

# 무선 채널 환경에서 IP-SCCC에 의한 채널 부호화

정희원 이연문\*, 조경식\*, 정차근\*

## A Channel Coding with Interleaved Puncturing Serially Concatenated Convolutional Codes for Wireless Communication

Youn-Moon Lee\*, Kyung-Sik Cho\*, Cha-Keon Cheong\* *Regular Members*

### 요약

본 논문은 대역폭 효율적인 가변율 채널 부호화의 한 방법을 제안한 것이다. 일반적으로 대역이 제한되어 있는 이동 무선 채널 환경에서 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해 대역폭 효율적인 부호화 방법의 개발이 필요하다. 이를 위해 성능이 우수한 터보코드와 RCPC코드의 연접 부호화 방법에 관한 많은 연구가 진행되고 있다. 그러나 이들 기존의 방법은 반복 복호가 가능한 연접부호화 방법의 특성을 고려하지 않음으로 인해 반복 복호시 성능이 열화되는 문제를 갖는다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 인터리빙과 동시에 천공으로 발생하는 비트량을 조절함으로써, 부호율을 변환할 수 있는 효과적인 알고리즘인 IP-SCCC (Interleaved Puncturing Serially Concatenated Convolutional Codes)를 제안한다.

제안 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 레일리 페이딩과 부가 백색 가우시안 잡음 현상이 존재하는 채널을 모델링해서 모의 실험을 수행하고, 기존 방법들과의 비교를 통해 제안 방법의 객관적인 성능을 분석한다.

### ABSTRACT

This paper proposes a new scheme for variable rate channel coding at the limited bandwidth. Generally, a development of algorithm to service various multimedia for wireless communications with a limited channel environment is needed. For this, many methods which is related to concatenated convolutional codes are proposed. However, the conventional methods have shown the performance degradation problems because of neglecting the characteristics of concatenated codes.

To solve these problems, we address a new scheme of interleaved puncturing for variable rate channel coding. We call this scheme as interleaved puncturing serially concatenated convolutional codes (IP-SCCC). Moreover, to evaluate the effectiveness of the proposed scheme some simulation results are presented, in which the channel models of Rayleigh fading and additive Gaussian noise are assumed.

### I. 서론

제3세대 이동 통신은 기존의 음성위주 서비스뿐만 아니라 인터넷상에서의 전자메일, 파일 전송 및 각종 콘텐츠 서비스를 비롯해 화상통화, 화상회의와 같은 화상서비스 등을 제공할 수 있어야 한다. 따라서 채널의 대역이 제한되어 있는 이동 무선 통신에서 이와 같은 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하

기 위해서는 무엇보다 대역폭 효율적인 부호화 방법의 개발이 요구된다.

무선 채널 환경에서 Shannon의 한계에 접근하기 위한 부호화 방법을 개발하기 위해 많은 연구들이 다양하게 진행되어 왔다. 이를 위해 여러 가지 복잡한 규칙을 갖는 우수한 성능의 부호화 방법들이 개발되었으나 복잡도가 낮으면서 효과적인 성능을 발휘하는 부호화 방법을 개발하는 것은 아직도 과제

\* 호서대학교 제어계측공학과 영상 및 신호처리 연구실(99140303@icando.hoseo.ac.kr)

논문번호 : 00298-0729, 접수일자 : 2000년 7월 29일

※ 본 연구는 1999년 한국학술진흥재단의 연구비 지원에 의하여 수행되었습니다. (KRF-99-003-E00264)

로 남아있다. 이런 방법들 중의 하나로 90년대 중반 터보코드라 불리는 비교적 간단한 구조를 가지며 반복 복호가 가능한 연결 부호화 방법이 개발되어 많은 관심을 불러 일으켰다.

터보코드는 부호화기를 연결하는 방법에 따라 PCCC(Parall Concatenated Convolutional Codes)<sup>[1]</sup>와 SCCC(Serially Concatenated Convolutional Codes)<sup>[2]</sup>로 나눌 수 있다. PCCC는 Berrou 등에 의해 제안되었으며 인터리버를 사이에 두고 2개 이상의 컨벌루셔널 부호화기를 병렬로 연결한 구조로 되어있다. 이것은 인터리버의 길이가 충분히 클 경우 shannon의 한계에 근접할 정도의 놀라운 코딩이득을 나타낸다. 그렇지만 낮은 오류율에서는 터보코드의 거리 스펙트럼 밀도가 작기 때문에 error-floor현상이 발생한다. 따라서 높은 신뢰성이 요구되는 데이터를 전송할 경우 효율이 저하되는 단점을 갖는다<sup>[3]</sup>.

직렬 연결 부호화 방법(SCC)<sup>[4]</sup>은 Forney에 의해 최초로 시도되었고 프레임 크기가 증가할수록 직렬 연결 부호의 오류확률이 지수함수적으로 감소함을 보여주었다. 가장 잘 알려진 직렬 연결 부호화 방법은 심볼 인터리버를 사용해 Reed Solomon (RS) 외부 부호화기와 컨벌루셔널 내부 부호화기를 연결한 것이다. Benedetto 등은 비트 인터리버를 사이에 두고 2개 이상의 컨벌루셔널 부호화기를 직렬로 연결함으로써 반복 복호가 가능한 SCCC를 개발했다. SCCC는 인터리버의 길이를  $N$ 이라 할 때  $N$ 이 증가함에 따라 오류율이  $N^{-1}$ 의 비율로 감소하는 PCCC에 비해 오류율이  $N^2, N^3, \dots$  등의 빠른 비율로 감소한다. 또한 PCCC에서 나타나는 error-floor현상을 SCCC를 사용함으로써 제거할 수 있다. 그러나 낮은 신호 대 잡음비에서 PCCC보다 높은 오류율을 갖는 단점이 있다<sup>[5]</sup>.

이동 무선 통신과 같이 채널의 대역이 제한되어 있는 시스템의 경우 효율적인 정보 전송을 위해 부호화 및 변조 방법 등 다양한 방법에 걸쳐 연구가 진행되고 있다<sup>[6,7]</sup>. 이런 방법들 중의 하나로 가변 비트율의 채널부호화 방법에 의한 대역폭 효율적인 부호화 방법이 개발되었다<sup>[8,9]</sup>. 또한, 최근에는 성능이 우수한 터보코드에 부호율 변환이 가능한 RCPC(Rate Compatible Punctured Codes)코드<sup>[8]</sup>를 연결하는 방법으로써 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있는 소위, RCP-SCCC, RCP-PCCC의 방법들이 제시되고 있다<sup>[10,11]</sup>. 그러나 이러한 방법은 반복 복화가 가능한 연결 부호화 방법의 특성을 충분히 고려

