

# ISI가 존재하는 MIMO-OFDM 시스템의 채널 추정

하정우\* · 이미진\* · 변건식\*

\*동아대학교

## Channel Estimation of MIMO-OFDM System with ISI

Jeong-woo Ha\* · Mi-jin Lee\* · Kun-sik Byon\*

\*Dong-A University

E-mail : saakam@nate.com

### 요 약

본 논문은 ISI가 존재하는 MIMO-OFDM 시스템에 사용되는 새로운 채널 추정 방법을 제안한다. 제안된 방법은 OFDM에서 문제가 되는 PAR를 일정하게 하고, ISI의 영향을 제거하는 특별한 학습 신호를 사용한다. 이러한 학습 계열을 사용함으로써, LS(Least Square) 추정에서 문제가 되는 행렬의 특이성을 피할 수 있다. 시뮬레이션 결과, SNR이 클 때 제안된 방법은 전통적인 방법보다 추정된 채널의 MSE가 20dB 이상 우수함을 확인할 수 있다.

### ABSTRACT

This paper proposes the method of a channel estimation for MIMO-OFDM with ISI. The proposed method uses a new special training sequence to obtain a constant PAR in OFDM and to remove the effect of ISI on channel estimation. Using this training sequence, we are able to avoid a singular problem in matrix. As a result of simulation, we are able to assure that the proposed system increases the performance in MSE of estimated channel by more than 30dB than a conventional method if SNR is high.

### 키워드

MIMO, OFDM, PAR, ISI

## 1. 서 론

MIMO-OFDM 시스템의 채널 추정 연구의 대부분은 가드 간격이 채널의 최대 전파 지연보다 크다고 가정하였다. 그러나, 이러한 가정은 가드 간격 길이는 송신기의 시스템 파라미터이지만, 최대 전파 지연은 전송 환경에 종속되는 채널 파라미터이기 때문에 MIMO-OFDM 시스템에서는 사용할 수 없다. 또한 ISI는 시스템 성능을 열화시킨다. 이를 해결하기 위해, 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 연구된 결과[1]를 MIMO-OFDM 시스템에 인용하기로 한다. 제안된 채널 추정 방법에서는 학습 신호의 PAR가 일정하고, ISI를 제거하는 학습 계열을 사용한다. 또한 제안된 학습 계열을 사용하면, LS 추정에서 문제가 되는 역행렬 계산을 가능하게 할 수 있다.

## II. MIMO-OFDM 시스템에서의 최소 자승(LS) 추정

먼저 가드 간격은 모든 전송 경로의 최대 전파 지연보다 크다고 가정한다. 수신기에서 FFT를 한 후,  $q$ 번째 수신 안테나의  $n$ 번째 서브 캐리어와  $i$ 번째 OFDM 심볼의 복조 심볼  $Y_q[n,i]$ 는 식(1)과 같다.

$$Y_q[n,i] = \sum_{p=0}^{N_T-1} H_{p,q}[n,i]X_p[n,i] + W_q[n,i] \quad (1)$$

여기서  $H_{p,q}[n,i]$ 는  $p$ 번째 송신 안테나와  $q$ 번째 수신 안테나 사이의 주파수 영역 채널 계수이고,  $X_p[n,i]$ 와  $W_q[n,i]$ 는 송신 심볼과 부가 잡음이다.  $p=0,1,\dots,N_T-1$ 과  $q=0,1,\dots,N_R-1$ 은 송수신 안테나 수이다. 그림 1은  $N_T$ 개의 송신 안테나와  $N_R$ 개의 수신 안테나로 구성되는 MIMO-OFDM 시스템이다.

