

# MIMO OFDM 시스템을 위한 채널 응답 미러링을 이용한 DFT기반 채널 추정 기법

이종협<sup>\*1)</sup> · 강성진<sup>1)</sup> · 노우영<sup>1)</sup> · 오지명<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> LIG넥스원(주) C4I연구소

## DFT-Based Channel Estimation with Channel Response Mirroring for MIMO OFDM Systems

JongHyup Lee<sup>\*1)</sup> · Sungjin Kang<sup>1)</sup> · Wooyoung Noh<sup>1)</sup> · Jimyung Oh<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> CAI R&D Center, LIGNex1 Co., Ltd, Korea

(Received 9 June 2021 / Revised 27 August 2021 / Accepted 17 September 2021)

### Abstract

In this paper, DFT-Based channel estimation with channel response mirroring is proposed and analyzed. In General, pilot symbols for channel estimation in MIMO(Multi-Input Multi-Output) OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) Systems have a diamond shape in the time-frequency plane. An interpolation technique to estimate the channel response of sub-carriers between reference symbols is needed. Various interpolation techniques such as linear interpolation, low-pass filtering interpolation, cubic interpolation and DFT interpolation are employed to estimate the non-pilot sub-carriers. In this paper, we investigate the conventional DFT-based channel estimation for noise reduction and channel response interpolation. The conventional method has performance degradation by distortion called “edge effect” or “border effect”. In order to mitigate the distortion, we propose an improved DFT-based channel estimation with channel response mirroring. This technique can efficiently mitigate the distortion caused by the DFT of channel response discontinuity. Simulation results show that the proposed method has better performance than the conventional DFT-based channel estimation in terms of MSE.

Key Words : MIMO-OFDM(다중입력다중출력-직교주파수분할다중), Channel Estimation(채널 추정), DFT-based(이산푸리에변환-기반), Edge Effect(엣지 이펙트), Channel Response Mirroring(채널 응답 미러링)

### 1. 서론

<sup>\*</sup> Corresponding author, E-mail: [jonghyup.lee@lignex1.com](mailto:jonghyup.lee@lignex1.com)  
Copyright © The Korea Institute of Military Science and Technology

Long Term Evolution(LTE-4G), New Radio(5G) 등의 현대 이동통신 시스템에서는 광대역의 높은 전송속도를 지원하며 주파수 선택적 페이딩에 강인한 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 기술을 적용하고

있다. 또한, 더 빠르고 신뢰성 있는 통신을 위하여 송수신단에 다중 안테나 기술인 Multi-Input Multi-Output (MIMO) 기술을 사용하고 있다. MIMO-OFDM은 다중 경로 전송에서의 성능 향상과 주파수 효율성을 높일 수 있다. 다중 경로 페이딩 채널에서의 채널 추정은 OFDM 시스템의 성능에 직접 영향을 미치는 매우 중요한 요소이다.

OFDM 시스템에서 주파수 영역의 채널 추정은 송수신단 사이에 미리 약속된 파일럿 신호를 통해 이루어질 수 있다. 파일럿 신호를 이용한 방식에서는 파일럿의 위치도 시스템 성능에 크게 영향을 줄 수 있다. 파일럿의 위치를 정하는 방법에는 comb-type, block-type 그리고 2D-grid type 등이 있다<sup>[1]</sup>. comb-type은 모든 OFDM 심볼의 지정된 부반송파에 배치하는 방법이고 block-type은 정해진 몇몇 OFDM 심볼안의 모든 부반송파에 배치하는 방법이다. 그리고 2D-grid type은 정해진 OFDM 심볼과 정해진 부반송파에만 파일럿을 배치하는 방법으로서 comb-type과 block-type에 비해 적은 수의 파일럿을 이용하여 데이터 전송용량을 더 늘릴 수 있는 장점이 있다. 일반적인 무선통신 시스템에서는 시스템에 적용되는 무선 채널 환경의 coherence time과 coherence bandwidth를 고려하여 2D-grid type을 사용한다. 또한, 2D-grid type 중에서도 최적의 성능을 보여주는 다이아몬드 모양(diamond shape)의 파일럿 배치 방법을 적용한다<sup>[2]</sup>.

본 논문에서는 다이아몬드 모양으로 배치된 파일럿 신호를 이용하여 해당 부반송파의 채널을 추정하며 추정된 채널을 이용하여 나머지 부반송파의 채널을 추정한다. 파일럿을 이용한 채널 추정은 Least Square(LS) 추정 방법<sup>[3]</sup>을 사용하며 추정된 채널을 이용하여 기존 DFT 기반 채널 추정 방식<sup>[4]</sup>과 논문에서 제안하는 방식과의 비교 과정을 수행한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 다중 경로 페이딩 채널에서의 MIMO-OFDM 시스템 모델과 파일럿을 이용한 Least Square(LS) 채널 추정에 관해 설명한다. 3장에서는 기본적인 DFT 기반 채널 추정 기법에 대하여 설명한다. 4장에서는 DFT 기반 채널 추정에서 발생하는 “edge effect”에 의한 성능 저하를 설명하고 이러한 왜곡을 줄이기 위해 논문에서 제안하고 있는 채널 응답 미러링 기법을 소개한다. 5장에서는 시뮬레이션 결과를 통해 제안된 기법의 MSE 성능을 보여준다.

