

# W-CDMA 시스템에서 터보 부호의 새로운 복호지연 감소방식에 관한 연구

論 文
8-4-7

## A Study on the New Delay Stopping Criterion of Turbo Code in W-CDMA System

박 노 진\*, 신 명 식\*

No Jin Park and Myung-Sik Sin

### ABSTRACT

In recent digital communication systems, the performance of Turbo Code used as the error correction coding method depends on the interleaver size influencing the free distance determination and iterative decoding algorithms of the turbo decoder. However, some iterations are needed to get a better performance, but these processes require large time delay. Recently, methods of reducing the number of iteration have been studied without degrading original performance. In this paper, the new method combining ME (Mean Estimate) stopping criterion with SDR (sign difference ratio) stopping criterion of previous stopping criteria is proposed, and the fact of compensating each method's missed detection is verified. Faster decoding realizes that reducing the number of iterative decoding about 1~2 times by adopting our proposed method into serially concatenation of both decoder. System Environments were assumed DS-SS forward link system with in-tense MAI (multiple access interference).

**Keywords** : DS-SS, ME, 터보 복호기, SDR, W-CDMA

### 1. 서 론

길쌈 부호의 변형인 터보 부호는 1993년 6월 스위스의 Geneva에서 개최된 ICC (the international conference on communications)에서 Berrou 등에 의해 발표되었으나[1-2], 터보 부호는 낮은  $E_b/N_0$ 에서 강력한 오류 정정 능력을 갖는 코딩 기법임에도 불구하고 너무 긴 복호 지연시간으로 성능에 영향을 초래하므로 이를 해결하기 위한 노력의 일환으로 복호가 완료되면 반복 횟수를 중단시킴으로서 긴 복호 지연의 단점을 극복하기 위한 연구가 수행 되었다[3].

본 논문에서는 ME 반복복호 감소방식(mean estimation iterative decoding stopping criterion)

과 SDR 반복복호 감소방식(sign difference ratio iterative decoding stopping criterion)을 각각 별개로 적용시켰을 때 프레임의 에러유무를 제대로 판정하지 못하는 경우가 발생하는 단점을 보완할 필요가 있다. 터보복호기의 연관성 출력 값은 LLR의 형태를 취하기 때문에 이 LLR 분포의 서로 다른 특성을 이용하여 보다 정확한 판정을 할수 있는 새로운 ME-SDR 연결방식을 제안하고 순방향 링크의 W-CDMA 시스템 환경에서 컴퓨터 모의 실험을 통해 기존 방법과의 비교 및 성능 분석을 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 터보 부호에 대해 알아보고, III장에서는 기존의 반복 복호 감소 방식들(stopping criteria)에 대해 기술한다. IV장에서는 적용한 W-CDMA 시스템 환경에 대해서, V장에서는 본 논문에서 제안한 반복 복호 감소 방식에 대해 설명한다. VI장에서 모

접수일자 : 2009년 10월 01일

최종완료 : 2009년 12월 21일

\*GTC(주) 연구소

교신저자, E-mail : njpark@gtcsales.co.kr

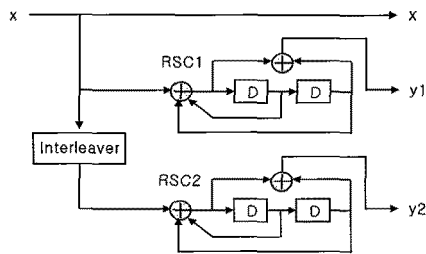


그림 1. 터보 부호기의 구조

의 실험을 통해 제안한 방식의 성능을 평가하고, VII장에서 결론을 맺는다.

## II. 터보 부호 시스템(Turbo Code System)

### 1. 터보 부호기(Turbo Encoder)

그림 1에 나타난 것처럼 본 논문에서 사용한 터보 부호기는 두 개의 RSC(recursive systematic convolutional) 부호와 이 두 RSC 부호를 연결시켜주는 인터리버로 구성된다. 여기서 RSC 부호란 길쌈 부호의 일종으로 피드백이 존재하는 체계화된 부호이다

터보 부호기는 구속장의 길이(constraint length)  $K=3$  (i.e., 메모리  $m=2$ ), 부호화율이  $1/3$ , 패리티 다항식(parity polynomial)  $g_1(D)=1+D^2$ , 피드백 다항식(feedback polynomial)  $g_0(D)=1+D+D^2$ 인 부호어를 생성시키는 부호기이다. 프레임 길이  $L$  을 갖는 각 입력 데이터  $x=(x_0, x_1, \dots, x_{L-1})$ 에 대하여 RSC1은 메시지 비트의 원래 입력 순서에 따라 부호화 과정을 수행하여 첫 번째 parity 시퀀스  $y_1=(y_{1,0}, y_{1,1}, \dots, y_{1,L-1})$ 을 출력하고,  $x$ 의 인터리브 된 출력을 받는 RSC2는 인터리에 의해

순서가 재배열된 메시지 비트의 순서에 따라 부호화 과정을 수행하여, 두 번째 parity 시퀀스  $y_2=(y_{2,0}, y_{2,1}, \dots, y_{2,L-1})$ 를 출력하므로 그림 1로부터 생성되는 부호어의 부호화율은  $1/3$ 이 된다.  $y_1$ 과  $y_2$ 와의 펄칭(puncturing)을 통해  $1/2$ 로도 처리 가능하다. 따라서 본 논문의 모의실험에 사용된 부호기는 그림 1과 같고, 이를 위해 2개의 터보 부호에 사용된 구성부호로는 생성 다항식이  $(7,5)_8$ 인 4 상태 코드를 사용하였으며 이 코드는 2개의 메모리를 가지고 우수한 거리성능을 제공하는 것으로 알려져 있다.