OFDM 심볼 폭 동안에 채널은 변하지 않는다고 가정하면 OFDM 심볼 인덱스  $i$ 는 생략할 수 있다. 모든 서브 캐리어의 복조된 심볼  $Y_q[n], n=0,1,\dots, N-1$ 을 표현하기 위하여, 다음과 같이  $q$ 번째 수신 안테나에 대응하는 복조 심볼 벡터와 부가 잡음 벡터를 정의한다.

$$Y_q = [Y_q[0], \dots, Y_q[N-1]]^T \quad (2)$$

$$W_q = [W_q[0], \dots, W_q[N-1]]^T \quad (3)$$

$N$ 은 서브 캐리어 수이며, FFT 길이와 같다고 가정한다. 모든 송신 안테나에서  $q$ 번째 수신 안테나까지의 전송 경로의 채널 계수는  $(N_T \cdot N) \times 1$  행렬이다.

$$H_q = [H_{0,q}, \dots, H_{p,q}, \dots, H_{N_T-1,q}]^T \quad (4)$$

여기서,  $H_{p,q} = [H_{p,q}[0], \dots, H_{p,q}[N-1]]^T$ 는  $p$ 번째 송신 안테나와  $q$ 번째 수신 안테나 사이의 주파수 영역 채널 응답이며, 송신 심볼은  $N \times (N_T \cdot N)$  행렬이다.

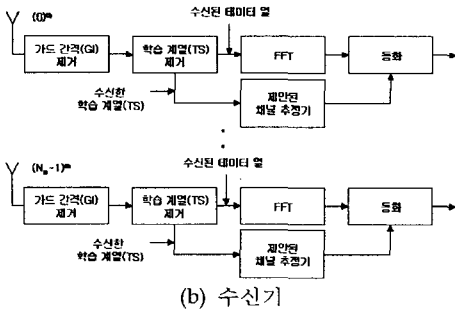
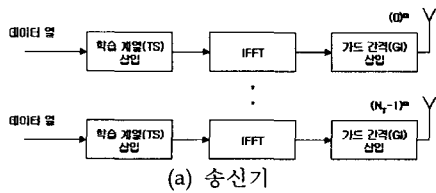


그림 1. MIMO-OFDM 시스템

$$X = [\text{diag}\{X_0\}, \dots, \text{diag}\{X_p\}, \dots, \text{diag}\{X_{N_T-1}\}] \quad (5)$$

여기서  $X_p = [X_p[0], \dots, X_p[N-1]]^T$ 이고  $\text{diag}\{X_p\}$ 는 벡터  $X_p$ 의 대각 행렬값이며, 복조된 심볼 벡터는 다음과 같다.

$$Y_q = XH_q + W_q \quad (6)$$

시간 영역 채널 응답  $h_{p,q} = [h_{p,q}[0], \dots, h_{p,q}[L-1]]^T$ 과 주파수 영역 채널 응답  $H_{p,q}$  사이의 관계는 다음과 같다.[1]

$$H_{p,q} = F_L h_{p,q} \quad (7)$$

여기서  $F_L$ 은  $N \times N$  유니타리 FFT 행렬  $F$ 의 처

음  $L$ 개 열로 구성되는 행렬이다.

$$F = \begin{bmatrix} F_{0,0} & F_{0,1} & \dots & F_{0,N-1} \\ F_{1,0} & F_{1,1} & \dots & F_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{N-1,0} & F_{N-1,1} & \dots & F_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$u$ 번째 열과  $v$ 번째 행에서의 원소  $F_{u,v}$ 는  $e^{-j2\pi(uv/N)}$ 과 같다. 시간 영역 채널 응답 길이  $L$ 은 FFT 길이  $N$ 보다 작아야 한다. 식(7)을 식(6)에 대입하면 복조 심볼 벡터는 다음과 같다.

$$Y_q = QH_q + W_q \quad (9)$$

$$Q = [\text{diag}\{X_0\} F_L, \dots, \text{diag}\{X_p\} F_L, \dots, \text{diag}\{X_{N_T-1}\} F_L] \quad (10)$$

$$h_q = [h_{0,q}, \dots, h_{p,q}, \dots, h_{N_T-1,q}]^T \quad (11)$$

LS 추정기에서 추정된 시간 영역 채널 응답 벡터는 다음과 같다.[4]

$$\hat{h}_q = (Q^H Q)^{-1} Q^H Y_q \quad (12)$$

여기서  $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 전치이며 LS 추정기는 반전 행렬  $(Q^H Q)^{-1}$ 에 종속됨을 알 수 있다. 따라서 행렬  $Q^H Q$ 가 특이이면(또는 특이에 가깝다면), LS 해는 존재하지 않는다.

