

MIMO-OFDM 시스템에서의 소프트 데이터 연판정을 이용한 채널 추정 기법

*박선호 **심병효

서울대학교 뉴미디어통신공동연구소

*shpark@islab.snu.ac.kr

**bshim@snu.ac.kr

Soft Decision-Directed Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems

*Sunho Park **Byonghyo Shim

Institute of New Media and Communications, Seoul National University

요 약

본 논문에서는 다중 입출력 안테나 OFDM 통신시스템에서 신뢰할 만한 데이터 신호 사용하는 한 연판정 지향 채널 추정 기법을 제안한다. 기존 방식에서는 주어진 기준 신호만을 이용하여 채널을 추정하는 반면에 제안하는 기법은 기준 신호를 포함하여 신뢰할 만한 데이터 신호를 동시에 사용하여 채널을 추정한다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 기존 채널 추정에 비해 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

1. 서론

최근 다음 세대 무선통신의 신뢰성과 처리량을 높이기 위한 대용량(massive) MIMO-OFDM 시스템이 많은 주목을 받고 있다. 대용량 MIMO-OFDM 시스템을 구현하는 데에 발생하는 주요한 문제는 안테나 수의 증가로 인해 발생하는 기준 신호(pilot signal) 오버헤드의 증가 문제이다. 기준 신호의 증가는 제한된 자원 안에서 데이터로 사용할 수 있는 자원의 양을 감소 시키므로 전체 데이터 전송량을 감소시킨다. 하지만 이를 막기 위해 기준 신호의 양을 줄이는 것 또한 채널 추정의 신뢰성을 떨어뜨리고 링크 성능과 전송량에 영향을 미치기 때문에 바람직하지 않다.

본 논문에서는 대용량 MIMO-OFDM 시스템에서 데이터 신호를 활용한 채널 추정 신뢰도를 높이는 기법을 제안한다. 신뢰도가 높은 데이터 심볼을 활용함으로써, 채널 추정의 정확도 및 데이터 검출과 복호 성능을 향상시킬 수 있다. MIMO-OFDM 시스템에 관한 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법이 기존의 채널 추정 기법에 비해 상당한 성능 이득이 있음을 보였다.

2. 시스템 모델 및 기존 MMSE 추정 기법

MIMO-OFDM 시스템에서 일반적으로 기준 신호는 적절히 선택된 주파수-시간 자원을 사용한다. 주파수(k)-시간(n)간의 격자구조에서 기준 신호가 전송되는 위치의 수신 신호는 벡터로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{z}_r = \sqrt{P_p} \mathbf{R}_t \mathbf{h}_{r,t} + \mathbf{n}_r \quad (1)$$

위 식에서, $\mathbf{z}_r = [z_0^{(r)}, \dots, z_{N_p-1}^{(r)}]^H$ 는 수신 신호의 벡터, $\mathbf{z}_p^{(r)}$ 는 r 번째 수신 안테나에서 수신된 p 번째 자원에서 얻어진 수신 신호이고, 여기에서 $0 < p < N_p - 1$, N_p 는 윈도우 안에서 수신된 총 기준 신호의 수이다. $\mathbf{R}_t = \text{diag}(r_0^t, \dots, r_{N_p-1}^t)$ 는 기준 신호의 대각행렬, $\mathbf{h}_{r,t} = [h_0^{(r,t)}, \dots, h_{N_p-1}^{(r,t)}]^H$ 는 채널 정보의 벡터, $\mathbf{n}_{r,t} = [n_0^{(r)}, \dots, n_{N_p-1}^{(r)}]^H$ 는 잡음 신호의 벡터를 의미한다. 기준 신호가 유니터리(unitary) 특성을 만족한다고 가정하면 ($\mathbf{R}_t \mathbf{R}_t^H = \mathbf{I}$) 채널 정보의 MMSE 추정값 $\hat{\mathbf{h}}_{r,t}$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{r,t} &= \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{z}_r) \text{Cov}(\mathbf{z}_r, \mathbf{z}_r)^{-1} \mathbf{z}_r \\ &= \underbrace{\text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{h}_{r,t}) \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \mathbf{h}_{r,t}) + i}_{w_{r,t}^H} \left(\frac{1}{\sqrt{P_p}} \mathbf{R}_t^H \mathbf{z}_r \right) \quad (2) \end{aligned}$$

3. 소프트 데이터 연판정을 이용한 채널 추정

이 논문은 2015년도 두뇌한국 21 플러스사업, 미래창조과학부 및 정보통신기술연구진흥센터의 정보통신·방송 연구개발사업 [B0126-15-1017, 주파수 센싱 기반의 스펙트럼 관리 및 미래전파통신 플랫폼 연구] 및 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(2014R1A5A1011478)에 의하여 지원되었음.

제안된 기법에서는 데이터 신호를 이용한 가상 기준 신호를 도입하였다. 이때, 가상 기준 신호로 선별된 위치의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} z_r \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_p} R_t & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{P_d} X_0 & \cdots & \sqrt{P_d} X_{N_d-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{r,t} \\ g_{r,0} \\ \vdots \\ g_{r,N_d-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_r \\ v_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

