論文 96-21-5-16

연판정 검출기를 사용한 1차 Reed-Muller 부호에 근거한 복합 자동반복요구 프로토콜

正會員 황 원 택*, 김 동 인**

Hybrid-ARQ Protocols Based on First-Order Reed-Muller Codes with Soft Decision Detectors

Won Taik Hwang*, Dong In Kim** *Regular Members*

요 약

연판정 검출기는 시스템의 비트오류율과 처리율을 높이기 위해서 많은 순방향 에러정정(FEC) 방식과 자동반복요구(ARQ) 방식에서 사용되고 있다. 또한 FEC 방식과 ARQ 방식을 결합한 복합-ARQ 방식은 시스템의 전체적인 성능을 높이기 위한 매우 효율적인 방식이다. 본 논문에서는 연판정 검출기를 사용하고 채널부호로는 1차 Reed-Muller 부호를 사용한 복합-ARQ 방식을 제시한다. Reed-Muller 부호는 다른 부호에 비하여 매우 간단하면서 빠른 Green machine 복호기를 사용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 시스템의 성능을 평가하기 위하여 비트오류율과 처리율을 구하고 다른 시스템과 비교하였다. 그 결과 제안된 시스템이 복잡도면에서의 큰 손실없이 성능면에서 높은 개선을 보임을 알 수 있었다.

ABSTRACT

Soft-decision detectors are used in many FEC and ARQ schemes to enhance the bit-error-probability and system throughput. Also, the hybrid-ARQ protocol is a very efficient scheme to achieve overall performance improvement. In this paper, we propose a new hybrid-ARQ protocol based on the first-order Reed-Muller codes employing soft-decision detectors. The Reed-Muller codes have the virtue of being able to use the fast Green machine decoder that is simple to implement. As the performance measures, the bit-error-probability and system throughput are evaluted for the proposed hybrid-ARQ prtocol, and compared with those of other hybrid-ARQ schemes. It is shown that the use of the proposed hybrid-ARQ protocol results in significant performance improvement without causing much loss in view of system complexity.

*한국통신 연구개발본부
Korea Telecom Research & Development Group
**서울시립대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Eng., Seoul City Univ.
論文番號:95410-1129
接受日字:1995年 11月 29日

Ⅰ. 서 론

여러 잡음 채널환경에서 신뢰적이고 효과적인 통신을 하기 위해서 일반적으로 순방향오류정정(FEC) 방식과 자동반복요구(ARQ) 방식이 많이 이용되고 있다. FEC 방식은 채널부호의 오류정정 능력을 사용하여 패킷의 비트오류율을 낮추는 데 이용되며 ARQ 방식에서는 전송된 패킷에 오류가 발생했을 때 재전송을 요구함으로써 매우 낮은 비트오류율을 얻는다. 일반적으로 ARQ 방식은 FEC 방식에 비하여 매우 낮은 비트오류율을 얻을 수 있으나 채널상태가 나빠지면 패킷의 처리율이 낮아져 성능저하를 일으킨다. 이러한 면들을 고려하여 위의 두가지 방식을 결합한 복합-ARQ 방식은 전체적인 시스템의 성능을 높이는 데 매우 효과적인 방식으로 여겨진다[1]. 복합-ARQ 방식에서는 수신된 패킷에 포함된 오류의 갯수가 어떤 주어진 값보다 낮을 때에만 오류정정을 하고 포함된 오류의 갯수가 더 많을 경우 수신기는 이 패킷에 대한 재전송을 요구한다. 이렇게 함으로써 ARQ 방식에서 처리율과 FEC 방식에서 비트오류율의 개선을 통해서 전체적인 시스템의 성능을 높이게 된다. 복합-ARQ 방식은 사용되어지는 채널부호에 따라 여러가지 다른 특징들을 나타낸다. 최근에 Wicker는 Reed-Muller 부호를 이용한 복합-ARQ 방식을 제안하였다[2]. Reed-Muller 부호는 1959년에 처음 발표된 이래로 우주탐사계획 등 많은 분야에서 응용되어져 왔다[3]. 특히 이 부호는 길쌈 부호 및 Reed-Solomon 부호와는 달리 빠른 속도의 Maximum likelihood 복호 알고리즘의 구현이 가능하다. Wicker의 논문에서 1차 Reed-Muller 부호를 이용한 Type-I, II 복합-ARQ 방식은 이상적인 AWGN 채널잡음 환경에서 상당한 성능향상을 보인 것으로 나타났다.

본 논문에서는 Reed-Muller 부호를 이용한 복합-ARQ 방식에 연판정 검출기를 결합시켜 시스템의 성능을 향상시켰다. 수신기는 두 부분으로 나뉘어져 동작한다. 첫째 부분에서는 들어오는 수신신호를 연판정(soft decision)하고 그 양자화된 값을 버퍼에 저장한다. 두번째 부분은 수신신호나 버퍼에 저장된 값을 다시 경판정(hard decision)하여 복호기로 패킷을 내보낸다. 여기서 사용되는 복호기는 일반적인 Reed-Muller 복호기를 사용할 수 있다. 첫번째 부분의 버퍼에서는 패킷이 재전송될 때마다 각각의 재전송된 패킷의 연판정 결과에 따른 양자화 값들이 가산되게 된다. 만약 재전송된 패킷도 부적격 판정을 받는다면 이 버퍼값들은 경판정된 다음에 다시 복호기로 보내지게 된다. 즉, 재전송이 요구된 패킷은 버려지지 않고 다음 단계에서 시스템의 성능을 향상시키기 위해서 다시 사용된다. 여기서 버퍼에 더해지는 패킷의 수가 클수록 그리고 연판정에 사용되는 양자화 준위의 수가 많을수록 시스템의 성능은 더 향상된다. 위의 시스템의 성능은 처리율과 비트오류율의 파라미터들로 평가될 수 있다. 신호흐름도 기술(signal flow graph technique)을 사용하여 위의 전체적인 성능을 이론적으로 분석한다. 또한 이론적 분석의 타당함을 보이기 위하여 시뮬레이션의 결과가 아울러 제시된다. 또한 예제를 통해 본 논문에서 제시된 시스템과 Wicker가 제시한 모듈들과의 성능면에서 상호비교가 수행된다.

