

IMT-2000 표준의 터보코드를 위한 SOVA 복호기 최적화 설계

정회원 김주민*, 정덕진*

An parameter optimization of SOVA decoder for the IMT-2000 complied Turbo code

Jumin Kim*, Duckjin Chung* *Regular Members*

요 약

IMT-2000에서는 이미 터보코드가 채널코딩 기법으로 제안되어 있으며 특별히 3GPP규격에서는 제한길이 4인 1/3 터보코드가 채택되어 있다. 기존의 논문에서는 일반적인 터보 코드의 성능에 대한 분석이 많이 제시되어 왔으나, 3GPP 규격의 터보 복호를 위한 SOVA 복호기의 성능 파라미터 추출과 그에 따른 성능 분석 수행되지 않았다. 본 연구에서는 효율적인 구조의 3GPP SOVA 복호기를 설계하기 해서 외부정보의 스케일링과 신뢰도 갱신길이 라는 두가지 파라미터에 따른 SOVA복호기의 성능을 분석하고 최적의 파라미터 값을 제시하고자 한다. 이 파라미터의 최적화를 위하여 C++를 이용한 모의실험 결과, 3GPP 규격의 (13,15) 1/3코드에서 스케일링 값은 1/2로 신뢰도 갱신길이는 10으로 최적화 되었다.

ABSTRACT

In 3GPP(3rd Generation Partnership Project) complied IMT2000 system, channel coding under consideration is the selective use of convolutional coding and Turbo codes of 1/3 code rate with 4 constraint length. In order to design a low complexity and high performance SOVA decoder for Turbo Codes, we need to analyze the decoding performance with respect to several important design parameters and find out optimal values for them. Thus, we use a scaling factor of soft output and an update depth as the parameters and analyze their effect on the BER performance of the SOVA decoder. Our simulation results show that the optimal scaling factor s.f. was calculated to be 1/2 and update length delta to be 10 for optimal SOVA decoder for 3GPP complied Turbo codes.

I. 서 론

차세대 이동통신은 고속의 데이터와 영상정보를 전송할 수 있는 고효율 통신 시스템이어야 하며, 고도의 유무선 통합망을 구현하여 고품질, 다기능 서비스를 제공할 수 있어야 한다. 이러한 시점에서 강력한 오류정정 채널 코딩 기법의 연구는 이러한 차세대 이동통신시스템 개발에 있어서 핵심요소라 할

수 있다. 디지털 통신에 있어서 통신 채널에서 첨가되는 피할 수 없는 무기억 채널에 의한 랜덤 잡음, 기억채널에 의한 페이딩, 다중경로에 따른 위상 왜곡등으로 인하여, 송신되는 신호는 랜덤 및 군집 오류를 포함하여 수신되게 된다. 따라서 이러한 오류를 감지, 정정하기 위한 코딩기법이 계속 연구되어 왔으며 이러한 과정에서 각 개개의 코드를 사용하는 것에서 벗어나 두 개이상의 코드를 조합하는 방법이 제시되었다. 이 중에서 회귀값샘부호기를 인터

* 인하대학교 전자전기컴퓨터공학부 집적회로연구실(joshua1k@dreamwiz.com)

논문번호 : K01045-0127, 접수일자 : 2001년 1월 27일

* 본 연구는 정보통신부 정보통신 우수시범학교(대학원) 지원사업에 의하여 1999년 인하대학교 교내연구비 지원으로 수행하였음.

리버를 매개체로 병렬로 연결한 터보코드는 최근 가장 주목되고 있다. IMT 2000 시스템과 같은 고신뢰도의 통신을 보장하는 고속 지상 통신망에서는 자동차 이동 통신에서 144kbps, 개인이동통신에서 384kbps, 사무실환경에서 2Mbps이상의 성능을 가질것이다. 이를 위해서 IMT-2000에 고속 멀티미디어 데이터 전송이 요구되는 부분에는 대부분 터보코드가 채택되어 있다. 이러한 목적에 터보코드를 사용하기 위해서는 반복복호 알고리즘의 최적화가 필수적이다. 현재까지 터보코드의 복호에 관한 많은 연구가 진행되어 왔으며, 터보 코드의 복호를 위해서 사용되는 알고리즘은 MAP(Maximum a posteriori) 방법과 SOVA(soft output viterbi algorithm)이다. 이중 SOVA는 MAP보다 비교적 낮은 복잡도를 가지기 때문에 하드웨어를 구현하는데 있어서 좀더 용이하다.^{[1][2]}

