

연관정 출력 비터비 알고리즘을 적용한 직렬 연쇄 컨벌루셔널 코드의 반복 복호

정회원 양 하 영*, 윤 석 현*, 진 익 수**, 강 창 언*

Iterative Decoding of Serially Concatenated Convolutional Codes Applying Soft Output Viterbi Algorithm

Ha Young Yang*, Suk Hyun Yoon*, Ik Soo Jin**, Chang Eon Kang* *Regular Members*

요 약

최근에 주목을 받고 있는 일명 Turbo코드라 알려진 병렬 연쇄 컨벌루셔널 코드(PCCC)는 반복적인 복호 알고리즘을 이용하여 이론적 한계에 가까운 괄목할만한 코딩 이득을 보인다. 한편 직렬 연쇄 컨벌루셔널 코드(SCCC)는 높은 코딩 이득을 요구하는 디지털 통신 시스템에서 실제로 사용되는 오류 정정 기법이다.

본 논문은 이러한 반복적인 복호 알고리즘을 SCCC에 적용하여 기존의 시스템에 비해 성능을 향상시키는 것을 목적으로 하였다. 또한 본 논문에서 반복적인 복호 알고리즘으로 Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)을 사용하였는데 이는 기존의 SCCC구조를 크게 변경하지 않으면서 계산량과 실시간 처리의 이득을 얻기 위함이다. 그러나 SCCC가 외부(Outer) 코드와 외부코드의 코드워드(출력심볼)를 분산시키는 인터리버, 그리고 분산된 코드워드를 입력심볼로 처리하는 내부(Inner) 코드의 연속적인 구조로 이루어진 것을 고려하면, 입력심볼에 대한 연관정 출력만을 제공하는 기존의 SOVA는 반복적인 복호에 적합하지 않다는 것을 알 수 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 기존의 SOVA기법을 출력심볼에 대한 연관정 출력을 내도록 변형하였다.

제안된 SCCC의 성능은 기존의 비터비 알고리즘을 사용하는 SCCC와 시뮬레이션을 통하여 비교·분석하였다. 그리고 제안된 부호화 기법의 복잡도를 기존의 컨벌루셔널 코드와 비교하였다.

ABSTRACT

Serially concatenated codes are common to the high gain coding systems such as space communications. Iterative decoding algorithm of parallel concatenated convolutional codes (PCCC), named as TURBO code, has recently been shown to yield remarkable coding gains, leads to the idea of an application of serially concatenated convolutional codes (SCCC) to iterative decoding.

If we use the Maximum A Posteriori (MAP) algorithm as the iterative decoding algorithm, many limitations, both in the real time transmission of signals and in the decoding complexity are accompanied. Therefore to compensate these problems, we use the suboptimal Soft Output Viterbi Algorithm(SOVA) which is a maximum sequence error detection algorithm. Here, modified algorithm is proposed to use SOVA for iterative decoding algorithm of SCCC.

The proposed iterative decoding of SCCC is simulated under the AWGN channel environments. Next the complexity of the proposed coding scheme is compared to that of conventional convolutional codes.

* 연세대학교 전자공학과, 정회원, ** 한국전자통신연구원, 정회원

논문번호 : 97427-1126, 접수일자 : 1997년 11월 26일

*이 논문은 1997년도 한국전자통신연구원의 위탁연구과제에 의하여 연구되었음.

I. 서 론

차세대 이동통신은 고속의 데이터와 영상정보를 전송할 뿐만 아니라 기존 이동통신 서비스의 시스템과 호환성을 유지해야 하며, 고도의 유·무선 통합망을 구현하여 고품질, 다기능 서비스를 제공할 수 있어야 한다. 이를 위한 강력한 오류정정 채널 코딩기법의 연구는 핵심적인 요소로서 차세대 이동통신 시스템 개발에 매우 중요하다 하겠다.

디지털 통신 시스템에서 오류 정정 코드의 사용은 신호 대 잡음비를 낮춤으로써 통신의 품질을 개선할 수 있다. 이러한 잇점으로 코드 설계자들은 복호가 가능하다는 전제하에서 성능이 우수한 코드를 찾으려고 노력해왔고, 이러한 탐구과정에서 개개의 코드를 사용하는 것에서 벗어나 두 개 이상의 코드를 조합하는 방법을 생각하게 되었다[3,10,11,12]. 이 중에서 연쇄 컨벌루션 코드(Concatenated Convolutional Codes)는 가장 뛰어난 성능을 지닌 것 중의 하나라고 할 수 있다. 연쇄 컨벌루션 코드는 크게 PCCC와 SCCC로 나눌 수 있다[13,14].

최근에 전개된 반복적인 복호화 알고리즘을 적용한 PCCC(일명 Turbo 코드)는 기존의 코드들에 비해 매우 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다[1,2,5,12]. 최근에는 TCM이나 Multi Level 코딩 등과 같은 대역폭 효율적인 관점에서도 적용하고 있으며 원거리 통신뿐만 아니라 이동 통신 시스템에 적용하는 논문들이 나오고 있다[4]. 그러나 반복복호에 따른 시간지연으로 인해 실시간처리를 요하는 이동통신시스템에서는 큰 단점으로 부각된다. 이는 성능에 많은 영향을 미치는 인터리빙에 의한 시간 지연이 주 요인인데, 따라서 본 논문에서는 PCCC보다 인터리빙 이득이 좋은 SCCC를 사용한다[14].

반복적인 복호화 알고리즘으로는 Maximum A Posteriori (MAP) 검파 방식과 Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)을 들 수 있는데, MAP 검파 기법은 최적의 알고리즘으로 볼 수 있으나, 많은 계산량으로 인하여 그 복잡도가 증가한다[1,2,5]. 이에 비해 SOVA 기법은 성능차이는 있지만 계산량이 적고, 구조상 기존의 SCCC에 적용이 쉽다는 장점이 있다[6,9]. SOVA를 이용한 SCCC의 반복적인 복호를 위해서는 그 구조상 복호 알고리즘에 변형이 따른다.

본 논문에서는 이러한 점들을 인지하여 SCCC의 성능을 향상시키기 위해 기존의 SCCC에 연판정 출력을 내는 비터비 알고리즘(SOVA)을 적용하는 것에 중점을 두었으며 이로인해 복잡도는 크게 증가시키지

않으며, 반복에 따른 성능향상을 얻고자 하였다. 다시 말해 반복적인 복호화 알고리즘으로 사용되기 위해서 입력심볼에 대한 연판정출력만을 내는 기존의 SOVA 기법을 입출력 모두에 대해 연판정 출력을 내도록 일관적인 외부와 내부 코드에 대해서 변형시켰다.

