

MIMO-OFDM 시스템에서 Modified ICA를 이용한 채널 추정 기법

정회원 김 종 득*, 종신회원 변 윤 식*

Channel Estimation Scheme Using Modified ICA in MIMO-OFDM Systems

Jong-Deuk Kim* *Regular Member*, Youn-Shik Byun* *Lifelong Member*

요 약

MIMO-OFDM 방식에서 추정된 채널 계수에 추정 오차가 있다면, 시스템의 성능 저하가 발생하게 된다. MIMO-OFDM 방식의 성능을 향상시키기 위해서는 무엇보다도 다중 경로 페이딩 환경에서 정확하게 채널을 추정할 수 있는 기술이 필요하다. 본 논문에서는 다중 경로 시변 페이딩 채널하에서의 modified ICA (Independent Component Analysis)을 이용하여 수신된 신호로부터 각 송신 안테나의 송신 신호를 분리한 후, 채널을 추정하여 검파하는 새로운 채널 추정 방식인 Modified ICA 알고리즘을 소개하고, 제안하고자 한다. 본 논문에서 제안된 Modified ICA를 이용한 MIMO-OFDM 시스템에서의 채널 추정에 대한 모의실험 결과, perfect known channel 대해 Uncoded QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 SER과 BER 성능 비교 곡선이 매우 근접함을 알 수 있다. 따라서 제안된 알고리즘이 MIMO-OFDM 시스템에서 우수한 성능을 지니고 있음을 보여 주고 있다.

Key Words : MIMO-OFDM, Channel Estimation, Modified ICA, Rotating Phasor

ABSTRACT

If channel coefficients errors exist in MIMO-OFDM systems, the performance degradation of systems will occur. In order to improve the performance of MIMO-OFDM systems, the technique of obtaining accurate channel estimation in multipath fading channel is necessary. In this paper, we introduce and propose new channel estimation-modified ICA algorithm. Simulation results shows from BER and SER curves which compare the proposed algorithm under time-varying Rayleigh fading with perfect known channel. The result of channel estimation by the proposed algorithm in this simulation, it shows that PDF(amplitude of channel) are close to the case with perfect known channel at the receiver with respect to uncoded QPSK/16-QAM/64-QAM modulation. Also, we can see that BER and SER curves are very close to the case with perfect known channel. Therefore, we see that the proposed algorithm have a good performance in MIMO-OFDM systems.

I. 서론

기존의 무선 통신 시스템은 음성 서비스 위주였으며, 채널의 열악성을 극복하기 위해 주로 채널 코

딩을 이용하였다. 그러나 언제, 어디서 누구와도 통화가 가능한 고품질의 멀티미디어 서비스가 요구됨에 따라 기존의 음성 중심에서 데이터 위주로 그 중심이 이동하게 되고, 이를 실현하기 위해서 많은

* 시립인천대학교 전자공학과 신호처리 연구실(jjdkim, byun)@incheon.ac.kr

논문번호 : KICS2005-11-477, 접수일자 : 2005년 11월 24일, 최종논문접수일자 : 2006년 5월 8일

양의 데이터를 더욱 빨리 그리고 오류가 적게 보내는 기술이 요구되고 있다. 그러나 불행하게도 이동통신 환경은 다중경로, 음영 효과, 전파 감쇠, 간섭 등의 영향으로 인해 신호를 크게 왜곡시킨다. 특히 다중경로에 의한 페이딩 현상은 서로 다른 경로를 거쳐 수신되는 서로 다른 진폭과 위상을 갖는 신호의 합에 의한 신호의 심각한 왜곡을 초래한다¹¹. 이 같은 페이딩 현상은 고속 디지털 통신이 해결해야 할 문제 중의 하나이다. 이 문제를 해결하기 위해서 등장한 방법 중의 하나가 MIMO-OFDM system이다.

MIMO(Multi-Input Multi-Output)시스템은 기존의 SISO(Single Input Single Output) 시스템을 발달시킨 형태로 송신 측과 수신 측의 안테나를 여러 개 사용한다. 이러한 구조를 갖는 MIMO 시스템은 Bandwidth는 더 이상 늘리지 않으면서 여러 신호를 한꺼번에 보내고 받는 것이 기본이며, 기존의 시스템보다 더욱 많은 데이터를 보내는 장점이 있다. MIMO 시스템에서의 전송 다이버시티는 선형 변환¹²이나 시공간 코딩¹³에 기초를 두고 있다. 또한 1987년 Winters에 의한 MIMO 채널에 다중 송/수신 안테나를 이용할 경우 시스템의 용량이 증가됨을 제안하였다¹⁴. 다중 안테나 기법은 전송 안테나의 개수가 늘어남에 따라 채널 용량을 선형적으로 증가시킬 수 있다¹⁵.

