

무선 ATM 시스템에서 RCPSCCC (Rate Compatible Punctured Serial Concatenated Convolutional Codes)를 이용한 적응 하이브리드 ARQ 기법

정회원 이 범 용*, 윤 원 식*

An adaptive hybrid ARQ scheme with RCPSCCC (Rate Compatible Punctured Serial Concatenated Convolutional Codes) for wireless ATM system

Beom-Young Lee*, Won-Sik Yoon* *Regular Members*

요 약

무선 ATM 시스템에서 효율적인 데이터 전송을 위해서는 우수한 오류 정정 부호가 필요하다. 본 논문에서는 오류 정정 부호로 RCPSCCC를 사용한 적응 하이브리드 ARQ 기법을 제안한다. 이 RCPSCCC의 부호율은 채널 환경과 데이터 종류에 따라 조절된다. 레일리채널과 라이시안 페이딩 채널에서 BER(Bit Error Ratio)과 WER(Word Error Ratio)의 상한계(upper bound)를 outer 부호기와 inner 부호기의 유효 자유거리(effective free distances)만을 사용하여 유도한다. RCPSCCC를 적응 하이브리드 ARQ 프로토콜에 적용함으로써 효율적인 데이터 전송을 할 수 있다.

ABSTRACT

In wireless ATM system, powerful FEC code is required for highly reliable data transmission. In this paper, we propose an adaptive hybrid ARQ scheme using RCPSCCC for WATM system. The code rate of RCPSCCC is adjusted to match channel conditions and data types. By using only the effective free distances of outer and inner encoders, we derive upper bounds of the bit and word error probabilities over Rayleigh and Rician fading channels. By applying RCPSCCC to the adaptive hybrid ARQ protocol, highly reliable data transmission can be achieved.

1. 서론

현재 무선 ATM은 광대역 무선 멀티미디어 통신을 위해 많은 연구가 진행되고 있다^{[1],[2]}. 다양한 멀

티미디어 서비스를 지원하기 위해서 ATM의 유료부하(payload)는 실시간 음성이나 영상과 같은 서로 다른 데이터들의 QoS(Quality of Service)를 만족시키기 위해 부호화를 거치게 된다. 무선 ATM은 높은 신뢰성을 갖는 데이터 전송이 요구된다. 그러나 무선 채

* 아주대학교 전자공학부(bum@madang.ajou.ac.kr)

논문번호 : 99273-0715, 접수일자 : 1999년 7월 15일

※본 연구는 한국과학재단(97-0100-1401-5) 지원에 의해 수행되었습니다.

널은 연접 오류와 시변환 오류율의 특성을 갖고 있다. 만약 채널의 오류율이 크다면 데이터의 재전송 횟수가 증가하여 결과적으로 전송효율은 빠르게 감소한다. 이런 영향으로 우수한 FEC(Forward Error Correction)와 ARQ를 결합한 적응 하이브리드 ARQ 기법을 고려해 볼 수 있다. 무선 ATM과 같이 데이터의 재전송 회수를 줄여 전송효율을 높이기 위해 매우 우수한 오류정정 부호가 필요한 응용 분야에 SCCC(Serial Concatenated Convolutional Codes)^[3]는 적당한 부호가 될 수 있다. SCCC는 낮은 SNR(signal-to-noise ratio)에서도 높은 부호 이득(coding gain)을 갖을 뿐만 아니라 인터리버 이득(interleaver gain)도 갖는데, 이 인터리버 이득은 BER이 인터리버의 길이에 비례하여 감소하게 된다.

본 논문에서는 오류 정정 부호로 RCPCSCCC를 사용한 적응 하이브리드 ARQ 기법을 제안한다. 이 RCPCSCCC의 부호율은 채널 환경과 데이터 종류에 따라 조절된다. 레일리과 라이시안 페이딩 채널에서 BER과 WER의 상한계를 outer 부호기와 inner 부호기의 유효 자유거리만을 사용하여 유도한다.