## 2. MIMO-OFDM 시스템

OFDM 시스템은 전송하고자 하는 정보를 다수의 직교 부반송파(orthogonal sub-carrier)에 다중화하여 변조하는 방식을 말한다. 일반적으로 OFDM 시스템에서는 효율적인 구현을 위해 2의 거듭제곱에 해당하는 Fast Fourier Transform(FFT)을 이용하여 변조한다. OFDM 신호의 sub-carrier는 data sub-carrier, pilot sub-carrier 그리고 null sub-carrier 이렇게 세 가지로 나눌 수 있다. Data sub-carrier는 송신하고자 하는 정보의 변조에 사용되고, pilot sub-carrier는 송수신단 사이에 미리 정해진 데이터로서 수신단에서 채널 추정을 위해 사용된다. Null sub-carrier는 빈 sub-carrier로서 인접 채널의 간섭을 줄이기 위해서 사용된다. Fig. 1은 OFDM 심볼 변조에서 sub-carrier가 대응되는 예를 보여주고 있다.

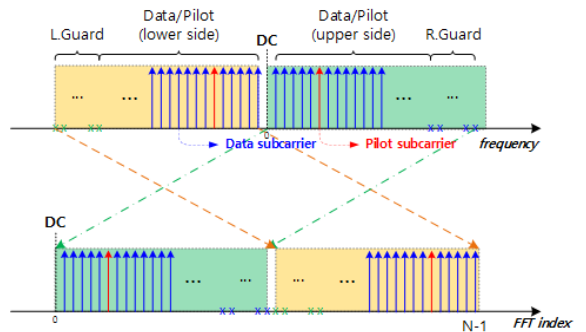


Fig. 1. Sub-carrier mapping for OFDM symbol

OFDM 시스템은 다중 경로 채널에 의해 발생하는 inter-symbol interference(ISI)를 방지하기 위해 OFDM 심볼의 마지막 부분을 복사하여 앞부분에 전송하는 cyclic prefix(CP)를 이용한다. CP의 길이는 채널의 최대 지연 시간을 기준으로 정한다. Fig. 2는 CP를 삽입한 OFDM 심볼의 구조를 보여준다. 여기서  $T_s$ 는 전체 OFDM 심볼 시간,  $T_b$ 는 변조된 OFDM 심볼 시간 그리고  $T_g$ 는 CP를 이용한 보호 구간을 의미한다.

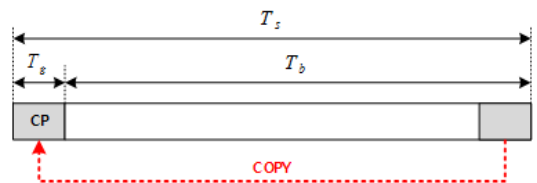


Fig. 2. OFDM symbol structure

MIMO-OFDM 시스템은 다수의 안테나를 이용하여 OFDM 변조 신호를 송수신하는 시스템을 말한다. MIMO 시스템은 spatial diversity와 link capacity, 그리고 주파수 효율을 증가시킨다. 또한, 링크의 안정성과 신뢰성을 향상시킨다<sup>[3]</sup>. MIMO 시스템에서 송신부는 MIMO encoding을 수행한 후 각각의 안테나에 다른 신호를 송신하며 수신부는 각각의 안테나의 신호를 분리하기 위하여 무선공간의 채널 정보를 이용하여 MIMO detection을 수행한다.

송신부의  $i$ 번째 안테나에서는 주파수 영역의  $X_i$  신호를 IFFT를 이용하여 OFDM 변조 신호로 송신된다. 각 안테나에서 송신되는 OFDM 신호의 시간 영역 신호는 다음과 같다.

$$x_i(n) = \text{IFFT}\{X_i(k)\} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq (n,k) < N \quad (1)$$

수신부에서 수신된 다중 경로 채널을 통과한 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_j(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}(l) \cdot x_i(n-l) + w_j(n) \quad (2)$$

여기서 최대  $L$ 의 길이를 갖는  $h$ 는 다중 경로 채널의 시간 영역 channel response를 의미하며  $w$ 는 평균 0과 분산  $\sigma^2$ 를 갖는 AWGN을 의미한다.  $i$ 번째 안테나에서 송신되고  $j$ 번째 안테나에 수신된 OFDM 신호를 FFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_j(k) = \sum_{i=0}^{N_i-1} X_i(k) H_{ij}(k) + Z_j(k) \quad (3)$$

$H_{ij}$ 는  $i$ 번째 송신안테나와  $j$ 번째 수신안테나 사이의 채널 응답을 의미한다. 채널 응답  $H_{ij}$ 를 추정하기 위하여 송수신단에서는 미리 정해진 pilot 신호를 sub-carrier에 mapping 하여 송수신한다. Fig. 3은 송신안테나의 수  $N_t$ 가 2개일 때의 pilot 신호의 배치를 보여준다. 각 안테나 pilot sub-carrier를 배치할 때 다른 안테나에서는 null sub-carrier를 배치하여 간섭을 일으키지 않도록 한다.

