

論文2002-39TC-1-1

# 간섭 억제된 DS-CDMA 시스템에서의 시공간 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호 기법

(Space-Time Concatenated Convolutional and Differential Codes with Interference Suppression for DS-CDMA Systems)

楊夏榮\*, 申珉浩\*\*, 宋洪燁\*\*, 洪大植\*\*, 康昌彦\*\*

(Hayoung Yang, Min-Ho Shin, Hong-Yeop Song, Daesik Hong, and Changeon Kang)

## 요약

다중 사용자 DS-CDMA 시스템에서 더 좋은 성능을 얻고자 컨볼루션 부호와 시공간 차등 부호의 직렬 연쇄 구조를 제안한다. 본 논문에서 시스템은 다중 접속 간섭(MAI; Multiple-access Interference) 를 억제하기 위해 다른 사용자의 확산 코드, 동기, 그리고 전력 정보 등을 필요로 하지 않는 단일 사용자 검파기(SUD; Single User Detection) 를 고려한다. 채널 부호로 사용된 부호화율 1 과 메모리 수 1 을 가지는 차등 부호는 부호화로 인한 효율 저하를 가져오지 않으며 최소 상태수를 가지게 된다. 그리고 시공간 블록 부호를 통해 다중 안테나로 인한 다이버시티 이득을 얻게 된다. 이러한 시공간 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호를 복호함에 있어서 서로간의 정보를 교환하는 반복 복호 처리를 이용한다. 실험 결과로부터 본 시공간 연쇄 부호 기법이 DS-CDMA 시스템에서 기존의 컨볼루션 부호보다 유사한 복잡도에서 더 나은 성능과 유연성을 제공할 수 있다. 또한 제안한 기법이 SUD를 하는 DS-CDMA 시스템에 적용될 때, 처리 이득(PG; Processing Gain) 이나 간섭 억제 여파기의 탭 개수의 증가에 따라 성능 향상이 일어나며, 원근 간섭 전력 문제가 심한 경우에 성능 저하가 일어남을 알 수 있다.

## Abstract

A space-time concatenated convolutional and differential coding scheme is employed in a multiuser direct-sequence code-division multiple-access(DS-CDMA) system. The system consists of single-user detectors (SUD), which are used to suppress multiple-access interference(MAI) with no requirement of other users' spreading codes, timing, or phase information. The space-time differential code, treated as a convolutional code of code rate 1 and memory 1, does not sacrifice the coding efficiency and has the least number of states. In addition, it brings a diversity gain through the space-time processing with a simple decoding process. The iterative process exchanges information between the differential decoder and the convolutional decoder. Numerical results show that this space-time concatenated coding scheme provides better performance and more flexibility than conventional convolutional codes in DS-CDMA systems, even in the sense of similar complexity. Further study shows that the performance of this coding scheme applying to DS-CDMA systems with SUDs improves by increasing the processing gain or the number of taps of the interference suppression filter, and degrades for higher near-far interfering power or additional near-far interfering users.

\* 正會員,  
(University of Sydney, School of Electrical and  
Information Engineering)

\*\* 正會員, 延世大學校 電氣電子工學科

(Yonsei University, Electrical and Electronic Engineering)

※ 본 연구는 2000년도 정보통신부 우수시범학교 지원  
사업으로 수행되었습니다.

接受日字:2001年7月25日, 수정완료일:2001年12月10日

## I. 서론

DS-CDMA 시스템에서 다중 접속 사용자 간섭(MAI)을 제거하거나 억제하기 위해 많은 연구들이 제안되고 있다<sup>[1]</sup>. MAI 억제 검파기는 두 개의 영역으로 크게 나눌 수 있다. 즉, 다중 사용자 검파기(MUD)와 단일 사용자 검파기(SUD)이다. SUD는 MUD에 비해 다른 사용자에 대한 정보 없이도 MAI를 효과적으로 억제할 수 있으며 계산량에서도 더 적은 복잡도를 가진다. 따라서, SUD는 원하는 사용자 신호의 검파만 관심이 있고 다른 사용자들의 확산 코드나 타이밍 정보를 알 수 없는 DS-CDMA 시스템에서 유력하다. 또한 SUD는 원근 문제에 강하여 전력 제어에 대한 요구를 줄일 수 있다<sup>[2]</sup>. 최소 평균 자승 오차(MMSE; minimum mean-squared error) 원칙에 기초한 선형 적응 필터가 SUD에 보통 사용되는데, 이는 MMSE 선형 필터가 점근적으로 최적이며 구현하기 쉽기 때문이다<sup>[3]</sup>. 칩 율형(Chip-rate)과 부분 분해형(Fractionally-spaced) 적응 SUD<sup>[2]</sup> 외에, 처리 이득보다 랩 수가 적은 차원 감소형(Dimension-reduced) 선형 적응 여파기가 연구되었으며, 이는 적은 계산량과 빠른 수렴 속도를 가지는 장점을 보인다<sup>[4-5]</sup>.

