DBpia

Max-Log-MAP을 이용한 Gray 부호화된 PAM 신호의 연판정 계산식

정회원 현 광 민*, 종신회원 윤 동 원**

Soft decision for Gray Coded PAM Signals Using Max-Log-MAP

Kwangmin Hyun* ***Regular Member***, Dongweon Yoon** ***Lifelong Member***

요 약

본 논문에서는 로그 최우비(log likelihood ratio, LLR)를 이용하여 Gray 부호화된 PAM신호를 위한 비트 연판정 계산식을 제안한다. 이 계산식은 Gray 매핑 특성을 이용하여 Max-Log-MAP 알고리듬에서 필요한 max()/min() 함수를 사용하지 않고 산술 연산만을 사용하기 때문에 구현이 간단하다. 제안된 식의 결과는 기존 Max-Log-MAP 알고리듬의 결과와 일치한다. 또한, 식에 사용되는 인자들은 송수신 시스템이 서로 공유하는 정보와 수신된 심벌 값만을 이용하여 계산한다. 따라서 본 논문에서 제안된 알고리듬은 일반적으로 많이 사용하는 이진 반복 복호기 등과 함께 실제 응용 설계에 적용이 가능하며, 특히 실제 설계에 적용되는 기존의 여러 가지 알고리듬에 비하여 구조가 유연하고 효율적이며 정확한 비트별 LLR을 제공하는 효율적인 방법 중의 하나이다.

Key Words : Soft Decision, Max-Log-MAP, PAM, Log Likelihood, QAM

ABSTRACT

In this paper, we present a simple and general soft bit decision expression for a Gray coded PAM signal over additive white Gaussian noise(AWGN) channel with the log likelihood ratio(LLR). In order to reduce the complexity of the LLR calculation, we make the bitwise LLR expression simple by replacing the mathematical max functions of the conventional Max-Log-MAP expression with simple arithmetic functions associated with some deterministic parameters, such as a received value and distance between symbols on a signal space. Taking the implementation issues, like the area of silicon, the power consumption, the timing latency, and so on, into consideration, we submit that the proposed method is a promising alternative way to conventional methods for reconfigurable systems.

Ⅰ. 서 론

QAM 전송 방식은 대역폭을 증가시키지 않으면서 광대역 정보를 전송할 수 있는 장점을 가지기 때문에 3G, 4G, 무선 랜, DMB등 무선 통신 시스템에서 많이 사용하고 있다. Gray 부호화된 QAM은 I 축과 Q 축 두 개의 동일한 신호 특성을 갖는 독립된 PAM 신호로 나눌 수 있기 때문에 PAM 신호에 대한 중요도는 매우 높다. 그러나, 이 방식은 진폭의 변화에 많은 영향을 받기 때문에 높은 신호대 잡음비를 요구한다. 이 단점을 극복하기 위해서는 성능 특성이 우수한 터보부호 혹은 LDPC와 같은 반복 복호가 가능한 채널 부호를 이용한다. 뛰어난 성능 특성을 갖는 반복 복호를 PAM/QAM과 같은 다치 레벨 신호 수신에 응용하면 많은 부호화 이득과 높은 대역폭 효율을 기대할 수 있다.

* 국립원주대학 정보통신과 (kamihyun@wonju.ac.kr), ** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 (dwyoon@hanyang.ac.kr, 교신저자)
논문번호 : KICS2005-07-301, 접수일자 : 2005년 7월 23일