### 2. 터보 복호기(Turbo Decoder)

본 논문에서 사용된 MAP(maximum a posteriori) 알고리즘은 길쌈 부호의 복호화 방법이었던 viterbi 알고리즘의 대안으로 제시되었다. 이는 선형 부호의 심볼 오류 확률을 최소화 할 수 있는 최적의 복호화 방법으로, 1974년 Bahl-CoCke-Jelinek-Raviv에 의해 발표된 심볼 단위의 BCJR 알고리즘이 변형된 것이다. 터보 부호의 복호화는 trellis를 기초로 하는 복호 알고리즘을 이용해서 각각 2개의 markov process들에 대해서 독립적인 추정을 한다. 따라서 두 복호기 사이에서 소프트 정보를 반복적으로 공유하면 추가적이 이득을 얻을 수 있다[4-5]. 그림 2는 일반적으로 사용되는 터보 복호화기의 구조이다. 여기서 비트 오류율(BER: bit error rate)을 최소화 하는 알고리즘을 MAP 알고리즘이라 하고, 그림 2에서 보듯 터보 부호의 복호기는 반복 복호를 하는 구조로 되어 있다. 먼저 첫 번째 복호기는 체계화된 채널 정보  $\bar{y}_s$ 와 첫 번째 부호화기의 잉여 비트  $\bar{y}_{1p}$ , 그리고

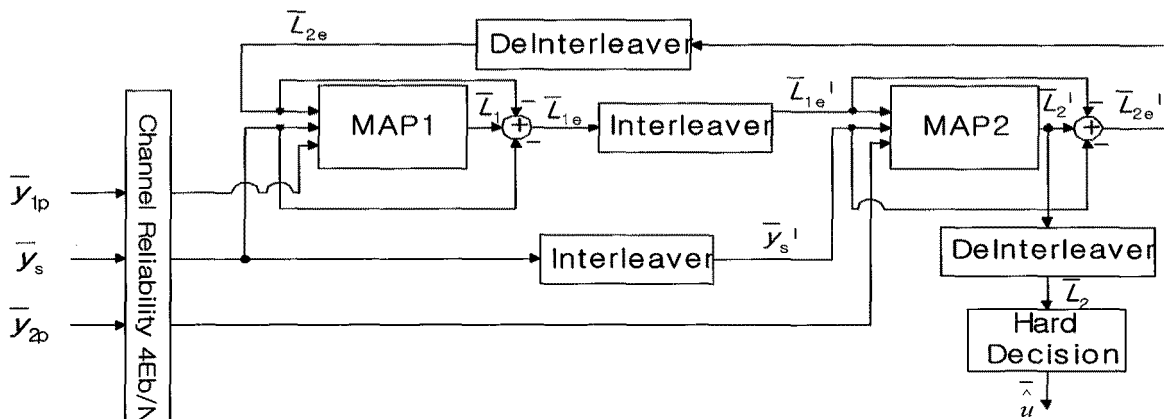


그림 2. 일반적인 터보 복호기의 구조

두 번째 복호화기로부터 받은 priori 정보  $\bar{L}_{2e}$ 를 입력으로 사용한다. 위의 정보들을 이용해서 첫 번째 복호화기는 LLR  $\bar{L}_1$ 을 출력한다. 그리고 첫 번째 복호화기의 외부 정보  $\bar{L}_{1e}$ 은 출력값  $\bar{L}_1$ 에서 systematic 입력과 priori 정보를 빼줌으로써 얻을 수 있고 이렇게 구해진 외부 정보  $\bar{L}_{1e}$ 는 인터리빙 되어서 두 번째 복호화기의 priori 정보( $\bar{L}_{1e}^I$ )로 사용된다. 그리고 두 번째 복호화기는 인터리빙된 systematic 정보  $\bar{y}_s^I$ 와 두 번째 부호화기의 잉여 비트인  $\bar{y}_{2p}$ 를 입력으로 받고 다시 복호하여 LLR  $\bar{L}_2$ 을 출력하고 외부 정보  $\bar{L}_{2e}^I$ 을 디인터리빙(deinterleaving)하여 첫 번째 복호화기의 priori 정보( $\bar{L}_{2e}$ )로 보낸다. 이러한 방법으로 일정한 횟수의 반복 복호화 과정이 끝나면 최종 정보를 추정하게 되는데 두 번째 복호화기에서의 LLR 출력을 디인터리빙 한 후에 강 판정을 하여 전송한 메시지 비트  $\hat{d}$ 를 추정한다.

본 논문에서 사용한 MAP 알고리즘은 수신 시퀀스를 이용해서 정보의 상태 전이 사후확률(APP: a posteriori probability)과 전송된 메시지 비트 또는 markov process에 의해 산출되는 코드 심볼 등을 추정한다. 하지만 MAP 알고리즘은 직접적으로 사후 확률을 계산하기가 효과적이지만 많은 계산 과정과 메모리 및 복호 지연을 필요로 하기 때문에 현재 이를 간소화하기 위한 여러 연구들이 수행되어 왔다. 또한, 메시지 비트의 사후확률을 정확하게 추정한다 하더라도 한 비트의 추정에 약  $6 \times 2^M$ 의 곱셈과 덧셈을 필요로 하는 많은 계산량과 round-off 에러에 아주 민감하다. 이러한 문제들은 곱셈을 덧셈으로 바꾸어 계산하는 로그 계산을 하여 어느 정도 해결하고 있는데 log MAP 알고리즘은 correlation factor에 대한 look-up 테이블이 필요하지만 max-log 알고리즘은 look-up table이 불필요하고 복잡성도 1/2 정도이다.

