

MIMO-OFDM 시스템에서 Constant Modulus 신호의 SVR-MMSE 검출 성능 분석

준회원 신철민*, 서명석**, 정회원 양청해*, 종신회원 곽경섭***

Performance Analysis for SVR-MMSE Detection of Constant Modulus Signals in MIMO-OFDM Systems

Chul Min Shin*, Myoung Seok Seo** *Associate Members*

Qing Hai Yang* *Regular Member*, Kyung Sup Kwak*** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 MIMO 시스템에서 제안된 SVR-MMSE 검출기법을 MIMO-OFDM 시스템으로 확장, 적용하고 주파수 선택적인 채널에서 성능을 분석한다. 우선 전형적인 MIMO-OFDM 시스템에 대해서 설명하고 이 시스템에서 constant modulus 신호의 검출기법에 대하여 설명을 한다. 기존의 검출 기법인 Zero Forcing, Minimum Mean Square Error 기법과 제안된 SVR-MMSE 검출의 성능을 비교해 보고, Jakes 채널 모델을 사용하여 지연확산을 가지는 다중 경로 페이딩 채널에서 도플러 주파수가 변화함에 따라 검출 기법의 성능을 알아본다. 본 논문에서 제안된 SVR-MMSE를 이용한 MIMO-OFDM 시스템에서의 검출 성능 모의실험 결과, 제안된 알고리즘이 이 시스템에서 우수한 성능을 지니고 있음을 보여주고 있다.

Key Words : MIMO-OFDM, ZF, MMSE, CM Signal, Fading

ABSTRACT

In this paper, we extend SVR-MMSE detection scheme which is proposed in MIMO system to MIMO-OFDM system, and evaluate performance of the system in frequency selective fading channel. First of all, we explain about typical MIMO-OFDM system and detection scheme of constant modulus signals in this system. And compare proposed SVR-MMSE with Zero Forcing, Minimum Mean Square Error which is conventional detection scheme. we identify that the performance of the proposed system is shown different by varying doppler frequency in frequency selective fading channel using jakes channel model. The result of detection performance by the proposed SVR-MMSE in this simulation, it shows that proposed algorithm have a good performance in MIMO-OFDM systems.

I. 서론

최근 발표된 4세대 이동통신 기술은 3세대 이동통신 기술인 IMT-2000의 데이터 속도와 비대칭 서

비스를 위한 주파수 대역의 부족이라는 단점 극복을 위한 네트워크 개념으로, 멀티미디어 전송속도는 100Mbps로 3세대 통신서비스보다 50배 이상 빠르다. 또한 하나의 단말기로 위성망, 무선랜(WLAN),

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학IT연구센터 지원 사업(IITA-2006-C1090-0603-0019)의 연구결과로 수행되었음.

* 인하대학교 정보통신대학원 통신공학연구소 (scmcap@hanmail.net, yangqing_hai@hotmail.com)

** 인하대학교 일반대학원 정보통신공학과 통신공학연구소 (martise@nate.com)

*** 인하대학교 정보통신대학원 (kskwak@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-11-491, 접수일자 : 2006년 11월 15일, 최종논문접수일자 : 2006년 12월 19일

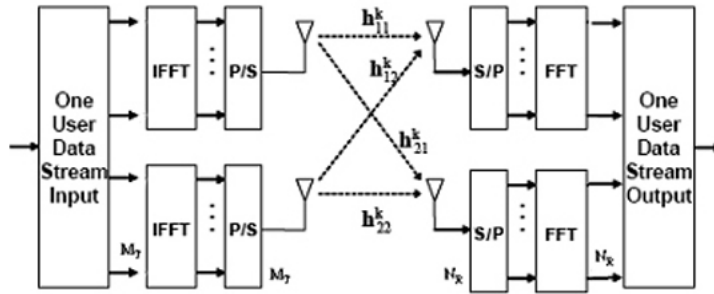


그림 1. 전형적인 MIMO-OFDM 시스템

멀티미디어 인터넷망 등을 모두 사용할 수 있다.

