

간섭 억제된 차등 연쇄 부호 기법을 적용한 DS-CDMA 시스템

정희원 양 하 영*, 유 흥 렬**, 홍 대 식*, 강 창 언*

Concatenated Convolutional and Differential Codes with Interference Suppression for DS-CDMA Systems

Ha-young Yang*, Heung-ryul You**, Dae-sik Hong*, Chang-eon Kang* *Regular Members*

요 약

다중 사용자 DS-CDMA 시스템에서 더 나은 성능을 얻고자 컨볼루션 코드와 차등 코드의 직렬 연쇄 구조를 제안한다. 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) 로 이루어진다. 채널 부호로 사용된 부호화율 1 과 메모리 수 1 을 가지는 차등 부호는 부호화로 인한 효율 저하를 가져오지 않으며 최소 상태수를 가지게 된다. 이러한 차등 부호와 컨볼루션 부호를 복호함에 있어서 서로간의 정보를 교환하는 반복 복호 처리를 이용한다. AWGN 채널에서의 분석 결과로부터 본 연쇄 부호 기법이 DS-CDMA 시스템에서 기존의 컨볼루션 코드보다 유사한 복잡도에서 더 나은 성능과 유연성을 제공함을 알 수 있다. 또한 제안한 기법이 SUD를 하는 DS-CDMA 시스템에 적용될 때, 처리 이득 (Processing Gain) 이나 간섭 억제 여파기의 탭 개수를 증가시킴으로써 성능 향상이 일어나며, 원근 간섭 전력 문제가 심한 경우에 성능 저하가 일어남을 알 수 있다.

ABSTRACT

A serial 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 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. The iterative process exchanges information between the differential decoder and the convolutional decoder. Numerical results in additive white Gaussian noise (AWGN) channels show that this 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.

I. 서 론

DS-CDMA 시스템에서 다중 접속 사용자 간섭 (MAI) 을 제거하거나 억제하기 위해 많은 연구들이 제안되고 있다^[1]. MAI 억제 검파기는 두 개의 영역

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실(hayoung@catseye.yonsei.ac.kr), ** 한국통신 무선통신연구소
논문번호: K01079-0224, 접수일자: 2001년 2월 24일

※ 본 연구는 2001년도 두뇌한국21사업 핵심분야 지원에 의하여 수행되었습니다

으로 크게 나뉠 수 있다. 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^{[2][3]}. 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^[4]. 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^[5]. 칩 율형 (Chip-rate) 과 부분 분해형 (Fractionally-spaced) 적응 SUD^[4] 외에, 처리 이득보다 탭 수가 적은 차원 감소형 (Dimension-reduced) 선형 적응 여파기가 연구되었으며, 이는 적은 계산량과 빠른 수렴 속도를 가지는 장점을 보인다^{[6][7]}.

MUD와 SUD는 부호화된 DS-CDMA 시스템에서 광범위하게 연구되어 왔다. 최근 MUD와 복호기의 반복 구조로 구성된 수신기들이 제안되었고^{[9][11]}, 이들은 일명 Turbo 처리과정 [8]에 따라 신호를 복원해 단일 사용자 성능에 접근함이 가능하다. 문헌 [9]에서의 MUD 기법은 MAP (maximum a posteriori) 원칙에 기초하며, [10]에서 주어진 단순화된 MUD는 연판정 간섭 제거와 선형 MMSE 필터링을 이용한다. 이상의 두 MUD 기법은 모든 사용자의 Soft 정보의 복호를 필요로 한다. 이는 단일 사용자 검파와 복호기 기법에서는 불가능한 일이다. 반면 MMSE 원칙에 기초한 MUD [11]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. [12]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 강력한 오류 정정 코드가 CDMA 시스템에 적용되어야 함을 알 수 있다.

