

H-ARQ 방법이 적용된 IMT-2000시스템에서 Target FER에 관한 연구

준회원 송 경 식*, 정회원 홍 인 기*

A study on the target FER for IMT-2000 system using H-ARQ scheme

Kyung-Sik Song*, Een-Kee Hong* *Regular Members*

요 약

ARQ와 FEC가 가지는 각각의 장점과 단점을 상호 보완하여 조합된 채널 오류 제어 방식인 H-ARQ에 의한 재전송을 고려할 때 최대 수율(throughput)을 얻기 위한 Target FER을 시뮬레이션과 수치적 해석을 이용하여 구하였다. 본 논문에서는 수치적 해석 방법을 위하여 수율 계산식과 Turbo code에서 평균 상한값(Average upper bound)을 이용한 FER간의 연계식을 유도하였고 이를 바탕으로 최적의 Target FER값을 구했다. 그 결과 현재 3GPP2 표준에 선정되어 있는 5%에 비해 더 높은 10% target FER에서 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. In numerical analysis, the average upper bound of frame error rate of turbo code is derived and the throughput is calculated with this bound. Then, the throughput is differentiated with respect to the FER and the optimal target FER is achieved. The numerical analysis is confirmed with the simulation results. The numerical and simulation results show that the target FER of 10 % is optimal in terms of maximum throughput whereas the target FER is set to 5% in the current 3GPP2 specification.

1. 서론

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)나 FEC(Forward Error Correction)와 같은 오류 정정 기법들이 사용 되어진다. FEC의 경우 채널 오류 비율의 변화에 덜 민감하여 비교적 일정한 전송 효율을 유지하는 반면 에러 정정을 위한 FEC오버헤드로 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 해결되지 않는 오류가 발생할 경우 ARQ의 재전송을 통해 오류 없는 데이터를 전달하도록 하여, FEC만을 사용했을 때보다 더 높은 신뢰성을 갖게 되며 ARQ만을 사용했을 때보다는 더 높은 전송효율을 가질 수 있게 된다.

최근 IMT-2000 시스템 표준화를 진행중인 3GPP와 3GPP2에서는 이러한 H-ARQ 방식의 채택에 대

* 경희대학교 전자정보학부

논문번호 : 020190-0419, 접수일자 : 2002년 4월 19일

※ 본 연구는 경희대학교 정보통신 우수시범사업 대응 연구비로 이루어 졌습니다.

한 합의가 이루어진 상태이다. H-ARQ에 대한 현재 표준화 진행 단계는 H-ARQ 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-III 등이 있다^[1]. 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 재 전송된 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 재 전송된 데이터와 이전의 데이터를 결합하여 오류정정을 수행한다. H-ARQ Type-III(Partial-IR)는 터보 부호를 FEC로 사용하는 경우 H-ARQ Type-II에서는 Systematic 부호가 전송되지 않고 부가 부호만이 재 전송되어지므로 재 전송된 패킷 자체만으로는 복호가 불가능하고 이전의 정보와 결합하여야만 복호가 가능하다. 그러나 첫 번째 전송된 패킷이 심하게 손상되어진 경우에는 처음 전송된 심볼을 결합하게 되면 오히려 복호기 성능이 열화될 수도 있다. 따라서 H-ARQ Type-III(Partial-IR)에서는 재 전송 되는 패킷이 자체적으로 복호가 가능할 수 있도록 부호화 하여준다. 따라서 재전송된 패킷에 오류 여부를 확인하고 오류가 발생한 경우에 이전 패킷과 결합하여 복호한다^{[1][2]}. 본 논문에서는 H-ARQ를 사용하여 패킷을 전송할 경우, 최적의 target FER를 얼마로 선정하여 전송하여야 하는지에 대해 논의하고자 한다. 현재 3GPP2 규격에는 5%를 target FER로 선정하고 있다. H-ARQ에서 전송 전력을 낮추어 Target FER 값을 높게 설정하면 주어진 전력으로 많은 데이터를 전송할 수 있지만 데이터 오류가 빈번하게 발생하여 재전송 횟수가 증가하고, 반면 Target FER을 낮추면 재전송 횟수는 줄지만 한번에 보낼 수 있는 데이터 양이 줄어든다. 따라서 수율을 최대화하기 위한 target FER을 구하기 위하여 시뮬레이션과 수치적 분석을 통하여 유도한다. 수율 계산식을 이용한 최적의 FER값을 수식으로 유도하기 위하여 터보 부호의 BER, FER에 대한 평균 상한값을 유도하고, 이를 수율에 적용한 후 최대 수율이 되기 위한 FER을 산출하고, 이를 시뮬레이션 결과와 비교하여 그 타당성을 검증

