

Gray 부호화된 QAM 신호를 위한 근사화된 MAP 알고리즘

현광민^{1*}

¹강릉원주대학교 정보통신공학과

Approximated MAP Algorithm for Gray Coded QAM Signals

Kwangmin Hyun^{1*}

¹Department of Information and Telecommunication Engineering,
Gangneung-Wonju National University

요 약 본 논문은 Gray 부호화된 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 신호를 I 축 상에서 M개의 심벌을 갖는 M-PAM (Pulse Amplitude Modulation)과 Q 축 상에서 N개의 심벌을 갖는 N-PAM으로 분리한다. 수신된 심벌 신호를 비트 연관성 값으로 변환하기 위하여 Euclidean 거리를 이용한 근사화된 MAP (Maximum a Posteriori) 알고리즘을 제시한다. 기존의 Max-Log-MAP 방식은 일반 MAP 방식에서 사용하는 지수함수 혹은 로그함수 대신 심벌간 거리 비교를 통하여 구현 복잡도를 낮추었다. 그러나 심벌의 수가 증가 할수록 비교대상이 많아지므로 구현 복잡도가 증가하게 된다. 제안된 알고리즘은 사칙 연산에 의해 계산이 되기 때문에 직관적으로 구현 복잡도가 낮아짐을 알 수 있다.

Abstract In this paper, a new approximated MAP algorithm for soft bit decision from QAM symbols is proposed for Gray Coded QAM signals, based on the Max-Log-MAP and a Gray coded QAM signal can be separated into independent two Gray coded PAM signal, M-PAM on I axis with M symbols and N-PAM on Q axis with N symbols. The Max-Log-MAP used distance comparisons between symbols to get the soft bit decision instead of mathematical exponential or logarithm functions. But in accordance with the increase of the number of symbols, the number of comparisons also increase with high complexity. The proposed algorithm is used with the Euclidean distance and constituted with plain arithmetic functions, thus we can know intuitively that the algorithm has low implementing complexity comparing to conventional ones.

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

1. 서론

최근 멀티미디어 정보 전송이 일반화되면서 제한된 자원인 주파수 대역폭을 효율적으로 이용하고 광대역 데이터를 전송하기 위해 QAM 변조 방식 [1]을 많이 사용하고 있다. 이러한 다중 진폭 변조 방식은 동시에 많은 데이터를 보낼 수 있는 장점이 있는 반면 채널 잡음에 약하다는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 개선하기 위해서는 강력한 채널 부호화가 요구 된다.

1993년에 Berrou가 터보 부호 (Turbo code)를 이용하여 높은 부호화 이득을 얻으면서 Shannon이 제시한 이상적 채널 용량에 근접할 수 있음을 보였고 [2], Trellis 부

호화된 변조 방법에 대해서도 제시되었다 [3]. 터보 부호는 반복적으로 MAP 방식을 이용한 복호화 과정을 수행함으로써 상당량의 부호화 이득을 얻을 수 있다. 터보 부호를 이용하기 위한 송신기의 부호화기 구조는 비교적 간단한 반면 [4], 반복 복호 방법을 사용하는 수신기의 복호화는 MAP 방식을 이용하기 때문에 구현이 복잡한 특징을 가진다 [2].

터보 부호화된 신호를 복호 할 때 사용하는 기술은 MAP 알고리즘이다. MAP 알고리즘의 근간을 이루는 것은 지수 함수로 구현이 어렵다. 따라서, 구현 복잡도를 줄이기 위하여 Log-MAP, Max-Log-MAP등과 같은 알고리즘이 제안되었다 [4]. Log-MAP은 MAP과 거의 동일한

*교신저자 : 현광민(kamiyun@gwnu.ac.kr)

접수일 09년 10월 04일

수정일 (1차 09년 11월 30일, 2차 09년 12월 11일)

게재확정일 09년 12월 16일

성능을 보이지만 Max-Log-MAP 알고리즘은 성능이 약간 저하됨을 보인다. 하지만, Max-Log-MAP 알고리즘은 MAP 방법에 비해 구현 복잡도를 상당히 줄일 수 있는 장점이 있다.

