

論文96-33A-2-5

확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호기법

(Hybrid Decision Decoding for the Extended Hamming Codes)

鄭倉基*, 李應墩**, 金貞九***, 朱彦暉*

(Chang Ki Jeong, Eung Don Lee, Jeong Goo Kim, and Eon Kyeong Joo)

요 약

본 논문에서는 재전송이 불가능한 경우의 확대 Hamming 부호에 대한 복호기법으로써 경판정과 연판정이 결합된 혼합판정 복호기법을 제안하고 그 성능을 분석한다. 그 결과, 혼합판정 복호는 연판정 복호에 비해 복호비트오율은 다소 증가하나 확대 Hamming 부호의 크기가 커질수록 비교횟수의 차는 훨씬 더 증가한다. 또한, 혼합판정 복호비트오율은 재전송이 가능한 경우의 경판정 복호비트오율과 거의 비슷하고, 재전송이 불가능한 경우의 경판정 복호비트오율에 비해서는 훨씬 낮아진다.

Abstract

Hybrid decision decoding for the extended Hamming codes without retransmission, which is a combination of hard and soft decision decoding, is proposed and its performance is analyzed in this paper. As results, hybrid decision decoding shows a little bit higher residual bit error rate than soft decision decoding. However, as the size of the extended Hamming code increases, the difference of the number of comparisons increases further. In addition, hybrid decision decoding shows almost same residual bit error rate as hard decision decoding with retransmission and shows much lower residual bit error rate than hard decision decoding without retransmission.

I. 서 론

잡음이 존재하는 전송채널을 통하여 정보를 전송하고자 할 때 신뢰성 있는 통신을 하기 위하여 오류제어 부호^[1-3]가 사용된다. 이러한 오류제어부호의 대표적인 예로서 부호화와 복호화 과정이 간단한 Hamming 부호^[1,2]가 있다. Hamming 부호는 선형블럭부호로서 패리티검사행렬에 의해 정의되며 부호어간의 최소

Hamming 거리가 3인 단일오류정정부호이다. 특히, Hamming 부호에 패리티검사비트를 추가하면 단일오류정정능력 뿐만 아니라 2중오류검출능력까지 추가된 확대 Hamming 부호^[2]를 만들 수 있다. 따라서 재전송이 가능한 경우에 확대 Hamming 부호를 사용하면 오류제어성능을 더욱 향상시킬 수 있다.

그러나 실시간 전송이 요구되는 음성통신이나 화상 통신 등과 원천 데이터에서 오류가 발생할 수 있는 기록장치 등의 경우에는 오류가 검출되어도 재전송을 요구할 수 없거나 재전송된 데이터에도 항상 오류가 있기 때문에 확대 Hamming 부호에 대하여 경판정 기법^[4]으로 복호할 경우 오류제어성능의 향상을 기대할 수 없다. 일반적으로 이러한 경우 오류제어성능을 향상시키기 위하여 연판정 복호기법^[3,5]을 도입한다. 그러나 연판정 복호기법은 복호할 때마다 사용된 모든 부

* 正會員, ** 準會員, 慶北大學校 電子工學科

(Dept of Elec., Kyungpook National Univ.)

*** 正會員, 密陽産業大學校 情報通信工學科

(Dept. of Information and Comn. Eng., Miryang National University)

接受日字: 1995年11月11日, 수정완료일: 1995年12月28日

호어와의 비교과정을 거쳐야 하므로 계산량이 증가하는 문제점이 있고^{13,71}, 이러한 문제를 해결하기 위하여 비교횟수를 감소시키기 위한 연구가 계속해서 진행되어 왔다^{14,61}.

따라서 본 논문에서는 확대 Hamming 부호를 사용하는 통신 시스템에서 재전송이 불가능한 경우, 경판정 복호기법에 비해 오류제어성능을 향상시키고 연판정 복호기법에 비해 비교횟수를 더욱 감소시키기 위하여 경판정과 연판정을 결합한 복호기법으로 혼합판정 복호기법(hybrid decision decoding)을 제안한다. 그리고 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수를 연판정 복호기법에 대한 비교횟수와 비교하고 또한, 혼합판정 복호기법의 오류제어성능을 재전송이 가능한 경우와 불가능한 경우의 경판정 오류제어성능 및 연판정 오류제어성능과 비교, 분석한다.