www.dbpia.co.kr

여러 연구가 터보 트렐리스 부호화된 변조 (turbo trellis coded modulation, TTCM)에 대해서 수행이 되었으나 이 방식은 TTCM에 사용된 부호에 해당하는 특정 복호기를 사용해야하는 단점이 있다[1]-[3]. 이러한 제한을 극복하기 위해 이진 터보 복호 방식을 사용하는 터보 부호화 QAM을 복합한 형태의 시스템 성능 계산에 대한 연구가 이루어져 왔다[4]-[9]. 이와 같이 QAM과 같은 비 이진 전송 방식을 이용하여 송신하고, 이를 수신한 수신기에서 이진 반복 복호를 수행하는 경우 수신된 심벌(symbol) 정보를 비트별 소프트 정보로 변환하는 demapper의 출력을 이진 터보 복호기로 입력 시켜야 한다. QAM과 같이 이진 전송 방식이 아닌 경우 비트별 정보를 추출하기 위해 사용되는 비트별 연판정 결과를 출력하는 demapper를 구성하기 위해 사용되는 여러 알고리듬들은 지수 혹은 대수 함수 등으로 되어 있어 복잡도가 높아 구현하기가 어려운 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 실용적인 접근, 대수 최우비, 기타 여러 근사법 등에 대한 연구들이 진행되어 왔다[5]-[10]. 그러나 이러한 방법들도 소프트 demapper의 복잡도를 줄이면서 일반적인 식의 표현으로 표현할 수 있는 비트별 연판정 방법은 제시하지 못하였다.

본 논문에서는 일반적으로 널리 알려지고 응용이 되고 있는 Max-Log-MAP 알고리듬을 근간으로 하여 소프트 demapper로 응용할 수 있는 간단하고 일반성이 있는 LLR 수식을 제안한다. II 장에서는 본 논문에서 사용할 시스템 모델에 대해 설명하고, III 장에서는 기존의 Max-Log-MAP 알고리듬을 이용한 비트별 LLR 계산 방법과 새롭게 제안하는 LLR 계산식에 대해서 자세히 설명하고, 실제 시스템 구현에 대해 논의한다. IV 장에서는 최종적인 결론을 맺는다.

Ⅱ. 시스템 모델

여기서는 논문인용의 예를 살펴본다[1]. 다음의 보기를 참조한다. 통신공학은 매우 중요한 학문 분야이다[2]. (⊙ 논문의 인용의 예)

송신되는 N-PAM 신호는 신호점 수가 N 개 이고 $K = \log_2 N$ 비트로 구성된 부호어 (codeword)의 심벌 데이터가 1차원 신호의 성상도(constellation) 상의 한 점에 사상된다. 여기서 부호어 $c=\{b_0, b_1, ...,b_{K-1}\}$이고, 이렇게 K개의 비트로 구성된 심벌은 그 진폭이 A이고 $\{\pm d, \pm 3d, \cdots, \pm(N-1)d\}$ 신호점 집합중 한 점에 사상된다. 여기에서 E_b 는 비트 에너지를 의미하고, 신호 점간 거리를 결정하는 파라메터는 $d=\sqrt{(3\log_2 N \cdot E_b)/(N^2-1)}$이다. 그림 1은 2-PAM과 완전하게 Gray 부호화된 8-PAM의 신호 공간에서 각 비트 레벨 별 비트 배치 관계를 나타낸 것으로 Gray 부호 사상의 특징인 비트별 레벨, 비트 그룹에 대한 정의도 같이 보여준다. 비트별 레벨이란 한 개의 부호어를 구성하는 각각의 동일 비트를 의미하며, 비트 그룹이란 2-PAM의 성상도를 기준으로 비교했을 때 각 비트별 레벨에서 2-PAM과 동일한 비트 배치를 갖는 그룹과 2-PAM과 선대칭인 비트 배치를 갖는 심벌을 한개의 비트 그룹이라 정의한다. 예를 들어 그림 1 (b)에 보였듯이 b_2 비트 레벨에는 그림 1 (a)의 2-PAM의 비트 배치와 비교했을 때 동일한 비트 배치를 갖는 $G_1(b_2)$, $G_3(b_2)$ 그룹들이 있고, $G_2(b_2)$과 $G_4(b_2)$같이 선대칭 비트 배치를 갖는 그룹으로 나눌 수 있다.

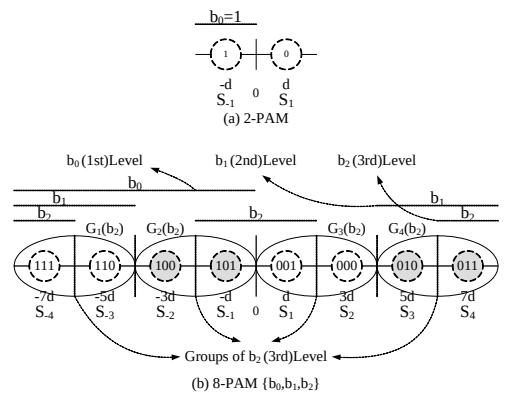

그림 1. 비트 레벨/그룹별 비트 배치 관계도
(a) 2-PAM (b) 8-PAM

수신된 PAM 신호의 비트 가정(hypothesis)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_i: z = \alpha \cdot s + n \qquad (1)$$

