

# Null 부반송파를 갖는 MIMO-OFDM에서 채널 예측 기반적응 채널 추적 방식

종신회원 전 형 구

## Channel Prediction based Adaptive Channel Tracking cheme in MIMO-OFDM Systems with Null Sub-carriers

Hyoung-Goo Jeon *Lifelong Memnber*

### 요 약

본 논문에서는 다중 채널 레일리 페이딩으로 인하여 발생하는 시변 채널 환경에서 효율적으로 채널을 추적할 수 있는 방식을 제안하였다. 제안된 적응 채널 추적 방식은 채널 변화를 추정하여 채널을 예측할 수 있으며 예측된 채널 응답을 이용하여 주파수 영역에서 다른 안테나로부터 수신되는 간섭 신호를 제거한다. 그 후 AWGN 성분을 줄이기 위하여 시간영역 채널 추정을 수행한다. 제안된 방식의 장점은 매 심벌 마다 채널 추적시 역행렬을 구할 필요가 없다. 시뮬레이션 결과는 기존의 채널 추적 방식보다 시변 채널 환경에서 더 나은 성능을 보였다. 도플러 주파수 300 Hz, BER = 10<sup>-3</sup> 조건에서 기존의 Li 방식 보다 약 2.5 dB 성능이 개선되었다. 도플러 주파수 600 Hz에서 기존 방식과 제안된 방식의 성능 차이는 더욱 커졌다.

**Key Words :** MIMO, Channel Estimation, Channel Tracking, Prediction, Null Sub-Carriers

### ABSTRACT

This paper proposes an efficient scheme to track a time variant channel induced by multi-path Rayleigh fading in mobile MIMO-OFDM systems with null sub-carriers. The proposed adaptive channel tracking scheme removes in the frequency domain the interfering signals of the other transmit (Tx) antennas by using a predicted channel frequency response before starting the channel estimation. Time domain channel estimation is then performed to reduce the additive white Gaussian noise (AWGN). The simulation results show that the proposed method is better than the conventional channel tracking method [3] in time varying channel environments. At a Doppler frequency of 300 Hz and bit error rates (BER) of 10<sup>-3</sup>, signal-to-noise power ratio (Eb/N0) gains of about 2.5 dB are achieved relative to the conventional channel tracking method [3]. At a Doppler frequency of 600 Hz, the performance difference between the proposed method and conventional one becomes much larger.

### 1. 서 론

MIMO (Multiple Input Multiple Output) 기술은 각 안테나에서 다른 데이터를 전송하는 경우 대역폭을 늘리지 않고 데이터 전송속도를 증가시킬 수 있는 효율적인 방법이다<sup>[1]</sup>. 최근에 OFDM은 다중 경로 페이딩 환경에서 고속 전송 방식으로

사용되고 있다. 이 두가지 방식을 결합한 MIMO-OFDM에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다. MIMO-OFDM 수신기에서 혼합된 신호를 각 안테나 별로 분리하기 위해서는 각 송수신 안테나 사이의 채널에 대한 정보가 필요하다. MIMO-OFDM 수신기의 성능은 채널 추정의 정확도에 크게 좌우된다. 따라서 그동안 채널 추정에 대한

\* 동의대학교 정보통신공학과 (hgjeou@deu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-01-425, 접수일자 : 2006년 10월 13일, 최종논문접수일자 : 2007년 4월 30일

많은 연구가 진행되었다<sup>[2],[12]</sup>. Li는 least mean square error (LMSE) 방식을 사용하여 채널을 추정할 수 있는 방식을 제안하였다<sup>[2]</sup>. 그러나 이 방식은 역행렬 계산으로 인하여 계산량이 많은 단점이 있다. 이러한 단점을 개선하기 위하여 Li는 간략화된 채널 추정 방식을 제안하였다. 간략화된 채널 추정 방식은 인접한 두 심벌 동안 채널의 특성이 동일하다는 가정하에 결정 귀환 (decision directed) 방식으로 채널의 변화를 추적(tracking) 하는 방식이다. 그러나 그 방식은 시변 채널 환경에서 채널 추정 오차가 발생하기 쉽다. 이 채널 추정 오차는 채널이 여러 심벌에 걸쳐 추적(tracking)되는 동안 오차가 누적된다. 더욱이 Li의 단순화된 방법은 null 부 반송파가 존재하는 경우에는 크기가 일정한 상수 신호를 inverse discrete Fourier transform (IDFT) 하여 Kronecker 임펄스 함수를 만들 수 없기 때문에 null 부 반송파가 존재하는 MIMO-OFDM에서 사용할 수 없다는 문제점이 있다.

다른 연구에서 칼만 필터를 사용하여 시변 채널을 추적하는 방식이 제안되었다<sup>[8],[12]</sup>. 그러나 칼만 필터는 상태 방정식을 정의하기 위해서는 채널에 대한 사전 정보가 필요하다. 더구나 칼만 이득을 계산하기 위해서는 채널의 노이즈 공분산을 알아야 하고 매 OFDM 심벌 마다 역행렬을 계산해야 하며 이로 인하여 계산량이 증가하는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 채널 예측 기반 적응 채널 추적 (tracking) 방식을 제안한다. 제안된 방식은 칼만 방식과 달리 채널에 대한 사전 정보를 필요로 하지 않으며 부분 선형 모델(piecewise linear model) 을 사용하여 채널의 비선형 변화도 추적할 수 있다. 또한 제안된 방법은 주파수 영역과 시간 영역의 혼합 채널 추정(estimation)을 사용하여 효율적으로 AWGN 성분을 제거한다.

