

H-ARQ 방법이 적용된 시스템에서 Target PER에 관한 연구

준회원 송 경 식*, 정회원 권 동 승, 홍 인 기*, 박 한 규***

A study on the target PER for system using H-ARQ scheme

Kyung-Sik Song*, Dong-Seung Kwon**, Een-Kee Hong*, Han-Kyu Park*** *Regular Members*

요 약

H-ARQ를 적용한 시스템에서 최대 수율(throughput)을 얻기 위한 Target PER을 수치적 해석 방법을 이용하여 구하였고 시뮬레이션 과정을 통하여 검증하였다. 수치적 해석 방법을 위하여 Chase combine의 효과는 헤딩 거리가 증가하는 효과로 간주하였고 이를 바탕으로 수율 계산식과 터보 부호에서 평균 상한값(Average upper bound)을 이용한 PER간의 연계식을 유도하여 최적의 Target PER값을 구했다. 그 결과 H-ARQ방법이 적용된 경우 현재 3GPP2 표준에 선정되어 있는 5%에 비해 더 높은 6% target PER에서 최대 수율이 나타나는 결과를 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, the target FER is derived to achieve the maximum throughput in H-ARQ scheme where the FEC and ARQ are properly combined and proved through the simulation. In numerical analysis, The average upper bound on the FER(Frame Error Rate) of turbo code is derived and the throughput is expressed in terms of this bound. Then, the throughput is differentiated with respect to the FER and the optimal target PER is achieved. As a result of analysis, the throughput is maximized at the target FER of 6% whereas the target PER is set to 5% in the current 3GPP2 specification.

I. 서 론

무선 링크는 버스티한 특성을 가지기 때문에 무선 네트워크 데이터 링크 계층에서 전송되어진 패킷들은 전송 오류의 영향을 받게되며, 이러한 손실을 줄이기 위하여 ARQ(Automatic Repeat Request)와 FEC(Forward Error Correction)등의 오류 정정 기법들이 사용 되어진다. FEC의 경우 채널 오류 비율의 변화에 덜 민감하여 비교적 일정한 전송 효율을 유지하는 반면

에러 정정을 위한 오버헤드로 인하여 수율(Throughput)을 감소시키며, ARQ의 경우는 간단하면서도 높은 데이터 신뢰도를 제공하는 반면 오류가 발생한 패킷이 성공적으로 재 전송될 때 까지 다른 패킷들은 전송되지 못하기 때문에 심각한 지연 시간의 변화를 가져오게 된다. 이러한 ARQ와 FEC가 가지는 각각의 장점과 단점을 상호 보완하여 조합된 채널 오류 제어 방식이 H-ARQ(Hybrid ARQ)이다[1]. H-ARQ 시스템은 FEC의 오류 정정 기능에 의해서도

* 본 연구는 한국전자통신 연구원의 연구지원하에 수행되었습니다.

* 경희대학교 전자정보학부 (ekhong@khu.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 (dskwon@etri.re.kr)

*** 연세대학교 전기전자공학과

논문번호: 020329-0726 접수일자: 2002년 7월 26일

해결되지 않는 오류가 발생할 경우 ARQ의 재전송을 통해 오류 없는 데이터를 전달하도록 하여, FEC만을 사용했을 때보다 더 높은 신뢰성을 갖게 되며 ARQ만을 사용했을 때보다 더 높은 전송효율을 가질 수 있게 된다.