이러한 터보코드의 복호기 구현으로 주목받고 있는 연판정 출력 비터비 알고리즘(SOVA)를 이용한 고성능 터보 복호기의 구현을 위하여, SOVA 복호기에서 복호성능을 증가시킬수 있는 파라미터로서 연판정 출력의 scaling은 0.3~0.5dB의 부호화 이득을 제공하는 것으로 알려져 있다.^[2] 그러나 이는 매 복호시에 연판정출력의 통계치를 연산해야 할 뿐만 아니라 BPSK를 가정하였을 때 실제 송신한 신호의 메시지의 값을 알고 있을 경우어나 가능하므로 실제 하드웨어 구현에 적용하는 것은 어렵다. 또한 신뢰도값을 갱신하는 단계를 이용하는 SOVA의 경우에 신뢰도 갱신 길이는 추가 latency를 야기시키고^[3], 하드웨어의 복잡도를 증가시키므로 이의 최적화 역시 필요하다. 따라서 본 논문에서는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 환경과 BPSK 모델레이션을 가정하고, 제한길이 3 과 4인 경우, 여러 가지 생성다항식에 대하여 고정 scaling 값에 따른 SOVA 복호기의 BER 성능을 분석하고, 특히 3GPP 규격의 터보코드의 복호기 설계를 위하여, 이를 기준으로한 최적화된 고정 스케일링값을 제시할 것이며, BER성능과 신뢰도 갱신 길이와의 trade-off로 최적의 신뢰도 갱신길이를 제시하고자 한다.

II. 이론적 배경

1. 3GPP 규격의 터보 부호기

3GPP의 표준규격으로 제안된 1/3 코드의 터보부호기는 그림 1에 나타난 바와 같이 메모리 길이가 3인 동일한 두 개의 회귀부호기를 인터리버를 이용하

여 병렬로 동작시켜 심벌을 만드는 구조이다. 그림 1에 보인 터보 부호기에서 x_k 는 메시지를, z_k 는 첫 번째 패리티를, 그리고 z'_k 는 두 번째 패리티를 나타낸다. 따라서 위의 터보 부호는 시스템메틱 부호이므로 프레임 길이가 K인 입력 시퀀스 $x_1, \dots, x_K, z_k, z'_k$ 가 되며, 모든 입력비트가 입력된 후에 두번째 내부 부호기는 동작을 정지시키고 첫번째 내부 부호기의 출력을 자신의 입력으로 사용하여 내부 메모리를 중단 시킨다. 그리고 난후 첫번째 내부 부호기의 동작을 정지시키고, 두번째 내부 부호기의 출력을 그 자신의 입력으로 사용하여 중단시킨다. 따라서 트렐리스를 중단시키기 위한 비트열은 $x_{K+1}, z_{K+1}, x_{K+2}, z_{K+2}, x_{K+3}, z_{K+3}, x'_{K+1}, z'_{K+1}, x'_{K+2}, z'_{K+2}, x'_{K+3}, z'_{K+3}$ 이 된다.^[4]

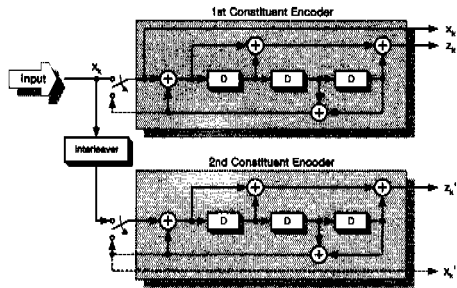


그림 1. 3GPP 규격의 터보 부호기

2. SOVA 복호기

SOVA 알고리즘은 최대 우호 시퀀스를 찾아 송신된 메시지를 복원한다. SOVA를 이용한 복호방법은 기존의 경판정 비터비복호의 방법을 그대로 적용하면서 복호된 비트에 대한 신뢰도 값을 계산하는 부가 첨가되어 그 출력으로서 경판정과 함께 신뢰도를 나타내는 연판정을 포함하게 된다. 그림 2에 보인바와 같이 송신된 코드는 잡음환경에서 변질되어 $y_{k,1}, y_{k,2}, y_{k,3}$ 로 수신단에 입력된다. 첫번째 SOVA 복호기는 $y_{k,1}, y_{k,2}$ 를 입력으로 초기 복호를 수행하여 경판정 비트열과 외부 정보열을 생성시킨다. 생성된 외부정보 열은 인터리빙되어 두번째

