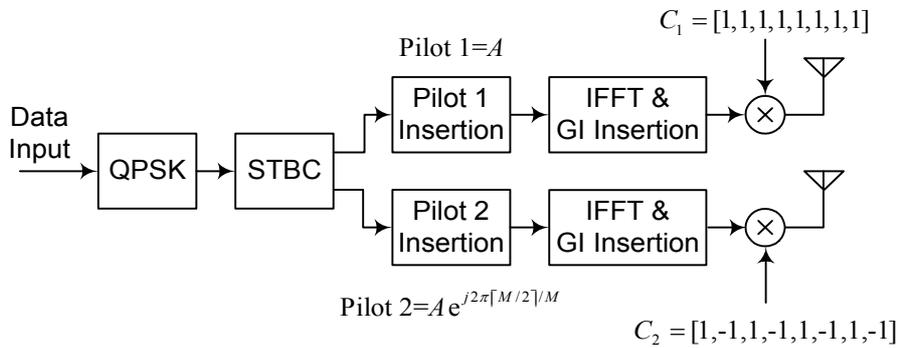


그림 5. 개선된 시스템 송신단 블록도
Fig. 5. Block diagram for transmitter of improved system

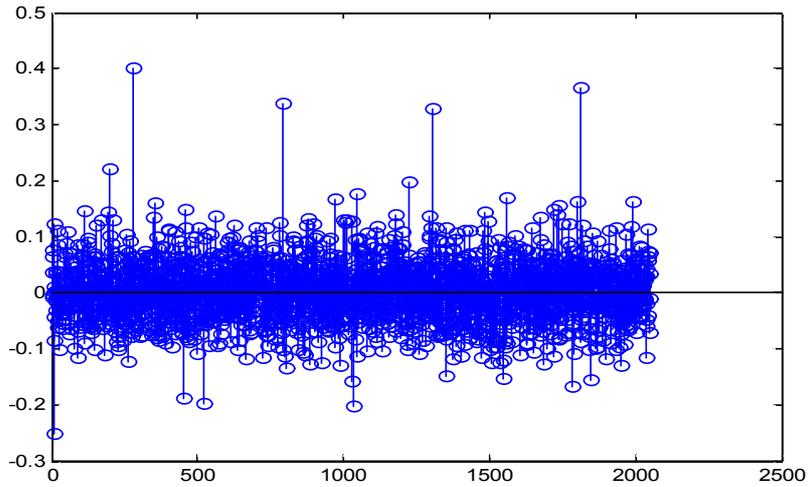
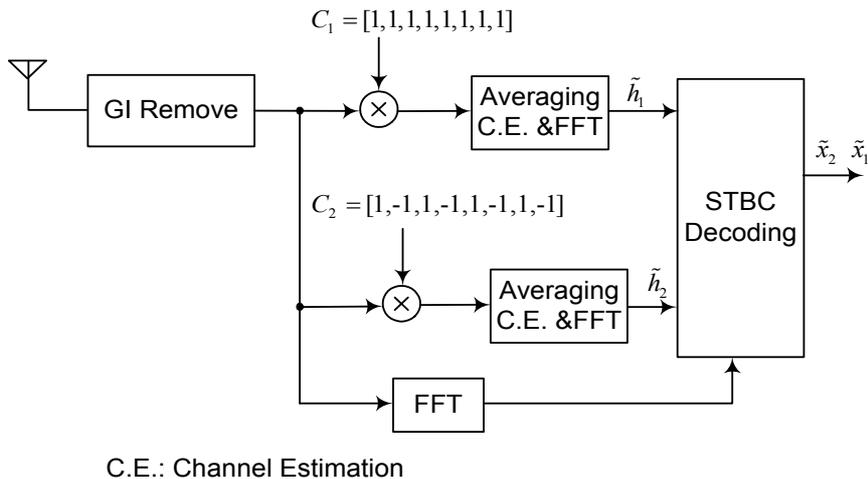


그림 6. 개선된 시스템의 수신된 OFDM심볼성분
 Fig. 6. Received OFDM signal of improved system

하여 수신된 신호를 보여준다. 수신단에서도 시간영역 OFDM 심볼은 256 샘플 간격으로 첨두를 가진다는 것을 알고 있으므로 1-256, 257-512, 513-768, 769-1024, 1025-1280, 1281-1536, 1537-1793, 1794-2048, 여덟 샘플 구역으로 나눠서 각 첨두에서 같은 거리에 있는 샘플들을 평균하여 채널을 추정한다. 그림 7은 개선된 시스템의 수신 단 블락도를 나타낸다. h_1 을 구할 때는 여덟 구역 각각에

$C_1 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$ 을 곱해준 후 평균을 취한다. h_2 를 구할 때는 이 여덟 구역에서 128 샘플 지연된 샘플부터 시작해서 $C_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$ 를 각 구역에 곱해준 후 평균을 취한다. h_1 을 구할 때는 채널2의 샘플 값들이 섞여 존재하지만, 평균을 취하게 되면 C_2 의 영향으로 h_2 의 성분은 상쇄된다. 그러므로 h_2 의 값이 섞여 있는 상황에서도 h_1 의 값을 찾아낼 수 있다.



