

논문 2007-44TC-6-3

MLSE 기반 MIMO-FQPSK 수신기 성능 분석

(Performance of MIMO-FQPSK Receivers with MLSE)

김상현*, 정성현**, 신명철**, 이충용*

(Sangheon Kim, Sunghun Jung, Myeongcheol Shin, and Chungyong Lee)

요약

본 논문에서는 높은 스펙트럼 효율 및 우수한 용량을 제공할 수 있는 다중안테나 기반의 Feher-patented quadrature phase shift keying(FQPSK) 시스템을 고려한다. 매 비트 구간마다 샘플링된 복소 기저 대역 신호가 여덟 개의 위상 값만을 가진다는 사실을 이용하여 maximum likelihood sequence estimation 기법을 이용하여 FQPSK 복조를 수행하고 이를 다중 안테나 시스템으로 확장한다. 다중 안테나 FQPSK 수신기의 성능을 모의실험을 통해 분석하고, zero-forcing 수신기 및 minimum-mean-square-error 수신기에 대한 union upper bound를 구하도록 한다.

Abstract

In this paper, we consider multiple input multiple output Feher-patented quadrature phase shift keying (MIMO-FQPSK) system supporting high spectral efficiency and throughput. Based on the fact that the complex baseband signal sampled at every bit duration has only eight phase values and its signal can be considered as 8-phase-shift keying signal, FQPSK demodulation with maximum likelihood sequence estimation(MLSE) is considered and it is extended to MIMO system. The performance of MIMO-FQPSK receiver is analyzed by computer simulation and by considering the union upper bounds for zero forcing detection and minimum mean square error detection.

Keywords : FPQPSK, MIMO, MLSE, coherent detection, union bound

I. 서론

Feher-patented quadrature phase shift keying (FQPSK)은 비선형 증폭기가 적용되는 시스템에서 우수한 스펙트럼 효율과 성능을 제공하는 변조 기술로 주목을 받았다^[1]. Viterbi 알고리즘에 기반한 최적의 수신기^[2]와 평균 matched-filter를 기반으로하는 준최적의 수신기^[3]가 제안된 바 있으며, 최적의 수신기는 가능한 모든 파형에 대한 matched filter bank를 이용하여 정보 비트를 검출하게 된다. 파형의 변형 및 파형 결정에 영향을 주는 정보 비트 수의 증가를 통하여 전력 스펙트럼 효율의 향상을 기한 cross-correlated phase shift

keying(XPSK)^[4]과 같은 변형된 FQPSK와 Enhanced-FQPSK^[2] 기술이 있으며, 이러한 변조 기술에 대해서는 더욱 많은 양의 필터 뱅크가 필요하며, trellis 다이어그램에서 많은 state를 생성되게 된다. 본 논문에서는, 매 비트 구간마다 샘플링된 복소(complex) 기저대역(baseband) 신호가 8-PSK 신호로 고려될 수 있다는 사실을 기반으로 하여, maximum likelihood sequence estimation(MLSE)을 이용하는 FQPSK 복조 기법을 고려하고, 이를 multiple-input multiple-output(MIMO) 시스템으로 확장하도록 한다. MIMO 기술은 무선 페이딩 채널에서 시스템의 용량 및 신호의 신뢰도를 높일 수 있는 중요한 기술로 인식되고 있으며^[5], 본 논문에서는 각각의 전송 안테나에서 서로 다른 정보를 동시에 전송함으로써 용량의 증대를 기하는 공간 다중화 시스템을 고려한다. 이러한 MIMO 시스템과 FQPSK 변복조 기술을 결합함으로써, 높은 스펙트럼 효율 및 높은 용량이라는 두 장점을 동시에 얻을 수 있도록 한다.

* 정회원, ** 학생회원, 연세대학교 전기전자공학과
(School of Electrical and Electronic Engineering,
Yonsei University)

*** 학생회원, (주)삼성탈레스

(Samsung Thales Company, Ltd.)