### III. 복호 지연 감소 방식(Stopping Criteria)

#### 1. CE 복호지연 감소방식(cross entropy stopping criterion)[6]

cross entropy는 두 가지 분포의 유사성을 측정하는데 이용된다. Time  $k$ 에서  $i$ 번째 iteration에 대해 아래의 수식 (1), (2), (3), (4)를 얻을 수 있다.

$$L_1^{(i)}(\hat{u}_k) = L_{2e}^{(i-1)}(\hat{u}_k) + \frac{2}{\sigma^2} y_{s,k} + L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k), i \geq 1 \quad (1)$$

$$L_2^{(i)}(\hat{u}_k) = L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k) + \frac{2}{\sigma^2} y_{s,k} + L_{2e}^{(i)}(\hat{u}_k), i \geq 1 \quad (2)$$

$$\Delta L_{2e}^{(i)}(\hat{u}_k) = L_{2e}^{(i)}(\hat{u}_k) - L_{2e}^{(i-1)}(\hat{u}_k), i \geq 1 \quad (3)$$

$$\Delta L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k) = L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k) - L_{1e}^{(i-1)}(\hat{u}_k), i \geq 1 \quad (4)$$

$i$ 번째 iteration에서 복호기 2의 CE  $T_2(i)$ 는 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$T_2(i) \approx \sum_{k=1}^N \frac{(\Delta L_{2e}^{(i)}(\hat{u}_k))^2}{e^{|\Delta L_{2e}^{(i)}(\hat{u}_k)|}}, i \geq 1 \quad (5)$$

유사하게 iteration  $i$ 에서 복호기 1의 CE  $T_1(i)$ 는 다음과 같다.

$$T_1(i) \approx \sum_{k=1}^N \frac{(\Delta L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k))^2}{e^{|\Delta L_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k)|}}, i > 1 \quad (6)$$

$T_m(i)/T_2(1) = 10^{-2} \sim 10^{-4}$  ( $m=1, 2$ )일 때 반복 복호는 정지된다.

#### 2. SCR 복호지연 감소방식(sign change ratio decoding delay stopping criterion)

iteration  $i$ 에서  $i+1$  ( $i \geq 1$ )까지의  $\bar{L}_{2e}^{(i)}$ 와  $\bar{L}_{2e}^{(i+1)}$ 의 부호를 비교했을 때, 부호 변화의 수를  $C_2$ 로 정의한다. 만약 부호변화율(sign change ratio)  $C_2/N$ 이 0.005~0.03으로 떨어지면, 반복 복호 과정은 iteration이  $i+1$ 일 때 정지된다. 이 방식은  $\bar{L}_{1e}$ 에 대해서도 적용될 수 있다[7].

#### 3. HDA 복호지연 감소방식 (hard decision aided decoding delay stopping criterion)

iteration  $i$ 에서  $\bar{L}_2$ 의 강판정(hard decision)된 값을 저장한다. 다음 iteration에서  $\bar{L}_2^{(i+1)}$ 의 강판정에 지정된 값과 이전에 저장된 값을 비교한다. 전체 프레임에 대해서 모두 일치하게  $n$ 되면 반복

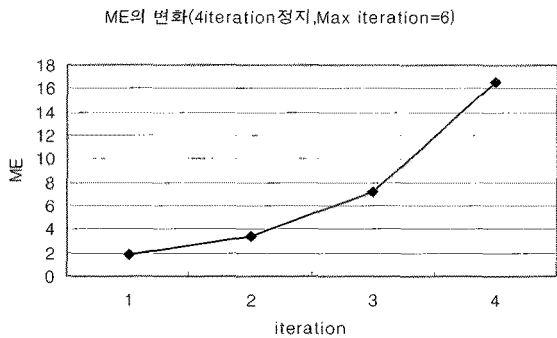
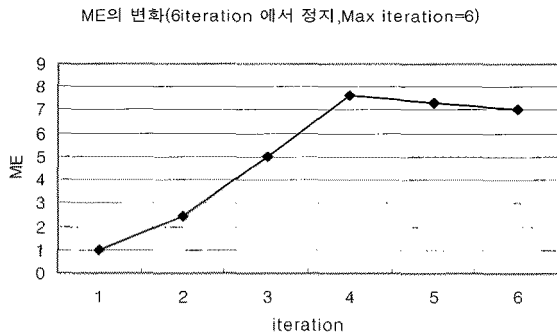


그림 3. good 프레임과 bad 프레임과의 ME의 변화  
복호 과정을 멈추고 iteration  $i+1$ 에서 정지된다.  
이 방식은  $\bar{L}_1$ 에 대해서도 적용될 수 있다[7].

#### 4. SDR 복호지연 감소방식(sign difference ratio decoding delay stopping criterion)

각 복호기로 들어오는 사전정보(priori information)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