본 논문은 서론에 이어 2절에서 MIMO-OFDM 시스템 모델에 대해서 기술하며, 제 3절에서는 제안된 적응 채널 추적 방식에 대해서 논한다. 제 4 절에서는 성능 분석에 대해서 기술하고 제 5절에서 결론을 맺었다.

## II. MIMO OFDM 시스템 및 기존의 채널 추적 방식

MIMO-OFDM 시스템에서 각 안테나에 수신된 신호는 모든 송신 안테나로부터 송신된 신호의 합

이다. j-번째 수신 안테나에서 수신된 신호는 주파수 영역에서 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$R_j[l, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_{ij}[l, k] X_i[l, k] + W_j[l, k], \quad j=1, 2, 3, \dots, N_r \quad (1)$$

여기서 k, N, N<sub>r</sub> 및 N<sub>t</sub>는 각각 주파수 영역 인덱스, 전체 부 반송파의 개수, 수신 안테나의 개수 및 송신 안테나의 개수를 나타낸다. L과 X<sub>i</sub>[l, k]는 각각 채널 응답 길이와 i-번째 송신 안테나가 l-번째 심벌에서 k-번째 부 반송파를 통하여 전송한 데이터를 나타낸다. H<sub>ij</sub>[l, k]는 l-번째 심벌에서 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이의 k-번째 부 반송파의 채널 주파수 응답을 나타낸다. W<sub>j</sub>[l, k]는 j-번째 수신 안테나에서 AWGN 잡음을 나타내며 평균이 0이며 분산이 σ<sup>2</sup>이다. W<sub>j</sub>[l, k]는 l, k 및 j에 무관하다고 가정하였다. 본 논문에서 채널 특성은 한 개의 심벌 동안에는 일정하나 심벌과 심벌 사이에선 변화가 있다고 가정하였다. 앞으로 설명에서 대문자는 주파수 영역 신호를 나타내고 소문자는 시간 영역 신호를 나타낸다. 기호  $\hat{a}$ ,  $\hat{a}$  및  $\bar{a}$ 는 각각 a의 임시 추정값, 추정값 및 예측값을 나타낸다. 본 논문의 시스템 모델에서 수신 데이터의 검파 방식으로 maximum likelihood (ML) 검파 방법이 사용된다.

기존의 대표적인 채널 추적 방식은 Li가 제안한 방식을 들 수 있다. 본 논문에서는 Li 방식의 문제점을 간략하게 기술하도록 하겠다. Li는 단순화된 방법에서 역행렬 계산을 피하면서 채널을 추적하기 위하여 다음과 같은 방법을 제안하였다. 각 2개의 송수신 안테나 MIMO-OFDM 인 경우에

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Q}_{11}[l], \mathbf{Q}_{21}[l] \\ \mathbf{Q}_{12}[l], \mathbf{Q}_{22}[l] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1[l] \\ \tilde{\mathbf{h}}_2[l] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_1[l] \\ \mathbf{P}_2[l] \end{pmatrix} \quad \text{or} \quad \mathbf{Q}[l] \tilde{\mathbf{h}}[l] = \mathbf{P}[l] \quad (1)$$

여기서  $\tilde{\mathbf{h}}_i[l]$  (i = 1, 2)는 임시 채널 추정 벡터이며  $\tilde{\mathbf{h}}_i[l] = (\tilde{h}_i[l, 0], \dots, \tilde{h}_i[l, K_0 - 1])^T$ 로 정의된다. K<sub>0</sub>는 채널을 응답 길이를 나타낸다. Q<sub>ij</sub>[l], q<sub>ij</sub>[l, n], P<sub>i</sub>[l] 및 p<sub>i</sub>[l, n]는 다음 같이 정의된다.

III. 제안된 채널 추정 방식

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Q}_y[l] &= (q_{ij}[l, n_1 - n_2])_{n_1, n_2=0}^{K_0-1}, \\
 q_{ij}[l, n] &= \sum_{k=0}^{K-1} t_i[l, k] t_j^*[l, k] W_N^{-kn}, \\
 \mathbf{P}_i[l] &= (p_i[l, 0], \dots, p_i[l, K_0 - 1])^T, \\
 p_i[l, n] &= \sum_{k=0}^{K-1} R_i[l, k] t_j^*[l, k] W_N^{-kn}, \\
 W_N^{kn} &= e^{-j2\pi kn/N}.
 \end{aligned} \tag{2}$$