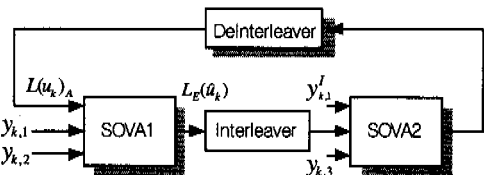


그림 2. SOVA를 이용한 터보 복호기

SOVA복호기의 입력의 사전정보로 사용된다. 두번째 SOVA 복호기는 인터리빙된 $y_{k,1}$ 인 $y_{k,1}^I$ 과 $y_{k,3}$ 그리고 첫번째 복호기로부터 생성된 외부정보를 입력으로 복호하게 된다. 두번째 복호기의 외부정보는 디인터리빙되어 다시 첫번째 복호기의 사전정보로 사용되므로써 반복복호를 수행할 수 있게 된다.

부가 백색 가우시안 잡음(Additive white Gaussian noise) 환경을 가정하고 1/N 코드인 경우 가지 메트릭은

$$BM_k^{(m)} = \sum_{l=1}^N x_{k,l}^{(m)} L_{\mathcal{Y}_{k,l}} + u_k^{(m)} L(u_k)_A \quad (1)$$

이며, 여기서 BPSK 모듈레이션을 가정하였을 때 $L_c=4Eb/No$, $L(u_k)_A$ 는 복호기의 사전 확률(a priori value)이며, $u_k^{(m)}$ 는 생존 시퀀스의 시간 k에서의 복호값을 의미한다. 첫번째 SOVA 복호기를 기준으로 보았을 때 그 입력은 메시지에 해당하는 $y_{k,1}$ 과 첫번째 부호기의 출력에 해당하는 첫번째 패리티 $y_{k,2}$, 그리고 사전정보의 세가지이며, 1/2의 코드를 보이므로 누적 메트릭은

$$PM_k^{(m)} = PM_{k-1}^{(m)} + x_{k,2}^{(m)} L_{\mathcal{Y}_{k,2}} + u_k^{(m)} (L_{\mathcal{Y}_{k,1}} + L(u_k)_A) \quad (2)$$

으로 표현할 수 있다. 터보 복호과정에 있어서 이전 복호에서 출력된 각 u_k 에 대한 외부정보는 다음 단의 복호 과정에서 사전정보 $L(u_k)_A$ 로 사용된다. 이제 시점 k에서 경로 m이 생존하여 선택될 확률은

$$P_k^m = C e^{PM_k^{m/2}} \quad (3)$$

이고, C는 상수이다. 여기서 P_k^m 을 경쟁경로 m'이 선택될 확률이고, 시점 k에서 경쟁경로의 누적 경로 메트릭이 $PM_k^{m'}$ 라고 가정하면, 시점 k에서 잘못된 경로를 선택할 확률은

$$\Psi_k^m = \frac{P_k^m}{P_k^m + P_k^{m'}} \quad (4)$$

가 된다. 여기서 SOVA의 신뢰도 값은

$$\Delta_k^m = \log \frac{1 - \Psi_k^m}{\Psi_k^m} = \frac{(PM_k^m - PM_k^{m'})}{2} \quad (5)$$

