

다중 안테나와 다중 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템

정회원 이승구*, 양하영**, 강창언**

Combination of Multiple Turbo Codes and Multiple Antennas with a Reduced Iterative Decoder for DS-CDMA Systems

Seoung-koo Lee*, Ha-young Yang**, Chang-eon Kang** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 전송안테나 다이버시티 기법과 다중 터보 코드가 결합된 Direct-Sequence Code Division Multiple Access (DS/CDMA) 시스템을 이동 통신 환경에 적용하여 그 성능을 분석한다. 제안된 전송 방식은 M 개의 다중 안테나와의 결합을 통해 더 강력한 부호화율 $1/(M+1)$ 로 부호화된다는 점이 가장 큰 특징이라 할 수 있다. 그러나 제안된 시스템이 다중 결합에 따른 부호화율의 증가로 M 개의 다중 복호기를 사용하게 되므로 반복 복호로 인한 시간 지연이 문제된다. 따라서 이에 대한 해결책으로 병렬처리 복호 기법 및 MAP 알고리즘의 트렐리스 개선책을 제시한다. 제안된 결합 시스템의 성능은 주파수 비선택적 레일리 페이딩 채널에서 QPSK 변조하여 실험하였으며 결과로부터 시간 지연과 계산량 감소를 얻었다.

ABSTRACT

In this paper a combined multiple turbo codes and multiple antenna diversity scheme for synchronous DS/CDMA systems over fading mobile radio channels is considered to improve the BER performance. The novelty of the transmission scheme is that the original single antenna rate-1/2 turbo coded system is transformed into a more powerful rate- $1/(M+1)$ turbo code. In spite of the multiple structures, no time delay and less amount of computation can be achieved by a modified parallel mode decoding process and a reduced MAP algorithm using code trellis structure. The performance of the proposed combining scheme is studied by means of simulation for a QPSK DS/CDMA system on a non-frequency selective Rayleigh fading channel.

I. 서 론

셀룰러 이동 통신 채널에서 전송되는 신호는 페이딩으로 인하여 왜곡이 되고, 그 효과로 인하여 시스템의 오류 효율 성능이 현저히 떨어진다. 전송 전력상의 이득 및 신뢰도 높은 디지털 데이터 전송을 하기 위해서는 기존의 기법에 대한 대체 기법의 적

용이 필요시되고, 이에 대응하는 것으로 다이버시티를 이용하는 방법이 다중 경로 페이딩에 의한 영향을 줄이는 가장 효과적인 방법 중의 하나로 알려져 있다^{1,2,3,4}. 또한 오류 정정 부호화 기법은, 본질적으로 디지털 전송 시스템에 내재하는 부분으로, 충분한 길이로 인터리빙 할 경우 시간에 대한 다이버시티 기법으로 간주될 수 있어⁵ 이로인한 페이딩효과 감쇄를 기대할 수 있다. 따라서 내부적으로는 시

* 대한민국 공군 방공 포병 사령부,

** 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 정보통신연구소(hayoung@sunlight.yonsei.ac.kr),
논문번호 : 99154-0424, 접수일자 : 1999년 4월 24일

간 다이버시티(터보 코드)와 외부적으로는 공간 다이버시티(다중 안테나)를 결합하는 방법은 DS/CDMA 통신에서 대역폭의 효율성을 증가시킬 수 있을 것이다.

다중 전송 안테나를 사용하는 다이버시티 기법은 여러 개의 안테나로부터 동일한 정보를 동시에 전송하게 되는데, 이때 의도적으로 다른 시간지연을 두게 된다^[1,6,7]. 이는 주파수 비선택적 페이딩 환경에서 특히 실내 무선 환경에서 수신기가 다른 전송 안테나들로부터 수신하는 신호들을 구별하고 결합할 수 있게 해주기 때문이다. 이러한 전송 안테나 다이버시티 기법은 기존의 수신 안테나 다이버시티와 경로 다이버시티에 대한 대응책으로 생각될 수 있고, 또한 문헌 [9]에서 제안된 분산안테나의 개념과 매우 유사하다고 할 수 있다.

본 논문에서는 DS/CDMA 이동 무선 통신 시스템에 다중 안테나와 다중 터보 코드를 결합한 다이버시티 기법을 고려한다. 여기서의 전송 다이버시티는 다른 안테나로부터 전송된 신호들이 다른 통계적 특성을 가진 독립적인 페이딩 채널을 통해 전파된다는 가정을 기초로 하여 이루어진다. 따라서 부호화된 비트들은 시간이나 부호 또는 주파수 영역보다 오히려 공간 영역에서 전송되어지고 터보 복호기에 의해 반복적으로 복호된다^[5,8]. 전송 기법에 있어서의 특징은 단일 안테나를 사용하는 부호화율 1/2의 부호화된 시스템이 다중 안테나 전송 시스템을 사용하여 더욱 강력한 부호화율 1/(M+1)을 갖는 터보 코드 시스템으로 변화된다는 점이다^[6].