본 논문의 구성은 II 장에서 SCCC의 기본적인 구조와 반복적인 복호 알고리즘을 기술한다. III 장에서는 반복적인 복호를 위해 변형된 SOVA기법을 제시한다. IV 장에서는 제안한 SOVA를 적용한 SCCC의 성능을 시뮬레이션을 통해 기존의 SCCC와 비교·분석한다. 그리고 끝으로 V 장에서 결론을 맺는다.

II. SCCC의 구조

1. SCCC의 기본구조

일반적인 직렬 연쇄 코드(SCC)의 구조는 그림 1과 같다.

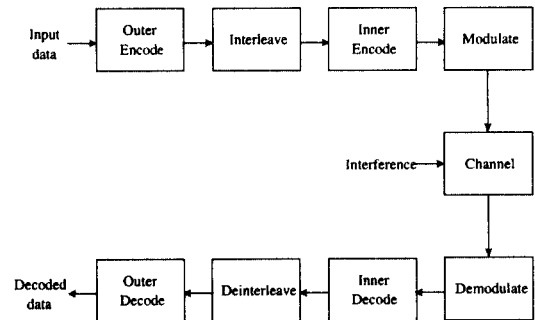


그림 1. SCC의 기본구조

SCCC의 기본 구조는 두 개의 컨벌루션 코드(CC)와 부호화기를 분리해주기 위하여 사이에 첨가해주는 인터리버로 구성이 된다.

앞단을 외부(Outer) 코드라 하고 인터리버를 지난 다음 단을 내부(Inner) 코드라고 부른다. 내부코드는 변/복조기와 채널을 거치게되고, 대부분의 채널 오류를 정정하게끔 구성된다. 외부코드는 보통 큰 코드율을 가지는 코드로 구성되고 오류 확률을 줄이는 역할을 한다. 이와 같은 연쇄코드를 사용하는 주된 이유는 복잡도의 증가에도 불구하고 하나의 코드를 사용하는 경우보다 낮은 에러율을 얻기 때문이다[3,10].

외부코드로 사용될 수 있는 것으로는 블럭코드와 컨벌루션 코드가 있는데, 가장 널리 쓰이

는 형태는 비터비 복호 컨벌루셔널 내부 코드와 Reed-Solomon(RS) 외부 코드의 조합이다. SCCC는 이러한 일반적인 구조에서 외부코드와 내부코드 모두에 컨벌루셔널 코드를 적용한 것을 일컫는다.

1.1 코드의 종류와 특성

SCCC를 구성할 때 부호기의 선택이 성능에 영향을 미친다. 두 코드에 사용되는 부호화기의 선택이 최소경로거리와 코드워드의 가중치를 결정하기 때문에 이의 조합이 전체 시스템의 성능에 영향을 미치게 된다. 컨벌루셔널 코드의 부호화기의 종류는 Nonsystematic Convolutional(NSC)코드와 Recursive Systematic Convolutional(RSC) 코드로 나눌 수 있다.

PCCC의 경우에는 기존의 NSC 코드를 사용하여 구성한다면, 다 단계의 반복적인 복호 알고리즘으로 복호할 때 매트릭의 구성이 RSC 코드보다 복잡하게 된다. 이는 비체계적인 구성이 신뢰도 계산에 적합하지 않기 때문이다. 그러나 SCCC에서는 코드워드에 대한 처리를 하므로 정보비트를 직접 요구하지않고, 따라서 부호화기가 어느 것이 되든 구성면에서는 별 차이가 없으며 단지 약간의 성능차이만 보이게 된다.

1.2 인터리빙 이득

같은 부호화율을 가지는 PCCC와 SCCC를 대상으로 구조로 인한 성능 차이를 알아보면 복호에 따른 인터리버로 인한 정보비트의 시간지연을 같은 기준으로 고려할 때 SCCC는 PCCC에 대하여 인터리버 이득을 갖게 된다. 이는 PCCC가 RSC코드를 사용하기 때문에 인터리버로 인한 시간지연이 정보비트의 시간지연이 되는데 반해, SCCC는 정보비트를 k/n 로 코드화하여 인터리빙을 수행하므로 정보비트에 대해 n/k 배의 인터리버 이득을 갖게 된다.[13,14]

2. Soft-Input/Soft-Output 복호

SCCC시스템이 반복적인 복호구조를 이루기 위해서는 Soft-Input/Soft-Output 블록구조를 가져야만 한다. 이를 SISO라 부른다[14]. SISO 동작하에 있는 복호할 고리들은 트렐리스 표현이 가능한 코드에 적용가능하다. 이는 시불변 또는 시변 트렐리스를 가지는 코드가 될 수 있고, 이에겐 블록과 컨벌루셔널 코드 모두가 해당된다.

심볼열을 가지는 시불변 컨벌루셔널 코드의 구조는 단일 트렐리스 구간에 의해 완전히 파악되는 특성이 있다. 이는 시간 계수 k 와 $k+1$ 에서 트렐리스 상

태사이의 천이를 의미한다. 결론적으로 입력열과 상태열 사이의 일대일 대응 관계가 성립함을 의미하고 복호가 가능하기 위해서 필요시되는 특성이다. SISO 모듈은 그림 2와 같이 표현된다.

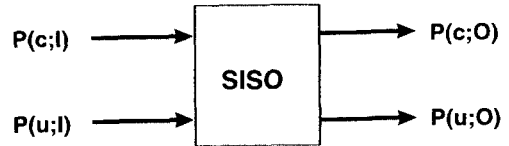


그림 2. Soft-Input Soft-Output(SISO) 모델

입력에서 확률분포열 $P(c;I)$, $P(u;I)$ 을 받고, 출력으로 확률분포열 $P(c;O)$, $P(u;O)$ 을 내보내는 4 포트 장치라고 볼 수 있다. 출력은 입력과 트렐리스 구간에 기초하여 구해진다.

3. SCCC의 반복적인 부/복호 구조

일반적인 연쇄 코드는 첫 번째 복호기의 신뢰도값을 이용하여, 두 번째 복호기에서 복호를 함으로써 복호를 종료한다. 여기에 첫 번째 복호기가 두 번째 복호기에서 출력된 신뢰도값을 이용하게 된다면, 성능의 향상을 기대할 수 있다. 이와같은 과정을 여러번 수행하는 반복적인 복호 알고리즘을 사용하면 기존의 연쇄 코드에 비해 성능을 향상시킬 수 있게 된다. 이때 첫 번째 복호기로 재귀되는 두 번째 복호기의 신뢰도값을 외부정보(extrinsic information)라고 한다.