이다. 식(5)에 따르면 Δ_k^m 은 항상 양의 값을 가지며 이와 같은 신뢰도 값이 크면 클수록 옳은 경로를 선택할 확률이 증가된다. 터보 복호에 있어서

likelihood 값은

$$L(\hat{u}_k) = L(u_k)_A + L_{\mathcal{Y}_{k,1}} + L(\hat{u}_k)_E \quad (6)$$

이다. 여기서 $L(\hat{u}_k)_E$ 는 복호과정에서 나타나는 외부정보를 표시한다. 반복 복호에서 첫 번째 복호과정에서 $L(u_k)_A$ 는 0으로 초기화되며, 그 이후부터는 이전 복호과정으로부터 입력되는 외부정보로 대체되어 복호에 적용된다. 따라서 이러한 외부정보는 복호성능 향상에 중요한 역할을 하는 파라미터중 하나이다. 그런데 SOVA에서의 경관정을 포함한 likelihood는

$$L(\hat{u}_k) = \hat{u}_k \frac{1}{2} (PM_k^m - PM_k^{m'}) = \hat{u}_k \Delta_k^m \quad (7)$$

가 되므로 복호시에 다음단으로 출력되는 외부정보는 식 (6)으로부터

$$L(\hat{u}_k)_E = L(\hat{u}_k) - (L(u_k)_A + L_{\mathcal{Y}_{k,1}}) \quad (8)$$

가 된다. 따라서 SOVA의 과정에서 생성되는 식(7)의 likelihood에서 외부정보인 $L(\hat{u}_k)_E$ 를 구하기 위해서는 식(8)을 적용해야 할 것이다.

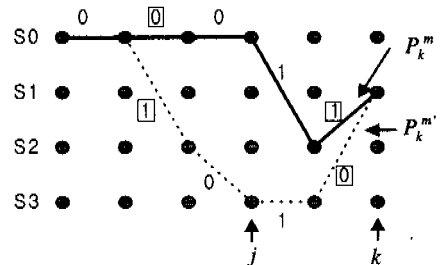


그림 3. 최대 우호 경로에 따른 신뢰도 갱신과정

더불어 SOVA의 likelihood를 계산하는데 있어 중요한 것은 신뢰도 값의 갱신이다. Hagenauer가 제안한 신뢰도 갱신은 그림 3에서 보이자와 같이 시점 k에서 생존 시퀀스 u_j^m 의 j번째 ($j < k$) 비트가 경쟁 시퀀스 $u_j^{m'}$ 의 j번째 비트와 다른 경우에 log likelihood 값 L_j^m 은 그 값과 Δ_k^m 의 값 중 최소값으로 갱신 된다.^{[5][6]} 즉

$$u_j^m \neq u_j^{m'} \Rightarrow L_j^m = \min(L_j^m, \Delta_k^m) \quad (9)$$

이 된다. 그림 3에 likelihood 갱신과정을 보였으며, 여기서 임의의 시간에서 생존경로와 경쟁경로의 복

호값이 다른 경우, 즉 갱신이 발생하는 부분을 상자로써 표시하였다.

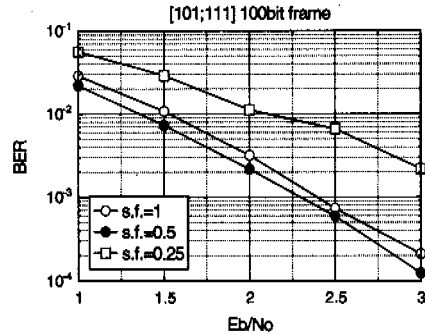
III. 실험 및 결과

이와 같은 SOVA 복호기를 하드웨어로 구현하기 위해서는 이를 알고리즘레벨에서 검증하고 하드웨어의 복잡도와 성능을 결정하는 파라미터에 따른 동작적 분석을 선행해야 한다. 본 연구에서는 분석을 위하여 제한길이, 생성다항식, 입력 프레임길이를 가변할 수 있고, 블록, 헬리컬, 랜덤 인터리버를 선택할 수 있도록 Visual C++에서 터보 부호기와 복호기를 구현하였으며 AWGN 채널 및 BPSK 모듈레이션을 가정하여 이식하였다. Lutz Pepke 등은 그의 논문에서 SOVA의 연관정을 다음과 같이 scaling 하므로써 SOVA의 낙관적인 판정을 보완하여 복호 성능을 증가시킬 수 있음을 증명하였다.^[2] AWGN 채널을 통과한 가우시안 분포의 입력이 SOVA로 들어올 때, SOVA의 출력역시 가우시안 분포를 가질 것을 가정하고, 계산한 SOVA의 연관정 값의 스케일링 요소(scaling factor)는