접수일자: 2007년4월2일, 수정완료일: 2007년6월11일

II. FQPSK 변복조와 동조 검출

다음 그림 1은 FQPSK 변복조를 보여주고 있다^[1]. 그림을 살펴보면, 입력 데이터열 D_n 은 in-phase 채널 및 quadrature-phase 채널에 대한 두 개의 독립적인 부 데이터열 I_n 과 Q_n 으로 나누어진다. 그 후, 두 개의 부 데이터열은 각각 다음과 같은 순간 응답 $p(t)$ 를 갖는 shaping filter를 통과하게 된다.

$$p(t) = \begin{cases} 0.5 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \right] & \text{for } |t| \leq T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

여기서, $T_s = 2 \times T_b$ 는 심볼 구간을 의미한다. 필터링된 후 quadrature 변조 및 hard-limiting된 신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = \frac{x_I(t)\cos 2\pi f_c t + x_Q(t)\sin 2\pi f_c t}{\sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}} \quad (2)$$

여기서, 기저대역 신호인 $x_I(t)$ 와 $x_Q(t)$ 는 각각 다음과 같다.

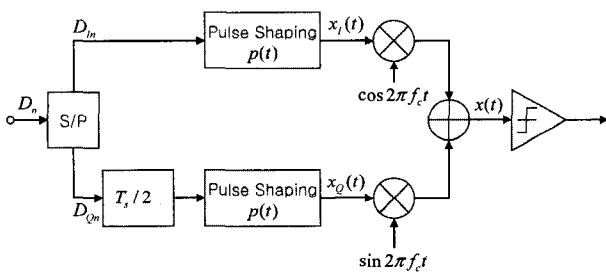


그림 1. FQPSK 변복조
Fig. 1. FQPSK modulator.

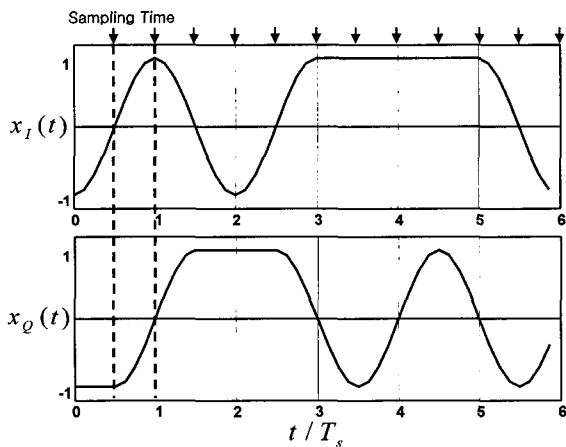


그림 2. 기저대역 신호의 파형
Fig. 2. An example of the baseband waveform.

표 1. 연속된 세 입력 데이터와 위상의 관계

Table 1. Consecutive three input data and phases.

입력 비트 열	$\phi_n(n=2m)$	$\phi_n(n=2m)$
0 0 0	$-3\pi/4$	$-3\pi/4$
0 0 1	π	$-2\pi/4$
0 1 0	$-\pi/4$	$3\pi/4$
0 1 1	0	$2\pi/4$
1 0 0	π	$-2\pi/4$
1 0 1	$3\pi/4$	$-\pi/4$
1 1 0	0	$2\pi/4$
1 1 1	$\pi/4$	$\pi/4$

$$\begin{aligned} x_I(t) &= I_n p(t-nT_s) + I_{n-1} p(t-(n-1)T_s) \\ x_Q(t) &= Q_n p(t-(n-0.5)T_s) + Q_{n-1} p(t-(n+0.5)T_s) + Q_{n-2} p(t-(n+1.5)T_s) \end{aligned} \quad (3)$$

그림 2는 기저대역 신호의 예를 보여주고 있다. 그림에서, 샘플링 순간 nT_b 에서의 기저대역 신호는 I 채널과 Q 채널에서 모두 +1, -1, 0의 값을 가지며, 복소 기저 신호의 가능한 위상값은 $k\pi/4$ ($k=0,1,\dots,7$)이며 그 신호는 8-PSK 신호로 고려될 수 있다. 따라서, 기저대역 FQPSK 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_n = A_n \exp\{j\phi_n\} \quad (4)$$

여기서, A_n 과 ϕ_n 은 각각 복소 신호의 크기와 위상을 나타낸다. 일반적인 FQPSK에서는 신호의 크기가 가질 수 있는 값은 1과 $\sqrt{2}$ 이며, 이에 따라 전체 복소 신호에서 3 dB의 크기 변동이 발생한다. 그러나, E-FQPSK 기법에서는 I 채널과 Q 채널사이의 상호 연관성을 조절함으로써 이러한 크기의 변동을 제거하여 일정한 크기를 갖게 하였다. 샘플링 순간 nT_b 에서의 위상 ϕ_n 은 표 1에서 주어진 바와 같이 연속된 세 개의 입력 데이터에 의해 결정된다. 이러한 nT_b 에서의 위상 특성은 E-FQPSK에서도 유효하다.