수신부에서 주파수 영역의 pilot 심볼을 이용하여

채널 추정을 수행한다. 일반적으로 채널 추정에는 Least Square(LS) 추정 알고리즘을 사용한다. 다음은 수신된 pilot 심볼을 이용한 LS 알고리즘 채널 추정을 나타낸다.

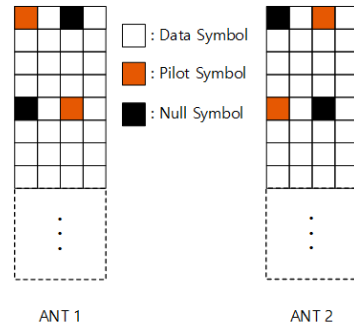


Fig. 3. Pilot arrangement

$$\hat{H}_{ij}(k) = \frac{Y_j(k)}{X_i(k)} = H_{ij}(k) + \varepsilon(k), \quad k \in K_p \quad (4)$$

$K_p$ 는 모든 pilot sub-carrier를 나타내며  $X_i(k)$ 와  $Y_j(k)$ 는 각각  $i$ 번째 송신안테나에서 송신된 pilot 심볼과  $j$ 번째 수신안테나에서 수신된 심볼을 의미한다.  $\hat{H}_{ij}(k)$ 는 LS 알고리즘으로 추정된  $k$ 번째 pilot sub-carrier의 채널값이다. LS 알고리즘은 채널에 대한 어떠한 정보 없이 추정할 수 있는 알고리즘으로 구현이 간단하다는 장점이 있다. 하지만, noise에 의해 정확도가 저하될 수 있다.

### 3. DFT-based Channel Estimation

DFT기반의 채널 추정기법은 두 가지 용도로 사용될 수 있다. 첫째, pilot을 이용하여 LS 알고리즘으로 추정된 채널 값의 noise를 감소시킬 수 있으며, 두 번째는 pilot sub-carrier 사이의 채널 추정을 위한 interpolation으로 사용될 수 있다<sup>[4]</sup>.

#### 3.1 Noise Reduction

DFT 기반의 채널 추정기법은 시간 영역에서의 noise 제거를 통해 더 정확한 채널 추정값을 얻을 수 있다. Fig. 4는 DFT 기반의 채널 추정기법을 이용한 noise reduction 동작을 나타낸다.

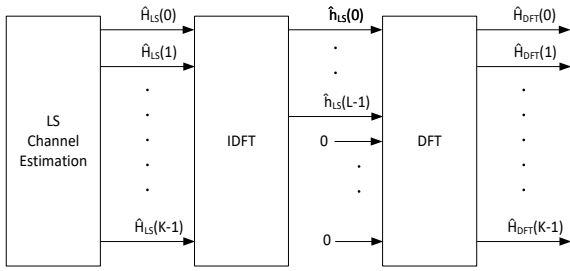


Fig. 4. Block diagram of the DFT-based noise reduction

LS 채널 추정기법에 따라 추정된  $k$ 번째 sub-carrier의 Channel Frequency Response(CFR)를  $\hat{H}_{LS}(k)$ 라하고 추정된 CFR을 IDFT를 이용하여 시간 영역으로 변환한다.

$$IDFT\{\hat{H}_{LS}(k)\} = h(n) + w(n) \doteq \hat{h}(n), \quad (5)$$

$$k = 0, 1, \dots, K-1, k \in K_p$$

$\hat{h}(n)$ 은 LS 채널 추정과 IDFT를 통해 얻은 시간 영역에서의 Channel Impulse Response(CIR)이다. 획득한 CIR는 maximum channel delay(L)까지는 다중 경로에 의한 채널 성분과 noise 성분을 모두 포함하고 있으며 L tap 이후에는 noise 성분만을 포함하고 있다. 따라서, 획득한 CIR에서 다중 경로에 의한 채널 성분을 제외한 noise 성분을 제거한다. 이때 제거하는 noise 성분의 기준은 maximum channel delay 또는 CP의 길이로 정할 수 있다. 다음 수식은 획득한 CIR와 noise 성분만을 포함하는 tap을 제거한 CIR를 나타낸다.

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} h(n) + w(n) & 0 \leq n < L \\ w(n) & \text{others} \end{cases}, n = 0, \dots, K-1 \quad (6)$$

$$\tilde{h}(n) = \begin{cases} \hat{h}(n) & 0 \leq n < L \\ 0 & \text{others} \end{cases}, n = 0, \dots, K-1$$

Noise 성분이 제거된 CIR을 DFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환하여 noise가 제거된 CFR을 얻을 수 있다. Noise가 줄어든 CFR은 이전에 LS 알고리즘을 통해서 추정된 CFR보다 좋은 성능을 얻을 수 있다.