### III. 제안된 학습 계열과 채널 추정

송신 학습 계열의 포락선을 일정하게 하기 위해, Cioffi와 Bingham[2]은 다음과 같은 학습 계열을 제안하였다.

$$X[n] = A \cdot e^{j\pi n^2/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

여기서  $A$ 는 학습 계열의 진폭이다. 이러한 학습 계열의 IFFT는 일정 진폭을 가진 칩 계열[2]이 되며, 시간 영역 피크 전력 대 평균 전력 비(PAR)가 일정하게 된다. 또한 Kim과 Stuber[3]는 ISI가 존재하는 OFDM 시스템에서 채널 추정 성능을 향상시키기 위해, 식(14)와 같이 모든 홀수 서브 캐리어에 0을 삽입하여 학습 계열을 수정하였다.

$$X[n] = \begin{cases} A \cdot e^{j2\pi n^2/N}, & n \in N \\ 0, & n \in M \end{cases} \quad (14)$$

여기서  $N$ 과  $M$ 은 각각 짝수 서브 캐리어와 홀수 서브 캐리어이다. 학습 계열을 이렇게 수정함으로써, 학습 계열의 처음 절반은 다음 절반과 같고, PAR가 일정하게 된다.

본 논문에서는, 이러한 학습 계열을 MIMO-OFDM 시스템의 LS 추정기에 적용하였다. 그러나, MIMO-OFDM 시스템의 LS 추정기는 식(12)와 같은 반전 행렬이 필요하지만, OFDM 시스템의 LS 추정기는 단지 수신 학습 계열을 송신 학습 계열로 나눈 것이다.[5] 식(10)의 행렬  $Q$ 의 처음  $N$ 개 열은, 대각 원소가 첫 송신 안테나의 학

습 계열인 대각 행렬  $diag\{X_0\}$ 의 곱이다. 같은 방법으로, 행렬  $Q$ 의 다음  $N$ 개 열이 얻어진다. 따라서, 식(14)의 학습 계열이 모든 송신 안테나에 적용된다면, 행렬 곱  $Q^H Q$ 는 특이값이 되어 LS 해는 존재하지 않게 된다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위해 다음과 같은 학습 계열을 제안한다.

$$X_p[n] = \begin{cases} A \cdot e^{j2\pi(n+p \cdot \lfloor N/(2N_T) \rfloor)^2/N}, & n \in N \\ 0, & n \in M \end{cases} \quad (15)$$

여기서 연산  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 이하의 최대 정수이다. 제안한 학습 계열은 송신 안테나 마다 다르지만 그의 특성은 그대로 유지된다. 그림 2는 두 개의 송신 안테나와 64개의 서브 캐리어를 사용한 경우의 학습 계열 예를 보여준다. 이 그림에서, 두 번째 안테나의 학습 계열은 첫 번째 안테나의 학습 계열을 단지  $\lfloor N/(2N_T) \rfloor = 16$  샘플만큼 왼쪽으로 천이한 계열임을 알 수 있다. 일반적으로,  $p$  번째 안테나의 학습 계열은 첫 번째 안테나의 학습 계열을  $p \cdot \lfloor N/(2N_T) \rfloor$  심플만큼 왼쪽으로 천이해서 얻을 수 있다. 그림 3은 제안한 학습 계열의 IFFT값이 일정함을 보여주며 따라서 일정한 PAR를 가짐을 알 수 있다.

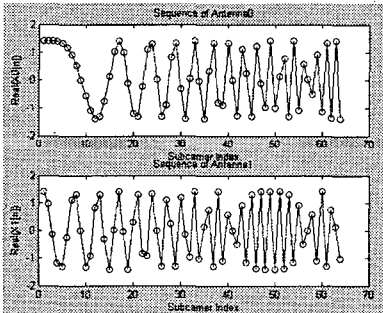


그림 2. MIMO-OFDM 시스템의 학습 계열 예

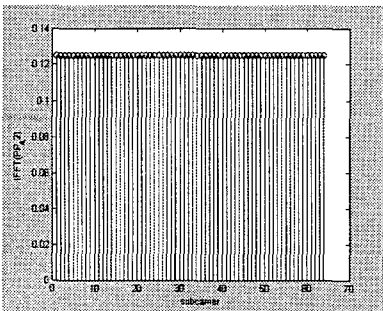


그림 3. 제안한 학습 계열의 IFFT

이러한 학습 계열을 사용한 MIMO-OFDM 시스템의 채널 추정기는 그림4와 같다.