4세대의 핵심기술로는 MIMO(Multiple Input Multiple Output), OFDM(Orthogonal frequency division multiplexing), SDR(Software Defined Radio), Smart Antenna 등이 있다. 이 중 MIMO-OFDM 기술은 주파수 선택적 페이딩 채널 환경 하에서 OFDM과 MIMO 기법의 장점을 동시에 취할 수 있는 기술이다. 특히 MIMO-OFDM 기술은 사-공간만이 아니라 주파수 영역을 활용할 수 있기 때문에 기존의 사-공간 MIMO 시스템을 유연하게 확장하여 OFDM에 적용시킬 수 있다. 이러한 MIMO-OFDM 기법은 다이버시티 이득과 부호화 이득을 목적으로 하는 다이버시티 기법, 채널 용량의 증대를 통해 전송률을 증가시키는 공간 다중화 기법, 다이버시티와 공간 다중화 기법을 결합한 기법 등으로 분류할 수 있다. 또한 검출 기법에는 ML(Maximum Likelihood) 검출, 선형 검출, V-BLSAT(Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time) 형태의 연속적인 간섭 제거를 이용한 검출 등이 있다.

본 논문에서는 모의실험을 통해 MIMO 시스템에서 새로이 제안된 SVR-MMSE(Support Vector Regression-Minimum Mean Square Error) 검출기법을 MIMO-OFDM 시스템에 적용하여 기존의 검출기법인 ZF, MMSE와 비교하여 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 MIMO, OFDM, MIMO-OFDM 시스템을 소개하고, 3장에서는 MIMO-OFDM 시스템에서의 검출 기법을 설명한다. 그리고 4장에서 constant modulus(예 : binary / quadrature phase shift keying) 신호의 검출 기법에 대해서 설명하고, 5장에서 모의실험을 통해 MIMO 시스템에서 제안한 SVR-MMSE 검출 기법을 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하여 검출 성능을 분석한 뒤 마지막 6장에서 결론을 맺는다.

II. MIMO-OFDM 시스템

2.1 MIMO 시스템

인터넷 접속과 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 크게 증가함에 따라, 고속의 데이터 전송은 차세대 이동통신 시스템의 매우 중요한 부분으로 부각되고 있다. 이러한 고속 데이터 전송을 가능하게 하려면, 한정된 주파수 자원에 대한 효율적인 사용을 필요로 하게 된다. 이러한 높은 주파수 효율을 위해 현재 다중 안테나 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

다중 안테나 시스템은 송신기와 수신기에서 다중의 안테나를 이용하여 데이터를 전송하는 방식이다. 각 송신 안테나에 대해서 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭을 더 증가시키지 않고 보다 고속의 데이터를 전송할 수 있는 공간 다중화 기술과, 다중의 송신 안테나에서 같은 데이터를 전송하여 송신 다이버시티를 얻고자 하는 공간 다이버시티 기술인 BLAST 기술은 송신기에서 각 전송 안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송하고 수신기에서 적절한 간섭제거 및 신호처리를 통해 송신 데이터를 구분해내는 것을 특징으로 한다. 다중 안테나 시스템에 대한 선도적인 연구는 Bell Lab.에 의해 이루어 졌고, MIMO 시스템이라고 불린다^[1].

2.2 OFDM 기술

OFDM 기술은 여러 개의 반송파를 사용하는 다중 반송파 전송의 일종으로 최근 유무선 통신에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 각광받고 있다. OFDM 기술은 상호 직교된 다중 반송파를 사용하므로 주파수 이용 효율이 높아지고 단일 탭의 간단한 등화기로 다중 경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 채널에 잘 대처할 수 있는 장점이 있다. 또한 송수

신단에서 복수의 반송파를 변복조하기 위하여 IDFT/DFT와 동일한 기능을 하는 IFFT/FFT를 사용할 수 있으므로 간단한 구조로 고속 구현이 가능하다.