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식은 현재 고속 데이터 전송에 가장 적합한 방식이다. OFDM 시스템에서는 고속의 데이터를 다수의 부반송파를 이용하여 병렬로 전송함으로써, 주파수 선택적 광대역 채널을 N개의 Flat fading 협대역 채널로 변환해 주는 효과를 주어 다중 경로에 의해 발생된 심볼간 간섭(ISI)를 감소시키거나 제거할 수 있다⁶⁻⁸. 또한 유럽에서는 OFDM 기술이 디지털 오디오 비디오 방송에 사용되고 있다⁹.

Li에 의해 제안된 다중 안테나를 갖는 OFDM 시스템에 대한 채널 추정 기법들은 시공간 코딩(Space Time Coding) 방법이 사용되었다^{10, 11}. 또한 Flat 페이딩 MIMO 채널 환경과 혼련 심볼에 대한 정보를 송/수신단이 알고 있다는 가정하에서 혼련 심볼을 이용하여 완벽한 인터리버를 통해 혼련 심볼 양에 비례하여 전송률을 최적화 할 수 있다¹².

채널을 추정하는 일반적인 방법은 송신기에서는 수신기와 서로 약속되어 있는 혼련 심볼이나 파일럿을 전송하여, 수신기에서 채널 상태 정보(CSI)를 추정하는 것이다. 하지만 이러한 방법은 전체 대역

폭의 상당한 부분을 차지하게 전송 대역폭의 낭비를 초래하게 된다. 전송 대역폭의 낭비를 방지하기 위한 최선의 기법으로는 블라인드 등화기가 필수적이다. 이 기법은 혼련 심볼이나 파일럿의 사용을 피하기 위해, MIMO 시스템의 채널 정보와 송신 데이터가 혼합되어 수신된 수신 데이터의 통계적 특성을 이용한다¹³. 이 방법은 신경망을 이용하는 블라인드 신호 분리(BSS-Blind Source Separation) 기법인 독립 성분 분석(Independent Component Analysis) 알고리즘과 매우 유사하다¹⁴⁻¹⁷.

Wong에 의해 제안된 블라인드 등화기를 위한 독립 성분 분석(ICA)는 slow fading 채널로 모델화하였고, 국소 Permutation/전역 Permutation 행렬을 구하여 비교하면서 수행하기 때문에 최적의 초기값 순환 행렬을 찾는 데 처리 지연이 발생하게 된다¹⁸.

MIMO-OFDM 시스템에서의 성능 향상을 위해서는 무엇보다도 다중 경로 페이딩 환경에서 정확하게 채널을 추정할 수 있는 기술이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 다중 경로 시변 Flat 페이딩 채널에서의 회전 독립 성분 분석(ICA)을 이용하여 수신된 신호로부터 채널을 추정하여 각 송신 안테나의 송신 신호를 분리한 후, 검파하는 새로운 채널 추정 방식인 Modified ICA 알고리즘을 소개하고, 수신단에서만 채널의 정보를 완벽하게 안다고 가정한 경우와 채널에 관한 어떠한 정보도 모르고 수신한 데이터에 대해서만 채널의 정보를 추정하는 경우의 환경을 설정하였다. 본 논문에서 제안된 새로운 채널 추정 기법인 Modified ICA 알고리즘을 이용하여 Known Channel과 Unknown Channel에 대한 성능을 비교 하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문의 2장에서는 MIMO-OFDM 시스템 모델을 설명하고, 3장에서는 MIMO-OFDM 시스템에서의 채널 Model, 4장에서는 기존의 ICA 알고리즘과 제안된 Modified ICA를 이용한 채널 추정 알고리즘을 기술하고, 5장에서는 채널 추정에 대한 모의 실험을 통해 성능을 평가하고, 마지막으로 결론을 맺고자 한다.

II. MIMO-OFDM 시스템

MIMO-OFDM 시스템에서 수신된 데이터에 대한 표현식은 식(1)과 같다. 여기서 (k)는 OFDM의 k번째 심벌, m은 m번째 송신 안테나, n은 n번째 수신 안테나, X는 수신 데이터, S는 송신 데이터, H는

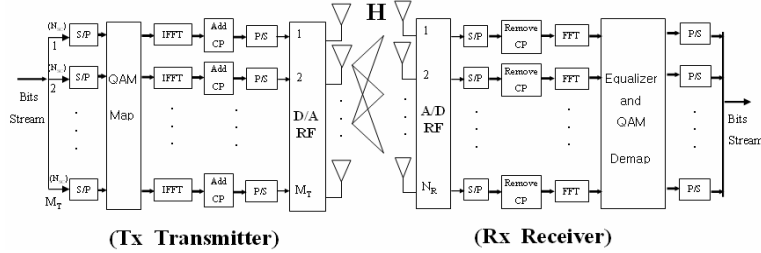


그림 1. MIMO-OFDM 시스템 모델
Fig. 1. MIMO-OFDM SYSTEM MODEL

채널, N 은 잡음을 나타낸다^[4, 5, 18].