식 (1)에서  $\tilde{\mathbf{h}}_1[l]$  과  $\tilde{\mathbf{h}}_2[l]$ 에 대해서 풀려면 역행렬을 풀어야 한다. Li 는 단순화된 방법에서 역행렬을 계산하지 않고 채널을 추정할 수 있는 방법을 제안하였다.  $|t_i[n, k]| = 1$  인 constant modulation의 경우, 식 (2)에서  $q_{ii}[l, n] = K\delta[n]$ 이다. 여기서  $\delta[n]$ 는 Kronecker 임펄스 함수를 나타낸다. 이 경우에  $\mathbf{Q}_{ii}[n] = K\mathbf{I}$ 이며  $\mathbf{I}$ 는  $K_0 \times K_0$  단위 행렬이다. 그리고  $\mathbf{h}_j[l] = \mathbf{h}_j[l-1]$ 라고 가정하면 식 (1)은 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{h}}_1[l] &= \frac{1}{K} (\mathbf{P}_1[l] - \mathbf{Q}_{21}[l] \tilde{\mathbf{h}}_2[l-1]) \text{ and} \\
 \tilde{\mathbf{h}}_2[l] &= \frac{1}{K} (\mathbf{P}_2[l] - \mathbf{Q}_{12}[l] \tilde{\mathbf{h}}_1[l-1])
 \end{aligned} \tag{3}$$

식 (3)은 역행렬 계산이 필요 없음을 알 수 있다. 식 (3)이 이론적으로 틀린 것이 아니다. 그러나 실제 OFDM 시스템에서 null 부반송파가 없을 수 없으므로  $q_{ii}[l, n]$ 를 계산할 때  $\delta[n]$ 를 만들 수 없으므로  $\mathbf{Q}_{ii}[l] \neq K\mathbf{I}$ 가 성립하지 않는다. 따라서 null 부반송파가 있는 실제 OFDM에서는 (3) 식이 근본적으로 성립할 수 없다. 그리고 더구나 null 반송파가 없다고 하더라도 16 QAM 이상을 사용하는 경우  $|t_i[l, k]| \neq 1$ 이므로  $\mathbf{Q}_{ii}[l] \neq K\mathbf{I}$ 이고 식 (3)은 성립하지 않는다. 따라서 본 논문에서는 매 심벌 채널 추적시 역행렬 계산이 필요 없고 비 선형적인 채널 변화에 능동적으로 적응하여 채널을 추적할 수 있는 적응 채널 추적 방식을 제안하고자 한다.

MIMO-OFDM에서 수신기 성능은 채널 추정의 정확도에 달려있고 무선 채널은 시간에 따라서 변화하기 때문에 채널 응답을 추적할 필요가 있다. MIMO-OFDM 수신기에서 신호는 여러 안테나 신호가 혼합된 multiple input single output (MISO)이므로 직접적인 시간영역 채널 추정이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 주파수 영역 및 시간 영역 혼합 채널 추정 기반 적응 채널 추적 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 주파수 영역에서 MISO 신호에서 다른 안테나 간섭 신호를 제거하여 원하는 안테나에 대한 single input single output (SISO) 신호로 변환한다. 다른 안테나의 간섭 신호 제거시 시변 채널의 변화를 고려하기 위하여 예측된 채널 응답을 사용한다. 이어 AWGN 성분을 제거하기 위한 시간영역 채널 추정이 수행된다. 그림 1에 제안된 방법에 대한 기본 개념 블록도를 나타내었다.

본 논문에서는 채널 응답을 예측하기 위하여 인접한 두 심벌 동안 변화된 채널 주파수 응답의 차이를 추정한다. 그림 2는 k-번째 부 반송파에 대한 시변 채널 응답에 대한 예를 보여 주고 있다. 각 부 반송파에 대한 채널 주파수 응답  $H_{ij}[l, k]$ 는 시간에 따라서 비 선형적으로 변환한다. 그러나 두 심벌 동안의 짧은 구간 동안 채널 응답  $H_{ij}[l-1, k]$ 과  $H_{ij}[l, k]$ 는 서로 상관 관계가 존재하며 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$H_{ij}[l, k] = H_{ij}[l-1, k] + D_{ij}[l, k] \tag{3}$$

여기서  $D_{ij}[l, k]$ 는 i-번째 송신 안테나와 j-번째 수신 안테나 사이에서 k-번째 부 반송파의 l-번째 심벌과

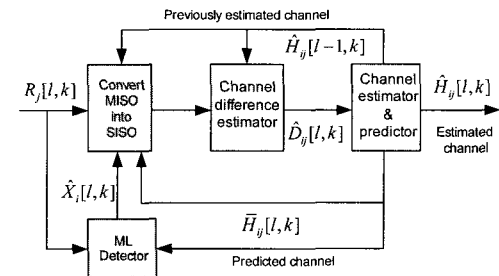


그림 1. 제안된 적응 채널 추적 방식의 기본 개념도  
Fig. 1. The block diagram of the proposed adaptive channel tracking method

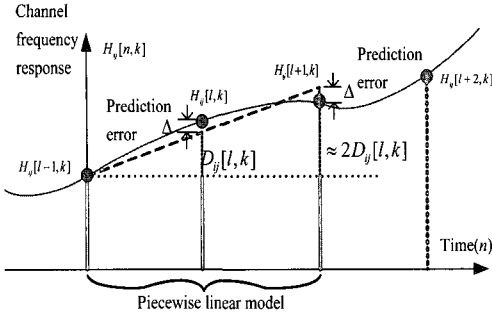


그림 2. 비선형 시변 채널에서 부분 선형 모델  
Fig 2. Piecewise linear model for nonlinear time variant channel

( $l-1$ )-번째 심벌 사이의 채널 주파수 응답의 차이를 나타낸다. 그림 2에 부분 선형 모델 (piecewise linear model)이 적용되면 비선형 시변 채널 주파수 응답  $H_{ij}[l, k]$ 가 짧은 구간 동안 선형 모델로 취급될 수 있다.