최근 IMT-2000 시스템 표준화를 진행중인 3GPP와 3GPP2에서는 이러한 H-ARQ 방식의 채택에 대한 합의가 이루어진 상태이다[1][2]. HARQ에 대한 현재 표준화 진행 단계는 HARQ Type을 결정하고 이를 실질적으로 구현할 수 있는 방안에 대한 연구가 진행중인 상태이고 현재 논의되어지고 있는 H-ARQ에는 H-ARQ Type-I, H-ARQ Type-II, H-ARQ Type-II 등이 있다[9]. H-ARQ Type I은 단순히 데이터를 수신하여 CRC를 통한 오류 여부를 판정한 후 오류가 있을 경우 송신측에서 이전 전송 데이터를 다시 전송하는 방식이다. Chase Combining에 의한 H-ARQ Type I은 오류가 발생한 패킷을 버리지 않고 저장하였다가 재전송된 패킷과 결합하여 복원하는 방식을 말한다. H-ARQ Type II(Full-IR : Incremental redundancy)는 오류가 발생한 패킷에 대한 재전송 시에 이전에 전송했던 데이터와는 다른 부가정보(redundancy)를 전송하고, 수신기에서는 재전송된 데이터와 이전의 데이터를 결합하여 오류정정을 수행한다. H-ARQ Type III(Partial-IR)는 터보 부호를 채널 부호로 사용하는 경우 Type II에서는 Systematic 부호가 전송되지 않고 부가 부호만이 재전송되어지므로 재전송된 패킷 자체만으로는 복호가 불가능하고 이전의 정보와 결합하여야만 복호가 가능하다. 만약 첫 번째 전송된 패킷이 심하게 손상되어진 경우에는 처음 전송된 심볼을 결합하게 되면 오히려 성능이 열화될 수도 있다. 따라서 H-ARQ Type III(Partial-IR)에서는 재전송 되는 패킷이 자체적으로 복호가 가능할 수 있도록 부호화 하여준다. 즉 재전송된 패킷에 오류 여부를 확인하고 오류가 발생한 경우에 이전 패킷과 결합하여 복호한다[3][4]. 표준화 과정중 H-ARQ Type I,II,III가 모든 비슷한 성능을 나타내어 아직 어떠한 방식을 사용할 지 결정되지 않았다.

H-ARQ에서 전송 전력을 낮추어 Target PER 값을 높게 설정하면 주어진 전력으로 많은 데이터를 전송할 수 있지만 데이터 오류가 빈번하게 발생하여 재전송 횟수가 증가하고, 반

면 Target PER을 낮추면 재전송 횟수는 줄지만 한번에 보낼 수 있는 데이터 양이 줄어든다. 이전 논문에는 평균 상한값을 이용하여 터보 부호의 FER를 구하고 그 값을 ARQ에 의한 재전송을 고려한 수율식에 대입하여 수율을 최대로 하는 조건을 구하였다. 그러나 H-ARQ가 적용되었을 즉 이전 오류 패킷과 재전송되는 패킷이 결합되었을 때의 효과는 분석하지 못하였다. 실제 IMT-2000시스템에서는 H-ARQ가 적용되지 않은 단순히 ARQ방식에 의한 Target PER의 유도는 의미가 없다. 따라서 본 논문에서는 평균 상한값을 이용하여 터보 부호의 FER를 구하고 그 값을 H-ARQ 방법을 적용한 경우 심볼이 더해지는 효과를 해밍 거리가 늘어나는 효과로 간주한 수율식에 대입하여 수율을 최대화하기 위한 target PER을 구하고 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 여기서 PER은 ARQ 혹은 H-ARQ를 방법을 통해 수정한 후의 에러율을 의미하고 FER은 터보 부호 출력의 프레임 에러율을 의미한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 평균 상한값(Average upper bound)을 이용하여 Turbo code의 FER을 계산하는 방법을 제시하였고 3절에서는 수율 계산식을 이용한 최적의 PER값을 유도하였고, 4절에서는 시뮬레이션에 의하여 구하여진 결과와 3절에서 유도한 최적 PER에 의한 결과를 비교 분석하였다. 마지막으로, 본 논문에 대한 결론을 도출하였다.

II. 터보 부호에서의 FER 유도

1. 터보 부호에서의 FER유도

터보 부호는 둘 이상의 재귀 조직 길쌈 부호(Recursive systematic convolutional code, RSC)를 구성 부호로 사용하여 인터리버와 함께 병렬 연결한 블록 부호이다[5]. 그러므로 그 성능 분석 시에는 구성 부호와 인터리버 둘 다를 고려하여야 한다. 본 논문에서는 계산의 복잡성을 줄이기 위해서 Benedetto가 제안한 유니폼 인터리버를 고려하여 평균 오류 성능 상한값(average error performance bound)을 계산하는 방법을 이용하였다[6]. 이와 같은 평균 오류 상한값은 인터리버와 무관하게 터보부호의 성능을 분석 할 수 있도록 한다.

길쌈 부호(Terminated Convolutional Code)로 구

성된 (n, k)블록 부호를 고려해보자.

터보 부호의 평균 오류 성능 상한값은 최대 우도 복호(maximum likelihood decoding)하는 경우 터보 부호의 IRWEF(Input Redundant Weight Enumerating Function)로부터 구할 수 있다.