$$\begin{bmatrix} X_1^{(k)} \\ \vdots \\ X_m^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}^{(k)} & \dots & H_{1m}^{(k)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{m1}^{(k)} & \dots & H_{mm}^{(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1^{(k)} \\ \vdots \\ S_m^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1^{(k)} \\ \vdots \\ N_m^{(k)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

MIMO-OFDM 시스템에 대한 전형적인 블록도는 그림 1과 같이 도식화 될 수 있다. MIMO-OFDM 기술은 각 안테나에서 서로 다른 데이터를 전송할 경우, 이론적인 채널 용량은 송/수신 안테나 개수 중에서 작은 수에 비례하여 증가한다는 사실에 근거한 것이다. 즉, 안테나의 수에 비례하여 송신 데이터의 양이 증가하기 때문에 추가적인 대역폭이 없어도 단위 시간당 데이터 전송 속도를 높일 수 있다^[5]. 수신측에서 볼 때 수신된 신호는 그림 1에 보였듯이 M_T 개 송신 안테나에서 전송한 신호가 서로 혼합되어 수신된다. N_R 개의 수신 안테나에 대한 각각의 FFT 출력은 다음과 같이 표현 될 수 있다^[9-11, 18].

$$X_j[l, k] = \sum_{i=1}^m H_{ij}[l, k] \cdot S_i[l, k] + N_j[l, k], \quad j=1, 2, \dots, m \quad (2)$$

여기서 $H_{ij}[l, k]$ 는 k 번째 심벌 구간에서 i 번째 부 채널에 대한 j 번째 수신 안테나와 i 번째 송신 안테나 사이의 다중경로 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 또한 $N_j[l, k]$ 은 평균이 0이고, 분산이 σ_n^2 인 AWGN의 FFT 출력을 나타낸다^[18].

$$X^{(k)} = H^{(k)} \cdot S^{(k)} + N^{(k)} \quad (3)$$

식(3)은 각 OFDM 심벌에 대한 전달함수 표현식을 나타낸다. 만일 수신기에서 채널의 정보를 완벽하게 알고 있다면, 전송된 송신 데이터를 쉽게 복원

할 수 있다.

$$\begin{aligned} (H^{(k)})^{-1} X^{(k)} &= (H^{(k)})^{-1} (H^{(k)} \cdot S^{(k)} + N^{(k)}) \\ &\approx \begin{bmatrix} \tilde{S}^{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

수신측에서는 서로 혼합되어 수신된 신호로부터 각 안테나에서 전송한 신호를 분리하는 검파과정이 필요하다. 검파 후, MIMO-OFDM 시스템 성능은 각 안테나간 부 채널의 채널 추정의 정확도에 따라서 크게 좌우된다^[12].

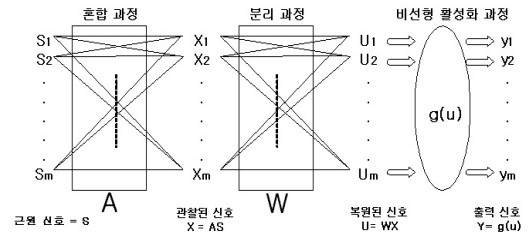


그림 2. ICA 기본 모델
Fig. 2. BASIC ICA MODEL

III. 독립 성분 분석 기법(ICA)

잡음이 없는 ICA의 기본 개념^[16]은 그림 2와 같다. 독립 성분 분석(ICA)은 선형적으로 신호를 해석하는 하나의 방법으로서, 먼저 근원 신호 벡터 S 는

$$S = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \quad (5)$$

식(5)과 같이 주어진다 고 하자. 여기서 s_i 는 서로 독립이며, 수신 안테나 수는 송신 안테나 수와 같거나 크다. 이 가정 하에, 수신된 신호는 식(6)과 같이 주어지게 된다.

$$X = AS \quad (6)$$

이때 A 를 $M \times M$ 혼합 Matrix라고 한다. 위와 같은 가정 하에, S 에 관한 정보는 s_i 가 서로 독립이라는 것 이외에는 어떠한 정보도 없는 상황에서, 수신된 신호 X 로 부터 다시 근원 신호 벡터 S 를 복원해 내고자 한다^[13-16]. 이러한 목적으로

$$U = WX, W = A^{-1} \quad (7)$$

식(7)을 만족하는 W 를 구하여 변환 한 후, $y_i = g(u_i)$ 형태로 비선형 변환을 거친다. 이때, W 는 $M \times M$ Unmixing Matrix라고 하며, $g(\cdot)$ 는 근원 신호의 Cumulative Density Function이 되도록 한다. 따라서, 출력이 지닌 Joint Entropy가 최대가 되도록 학습을 한다

