

이중이진 터보 hybrid ARQ 기법

준회원 권우석*, 정회원 이정우*

Double Binary Turbo hybrid ARQ Scheme

Woo Suk Kwon* Associate Member, Jeong Woo Lee* Regular Member

요약

본 논문에서는 이중이진 터보부호를 오류정정부호로 사용하는 이중이진 터보 incremental redundancy(IR)-hybrid ARQ(HARQ)기법을 제안한다. 또한 HARQ의 성능파라미터인 처리율의 기본적 해석 방법을 제시한다. 제안된 이중이진 터보 IR-HARQ는 이진 터보부호를 사용하는 IR-HARQ에 비해 모든 E_s/N_0 영역에서 향상된 처리율을 보이며 오류정정부호만을 사용하는 경우에 비해 부호화 이득을 향상시킨다.

Key Words : hybrid ARQ, double binary turbo codes, throughput

ABSTRACT

In this paper, we propose an incremental redundancy(IR)-hybrid ARQ(HARQ) scheme which uses double binary turbo codes for error correction. We also propose a methodology for basic analysis of the throughput which is a performance index of HARQ. The proposed double binary turbo IR-HARQ scheme provides higher throughput than binary IR-HARQ, which uses binary turbo codes for error correction, at all E_s/N_0 . An extra coding gain is also attained by using the proposed HARQ scheme over the coding gain achieved by turbo codes only.

I. 서론

최근 이동 통신이나 무선 데이터 통신에서 점점 높은 데이터 전송률이 필요하게 됨에 따라, 통신 대역폭 효율이나 신뢰도에 대한 요구조건이 높아지고 있다. 데이터 통신에서는 수신 데이터 패킷의 오류가 검출될 때 송신단에 패킷의 재전송을 요청하는 ARQ(automatic repeat request) 프로토콜을 사용함으로써 통신의 신뢰도를 높일 수 있다. 특히 ARQ에 정방향 오류정정부호(FEC)를 결합함으로써 더욱 높은 신뢰도와 효율을 가지는 통신이 가능하며 이를 hybrid ARQ(HARQ)라 한다. HARQ는 크게 type I과 type II로 나눌 수 있다. type I에서는 매 전송 시 전체 부호어 패킷을 전송하며, type II에서는 부호어 패킷을 천공을 통해 중복되지 않는

몇 개의 서브패킷으로 구성해 놓은 후, 수신단으로부터 재전송 요구가 발생할 때마다 서브패킷을 하나씩 전송한다^[1]. Incremental redundancy(IR)-HARQ는 Type II의 일종으로서, 이는 패리티 비트로 구성된 서브패킷들을 재전송하여 매 재전송마다 수신단 버퍼에 저장되어 있는 부호어의 패리티 비트 수를 증가시킴으로써 복호성능을 향상시켜 통신의 신뢰도를 높인다.

1993년 Berrou 등에 의해 제안된 터보부호^[2]는 Shannon의 이론적인 한계에 근접하는 오류정정 능력을 보인다. 이후 터보부호에 관한 많은 연구가 진행되어 왔으며, 그 결과 터보부호는 제3세대 이동통신 표준인 3GPP^[3]에 옵션으로 채택되었다. 한편 Berrou와 다른 연구원들에 의해 1999년에 제안된 이중이진(double binary) 터보부호^[4, 5]는 기존의 이

* 이 논문은 2005년도 중앙대학교 학술연구비(일반연구비) 지원에 의한 것임.

* 중앙대학교 전자전기공학부 (kyltoze@wm.cau.ac.kr, jwlee2@cau.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-02-077, 접수일자 : 2006년 2월 13일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 31일

진 터보부호에 비해 개선된 오류정정능력과 빠른 복호속도를 보이며 IEEE802.16^[6]과 DVB 표준^[7]에 역시 옵션으로 채택되었다. 1997년 Narayanan 등은 우수한 오류정정능력을 가지는 터보부호를 ARQ 프로토콜과 접목하여 패킷 오류율을 줄이는 HARQ 기법을 제안하였으며^[8] Harmorsky 등도 유사한 기법을 제안하였다^[9]. 본 논문에서는 터보부호를 이용한 HARQ기법을 터보 HARQ라 총칭하기로 한다. 한편 터보부호는 간단한 구조의 천공(puncturing)을 통해 부호어의 부호율(code rate)을 조절할 수 있는 우수한 부호율 호환성(rate compatibility)을 가진다.^[10] Narayanan과 Harmorsky 등에 의해 제안된 터보 HARQ 기법들이 1/2 이하의 처리율(throughput) 성능을 보이는 반면, 터보부호의 우수한 부호율 호환성을 고려하여 적절히 천공된 터보부호를 사용하는 HARQ 기법들은 높은 E_b/N_0 에서 1에 근접하는 처리율(throughput) 성능을 보인다. 이처럼 HARQ 시스템의 중요한 성능 파라미터인 처리율은 모부호(mother code)의 오류정정능력과 천공기법에 따라 향상될 수 있으며 이와 관련한 많은 연구가 수행되었다^[11-15].