이러한 블록 부호의 IRWEF는 식 (1)과 같은 형태로 표현된다.

$$A(W, Z) = \sum_{w=0}^k \sum_{z=0}^n A_{w,z} W^w Z^z \quad (1)$$

여기서 계수 $A_{w,z}$ 는 input weight가 w 이고 parity weight가 z 인 codeword의 숫자이다. 이 경우 코드워드의 해밍 무게(Hamming weight)는 $w+z$ 가 된다.

식 (1)의 IRWEF를 이용하여 AWGN채널에서 최대 우도 복호(maximum likelihood decoding)에 의한 터보부호의 FER 상한값을 구하면 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$P_e \leq \sum_{d=d_{\min}} \sum_w A_{w,z} P_d \quad (2)$$

여기서 P_d (error event probability)는 AWGN채널 상에서 weight d 를 가진 코드워드가 잘못 복호될 확률을 나타내고 $\frac{1}{2} \text{EXP}\left(-d r \frac{E_b}{N_0}\right)$ 로 나타낼 수 있다[9].

식 (2)에서 $A_{w,z}$ 는 구성 부호의 IRWEF의 계수를 나타내므로 구성 부호의 IRWEF를 구하는 것은 터보부호의 평균 오류 성능 상한값을 구하기 위한 중요한 작업이 되고 재귀 조직 길쌈 부호에서 IRWEF를 구하는 방법은 다음과 같다.

그림 2.1과 같은 재귀 조직 길쌈 부호를 사용하였고 이에 해당하는 상태도는 그림 2.2와 같다.

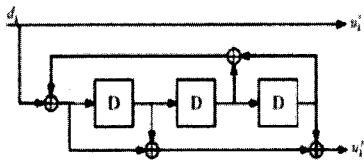


그림 2.1 재귀 조직 길쌈 부호(rate 1/2, 8state)

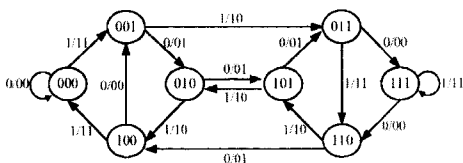


그림 2.2 상태도

위와 같이 구하여진 상태도를 이용하여 상태 천이 행렬(state transition matrix)을 구하면 그림 2.3과 같이 나타낼 수 있다.

$$C(W, Z) = \begin{matrix} \text{previous state} \\ \begin{matrix} 000 \\ 001 \\ 010 \\ 011 \\ 100 \\ 101 \\ 110 \\ 111 \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & WZ & 0 & 0 & 0 \\ WZ & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z & 0 & 0 & 0 & W & 0 & 0 \\ 0 & W & 0 & 0 & 0 & Z & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W & 0 & 0 & 0 & Z & 0 \\ 0 & 0 & Z & 0 & 0 & 0 & W & 0 \\ 0 & 0 & 0 & WZ & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & WZ \end{bmatrix} \\ \text{next state} \end{matrix}$$

그림 2.3 상태 천이 행렬

초기 시간($t=0$)에서 어떠한 시간 t 까지의 임의 데이터와 부가비트(redundant bit)의 weight를 결정하기 위한 식은 식 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{matrix} A^{(000)}(w, z, t) \\ A^{(001)}(w, z, t) \\ A^{(010)}(w, z, t) \\ A^{(011)}(w, z, t) \\ A^{(100)}(w, z, t) \\ A^{(101)}(w, z, t) \\ A^{(110)}(w, z, t) \\ A^{(111)}(w, z, t) \end{matrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & WZ & 0 & 0 & 0 \\ WZ & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z & 0 & 0 & 0 & W & 0 & 0 \\ 0 & W & 0 & 0 & 0 & Z & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W & 0 & 0 & 0 & Z & 0 \\ 0 & 0 & Z & 0 & 0 & 0 & W & 0 \\ 0 & 0 & 0 & WZ & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & WZ \end{bmatrix} \begin{matrix} A^{(000)}(w, z, t-1) \\ A^{(001)}(w, z, t-1) \\ A^{(010)}(w, z, t-1) \\ A^{(011)}(w, z, t-1) \\ A^{(100)}(w, z, t-1) \\ A^{(101)}(w, z, t-1) \\ A^{(110)}(w, z, t-1) \\ A^{(111)}(w, z, t-1) \end{matrix} \quad (3)$$

