

M-레벨 QAM 계층 변조 시스템에서 연 간섭 제거를 이용한 연속 MAP 판정 기법

정회원 김 중 경*, 종신회원 서 중 수*

Successive MAP Detection with Soft Interference Cancellation for Iterative Receivers in Hierarchical M-ary QAM Systems

Jongkyung Kim* *Regular Member*, Jongsoo Seo* *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 M-레벨 QAM 계층 변조 시스템에서 반복 수신기의 복잡도를 줄이기 위한 연속 MAP(maximum a posteriori probability) 검파 방식을 제안한다. 계층 변조 신호 내의 특정 우선 순위를 갖는 신호는 계층 변조 신호를 구성하는 각 신호를 우선 순위에 따라 간섭 신호 성분으로서 제거하거나 가우시안 잡음으로 간주한 후 MAP 방식에 의해 순차적으로 검파된다. 검파 과정을 순차적으로 진행함으로써 반복 수신기의 복잡도를 신호 당 전송되는 비트 수에 선형적으로 증가하도록 감소시킬 수 있으며 각 부호화 비트의 연판정 값 계산 시 간섭 제거와 가우시안 가정의 효과를 검파 과정에 반영하여 잡음 분산을 조정함으로써 순차적 검파 방식에 의해 발생할 수 있는 성능 열화를 최소화한다. 전산 모의 실험을 통하여 제안하는 순차적 MAP 검파 방식의 성능이 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 0.5dB 미만의 성능열화를 나타내는 것을 보인다.

Key Words : maximum a posteriori probability detection, hierarchical modulation, iterative detection and decoding

ABSTRACT

This paper proposes a successive MAP (maximum a posteriori probability) detection scheme with SoIC(soft interference cancellation) to reduce the receiver complexity of hierarchical M-ary QAM system. For the successive MAP detection, modulation symbols generated from the other data streams are treated as Gaussian noise or eliminated as the soft interference according to their priorities. The log-likelihood ratio of the a posteriori probability (LAPRP) of each bit is calculated by the MAP detector with an adjusted noise variance in order to take the elimination and Gaussian assumption effect into account. By separating the detection process into the successive steps, the detection complexity is reduced to increase linearly with the number of bits per hierarchical M-ary QAM symbol. Simulation results show that the proposed detection provides a small performance degradation as compared to the optimal MAP detection.

I. 서 론

계층 변조 시스템은 다양한 변조 방식과 부호화율을 갖는 오류 정정 부호를 사용함으로써 서로 다

른 수신 환경에 있는 사용자들에게 다양한 종류의 데이터 스트림을 선택적으로 제공할 수 있다. 계층 변조 시스템 내의 모든 사용자들이 높은 우선 순위를 갖는 데이터 스트림을 수신하고, 비교적 양호한

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-(C1090-0902-0011))

* 연세대학교 전기전자공학과 디지털전송 연구실(ace4y@yonsei.ac.kr, jsseo@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-09-413, 접수일자 : 2008년 9월 22일, 최종논문접수일자 : 2009년 2월 16일

수신 환경에 있는 사용자들이 낮은 우선 순위를 갖는 특정 데이터 스트림을 선택적으로 수신할 수 있도록 하기 위해서는 모든 데이터 스트림 또는 특정 데이터 스트림을 선택적으로 수신할 수 있는 수신기 설계가 요구된다. 계층 변조 시스템에서 반복 MAP 검파 및 복호화 방식을 기반으로 한 수신기 구조는 [1]-[3]에서 연구되었다. 이러한 반복 수신기에서는 터보 원리^[4]를 이용하여 검파기와 복호화기에서 얻어진 각 데이터 비트의 외부 정보(extrinsic information)를 서로 교환하고 이를 다음 반복 과정에서 사전 정보(a priori information)로 이용함으로써 최적의 성능을 제공한다. 하지만 MAP 검파 방식은 송신 신호의 발생 가능한 모든 조합을 이용하여 사후 정보를 계산하기 때문에 검파 과정에서의 복잡도가 신호 당 전송되는 비트 수에 따라 지수적으로 증가하게 되고, 따라서 계층 변조 시스템과 같이 높은 변조 레벨을 사용하는 시스템에서는 매우 높은 복잡도를 나타내게 된다.