II장에서 시스템 모델로 채널 환경과 RCPCSCCC 구조에 대해 살펴보고, III장에서는 outer 부호기와 inner 부호기의 유효 자유거리만을 사용하여 RCPCSCCC의 BER과 WER의 상한계를 유도한다. 이어서 IV장에서는 RCPCSCCC를 사용한 적응 하이브리드 ARQ 기법을 제안하고, V장에서는 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

1. 채널 환경

레일리와 라이시안 페이딩 채널환경에 대해서 ML(Maximum Likelihood) 복호를 하는 동기 BPSK를 가정한다. 이러한 채널환경에서 진폭이 $\pm\sqrt{E_s}$ 인 BPSK 심볼 x_k 를 전송하였다면 수신된 신호열은 $y_k = a_k x_k + n_k$ 이다. 여기에서 k 번째 심볼 x_k 는 $\{+1, -1\}$ 중 하나의 값을 갖고, n_k 는 i.i.d인 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 가우시안 랜덤변수이다. 그리고 a_k 는 페이딩 계수이다. 본 논문에서는 모두 0인 부호어가 전송된다고 가정하며, 이러한 가정은 일반성을 잃지 않는다. 페이딩 채널에서 모두 0인 부호어 c_0 가 전송되었으나 수신기에서 이 c_0 를 해밍 거리(hamming distance) k 를 갖는 다른 부호어 c_h 로 복호할 확률은 다음과 같다.

$$P(c_0 \rightarrow c_h | a) = Q\left(\sqrt{(2R_c E_b / N_0) \sum_{k=1}^h a_k^2}\right) \quad (1)$$

여기에서 $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$, E_b 는 정보 비트 에너지, N_0 는 잡음 전력 스펙트럼 밀도이며 R_c 는 부호율이다. 각 심볼에서 a_k 는 독립이므로 h 개 비트위치에서 오류가 발생할 평균 pairwise 오류 확률 $P_2(h)$ 는 해밍 거리 h 의 함수로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_2(h) = \int_{a_1}^\infty \dots \int_{a_h}^\infty P(c_0 \rightarrow c_h | a) \prod_{k=1}^h p(a_k) da_1 \dots da_h \quad (2)$$

여기에서 $p(a_k)$ 는 레일리와 또는 라이시안 확률분포 함수이다. 라이시안 페이딩 채널의 경우에 $a_k > 0$ 이면 확률분포함수는 다음과 같다.

$$p(a_k) = \frac{a_k}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a_k^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A a_k}{\sigma^2}\right) \quad (3)$$

여기에서 $I_0(\cdot)$ 는 0차의 Bessel 함수, A^2 은 직접과 성분의 전력이고 $2\sigma^2$ 은 간접과 성분의 전력이다. 그리고 $E[a_k^2] = A^2 + 2\sigma^2$ 이고 라이시안 계수 ρ 는 $A^2/2\sigma^2$ 이다. 만일 $A^2 = 0$ 이면 $p(a_k)$ 는 레일리와 확률분포함수가 된다.

Q함수 상한계 $Q(x) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$ 를 식 (1)에 적용하여 식 (2)에 대입하면 레일리와 라이시안 페이딩 채널에 대한 $P_2(h)$ 의 상한계를 다음 식과 같이 각각 얻는다^{[4],[5]}.

$$P_2(h) \leq \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + R_c \gamma} \right]^h = \frac{1}{2} (P_2)^h \quad (4)$$

$$P_2(h) \leq \frac{1}{2} \left[\frac{1 + \rho}{1 + \rho + R_c \gamma} \exp\left(\frac{-\rho R_c \gamma}{1 + \rho + R_c \gamma}\right) \right]^h = \frac{1}{2} (P_2)^h \quad (5)$$

여기에서 $\gamma = \frac{E_b}{N_0} E[a_k^2]$ 는 비트당 평균 에너지이고 채널은 충분히 인터리브되었다고 가정한다.