또한 이러한 다중 사용자 검파 기술은 부호화된 DS-CDMA 시스템에서 광범위하게 연구되어 왔다. 최근 MUD와 복호기의 반복 구조로 구성된 수신기들이 제안되었고<sup>[6-8]</sup>, 이들은 일명 Turbo 처리과정<sup>[9]</sup>에 따라 신호를 복원해 단일 사용자 성능에 접근함이 가능하다. 이상의 MUD 기법은 모든 사용자의 Soft 정보의 복호를 필요로 한다. 이는 단일 사용자 검파와 복호 기법에서는 불가능한 일이다. 반면 MMSE 원칙에 기초한 MUD<sup>[8]</sup>는 적응 알고리즘을 사용하므로 간섭 사용자 신호로부터 어떠한 정보도 필요로 하지 않는다. 이는 수신기가 일부(Subset) 사용자들의 신호만을 복호할 수 있음을 의미하고, 만일 원하는 사용자에 대해서만 복호한다면 단일 사용자 수신기가 되는 것이다. [10]에서는 단일 사용자 선형 MMSE 수신기의 성능이 Rayleigh 페이딩 채널에서 컨볼루션 부호화된 DS-CDMA 시스템에 대해 분석되었다. 여기서 여러 간섭 억제 기법 중 칩 율 수신기가 사용되었는데, MMSE 수신기를 사용할 때 낮은 부호화율이 반드시 더 나은 성능을 보이지 않음을 보여주었다. 따라서 부호화율을 낮추기보다 더 강

력한 오류 정정 부호가 CDMA 시스템에 적용되어야 함을 알 수 있다.

연쇄 부호는 두 개 이상의 단일 부호기들이 병렬 혹은 직렬 형태로, 매우 높은 부호화 이득을 얻기 위해 널리 사용되어져 왔다<sup>[9]</sup>. 병렬 연쇄 부호(PCC; Parallel Concatenated Code)에 비해, 직렬 연쇄 부호(SCC; Serial Concatenated Code)가 더 높은 인터리버 이득을 가지며 비트 오류 확률에서 훨씬 낮은 오류 플로어를 가진다. 반면 SCC는 보통 주어진 내부 구성 부호기에 대해 PCC보다 낮은 부호화율을 갖게 된다. 최근에는 시스템 성능 향상을 위해 강력한 오류 정정 부호 외에 시공간 부호의 사용이 광범위하게 연구되어지고 있다. SCC의 내부 부호로 시공간 부호를 사용하거나 다중 사용자 검파기와 결합하여 반복 복호하는 Turbo 시공간 부호 기법이 강력한 오류 정정 및 다이버시티 이득을 가져옴을 보여준다<sup>[11-12]</sup>.

본 논문에서는 시공간 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호(STSCCDC: Space-Time Serially Concatenated Convolutional and Differential Codes)를 차원 감소형 SUD와 결합하여 CDMA 시스템에 적용하였다. 여기서 시공간 부호와 결합된 차등 부호는 내부 부호기로 사용되어진다. 반복 복호 과정에서 외부 정보를 발생시키기 위해 차등 복호기에서 APP(A Posteriori Probability) 알고리즘이 적용된다. 이러한 STSCCDC 기법에서 전체 시스템의 부호화율은, 시공간 차등 부호의 부호화율이 1이므로, 컨볼루션 부호의 부호화율과 같게 된다. 시공간 차등 부호기는 최소 상태수를 가지는 가장 간단한 구조를 가지며, 더욱이 페이딩 채널에서 다이버시티 이득을 증과 동시에 위상 모호성과 오픈 Locking을 배제하므로, MMSE SUD를 사용하는 DS-CDMA 시스템에 대해 특히 적합하다 할 수 있다<sup>[13]</sup>. 본 논문에서는 Wiener-Hopf 해법<sup>[14]</sup>을 다중 사용자 DS-CDMA 시스템에서의 MMSE SUD의 성능 지표로서 제시한다. Viterbi 알고리즘을 사용하는 기존의 컨볼루션 부호에 대해 제안된 반복 복호기는 상당한 부가적인 부호화 이득을 제공하게 된다.

2 장에서는 시스템 모델과 SUD에 대해 설명하고, 3 장에서 APP 알고리즘을 이용한 시공간 차등 복호기 설계와 차등 부호와 컨볼루션 부호의 반복 복호 기법을 제시한다. 4 장에서는 기존의 컨볼루션 부호와 제안된 반복 복호 시스템을 실험을 통해 비교·분석한다. 또한 여러 파라미터를 가지고 DS-CDMA 시스템에 적용하

여 그 성능을 비교한다. 마지막으로 5장에서 제안한 기법에 대한 결론과 향후 개선 방안에 대해 언급한다.

II. 시스템 모델

일반적인 사용자 U 명의 비동기 DS-CDMA 시스템을 고려하자. 원하는 사용자( $u = k$ )에 대한 전송단과 수신단을 포함한 시스템 다이어그램을 그림 1에 나타내었다. 여기서 위 첨자 'k'은 원하는 사용자를 나타내며, j와 n은 인터리버를 통과하기 전과 후의 비트를 나타낸다. 그리고 i는 샘플링 한 후의 인덱스이다. 원하는 사용자에 대해 한 프레임의 정보 비트들  $\{d_j^k\}$ 이 컨볼루션 부호기의 입력으로 들어가고, 출력  $\{b_i^k\}$ 은 인터리버를 거친 후  $\{b_n^k\}$ 이 되어 차등 부호기에 의해 부호화된다. 그런 다음, 부호화된 열  $\{a_n^k\}$ 은 확산, 변조된 후 전송된다. 변조는 비트 간격 T를 가지는 BPSK이다. 확산에 사용되는 확산 코드 파형  $SC^k(t)$ 는 사각파이며 주기  $T = P_c T_c$ 를 가진다고 가정한다. 여기서  $P_c$ 는 처리 이득이며,  $T_c$ 는 칩 시간 간격이다. 그림 1에서는 간략화를 위하여 순서를 다소 조정하였다. 최종적으로 송신되는 신호는 벡터 신호열 파형  $s^k(t)$ 이다.