본 논문에서는 M-레벨 QAM 계층 변조 방식을 사용하는 시스템에서 반복 수신기의 복잡도를 줄이기 위하여 연 간섭 제거 기법을 이용한 순차적 MAP 검파 방식을 제안한다. 방송 채널에서 간섭 제거에 의한 검파의 개념은 최초 [5]에서 제안되었으며 [6]과 [7]에서는 코드 분할 다중 접속 시스템 및 다중 안테나 시스템에서 간섭 제거와 최소 평균 제곱 에러(Minimum Mean Square Error : MMSE) 필터를 사용한 검파 기법이 연구되었다. 제안하는 순차적 MAP 검파 기법은 M-레벨 QAM 계층 변조 신호를 전송 스트림의 우선 순위에 따라 서로 다른 신호 전력을 갖는 QPSK 신호의 합으로 보고 검파 성능에 영향을 미치는 간섭 신호를 제거한 후 순차적으로 검파함으로써 낮은 복잡도로 원하는 스트림만을 선택적으로 수신할 수 있도록 한다. 계층 변조된 송신 신호 내의 특정 데이터 스트림의 신호를 검파하기 위하여, 검파하고자 하는 신호 보다 낮은 우선 순위를 갖는 비트로부터 생성된 신호는 가우시안 잡음으로 가정하고 높은 우선 순위를 갖는 비트로부터 생성된 신호는 간섭 신호로 간주하여 수신 신호로부터 제거한다. 다음으로 사후 정보 생성을 위한 MAP 검파 시 전체 잡음의 분산을 간섭 제거 및 잡음 가정 효과를 반영하도록 조정함으로써 간섭 제거 및 잡음 가정에 의해 발생하는 성능 열화를 최소화한다. 제안하는 수신기는 검파 과정을 순차적으로 분리함으로써 반복 수신기의 복잡도를 계층 변조된 신호 당 전송되는 비트 수에 선형적으로

로 증가하도록 감소시킨다. 전산 모의 실험을 통하여 제안하는 검파 방식이 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 낮은 우선 순위를 갖는 데이터 비트에 대해서는 동일한 검파 성능을, 그리고 높은 우선 순위를 갖는 데이터 비트는 약 0.5dB 이내의 성능 열화를 나타내는 것을 보인다.

II. M-레벨 계층 변조

서로 다른 수신 환경에 있는 사용자들에게 다양한 데이터 서비스를 제공하기 위하여, 각 데이터 스트림은 요구되는 QoS에 따라 다양한 코드로 부호화된다. 부호화된 i 번째 데이터 스트림의 j 번째 비트를 c_i^j , 전송 데이터 스트림의 총 수를 T , 계층 변조된 심볼 당 전송되는 비트 수를 $m = \log_2 M$ 이라 하고 m 개의 비트로 구성된 비트열 $c_1^1, c_1^2, c_2^1, c_2^2, \dots, c_T^1, c_T^2$ 를 고려하자. 계층 변조는 가장 높은 우선 순위를 갖는 비트 (c_1^1, c_1^2)를 최 상위 비트 위치에, 두 번째 우선 순위를 갖는 비트 (c_2^1, c_2^2)를 두 번째 상위 비트 위치에 할당하고 이러한 과정을 반복하여 마지막 우선 순위를 갖는 비트 (c_T^1, c_T^2)를 최하위 비트 위치에 할당한다. 계층 변조된 신호를 각 데이터 스트림 비트로부터 생성된 신호의 중첩 신호로 생각하면, M-레벨 계층 변조된 신호 x 는 다음과 같이 T 개의 QPSK 변조 신호의 합으로 나타낼 수 있다.