여기서 s, z, α 그리고 n은 각각 송신된 신호, 수신된 심벌의 값, 채널 이득, 그리고 분산이 σ^2이고 평균이 영(0)인 AWGN이다. 송신된 N-PAM 심벌은 집합 $\{S_{-N/2},\cdots, S_{-1},S_1,\cdots,S_{N/2}\}$의 요소이고, $s = f\{b_0, b_1,\cdots,b_{k-1}\}$이다. $k \in \{0,\cdots,K\text{-}1\}$, $f(\bullet)$는 K 개의 비트 쌍을 이용한 Gray 부호 매핑 함수이다. 채널 이득 α가 시불변 (상수)인 경우는 AWGN 채널이 된다.

www.dbpia.co.kr

Ⅲ. *N*-PAM 신호의 대수 최우비

AWGN 환경에서 채널 정보를 정확히 알고 있는 경우, 수신된 *N*-PAM 심벌을 구성하는 *K*개의 비트 쌍 중에서 k 번째 비트의 $LLR(b_k)$는 다음과 같이 표현된다.

$$LLR(b_k) = \ln\left\{\frac{\Pr\{b_k=+1|z\}}{\Pr\{b_k=-1|z\}}\right\} = \ln\left(\frac{\sum_{A\in\{S:b_k=+1\}}\Pr\{A|z\}}{\sum_{B\in\{S:b_k=-1\}}\Pr\{B|z\}}\right) \quad (2)$$

식 (2)에서 Bayes 정리와 같은 심벌에 포함되어 있는 K개의 비트 쌍을 고려하면 다음식과 같이 정리할 수 있다.

$$LLR(b_k) = \ln\sum_A \exp\left(-\frac{(z-A)^2}{2\sigma^2}\right) - \ln\sum_B \exp\left(-\frac{(z-B)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3)$$

식(3)에 근사 정리 $\ln\sum_j \exp(-a_j)\approx\max(-a_j) = -\min(a_j)$를 적용하면[13]

$$LLR(b_k)\approx\frac{1}{2\sigma^2}\left[\min_B |z-B|^2 - \min_A |z-A|^2\right] = \frac{1}{2\sigma^2}\left[\min_B (B^2-2Bz) - \min_A (A^2-2Az)\right] \quad (4)$$

와 같이 LLR을 계산할 수 있다. 이 식에서 제시된 바와 같이 min()/max() 함수를 계산하기 위해서는 사용되는 신호 공간에서 경우에 따라, 각 심벌의 영역에 따라 전체 신호 공간에 대하여 모든 경우의 수를 계산해야 하며, 계산의 복잡도를 증가시키는 요인이 된다. 이러한 결과로 변조 차수가 증가하게 됨에 따라 계산 복잡도는 더욱 증가하게 되는 문제점을 보인다. 식 (4)에서 만일 우리가 고려하는 채널이 통계적 안정(stationary)의 특성을 가진다면 식 (4)를 $2/\sigma^2$으로 정규화 시켜 $\Lambda(b_k)\approx\sigma^2 LLR(b_k)/2$로 나타낼 수 있다.

식 (4)를 이용하여 2-PAM 신호의 비트 b_0를 구하면 다음과 같다.

$$\Lambda(b_0)=\frac{(d^2-2dz)-(d^2+2dz)}{4}=-dz, \quad \text{for } all\ z.$$

예를 들어 그림 2의 8-PAM의 경우, 수신된 신호의 심벌이 $0<z\le 2d$ 사이에 존재하고, 비트 b_0의 LLR를 구하려고 할 때, 전송된 비트 b_0는 0의 값을 갖고 있으므로 가정 P0는 쉽게 구할 수 있지만, 그 반대의 가정인 P_1은 $\{S_{-4}, S_{-3}, S_{-2}, S_{-1}\}$중에 그 가정 값 P_1을 각 심벌 영역별로 계산한 후 가장 적은 값을 갖는 심벌 영역을 선택하여 계산하여야 한다. 이러한 과정을 통하여 비트 b_0의 LLR을 계산하면

$$\Lambda(b_0) = \{P_{0,1} - \min(P_{1,-1}, P_{1,-2}, P_{1,-3}, P_{1,-4})\} = \frac{\{(d^2-2dz)-(d^2+2dz)\}}{4} = -dz$$

이 된다.