본 논문은 이진 터보부호에 비해 우수한 오류정정능력을 가지는 이중이진 터보부호를 모부호로 사용하며 이에 적합하도록 실험적으로 결정된 천공기법을 사용하는 터보 IR-HARQ기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 터보 HARQ의 구조에 대해 간략히 알아보고, 이중이진 터보부호 및 복호에 관해 설명한다. III장에서는 터보 HARQ의 성능 파라미터인 처리율을 정의하고 간단한 분석방법을 제시한다. IV장에서는 천공기법을 제시하고 모의실험을 통해 제안된 HARQ 기법의 성능을 확인한다.

II. 터보 HARQ

그림 1은 터보 HARQ 시스템의 개략적인 구조를 나타내고 있다. HARQ에서는 허용되는 최대 전송횟수와 각 전송 당 수신단에서 허용되는 최대 반복 복호횟수가 사전에 정의된다. 정보원(source)으로부터 생성된 K 개의 메시지 비트(m_k)들은 CRC(Cyclic Redundancy Check) 부호화를 통해 N 비트의 CRC 부호어(c_n)가 되고 이는 다시 터보 부호화를 통해 부호율 1/3인 $3N$ 비트의 터보 모부호어(mother code)로 변환된다. 이 터보 모부호어는 천공(puncturing)

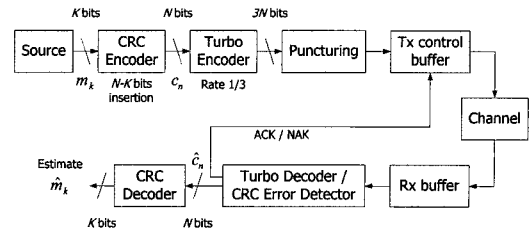


그림 1. 터보 HARQ 시스템

을 통해 서브패킷들로 만들어진 후 송신단의 버퍼에 저장되며 전송 제어 규칙에 의해 필요시 전송된다. 채널을 통과하여 수신된 서브패킷 내의 비트들은 수신단 버퍼에 저장되어 있던 수신 부호어에 추가된다. 수신단은 버퍼에 저장되어 있는 수신 부호어를 이용해 복호를 수행하는데, 재전송이 반복될수록 버퍼 내 수신 부호어의 패리티 비트가 증가하므로 수신 부호어의 부호율은 점점 낮아지고 허용된 최대 횟수의 재전송이 끝난 후 수신 부호어의 부호율은 모부호어의 부호율(1/3)과 같아진다. 수신 부호어에 패리티 비트가 포함되어 있는 경우, 수신단은 반복 터보부호를 통해 오류를 정정하여 CRC 부호어를 복원하고(\hat{c}_n), 이에 대해 CRC 오류검출 작업을 수행한다. CRC에서 오류가 검출되지 않을 경우 수신단은 ACK 신호를 송신단에 보내서 패킷이 성공적으로 복원되었음을 알리며 반복 복호를 중단하고 CRC 복호기를 통해 메시지 비트들을 복원한다(\hat{m}_k). 반면 CRC에서 오류가 검출될 경우 아직 허용 최대 복호횟수에 도달하지 않았으면 반복 복호를 더 실행하고, 이미 허용 최대 복호횟수에는 도달했으나 허용 최대 전송횟수에 도달하지 않았으면 NAK 신호를 송신단으로 보내서 패킷의 복원이 실패했음을 알리고 송신단은 다음 서브패킷을 전송한다. 한편 IR-HARQ의 경우 첫 번째 전송되는 서브패킷에는 패리티 비트가 포함되지 않는데, 이 경우 수신단에서는 반복 복호를 거치지 않고 경판정(hard decision)을 통해 CRC 부호어(\hat{c}_n)를 복원한 후 CRC 오류검출을 수행한다.

2.1 이중이진 터보 부호

그림 2는 이중이진 터보 부호화기의 구조를 나타낸다^[4]. 이중이진 터보부호에서는 정보블록 내의 두 개의 연결한 이진 비트들을 묶어 하나의 2-비트 심볼을 형성한 후 부호화 및 복호화를 수행한다. 여기서 요소 부호화기(constituent encoder)는 길쌈 부호화 기법(convolutional encoding)을 사용한다. 정보

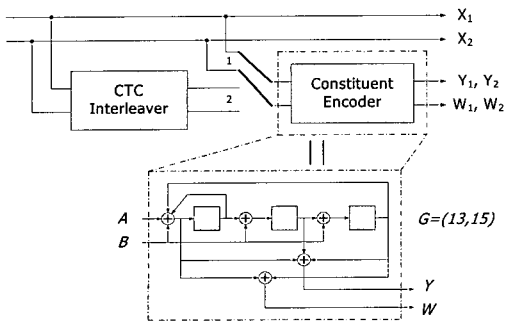


그림 2. 이중이진 터보 부호화기의 구조^[4]

블록의 크기가 M 비트인 경우, $M=N/2$ 개의 2-비트 심볼을 얻을 수 있으며 부호화 및 복호화는 이 M 개의 2-비트 심볼에 대해서 수행한다. 현재 IEEE 802.16에서는 N 을 8의 배수, M 을 4의 배수가 되도록 정하고 있으며 그 크기는 $8 \leq M/4 \leq 1024$ 이 되도록 하고 있다^[6].