샘플링 된 복소 기저 대역 신호가 8-PSK 신호로 고려될 수 있으므로, FQPSK 변조는 2개의 이진 입력 비트와 2개의 8-PSK 출력 신호, 즉 6개의 이진 출력 비트를 갖는 그림 3과 같은 trellis 다이어그램으로 표현될 수 있고, Hamming 거리를 branch metric으로 이용하는 MLSE 기법이 적용될 수 있다.

III. MIMO 시스템을 위한 iterative 수신기

샘플링 된 신호가 8-PSK 신호로 고려될 수 있다는 사실은 그림 4와 같이 FQPSK 변복조의 MIMO 시스템

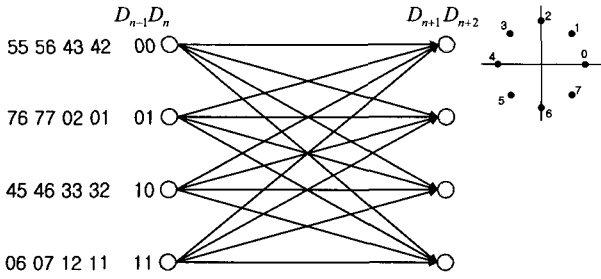


그림 3. 4 state를 갖는 trellis 다이어그램

Fig. 3. Four state trellis diagram for FQPSK

으로의 확장을 유용하게 해준다. 그림 4와 같은 M_T 개의 전송 안테나와 M_R 개의 송신 안테나를 갖는 공간 다중화 MIMO 시스템에서, 샘플링 순간 nT_b 에서의 수신 신호는 다음과 같이 모델링된다.

$$\mathbf{y}_n = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{x}_n + \mathbf{z}_n \quad (5)$$

여기서, E_s 는 수신단에서의 전체 평균 에너지이고, \mathbf{H} 는 $M_R \times M_T$ 크기를 갖는 채널 행렬이며, \mathbf{z}_n 는 평균이 0이고 분산이 N_0 인 circularly symmetric 복소 가우시안 잡음 벡터이다. 또한, 전송 신호 벡터 \mathbf{x}_n 과 수신 신호 벡터 \mathbf{y}_n 은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}_n = [x_{1n}, x_{2n}, \dots, x_{M_T n}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{y}_n = [y_{1n}, y_{2n}, \dots, y_{M_R n}]^T \quad (7)$$

여기서, x_{in} 은 i 번째 전송 안테나에서 전송된 FQPSK 샘플링 신호를 나타내고 y_{jn} 은 j 번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 의미한다. 그림의 MIMO 검출단에서, 송신 신호 \mathbf{x}_n 은 maximum-likelihood(ML), zero-forcing (ZF), minimum-mean-square-error(MMSE), Bell lab. layered space-time(BLAST)^[6]과 같은 기법을 이용하여 추정될 수 있다. ML 검출기에서는 다음과 같은 식을 만족하는 벡터를 선택하게 된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \arg \min_{\mathbf{x}_n} \left\| \mathbf{y}_n - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{x}_n \right\|_F^2 \quad (8)$$

여기서, $\|\cdot\|_F^2$ 은 squared Frobenius norm을 의미하고, 이를 만족하는 최적의 해는 가능한 모든 조합의 벡터 심볼 \mathbf{x}_n 에 대한 검색으로 얻을 수 있다. ZF과 MMSE 수신기는 다음과 같은 가중치 행렬을 갖는 선형 수신기이다.

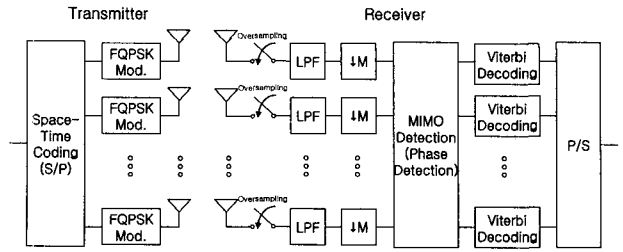


그림 4. MIMO-FQPSK 시스템의 블록도

Fig. 4. Block diagram of a MIMO-FQPSK system.