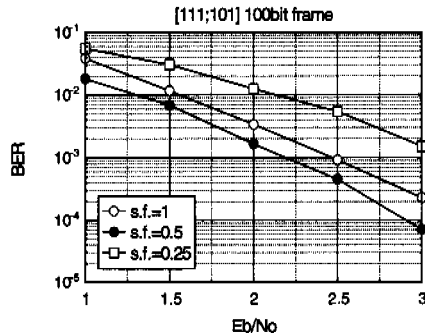
$$s.f. = 2 \frac{m_v}{\sigma_v^2} \quad (10)$$

이다. 그런데 이를 SOVA에 적용하기 위해서는 매 복호시에 SOVA의 연관정 출력 v 의 평균인 m_v 와 분산인 σ_v^2 을 계산하여 곱해야 할 뿐만 아니라 실제 출력의 분포는 송신측의 실제 값이 0 또는 1에 따라 y 축을 중심으로 대칭으로 양쪽으로 가우시안 분포를 보일 것이므로 그중 한쪽을 추출하여 통계치를 구해야 하므로 이의 하드웨어 적용은 매우 어렵다. 여기서 연관정 출력 v 는 식(8)에서 외부정보인 $L(\hat{u}_k)_E$ 에 해당한다. 그러므로 성능증가를 얻을 수 있는 고정 스케일링 요소 값을 찾는다면, 하드웨어 구현시에 식(10)을 그대로 도입할 수 없다 하더라도 어느정도의 성능증가를 얻을 수 있다. 이를 위하여 제한길이 $K=3, 4$ 인 경우, (5,7), (7,5), (13,15), 그리고 (15,13)코드에 대하여, 스케일링 요소 값에 따른 성능 분석을 수행하여 생성다항식과, 입력 프레임에 따른 스케일링 값의 의존성을 관찰하였다. 모의실험을 위하여 AWGN 채널에서 BPSK 모듈레이션, 그리고, 블록 인터리버를 적용하였으며, 스케일링 요소 값의 하드웨어 구현에의 적용에 용이하도록 1, 1/2, 1/4로 설정하였다.

AWGN 채널에서 BPSK 모듈레이션을 가정하고 5회의 반복 복호와 블록 인터리버를 적용한 결과, 그림 4(a),(b)에 보인 바와 같이 제한길이 3인 경우, (5,7), (7,5) 터보코드를 평처링을 적용하지 않았을 때 스케일링 요소 s.f.가 0.5에서 가장 우수한 성능을 보였다.



(a)



(b)

그림 4. (a) (5,7) 1/3 터보코드 (b) (7,5) 1/3 터보코드에서 100bit 입력 프레임 인 경우 복호 BER 성능

그림 4(a)에서는 (5,7), (7,5) code 모두에 있어서 s.f.=0.25인 경우와 s.f.=0.5인 경우, Eb/No=3dB에서 한 치수 이상의 BER성능 차이를 보였다. 그러나 생성다항식, 평처링 여부에 따라 스케일링요소 값이 BER 성능에 미치는 영향이 같지 않을 것이므로 같은 채널환경과 5회의 동일한 복호 회수로 평처링을 적용하였을 때의 성능을 비교하여 그림 5(a),(b)에 나타내었다.

그림 5(a),(b)를 그림 4(a),(b)를 각각 비교하여 보면 스케일링 값에 따른 BER 성능 변화의 형태가 매우 유사함을 알 수 있다. 그러나 그림 5(a)를 보면 s.f.=1인 경우 s.f.=0.5인 경우보다 약 6×10^{-5} 의 BER에서 0.2dB정도의 코딩이득을 보임으로써 스케

일링에 의해서 이전 결과와는 달리 약간의 성능 저하를 보였다. 이는 평처링의 영향으로 출력의 분포에 변화가 있음을 보여 주는 것이며 외부정보 스케일링 레벨의 최적 값은 코드에 따라 다르다는 사실을 말한다. 그림 5(b)로부터 평처링의 경우에 있어서 s.f.=0.5일때, 3dB의 Eb/No를 기준으로 s.f.=1인 경우와 비교하여 매우 적은 성능 증가를 보이지만, s.f.=0.25인 경우와 비교하면 많은 성능 증가를 볼 수 있다.