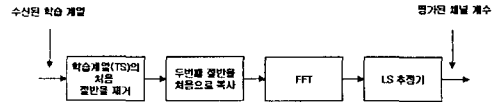


그림 4. 제안된 채널 추정기

수신된 학습 계열은 가드 간격이 제거된 후, 채널 추정기로 입력되며, 유용한 데이터 계열이 FFT 블록으로 들어간다. 제안한 채널 추정기에서, 학습 계열의 처음 절반은 가드 간격 역할을 하기 때문에 제거된다. 이 때 채널의 최대 전파 지연이 시스템의 가드 간격 길이보다 크다면 처음 절반은 손상될 수 있다. 다음 단계에서 제거된 처음 절반은 두 번째 부분을 첫 부분으로 복사함으로써 복수된다. 이러한 방법을 사용함으로써, 시스템이 ISI의 영향을 받더라도, 채널 추정기는 ISI의 영향을 받지 않는다. 따라서 제안한 학습 계열을 사용하면 PAR를 일정하게 하고, ISI가 채널 추정에 영향을 주지 않으며, 역행렬을 계산할 수 있다. 또한 학습 신호의 두 번째 절반을 처음 절반으로 복사함으로써 간섭 왜곡을 제거할 수 있지만, 이는 모든 짝수 서브 캐리어에 있는 잡음을 크게 할 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션 및 결과

MIMO-OFDM 시스템을 WLAN에 적용하기 위해 시스템 파라미터는 HiperLAN/2[5]과 유사하게 선택하여 시뮬레이션하였다.

시스템 대역폭  $B = 20MHz$ , 샘플링 간격  $T_a = 1/B = 50ns$ , FFT 길이  $N = 64$ , OFDM 심볼 폭  $T_s = N \cdot T_a = 3.2\mu s$ , 캐리어 주파수  $f_c = 5GHz$ 로 하였다.

송신 안테나와 수신 안테나는 각각 2개를 사용하였으며, 전송 경로는 시간 영역 채널 응답 길이  $L$ 이 9 샘플과 같은 전형적인 실내 채널([6]의 채널 모델 A)을 기초로 하였다. 각 서브 채널의 임펄스 응답은 몬테 칼로 방법으로 모델화하였다.[4]

$$h_{p,q}(\tau_k, t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=1}^L \rho[k] \sum_{k=1}^M e^{j(2\pi f_{p,q,k,l} t + \theta_{p,q,k,l})} \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (16)$$

여기서  $f_{p,q,k,l} = f_{d,max} \sin(2\pi u_{p,q,k,l})$ ,  $\theta_{p,q,k,l} = 2\pi u_{p,q,k,l}$ 와  $M$ 은 각각 이산 도플러 주파수, 도플러 위상, 고조파 함수의 수이다. 전파 지연  $\tau_k$ 는  $k$ 번째 채널 경로에 관련되며,  $u_{p,q,k,l}$ 은 독립적인 랜덤 변수이고, 각각 모든  $p = 0, 1, \dots, N_T - 1, q = 0, 1, \dots, N_R - 1, k = 1, 2, \dots, L, l = 1, 2, \dots, M$ 에 대하여  $[0, 1]$  범위에서 균일 분포를 가진다.  $u_{p,q,k,l}$ 은 각 서브 채널에 독립적으로 생성되며, 최대 도플러 주파수  $f_{d,max}$ 는 차량 속도  $3m/s$ 에 해당하는  $50Hz$ 로 선택하였다. 고조파 함수의 수  $M$ 은 40으로 하였다. 식(16)에

서, 사용된 채널 모델의 이산 다중로 프로파일  $\rho[k]$ 의 계수는 [6]에서 인용하였으며, 표 1과 같다.