$$x = d_1 s_1 + d_2 s_2 + \dots + d_T s_T = \sum_{i=1}^T d_i s_i \quad (1)$$

여기서, s_i 는 i 번째 우선 순위를 갖는 비트로부터 생성된 QPSK 신호를, $2d_i$ 는 계층 변조 정상도상의 두 점 사이의 최소 거리를 나타낸다. 그림 1의 16-레벨($m = 4$) 계층 변조 정상도를 보면, 높은 우선 순위를 갖는 비트 (c_1^1, c_1^2)로부터 생성된 QPSK 신호는 낮은 우선 순위를 갖는 비트 (c_2^1, c_2^2)에 따라 16-레벨 QAM 계층 변조 신호로 변환된다. 계층 변조 과정에서 각 변조 신호의 전력은 1로 정규화되며 ($|s_i|^2 = |x|^2 = 1, \forall i$), 정상도간 최소 거리 $2d_i$ 는 데이터 스트림 i 의 우선 순위에 따라 적절히 결정된다고 가정한다.

전송 채널 h 가 평균이 0이고 분산이 1인 복소

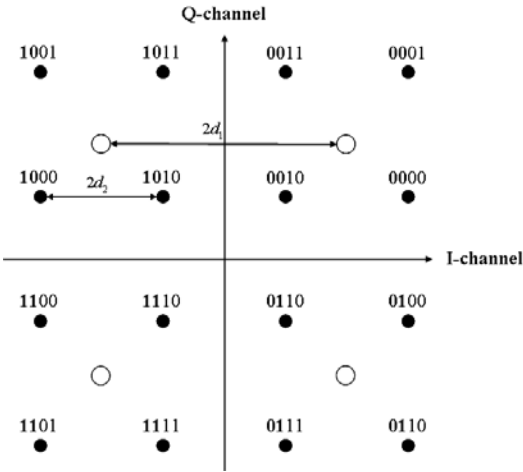


그림 1. 16-레벨 계층 변조 신호의 성상도. 짧은 글씨는 높은 우선 순위를 갖는 비트를, 나머지는 낮은 우선 순위를 갖는 데이터 비트를 나타낸다.

독립 가우시안 채널이라고 하면 수신 신호 y 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y = hx + n \quad (2)$$

여기서, n 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 복소 백색 첨가 잡음(AWGN)을 나타낸다.

III. 계층 변조 시스템의 반복 수신기 구조

반복 검파 및 복호화 과정에서는 부호화 비트 c_i^j 의 외부 LLR(log-likelihood ratio) 값을 계산하고 이를 서로 반복적으로 교환하고 갱신한다[4]. 반복 과정에서 검파기는 부호화 비트의 외부 LLR 값을 다음과 같이 계산한다.

$$L_D(c_i^j) = \log \frac{\Pr[c_i^j = 1|y]}{\Pr[c_i^j = 0|y]} - \log \frac{\Pr[c_i^j = 1]}{\Pr[c_i^j = 0]} = \Lambda(c_i^j) - L_C(c_i^j) \quad (3)$$

여기서, $\Lambda(c_i^j)$ 는 사후 확률의 로그 비율(LAPP : log ratio of the a posteriori probability)을, $L_C(c_i^j)$ 는 복호화 과정에서 계산된 사전 확률의 로그 비율(LAPRP : log ratio of the a priori probability)을 나타낸다.

3.1 최적 MAP 검파기

MAP 검파기에서 식 (3)의 LAPP 값 $\Lambda(c_i^j)$ 는 다

음과 같이 계산된다.

$$\Lambda(c_i^j) = \log \frac{\Pr[c_i^j = 1|y]}{\Pr[c_i^j = 0|y]} = \log \frac{\sum_{x \in \Omega_M^1} \Pr[x] \cdot \Pr[y|x]}{\sum_{x \in \Omega_M^0} \Pr[x] \cdot \Pr[y|x]} \quad (4)$$

여기서, Ω_M 은 발생 가능한 모든 M-레벨 QAM 계층 변조 신호의 집합을, Ω_M^j 은 전송 신호 x 내의 부호화 비트 c_i^j 의 값이 l 인 Ω_M 의 부분 집합을 나타낸다. 전송 신호 x 를 구성하는 신호 s_i 내의 j 번째 비트를 s_i^j 라 할 때, x 를 구성하는 비트열이 독립적이라면 식 (4)의 사전 확률 $\Pr[x]$ 는 다음과 같이 계산할 수 있으며

$$\Pr[x] = \prod_{i=1}^T \Pr[s_i] = \prod_{i=1}^T \prod_{j=1}^2 \frac{\exp(s_i^j \cdot L_C(c_i^j))}{1 + \exp(L_C(c_i^j))} \quad (5)$$

x 가 주어졌을 때 y 의 조건부 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Pr[y|x] = \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} |y - hx|^2\right) \quad (6)$$