이제는 반복적인 복호를 고려하여 첫 번째 복호기를 수평적인 복호기, 두 번째 복호기를 수직적인 복호기라 부르기로 한다. 수평적인 복호기는 코드율이 K_1/N_1 인 부호화기에 의해 부호화된 정보를 복원하는 것이고, 출력값은 연관정 값(soft decision, weight decision)을 내보내게 된다. 그리고, 수평적인 복호기에서 생긴 연접 오류는 인터리버에 의해 랜덤 오류로 전환되며, 이 랜덤 오류는 수직적인 복호기에 의해 정정되게 된다. 수직적인 복호기의 입력단에서는 수평적인 복호기에서 사용한 정보 비트에 대한 것과 수평적인 복호기에서 나온 최대 근사화 정보를 인터리빙한 값만을 가지고 가지 매트릭을 구한다. 대수 근사비(LLR)를 정의하여, 반복적인 복호의 원리를 다음과 같이 전개할 수 있다.

3.1 Source와 Channel 비트의 연판정 값

2진 데이터만을 생각하여 2진 랜덤변수 u 의 대수 근사비를 구한다. $\{+1, -1\}$ 을 원소로 가지고 합 \oplus 연산에 대해 $+1$ 을 필요요소로 갖는 GF(2)에 속하는 랜덤변수 u 를 정의하면 대수 근사비는 실수로서 다음과 같이 주어진다.

$$L(u) = \log \frac{P(u=+1)}{P(u=-1)} \quad (1)$$

이 대수 근사비는 연판정된 값을 내주며, 그 값은 랜덤 값이다. 이 $L(u)$ 의 부호는 경판정 값이 되고, 크기 $|L(u)|$ 는 연판정 값으로 신뢰도(reliability)를 나타낸다. 이 랜덤 값을 수신단에서 보게 되면, 조건부 랜덤 값이 된다. 그러므로, 이를 조건부확률로 나타내면

$$L(u|z_i) = \log \frac{P(u=+1|z_i)}{P(u=-1|z_i)} \quad (2)$$

이고, 여기서,

$$P(u_k = 1) = \frac{e^{L(u_k)}}{1 + e^{L(u_k)}} \quad (3)$$

이 성립한다. u 가 통계적 독립이므로 위식들로부터 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} L(u_1 \oplus u_2) &= \log \frac{1 + e^{L(u_1)} e^{L(u_2)}}{e^{L(u_1)} + e^{L(u_2)}} \\ &\approx \text{sign}(L(u_1)) \cdot \text{sign}(L(u_2)) \\ &\quad \cdot \min(|L(u_1)|, |L(u_2)|) \end{aligned} \quad (4)$$

3.2 Soft 채널 출력

채널의 ‘연판정 출력’이라는 말이 의미하는 것에 대하여 알아보자. 만약 연판정 값 $L(u)$ 를 가지는 2진 데이터 u 를 인코딩하면, 연판정 값 $L(x)$ 를 가지는 코드 비트 x 가 생성된다. (N, K) 체계적인 코드에서는 코드워드의 K 비트가 정보 비트 u 와 일치하게 된다. 이진 대칭 채널(BSC)이나 가우시안/페이딩 채널을 통해 전송이 이루어지고 난 후, 정합 여파기의 출력 y 에 대한 x 의 조건부 확률의 대수근사비를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} L(x|y) &= \log \frac{P(x=+1|y)}{P(x=-1|y)} \\ &= \log \frac{p(y|x=+1)}{p(y|x=-1)} \cdot \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \\ &= \log \left[\frac{\exp \{-E_s(y-1)^2/N_0\}}{\exp \{-E_s(y+1)^2/N_0\}} \right] \\ &\quad + \log \left[\frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \right] \\ &= L_c \cdot y + L(x), \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $L_c = 4 \cdot \frac{E_s}{N_0} \cdot a$ 이며, 채널의 신뢰도 값이다. a 는 부가 가우시안 채널인 경우 x 값 $-1, 1$ 에 상관없이 1이다. 또, 이진 대칭 채널에서 L_c 는 잘못된 전송의 확률 P_0 의 대수 근사비라고 볼 수 있다. 그러므로, $L_c = \log [(1-P_0)/P_0]$ 이다. 만약 페이딩 채널이라면, a 는 진폭을 나타내고 L_c 는 시간에 따라 변하게 된다.

3.3 반복적인 복호

2차원의 경우의 반복적인 복호원리에 대하여 알아보자. 더 큰 차원으로의 확장은 2차원 경우로부터 명백히 유도될 수 있다. 정보비트 K_1, K_2 에 대하여 두 체계적인 코드 C^- 과 C^+ 를 사용한다면 패리티 비트 p^- 과 p^+ 가 이에 덧붙여진다. 편의상 각각의 코드를 K_1/N_1 과 K_2/N_2 는 K/N 로 같다고 가정한다.

수평 코드 C^- 의 코드 비트 x^- 는 $(x_{1,1}, \dots, x_{1,n}, x_{2,1}, \dots, x_{2,n}, \dots, x_{K \cdot K,1}, \dots, x_{K \cdot K,n})$ 이다. 여기서 정보 비트 부분 $(u_1, \dots, u_{K \cdot K})$ 는 $(x_{1,1}, x_{2,1}, \dots, x_{K \cdot K,1})$ 와 같고 수평 패리티 심볼 p^- 는 $(x_{1,2}, \dots, x_{1,n}, \dots, x_{K \cdot K,2}, \dots, x_{K \cdot K,n})$ 으로 정의된다. 수직 코드도 비슷한 방법으로 구할 수 있다. 수직, 수평 코드를 나누는 뚜렷한 기준은 없고 특정한 에러 패턴을 피하기 위해 임의적으로 결정된다. 정합 여파기의 출력에서 수신된 값을 y 라고 하고, 부호기/복호기의 열을 k 로 표시하자. 만약 정보 비트 u_k 가 전송되었다고 하면, 출력 $y_{k,1}$ 을 얻을 수 있고, 여기에 해당되는 채널의 상태 정보 $L_{C,k,1}$ 도 얻을 수 있다.

SISO복호기를 생각해 보자. 이와 같은 복호기에서는 모든 정보 비트 u 에 대한 a priori 값 $L(u)$ 와 모든 코드 비트에 대한 채널 값 $L_c \cdot y$ 를 입력으로 받

아들이다. 그리고 출력으로 모든 정보 비트에 대한 연판정 값 $L(\hat{u})$ 와 외부정보 $L_e(\hat{u})$ 를 내보낸다. 이상적으로 정보 비트 u_k 에 대한 연판정 값은 다음과 같이 표시된다.

$$L(\hat{u}) = (L_c \cdot y + L(u)) + L_e(\hat{u}) \quad (6)$$

이 식에서 보듯이 정보비트의 대수근사비에 관해서로 독립인 3개의 추정값을 가진다. 정보 비트에 대한 $L(u)$ 와 채널 상태를 나타내는 $L_c \cdot y$ 그리고 외부정보 $L_e(\hat{u})$ 를 얻을 수 있다. 반복 복호의 시작 단계에서는 일반적으로 $L(u)$ 에 대한 정보는 갖고 있지 않다. 따라서 수평 코드 C^- 의 복호 $L_c \cdot y$ 는 정보 비트 부분과 수평 코드의 패리티 비트 부분에 상응하는 외부정보를 가지고 시작되고, 출력으로 다음을 얻는다.