연쇄 부호는 두 개 이상의 단일 부호기들이 병렬 혹은 직렬 형태로, 매우 높은 부호화 이득을 얻기 위

해 널리 사용되어져 왔다^[8]. 병렬 연쇄 코드 (PCC: Parallel Concatenated Code) 에 비해, 직렬 연쇄 코드 (SCC: Serial Concatenated Code) 가 더 높은 인터리버 이득을 가지며 비트 오류 확률에서 훨씬 낮은 오류 플로어를 가진다. 반면 SCC 는 보통 주어진 내부 구성 부호기에 대해 PCC 보다 낮은 부호화율을 갖게 된다^[13].

본 논문에서는 직렬 연쇄 컨볼루션 차등 부호 (SCCDC: Serial Concatenated Convolution and Differential Code) 를 차원 감소형 SUD와 결합하여 DS-CDMA 시스템에 적용하였다. 여기서 차등 부호는 내부 부호기로 사용되어진다. 반복 복호 과정에서 외부 정보를 발생시키기 위해 차등 복호기에서도 APP 알고리즘이 적용된다. 이러한 SCCDC 기법에서, 전체 시스템의 부호화율은 차등 부호의 부호화율이 1 이므로 컨볼루션 코드의 부호화율과 같게 된다. 차등 부호기는 최소 상태수를 가지는 가장 간단한 구조를 가지며, 더욱이 페이딩 채널에서 위상 모호성과 오판 Locking을 배제하므로, MMSE SUD를 사용하는 DS-CDMA 시스템에 대해 특히 적합하다 할 수 있다^[15]. 본 논문에서는 Wiener-Hopf 해법 [16] 을 다중 사용자 DS-CDMA 시스템에서의 MMSE SUD의 성능 지표로서 제시한다. Viterbi 알고리즘을 사용하는 기존의 컨볼루션 코드에 대해 제안된 반복 복호기는 상당한 추가적인 부호화 이득을 제공하게 된다.

II. 시스템 모델

우선, AWGN 채널에 대해 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 $\{a_i^k\}$ 이 컨볼루션 부호기의 입력으로 들어가고, 출력 $\{b_i^k\}$ 는 인터리버를 거친 후 $\{b_n^k\}$ 이 되어 차등 부호기에 의해 부호화된다. 그런 다음, 부호화된 열 $\{a_n^k\}$ 는 확산, 변조된 후 전송된다. 변조는 비트 간격 T를 가지는 BPSK (Binary Phase-Shift Keying) 이다. 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.

수신 신호는 원하는 사용자 신호와 MAI, 그리고 AWGN으로 이루어진다. 역확산과 복조시 원하는 사용자 신호와 동기가 맞았다고 가정한다. 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 샘플링 율을 가진다. 여기서 M 은 적응 여파기의 탭 개수이며 P_C 에 관계 없이 설정하며, 따라서 적응 여파기의 설계에 있어서 유연성을 가진다. M 을 P_C 보다 작게 설정하면 여파기 탭 가중치의 수렴속도를 증가시키고 계산의 복잡도를 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 이는 광대역 CDMA 시스템에 대해 유용하다고 할 수 있다^[7]. SUD 출력 y_n^k 에 기초하여 비트 구간에서의 각 심볼에 대한 LLR (Logarithm-likelihood Ratio), $L_1(a_n^k)$ 을 계산하기 위해 메트릭 형성기가 사용된다. LLR은 경관정보 비트인 \hat{d}_j^k 을 발생하기 위해 반복 복호기에 의해 계산된다.