한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 cdma 2000 1xEV-DV 시스템에서 고속 패킷 전송을 위한 시스템 모델을 제시하였고, 3절에서는 평균 상한값(Average upper bound)을 이용하여 Turbo code의 FER을 계산하는 방법과 수율 계산식을 이용한 최적의 FER값을 유도하였고, 3절에서는 시뮬레이션에 의하여 구하여진 결과와 2절에서 유도한 최적 FER에 의한 결과를 비교 분석하였다. 마지막으로, 본 논문에 대한 결론을 도출하였다.

II. IMT-2000패킷 데이터 전송

cdma2000 1X EV-DV에서는 고속 패킷 전송을 위해 상호 직교한 멀티 코드를 이용하는 MC(Multi code) - CDMA방식의 멀티 채널 전송 방식을 사용한다. MC-CDMA시스템의 송신기는 그림 2.1과 같다.

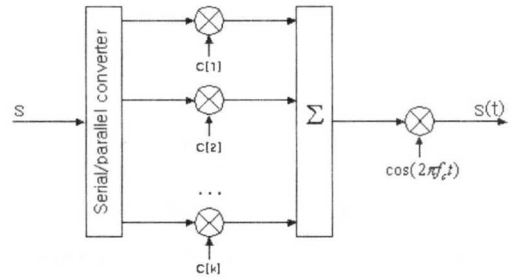


그림 2.1 MC-CDMA시스템의 송신기

위 그림에서 볼 수 있듯이 MC-CDMA에서는 직렬로 발생한 정보는 병렬로 분할되어지며, 각각의 다른 채널화 코드를 곱하여 더해진 후 동일한 스프레딩 코드를 곱하여 전송한다. 멀티 코드 수는 단말기의 하드웨어에 의해 제한되어진다^[3].

전송되어 질 정보들은 기지국의 전송 계층에 의해 세그먼트화 되어지며 전송 계층을 경유하여 데이터 링크 계층으로 전달되어진다. 데이터 링크 계층에서 세그먼트들은 패킷으로 나누어지며, 패킷의 순서 제어와 에러 검출을 위한 헤더가 첨부되어진다.

cdma2000 1X EV-DV 시스템의 패킷 데이터 전송에서 멀티 코드를 이용한 시스템 모의 실험을 위한 블록 다이어그램을 그림 2.2에 나타내었다.

전송하고자 하는 사용자 정보는 에러 정정을 위해 R=1/3의 터보 부호화 과정을 거쳐 QPSK 변조를 위한 복소 심볼로 매핑 된 후 정해진 Walsh 코

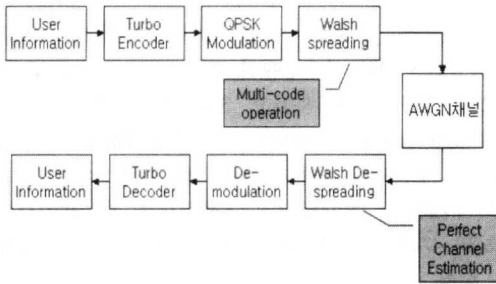


그림 2.2 모의실험을 위한 블록다이어그램

드 의 수에 의해 확산된다. 전송되어진 패킷들은 AWGN 채널을 통과하여 수신단에 도착하며, 송신단에서 수행한 역 과정을 거치게 된다. 본 논문에서는 부호율과 변조 방식은 하나로 고정하여 사용하였다.

표 2.1에는 모의 실험에 사용된 파라미터들을 나타내었다.

표 2.1 모의 실험에 사용된 파라미터

Chip rate	1.2288 Mcps
Turbo Encoder	R=1/3
Spreading	OVSF code Spreading factor=32
Channel Model	AWGN
Channel Estimator	Perfect Channel Estimator
Turbo Decoder	MAP decoder Maximum # of iteration : 8

1.2288Mcps의 칩 레이트를 가지는 cdma2000 1X EV-DV 시스템을 고려하여 시뮬레이터를 구성하였다. 부호율은 1/3이며 구속장(K)는 4인 터보 부호화기를 사용하였다. 확산 이득은 32를 사용하였으며, 고려된 채널은 가우시안 채널을 고려하였다. 터보 복호기는 MAP 알고리즘을 사용하였으며^[5], 반복 복호의 횟수는 8회로 설정하였다. 변조 방식은 QPSK를 사용하였으며, 사용자에게 최대 24개의 멀티 코드를 할당하였다. 한 사용자에게 부여할 수 있는 최대 전력은 고정 하였으며, 사용자가 부여 받은 멀티 코드의 개수에 따라서 전력 비가 달라지게 된다. 예를 들어, 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.