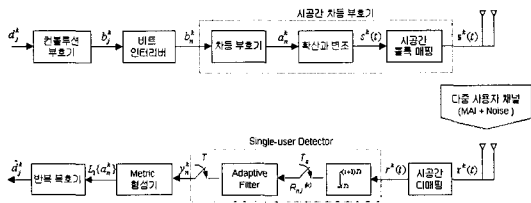


그림 1. 시공간 직렬 연쇄 부호를 적용한 DS-CDMA 시스템 구조

Fig. 1. DS-CDMA system with serially concatenated space-time codes.

신호열의 길이는 안테나 수에 따라 직교성을 만족하도록 생성된 시공간 블록 부호에 의해 결정된다. 그림 2와 같이 간단한 두 개의 안테나를 사용하는 전송 시스템을 가정하자. 시공간 블록 부호화기의 입력 심볼들은 각각 두 개의 심볼 그룹으로 나누어진다. 주어진 심볼 기간에 각각의 그룹  $\{s_1, s_2\}$ 의 두 심볼은 첫번째 심볼 구간에 안테나 1을 통해  $s_1$ , 안테나 2를 통해  $s_2$ 가 전송되며, 다음 심볼 기간에 신호  $-s_2^*$ 은 안테나 1

을 통해 전송되고 신호  $s_1^*$ 은 안테나 2를 통해 전송된다<sup>[15]</sup>.

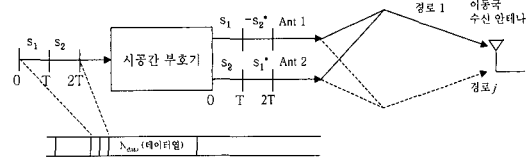


그림 2. 시공간 블록 부호를 이용한 전송 다이버시티 기법

Fig. 2. The transmit diversity technique using space-time block coding.

수신 신호  $r^k(t)$ 는 채널을 거친 원하는 사용자 신호와 MAI, 그리고 잡음 성분으로 이루어진다. 역확산과 복조시 원하는 사용자 신호와 동기가 맞았다고 가정한다. 각 안테나로부터 수신된 신호는 시공간 블록 부호를 통해 우선 디매핑 되어진다. 두 개의 전송 안테나로부터 수신 안테나까지의 채널을 각기  $h_1$ 과  $h_2$ 라 하자. 단일 안테나 수신기를 가정하고, 연속된 두 심볼 기간 동안 수신된 신호를  $r_1$ 과  $r_2$ 라고 하면,  $r_1$ 과  $r_2$ 는 다음 식과 같이 나타난다.

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + \eta_1 \tag{1}$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + \eta_2 \tag{2}$$

여기서  $\eta_1$ 과  $\eta_2$ 는 AWGN으로 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가 차원 당  $N_0/2$ 를 가지는 동일한 복소수 가우시안 랜덤 변수이다. 여기서 각 신호 성분을 벡터 형태로 표현하고, 채널 행렬 H를 다음과 같이 정의하면, 식 (1)과 (2)는 행렬 형태로 다음과 같이 다시 표현된다.

$$r = H \cdot s + \eta, \tag{3}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

채널 행렬 H는  $H^* H = \rho I$  ( $\rho = |h_1|^2 + |h_2|^2$ )과 같이 직교하므로, 이러한 특성을 이용하여 채널 추정을 통한 수신 신호 벡터  $\tilde{r}$ 을 다음 식 (4)와 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{r} = H^* \cdot r = \rho s + \tilde{\eta} \tag{4}$$

단, 여기서  $\tilde{\eta} = H^* \cdot \eta$ 이다. H가 직교하므로, 잡음 벡

터  $\tilde{\eta}$  이 평균이 0 이고 공분산이  $\rho N_0 I$ 인 독립적이고 동일한 분포임을 쉽게 증명할 수 있다. 결과적으로 간단한 선형 결합을 사용함으로써, 복호기의 성능에는 영향을 미치지 않으면서 복호 알고리즘이 매우 간단해진다. 또한  $s_1$  과  $s_2$  에 대한 SNR은

$$SNR = \frac{\rho \cdot E_s}{N_0} \quad (5)$$

이고, 따라서 두 가지 다이버시티 이득이 수신단에서 얻어짐을 직관적으로 증명할 수 있다. 여기서,  $E_s$ 는 신호의 평균에너지이다. 수신기가 N개의 수신 안테나를 사용하는 경우에 대해서도 복호 알고리즘은 수신 신호 벡터  $r_m$ 에  $H_m^*$ 을 곱함으로써 간단하게 할 수 있다. 이 경우에 다이버시티 레벨은 2N이 된다.

다음으로, 그림 1의 SUD는 부분 비트 상관기와 적응 여파기로 이루어지며, MAI를 억제하기 위해 사용된다. 부분 비트 상관기는 Integrate-dump 여파기라 할 수 있고,  $T_s = T/M$ 의 샘플링율을 가진다. 여기서 M은 적응 여파기의 탭 개수이며  $P_C$ 에 관계없이 설정하며, 따라서 적응 여파기의 설계에 있어서 유연성을 가진다. M을  $P_C$ 보다 작게 설정하면 여파기 탭 가중치의 수렴 속도를 증가시키고 계산의 복잡도를 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 이는 광대역 CDMA 시스템에 대해 유용하다고 할 수 있다<sup>[5]</sup>. SUD 출력  $y_n^k$ 에 기초하여 비트 구간에서의 각 심볼에 대한 LLR(Logarithm-likelihood Ratio),  $L_1(a_n^k)$ 을 계산하기 위해 베트릭 형성기가 사용된다. LLR은 경관정 정보 비트인  $\hat{a}_n^k$ 을 발생하기 위해 반복 복호기에 의해 계산된다.