MAP 검파기는 반복적으로 외부 LLR 값을 복호화기와 교환하고 갱신함으로써 최적의 성능을 제공한다. 하지만 식 (4)를 계산하기 위해서는 분자 및 분모에서 총 2^m 항의 값을 계산해야 하므로 MAP 검파기의 복잡도는 $O(2^m)$ 으로 표현할 수 있으며 이것은 신호당 전송되는 비트 수에 따라 지수적으로 증가하게 된다.

각각의 데이터 스트림은 각 스트림의 우선 순위에 따라 다양한 부호화율과 신호 전력을 갖도록 변조 되므로 각 데이터 스트림의 검파 및 복호화 과정은 서로 분리되어 독립적으로 처리될 수 있으며, 이 때 수신 성능 향상을 위하여 각 스트림의 정보를 교환할 수 있도록 하여 수신기가 모든 데이터 스트림을 수신하거나 또는 특정한 데이터 스트림을 선택적으로 수신할 수 있다[11][12]. 하지만 이러한 수신기 구조 역시 모든 데이터 스트림을 수신하는 경우, 다른 데이터 스트림의 외부 정보를 이용하여 부호화 비트의 LAPRP 값을 계산하므로 식 (4)와 같이 $O(2^m)$ 의 복잡도를 나타내게 된다.

3.2 순차적 MAP 검파 방식

일반적으로 계층 변조 시스템에서는, a) 낮은 우선 순위를 갖는 데이터 비트들은 수신 환경이 우수한 사용자들을 위하여 전송되며 b) 우선 순위가 높은 비트들로부터 생성된 신호는 많은 사용자들이 수신할 수 있도록 하기 위해 더 큰 전력을 할당한다($d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_T$). 따라서 수신 환경이 열악한 사용자가 높은 우선 순위를 갖는 데이터 스트림을 수신할 때 낮은 우선 순위를 갖는 데이터 스트림의 LAPRP 값을 이용하여 검파하는 것은 수신 성능 개선에 큰 도움이 되지 않는다. 즉, 임의의 데이터 스트림을 선택적으로 수신할 때 수신 성능에 도움이 될 만한 데이터 스트림의 LAPRP만을 선택적으로 이용하면 수신기의 복잡도를 감소시키면서 만족할 만한 수신 성능을 얻을 수 있다. 순차적 MAP 검파 방식은 그림 2의 수신기 구조와 같이 우선 순위가 낮은 데이터 비트의 LAPRP 값은 가우시안 잡음으로 가정하여 무시하고 수신하고자 하는 스트림보다 우선 순위가 높은 데이터 비트의 LAPRP 값만을 이용하여 송신 신호를 검파한다.

i 번째 데이터 스트림의 변조 신호 s_i 를 검파하기 위하여, s_i 보다 우선 순위가 높은 변조 신호를 수신신호에서 제거한 신호 r_i 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_i &= y - h \sum_{k=1}^{i-1} d_k \tilde{s}_k \\ &= h d_i s_i + h \sum_{k=1}^{i-1} d_k (s_k - \tilde{s}_k) + h \sum_{k=i+1}^T d_k s_k + n \\ &= h d_i s_i + n_I \end{aligned} \quad (7)$$