이와 같은 방법으로 그림 1의 8-PAM의 심벌을 구성하는 각 비트들의 영역별 LLR을 계산하면 식 (5)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\Lambda(b_0)=\begin{cases} -dz & ,|z|\le 2d \\ 2d(d-z) & ,2d<z\le 4d \\ 3d(d-z) & ,4d<z\le 6d \\ 4d(d-z) & ,z>6d \\ -2d(d+z) & ,-4d\le z<-2d \\ -3d(d+z) & ,-6d\le z<-2d \\ -4d(d+z) & ,z<-6d \end{cases}$$

$$\Lambda(b_1)=\begin{cases} -2d(3d-z) & ,0<z\le 2d \\ -d(4d-z) & ,2d<z\le 4d \\ -d(4d-z) & ,4d<z\le 6d \\ 2d(5d-z) & ,z>6d \\ -2d(3d+z) & -2d<z\le 0 \\ -d(4d+z) & ,-4d\le z<-2d \\ -d(4d+z) & ,-6d\le z<-2d \\ -2d(5d+z) & ,z<-6d \end{cases} \quad (5)$$

$$\Lambda(b_2)=\begin{cases} d(2d-z) & ,0<z\le 2d \\ d(2d-z) & ,2d<z\le 4d \\ -d(6d-z) & ,4d<z\le 6d \\ -d(6d-z) & ,z>6d \\ d(2d+z) & -2d<z\le 0 \\ d(2d+z) & ,-4d\le z<-2d \\ -d(6d+z) & ,-6d\le z<-2d \\ -d(6d+z) & ,z<-6d \end{cases}$$

Gray 부호화된 신호 공간의 경우 식 (4)는 좀 더 쉬운 방법으로 구할 수 있다. 즉, 이 경우의 신호 공간에 배정된 각 비트 쌍들은 그림 2의 (b)에 나타난 것과 같이 0 과 1의 배열 형태를 기준 그룹으로 할 경우 이 그룹에 배정된 비트의 배열 형태가 각 비트 레벨에 따라 2-PAM과 같은 배열 형태이거나 또는 역상(선대칭) 형태를 갖게 된다. 또한, 각 그룹은 2-PAM 배열 형태를 기준으로 볼 때 좌표축 이동 관계를 가짐을 쉽게 알 수 있다. 또, 식(4)에서 제시한 방법으로 수신된 값이 위치하는 심벌을 구성하는 비트 값 (0 또는 1)의 반대 가정을 구하기 위해서는 앞에서 제시한 것과 같이 반대 비트 값(1 또는 0)을 갖는 모든 영역의 가정 값을 구한

www.dbpia.co.kr

후 가장 작은 값을 구하는데, 이 값은 당연히 수신된 심벌의 비트 값에서 가장 가까운 거리에 있는 반대 비트 값을 갖는 영역이 되므로 다른 영역에 대해서는 계산할 필요가 없게 된다. 예를 들어 b_0의 비트 LLR을 구하는 경우에 수신된 심벌 값이 S_4 ($6d > z$)에 존재하는 경우 해당 비트의 값은 0이 되고 {S_{-4}, S_{-3}, S_{-2}, S_{-1}}중에서 반대 가정이 가장 적은 값을 선택하게 되는데 이 경우에는 반드시 S_{-1}영역에서의 가정 값이 선택된다. 이것은 S_4가 수신될 때 잡음이나 기타 환경에 의해 심벌 오류가 난 경우에는 송신기에서는 S_{-1} 신호를 보냈을 확률이 가장 높기 때문이다.