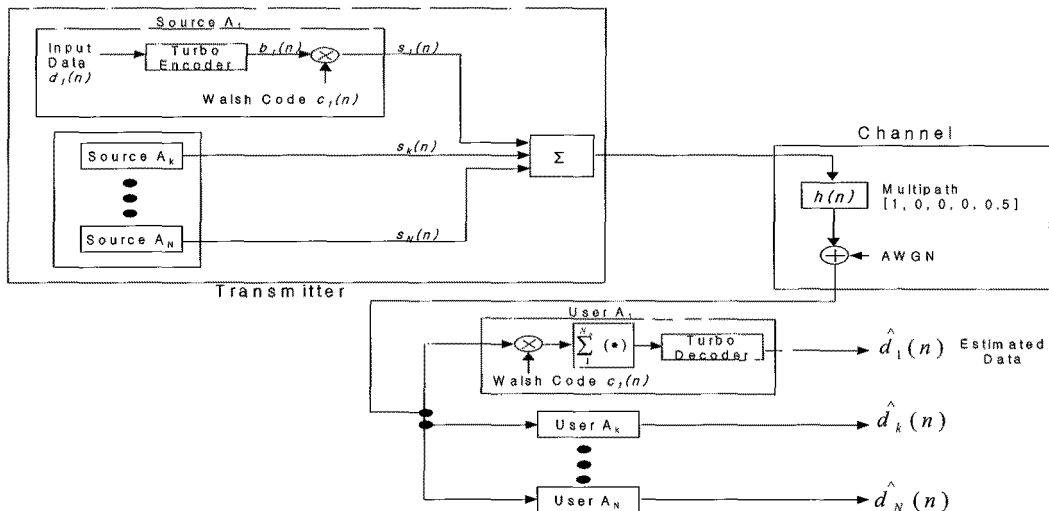


그림 4. 순방향 링크의 W-CDMA 시스템 모델

$$\bar{L}_{1a}^{(i)}(\hat{u}_k) = \bar{L}_{2e}^{(i-1)}(\hat{u}_k) \quad (7)$$

$$\bar{L}_{2a}^{(i)}(\hat{u}_k) = \bar{L}_{1e}^{(i)}(\hat{u}_k) \quad (8)$$

이 때  $\bar{L}_{ma}^{(i)}$ 와  $\bar{L}_{me}^{(i)}$  ( $m=1,2$ )의 부호차이를  $D_{mi}$ 로,  $N$ 은 프레임 크기로 정의한다. 원리는 다음과 같다.

-  $D_{mi} \geq p \times N$ , 반복 복호를 계속 진행.

-  $D_{mi} < p \times N$ , 반복 복호를 정지.

여기서  $p$ 의 적절한 범위는 0.001~0.01이다. SDR 방식은 이전 iteration의 부호를 저장할 필요가 없으므로 하드웨어 복잡성을 줄일 수 있다[8].

#### 5. ME 복호지연 감소방식(mean estimate decoding delay stopping Criterion)

이 방식은 복호기 LLR의 절대치의 평균값,  $M_{|L|}$ 의 변화를 이용한다. 복호가 곤란한 bad 프레임에 대해서  $M_{|L|}$ 값은 크게 증가하지 않고 낮은 값에서 유지되고, 복호가 용이한 good 프레임에 대해  $M_{|L|}$ 값은 크게 증가된다. 그림 3은 최대 iteration을 6으로 했을 때, HDA 방식에 의해 4 iteration에서 종료된 good 프레임의  $M_{|L|}$ 과 최대 iteration 6까지 진행된 bad 프레임의  $M_{|L|}$ 의 비교 그래프이다[9].

ME 방식의 절차는 다음과 같다.  $M_{|L|}$ 을 특정 임계치  $Th$ 와 비교한다. 여기서  $Th$ 는  $E_b/N_0$ 가 증가함에 따라, 프레임 크기가 증가함에 따라 보다

큰 값을 적용시켜야 한다.  $M_{LI} > Th$ 이면 그 프레임은 에러가 없다고 생각하고 반복 복호 과정을 멈추고, 그렇지 않으면 최대 iteration까지 계속 반복한다.

#### IV. W-CDMA 시스템 모델

그림 4는 터보 부호를 채용한 동기식 W-CDMA BPSK 시스템[10]의 순방향 링크 모델을 불연속 시간(discrete time) 형태로 나타내었다.  $N$ 명의 W-CDMA 사용자가 동시에 통화 중이라고 가정할 때,  $k$ 번째 사용자의 2진 데이터 시퀀스  $d_k(n)$ 은 부호율이  $R_c = 1/2$ , 구속장이  $K = 3$ , 생성다항식이  $G = (g_1, g_2) = (5, 7)$ 인 가장 간단한 구조의 터보 부호기를 거쳐서 코드 시퀀스  $b_k(n)$ 을 발생시킨다. 그 후, 코드 시퀀스  $b_k(n)$ 은 순방향 링크에 이용되는 스프레딩 시퀀스인 Walsh Code  $c_k(n)$ 으로 확산되고 BPSK로 변조된다.  $k$ 번째 사용자의 정보 데이터 및 스프레딩 시퀀스(spreading sequence)는 각각 식 (9), (10)과 같이 주어진다.

$$d_k(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d(k) \cdot pN_b(n - jN_b)j \quad (9)$$

$$c_k(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c(k) \cdot pN_c(n - jN_c)j \quad (10)$$

여기서  $N_c$ 와  $N_b$ 는 각각 칩 구간(chip duration)과 데이터 구간(data duration)이며  $0 < x < y$ 에서  $p_x(y) = 1$ 이고, 그 외의 영역에서는  $p_x(y) = 0$ 이다. 터보 부호의 부호율이  $1/2$ 이면, 부호화된 부호 비트  $b_k(n)$ 은 데이터 비트구간(data bit duration)  $d_k(n)$ 의  $1/2$ 이 된다. 즉  $N_b = 2N_{tc}$ 이고, 여기서  $N_{tc}$ 는 터보 부호화된 비트 구간이다.  $d_j(k)$ 와  $c_j(k)$ 는 각각 동일한 확률을 가지며 0 또는 1, -1 또는 +1의 값을 취하는 독립적인 랜덤 변수로서 모델링 된다. 또한 부호화된 비트에  $M$ 개의 스프레딩 시퀀스 칩이 들어간다면 스프레딩 시퀀스의 주기는  $N_{tc}$ 가 된다. 다시 말해서,  $N_{tc} = M_{tc}$ 이며 모든  $-\infty < j < \infty$ 에 대하여  $c(k) = c_j(k) + N_j$ 이다. 이때  $k$ 번째 사용자의 송신신호는 식 (11)과 같다.