이중이진 터보 부호는 테일 바이팅(tail biting) 구조를 가지며,^[4,5] 이를 위해 트렐리스(trellis)의 시작 상태(state)와 종료 상태를 같도록 만들어 주는데, 이 상태를 순환 상태(circulation state)라 칭한다. 테일 바이팅 부호의 사용으로 인해 부호화시 트렐리스 종료율을 위해 테일 바이팅 비트를 추가할 필요가 없으므로 부호의 spectral 효율이 향상된다. 그러나 이중이진 터보 부호화 과정에는 순환 상태를 결정하기 위한 사전부호화(pre-encoding) 작업이 추가되므로 부호화 속도는 느려진다. 한편 길쌈 부호화기(convolutional encoder)의 메모리 개수를 v 라 할 때, 트렐리스의 총 경로 수는 이진 터보부호의 경우 약 2^{vN} 인 반면 이중이진 터보부호의 경우 약 $2^{vN/2}$ 이다. 따라서 이중이진 터보부호를 사용함으로써 복호과정 중 트렐리스 탐색의 연산복잡성을 확연히 줄일 수 있으므로, 복호 속도는 빨라진다. 이와 같은 복호 속도의 향상 폭은 사전부호화 작업에 의해서 야기 되는 부호화 속도의 저하 폭을 능가하므로, 전체적으로 볼 때 이중이진 터보 부호는 이진 터보 부호에 비해 부호화/복호화의 처리 속도가 빠르다.

2.2 반복 터보 복호

이중이진 터보 부호의 반복 복호 알고리즘은 이진 터보 복호 알고리즘과 유사하나 두 개의 연결한 이진 비트로 형성된 2-비트 심볼에 대해 복호를 수행한다는 점이 이진 터보 복호와는 다르다. 본 논문에서는 최적 반복 복호 기법중 하나인 Log-MAP(BCJR) 복호 알고리즘을 고려하도록 한다. 이중 복

호과정에 필요한 LLR(Log Likelihood Ratio) 사전 정보(a priori)의 경우, 이진 터보복호에서는 각 비트가 0일 확률과 1일 확률의 로그 비로 정의되는 반면, 이중이진 터보복호에서는 각 2-비트 심볼이 00일 확률과 01일 확률의 로그 비, 00일 확률과 10일 확률의 로그 비, 00일 확률과 11일 확률의 로그 비 이렇게 3개의 값으로 정의된다. 이처럼 이중이진 터보복호에서는 각 2-비트 심볼에 대해 3개의 원소로 이루어진 LLR 사전정보벡터, LLR 사후정보(a posteriori)벡터, 채널정보벡터, 부가정보(extrinsic information)벡터가 정의되며 이 벡터들을 이용하는 BCJR 알고리즘이 사용된다.

매 재전송 과정마다 수신단은 서로 다른 수신 부호어를 이용하여 반복 복호를 수행하므로, CRC 부호어의 같은 2-비트 심볼에 대해서도 매 재전송 과정마다 서로 다른 사전정보벡터가 얻어진다. 따라서 이들을 효율적으로 조합(combining)하는 기법이 필요하며 본 논문에서는 Narayanan 등에 의해 제시된 조합기법^[8]을 변형하여 사용한다. 반복 복호 시, 각 요소 복호기는 두 개의 사전정보벡터를 사용하게 되는데 하나는 매 반복 복호과정마다 업데이트되며 다른 하나는 매 재전송과정마다 업데이트된다. 매 재전송과정마다 업데이트되는 사전정보벡터를 보조(supplemental) 사전정보벡터라 칭하며, 이 역시 3개의 원소로 이루어져 있다. CRC 부호어의 m 번째 2-비트 심볼에 대한 l 번째 요소 복호기에서의 조합 기법은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$L_{l,m} = L_{l\text{pri},m} + L'_{l\text{pri},m} + L_{l\text{ch},m} + L_{l\text{ext},m}, \quad (1)$$

여기서 $l = 1, 2, m = 1, \dots, M$ 이다. 이때 $L_{l,m}$, $L_{l\text{pri},m}$, $L'_{l\text{pri},m}$, $L_{l\text{ch},m}$, $L_{l\text{ext},m}$ 은 각각 l 번째 요소 복호기에서 CRC 부호어의 m 번째 2-비트 심볼에 대해 얻어지거나 사용되는 LLR 사후정보벡터, LLR 사전정보벡터, LLR 보조 사전정보벡터, 채널 정보벡터와 부가정보벡터를 나타낸다. 각 벡터들은 앞서 소개한바와 같이 3개의 원소로 구성되어 있다.