그림 2.1과 같은 재귀 조직 길쌈 부호에서 초기 state는 000이라고 가정하기 때문에 초기 state vector는 식 (4)와 같이 표현할 수 있고

$$\begin{matrix} A^{(000)}(w, z, 0) \\ A^{(001)}(w, z, 0) \\ A^{(010)}(w, z, 0) \\ A^{(011)}(w, z, 0) \\ A^{(100)}(w, z, 0) \\ A^{(101)}(w, z, 0) \\ A^{(110)}(w, z, 0) \\ A^{(111)}(w, z, 0) \end{matrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

k 비트 후 termination된다고 가정하면 k 비트 후 IRWEF는 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$A_{W,Z} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C^k(W,Z) \quad (5)$$

위 식 (3)과 식 (5)를 이용하여 $A_{w,z}$ 를 구하면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} A_{w,z}^{(000)}(t) &= A_{w,z}^{(000)}(t-1) + A_{w-1,z-1}^{(100)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(001)}(t) &= A_{w-1,z-1}^{(000)}(t-1) + A_{w,z}^{(100)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(010)}(t) &= A_{w,z-1}^{(001)}(t-1) + A_{w-1,z}^{(101)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(011)}(t) &= A_{w-1,z}^{(001)}(t-1) + A_{w,z-1}^{(101)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(100)}(t) &= A_{w-1,z}^{(010)}(t-1) + A_{w,z-1}^{(110)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(101)}(t) &= A_{w,z-1}^{(010)}(t-1) + A_{w-1,z}^{(110)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(110)}(t) &= A_{w-1,z-1}^{(011)}(t-1) + A_{w,z}^{(111)}(t-1) \\ A_{w,z}^{(111)}(t) &= A_{w,z}^{(011)}(t-1) + A_{w-1,z-1}^{(111)}(t-1) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,

$$A_{0,0}^{(000)}(0) = 1, \quad A_{0,0}^{(s)}(1) = 0, \quad \text{all } (s) \neq (000),$$

$$\text{and } A_{W,Z}^{(s)}(0) = 0 \text{ for all } (s) \text{ when } W,Z < 0$$

이다.

그리고 마지막 $A_{w,z}$ 는 termination에 의해서 $A_{W,Z}^{(000)}(k)$ 가 된다.

그러므로 유니폼 인터리버가 사용되어진 병렬 연결한 블록 부호에서 IRWEF의 계수는 식 (7)과 같이 표현 할 수 있다.

$$A_{w,z} = \sum_{d=w+z_1+z_2} \frac{A_{w,z_1} \times A_{w,z_2}}{\binom{k}{w}} \quad (7)$$

2. VITERBI & VITERBI BOUND

Union bound는 SNR이 높은 영역에서는 정확한 성능 분석이 가능하나 SNR이 낮은 영역에서는 Q 함수에 의한 BER을 지수함수로 근사화하는 과정에서 생기는 오차를 무시할 수 없어 정확한 성능 분석이 어렵다[15].

Viterbi & Viterbi bound는 최적화 파라미터를 이용하여 Union bound의 성능을 개선하였다[6]. 최대 우도 부호를 위한 Viterbi & Viterbi bound를 이용한 터보 부호에서의 FER은 아래와 같이 표현되어진다.

$$P_e \leq \sum_d \min_{0 \leq \rho \leq 1} \left[\sum_w A_{w,z} \right]^\rho H^d \left[\frac{\rho}{1-\rho+\rho \times \delta} \right] \quad (8)$$

여기서 ρ 는 최적화 파라미터이고 H 는 $EXP(-\frac{E_b}{N_0})$ 이다.

최적화 파라미터 ρ 는 아래와 같이 구할 수 있다 [7].

$$\begin{cases} \rho = 1, & \text{if } F \leq [-\ln H]d \left(\frac{n-d}{n} \right) \\ \rho = \sqrt{\frac{n-d}{n}} \left(\sqrt{\frac{[-\ln H]n}{F}} - \sqrt{\frac{n-d}{d}} \right), & \text{if} \\ [-\ln H]d \left(\frac{n-d}{n} \right) \leq F \leq [-\ln H]d \left(\frac{n}{n-d} \right) \\ \rho = 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 F 는 $\ln A_{w,z}$ 이다.