$$s_k(n) = b_k(n) \cdot c_k(n) \quad (11)$$

$N$ 명의 사용자에게 대해 베이스 스테이션(base station)에서 전송되는 송신신호는 식 (12)와 같다.

$$s(n) = \sum_{k=1}^N s_k(n) \quad (12)$$

다중 경로 채널은 단일 FIR 형태로 구성하였고 전력이 0.5만큼 감쇠되어 4개의 chip 지연 후에 영향을 미친다. 등가 필터로 모델링하면 식(13)과 같다.

$$h(n) = \delta(n) + 0.5\delta(n - 4N_c) \quad (13)$$

송신신호  $s(n)$ 은 다중 경로 채널을 지나 양측 파대 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 AWGN(additive white Gaussian noise)이 부가되어 수신된다. 따라서 수신신호  $r(n)$ 는 식 (14)와 같다.

$$r(n) = s(n) * h(n) + n(n) \quad (14)$$

사용자  $k$ 의 출력을  $s_k(n)$ 이라 가정하면, 수신신호  $r(n)$ 과  $c_k(n)$ 을 곱하여  $[0, N_{tc}]$ 구간에서 합산함으로써 상관 수식되므로 상관기의 출력은 식 (15)와 같다.

$$Z_k = \sum_{n=1}^{N_{tc}} r(n) \cdot c_k(n) \quad (15)$$

그 후 역확산된 심볼은 터보 복호기를 통과해서 정보데이터를 추정하게 된다. 그림 5는 채널

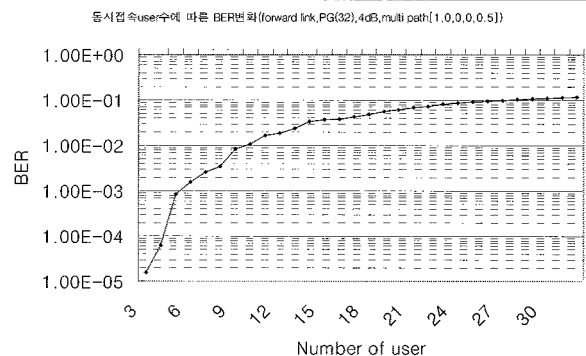


그림 5. 동시접속 user수에 따른 BER 변화

코딩을 하지 않은 상태에서 처리이득(process gain)이 32일 때 동시접속 사용자 수에 따른 W-CDMA 시스템의 BER 성능을 나타낸다. 동시 접속 사용자 수가 6을 넘어가면서 MAI(multiple access interference)가 극심해지고 성능이 크게 떨어지는 것을 볼 수 있다. 이렇게 채널코딩하지 않은 상태에서는 동시접속 사용자 20에 대해 BER은  $5.98 \times 10^{-2}$ 이지만 터보 부호를 사용했을 때 프레임 크기 128에 대해  $2.97 \times 10^{-4}$ , 256에 대해  $7.63 \times 10^{-5}$ 으로써 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다. 따라서 W-CDMA에 터보부호를 사용하게 되면 사용자 용량을 보다 증가시킬 수 있음을 볼 수 있다.

### V. 제안한 새로운 복호지연 감소방식

기존의 복호지연 감소방식 중에서 CRC(cyclic redundancy check)[9]는 터보 부호기로 보내기 이전에 CRC 인코딩 시킨 후 수신단에서 매 iteration마다 CRC 검사를 수행하여 나머지 값이 0이 되었을 때 오류가 없는 것으로 판단하고 iteration을 중단하는 방식이다. 이 방식은 CRC에 이용되는  $nc$ 개의 비트가 추가되어 대역효율이 감소하는 단점이 있다. 이에 비해 CE방식은 많은 메모리와 계산량을 요구하게 되는 단점이 있다. 하지만 HDA방식과 SCR방식은 이전 iteration의 LLR 부호가 현재 iteration의 LLR 부호와 같은 정도를 검사하여 반복 복호를 정지시키기 때문에 대역 효율과 계산량의 면에서 유리하다. 128 프레임의 경우 SCR 방식의 C2를 0.001로 주게 되면 HDA

방식과 SCR 방식의 성능은 비슷하다. 그러나 SDR방식은 SCR 방식과는 달리 이전 값을 저장할 버퍼가 필요 없기 때문에 메모리가 절약되는 이점이 있다. 위의 반복복호 방식들에 비해 ME 방식은 이전 방식과 달리 LLR의 절대치의 평균의 크기가 good 프레임의 경우 상당히 증가하고 bad 프레임의 경우 약간 증가하면서 바로 멈추거나 감소한다는 성질을 이용하는 방식으로 평균값이 임계값(threshold)  $Th$ 을 넘어서게 되면 애러가 없는 것으로 판단하여 반복 복호를 정지하게 된다. 지금까지 제안된 기존의 복호지연 감소방식들은 LLR의 부호를 비교하는 방식과 LLR의 절대값의 평균치를 비교하는 방식으로 분류하게 되는데 한 가지 방식으로만 했을 때는 이미 LLR이 충분히 정정되었음에도 그것을 판단하지 못하는 경우가 종종 발생한다는 것이다. 예로 들면 SDR을 적용했을 경우 평균값의 크기가 충분히 커짐에도 부호의 변화율을 임계값에 못 미치는 경우가 있으며, ME를 적용했을 경우 부호의 변화율이 임계값을 넘어섰음에도 평균의 크기는 더 이상 커지지 않는 치명적인 단점이 발생한다는 것이다. 이를 개선하기 위해 본 논문에서는 보다 빠르고 정확하게 반복 복호 지연을 감소시키고 하드웨어의 복잡성이 가장 적은 SDR 방식을 적용하여 LLR의 크기값과 부호변화율을 모두 고려할 수 있는 새로운 ME-SDR 방식을 제안한다. 본 논문에서 ME 방식과 SDR 방식을 연결시킨 이유는 위에 나열한 여러 반복 복호 방식들 중 가장 메모리가 절약되는 SDR 방식의 이점과 빠른 복호가 가능한 ME 방식 장점을 결합하는 이점이 다른 방식을 연결시키는 것보다 더욱 정확하고 빠른 복호가 가능하기 때문이다. 이를 통해 기존의