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

$$r_{n,i}^k = \sqrt{P_n^k/2} T_s a_n^k + \zeta_{n,i} + \eta_{n,i} \quad (1)$$

여기서 $i = 0, \dots, M-1$ 이고,

$$\zeta_{n,i} = \sum_{u \neq k}^U \sqrt{P_u^k/2} \cos \phi_u^k \int_{nT+(i+1)T_s}^{nT+iT_s} a_u^k(t - \tau_u^k) SC^k(t) SC^k(t - \tau_u^k) dt \quad (2)$$

는 간섭 사용자의 MAI 성분이며, $\eta_{n,i}$ 는 분산 $NoT_s/4$ 인 AWGN이다. No 는 AWGN의 한 쪽 전력 스펙트럼 밀도이다. (1)과 (2)에서 $u=1, \dots, U$ 는 사용자 인덱스이다. P_n^k 은 n 번째 사용자의 n 번째 비트 전송 전력을 나타내고, 본 논문에서는 각 사용자에 대해 일정하다고 가정한다. $a_n^k(t)$ 는 n 번째 사용자에 대한 전송 부호화된 신호이다. 첫 번째 사용자와 n 번째 간섭 사용자 ($u=1, \dots, U, u \neq k$) 간의 시간 지연 τ_u^k 와 초기 위상 천이 ϕ_u^k 는 각각 구간 $[0, 2\pi)$ 와 $[0, T)$ 에 걸쳐 독립적이며 고르게 분포되어있다고 가정한다. 모든 사용자가 느린 시변 채널을 겪는다고 가정하면 [12], τ_u^k 과 ϕ_u^k 는 한 프레임의 전송 심볼에 대해 모든 사용자에게 일정하게 된다. 따라서, $P_n^k, \tau_u^k, \phi_u^k$ 에서의 인덱스 n 은 생략될 수 있다.

상관기 샘플링 출력값 $r_{n,i}$ 는 적응 여파기를 통과한 후 다음과 같은 출력 신호가 된다.

$$y_n^k = \sum_{i=0}^{M-1} c_i r_{n,i}^k = h_n a_n^k + \zeta_n^k + \eta_n^k \quad (3)$$

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

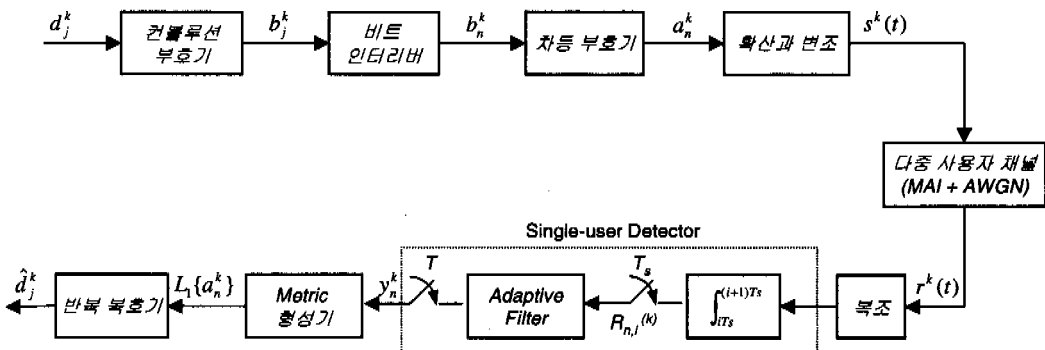


그림 1. DS-CDMA 시스템 구조

이 적응 여파기를 구현하기 위해 많은 적응 알고리즘들이 제안되어 왔다^[6]. Wiener-Hopf 해법은 MMSE $E[(a_n^k - y_n^k)^2]$ 을 최소화하는 관점에서 본 논문에서 성능의 추정기법으로 사용한다. Wiener-Hopf 여파기의 계수는 다음 식과 같이 주어진다^[7].

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

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. $P = (\sqrt{P^k/2} T_s, \sqrt{P^k/2} T_s, \dots, \sqrt{P^k/2} T_s)^T$ 는 크기 M 의 벡터이며, 수신 신호 y_n^k 와 원하는 응답 a_n^k 사이의 상호 상관을 나타낸다. $\xi = (\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{M-1})^T$ 는 MAI 샘플의 벡터이고, Q^{ξ} 은 ξ 의 자기 상관 벡터이다. Q^{ξ} 은 P^u, ϕ^u, τ^u , 그리고 $SC^u, u=1, \dots, U$ 와 관련되어 있다. 이러한 파라미터들은 한 프레임 구간내에서 일정하게 유지되므로, 여파기 계수 벡터 C^{opt} 는 한 프레임내의 심볼에 대해서 불변이다.