지금까지 제한길이 3인 경우를 분석하여 보았으며, 3GPP 규격이 포함된 제한길이 4인 경우에 스케일링 요소 값에 따른 BER성능 변화를 분석하였다. 그림 6(a)에 3GPP 규격의 (13,15) 터보코드에 대하여 평처링을 적용하지 않았을때의 100 bit frame에 대한 SOVA 복호기의 BER성능을 도시하였다. 반복 복호 회수는 제한길이 3인 경우와 마찬가지로 5회를 적용하였다. 그림 6(a)에 보인바와 같이 Eb/No=3dB에서 s.f.=0.5 인 경우 4.10×10^{-5} 의 BER을, s.f.=1과 s.f.=0.25인 경우 각각 2.98×10^{-4} , 6.20×10^{-4} 의 BER을 보임으로써 s.f.=0.5일 때 다른

경우보다 약 5배 이상의 성능 증가를 보였다. 또한 그림 6(b)에 3GPP 규격의 (15,13) 터보코드에 대하여 평처링을 적용하지 않았을때의 100 bit frame에 대한 SOVA 복호기의 BER성능의 시뮬레이션 결과를 보였다. 그림 6(b)의 결과에 의하면, Eb/No=3dB에서 s.f.=0.5 인 경우 3.80×10^{-5} 의 BER을, s.f.=1과 s.f.=0.25인 경우 각각 2.52×10^{-4} , 6.83×10^{-4} 의 BER을 보임으로써 s.f.=0.5일 때 다른 경우보다 약 6배 이상의 성능 증가를 보였다. 따라서 100bit의 짧은 입력 프레임인 경우에 0.5의 고정 스케일링을 통하여 5배 이상의 BER성능 증가를 얻을 수 있음을 확인하였다.

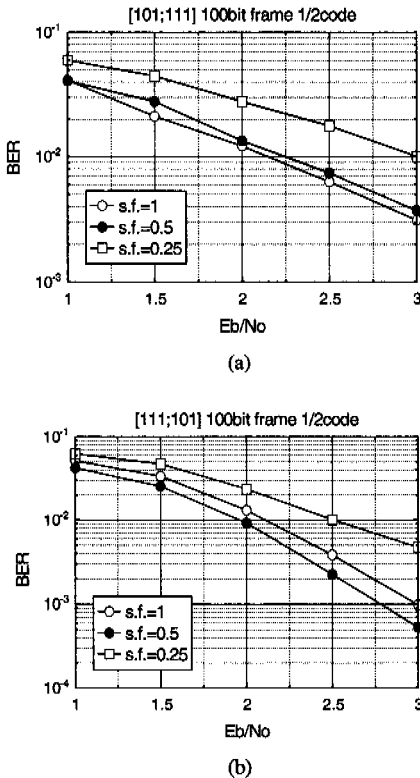


그림 5. (a) (5,7) 1/2 터보코드 (b) (7,5) 1/2 터보코드에서 100bit 입력 프레임인 경우 복호 BER 성능

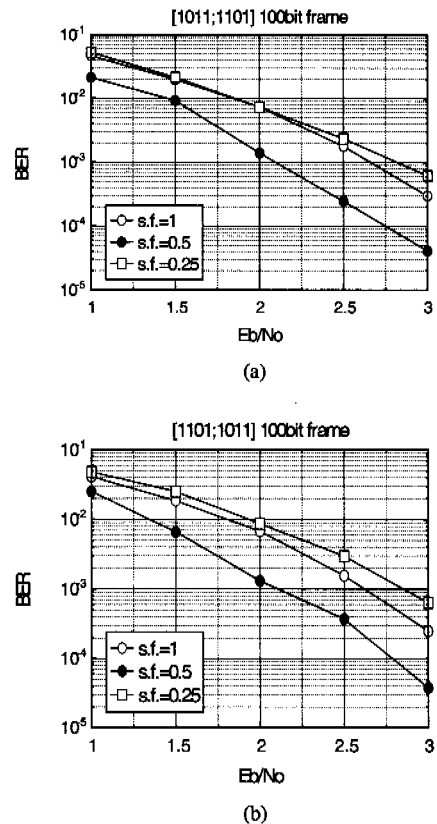
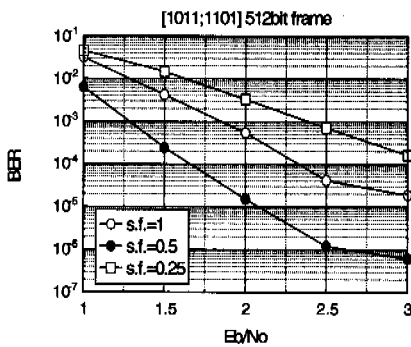