$$L_e^-(\hat{u}) = L(\hat{u}) - L_c \cdot y \quad (7)$$

u 에 대한 이 독립적인 추정값을 수직 코드 복호의 a priori value로 사용함으로써 다음의 값을 구할 수 있다.

$$L_e^{\downarrow} = L(\hat{u}) - (L_c \cdot y + L_e^-(\hat{u})) \quad (8)$$

그리고, 다음의 반복단계에서 수평 코드 복호에 위의 정보를 사용한다. 처음 복호 단계에서는 L값들이 서로 독립이었지만, 그들 서로 간접적으로 같은 정보를 가지고 있기 때문에 반복이 진행될수록 이 값들은 더 큰 상관관계를 가지게 되고 결국 반복으로 인한 성능 향상은 점차로 감소하게 된다. 마지막 단계에서는 다음의 최종적인 두 개의 외부정보들을 합치게 되고 이 값으로부터 연판정을 내리게 된다.

$$L(\hat{u}) = L_c \cdot y + L_e^-(\hat{u}) + L_e^{\downarrow}(\hat{u}) \quad (9)$$

3.4 SCCC의 반복적인 복호 구조

SCCC의 반복적인 복호는 일반적으로 2차원으로 생각하고 복호를 할 수 있다. 그러나 SCCC는 PCCC와는 복호과정이 다소 다르다. 이는 두 번째 부호화기가 첫 번째 부호화기에 의해 한번 부호화된 심볼을 다시 부호화하기 때문에 정보비트를 그대로 가지고 갈

수는 없기 때문이다. 그림 3은 2차원 SCCC에 대한 반복적인 복호 체계를 블록도로 표현한 것이다.

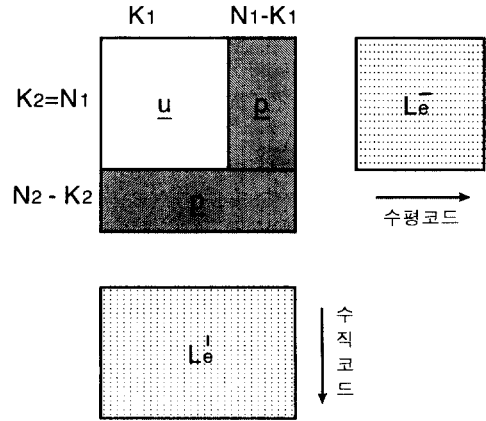


그림 3. 2차원 SCCC에 대한 반복적인 복호 체계

행은 수평적인 코드성분으로, 열을 수직적인 코드 성분으로 본다면 처음에 수평적인 부호화를 행하고 그다음에 부호화된 전체 비트를 다시 수직적인 부호화를 하게된다. 따라서 복호하는 과정도 수평적인 코드를 먼저 복호를 하고, 다음에 수평적인 코드를 복호한 정보를 이용하여 수직적인 코드를 복호해야만 가능하게 됨을 알 수 있다. 다중 연쇄 코드를 고려할 때 이와 같은 블록구조는 쉽게 확장이 가능하다.

그림 4는 SCCC에 대한 반복적인 복호 알고리즘을 블록도로 표현한 것이다. SCCC도 PCCC와 같은 구조를 가지므로 복잡도면에서는 비슷함을 알 수 있다. 그러나 SISO 복호의 기능이 PCCC 복호 알고리즘에서 사용되는 것과는 다소 다르다.

SISO 블록은 두 개의 입력과 두 개의 출력을 가진다. $p(c, I)$ 라고 붙여진 입력은 부호화기 출력 심볼의 대수 확률 밀도함수를 나타내고, 반면 $p(u, I)$ 는 입력 심볼의 대수 확률 밀도함수를 표시한다. 유사하게 출력도 위의 복호알고리즘에서 보여지듯이 부호구속에 따르는 같은 확률값을 나타낸다.

단지 입력 심볼의 대수 확률 밀도함수값으로부터 부호구속에 따르는 입력 심볼의 대수 확률 밀도함수값을 계산하는 PCCC의 반복적인 복호(TURBO 복호) 알고리즘과는 달리 SCCC의 반복적인 복호는 SISO알고리즘 전체를 이용하게 된다. 즉, 부호구속에 따르는 입력과 출력 심볼 모두의 대수 확률 밀도함수값을 계산

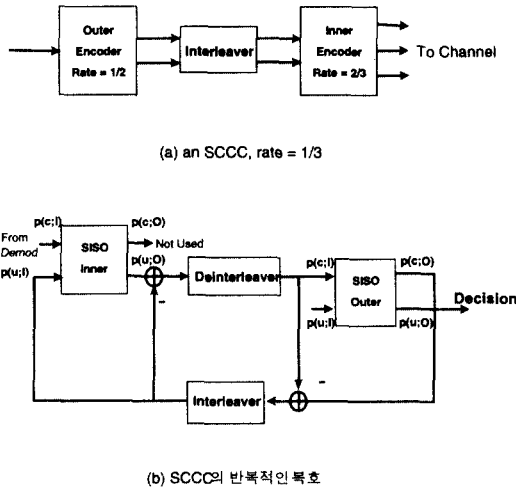


그림 4. SCCC의 부호기와 반복적인 복호기의 블럭도

하게 된다.

코드 트렐리스의 각 가지를 나타내는 심볼 쌍 (i, o) 을 생각하면, SISO 복호기의 입력에서 서로 독립적이므로 그들의 결합 확률 밀도함수의 대수값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L(i, o) = L(i) + L(o) \tag{10}$$

SCCC알고리즘의 첫 번째 반복동안 SISO 내부복호기 블록은 채널로부터 수신되는 심볼의 대수 확률 밀도함수값으로 이루어지는, 복조기 연판정값을 받게 된다. 첫 번째 SISO 복호기에서 입력 심볼에 관계된 대수 확률 밀도함수값을 계산한 후, 외부정보를 얻기 위해서 출력된 정보로부터 입력 대수 확률 밀도함수 값을 뺀다. 그리고 이 값은 역 인터리버과정에 의해 디인터리빙된다. 내부코드의 입력심볼은 외부코드의 출력심볼에 해당되고, 그림과 같이 SISO 블록의 뒷단 입력으로 보내진다. 외부복호기는 출력심볼의 대수 확률 밀도함수값을 처리하고 코드구속에 따르는 출력과 입력심볼 모두를 계산한다. 입력심볼의 대수 확률 밀도함수값은 마지막 단계에서 정보비트에 대한 판정을 내리기위해 사용되어지고, 반면 출력심볼의 대수 확률 밀도함수값은 차와 인터리빙계산후에, 다음번 반복을 위해 SISO 내부복호기로 재귀될 것이다.

