

무선 데이터 통신에서 MRC 다이버시티 수신시의 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오류 해석

Error Performance Analysis of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK Signal with MRC Diversity Reception in Wireless Data Communication

노재성* · 김영철* · 박기식* · 강희조** · 조성준*

Jae-Sung Roh* · Young-Chul Kim* · Gi-Sik Park* · Heau-Jo Kang** · Sung-Joon Cho*

요 약

본 논문에서는 라이시안 페이딩, 다중 사용자 간섭, 다중경로 채널에서 MRC(Maximum Ratio Combining) 다이버시티 수신된 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 변조 신호의 패킷 오류 성능을 분석하였다. 그리고 직접파 전력 대 반사파 전력의 비(K_R), 다이버시티 가지의 수(M), 다중 사용자의 수(U), PN chip rate(PN), 다중 경로 채널의 수(L_p), 패킷 길이(PL)를 함수로 하여 MRC 다이버시티 수신된 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템의 성능과 용량을 구하였다.

해석 결과, 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB), 5명의 다중 사용자 간섭, 3개의 다중경로 채널에서 2가지(branch)의 MRC 다이버시티를 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템은 2가지(branch)의 MRC 다이버시티를 적용한 부호화되지 않은 DS/CDMA BPSK 시스템에 비하여 약 6 dB의 부호 이득이 있음을 알 수 있다. 그리고 AWGN 채널에 대해 디자인된 Trellis Coded QPSK 신호는 MRC 다이버시티 수신을 적용한 라이시안 페이딩 채널에서도 좋은 성능을 나타낼 수 있다. 결과적으로 제안된 시스템 구조는 라이시안 페이딩, 다중 사용자 간섭, 다중경로 채널에서 무선 데이터 통신시스템으로서 적절하다고 예상된다.

Abstract

In this paper, we have analyzed the packet error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK modulation signal with MRC(Maximum Ratio Combining) diversity reception in Rician fading, multi-user interferences and multipath channel. And then we have evaluated the performance and capacity of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK system using the MRC diversity reception as a function of direct power to indirect power ratio(K_R), the number of diversity branch(M), the number of multi-user(U), PN chip rate(PN), the number of multipath channel(L_p), and packet length(PL).

From the results, we know that the coding gain of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK system with 2 branch MRC diversity is about 6 dB against uncoded DS/CDMA BPSK system with 2 branch MRC diversity in Rician fading($K_R=6$ dB), 5 multi-user interferences, and 3 multipath channel. And, we

* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecommunication and Info. Engineering, Hankook Aviation Univ.)

** 동신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronics Eng., Dongshin Univ.)

· 논문 번호 : 971216-086

· 수정완료일자 : 1998년 4월 13일

know that trellis coded QPSK signal designed for the AWGN channel also perform well on a Rician fading channel with MRC diversity reception. Consequently, we expected that proposed system structure is reliable to the wireless data communication system in Rician fading, multi-user interferences, and multipath channel.

I. 서 론

최근 들어 사회생활이 복잡해지고 고도화됨에 따라 다수의 이용자들에게 고품질의 무선 통신 서비스를 제공할 수 있는 무선 데이터 통신시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재 무선 데이터 통신에 관한 연구 동향은 현재까지 다양한 표준안들이 발표되고 있으며, 국내의 경우에는 CDMA망에서 무선 데이터 서비스를 구현할 계획으로 진행 중이다. 현재 상용화되고 있는 CDMA 방식은 많은 양의 정보 전송을 필요로 하는 멀티미디어 서비스에는 적용하기 어려운 점이 있으므로 광대역 CDMA 방식이 차세대 이동통신 시스템으로 연구되고 있는데 향후 제공될 고속 데이터 서비스를 고려하면 시스템 H/W가 적절히 설계되어야 할 것이며, 무선 데이터 통신을 위한 광대역 CDMA 시스템의 성능 분석 및 개선 기법에 대한 연구가 필요하다.