본 논문의 II장에서는 전체적인 시스템모델과 복합-ARQ 방식의 프로토콜을 제안하고 III장에서는 주어진 시스템의 성능을 평가하기 위한 시스템의 생성그래프를 제시하고 비트오류율과 처리율을 분석한다. IV장에서는 성능분석결과를 몇 개의 시스템 파라미터에 대해서 제시하고 V장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 시스템 모델

본 논문에서 제시되는 시스템에 사용되는 채널부호는 길이가 2^m인 1차 Reed-Muller 부호, $R(1, m)$이다[4]. Reed-Muller 부호의 상세한 내용은 여러 문헌에 있으므로 간략하게 주요 특징만을 기술하면 부호길이가 2^m인 1차 Reed-Muller 부호, $R(1, m)$의 최소거리(minimum distance) $d_{\min}$은 2^{m-1}이고, 차원(dimension) k는 $(m+1)$이다. A_j를 코드 $R(1, m)$에서 무게(weight)가 j인 부호들의 수라고 한다면, $R(1, m)$의 무게분포(weight distribution)는 식 (1)과 같다.

$$A_0 = A_{2^m} = 1,\ A_{2^{m-1}} = 2^{m+1} - 2 \tag{1}$$

송신기는 재전송을 위한 버퍼를 가진 기존의 Reed-Muller 부호기를 사용한 변조기를 그대로 사용할 수 있다. 그리고 그림 1에 있듯이 수신기는 연판정을 위

한 검출기와 양자화된 값을 저장할 부가적인 버퍼를 가지고 있다. 시스템은 다음과 같은 순서에 따라서 작동한다.

단계 1.

처음에 채널을 통과한 패킷은 연판정 검출기에서 양자화된 후에 각 양자화 단계에 따른 가중치가 버퍼에 저장이 된다. 동시에 경판정 검출기에서는 들어온 수신패킷 내의 각 비트에 대하여 0 또는 1의 부호가 결정된 후에 복호기로 들어간다. 복호기에서는 수신패킷에 포함된 오류의 개수 t_r이 기준치 t_1보다 크면 NAK(negative acknowledgment) 신호를 송신기에 전송하고 단계 2를 수행한다. 만약 t_r이 t_1보다 작으면 수신패킷이 정확하게 복호된 것으로 간주하고 송신기에 ACK(positive acknowledgement) 신호를 전송하고 데이타를 데이타 싱크로 출력한다. 동시에 버퍼는 초기화 된다.

단계 2.

재전송 신호를 받은 송신기는 패킷을 다시 전송한다. 이 수신패킷은 연판정 검출기에서 양자화된 후에 각 양자화된 값은 버퍼에서 가산된다. 또한 경판정 검출기를 통과한 패킷은 복호기에서 복호된다. 복호기에서 수신패킷에 포함된 오류의 갯수 t_r이 t_1보다 크면 복호기의 단계 3을 수행한다. 만약 t_r이 t_1보다 작으면 수신패킷이 정확하게 복호된 것으로 간주하고 송신기에 ACK 신호를 전송하고 데이타를 데이타 싱크로 출력한다. 동시에 버퍼는 초기화 된다.

단계 3.

이제 버퍼에는 i개의 재전송된 패킷들의 양자화된 값들이 더해져 있다. 이 버퍼값들은 입력패킷으로 간주되어 경판정 검출기로 보내지고 다시 복합작업을 거치게 된다. 복호기에서 패킷내에 포함된 오류의 갯수 t_r이 t_i보다 작으면 수신기는 송신기에 ACK 신호를 전송함과 동시에 데이타를 출력하고 버퍼값을 초기화한다. 그리고 다시 단계 1로 돌아간다. 만약 t_r이 t_i보다 크면 수신기는 송신기에 NAK 신호를 전송하고 단계 2로 다시 돌아간다. 이 때 만약 i가 K이면 버퍼는 다시 초기화 된다.

송신기에는 송신하고자 하는 부호를 $\boldsymbol{c}=(c_1, c_2, c_3, \cdots, c_n)$, $c_j \in \{0, 1\}$ $(j=1, 2, 3, \cdots, n)$라고 한다면 이 부호에 대한 i번째 재전송된 패킷 $\boldsymbol{r}_i=(r_{i1}, r_{i2}, \cdots, r_{in})$은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{ij}=x_j+n_{ij}. \tag{2}$$

여기서 $\{n_{ij}\}$, $i=1, 2, \cdots, K$, $1 \le j \le n$은 채널 잡음성분들이다. 본 논문에서는 전송채널을 이상적인 가우스 잡음채널로서 가정하였다. 또한 위에서 송신하고자 하는 부호 $\boldsymbol{c}$에 대한 채널에서의 신호성분 $\boldsymbol{x}=(x_1, x_2, x_3, \cdots, x_n)$는 다음과 같이 결정된다.