이때, $y_r = [y_0^{(r)}, \dots, y_{N_d-1}^{(r)}]^T$ 는 수신 벡터, $X_i = \text{diag}([x_0^{(i)}, \dots, x_{N_d-1}^{(i)}]^T)$ 는 데이터 신호의 대각행렬, $g_{r,i} = [g_0^{(r,i)}, \dots, g_{N_d-1}^{(r,i)}]^T$ 는 데이터 신호의 채널 벡터, $v_r = [v_0^{(r)}, \dots, v_{N_d-1}^{(r)}]^T$ 는 잡음 벡터이다. 수신된 기준 신호와는 반대로 수신된 가상 기준 신호는 여러 전송 안테나로부터 수신된 데이터 심볼 행렬 X_i 로 구성된다. 이때 X_i 는 랜덤 변수이고, X_i 의 통계는 로그우도비로부터 유도될 수 있다. $\bar{X}_i = \text{diag}([E[x_0^{(i)}], \dots, E[x_{N_d-1}^{(i)}]])^T$ 라고 하면, 이로부터 MMSE 기법을 사용하여 추정된 채널은 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,t} = \text{Cov}(\mathbf{h}_{r,t}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}) \text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

위 식에서,

$$\text{Cov} \left(\mathbf{h}_{r,t}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \sqrt{P_p} E[h_{r,t} h_{r,t}^H] R_t^H \\ \sqrt{P_p} \sum_{i=0}^{N_d-1} E[h_{r,t} g_{r,i}^H] \bar{X}_i^H \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{Cov} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{z}_r \\ \mathbf{y}_r \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

이고,

$$A_{11} = P_p R_t E[h_{r,t} h_{r,t}^H] R_t^H + \sigma^2 I \quad (7)$$

$$A_{12} = \sqrt{P_d} \sqrt{P_p} R_t \sum_{i=0}^{N_d-1} E[h_{r,t} g_{r,i}^H] \bar{X}_i^H \quad (8)$$

$$A_{21} = \sqrt{P_d} \sqrt{P_p} \sum_{i=0}^{N_d-1} \bar{X}_i E[g_{r,i} h_{r,t}^H] R_t^H \quad (9)$$

$$A_{22} = P_d \sum_{i=0}^{N_d-1} \sum_{j=0}^{N_d-1} E[X_i E[g_{r,i} g_{r,j}^H] X_j^H] + I \quad (10)$$

이다. (4)–(10)의 계산과정에서는 각 안테나 쌍에 의한 채널의 상관 값이 요구된다. 이 때, 다른 안테나 쌍의 채널 상관은 무시할 정도로 작다고 가정하면 $\hat{\mathbf{h}}_{r,t}$ 의 채널 추정은

$$\hat{\mathbf{h}}_{r,t} = \begin{bmatrix} C_{hh} & C_{hg} \bar{X}_i^H \\ \bar{X}_i C_{gh} & \sum_{i=0}^{N_d-1} C_{gg} \otimes E[x_i x_i^H] + \frac{1}{P_d} I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{P_p}} R_t^H \mathbf{z}_r \\ \frac{1}{\sqrt{P_d}} \mathbf{y}_r \end{bmatrix}$$

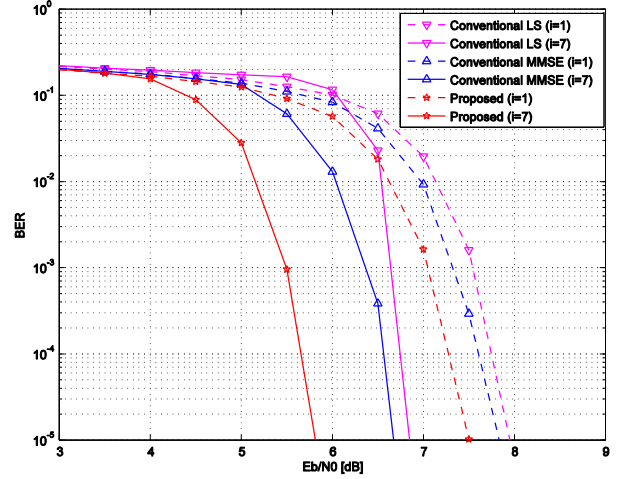


그림 1 기존 기법과 제안된 기법의 성능비교

이다. 위 식에서 $C_{hh} = \text{cov}(h_{r,t} h_{r,t}^H)$, $C_{hg} = C_{gh}^H = \text{cov}(h_{r,t} g_{r,t}^H)$, $C_{gg} = \text{cov}(g_{r,t} g_{r,t}^H)$ 이다. 또한, $x_i = [x_0^{(i)}, \dots, x_{N_d-1}^{(i)}]^T$ 이고, $X \otimes Y$ 는 X 와 Y 간의 Hadamard (element-by-element) 곱셈 연산으로 정의된다.

4. 시스템 모델 및 기존 MMSE 추정 기법

시뮬레이션은 QPSK 를 사용한 단일사용자 MIMO-OFDM 을 기반으로 수행되었다. EVA 채널모델에서 12×12 MIMO 시스템을 가정하여 신호를 전송하였다[1]. 8×8 MIMO 시스템 보다 큰 MIMO 시스템에서 파일럿 신호의 위치가 3GPP 표준에서 표준화 되어있지 않으므로[2], 각 슬롯에 i 번째 전송 안테나를 위한 두 개의 파일럿 R_i 를 매핑하였다. 성능 비교를 위해 제안된 기법과 기존의 LS, MMSE 의 채널 추정 성능을 비교하였다. 제안된 기법에서는 32 개의 데이터 신호가 사용되었다.

그림 1 은 1 번 반복하였을 경우와 7 번 반복하였을 경우의 비트오율 성능을 나타내었다. 제안하는 채널 추정 기법은 반복적인 검출 및 디코딩 과정에서 개선된 채널 추정을 제공함으로써 검출 및 디코딩 성능을 향상시켜, 기존 기법에 비해 상당한 이득(약 1dB 이득)을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

5. 참고 문헌

- [1] 3GPP TS 36.101 V9.1.0 (2009-09): "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 9)"
- [2] 3GPP TS 36.211 V9.1.0 (2010-03): "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 9)"