이러한 OFDM 방식은 이미 무선 LAN(IEEE 802.11a, HIPERLAN/2) 및 디지털 오디오 방송(DAB)과 디지털 지상 텔레비전 방송(DVB-T)의 표준 방식으로 채택되어 있다²⁾.

2.3 MIMO-OFDM 시스템

MIMO 시스템은 주파수 대역을 더 늘리지 않고도 보다 많은 양의 데이터를 보낼 수 있는 장점이 있지만 고속 전송 시 발생하는 심벌간의 간섭, 주파수 선택적 페이딩에 약하다는 단점이 있다. 이런 단점을 극복하기 위해 OFDM 기술을 함께 사용한다. OFDM은 데이터를 병렬 처리함으로써 고속의 데이터 스트림을 저속으로 분할하여, 반송파를 사용하여 동시에 전송한다. 저속의 병렬 반송파를 상용함으로써 심벌구간이 증가하게 되므로 ISI가 줄어들게 되고 또한 guard interval의 사용으로 거의 완벽히 ISI가 제거된다. 또한 OFDM은 여러 개의 반송파를 이용함으로써 주파수 선택적 페이딩에 강한 장점이 있다. 결국 이 두 시스템을 결합함으로써 MIMO 시스템의 장점은 그대로 이용하고 단점은 OFDM 시스템을 이용해 상쇄시킬 수 있다.

MIMO-OFDM 시스템에서 수신된 데이터에 대한 식은 식(1)과 같다. 여기서 (k) 는 OFDM의 k 번째 심벌, m 은 m 번째 송신 안테나, n 은 n 번째 수신 안테나, X 는 수신 데이터, S 는 송신 데이터, H 는 채널, N 은 잡음을 나타낸다³⁾.

$$\begin{bmatrix} X_1^{(k)} \\ \vdots \\ X_m^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}^{(k)} & \cdots & H_{1m}^{(k)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1}^{(k)} & \cdots & H_{nm}^{(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1^{(k)} \\ \vdots \\ S_m^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1^{(k)} \\ \vdots \\ N_m^{(k)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

전형적인 MIMO-OFDM 시스템에 대한 블록도는 그림 1과 같이 도식화 된다. MIMO-OFDM 기술은 각 안테나에서 서로 다른 데이터를 전송할 경우, 이론적인 채널 용량은 송수신 안테나 개수 중에서 작은 수에 비례하여 증가한다는 사실에 근거한 것이다. 즉, 안테나의 수에 비례하여 송신 데이터의 양이 증가하기 때문에 추가적인 대역폭의 증가 없이도 단위 시간당 데이터 전송 속도를 높일 수 있다⁴⁾. 수신단에서 볼 때 수신된 신호는 그림 1에서 볼 수 있듯이 M_T 개의 송신 안테나에서 전송한 신호가 서로 혼합되어 수신된다. N_R 개의 수신 안테나에 대한

각각의 FFT 출력은 다음과 같다⁵⁻⁷⁾.

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

$$j = 1, 2, \dots, m$$

여기서 $H_{ij}[l,k]$ 는 k 번째 심벌 구간에서 l 번째 부채널에 대한 i 번째 수신 안테나와 j 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 나타낸다⁷⁾.

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

식 (3)은 각 OFDM 심벌에 대한 전달함수 표현식을 나타낸다. 만일 수신기에서 채널의 정보를 완벽하게 알고 있다면, 식 (4)와 같이 전송된 송신 데이터를 쉽게 추정할 수 있다.

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

여기서 $(\cdot)^+$ 는 의사역행렬(Pseudo Inverse) 연산을 나타낸다. 수신측에서는 서로 혼합되어 수신된 신호로부터 각 안테나에서 전송한 신호를 분리하는 검출과정이 필요하다. 그 후, MIMO-OFDM 시스템 성능은 각 안테나 간 부채널의 채널 추정의 정확도에 따라서 크게 좌우된다⁸⁾.