그림 6. (a) (13,15) 1/3 터보코드 (b) (15,13) 1/3 터보코드에서 100bit 입력 프레임 인 경우 복호 BER 성능

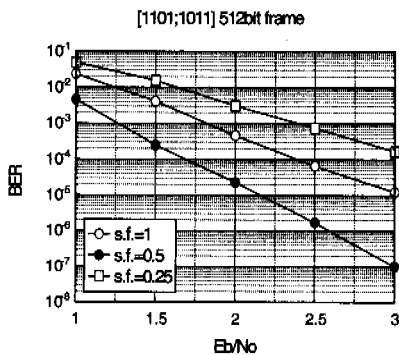
다음으로 입력프레임 길이가 512bit인 경우에 대하여 스케일링 값에 따른 BER 성능 변화를 모의 실험 하였다. 앞서 적용한 AWGN 채널의 BPSK 모듈레이션을 가정하고 5회의 반복복호를 수행하여 s.f.=1, 0.5, 0.25 인 경우를 비교하였다. 그림 7(a)에 보인바와 같이 3GPP 규격의 터보코드의 복호에

있어서 $E_b/N_0=3\text{dB}$ 일때 $s.f.=0.5$ 인 경우 6.16×10^{-7} 의 BER을 보인 반면, $s.f.=1$ 인 경우 1.87×10^{-5} 의 BER을 보임으로써 $s.f.=0.5$ 일때 $s.f.=1$ 인 경우보다 1/30의 낮은 BER을 보인다. 또한 그림 7(b)의 경우에 있어서도, $s.f.=0.5$ 일때 $s.f.=1$ 일때 보다 2차수 이상의 BER성능증가를 보였다.

이와 같이 3GPP규격의 터보 코드의 SOVA 복호기의 성능은 $s.f.$ 를 0.5로 고정하였을 때 가장 높은 BER성능을 보여주었으며, 512 bit 프레임의 경우에서도 같은 결과를 보여주었다. 이 실험 결과로부터 3GPP규격의 SOVA 복호기의 연관정 출력에 0.5의 고정 스케일링으로 최적의 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.



(a)



(b)

그림 7. (a) (13,15) 1/3 터보코드 (b) (13,15) 1/3 터보코드에서 입력 비트수가 512bit인 경우 BER성능

마지막으로 신뢰도 갱신길이에 따른 성능을 분석하고자 한다. 신뢰도 갱신길이는 Two-step SOVA를 예를 들면, 일정한 복호길이 후에 하나의 경로로 병합된 높은 신뢰도를 가진 state에서부터, 생존경로와 경쟁경로가 재 병합될 때까지의 길이가 되어야 한다. 그런데, 갱신길이가 길어지면, 하드웨어의 복

잡도 역시 높아지며, latency도 증가하므로 성능에 영향을 미치지 않을 적절한 길이를 찾아야 한다. 이를 위하여 3GPP 규격의 터보 코드에 있어서 신뢰도 갱신길이 δ 에 따른 BER의 성능을 분석하였다. 그림 8에서 보인바와 같이 $\delta=5$ 인 경우에는 $\delta=10, 20, 30$ 인 경우에 비하여 많은 성능저하가 관찰 되었다. 그리고 $\delta=10$ 이상인 경우 성능의 차이가 극히 미비하므로, 3GPP 규격의 8-state 터보 코드의 복호를 위한 SOVA의 신뢰도 갱신길이를 10으로 이식한다면, 하드웨어 복잡도를 줄이면서도 최적의 성능을 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