$$x_j=\begin{cases} A & \text{if } c_j=1 \\ -A & \text{if } c_j=0 \end{cases} \tag{3}$$

연판정 검출기에서 출력값 w_{ij}는 입력 신호성분 r_{ij}

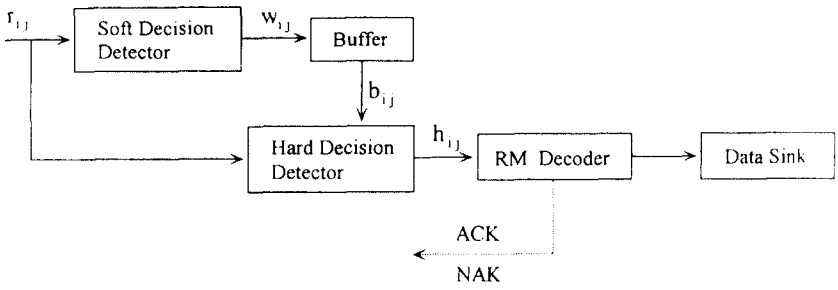


그림 1. 연판정 검출기를 사용한 Reed-Muller 복합-ARQ 방식을 위한 수신기 모델

Fig. 1 Receiver model for the Reed-Muller hybrid-ARQ with soft decision detectors

에 따라 결정된다.

$$w_{ij}=\begin{cases}\omega_M & \text{if } r_{ij}>T_{M-1}\\ \omega_m & \text{if } T_{m-1}<r_{ij}\le T_m\\ -\omega_m & \text{if } -T_m<r_{ij}\le -T_{m-1}\\ -\omega_M & \text{if } r_{ij}<-T_{M-1}\end{cases} \tag{4}$$

여기서 $m=1, 2, \cdots, (M-1)$이고, 양자화 임계(threshold)값, T_i, $0\le i\le M-1$는 다음을 만족한다.

$$T_{i_1}<T_{i_2} \quad \text{if} \quad i_1<i_2. \tag{5}$$

i번째 패킷의 수신 후에 버퍼에서의 출력값 $\{b_{ij}\}$는

$$b_{0j}=0$$
$$b_{ij}=b_{i-1j}+w_{ij}, \quad i=1, 2, \cdots, K, \quad 1\le j\le n. \tag{6}$$

또한 경판정 검출기에서의 출력값 $\{h_{ij}\}$는

$$h_{ij}=\begin{cases}0 & \text{if } r_{ij} \text{ or } b_{ij}<0\\ 1 & \text{if } r_{ij} \text{ or } b_{ij}>0\end{cases} \tag{7}$$

여기서 $i=1, 2, \cdots, K, 1\le j\le n$ 이다.

다음 장에서는 위와 같이 주어진 시스템에 대한 성능평가를 제시한다.

Ⅲ. 성능 분석

일반적으로 복합-ARQ 프로토콜에서 중요시되는 성능평가의 대상은 수신기 출력단에서의 비트오류율과 패킷의 처리율이 된다. 시스템에서의 처리율은 1개의 비트가 전송될 시간간격 동안에 수신기 출력단을 통과하는 성공적으로 전송된 정보비트의 개수로서 정의된다. 본 논문에서는 이론적으로 분석이 가능한 경우인 버퍼에 더해지는 재전송 패킷의 수 K가 2인 경우까지 성능을 분석한다. 그리고 K가 3이상인 경우에 대해서는 시뮬레이션 결과로 제시한다.

주어진 복합-ARQ 프로토콜의 성능은 그림 2의 시스템의 신호흐름도를 이용하여 간단하게 구할 수 있다[5, 6]. 그림 2에서 X는 패킷의 전송 시작점이고 Y는 패킷의 전송 종착점이다. D_1은 II장에서 단계 1, 2에 해당되는 단일 패킷에 대한 복호과정을 나타내고 D_2는 단계 3에서 $i=2$일때 즉, 2개의 재전송 신호를 받은 패킷들을 결합한 패킷의 복호과정을 나타낸다. 이를 확장하여 D_i, $i=2, \cdots, K$를 단계 3에서 i개의 재전송 신호를 받은 패킷들을 결합한 패킷의 복호과정이라 말할 수 있다. 가지들의 방향은 패킷이 전송되고 복호되어지는 방향을 나타낸다. 그리고 각각의 가지의 이득들은 구하고자 하는 성능평가 대상에 따라 다르게 붙여진다.

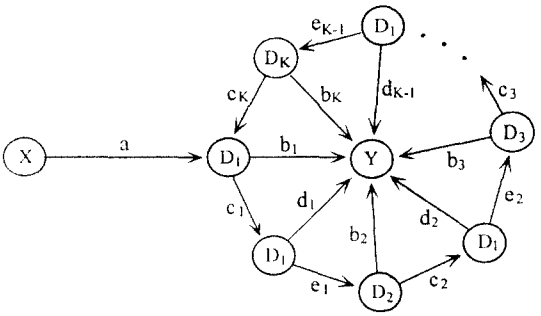


그림 2. 복합-ARQ 프로토콜을 위한 생성그래프
Fig. 2 Generic Graph for a hybrid-ARQ protocol

표 1에 처리율과 비트오류율을 구하기 위한 가지들의 이득들을 나타내었다. 표에서 T는 송신기에서의 패킷전송을 나타내고 $p_r^{(i)}$는 D_i 복호과정 중에 있는 패킷이 재전송 신호를 받을 확률을 나타낸다. 그리고 $p_e^{(i)}$와 $p_b^{(i)}$는 각각 D_i 복호과정 중의 패킷이 검출불능 오류를 포함하고 있을 확률과 복호기의 출력단에서의 정보비트오류확률이다.