한 패킷의 길이는 10ms로 고정하였다.

III. 최적 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^[4]. 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^[5]. 이와 같은 평균 오류 상한값은 인터리버와 무관하게 터보부호의 성능을 분석 할 수 있도록 한다.

길쌈 부호(Terminated Convolutional Code)로 구성된 (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 ^{[5][6]}.

이러한 블록 부호의 IRWEF는 식 (1)과 같은 형태로 표현된다.

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

여기서 계수 $A_{w,z}$ 는 input weight가 w 이고 parity weight가 z 인 codeword의 숫자이다. 이 경우 코드 워드의 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.

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

여기서 P_d (error event probability)는 AWGN채널상에서 weight d 를 가진 코드워드가 잘못 복호될 확률을 나타내고 $\frac{1}{2} \text{EXP}\left(-dr \frac{E_b}{N_0}\right)$ 로 나타낼 수 있다^[7].

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 3.1과 같은 재귀 조직 길쌈 부호를 사용하고 이에 해당하는 상태도는 그림 3.2와 같다.

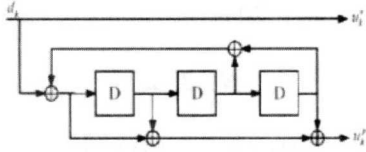


그림 3.1 재귀 조직 길쌈 부호(rate 1/2, 8state)

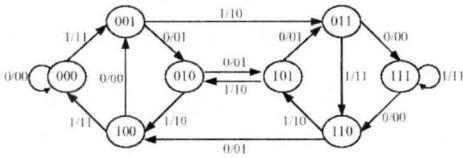


그림 3.2 상태도

위와 같이 구하여진 상태도를 이용하여 상태 천이 행렬(state transition matrix)을 구하면 그림 3.3과 같이 나타낼 수 있다.

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

그림 3.3 상태 천이 행렬

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

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

그림 3.1과 같은 재귀 조직 길쌈 부호에서 초기 state는 000이라고 가정하기 때문에 초기 state vector는 식 (4)와 같이 표현할 수 있고

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

k비트 후 termination된다고 가정하면 k비트 후 IRWEF는 식 (5)와 같이 표현 할 수 있다.

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

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.

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

2. 최대 수율을 위한 Target FER유도

수율에 대한 정의는 평균데이터 전송률을 평균 전송 횟수로 나눈 정의식^[8]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 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = R \times \left(\frac{1 - FER_r}{\bar{N}} \right) \quad (8)$$

여기서 \bar{N} 은 평균 재전송 횟수이고 FER_r은 잔여 Frame Error Rate를 의미한다. FER_r은 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 (8)과 같이 재전송 과정에 발생하는 오류를 고려하지 않으면 안되기 때문에 식 (9)과 같이 수율을 정의하였다.

$$T = (1 - FER) \times R \quad (9)$$

여기서 R은 data rate이고 멀티 코드를 이용한 전송방식에서 식 (10)와 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

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

그러므로 식 (9)은 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$T = (1 - FER) \times \frac{\text{bit 수} / \text{프레임} \times \text{Multicode 수}}{10\text{ms}} \quad (11)$$

위에서 구한 FER식의 $\frac{E_b}{N_0}$ 는 $\frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}$ 으로 바꾸어 표현할 수 있고 FER 식을 식 (11)에 대입하면 식 (12)과 같이 표현되어진다.

$$T = (1 - \frac{1}{2} \sum_{d=\min} \sum_{w,z} A_{w,z} \text{EXP}(-d \frac{E_b}{\text{Multicode 수} \times N_0})) \times \frac{\text{bit 수} / \text{프레임} \times \text{Multicode 수}}{10\text{ms}} \quad (12)$$

여기서 Multicode 수는 전송전력을 결정하게 되고, 이 값은 결국 FER값을 설정하게 된다. 따라서 최대 T값을 구하기 위해서 T를 Multicode수에 대해 미분하여 그 결과가 0' 되는 조건을 찾으면, 식 (13)과 같은 결과 식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{d=\min} \sum_{w,z} A_{w,z} \left(\frac{dE_b}{\text{Multicode 수} \times N_0} + 1 \right) \text{EXP}(-\frac{dE_b}{\text{Multicode 수} \times N_0}) = 2 \quad (13)$$

식(13)을 이용하여 구하여진 최적의 Multicode 수를 위에서 구하여진 FER식에 대입하면 최적의 target FER값을 구할 수 있다.