하지 않음으로 인해 성능이 저하되는 문제가 있다. 본 논문에서는 대역이 제한되어 있는 이동 무선 채널에서 대역폭을 효율적으로 사용하기 위한 방법의 하나로 PCCC에 비해 인터리버 이득이 크고 성능이 우수한 SCCC를 사용해 부호율을 변환하는 새로운 부호화 방법인 IP-SCCC를 제안한다. 이것은 인터리빙과 동시에 천공으로 발생하는 비트량을 조절함으로써 부호율을 변환할 수 있는 구조로 되어있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II장에서 본 논문에서 제안하는 IP-SCCC (Interleaved Puncturing Serially Concatenated Convolutional Codes)의 구조와 성능에 대해서 살펴보고, III장에서 채널의 모델링에 적용한 MAP(Maximum A Posteriori)복호기 및 IV장에서 실험에 사용된 각 부호화, 복호기의 구조를 설명한다. 그리고 V장에서는 모의실험에 의한 결과를 분석하고 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. IP-SCCC

### 1. IP-SCCC의 구조

그림 1은 IP-SCCC의 부호화 과정을 나타낸 것이다. 먼저  $k$ 비트의 정보비트는 부호율이  $R_c^o = k/p$ 로 주어진 외부 부호기로 부호화 되어  $p$ 비트의 부호어 정보를 출력한다. 이때 인터리버가  $p_r$ 의 천공율을 갖는다고 가정하면, 외부 부호기를 거친 부호어는 천공과 동시에 인터리빙된 후 부호율이  $R_c^i = p/n$ 인 내부 부호기에 의해  $n$ 비트의 부호어로 부호화 되어 전체 부호기의 부호율은  $R_c = (R_c^o \times R_c^i) / p_r$ 이 된다. 따라서 인터리버 천공 비율  $p_r$ 값을 변화시킴으로써 다양한 채널 부호율을 얻을 수 있다.

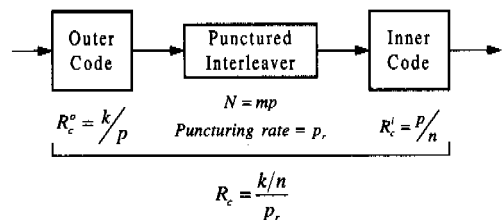


그림 1. IP-SCCC의 부호화 과정

### 2. IP-SCCC의 이론적인 성능

이 절에서는 제안한 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 [2]의 방법을 적용해서 IP-SCCC의 BER에 대한 상한값을 외부 부호기와 내부 부호기의 유효 자유거리(effective free distance)와 균일한(uniform)

인터리버를 사용해서 유도한다.

CWEF(Conditional Weight Enumerating Function)으로부터 ML(Maximum Likelihood)복호를 하는 SCCC의 BER  $P_b(e)$ 에 대한 상한값은 다음 식으로 주어진다.

$$P_b(e) \leq \sum_{h=h_m}^{N/R_c} \sum_{\omega=\omega_m^o}^{NR_c} \frac{\omega}{NR_c} A_{\omega,h}^{C_c} Q\left(\sqrt{\frac{2hR_c E_b}{N_0}}\right) \quad (1)$$

여기서 함수  $Q(\cdot)$ 는 식(2)와 같이 정의되는 오류함수이고,  $A_{\omega,h}^{C_c}$ 는 전체 부호기의 입력 가중치가  $\omega$ 이고 출력 가중치가  $h$ 인 부호어들의 갯수이다. 또한  $R_c$ 는 부호율이고  $N_0$ 는 잡음 밀도이며  $E_b$ 는 비트 당 에너지를 나타낸다.

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (2)$$

이것은 부호율이  $R_c = k/p$ 인 외부 부호기와 부호율이  $R_c = p/n$ 인 내부 부호기가 길이가  $N = mp$ 인 인터리버를 사이에 두고 직렬로 연결되어 있음을 의미한다.  $\omega_m^o$ 는 외부 부호기의 오류 사건을 생성하는 입력 시퀀스의 최소 가중치이고  $h_m$ 은 전체 부호기  $C_c$ 의 부호어에 대한 최소 가중치이다.

인터리버는 그림2와 같이 천공된 균일 인터리버라 가정한다. 인터리버의 길이가  $N$ 이고 입력 정보의 가중치를  $l$ 이라 할 때,  $p_r$ 의 천공율을 갖는 인터리버의 출력이 가질 수 있는 확률은 식(3)과 같다.

$$P = 1 / \binom{N p_r}{l} \quad (3)$$

따라서 그림2와 같이 천공된 인터리버를 사용했을 때의  $A_{\omega,h}^{C_c}$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$A_{\omega,h}^{C_c} = \sum_{l=0}^{N p_r} \frac{A_{\omega,l}^{C_o} \times A_{l,h}^{C_i}}{\binom{N p_r}{l}} \quad (4)$$

컨벌루션 부호기의 메모리보다 큰  $N$ 에서 CWEF의 계수  $A_{l,h}^C$ 는 식(5)로 주어지는 상한값을 갖는다.

$$A_{l,h}^C \leq \sum_{j=1}^{n_l} \binom{N}{j} A_{l,h,j} \quad (5)$$



그림 2. 가중치가 2이고 인터리버의 길이가 4인 시퀀스의 1비트 천공에 의한 인터리빙 동작

여기서 오류 사건 중 가장 큰 값인  $n_m$ 은 부호기에 의존하는  $h$ 와  $l$ 의 함수이다. 위 식의 결과를 사용해 외부와 내부 부호기의 오류사건을  $j = n^o$ 와  $j = n^i$ 라 두면,  $A_{\omega,l}^{C_o}$ 와  $A_{l,h}^{C_i}$ 는 식(6)과 (7)처럼 표현된다.

$$A_{\omega,l}^{C_o} \leq \sum_{n^o=1}^{n_m^o} \binom{N/p}{n^o} A_{\omega,l,n^o}^o \quad (6)$$

$$A_{l,h}^{C_i} \leq \sum_{n^i=1}^{n_m^i} \binom{N p_r}{n^i} A_{l,h,n^i}^i \quad (7)$$

식(4)에 식(6)과 (7)을 대입해 정리하면,  $A_{\omega,h}^{C_c}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$A_{\omega,h}^{C_c} \leq \sum_{l=d_r^o}^{N p_r} \sum_{n^o=1}^{n_m^o} \sum_{n^i=1}^{n_m^i} \frac{\binom{N/p}{n^o} \binom{N p_r}{n^i}}{\binom{N p_r}{l}} A_{\omega,l,n^o}^o A_{l,h,n^i}^i \quad (8)$$

여기서  $d_r^o$ 는 외부 부호기의 자유거리이다. 식(8)의 상한값을 구하기 위해  $N$ 값이 매우 크다는 가정 하에 다음과 같은 근사식을 도입해서 사용한다.