본 논문에서는 이러한 부분 선형 모델을 적용하면서  $D_{ij}[l, k] \approx D_{ij}[l-1, k]$ 이 가정되었다. 따라서 식 (3)으로부터  $H_{ij}[l, k] \approx H_{ij}[l-1, k] + D_{ij}[l-1, k]$ 이다.

$l$ -번째 심벌 시간에  $\hat{H}_{ij}[l-1, k]$ 와  $\hat{D}_{ij}[l-1, k]$ 를 알고 있다면 채널 예측값은 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$\bar{H}_{ij}[l, k] = \hat{H}_{ij}[l-1, k] + \hat{D}_{ij}[l-1, k] \quad (4)$$

본 논문에서는 먼저  $D_{ij}[l, k]$ 를 추정하고 난 후에 채널을 추정하고 예측한다. 지금부터 수신기가  $R_j[l, k]$ 를 수신하였을 때 채널 차의 추정 값  $\hat{D}_{ij}[l, k]$ 을 계산하는 방식을 기술하도록 한다.  $R_j[l, k]$ ,  $R_j[l-1, k]$ ,  $\hat{X}_i[l, k]$ ,  $\hat{X}_i[l-1, k]$ ,  $\hat{H}_{ij}[l-1, k]$ ,  $\hat{H}_{ij}[l-2, k]$  및  $\hat{D}_{ij}[l-1, k]$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_t$ 가 주어졌고 초기 조건으로  $\hat{D}_{ij}[-1, k] = 0$ 이고  $\hat{H}_{ij}[l-1, k] = \hat{H}_{ij}[l-2, k]$ 이며 초기값  $\hat{H}_{ij}[l-1, k]$ 는 참고문헌 [3,5] 방식을 이용하여 데이터 전송 초기에 최적 훈련 신호를 이용하여 구할 수 있다. 처음 단계로서 MISO Rx 신호에서 SISO Rx 신호로 변환이 필요하다.  $i$ -번째 송신 안테나와  $j$ -번째 수신 안테나 사이의 원하는 SISO 신호는

$$S_{ij}[l, k] = X_i[l, k]H_{ij}[l, k] = X_i[l, k](H_{ij}[l-1, k] + D_{ij}[l, k])$$

로 정의된다. 임시 SISO 신호 추정값  $\tilde{S}_{ij}[l-1, k]$ 는 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{ij}[l-1, k] &= R_j[l-1, k] - \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} \hat{X}_m[l-1, k] \hat{H}_{mj}[l-1, k] \\ &= X_i[l-1, k]H_{ij}[l-1, k] + N_{ij}[l-1, k] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서

$$N_{ij}[l-1, k] = W_j[l-1, k] + \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} X[l-1, k] \Delta_{mj}[l-1, k]$$

이고 채널 추정 에러는  $\Delta_{ij}[l, k] = H_{ij}[l, k] - \hat{H}_{ij}[l, k]$ 로 정의된다. 본 논문에서 수식 전개 편의를 위하여  $X_i[l, k] = \hat{X}_i[l, k]$ 라고 가정하였다. 비슷한 방법으로  $\tilde{S}_{ij}[l, k]$ 는 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{ij}[l, k] &= R_j[l, k] - \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} \hat{X}_m[l, k] \bar{H}_{mj}[l, k] \\ &= X_i[l, k]H_{ij}[l, k] + N_{ij}'[l, k] \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $N_{ij}'[l, k] = W_j[l, k] + \sum_{m=1, m \neq i}^{N_t} X[l, k] \bar{\Delta}_{mj}[l, k]$ 이고 채널 예측 에러는  $\bar{\Delta}_{ij}[l, k] = H_{ij}[l, k] - \bar{H}_{ij}[l, k]$ 로 정의된다. 다음 SISO 신호  $\tilde{S}_{ij}[l, k]$ 와  $\tilde{S}_{ij}[l-1, k]$ 에 대한 1단과 2단 예측 오차를 정의한다.  $\alpha_{ij}[l-1, k] = \tilde{S}_{ij}[l-1, k] - \hat{X}_i[l-1, k] \hat{H}_{ij}[l-2, k]$ 는 1차 예측 오차를 나타낸다. (6)식을 참조하여 다시 정리하면

$$\begin{aligned} \alpha_{ij}[l-1, k] &= X_i[l-1, k]D_{ij}[l-1, k] - N_{ij}[l-1, k] + X_i[l-1, k]\Delta_{ij}[l-2, k] \\ &= X_i[l-1, k]D_{ij}[l, k] + E_{ij}[l-1, k] \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$E_{ij}[l-1, k] = N_{ij}[l-1, k] + X_i[l-1, k](\Delta_{ij}[l-2, k] - (D_{ij}[l, k] - D_{ij}[l-1, k]))$$

이다.

$$D_{ij}[l, k] - D_{ij}[l-1, k] = 0 \text{ 이므로}$$

$E_{ij}[l-1, k] = N_{ij}[l-1, k] + X_i[l-1, k]\Delta_{ij}[l-2, k]$ 로 간략하게 나타낼 수 있다. 비슷한 방법으로 2차 예측

