논문 2011-48TC-3-3

Adaptive OSIC-SD 시스템을 통한 SD 복호기 복잡도 개선

(Improvement of the Sphere Decoding Complexity through an Adaptive OSIC-SD System)

셰를리 포루투갈*, 윤 길 상*, 서 창 우*, 황 인 태**

(Sherlie Portugal, Gil-sang Yoon, Chang-woo Seo, and In-tae Hwang)

요 약

SD(Sphere Decoding)는 페이딩 환경에서 ML(Maximum Likelihood)성능을 만족하지만 채널환경이 나빠질수록 매우 복잡도가 증가하는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 특징을 같은 기존 SD를 개선하고자 기존의 ML성능을 유지 시키면서 복잡도를 줄이기 위한 방안으로 부분적으로 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation)를 결합하는 시스템을 제안하다. 또한, SNR(신호 대 잡음비: Signal to Noise Ratio)에 따라서 복잡도 및 비트오류율(BER : Bit Error Rate)의 성능이 최적으로 동작하는 복호기를 적응적으로 사용 Adaptive OSIC-SD 알고리즘 제안한다. 모의실험 결과, 제안된 시스템의 비트오류율은 기존의 SD와 거의 비슷한 성능을 보이면서, 일정하고 더 낮은 복잡도를 보이는 것을 확인할 수 있었다.

Abstract

Sphere Decoding (SD) is a decoding technique able to achieve the Maximum Likelihood (ML) performance in fading environments; nevertheless, the main disadvantage of this technique is its high complexity, especially in poor channel conditions. In this paper, we present an adaptive hybrid algorithm which reduces the conventional Sphere Decoder's complexity and keeps the ML performance. The system called Adaptive OSIC-SD modifies its operation based on Signal to Noise Ratio (SNR) information and achieves an optimal performance in terms of Bit Error Rate (BER) and complexity. Through simulations, we probe that the proposed system maintains almost the same bit error rate performance of the conventional SD, and exhibits a lower, quasi-constant complexity.

Keywords : OSIC, SD, SNR. Adaptive OSIC-SD

Ⅰ. 서 론

점차 증대되고 있는 고 품질의 데이터 서비스에 대한 사용자 요구에 부합하기 위해 최근 MIMO(Multiple Input Multiple Out)와 ODFM(Orthogonal Division Frequency Multiplexing)의 장점을 모두 활용하는 MIMO-OFDM에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이중 각 안테나 마다 서로 다른 데이터를 전송함으로써 전송률을 증가시키는 MIMO 멀티플렉싱(Multiplexing)은 ZF(Zero Forcing) 이나 MMSE(Minimum Mean Square Error)와 같은 선형(linear) 복호기를 통해 쉽게 복조가 가능한 기법이다. 하지만 비트오류율 및 전송률 성능 면에서 희생이 따른다. 한편, ML 복조기는 변조 차수 및 전송 안테나 수가 증가할수록 복잡도가 지수적으로 증가하는 단점을 갖는다. 이를 개선한 SD[1]은 ML과 같이 수신 심볼의 모든 가능한 성상도상의 격자점(lattice)들과 유클리디안(Euclidean) 거리를 계산 하지 않고 수신 신호를 중심으로 반지름 범위 내의 격자점들과 길이를 계산하기 때문에 ML 보다 계산량이 작다. 하지만, 기존 ZF, MMSE 및 OSIC와 같은 선형 복

* 학생회원, ** 정회원, 전남대학교 전자공학과
(Department of Electronics Engineering, Chonnam National University)
※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2011-C1090-1111-0008)
접수일자: 2010년8월18일, 수정완료일: 2011년3월17일

호기법 보다 여전히 많은 계산량이 요구된다. 또한, SD에 의해서 심볼이 제대로 복조되기 위해서는 초기 설정한 반지름 범위 내에 적어도 한 개의 유효한 격자점이 반드시 포함 되어야 하는 문제점이 있다. 따라서 기존의 SD의 성능을 유지하면서 복잡도를 개선[2]하고 반지름의 길이를 결정[3~4] 하는 것은 SD의 주요 연구 과제이다. 최근에는 SD의 복잡도를 줄이기 위한 많은 연구가 이루고 있다. SD는 특히 낮은 SNR 범위에서 많은 계산량이 요구되는데, SNR이 증가할수록 점자 복잡도가 감소하는 특징을 갖는다. 이러한 특징은 통신 시스템이 일정한 Throughput 유지 하지 못하게 되는 원인이 된다. 참고 논문 [5~6]에서는 일정한 복잡도를 갖는 SD에 대한 연구가 이루어졌으나 기존 SD가 갖는 비트오류율 성능을 만족하지 못하고 있다. 본 논문에서는 이러한 SD의 복잡도 및 비트오류율 성능간의 상충관계를 개선하기위해서 다중 수신 안테나에서 수신 심볼들 중 부분적으로 OSIC 사용하는 Hybrid OSIC-SD 알고리즘을 제안한다. 또한, SNR에 따라서 복잡도 및 비트오류율의 성능이 최적으로 동작하는 복호기를 적응적으로 사용 Adaptive OSIC-SD 알고리즘 제안한다.