Wiener-Hopf 여파기는 또한 신호대 잡음비(SNR)를 최대화함에 있어서 최적으로 알려져 있다^[17]. 이러한 모델의 조건부 SNR은 다음과 같다.

$$SNR^{opt}(\mathbf{x}, \phi) = \frac{E^2[y_n^k]}{Var[y_n^k]}, \quad (5)$$

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

여기서 $\mathbf{x} = (\tau^1, \dots, \tau^U)$ 이고 $\phi = (\phi^1, \dots, \phi^U)$ 이다. 기호 $E[\cdot]$ 와 $Var[\cdot]$ 는 각각 기대값과 분산을 나타낸다. Wiener-Hopf 여파기를 거친 후의 가산 잡음의 분산 $\sigma_{y^{opt}}^2$ 은 두 부분으로 이루어진다. 즉, 잔여의 MAI인 $\sigma_{y^{opt}}^2 = C^{optT} Q^{\xi} C^{opt}$ 와 잔여 가우시안 잡음의 분산인 $\sigma_{y^{opt}}^2 = N_0 T_s / 4 \sum_{i=0}^{M-1} c_i^{opt}$ 이다. \mathbf{x} 와 ϕ 에 대한 평균 분산은 Monte Carlo 방법 [7]에 의해 얻어지며 4장에서 코딩 한계치를 구하는데 사용된다.

III. 직렬 연쇄 컨벌루션 차등 부호

1. 차등 부호

그림 2는 차등 부호기와 그 상태 천이도를 보여준다. 여기서, b_n 과 a_n 은 각기 n 번째 정보 비트와 부호화된 비트를 나타낸다. 그림에서 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 [3,1]을 가지는 순환 컨벌루션 부호로 볼 수 있다.

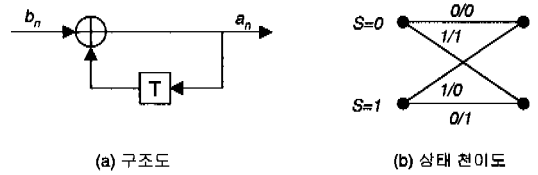


그림 2. 차등 부호기와 그 상태 천이도(정보비트/부호비트)

APP 알고리즘을 적용하는 SISO (Soft-input Soft-output) 복호기가 컨벌루션 부호에 대해 제안되어 왔는데^[18], 이 알고리즘을 역시 차등 부호의 복호에 사용할 수 있다. SISO 복호기는 4 포트를 가지는 모듈로 볼 수 있으며, 그 연판정 입력으로 정보와 코드워드 열의 이전 LLR 값을 사용하며, 연판정 출력값으로 대응되는 갱신된 LLR을 발생시킨다. 코드워드 a_n 의 LLR출력은

$$L_1(a_n) = \log \frac{\Pr\{y_n^k | a_n = +1\}}{\Pr\{y_n^k | a_n = -1\}} = \frac{2h_n y_n^k}{\sigma_x^2} \quad (6)$$

이며, 매트릭 생성기에 의해 잡음 신호 y_n^k 으로 부터 계산된다.

2. 차등 부호와 컨벌루션 부호의 반복 복호

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

버 길이는 N_c 가 된다.