IV. 결과

1. 수치적 해석 방법을 이용한 결과

III절에서 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^[11]과 비교하기 위해서 378로 가정하였고 code rate는 1/3인 터보 부호로 가정하였다.

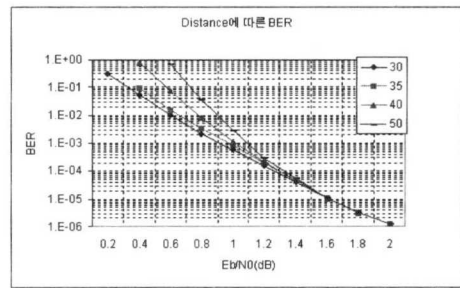


그림 4.1 distance에 따른 BER

그림 4.1은 터보부호의 BER 상한값을 오류 상한값을 구하는 식(2)에서 고려하는 Hamming distance에 따른 결과를 그래프로 나타내었고 그림 4.2은 3GPP2 표준화에서 터보부호의 성능평가를 위해 제공된 Qualcomm 시뮬레이션 결과이다^[11].

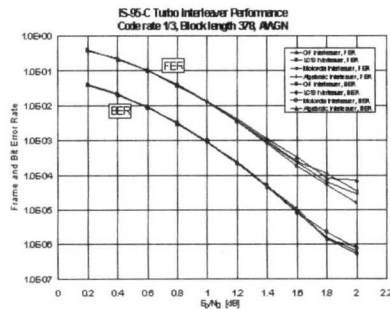


그림 4.2 3GPP2에서 제안한 터보부호에서의 성능

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 35~40 까지 고려할 때 터보부호의 BER 상한값에 의하여 구하여진 결과와 Qualcomm시뮬레이션에 의해서 구하여진 결과가 거의 동일하게 나타남을 확인 할 수 있었다.

따라서 Hamming distance가 35~40일 때까지 고려한 터보부호의 FER 상한값을 이용하여 구하여진 최적의 Multicode 수를 FER식에 대입하여 구한 결과를 표 4.1에 나타내었다. 그 결과 H-ARQ type-I이 적용된 시스템에서 최대 수율은 Hamming distance가 35일 경우에는 0.11, 40일 경우에는 0.098에서 나타나는 것을 확인 할 수 있었다.

표 4.1 Distance에 따른 최적 FER

Distance	FER
35	0.11
40	0.098

2. 시뮬레이션 결과

그림 4.3에서는 H-ARQ Type-I, 즉 여러 패킷의 단순한 재전송만 수행한 시뮬레이션 결과를 멀티 코드 갯수에 따른 수율에 대한 그래프로 나타내었다. 여기서 멀티 코드 수는 전송전력과 데이터율을 결정하게 된다. 예를 들어 멀티 코드를 6개 부여받은 사용자는 하나의 코드에 최대 전력의 1/6의 크기로 전송을 하며, 멀티 코드를 24개 부여받은 사용자는 하나의 코드에 최대 전력의 1/24의 크기로 전송을 한다. 이 값은 결국 FER값을 설정하게 된다. 그리고 멀티 코드 수를 증가시킬수록 데이터율은 증가하게 된다. 따라서 멀티 코드의 수가 증가 할수록 많은 코드의 사용으로 데이터율은 증가하지만, 하나의 코드 채널에 할당받는 전력의 크기가 줄어들기 때문에 FER 값이 증가하여 평균 재전송 횟수가 증가하므로 -1dB에서는 멀티 코드수가 14~15개 사이, 0dB에서는 17~18, 1dB에서는 22~23사이에서 최대의 수율이 나타나는 것을 확인 할 수 있었다. 또한 dB값이 낮을수록 전체 할당된 전력이 낮으므로 전체 수율값은 낮아지지만 최적의 수율은 FER과 데이터율에 의해 결정되므로 dB값이 변하는

것에 상관없이 최적의 FER값은 9~11%에서 나타나는 것을 확인 할 수 있었다. 그림 4.4는 그림 4.3의 결과 그래프에서는 멀티코드 수에 따른 FER의 변화를 볼 수 없기 때문에 멀티 코드 갯수에 따른 FER에 대한 그래프로 나타내었다.