III. 터보 부호에서의 FER 유도

1.H-ARQ 방법이 적용된 시스템에서의 Target PER 유도

수율에 대한 정의는 평균데이터 전송률을 평균 전송 횟수로 나눈 정의식[10]과 3GPP에서 사용하고 있는 평균데이터 전송률에 $(1-FER_r)$ 값을 곱한 후 평균전송 횟수로 나눈 정의식[1] 등 다양한 정의가 있다. 평균데이터 전송률에 $(1-FER_r)$ 값을 곱한 후 평균전송 횟수로 나눈 정의식은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = R \times \left(\frac{1-FER_r}{N} \right) \quad (10)$$

여기서 N 은 평균 재전송 횟수이고 FER_r 은 잔여 Frame Error Rate를 의미한다. FER_r 은 FER 계산시 재전송 과정 중 발생하는 프레임 에러는 프레임 에러로 고려하지 않고 최대 재전송 후에도 복구되지 않는 프레임 에러만 프레임 에러로 간주하여 계산한다.

본 논문에서 고려하고자하는 Target FER은 처음 전송시의 목표치이므로 식 (10)과 같이 재전송 과정에 발생하는 오류를 고려하지 않으면 안되기 때문에 식 (11)과 같이 수율을 정의하였다.

$$T = \frac{R}{\bar{N}} \quad (11)$$

여기서 R은 data rate이고 멀티 코드를 이용한 전송방식에서 식 (12)와 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

$$R = \frac{\text{bit 수 / 프레임} \times \text{Multicode 수}}{10\text{ms}} \quad (12)$$

그러므로 식 (11)은 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$T = (1 - FER) \times \frac{\text{bit 수 / 프레임} \times \text{Multicode 수}}{10\text{ms}} \quad (13)$$

H-ARQ 시스템에서 순환 중복 검사 시 오류가 없다고 가정하고 패킷 당 최대 재전송 횟수를 max번으로 제한하였을 경우 패킷 에러율 (PER)은 다음과 같이 표현되어진다.

$$PER = P_1 + P_{12} + \dots + P_{12 \dots K_{\max}} \quad (14)$$

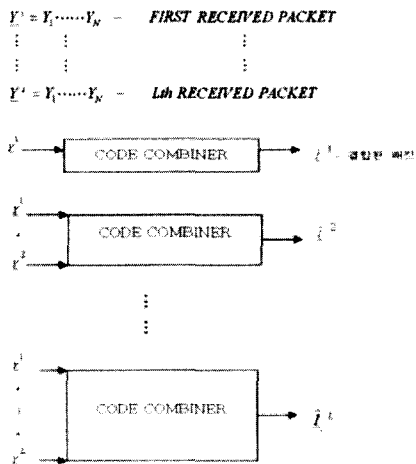


그림 3.1 수신된 패킷의 chase combine

여기서 P_1 은 I^1 에 에러가 날 확률 즉 터보부호의 FER, P_{12} 는 P_1 과 P_2 의 Joint 확률, $P_{12 \dots K_{\max}}$ 는 $P_1, \dots, P_{K_{\max}}$ 의 모든 Joint 확률을 나타낸다.

평균 재전송 횟수를 재전송이 발생할 확률의 식으로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{N} = 1 + P_1 + P_{12} + \dots + P_{12 \dots (K_{\max} - 1)} \quad (15)$$

본 논문에서는 AWGN채널 환경이라고 가정

하기 때문에 $P_1, \dots, P_{K_{\max}}$ 는 서로 독립적이라 가정할 수 있으므로 PER과 \bar{N} 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PER = P_1 + P_1 P_2 + \dots + P_1 P_2 \dots P_{K_{\max}} \quad (16)$$

$$\bar{N} = 1 + P_1 + P_1 P_2 + \dots + P_1 P_2 \dots P_{(K_{\max} - 1)} \quad (17)$$

여기서 P_1 은 I^1 에 에러가 날 확률 즉 터보부호의 FER, P_2 는 I^2 에 에러가 날 확률, $P_{K_{\max}}$ 는 $I^{K_{\max}}$ 에 에러가 날 확률을 나타낸다.

I^1 의 부호율을 R이라고 가정할 때 I^L 의 코드율은 $\frac{R}{L}$ 로 표현된다. 즉 L개의 패킷이 결합된 패킷 I^L 의 최소 거리(Minimum distance)가 I^1 의 L배가 되게 된다[11].