그림 3은 8-PAM 신호를 수신한 경우 각 비트별 LLR을 계산하기 위하여 각 비트의 레벨과 2-PAM의 비트 배치 관계를 이용하여 LLR을 계산하는 과정을 나타낸 것이다. 특히, 특정 심벌 값이 수신되었을 경우 계산을 간단하게 하기 위해 해당되는 비트 그룹의 좌표축을 좌표축 영점으로의 이동을 보여 준다.

따라서, 위에서 설명한 LLR을 계산하는 과정들과 Gray 매핑의 특성들을 종합해 볼 때 식 (4)는 다음과 같이 정리 될 수 있다.

$$LLR(b_k) = \frac{G_{y,k} \times m_k \times d_{\max,k}}{2} \left\{ \frac{d_{\min,k}}{2} - |y| \right\} \quad (6)$$

여기에 적용되는 파라메터들은 다음과 같다.

1) y: 수신된 심벌 값이 위치하는 영역을 포함하는 LLR을 계산하고자 하는 k번째 비트의 비트 그룹을 해당 그룹 내 비트 경계 값을 기점으로 좌표축을 영점으로 이동한 거리 xd만큼 수신된 심벌 값을 보정한 값;
2) m_k: 그룹의 비트 배열 형태가 2-PAM과 일치할 경우 +1, 그렇지 않을 경우 -1의 값
3) $G_{y,k}$: 보정된 심벌값 y의 부호, +1또는 -1;
4) $d_{min,k}$: 수신된 심벌이 가지는 영역에서 같은 그룹내 비트 경계값과 가장 가까운 거리 값;
5) $d_{max,k}$: 수신된 심벌이 가지는 영역에서 비트 경계값과 가장 먼 거리 값.

예를 들어 수신된 8-PAM 신호 심벌이 $-4d \le z < 2d$ 사이에 존재하고, b_1의 LLR을 계산하면 $y = z + 4d$, $G_1 = +1$, $m_1 = +1$이 되고 $d_{min,1} = |-4d - (-4d)| = 0$, $d_{max,1} = d_{min,1} + 2 = 2d$가 되어 이 값들을 식(6)에 대입하면 비트 b_1의 LLR은

$$\begin{aligned} LLR(b_1) &= \frac{+1 \cdot +1 \cdot 2d}{2}\left(\frac{0}{2} - |z+4d|\right) \\ &= -d(4d+z) \end{aligned}$$

가 된다.

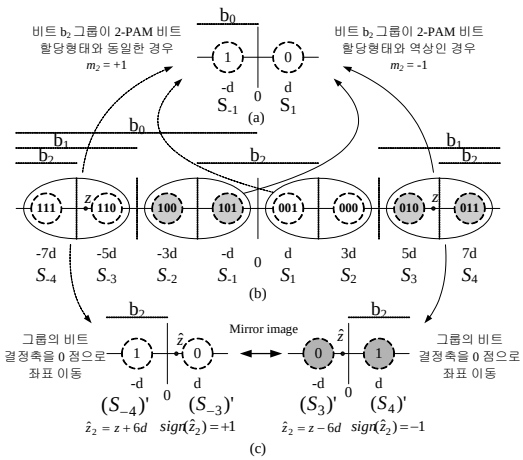

그림 3. 8-PAM의 LLR 계산 과정: (a) 2-PAM 성상도와 비트의 배치 (b) 8-PAM의 성상도와 비트별 그룹 (c) 비트그룹의 좌표축 이동

그림 4는 식(6)을 이용하여 컴퓨터 모의 실험을 통하여 얻은 결과를 나타낸 것이다. 따라서, 본 논문에서 제시한 방법으로 각 비트별 LLR을 계산하면 식(6)에 제시한 기존 방법을 이용한 결과와 동일한 결과를 얻을 수 있다.

그림 5는 비트별 연판정 demapper와 이진 터보 부호기를 결합하여 QAM 신호의 터보 복호 응용 결과를 나타낸 것이다.