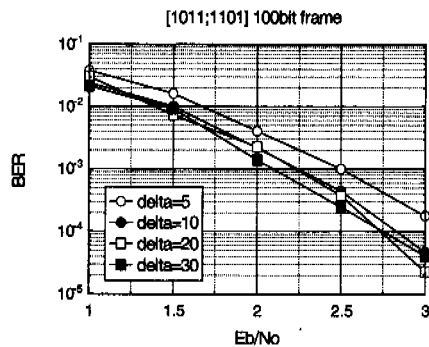


그림 8. 신뢰도 갱신길이 $\delta=5, 10, 20, 30$ 일때 BER성능

IV. 결론

본 연구의 시뮬레이션 결과로부터 고정스케일링은 비록 연관정 출력을 완전히 정규화 시키는 값이 아니더라도 BER 성능에 많은 영향을 주는 것을 알 수 있으며 특히 제한길이 4인 3GPP규격의 터보코드를 복호하는데 있어서 AWGN 채널의 BPSK 모델레이션을 가정하고 5회의 반복복호를 수행하여 비교하였을 때 $E_b/N_0=3\text{dB}$ 에서 $s.f.=0.5$ 와 $s.f.=1$ 에서 BER은 각각 6.16×10^{-7} 과 1.87×10^{-5} 으로 측정되었다. 따라서 3GPP규격의 제한길이 4인 1/3 터보코드를 위한 SOVA 복호기의 외부정보의 고정 스케일링 요소 $s.f.$ 는 0.5로 설정하면 하드웨어의 증가를 극소화 하면서도 높은 성능을 가진 복호기를 설계할 수 있을 것으로 사료된다. 또한 신뢰도 갱신길이를 10으로 정하여 설계한다면 최소한의 하드웨어 복잡도의 증가로 높은 성능을 얻을 수 있을 것으로 사료된다. 본 연구 결과는 차세대 IMT2000의 효율적 SOVA 복호기 모듈을 개발에 있어서 성능 최적화 및 하드웨어 설계에 기반이 될 것이다.

참 고 문 헌

[1] Lang Lin, Roger S. Cheng, "On The Tail Effect of SOVA-Based Decoding For Turbo Codes," Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM'97., IEEE, vol. 2, pp. 644-648, 1997

[2] Lutz Papke, Patrick Robertson, "Improved Decoding with the SOVA in a Parallel Concatenated (Turbo-code) Scheme," Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Communications, Vol 1, pp 102-106, 1996

[3] O. J. Joeressen, and H. Meyr, "A 40Mb/s Soft-Output Viterbi Decoder," IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol. 30, No. 7, pp. 812-818, 1995

[4] 3G TS 25.212 v.3.2.0 Technical specification, pp. 15-16, Mar., 2000.

[5] Joachim Hagenauer, and Peter Hoehner, "A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications," Proceedings of IEEE Globecom Conference, Dallas TX, USA, pp. 1680-1686, 1989

[6] Gerhard Bauch, Volker Franz, "A comparison of Soft-In/Soft-Out Algorithm for 'Turbo-Detection'," Proceedings of the International Conference on Telecommunication, Jun. 21, 1998, pp. 259-263

김 주 민(Jumin Kim)

정회원



1993년 2월 : 인하대학교
전자재료공학과졸업

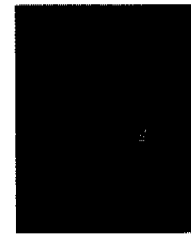
1995년 8월 : 인하대학교
전자재료공학과
공학석사

1999년 3월~현재 : 인하대학교
전자재료공학과
박사과정

<주관심 분야> FEC 알고리즘, VLSI 구현, 신호처리

정 덕 진(Duckjin Chung)

정회원



1970년 2월 : 서울대학교
전기공학과졸업

1984년 8월 : Utah State Univ.
전기공학과 공학석사

1988년 8월 : Univ. of Utah
전기공학과 공학박사

1980년~1988년 : 한국전자통신연구원 책임연구원
1999년~현재 : 인하대학교 정보통신공학부 교수

<주관심 분야> FEC 알고리즘, 인공지능, Genetic Algorithm, VLSI 구현, 신호처리