II. 확대 Hamming 부호를 이용한 통신 시스템 모델

확대 Hamming 부호는 부호어간의 최소 Hamming 거리가 4인 선형블러부호로서 일반적으로 다음과 같은 관계가 성립한다¹²¹.

$$\begin{aligned} n &= 2^r \\ k &= 2^r - 1 - r, \quad r \geq 3 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 n 은 부호어의 길이, k 는 정보어의 길이, 그리고 r 은 여분의 비트수이다.

그리고 이러한 확대 Hamming 부호를 이용한 기본적인 통신 시스템의 블럭도를 그림 1에 나타내었다.

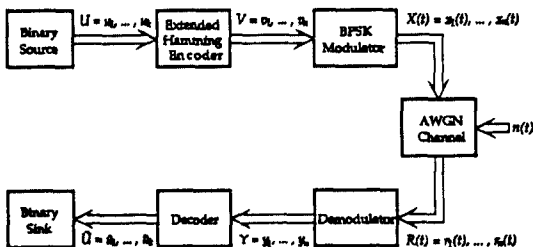


그림 1. 통신 시스템 블럭도
Fig. 1. Communication system block diagram.

그림 1의 송신부를 살펴보면, 전송하고자 하는 정보어 U 에 확대 Hamming 부호의 부호화 과정을 적용하여 부호어 V 를 만든 후, 이 부호어를 다시 이진 위상

변조시킴으로써 변조된 신호 벡터 $X(t)$ 를 생성한다. 그리고 이러한 신호 벡터를 전송채널을 통하여 전송한다. 수신부에서는 수신된 신호 벡터 $R(t)$ 를 복조하여 아날로그 벡터 Y 를 생성한 후, 이 아날로그 벡터를 다시 경판정, 연판정 또는 혼합판정 복호기법을 적용하여 정보어 \hat{U} 를 얻는다.

또한, 본 논문에서는 각각의 복호기법에 대한 복호 비트오율을 유도하기 위하여 다음과 같은 기본적인 가정을 둔다. 첫째, 변조기에서 한 신호구간 동안 부호기의 출력 v_i 가 0이면 $-x(t)$ 를, 1이면 $+x(t)$ 를 전송하고, 둘째, 채널에서의 잡음 $n(t)$ 은 가산성 백색 가우스 잡음으로서 평균이 0이고 단축대 전력 스펙트럼 밀도가 N_0 이며, 셋째, 이러한 잡음은 각 신호구간에 대하여 서로 독립적으로 발생한다. 넷째, 복조기는 수신되는 신호에 대하여 임펄스 응답이 $h(t)$ 인 정합 여파기로 동작하고 그 특성은 다음과 같다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = 1 \quad (2)$$

따라서 만약 0과 1의 발생확률이 동일하다면 위의 가정으로부터 채널오율 P_{cc} 를 다음과 같이 신호대 잡음비의 함수로 나타낼 수 있다^{11,31}.

$$P_{cc} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2RE_b}{N_0}}\right) \quad (3)$$

여기서 E_s 는 $x(t)$ 의 에너지를 나타내고, R 과 E_b 는 각각 부호율과 하나의 정보비트의 에너지를 나타낸다.

III. 확대 Hamming 부호에 대한 기존의 복호기법

1. 경판정 복호기법

확대 Hamming 부호의 경판정 복호화 과정은 먼저, 복조된 아날로그 벡터 Y 로부터 이진 벡터 \hat{V} 를 결정하고, 이러한 이진 벡터와 패리티검사행렬 H^T 의 곱으로부터 오증(syndrome) $S(=s_1, s_2, \dots, s_{n-k})$ 를 구한다. 여기서 s_1, s_2, \dots, s_{n-k} 가 0 벡터일 경우에는 오류가 발생하지 않은 것으로 판단하고 s_{n-k} 가 1인 경우에는 단일오류가 발생한 것으로 판단하고 오류를 정정한다. 그리고 s_{n-k} 가 0이고 $s_1, s_2, \dots, s_{n-k-1}$ 이 0 벡터가 아닌 경우에는 2중오류가 검출된 것으로 판단한다¹⁴¹.