표 1. 처리율과 비트오류확률을 구하기 위한 가지 이득
Table 1. Graph labels for the derivation of throughput and reliability expressions

가지 이득	처리율	비트오률확률
a_i	T	1
b_i	$1-p_r^{(i)}$	$p_e^{(i)}$, $p_b^{(i)}$
c_i	$p_r^{(i)}\cdot T$	$p_r^{(i)}$
d_i	$1-p_r^{(1)}$	$p_e^{(i)}$, $p_b^{(i)}$
e_i	$p_r^{(1)}$	$p_r^{(1)}$

그림 2에서 $K=2$인 경우의 그래프의 전달함수는 다음과 같다.

$$Y=\left\{a[b_1+c_1(d_1+e_1b_2)]\left(\frac{1}{1-c_1e_1c_2}\right)\right\}X \qquad (8)$$

이때 비트오류율 $P_b(E)$은 식 (8)의 각 이득들에 표 1에 나타낸 비트오류확률에 대한 값을 대입하면 구할 수 있다.

$$P_b(E)=[p_b^{(1)}+p_r^{(1)}(p_b^{(1)}+p_r^{(1)}p_b^{(2)})]\left(\frac{1}{1-p_r^{(1)2}p_r^{(2)}}\right) \qquad (9)$$

또한 처리율을 계산하기 위한 생성함수 $G(T)$는

$$G(T)=T[1-p_r^{(1)}+p_r^{(1)}\cdot T(1-p_r^{(1)}p_r^{(2)})]\left(\frac{1}{1-T^2p_r^{(1)2}p_r^{(2)}}\right) \qquad (10)$$

결과적인 처리율 η은

$$\eta=\frac{m+1}{2^m}\cdot[1-P_b(E)]\cdot\left(\frac{\partial}{\partial T}\,G(T)\Big|_{T=1}\right)^{-1}$$

$$=\frac{m+1}{2^m}\cdot[1-P_b(E)]\cdot\left(\frac{1+p_r^{(1)}}{1-p_r^{(1)2}p_r^{(2)}}\right)^{-1}. \qquad (11)$$

지금부터 식 (9)와 (11)를 풀기 위한 확률성분 $p_b^{(i)}$, $p_r^{(i)}$를 구한다. Reed-Muller 복호기의 입력으로 들어오는 패킷은 크게 두가지 종류로 나눌 수 있다. 첫째는 비트오류율 p_i을 갖는 이진대칭채널(binary symmetric channel)을 통과한 패킷 즉, D_i 복호과정의 입력패킷이다. 둘째로 만약 버퍼에 i개의 재전송된 패킷들이 더해져 있다면 이 버퍼값들이 경판정된 후의 패킷은 비트오류율이 p_i인 등가적인 이진대칭채널을 통과했다고 간주할 수 있다. 이 패킷은 D_i 복호과정의 입력패킷을 형성한다. 여기서 논의되는 Reed-Muller 부호는 선형이기 때문에 우리는 모두 0인 성분만 갖는 부호벡터(all-zero codeword)가 전송되었다고 가정해도 무방하다. 비트오류율이 p_i인 이진대칭채널을 통과한 수신패킷이 무게가 j인 부호로 부터 정확하게 해밍거리(Hamming distance) k만큼 떨어져 있을 확률은 다음과 구해진다[7].

$$P_k^{\,j}(p_i)=\sum_{r=0}^{k}\binom{j}{k-r}\binom{2^m-j}{r}p_i^{\,j-k+2r}(1-p_i)^{2^m-j+k-2r} \qquad (12)$$

따라서, D_i 복호과정 중의 패킷이 검출불능오류를 포함하고 있을 확률은

$$p_e^{(i)}=\sum_{j=1}^{2^m}A_j\sum_{k=1}^{t_i}P_k^{\,j}(p_i)$$

$$=(2^{m+1}-2)\sum_{k=0}^{t_i}P_k^{\,2^m}(p_i)+\sum_{k=0}^{t_i}P_k^{\,2^m}(p_i) \qquad (13)$$

D_i 복호과정 중에 있는 패킷이 재전송 신호를 받을 확률은

$$p_r^{(i)}=1-p_e^{(i)}-\sum_{e=0}^{t_i}\binom{2^m}{e}p_i^{\,e}(1-p_i)^{2^m-e}. \qquad (14)$$

길이가 2^m인 부호에 해당되는 길이가 $(m+1)$인 모든 정보어(information word)를 순서적으로 나열해보면 각 비트자리에 있는 1의 갯수는 2^m개임을 알 수 있다. 따라서 모든 정보어의 비트자리에 있는 1의 총수는 $(m+1)\cdot 2^m$개가 된다. 또한 모든 비트가 1인 부호에 해당되는 정보어는 한 개의 1만을 포함하고 있다. 따라서 위의 사실과 식 (13)을 고려하면 D_i 복호후의 출력비트오류율 $p_b^{(i)}$은[2]

$$p_b^{(i)}=\left(\frac{1}{m+1}\right)\left\{(2^m(m+1)-1)\sum_{k=0}^{t_i}P_k^{\,2^m}(p_i)+\sum_{k=0}^{t_i}P_k^{\,2^m}(p_i)\right\} \qquad (15)$$