QAM 변조된 신호를 복조 할 경우 수신한 심벌 값을 바로 터보 복호기에 입력하여 연산을 수행할 수 있지만, 이 경우 역시 실제로는 터보 복호 과정에서도 이진 정보를 이용하게 된다. 수신 심벌 신호를 이진 정보로 변환시키기 위해서 비트 연판정 알고리즘이 필요하다.

비트 연판정에 해당하는 값으로 변환시키는 방법에는 MAP 방식[6-10], Euclidean 거리 계산 방식 [9], 실용적 접근방식 [10] 등이 있다. 각 방법에 따라 얻어진 비트 연판정 값을 다시 경판정한 후 부호화를 적용하지 않은 성능을 평가했을 경우에는 비트 판정 경계값의 변화가 없으므로 동일한 성능을 보인다. 그러나 계산 방식에 따라 비트 연판정 값들이 다르므로 동일조건에서 터보 부호를 적용한 후의 반복 복호 성능은 MAP 방식, Euclidean 거리 계산 방식, 실용적 접근방식 순으로 우수함을 보인다. 특히 [10]에는 고차 M-ary 변조 신호를 위한 여러 가지 비트 연판정 연산 방법들을 제시하였다.

본 논문에서는 Gray 부호화 특징인 성상도 상에 배치된 신호 점의 비트가 가지는 선대칭 특성과 비트 그룹을 좌표 이동시키고 Euclidean 거리를 적용하여 구현 복잡도를 낮추는 근사화된 MAP 방법을 제안한다.

2. 비트 연판정 계산

송신되는 $(M \times N)$ -QAM 신호는 I (In-phase) 축의 신호점 수가 M 개이고 Q (Quadrature) 축의 신호점 수가 N 개이므로 $K(=\log_2(N \times M))$ 비트로 구성된 부호어의 심벌 데이터가 2차원 신호의 성상도의 복소 심벌 $s = s_I + js_Q$ 한 점에 사상된다. 여기서 부호어는 $\{c_0, c_1, \dots, c_{K-2}, c_{K-1}\}$ 이다. 이 부호어를 구성하는 비트들 중 $m(=\log_2 M)$ 비트는 그 진폭이 A_I 이고 I축의 $\{\pm d_p, \pm 3d_p, \dots, \pm(M-1)d_p\}$ 신호점 집합에 사상되어 M -PAM으로 나타나고, 같은 방식으로 $n(=\log_2 N)$ 비트는 그 진폭이 A_Q 이고 Q축의 신호점 집합 $\{\pm d_Q, \pm 3d_Q, \dots, \pm(N-1)d_Q\}$ 에 사상되어 N -PAM으로 나타난다. 여기에서 I축 신호점간 거리는 $d_I = \sqrt{(3 \log_2 M \cdot E_b) / (M^2 - 1)}$ 이고, Q축의 신호점간 거리를 결정하는 d_Q 는 d_I 식에서 M 를 N 로 바꾸어 얻을 수 있다. E_b 는 비트 에너지를 의미하고, 일반적으로

$d_I = d_Q = d$ 이다. 따라서 송신되는 $(M \times N)$ -QAM 신호의 비트 연판정 값을 얻기 위해서는 I 축과 Q 축의 PAM 심벌로 분리한 후 여기에서 각각의 비트 연판정 값을 계산하여 합치면 $(M \times N)$ -QAM 심벌의 비트 연판정 값을 얻게 된다. 즉, QAM 신호의 심벌 수신값은 $z = z_I + js_Q$ 로 z_I 를 이용한 PAM의 비트 정보 분할과 z_Q 를 이용한 비트 정보 분할 계산을 수행하면 된다. 여기에서 I 축과 Q 축의 연판정 계산 과정은 동일하기 때문에 본 논문에서는 I축상에서의 비트 연판정을 구하고 Q 축으로 확장한다 [1].