그러나 제안된 시스템은 다중 결합에 따른 부호화율의 증가로 안테나 개수 M개에 해당하는 다중 복호기를 사용하게 된다. 따라서 반복 복호시 전체 복호에 걸리는 시간지연이 문제가 되는데, 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법으로 다중 터보 코드에 대한 병렬 처리 복호 기법^[10,11] 및 이와 결합한 MAP 알고리즘의 트래젝스 개선책을 제시한다. 병렬 처리를 통해 전체 다중 복호기의 반복 복호를 동시에 수행하게 되며, MAP 알고리즘에서 임계치 이상의 트래젝스 경로외의 모든 경로를 truncate하여 계산량과 반복 횟수를 줄이게 된다.

본 논문의 구성은 II 장에서 다중 안테나와 다중 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템 송수신 모델에 관해서 기술하고, III 장에서는 결합에 따른 문제 해결 방안으로 다중 복호기의 병렬 처리 구조 및 반복 복호에 따른 수렴속도를 줄이기 위한 트래젝스 갱신 알고리즘을 제시한다. IV 장에서는 코드

와 시스템의 비트 오류 성능을 Rayleigh 페이딩 채널에서 실험한다. 끝으로 V 장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 다중 안테나와 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템

본 논문에서는 QPSK 변조를 사용한 synchronous DS/CDMA 시스템을 고려하며 K명의 사용자가 주파수 비선택적 Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 비동기적으로 전송을 하게 된다. 다중 안테나와 결합한 터보 코드 다이버시티 시스템에서 단말기 사용자는 동일한 정보 비트와 M개의 자기 다른 안테나에 할당된 여러 부호화된 비트들을 수신한다고 가정한다.

1. 송신기 모델

그림 1은 QPSK 변조의 DS/CDMA 시스템에서 k 번째 사용자에게 대한 송신기 블록 구조를 나타낸다. 여기서 각 송신기가 부호화율 1/(M+1)인 터보 부호화기와 M개의 안테나를 포함한다고 가정한다. QPSK 변조 DS/CDMA 시스템에서 주기가 T_b 인 이진 데이터 열 $U_k(t)$ 는 부호화율 1/(M+1)인 터보 부호화기에 입력된다. 부호화율 1/2인 M개의 체계적인 컨볼루션 부호화기가 사용되므로, 하나의 부호화 열은 체계적인 정보 열이 되고, M개의 패리티 열이 출력된다.

터보 부호화기의 전체 출력인 1/(M+1)개의 부호화 열은 병치링되고 멀티플렉스되어 k 번째 사용자의 송신기에서 M개의 직렬 비트 열 $b_k^m(t)$ 을 생성한다. 이 비트 열들은 인터리빙되고, 직렬에서 병렬로 변환되어 주기 $T_s = 2T_b$ 인 QPSK 변조의 In-phase (I)와 Quadrature-phase (Q)의 정보신호쌍 $b_k^m(t)$ 과 $b_k^q(t)$ 로 된다. 이 신호들은 signature 열인 $c_k^I(t)$ 와 $c_k^Q(t)$ 를 통해 변조·확산된다. 그 signature 열은 칩 파형인 $\psi(t)$ 에 의해 칩 주기가 T_c 인 구형파로 형성된다. 그리하여 k 번째 사용자의 확산된 펄스 열은 다음 식으로 정의된다.

$$C_k^{IQ}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_k^{IQ} \psi(t - jT_c) \quad (1)$$

여기서 $c_k^{IQ}(t)$ 은 자기 k 번째 사용자의 I와 Q 브랜치에 해당하는 코드의 j 번째 칩 (± 1)이다. 본 논문에서는 주기가 $N_c = T_s/T_c$ 인 확산 시퀀스가 한

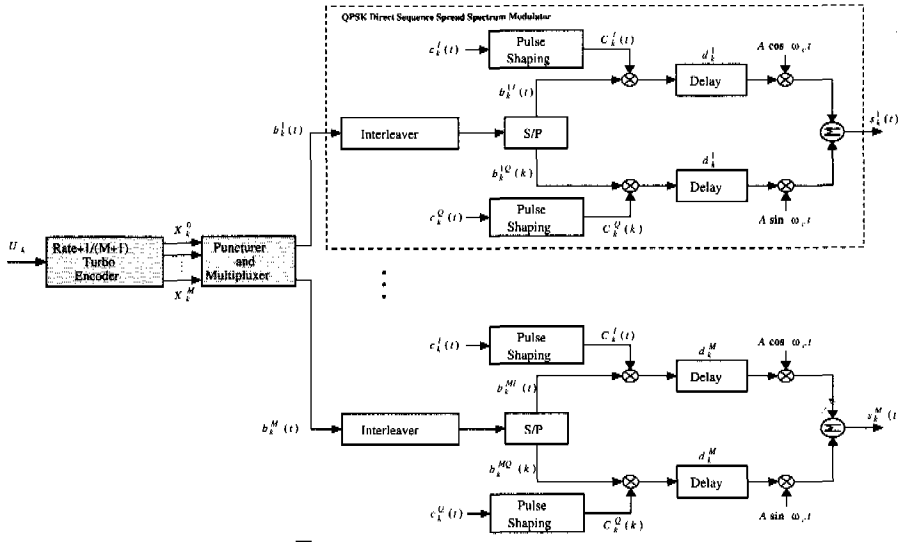


그림 1. k번째 사용자에게 대한 송신기의 블록도

개의 부호 비트를 span하게 된다. 확산 후 신호가 직교 반송파로 변조되기 전에 지연시간 d_k^m 이 의도적으로 도입되고, 변조 후에는 k번째 사용자 송신기의 m번째 안테나에서 전송된다. 지연시간 변수의 도입은 궁극적으로 전송 다이버시티를 얻기 위한 것으로서 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 효과적인 다이버시티를 얻기 위한 여러 방법 중 [1]의 형태를 취한 것이다. 즉 의도적인 지연시간을 두고 다중안테나로 DS/SS 신호를 전송하는 것은 다른 안테나들로부터의 수신신호를 구분하고 결합할 수 있게 만든다.