논문 구성으로 Ⅱ 장에서는 기존 SD 알고리즘에 대한 설명이 이루어지며 Ⅲ 장에서는 제안된 Adaptive OSIC-SD 알고리즘에 대해서 설명 하도록 한다. 그리고 Ⅳ장에서는 모의실험 결과를 살펴본 후 마지막으로 Ⅴ장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 기존 SD 복호기

ML 복호기는 $\| y-Hx \|^2$과 같이 놈(norm) 제곱값이 최소가 되는 송신 벡터 x를 검출하는 과정을 수행한다. 여기서, x는 N_t개의 전송 안테나에서 전송되는 전송 심볼을 의미한다. 그리고 y는 N_r개의 수신 안테나에서 수신된 심볼을, H는 $N_r \times N_t$ 채널을 의미한다. 즉, ML 복호기는 수신 신호의 성상도상의 모든 가능한 신호 벡터와 수신 신호간의 거리를 비교하여 가장 짧은 거리를 갖는 신호 벡터를 찾는다. 반면에 SD의 경우 그림 1 에서 볼 수 있듯이 수신 신호 y지점을 중심으로 반지름 $\sqrt{C}$ 범위 내에 놓여있는 신호들만을 대상으로 계산 한다.

SD의 수학적 분석을 위해 MIMO 시스템에서 수신 신호는 $y = Hx + n$와 같이 나타내도록 한다. 여기서,

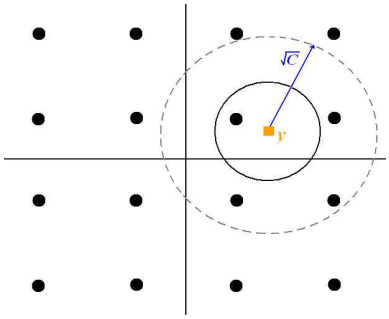

그림 1. SD의 기하학적 표현
Fig. 1. Geometrical representation of Sphere Decoding.

n은 N_r개의 AWGN (가산성 백색 가우시안 잡음: Additive White Gaussian Noise)을 의미한다.

$$s = [Re\{x\}\ Im\{x\}]^T$$
$$M = \begin{bmatrix} Re\{H\} & -Im\{H\} \\ Im\{H\} & Re\{H\} \end{bmatrix} \quad (1)$$
$$v = [Re\{n\}\ Im\{n\}]^T$$

수신 신호를 식 (1)과 같이 실수부와 허수부로 나누면 식 (2)와 같이 다시 표현 할 수 있다.

$$r = [Re\{y\}\ Im\{y\}]^T \quad (2)$$

여기서 $Re\{\cdot\}$는 실수부, $Im\{\cdot\}$은 허수부를 의미하고$[\cdot]^T$는 전치행렬을 의미한다. 실수와 허수부로 나눠져 복호 과정이 수행되기 때문에 검출 하고자 하는 심볼수는 $2N_t$가 되며 m으로 간단히 표기한다. SD의 첫 번째 과정은 ZF이나 MMSE를 이용하여 수신 심볼의 대략적인 위치를 찾는다. ZF의 경우 $G=[M^H M]^{-1} M^H$을 구한 후 식 (3)과 같이 수신 신호를 추정한다.

$$\rho = Gr \quad (3)$$

MMSE의 경우 $G=[M^H M+\sigma^2 I]^{-1} M^H$ 와 같이 표현된다. 본 논문에서 ZF과 MMSE 모두 SD를 적용해본 결과 MMSE로 수신 신호 위치를 추정하였을 때 ZF에 비해 복잡도 및 비트오류율에서 좋은 성능 결과를 얻을 수 있었다[7]. 따라서 제안된 시스템의 경우 SD의 첫 번째 단계에 MMSE 기반으로 수신 신호를 찾는 방법을 선택하였다. MMSE 이후 $\| y-Hx \|^2$은 $\| r-Ms \|^2$과 같이 다시 쓸 수 있으며 식 (4)와 같이 정리 할 수 있다.