C.E.: Channel Estimation
 그림 7. 개선된 시스템 수신단 블록도
 Fig. 7. Block diagram for receiver of improved system

그리고 OFDM 심볼의 PAPR(peak-to-average power ratio)은 시간영역의 OFDM 심볼의 최대 전력과 평균 전력의 비로 아래와 같이 정의된다.

$$PAPR = \frac{MAX|x'[m]|^2}{E|x'[m]|^2} \quad (7)$$

기존 채널추정과 개선된 채널추정의 PAPR은 파일럿 신호의 크기를 0.414로 동일하게 설정한 결과 기존 시스템은 11.1dB, 개선된 알고리즘은 9.1dB였다. 이는 개선된 시스템이 PAPR 감소의 장점도 가지고 있음을 알 수 있다. 추가로 PAPR 감쇄기법 즉, 클리핑[9], PAPR 감쇄 부호[10] 등을 통해 3dB이하의 PAPR 성능을 얻을 수 수 있다.

V. 모의실험 및 결과 분석

본 장에서는 기존 채널추정 알고리즘과 개선된 채널추정 알고리즘의 채널추정 성능을 비교하였다. 표 1은 실험을 진행한 환경을 나타내고 있다. 실험에 사용된 채널은 4개의 경로를 가지는 Rayleigh 채널로, 지연1과 지연2를 표 1과 같이 두었다.

표 1. 기존 알고리즘과 개선된 알고리즘의 모의 실험 환경
Table 1. Simulation environment of conventional and improved algorithm

변조레벨	QPSK
FFT 크기	1024/2048
보호구간 길이	1/4*심볼길이
SNR 범위	0, 5, 10, 15, 20[dB]
채널	레이리 채널
지연1 [Samples]	[10 22 64 200]
지연2 [Samples]	[138 150 192 219]
최대 지연	256 샘플
파일럿의 값	1.3i

QPSK 성상을 이용하며, FFT 길이는 기존 알고리즘의 1024와 개선된 알고리즘의 2048을 각각 적용하였다. 4k, 8k를 적용 할 경우, 같은 길이의 채널을 추정하기 위해 주파수 영역에서 파일럿 간의 간격이 멀어져 정확한 보간이 어려워진다. 그림 8은 15dB에서 기존 알고리즘으로 채널을 추정한 결과이다. h_1, h_2 의 지연과 크기 모두 비교적 정확히 찾아냈다. 그림 9는 20dB에서 마찬가지로 채널을 잘 찾아내었다.

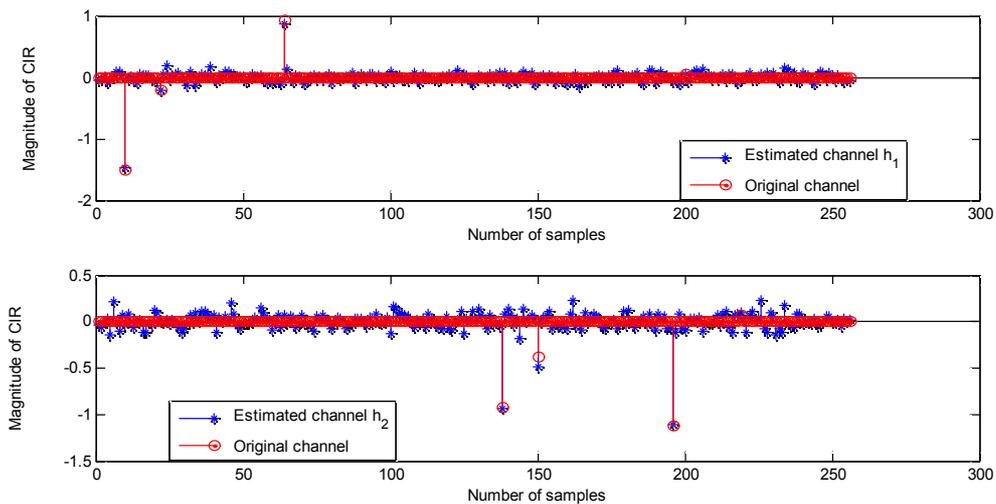


그림 8. 기존 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=0dB)
Fig. 8. Performance of conventional algorithm at SNR 0dB