그러므로 위 식(17)을 식 (11)에 대입하고 위에서 구한 FER식의 $\frac{E_b}{N_0}$ 는 $\frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}$ 으로 바꾸어 표현할 수 있으므로 H-ARQ 방법이 적용된 시스템에서의 수율 정의식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

여기서 Multicode 수는 전송전력을 결정하게 된다. 예를들어 멀티 코드를 6개 부여 받은 사용자는 하나의 코드에 최대 전력의 1/6의 크기로 전송을 하며, 멀티 코드를 24개 부여 받은 사용자는 하나의 코드에 최대 전력의 1/24의 크기로 전송을 한다. 이 값은 결국 FER값을 설정하게 된다. 따라서 최대 T값을 구하기 위해서 T를 Multicode수에 대해 미분하여 그 결과가 '0' 되는 조건을 찾으려면, 식 (18)과 같은 결과식을 얻을 수 있다.

$$T = \frac{\text{bit 수} \times \text{Multicode 수}}{10\text{ms}} \times \left[1 + \frac{1}{2d-d} \sum_{n=1}^d \sum_w A_{n,z} \text{EXP}(-dr \frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}) \right. \\ \dots \\ \left. + \frac{1}{2d-d} \sum_{n=1}^d \sum_w A_{n,z} \text{EXP}(-dr \frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}) \times \frac{1}{2d-d} \sum_{n=1}^d \sum_w A_{n,z} \text{EXP}(-dr \frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}) \times \dots \right. \\ \left. \times \left(\frac{1}{2d-d} \sum_{n=1}^d \sum_w A_{n,z} \text{EXP}(-dr \frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}) \right) \right] \quad (18)$$

위에서 구한 것과 같이 최대 T값을 구하기

위해서 T를 Multicode수에 대해 미분하여 그 결과가 '0' 되는 조건을 찾으면, 식 (19)과 같은 결과 식을 얻을 수 있다.

$$\left[\begin{aligned} & \frac{1}{2} \sum_{d=d_{\min}}^d \sum_w \sum_x A_{w,x} \text{EXR}(-dr) \times \left(\frac{A}{M}\right) \\ & + \frac{1}{2} \left(\sum_{d=d_{\min}}^d \sum_w \sum_x A_{w,x} \text{EXR}(-dr) \times \left(\frac{A}{M}\right) \times \sum_{d=d_{\min}}^d \sum_{d=46}^{46} \sum_w \sum_x A_{w,x} \text{EXR}(-dr) \frac{E_b}{\text{Multicode} \times N_0} \right) \\ & + \sum_{d=d_{\min}}^d \sum_w \sum_x A_{w,x} \text{EXR}(-dr) \times \left(\frac{A}{M}\right) \times \sum_{d=d_{\min}}^d \sum_w \sum_x A_{w,x} \text{EXR}(-dr) \frac{E_b}{\text{Multicode} \times N_0} \times \left(\frac{A}{M}\right) \right] = 1 \end{aligned} \right. \quad (19)$$

식(19)을 이용하여 구하여진 최적의 Multicode 수를 위에서 정의한 H-ARQ시스템에서의 PER 식에 대입하면 최적의 target FER값을 구할 수 있다.

IV. 결과

1. 수치적 해석 방법을 이용한 결과

II절에서 구한 해석 방법을 통하여 AWGN 채널에서 최대 우도 복호(maximum likelihood decoding)에 의한 터보부호의 BER 상한값을 여러 Hamming distance에 따라서 구해 보고 또한 그 값과 최대 수율 계산식을 이용하여 H-ARQ type-1에 대한 최적의 FER값을 구하였다. block length는 3GPP2에서 사용하는 값 [12]과 비교하기 위해서 378로 가정하였고 code rate는 1/3인 터보 부호로 가정하였다.

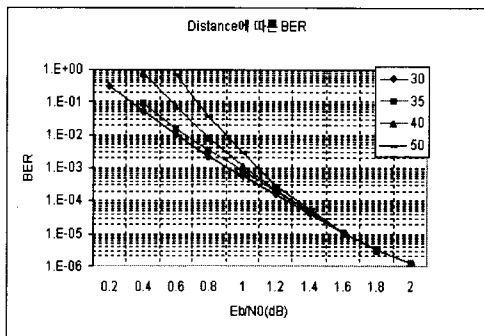


그림4.1 distance에 따른 BER

그림 4.1는 터보부호의 BER 상한값을 오류

상한값을 구하는 식(2)에서 고려하는 Hamming distance 길이에 따른 결과를 그래프로 나타내었고 그림 4.2은 3GPP2 표준화에서 터보부호의 성능평가를 위해 제공된 Qualcomm시뮬레이션 결과이다.