III. SCCC의 반복 복호를 위해 제안된 SOVA

SOVA를 SCCC에 적용할 때는 PCCC와는 다른 문제점이 따른다. PCCC에서는 정보비트에 대한 신뢰도값만을 이용하므로 기존의 SOVA를 사용하여 반복적인 복호를 행할 수 있다. 그러나 SOVA가 MAP과는 달리 정보열로부터 메트릭값을 계산해 정보비트에 대한 신뢰도값만 주는 것을 고려한다면 SCCC에서는 원하는 연판정 결과를 얻을 수 없다. 이는 SCCC가 한번 부호화된 정보에 대해 다시 부호화해 주기 때문에 반복적인 복호를 위해서는 결국 정보열로부터 코드워드에 대한 신뢰도를 얻어내야하기 때문이다.

1. 변형된 SOVA의 구조

우선, 내부코드에 대한 기존의 SOVA복호 방법을 다중 경로를 갖는 트렐리스 구조로 확장해보자. 반복적인 복호를 위한 SOVA는 기존의 알고리즘으로부터 다음과 같이 유도된다.

부호화를 K/N 코드나 평치렁된 코드에 대한 비터비 알고리즘은 반복적인 복호를 위해 다음과 같이 변경될 수 있다[7]. 다중 2진 랜덤변수 u 의 대수 근사비를 생각하자. u 는 $\{+1, -1\}$ 을 원소로 가지고 GF(2)에 속하는 $u_i, i=1, 2, \dots, K$ 로 이루어졌다고 정의하면 대수 근사비는 실수로서 다음과 같이 주어진다.

$$L(u_i) = \log \frac{P(u_i = +1)}{P(u_i = -1)} \tag{11}$$

여기서 $L(u_i)$ 는 u 의 대수근사화비를 이룬다. 이때 메트릭 값은

$$M_k^{(m)} = M_{k-1}^{(m)} + \sum_{\nu=1}^N x_{k,\nu}^{(m)} L_{c,\nu} y_{k,\nu} p_{k,\nu} + L(u_k), \tag{12}$$

$$m = 1, 2, 3, \dots$$

식 (12)에서 $u_k = \{u_{k1}, u_{k2}, \dots, u_{kK}\}$ 는 정보비트, $x_k = \{x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN}\}$ 는 부호화된 심볼이고, $y_k = \{y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kN}\}$ 는 수신된 신호이다. 그리고 $p_{k,\nu}$ 는 평치렁 패턴이고 전체식은 메트릭 확률값이다. 시간 k 에서의 경로 m 과 식(12)의 메트릭에 대한 확률은

$$\text{Prob}\{\text{path } m\} = P(\mathcal{S}_k^{(m)}) = e^{M_k^{(m)}/2}, \tag{13}$$

$$m = 1, 2, 3, \dots$$

으로 관련된다. ML 경로를 $m_{0,0}$ 로, 그리고 이 state

로 수렴하는 다른 경로들을 $m_{0,s}, s=1, 2, \dots, 2^k-1$ 로 나타내자. 채널상태가 좋으면 $L_c \cdot y$ 은 $|L(u)|$ 보다 더 큰 값을 가지고, 따라서 복호는 수신된 채널 값에 의존하게 된다. 반면 깊은 페이딩과 같은 좋지 않은 채널환경이라면 복호는 $L(u)$ 정보에 의존하게 된다. 반복적인 복호에서 이것이 전 복호단으로부터의 외부정보인데 이는 저장된 값으로부터 시간 j 에서

$$\Delta_j^0 = \frac{1}{2} \min_{s=0, \dots, e} (M_j^{(m_{0,s})} - M_j^{(m_{0,s'})}) \quad (14)$$

$\Delta_j^0 = \{\Delta_{j,1}^0, \Delta_{j,2}^0, \dots, \Delta_{j,K}^0\}$, 여기서 e 는 ML 경로의 i 번째 비트와 다른 경로수, 을 정의하면 비터비 알고리즘의 연판정 출력값은 오류의 대수 근사값에 추정판정값 $\hat{u}_{j-\delta_i}$ 의 곱이 된다.

$$L(\hat{u}_{j-\delta_i}) \approx \hat{u}_{j-\delta_i} \cdot \min_{l=0, \dots, \delta} \Delta_j^l, \quad (15)$$

그리고

$$L(\hat{u}_{j-\delta}) = \sum_{i=1}^K L(\hat{u}_{j-\delta_i}) \quad (16)$$

이 식을 보면 기존의 비터비 알고리즘과 같은 경판정을 가지며, 판정에 대한 신뢰도는 최대 근사화 경로를 따라 매트릭치의 최소값을 취함으로써 얻어진다는 것을 알 수 있다.

체계적인 컨벌루션 코드에 대해서 식 (12)와 (14)로부터 식 (16)의 SOVA출력은

$$L(\hat{u}_k) = L(u_k) + L_{c_1, y_{k,1}} + \{other L - terms \neq k\} \quad (17)$$

이 되고, 따라서 II 장에서 유도한 원하는 합의 구조 형태를 유지함을 알 수 있다. 결과적으로 SOVA의 연판정 출력과 입력값의 차를 구하고 다음 단계의 복호시 매트릭제산에 사용되는 외부정보를 얻게 된다.

그림 5은 4개의 경로를 갖는 부호화율 2/3, 상태수 4인 컨벌루션 코드에 대한 SOVA 복호방법을 보여준다. 여기서는 4개의 경로로부터 정보에 대한 신뢰도값을 찾는 것이 가장 중요한 문제가 되며, 앞의 식과 같이 SOVA를 확장하는 방법을 사용하게 된다. 현재 입력이 들어오는 시간을 k 라고 한다면 그림에서 시간 지연 L 은 현재 시간 k 에서 L 만큼의 지연

된 시간을 나타낸다. 즉 $k-L$ 시간이 된다.

기존의 SOVA에서 복잡도를 줄이는 방향으로[9] 현재시간에서의 모든 노드에 대한 각 경로의 매트릭차를 계산하지 않고, 그림과 같이 시간 지연 L 후의 비터비 알고리즘에 의해 결정된 노드에서만 각 경로의 매트릭차를 구한다. 이는 시간구간 L 동안 판정된 노드 s_{k-L} 는 복호에 의해 높은 신뢰도를 갖기 때문에 선택경로로 볼 수 있고 또한 계속되는 최대 근사화 경로로 가정할 수 있으므로, 전체 출력에 걸리는 시간 지연 $k-L-L'$ 후의 복호된 정보는 같은 신뢰도 값을 가지고 출력되게 된다. 그림 5에서 트렐리스에 표시된 숫자는 내부코드의 정보심볼 또는 외부코드에 대한 코드워드를 나타낸다. 시간 지연 L 후에 결정된 노드로부터 각 정보와 관련된 4개의 경로를 잡고, 시간 지연 $k-L$ 이상의 모든 신뢰도값에 대해서 4개의 경로에 대한 매트릭값을 각 정보심볼과 비교하여 다른경우에는 최소값으로 갱신하게 된다.