$$\| r-Ms \|^2 = \| M(s-\rho) \|^2 + \| r \|^2 - \| M\rho \|^2 \quad (4)$$

반지름 d내에 격자점이 놓이게 되는 필요조건은 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} d^2 &> \| M(s-\rho) \|^2 \\ &> (s-\rho)^T M^T M(s-\rho) \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)에서 $M^T M$을 Cholesky 분해(Factorization)를 통해 $2N_t \times 2N_t$의 행렬을 갖는 성삼각 행렬(Upper diagonal matrix) R을 얻게 되며 다시 식 (6)과같이 나타 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} d^2 &> (s-\rho)^T R^T R(s-\rho) \\ &> \sum_{i=1}^{m} R_{m,m}^2 \left[(s_i-\rho_i) + \sum_{j=i+1}^{m} \frac{R_{i,j}}{R_{i,i}} (s_j-\rho_j) \right]^2 \\ &> R_{m,m}^2 (s_m-\rho_m)^2 \\ &\quad + R_{m-1,m-1}^2 \left[s_{m-1}-\rho_{m-1} + \frac{R_{m-1,m}}{R_{m-1,m-1}} (s_m-\rho_m) \right]^2 + \cdots \end{aligned} \tag{6}$$

SD는 $i=m$에서부터 $i=1$까지 내림차순으로 진행되고. $i=m$일 때 반지름 d_i는 $\sqrt{C}$ 로 초기 설정되고 $u_i=\rho_m$의 조건을 가지고 식 (7)과같이 하한(Lower bound)과 상한(Upper bound)을 만족하는 $\hat{s}_i$값을 선택한다.

$$\left\lceil u_i - \sqrt{\frac{d_i^2}{R_{i,i}^2}} \right\rceil \le \hat{s}_i \le \left\lfloor u_i + \sqrt{\frac{d_i^2}{R_{i,i}^2}} \right\rfloor \tag{7}$$

식 (7)에서 ⌈ ⌉와 ⌊ ⌋는 각각 가능한 가장 큰 정수 및 가장 작은 정수를 의미한다. $i=m$에 대해 d_i는 초기반지름 $\sqrt{C}$로 $u_i=p_m$으로 정의되고 이후 내림차순으로 진행되며 식 (8)과같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} d_{i-1}^2 &> d_i^2 - R_{i,i}^2 (s_i-u_i)^2 \\ u_{i-1} &= \rho_{i-1} - \sum_{j=i}^{m} \frac{R_{i-1,j}}{R_{i-1,i-1}} (s_j-\rho_j) \end{aligned} \tag{8}$$

최종적으로 $i=1$일 때 반지름은 식 (9)와같이 계산된다.

$$\hat{d}^2 = d_m - d_1 + R_{1,1}(s_1-u_1)^2 \tag{9}$$

만약에 $\hat{d}^2 < d_m$인 경우, 새로 계산된 길이를 반지름으로 하여 위의 과정을 다시 반복한다. 그렇지 않으면, $\hat{d}^2$이 가장 짧은 후보 벡터를 수신 벡터로 결정하고 SD 알고리즘은 종료된다.

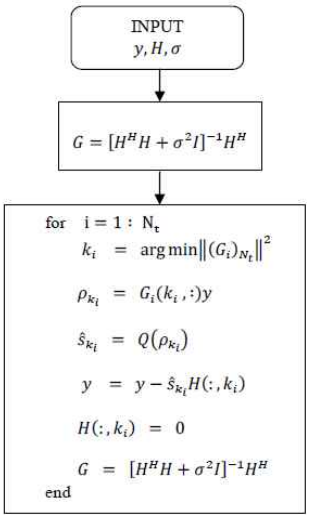

그림 2. OSIC 알고리즘 개념
Fig. 2. OSIC Algorithm.