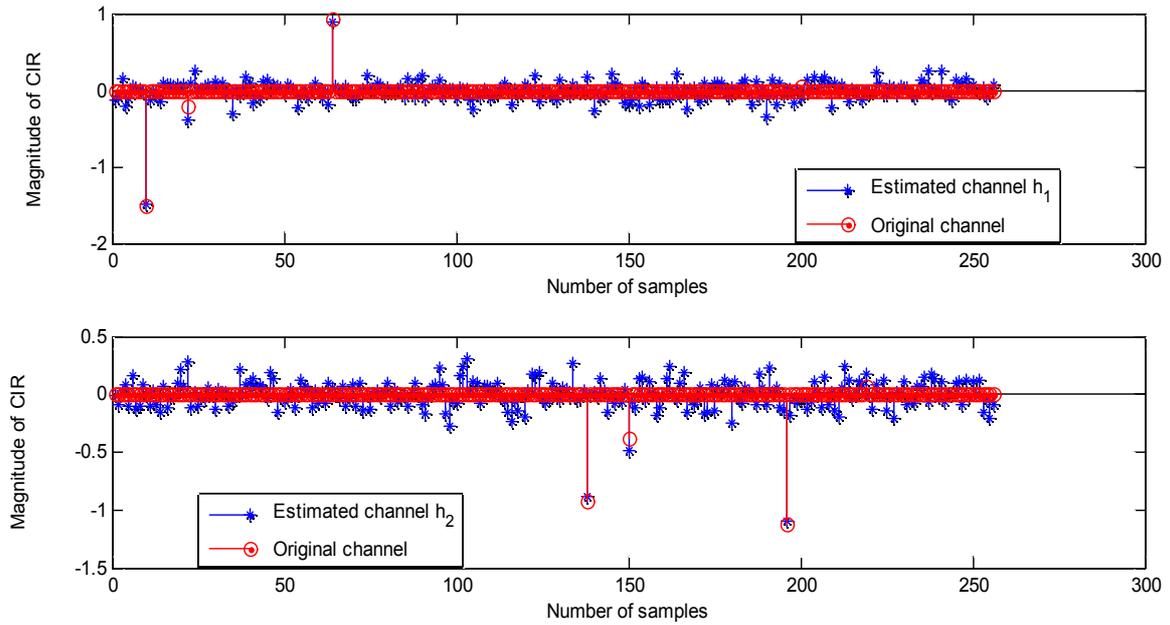


그림 9. 기존 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=5dB)
 Fig. 9. Performance of conventional algorithm at SNR 5dB

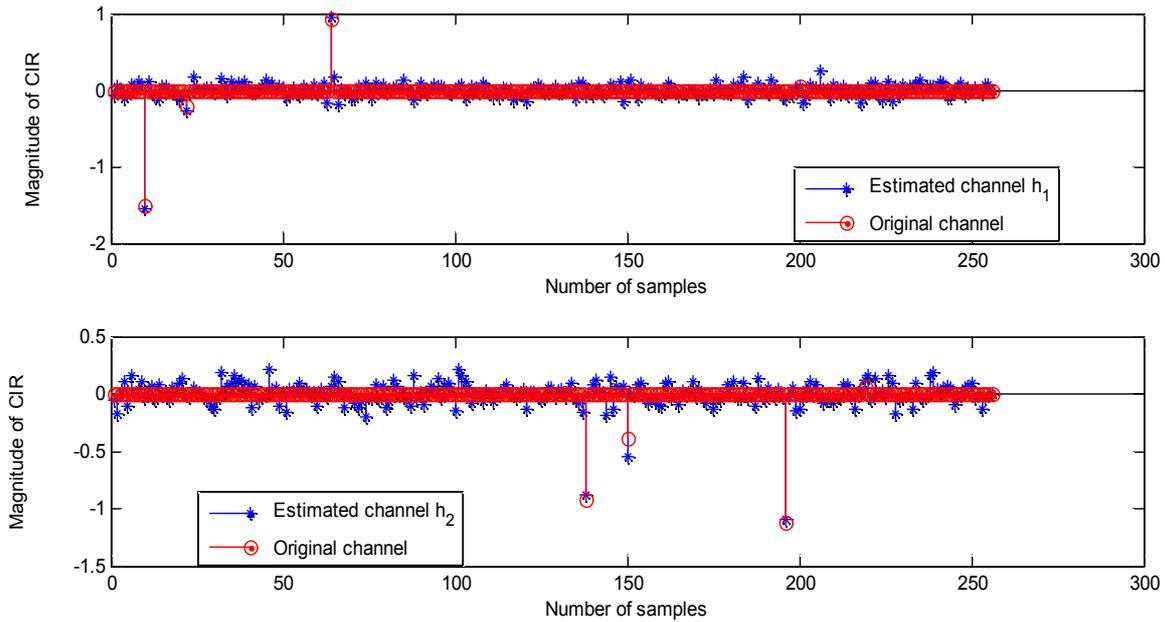


그림 10. 기존 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=10dB)
 Fig. 10. Performance of conventional algorithm at SNR 10dB