$n$ 번째 비트의  $i$ 번째 샘플에 대해, 상관기의 이산 출력 값은 다음과 같다.

$$r_{n,i}^k = \rho_n^k \sqrt{P_n^k/2} T_s a_n^k + \zeta_{n,i} + \eta_{n,i}, \quad (6)$$

여기서  $i = 0, \dots, M-1$  이고

$$\zeta_{n,i} = \sum_{u \neq k}^{U-1} \rho_n^u \sqrt{P_n^u/2} \cos \phi_n^u \int_{nT+(i+1)T_s}^{nT+iT_s} a_n^u(t - \tau_n^u) SC^k(t) SC^k(t - \tau_n^u) dt \quad (7)$$

는 간섭 사용자의 MAI 성분이며,  $\eta_{n,i}$ 는 분산  $\rho N_0 T_s/4$ 인 AWGN이다. SC는 사용자의 확산 코드이며,  $N_0$ 는 AWGN의 한 쪽 전력 스펙트럼 밀도이다.

(6)과 (7)에서  $u=1, \dots, U$ 는 사용자 인덱스이다.  $P_n^u$ 은  $u$ 번째 사용자의  $n$ 번째 비트 송신 전력을 나타내고, 전송 안테나 수가 N일 때 직교성의 조건에서  $P_n^u = P_{n,1}^u + P_{n,2}^u + \dots + P_{n,N}^u = \sum_{i=1}^N P_{n,i}^u$ 가 된다. 본 논문에서는 간략화를 위해 각 사용자에게 대해 동일하고 안테나간에 균등하게 전력 분배를 한다고 가정한다.  $a_n^u(t)$ 는  $u$ 번째 사용자에게 대한 전송 부호화된 신호이다. 첫 번째 사용자와  $u$ 번째 간섭 사용자 ( $u \neq k$ ) 간의 시간 지연  $\tau_n^u$ 와 초기 위상 천이  $\phi_n^u$ 는 각각 구간  $[0, 2\pi)$ 와  $[0, T)$ 에 걸쳐 독립적이며 고르게 분포되어 있다고 가정한다. 간략화를 위해 모든 사용자가 느린 시변 채널을 겪는다고 가정하면<sup>[10]</sup>,  $\tau_n^u$ 과  $\phi_n^u$ 는 한 프레임의 전송 심볼에 대해 모든 사용자에게 일정하게 된다. 따라서,  $\rho_n^u$ ,  $P_n^u$ ,  $\tau_n^u$ ,  $\phi_n^u$ 에서의 인덱스  $n$ 은 생략될 수 있다. 상관기 샘플링 출력값  $r_{n,i}$ 는 적응 여파기를 통과한 후 다음과 같은 출력 신호가 된다.

$$y_n^k = \sum_{i=0}^{M-1} c_i r_{n,i}^k = S_n a_n^k + \zeta_n' + \eta_n' \quad (8)$$

각 비트 구간에서,  $c_i$ 는  $i$ 번째 샘플에 대한 여파기 계수이며,  $S_n$ 는  $\rho_n^k \sqrt{P_n^k/2} T_s \sum_{i=0}^{M-1} c_i$ 이고,  $\zeta_n'$ 는 잔여 MAI를 나타낸다. 그리고  $\eta_n'$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다. 연판정 출력  $y_n^k$ 는 곱 성분  $S_n$ 과 가산 잡음  $x_n = \zeta_n' + \eta_n'$ 에 의해 왜곡된 잡음 신호로 모델링된다.  $S_n$ 과 분산  $x_n$ 는 수신단에서 이미 알고 있는 값으로 가정한다.

이 적응 여파기를 구현하기 위해 많은 적응 알고리즘들이 제안되어 왔다<sup>[14]</sup>. Wiener-Hopf 해법은 MMSE  $E[(a_n^k - y_n^k)^2]$ 을 최소화하는 관점에서 본 논문에서 성능의 측정기법으로 사용한다. Wiener-Hopf 여파기의 계수는 다음 식과 같이 주어진다<sup>[5]</sup>.

$$C^{opt} = \left( P P^T + Q^k + \frac{N_0 T_s}{4} \cdot I \right)^{-1} P, \quad (9)$$

여기서 위 첨자 'T'는 행렬 전이를 나타내고,  $C^{opt} = (c_0^{opt}, c_1^{opt}, \dots, c_{M-1}^{opt})^T$ 는 Wiener-Hopf 여파기 계수의 벡터이다. 그리고  $I$ 는  $M \times M$ 의 단위 행렬이다.  $P = (\rho^k \sqrt{P^k/2} T_s, \dots, \rho^k \sqrt{P^k/2} T_s)^T$ 는 크기  $M$

의 벡터이며, 수신 신호  $y_n^k$  와 원하는 응답  $a_n^k$  사이의 상호 상관관을 나타낸다.  $\xi = (\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{M-1})^T$  는 MAI 샘플의 벡터이고,  $Q^\xi$  은  $\xi$  의 자기 상관 벡터이다. 이러한 파라미터들은 한 프레임 구간내에서 일정하게 유지되므로, 여파기 계수 벡터  $C^{opt}$  는 한 프레임 내의 심볼에 대해서는 불변이다.