I축 M -PAM 신호는 신호점 수가 M 개 이고 m 비트로 구성된 부호어는 1차원 신호의 성상도상의 한 점인 심벌에 사상된다. 여기서 부호어를 구성하는 비트 집합은 $c_I = \{b_0, b_1, \dots, b_{m-1}\}$ 로 정의된다. 이렇게 m 개의 비트로 구성된 심벌은 그 진폭이 A 이고 $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(M-1)d\}$ 신호점 집합 중 한 점에 사상된다.

이와 같은 M-ary 신호를 이용하는 시스템에서 비트값 판정을 위해서는 MAP 연산을 많이 사용한다. MAP 연산은 “1”이 전송되었을 확률과 “0”이 전송되었을 확률의 비를 의미한다. 따라서 성상도 상에서 특정 심벌 영역의 값으로 수신된 심벌값을 구성하는 부호어 c_I 중 연판정을 구하고자 하는 관심 비트 b_k 의 값이 “1”에 해당하는 영역이라면 이 경우의 MAP 연산 결과는 다른 모든 심벌 영역의 비트 b_k 값이 “0”에 해당하는 심벌 영역에서 잡음 혹은 간섭의 영향으로 현재 수신된 심벌 영역으로 왔을 확률의 비를 계산하면 비트 판정 값을 얻을 수 있다.

MAP 방식을 이용하여 판정을 하는 경우 심벌간의 관계를 고려해야 하기 때문에 심벌의 수가 증가할 수록 연산 복잡도가 증가하고, 또한 지수 연산으로 인하여 구현이 어려운 문제가 있다. 이 문제를 해결하기 위하여 Log-MAP 혹은 근사형인 다음에 주어진 Max-Log-MAP 알고리즘을 이용한다 [9].

$$A(b_k) = \frac{[\min |z - B|^2 - \min |z - A|^2]}{\sigma^2}, \quad (1)$$

여기서 $B \in \{s : b_k = -1\}$ 이고 $A \in \{s : b_k = +1\}$ 이다. 식 (1)은 지수 연산을 Min/Max 함수로 근사화하여 구현을 간단히 했지만 [11], 마찬가지로 심볼 수가 많아질수록 Min/Max 값을 구하기 위해 경우의 수에 따른 많은 비교 연산이 필요하게 되고 이에 따라 비교기의 숫자가 증가하여 이에 따라서 구현 복잡도가 증가하게 되는 단점이 있다.

그림 1은 2-PAM의 성상도를 보여 주는 것으로 본 논

문에서 비트 배치에 대한 기준으로 사용한다.



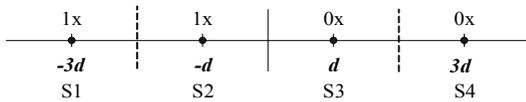
[그림 1] 2-PAM의 성상도

그림 1의 2-PAM을 사용하는 경우 수신된 심벌신호는 Log-MAP 방식인 $A(b) = -zd$ 로 비트 값 판정을 하게 된다. 이때 결과값이 0보다 크면 비트값은 1, 그렇지 않으면 0이 된다. 따라서 경판정의 경우 Log-MAP 또는 Max-Log-MAP의 결과가 0보다 큰 양수이면 -1/1이 송신된 것으로 판정하게 되고 결과가 음수이면 +1/0이 수신된 것으로 판정하게 된다. 만일 그림 1의 비트값 배치가 되면 계산 결과의 부호는 각각 +1/1, -1/0으로 반대값을 갖게 된다.

그림 2와 3은 각각 Gray 부호화된 4-PAM의 비트별 배치 형태를 보여주는 성상도이다.