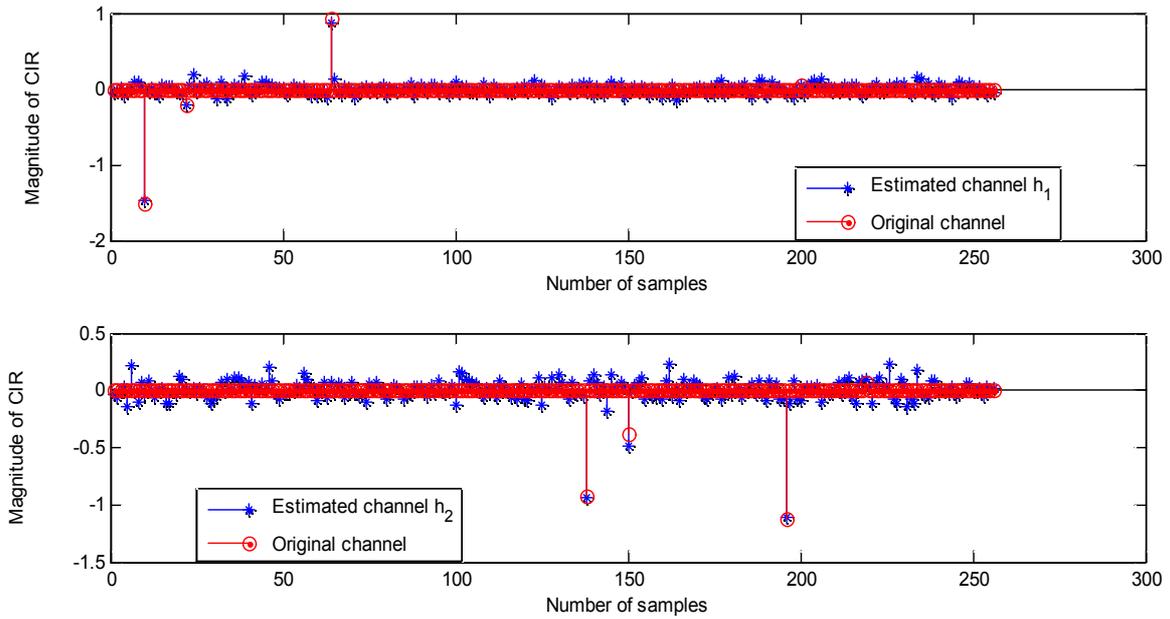


그림 11. 기존 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=15dB)
 Fig. 11. Performance of conventional algorithm at SNR 15dB

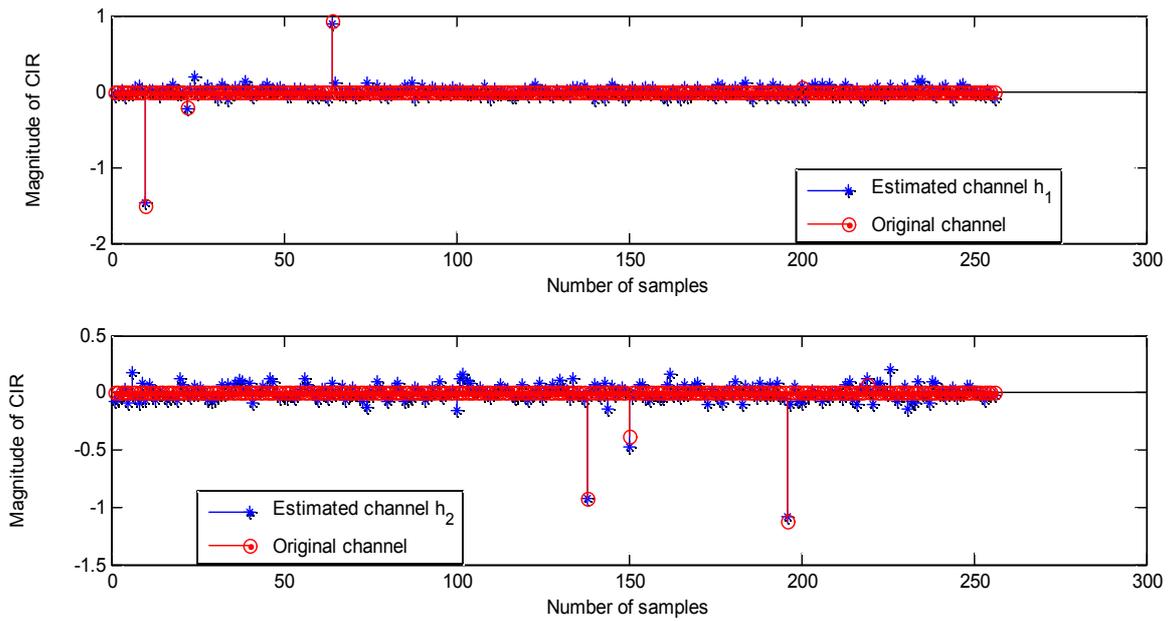


그림 12. 기존 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=20dB)
 Fig. 12. Performance of conventional algorithm at SNR 20dB

그림 13부터 17까지는 개선된 채널추정 방법은 SNR 0dB일 때부터 20dB까지의 채널추정결과를 나타낸다. h_1 , h_2 모두 기

존 알고리즘에 비해 잡음감쇄 효과를 볼 수 있다. 그리고 경로의 크기 값을 찾는 것도 더 정확하다는 것을 확인할 수 있었다.