그림 3은 조합기법을 포함하는 복호화 과정을 나타낸 것이다. 각 반복 복호 단계에서 얻어진 부가정보벡터는 인터리버 또는 디인터리버를 거친 후 그 다음 요소 복호기에 LLR 사전정보벡터로서 입력된다^[2]. 한편 이에 보조적으로 매 재전송 과정마다 업데이트되는 LLR 보조 사전정보벡터도 함께 입력된다. 일반적인 반복 복호에서는 사전정보의 초기 값이 0으로 설정되는 반면, 제시된 조합기법에서는

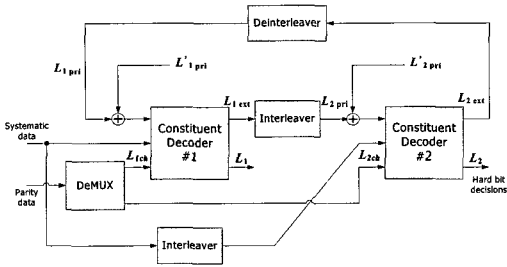


그림 3. 터보 HARQ 시스템의 반복 터보 복호화 과정 및 조합 기법

LLR 보조 사전정보벡터가 매 재전송마다 수행되는 반복 복호의 초기 LLR 사전정보벡터의 역할을 함으로써 복호 알고리즘의 수렴 속도를 높여준다.

III. 처리율(Throughput)

본 논문에서는 HARQ 시스템의 성능을 판단하는 척도로 처리율을 고려하였다. 본 논문에서 정의된 처리율은 하나의 비트를 전송함으로써 수신단이 얻을 수 있는 오류 없는 메시지 비트의 수를 의미한다. 이는 식 (2)와 같이 정의된다.

$$\eta = \frac{K}{N} \cdot \frac{S}{S_a + T} \cdot P_a \quad (2)$$

여기서 η , K , N , S 은 각각 처리율, 메시지 비트 수, CRC 부호어 비트 수, 모부호어 패킷 내의 systematic 비트 수를 나타낸다. S_a 와 T 는 각각 모부호어의 전송을 통해 서브패킷으로 형성된 후 실제로 전송된 systematic 비트 수와 패리티 비트 수의 평균을 나타내며, P_a 는 패킷들의 전송 후 얻어진 수신 부호어에서 오류가 검출되지 않을 확률을 나타낸다. 처리율이 1에 가까울수록 HARQ 시스템의 효율이 좋다고 할 수 있다.

첫 번째 전송 시 systematic 비트만으로 구성된 서브패킷을 전송하고 재전송 시에는 패리티 비트만으로 구성된 서브패킷을 전송하는 IR-HARQ를 고려하자. 허용되는 재전송횟수를 Γ 라 하고, 재전송을 위해 형성된 서브패킷들 내의 패리티 비트 수는 일정하다고 하자. P_s 를 systematic 비트만으로 구성되어 있는 서브패킷의 전송 후 얻어진 수신 부호어에서 오류가 검출될 확률이라 하고, P_m 을 패리티 비트로 구성된 m 번째 서브패킷의 전송 후 얻어진 수신 부호어의 반복 복호 후 오류가 검출될 확률이라 하자. 이때 처리율은 식 (3)과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{K}{N} \frac{1 - P_s \prod_{m=1}^{\Gamma} P_m}{1 + \sum_{m=1}^{\Gamma-1} \left\{ \frac{2m}{\Gamma} P_s \left(\prod_{k=1}^{m-1} P_k \right) (1 - P_m) \right\} + 2P_s \prod_{m=1}^{\Gamma-1} P_m} \quad (3)$$

여기서 $k \leq 0$ 에 대해서 $P_k = 1$ 이다.