U 는 독립이 되도록 학습된 것이며, 근원 신호 S 를 찾아낸 것이다^[14, 16]. 즉,

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)] \text{ [송신 신호]} \quad (8)$$

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)] \text{ [수신 신호]} \quad (9)$$

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)] \text{ [출력 신호]} \quad (10)$$

$$H \in R^{n \times n} \quad \text{[channel matrix]} \quad (11)$$

식(6), 식(8), 식(9)과 식(10)에 유도된 채널 계수 값이 식(11)처럼 주어졌을 때, 혼합되어 수신된 신호는 식(12)로 정의된다.

$$x(t) = H \cdot s(t) + n(t) = \sum_{i=1}^n h_{ij} s_i(t) + n_i(t) \quad (12)$$

$$y(t) = W \cdot x(t) = \tilde{s}(t) \quad (13)$$

식(13)을 만족하는 W (Unmixing matrix)를 구하는 수행 과정은 절차1), 절차2), 절차3)의 과정을 통해 정의 된다^[16].

절차1) S 가 통계적 독립이라면, S 에 대한 covariance matrix는 식(14)와 같다.

$$E\{SS^T\} = I \quad (14)$$

절차2) Whitening화하기 위해 EVD(Eigen value Decomposition)를 이용한다.

$$E\{XX^T\} = E_v D E_v^T \quad (15)$$

E_v 는 고유벡터의 직교 행렬이고, D 는 고유값에 대한 대각 행렬이다.

$$V = E_v D^{-\frac{1}{2}} E_v^T$$

$$Z = VX = VAS = BS \quad (16)$$

V 는 Whitening matrix, Z 는 Uncorrelated matrix, B 는 새로 생성된 직교 행렬이다. 여기서 Z 는 통계적 독립이 되기 위한 필요조건이다^[13-16].

절차3) 최적의 W 를 찾기 위한 순환(Loop) 과정을 수행한다^[13-16].

$$Y = WZ = WBS = S$$

$$\text{where } WB = I, WV = A^{-1} \quad (17)$$

W 는 Full rank이고, Unmixing 행렬이면서 unitary 행렬이 된다. 식(17)식의 Y 에 대해 다음의 식(18)을 만족하면, 혼합된 신호로부터 신호원 S 를 복원 할 수 있다^[13, 16].

$$E\{YY^T\} = E\{(WZ)(WZ)^T\}$$

$$= E\{(WVX)(WVX)^T\}$$

$$= E\{(WVAS)(WVAS)^T\}$$

$$= WVA \cdot E\{SS^T\} \cdot A^T V^T W^T$$

$$= WB \cdot E\{SS^T\} \cdot B^T W^T = I \quad (18)$$

식(13)과 식(17)을 만족하기 위해서는 순환과정을 통해 unitary(orthogonal) 행렬을 회전(rotating) 시켜 주면서 대각 성분이 독립이 되면 된다. 혼련 심볼이나 파일럿을 활용하지 않고, MIMO 채널에 대한 채널 정보를 얻기 위해서는 블라인드 방식인 ICA를 이용하여 채널을 추정하고 송신 데이터를 복원할 수 있다.

IV. MIMO-OFDM 시스템에서의 Modified ICA를 이용한 채널 추정

MIMO-OFDM 시스템에서 검파에 대한 성능은 각 안테나간 부채널의 채널 추정의 정확도에 따라 BER 성능이 크게 달라진다. 만약 추정된 채널 계수에 추정 오차가 있다면, 수신 신호에서 각 송신

안테나의 송신 신호를 정확하게 분리할 수 없다. 이러한 부정확한 채널 정보로 인해 다른 송신 안테나에서 송신된 신호들이 잡음 형태로 존재하여 시스템의 성능 저하가 발생하게 된다. 고속 데이터 전송 시 요구되는 높은 전송율(bit rate)과 낮은 오류율(error rate)을 요구하는 기술적인 알고리즘을 이용하여 MIMO-OFDM 시스템의 성능 향상을 시키기 위해서는 원래의 완벽한 채널 정보에 근사한 채널 정보를 추정할 수 있는 기술이 필요하다. MIMO-OFDM 시스템에서 Modified ICA를 이용하여 채널을 추정을 하기 위해서는 몇 가지의 사전 기법들이 필요하다. 즉, 각 수신 안테나를 통해 수신되는 데이터들 간에 대해 통계적 독립(Statistically Independent)이 되도록 하기 위해서는 채널과 잡음에 의해 혼합된 수신된 데이터에 대해 Polar Decomposition과 Centering 과정을 수행하여 Pre-whitening화해 주어야 한다. 아울러 통계적 독립 변수들에 대해 주성분에 대한 통계적 수치를 높여 독립 성분을 분석하는데 활용하기 위해 4차 결합 모멘트를 이용한다.