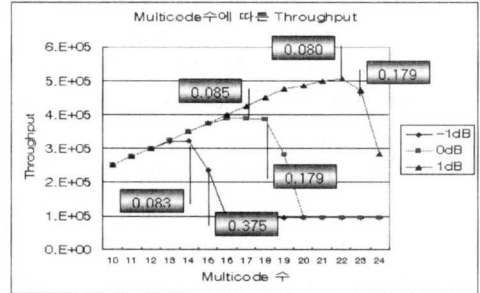


그림 4.3 H-ARQ type-I이 적용된 시스템에서 멀티 코드에 따른 처리율의 그래프

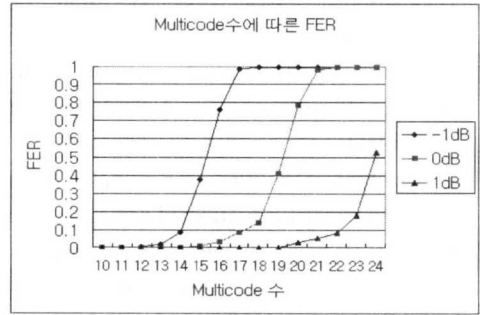


그림 4.4 H-ARQ type-I이 적용된 시스템에서 멀티 코드에 따른 FER의 그래프

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

V. 결론

본 논문에서는 IMT-2000 시스템에서 H-ARQ type 1방법이 적용된 경우를 고려하여 그에 대한 Target FER을 수치적 해석 방법을 이용하여 구한 후 시뮬레이션을 이용하여 그를 검증하였다. 기존의 3GPP2표준에 의하면 Target FER 값이 5%로 설정하도록 하고 있으나 H-ARQ type-I방법이 적용된 경우에 있어서 최대의 수율을 얻기 위한 target FER값은 수율 계산식과 터보부호의 FER 상한값을 이용하여 수치적으로 구한 결과 FER 값이 약 9~11%에서 수율이 최대가 나타나는 것을 확인 할 수 있었다. 또한 시뮬레이션을 통하여 구한 결과

를 이용하여 이를 검증할 수 있었다.

참 고 문 헌

[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] Frank H.P. Fitzek, Rolf Morich, Adam Wolisz, "Comparison of Multi-Code Link-Layer Transmission Strategies in 3Gwireless CDMA," IEEE Comm Magazine. Vol 38, No 10, pp58-64, October 2000.

[4] C. Berrou and A. Clavierux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding : Turbo codes," Proceeding of the IEEE International Conference on Communication, Vol. 2, pp. 1064-1070, 1993

[5] S. Benedetto, "Unveiling turbo codes : some results on parallel concatenated coding schemes," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 42, no. 2, pp. 409-428, Mar 1996. 2001.10. 8)

[6] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, J. Nicolas, and N. T. Sindhusayana, "Perspectives on interleaved concatenated codes with iterativesoft output decoding," in Proc.of the 1st Int. Symp. on Turbo Codes & Related Topics, pp. 47-54, Brest, France, Sept. 1997.

[7] B. Vucetic and J. Yuan, Turbo Codes: Principles and Application, Boston: Kluwer Academic Publisher, 2000.

[8] 3GPP2, 531-99011205-QC_LCS_Interleaver_v08

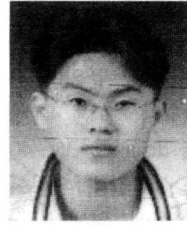
[9] 3GPP2 C502001-0611-009, "Updated Joint Physical Layer Proposal for 1x EV-DV"

[10] 3GPP2 C502000-0918-015, "Reverse Link Structure for 1xEV-DV"

[11] C50-20000918-005 CWTS - LAS-CDM A Data Simulation Results

송 경 식(Kyung-Sik Song)

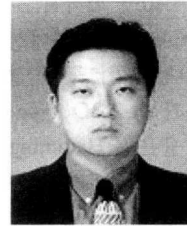
준회원



2001년 2월 : 경희대학교
전자전파계열 졸업
2001년 3월~현재 : 경희대학교
전파공학과 석사과정
<주관심 분야> IMT-2000, 이동통신

홍 인 기(Een-Kee Hong)

정회원



1989, 91, 95년 : 연세대학교
전기 공학과 공학학사,
공학석사, 공학박사
1995년~1999년 : SK Telecom
중앙연구원 선임연구원
1997년~1998년 : NTT
DoCoMo 교환 연구원
1999년~현재 : 경희대학교 전자정보학부 조교수
<주관심 분야> CDMA, 이동통신