II. 수신기 모델

그림 2는 k번째 사용자에게 대한 수신기 블록도를 나타내며 K명의 사용자로부터 비동기적으로 신호를 수신하고, 이 때 k번째 사용자의 전파 지연시간은 τ_k 이며 $[0, T_s]$ 구간에 균일하게 분포된 독립적인 랜덤 변수라 가정한다. 그 결과 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = A \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \beta_k^m(t) \cdot \{ b_k^m(t - d_k^m - \tau_k) \cdot C_k^I(t - d_k^m - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_{k,m}) + b_k^m(t - d_k^m - \tau_k) C_k^Q(t - d_k^m - \tau_k) \cdot \sin(\omega_c t + \phi_{k,m}) \} + n(t) \quad (2)$$

여기서 $\beta_k^m(t)$ 는 경로이득이고 $\phi_{k,m} = \theta_{k,m} - \omega_c \tau_k$ 이며 $\theta_{k,m}$ 은 페이딩 위상 천이를 나타낸다. 끝항 $n(t)$ 는 가우시안 잡음 성분이다.

수신기가 첫 번째 사용자 송신기의 n번째 안테나로부터 전송된 신호 s_i^n 를 복조하는 경우를 고려하자. 일반적으로 τ_1 은 0 이라고 가정할 수 있고, 이러한 가정하에 임의의 비트 간격 i에서 I와 Q브랜치에 대한 상관기 출력은 다음과 같이 된다.

$$Y_i^n = \sqrt{E_s} \{ \beta_{1,i}^n b_{1,i}^n e^{j\psi_{1,i}^n} + S_i^n + I_i^n \} + \eta_i^n \quad (3)$$

이 때 첨자 I와 Q는 생략되고, 식 (3)에서의 첫 번째 항은 원하는 신호 성분이고 마지막 항은 백색 부가잡음으로 인해 발생하는 분산 $N_0/2$, 평균 0인 가우시안 랜덤 변수이다. $\beta_{1,i}^n$ 은 i번째 데이터 비트 간격에서 경로 이득의 샘플 값이다. 식 (3)의 두 번째 항은 자기 간섭 성분이며 다음과 같다.

$$S_i^n = \frac{1}{T_s} \sum_{m=1, m \neq n}^M \beta_{1,i}^m \cdot [b_{1,i-1}^m R_{1,1}(\Delta_1^{m,n}) + b_{1,i}^m \widehat{R}_{1,1}(\Delta_1^{m,n})] e^{j\psi_{1,i}^m} \quad (4)$$

식 (3)의 세 번째 항은 다중 사용자 간섭성분이며 다음과 같다.

$$I_i^n = \frac{1}{T_s} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \beta_{1,i}^m \cdot [b_{k,i-1}^m R_{k,1}(\Delta_k^{m,n}) + b_{k,i}^m \widehat{R}_{k,1}(\Delta_k^{m,n})] e^{j\psi_{k,i}^m} \quad (5)$$

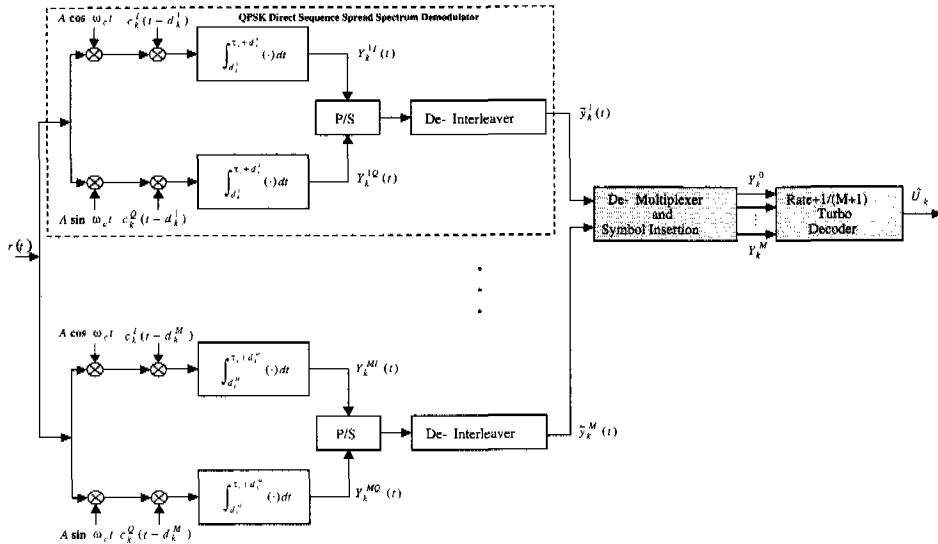


그림 2. k 번째 사용자에 대한 수신기 블록도

$$R_{k_1, k_2}(\tau) = \int_0^\tau C_{k_1}(t-\tau)C_{k_2}(t) dt \quad (6)$$

$$\hat{R}_{k_1, k_2}(\tau) = \int_\tau^{T_1} C_{k_1}(t-\tau)C_{k_2}(t) dt \quad (7)$$

$$\Delta_k^{m, n} = \tau_k + d_k^m - d_k^n \quad (8)$$

\tilde{L}_{ik} 을 다음과 같이 정의하자.

$$\tilde{P}_i(u_k) = \frac{e^{u_k \tilde{L}_i}}{1 + e^{\tilde{L}_i}} \quad (10)$$

여기서 $U_k \in (0, 1)$ 이다.