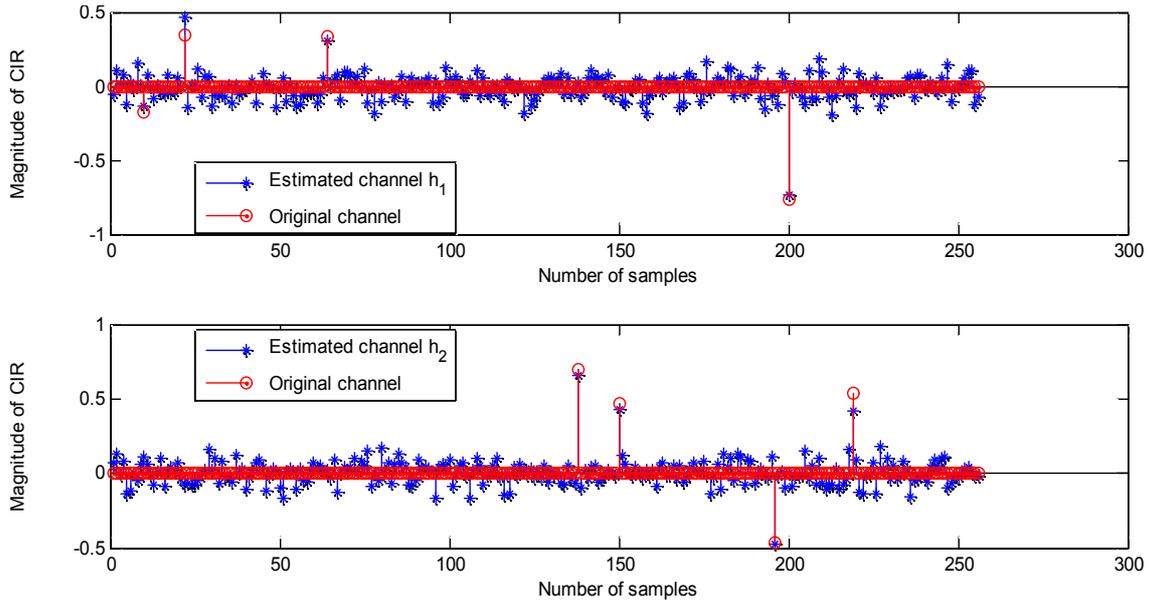


그림 13. 개선된 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=0dB)
 Fig. 13 Performance of improved algorithm at SNR 0dB

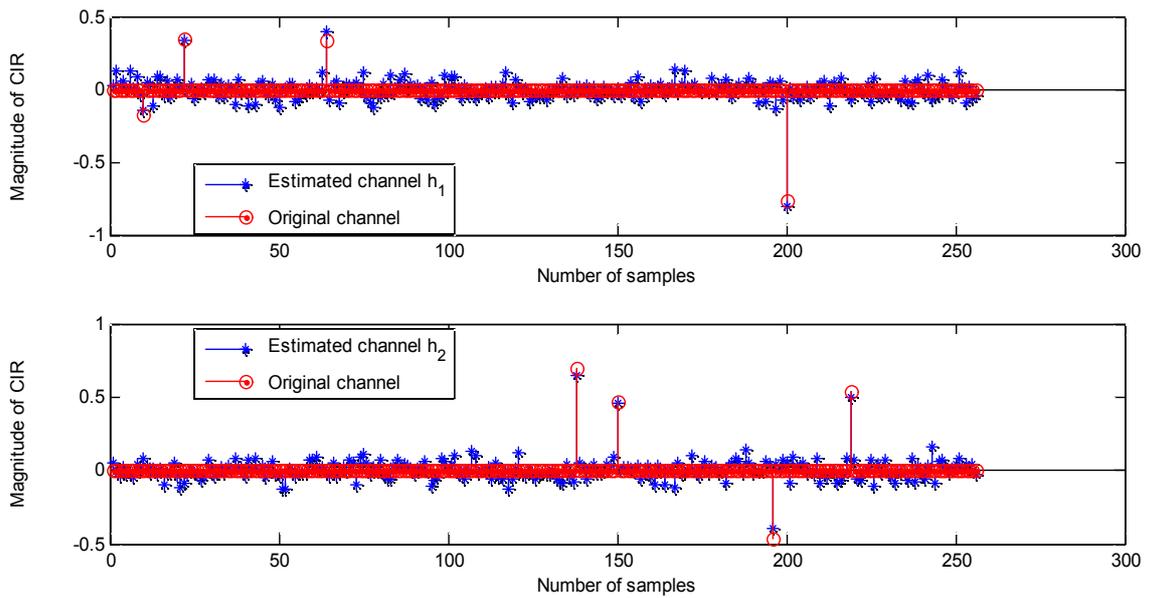


그림 14. 개선된 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=5dB)
 Fig. 14 Performance of improved algorithm at SNR 5dB