일반적으로 알고리듬이 복잡한 경우 구현 복잡도를 줄이고 빠른 동작 속도를 얻기 위해 메모리를 이용한 LUT (look-up table)방식을 많이 이용한다. MAP 알고리듬도 마찬가지로 계산이 복잡하기 때문에 실제 구현시 LUT를 많이 사용하고 있다. 그러나, LUT 방식도 총 샘플의 수 샘플당 비트 수 등 샘플링 변수에 따라서 복잡도나 설계 비용 등이 다르게 되고, 시스템 성능 또한 변수 값에 때라 다르게 나타난다. 또한, 현재 많이 연구되고 있는 적응형 변조(adaptive modulation)과 같이 다수의 변조 방식을 한 개의 통신 시스템에서 수용하여 사용하는 경우에는 각각의 변조 방식에 따라 다수개의 변조 신호들을 위한 LUT들을 각각 마련해야 하므로 이와 관련된 설계 및 운용 복잡도가 증가된다.

본 논문에서 제시한 수식을 M-QAM 변조 신호에 적용하는 경우 M에 상관없이 동일한 회로를 이

www.dbpia.co.kr

용하므로 구현 방법에 따라 모든 비트의 LLR을 동시에 계산하는 병렬 계산인 경우 $\log_2 M$개의 경로가 필요하나, 각 비트의 LLR을 순차적으로 직렬 계산을 할 경우에는 1개의 경로만을 이용할 수 있으므로 시스템의 구성에 따라 복잡도가 달라 질 수 있다. 또한 복잡도가 높은 연산 장치를 각 경로가 공유할 수 있도록 설계하는 경우에도 복잡도가 적어진다.

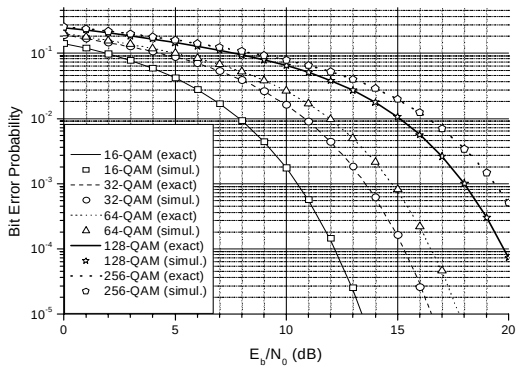

그림 4. QAM의 각 변조 차수에 따른 성능 비교: 연판정 결과와 QAM 성능 계산식을 이용한 계산한 결과 비교

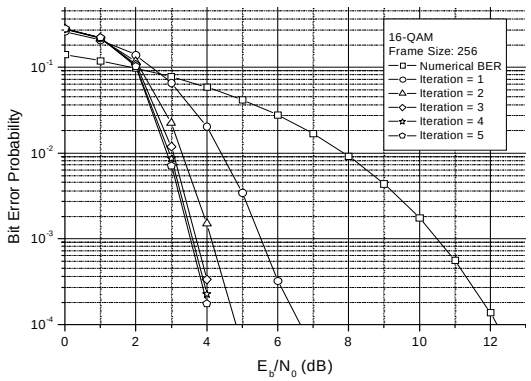

그림 5. 16-QAM신호를 이용한 터보 복호 결과

일반적으로 제안된 알고리듬을 구현하기 위한 반도체 소자의 소모 전력, 회로가 차지하는 반도체의 면적 그리고 동작 소요 시간 등 구현 방법을 선택할 때 여러 가지 고려해야 할 점이 많고, 적응형 변조나 software radio의 발전 추세로 볼 때 하드웨어의 복잡도도 중요하지만 소프트웨어 설계 혹은 유연성 있는 하드웨어 회로 구성을 필요로 하는 경우가 증가하고 있기 때문에 QAM 계열을 사용하는 적응형 변복조 통신 시스템에 효율적으로 응용이 가능하다.

Ⅴ. 결 론

본 논문에서는 Max-Log-MAP 알고리듬을 기반으로 Gray 부호화된 QAM 신호의 비트별 연판정 결과를 추출할 수 있는 LLR 계산 알고리듬을 제안하였다. 제안한 알고리듬의 결과와 Max-Log-MAP 알고리듬의 결과는 일치한다. 또한, 제안한 알고리듬은 기존 min 혹은 max 함수를 필요로 하는 Max-Log-MAP 알고리듬과 비교하여 산술 연산만을 수행하므로 복잡도를 줄일 수 있다. 따라서, QAM 복조 이후 이진 반복 복호기에 입력할 소프트 비트 정보를 추출하기 위한 설계에 유용하게 응용될 것으로 기대한다.