최종적인 판정은 [10]에 주어진 것처럼 전개하면

$$L_k = \tilde{L}_{0k} + \tilde{L}_{1k} + \tilde{L}_{2k} + \tilde{L}_{3k} \quad (11)$$

III. 병렬처리 다중 터보 복호

다중 터보 코드는 구조상 다중 안테나 전송 기법과 이상적으로 결합될 수 있다. 본 장에서는 이러한 결합기법에서 좀더 실제적인 터보 복호화에 대해 언급하고, 다중 결합에 따른 문제점을 해결하기 위한 방법으로 다중 터보 코드에 대한 병렬 처리 복호 기법 및 이와 결합한 MAP 알고리즘의 트렐리스 개선책을 고려한다.

1. 다중 코드에 대한 병렬처리 터보 복호

복호에 대한 개념을 설명하기 위해 3개의 다중 코드를 예로 들겠다. 혼잡기와 부호화기를 입력 u 와 출력 $x_i, i = 0, 1, 2, 3$ ($x_0 = u$) 그리고 대응되는 수신 열 $y_i, i = 0, 1, 2, 3$ 을 가지는 블록 코드로 간주한다. 각 비트에 대한 최적의 비트 판정 매트릭은 다음과 같다.

$$L_k = \log \frac{\sum_{u_k=0}^{u_k-1} P(y_0|u)P(y_1|u)P(y_2|u)P(y_3|u)}{\sum_{u_k=0}^{u_k-1} P(y_0|u)P(y_1|u)P(y_2|u)P(y_3|u)} \quad (9)$$

에 기초하여 임계치 0의 경관정 리미터를 통과하여 정해진다. 다음과 같은 반복적인 과정을 통해 $\tilde{L}_1, \tilde{L}_2, \tilde{L}_3$ 에 대한 비선형 방정식을 풀 수 있다.

$$\tilde{L}_{1k}^{(m+1)} = a_1^{(m)} f(y_1, \tilde{L}_0, \tilde{L}_2^{(m)}, \tilde{L}_3^{(m)}, k) \quad (12)$$

이때 $k=1, 2, \dots, N$ 이고 m 에 대해 반복한다. 유사한 순환과정이 $\tilde{L}_{2k}^{(m)}, \tilde{L}_{3k}^{(m)}$ 에 대해서도 행해진다. 이득 $a_1^{(m)}$ 은 1이 되어야 하지만, 각 반복마다 1보다 적은 값으로부터 시작해서 반복에 따라 1로 증가시킴으로써 이 이득을 최적화하여 좀 더 나은 수렴특성을 얻을 수 있다. 준 식은 초기조건을 $\tilde{L}_1^{(0)} = \tilde{L}_2^{(0)} = \tilde{L}_3^{(0)} = \tilde{L}_0$ 로 주어 순환시킨다.

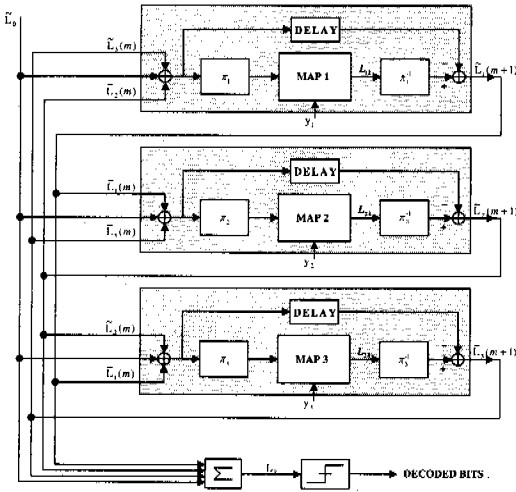


그림 3. 다중 터보 복호기 구조

식 (12)의 계산을 위해 그림 3에서 보여지듯이 필요하면 인터리버를 사용하고 변형된 MAP 알고리즘^[10,11]을 이용한다. 전체적인 복호기는 그림 3처럼 연결된 블록 복호기로 구성되는데, 파이프라인이나 피드백에 의해 수행되어질 수 있다.