### 3.2 Interpolation

2장에서 보여준 MIMO-OFDM 시스템의 파일럿 구조에서는 파일럿을 이용하여 채널 추정 후 이 채널 추정

값을 이용하여 파일럿이 없는 부분에 대해서 다양한 기법을 이용하여 추정한다. 이때 OFDM symbol에서 주파수 영역에 대해서 DFT 기반의 interpolation 기법을 이용하여 추정할 수 있다. DFT 기반의 interpolation은 파일럿을 이용하여 추정한 채널 값을 IDFT를 이용하여 시간 영역으로 변환 후 zero-padding을 이용하여 확장 후 DFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환하는 과정을 통해 수행된다.

DFT 기반의 interpolation은 두 가지 방법을 통해 수행될 수 있다. 첫 번째는 Fig. 5와 같이 파일럿을 이용하여 추정된 CFR  $\hat{H}_{LS}(k)$ 를 K-point IDFT를 이용하여 시간 영역으로 변환하여 얻은 K개의 CIR에 (M-K)개의 zero-padding을 추가하여 DFT를 수행한다. DFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환함으로써 M개로 interpolation 된 결과를 얻을 수 있다.

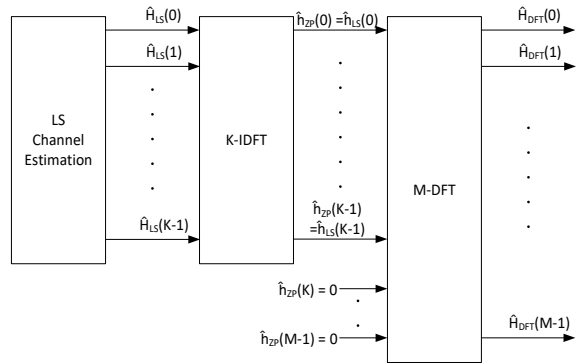


Fig. 5. Block diagram of the DFT-based interpolation

두 번째는 본 논문에서 적용한 방법으로서 파일럿으로 추정된 채널 값의 부반송파 위치가 달라질 때 사용될 수 있다. MIMO-OFDM에서는 안테나별로 파일럿이 송신되는 부반송파의 위치가 달라지며 이에 따라 첫 번째 방법을 이용한 DFT 기반 interpolation은 적용하기 힘들어진다. 다음은 MIMO-OFDM을 위한 DFT 기반 interpolation 과정을 나타낸다.

$$\hat{H}_{LS}(k) = \frac{Y_p}{X_p}, \quad p \in P, p = P(k), k = 0, \dots, K-1 \quad (7)$$

$P = \text{The set of pilot sub-carrier}$

$$\hat{h}_{LS}(n) \doteq IDFT\{\hat{H}_{LS}(k)\} = h(n) + w(n), \quad (8)$$

$$k = 0, 1, \dots, K-1$$

$$\hat{h}_{ZP}(n) = \begin{cases} \hat{h}_{LS}(n) & n < K \\ 0 & \text{others} \end{cases}, \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (9)$$

$$\hat{H}_{DFT}(m) = DFT\{\hat{h}_{ZP}(m)\}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (10)$$

위와 같은 DFT 기반의 interpolation을 위해서는 두 가지 조건을 만족해야 한다. 첫째, pilot의 수는 channel delay spread보다 커야 한다. 두 번째, pilot이 같은 간격으로 배치되어 있어야 한다.

### 3.3 Edge Effect(Border Effect)

유한한 Fourier series에서는 신호의 불연속성(Discontinuity)에 의해 왜곡이 생기는데 이를 깃스 현상(Gibbs phenomenon in Fourier analysis theory)이라고 하며 이는 위에 소개한 DFT 기반의 채널 추정기법에서 성능 저하의 원인이 된다.

주파수 영역에서 불연속성에 의해 발생한 시간 영역의 leakage power는 DFT 기반 채널 추정에서의 zero-padding과 DFT 기반 interpolation 후 왜곡을 발생시키는 원인이 된다.

Fig. 6에서는 임의의 채널 환경의 CFR과 in-band에서의 CFR을 보여주고 있다. in-band CFR은 Fig. 7에서와 같이 경계지점에서의 불연속점이 보인다. 이러한 불연속성에 의해 시간 영역으로의 변환을 위한 IDFT 후에 CIR에는 power leakage가 발생하게 된다. 이 power leakage는 noise reduction과 interpolation의 일련의 과정에서 왜곡을 발생시킨다.