(1) 재전송이 불가능한 경우의 경판정 복호기법
실시간 전송의 요구로 인하여 재전송이 불가능한 경

우. 경판정 복호기법에서는 일반적으로 오류가 검출된 부호어를 그대로 받아들인다. 이 때, 전송 중에 발생하는 채널오류는 가정에 의해서 이항분포를 가지며 n 비트의 부호어에서 j 개의 비트에 오류가 발생할 확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P(e=j) = {}_n C_j P_c^j (1-P_c)^{n-j}, \quad j=0, 1, \dots, n \quad (4)$$

그리고 전송 중 발생한 오류수에 따른 복호후 정보비트의 오류 $P_{bc}(j)$ ^{18,91}를 이용하여 재전송이 불가능한 경우의 경판정 복호비트오율 $P_{rc\ hard1}$ 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{rc\ hard1} = \sum_{j=2}^n [P_b(j) P(e=j)] \quad (5)$$

(2) 재전송이 가능한 경우의 경판정 복호기법

재전송이 가능한 경우에는 오류가 검출된 부호어에 대해 재전송을 요구한다. 이 때, 전송 중 j 개의 비트에 오류가 발생할 경우의 오류검출확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P_d(e=j) = \frac{N_d(j)}{N(j)} P(e=j) \quad (6)$$

여기서 $N_d(j)$ 는 오류가 검출된 부호어의 수이고 $N(j)$ 는 j 개의 오류에 의해서 생성될 수 있는 부호어의 총 경우의 수이다. 따라서 전송 중 j 개의 비트에 오류가 발생할 경우의 오류검출확률 $P_d(e=j)$ 와 전송 중 발생한 오류수에 따른 복호후 정보비트의 오류 $P_{bc}(j)$ 에 의해 재전송이 가능한 경우의 경판정 복호비트오율 $P_{rc\ hard2}$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다¹⁸¹.

$$P_{rc\ hard2} = \frac{\sum_{j=2}^n [P_b(j) \{ P(e=j) - P_d(e=j) \}]}{1 - \sum_{j=2}^n P_d(e=j)} \quad (7)$$

2. 연판정 복호기법

부호어 집합내의 m 번째 부호어 V_m 이 전송되었을 때, 이에 대응되는 변조된 이진로그 벡터 X_m 은 다음과 같이 표현된다.

$$X_m = x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mn} \quad (8)$$

여기서 x_{mi} 는 다음과 같다.

$$x_{mi} = \begin{cases} -\sqrt{E_s}, & \text{if } v_{mi} = 0 \\ +\sqrt{E_s}, & \text{if } v_{mi} = 1 \end{cases} \quad (9)$$

이 때, 연판정 복호화 과정은 복조된 이진로그 벡터 Y 로부터 사용된 모든 부호어와의 Euclidean 거리를 구하고 그 중에서 최소의 Euclidean 거리를 가지는 부호어를 선택하기 때문에 다음과 같이 표현된다¹³¹.

$$\text{Min}_m d_E^2(Y, X_m) = \text{Min}_m \sum_{i=1}^n (y_i - x_{mi})^2 \quad (10)$$

그리고 확대 Hamming 부호에 대한 연판정 복호비트오율을 구하기 위하여 A_i 는 부호어 V_i 를 전송한 사건, B_j 는 $d_E(Y, X_j) < d_E(Y, X_i)$ 일 사건이라 정의하고, 또한 $P(B_j | A_i)$ 를 사건 A_i 가 발생했을 때 사건 B_j 가 일어날 확률이라고 정의한다. 따라서 연판정 복호시 잘못 복호된 부호어에서 전체 정보비트 중 오류비트의 비가 평균적으로 $1/2$ 이라고 가정하면¹¹⁰¹ 연판정 복호비트오율은 다음과 같다.

$$P_{rc\ soft} \leq \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m [P(A_i) P(B_j | A_i)] \quad (11)$$

그리고 채널에서의 잡음이 가우스 분포를 가지므로 $P(B_j | A_i)$ 는 다음과 같이 구해진다¹³¹.

$$P(B_j | A_i) = Q\left(\sqrt{d_H(V_i, V_j) \times \frac{2RE_b}{N_0}} \right) \quad (12)$$

여기서 $d_H(V_i, V_j)$ 는 V_i 와 V_j 사이의 Hamming 거리이다.