오차는  $\alpha_{ij}[l, k] = \tilde{S}_{ij}[l, k] - \hat{X}_i[l, k]\hat{H}_{ij}[l-2, k]$ 로 정의된다. 다시 정리하면 식 (8)과 같다.

$$\alpha_{ij}[l, k] = X_i[l, k]2D_{ij}[l, k] + E_{ij}[l, k] \quad (8)$$

여기서

$E_{ij}[l-1, k] = N_{ij}[l, k] + X_i[l, k]\Delta_{ij}[l-2, k]$ 이다. 채널 차의 임시 추정값  $\tilde{D}_{ij}[l, k]$ 는 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{D}_{ij}[l, k] &= \frac{\hat{X}_i^*[l-1, k]\alpha_{ij}[l-1, k] + \hat{X}_i^*[l, k]\alpha_{ij}[l, k]}{|\hat{X}_i^*[l-1, k]|^2 + 2|\hat{X}_i^*[l, k]|^2} \\ &= D_{ij}[l, k] + \frac{\hat{X}_i^*[l-1, k]E_{ij}[l-1, k] + \hat{X}_i^*[l, k]E_{ij}[l, k]}{|\hat{X}_i^*[l-1, k]|^2 + 2|\hat{X}_i^*[l, k]|^2} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\tilde{D}_{ij}[l, k] = D_{ij}[l, k] + V_{ij}[l, k] \quad (10)$$

여기서  $V_{ij}[l, k]$ 는 잡음 성분을 나타낸다. 본 논문에서 이 잡음 성분은 시간영역 처리를 통해서 감소된다. 시간영역에서 식 (10)은 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{ij}[l, n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (D_{ij}[l, k] + V_{ij}[l, k])e^{j2\pi nk/N}, \\ 0 \leq n \leq N-1. \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $n$ 는 시간영역 인덱스를 나타낸다. 시간 영역에서 채널 차  $d_{ij}[l, n]$ 는  $d_{ij}[l, n] = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} D_{ij}[l, k]e^{j2\pi nk/N}$ 이며 식 (12)와 같다.

$$d_{ij}[l, n] = \begin{cases} h_{ij}[l, n] - h_{ij}[l-1, n], & 0 \leq n \leq L-1 \\ 0, & L \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (12)$$

식 (12)에서 볼 때 채널 차의 정보는  $L \leq n \leq N-1$ 에서 모두 0이다. 이러한 특성을 이용하여  $L \leq n \leq N-1$ 에서  $\tilde{d}_{ij}[l, n] = 0$ 로 놓음으로써 가산 잡음성분을 제거할 수 있다. 그러나 null 부 반송파가 존재하는 경우  $L \leq n \leq N-1$ 구간에서  $d_{ij}[l, n] \neq 0$ 이고  $n$ 의 전체 구간에서  $D_{ij}[l, k]$ 의 IDFT성분을 포함하고

있다. 따라서 단순히  $L \leq n \leq N-1$ 에서  $\tilde{d}_{ij}[l, n] = 0$ 로 놓음으로써 가산 잡음성분을 제거할 수 없다.

본 논문에서는 null 부 반송파가 존재하는 경우에도 잡음을 줄일 수 있는 간단한 방법을 유도하였다. Null 부반송파를 고려하면  $\tilde{D}_{ij}[l, k]$ 는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{D}_{ij}[l, k] = Z[k](D_{ij}[l, k] + V_{ij}[l, k]) \quad (13)$$

여기서  $Z[k]$ 는 null 부 반송파를 나타내기 위한 매개 변수이며 식(14)와 같다.

$$Z[k] = \begin{cases} 1, & \text{if } 1 \leq k < N/2 - g \text{ or } N/2 + g < k \leq N-1 \\ 0, & \text{if } k = 0 \text{ or } N/2 - g \leq k \leq N/2 + g \end{cases} \quad (14)$$

여기서  $k = 0$ 는 D.C. 성분의 부 반송파를 나타낸다.  $g$ 는 보호 대역내의 null 부 반송파의 개수를 나타낸다. 식 (13)을 IDFT를 취하여 시간영역 신호로 나타내면 식 (15)와 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{ij}[l, n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z[k](D_{ij}[l, k] + V_{ij}[l, k])e^{j2\pi nk/N} \\ 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

$L \times L$  convolution 행렬  $\mathbf{Z}$ 을 도입하여 식 (15)를 다시 나타내면 식 (16)과 같다.

$$\tilde{\mathbf{d}}_y[l] = \mathbf{z}(\mathbf{d}_y[l] + \mathbf{v}_y[l]) \quad (16)$$

여기서

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} z[0] & z[N-1] & \dots & z[N-L+1] \\ z[1] & z[0] & \dots & z[N-L] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z[L-1] & z[L-2] & \dots & z[0] \end{pmatrix},$$

$$z[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z[k]e^{j2\pi kn/N}.$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{d}}_y[l] &= (\tilde{d}_{ij}[l, 0], \tilde{d}_{ij}[l, 1], \tilde{d}_{ij}[l, 2], \dots, \tilde{d}_{ij}[l, L-1])^T, \\ \mathbf{d}_y[l] &= (d_{ij}[l, 0], d_{ij}[l, 1], d_{ij}[l, 2], \dots, d_{ij}[l, L-1])^T, \\ \mathbf{v}_y[l] &= (v_{ij}[l, 0], v_{ij}[l, 1], v_{ij}[l, 2], \dots, v_{ij}[l, L-1])^T, \end{aligned}$$

$$v_{ij}[l, n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} V_{ij}[l, k]e^{j2\pi kn/N}. \quad \text{시간영역에서 채널}$$