본 논문에서 제안하는 modified ICA를 이용하여 채널을 추정하는 과정에 대한 전체적인 흐름도는 그림 3과 같은 과정을 통해 이루어진다.

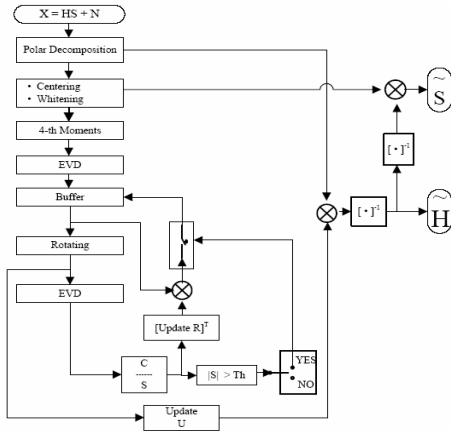


그림 3. 제안된 새로운 채널 추정기
Fig. 3. Proposed New Channel Estimator

2개의 송신 안테나를 통해 2개의 수신 안테나로 수신된 데이터에 대해 CP(Cyclic Prefix)를 제거 및 직렬/병렬한 후, FFT(Fast Fourier Transform)를 수행한 데이터(X)에 대해 제안한 알고리즘을 처리한다.

$$X = \begin{bmatrix} X_1 = HS_1 + N_1 \\ X_2 = HS_2 + N_2 \end{bmatrix} = HS + N \quad (19)$$

Step1. Polar Decomposition 수행

$$[E, D] = eig\left(\frac{XX^H}{length(X)} / \sqrt{K_{mod}}\right)$$

$$W (= P) = ED^{\frac{1}{2}}E^T$$

$$O = W^{-1} (= P^{-1}) \quad (20)$$

E는 고유벡터, D는 고유값, W는 whitener, O는 W에 대한 pseudo-inverse를 나타낸다.

Step2. Centering과 Whitening

$$X_r = X - E\{X\}$$

$$Y = O \cdot X_r \cdot (\beta I) \quad (21)$$

X_r은 평균이 제거된 수신 벡터, Y는 통계적 독립인 벡터이다.

Step3. Y에 대해 4th Cumulants^{[13],[17]}

$$Re_{yy} = E\{YY^T\}$$

$$Im_{yy} = E\{YY^H\} \quad (22)$$

$$C = E\{YY^T\} - Re_{yy}[\tau_0, \tau_1]Re_{yy}[\tau_2, \tau_3]$$

$$- Re_{yy}[\tau_0, \tau_2]Re_{yy}[\tau_1, \tau_3]$$

$$- Im_{yy}[\tau_0, \tau_3]conj(Im_{yy}[\tau_1, \tau_2]) \quad (23)$$

[·]^T는 Transpose, [·]^H는 Hermitian, C는 Y에 대한 4차 결합 모멘트이다.

Step4. C에 대해 중요도가 높은 고유값에 해당하는 인자 추출

$$[E_1, D_1] = eig(C)$$

$$i = \arg \max_{i \in L} (diag\{D_1\}), L = \{1, 2, \dots, n\}$$

$$j = \arg \max_{j \in L, j \neq i} (diag\{D_1\}) \quad (24)$$

Step5. 추출(Step4) 인자에 해당하는 고유벡터 저장

$$m_1 = m_{1[M \times N]} = E_1(i)$$

$$m_2 = m_{2[M \times N]} = E_1(j)$$

$$B = [m_1 \ m_2] \quad (25)$$

B는 추출 인자에 해당하는 고유벡터를 저장하기

위한 임시 벡터이다.

$$B = R_u \cdot B \quad (29)$$

Step6. 저장된 고유벡터(Step5)에 대해 회전

$$g = \begin{bmatrix} \max(E_1(i)) - \min(E_1(i)) & \max(E_1(j)) - \min(E_1(j)) \\ m_1(1, N) & m_2(1, N) \\ m_1(M, 1) & m_2(M, 1) \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix}, \quad U_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[E_2, D_2] = eig \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \right)$$

$$G = E_2(g \cdot g^T)E_2^T$$

$$U = U_b \cdot G$$

$$U_{i+1} = U_i \cdot G, \begin{cases} \text{first rotated unitary, } i = 1 \\ \text{iteration rotated unitary, } i > 1 \end{cases} \quad (26)$$

g 는 B 에 대한 실수/허수 분리 행렬, R 은 회전 행렬, U_b 는 Unitary 행렬, G 는 최대 고유값에 해당하는 고유벡터로서 독립 성분이 회전된 행렬, U 는 초기 회전 unitary 행렬, U_{i+1} 는 회전된 unitary 행렬에 대한 갱신 행렬이다.