위의 식에서 p_i는 이론적인 분석이 가능한 범위인 i가 2일 때 까지의 값을 구하도록 한다. 위에서 언급한

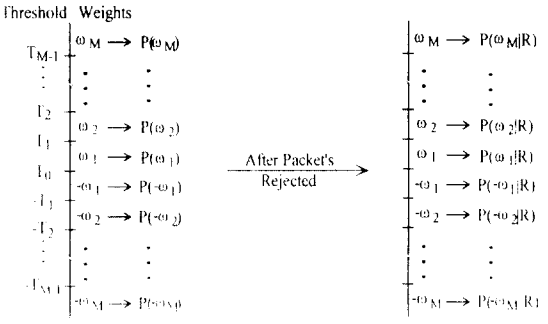


그림 3. 2M 개의 양자화 준위에 대한 양자화 값 및 패킷이 거부되기 전과 후에 수신신호가 각 준위에 있을 확률

Fig. 3 Weights for the 2M levels and their probabilities before and after packet is rejected

바와 같이 p_1은 실제 이진대칭 채널의 비트오류율이고 p_2는 D_2 복호과정의 입력패킷이 통과한 등가적인 이진대칭채널의 비트오류율이라 말할 수 있다.

그림 3은 연판정을 위한 양자화준위와 각 준위에 있을 확률과 주어진 패킷이 재전송신호를 받았을 때의 확률을 표시하였다.

만약 0인 비트가 전송되었다고 가정하면 정합필터의 출력단의 신호 r_{ij}는 $-A+n_{ij}$이다. 이때 n_{ij}는 분산이 σ^2이고 평균이 0인 가우스 확률변수이다. 따라서 수신신호 r_{ij}에 임의의 양자화값 ω_m를 가질 확률 $P(\omega_m)$은 다음과 같다.

$$P(\omega_M)=Q\left(\frac{T_{M-1}+A}{\sigma}\right),$$

$$P(\omega_m)=Q\left(\frac{T_{m-1}+A}{\sigma}\right)-Q\left(\frac{T_{m-1}+A}{\sigma}\right),$$

$$m=1, 2, \cdots, (M-1),$$

$$P(-\omega_M)=Q\left(\frac{T_{M-1}-A}{\sigma}\right),$$

$$P(-\omega_m)=Q\left(\frac{T_{m-1}-A}{\sigma}\right)-Q\left(\frac{T_{m-1}-A}{\sigma}\right),$$

$$m=1, 2, \cdots, (M-1). \tag{16}$$

위에서 사용된 Q-함수는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(v)\triangleq\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_v^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)dx. \tag{17}$$

따라서 채널에서의 비트오류율, $P(E)$ 또는 p_1은 수신신호가 양인 양자화값을 가질 확률이므로 식 (16)으로부터

$$p_1=Q\left(\frac{A}{\sigma}\right). \tag{18}$$

재전송 신호를 받은 패킷을 구성하는 수신신호 r_{ij}이 각 양자화 준위에 있을 확률은 부록에서 다음과 같이 주어진다.

$$P(\omega_i\mid R)=P(\omega_i)\cdot p'/p_1,\quad 1\le i\le M, \tag{19a}$$

$$P(-\omega_i\mid R)=P(-\omega_i)\cdot\frac{1-p'}{1-p_1},\quad 1\le i\le M. \tag{19b}$$

여기서 조건으로 주어진 R은 재전송(Retransmission)을 의미하고 p'는 패킷이 재전송 신호를 받았을 때의 비트오류율, $P(E\mid R)$로 다음과 같이 구할 수 있다[2].

$$p'=\frac{\Omega}{p_r^{(1)}}\cdot\frac{1}{2^m}. \tag{20}$$

여기서

$$\Omega=2^m\cdot p_1-\sum_{e=0}^{t_1}\binom{2^m}{e}e p_1^{\,e}(1-p_1)^{2^m-e}$$

$$-\sum_{k=0}^{t_1}(2^m-k)\binom{2^m}{k}p_1^{\,2^m-k}(1-p_1)^k-(2^{m+1}-2).$$

$$\sum_{k=0}^{t_1}\sum_{r=0}^{k}\left[(2^{m-1}-k+2r)\binom{2^{m-1}}{k-r}\binom{2^{m-1}}{r}\right.$$

$$\left.p_1^{\,2^{m-1}-k+2r}(1-p_1)^{2^{m-1}+k-2r}.\right] \tag{21}$$

연속된 두개의 패킷이 거부(reject)되었을 때 버퍼값은 이전에 있던 양자화값과 현재 들어온 것의 합이 된다. 이 때 임의의 j번째 버퍼 값 b_{2j}가 어떤 s일 확률은[8]

$$P(b_{2j}=s)=\sum_{m=1}^{M}\{P(b_{2j}=s-\omega_m)\cdot P(\omega_m\mid R)$$

$$+P(b_{1j}=s+\omega_m)\cdot P(-\omega_m\mid R)\} \tag{22}$$

따라서 구하고자 하는 p_2는

$$p_2=\sum_{s>0}P(b_{2j}=s)+\frac{1}{2}P(b_{2j}=0). \tag{23}$$

그림 4는 BPSK(binary phase shift keying) 변조방식과 1차 Reed-Muller 부호, $R(1, 4)$를 사용한 이상적인 가우스 채널에서의 채널심볼오류율 p_1과 수신단에서 4(M=2)와 6(M=3)과 8(M=4)개의 양자화 준위들로 연판정을 했을 경우의 각각에 대한 p_2 값의 이론치와 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보여 주고 있다. 여기서 사용된 임계오류개수 $t_1=1$이고 각 양자화 준위에 대한 임계값과 양자화값은 표 2에 있는 것과 같다.