차등 부호와 컨볼루션 부호의 반복 복호기는 그림 3과 같다. 여기서 두 개의 내부 복호기 사이에는 LLR 정보의 교환이 일어나며, 'e' 는 각 복호기의 연판정 출력 값으로부터 추출된 외부 정보를 나타낸다. 차등 복호기의 입력은 매트릭 형성기로부터의 코드워드 a_n 의 LLR과 컨볼루션 복호기로부터 피드백된 외부 정보인 입력 심볼 b_n 의 priori LLR 값이 된다. 컨볼루션 복호기는 단 하나의 입력 $L_{1e}(b_j)$ 를 갖는데, 이는 코드워드 b_j 의 LLR로서 차등 복호기의 출력으로부터 얻어진 외부 정보이다. 컨볼루션 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 3의 두 복호기 사이에 있는 인터리버-디인터리버 쌍은 부호기에서 사용된 인터리버와 같은 구조를 가지고 있다. 비균일 인터리버는 쓰고 읽기 간단하면서도 블록 인터리버에 비해 더 나은 성능을 제공한다. 이러한 인터리버는 AWGN 상에서 랜덤 인터리버와 비슷한 성능을 보이면서^[14], 미리 설정된 사상표 대신 간단한 사상 함수를 통해 쉽게 구현될 수 있으므로 랜덤 인터리버보다 더 편리하게 사용할 수 있다.

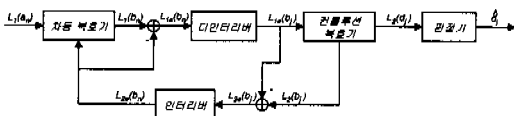


그림 3. 차등 부호와 컨볼루션 부호의 반복 부호 구조

IV. 실험 결과

AWGN 채널에서 MMSE SUD를 가지는 DS-CDMA 시스템에서 SCCDC의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션과 한계치 유도를 통해 살펴본다. 우선, 제안된 시스템을 똑같은 시스템 조건을 가지는 기존의 컨볼루션 코드 시스템과 비교한다. 그 다음 여러 다른 파라미터 값들에 대해 DS-CDMA 시스템에서 SCCDC의 성능을 분석한다. 외부 부호인 컨볼루션 부호기로 부호화율 $R_c =$

1/2, 메모리 수 $\nu_c=4$, 생성 다항식 $G_c = [23, 35]_8$ 이 사용되었고, 그 이외의 실험 조건들은 성능 파악을 위해 임의로 설정하였으며 각 실험 결과에 이를 명시하였다.

1. 기존 컨볼루션 부호와의 성능 비교

사용자 $U = 9$ 와 처리 이득 $L_s = 31$ 인 DS-CDMA 시스템에 대해 우선 실험하였다. 확산 코드로는 Gold Sequence를 사용하였고, Wiener-Hopf 여파기의 탭 개수는 $M = 15$ 로 설정하였다. SCCDC를 적용한 DS-CDMA 시스템의 비트 오류율 (BER) 성능을 여러 반복 횟수에 대해 그림 4에 보였다. 결과에 AWGN 채널에서의 이러한 부호 기법에 대한 단일 사용자 성능도 비교를 위해 첨가하였다. 4회 반복 복호 후에, 부호화된 9명 사용자의 DS-CDMA 시스템은 단일 사용자 시스템에 비해, $BER = 10^{-4}$ 에서 약 1.0 dB 가량 성능 저하가 있음을 알 수 있다.

또한, SCCDC에서의 RSC 코드와 동일한 파라미터를 가지는 기존의 컨볼루션 코드의 성능을 그림 4에 나타내었다. Viterbi 복호 알고리즘을 사용하여 복호한 기존의 컨볼루션 코드는 반복없이 한 번만 복호한 SCCDC 시스템에 비해 나은 성능을 제공한다. 더 많은 반복 복호시에는 연쇄 부호가 컨볼루션 부호에 비해 더 급격한 곡선형태를 가지게 되어 기존의 컨볼루션 부호 시스템보다 더 많은 부호 이득을 얻을 수 있게 된다. $BER = 10^{-4}$ 에서 연쇄 부호는 2, 4번 반복 복호함에 따라 각각 기존의 컨볼루션 부호에 비해 약 0.4 dB, 1.5 dB의 성능 향상을 보임을 알 수 있다. 이는 SCCDC를 사용함으로써 넓은 범위의 신호대 잡음비에 대해 더 많은 스펙트럼 효율을 얻을 수 있음을 의미한다. 이러한 성능 차이는 두 부호 기법의 가중치 분포 (Weight Distribution) 의 관점에서 해석할 수 있다^[14]. 컨볼루션 부호에 비해, 직렬 연쇄 부호는 인터리버로 인한 신호열의 순서교환과 내부 차등 부호로 인해 줄어든 최소 거리 d_{min} 를 갖는다. 반복 과정이 없는 부호 시스템의 성능에서 최소 거리는 부호 성능을 좌우하는 지배적인 요소로 알려져 있다. 따라서, 첫 번째 반복 없는 복호에 대해 연쇄 부호는 컨볼루션 부호에 비해 낮은 성능을 보이는 것이다.