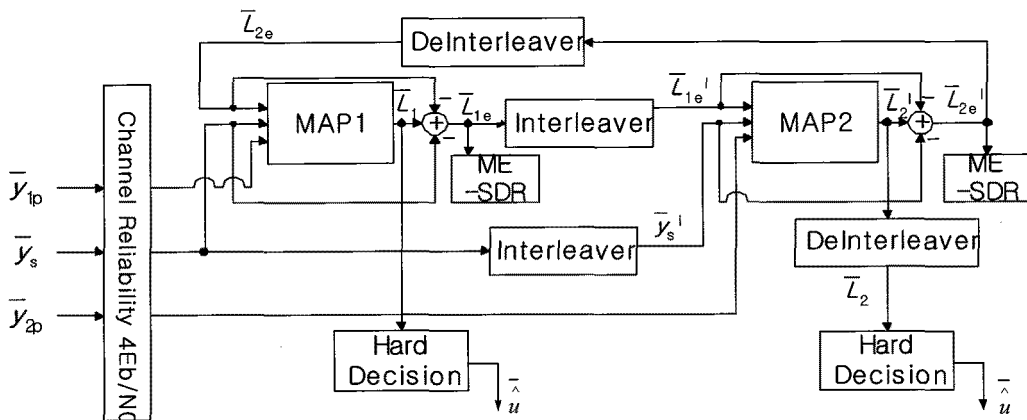


그림 6. ME-SDR 반복 복호 감소 방식을 복호기 1과 2에 모두 적용시킨 구조

방식에 비해 새로운 ME-SDR 방식은 각각의 SDR 방식과 ME 방식에 비해 월등히 평균 반복 복호 횟수가 감소됨을 확인 할 수 있었다. 이렇게 복호 시간이 감소하는 주된 이유는 각 방식이 LLR 분포의 서로 다른 특성을 가지고서 결정을 내리기 때문에 가능하고, 기존의 방식들과 비교하여 BER 성능은 감소시키지 않으면서 하드웨어의 복잡도는 최소로 하고 복호 시간은 단축시킴으로써 더욱 빠른 복호를 수행함을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다. 그림 6은 MAP 기반의 복호기 1과 복호기 2 모두에 ME-SDR 복호지연 방식을 적용시킨 것으로 동작원리는 다음과 같다.

- (step1)  $M_{LI} \geq Th$  이면 에러가 없는 것으로 판단하고 반복 복호 정지.
- (step2)  $M_{LI} < Th$ 이고  $D \leq p \cdot N$ 이면 에러가 없는 것으로 판단하고 반복 복호 정지.
- (step3)  $M_{LI} < Th$ 이고  $D > p \cdot N$ 이면 프레임에 에러가 존재하는 것으로 판단하고 반복 복호를 계속 진행.

$M_{LI}$ 은 각 복호기의 외부정보(extrinsic information) 절대치의 평균값이며,  $Th$ 는 ME방식의 임계값(threshold)이다. 그리고  $D$ 는 각 복호기의 사전정보(priori information)와 외부정보사이의 오차이고  $p$ 는 SDR방식의 임계값이며  $N$ 은 프레임 크기이다.

### V. 실험 결과 및 고찰

본 논문에서는 W-CDMA 통신 시스템 환경에서 잡음의 영향으로부터 전송된 신호를 복원하기 위해 필수적인 오류 정정 부호 중 터보 부호의 반복복호 지연을 감소시키기 위해 새로운 ME-SDR 방식을 제안하였다. 특히 터보 복호화기는 MAP 알고리즘을 채택할 경우 알고리즘의 복잡성 때문에 복호기 자체 내에서 상당한 지연을 요구하므로 평균 반복 복호 횟수가 터보 부호의 지연 시간을 대부분 결정짓는다고 할 수 있다. 제안한 부호의 지연방식은 하드웨어 복잡성이 증가한다는 단점이 있지만 기존의 방식들에 비해 BER 성능을 감소시키지 않으면서 평균 반복 복호 횟수

표 1. ME 방식의 임계값( $Th$ )

	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
128프레임	10	12	14	16	18	20	23	26	29
256프레임	12	14	16	18	20	22	25	28	31

를 효과적으로 감소시켜 차세대 실시간 통신의 최대 단점인 복호지연 시간을 감소시키면서 더욱 빠른 복호 능력과 정확한 복호 기능을 수행할 수 있도록 하였다. 복호화 알고리즘은 MAP를 사용하였고 터보 부호화기는 동일한 2개의 RSC 부호화기를 사용하였다. 또한 출력되는 시퀀스 사이의 상관성을 줄이기 위해서 랜덤 인터리버를 이용하였다. 구속장의 길이  $K=3$ , 구성 부호화기의 생성 다항식은  $(7,5)_8$ , 부호율(code rate)은 대역폭 효율을 위해 펀처링(puncturing)을 사용하여 1/2로 하였다. W-CDMA 시스템에서 처리이득(process gain)은 32, 극심한 부AI(multiple access interference)를 가정하기 위해 동시접속 사용자수를 20명으로 설정하였다. 채널제안모델은 단일 FIR 형태의 multipath[1, 0, 0, 0, 0.5]와 AWGN의 결합 형태를 이용하였다. 복호기의 최대 반복 복호 횟수는 10회로 설정하였다. 그리고 정보 시퀀스의 프레임 크기는 128있다. 256비트 프레임 경우에 대하여 모의 실험하였다. 표 1은  $E_b/N_0$ 와 프레임 크기의 변화에 따라 부호 방식에 부호한 임계값(threshold)을 나타낸다.