Wiener-Hopf 여파기는 또한 신호대 잡음비(SNR)를 최대화함에 있어서 최적으로 알려져 있다<sup>[16]</sup>. 이러한 모델의 조건부 SNR 은 다음과 같다.

$$SNR^{opt}(\mathcal{I}, \phi) = \frac{E^2[y_n^k]}{Var[y_n^k]} \quad (10)$$

$$= \frac{\rho^2 P^k}{2} T_s^2 \left( \sum_{i=0}^{M-1} c_i^{opt} \right)^2 / \sigma_{x^{opt}}^2$$

여기서  $\mathcal{I} = (\tau^1, \dots, \tau^U)$  고  $\phi = (\phi^1, \dots, \phi^U)$  이다. 기호  $E[\cdot]$ 와  $Var[\cdot]$ 는 각각 기대값과 분산을 나타낸다. Wiener-Hopf 여파기를 거친 후의 가산 잡음의 분산  $\sigma_{x^{opt}}^2$  은 두 부분으로 이루어진다. 즉, 잔여의 MAI 인  $\sigma_{\xi^{opt}}^2 = C^{optT} Q^\xi C^{opt}$  와 잔여 가우시안 잡음의 분산 인  $\sigma_{\eta^{opt}}^2 = \rho N_0 T_s / 4 \sum_{i=0}^{M-1} c_i^{opt}$  이다.  $\mathcal{I}$  와  $\phi$  에 대한 평균 분산은 Monte Carlo 방법<sup>[5]</sup>에 의해 얻어진다.

### III. 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호

#### 1. 차등 부호

그림 3은 차등 부호기와 그 상태 천이도를 보여준다. 여기서,  $b_n$ 과  $a_n$ 은 각기 n 번째 정보 비트와 부호화된 비트를 나타낸다. 그림 3에서 상태 천이에는 두 개의 상태를 가지게 됨을 알 수 있다. 차등 부호는 부호화율  $R_d=1$ 와 메모리 수  $\nu_d=1$ , 그리고 생성 다항식<sup>[3, 11]</sup>을 가지는 순환 컨볼루션 부호로 볼 수 있다. 차등 부호의 출력  $a_n$ 은 변조된 후, 그림 2에서 보이는 시공간 블록 부호를 통해 각 안테나로 매핑되어진다. APP 알고리즘을 적용하는 SISO(Soft-input Soft-output) 복호기가 컨볼루션 부호에 대해 제안되어 왔는데<sup>[17]</sup>, 이 알고리즘을 역시 차등 부호의 복호에 사용할 수 있다. SISO 복호기는 4 포트를 가지는 모듈로 볼 수 있으며, 그 연관성 입력으로 정보와 코드워드 열의 이전 LLR 값을 사용하며, 연관성 출력값으로 대응되는 갱신된 LLR을 발생시킨다. 코드워드  $a_n$ 의 LLR 출력은

$$L_1(a_n) = \log \frac{\Pr\{y_n^k | a_n = +1\}}{\Pr\{y_n^k | a_n = -1\}} = \frac{2S_n y_n^k}{\sigma_z^2} \quad (11)$$

이며, 매트릭 생성기에 의해 잡음 신호  $y_n^k$ 으로부터 계산된다.

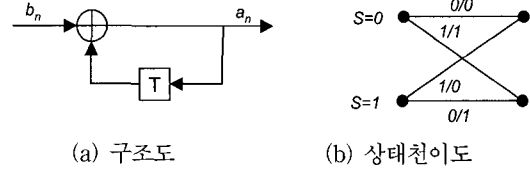


그림 3. 차등 부호기와 그 상태 천이도 (정보/부호)  
Fig. 3. Differential code and its state transition diagram.

#### 2. 차등 부호와 컨볼루션 부호의 반복 복호

그림 1에서 보여지는 시공간 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호기에서, 외부 부호기는 부호화율  $R_c$  와 메모리 수  $\nu_c$  를 가지는 RSC (Recursive Systematic Convolutional) 부호이다. 정보열  $\{d_j^k\}$ 의 길이는  $N_u$  라고 가정하면, 컨볼루션과 차등 부호기를 거친 부호화열  $\{b_j^k\}$ 와  $\{a_n^k\}$ 는 각각  $N_c = (N_u + \nu_c) / R_c$  와  $N_d = N_c + \nu_d$  가 된다. 여기서  $\nu_c$  와  $\nu_d$  는 컨볼루션 부호와 차등 부호에 각기 더해진 종료 비트이다. 따라서 인터리버 길이는  $N_c$  가 된다.

차등 부호와 컨볼루션 부호의 반복 복호기는 그림 4와 같다. 여기서 두 개의 내부 복호기 사이에는 LLR 정보의 교환이 일어나며, 'e' 는 각 복호기의 연관성 출력 값으로부터 추출된 외부 정보를 나타낸다. 차등 SISO 복호기의 입력은 매트릭 형성기로부터의 코드워드  $a_n$ 의 LLR과 컨볼루션 SISO 복호기로부터 피드백된 외부 정보인 입력 심볼  $b_n$ 의 priori LLR 값이 된다. 컨볼루션 SISO 복호기는 단 하나의 입력  $L_{1c}(b_j)$ 를 갖는데, 이는 코드워드  $b_j$ 의 LLR로서 차등 SISO 복호기의 출력으로부터 얻어진 외부 정보이다. 컨볼루션 SISO 복호기에서는 코드워드  $b_j$ 에 대한 LLR과 정보 비트  $d_j$  판정값을 계산하게 된다. 여러 번의 반복을 거친 후, 정보 비트  $d_j$ 의 LLR  $L_2(d_j)$ 은 최종 판정을 위해 경판정 복호된다. 그림 4의 두 복호기 사이에 있는 인터리버-디인터리버 쌍은 부호기에서 사용된 인터리버와 같은 구조를 가지고 있다.