그러므로 부호어의 발생확률이 모두 동일하다고 가정하면 연판정 복호비트오율은 임의의 j 에 대하여 다음과 같다.

$$P_{rc\ soft} \leq \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m Q\left(\sqrt{d_H(V_i, V_j) \times \frac{2RE_b}{N_0}} \right) \quad (13)$$

IV. 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호기법

혼합판정 복호화 과정은 확대 Hamming 부호의 경판정 복호화 과정과 동일한 방법으로 복조된 이진로그 벡터 Y 로부터 이진 벡터 V 를 결정하고, 이러한 이진 벡터에 대한 오증 S 를 구한다. 여기서 오류가 발생하지 않았거나 단일오류로 판단되면 경판정 기법으로 복호하고 2중오류가 검출된 것으로 판단되면 연판정 기법으로 복호한다. 특히 2중오류가 검출된 경우, 확대 Hamming 부호에서는 동일한 오증을 가지는 오류형

태(error pattern)와 각각에 대응되는 부호어가 여러 개 존재하므로 이러한 부호어들 만을 찾아서 복조된 아날로그 벡터와의 Euclidean 거리를 구하고 그 중에서 최소의 Euclidean 거리를 가지는 부호어를 선택함으로써 비교횟수를 훨씬 감소시킬 수 있다. 이와 같은 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호기법을 그림 2에 나타내었다.

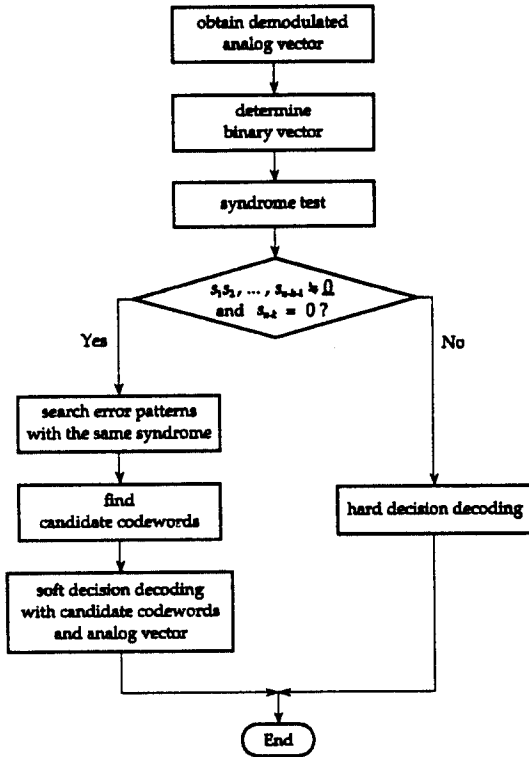


그림 2. 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호화 과정

Fig. 2. Hybrid decision decoding procedure for the extended Hamming codes.

1. 오류형태

전술한 바와 같이 혼합판정 복호기법은 비교횟수를 감소시키기 위하여 2중오류가 검출된 경우, 사용되는 모든 부호어 중 동일한 오증을 가지는 여러개의 부호어를 찾아서 이러한 부호어들에 대해서만 연판정 복호기법을 사용한다. 따라서 2중오류에 대하여 동일한 오증을 가지는 부호어를 찾기 위해서는 우선, 동일한 오증을 가지는 오류형태를 찾아야 한다.

먼저, 오류형태 E 및 패리티검사행렬 H 를 각각 다음과 같이 표현한다.

$$E = e_1, e_2, \dots, e_n \tag{14}$$

$$H = \begin{pmatrix} & & & 0 \\ & & & 0 \\ & & H' & \vdots \\ & & & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1(n-1)} & 0 \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2(n-1)} & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{(n-k-1)1} & h_{(n-k-1)2} & \dots & h_{(n-k-1)(n-1)} & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix} \tag{15}$$

여기서 H' 은 Hamming 부호의 패리티검사행렬이다.

s_{n-k} 가 1일 경우에는 단일오류가 발생한 것으로 판단되므로 $s_1, s_2, \dots, s_{n-k-1}$ 벡터의 조합에 의해 단일오류에 대한 오증은 모두 $2^{n-k-1}(=n)$ 개가 존재한다. 또한 이러한 오증을 가지는 오류형태가 각각 하나씩 존재하고 각각의 오증은 패리티검사행렬의 열과 같으므로 단일오류에 대한 오증으로부터 이에 대응되는 오류형태는 논리연산에 의해 다음과 같이 구해진다.