- 분자항에 대한 상한값

$$\binom{N}{n} < \frac{N^n}{n!}$$

- 분모항에 대한 하한값

$$\binom{N}{l} > \frac{(N-l+1)!}{l!} > \frac{N^l}{l! l!}$$

위의 근사식을 이용해서 식(8)을 고쳐 쓰면, 다음의 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{\omega,h}^{C_c} \leq \sum_{l=d_r^o}^{N p_r} \sum_{n^o=1}^{n_m^o} \sum_{n^i=1}^{n_m^i} N^{n^o+n^i-l} \frac{l! l!}{n^o! n^i!} \frac{p_r^{n^i-l}}{p^{n^o}} A_{\omega,l,n^o}^o A_{l,h,n^i}^i \quad (9)$$

식(3)의 결과에서, 부호율이  $R_c^o = k/p$ 인 외부 부호기와 부호율이  $R_c^i = p/n$ 인 내부 부호기가 길이  $N = mp$ 이고, 천공율이  $p_r$ 인 인터리버를 사이에 두고 직렬로 연결된 IP-SCCC의 전체 부호율  $R_c$ 는 다음식과 같다.

$$R_c = \frac{R_c^o \times R_c^i}{p_r}$$

이 결과를 이용해 식(9)를 식(1)에 대입하면 IP-SCCC에 대한 BER  $P_b(e)$ 의 상한값은 다음의 식(10)으로 주어짐을 알 수 있다.

$$P_b(e) \leq \sum_{h=h_m}^{N_p/R_c^i} \sum_{\omega=0}^{NR_c^o} \sum_{l=d_f^o}^{N_p} \sum_{n^o=1}^{n_m^o} \sum_{n^i=1}^{n_m^i} N^{n^o+n^i-l-1} \frac{l!l!}{n^o!n^i!} \frac{p_r^{n^i-l}}{p^{n^o-1}} \frac{\omega}{k} A_{\omega,l,n^o}^o A_{l,h,n^i}^i Q\left(\sqrt{\frac{2hR_c E_b}{N_0}}\right) \quad (10)$$

SCCC의 BER  $P_b(e)$ 에 영향이 가장 큰 파라미터는 인터리버 이득을 결정하는  $N$ 의 지수항으로써 이를  $\alpha(\omega, h)$ 라 하면 다음과 같다.

$$\alpha(\omega, h) = n^o + n^i - l - 1$$

$h$ 값이 주어졌을 때 식(10)의 우세항은  $N$ 항의 지수부분이 가장 큰 값을 가질 때의  $N$ 항이다. 따라서 다음과 같이 식(11)의 값을 조사함으로써 SCCC의 성능을 분석할 수 있다.

$$\alpha(h) = \max_{n^o, n^i, \omega} \{n^o(h) + n^i(h) - l - 1\} \quad (11)$$

$\alpha(h)$ 가 BER  $P_b(e)$ 의 성능에 미치는 영향을 조사하기 위해 다음과 같이 두 가지 경우로 나누어 생각한다.

첫째, 높은 신호 대 잡음비에서 비트 오류에 대한 성능은 SCCC의 자유저리가  $h=h_m$ 과 일치할 경우로 근사화 할 수 있다. 내부와 외부 부호기의 오류사건을 다음과 같이 정의한다.

$$n^i \leq \left\lfloor \frac{h_m}{d_f^i} \right\rfloor \quad (12)$$

$$n^o \leq \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor \quad (13)$$

여기서  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 의 정수부분을 의미한다. 식(12)와 식(13)의 결과를 식(11)식에 대입하면,  $\alpha(h)$ 는 다음의 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha(h) \leq \max_i \left\{ \left\lfloor \frac{h_m}{d_f^i} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor - l - 1 \right\} \quad (14)$$

$$= \left\lfloor \frac{h_m}{d_f^i} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{l_m(h_m)}{d_f^o} \right\rfloor - l_m(h_m) - 1 \quad (15)$$

일반적으로  $\lfloor h_m / d_f^i \rfloor = 1$ 이기 때문에 식(15)는

$$\alpha(h_m) = \left\lfloor \frac{l_m(h_m)}{d_f^o} \right\rfloor - l_m(h_m) \Big|_{l_m(h_m)=d_f^o} = 1 - d_f^o \quad (16)$$

와 같이 근사화 된다. 따라서 신호 대 잡음비가 큰 경우에 있어서 IP-SCCC의 BER  $P_b(e)$ 에 대한 상한값은 다음 식과 같이 간략화 할 수 있다.

$$P_b(e) \leq C_h (Np_r)^{1-d_f^o} Q\left(\sqrt{\frac{2h_m R_c E_b}{N_0}}\right) \quad (17)$$

여기서  $C_h$ 는 인터리버의 길이  $N$ 에 독립적인 상수이다.

둘째,  $N \rightarrow \infty$ 인 경우에는  $\alpha_M = \max_h \alpha(h)$ 에 의해 결정된다. 여기서 내부 부호기가 RSC(Recursive systematic convolutional) 코드나 NSC(Nonrecursive systematic convolutional) 코드인 경우에 대하여 두 가지로 나누어 생각해 볼 수 있다. 블록부호나 NSC 부호의 경우에서 1의 가중치를 갖는 모든 입력 시퀀스는 유한한 가중치의 오류사건을 생성한다. 1의 가중치를 갖는 입력은 많아야 1개의 오류사건을 생성한다. 이 경우에  $n_m^i = l$ 이고  $\alpha_M = n_M^o - 1 \geq 0$ 이다. 이것은  $N$ 의 지수항이 유수가 아님을 의미하고 따라서 인터리버 이득은 존재하지 않는다. RSC코드의 경우 유한한 가중치의 오류사건을 생성하는 입력의 최소 가중치는 2이다. RSC코드를 내부 코드로 사용하면 가중치 1의 입력은 많아야  $n_m^i = \lfloor l/2 \rfloor$ 의 오류사건을 생성한다. 정의로부터  $n_m^o \leq \lfloor l/d_f^o \rfloor$ 이므로  $\alpha(h)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha(h) \leq \max_i \left\{ \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{l}{2} \right\rfloor - l - 1 \right\}$$

$$\begin{aligned} &\leq \max_l \left\{ \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{l+1}{2} \right\rfloor - 1 \right\} \\ &= \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{l+1}{2} \right\rfloor - 1 \Big|_{l=d_f^o} \\ &= - \left\lfloor \frac{d_f^o + 1}{2} \right\rfloor \end{aligned} \quad (18)$$

$d_f^o > 0$ 이므로 식(18)은 항상 음수가 됨을 알 수 있다. 이는  $N$ 의 지수항인  $\alpha_M$ 이 항상 음의 정수임을 의미한다. 따라서  $\forall h$ 에서  $\alpha_M < 0$ 이므로 인터리버 이득이 항상 존재하게 된다. 따라서 식(10)에 식(18)을 적용하면, BER의 상한값은 다음 식(19)로 근사화 할 수 있다.

$$P_b(e) \leq C_h (Np_r) \left[ \frac{d_f^o + 1}{2} \right] Q \left( \sqrt{\frac{2h(\alpha_M)R_c E_b}{N_0}} \right) \quad (19)$$

여기서  $h(\alpha_M)$ 은  $\alpha_M$ 과 관련된 최소 출력 가중치이다. 이것은 다음과 같이 추정할 수 있다. 가중치가 2인 내부 부호기의 입력에 의해 생성된 내부 부호기 출력의 최소 가중치를  $d_{f,eff}^i$ 라 하면  $d_f^o$ 가 짝수일 경우 다음 식으로 표현된다.

$$h(\alpha_M) = \frac{d_f^o d_{f,eff}^i}{2}$$

여기서 전체 출력은 가중치  $d_{f,eff}^i$ 의 오류사건과 연결된  $d_f^o/2$ 로 구성된다. 또한  $d_f^o$ 가 홀수일 경우는 다음 식으로 표현된다.

$$h(\alpha_M) = \frac{(d_f^o - 3)d_{f,eff}^i}{2} + h_m^{(3)}$$

여기서  $h_m^{(3)}$ 은 가중치 3에 의해 생성된 내부 부호기의 최소 가중치 출력이다.