차는 식 (17)과 같다.

$$\hat{\mathbf{d}}_y[l] = \mathbf{z}^{-1} \hat{\mathbf{d}}_y[l] = \mathbf{d}_y[l] + \mathbf{v}_y[l], \quad 0 \leq l \leq L \quad (17)$$

$\mathbf{z}^{-1}$ 은 시불변 행렬이므로 초기에 한번만 계산하면 되며 미리 계산이 가능하고 메모리에 저장 가능하다. 따라서 채널 추적시 매 심벌 역행렬을 계산할 필요가 없기 때문에 시간 영역 처리로 인한 계산량 증가는 크지 않다. 최종적인  $\hat{D}_y[l, k]$ 는 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{D}_y[l, k] &= \sum_{n=0}^{L-1} \hat{d}_{y_j}[l, n] e^{-j2\pi kn/N} \\ &= D_{y_j}[l, k] + \sum_{n=0}^{L-1} v_{y_j}[l, n] e^{-j2\pi kn/N} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)로부터 잡음항  $v_{y_j}[l, n]$ 가 N개에서 L개로 줄었음을 알 수 있다. 따라서 전체 잡음 레벨은 L/N만큼 낮아진다. 일단  $\hat{D}_y[l, k]$  값이 계산되었으면 다음 채널 추적을 위해  $\hat{H}_{y_j}[l-1, k]$ 와  $\hat{H}_{y_j}[l, k]$ 의 값이 식 (19)와 같이 갱신된다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{y_j}[l-1, k] &= \hat{H}_{y_j}[l-2, k] + \hat{D}_y[l, k] \\ \hat{H}_{y_j}[l, k] &= \hat{H}_{y_j}[l-1, k] + \hat{D}_y[l, k] \end{aligned} \quad (19)$$

식 (20)을 이용하여 채널 예측을 수행한다.

$$\bar{H}_{y_j}[l, k] = \hat{H}_{y_j}[l, k] + \hat{D}_y[l, k] \quad (20)$$

다음 (l+1)-번째 심벌 동안에  $R_j[l+1, k]$ 가 수신되었을 때  $\bar{H}_{y_j}[l, k]$ 는 채널의 변화를 고려해서 데이터를 검출할 때 사용되고 MISO 신호를 SISO신호로 변환할 때 사용한다. 맨 마지막 단계에서 최종 추정된 채널 응답을 사용하여 부가적인 데이터 복조를 한번 더 수행함으로써 BER을 줄일 수 있다. 그러나 본 논문에서는 다른 방식과 공평한 비교를 위하여 부가적인 처리는 하지 않았다.

#### IV. 복잡도 비교

$N_t$ 개의 송신 안테나와  $N_r$ 개의 수신 안테나가 있고 N개의 반송파가 있는 경우 채널 추정에 필요한 계산의 복잡도는 표 1과 같다. Li의 단순화된 방식은 역행렬 계산을 하지 않는다는 것을 제외하면 Li의 원래 방법과 거의 동일하다. Li의 단순화된 방식은 null 반송파가 있는 경우에는 오차가 크기 때문에 사용할 수 없으므로 Li의 원래 방법과 비교하였다.

$\mathbf{P}_i[l]$ 를 계산하는데 각 안테나당 1 FFT 연산,  $N_t \times N_r$  곱셈,  $N_r$ 번의 IFFT 연산이 필요하다.  $\mathbf{Q}_i[l]$  계산에는  $N_t \cdot N_r$ 번의 IFFT 연산이 필요하지만  $\mathbf{Q}_i[l] = \mathbf{Q}_i[l]$ 과  $\mathbf{Q}_i[l] = \mathbf{Q}_i^H[l]$ 임을 고려하면  $N_t(N_t - 1)/2$ 의 IFFT 연산이 필요하다. 나머지 연산량도 수식을 참조하면 쉽게 알 수 있다.

Li의 원래 방법은 매 심벌마다 역행렬 계산을 수행해야 한다. 그러나 제안된 방법은 채널 추적 시행전에 역행렬을 1번만 계산하면 되기 때문에 역행렬 계산이 필요 없다. 또한 Li 방법은  $N_t(N_t - 1)/2 + 2N_t N_r + N_r$ 의 IFFT/FFT 연산이 필요