$$e_i = (s_1 \odot h_{1i})(s_2 \odot h_{2i}) \dots (s_{n-k-1} \odot h_{(n-k-1)i}), \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{16}$$

한편, s_{n-k} 가 0이고 $s_1, s_2, \dots, s_{n-k-1}$ 이 0 벡터일 경우에는 오류가 발생하지 않은 것으로 판단하고 s_{n-k} 가 0이고 $s_1, s_2, \dots, s_{n-k-1}$ 이 0 벡터가 아닌 경우에는 2중오류가 발생한 것으로 판단한다. 따라서 오류가 발생하지 않았을 때에는 각각의 i 에 대하여 e_i 가 모두 0인 오류형태를 가지게 된다. 또한 2중오류가 검출되었을 때에는 $s_1, s_2, \dots, s_{n-k-1}$ 벡터의 조합에 의해 $2^{n-k-1}-1(=n-1)$ 개의 오증이 존재하고 2중오류형태는 모두 nC_2 개가 존재하므로 각 coset에서는 $n/2$ 개의 2중오류형태가 존재한다. 만약 이러한 coset에서 2중오류형태가 동일하게 $n/2$ 개가 존재하지 않을 경우 각 coset에 속한 부호어 사이의 최소 Hamming 거리는 4가 되지 않는다. 따라서 모든 coset에서 2중오류형태는 $n/2$ 개가 존재해야 하고, 또한 각각의 2중오류형태는 n 개의 위치에 대하여 서로 중복되지 않는 두개의 1인 비트를 가져야만 한다. 그리고 이러한 각각의 2중오류형태에서 두개의 1인 비트의 위치는 패리티검사행렬에서 임의의 두 열에 대한 2원함 중 주어진 오증과 동일한 결과를 가지는 조합만을 선택함으로써 구할 수 있다. 따라서 2중오류에 대한 오증으로부터 이에 대응되는 $n/2$ 개 중 임의의 하나의 오류형태는 e_i 를 1로 두고 나머지 $(n-1)$ 비트를 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$e_j = \{(h_{1j} \oplus h_{1j}) \otimes_{S_1}\} \{(h_{2j} \oplus h_{2j}) \otimes_{S_2}\} \dots \{(h_{(n-k-1)j} \oplus h_{(n-k-1)j}) \otimes_{S_{(n-k-1)}}\},$$

$$j=1, 2, \dots, n \quad (i \neq j) \quad (17)$$

또한, 동일한 오증을 가지는 나머지 $n/2-1$ 개의 2중 오류형태는 위에서 구한 2중오류형태에서 1이 아닌 비트의 위치에 대해 e_j 를 1로 두고 나머지 $(n-1)$ 비트에 대해서는 다시 식 (17)을 적용함으로써 구할 수 있다.

2. 복호비트오율

전술한 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호화 과정으로부터 혼합판정 복호비트오율을 구하면 다음과 같다.

$$P_{re, hybrid} = \frac{1}{2} \left[1 - \sum_{i=0}^{n-1} n C_i P_{ce}^i (1 - P_{ce})^{n-i} - n C_2 P_{ce}^2 (1 - P_{ce})^n 2 P_{cor} \right] \quad (18)$$

여기서 혼합판정 복호시 잘못 복호된 부호어에서 전체 정보비트 중 오류비트의 비를 평균적으로 1/2로 가정하였고, P_{cor} 은 두개의 오류가 검출된 경우, 복조된 아날로그 벡터가 연판정 복호기법에 의해 올바르게 복호될 확률이다.