한다. 이 결과로부터 부호화율  $R_{cc} = 1/2$  와  $\nu_{cc} = 8$  을 가지는 컨볼루션 부호는 4번 반복 복호하는 STSCCDC와 유사한 복잡도를 가짐을 알 수 있다. 결과로부터 BER =  $10^{-4}$ 에서 유사한 복잡도를 가지는 컨볼루션 부호에 대해 STSCCDC는 0.4 dB의 부호 이득을 가짐을 보여준다.

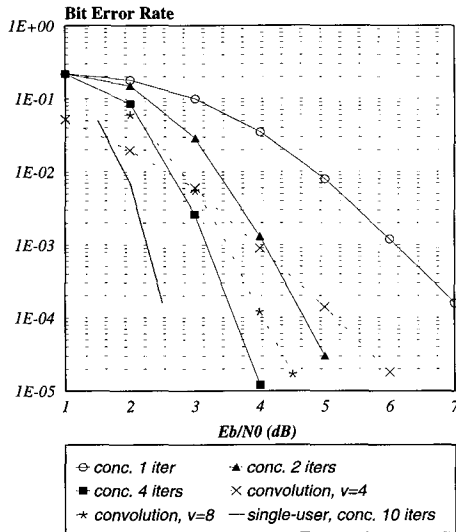


그림 5. DS-CDMA 시스템에서의 STSCCDC와 Convolution 부호의 BER 성능  
 Fig. 5. BER performance of STSCCDC and Convolution code in DS-CDMA.  
 U=9, PG=31, M=15, Rate=1/2, Fr=796, AWGN채널

다음으로 다이버시티 이득을 살펴보기 위해 페이딩 채널 환경하에서 STSCCDC의 성능을 그림 6에 보였 다. 페이딩 채널에서는 그림 5에서와 같은 급격한 BER 폭선을 얻을 수는 없지만 반복 복호에 따른 STSCCDC 의 뚜렷한 성능 향상을 확인할 수 있다. 또한 페이딩 채널은 각 경로의 특징이 다르므로 시공간 부호를 사 용한 STSCCDC는 기존의 컨볼루션 부호 시스템과는 달리 다이버시티 이득을 얻게 된다. 실험 결과로부터 그림 5에서와는 달리 컨볼루션 부호와는 많은 성능 차 이를 보임을 알 수 있다.

반복 복호에서 연쇄 부호의 성능이 프레임 크기에 매우 밀접하게 연관된다는 사실은 잘 알려져 있다. 반 면, 컨볼루션 부호는 그렇지 않다. 따라서 정보 프레임 크기 796, 196 비트에 대해 STSCCDC의 BER 성능을 그림 7에 비교하였다. 10<sup>-3</sup>의 BER에서 N = 196 의 연 쇠 부호는 기존 컨볼루션 부호에 대해 2 dB이상의 이

득을 가지며, N = 796 의 연쇄 부호는 N = 196 에 대 해 1 dB이상의 추가적인 이득을 가짐을 알 수 있다.

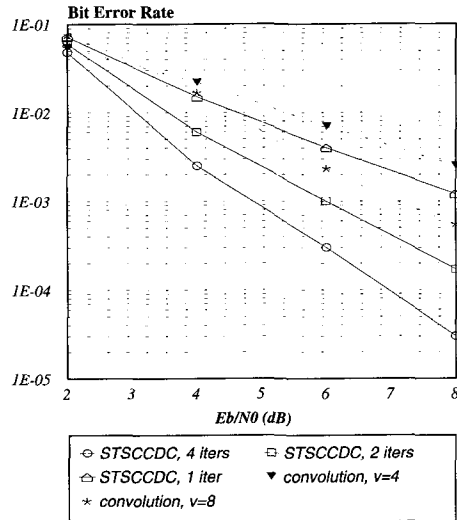


그림 6. DS-CDMA 시스템에서의 STSCCDC와 Convolution 부호의 BER 성능  
 Fig. 6. BER performance of STSCCDC and Convolution code in DS-CDMA.  
 U=9, PG=31, M=15, Rate=1/2, Fr=796, ITU-R채널

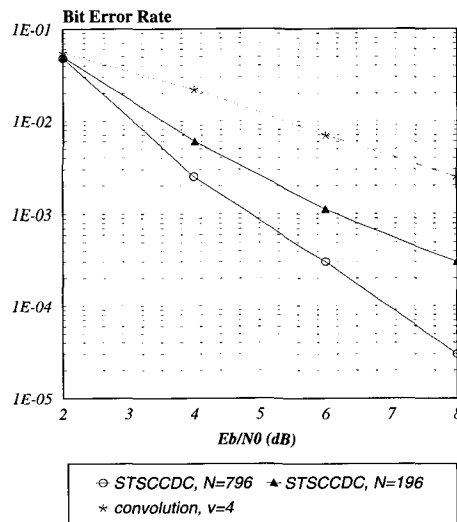


그림 7. 다른 프레임 크기에 따른 STSCCDC와 Convolution 부호의 BER 성능 (ITU-R)  
 Fig. 7. Performance of STSCCDC and convolution code according to the different frame sizes.  
 U=9, PG=31, M=15, Rate=1/2, Fr=796, 196

2. DS-CDMA 시스템에서의 성능  
 STSCCDC의 성능을 여러 다른 파라미터를 가지는

DS-CDMA 시스템에 대해 비교하였다. 정보 프레임 크기는  $N = 796$  으로 하였고, 4번의 반복 복호를 가정하였다.