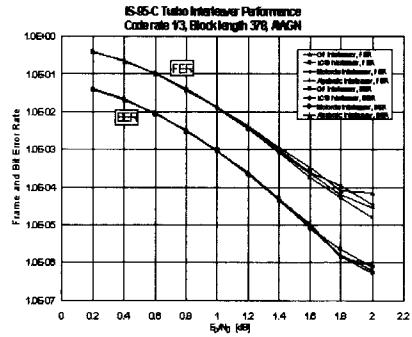


그림4.2 3GPP2에서 제안한 터보부호에서의 성능

그림 4.1에서 Chernoff bound에 의한 오차에 의해서 낮은 dB에서는 Hamming distance에 따라서 오차가 발생한 것을 확인 할 수 있었고 약 1.2dB부터는 Hamming distance에 따라서 거의 같은 결과가 나타나는 것을 확인 할 수 있었다. 그림 4.1와 그림 4.2을 비교해 보면 Hamming distance 35~40까지 고려할 때 터보 부호의 BER 상한값에 의하여 구하여진 결과와 Qualcomm시뮬레이션에 의해서 구하여진 결과가 거의 동일하게 나타남을 확인 할 수 있었다.

따라서 Hamming distance가 35 ~ 40일 때까지 고려한 터보 부호의 FER 상한값을 이용하여 구한 PER 값을 식 (13)와 식 (19)에 대입하여 구한 결과를 표 4.1에 나타내었다. 그 결과 H-ARQ 방법을 적용함으로써 PER이 개선되고 그에 따라 재전송 횟수가 줄어들게 되어 최대 수율을 얻기 위해서 H-ARQ 방법이 적용되었을 경우가 그렇지 않은 경우보다 Target PER을 5% 더 낮게 설정할 수 있음을 확인 할 수 있었다.

표.4.1 Distance에 따른 최적 FER

	D 35	40	45
Chase	0.067	0.06	0.053
ARQ	0.13	0.11	0.106

그림 4.3에서는 chase combining 기법을 적용하지 않은 H-ARQ Type-I의 에러 패킷의 단순한 재전송만 수행한 시뮬레이션 결과를 각각의 멀티 코드 갯수에 따른 수율에 대한 그래프로 나타내었다. 멀티 코드의 수가 증가 할 수록 많은 코드의 사용으로 데이터율은 증가하지만, 하나의 코드 채널에 할당 받는 전력의 크기가 줄어 PER 값이 증가하여 수율은 감소하는 것을 확인할 수 있다. 그러므로 PER 값이 약 9 ~ 11%에서 수율이 최대가 나타나는 것을 확인할 수 있다.

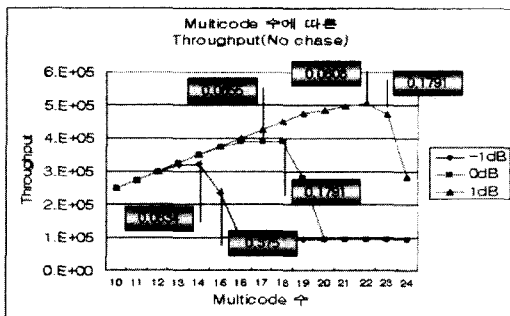


그림 4.3 chase combining 기법이 적용되지 않은 시스템에서 멀티 코드에 따른 처리율의 그래프

그림 4.4은 에러가 발생한 패킷을 버리지 않고, 재전송 된 패킷과 더하여 처리율을 개선하고자 제안된 chase combining 기법을 적용하여 수행한 시뮬레이션 결과를 각각의 멀티 코드에 따른 PER과 수율에 대한 그래프로 나타내었다. chase combining 기법의 영향으로 PER의 개선됨에 따라 최대 throughput 값을 갖게 하는 PER 값은 H-ARQ방법을 적용하지 않은 경우보다 약 4 ~ 5%가 더 낮게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