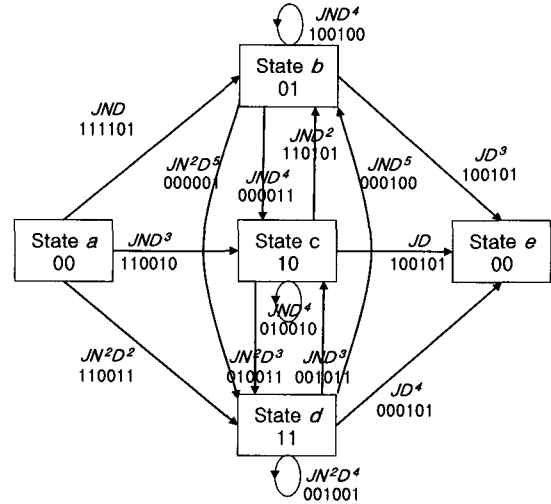


그림 5. FQPSK의 state 다이어그램

Fig. 5. State diagram for FQPSK.

$$\mathbf{G}_{ZF} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^\dagger \quad (9)$$

$$\mathbf{G}_{MMSE} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{M_T}{\rho} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (10)$$

여기서, \dagger 와 ρ 는 각각 Moore-Penrose inverse와 평균 SNR을 나타내며, $(\cdot)^H$ 는 행렬의 conjugate transpose를 의미한다^[7]. 가중치 행렬이 곱해진 출력 신호 $\mathbf{G}_{ZF} \times \mathbf{y}_n$ 와 $\mathbf{G}_{MMSE} \times \mathbf{y}_n$ 로부터 송신 신호를 검출하게 된다. 이렇게 MIMO 검출기에 의해 송신 신호가 추정된 후, 신호의 위상값을 이용하여 MLSE를 통해 각 안테나별 송신 데이터를 결정한다.

IV. MIMO-FQPSK 시스템의 성능

그림 5의 state 다이어그램으로부터, 전달함수 $T(D, N, J)$ 를 구할 수 있다. 그림에서 D 의 지수는, 모든 비트가 0인 branch의 출력 비트인 (11111)과 출력 비트사이의 Hamming 거리를 의미하고, N 은 입력 비

트 1에 의한 상태 변이를 나타낸다. 또한, J 의 지수는 state a부터 state e까지로의 경로에서 branch의 개수를 의미한다^[8]. 여기서, 유한한 길이의 비트열을 가정함으로써, 전달함수 $T(D, N) = T(D, N, 1)$ 을 얻을 수 있다^[8]. 전달 함수를 N 에 대해 미분한 후, $N=1$ 로 놓음으로써 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial T(D, N)}{\partial N} &= T'(D) \\ &= \frac{2D^4 + 7D^6 - 8D^8 - D^{10} + 8D^{12} - 4D^{14}}{1 - 3D^4 - 2D^6 + 3D^8 - 2D^{12} + D^{14}} \\ &\quad \frac{2D^4 + 3D^6 - 3D^8 + 2D^{12} - D^{14}}{(1 - 3D^4 - 2D^6 + 3D^8 - 2D^{12} + D^{14})^2 \times (-4D^4 - 5D^6 + 8D^8 D^{10} - 8D^{12} + 4D^{14})} \end{aligned} \quad (11)$$

Hard-decision에서 비트 오류에 대한 union upper bound는 다음과 같이 표현된다^[8].

$$P_b < T'(D) \Big|_{D = \sqrt{4p(1-p)}} \quad (12)$$

여기서, p 는 이진 symmetric 채널에서의 비트 오류이다. ZF과 MMSE 수신기에서 k 번째 출력 스트림에 대한 effective SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\eta_k = \begin{cases} \frac{\rho}{M_T} \frac{1}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{k,k}} & \text{for ZF} \\ \frac{\rho}{M_T} \frac{1}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \mathbf{I})^{-1}]_{k,k}} - 1 & \text{for MMSE} \end{cases} \quad (13)$$

그리고, k 번째 스트림의 8-PSK 신호에 대한 비트 오류 p 는 다음과 같이 근사화될 수 있다^[9].

$$p \approx 0.2 \exp\left(-\sin^2\left(\frac{\pi}{8}\right) \eta_k\right) \quad (14)$$