III. MIMO-OFDM 시스템의 검출 기법

MIMO-OFDM 기법에서 각 송신 안테나의 송신 심벌을 검출하기 위해서 부분반송파별로 검출을 수행하며, 검출 기법에는 ML(Maximum Likelihood) 검출, 선형 검출, V-BLSAT(Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time) 형태의 연속적인 간섭 제거를 이용한 검출 등이 있다.

검출 기법 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 방식은 ML방식이고, 추정 심벌 벡터는 다음 식과 같다.

$$\hat{s}_{ML} = \arg \min \| x - Hs \|^2 \quad (5)$$

ML 방식은 모든 가능한 송신 심벌 조합 중에서 우도 함수(Likelihood function)를 최대화 하는 조합

을 선택하는 방식이다. 그리고 가장 간단히 생각할 수 있는 것은 선형 검출인데, 이는 채널 행렬의 역 함수를 이용하는 것으로 성능은 가장 떨어지지만 구현이 가장 간단하다.

선형 검출은 잡음 전력의 고려 여부에 따라 ZF와 MMSE 방식으로 나눌 수 있으며 각각 다음 식과 같이 표현된다.

$$\hat{s}_{ZF} = (H^H H)^{-1} H s = H^+ s \quad (6)$$

$$\hat{s}_{MMSE} = Q[(H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H x] \quad (7)$$

여기서 $(\cdot)^H$ 는 Hermitian을 나타낸다. 마지막으로 V-BLAST 검출 기법은 대표적인 개루프(open loop) 방식의 MIMO 시스템이다. 송신기에서 각 전송 안테나마다 서로 다른 신호를 같은 송신전력과 전송률로 동시에 전송하게 되며, 수신기에서는 전송신호를 검출할 때, 크게 detection ordering, interference nulling, interference cancellation의 세 가지 과정을 나누어 처리한다. 이런 V-BLAST 검출기의 경우 중간 과정에서 모든 결정이 정확하게 이루어지는 경우 데이터 전송률을 N 배 높일 수 있을 뿐만 아니라 평균적으로 $N \times M/2$ 의 다이버시티 차수가 얻어진다. 이와 같은 방식은 ML 검출 기법에 비해서는 간단하지만 선형 검출 기법에 비해서는 상당히 복잡하다.

IV. MIMO-OFDM 시스템에서 CM 신호의 검출

MIMO 시스템은 송수신 안테나 개수를 동시에 증가시킴에 따라 채널 용량이 증가하여 데이터 전송률을 늘릴 수 있다. 또한 앞서 나타낸 바와 같이 무선 채널에서 고속의 데이터를 효과적으로 전송하기 위해서는 고속 전송시 발생하는 심벌간 간섭 또는 무선 채널의 다중 경로 간섭에 의해 발생하는 주파수 선택적 페이딩을 극복해야 한다. MIMO 시스템에 다중 반송파를 이용하는 OFDM 시스템을 적용하는 경우 간단한 등화기나 수신단에서의 신호 처리 기술을 가지고 주파수 선택적 페이딩 채널에 잘 대처할 수 있으며, 상호 직교성을 갖는 다중 반송파 사용으로 인한 주파수 이용 효율이 높아지고 송수신단에 이런 다수의 반송파를 번복조하는 과정을 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 차세대 무선 시스템의 하향 링크 전송

방식으로 활발히 연구되고 있다.