이제 log-APP 와 Viterbi 알고리즘을 각기 적용한 SCCDC 와 컨볼루션 복호기에 대해 동일

한 복호 복잡도를 가지고 그 성능을 비교해 보자. 복호 복잡도는 길이 N_u 를 가지는 정보 비트 프레임 당 필요로 하는 부동 소수점 처리 수로 정의된다. 기본적으로 log-APP 알고리즘은 매 상태 천이시 Viterbi 알고리즘에 비해 근사적으로 4배 정도의 계산량이 필요하다는 사실에 기초하여 계산한다^[19]. 두 복호기의 상태 천이 수를 계산하여 복잡도를 측정해 보면, SCCDC 복호기는 $(2^{k_c} 2^{\nu_c} N_u + 2^{k_d} 2^{\nu_d} N_u) \times I \times 4$ 의 계산량이 필요하고, 컨볼루션 복호기는 $2^{k_c} 2^{\nu_c} N_u$ 이 필요하다. 여기서 k_c 와 k_d 는 SCCDC에서 내부 RSC와 차등 부호기의 각 코드워드에서의 정보 비트 수이며, k_{cc} 는 컨볼루션 부호에서 정보 비트 수이다. ν_c, ν_d, ν_{cc} 는 각 메모리 수를 나타내며, I 는 반복 복호 횟수를 의미한다. 이 결과로부터 부호화율 $R_{cc} = 1/2$ 와 $\nu_{cc} = 8$ 을 가지는 컨볼루션 부호는 4번 반복 복호하는 SCCDC와 유사한 복잡도를 가짐을 알 수 있다. 결과로부터 BER = 10^{-4} 에서 유사한 복잡도를 가지는 컨볼루션 부호에 대해 SCCDC는 0.4 dB의 부호 이득을 가짐을 보여준다.

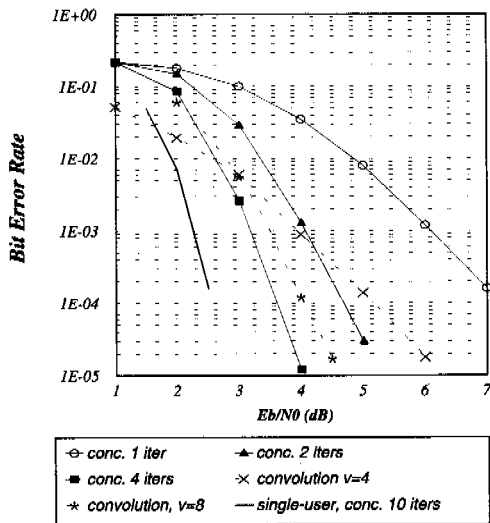


그림 4. DS-CDMA 시스템에서의 SCCDC와 Convolution 부호의 BER 성능
사용자수 9명, 처리이득 31, 필터탭 수 15, 부호화율 1/2, 프레임 크기 796, AWGN 채널