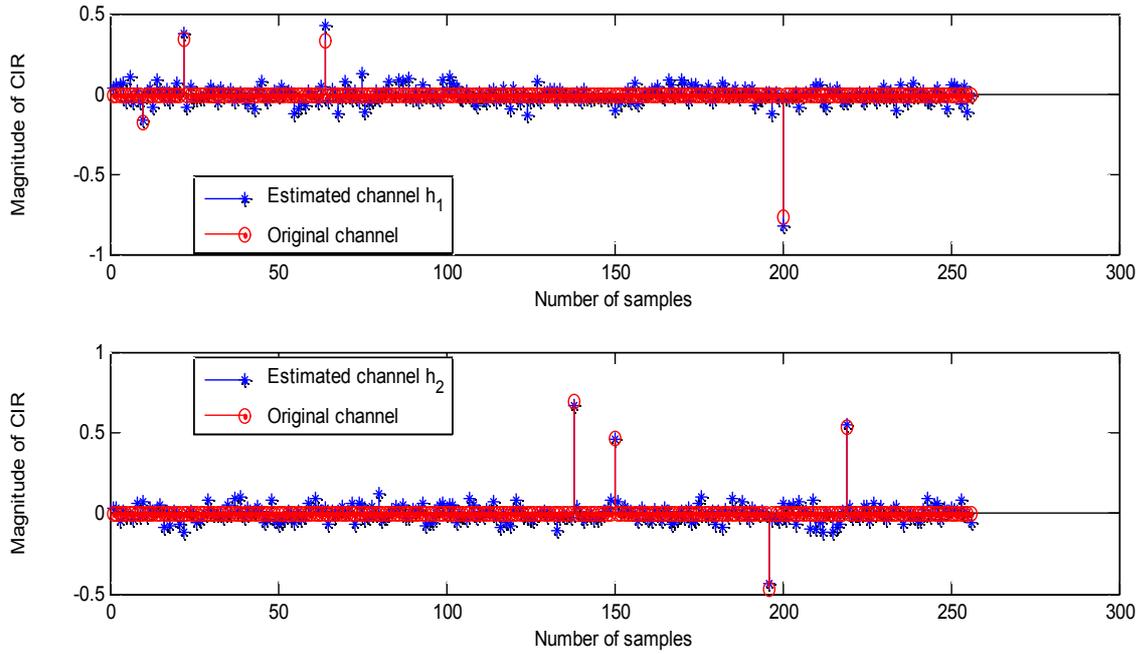


그림 15. 개선된 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=10dB)
 Fig. 15 Performance of improved algorithm at SNR 10dB

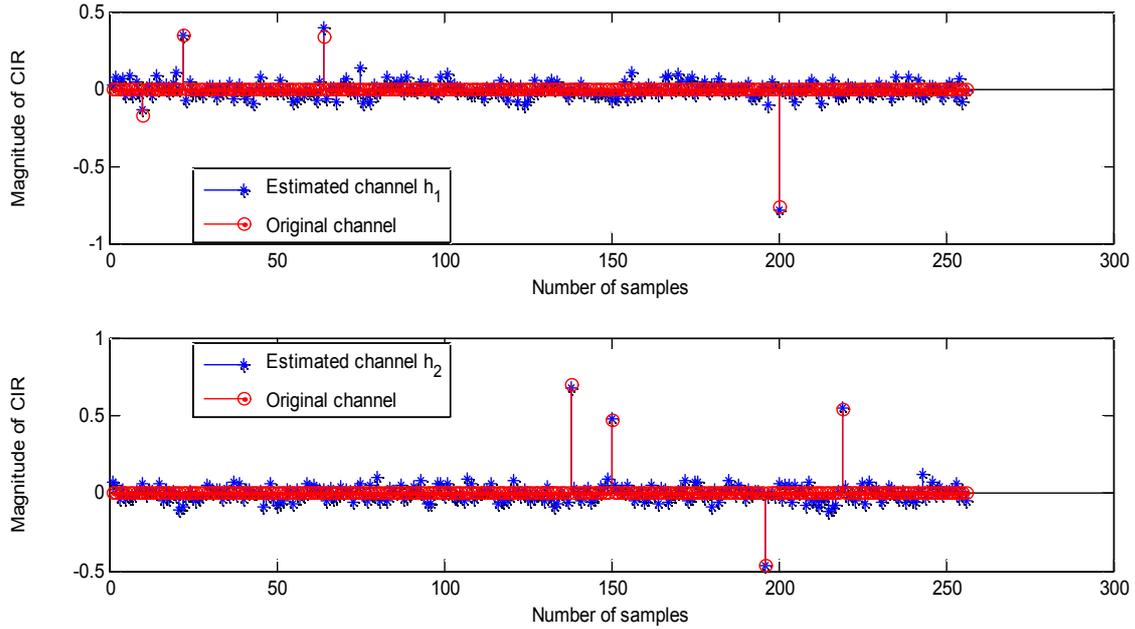


그림 16. 개선된 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=15dB)
 Fig. 16 Performance of improved algorithm at SNR 15dB