본 논문에서는 고품질, 고용량의 데이터 전송을 위하여 다중 송수신 안테나를 사용하는 MIMO 기술에 다중 반송파를 이용하는 OFDM을 적용한 시스템에서 수신단의 신호 검출 기법에 따른 성능 향상을 위해 제안된 SVR-MMSE 검출 기법을 나타내 고자 한다. 전송된 신호의 CM constellation이 $|s_i|^2 = 1$ 이라고 가정하고, MIMO-OFDM 시스템의 정규화된 필터의 최소 제곱 비용함수 (least squares cost function)는 다음과 같다.

$$J(s) = \frac{1}{2} \|x - Hs\|^2 + C \sum_{i=1}^{M_T} L_\epsilon(u_i) \quad (8)$$

여기서 C 는 정규화 파라미터, $L_\epsilon(\cdot)$ 는 요구되는 CM 특성에서의 편차에 관한 손실함수이다. 그리고 u_i 는 임의의 오차항이고 $u_i = |e_i|$ 이다. 여기서 오류 항 e_i 는 $e_i = 1 - |s_i|^2$ 로 나타낸다.

민약 오차항이 ϵ 값보다 작으면 2차 ϵ -insensitive 손실함수를 0으로, 크면 다음과 같이 적용한다⁹⁻¹².

$$L_\epsilon(u_i) = \begin{cases} 0, & u_i \leq \epsilon \\ u^2 - 2u\epsilon + \epsilon^2, & u_i > \epsilon \end{cases} \quad (9)$$

식 (8)의 정규화된 최소제곱 비용 함수는 convex가 아니므로 식 (9)의 손실함수를 최소화하기 위해 반복과정을 사용해야한다. 그러므로 식 (8)를 최소화하기 위해 $e_i = 1 - (s_i^{k-1})^* s_i$ 로 변환한다. 여기서 s_i^{k-1} 는 이전에 반복된 i 번째 값의 soft estimation이다. s_i^{k-1} 은 식 (8)의 최소값으로 고정될 때 발생하는 QP(Quadratic Problem)의 해결을 위한 계산량 감소의 방법으로 반복 재가중 최소제곱법(iterative reweighted least squares procedure)을 사용한다. 식 (8)의 2차 근사를 $k-1$ 번째 반복한 후에 식을 미분 하면 다음과 같다¹⁰⁻¹².

$$\begin{aligned} J'(s) &= \frac{1}{2} \|x - Hs\|^2 + \quad (10) \\ &C \left(\sum_{i=1}^{M_T} L_\epsilon(u_i^{k-1}) + \frac{dL_\epsilon(u)}{du} \Big|_{u_i^{k-1}} \frac{(u_i)^2 - (u_i^{k-1})^2}{2u_i^{k-1}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \|x - Hs\|^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M_T} (a_i e_i^* e_i) + CTE \end{aligned}$$

여기에서 CTE는 s 에 종속되지 않는 상수항을 나타내고 가중치 a_i 는 다음과 같다.

$$a_i = \frac{C}{u_i^{k-1}} \frac{dL\epsilon}{u_i} \Big|_{u_i^{k-1}} = \begin{cases} 0, & u_i \leq \epsilon \\ 2C(u_i^{k-1} - \epsilon) / u_i^{k-1}, & u_i > \epsilon \end{cases} \quad (11)$$

s에 대한 식 (10)의 미분값을 취하고 그 값을 0으로 하면 다음과 같은 선형 시스템을 구할 수 있다^[12].

$$[H^H H + 2D_a D_{|s^{k-1}|^2}]s = H^H x + 2D_a s^{k-1} \quad (12)$$

여기서 D_a 와 $D_{|s^{k-1}|^2}$ 는 각각 $D_a = \text{diag}(a_1, \dots, a_{N_T})$ 와 $D_{|s^{k-1}|^2} = \text{diag}(|s^{k-1}|^2, \dots, |s^{k-1}|^2)$ 를 나타낸다.

반복적으로 알고리즘을 수행하기 위해 요구되는 CM 신호의 평균 편차로 정의된 AME(average modulus error)를 계산한다.

$$AME(k) = \sqrt{\frac{1}{M_T} \sum_{i=1}^{M_T} (|s_i^k| - 1)^2} \quad (13)$$

마지막으로 제안된 기법의 알고리즘은 다음과 같다.