식(10)에서, BER  $P_b(e)$ 의 상한값에 대한 인터리버 천공의 효과는  $p_r^{n'-1}$  항에 의해 결정된다. 여기서  $n'-1 < 0$ 이고  $p_r < 1$ 이기 때문에 IP-SCCC는 인터리버를 천공함에 따라 BER의 상한값이 저하되는 현상을 보인다. 그러나 주어진  $h$ 에서 인터리버 크기  $N$ 이 매우 크다면 BER의 상한값에 대한 우세항은  $N$ 의 지수항이 가장 큰 값을 갖는 경우가 된다. 따

라서 BER의 상한값에 미치는 천공의 효과는 작아지게되고 부호율 이득 또한 개선되게 된다. 그러나  $p_r$ 값이 매우 작아지게 되면  $p_r^{n'-1}$  항의 효과를 무시하지 못하기 때문에 성능이 매우 저하될 가능성이 있다.

### 3. IP-SCCC의 부호화 과정

그림 3은 IP-SCCC 부호화 방법에서 인터리버의 인터리빙과 디인터리빙 과정을 나타낸 것이다. 여기서 SCCC의 외부 부호기는 RSC부호화기라 가정하고, 천공시 다음과 같은 두 가지 경우를 고려한다. 첫째로 정보 비트와 패리티 비트를 같이 천공하는 방법과 둘째로 패리티 비트만을 천공하는 방법이다. 그러나 RSC부호화기의 경우 정보비트가 복호의 성능에 미치는 영향이 크므로 후자의 방법을 사용하는 것이 더 좋은 결과를 얻을 수 있다.

천공 규칙은 보통 행렬의 형태로 정의되고 이를 천공 행렬이라 부른다. 수신단에서는 송신단에서 사용하는 것과 동일한 천공 행렬을 저장하고 있다가 천공된 패리티 비트의 위치에 이레이저를 삽입 후 복호를 행하게 된다. 이때 이레이저의 값은 시스템의 특성에 맞는 특정 상수로 정한다. 그림 3에서처럼 보통 0으로 주는 것이 일반적이다.

RCP-SCCC는 내부 부호기의 출력 비트를 천공함으로써 부호율 변환이 가능하다. 이 부호화 방법은 내부 부호기에 대한 출력 비트를 천공할 경우 패리티 비트만을 천공한다고 가정하면 외부 부호기의 출력 비트가 인터리버를 거치면서 비트열의 순서가 임의로 재구성됨에 따라 외부 부호기에 의해 생성된 패리티 비트에 대한 패리티 비트 뿐만 아니라 정보 비트에 대한 패리티 비트도 천공하게 된다. 따라서 수신단에서 RCP-SCCC의 내부 복호기로 복호를 수행할 때 정보 비트에 대한 정확한 추정이 어

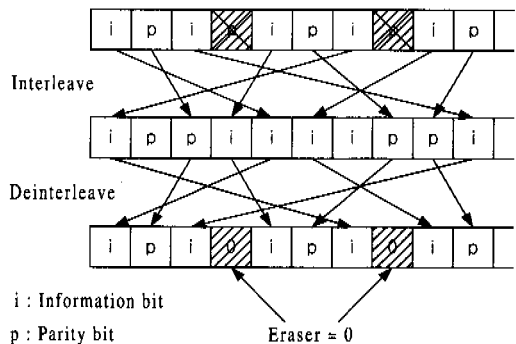


그림 3. IP-SCCC의 인터리빙과 역인터리빙 과정

럽게 된다.

IP-SCCC는 인터리버를 천공하는 방법으로 부호를 변환을 행한다. 이것은 외부 부호기에 의해서 생성된 패리티 비트만을 천공하기 때문에 내부 부호기에 의해 생성된 패리티 비트를 보호할 수 있다. 이런 이유로 수신단에서 IP-SCCC의 내부 복호기로 복호를 행할 경우 정보 비트에 대한 비교적 정확한 추정이 가능하게 된다. 부호화기가 RSC인 경우 패리티 비트에 비해 정보 비트가 복호 성능에 미치는 영향이 크므로 본 논문에서 제안한 IP-SCCC를 사용할 경우 RCP-SCCC에 비해 복호 성능이 개선된다.

### III. MAP복호기

MAP 알고리즘은 1974년 Bahl 등에 의해 제시된 BCJR알고리즘<sup>[12]</sup>을 변형한 형태로서 정보 비트와 이에 대한 패리티 비트로 각 비트에 대한 소프트 출력을 발생시킨다. 이는 식(20)과 같은 log-likelihood ratio (LLR)에서의 정보 비트  $P[m_i=1|y]$ 와  $P[m_i=0|y]$ 에 대한 사후확률 (a posteriori probability ; APP)를 계산하는 것이다.

$$\Lambda_i = \ln \frac{P[m_i=1|y]}{P[m_i=0|y]} \quad (20)$$

정보 비트에서 APP를 찾기 전에 MAP 알고리즘은 잡음이 부가된 채널을 통해 얻은 y가 주어질 때의 정확한 상태 천이 확률  $P[s_i \rightarrow s_{i+1}|y]$ 를 먼저 찾아야 한다. 이는 조건부 확률의 정의로부터 식(21)처럼 구할 수 있다.

$$P[s_i \rightarrow s_{i+1}|y] = \frac{P[s_i \rightarrow s_{i+1}, y]}{P[y]} \quad (21)$$

위 식에 대해 마코브 과정의 성질을 이용하면 식(21)의 분자항은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$P[s_i \rightarrow s_{i+1}, y] = \alpha(s_i)\gamma(s_i \rightarrow s_{i+1})\beta(s_{i+1}) \quad (22)$$

여기서  $\alpha(s_i), \gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}), \beta(s_{i+1})$ 는 다음과 같이 정의되는 파라미터이다.

$$\alpha(s_i) = P[s_i, (y_0, L, y_{i-1})] \quad (23)$$

$$\gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) = P[s_{i+1}, y_i | s_i] \quad (24)$$

$$\beta(s_{i+1}) = P[(y_{i+1}, L, y_{L-1}) | s_{i+1}] \quad (25)$$

$\gamma(s_i \rightarrow s_{i+1})$ 은  $s_i \rightarrow s_{i+1}$ 의 상태 천이와 관련된 가지 매트릭으로써

$$\gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) = P[s_{i+1} | s_i] P[y_i | s_i \rightarrow s_{i+1}] = p[m_i] p[y_i | x_i] \quad (26)$$

이다. 여기서  $m_i$ 와  $x_i$ 는 상태 천이  $s_i \rightarrow s_{i+1}$ 와 관련된 정보와 출력이다.