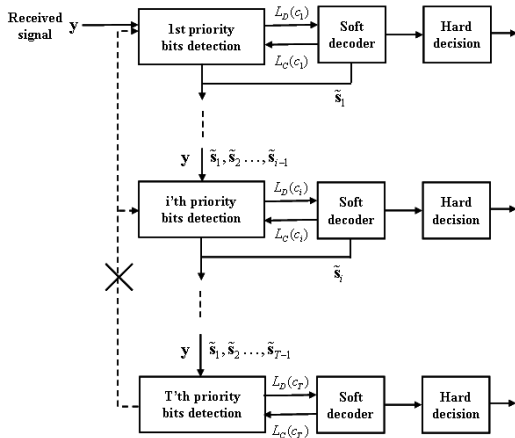


그림 2. 순차적 MAP 검파 방식을 이용한 계층 변조 수신기 구조

여기서, \tilde{s}_k 는 신호 s_k 의 평균으로 $\tilde{s}_k = E[s_k] = \sum_{s \in \Omega_4} s \cdot \Pr[s]$ 와 같이 계산되며, 이 때 Ω_4 는 발생할 수 있는 모든 QPSK 신호의 집합을 나타낸다. 식 (7)에서, h 와 n 은 복소 가우시안 랜덤 변수이고 s_k 가 독립 동등 분포(independent and identically distributed)를 갖는 랜덤 변수이므로 $n_I = h \sum_{k=1}^{i-1} d_k (s_k - \tilde{s}_k) + h \sum_{k=i+1}^T d_k s_k + n$ 는 평균이 0이고 분산이 다음과 같은 가우시안 랜덤 변수로 가정할 수 있다.

$$\sigma_{n_I}^2 = E[n_I n_I^*] = \sum_{k=1}^{i-1} d_k^2 (1 - |\tilde{s}_k|^2) + \sum_{k=i+1}^T d_k^2 + \sigma^2 \quad (8)$$

따라서, s_i 가 송신되었을 때 간섭 제거된 신호 r_i 를 수신할 조건부 확률을 다음과 같이 주어지며

$$\Pr[r_i | s_i] = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{n_I}^2} |r_i - h d_i s_i|^2\right) \quad (9)$$

부호화 비트 c_i^j 의 LAPP 값 $\Lambda(c_i^j)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Lambda(c_i^j) = \log \frac{\sum_{s_i \in \Omega_i^j} \Pr[s_i] \cdot \Pr[r_i | s_i]}{\sum_{s_i \in \Omega_i^j} \Pr[s_i] \cdot \Pr[r_i | s_i]} \quad (10)$$

순차적 MAP 검파 방식에서 모든 데이터 스트림 신호를 검파할 경우 총 $T = m/2$ 번의 전송 신호 검파가 요구되며, 신호 s_i 를 검파할 때 마다 식 (10)과 같이 총 2^2 항에 대한 계산이 필요하다. 따라서, 복잡도는 $O(\frac{m}{2} \cdot 2^2) = O(2m)$ 으로 표현할 수

있으며 이는 신호 당 전송되는 비트 수에 따라 복잡도가 선형적으로 증가하게 됨을 나타낸다. 하지만, 검파하고자 하는 전송 신호보다 높은 우선 순위를 갖는 전송 신호의 LAPRP 값만을 이용하고 우선 순위가 낮은 전송 신호를 가우시안 잡음으로 가정하므로 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 약간의 성능 저하를 나타낸다. 이러한 성능 저하는 각 스트림 별 전송 신호의 크기(d_i) 또는 각 신호에 할당되는 전력의 비에 따라 결정된다.

IV. 전산 모의 실험 및 결과 분석

순차적 MAP 검파기의 성능을 평가하기 위하여

독립 복소 가우시안(레이리 페이딩) 채널에서 수신 SNR에 따른 비트 오류 확률(BER : Bit Error Rate)을 전산 모의 실험을 통하여 분석하였다. 성능 비교를 위하여 [1]의 최적 MAP 검파 방식의 BER 성능도 함께 나타내었다. 검파기와 복호화기의 반복 횟수는 최대 5회로 설정하였으며 높은 우선 순위(HP : High priority)를 갖는 비트 스트림과 낮은 우선 순위(LP : Low priority)를 갖는 두개의 데이터 스트림을 고려하여 그림 1과 같이 16-레벨 QAM 계층 변조하였다. 각 비트 스트림에 할당된 파워의 영향을 나타내기 위하여 HP 신호와 LP 신호의 성상도간 최소 거리의 비를 $\lambda = d_1/d_2$ 로 정의하고 λ 에 따른 성능을 살펴 보았다. 여기서, $\lambda = 0$ 인 경우, QPSK 변조에 의해 HP 스트림만 전송되는 경우를, $\lambda = 0.5$ 인 경우 HP 및 LP 스트림이 일반적인 유니폼 16QAM 변조에 의해 전송되는 경우를 나타낸다.