그림 8은 Wiener-Hopf 여파기에서 여러 M의 값에 대한 STSCCDC의 BER 성능을 보여준다.  $M = 1$  인 경우는 선형 상관 수신기를 의미하게 된다. 시스템에 15명의 사용자를 가정하였다. 도표에서 상대 전력비는 원하는 사용자에 대한 각 간섭 사용자의 전력 이득을 나타내고  $E_b/N_0$ 는 AWGN의 전력을 조정하게 된다. 처리 이득은  $PG = 31, 63$  으로 설정하였다. 여파기의 탭 수 M이 증가함에 따라 시스템의 성능은 좋아진다. 이는 M이 클수록 더욱 강력한 간섭 억제력과 높은 SNR 출력을 나타내기 때문이다. 실험에서는 두 개의 MAI와 AWGN 전력 레벨 쌍이 사용되었는데, 첫 번째 쌍은 상대전력비 = 20 dB,  $E_b/N_0 = 20$  dB 이고 두 번째 쌍은 상대전력비 = 10 dB,  $E_b/N_0 = 10$  dB로 설정하였다. 첫 번째 쌍이 상대적으로 두 번째보다 MAI 대 AWGN 전력비가 높게 설정됨을 의미한다. 그림 8에서 M이 큰 경우에, 첫 번째 조건이 더 가파른 경사를 갖는 곡선이 됨을 알 수 있다. 이는 큰 탭 수를 갖는 SUD가 DS-CDMA 시스템에서 가우시안 잡음보다 MAI를 억제하는데 있어서 더 효과적이라는 것을 의미하며, STSCCDC에 의한 성능 향상이 더 확연히

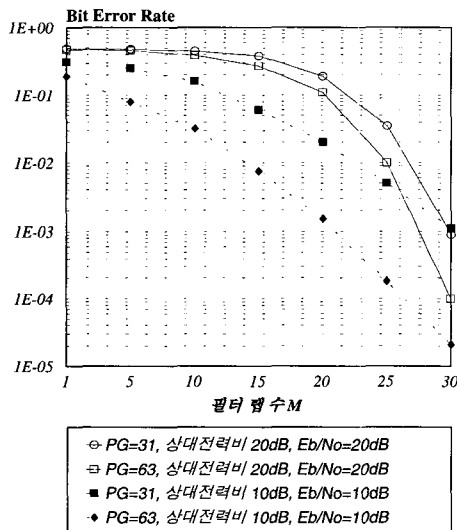


그림 8. 필터 탭 개수에 따른 DS-CDMA 시스템에서 STSCCDC의 BER 성능

Fig. 8. BER performance of STSCCDC according to the number of filter taps.

$U=15, PG=31/63, Rate=1/2, Fr=796, Iter=4$

드러남을 보여준다. 따라서 MAI가 지배적인 DS-CDMA 시스템에서 제대로 된 복호 성능을 얻기 위해선 큰 탭 수의 여파기가 필연적으로 요구됨을 알 수 있다.

그림 9는 여러 원근 간섭 사용자들이 있는 DS-CDMA 시스템에서 STSCCDC의 BER 성능을 보여준다. 원근 간섭 사용자들은 원하는 사용자에 대해 10 dB의 전력 이득을 가지며 다른 간섭 사용자들은 동일한 전력을 가지게끔 설정하였다.  $M = 15$  탭을 가지는 SUD를 사용하였을 때 원근 간섭 사용자 수의 변화에 따른 성능을 비교하였다.  $E_b/N_0$ 는 1.5 dB로 고정하였고, 전체 사용자를 9, 15, 30 명으로 설정하였다. 결과로부터 SUD에 의해 유도된 성능 향상의 정도가 원근 간섭 사용자 수의 증가에 따라 감소함을 알 수 있다. 원근 사용자가 적은 경우 원근 사용자의 미세한 증가가 BER에서 상당히 큰 차이를 보여준다. 그 이상의 사용자의 경우에는 보다 안정적인 성능 저하를 보여준다.

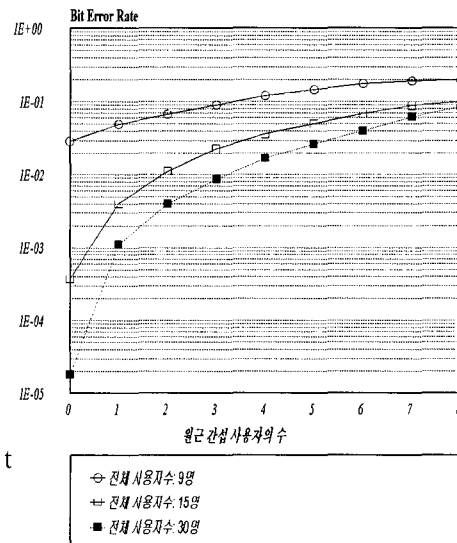


그림 9. 원근 간섭 사용자 수에 따른 DS-CDMA 시스템에서 STSCCDC의 BER 성능

Fig. 9. BER performance of STSCCDC according to the number of near-far users.