1. $C, \epsilon, \lambda, \delta$ 의 초기화.
2. 초기 값으로 MMSE 기법, $s^o = s_{MMSE}$ 할당.
3. While ($|AME(k) - AME(k-1)| > \delta$)
 - a. D_a 와 $D_{|s^{k-1}|^2}$ 값을 계산하고 식 (12)을 통해 s^* 값을 구한다.
 - b. $s^k = \lambda s^{k-1} + (1-\lambda)s^*$

여기서 s^* 은 시스템의 새로운 solution을 나타내고 λ 는 1에 근접한 상수이다.
4. $\hat{s}_{SVR-MMSE} = Q[s^k]$

V. 모의실험 결과

모의실험은 수신단에서 채널 상태 정보를 완벽히 안다고 가정하고, ZF, MMSE 기법과 SVR-MMSE 기법을 비교하여 성능을 분석하였다. 송신 신호가 겪는 다중 안테나 채널은 Jakes채널 모델^[13]을 사용하였으며 지연 확산(delay spread)을 가지는 다중경로 페이딩 채널로 가정한다. 그리고 안테나간의 상관도는 없다고 가정한다.

표 1은 모의실험에 사용한 파라미터를 나타낸다.

도플러 주파수는 저속, 중속, 고속 환경의 10Hz, 80Hz, 그리고 160Hz로 모의실험을 수행하였다. 그리고 실험에서 사용한 SVR-MMSE 기법의 파라미터 값은 $C=9, \epsilon=0.001, \lambda=0.5, \delta=1e-5$ 로 초기화하였다.

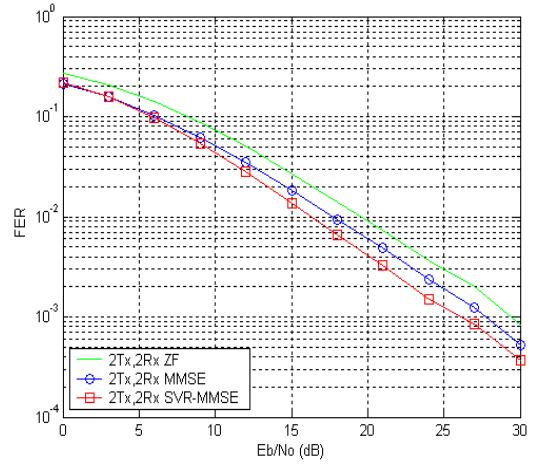


그림 2. 수신 신호 검출 기법에 따른 FER 성능

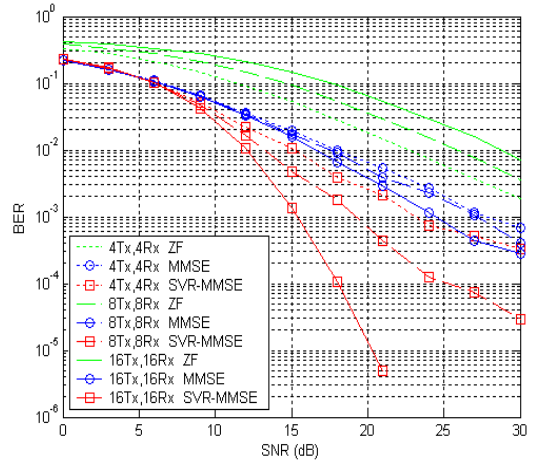


그림 3. MIMO-OFDM 시스템에서의 BER, $f_d=10\text{Hz}$

표 1. 모의실험 변수

FFT size	128
Guard interval	32
Sampling frequency	5MHz
Carrier frequency	2.4GHz
Modulation	QPSK
Sampling interval	0.2μs

그림 2는 2×2 안테나에서의 기법의 각 검출 기법에 대한 FER의 성능을 비교한 그림이다. 이 때, FER(Frame Error Rate)는 한 Frame 당 오류율을 의미한다. 여기서 FER이 10⁻³인 지점에서 SVR-MMSE는 MMSE보다 1dB정도의 근소한 차이를 보이고 있으며, ZF보다 약 7dB정도의 성능 향상을 볼 수 있다.