한 예로 모부호가 부호율 1/3인 터보부호이고, 재전송이 4번 허용되는($\Gamma=4$) IR-HARQ 방식을 생각하자. 첫번째 전송을 위한 서브패킷은 N 개의 systematic 비트로 구성되도록 하고, 재전송을 위한 4개의 서브패킷은 각각 $N/2$ 개의 중복되지 않는 패리티 비트로 구성되도록 모부호어를 전송한다. 이 경우, 전송이 반복됨에 따라 수신단 버퍼에 저장되는 수신 부호어는 그 부호율이 각각 1, 2/3, 1/2, 2/5, 1/3이 된다. 처리율의 간단한 분석을 위해 모부호어 패킷의 길이가 매우 길고 각 전송 후 수신단에서 허용되는 반복 복호의 횟수에는 제한이 없다고 가정하자. 이 경우, 터보부호의 특성상 P_s , P_1 , P_2 , P_3 , P_4 는 그림 4와 같은 경사가 매우 급한 waterfall을 가지는 계단함수에 가까운 형태를 가지게 된다. 이 경우 식 (3)에 의해 각 영역에서의 정규화된 처리율($\eta \cdot N/K$)의 값을 구할 수 있는데, 이를 표 1에 나타내었다. 표 1과 같이 얻어진 터보 HARQ의 정규화된 처리율 ($\eta \cdot N/K$) 곡선은 그림 5와 같다. 짧은 모부호어를 사용하는 경우 얻어지는 처리율 곡선은 계단 구조의 점근선에서 조금씩 벗어난 보다 부드러운 곡선이 되며 이는 모의실험 결과에서 확인된다.

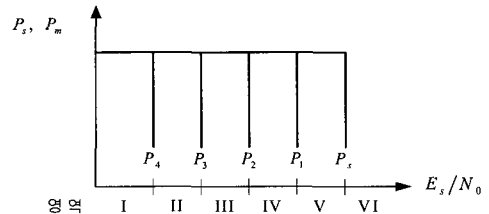


그림 4. 터보 IR-HARQ의 각 전송 후 CRC 오류검출확률 곡선

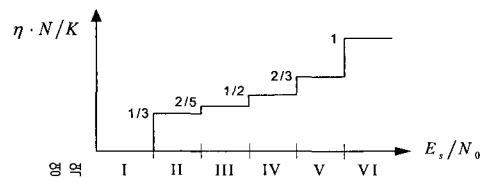


그림 5. 터보 IR-HARQ의 정규화된 처리율 성능곡선

표 1. 각 영역에서의 오류검출 확률과 $\eta \cdot N/K$ 값

	영역					
	I	II	III	IV	V	VI
P_s	1	1	1	1	1	0
P_1	1	1	1	1	0	0
P_2	1	1	1	0	0	0
P_3	1	1	0	0	0	0
P_4	1	0	0	0	0	0
$\eta \cdot N/K$	0	1/3	2/5	1/2	2/3	1

IV. HARQ 성능 분석 모의 실험

본 절에서는 모의실험을 통해 이중이진 터보 IR-HARQ의 성능을 분석하였다. 이중이진 터보 모부호 및 인터리버는 IEEE802.16^[6]에서 제시한 구조를 사용 하였다. 변조 방법으로는 BPSK를 사용 하였고, CRC 생성 다항식은 식 (4)와 같다.

$$g(X) = X^{16} + X^{15} + X^2 + 1 \quad (4)$$

여기서 $N-K=16$ 이다. 복호기법으로는 Log-MAP (BCJR) 알고리즘을 사용하였다. 복호의 연산량을 결정하는 전체 반복 복호횟수의 상한 값을 일정하게 하기 위하여 패리티 비트가 포함된 서브패킷의 허용 최대 전송횟수와 각 전송 이후에 수행되는 허용 최대 반복 복호횟수의 곱을 일정하게 하였으며 그 값을 24로 설정하였다. 이에 따라, 허용 최대 전송횟수가 5, 7, 9회일 때 재전송은 각각 4, 6, 8회가 허용되고, 매 재전송 마다 반복 복호는 각각 6, 4, 3회가 허용된다. 첫 번째 전송에서는 서브패킷이 systematic 비트로만 구성되어 있으므로 수신단에서 반복 복호를 수행하지 않는다. 각 허용 최대 전송횟수에 대해 우수한 성능을 보이는 천공기법을 실험적으로 결정하였으며, 이는 표 2-표 4에 나타난 바와 같다. 먼저 하나의 모부호어 패킷에 대해서, 표 내의 숫자열 길이를 주기로 부호어를 천공하여 서브패킷을 구성한다. 이렇게 얻어진 서브패킷을 전송한 후, 수신단 버퍼내의 수신 부호어가 매 주기마다 해당 위치의 비트를 포함하고 있으면 그 전송 순서에 해당하는 칸의 숫자열의 해당 위치에 1을 기록하고, 그렇지 않으면 0을 기록하였다.

그림 6과 그림 7에는 AWGN 채널에서의 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율 성능에 대한 모의실험 결과를 나타내었다. 여기서 각 허용 최대 전송횟수의 HARQ에 대한 천공기법은 표 2-표 4의 것을 사

표 2. 허용 최대 전송횟수 5일 때의 천공기법

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5
X_1	11	11	11	11	11
X_2	11	11	11	11	11
Y_1	00	10	11	11	11
W_1	00	00	00	10	11
Y_2	00	10	11	11	11
W_2	00	00	00	10	11

표 3. 허용 최대 전송횟수 7일 때의 천공기법

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7
X_1	111	111	111	111	111	111	111
X_2	111	111	111	111	111	111	111
Y_1	000	100	110	111	111	111	111
W_1	000	000	000	000	100	110	111
Y_2	000	100	110	111	111	111	111
W_2	000	000	000	000	100	110	111