2. RCPCSCCC 구조

그림 1은 RCPCSCCC의 구조를 나타낸다. RCPCSCCC는 outer 부호기와 inner 부호기가 중간에 길이가 N 인 인터리버로 나누어져 있는 SCCC와 평행링

(puncturing) 부분으로 이루어져 있다. SCCC부분의 outer 부호기의 부호율은 $R_c^o = k/p$ 이고 inner 부호기의 부호율은 $R_c^i = p/n$ 으로 SCCC의 전체 부호율은 $R_c^s = R_c^o \times R_c^i = k/n$ 가 된다.

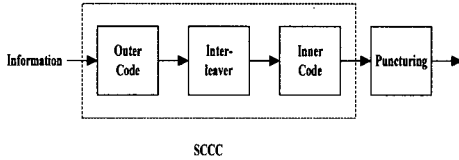


그림 1. RCPSCCC 구조

본 논문에서 고려한 outer와 inner 부호기는 모두 RSC(Recursive Systematic Convolutional) 부호기로 생성행렬 G 는 다음과 같다.

$$G_{outer} = G_{inner} = \left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2} \right]. \quad (6)$$

III. RCPSCCC 오류확률의 상한계 유도

RCPSCCC의 입력은 53바이트의 ATM cell과 2바이트의 CRC(Cyclic Redundancy Check)로 총 55 바이트로 이루어져 있다. 이 55 바이트의 정보가 먼저 outer 부호기에 의해 한번 부호화된 다음에 길이 N 인 인터리버에 의해 인터리빙이 된다. 인터리빙이 된 정보 데이터들은 다시 한번 inner 부호기에 의해 부호화가 된 후 펄처링을 한 후에 전송이 된다. 이 절에서는 이런 RCPSCCC의 BER과 WER에 대한 상한계를 outer 부호기와 inner 부호기의 유효 자유거리와 uniform 인터리버를 사용해서 유도한다.

CWEF(Conditional Weight Enumerating Function)로부터 ML 복호를 하는 SCCC의 BER과 WER에 대한 상한계는 다음과 같이 각각 주어진다^{[3], [6]}.

$$P_b(e) \leq \frac{1}{2} \sum_{w=w_m}^{NR_c^o} \frac{w}{NR_c^o} [A^{C_i}(w, H)]_{H=P_2} \quad (7)$$

$$P_w(e) \leq \frac{1}{2} \sum_{w=w_m}^{NR_c^o} [A^{C_i}(w, H)]_{H=P_2} \quad (8)$$

여기에서 w_m 는 outer 부호기의 오류사건을 생성하는 정보데이터의 최소 해밍 가중치(hamming weight)이다. w 와 H 는 부호기의 출력 가중치를 표시하기 위한 dummy 변수이다. SCCC의 CWEF $A^{C_i}(w, H)$ 는 uniform 인터리버를 사용했을 때 다음과 같이 주어진다^[3].

다^[3].

$$A^{C_i}(w, H) = \sum_{i=0}^N \frac{A_{w,i}^{C_o} \times A^{C_i}(l, H)}{\binom{N}{l}} \quad (9)$$

여기에서 i 는 inner 부호기의 입력 부호어의 가중치이고, $A_{w,i}^{C_o}$ 는 outer 부호기의 입력 가중치가 w 이고 출력 가중치가 i 인 부호어들의 갯수이다. $A^{C_i}(l, H)$ 는 inner 부호기의 입력 부호어의 가중치가 l 일 때 inner 부호기의 CWEF이다.

인터리버의 길이 N 이 SCCC의 길쌈부호기의 메모리 수보다 훨씬 큰 경우에는 식 (9)에서 $A_{w,i}^{C_o}$ 과 $A^{C_i}(l, H)$ 는 각각 다음의 부등식과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{w,i}^{C_o} \leq \sum_{n^o=1}^{n^i} \binom{N/p}{n^o} A_{w,i,n^o}^o \quad (10)$$

$$A^{C_i}(l, H) \leq \sum_{n^i=1}^{n^o} \binom{N/p}{n^i} A^i(l, H, n^i) \quad (11)$$

여기에서 n^o 와 n^i 는 각각 outer 와 inner 부호기의 오류사건 수 n 을 나타낸다. 아래첨자 M 은 가장 큰 오류사건 수를 의미한다. A_{w,i,n^o}^o 은 outer 부호기의 입력인 정보데이터가 가중치 w 를 갖을 때, 출력 부호어가 가중치 i 를 갖고 오류사건 수가 n 인 부호어의 갯수이다. $A^i(l, H, n^i)$ 은 inner 부호기의 입력 부호어가 가중치 l 를 갖고, 오류사건 수가 n 일 때의 CWEF이다.