Ⅲ. Adaptive OSIC-SD

제안된 시스템은 특히 낮은 SNR 범위에서 SD의 복잡도를 줄이기 위해서 OSIC를 부분적으로 결합하여 사용한다. 그림 2에서 OSIC는 심볼 오류가 발생될 확률이 가장 낮은 채널부터 순서대로 심볼이 검출된다. 이러한 과정은 특히 낮은 SNR 범위에서 오류 확률을 최소화 한다. 그림 3은 제안하고 있는 Adaptive OSIC-SD 시스템 구조를 나타내고 있다. 제안된 시스템에서 사용된 SD는 기존 SD의 복잡도를 개선한 Chan과 Lee가 제안한 SD[4]를 적용 하였다. 제안된 시스템의 기본적인 동작 방식을 살펴보면, 채널 환경이 좋지 않을수록(SNR 작을수록) 부분 적으로 OSIC가 사용되고 나머지 심볼은 Chan-Lee SD에 의해 복호된다. 높은 SNR 범위에서는 Chan-Lee SD의 경우 낮은 복잡도를

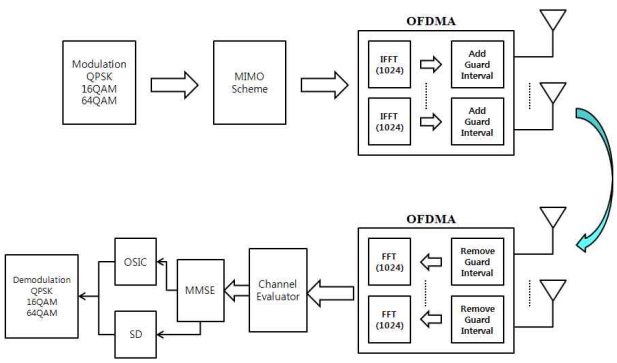

그림 3. Adaptive OSIC-SD 구조
Fig. 3. Adaptive OSIC-SD System Architecture.

나타내면서 일정하게 유지되기 때문에 모든 수신 안테나 심볼에 대해서 Chan-Lee SD가 적용된다.

Ⅳ. 모의실험 결과

표 1은 모의실험 파라미터를 나타내며, 4×4 MIMO-OFDM 시스템을 기반으로 구성하였고 변조 방식으로는 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 을 사용하였다. 그림 4는 SD와 OSIC 및 Hybrid OSIC-SD의 비트 오류율 성능을 보여주고 있다. 여기서, Hybrid OSIC-SD의 괄호안의 숫자의 의미는 OSIC에 의해 복호되는 심볼의 개수이다. 그림 4에서 SNR 이 증가할수록 SD 알고리즘에 의해 복호되는 심볼수가 많은 Hybrid OSIC-SD(1)보다 OSIC-SD(2)의 비트오율 성능이 더 좋은 것을 확인할 수다. 낮은 SNR 범위(약 12dB 이하)에서 Hybrid OSIC-SD(1, 2)가 가장 좋은 비트오류율 성능을 보이고 있으며 이후 SD의 성능 보다 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 Hybrid OSIC-SD, OSIC 및 기존 SD 복잡도 성능 비교한 것을 나타낸다. 기존 SD의 복잡도는 다른 알고리즘들보다 상당히 크며, Chan-Lee SD는 기존 SD와 같은 ML 성능을 보이면서 복잡도를 상당히 개선한 것을 확인할 수 있다. Hybrid OSIC-SD의 경우 선택적으로 복잡도가 낮은 OSIC를 사용함으로써 Chan-Lee SD보다 약 22dB 까지 낮은 복잡도 나타내며 이후 거의 비슷한 양상을 보이고 있다. Hybrid OSIC-SD(1)은 Hybrid OSIC-SD (2)에 비해 Chan-Lee SD에 의해 복호되는 심볼이 많기 때문에 복잡도가 큰 반면에 그림 4에서 볼 수 있듯이 비트오율 성능 면에서 더 좋은 것을 확인할 수 있다. 그림 6은 OSIC와 SD 그리고 제안된 Adaptive OSIC-SD의 비트 오류율 성능을 보여주고 있다.

Adaptive OSIC-SD는 낮은 SNR 범위($SNR \leq 12dB$)에서 SD중 일정하면서 복잡도가 가장 낮은 Hybrid OSIC-SD(2) 알고리즘이 선택이 된다. 중간정도의 SNR 범위($12dB < SNR \leq 17dB$)에서는 Hybrid OSIC-SD(1)이 선택된다. 높은 SNR범위($SNR > 17dB$)에서는 ML 성능을 만족하면서 복잡도도 낮은 Chan-Lee SD 알고리즘이 선택되어 복호가 된다. 이와 같이 적응적으로 복호기를 SNR에 따라 선택적으로 사용함으로써 그림 6에서 볼 수 있듯이 비트 오류율 측면에서 기

표 1. 모의실험 파라미터
Table 1. Simulation Prameter.