표 4. 허용 최대 전송횟수 9일 때의 천공기법

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7	Tx8	Tx9
X_1	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111
X_2	1111	1111	1111	1111	1111	1111	111	1111	1111
Y_1	0000	1000	1100	1110	1111	1111	1111	1111	1111
W_1	0000	0000	0000	0000	0000	1000	1100	1110	1111
Y_2	0000	1000	1100	1110	1111	1111	1111	1111	1111
W_2	0000	0000	0000	0000	0000	1000	1100	1110	1111

용하였다. 허용 최대 전송횟수를 크게 할수록 처리율이 비교적 좋아짐을 알 수 있으며, 블록길이가 커짐에 따라, III장에서 소개했던 계단 모양의 처리율 성능을 관찰할 수 있다. 그림 6에는 허용 최대 전송횟수가 4인 이중이진 터보 Type I HARQ의 처리율 성능도 함께 나타내었다. 그림 6에서 보인 바와 같이 Type I HARQ는 낮은 E_s/N_0 에서는 좋은 처리율 성능을 보이지만, 매 전송마다 부호율이 1/3인 모부호어를 전송하는 특성상 높은 E_s/N_0 에서도 정규화된 처리율은 1/3로 수렴한다. 반면 IR-HARQ를 사용하는 경우, 낮은 E_s/N_0 를 제외하고는 type I HARQ의 경우보다 높은 처리율을 얻게 됨을 알 수 있다.

그림 8과 그림 9에서는 AWGN 채널에서의 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율 성능을 이진 터보