식 (10)과 식 (11)를 식 (9)에 대입하면 SCCC의 CWEF $A^{C_i}(w, H)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$A^{C_i}(w, H) \leq \sum_{i=d_j^o}^N \sum_{n^o=1}^{n^i} \sum_{n^i=1}^{n^o} \frac{\binom{N/p}{n^o} \binom{N/p}{n^i}}{\binom{N}{l}} A_{w,i,n^o}^o A^i(l, H, n^i) \quad (12)$$

여기에서 d_j^o 는 outer 부호기의 자유거리이다. 이 식 (12)를 근사식 $\binom{M}{n} \cong N^n/n!$ 을 이용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A^{C_i}(w, H) \leq \sum_{i=d_j^o}^N \sum_{n^o=1}^{n^i} \sum_{n^i=1}^{n^o} \frac{l!}{p^{n^o+n^i} n^o! n^i!} \cdot N^{n^o+n^i-l} A_{w,i,n^o}^o A^i(l, H, n^i) \quad (13)$$

여기서 식 (13)은 인터리버의 길이 N 이 매우 크면 N 의 지수값이 가장 큰 값을 갖을 때, 즉 $n^o = n_M^o$, $n^i = n_M^i$ 일 때의 값으로 근사할 수 있다.

본 논문에서 고려한 outer 와 inner 부호기는 생성행렬이 식 (6)과 같이 주어지는 부호율이 1/2인 RSC부호기이다. RSC부호기의 경우에 $w_m^o=2$, $n_M^o = \lfloor w/2 \rfloor$ 그리고 $n_M^i = \lfloor l/2 \rfloor$ 를 갖는다. 여기에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 의 정수부분을 의미한다. 편의상 식 (13)을 w , i 각각 짝수인 경우와 홀수인 경우로 나누어서 고려해보면 w 와 i 이 모두 짝수인 경우, 즉 $w=2r$, $l=2s$ 인 경우에는 $A^{C_i}(w, H)$ 가 N^{r-s} 에 비례한 값을 가진다. 여기에서 r , s 는 모두 정수이다. 그러나 w 와 i 이 모두 짝수가 아닌 다른 경우에는 $A^{C_i}(w, H)$ 가 N^{r-s-1} 에 비례한 값을 가지므로 식 (13)은 w 와 i 이 모두 짝수인 경우에만 고려되어질 수 있다.

Outer 부호기에서 $A(w, L, n^o) = \sum A_{w, l, n^o}^o L^l$ 이므로, 식 (13)에서 $w=2r$, $l=2s$ 일 경우의 A_{w, l, n^o}^o 즉, $A_{2r, 2s, r}^o$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{2r, 2s, r}^o = \left[\frac{1}{(2s)!} \frac{d^{2s}}{dL^{2s}} A(2r, L, r) \right]_{L=0} \quad (14)$$

여기에서 L 은 outer 부호기의 출력을 나타내는 dummy variable이다. RSC 부호기에서 $A(2r, L, r) = [A(2, L, 1)]^r$ 인 성질과 [6]에서 입력 부호어의 가중치가 2이고 오류사건이 1인 WEF(Weight Enumerating Functions) $A(2, L, 1)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} A(2, L, 1) &= D^2(Z^{z_{\min}^o} + Z^{2z_{\min}^o-2} + Z^{3z_{\min}^o-4} + \dots) \\ &= D^2 \left(\frac{Z^{z_{\min}^o}}{1 - Z^{z_{\min}^o-2}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기에서 D 와 Z 는 부호기의 systematic 성분과 recursive 성분을 나타내는 dummy variable이고 z_{\min}^o 은 RSC 부호기의 입력 가중치가 2일 때 발생한 오류사건에서 recursive 성분의 가중치중에서 최소 가중치를 의미한다. 그러므로 식 (15)를 식 (14)에 대입하고 D 와 Z 를 L 로 대체하면 다음과 같다.