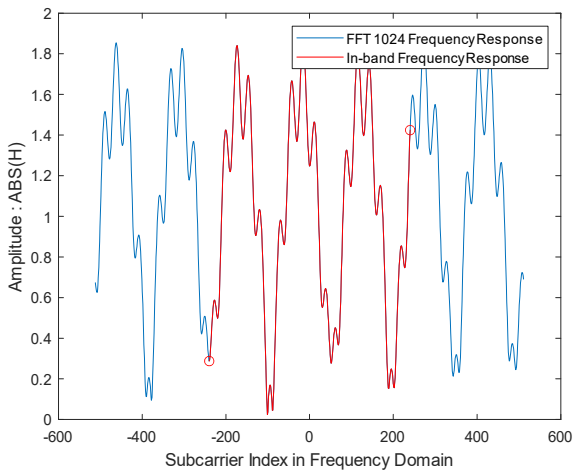


Fig. 6. Example of channel frequency response

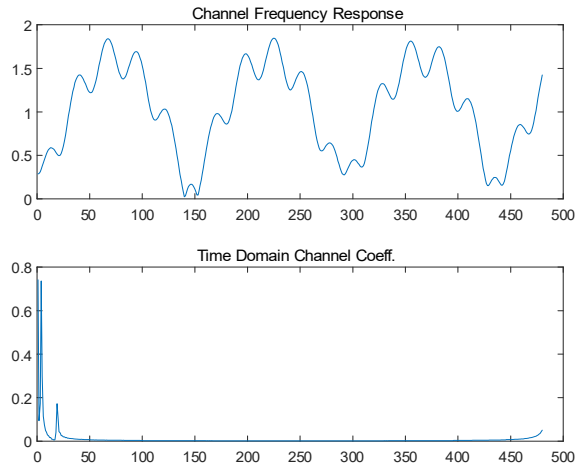


Fig. 7. CFR/CIR of In-band channel

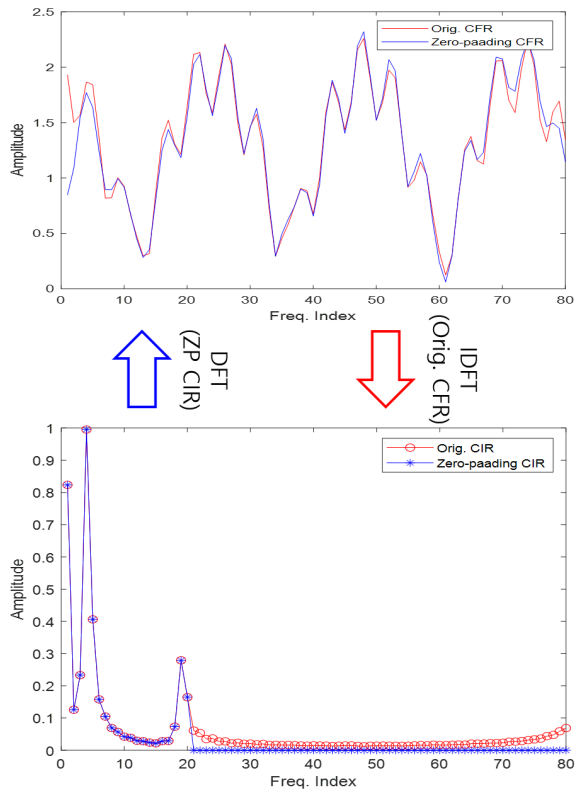


Fig. 8. Distortions of DFT-based noise reduction processing

Fig. 8은 DFT기반의 채널 추정에서 noise reduction 동작에서 발생하는 왜곡 현상을 보여주고 있다.

OFDM 시스템에서는 활성 채널 영역의 두 모서리 (Edge)에서의 불연속성으로 인하여 발생하는 왜곡을 ‘Edge Effect’ 또는 ‘Border Effect’라고 부른다. 많은 문헌에서 이러한 왜곡에 의한 문제점을 해결하기 위하여 다양한 방법이 제안됐다<sup>6,5)</sup>. 문헌들에서 제안하는 방법들은 추가적인 pilot의 송신 또는 채널 특성에 대한 정보가 필요하거나 높은 복잡도를 요구한다.

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 사용되는 활성 채널 영역의 불연속성에 의하여 발생하는 ‘Edge Effect’를 제거하기 위해 추가적인 정보 없이 파일럿을 사용하여 얻은 CFR의 mirroring 기법을 통해 연속된 채널 상태를 만들어주는 기법을 제시한다. 다음은 LS 채널 추정으로 얻어진 채널 값을 이용한 mirroring을 나타낸다.

$$\tilde{H}_{LS}(k) = \begin{cases} \hat{H}_{LS}(k) & 0 \leq k < K \\ \hat{H}_{LS}(2K-k-1) & K \leq k < 2K \end{cases} \quad (11)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, K-1$

Fig. 9는 임의의 채널에 대해 LS 채널 추정으로 얻어진 CFR을 식 (11)을 이용하여 mirroring을 수행한 결과를 보여준다. Mirroring으로 얻어진 CFR은 pilot sub-carrier index에 맞추어 배치한다. 다음은 확장된 sub-carrier에 mirroring된 CFR을 배치하는 방법을 나타낸다.

$$\tilde{H}_M(k) = \begin{cases} \hat{H}_M(k) & 0 \leq k < M \\ \hat{H}_M(k+M) & M \leq k < 2M \end{cases} \quad k \in K_p \quad (12)$$