CE방식, SCR방식과 SDR방식의 임계값은 모두 0.001로 하였다. SCR방식은 임계값을 0.001로 하게 되면, 128프레임과 256프레임에 대해서 HDA 방식과 동일한 성능을 가지게 된다. 그림 7과 그림 8은 프레임 길이 128비트와 256비트에서의 기존의 방식들과 제안하는 방식의 BER 성능을 비교하는 그래프이다. 이 그래프에서 uncoded란 채널부호화 하지 않았을 때 본 논문에서 적용한 W-CDMA 시스템의 비트오율을 나타내는 것으로 터보부호를 통해 상당히 성능을 향상시킬 수 있음을 볼 수 있다. 또한 original은 반복 복호 감소 방식을 적용하지 않고 10회의 반복 복호를 수행했을 때의 비트오율을 나타낸다. 128비트 프레임의 경우 모든 반복 복호 감소 방식들의 성능의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 하지만 256비트 프레임의 경우 CE 방식은  $E_b/N_0$ 가 증가됨에 따라 0.3[dB]정도 성능이 악화됨을 볼 수 있다.

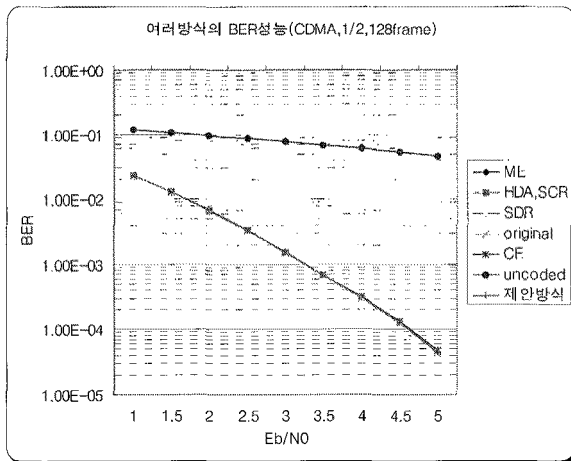


그림 7. 프레임 길이 128비트에서 제안한 방식의 BER 성능 비교

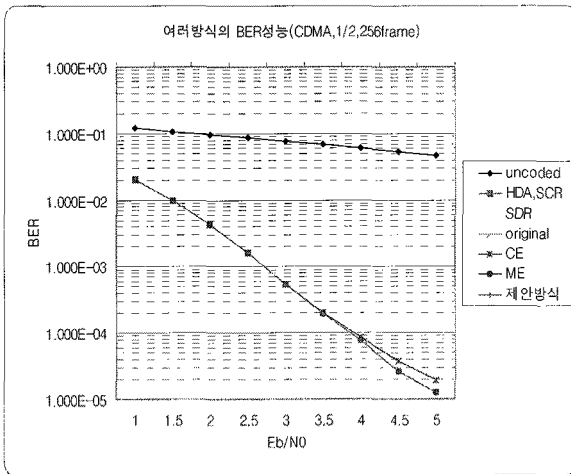


그림 8. 프레임 길이 256비트에서 제안한 방식의 BER 성능 비교

그림 9와 그림 10은 프레임 길이 128비트와 256 비트에서의 기존의 방식들과 제안하는 방식의  $E_b/N_0$ 에 따른 평균 반복 복호 횟수를 비교하는 그래프이다. SDR 방식과 ME 방식은 다른 방식들에 비해 상대적으로 평균 반복 복호 횟수가 크다는 것을 볼 수 있다. 하지만 이 방식들을 결합한 새로운 ME-SDR 방식은 약 1~2회 정도의 평균 반복 복호 횟수가 감소됨을 볼 수 있다. 이는 각 방식이 LLR 분포의 서로 다른 특성을 가지고서 결정을 내리기 때문에 가능하다. 반복 복호가 반복 복호 감소방식에 의해 정지된 프레임에 대해 SDR 방식에 의해 정지된 프레임이 평균 약 44%이고 ME 방식에 의해 정지된 프레임이 약 56%였다. 그리고  $E_b/N_0$ 가 증가함에 따라 SDR 방식에 의해 정지되는 경우가 증가하였으며, 5[dB]의 경우 SDR에 의해 정지된 프레임이 약 60%였다. CE 방식도 상당히 평균 반복 복호 횟수를 상당히 감소시켰으나, 그림 8에서 보듯이 프레임 크기가 증가

함에 따라 BER 성능은 오히려 감소하는 결과를 보였다. 따라서 기존의 성능을 감소하지 않으면서, 계산량은 감소시켜 메모리를 절약하면서 보다 빠른 복호가 가능하다는 점에서 제안한 복호지연 감소 방식이 우수하다는 것을 알 수 있다.