$$A_{2r, 2s, r}^o = \left[\frac{1}{(2s)!} \frac{d^{2s}}{dL^{2s}} \left\{ \left(\frac{L^{z_{\min}^o+2}}{1 - L^{z_{\min}^o-2}} \right)^r \right\} \right]_{L=0} \quad (16)$$

여기에서 z_{\min}^o 는 outer 부호기의 z_{\min} 이다. 또한 inner 부호 역시 outer 부호와 같은 방법으로 $A(2s, H, s) =$

$[A(2, H, 1)]^s$ 를 이용하면 CWEF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A^i(2s, H, s) = \left(\frac{H^{z_{\min}^i+2}}{1 - H^{z_{\min}^i-2}} \right)^s \quad (17)$$

여기에서 z_{\min}^i 는 inner 부호기의 z_{\min} 이다.

Inner 부호기의 출력 부호어에 랜덤 평처링을 적용하면 SCCC의 부호어의 갯수에는 변함이 없으나 부호어의 가중치 h 는 $\frac{m}{(N/R_c^i)}$ 만큼 감소한다. 여기에서 m 은 랜덤 평처링후 전송되는 비트의 갯수이고 N/R_c^i 는 SCCC의 출력비트의 갯수이다. 그러므로 inner 부호기의 CWEF $A^i(2s, H, s)$ 는 다음과 같이 바뀐다.

$$A^i(2s, H^{\frac{m}{(N/R_c^i)}}, s) = \left(\frac{H^{(z_{\min}^i+2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}}{1 - H^{(z_{\min}^i-2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}} \right)^s \quad (18)$$

최종적으로 식 (16)과 식 (18)를 식 (13)에 대입하고 그 결과를 식 (7)과 식 (8)에 대입하면 BER과 WER에 대한 상한계를 각각 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_b(e) &\leq \frac{1}{2} \sum_{s=t}^{N/2} \sum_{r=1}^{(NR_c^o)/2} \frac{2r}{NR_c^o} \frac{(2s)!}{2^{r+s}} N^{r-s} \cdot \\ &\left[\frac{1}{(2s)!} \frac{d^{2s}}{dL^{2s}} \left\{ \left(\frac{L^{z_{\min}^o+2}}{1 - L^{z_{\min}^o-2}} \right)^r \right\} \right]_{L=0} \cdot \\ &\left(\frac{H^{(z_{\min}^o+2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}}{1 - H^{(z_{\min}^o-2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}} \right)_{H=P_2} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} P_w(e) &\leq \frac{1}{2} \sum_{s=t}^{N/2} \sum_{r=1}^{(NR_c^o)/2} \frac{(2s)!}{2^{r+s}} N^{r-s} \cdot \\ &\left[\frac{1}{(2s)!} \frac{d^{2s}}{dL^{2s}} \left\{ \left(\frac{L^{z_{\min}^o+2}}{1 - L^{z_{\min}^o-2}} \right)^r \right\} \right]_{L=0} \cdot \\ &\left(\frac{H^{(z_{\min}^o+2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}}{1 - H^{(z_{\min}^o-2)\frac{m}{(N/R_c^i)}}} \right)_{H=P_2} \end{aligned} \quad (20)$$

여기에서 $t = \lfloor (d_o^o+1)/2 \rfloor$ 이다.

IV. RCPSCCC를 이용한 적응 하이브리드 ARQ

그림 2는 무선 ATM 시스템에서 RCPSCCC를 이용한 하이브리드 ARQ 구조를 나타낸 것이다. RCPSCCC의 입력 55바이트는 먼저 outer 부호기에

의해 한번 부호화 된 다음에 길이 N 인 인터리버에 의해 인터리빙이 된다. 인터리빙이 된 정보데이터들은 다시 한번 inner 부호기에 의해 부호화가 된 후 평첨링을 한 후에 전송이 된다. 수신기에서는 수신된 데이터의 CRC를 확인하여 오류가 생기면 추가적인 비트의 전송을 요구한다. 이런 과정을 정보데이터의 오류가 없을 때까지 반복한다.