Gray 부호화된 심벌을 수신했을 경우 비트 연판정 값을 계산하는 Max-Log-MAP 연산은 쉽게 계산된다.

그림 3에서와 같이 4-PAM의 경우 성상도 심벌영역 S3의 심벌 값을 수신한 경우 구하고자 하는 첫 번째 비트의 원래 비트 배치 값은 “0”이므로 오류가 발생했다면 S1 혹은 S4가 송신되어 전송되는 과정에서 잡음이나 간섭의 영향으로 오류가 났을 가능성이 가장 크게 된다. 따라서 Log-MAP의 경우 S1-S3 그리고 S4-S3간의 확률 관계를 모두 연산하여 합하게 된다. 그러나 Max-Log-MAP은 각각에 대한 확률 연산을 한 후 가장 작은 값인 S4-S3 선택하게 된다. 왜냐 하면 오류가 난 “0”을 수신 했을 경우 가장 가까운 영역의 “1”이 잡음 등의 영향으로 오류가 났을 확률이 가장 크기 때문이다.



[그림 2] 4-PAM의 $k=0$ 비트 배치도



[그림 3] 4-PAM의 $k=1$ 비트 배치도

3. 근사화 비트 연판정 알고리즘

2-PAM을 확장한 4-PAM은 2비트를 한 개의 집합으로 하여 4 개의 심벌을 생성하게 되는데 성상도 상에서 수신된 심벌 값이 zd 일 경우 첫 번째 비트의 값은 그림 2에 나타난 것과 같이 성상도 상에 비트 값 배열이 {1x, 1x, 0x, 0x}가 되어 0점을 기준으로 좌평면 및 우평면에 비트 값 영역을 가지고 그림 1과 동일한 비트값 배치 형태를 보인다. 따라서, 그림 1의 2-PAM과 동일하므로 첫 번째 비트의 비트 연판정 값은 식(2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$A(b_0) = -zd \tag{2}$$

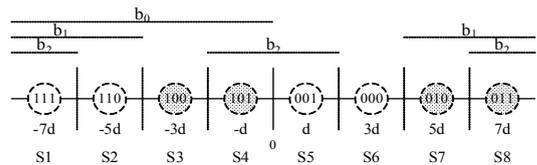
두번째 비트의 경우, 그림 3에 나타난 것과 같이 비트의 값은 {x1, x0, x0, x1}을 갖게 되며, 이 집합은 좌평면에서 비트 경계값을 기준으로 볼 때 그림 1과 동일한 비트값 배치 형태를 갖는 {S1, S2}={x1, x0} 그룹과 우평면에서 그림 1의 비트 배치값이 반전된 형태의 {S3, S4}={x0, x1} 그룹으로 나눌 수 있다. 이때, 그룹 {x1, x0}의 비트 경계 값은 $+2d$ 로 이 그룹을 $-2d$ 만큼 우측으로 좌표 이동 시켜 식 (2)를 적용하면 다음 식과 같이 나타난다.

$$A(b_1) = -(2+z)d \tag{3}$$

또, 그룹 {x0, x1}의 경계값은 $-2d$ 이므로 $+2d$ 만큼 좌측으로 좌표이동 시키고 식 (2)를 적용하면 식 (4)와 같이 나타난다. 그러나, 이때 비트 값 배치를 볼 때 0과 1의 위치가 반대임을 고려해야 한다.

$$A(b_1) = -(2-z)d. \tag{4}$$

위에서 사용된 값들 중 d 는 상수 값으로 결과 값을 d 로 나누어도 계산의 일반성을 잃지 않으므로 d 로 정규화시킬 경우 d 는 고려하지 않아도 된다.