$U=9/15/30, PG=31, Fr=796, Iter=4, M=15$ , 원근 사용자의 전력비 10dB

V. 결 론

시공간 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호 기법을 차원 감소형 단일 사용자 MAI 억제 검파기를 사용하는



DS-CDMA 시스템에 적용하였다. 그리고 Wiener-Hopf 여파기를 본 검파기의 성능 측정기법으로 사용하였다. 제안된 연쇄 부호 기법은, 유사한 복잡도를 가정하였을 때, 몇 번의 반복 복호를 통해 기존의 컨볼루션 부호에 대해 우수한 성능을 보여주었다. 또한 프레임 크기와 반복 횟수를 조절함으로써 부가적인 성능 향상을 얻을 수 있는 유연성을 지님을 알 수 있다. 이러한 장점은 기존의 컨볼루션 부호로는 얻을 수 없는 이득이다.

SUD를 사용하는 이러한 시공간 연쇄 부호 DS-CDMA 시스템의 성능은 처리 이득을 증가시키거나 간섭 억제 여파기의 램 수를 증가시킴으로써 개선될 수 있으며, 많은 원근 간섭 사용자가 있거나 원근 사용자가 더 많은 전력을 갖게 되면 성능 저하가 일어나게 됨을 실험 결과로부터 알 수 있다.

### 참 고 문 헌

- [1] Moshavi S., "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Comm. Mag.*, 1996, Vol. 34, No. 10, pp. 124-136.
- [2] Majmundar M., Sandhu N., and Reed J. H., "Adaptive single-user receivers for direct-sequence spread-spectrum CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2000, Vol. 49, No. 2, pp. 379-389.
- [3] Woodward G. and Vucetic B. S., "Adaptive detection for DS-CDMA," *Proceedings of IEEE*, 1998, Vol. 86, No. 7, pp. 1413-1434.
- [4] Strom E. G. and Miller S. L., "Properties of the single-bit single-user MMSE receiver for DS-CDMA systems," *IEE Trans. Commun.*, 1999, Vol. 47, No. 3, pp. 416-425.
- [5] Singh R. and Milstein L. B., "Interference suppression for DS/CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, 1999, Vol. 47, No. 3, pp. 446-453.
- [6] Reed M. C., Schlegel C. B., Alexander P. D., and Asenstorfer J. A., "Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: Near-single-user performance," *IEEE Trans. Commun.*, 1998, Vol. 46, No. 12, pp. 1693-1699.
- [7] Wang X. and Poor H. V., "Iterative(turbo) soft interference cancelation and decoding for coded CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, 1999, Vol. 47, No. 7, pp. 1046-1061.
- [8] Gamal H. E. and Geraniotis E., "Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2000, Vol. 18, No.1, pp. 30-41.
- [9] Hagenauer J., "The turbo principle: tutorial introduction and state of the art," *International Symposium on Turbo Codes*, Brest, France, 1997, pp. 1-11.
- [10] Foerster J. R. and Milstein L. B., "Coding for a coherent DS-CDMA system employing and MMSE receiver in a Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, 2000, Vol. 48, No. 6, pp. 1012-1021.
- [11] Ben Lu and Xiaodong Wang, "Iterative receivers for multiuser space-time coding systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2000, Vol. 18, No. 11, pp. 2322-2335.
- [12] Sirikiat Lek Ariyavisitakul, "Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity," *IEEE Trans. Commun.*, 2000, Vol. 48, No. 8, pp. 1347-1359.
- [13] Honig M. L., Shensa M. M., Miller S. L., and Milstein L. B., "Performance of adaptive linear interference suppression for DS-CDMA in the presence of flat Rayleigh fading," *Proceedings of IEEE VTC'97*, Phoenix, AZ, 1997, pp. 2191-2195.
- [14] Haykin S., "Adaptive filter theory," Prentice Hall, NJ, 1986, 3rd Edn.
- [15] S. Alamouti, "Space block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Oct. 1998, Vol. 16, pp. 1451-1458.
- [16] Brooks L. W. and Reed I. S., "Equivalence of the likelihood ratio processors, the maximum signal-to-noise ratio filter and the Wiener filter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. System*, 1972, Vol. 8, No. 9, pp. 690-692.
- [17] Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., and Pollara F., "A soft-input soft-output APP

module for iterative decoding of concatenated codes," IEEE Commun. Letter, 1997, Vol. 1, No. 1, pp. 22-24.

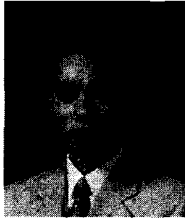
[18] Recommendation ITU-R M.1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technology

for IMT-2000.

[19] Peleg M, Sason I, Shamai S., and Elia A., "On interleaved, differentially encoded convolutional codes," IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, Vol. 45, No. 7, pp. 2572-2582.

저 자 소 개

楊 夏 榮(正會員) 영문지 第4卷 第3號 參照



申 珉 浩(正會員)

1996년 : 연세대학교 전자공학과 학사. 1996년~1998년 : (주)신세기 통신 엔지니어 2000년 : 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 석사. 2000년~현재 : 연세대학교 전기·전자공학과 박사과정. <주관심

분야> 채널 부호화 기술, PN 시퀀스 설계, OFDM 시스템, 이동통신 시스템, 암호학



宋 洪 燁(正會員)

1984년 : 연세대학교 전자공학과 졸업(학사). 1991년 : University of Southern California 전자공학과 졸업(박사). 1992년~1993년 : Post Doc, USC 전자공학과.

1994년~1995년 : Standard

Group, Qualcomm Inc., San Diego, CA. 1995년~1997년 : 연세대학교 전자공학과 조교수. 1998년~현재 : 연세대학교 전기·전자공학과 부교수. 2001년~현재 : 한국통신학회 부호및정보이론연구회 운영위원장

洪 大 植(正會員) 第34卷 S編 第9號 參照

康 昌 彥(正會員) 영문지 第4卷 第3號 參照