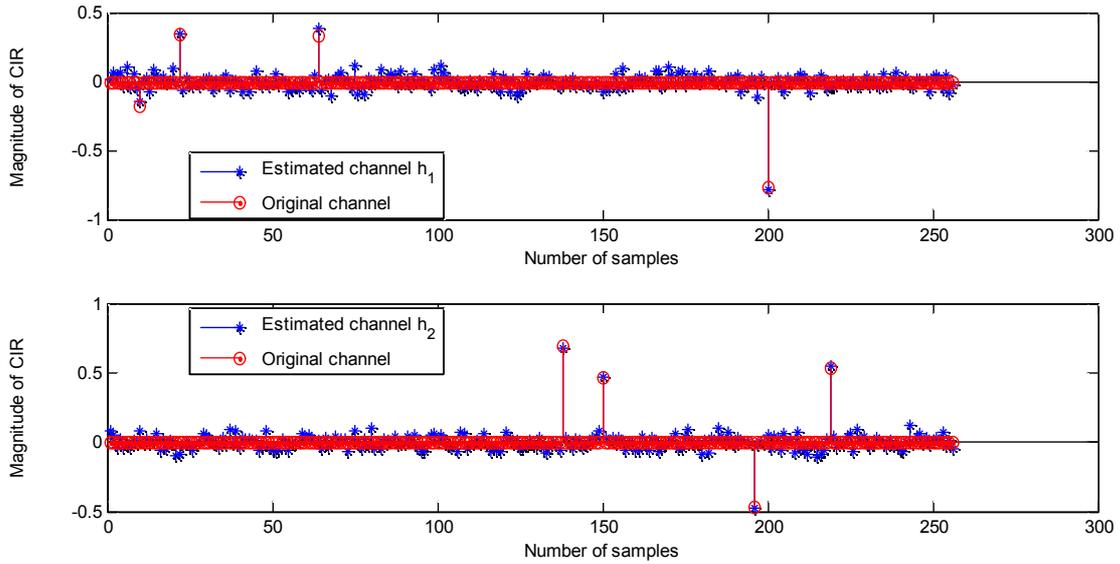


그림 17. 개선된 채널추정 알고리즘의 성능 (SNR=20dB)
 Fig. 17. Performance of improved algorithm at SNR 20dB

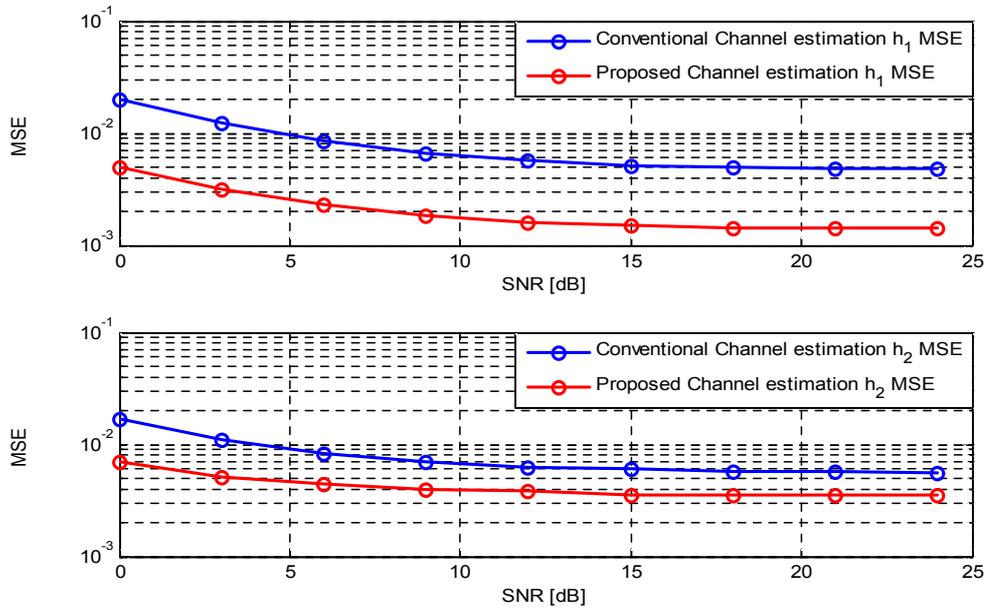


그림 18. 2x1 MIMO 시스템에 대한 채널추정의 MSE
 Fig. 18. MSEs of channel estimation algorithms for 2x1 MIMO

그림 18은 기존 채널추정 알고리즘과 개선된 채널추정 알고리즘의 평균자승오류(mean square error)를 나타낸다.