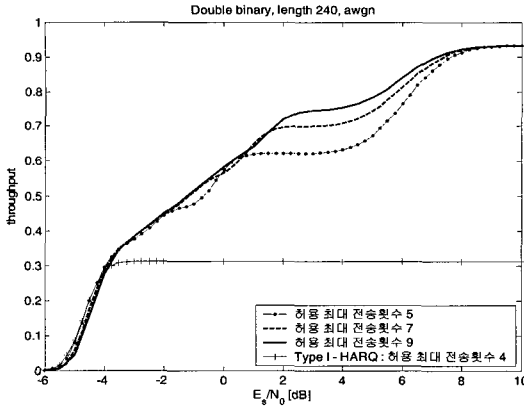


그림 6. 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율- $N=240$, AWGN 채널

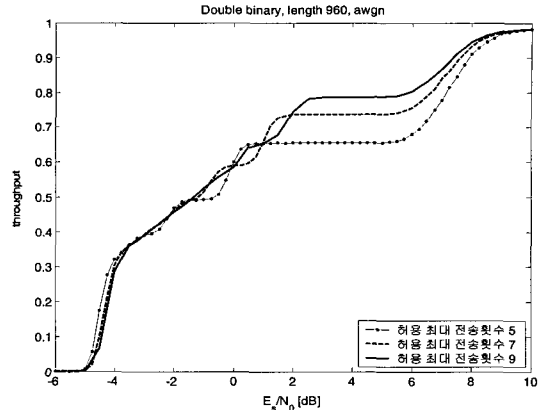


그림 7. 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율- $N=960$, AWGN 채널

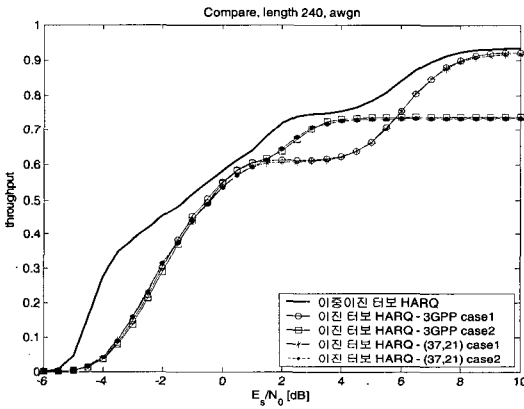


그림 8. 터보 IR-HARQ의 처리율 비교- $N=240$, AWGN 채널

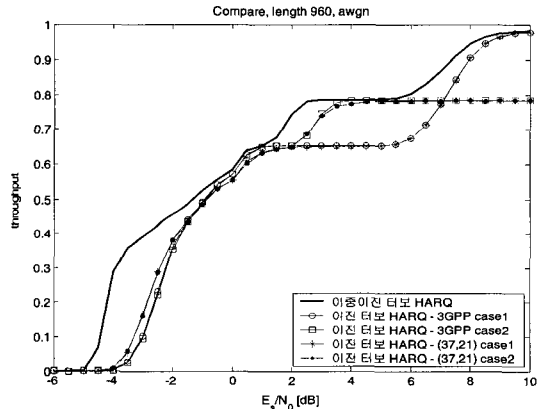


그림 9. 터보 IR-HARQ의 처리율 비교- $N=960$, AWGN 채널

IR-HARQ와 비교 하였다. 이중이진 터보 IR-HARQ는 허용 최대 전송횟수를 9로 하였으며 표 4의 천공기법을 사용하였다. 이진 터보 IR-HARQ 방식으로는 3GPP 표준^[3]에 옵션으로 제시된 터보 부호와, waterfall 성능이 우수한 것으로 알려진 $G=(37, 21)$ 터보 부호를 모부호로 사용 하였다. 이때 $G=(37, 21)$ 터보 부호에는 pseudo-random 인터리버를 사용 하였다. 이진 터보 HARQ 방식들에 대해 사용한 천공 기법은 Rowitch 등에 의해 제안된 최적 천공기법^[13]이며, 이 천공 기법들은 case 1과 case 2로 명명 되었다. 여기서 허용 최대 전송횟수는 8이다. 이 천공 기법들에서는 첫 번째 전송되는 서브 패킷에도 패리티 비트를 포함시키므로 case 1과 case 2에서는 첫 번째 전송을 포함한 매 전송 후 반복 복호를 3회까지 허용하였다. 그림 8과 그림 9에서 볼 수 있듯이 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율 성능이 이진 터보 IR-HARQ에 비해 전 E_s/N_0 영역에 걸쳐 우수함을 알 수 있다.

그림 10에서는 Rayleigh 페이딩(fading) 채널에서의 처리율을 비교 하였다. 이중이진 터보 IR-HARQ의 처리율 성능이 Rayleigh 페이딩 채널에서도 전 E_s/N_0 영역에 걸쳐 이진 터보 IR-HARQ의 성능을 능가함을 알 수 있다.

그림 11에서는 부호율 1/3인 이중이진/이진 터보 부호의 Packet Error Rate (PER)과 이 터보 부호들을 모부호로 사용하는 type I HARQ와 IR-HARQ에 대한 PER을 비교하였다. 여기에서 이진 터보 부호 및 이진 터보 HARQ에는 3GPP 터보 부호를 사용 하였다. 터보 부호의 전송 후에는 반복 복호를 20회 수행하였고, HARQ에 대해서는 앞서 정의된 허용 전송 횟수, 허용 반복 복호 횟수와 천공 기법을 사용하였다. 그림 11에서 보듯이, HARQ를 사용함으로써 낮은 E_s/N_0 영역에서 터보 부호에 비해 향상된 PER을 얻게 된다. 또한 이진 터보 부호를 사용하는 type I HARQ가 가장 우수한 PER 성능을 나타내며, 이중이진 터보 부호를 사용하는 type

VI. 결론

본 논문에서 제안된 이중이진 터보 IR-HARQ는 전 E_s/N_0 에 걸쳐 이진 터보 IR-HARQ에 비해 향상된 처리율과 부호화 이득을 보인다. 또한 IR-HARQ는 높은 E_s/N_0 에서 type I HARQ에 비해 월등히 높은 처리율을 얻을 수 있다. 이중이진 터보 부호의 복호는 이진 터보부호의 복호에 비해 빠르므로, 이중이진 터보 HARQ기법은 이진 터보 HARQ에 비해 향상된 처리 속도를 보인다. 이처럼 본 논문에서 제안된 이중이진 터보 IR-HARQ는 처리율, 부호화 이득, 처리속도 등의 측면에서 모두 우수한 성능을 보인다. 한편 III장에 제시된 처리율 해석을 보다 정확히 하기 위해서는 각 전송 후의 오류검출 확률을 예측할 수 있어야 하므로, 향후 이에 관한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

참고 문헌

- [1] S. Lin and D. J. Costello Jr., *Error Control Coding*, 2nd Edition, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004.
- [2] C. Berrou, A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [3] 3GPP TS 25.212 (release 4), v. 4.6.0, Technical Specification Group Radio Access Network; Multiplexing and channel coding (FDD).
- [4] C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Multiple parallel concatenation of circular recursive systematic convolutional(CRSC) codes," *Annals of Telecommun.*, vol. 54, no. 3-4, pp. 166-172, Mar-Apr. 1999.
- [5] C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Designing turbo codes for low error rates," *Digest of IEE Colloq. on "Turbo codes in digital broadcasting-could it double capacity?"* vol. 195, Nov. 1999.
- [6] IEEE 802.16-REVd/D5-2004, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Part 16.
- [7] ETSI EN 301 790 v1.4.1 (2005-04), Digital