식(26) 우변의 첫 번째 항은 사전 정보  $z_i$ 와 다음식을 사용해서 얻게된다.

$$P[m_i] = \begin{cases} \frac{e^{z_i}}{1+e^{z_i}} & \text{for } m_i = 1 \\ \frac{1}{1+e^{z_i}} & \text{for } m_i = 0 \end{cases}$$

두 번째 항은 변조와 채널 모델에 대한 함수이다.  $\alpha(s_i)$ 의 확률은 다음 식으로 주어진다.

$$\alpha(s_i) = \sum_{s_{i-1} \in A} \alpha(s_{i-1}) \gamma(s_{i-1} \rightarrow s_i) \quad (27)$$

여기서 A는 상태  $s_i$ 와 관련된 상태  $s_{i-1}$ 의 집합이다. 이와 유사하게  $\beta(s_{i+1})$ 은

$$\beta(s_i) = \sum_{s_{i+1} \in B} \beta(s_{i+1}) \gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) \quad (28)$$

로 주어지고, 여기서 B는 상태  $s_i$ 와 관련된 상태  $s_{i+1}$ 의 집합이다.

이상과 같이 각 상태 천이에 대한 사후 확률  $P[s_i \rightarrow s_{i+1}|y]$ 을 계산 할 수 있으므로, 정보 비트의 확률은 다음의 식(29)와 식(30)처럼 얻을 수 있다.

$$P[m_i=1|y] = \sum_{S_1} P[s_i \rightarrow s_{i+1}|y] \quad (29)$$

$$P[m_i=0|y] = \sum_{S_0} P[s_i \rightarrow s_{i+1}|y] \quad (30)$$

여기서  $S_1 = \{s_i \rightarrow s_{i+1}; m_i = 1\}$ 는 1의 정보 비트에 관련된 모든 상태 천이의 집합이다. 그리고  $S_0 = \{s_i \rightarrow s_{i+1}; m_i = 0\}$ 는 0의 정보 비트와 관련된 모든 상태 천이의 집합이다. 따라서 LLR은 식(29)와 식(30)을 식(20)에 대입함으로써 다음의 식(31)과 같이 주어진다.

$$\Lambda_i = \ln \frac{\sum_{s_i} \alpha(s_i) \gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) \beta(s_{i+1})}{\sum_{s_0} \alpha(s_i) \gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) \beta(s_{i+1})} \quad (31)$$

식(21)의 우변 분모항  $P[y]$ 는 LLR값의 계산시 삭제되어 없어지므로 고려하지 않아도 된다.

MAP 알고리즘은 각 정보 비트에 대한 사후확률의 정확한 추정이 가능하다. 그렇지만 MAP 알고리즘은 계산량이 많고 round-off error에 민감한 문제를 가지고 있다. 따라서 실질적인 계산은 log-MAP 알고리즘을 사용한다. MAP 알고리즘의 직접적인 계산은 불가능하기 때문에 log-domain에서 알고리즘을 수행한다. 그러나 log-domain에서는 직접적인 덧셈을 할 수 없기 때문에 다음 식과 같은 jacobian logarithm을 도입한다.

$$\begin{aligned} \ln(e^x + e^y) &= \max(x, y) + \ln(1 + \exp\{-|y - x|\}) \\ &= \max(x, y) + f_c(|y - x|) \end{aligned} \quad (32)$$

log-MAP알고리즘을 통해 LLR값을 계산하는 방법은 다음과 같다. 먼저 식(33)으로 상태  $s_i$ 에서  $s_{i+1}$ 로 천이되는 가지 메트릭값을 계산한다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1}) &= \ln \gamma(s_i \rightarrow s_{i+1}) \\ &= \ln P[m_i] + \ln P[y_i | x_i] \end{aligned} \quad (33)$$

여기서  $y_i$ 는 수신된 신호이고  $x_i$ 는 전송된 신호이다.  $P[m_i]$ 는 사전 정보를 통해 찾을 수 있다. 순방향 메트릭  $\bar{\alpha}(s_i)$ 는 다음 식에 의해 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}(s_i) &= \ln \alpha(s_i) \\ &= \ln \left\{ \sum_{s_{i-1} \in A} \exp[\bar{\alpha}(s_{i-1}) + \bar{\gamma}(s_{i-1} \rightarrow s_i)] \right\} \\ &= \max_{s_{i-1} \in A} * [\bar{\alpha}(s_{i-1}) + \bar{\gamma}(s_{i-1} \rightarrow s_i)] \end{aligned} \quad (34)$$

같은 방법으로 역방향 메트릭  $\bar{\beta}(s_i)$ 는 식(35)에 의해 구하게 된다.

$$\begin{aligned} \bar{\beta}(s_i) &= \ln \beta(s_i) \\ &= \ln \left\{ \sum_{s_{i+1} \in B} \exp[\bar{\beta}(s_{i+1}) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1})] \right\} \\ &= \max_{s_{i+1} \in B} * [\bar{\beta}(s_{i+1}) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1})] \end{aligned} \quad (35)$$

여기서  $\max^*[ \cdot ]$ 연산자는 다음과 같이 정의된 것이다.

$$\max^*[x, y] = \max(x, y) + f_c(|y - x|) \quad (36)$$

이상의 관계식을 이용해서 식(34)와 식(35)를 식(31)에 대입하면 LLR  $\Lambda_i$ 는

$$\begin{aligned} \Lambda_i &= \ln \left\{ \sum_{s_i} \exp[\bar{\alpha}(s_i) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1}) + \bar{\beta}(s_{i+1})] \right\} \\ &\quad - \ln \left\{ \sum_{s_0} \exp[\bar{\alpha}(s_i) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1}) + \bar{\beta}(s_{i+1})] \right\} \\ &= \max_{s_i} * [\bar{\alpha}(s_i) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1}) + \bar{\beta}(s_{i+1})] \\ &\quad - \max_{s_0} * [\bar{\alpha}(s_i) + \bar{\gamma}(s_i \rightarrow s_{i+1}) + \bar{\beta}(s_{i+1})] \end{aligned} \quad (37)$$

로 얻을 수 있다.

#### IV . 채널 모델

##### 1. 채널 환경

실험에서는 본 논문에서 제안한 IP-SCCC로 부호화 과정을 거친 부호어를 BPSK(Binary Phase Shift Keying)로 변조한다는 가정하에 그림 4에서와 같이 부가 백색 가우시안 잡음과 레일리 페이딩이 동시에 존재하는 채널로 모델링 한다. 또한 복호시 성능이 우수한 log-MAP 알고리즘을 사용해서 반복 복호를 수행한다. 마지막으로 동일한 조건의 다른 부호화 방법들과 비교 분석을 통하여 제안한 알고리즘의 객관적인 성능을 검증한다.

##### 1) 부가 백색 가우시안 잡음 채널

부호화기를 거쳐서 생성된 부호어를  $d_k$ 라 할때 BPSK변조를 거쳐서 수신된 신호  $r_k$ 는 (38)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_k = (2d_k - 1) + n_k \quad (38)$$

여기서  $n_k$ 는 다음과 같이 주어지는 부가 백색 가우시안 잡음이다.

$$n_k = \sigma N(0, 1) \quad (39)$$

이때 분산  $\sigma$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$\sigma^2 = \left( 2R \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \quad (40)$$

여기서  $N_0$ 는 잡음 밀도이고  $E_b$ 는 비트당 에너지를 나타내며,  $R$ 은 전송 비트에 대한 정보 비트의 비를 의미한다.