P_{cor} 를 구하기 위하여 먼저, 0 벡터가 전송되었다고 가정하면 각 비트에 대한 복조기의 아날로그 출력값은 전술한 가정에 의하여 다음과 같은 가우스 분포를 갖는다¹³⁾.

$$p(y|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_b}} \exp\left\{-\frac{(y + \sqrt{E_x})^2}{N_b}\right\} \quad (19)$$

또한, 0 벡터의 첫번째와 두번째 비트에서 오류가 발생하였다고 가정하면, 오류가 발생한 비트에 대한 아날로그 출력값의 확률밀도함수는 식 (20)과 같고, 오류가 발생되지 않은 비트에 대한 아날로그 출력값의 확률밀도함수는 식 (21)과 같다.

$$p_s(y) = \frac{p(y|0)}{\int_0^\infty p(y|0) dy}, \quad y \geq 0 \quad (20)$$

$$p_c(y) = \frac{p(y|0)}{\int_{-\infty}^0 p(y|0) dy}, \quad y \leq 0 \quad (21)$$

이러한 2중오류가 발생했을 때, 동일한 오증을 가지는 $n/2$ 개의 오류형태로부터 각각에 대응되는 부호어를 구해보면, 그 중 하나의 부호어는 송신된 0 벡터와 동일하고 다른 $n/2-1$ 개의 부호어는 0 벡터에 대해 각각

반전된 4개의 비트를 가진다. 그리고 반전된 4개의 비트 중 2개의 비트는 전송시 오류가 발생한 비트이다. 이 때, 0 벡터를 A_1 으로 나타내고 다른 $n/2-1$ 개의 부호어를 각각 $A_2, A_3, \dots, A_{n/2}$ 으로 나타내면 P_{cor} 는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{cor} = \prod_{i=2}^{n/2} \Pr\{d_E^2(Y, A_1) < d_E^2(Y, A_i)\} = [\Pr\{d_E^2(Y, A_1) < d_E^2(Y, A_2)\}]^{n/2-1} \quad (22)$$

즉, 0 벡터가 전송되어 2중오류가 검출된 경우, 올바르게 복호될 확률은 복조된 아날로그 벡터와 0 벡터의 Euclidean 거리가 다른 $n/2-1$ 개의 부호어에 대한 Euclidean 거리에 비해 더 가까울 확률과 동일하다. 그리고 식 (22)에서 Y 와 A_1, A_2 의 Euclidean 거리를 구할 때, 반전된 4개의 비트만이 영향을 미치므로 A_2 에서 반전된 4개의 비트에 대한 아날로그 출력값을 각각 y_1, y_2, y_3, y_4 로 가정하면 P_{cor} 는 다음과 같이 유도된다.

$$P_{cor} = \left[\Pr\left\{\sum_1^4 (y_i + \sqrt{E_x})^2 < \sum_1^4 (y_i - \sqrt{E_x})^2\right\} \right]^{n/2-1} = \left[\Pr\left\{\sum_1^4 y_i < 0\right\} \right]^{n/2-1} = \left[\int_{-\infty}^0 p_s(y) dy \right]^{n/2-1} \quad (23)$$

여기서 $p_s(y)$ 는 y_1, y_2, y_3, y_4 의 합에 대한 확률밀도함수이므로 다음과 같이 각각의 확률밀도함수의 상승적분(convolution)으로 표현된다.

$$p_s(y) = p_c(y) * p_c(y) * p_c(y) * p_c(y) \quad (24)$$

식 (20)과 식 (21)을 이용하여 $p_s(y)$ 를 근사적으로 구하면 다음과 같다.

$$p_s(y) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi N_b}} \exp\left\{-\frac{(y + 2\sqrt{E_x})^2}{2N_b}\right\} \quad (25)$$

따라서 식 (23)과 식 (25)로부터 P_{cor} 는 다음과 같이 구해진다.

$$P_{cor} \approx \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi N_b}} \int_{-\infty}^0 \exp\left\{-\frac{(y + 2\sqrt{E_x})^2}{2N_b}\right\} dy \right]^{n/2-1} = \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{4RE_b}{N_b}}\right) \right]^{n/2-1} \quad (26)$$

또한, 확대 Hamming 부호는 선형부호이기 때문에 0 벡터가 아닌 다른 임의의 부호어가 전송되어 2중오류가 검출되었을 때에도 올바르게 복호될 확률은 식

(26)과 동일하다. 그러므로 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호비트오율은 다음과 같다.

$$P_{re_hybrid} \approx \frac{1}{2} \left[1 - \sum_{i=1}^n n C_i P_{ce}^i (1 - P_{ce})^{n-i} - n C_2 P_{ce}^2 (1 - P_{ce})^{n-2} \left\{ 1 - Q \left(\sqrt{\frac{4RE_b}{N_0}} \right) \right\}^{n/2-1} \right] \quad (27)$$