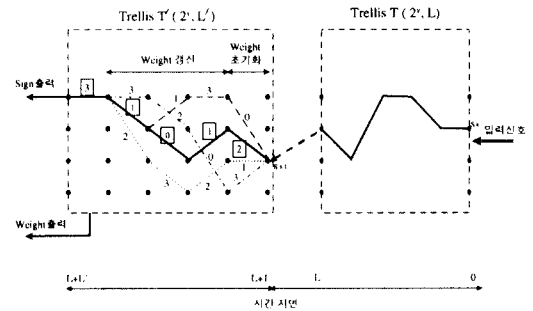


그림 5. 부호화율 2/3 내부 코드에 대한 변형된 SOVA의 복호 구조

이제 외부코드에 대해 각 코드워드에 대한 신뢰도 값을 내주기 위해서 변형된 SOVA 복호방법을 전개한다. 그림 6과 같이 2개의 경로를 갖는 부호화율 1/2, 상태수 4인 컨벌루션 코드에 적용해보자. 그림 6에서 트렐리스에 표시된 숫자는 그림 5와 달리 입력 부호화열에 해당하는 코드워드를 나타낸다. 따라서 문제가 되는 것은 기존의 SOVA가 수신된 부호화열로부터 정보심볼에 대하여 신뢰도값을 주는 것을 어떻게 코드워드에 대한 신뢰도값을 주도록 변형시킬 것인가 하는 점이다. 즉, 다음식에 해당하는 확률값을 이끌어내는 것이라고 말할 수 있는데, 이는 정보비트와의 관련성을 이용하여 얻을 수 있다.

$$L(c|z_i) = \log \frac{P(c=c_k|z_i)}{P(c \neq c_k|z_i)}, \quad c \in \{c_1, c_2, c_3, c_4\} \quad (18)$$

여기서, c 는 코드워드를 나타내고, k 는 코드워드 수를 말하는데, 부호화율에 따라 정해진다. 코드워드에 대한 신뢰도값을 주기 위해서는 그림 8과 같은 시간 지연 L 에 의한 선택 경로 노드를 정하는 것은 비효율적이다. 즉 현재 시간 k 에서 한 노드에 관련된 정보 심볼을 구하는 것이 아니기 때문에 모든 노드에 대한 메트릭값을 계산하여 모든 노드들의 경로중 각 코드워드와 관련해 가장 작은 메트릭값을 가지는 최소값의 차를 구해야 한다. 이와같이 전체 8개의 경로중 각 코드워드에 대한 최소경로 하나씩을 선택하도록 하였는데, 이는 시간 지연 L 후에 출력으로 선택될 경로는 이 최소경로 중 하나일 것이고, 정보신호에 대한 신뢰도값만 아니라 코드워드에 대한 신뢰도를 구하기 위해서는 모든 코드워드에 대한 경로를 비교해야 하기 때문이다. 외부코드의 경우는 내부코드에서 전개한 변형된 SOVA와 같은 수식적인 전개가 어렵기 때문에 이와 같은 개념을 이용해서 각 코드워드에 근사적인 신뢰도값을 줌으로써 SOVA를 이용한 SCCC의 반복적인 복호가 가능하게 된다.

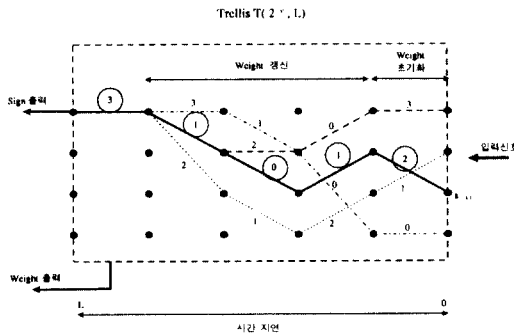


그림 6. 부호화율 1/2 외부 코드에 대한 변형된 SOVA의 복호 구조

2. 변형된 SOVA를 적용한 전체적인 반복 복호 구조
 이 절은 앞 절에서 기술했던, 변형된 SOVA를 사용한 SCCC의 반복적인 복호과정을 전체적인 시스템으로 구성해본다. 그림 7은 부호화율 1/3인 SCCC를 나타낸다. 여기서는 앞 절에서 예를 든 외부코드로 부호화율 1/2 코드, 내부코드로 부호화율 2/3인 코드를 사용했다. 다른 부호화율을 갖는 SCCC 시스템의 구성은 상태

수와 트래버스 가지수만 달라질 뿐 기본 구조는 동일하게 구성된다.

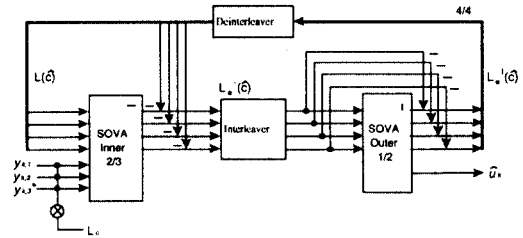


그림 7. 1/2 외부코드 - 2/3 내부코드에 변형된 SOVA를 사용한 SCCC의 반복적 복호기의 구조

IV. 실험 및 결과 분석

이 장에서는 본 논문에서 제안한 SCCC시스템을 AWGN채널하에서 다양한 환경변수를 사용하여 실험하며, 그 성능을 비교·분석한다. 성능비교는 Bit Error Rate관점에서 이루어지며, 실험결과에서 시스템 성능 향상과 관련한 복잡도 문제라든지 이동통신 시스템에의 적용 가능성 등을 고찰한다.

1. 실험환경

이 절에서는 SCCC를 적용한 시스템을 구현하기 위해서 사용한 환경 변수를 나타내었다.

표 1. 실험 환경

환경변수	기법	
채널 환경	부가 가우시안 채널	
시뮬레이션 기법	Monte Carlo Simulation	
변조방식	BPSK	
전체 부호화율	1/3	외부코드율 1/2
		내부코드율 1/3
	1/2	평차령 없음
		2/3
부호화기의 종류	RSC, NSC	
코드의 상태수	4, 8	
외부코드 생성다항식	7/5, 5/7, 17/15, 15/17 (8)	
인터리버종류	블록, 의사 랜덤, Non-Uniform	
크기에 따른 의사랜덤 인터리버 다항식	256(435), 1024(2011), 4096(10123), 8192(20033), 16384(40053), 64377, 54335) (8)	

표 1의 모든 코드 생성 다항식과 의사 랜덤 인터리버 배열에 관한 생성 다항식은 8진수로 표시하였고, 이의 선택은 primitive polynomial 표를 참조하였다. 표 2에는 실험에서 쓰인 코드생성다항식을 나타내었고[8], 실험에서 이에 대한 침자는 생략한다.