그림 3은 부호화율이 1/2이고 스트림내 데이터 비트 길이가 576인 블록-LDPC(low density parity check code)[8]로 부호화하였을 때의 BER 성능을 나타낸다. 순차적 MAP 검파 방식에서 식 (8)과 (9)의 효과를 보이기 위하여 경판정(hard decision) 방식과 잡음 분산 σ^2 을 사용한 순차적 MAP 검파 방식의 성능도 함께 나타내었다. 경판정 방식을 사용하는 경우 식 (9)의 조건부 확률은 다음과 같이 계산된다.

$$\Pr\{\hat{r}_i|s_i\} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{n_i}^2}|\hat{r}_i - hd_i s_i|^2\right) \quad (11)$$

이 때, 간섭 제거된 신호는

$$\hat{r}_i = y - h \sum_{k=1}^{i-1} d_k \hat{s}_k \quad (12)$$

와 같이 구해지며 \hat{s}_k 는 k 번째 비트 스트림의 경판정 값으로부터 구해진 QPSK 신호를 나타낸다. 그림 3에서 λ 값이 0.3인 경우, LP 비트의 LAPRP 값은 매우 낮은 정확도를 나타내고 따라서 LP 비트의 LAPRP 값을 HP 신호의 검파에 이용하는 것은 수신 성능에 큰 영향을 미치지 못하게 된다. 따라서 순차적 MAP 검파 방식은 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 동일한 BER 성능을 보인다. 하지만 λ 값이 0.5에 접근 할수록 LP 신호에 더 큰 신호 전력이 할당 되어 LP 비트의 LAPRP 값이 HP 비트의

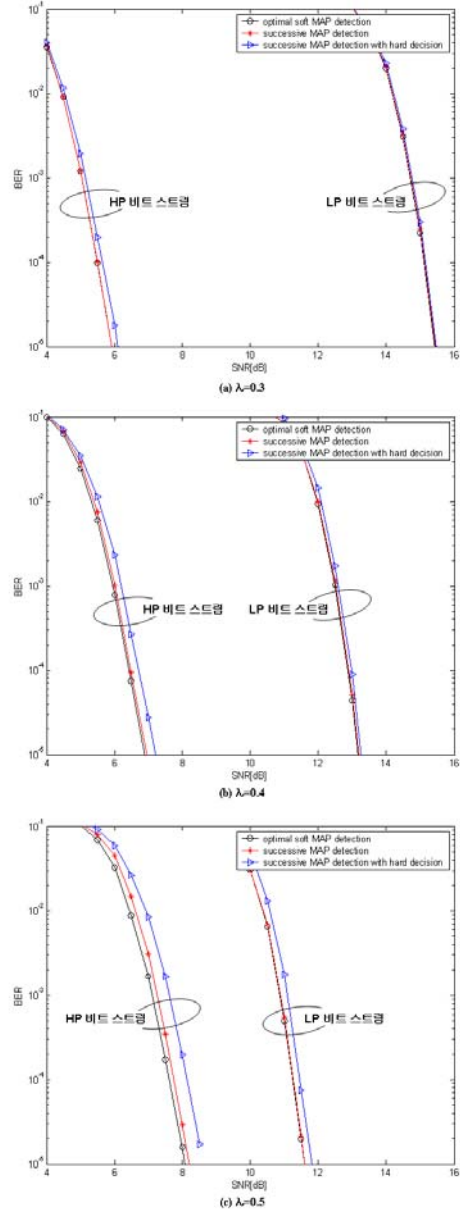


그림 3. 동일한 부호화를 적용 할 때 순차적 MAP 검파 방식의 비트 오류 확률 (a) $\lambda = 0.3$, (b) $\lambda = 0.4$, (c) $\lambda = 0.5$