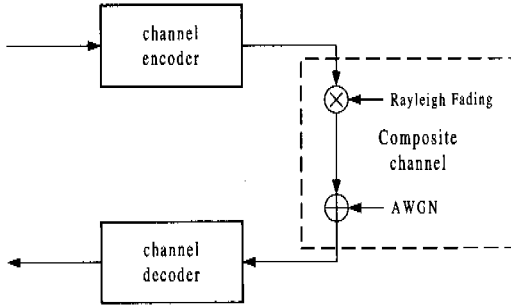


그림 4. 부가 백색 가우시안 잡음과 레일리 페이딩이 존재하는 채널의 모델링

2) 레일리 페이딩 채널

본 논문에서는 Clark's 모델<sup>[13]</sup>을 사용해 레일리 페이딩 채널을 구현한다. 이는 이동체에서 수신된 신호에 대한 전자장의 통계적 특성을 추정한 모델이다. 여기서 이동체 안테나에 대한 전자장의 입사 조건이 입주의 위상과 입주의 도달 방위각을 가지고  $N$ 방위 평면파로 구성되어 있다고 가정한다. 또한 신호 성분이 이동체에 직접 도달하는 경로가 존재하지 않기 때문에 신호의 레벨이 동등한 평균 크기를 갖는 것으로 가정한다.

$f_c$ 의 전송 주파수에서 이동국을 향해  $\alpha$ 의 각도로 들어오는 신호중 어느 특정한 순간에서의 주파수  $f$ 는 식(41)과 같이 표현된다.

$$f = \frac{V}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c = f_m \cos(\alpha) + f_c \quad (41)$$

여기서  $V$ 는 이동체의 속도이고,  $\lambda$ 는 전송 주파수의 파장을 나타낸다. 그리고  $f_m$ 은 최대 도플러 천이 주파수이다. 주파수  $f$ 에 대한 파워 스펙트럼  $S_{E_z}(f)$ 은 식(42)와 같이 주어진다.

$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (42)$$

식(42)에서 파워스펙트럼은 최대 도플러 천이 주파수  $f_m$ 에서 차단 주파수를 갖는 저주파 필터와 같은 역할을 한다는 것을 알 수 있다.

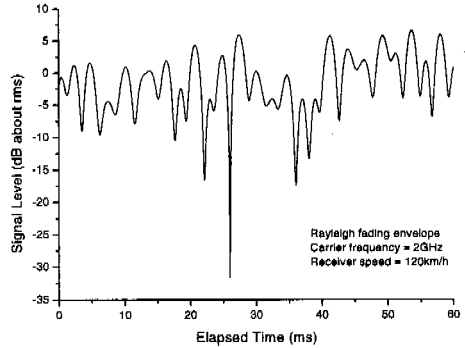


그림 5. 120km/h로 움직이는 이동체의 2GHz 대역에서의 레일리 페이딩 포락선

이동 무선 채널에서 레일리 분포는 일반적으로 개별적인 다경로 요소의 포락선이나 플랫폼 페이딩 신호의 수신된 포락선의 통계적 시변특성으로 표현되어진다. 두 가우시안 잡음의 합에 대한 포락선이 레일리 분포를 따른다는 것은 잘 알려진 사실이다. 그림5는 2GHz대역에서 이동체의 속도가 120km/h인 레일리 페이딩 채널의 포락선을 시간 함수에 따라 나타낸 것이다.

2. IP-SCCC의 천공

부호율에 따라 여러 개의 부호기와 복호기를 사용하는 것보다 천공에 의해 부호율을 변화시키는 것이 더 간단하면서 실용적이라는 것은 잘 알려진 사실이다.

표 1. 부호율에 따른 천공 행렬

부호율	천공 행렬
$R = 4/15$	$P_1 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 11011111 \end{bmatrix}$
$R = 4/14 = 2/7$	$P_2 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 11011110 \end{bmatrix}$
$R = 4/13$	$P_3 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 11011010 \end{bmatrix}$
$R = 4/12 = 1/3$	$P_4 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 10101010 \end{bmatrix}$
$R = 4/11$	$P_5 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 10100100 \end{bmatrix}$
$R = 4/10 = 2/5$	$P_6 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 10001000 \end{bmatrix}$
$R = 4/9$	$P_7 = \begin{bmatrix} 11111111 \\ 10000000 \end{bmatrix}$



실이다. 마찬가지로 IP-SCCC 또한 인터리버를 천공하는 간단한 방법으로 다양한 부호율의 생성이 가능하다. 그러나 천공을 할 때는 고려해야 할 점이 있다. 천공 행렬에 따라 여러 가지 형태의 천공이 존재 할 수 있으나, 그 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 행렬을 찾아야 한다는 것이다.

실험에서 사용한 외부 부호기는 1/2의 부호율을 갖는 RSC부호화기이므로 본 논문에서는 성능을 높이기 위해 정보 비트는 천공을 하지 않는 것을 원칙으로 한다. 또한 터보코드는 각 부호화기의 거리 분포가 성능에 미치는 영향이 크므로 패리티 비트 천공시 거리 분포에 대한 영향을 최소화하는 구조로 천공 행렬을 구해야 한다. 각 부호율에 따라 실험을 통해 얻은 천공 행렬 P<sub>1</sub>~P<sub>7</sub>을 표1에 정리해서 나타낸다.

3. 시스템 구성

본 논문에서 제안한 알고리즘의 객관적인 성능을 검증하기 위해 컴퓨터 모의실험으로 다양한 천공 행렬에 대한 성능을 분석하고 또한 동일한 조건을 갖는 다른 부호화 방법과의 성능 비교를 통해 결과를 확인한다. 실험에 사용한 각 부호화 방법의 시스템 구성을 표2에 정리해서 나타낸다. 여기서 S-Random 인터리버는 기존의 랜덤 인터리버와 비슷하나 임의의 위치에서 S만큼 떨어져야 한다는 제약 조건이 따른다. 인터리버의 길이가 N이라 할 때 일반적으로  $S < \sqrt{N/2}$ 가 되도록 S를 선정하도록 한다. 또한 각 부호기에서 외부와 내부 컨벌루션 코드의 생성다항식은 표3과 같다.