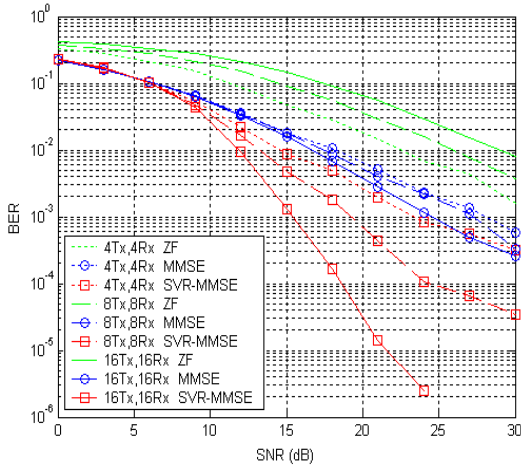


그림 4. MIMO-OFDM 시스템에서의 BER, $f_d=160\text{Hz}$

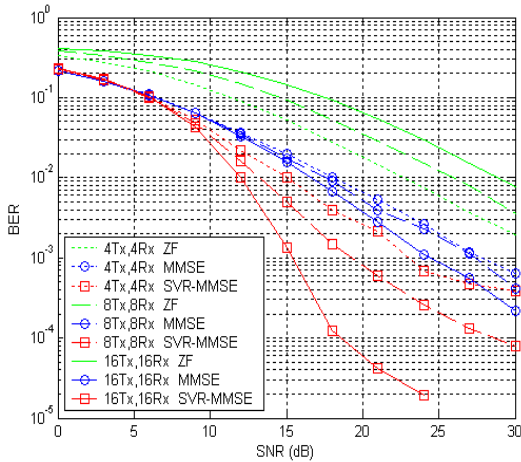


그림 5. MIMO-OFDM 시스템에서의 BER, $f_d=160\text{Hz}$

그림 3는 $f_d=10\text{Hz}$ 일 때 4×4, 8×8, 16×16개의 안테나를 가진 MIMO-OFDM 시스템에서 검출 기법을 달리하여 얻은 성능 곡선이다.

여기서 신호 대 잡음비는 $SNR = \rho_s \|H\|^2 / \sigma^2$ 이다. $\|\cdot\|$ 은 유클리디안 놈(Euclidean norm)을 의미하고 σ^2 는 잡음의 분산을 나타낸다. 16×16개의 안테나를 사용할 경우 10^{-2} 에서 SVR-MMSE는 MMSE보다 약 5dB, ZF보다 약 16dB 정도의 성능 향상을 볼 수 있다.

다시 말해서, SVR-MMSE 기법이 다른 기법들에 비해 SNR이 증가할수록 BER의 감소가 큰 것을 볼 수 있으며 안테나의 수의 증가에 따른 확연한 성능 향상도 볼 수 있다. $f_d=80\text{Hz}$ 의 중속 환경인 경우

그림 4에서 비교할 수 있듯이 이동체의 속도가 빨라짐으로써 80Hz인 경우도 기존 기법보다 성능이 좋을 수 있다. 끝으로 $f_d=160\text{Hz}$ 일 때 16×16의 경우 10^{-2} 에서 SVR-MMSE는 MMSE보다 역시 약 5dB, ZF보다 약 17dB 정도의 큰 향상을 나타낸다. 모든 결과 그래프에서 보듯이 이동체의 도플러 주파수가 커질수록 BER 성능이 나빠짐을 볼 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 MIMO 시스템에서 CM신호의 검출을 위해 적용된 SVR-MMSE 기법을 MIMO-OFDM 시스템으로 확장하여 성능을 분석하였다. 모의 실험을 통해, 4×4, 8×8, 16×16개의 안테나를 가진 MIMO-OFDM 시스템에서 기존의 검출 기법인 ZF, MMSE보다 우수한 성능 개선을 확인할 수 있었다. 또한 Jakes 채널 모델을 사용한 지연 확산을 가지는 다중경로 페이딩의 경우에도 채널 송수신 안테나의 수를 증가시킴으로써 기존 기법보다 더욱 좋은 성능 개선을 확인할 수 있었다.