Step7. G 로부터 최대 고유벡터(Step6) 추출과 기저 회전 행렬(R) 구하기

$$[E_3, D_3] = eig(G)$$

$$k = \arg \max_{k \in L} (diag\{D3\}), L = \{1, 2, \dots, n\}$$

$$\theta = E_3(k)$$

$$c = \sqrt{\frac{1 + \theta(1)}{2}}, \quad s = \frac{1}{2}(\theta(2) - j\theta(3)) \quad (27)$$

k 는 최대 고유값에 해당하는 인자, θ 는 최대 고유벡터이다.

Step8. 기저 회전 행렬(R_u)에 대해 갱신

$$R_u = \begin{bmatrix} c & -conj(s) \\ s & c \end{bmatrix}^T \quad (28)$$

R_u 는 기저 회전 행렬(R)이 갱신된 회전 행렬이다.

Step9. 갱신된 기저 회전 행렬(R_u)에 대해 최적 판단 비교

If $|s| > Th$ [= Step5부터 Step8의 과정을 순환 수행]

Else if $|s| < Th$
[= 채널 파라미터 추정]

$$\tilde{H} = (O \cdot U_{i+1})^{-1} \quad (30)$$

End

\tilde{H} 는 추정된 채널 파라미터, Th 는 결정 경계값을 나타낸다.

Step10. OFDM Symbol 추정

$$\tilde{S} = \left(\tilde{H} \right)^{-1} \cdot Y \quad (31)$$

\tilde{S} 는 추정된 채널 정보를 이용하여 OFDM 심볼로 추정된 심볼이다.

Step11. 추정 OFDM Symbol에 대해 복조와 병렬/직렬화

전송 대역폭의 낭비를 방지하기 위해 혼련 심볼이나 파일럿을 활용하지 않고, MIMO 채널에 대한 채널 정보를 얻기 위해서 Modified ICA에 대한 알고리즘은 Step1에서 Step9의 과정을 1차적으로 수행한다. Step9의 과정에서 결정 경계값에 따라 반복 수행의 과정을 Step5를 통해 이루어진다.

V. 시뮬레이션 및 결과

본 절에서는 본 논문의 IV 절에서 제안한 Modified ICA 알고리즘을 이용하여 SNR에 따른 BER과 SER(Symbol Error ratio) 성능으로 비교하였다. 또한 SNR=16일 때, 수신단에서 채널의 정보를 완벽하게 안다고 가정한 perfect known channel 경우와 수신 데이터에 대해서만 Modified ICA 알고리즘을 적용하여 채널의 정보를 추정하는 unknown channel의 경우에 대해서도 PDF(Amplitude of channel)로 비교하였다.

전송된 데이터에 대한 대역폭 효율은 반송파의 간격, 반송파의 갯수 그리고 샘플링 주파수에 대해 밀접한 관계를 갖고 있다.

$$BW_{efficiency} = \frac{F_s}{BW}$$

BW : Channel bandwidth(Hz)
 F_s : Sampling frequency(Hz) (32)

모의실험에서는 Monte-Carlo 시뮬레이션 방법을 적용하였고, OFDM에 사용되는 기본적인 파라미터 정의는 식(32),식(33)에 의해 주어진다¹¹.

$$F_s = BW_{efficiency} \cdot BW$$

$$\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$$

$$T_b = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N_{FFT}}{F_s} \text{ (sec)} \quad (33)$$

Δf 는 Carrier spacing (Hz), N_{FFT} 는 FFT 크기를 나타낸다.

모의 실험을 하기 위해 본 논문에서 사용된 OFDM 기본 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. OFDM major Parameters

BW [MHz]	N_{FFT}	Δf [KHz]	T_b [μ s]	T_g [μ s]	T_s [μ s]
25	1024	24.414	0.4096	0.1024	0.512

T_b 는 유효 OFDM 심볼 구간, T_g 는 보호구간 (CP) 그리고 T_s 는 하나의 OFDM 심볼 블록(프레임) 간격을 의미한다.

표 2. Modified ICA 알고리즘을 위한 K_{MOD-i}

Modulation	K_{mod}	β	Th
QPSK	2	1	$1/N_{sc}$ N_{sc} : No. of subcarriers
16-QAM	10	2	
64-QAM	42	6	

표 2는 제안한 알고리즘을 위한 파라미터이다. 본 논문에서 사용된 Th 값은 통계적 특성을 반영하기 위해 부반송파의 개수를 사용하였다. 사용된 OFDM 심볼 블록당 1024(N_{sc})개의 부반송파를 이용하였다.