표 2. 각 부호화 방법의 실험 환경

	Turbo code	RCP-SCCC	IP-SCCC
채널환경	AWGN+Rayleigh Fading Channel		
변조방법	BPSK		
Code	외부	1 / 2 RSC	
	내부	1 / 2 RSC	
인터리버	S-Random	S-Random	Puncturing
Puncturing	없음	3 / 4	3/4
Frame size	128 , 512		

표 3. 컨벌루션 코드의 생성 다항식

부호율	부호화 방식	생성다항식 G(D)
1 / 2	R S C	$\left[ 1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]$

그림6은 실험에서 사용한 터보코드의 부호기와 복호기를 나타낸 것으로, 이는 일반적으로 널리 알려져 있는 구조이다. 또한 실험에 이용한 RCP-SCCC의 부호기와 복호기는 그림7의 구조이고, 이는 SCCC와 RCPC부호화기를 연결한 형태로 되어 있으며 1/3의 부호율을 얻기 위해 표1의 천공 행렬 P<sub>4</sub>로 부호율을 변환한다. 다음으로, IP-SCCC는 그림8의 구조로 되어있다. 그림에서 보는 바와 같이 표1의 천공 행렬을 사용해 인터리버를 천공하는 방법으로 부호율을 변환하게 된다.

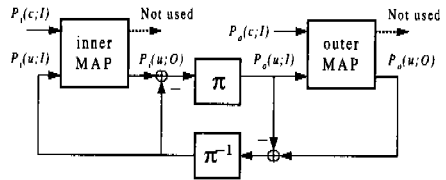
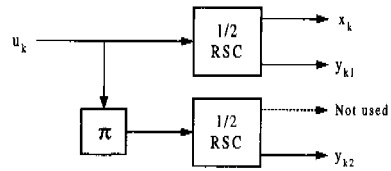


그림 6. 터보코드의 부호기와 복호기

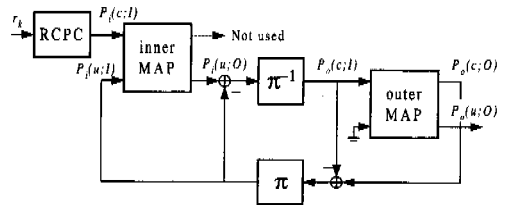
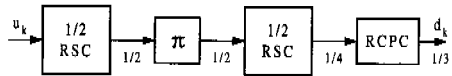


그림 7. RCP-SCCC의 부호기와 복호기

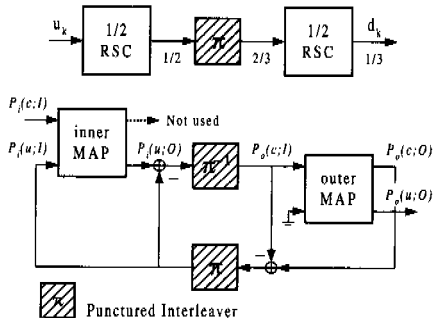


그림 8. IP-SCCC의 부호기와 복호기

### V. 실험 결과

그림9는 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 터보코드와 IP-SCCC와의 성능을 비교한 것이다. 이 결과로부터  $2.0 \times 10^{-5}$ 의 BER을 분기점으로 높은 오류율에서는 터보코드가 우수하나 낮은 오류율에서는 본 논문에서 제안한 IP-SCCC가 월등히 우수함을 알 수 있다. 또한 인터리버의 길이가 512인 경우  $1.0 \times 10^{-6}$ 의 BER에서 터보코드에 비해 1.0dB의 게인 이득을 얻을 수 있다. 또한 터보코드에서 발생하는 error-floor현상을 IP-SCCC를 사용함으로써 제거할 수 있음을 알 수 있다.

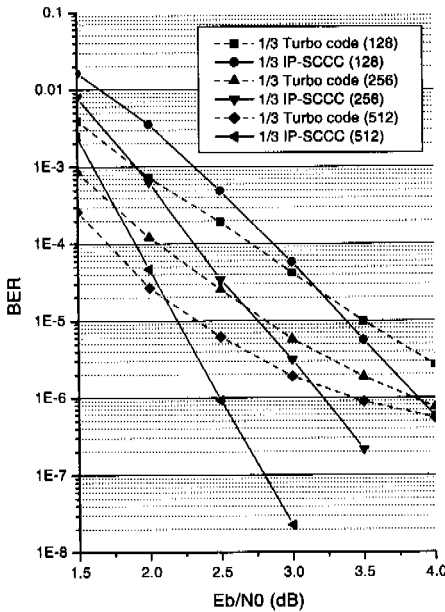


그림 9. 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 터보코드와 IP-SCCC의 성능 비교 (4번 반복)

그림10은 레일리 페이딩 채널에서 터보코드와 IP-SCCC의 성능을 비교한 것이다. 인터리버의 길이가 작을 경우 성능 개선이 미비하지만 인터리버의 길이가 충분히 크다면 우수한 성능을 보인다. 뿐만 아니라  $4.0 \times 10^{-4}$ 의 BER을 기점으로 오류율이 낮은 영역에서 터보코드에 비해 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림11은 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 RCP-SCCC와 IP-SCCC의 성능을 비교한 것이다. 이 결과에서 IP-SCCC는 RCP-SCCC에 비해 우수한 성능을 보임을 알 수 있고 인터리버 길이가 작

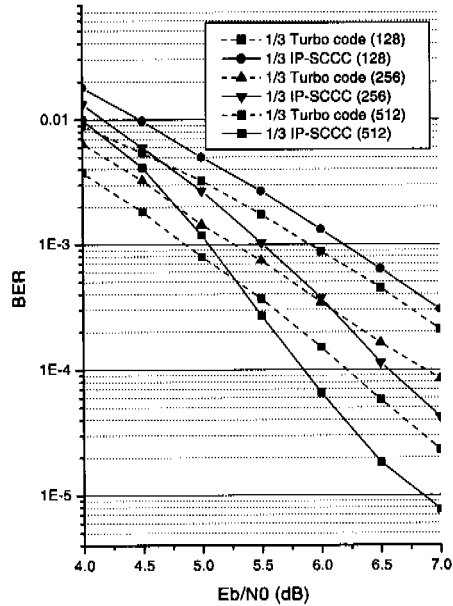


그림 10. 레일리 페이딩 채널에서 터보코드와 IP-SCCC의 성능 비교 (4번 반복)

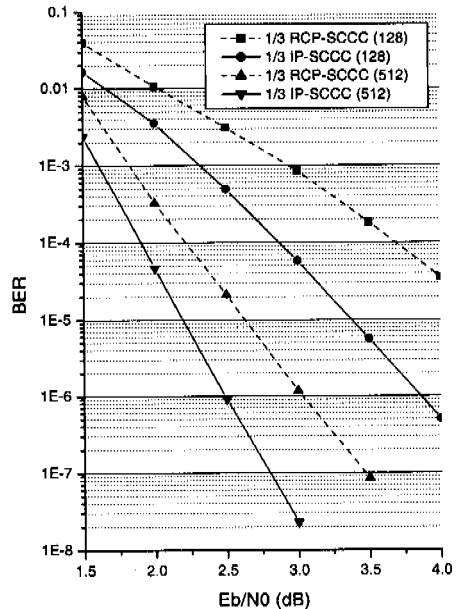


그림 11. 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 RCP-SCCC와 IP-SCCC의 성능 비교 (4번 반복)

은 경우에도 좋은 성능을 나타낸다. 인터리버의 길이가 512일때  $1.0 \times 10^{-6}$ 의 BER에서 RCP-SCCC에 비해 대략 0.5dB의 게인 이득을 갖는다. 그림12는 다양한 채널 부호율에 따른 오류율을 나타낸 것이다. 이 결과로부터 채널 부호율이 감소함에 따라

IP-SCCC의 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 그림13은 신호 대 잡음비가 2.0dB인 곳에서 각 채널 부호율에 따른 오류율을 나타낸 것이다. 이 결과에서 부호율이 증가함에 따라 비트 오류율이 지수함수적으로 증가함을 알 수 있다. 또한 낮은 부호율에서는 천공에 따른 오류율의 변화가 적은 반면 부호율이 높아질수록 변화가 커진다.