따라서, 식(11)~식(14)로부터, k 번째 스트림에 대한 FQPSK 시스템의 union bound는 다음 식과 같이 주어진다.

$$P_b < T'(D) \Big|_{D = 0.894 \exp(-0.732 \eta_k \sqrt{1 - 0.2 \exp(-0.146 \eta_k)})} \quad (15)$$

페이딩 채널에서의 평균 비트 오류를 구하기 위해 [10]을 참고하면, 랜덤 변수 η_k 에 대한 평균을 통해 다음 식을 얻을 수 있다.

$$P_{av} < \int \min\left[\frac{1}{2}, P_b\right] f_{\eta_k}(x) dx \quad (16)$$

여기서, 확률 밀도 함수 $f_{\eta_k}(x)$ 는 페이딩과 검출 기법에 의해 결정된다. MIMO 채널 행렬의 원소가 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안이라 가정했을때, ZF 수신기의 각 스트림에 대한 SNR은 다음과 같은 분포를 갖는다^[7].

$$f_{\eta}(x) = \frac{M_T}{\rho(M_R - M_T)!} e^{-\frac{M_T}{\rho} x} \left(\frac{M_T}{\rho} x\right)^{M_R - M_T} u(x) \quad (17)$$

여기서, $u(x)$ 는 unit step 함수이다. 하지만, MMSE 수신기에 대한 통계적 특성은 알려져 있지 않다.

모의실험을 통해, MIMO-FQPSK 시스템의 성능을 살펴보았다. 본 실험에서는 2×2 와 4×4 안테나 구성을 고려하였고, 수신단에서의 채널 정보는 완벽하다고 가정하였다. MIMO 검출기로는 ML, ZF, MMSE 검출기를 사용하였다. 그림 6과 그림 7은 각 안테나 구성에서 FQPSK 시스템의 비트 오류 곡선과 union bound를 보여주고 있다. 두 결과로부터, 낮은 영역의 SNR에서는 MMSE 수신기가 ZF의 잡음 증폭문제를 감소시켜 우수한 성능을 보이지만, 높은 SNR 영역에서는 거의 유사한 성능을 나타내고 있음을 확인할 수 있다. 이는 잡음의 영향이 감소하였기 때문이다.

그림 8은 단일 안테나 시스템과 MIMO 시스템에 대한 FQPSK 수신기의 평균 비트 오류 곡선을 보여주고 있다. 이 그림에서 ML 검출기를 갖는 MIMO 시스템은 동일 전송 파워를 가정한 단일 안테나 시스템에 비해 우수한 성능을 보이며, 동시에 두 배와 네 배의 데이터

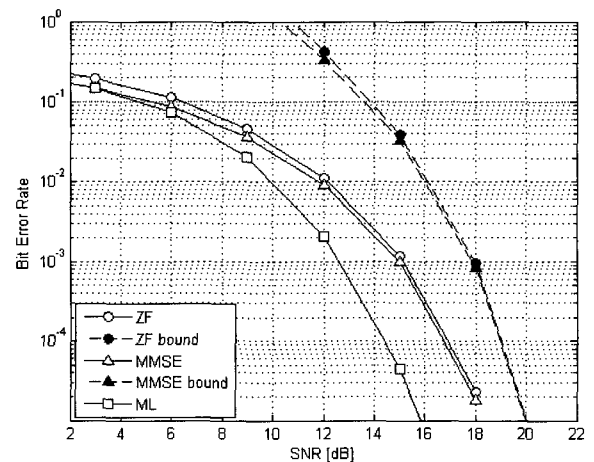


그림 6. 주어진 채널 행렬에 대한 2×2 시스템의 비트 오류 곡선

Fig. 6. The BER for 2×2 system given channel.

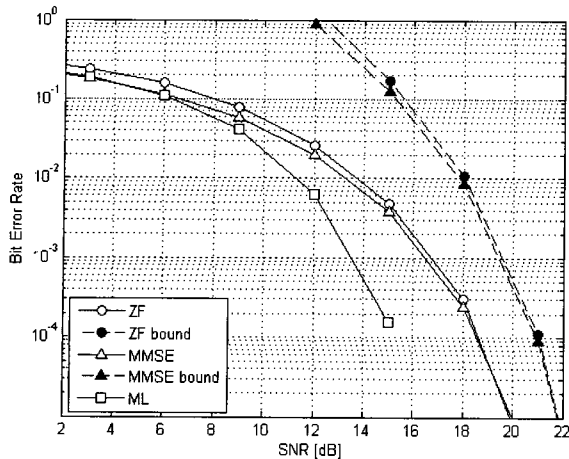


그림 7. 주어진 채널 행렬에 대한 4×4 시스템의 비트오율 곡선

Fig. 7. The BER for 4×4 system given channel.