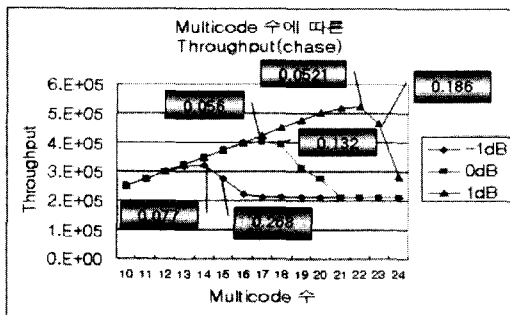


그림 4.2 chase combining 기법이 적용된 시스템에서 멀티 코드에 따른 처리율의 그래프

그러므로 시뮬레이션 결과가 수치적 해석에 의한 Target PER과 동일한 결과를 나타냄을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 IMT -2000 시스템에서 H-ARQ 방법이 적용된 경우와 적용되지 않은 경우를 각각 고려하여 그에 대한 Target PER을 수치적 해석 방법을 이용하여 구한 후 시뮬레이션을 이용하여 그를 검증하였다.

기존의 3GPP2표준에 의하면 FER 값이 5%로 설정하도록 하고 있으나 최대의 수율을 얻기 위한 target PER값은 H-ARQ 방법이 적용된 경우에는 약 6%, H-ARQ 방법이 적용되지 않은 경우에는 PER 값이 약 11%에서 수율이 최대가 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

그러므로 H-ARQ를 사용하면 Target PER을 낮출 수 있다.

참고 문헌

- [1] 3GPP TR25.848 V4.0.0(2001-03), "3GPP TSGRAN: Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access."
- [2] 3GPP Tdoc TSG/RAN/WG1#2 R1-9906 1, "Hybrid ARQ techniques for efficient support of packet data"
- [3] 531-99011205-QC_LCS_Interleaver_v08
- [4] Frank H.P. Fitzek, Rolf Morich, Adam Wo lisz, "Comparison of Multi-Code Link-Layer Transmission Strategies in 3Gwireless CDMA," IEEE Comm Magazine. Vol 38, No 10, pp58-64, October 2000.
- [5] C. Berrou and A. Clavier and P. Thitim ajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding : Turbo codes," Proceeding of the IEEE International Conference on Communication, Vol. 2, pp. 1064-1070, 1993
- [6] S. Benedetto, "Unveiling turbo codes : some results on parallel concatenated coding schemes," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 42, no. 2, pp. 409-428, M

ar 1996. 2001.10. 8)

- [7] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, J. Nicolas, and N. T. Sindhusayana, "Perspectives on interleaved concatenated codes with iterative soft output decoding," in Proc. of the 1st Int. Symp. on Turbo Codes & Related Topics, pp. 47-54, Brest, France, Sept. 1997.
- [8] B. Vucetic and J. Yuan, Turbo Codes: Principles and Application, Boston: Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [9] John G. Proakis "Digital Communication : Fourth Edition"
- [10] 3GPP2, 531-99011205-QC_LCS_Interleaver_v08
- [11] DAVID CHASE, "A Maximum-Likelihood Decoding Approach for Combining an Arbitrary Number of Noisy Packets" IEEE Transaction on Communication, VOL. COM-33, NO.5, MAY 1985
- [12] C50-20000918-005 CWTS - LAS-CDMA Data Simulation Results

전기전자공학과 박사과정

<주관심분야> 이동통신시스템, CDMA 변복조, 전파전파

홍 인 기(Een-Kee Hong)

정회원



1989, 91, 95년 연세대학교 전기공학과 공학학사, 공학석사, 공학박사

1995년~1999년 : SK Telecom 중앙연구원

1997년~1998년 : NTT DoCoMo Mobile Network Lab.

1999년~현재 : 경희대학교 전자정보학부 조교수

<주관심분야> CDMA, 이동통신

박 한 규(Han-Kyu Park)

정회원

한국통신학회 논문지, 제26권, 제9B호 참조

송 경 식(Kyung-Sik Song)

준회원



2001년 2월 : 경희대학교 전자전파계열 졸업

2001년 3월~현재 : 경희대학교 전자공학과 석사과정

<주관심분야> IMT-2000, 이동통신

권 동 승(Dong-Seung Kwon)

정회원



1985년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업

1987년 2월 : 연세대학교 전기공학과 석사

1988년 5월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송기술 연구소

1997년 8월~현재 : 연세대학교