표 2. 컨벌루션식 코드에 대한 생성 다항식

부호화율	코드방식	생성다항식 $G(D)$
1/2	recursive	$\left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]$
	nonrecursive	$[1+D+D^2, 1+D^2]$
2/3	recursive	$\left[1, 0, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]$ $\left[0, 1, \frac{1+D}{1+D+D^2} \right]$
	nonrecursive	$[1+D, D, 1]$ $[1+D, 1, 1+D]$

2. 변형된 SOVA를 적용한 SCCC의 성능 분석
 이 절에서는 변형된 SOVA를 적용한 제안된 SCCC 시스템의 성능을 시뮬레이션하고 그 결과를 비교·분석한다.

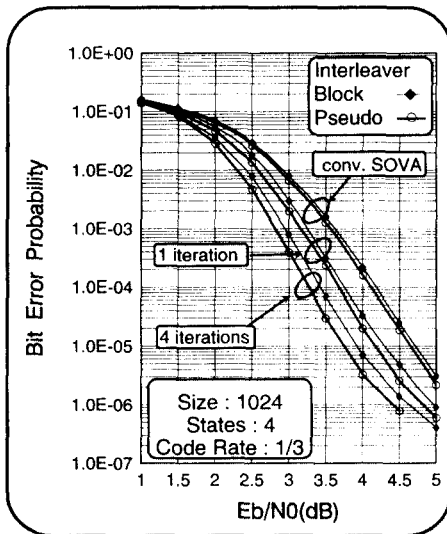


그림 8. 변형된 SOVA를 적용한 SCCC의 반복 복호에 따른 성능 변화
 외부코드: 1/2 RSC, 7/5
 내부코드: 2/3 RSC, $[1+D, D, 1]/[1+D, 1, 1+D]$

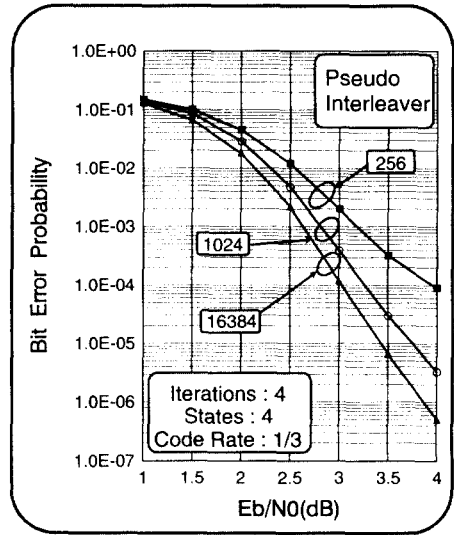


그림 9. 변형된 SOVA를 적용한 SCCC의 인터리버크기에 따른 성능 변화

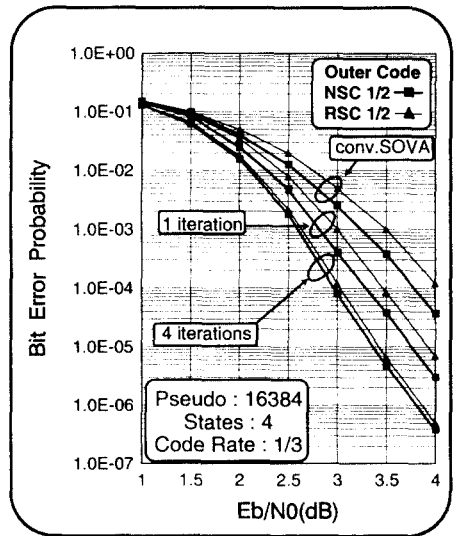


그림 10. 변형된 SOVA를 적용한 SCCC의 부호화기에 따른 성능 변화

그림 8에서 코드는 RSC 7/5 - RSC $[1+D, D, 1]/[1+D, 1, 1+D]$ 를 사용하였다. conv. SOVA는 기존의 연판정출력을 의미하고, 1 iteration과 4 iteration은 각기 1번, 4번의 반복복호를 한 제안된 복호과정의 나타낸다. 한번의 반복 복호로 10^{-4} 이하의 비트오율

에서 약 0.5dB 정도의 성능향상을 얻었고 4번 반복 복호에는 약 0.9dB 정도의 성능향상을 얻었다. 또한 반복 복호를 할수록 향상폭은 감소함을 알 수 있다. 이는 부호화된 비트(정보)사이의 상관성이 증가하여 어느정도 이상의 반복후에는 더 이상 정보에 대한 신뢰도를 얻을 수 없기 때문이다.

그림 9도 같은 코드를 사용하였고, 결과를 보면 인터리버 크기에 따라 복호시의 성능이 영향을 받는 것을 볼 수 있다. 의사 랜덤 인터리버를 사용하였는데, 인터리버 크기가 커짐에 따라 성능이 더 좋게 나타남을 확인할 수 있다. 이와 같은 현상은 인터리버크기가 작을 때는 앞단의 연집예러를 분산시키는 역할을 충분히 수행하지 못하기 때문에 뒤단의 복호기에서 이의 영향을 계속 받게 되기 때문이다. 또한 인터리버 크기가 작을 때는 정보간의 상관성이 크게 되므로, 그림에서 먼저 수렴하는 특성을 보임을 알 수 있다.

그림 10에는 외부 부호화기로 1/2 NSC와 1/2 RSC를 사용하였을 때의 성능 변화를 관찰하였는데, 이는 코드자체의 특성에 따른 성능 차이가 전체 시스템의 성능 차이로 나타남을 보여준다. 이와 같이 변형된 SOVA를 SCCC의 반복 복호에 사용할 경우, NSC와 RSC코드 모두 사용가능함을 알 수 있다.