송/수신에 사용된 안테나는 각 각 2개, 채널은 레일리 분포를 갖는 2x2인 랜덤 계수, 보호구간(CP)은 $N_{sc}/4$ 로 사용하였다. 사용된 채널은 2x2의 다중 경로와 하나의 OFDM 심볼 블록 구간동안은 일정

하며, OFDM 심볼 블록간의 채널의 값은 계속 변화하는 준 정지 상태 frequency Rayleigh Flat fading으로 가정한다. 또한 대역폭 효율은 100%로 그리고 심볼에 대한 동기는 정확하다고 가정한다¹². SNR이 16dB일 때, 모의실험을 통해 QPSK, 16-QAM, 64-QAM에 대해 채널 추정에 대한 PDF는 그림 4, 그림 5, 그림 6에서 볼 수 있다. 아울러 채널의 정보를 완벽하게 안다고 가정한 perfect known channel 경우와 수신한 데이터에만 대해 Modified ICA 알고리즘을 통해 채널의 정보를 추정하는 unknown channel의 경우에 대해 SNR에 따른 BER과 SER 성능 비교 곡선은 그림 7, 그림 8과 같다.

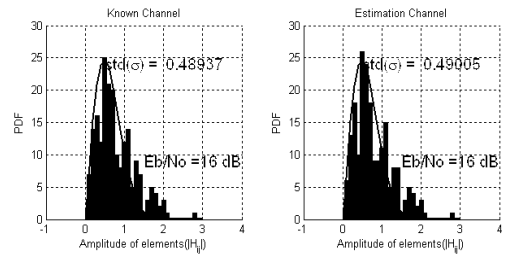


그림 4. QPSK일 때의 known channel 과 추정된 channel의 PDF(amplitude of channel)
 Fig. 4. PDF of the amplitude of known channel and estimation channel [QPSK]

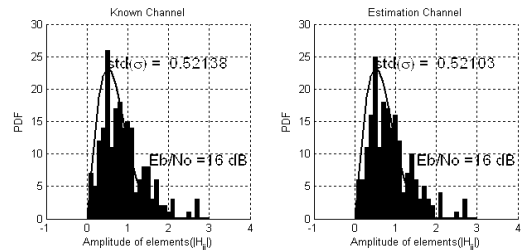


그림 5. 16-QAM일 때의 known channel 과 추정된 channel의 PDF(amplitude of channel)
 Fig. 5. PDF of the amplitude of known channel and estimation channel [16QAM]

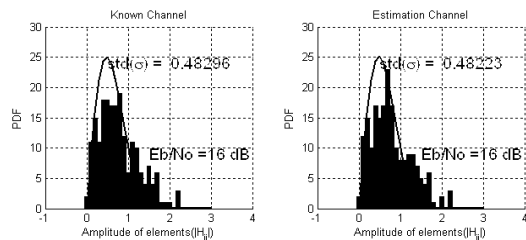


그림 6. 64-QAM일 때의 known channel 과 추정된 channel의 PDF(amplitude of channel)
 Fig. 6. PDF of the amplitude of known channel and estimation channel [64QAM]

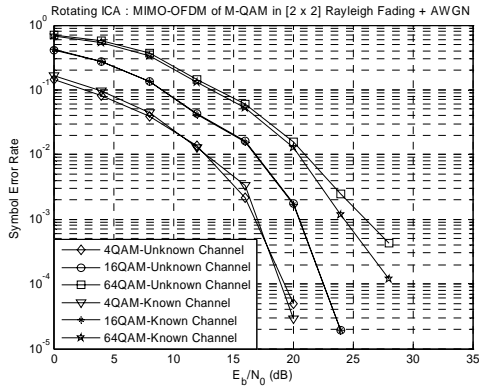


그림 7. Uncoded 4/16/64-QAM 방식들에 대한 SNR에 따른 known channel과 추정된 channel의 SER 성능 비교
 Fig. 7. SER performance comparison of known channel and estimation channel [uncoded QPSK, 16QAM, 64QAM]

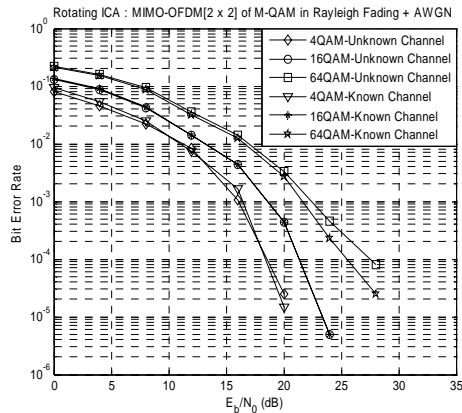


그림 8. Uncoded 4/16/64-QAM 방식들에 대한 SNR에 따른 known channel과 추정된 channel의 BER 성능 비교
 Fig. 8. BER performance comparison of known channel and estimation channel [uncoded QPSK, 16QAM, 64QAM]