검파에 미치는 영향이 점차 증가한다. 따라서 순차적 MAP 검파 방식의 HP 비트의 수신 BER 성능은 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 증가하게 되어 약 0.2dB의 SNR 열화를 보인다. LP 비트에 대해서는 λ 값에 관계없이 순차적 MAP 검파 방식과 최적 MAP 검파 방식은 거의 동일한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 또한, 식 (8)과 (9)를 이용

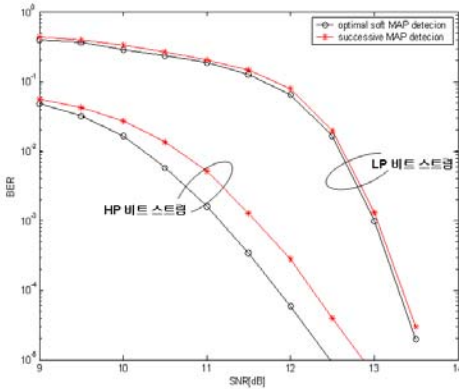


그림 4. 서로 다른 부호화를 적용 할 때 순차적 MAP 검파 방식의 비트 오류 확률

하는 순차적 MAP 검파 방식이 경관정을 이용하는 MAP 검파 방식과 비교하여 향상된 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이는 경관정을 사용하는 경우 예러 전파 효과가 발행하고 잡음 분산이 정확한 값을 갖지 못하기 때문으로 생각할 수 있다.

휴대 이동 방송에서 계층 변조 방식을 이용하는 시스템인 DVB-T[9], FLO[10] 등에서는 시스템 커버리지 확장 및 데이터 수율 증대를 위하여 각 비트 스트림에 서로 다른 부호화율을 적용할 수 있는 다양한 통신 규격을 제공하고 있다. 일반적으로 LP 비트 스트림은 HP 비트 스트림과 비교하여 작은 신호 전력이 할당되어 수신단에서의 예러 확률이 높게 나타나므로 보다 낮은 부호화율을 적용하게 된다. HP 비트 스트림과 비교하여 LP 비트 스트림에 낮은 부호화율을 적용했을 경우 순차적 MAP 검파 방식의 성능은 그림 4에 나타내었다. 코드율이 0.5이고 데이터 스트림의 길이가 1152인 B-LDPC 코드가 LP 스트림에 사용되었고, 코드율이 0.75이고 데이터 비트의 길이가 576인 3개의 B-LDPC 코드가 HP 스트림의 부호화에 사용되었으며(두 스트림의 길이를 동일하게 하기 위해 3 블록의 HP 비트 스트림을 연속적으로 사용) λ 는 0.35으로 설정하였다. 순차적 MAP 검파 방식이 LP 비트의 LAPRP 값을 사용하지 않기 때문에 LP 비트에 더 강한 부호화가 사용될 경우 HP 비트의 수신 성능은 동일한 부호화를 사용할 때 보다 더욱 열화되는 것을 그림 4에서 확인할 수 있다. 하지만 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 순차적 MAP 검파 방식은 HP 비트에 대해 0.5dB 이하의 SNR 성능 열화를 나타내며 LP 비트에 대해서는 거의 동일한 성

능을 보인다. 그림 4의 실험 결과로부터 LP 비트 스트림에 보다 낮은 코드율을 적용할 경우 HP 비트 스트림에서의 순차적 MAP 검파 방식의 성능은 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 더욱 열화 될 것을 예상할 수 있다.