파라미터	값
OFDM 심볼	42
MIMO	Layered 4x4
복호 알고리즘	SD, Hybrid OSIC-SD Adaptive OSIC-SD
채널 환경	Quasi-static Flat Fading
잡음	AWGN
변조기법	16QAM
FFT 크기	1024
1 OFDM 심볼크기 (FFT + CP)	1152(1024+128)
1 OFDM 심볼 시간	115.2μs (102.4μs: FFT + 12.8μs: CP)
1 프레임 시간	5ms

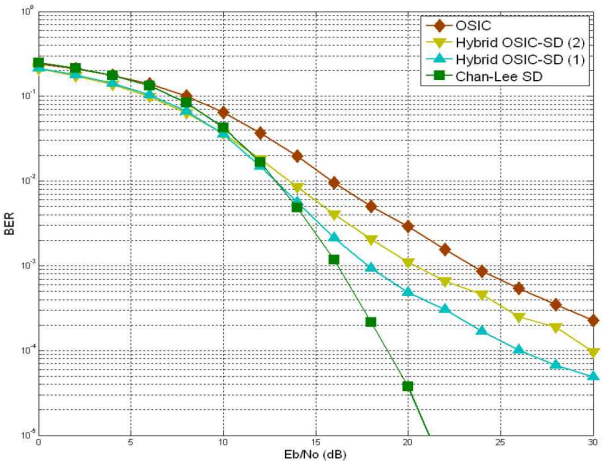

그림 4. Hybrid OSIC-SD와 OSIC 및 SD의 비트오류율 성능 비교
Fig. 4. BER Performance of Hybrid OSIC-SD compared with OSIC and SD.

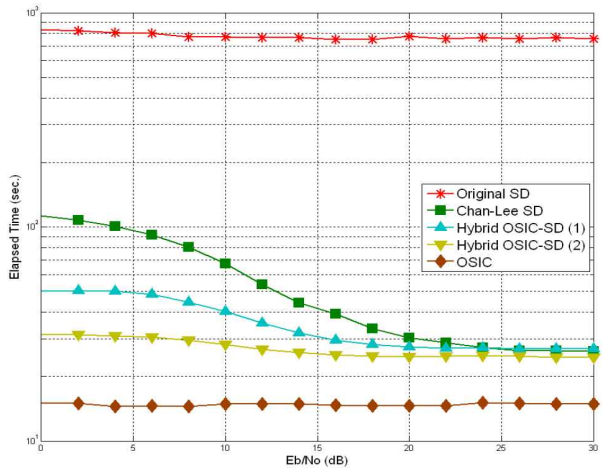

그림 5. Hybrid OSIC-SD와 OSIC 및 기존 SD 복잡도 성능 비교
Fig. 5. Complexity Performance of Hybrid OSIC vs. OSIC and conventional SD.

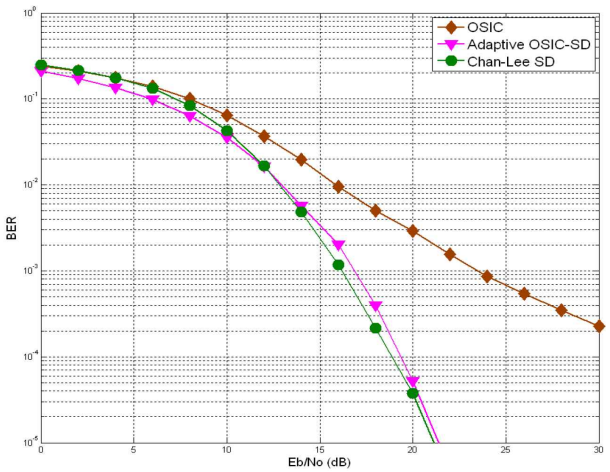

그림 6. Adaptvie OSIC-SD와 OSIC 및 SD 비트오류율 성능 비교

Fig. 6. BER Performance of the Adaptive OSIC-SD System compared with OSIC and SD.