그림에서 보듯이 이론값과 시뮬레이션값이 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 또한 양자화 레벨이 많아질수록 더욱 양호한 채널성능을 보여 줌을 알 수 있다. 다음 장에서는 본 장에서의 분석 결과를 검토한다.

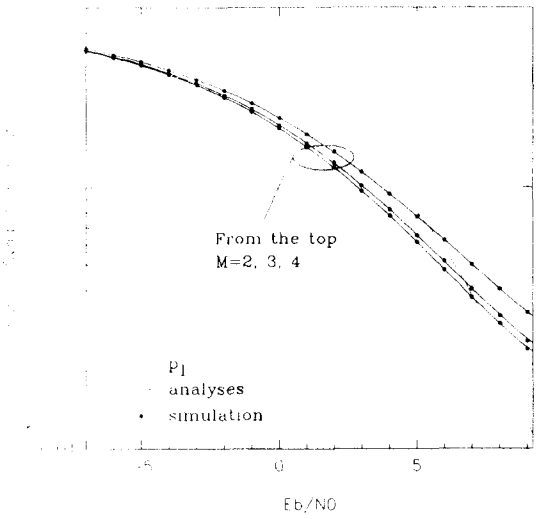


그림 4. 양자화 준위의 갯수가 4(M = 2), 6(M = 3), 그리고 8(M = 4)일 때의 채널심볼오류율 p_1과 p_2

Fig. 4 Bit error rates p_1 and p_2's when quantizing levels are 4(M = 2), 6(M = 3), and 8(M = 4)

표 2. 예제에 사용된 M = 2, 3, 4 일때의 임계 및 양자화값

Table 2. Optimum thresholds and weights for M = 2, 3, and 4

M	$\{T_i\}_{i=1}^{M-1}$	$\{\omega_m\}_{m=1}^{M}$
2	0.46	1.0 3.38
3	0.3 0.63	1.0 3.09 5.90
4	0.21 0.43 0.72	1.0 3.05 5.41 8.94

Ⅳ. 예 제

본 장에서는 앞에서 제시된 시스템의 성능분석결과를 예를 들어 제시한다. 시스템의 성능은 수신기 출력단에서의 정보비트오류율, $P_b(E)$과 정보비트의 처리율 η로 나누어 제시하였다. 채널은 변위가 σ^2이고 평균값이 0인 이상적인 가우스 채널로 가정하였고 BPSK 변복조 시스템을 사용하였다. 사용된 부호는 1차 Reed-Muller 부호, $R(1, 4)$이다. 이 부호의 길이는 16이고 차원은 5, 그리고 최소거리는 8이다.

성능을 최대로 하기 위한 양자화구간을 결정하는 T_i, $i=1, 2, \cdots, M-1$와 양자화값 ω_i, $i=1, 2, \cdots, M$의 값을 구하는 문제 또한 중요하다. 지금까지 최적의 임계값들과 양자화값들을 구하는 간단한 방법은 나와 있지 않으나 수치적으로 최적값들을 구할 수 있다[8, 9]. 예제에 쓰인 임계 및 양자화값은 표 2에 나타냈다.

그림 5와 6은 양자화 준위를 8(M = 4)개 갖고 재전송신호를 보내기 위한 임계오류의 수 t_1과 t_2를 달리 갖는 시스템의 각 신호대 잡음비에서의 검출불능오류율과 처리율을 나타낸다. 여기서 t_1과 t_2의 값이 커질수록 처리율은 향상되나 오류율은 증가됨을 알 수 있다. 특히 높은 신호대 잡음비에서 t_1값에 따른 오류율과 처리율이 상당한 차이를 보인다.

그림 7과 8은 $t_1=1$, $t_2=2$로 고정시켜 놓고 양자화 준위의 수가 4(M = 2), 6(M = 3), 8(M = 4)인 시스템의 각 신호대 잡음비에서의 오류율과 처리율을 나타낸다. 그림에서 보듯이 각 양자화 준위에 따른 성능의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 이는 실질적으로 M = 2일 때 벌써 성능향상에 있어서의 포화를 이루었기

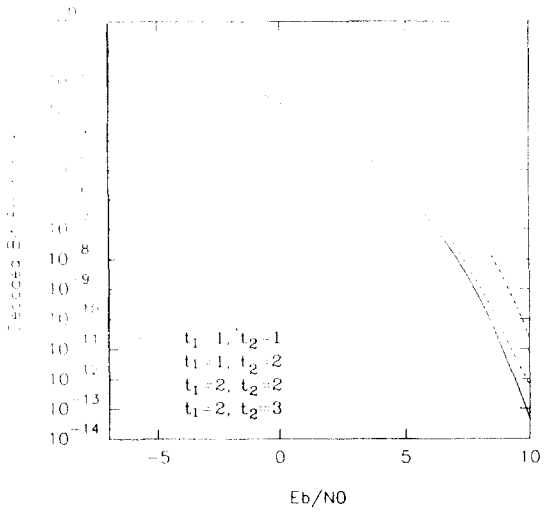


그림 5. 연판정 검출기를 사용한 $R(1, 4)$ 복합-ARQ 방식의 비트오류율

Fig. 5 Reliability performance for hybrid-ARQ using $R(1, 4)$ with soft decision detectors