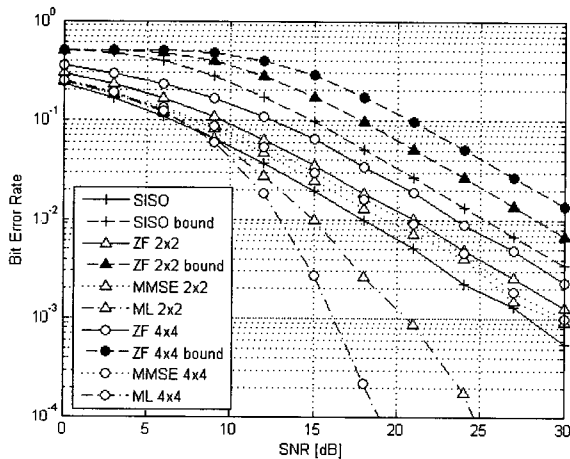


그림 8. MIMO-FQPSK 시스템의 평균 비트 오율

Fig. 8. Average BER for MIMO-FQPSK system.

전송률을 갖는다. 이는 ML 수신기의 수신 다이버시티 이득에 의한 것으로 비트 오율 곡선의 기울기에 반영되어 있다. 그러나 ZF과 MMSE 같은 선형 수신기는 안테나 개수가 증가함에 따라 SNR 손실 및 다이버시티 이득 감소로 인해 열화된 비트 오율 성능을 보이게 된다.

V. 결 론

본 논문에서는 MIMO-FQPSK 시스템에서 MLSE 검출기를 갖는 동조 수신기에 대해 논의하였다. 매 비트 시간마다 샘플링된 복소 기저 신호의 위상 값이 한정된 값을 가진다는 사실을 기반으로 하여, FQPSK 시

스템을 MIMO 시스템으로 확장하고, ML, ZF, MMSE 수신기에 대한 성능을 모의실험을 통해 살펴보았다. 또한 ZF과 MMSE의 선형 수신기에 대해서는 union upper bound 또한 살펴보았다.

참 고 문 헌

- [1] Patrick S.K. Leung and Kamilo Feher, "F-QPSK - A Superior Modulation Technique for Mobile and Personal Communications," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 39, no. 2, pp. 288-294, June 1993.
- [2] Marvin K.Simon and Tsun-Yee Yan, "Unfiltered FQPSK: Another Interpretation and Further Enhancements, part 1: Transmitter implementation and optimum reception," *Applied Microwave & Wireless*, pp. 76-96, Feb. 2000.
- [3] Marvin K.Simon and Tsun-Yee Yan, "Unfiltered FQPSK: Another Interpretation and Further Enhancements, part 2: Suboptimum reception and performance comparisons," *Applied Microwave & Wireless*, pp. 100-105, March 2000.
- [4] S. Kato and K. Feher, "XPSK: A new cross-correlated phase-shift-keying modulation technique," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 31, no. 5, pp. 710-707, May 1983.
- [5] Severine Catreux, Larry J. Greenstein, and Vinko Erceg, "Some results and insights on the performance gains of MIMO systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 829-847, June 2003.
- [6] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59, 1996.
- [7] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University press, 2003.
- [8] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [9] Shengli Zhou and Georgios B. Giannakis, "Adaptive modulation for multi-antenna transmissions with channel mean feedback," *Proc ICC*, 2003, vol. 4, pp. 2281-2285.
- [10] Esa Malkamaki, Harry Leib, "Evaluating the Performance fo Convolutional Codes Over Block Fading Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1643-1646, July 1999.

저 자 소 개

김 상 현(정회원)
대한전자공학회 논문지
제 42권 TC편 제 8호 참조

신 명 철(학생회원)
대한전자공학회 논문지
제 42권 TC편 제 12호 참조

정 성 현(학생회원)
대한전자공학회 논문지
제 42권 TC편 제 8호 참조

이 충 용(정회원)
대한전자공학회 논문지
제 44권 TC편 제 12호 참조