표 1. 이산 다중로 채널 프로파일

경로(k)	전파 지연 $\tau_k(ns)$	경로 전력 $\rho[k]$
1	0	1.0
2	50	0.6095
3	100	0.4945
4	150	0.3940
5	200	0.2371
6	250	0.1900
7	300	0.1159
8	350	0.0699
9	400	0.0462

모든 서브 캐리어의 변조 기술은 QASK를 사용하였으며, 제한한 채널 추정 방법의 성능은 식(17)과 같은 추정 채널의 MSE를 사용해서 평가하였다.

$$MSE = \frac{1}{N_R} \sum_{q=0}^{N_R-1} E\{(\hat{h}_q - h_q)^H(\hat{h}_q - h_q)\} \quad (17)$$

여기서  $\hat{h}_q$ 와  $h_q$ 는 각각 추정된 시간 영역 채널 응답 벡터와 원래의 시간 영역 채널 응답 벡터이다. 그림 5는 제안한 방법과 [1]에서의 전통적 LS 추정기에서 얻은 추정 채널의 MSE를 비교한 것이다. 시뮬레이션 결과, SNR이 35dB 이상일 때, 제안한 방법이 전통적인 LS 추정기보다 MSE가 20dB 이상 우수함을 알 수 있다. 그러나, 제한한 방법은 짝수 항에 0을 추가함으로써 인하여 모든 짝수 서브 캐리어에서 잡음을 증폭할 수 있다.

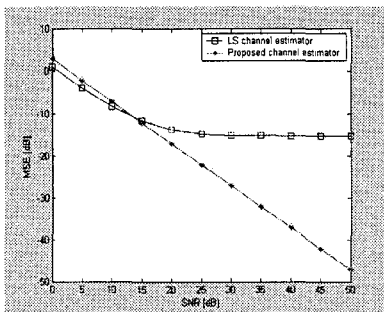


그림 5. 제안한 방법의 채널 추정 성능

그림 6은 제안한 방법과 전통적인 LS 추정기를 사용한 방법과의 SER 성능에 대한 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 결과 제안한 방법이 전통적인 LS 추정기보다 약간 더 좋은 성능을 제공할 수 있다. 그러나, 이는 가드 간격 길이가 충분한 경우와 비교될 수는 없다. 왜냐하면, 수신 데이터 심볼의 간섭 왜곡은 아직 계속 남아 있기 때문이다. 따라서 간섭 제거기가 필요하게 된다.

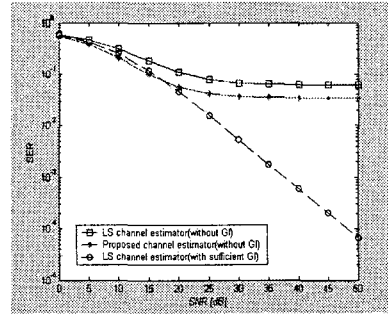


그림 6. 간섭 왜곡이 존재할 때 MIMO-OFDM 시스템의 SER 성능

### V. 결론

PAR를 일정하게 유지하고 간섭 왜곡이 채널 추정에 영향을 주지 않으며, LS 추정에 문제가 되는 역행렬 계산을 가능하게 하는 특별한 학습 계열을 제안하여 MIMO-OFDM 시스템에 적용하였다. 시뮬레이션 결과, 제한한 채널 추정기의 MSE 성능이 전통적인 LS 채널 추정기의 성능보다 SNR이 35dB 이상일 때 20dB 이상 우수하며, 심볼 오류 확률도 우수함을 확인하였다. 그러나 제안한 방법은 짝수 항에 0을 추가함으로써 인하여 모든 짝수 서브 캐리어에서 잡음을 증폭할 것으로 예상되며 이는 향후 고려하여야 할 것으로 생각된다.

### 참고문헌

- [1] Li.Y; "Channel Estimation for OFDM Systems with transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels," IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol.17, No.3, pp.461-471, March, 1999
- [2] Coiffi,J.M, Bingham, "A Data-Driven Multitone Echo Canceller," IEEE Trans. Commu. Vol.42, No.10, pp.2853-2869, Oct,1994
- [3] Kim.D, Stuber, "Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting," IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol.16, No.8, pp.902-914, Oct, 1998
- [4] Homer, "A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel", IEEE Trans. Veh. Tech. Vol.41, No.4, pp. 461-468, Nov, 1992
- [5] ETSI DTS / BRAN-0023003, HIPERLAN Type 2 Technical Specification, Physical Layer 1999
- [6] Nguyen.V.D, "Channel Impulse Response Length Estimation and Interference Cancellation for OFDM Systems," Germany, Shaker Verlag, Aachen 2004