본 논문에서 고려한 전송 신호는 프레임 단위로 구성되며 수신기는 종종 프레임 오류에 따라 그 프레임을 받을 지 거부할 지를 결

정하게 된다. 따라서 AWGN 채널 상에서 DS-CDMA 시스템의 연쇄 부호의 FER을 그림 5에 나타내었다. 결과는 BER과 마찬가지로 여러 반복 횟수에 따른 성능 향상을 보여준다. SCCDC의 외부 RSC 코드와 같은 파라미터의 컨볼루션 코드에 대해 비교했을 때, SCCDC는 FER = 10^{-3} 에서 2, 4번 반복 복호함에 따라 각각 약 0.5dB, 2.0dB의 부호 이득을 갖는다. Tangential Sphere 한계치 [14]를 사용하여 최대 근사화 복호 프레임 오류 확률에 대한 평균 하한을 참고적으로 그림에 포함시켰다. 평균 SNR은 2장에서 정의되었고 부가잡음을 가우시안으로 근사화하여 한계를 구하는데 사용하였다. 이 하한은 시뮬레이션 결과보다 더 낮은데, 이는 최적 복호에 대해 구해졌기 때문이고 반면 반복 복호는 준최적 복호 방법이기 때문이다.

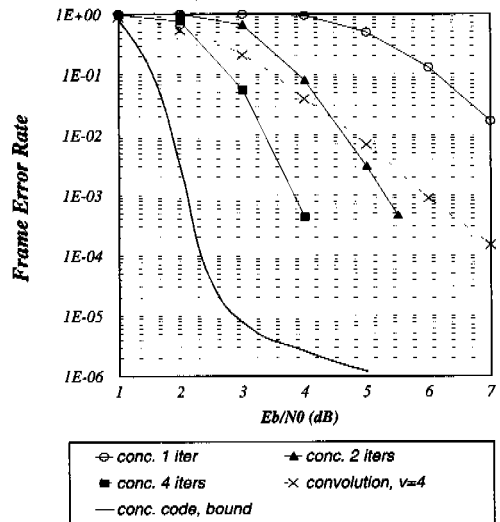


그림 5. DS-CDMA 시스템에서의 SCCDC와 Convolution 부호의 FER 성능
사용자수 9명, 처리이득 31, 필터탭 수 15, 부호화율 1/2, 프레임 크기 796, AWGN 채널

2. DS-CDMA 시스템에서의 성능

SCCDC의 성능을 여러 다른 파라미터를 가지는 DS-CDMA 시스템에 대해 비교하였다. 정보 프레임 크기는 $N = 796$ 으로 하였고, 4번의 반복 복호를 가정하였다.

그림 7은 Wiener-Hopf 여파기에서 여러 M의 값에 대한 SCCDC의 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 $L_s = 31, 63$ 으로 설정하였다. 여파기의 탭 수 M 이 증가함에 따라 시스템의 성능은 좋아진다. 이는 M 일 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, $E_b/N_0 = 20$ dB이고 두 번째 쌍은 상대전력비 = 10 dB, $E_b/N_0 = 10$ dB으로 설정하였다. 첫 번째 쌍이 상대적으로 두 번째보다 MAI 대 AWGN 전력비가 높게 설정됨을 의미한다. 그림에서 M 이 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, SCCDC에 의한 성능 향상이 더 확연히 드러남을 보여준다. 따라서 MAI가 지배적인 DS-CDMA 시스템에서 제대로 된 복호 성능을 얻기 위해선 큰 탭 수의 여파기가 필연적으로 요구됨을 알 수 있다.

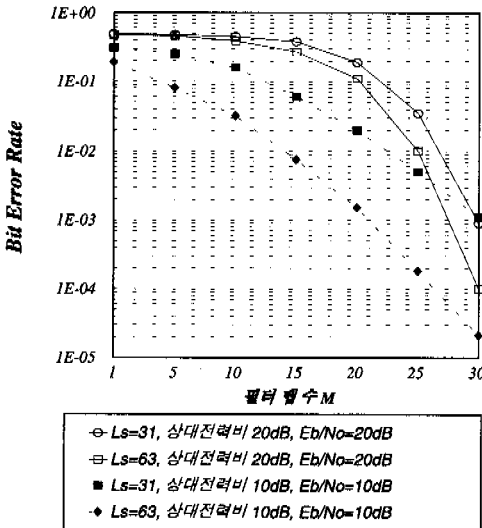


그림 7. 필터 탭 개수에 따른 DS-CDMA 시스템에서의 SCCDC의 BER 성능
사용자수 15명, 처리이득 31/63, 부호화율 1/2, 프레임 크기 796, 반복 복호 4번