또한 동일한 모의 실험 환경에서 SVR-MMSE 기법이 기존의 기법들보다 이동속도가 빠를 경우에도 더 좋은 성능을 보임을 확인하였다.

향후 Multi-level 신호를 이용하여 다중 사용자를 고려한 효과적인 검출 방법 및 시스템을 고려하는 것이 차후의 과제가 될 것이다.

참고 문헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Tech. J., vol. 1, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [2] WWRP, "The Book of Visions 2001, Visions of the Wireless World - An Invitation to Participate in the Making of the Future of Wireless Communications," 2001.
- [3] 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.
- [4] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels," Eur. Trans. Telecom., vol.10, pp. 585-595, Nov. 1999.

[5] 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.

[6] 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.

[7] Y. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas," *IEEE trans. Wireless Comm.*, vol. 1, pp. 76-75, Jan. 2002.

[8] J. Baltzer, 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.

[9] Scholkopf, B., and Smola, A.: "Learning with kernels" *MIT Press, Cambridge, MA*, 2002.

[10] Santamaria, I., Pantaleon, C., Vielva, L., and Ibañez, J.: "Blind equalization of constant modulus signals using support vector machines" *IEEE Trans. Signal Process.*, 52, (6), pp. 1773 - 782, 2004.

[11] La'zaro, M., Santamaria, I., Vía, J., and Erdogmus, D.: "Blind equalization of multilevel signals using support vector machines" *Proc. 12th European Signal Processing Conf. (EUSIPCO), Vienna, Austria*, pp. 41 - 44 September 2004.

[12] D. Ramirez, I. Santamaria, "Regularised Approach to Detection of Constant Modulus Signals in MIMO Channels," *Electronics Letters.*, Feb. 2006.

[13] Dent, P., Bottomley, G.E., and Croft, T. "Jakes fading model revisited," *Electronics Letters.*, Vol. 29, Issue 13, pp:1162 - 1163, 24 June 1993.

신철민 (Chul Min Shin)

준회원



2005년 2월 인하대학교 생명과학/컴퓨터공학과 학사 졸업
 2005년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
 <관심분야> MIMO-OFDM, 무선네트워크

서명석 (Myoung Seok Seo)

준회원



2004년 8월 인하대학교 컴퓨터공학과 학사 졸업
 2004년 9월~현재 인하대학교 정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> MIMO-OFDM, 무선네트워크, 이동통신

양청해 (Qing Hai Yang)

정회원



1998년 2월 중국 Shandong University of Technology 통신공학과 학사 졸업
 2001년 2월 중국 Xidian University 통신 정보시스템 석사 졸업
 2001년 8월 인하대 정보통신대

학원 박사과정

<관심분야> MIMO-OFDM, Beamforming, UWB

곽경섭 (Kyung Sup Kwak)

중신회원



1977년 2월 인하대학교 전기공학과 학사 졸업
 1981년 12월 미국 USC 전기공학과 석사 졸업
 1988년 2월 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사
 1988년 2월~1989년 2월 미국

Hughes Network Systems 연구원

1989년 2월~1990년 3월 미국 IBM Network Analysis Center 연구원

2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신대학원 원장

2000년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수

2003년 8월~현재 인하대학교 초광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장

2006년 1월~현재 한국통신학회 회장

<관심분야> 위성 및 이동통신, UWB, 무선네트워크