$\tilde{H}_M(k) = 0, \quad k \notin K_p$

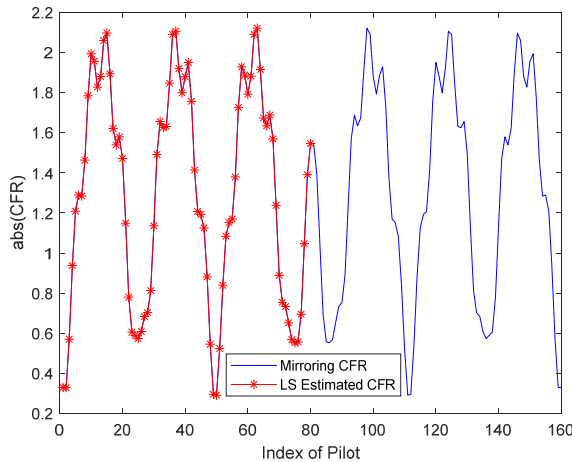


Fig. 9. LS estimated and mirroring CFR

Fig. 10은 배치된 CFR 결과를 보여준다. 배치된 CFR은 IDFT를 이용하여 시간 영역으로 변환한 뒤 시간 영역의 CIR에 zero-padding을 수행한다.

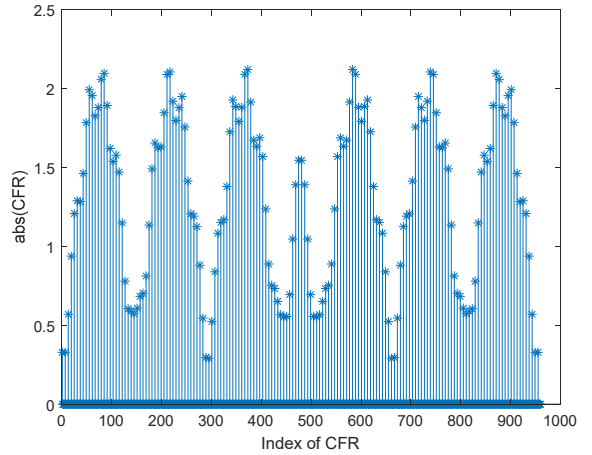


Fig. 10. Arrangement of CFR

Fig. 11은 DFT interpolation 입력으로 사용되는 CIR zero-padding 결과를 나타낸다. Zero-padding을 수행한 CIR은 DFT를 이용하여 주파수 영역으로 변환한다. 변환 후 얻어진 CFR에서 mirroring을 통해 확장한 부분을 제외한 후 LS 채널 추정값의 interpolation 결과를 얻을 수 있다.

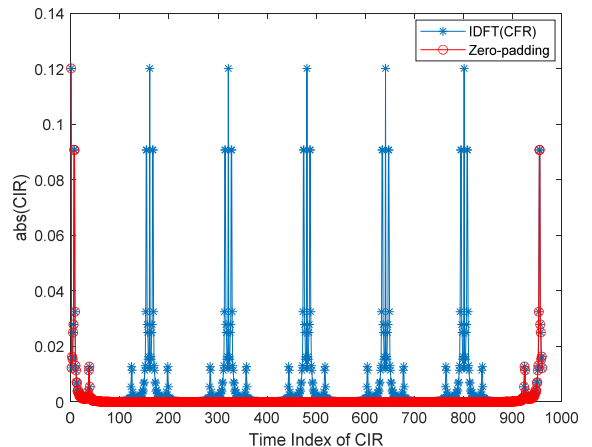


Fig. 11. Zero-padding of CIR

Fig. 12는 mirroring CFR의 interpolation 결과와 그 결과에서 최종 CFR을 획득하는 방법을 나타낸다. Fig.

13은 임의의 채널에서 기존 방식과 제안된 방식을 이용한 추정 결과를 비교하였다. 제안된 방식을 이용한 추정 결과가 기존 방식의 결과에 비해 기존 CFR과의 오차가 적음을 확인할 수 있다.