참 고 문 헌

〔1〕 P. Roberson and T. Worz, “A Novel Bandwidth Efficient Coding Scheme Employing Turbo Codes,” *ICC ’96 Proceedings*, pp. 962-967, June 1996.

〔2〕 S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, “Parallel Concatenated Trellis Coded Modulation,” *ICC ’96 Proceedings*, pp. 974-978, June 1996.

〔3〕 C. Fragouli and R. Wesel, “Turbo-encoder design for symbol-interleaved parallel concatenated trellis-coded modulation,” *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 49, no. 3, pp. 425-435, Mar. 2001.

〔4〕 A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi and R. Padovani, “A pragmatic approach to trellis-coded modulation,” *IEEE Comm. Magazine*, vol. 27, no. 7, pp. 11-19, July 1989.

〔5〕 S. Le Goff, A. Glavieux and C. Berrou, “Turbo-Codes and high spectral efficiency modulation,” *ICC ’94 Proceedings*, pp. 645-649, May 1994.

〔6〕 M. S. Raju, A. Ramesh and A. Chockalingam, “BER Analysis of QAM with Transmit Diversity in Rayleigh Fading Channels,” *GLOBECOM ’03 Proceedings*, pp. 641-645, Dec. 2003.

〔7〕 R. Pyndiah, A. Picart and A. Glavieux, “Performance of block turbo coded 16-QAM and 64-QAM modulations,” GLOBECOM

www.dbpia.co.kr

'95 *Proceedings*, pp 1039-1043, Nov. 1995.
〔8〕 C. C. Wang, "A Bandwidth-Efficient Binary Turbo Coded Waveform Using QAM Signaling," *ICCCS '02 Proceedings*, pp. 37-41, June 2002.
〔9〕 R. M. Pyndiah, "Near-Optimum Decoding of Product Codes: Block Turbo Codes," *IEEE Trans. on Comm*., vol. 43, no. 8, pp. 2360-2369, Aug. 1995.
〔10〕 P. Robertson, E. Villebrun and P. Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain," *ICC '95 Proceedings*, pp. 1009-1013, June 1995.
〔11〕 D. Yoon and K. Cho, "General bit error probability of rectangular quadrature amplitude modulation," *IEE Electronics Letters*, vol. 38, no. 3, pp. 131-132, January 2002.
〔12〕 W. J.Weber III, "Differential encoding for multiple amplitude and phase shift keying systems," *IEEE Trans. on Comm*., vol. 26, no. 7, pp. 385-391, Mar. 1978.
〔13〕 A. J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP decoder for Convolutional Codes," *IEEE Journ. on Sel. Areas in Comm.*, vol. 16, no. 2, pp. 260-264, 1998.
〔14〕 J. K. Kwon, S. Park and D. K. Sung, "Log-likelihood ratio(LLR) conversion schemes in orthogonal code hopping multiplexing," *IEEE Comm. Letters*, vol. 7, no. 3, pp. 104-106, Mar. 2003.
〔15〕 K. Cho and D. Yoon, "On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 50, no. 7, pp. 1074-1080, July 2002.

현 광 민 (Kwangmin Hyun) 정회원

1989년 2월 한양대학교 전자통신공학(공학사)
1995년 2월 한양대학교 전자통신공학(공학석사)
2004년 8월 한양대학교 전자통신전파공학(공학박사)
1989년~1994년 (주) 대우통신
1995년~1996년 (사) 고등기술연구원
1997년~2001년 (주) 케이엠더블유
2004년~2005년 인텔 코리아
2005년~현재 국립원주대학 정보통신과 전임강사
<관심분야> 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리

윤 동 원 (Dongweon Yoon) 종신회원

1989년 2월 한양대학교 전자통신공학과(공학사)
1992년 2월 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
1995년 2월 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
1995년~1997년 동서대학교 정보통신공학과 전임강사
1997년~2004년 대전대학교 정보통신인터넷공학부 부교수
2001년~2002년 펜실베니아주립대 방문교수
2002년~2005년 한국전자통신연구원 초빙연구원
2004년~현재 한양대학교 공과대학 전자통신컴퓨터공학부 부교수
<관심분야> 디지털통신, 무선 통신, 이동통신

www.dbpia.co.kr