실내 무선 채널은 경로 손실이 클 뿐만 아니라 심각한 다중경로 페이딩이 존재하므로 시스템 구성이 어렵다. 실제 910 MHz, 1.75 GHz, 2 GHz 대의 주파수를 이용하여 빌딩 내 무선채널의 다중경로 전파를 측정된 데이터에 의하면 실내 무선 채널은 라이시안 페이딩으로 모델링되는데, 도심의 이동체 무선 채널과는 달리 심각한 페이딩이 지속되기도 한다 [1],[2].

다중경로 페이딩의 영향을 감소시키기 위한 방법으로 다이버시티 수신, FEC(Forward error correction), ARQ(Automatic repeat request), 등화기 등 많은 기법이 연구되고 있다. 그리고 이러한 기법의 조합은 넓은 범위의 페이딩 환경에서 향상된 전송 성능을 얻을 수 있는 방법으로 다이버시티

수신과 FEC, 다이버시티 수신과 ARQ, 다이버시티 수신과 등화기 등 몇가지 조합이 제안되었다[3]. 그리고 잡음 및 페이딩 채널에서 효율적으로 부호화와 변조를 함께 수행하는 TCM(Trellis Coded Modulation) 방식에 관한 연구가 발표되었다[4]. 더욱이 J. V. Traveset는 다이버시티 수신과 함께 사용되는 TCM 방식의 연구를 통하여 AWGN 채널에서 최적으로 설계된 부호가 페이딩 채널에서도 우수한 성능을 나타냄을 제안하였다[5]. 이것은 페이딩 채널을 위한 Trellis 부호화는 다이버시티의 가지수를 증가시킴에 따라서 AWGN 채널모델로 변해가는 이동통신 채널에 적용하였을 경우에는 최적이지 않음을 의미한다. 결국, 다이버시티를 적용한 경우에는 AWGN 채널에 대한 Trellis 부호화가 더욱 효과적인 방법이 된다.

본 논문에서는 라이시안 페이딩, 다중 사용자 간섭, 그리고 다중경로가 존재하는 채널에서 Ungerboeck이 제안한 TCM 기법[6],[7]과 MRC 다이버시티 기법을 조합한 성능 개선 기법을 제안한다. 그리고 DS/CDMA 방식을 적용한 Trellis Coded QPSK 신호의 패킷 오류 성능과 시스템 용량을 분석한다.

2장과 3장에서는 본 논문에서 제안한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템 모델과 라이시안 페이딩 채널 모델을 설명하고, 4장에서는 라이시안 페이딩, 다중 사용자 간섭, 다중경로 채널에서 MRC 다이버시티를 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템의 오류 성능을 분석한다. 5장과 6장에서는 유도된 오류식의 수치 계산을 수행하고 결론을 내린다.

II. DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템 모델

그림 1은 다중 사용자 간섭과 라이시안 페이딩이 함께 존재하는 채널에서 MRC 다이버시티 수신기법을 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템 블록도이다. 해석을 위한 시스템 블록도 내에는 송·수신 데이터, TCM 부호기/비터비 복호기, 인터리버/디인터리버, PN 부호에 의한 확산 및 역확산을 거친 QPSK 변조기/복조기, MRC 다이버시티 수신기, 다중 사용자 간섭 및 라이시안 페이딩 채널부로 구성된다. 정보 데이터 열은 TCM 부호화에 의하여 부호화되고 인터리버 블록에서 인터리버 길이는 크다고 가정하여 디코더 입력단에서의 디인터리빙된 비트 열은 확률적으로 독립이라고 가정한다. 그래서 인터리버/디인터리버부는 연접 에러를 랜덤 에러로 만들어 준다고 가정한다. 채널 모델은 다중 사용자 간섭과 라이시안 페이딩 채널로 가정한다.

DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호와 다중 사용자 간섭은 라이시안 페이딩 채널을 거친 후

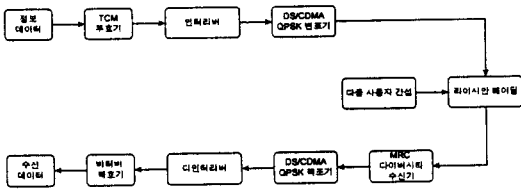


그림 1. DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템 블록도

Fig. 1. DS/CDMA-Trellis Coded QPSK System Block Diagram.