평균자승오류는 같은 심볼에서 채널을 500번 추정한 뒤 평균 취하여 SNR 0에서 24dB까지 나타내었다.

500번 실험하여 평균값을 구한 이유는 실험의 횟수가 증가할수록 정확한 성능을 도출해 낼 수 있기 때문이며, 500번 정도면 SNR에 대한 일정한 성능을 얻을 수 있기 때문이다. 동일한 dB에서 h_1 은 100.6정도의 평균자승오류 차이를 보였으며, h_2 의 경우도 100.4 정도의 평균자승오류 차이를 보였다. 알고리즘의 특성상 송신안테나가 2개일 경우, 코드 C_1 과 C_2 를 사용하게 된다. OFDM 심볼의 각 구간에 C_1 과 C_2 의 각 요소를 곱하기 위한 곱셈기가 필요하나, $C_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$ 에 -1 곱셈기 4개가 추가되므로 기존시스템과 복잡도 면에서 큰 차이를 보이지 않는다. 송신단에서도 -1 곱셈기 4개가 추가되므로 큰 복잡도 증가는 없다. 그리고 전송량 관점에서 기존 채널추정의 경우 1024개의 부반송파 중 256개의 부반송파에 파일럿 신호가 삽입되지만, 개선된 채널추정 알고리즘은 2048개의 부반송파중 256개의 부반송파에 파일럿 신호가 삽입되어 17%정도 전송률이 증가한다. 본 논문은 ofdm 심볼길이가 2K일 때를 기본으로 삼고 있지만 DVB-T2에서 다루고 있는 32K에도 적용이 가능하며, 2K의 부반송파를 32K로 늘림으로 인한 ICI차이는 크지 않다^[11].

VI. 결론

MIMO-OFDM 시스템에서의 채널추정 중 시간영역 채널추정은 주파수영역의 채널추정에 비해 복잡도가 낮다는 장점이 있다. 본 논문에서는 OFD 심볼길이를 늘리고, 코드 길이를 8로 늘임으로써 기존에 알고리즘에 비해 2배 많은 구간을 평균함으로써 잡음 상쇄 효과로 인해 더 좋은 채널 추정 성능을 나타내었다. 개선된 채널추정 알고리즘은 파일럿을 기존 채널추정 알고리즘에 비해 1/2만 사용함으로써 전송률은 약 17% 증가시키고, 성능은 개선시킬 수 있다.

코드길이가 4인 코드를 적용한 경우는 전송률이 떨어지고, 코드 길이가 너무 긴 코드를 사용하였을 경우는 복잡도가 증가하는 단점을 가진다. 이에 본 논문에서 개선한 알고리즘은 길이 8인 코드를 적용하였으며, FFT크기와 코드길이를 늘임에 따른 기존 채널추정대비 성능과 전송률의 개선을 보았다.

참고 문헌

- [1] 조봉균, 한동석, "UHDTV를 위한 MIMO 전송 시스템 성능 분석 및 설계", 방송공학회논문지, 제15권, 제4호, pp. 547-554, 2010.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] H. K. Song, S. J. Kang, M. J. Kim, and Y. H. You, "Error Performance Analysis of STBC-OFDM Systems With Parameter Imbalances", IEEE Trans. on Broadcast, vol. 50, no. 1, pp. 76-82, Mar. 2004.
- [4] C. S. Yeh and Y. Lin, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems", IEEE Trans. on Broadcast, vol. 45, no. 4, pp. 400-409, Dec. 1999.
- [5] H. M. An, "Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation", IEEE Trans. on Broadcast, vol. 46, no. 4, pp. 240-248, Dec. 2000.
- [6] 박도현, 강은수, 한동석, "COMB 방식의 파일럿 구조와 직교부호를 이용한 MIMO 시스템 채널추정", 방송공학회논문지, 제16권 TC편, 제2호, pp. 226-236, 2011.
- [7] 조용수, 김재권, 양원영, "MIMO-OFDM 무선통신과 MATLAB", 홍릉과학출판사, 2008.
- [8] B. Song, L. Gui, and W. Zhang, "Comb Type Pilot Aided Channel Estimation in OFDM Systems With Transmit Diversity", IEEE Trans. on Broadcast, vol. 52, no. 1, pp. 50-57, Mar. 2006.
- [9] H. Ochiai and H. Imai, "On clipping for peak power reduction of OFDM signals", IEEE Global Telecommunications Conference, vol.2, pp. 731-735, Dec. 2000.
- [10] R. D. J. V. Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction", IEEE Global Telecommunications Conference, London, vol. 1, pp. 740-744, Nov. 1996.
- [11] 이영진, 오영호, 정해주, "DVB-T2 기술 및 개발 현황", 방송공학회지, 제 14권 제1호, pp. 2-95, 2009.

저 자 소 개



박도현

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



강은수

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



한동석

- 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