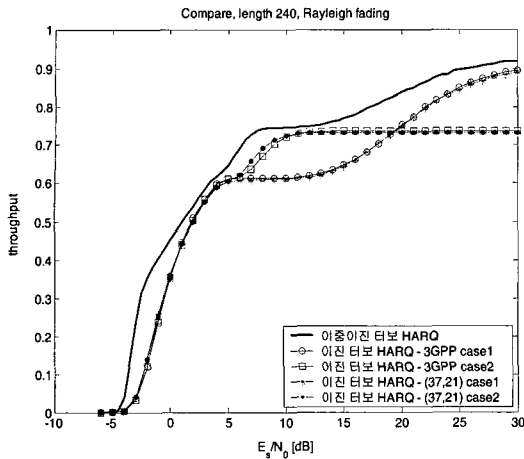


그림 10. 터보 IR-HARQ의 처리율 비교 $N=240$, Rayleigh 페이딩 채널

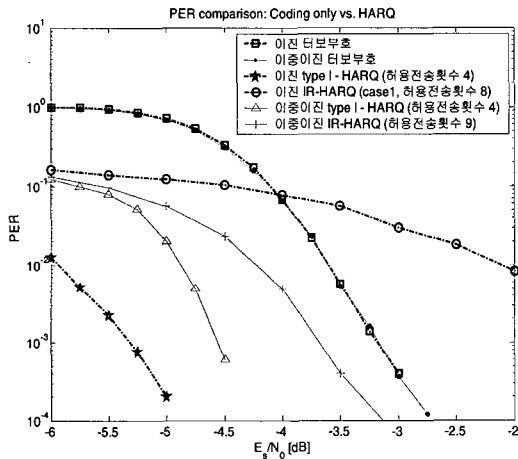


그림 11. 터보 부호와 터보 HARQ의 PER 비교 $N=240$, AWGN 채널

I HARQ와 IR-HARQ도 우수한 PER 성능을 보인다. 반면, 이진 터보 부호를 사용하는 IR-HARQ는 부호율 1/3인 터보 부호의 PER에 비해서도 열등한 waterfall 성능을 보인다. 이처럼 이진 터보 부호가 type I HARQ에 이용되면 향상된 부호화 이득(coding gain)을 보이나 IR-HARQ에 이용될 때는 오히려 열화된 부호화 이득을 보인다. 반면, 이중이진 터보 부호는 type I HARQ와 IR-HARQ에 이용될 때 모두 향상된 부호화 이득을 보인다. 앞서 소개한 바와 같이 type I HARQ의 경우 처리율이 1/3을 넘을 수 없으나 IR-HARQ의 경우 처리율이 1에 근접할 수 있다. 따라서, 처리율과 부호화 이득을 함께 고려할 때, 이중이진 터보 IR-HARQ가 가장 좋은 선택이 될 수 있을 것으로 생각된다.

Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for satellite distribution systems.

[8] K. R. Narayanan and G. L. Stuber, "A novel ARQ technique using the turbo coding principle," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 1, no. 2, pp. 49-51, Mar. 1997.

[9] J. Hamorsky, U. Wachsmann, J. B. Huber, and A. Cizmar, "Hybrid automatic repeat request scheme with turbo codes," in *Proc. 1997 Int. Symp. on Turbo Codes*, Brest, France, Sept. 1997, pp. 247-250.

[10] J. Hagenauer, "Rate compatible punctured convolutional codes(RCPC codes) and their applications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 389-400, Apr. 1988.

[11] J. Li and H. Imai, "Performance of hybrid-ARQ protocols with rate compatible turbo codes," in *Proc. 1997 Int. Symp. on Turbo Codes*, Brest, France, Sept. 1997, pp. 188-191.

[12] P. Jung and J. Plechinger, "Performance of rate compatible punctured turbo codes for mobile radio applications," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 2102-2103, Dec. 1997.

[13] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "On the performance of hybrid FEC/ARQ systems using rate compatible punctured turbo(RCPT) codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 6, pp. 948-959, June 2000.

[14] F. Babich, G. Montorsi, and F. Vatta, "Design of rate-compatible punctured turbo (RCPT) codes," in *Proc. IEEE 2002 Int. Conf. Communications*, vol. 3, New York, Apr. 28-May 2, 2002, pp. 1701-1705.

[15] R. Liu, P. Spasojevic, and E. Soljanin, "On the role of puncturing in hybrid ARQ schemes," in *Proc. 2003 IEEE Int. Symp. Information Theory*, Yokohama, Japan, June 29-July 4, 2003, p. 449.

권 우 석 (Woo Suk Kwon)

준회원



2003년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 학사
 2003년 2월~2005년 2월 서울통신기술(주) 연구원
 2005년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
 <관심분야> 오류정정부호, 정보

이론, 무선통신

이 정 우 (Jeong Woo Lee)

정회원



1994년 서울대학교 전기공학부 학사
 1996년 서울대학교 전기공학부 석사
 2003년 University of Illinois at Urbana-Champaign, Ph.D. in Electrical Engineering

2003년 10월~2004년 8월 University of Illinois at Urbana-Champaign, Research Associate
 2004년 9월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
 <관심분야> 통신시스템, 오류정정부호, 정보이론, 무선통신, 신호처리