그림 3과 4의 전산 모의 실험과 같이 두 개의 데이터 스트림($T=2$ 또는 $m=4$)을 사용하는 계층 변조 시스템의 경우 제안하는 순차적 MAP 검파 방식은 최적 검파 방식과 비교하여 검파 과정 당 약 50%의 감소된 계산량을 나타낸다. 따라서 반복 수신을 위한 검파기와 복호기의 최대 반복 횟수가 5회인 경우 최적 검파 방식과 비교하여 제안하는 검파 방식의 계산량은 50%에서 최대 3.125%까지 감소하게 된다. 이러한 순차적 MAP 검파 방식의 복잡도 감소 효과는 특히 더욱 높은 레벨의 계층 변조 방식을 사용할 경우 더욱 증가하게 되며 64레벨 QAM을 사용하고 검파기와 복호기의 최대 반복 횟수가 5회인 경우 18.75%에서 최대 0.023%의 복잡도 감소 효과를 기대할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 M-레벨 QAM 계층 변조를 사용하는 시스템에서 반복 수신기의 복잡도를 줄이기 위하여 연 간섭 제거를 이용한 순차적 MAP 검파 방식을 제안하였다. 특정 우선 순위를 갖는 비트로부터 변조된 전송 신호를 검파하기 위하여 검파하고자 하는 신호보다 우선 순위가 높은 전송 신호는 간섭 신호로서 제거되고 우선 순위가 낮은 신호는 잡음으로 간주된다. MAP 검파기를 이용하여 간섭 제거된 신호로부터 각 비트 신호의 LAPRP 값을 순차적으로 구하며 이 때 간섭 제거와 잡음 가정 효과를 검파 과정에 반영하기 위해 전체 잡음 분산을 변화하여 사용함으로써 순차적 검파 방식에서 발생 할 수 있는 성능 열화를 최소화하였다. 제안하는 방식이 검파 과정을 순차적으로 구현함으로써 반복 수신기의 복잡도를 $O(2^m)$ 에서 $O(2m)$ 으로 낮추어 복잡도가 변조 신호당 비트 수에 선형적으로 증가하는 것을 보였다. 전산 모의 실험을 통하여 순차적 MAP 검파방식은 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 낮은 우선 순위를 갖는 비트의 경우 거의 동일한 성능을, 그리고 높은 우선 순위 비트의 경우 0.5dB 이내의 성능 열화를 가짐을 보였다.

참 고 문 헌

[1] H. Jiang and P. A. Wilford, "A Hierarchical Modulation for Upgrading Digital Broadcast Systems," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 51, no. 2, pp. 223-229, June 2005.

[2] L. Papke and K. Fazel, "Different iterative decoding algorithms for combined concatenated coding and multiresolution modulation," in *Proc. IEEE ICC*, vol. 3, pp. 1249-1524, May 1994

[3] N. Souto, J. C. Silva, R. Dinis, F. Cercas, and A. Correia, "An Iterative Receiver for WCDMA Systems with MIMO Transmissions and Hierarchical Constellations," in *Proc. IEEE ISSSTA*, pp. 233-237, Aug. 2006

[4] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo codes," in *Proc. IEEE ICC.*, vol. 2, pp. 1064-1070, May 1993.

[5] T. Cover, "Broadcast channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 18, no. 1, pp. 2-14, Jan. 1972.

[6] H. Lee, B. Lee, and I. Lee, "Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 504-513, Mar. 2006

[7] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999.

[8] *IEEE Standards Department*, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Feb. 2006

[9] *European Broadcasting Union*, Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel

coding and modulation for digital terrestrial television, 2004

[10] M. R. Chari, F. Ling, A. Mantravadi, R. Krishnamoorthi, R. Vijayan, G. K. Walker, and R. Chandhok, "FLO Physical layer : An Overview," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 53, no. 1, pp. 145-160, Mar. 2007.

김 종 경 (Jongkyung Kim)

정회원



2002년 연세대학교 전과공학과 졸업

2004년 연세대학교 전기전자 공학과 석사 졸업

2004년~현재 연세대학교 전기 전자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 이동 방송/통

신, MIMO 시스템, Iterative (Turbo) Equalization / Channel Estimation.

서 종 수 (Jongsoo Seo)

중신회원



1975년 연세대학교 전자공학과 졸업

1983년 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 석사

1998년 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 박사

1975년~1981년 LG정밀 중앙

연구소

1987년~1989년 IDC, Canada 책임연구원

1990년~1992년 삼성종합기술원 정보 시스템 연구소 수석연구원

1992년~1995년 CAL, Canada 책임 연구원

1995년~현재 연세대학교 전기전자공학과 정교수

<관심분야> 디지털 통신/ 방송 시스템, Resource allocation, CDMA, OFDM