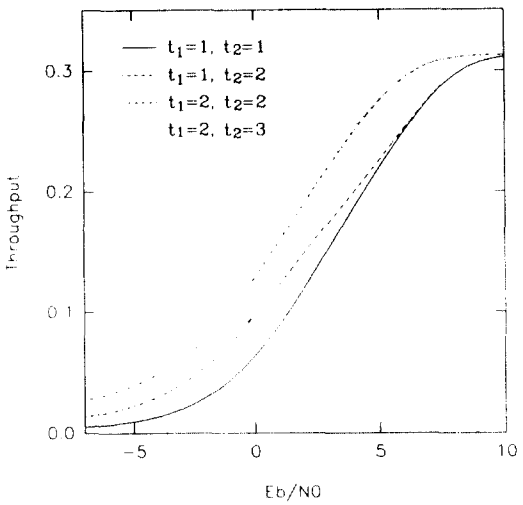


그림 6. 연판정 검출기를 사용한 $R(1, 4)$ 복합-ARQ 방식의 처리율

Fig. 6 Throughput performance for hybrid-ARQ using $R(1, 4)$ with soft decision detectors

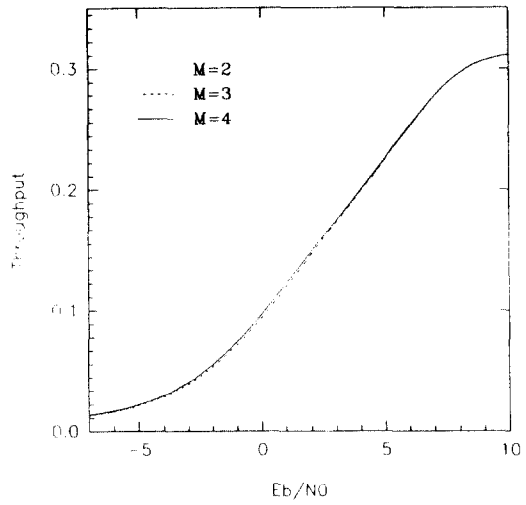


그림 8. 양자화 준위가 4(M=2), 6(M=3), 8(M=4)일 때 $R(1, 4)$를 이용한 복합-ARQ 프로토콜의 처리율

Fig. 8 Throughput performance of hybrid-ARQ protocols using $R(1, 4)$ with quantizing levels 4(M=2), 6(M=3), 8(M=4)

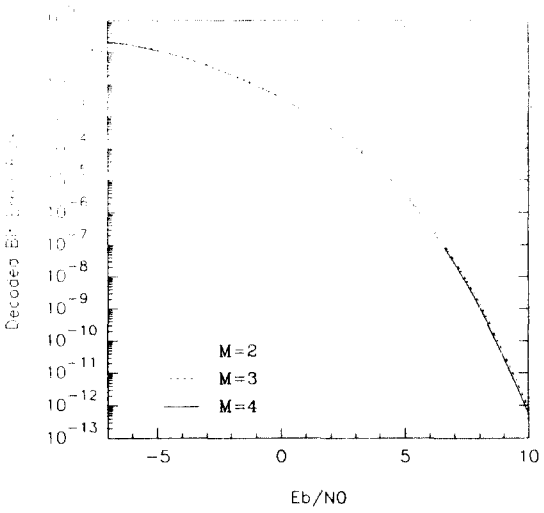


그림 7. 양자화 준위가 4(M=2), 6(M=3), 8(M=4)일 때 $R(1, 4)$를 이용한 복합-ARQ 프로토콜의 비트오류율

Fig. 7 Reliability performance of hybrid-ARQ protocols using $R(1, 4)$ with quantizing levels 4(M=2), 6(M=3), 8(M=4)

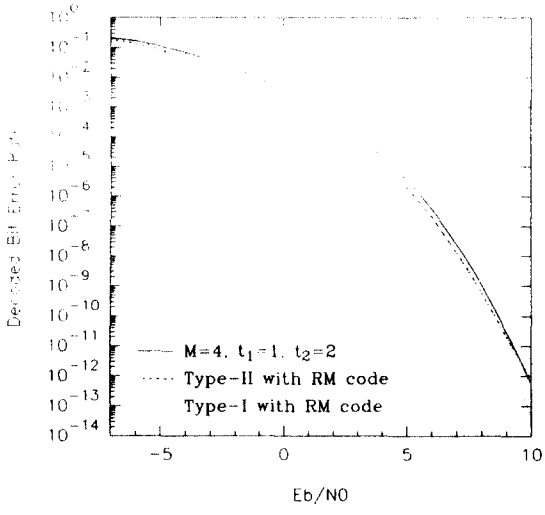


그림 9. 연판정 검출기를 사용한 복합-AQR 프로토콜과 RM 부호를 사용한 Type-I, II ARQ 프로토콜의 비트오류율 상호비교

Fig. 9 Reliability comparison of hybrid-ARQ protocols with soft decision detectors and Type-I, II ARQ's with RM code

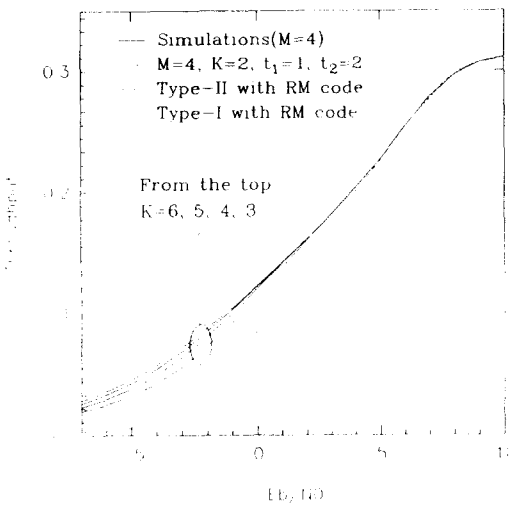


그림 10. 연판정 검출기를 사용한 복합-AQR 프로토콜과 RM 부호를 이용한 Type-I, II ARQ 프로토콜의 처리율 상호비교

Fig. 10 Throughput comparison of hybrid-ARQ protocols with soft decision detectors and Type-I, II ARQ's with RM code

때문이다.