VI. 결론

본 논문에서는 무선통신 환경에서 MIMO-OFDM 시스템의 성능 개선을 위한 채널 추정 기법에 관한 연구를 통해 좋은 성능을 갖는 Modified ICA 기법을 제안했다. 그림 4, 그림 5, 그림 6과 같은 레일리 분포를 갖는 채널에 대해 완벽하게 안다는 경우와 시간에 따라 변화하는 채널을 통과한 수신 신호에 대해 블라인드 방식의 Modified ICA 알고리즘을 이용한 채널 추정 경우에 대한 비교 분석을 Uncoded 4/16/64-QAM에 대하여, 신호대 잡음비(SNR)에 따른 BER과 SER 결과 곡선을 그림 7과 그림 8에 제시하였다. 성능 곡선에서 볼 수 있듯이 본 논문에서 제안한 MIMO-OFDM 시스템에서

Modified ICA를 이용한 채널 추정 알고리즘이 perfect known channel 대해 SER과 BER곡선이 매우 근접함을 알 수 있다. 즉 채널 추정이 거의 완벽하게 추정 되었다고 볼 수 있다. 이는 채널과 잡음, 그리고 신호 성분에 대한 독립 성분 분리와 학습 과정을 거치는 Modified ICA가 MIMO-OFDM 시스템에 잘 적용을 됨을 알 수 있다.

본 논문에서는 Modified ICA를 이용하여 MIMO-OFDM System에서 성능 향상을 위한 새로운 시도로서 채널 추정 및 검파 방식을 제안하고 소개하였다. 제안한 기법에 대한 MIMO-OFDM System의 향후 연구로 다중 사용자 검출(MUD-Multi User Detection)에도 응용 될 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Altech House, 2000.
- [2] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," in *Proc. IEEE Int. Communications Conf.*, pp. 1630-1634, June 1993.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp.744-765, Mar. 1998.
- [4] J. H. Winsters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE Jr. Select. Areas Comm.*, vol. SAC-5, pp.871-878, June 1987.
- [5] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels," *Eur. Trans. Telecom.*, vol. 10, pp. 585-595, Nov. 1999.
- [6] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-33, no. 7, pp.665-765, July 1985.
- [7] V. Mignone and A. Morello, "A novel demodulation scheme for fixed and mobile re-

- ceivers,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, pp. 1144-1151, Sept. 1996.
- [8] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, “Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform,” *IEEE Trans. Comm., Tech.*, vol. COM-19, pp. 628-638, Oct. 1971.
- [9] H. Rohling, T. May, K. Bruninghaus and R. Grunheid, “Broadband OFDM radio transmission for multimedia applications,” in *Proc. IEEE*, vol. 87, pp. 1778-1789, Oct. 1999.
- [10] Y. Li, N. Seshadri and S. Ariyavisitakul, “Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels,” *IEEE Jr. Select. Areas Comm.*, vol. 17, pp. 461-471, Mar. 1999.
- [11] Y. Li, “Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas,” *IEEE trans. Wireless Comm.*, vol. 1, pp. 76-75, Jan. 2002.
- [12] J. Baltarsee, G. Fock and H. Meyr, “Achievable rate of MIMO channels with data-aided channel estimation and perfect interleaving,” *IEEE Jr. Select. Areas Comm.*, vol. 19, no. 12, pp. 2358-2368, Dec. 2001.
- [13] A. K. Nandi, *Blind Estimation using Higher-Order Statistics*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Netherlands, 1999.
- [14] P. Comon, P. Chevalier and V. Capdeville, “Performance of contrast-based blind source separation,” in *Proc. SPAWC’97*, vol. no. 1, pp. 345-348, April 1997.
- [15] P. Smaragdis, “Blind separation of convoluted mixtures in frequency domain,” *Neurocomputing*, vol. 22(1-3), pp. 21-34, 1998.
- [16] A. Hyvainen and E. Oja, “Independent component analysis: algorithms and applications,” *Neural Networks*, vol. 13(4-5), pp. 411-430, 2000.
- [17] J. F. Cardoso, “Source separation using higher order moments,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP’89)*, pp. 2109-2112, May 1989.
- [18] C. S. Wong and D. Obradovic, “Independent component analysis for blind equalization of frequency selective channels,” *2003 IEEE XIII Workshop on Neural Networks for Signal Processing*, pp. 419-427, Sep. 2003.

김 종 득 (Jong-Deuk Kim)

정회원



1997년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 졸업

1999년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 석사

2004년 3월~현재 시립인천대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> MIMO-OFDM, 통

신 신호 처리

변 윤 식 (Youn-Shik Byun)

종심회원



1978년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업

1981년 2월 연세대학교 전기공학과 석사

1985년 8월 연세대학교 전기공학과 박사

1990년 8월~1991년 7월 미국 Stanford대학 전자 공학과 객원 교수

2004년 9월~2005년 8월 고려대학교 전파통신공학과 객원 교수

1987년 3월~현재 시립 인천대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 디지털 통신 및 신호 처리