표 1. Comparison of the required calculation amount in data transmission period

		Number of IFFT calculations	Number of FFT calculations	Complex multiplication or division	Inverse matrix calculation
Li's method	$\mathbf{Q}_i[l]$	$N_t(N_t - 1)/2$	0	$(N_t(N_t - 1)/2) \cdot N_r$	매 심벌마다 역행렬 계산 필요함
	$\mathbf{P}_i[l]$	$N_t \cdot N_r$	$N_r$	$N_t \cdot N_r \cdot N_r$	
	$h_{y_j}[l, n]$			$(N_t \cdot L^2) \cdot N_r$	
	$\hat{H}_{y_j}[l, k]$	0	$N_t \cdot N_r$		
Proposed method	$\hat{D}_y[l, k]$	0	$N_r$	$(3 \cdot N_t) \cdot N_r \cdot N_r$	채널 tracking 시작전 1 번만 필요함
	$\hat{d}_{y_j}[l, n]$	$N_t \cdot N_r$	0	0	
	$\hat{d}_{y_j}[l, n]$	0	0	$(N_t \cdot L^2) \cdot N_r$	
	$\hat{D}_y[l, k]$	0	$N_t \cdot N_r$	0	

표 2. The simulation parameters

The number of path	Multi-path Rayleigh fading channel (3-ray)
Modulation in sub-carrier	QPSK
Doppler Frequency	300 Hz and 600 Hz
Number of Tx and Rx antennas	2x2
Number of total sub-carriers	64
FFT/IFFT size	64
OFDM symbol rate	25 ksps
Symbol period	40 usec
Detection Method	Viterbi Maximum Likelihood Method
The number of sub-carrier used	52
The length of channel response	10 samples
Carrier frequency	2.4 GHz

표 3. Mean power and arrival time for each path

	Mean power of 3-ray	Arrival time of 3-ray
Tx Ant. #1 - Rx Ant. #1	0, 10, 20 (dB)	0, 2, 8 (samples)
Tx Ant. #2 - Rx Ant. #1	0, 10, 15 (dB)	0, 1, 5 (samples)
Tx Ant. #1 - Rx Ant. #2	0, 5, 20 (dB)	0, 1, 7 (samples)
Tx Ant. #2 - Rx Ant. #2	0, 5, 10 (dB)	0, 3, 7 (samples)

하지만 제안된 방법은  $2N_r N_t + N_r$  번의 IFFT/FFT 연산만 필요하다. 따라서 제안된 방법이 Li의 원래 방법보다 훨씬 간단함을 알 수 있다.

### V. 성능 분석

제안된 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션이 수행되었다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 2에 나타내었다. 안테나 간의 채널들은 3개의 독립적인 경로를 가정하였으며 각 경로는 독립적인 별도의 레일리 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 각 경로의 도착 시간과 평균전력은 표 3에 나타내었다. 100,000개의 OFDM을 통해서 BER 곡선과 MSE 성능 곡선을 구했다. 훈련 신호에 의한 채널 추정이 끝나면 25개 연속적인 심벌에 대해서 채널을 추적하였다. 레일리 페이딩 채널 시뮬레이션은 참고문헌 [14]에 공개된 프로그램을 사용하였다. 도플러 주파수는 시변 환경을 나타내기 위해서 300Hz와 600Hz가 사용되었다. 그림 3은  $f_d = 600$  Hz,  $k = 10$ 인 경우에 100개의 심벌에 대한 채널 응답  $H_{11}[l, k]$ 의 변화를 보여준다. 점선은 실제 채널의 변화를 보여주며 실선은  $E_b/N_0 = 10$ dB인 경우에 채널 tracking을 보여준다.

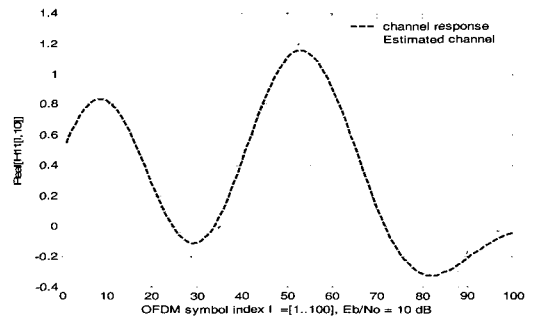


그림 3-a 채널 응답  $H_{11}[l, k]$ 의 시간 변화 (real value)  
Fig 3-a The time variance of channel response  $H_{11}[l, k]$  (real value)

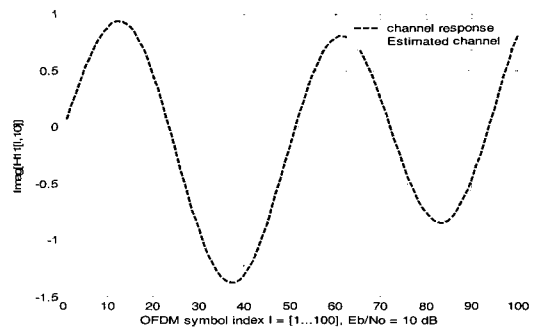


그림 3-b 채널 응답  $H_{11}[l, k]$ 의 시간 변화 (image value)  
Fig 3-b The time variance of channel response  $H_{11}[l, k]$  (image value)

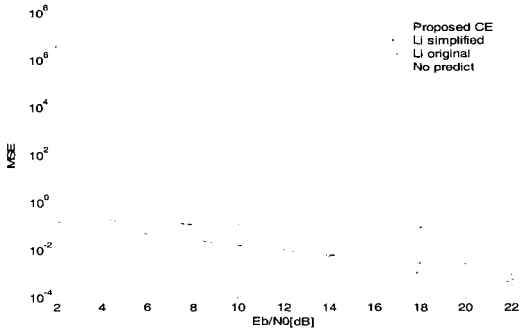


그림 4  $f_d = 300$  Hz에서 채널 응답 추정의 MSE  
Fig. 4 MSE of channel frequency response at  $f_d = 300$  Hz