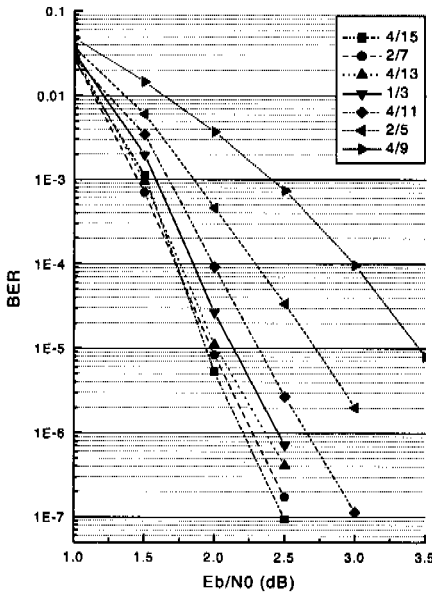


그림 12. 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 천공에 따른 성능 변화 (N=512, 4번 반복)

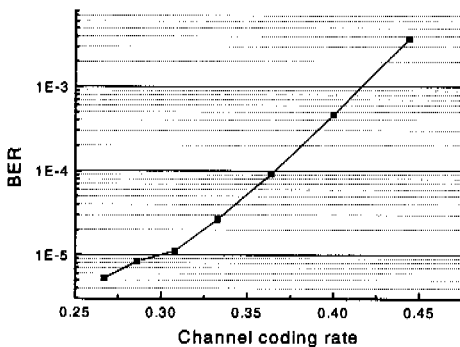


그림 13. 2.0dB에서 채널 부호율에 따른 성능 변화 (N=512, 4번 반복)

## VI. 결론

대역이 제한된 무선 채널 환경에서 효율적인 정보 전송을 위해 가변 부호율의 채널 부호화 방법으로 IP-SCCC를 제안하고 이의 객관적인 성능을 기

존의 다양한 부호화 방법과의 비교를 통해 분석하였다.

실험 결과, 본 논문에서 제안한 방법은 동일 조건의 터보코드와 RCP-SCCC에 비해 부가 백색 가우시안 잡음 채널과 레일리 페이딩 채널에서 우수한 성능을 보인다. 더구나, 인터리버의 천공 방법을 확장하면 다양한 부호율 생성이 가능하다. 또한 부호화 과정에서 RCPC코드를 사용해서 천공을 한 후 복호시 동일한 위치에 이레이저를 추가해 내부 복호기를 거치는 RCP-SCCC에 비해, 본 논문에서 제안한 IP-SCCC는 내부 복호기를 거치는 부호어의 길이가 천공을 많이 하면 할수록 더욱 더 작아지므로 반복 복호로 인해 발생하는 시간 지연과 전력 소모를 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 그러나 SCCC의 부호화 특성으로 인해 낮은 신호 대 잡음비에서는 PCCC에 비해 성능이 저하되는 단점이 있다. 그러나 프레임 크기가 크고 높은 QoS가 요구되는 정보 전송의 경우 SCCC가 더 좋은 성능을 보이기 때문에 이러한 단점은 실용상 큰 문제점으로 작용하지 않을 것이다.

## 참고 문헌

- [1] C. Berro, A. Galviex, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes," *Proc. ICC'93, Geneva, Switzerland*, pp. 1064~1070, May 1993.
- [2] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, F. Pollara, "Serial Concatenation of Interleaved Codes: Performance Analysis, Design, and Iterative Decoding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 3, May 1998.
- [3] Lance C. Perez, Jan Seghers and Daniel J. Costello, "A Distance Spectrum Interpretation of Turbo Codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 6, pp. 1698~1709, November 1996.
- [4] G. D. Forney, *Concatenated Codes*, Cambridge, MA: MIT Press, 1966.
- [5] Yufei Wu, *Design and Implementation of Parallel and Serial Concatenated Convolutional Code*, Ph.D thesis, Virginia Tech, May 1999.
- [6] Vincent VKN, Maric SV, "Variable rate

adaptive modulation for DS-CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 4, pp. 577~589, April 1999.

- [7] Koorosh Akhavan, Shayan Farahvash, Mohsen Kavehrad, Nader Mehravari, "QoS Provisioning for Wireless ATM by Variable-Rate Coding," *WCNC'99*, vol. 1, pp. 373~377, September 1999.
- [8] J. Hagenauer, "Rate compatible punctured convolutional codes(RCPC codes) and their applications," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 36, pp. 389~400, April 1988.
- [9] Alexis Bernard, Xueting Liu, Richard Wesel and Abeer Alwan, "Embedded Joint Source-Channel Coding of Speech Using Symbol Puncturing of Trellis Codes," *ICASSP'99*, vol. 5, pp. 2427~2431, March 1999.
- [10] Ömer F. Açikel and William E. Ryan, "Punctured Turbo codes for BPSK/QPSK Channels," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 47, no. 9, pp. 1315~1323, September 1999.
- [11] 이범용, 윤원식, "무선 ATM 시스템에서 RCPCSCCC (Rate Compatible Punctured Serial Concatenated Convolutional Codes)를 이용한 적응 하이브리드 ARQ 기법," *한국통신학회논문지*, Vol. 25, No. 3A, pp. 406~411, 2000. 3.
- [12] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, pp. 284~287, March 1974.
- [13] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communication: Principles & Practice*, Prentice Hall, 1996.

이 연 문(Youn-Moon Lee)

정회원



1999년 2월 : 호서대학교  
제어계측공학과 졸업  
1999년 3월~현재 : 호서대학교  
대학원 제어계측공학과  
석사과정  
<주관심 분야> 통신공학, 부호  
및 정보 이론, IMT-2000

조 경 식(Kyung-Sik Cho)

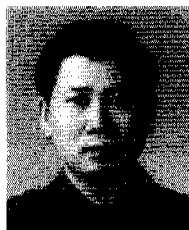
정회원



1999년 2월 : 호서대학교  
제어계측공학과 졸업  
1999년 3월~현재 : 호서대학교  
대학원 제어계측공학과  
석사과정  
<주관심 분야> 영상 처리  
및 부호화

정 차 근(Kyung-Sik Cho)

정회원



1982년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 졸업  
1984년 2월 : 서울대학교 대학원  
전기공학과 공학석사  
1993년 2월 : 일본 동경대학  
전기공학과 공학박사

1984년 1월~1997년 8월 : LG종합기술원 책임연구원  
1997년 9월~현재 : 호서대학교 정보제어공학과  
<주관심 분야> 디지털 신호처리, 디지털 영상통신,  
영상처리 및 부호화, Image Sensor 등.