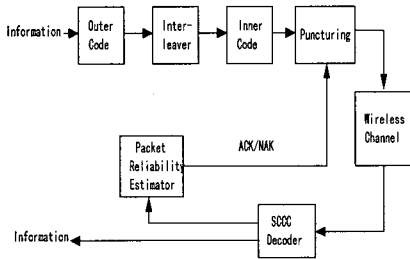


그림 2 RCPSCCC를 이용한 적응 하이브리드 ARQ 구조

V. 성능 분석 및 결론

그림 3과 4는 레일레이와 라이시안 채널에 대해 인터리버 길이 인 RCPSCC의 BER과 WER를 나타낸다. 여기에서 라이시안 계수는 3이다. Starting 부호율은 1/2, 1/3과 1/4이다. 즉 무선 ATM의 다양한 채널 상태를 고려하기 위해 랜덤 평첨링후의 전송되는 비트수가 880, 1320, 그리고 1760으로 하였다. 그림 3과 4의 결과에서 알 수 있듯이 RCPSCCC는 낮은 SNR에서도 매우 적은 BER과 WER을 가지므로 재전송 횟수를 크게 줄일 수 있다. 그러므로 RCPSCCC를 적응 하이브리드 ARQ에 적용하였을 경우 무선 ATM 시스템에서 낮은 SNR에서도 좋은 전송효율을 기대할 수 있다.

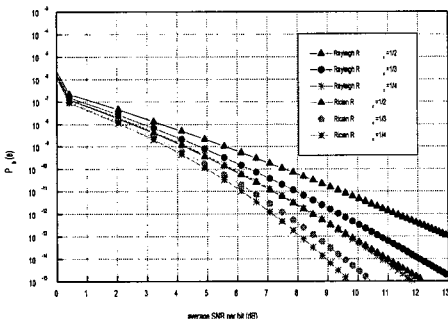


그림 3 레일레이와 라이시안 채널상에서 서로 다른 부호율을 가지는 RCPSCCC의 BER 상한계. (라이시안 계수 $\rho=3$).

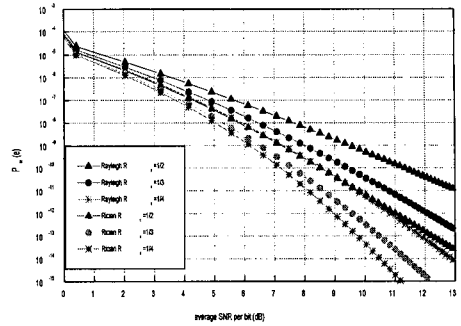


그림 4 레일레이와 라이시안 채널상에서 서로 다른 부호율을 가지는 RCPSCCC의 WER 상한계. (라이시안 계수 $\rho=3$).

참고 문헌

- [1] H. Nakamura, H. Tsuboya, M. Nakano, and A. Nakajima, "Applying ATM to mobile infrastructure networks," *IEEE Commun. Magazine*, pp. 66-73, Jan. 1998.
- [2] A. Acampora, "Wireless ATM : perspective on issues and prospects," *IEEE Personal Commun.*, pp. 8-17, Aug. 1996.
- [3] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Serial concatenated of interleaved codes : performance analysis, design, and iterative decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 909-926, May 1998.
- [4] Eric K. Hall and Stephen G. Wilson, "Design and analysis of turbo codes on rayleigh fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 160-174, Feb. 1998.
- [5] Esa Malkamäki and Harry Leib, "Rate 1/n convolutional codes with interleaving depth of n over a block fading rician channel," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., VTC'97*, Phoenix, USA, pp. 2002-2006, May 4-7, 1997.
- [6] S. Benedetto and G. Montorsi, "Design of parallel concatenated convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 5, pp. 591-600, May 1996.