2. 트렐리스 truncated MAP 알고리즘

이 절에서는 다중 안테나와 결합된 다중 터보 복호 구조를 사용함으로써 인한 반복 복호의 시간 지연 문제를 해결하기 위하여 앞 절에서 논의한 병렬처리 구조 외에 MAP 알고리즘 자체의 트렐리스 구조를 변화시킴으로써 수렴속도의 향상을 도모한다. 논문에서는 각 노드에서의 확률 값을 이용하여 트렐리스를 절단하는 truncated MAP 알고리즘을 제시한다.

m 번째 노드에서의 LLR은 다음과 같다.

$$L_{(m)}(\hat{d}_k) = \log \frac{\alpha_k^1(m) \beta_k^1(m)}{\alpha_k^0(m) \beta_k^0(m)} \quad (13)$$

이때 $\alpha_k^i(m)$ 은 순방향 순환 상태 매트릭, $\beta_k^i(m)$ 은 역방향 순환 상태 매트릭이다. 정보 비트 i에 상관없이 시간 k에서 가장 높은 merge 확률을 가지는 노드를 선택하기 위해 식 (13)에서

$$P_{node}(m) = \alpha_k^1(m) \beta_k^1(m) + \alpha_k^0(m) \beta_k^0(m) \quad (14)$$

와 같은 노드 확률을 이끌어 낼 수 있다. 각 노드에서의 확률 값들을 비교해 가장 merge할 확률이 큰

노드를 찾는 과정은 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$node = \{m \mid m = \underset{m=1,2,\dots,M}{Max} \{P_{node}(m)\}\} \quad (15)$$

위에서 구한 노드가 다른 노드에서의 확률보다 매우 커서 그 노드로 merge할 사건이 거의 확실시 되는 경우 코드의 트렐리스를 truncate시켜서 다른 노드를 거쳐 형성되는 모든 경로를 제거시킬 수 있다. 이와 같이 길이가 긴 전체 프레임 내부의 임의의 구간으로 분할하여 MAP 복호를 함으로써 복호에 따른 수렴속도를 줄일 수 있다.

Truncated MAP 알고리즘을 단계별로 정리하면 다음과 같다.

- i) 기존의 MAP 알고리즘을 사용하여 복호한다. 이때 LLR $L(\hat{d}_k)$ 는 계산하지 않는다.
- ii) 식 (15)에 의해 최대값을 갖는 노드를 구하여 임계치와 비교해 그 이상으로 판정되면(절대치 비교), 그 노드를 제외한(즉, 확률값을 0으로 설정) 나머지 노드들 중 최대값을 찾아 값을 비교한다(상대치 비교). 실험에서는 임계치 값으로 0.99, 상대치 비교로 20배 이상인 조건을 두어 신뢰도를 주었다.
- iii) 만약 위의 조건을 만족하게 되면 그 노드에서의 노드를 통과하는 모든 트렐리스 경로를 절단한다. 즉 M을 시간 K에서 최대값을 갖는 노드라고 가정하면

$$\begin{cases} \alpha_k^i(M) = 1 \\ \alpha_k^i(\text{other nodes}) = 0 \\ \beta_k^i(M) = 1 \\ \beta_k^i(\text{other nodes}) = 0 \end{cases}$$

으로 다시 초기화시킨다.

- iv) $k=N-1$ 에서 시작하여 $k=K+1$ 까지, 반복적으로 $\beta_k^i(m)$ 를 계산하고 저장한다. 그다음 iii)의 초기값을 이용하여 $k=K-1$ 에서 $k=1$ 까지 $\beta_k^i(m)$ 를 계산하여 저장한다.
- v) $k=2$ 에서 시작하여 $k=K-1$ 까지, 반복적

으로 $\alpha_k^i(m)$ 을 계산하고 저장한다. 그다음 iii)의 초기값을 이용하여 $k=K+1$ 에서 $k=N$ 까지 $\alpha_k^i(m)$ 를 계산하여 저장한다.

vi) 위의 과정이 끝나면 모든 k 에 대해 LLR $L(\hat{\alpha}_k)$ 를 계산하여 $\hat{\alpha}_k$ 를 출력시킨다.

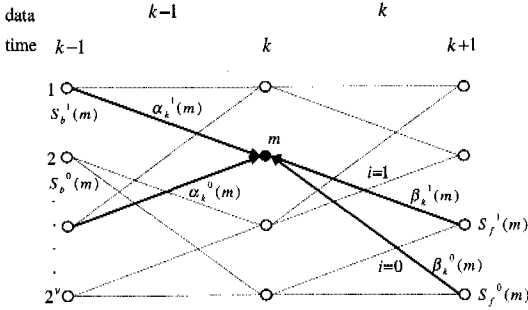


그림 4. m 번째 노드에서의 노드 확률

이 과정은 전체 구간에서 임계값을 넘는 노드가 임의의 수일 경우에 대해서도 명백히 확장시킬 수 있다. 여기서 문제가 되는 것은 어느 정도의 확률 값에서 임계치를 주어 truncate할 것 인가이다. 채널이 AWGN이나 Rayleigh 페이딩의 경우 SNR 이 커질수록 그 merge할 노드 확률은 지수적인 차원으로 커지게 된다. 따라서 식 (14)에 log를 취해 노드 확률 $P_{node}(m)$ 을 계산하면 선형적인 특성을 가진 임계치 설정 함수를 취할 수 있다. 그러나 임계치는 정확히 정할 수 있는 것이 아니기 때문에 이의 설정에는 많은 노력이 요구된다. 만약 노드 확률 분포에 비해 너무 큰 값을 주게 되면 truncation이 일어나지 않으며, 너무 작은 값으로 설정하면 옳지 않은 경로를 제거함으로써 인해 적은 잡음 환경에서도 판정 오류를 일으키기 쉬워진다.