3. 변형된 SOVA와 기존 알고리즘의 복잡도 비교

연판정 출력에 대한 레벨을 n_s 비트만큼 할당하여 표시한다면 길이 δ 를 갖는 각 선택 경로는 $n_s \cdot \delta$ 비트로 이루어진다. n_s 비트에서 앞의 비트들은 부호 즉, 경관정을 나타내는데 쓰인다. 전체 근사화 값들은 집합 $\hat{L}_k \in \{0, 1, 2, \dots, 2^{n_s-1} - 1\}$ 을 이룬다. n_s 비트로 양자화된 매트릭 차가 주어졌을 때, 신뢰도값 갱신은 저장해 놓은 참조표를 통해 수행되는데, 본 논문에서와 같이 식을 사용하여 \hat{L}_k 를 갱신한 경우는 참조표는 필요없게 된다. 따라서 각각의 SOVA 복호에 대하여 표 3과 같이 정리할 수 있다. 여기서 ν 는 코드 메모리,

e 는 선택경로와 다른 모든 경로에 대해 정보와 상이한 값을 가지는 모든 위치수를 나타낸다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 통신에 사용되는 SCCC를 기존의 시스템구조를 크게 변형시키지 않으면서 SCCC의 성능을 향상시켰다. SOVA를 변형하여 적용한 반복적인 복호 모델은 부가 가우시안 채널과 페이딩 채널에서 기존의 SCCC에 비해 성능향상을 얻을 수 있었다. 결론적으로 본 논문에서 변형하여 제안한 SCCC는 기존의 SCCC보다 변형된 SOVA기법을 사용함으로써 많은 성능 향상을 얻을 수 있었다. 반면 그에 대한 trade-off로써 전체적인 시스템의 복잡도 증가와 복호에 따른 시간지연을 들 수 있다. 복잡도는 다소 증가하였지만 기존의 SCCC의 구조를 크게 변경시키지 않고 적용가능하다는 점과 프레임크기를 크게 하지 않아도 반복적인 복호에 따른 성능향상이 얻어지므로 시간지연을 줄일 수 있다는 점이 변형된 SCCC의 유용성을 제시한다고 할 수 있겠다.

특히 NASA에서 운영하는 원거리 탐사위성 Galileo는 구조상 SCCC시스템이 표준안으로 되어있어 반복적인 PCCC구조를 적용할 수 없는데, 이러한 기존의 시스템에 대한 적용이 가능하게 된다.

본 논문에 수반되는 연구로 전송 방법의 입장에서 SCCC를 TCM과 같은 주파수 효율적인 전송 방법에 사용하는 것과 Multi Level Coding과 같은 다른 부호화 시스템과 결합하여 성능을 분석하는 연구가 진행되어야 한다. 또한 이 알고리즘을 적용하기 위하여 일반적인 매트릭을 재정리한다면 현재보다 성능면에서 개선을 거둘 수 있을 것이다. 그리고 MC-CDMA (Multi Carrier - Code Division Multiple Access) 시스템과 같은 광대역의 이동 통신에 SCCC와 이를 복호하는 반복적인 복호 알고리즘을 적용하는 응용도 향후 연구 과제로서 가치가 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. Claude Berrou, Alain Glavieux and Punya Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error - Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes (1)," in Proc. ICC, May. 1993, pp. 1064-1070.
2. P. Robertson, "Illuminating the Structure of Code and Decoder of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes," in Proc., IEEE Globe-

표 3. 변형된 SOVA와 기존의 알고리즘의 복잡도 비교

분류	목록	2진 SOVA	변형된 SOVA	
			외부코드 (k_1/n_1)	내부코드 (k_2/n_2)
저장량	매트릭값	n_s	$2^{n_1} \cdot (n_s - n_1)$	$2^{k_2} \cdot (n_s - k_2)$
계산량	매트릭비교	1	최대	최대
	대수근사화비 \hat{L}_k 의 갱신	1	2^{n_1}	2^{k_2}

comm Conf.(San Francisco, CA, Dec. 1994), pp. 1298-1303.

3. 정호영, 박형진, 홍대식, 강창언, "이동 통신 페이딩 채널에서의 Concatenated 코드 시스템," 한국통신학회 논문지, vol. 18, No. 1, 1993. 1.
4. 김준범, 양하영, 홍대식, 강창언, "병렬 연쇄 컨벌루셔널 코드를 적용한 MC-CDMA 시스템에 관한 연구", 한국전자과학회 논문지, pp. 326-330, 1996. 11
5. J. Hagenauer, Elke Offer and Lutz Papke, "Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-42, pp. 429-445, Mar. 1996.
6. J. Hagenauer and P. Hoeher, "A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications," in Proc., IEEE Globecom Conf.(Dallas. TX, Nov. 1989), pp. 1680-1686.
7. J. Hagenauer, "Source-Controlled Channel Decoding," IEEE Trans. Commun. Theory, vol. 43, No. 9, pp. 2449-2457, Sept. 1995.
8. D. Haccoun, G. Begin, "High-rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding," IEEE Trans. on Comm., vol. 37, No. 11, pp.1113-1125, Nov. 1989.
9. Claude Berrou, Patrick Adde, Ettiboua Angui and Stephane Faudeil, "A Low Complexity Soft-Output Viterbi Decoder Architecture," in Proc. ICC '93, pp.737-740, Nov. 1993.
10. J. Proakis, Digital Communications, New York: McGraw-Hill, 3rd Ed., 1995.
11. Jean Yves Couleaud, "High Gain Coding Schemes for Space Communication," Signal Processing Research Institute, University of South Australia, Sept. 1995.
12. Adrian S. Barbulescu, "Iterative Decoding of Turbo Codes and Other Concatenated Codes," Ph.D. Thesis, University of South Australia, Feb. 1996.
13. Sergio Benedetto and Guido Montorsi, "Serial Concatenation of Interleaved Codes: Performance Analysis, Design, and Iterative Decoding," TDA Progress Report 42-126, pp. 1-26, August 15, 1996.
14. Sergio Benedetto and Guido Montorsi, "A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori(MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes," TDA Progress Report 42-127, pp. 1-20, Nov 15, 1996.



양 하 영(Yang Ha Young) 정회원
 1995년 2월:연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1997년 8월:연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 현재:연세대학교 대학원 전자공학과 공학박사과정
 <연구분야> 이동통신시스템, 정보이론, 적응안테나시스템



윤 석 현(Yoon Suk Hyun) 정회원
 1994년 2월:연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1996년 2월:연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 현재:연세대학교 대학원 전자공학과 공학박사과정
 <연구분야> 이동통신시스템, 채널코딩, 디지털 신호처리

진 익 수(Jin Ik Soo) 정회원
 1987년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
 1989년 2월:연세대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사)
 1995년 8월:연세대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학박사)
 1995년 11월~현재: 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소 이동통신연구부 선임연구원
 <연구분야> CDMA 이동통신시스템, 변복조, 채널코딩

강 창 언(Kang Chang Eon) 정회원
 1960년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1965년:연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
 1969년:미시간 주립대 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1973년:미시간 주립대 대학원 전자공학과 졸업 (Ph.D)
 현재:연세대학교 전자공학과교수
 연세대학교 전자정보통신연구소 소장
 한국통신학회 명예회장
 주전산기산학연합회의 회장
 통상산업부 공기반 전문위원 겸 통신기기 기획평가 단장
 정보화추진 위원 대통령자문 위원 등
 <연구분야> 디지털통신시스템, 이동통신시스템, 정보이론, 멀티미디어통신