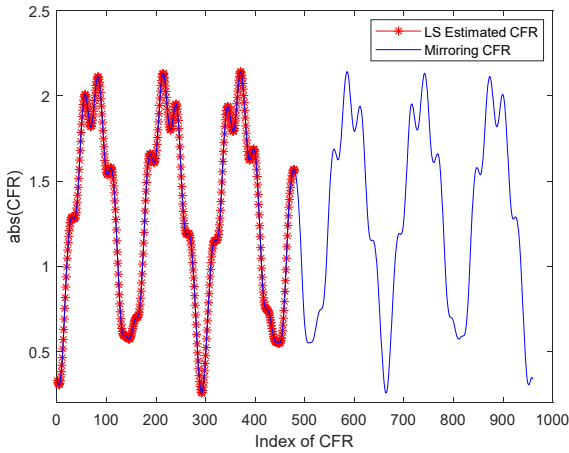


Fig. 12. Interpolation of CFR

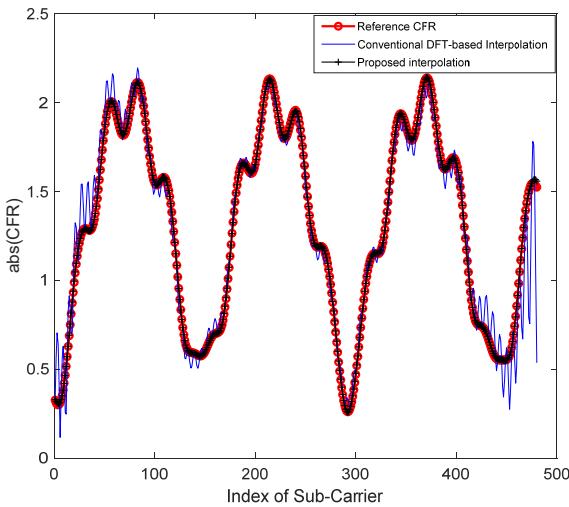


Fig. 13. CFR estimation comparison

#### 4. Simulation results

본 논문에서는 제안된 채널 응답 미러링을 이용한 DFT기반 interpolation 채널 추정기법의 성능을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 동일한 시뮬레이션 환경에서

linear interpolation과 기존 DFT기반의 interpolation 채널 추정기법에 대한 Mean Square Error(MSE) 성능을 통해 제안된 기법과의 비교를 진행하였다.

시뮬레이션은 MATLAB을 이용하여 Table 1에 나타난 파라미터의 MIMO-OFDM 시스템에서 진행하였다. 대역폭은 4 MHz이며, FFT size는 1024이다. 전체 사용 부반송파는 480개이며 그 중 데이터 부반송파와 파일럿 부반송파, 빈 부반송파는 각각 320, 80, 80개이다.

Table 1. Simulation parameter

Parameter	Value
Bandwidth	4 MHz
FFT size	1024
Number of total subcarrier	480
Number of data subcarrier	320
Number of pilot subcarrier	80
Number of null subcarrier	80
Number of transmitter antenna	2
Number of receiver antenna	2
Channel model	ITU-R Pedestrian-A ITU-R Vehicular-A

채널 모델은 일반적인 이동통신 테스트 환경의 적용을 위하여 ITU-R M.1225에서 제시하고 있는 테스트 환경 모델로서 낮은 안테나를 사용하는 길거리와 건물 안에서의 보행자 환경 특성을 갖는 Pedestrian-A (PA)와 높은 안테나를 사용하는 차량 이동 환경 특성을 갖는 Vehicular-A (VA)를 사용하였다<sup>[7]</sup>.

세 가지 채널 추정 방식에서는 파일럿을 이용하여 추정된 같은 LS 채널 추정값을 이용하였다.

Fig. 14는 채널 모델 ITU-R PA와 ITU-R VA에 대하여 채널 추정 알고리즘별 채널 추정값의 MSE 비교를 보여주고 있다. 시뮬레이션 결과에서 low-SNR 영역에서는 두 가지 DFT기반 interpolation의 noise reduction 효과로 linear interpolation보다 모두 좋은 성능을 가지고 있음을 확인할 수 있다. 하지만 high-SNR 영역에서는 기존의 DFT기반 interpolation과 제안된 DFT기반 interpolation은 다른 성능을 보여준다. 우선 기존의 DFT기반 interpolation은 ITU-R VA 채널에서 SNR 약 25 dB, ITU-R PA 채널에서는 SNR 약 18 dB에서 linear

interpolation과의 성능이 역전되기 시작한다. 반면에 제안된 DFT기반 interpolation은 linear interpolation과의 성능 차이는 줄어들지만, 여전히 DFT기반 interpolation의 성능이 좋게 나타나고 있다.