그림 8은 여러 원근 간섭 사용자들이 있는 DS-CDMA 시스템에서 SCCDC의 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 4.5 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.

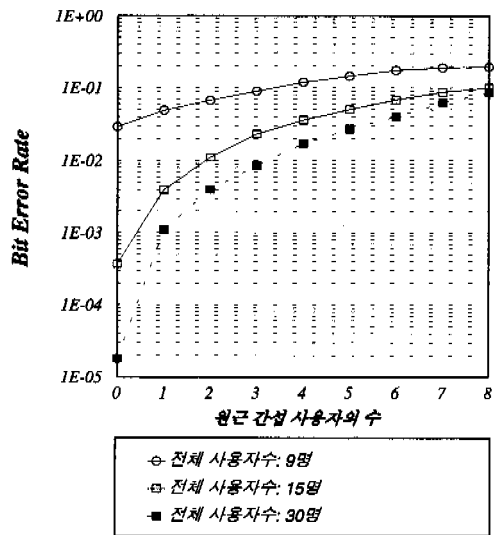


그림 8. 원근 간섭 사용자 수에 따른 DS-CDMA 시스템에서의 SCCDC의 BER 성능
전체 사용자수 9/15/30명, 처리이득 31, 프레임 크기 796, 반복 복호 4번, 필터탭 수 15, 원근 사용자의 전력비 10dB

V. 결론

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 $BER = 10^{-4}$ 에서 0.4 dB의 우수한 성능을 보여 주었다. 또한 프레임 크기와 반복 횟수를 조절

함으로써 추가적인 성능 향상을 얻을 수 있는 유연성을 지닐 수 있다. 이러한 장점은 기존의 컨볼루션 부호로는 얻을 수 없는 이득이다.

SUD를 사용하는 이러한 연쇄 부호 DS-CDMA 시스템의 성능은 처리 이득을 증가시키거나 간섭 억제 여파기의 탭 수를 증가시킴으로써 개선될 수 있으며, 많은 원근 간섭 사용자가 있거나 원근 사용자가 더 많은 전력을 갖게 되면 성능 저하가 일어나게 됨을 본 논문의 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] Miller S., "An adaptive direct-sequence code-division multiple-access receiver for multiuser interference rejection," *IEEE Trans. Commun.*, 1995, vol. 43, no. 2/3/4, pp.1745-1755
- [3] Madhow U. and Honig M., "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, 1995, vol. 42, no. 12, pp.3178-3188
- [4] Majmunder 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
- [5] Woodward G. and Vucetic B. S., "Adaptive detection for DS-CDMA," *Proceedings of IEEE*, 1998, vol. 86, no. 7, pp.1413-1434
- [6] 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
- [7] Singh R. and Milstein L. B., "Interference suppression for DS/CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, 1999, vol. 47, no. 3, pp.446-453
- [8] Hagenauer J., "The turbo principle: tutorial introduction and state of the art," *International Symposium on Turbo Codes*, Brest, France, 1997, pp.1-11
- [9] 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
- [10] 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
- [11] 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
- [12] 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
- [13] Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., and Pollara F., "Analysis, design, and iterative decoding of double serially concatenated codes with interleavers," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1998, vol. 16, no. 2, pp. 231-244
- [14] 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
- [15] 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
- [16] Haykin S., "Adaptive filter theory," Prentice Hall, NJ, 1986, 3rd Edn.
- [17] 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
- [18] Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., and Pollara F., "A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated