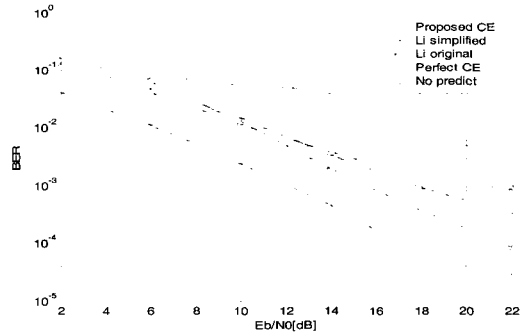


그림 5  $f_d = 300$  Hz에서 BER 성능  
Fig. 5 BER performance at  $f_d = 300$  Hz

기존의 방법 중에 대표적인 것이 Li의 방법과 adaptive channel tracking 방법 중에 대표적인 것이 Kalman 필터 방식이 있다. Kalman 필터 방식은 채널을 추정 및 추적하기 전에 채널 변화 모델, 노이즈 공분산 등 채널 정보를 미리 알고 있어야 한다. 실제 환경에서 채널에 대한 정보를 사전에 정확하게 알고 있다고 볼 수 없기 때문에 구현도 어렵다. 성능 비교도 채널 정보를 사전에 알고 있는 Kalman 방식과 전혀 모른다는 가정하에 구현한 본 논문의 방식과 비교한다는 것은 형평에 맞지 않기 때문에 본 논문은 채널에 대한 사전 정보가 필요 없는 Li 방식과 성능을 비교하였다. 그리고 독자들의 이해를 돕기 위하여 채널 예측이 없는 것의 성능 비교도 제시하였다.

그림 4, 5 및 6은 각 채널 추정 방식의 성능을 보여준다. 그림 4, 5 및 6에서 채널 예측의 효과를 보여주기 위하여 채널 예측을 하지 않는 no prediction 방식에 대한 성능이 함께 보여주었다. Li의 단순화된 방법은  $E_b/N_0$ 의 값에 무관하게 큰 추정 에러를 보이고 있다. 이는 보호 대역의 null 부 반송파 때문에 기인한 것이다. 따라서 Li의 단순화된 방법은 null 부반송파가 있는 실제 MIMO-OFDM에서 사용할 수 없는 방법임을 알 수 있다.

그림 4로부터 볼 때 Li의 원래 방법은  $E_b/N_0$ 이 낮은 경우 매우 큰 추정 에러를 보이고 있다.  $E_b/N_0$ 이 낮은 경우에는 추정된 데이터  $\hat{x}_i[l, k]$ 가 에러가 크다. Li의 원래 방법은 에러가 많은 데이터를 참조하여 역행렬을 만들기 때문에 채널 추정 에러가 잡음과 잘 못 계산된 역행렬로 인하여 증폭되며 여러 심벌 동안 채널이 추적될 때 심지어 발산할 수 있다는 것을 보여준다. 반면 제안된 방식은 이미 알고 있는 역행렬  $z^{-1}$ 을 사용하기 때문에 잘 못 복조된

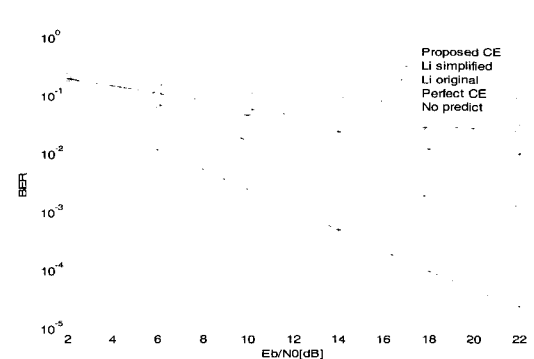


그림 6  $f_d = 600$  Hz에서 BER 성능  
Fig. 6 BER performance at  $f_d = 600$  Hz

데이터로 인한 영향이 Li의 원래 방식에 비해 매우 작으며 그림 4에 보였듯이 발산하지 않는다. 그림 5와 6은 BER 성능을 보여주고 있다. 그림 5는 도플러 주파수 300 Hz이고 그림 6은 도플러 주파수 600 Hz 환경에서 BER 곡선을 보여주고 있다. 제안된 방법은 Li의 원래 방법에 비하여 도플러 주파수 300 Hz에서  $BER = 10^{-3}$ 인 경우 약 2.5 dB 정도의  $E_b/N_0$ 의 이득이 있다. 도플러 주파수 600 Hz 환경에서 BER 성능은 훨씬 더 커진다.

## VI. 결론

본 논문에서는 MIMO-OFDM에서 적응 채널 추적 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 주파수 영역과 시간 영역의 혼합 채널 추정 방식을 사용하여 null 부 반송파가 존재하는 OFDM 시스템에서 효율적으로 잡음을 제거할 수 있다. 또한 심벌 구간들 사이의 채널 변화 차이를 추정하여 다음 채널 응답이 예측가능하기 때문에 채널 변화에 적응하여 채널 추적이 가능하다. 제안된 방법은 매 심벌마다 역