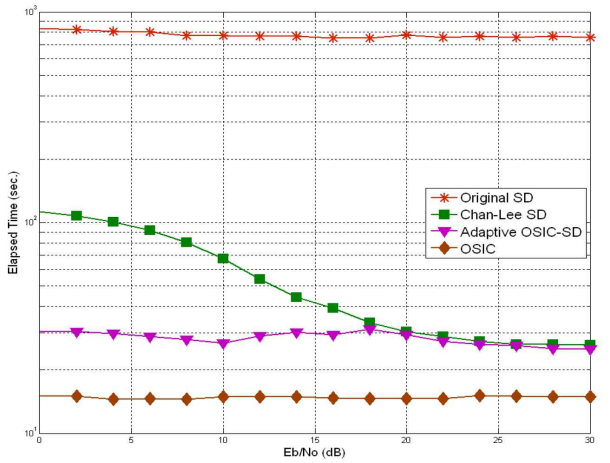

그림 7. Adaptvie OSIC-SD와 OSIC 및 SD 복잡도 성능 비교

Fig. 7. Complexity Performance of the Adaptive OSIC-SD vs. OSIC and conventional SD Algorithms.

존 SD와 거의 비슷한 성능을 만족한다. 또한, 그림 7에서 제안된 시스템의 복잡도는 SNR에 따라서 약간의 변화는 보이지만 이러한 정도는 Throughput에 크게 영향을 미치지 못할 수준이며, 기존 SD 알고리즘의 복잡도를 상당히 개선하면서 거의 일정하게 유지하는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

최근 대용량의 멀티미디어 서비스가 요구됨으로써 MIMO 및 OFDM 그리고 이 두 기법의 장점을 활용하는 MIMO-OFDM 시스템의 연구가 활발히 연구 되고 있다. 본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 기존의 SD 가지고 있는 복잡도를 개선하기위해 Chan-Lee SD와 OSIC의 결합 시스템을 제안하였으며, 특히 낮은 SNR 범위에서 복잡도 개선 및 더 나은 비트오류율 성능을 얻을 수 있었다. 또한, SNR 따라서 적응적으로 각 구간마다 복잡도 및 비트오류율 성능이 최적으로 동작하는 복호기 선택적으로 사용함으로써 전 SNR 구간에서 낮은 계산량을 갖으면서 거의 일정하게 복잡도를 유지하는 결과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Emanuele Viterbo, Jouseph Boutros “A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, No. 5, July 1999.

[2] Albert Chan, Inkyu Lee, “A New Reduced Complexity Sphere Decoder For Multiple Antenna Systems”, MIT, Cambridge, IEEE, February, 2002.

[3] Babak Hassibi, Haris Vikalo, “On the Sphere Decoding Algorithm. I. Expected Complexity”, California Institute of Technology, Pasadena, CA.

[4] Bertrand Hochwald, Stephan Brink, “Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel”, Bell Laboratories, Lucent Technologies, December 9, 2002.

[5] Zhan Guo, Peter Nilsson, “Algorithm and Implementation of the KBest Sphere Decoding for MIMO Detection”, IEEE Journal on Selected Areas in Commuications, Vol. 24, No. 3, March 2006.

[6] Luis G. Barbero, John Thompson, “A Fixed-Complexity MIMO Detector Based on the Complex Sphere Decoder”, Institute for Digital Communications, University of Edinburgh, United Kingdom.

[7] Ernesto Zimmermann, Wolfgang Rave, Gerhard Fettweis, “On the Complexity of Sphere Decodign”, Dresden University of Technology, Vodafone Chair Mobile Comm. Systems.

저 자 소 개

세를리 포루투갈(학생회원)
2006년 파나마 공과대학 전자통신 공학과 학사.
2009년~현재 전남대학교 전자공학과 석사과정.
<주관심분야 : MIMO, OFDM>

서 창 우(학생회원)
2009년 2월 상명대학교 정보통신 공학과 학사.
2011년 2월 전남대학교 전자공학과 석사.
2011년 3월~현재 전남대학교 전자공학과 박사과정.
<주관심분야 : MIMO, OFDM>

윤 길 상(학생회원)
2008년 2월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 학사.
2011년 2월 전남대학교 전자공학과 석사.
2011년 3월~현재 전남대학교 전자공학과 박사과정
<주관심분야 : 무선통신, 이동통신>

황 인 태(정회원)
1990년 2월 전남대학교 전자공학과 학사.
1992년 8월 연세대학교 전자공학과 석사.
1999년 9월~2004년 2월 연세대학교 전기전자공학과 박사.
1992년 8월~2006년 2월 LG전자 책임 연구원
2006년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수.
<주관심분야 : 디지털통신, 무선통신시스템, mobile terminal system for next generation, physical layer software for mobile terminal, efficient algorithms for AMC, MIMO and MIMO-OFDM, Relaying scheme for wireless communication>