Truncated MAP 알고리즘을 사용하여 다중 터보 복호를 수행하는 과정을 그림 5에 나타내었다. 즉 그림 3에서 k번째 MAP 복호기를 나타낸 것이다. 구조를 보면, 기존의 MAP 복호 후에 계산된 노드 확률을 가지고 임계치 비교기를 통과한 후 다시 한번 변형된 truncated MAP 복호를 수행하게 된다. 그림에서는 처음 MAP 복호 후 시간 S'과 S''에서 임계치 이상의 판정에 따라 트렐리스를 truncate하여 MAP 복호를 다시 거치게 되는 과정을 보였다. 따라서 복호에 따른 시간 지연은 2배가량 커지게 되고 계산량도 그만큼 많아지게 된다. 그러나

truncation으로 인한 수렴속도 향상으로 단위 MAP 복호기를 수행하는 반복 횟수가 줄어들게 되고, 단위 복호기내의 truncated MAP 복호시 프로세서의 병렬 처리를 사용하면 전체적인 시간지연은 줄어들게 된다. 또한 반복 횟수의 감소로 인터리버를 통과하는 지연 시간도 줄일 수 있게 된다.

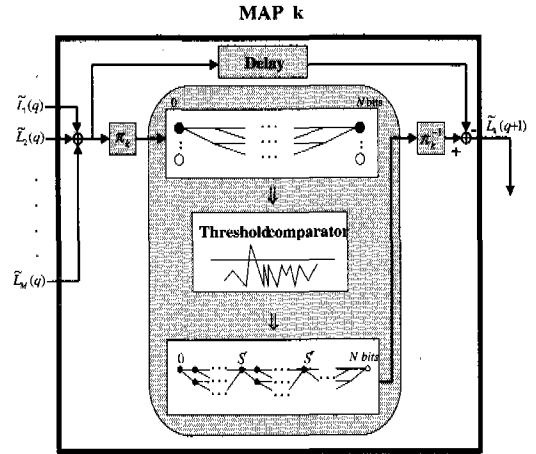


그림 5. Truncated MAP을 적용한 다중 터보 복호기

하드웨어적 측면에서는 truncate된 트렐리스 구간 각각에 대해 병렬 프로세싱을 하여 계산 속도를 향상시킬 수 있고, 방대한 메모리를 사용하지 않아도 되므로 제안된 알고리즘이 기존의 것보다 좀더 나은 환경을 제공한다고 할 수 있겠다.

IV. 실험 결과 및 고찰

이 장에서는 제안된 시스템의 BER 성능을 DS/CDMA 시스템에서 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 다중안테나와 결합한 다중 터보 코드의 성능을 단일 안테나에 적용한 터보 코드의 경우와 비교한다. 여기서 다중 복호기로는 병렬 처리 복호기를 사용하였다. 다음으로 III장에서 제안된 truncated MAP 알고리즘을 적용한 시스템을 분석한다.

1. 다중 안테나와 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템

다중 안테나와 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템의 비트 오류 성능을 실험을 통해 알아본다. 다중 안테나 수는 3개로 제한하였으며, 결과를 부호화되지 않은 QPSK 신호와 비교하여 나타내었다. 실험에서 사용한 변수는 표 1과 같다.

여기서 채널은 주파수 비선형적 Rayleigh 페이딩 채널이고, 지연 성분을 안테나 수 2와 3에 대해 각각 $\{0, 3T_c\}$ 과 $\{0, 2T_c, 5T_c\}$ 값으로 주었다. 이 값은 [1]의 최적 지연시간 집합에서 선택된 값이다.

표 1. 사용한 실험 변수

상대수	4
프레임 크기	20 ms
변조 방법	QPSK
component 부호화율	1/2
생성 다항식	$g_1(D)=7(8)$, $g_2(D)=5(8)$
복호 알고리즘	MAP 알고리즘
정보 비트율	9.6 kbps
인터리버 크기	192 bits
채널	Slow Rayleigh 페이딩
이동체 속도	120 km/h

그림 6은 다중 안테나와 다중 터보 코드를 결합한 DS/CDMA 시스템의 비트 오류 성능을 안테나 수에 대해 나타낸 결과이다. 결과그래프에서 보듯이 다중 안테나 수를 증가시킬수록 성능이 좋아짐을 알 수 있고 안테나 수 3의 경우에는 10^{-4} 의 오류 까지 error floor 현상이 나타나지 않음을 보인다.

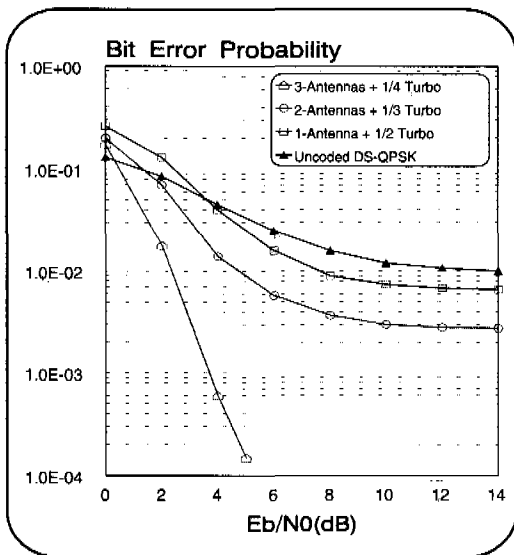


그림 6. 반복횟수 4일 때 안테나 수에 따른 제안 시스템의 BER 성능

그림 7과 8은 각각 안테나 수 2와 3인 경우에 반복 횟수에 따른 비트 오류 성능을 나타낸 것이다.