[그림 4] Gray 부호화된 8-PAM의 성상도

동일한 방식으로 그림 4과 같은 8-PAM의 비트 연판정 값을 구하면 다음과 같이 나타난다.

$$A(b_0) = -zd$$

$$A(b_1) = \begin{cases} (z-4)d, & z \geq 0 \\ -(z+4)d, & z < 0 \end{cases}$$

$$A(b_2) = \begin{cases} (z-6)d, & z \geq 4 \\ -(z-2)d, & 0 \leq z < 4 \\ (z+2)d, & -4 \leq z < 0 \\ -(z+6)d, & z < -4 \end{cases} \tag{5}$$

이 식을 일반화하면 다음과 같이 표현된다.

$$A(b_k) = m_k \times \{-(z - G \times D_k)d\} = m_k \times (G \times D_k - z)d \quad (6)$$

여기서 $k > 0$, G 는 원래 수신된 심벌 값의 부호 값 (+1 혹은 -1)을 나타낸다. 또 D_k 는 좌표 이동의 량으로 각 비트 그룹의 경계값을 의미하며, 비트 그룹의 비트 배치 형태를 나타내는 m_k 는 그림 1의 2-PAM과 같은 형태를 갖을 때 $m_k = +1$ 이고 선대칭을 형태를 갖는 반전된 비트 값 배치의 형태이면 $m_k = -1$ 이다.

그림 3에서 두 번째 비트 그룹들 중 $\{x_1, x_0\}$ 그룹에서 수신된 값은 $G = -1$ 이 되고 $m_1 = +1$ 이 되어 비트 연판정 값은

$$A(b_1) = m_1 \times (G \times 2 - z)d = -(2 + z)d \quad (7)$$

이 되고, 또한 그룹 $\{x_0, x_1\}$ 의 경우에는 $G = +1$, $m_1 = -1$ 이므로

$$A(b_1) = (-1) \times ((+1) \times 2 - z)d = -(2 - z)d \quad (8)$$

이 된다. 식(6)을 이용한 결과인 식 (7), (8)은 식 (3), (4)와 각각 동일한 결과를 보인다.

만일 식(6)의 부호값 G 로 묶으면 수신된 값은 절대값으로 표현하면 수신된 심벌 값 z 가 양수일 때는 영향을 주지 않지만 z 가 음수일 경우에는 절대값으로 표현이 되면서 G 가 음수이므로 식(9)과 같이 변환된다.

$$A(b_k) = G \times m_k \times (D_k - |z|)d, k > 0 \quad (9)$$

이 식에서 상수 d 로 정규화하면 식 (10)과 같이 정리 된다.

$$A(b_k) = G \times m_k \times (D_k - |z|), k > 0 \quad (10)$$

이 방식을 이용하여 그림 4에 예시한 8-PAM의 신호에 대한 비트 연판정 값을 계산하면

$$\begin{aligned} A(b_0) &= -z, \text{ for all } z \\ A(b_1) &= |z| - 4, \text{ for all } z \\ A(b_2) &= \begin{cases} |z| - 6, & |z| \geq 4 \\ |z| + 2, & |z| < 4 \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

과 같이 표현되고, 연산 결과는 표 1, 2와 같이 얻을 수 있다. 따라서 식 (10)을 이용한 연판정이 제대로 이루어졌음을 확인할 수 있다.

[표 1] b_1 의 비트 연판정 계산

범위	z	D_1	m_1	G	$A(b_1)$	bit
$z < -6d$	-7	4	1	-1	3	1
$-6d < z < -4d$	-5	4	1	-1	1	1
$-4d < z < -2d$	-3	4	1	-1	-1	0
$-2d < z < 0$	-1	4	1	-1	-3	0

$0 < z < 2d$	1	4	-1	1	-3	0
$2d < z < 4d$	3	4	-1	1	-1	0
$4d < z < 6d$	5	4	-1	1	1	1
$z > 6d$	7	4	-1	1	3	1

[표 2] b_2 의 비트 연판정 계산

범위	z	D_2	m_2	G	$A(b_2)$	bit
$z < -6d$	-7	6	1	-1	1	1
$-6d < z < -4d$	-5	6	1	-1	-1	0
$-4d < z < -2d$	-3	2	-1	-1	-1	0
$-2d < z < 0$	-1	2	-1	-1	1	1
$0 < z < 2d$	1	2	1	1	1	1
$2d < z < 4d$	3	2	1	1	-1	0
$4d < z < 6d$	5	6	-1	1	-1	0
$z > 6d$	7	6	-1	1	1	1

식(10)의 결과는 각 비트 연판정 값들을 동시에 병렬로 연산이 가능하다. 그런데 k 번째 비트 그룹의 연판정 값을 구하기 위해 $k-1$ 번째 비트 그룹의 연판정 결과를 이용하면 순차적으로 연산이 이루어지는 단점이 있으나, 구조가 좀더 간단히 표현될 수 있다. 식(11)은 순차 연산을 위한 표현식이다.

$$\begin{aligned} A(b_0) &= -z, \text{ for all } z \\ A(b_k) &= |A(b_{k-1})| - W_k, k > 0 \end{aligned} \quad (11)$$

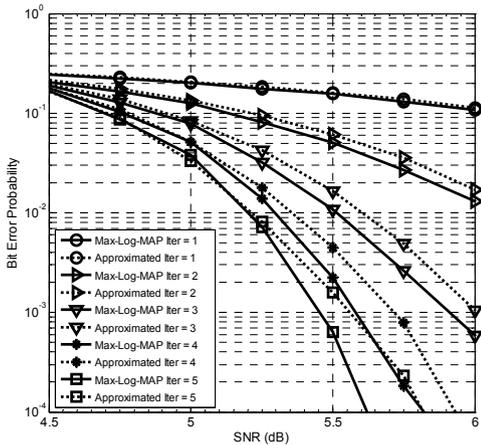
여기서 W_k 는 비트 그룹 영역의 1/2이다. 예를 들어 4-PAM인 경우 그림 3에서 비트 그룹 영역은 2이므로 $k=1$ 일때의 $W_1=2$ 이고, 8-PAM의 경우 그림 4에서 $k=1$ 일때 $W_1=4$ 이고 $k=2$ 일때 $W_2=2$ 이다. 이것을 수식으로 표현하면

$$W_k = \frac{M}{2k}, k = 1, 2, \dots, m-1 \quad (12)$$

가 된다.

그림 5는 터보 부호가 적용된 64-QAM의 수신 심벌을 Max-Log-MAP과 본 논문에서 제안한 근사화된 연판정 방법을 이용하여 비트 연판정 값으로 변환한 후 반복 복호한 성능을 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 5회 반복복호후 비트 오류 확률 10^{-4} 과 기준으로 볼 때 Max-Log-MAP 방식이 근사 방식보다 약 0.2~0.3dB 정도 성능이 우수함을 알 수 있다. 그러나, 직관적으로 볼 때 식(1)의 Max-Log-MAP은 심벌의 수가 증가 할수록 비교기의 수가 증가하여 복잡도를 가중시키지만, 식(10)은 사칙 연산식으로도만 구성이 되어 있어 복잡도에 영향을 거의 주지 않는다. 따라서 사용되는 심벌의 수가 상대적으로

로 적은 경우에는 Max-Log-MAP 방식을 사용하는 것이 성능 면에서 볼 때 유리하지만, 심벌의 수가 증가하거나 심벌의 수가 가변이 되는 적응 부호화 방식을 사용하는 경우 본 논문에서 제안한 방식을 적용하면 구현 복잡도 측면에서 간단해지는 장점이 있다.



[그림 5] Gray 부호화된 64-QAM의 성능비교

4. 결론

Gray 부호화된 M-ary QAM 신호는 1축 PAM과 Q축 PAM 신호로 구분할 수 있고, 각각의 PAM 성상도 상에서 신호점들을 구성하는 부호어의 각 비트 값들은 동일한 형태의 비트 값 배치 모양 (1,0) 또는 그 반대의 모양 (0,1)을 갖는 그룹들로 구분되어지는 특징이 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 Gray 부호화 특징을 이용하여 해당 비트 그룹을 좌표 이동하고 Euclidean 거리를 적용하여 구현 복잡도를 낮추는 근사화된 MAP 방법을 제시하였다.

기존의 MAP 및 Log-MAP 기법은 수학적으로 지수함수 혹은 로그함수를 이용하여 계산이 가능하나 실제 구현이 어려운 단점이 있다. Max-Log-MAP 방식에서는 로그함수 대신 각 심벌간의 확률 비교를 통해서 비트 연관정 값을 얻을 수 있다. 그러나 이 방식 역시 심벌의 수가 증가 할수록 비교를 해야 할 대상이 많기 때문에 구현 복잡도는 역시 증가하게 된다.

제안된 비트 연관정 방식은 단순 사칙연산을 이용하여 연산 구현이 간단하도록 고안이 되었다. 또한 심벌에 포함된 각 비트들의 연관정 값을 동시에 연산이 가능하도록 하는 수식과, 순차적으로 연산이 가능하도록 한 수식

을 제안하였다. 제시된 수식을 이용하여 수신기에서 쉽게 비트별 연관정 변환기를 구성할 수 있으며, 비트 연관정 값이 요구되는 반복 복호 기법인 터보 부호와 LDPC (Low Density Parity Check) 부호에 효율적으로 응용이 가능하다.

참고문헌

- [1] 임석구, "WiBro 시스템에서 이동성을 고려한 데이터 전송효율 분석", 한국산학기술학회논문지, 제6권, 제5호, pp. 446-452, 2005.
- [2] C. Berrou, et al, "Near Shannon limit error - correcting coding and decoding: Turbo-codes", IEEE ICC 93, vol. 2, pp. 1064-1070, May, 1993.
- [3] S. Benedetto, et al., "Parallel Concatenated Trellis Coded Modulation", ICC 1996, pp. 974-978, June, 1996.
- [4] C. Fragouli et al, "Turbo-encoder design for symbol-interleaved parallel concatenated trellis- coded modulation", IEEE Trans. on Comm., vol. 49, no. 3, pp. 425-435, March, 2001.
- [5] P. Robertson, et al, "Optimal and Sub-Optimal Maximum A Posteriori Algorithms Suitable for Turbo Decoding", IEEE Comm. Theory, vol. 8, No. 2, pp. 119-125, March-April, 1997.
- [6] R. Pyndiah, et al, "Performance of block turbo coded 16-QAM and 64-QAM modulations", GLOBECOM 95, pp. 1039-1043, November, 1995.
- [7] S. Le Goff, et al, "Turbo- Codes and high spectral efficiency modulation", ICC 1994, pp. 645- 649, May, 1994.
- [8] 현광민, 윤동원 "Max-Log-MAP을 이용한 Gray 부호화된 PAM 신호의 연관정 계산식", 한국통신학회논문지, 제31권, 제2C호, pp. 117-117, 2월, 2006.
- [9] F.Tosato, et al, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2", ICC 2002, vol. 2, pp. 664-668 , April, 2002.
- [10] C. C. Wang, "A Bandwidth-Efficient Binary Turbo Coded Waveform Using QAM Signaling", ICCS 02, pp. 37-41, June, 2002.
- [11] A. J. Viterbi, "An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP decoder for Convolutional Codes", IEEE J. on Sel. Areas in Comm., vol. 16, no. 2, pp. 260-264, February, 1998.

현 광 민(Kwangmin Hyun)

[정회원]



- 1989년 2월 : 한양대학교 전자통신공학 (공학사)
- 1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학 (공학석사)
- 2004년 8월 : 한양대학교 전자통신전파공학 (공학박사)
- 2005년 3월 ~ 현재 : 강릉원주대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야>

변복조, 이동통신, 통신신호처리