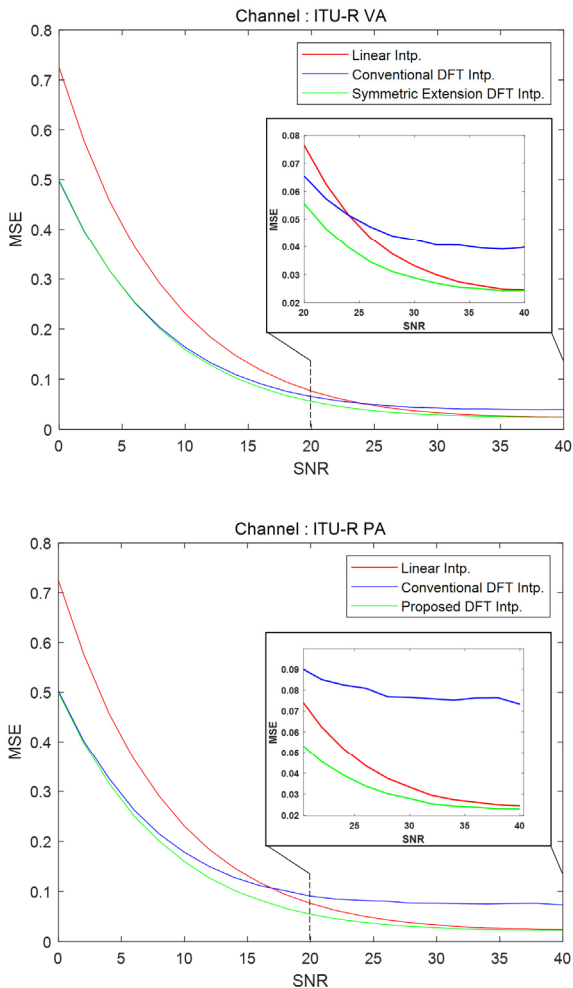


Fig. 14. MSE vs SNR performance

Fig. 15는 각각 SNR 0 dB와 40 dB에서의 sub-carrier 별 MSE 성능을 보여주고 있다. SNR 0dB에서 MSE 성능은 DFT기반 채널 추정의 noise reduction 기능에 의해 DFT를 기반으로 하는 방식이 linear interpolation 보다 좋은 성능을 보여준다. 또한, 기존 방식의 DFT 기반 interpolation과 제안된 방식의 성능에는 큰 차이가 없음을 확인할 수 있다. 그에 반해 SNR 40 dB에서는 ‘Edge Effect’에 의해 기존 방식의 DFT기반

interpolation의 성능 저하를 확인할 수 있다. Linear interpolation은 낮은 noise 성분으로 인해 MSE가 낮게 측정되지만 같은 LS 채널 추정값을 사용한 기존 방식의 DFT기반 interpolation은 더 성능이 나빠지는 것을 확인할 수 있다. 제안된 DFT기반 interpolation 방식은 이러한 성능 저하를 제거하여 기존 방식보다 더 좋은 성능을 보여준다.

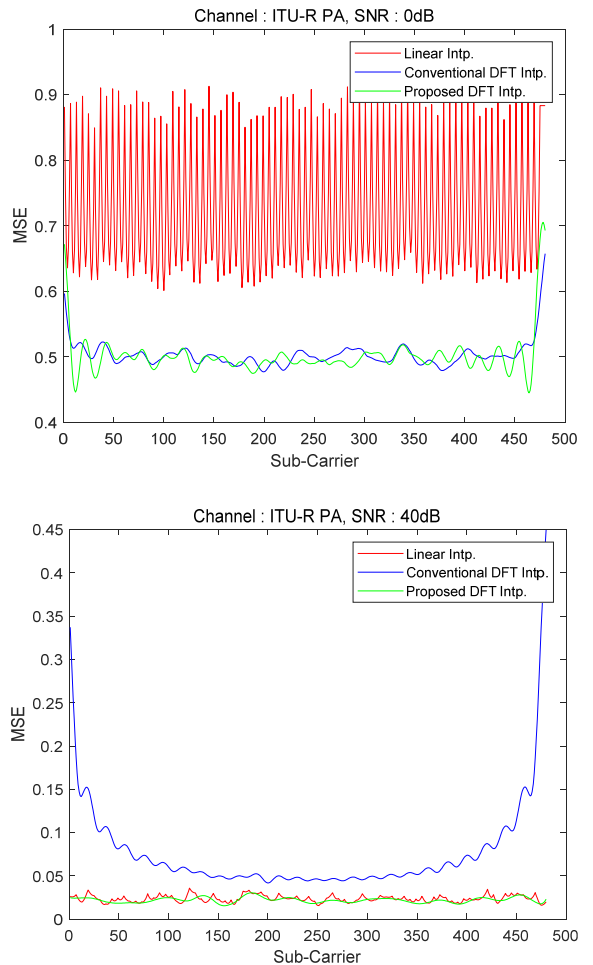


Fig. 15. MSE vs sub-carrier performance

## 5. 결론

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 사용되는 채널 추정기법을 소개하고 성능 향상을 위해 채널 응답의 mirroring 기법을 이용한 채널 추정기법을 제안



하였다. 제안된 기법의 성능 확인을 위해 시뮬레이션을 진행하였으며 시뮬레이션 결과는 기존 방식의 채널 추정기법보다 더 좋은 성능을 보여주었다. 하지만 기존 방식보다는 더 큰 FFT-Point를 요구하므로 구현 측면에서 성능과 복잡도의 균형을 고려하여 적용하여야 할 것이다. 향후 4G, 5G 등의 통신시스템에 적용할 수 있도록 추가적인 연구가 필요할 것으로 보인다.

### References

- [1] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications With MATLAB," John Wiley & Sons (Asia), Singapore, pp. 187-207, 2010.
- [2] J. W. Choi and Y.H. Lee, "Optimum Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 4, No. 5, pp. 2083-2088, 2005.
- [3] G. L. Stüber, J. R. Barry, S. W. Mclaughlin, Y. Li, M. A. Ingram, and T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications," Proc. IEEE, Vol. 92, No. 2, pp. 271-294, 2004.
- [4] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "Analysis of DFT-Based Channel Estimators for OFDM," Wireless Personal Communications, Vol. 12, pp. 55-70, 2000.
- [5] B. Yang, Z. Cao, and K. B. Letaief, "Analysis of Low-Complexity Windowed DFT-Based MMSE Channel Estimator for OFDM Systems," IEEE Trans. Commun., Vol. 49, pp. 1977-1987, 2001.
- [6] L. Zhang, Z. Hong, and L. Thibault, "Improved DFT-Based Channel Estimation for OFDM Systems with Null Subcarriers," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC), pp. 1-5, 2009.
- [7] Recommendation ITU-R M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000," pp. 27-28, 1997.