반복 횟수는 3번, 4번, 5번인 경우를 보였으며 터보 코드의 특성상 1번이나 2번은 아무 의미가 없기 때문에 그래프에서 생략하였다. 결과를 보면 반복 횟수가 증가할수록 성능 향상이 있음을 알 수 있으며 그 향상 폭은 줄어들음을 알 수 있다. 반복 횟수가 6 이상의 경우는 계산량 증가에 비해 성능 향상이 뚜렷하지 않아 실험결과에서 제외하였다.

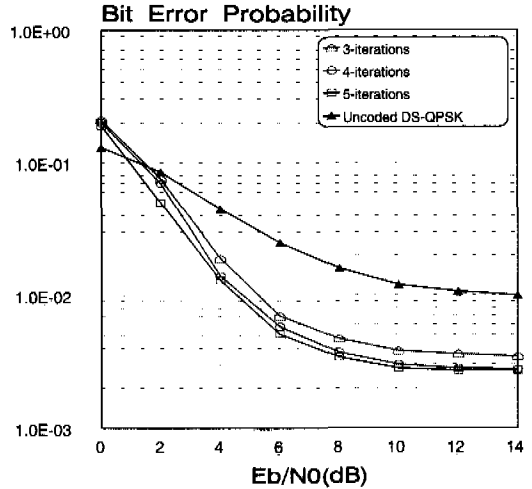


그림 7. 반복 횟수에 따른 성능 (안테나 수 2)

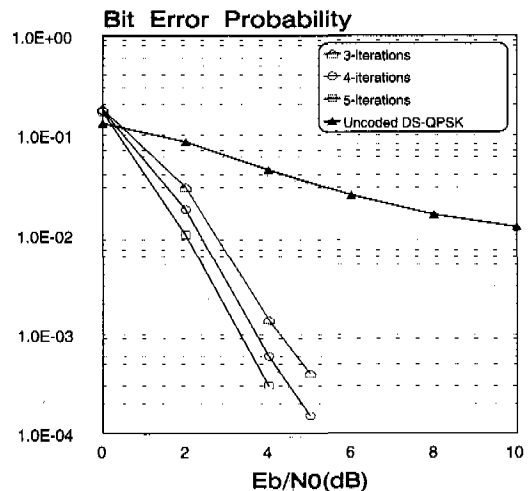


그림 8. 반복횟수에 따른 성능 (안테나 수 3)

2. Truncated MAP을 적용한 시스템

다음으로 truncated MAP 알고리즘을 적용한 시스템을 기존의 MAP을 사용한 경우와 비교하였다. 여기서는 앞서 실험한 환경에 변형된 알고리즘을

적용한 경우의 결과를 나타내었고, 안테나 수 2와 3인 경우에 대해 성능을 비교하였다.

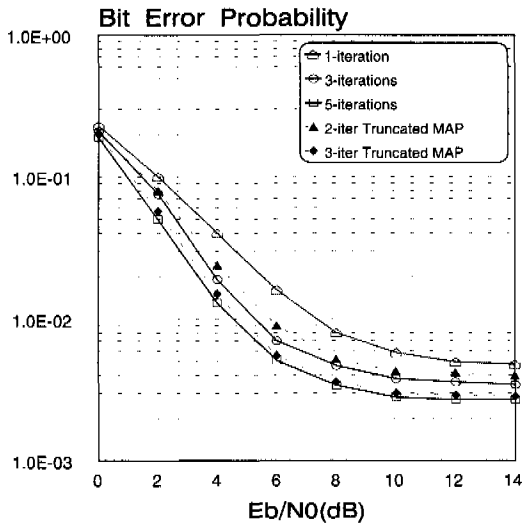


그림 9. 안테나 수 2인 경우의 성능 비교

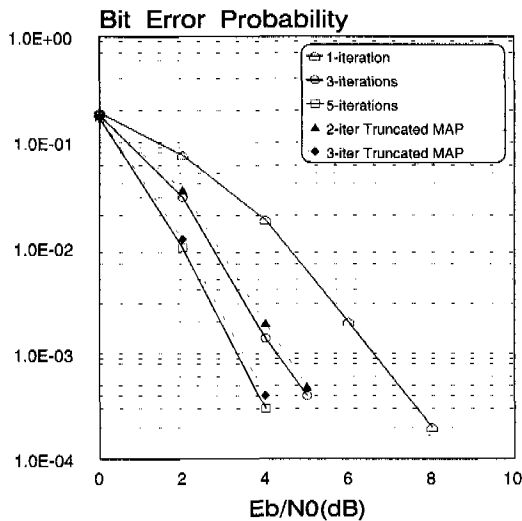


그림 10. 안테나 수 3인 경우의 성능

그림 9에서 보면 3 iterations의 MAP 복호와 2 iterations의 truncated MAP이 비슷한 성능을 보이고, 5 iterations의 MAP과 3 iterations의 truncated MAP이 비슷한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 10도 마찬가지로 비슷한 특성을 보임을 알 수 있다. 이는 II.2 절에서 언급하였듯이 3, 5 iterations의 MAP이 복잡도 면에서 봤을 때 2, 3 iterations의 변형된 MAP과 거의 비슷한 계산량을

필요로 하기 때문이다. 그러나 전체적인 반복 횟수에서는 변형된 truncated MAP이 기존의 것보다 적은 횟수로 근접한 성능을 얻을 수 있다. 좀더 나은 성능을 위해서는 truncated MAP 알고리즘에서 적절한 임계치 설정이 필요시 된다.