그림 9와 10은 Wicker[2]에 의해서 제시된 Type-I, II 복합-ARQ 시스템의 성능결과와 본 논문에서 제시된 $t_1=1$, $t_2=2$, M=4인 복합-ARQ 시스템의 성능결과를 나타내었다. 그림 9에서 알 수 있듯이 각 시스템은 비트오류율면에서 거의 비슷한 성능을 갖는다. 그림 10에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 K값이 3에서 6까지 값을 가질 때의 처리율의 향상을 보여주고 있다. 그림에서 잘 나타나듯이 주어진 시스템이 정보비트오류율에서의 큰 손실없이 처리율의 높은 향상을 보여준다. 특히, K가 5일때 시스템의 성능향상이 거의 수렴함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 연판정 복조기와 1차 Reed-Muller 부호를 사용한 복합-ARQ 프로토콜을 제안하였다. 수신기는 데이타를 보관하기 위한 버퍼를 갖고 있어 수신패킷이 복호작업 중 부적격 판정을 받았을 경우에도 이 패킷은 폐기되지 않고 버퍼에 저장되어 다음에 들어오는 재전송패킷이 부적격 판정을 받은 경우에 다시 사용하게 된다.

본 시스템은 두 가지 방향에서 시스템의 성능을 개선시켰다. 첫번째는 부적격 판정을 받은 패킷을 다시 사용함으로써, 두번째는 수신기에서 연판정 검출기를 사용함으로써 성능을 개선시켰다. 위의 프로토콜에 대한 이론적인 성능분석은 수신기 출력단에서의 정보비트오류율과 정보비트처리율로 나누어 수행하였다. 이론적인 결과의 타당성은 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 검증하였다. 또한 예제를 통해 제안된 시스템을 Wicker가 제시한 Reed-Muller 부호를 사용한 Type-I, II 프로토콜과 상호 비교하였다. 그 결과 제안된 시스템은 비트오류율의 희생없이 보다 나은 처리율의 개선이 가능함을 확인하였다. 또한 제안된 시스템은 기존의 연판정 검출기와 Reed-Muller 복호기에 별다른 변형없이 그대로 사용할 수 있어 시스템의 속도나 복잡도면에서의 큰 성능저하는 없다.

부 록 : (19a, b)식의 유도

재전송 신호를 받은 패킷을 구성하는 수신신호가 임의의 양자화준위 ω_i에 있을 확률은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P(\omega_i \mid R) &= P(\omega_i, E \mid R) \\ &= P(\omega_i \mid E, R) \times P(E \mid R) \\ &= P(\omega_i \mid E, R) \cdot p' \\ &= \frac{P(\omega_i)}{P(E)} \cdot p' \\ &= P(\omega_i) \cdot p'/p_1, \qquad 1 \le i \le M. \end{aligned}$$

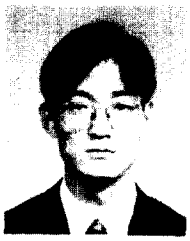
이 때 $P(E)$는 수신신호가 에러가 일어날 확률이다. 위의 식에서 한 비트가 에러가 일어났을 때 각 양자화 준위에 있을 확률은 그 비트가 재전송 신호를 받을 패킷의 유무에 상관없이 독립적이므로 $P(\omega_i \mid E, R) = P(\omega_i \mid E)$이 성립한다.

같은 방법으로 재전송요구를 받은 수신신호가 $-\omega_i$에 있을 확률도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P(-\omega_i \mid R) &= P(-\omega_i, C \mid R) \\ &= P(-\omega_i) \cdot \frac{1-p'}{1-p_1}, \qquad 1 \le i \le M. \end{aligned}$$

참 고 문 헌

1. S. Lin and D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
2. S. B. Wicker and M. J. Bartz, "The Design and Implementation of Type-I and Type-II Hybrid-ARQ Protocols Based On First-Order Reed-Muller Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 979-987, Feb./Mar./Apr. 1994.
3. F. J. MacWilliams and N. J. A. Sloane, *The Theory of Error Correcting Codes*, Amsterdam : North Holland Publishing Company, 1977.
4. S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communications and Storage*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1994.
5. D. L. Lu and J. F. Chang. "Analysis of ARQ Protocols via Signal Flow Graphs," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-37, Number 3, pp. 245-251, Mar. 1989.
6. S. B. Wicker and M. J. Bartz, "Type-II Hybrid-ARQ Protocols Using Punctured MDS Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 1431-1440, /Mar./Apr. 1994.
7. G. C. Clark, Jr. and J. B. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, Plenum Press, New York, 1981.
8. C. Lau and C. Leung, "Performance Analysis of a Memory ARQ Scheme with Soft Decision Detectors," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 827-832, Aug. 1986.
9. N. C. Beaulieu and C. Leung, "Optimal detection of hard-limited data signals in different noise environments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 619-622, June 1986.



황 원 택(Won Taik Hwang) 정회원

1971년 4월 7일

1994년 2월 : 서울시립대학교 전자공학과 졸업

1996년 2월 : 서울시립대학교 대학원 전자공학과 공학석사

1996년 2월~현재 : 한국통신 연구개발본부 전임연구원

※주관심분야 : 디지탈통신 및 코딩이론, 셀룰라 CDMA, 위성통신시스템.

김 동 인(Dong-In Kim) 정회원

서울시립대학교 전자공학과 조교수

제19권 4호 참조