V. 성능비교 및 고찰

1. 비교횟수

연판정 복호기법은 복호할 때마다 사용된 모든 부호어와의 비교과정을 거쳐야 하므로 2^k 의 비교횟수를 가진다. 즉, 연판정 복호기법에 대한 비교횟수 N_s 는 다음과 같다.

$$N_s = 2^k = \frac{2^{n-1}}{n} \quad (28)$$

한편, 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수는 2중오류에 대한 오증으로부터 이에 대응되는 오류형태의 수와 동일하다. 따라서 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수 N_h 는 다음과 같다.

$$N_h = \frac{n}{2} \quad (29)$$

이러한 연판정과 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수를 표 1에 나타내었다.

표 1. 연판정과 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수

Table 1. The number of comparisons for soft decision decoding and hybrid decision decoding.

(n,k)	N_s	N_h
(8,4)	2^4	4
(16,11)	2^{11}	8
(32,26)	2^{26}	16
(64,57)	2^{57}	32
⋮	⋮	⋮
(i, i-1-log ₂ ⁱ)	$2^{i-1}/i$	i/2
⋮	⋮	⋮

위의 결과로부터 연판정 복호기법에 대한 비교횟수는 n 에 대하여 지수적으로 증가하고 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수는 선형적으로 증가하므로 부호가 커질수록 두 복호기법에 대한 비교횟수의 차는 훨씬 더 증가함을 알 수 있다.

2. 오류제어특성

본 논문에서는 일반적인 확대 Hamming 부호에 대한 경판정과 연판정 및 혼합판정 복호비트오율을 유도하였다. 각각의 복호기법에 대한 오류제어성능을 비교하기 위하여 확대 Hamming 부호 중 가장 간단한 형태인 (8,4) 확대 Hamming 부호의 복호비트오율을 그림 3에 나타내었다. 또한, 본 논문에서 유도한 혼합판정 복호비트오율의 타당성을 검증하기 위하여 40,000,000개의 비트를 이용한 시뮬레이션의 결과도 함께 나타내었다.

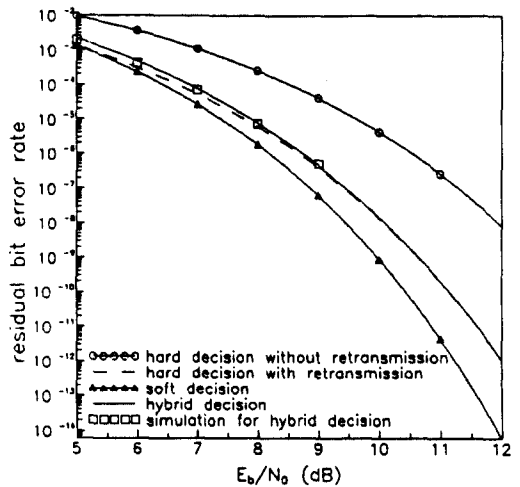


그림 3. 신호대 잡음비에 따른 복호비트오율
Fig. 3. Residual bit error rate vs. signal to noise ratio.

그림 3에서 보면 혼합판정 복호는 비교횟수를 줄이기 위하여 2중오류가 검출된 경우에 동일한 오증을 가지는 4개의 부호어들에 대해서만 연판정 복호기법을 사용하므로 신호대 잡음비가 점점 증가함에 따라 일반적인 연판정 복호에 비해 성능이 다소 뒤떨어짐을 알 수 있다. 그러나 신호대 잡음비가 5dB에서 12dB인 경우, 혼합판정 복호비트오율은 재전송이 불가능한 경우의 경판정 복호비트오율에 비해 약 1/1000 정도로 줄어든다. 또한, 혼합판정 복호의 오류제어성능은 재전송이 가능한 경우의 경판정 복호의 성능과 차이가 거의 없다.