V. 결론

본 논문에서는 QPSK DS/CDMA 시스템의 성능 향상과 고속의 신뢰도 있는 데이터 전송을 위해 다중 안테나와 결합된 터보 코드의 성능을 연구하였다. 실험 결과로부터 $M+1$ 개의 부호화된 비트 열을 M 개의 다중 안테나로 전송하는 시스템에 대한 실험을 통해 다중 안테나 다이버시티 결합 구조가 동일한 터보 코드를 사용한 단일 안테나 구조보다 더 나은 성능 향상이 있음을 알 수 있었다. 병렬 처리 기법의 도입으로 부호화에 관계없이 하나의 코드 복호시 걸리는 시간 지연만 고려하면 되었으며, 신뢰도에 따라 임계치를 두어 트렐리스를 truncate 시키고 병렬 프로세서를 사용함으로써 반복 횟수와 지연 시간을 줄일 수 있었다.

결론적으로 본 논문에서 제안한 다중 안테나와 결합된 터보 코드 시스템은 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 지연 시간의 증가 없이 성능을 향상시킬 수 있었다. 하지만 trade-off로써 부호화를 증가와 시간 지연 감쇄 기법에 따르는 복잡도 증가를 들 수 있다.

참고 문헌

- [1] K. Ban, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, "The DS/CDMA system using transmission diversity for indoor wireless communications", in PIMRC '96: ISPIMC, pp803-812, October 1996.
- [2] Cox, D. C., "Antenna Diversity performance in Mitigating the Effects of Portable Radiotelephone Orientation and Multipath Propagation," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-31, No. 5, pp. 620-628, May 1983.
- [3] Jakes, W. C., "New Techniques for Mobile Radio," *Bell Laboratory Rec.*, pp. 326-330, December 1970.
- [4] Suk-hyon Yoon, Sung-jin Kang, Young-jo

Lee, Chang-eon Kang, "Spatial-Temporal Diversity Technique based on Fractionally Spaced Adaptive Array Antenna," in Proc. ICUPC'97, vol.2, pp. 828-832.

- [5] S. A. Barbucescu, "Iterative decoding of turbo codes and other concatenated codes". PhD thesis, University of South Australia, February 1996.
- [6] D.J van Wyk, L.P. Linde, "Turbo-coded /Multi-Antenna Diversity Combining Scheme for DS/CDMA Systems," IEEE ISSSTA '98, pp. 18-22, South Africa, September 1998.
- [7] K. Ban, M. Katayama, W. E.stark, T. Yamazato, and A. Ogawa, "Multi-antenna transmission scheme for convolutionally coded DS/CDMA," *IEICE Transactions on Communication*, vol. E80-A, pp. 2437-2444, December 1997.
- [8] Steven S. Pietrobon and Adrian S. Barbucescu, "A Simplification of the Modified Bahl Decoding Algorithm for Systematic Convolutional Codes," *Int. Symp. Inform. Theory & its Applic.*, pp. 1073-1077, Sydney, Australia, Nov. 1994.
- [9] A. J. Viterbi and R. Padovani, "Implications of mobile cellular CDMA," *IEEE Communication Magazine*, vol. 30, pp. 38-41, December 1992.
- [10] D. Divsalar and F. Pollara, "Multiple Turbo Codes for Deep-Space Communications," T&D Acquisition Progress Report 42-121, JPL, California, pp. 66-77, May 15, 1995.
- [11] D. Divsalar and F. Pollara, "Turbo codes for PCS applications," in *ICC'95: International conference on Comm.*, (Seattle, WA), pp. 54-59, June 1995.

이 승 구(Seoung-Koo Lee)

정회원



1989년 2월 : 공군사관학교 졸업
 1999년 2월 : 연세대학교 전자
 공학과 석사
 1999년 3월~현재 : 대한민국
 공군 방공 포병 사령부
 소령

<주관심 분야> 통신공학, 정보공학

양 하 영(Ha-Young Yang)

정회원

사진은 한국통신학회 논문지 제23권, 제2호, 1998.2.
 참조

1995년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 1997년 8월 : 연세대학교 전자공학과 석사
 1997년 9월~현재 : 연세대학교 전자공학과 박사과정
 <주관심 분야> 전자공학, 이동통신공학

강 창 언(Chang-Eon Kang)

정회원

사진은 한국통신학회 논문지 제23권, 제2호 1998.2.
 참조

1960년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업
 1966년 2월 : 연세대학교 전기공학과 석사
 1969년 2월 : 미시간 주립대 전자공학과 석사
 1973년 2월 : 미시간 주립대 전자공학과 박사
 1973~1981년 : 노던 일리노이대 전자공학과 교수
 1981~현재 : 연세대학교 전자공학과 교수
 <주관심 분야> 전자공학, 통신공학, 정보공학