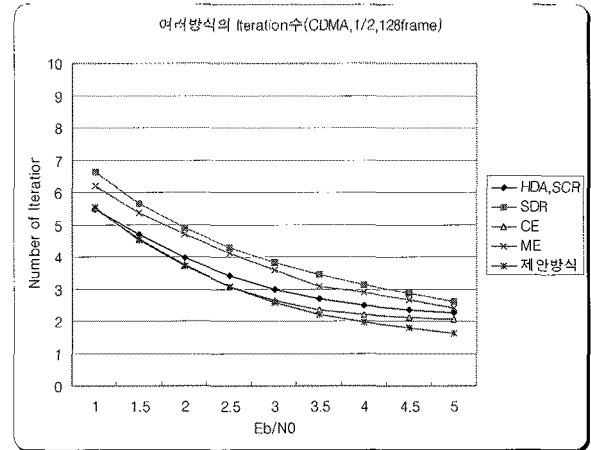


그림 9. 프레임 길이 128비트에서 제안한 방식의 평균 반복 복호 횟수 비교

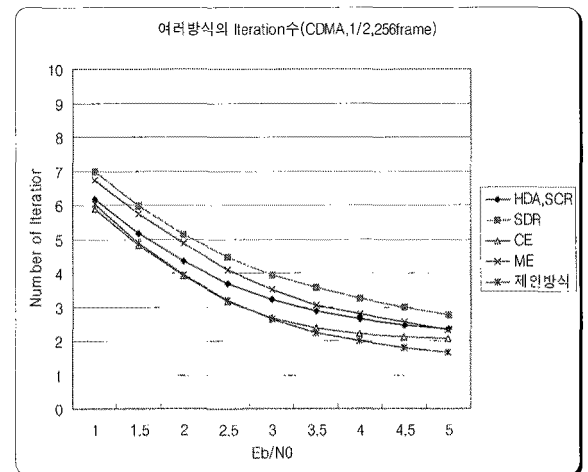


그림 10. 프레임 길이 256비트에서 제안한 방식의 평균 반복 복호 횟수 비교

## VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 복호지연 감소방식들에서 LLR 값이 충분히 정정되었음에도 그것을 판단하지 못하는 경우가 종종 발생하는 단점을 개선하고, 반복복호 지연시간을 감소시키면서 보다 빠르고 정확하게 복호를 할 수 있는 새로운 ME-SDR 방식을 제안하였다. 이를 통해 기존의 방식에 비해 제안한 방식은 각각의 SDR 방식과 ME 방식에 비해 월등히 평균 반복 복호 횟수가



감소됨을 확인 할 수 있었다. 그 이유는 각 방식이 LLR 분포의 서로 다른 특성을 가지고서 결정을 내리기 때문에 가능하고 기존의 방식들과 비교하여 BER 성능은 감소시키지 않으면서 차세대 실시간 통신의 최대 단점인 반복복호 시간은 단축시킴으로서 더욱 빠른 복호 능력과 정확한 복호 기능을 수행함을 확인할 수 있었다. 또한 MAI가 존재하는 순방향 링크의 W-CDMA 채널 환경에 터보부호를 적용하면 동시 접속 사용자 수를 증가시킬 수 있음을 확인할 수 있었다. 앞으로의 연구 과제는  $E_b/N_0$ 와 프레임 크기에 따라 다른 임계값을 요하는 ME 방식의 단점을 보완하여 동일한 임계값으로 처리할 수 있는 방식에 관한 연구, LLR 분포의 특징에 대한 연구와 하드웨어 복잡성을 감소시킬 수 있는 방식에 관한 연구 등이 이루어져야 한다.

[ 참고 문헌 ]

[1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo codes," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications Technical Program Conference Record*, vol. 2, pp. 1064-1070, 1993.

[2] P. Robertson, "Improving decoder and code structure of parallel concatenated recursive systematic (turbo) codes," in *Proceedings of the Annual International Conference on Universal Personal Communications*

[3] 강경우, 박노진, 강철호, "감소된 복호 지연을 갖는 SOVA 기반 터보 부호에 관한 연구," 2000년 제 13회 신호처리합동학술대회 논문집, vol. 13, no. 1, 2000년.

[4] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Soft-output decoding algorithm in iterative decoding of turbo codes," *TDA progress report 42-124*, Jet Propulsion Lab., Pasadena, CA, pp. 63-87, 1996.

[5] M. C. Valenti, "Iterative detection and decoding for wireless communications," *Ph.D. Dissertation*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.

[6] M. Moher, "Decoding via cross entropy minimization," in *Proceeding of the IEEE in Houston including a Communications Theory Mini-Conference, Record, Global Telecommunications Conference, Technical Program Conference*, vol. 2, pp. 809-813, 1993.

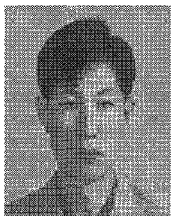
[7] R. Y. Shao, S. Lin, and M. P. C. Fossorier, "Two simple stopping criteria for turbo decoding," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 8, pp. 1117-1120, 1999.

[8] Y. Wu, B. D. Woerner, and V. J. Ebel, "A simple stopping criterion for turbo decoding" in *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 258-260, 2000.

[9] F. Zhai and I. J. Fair, "New error detection techniques and stopping criteria for turbo decoding," in *Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 1, pp. 58-62, 2000.

[10] B. Unal, "Performance of turbo-codes in time-synchronous BPSK/CDMA systems and rayleigh fading channel," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1575-1579, 2005.

Biography



**박노진 (No-jin Park)**

1992년 서울 산업대학교 매체공학과(공학사)  
 1998년 광운대학교 전자통신공학과(공학석사)  
 2002년 광운대학교 전자통신공학과(공학박사)  
 2005년 11월 ~ 현재 : GTC(주) 연구소장  
 <관심분야> W-CDMA, 통신신호처리, 채널 코

<e-mail> [nipark@gtcsales.co.kr](mailto:nipark@gtcsales.co.kr)



**신명식 (Myung-Sik Sin )**

1989년 서울산업대학교 전자과 졸업(공학사)  
 2006년 호서대학교 정보공학과(공학석사)  
 2009년 호서대학교 정보공학과(박사수료)  
 2000년~현재 GTC(주) 대표이사  
 <관심분야> Sensor Network, Combinatorial

Optimization, Mobile Communication Network

<e-mail> [msshin@gtcsales.co.kr](mailto:msshin@gtcsales.co.kr)