VI. 결 론

확대 Hamming 부호는 오류정정능력 뿐만 아니라

오류검출능력까지 가지고 있다. 따라서 오류가 검출된 부호어에 대하여 재전송을 요구함으로써 오류제어능력을 향상시킬 수 있다. 그러나 실시간 전송이 요구되는 음성통신이나 화상통신 등과 같이 재전송을 요구할 수 없는 경우에는 확대 Hamming 부호에 대하여 경판정 기법으로 복호할 경우 오류제어성능의 향상을 기대할 수 없다. 이러한 경우, 연판정 복호기법을 도입하여 오류제어성능을 향상시킬 수 있으나, 일반적으로 연판정 복호기법은 복호할 때마다 사용된 모든 부호어와의 비교과정을 거쳐야 하므로 계산량이 증가하는 문제점이 있다.

따라서 본 논문에서는 확대 Hamming 부호를 사용하는 통신 시스템에서 재전송이 불가능한 경우, 경판정과 연판정을 결합한 혼합판정 복호기법을 제안하고 그 성능을 분석하였다. 그 결과, 혼합판정 복호기법에 대한 비교횟수는 부호어의 길이에 대하여 선형적으로 증가하고 연판정 복호기법에 대한 비교횟수는 지수적으로 증가하므로 부호가 커질수록 두 복호기법에 대한 비교횟수의 차는 훨씬 더 증가하였다. 그리고 확대 Hamming 부호에 대한 혼합판정 복호는 두개의 오류가 검출된 경우에만 연판정 복호기법을 사용하므로 일반적인 연판정 복호에 비해 성능이 다소 뒤떨어졌다. 그러나 신호대 잡음비가 5dB에서 12dB인 경우, 혼합판정 복호비트오율은 재전송이 불가능한 경우의 경판정 복호비트오율에 비해 약 1/10에서 1/1000 정도로 줄어들었고, 혼합판정 복호와 재전송이 가능한 경우의 경판정 복호와의 성능은 거의 일치하였다.

참 고 문 헌

- [1] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding: Fundamental and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
- [2] R. Hill, *A First Course in Coding Theory*, Oxford Press, New York, 1986.
- [3] G. C. Clark and J. B. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, Plenum, New York, 1981.
- [4] G. D. Forney, "Generalized minimum distance decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-12, pp. 125-131, Apr. 1966.
- [5] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 170-182, Jan. 1972.
- [6] A. Popplewell and J. J. O'Reilly, "Soft decision decoding techniques for a class of runlength-limited error control codes," *IEE Proc.-Commun.*, vol. 141, no. 3, pp. 118-125, June 1994.
- [7] E. D. Lee, C. K. Jeong, J. G. Kim, S. I. Lee, and E. K. Joo, "Error control performance analysis of DFEC(8,3) code with soft decision decoding," *JCCI'95*, vol. 5, pp. 148-151, Apr. 1995.
- [8] J. G. Kim, Y. S. Kim, and E. K. Joo, "An analysis on residual bit error rate of error correcting line codes based on Hamming (7,4) code," *Electron. Tech. Rep.*, vol. 15, no. 1, pp. 72-79, Jan. 1994.
- [9] C. K. Ha, J. G. Kim, C. K. Jeong, and E. K. Joo, "An error control line code by bit stuffing," *JCCI'94*, vol. 4, pp. 154-158, Apr. 1994.
- [10] A. Kokkos, J. J. O'Reilly, A. Popplewell, and S. Williams, "Evaluation of a class of error control line codes : an error performance perspective," *IEE Proc.-I*, vol. 139, no. 2, pp. 128-132, Apr. 1992.

— 저 자 소 개 —



鄭 倉 基(正會員)

1969년 9월 30일생. 1992년 경북대학교 전자공학과 학사. 1994년 경북대학교 전자공학과 석사. 현재 경북대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 부호이론, 격자형 부호변조 및 디지털 통신 시스템 등임.

아는 부호이론, 격자형 부호변조 및 디지털 통신 시스템 등임.



李 應 墩(準會員)

1971년 7월 13일생. 1994년 경북대학교 전자공학과 학사. 현재 경북대학교 전자공학과 석사과정 재학중. 관심분야는 부호이론, 격자형 부호변조 등임.

金 貞 九(正會員) 第 32卷 A編 第 5號 參照

현재 밀양산업대학교 정보통신공학과 전임강사

朱 彥 熨(正會員) 第 32卷 A編 第 5號 參照

현재 경북대학교 전자·전기공학부 부교수