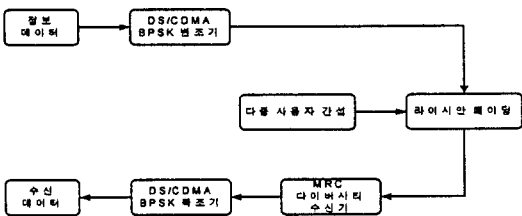


그림 2. DS/CDMA-BPSK 시스템 블록도

Fig. 2. DS/CDMA-BPSK System Block Diagram.

MRC 다이버시티 수신기에서 수신된다. 수신부는 송신부와 대칭적으로 신호를 복원하며 비터비 복호기에서는 최대우도검파(MLD; Maximum Likelihood Detection)에 의하여 수신 신호를 판별한다.

그림 2는 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 성능과 비교를 하기 위하여 제시한 부호화되지 않은 DS/CDMA-BPSK 시스템의 블록도이다.

Ⅲ. 라이시안 페이딩 채널 모델

본 논문에서는 다중 사용자 간섭 및 라이시안 페이딩 환경으로 모델링되는 무선 채널을 고려한다. 해석을 위한 채널 모델에서 M 명의 사용자가 동시에 존재하며, 각 사용자는 사용자 고유의 PN 코드를 가지고 기지국과 통신을 수행한다. 특정 사용자에 대한 신호 복조시 나머지 사용자 신호는 단지 다중 사용자 간섭으로 작용하게 된다. PN 부호의 chip rate이 클수록 다중 사용자 간섭은 가우시안 랜덤 변수로 근사화되며, 따라서 가우스 잡음과 합하여 하나의 가우시안 랜덤 변수로 처리할 수 있다. 송·수신기 사이의 통신채널을 라이시안 페이딩 모델로 가정할 때 채널의 복소 저역등가 임펄스 응답 $h(t)$ 는 다음과 같다^[8].

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i \exp(-j\theta_i) \delta(t - \tau_i) \quad (1)$$

여기서, α_i 은 i 번째 경로의 이득, θ_i 은 i 번째 경로의 위상, τ_i 은 i 번째 경로의 지연을 나타낸다.

라이시안 페이딩은 직접파 성분과 분산이 σ^2 인 반사파 성분으로 구성되며, 이 성분들이 복합 수신된 신호로 표현되는 모델 상황을 나타낸다. 라이시안 페이딩의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{RA}{\sigma^2}\right), R \geq 0 \quad (2)$$

여기서, R 은 라이시안 페이딩을 받은 수신 신호의 진폭, A 는 직접파의 진폭, 그리고 $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형 베셀 함수이다.

라이시안 페이딩을 받은 수신 신호의 진폭(R)대에 R^2 에 비례하는 신호 전력 대 잡음 전력비(γ)를 함수로 하는 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(\gamma) = \frac{K_R + 1}{\Gamma} \exp\left[-\frac{(K_R + 1)\gamma}{\Gamma} - K_R\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{K_R(K_R + 1)\gamma}{\Gamma}}\right) \quad (3)$$

여기서, $K_R = A^2 / 2\sigma^2$ 는 직접파 전력 대 반사파 전력비를 나타낸다. 식 (3)에서 $K_R = 0$ 인 $p(\gamma)$ 는 직접파 성분이 없는 경우의 확률밀도함수이다. 식 (3)에서 정규화된 신호의 진폭 ρ 에 대한 확률밀도 함수 $p(\rho)$ 는 다음과 같다^[9].

$$p(\rho) = 2\rho(K_R + 1) \exp\{-K_R - \rho^2(K_R + 1)\} I_0(2\rho\sqrt{K_R(K_R + 1)}) \quad (4)$$

여기서, $\rho = \sqrt{\gamma/\Gamma}$ 는 정규화된 수신 신호의 진폭을 나타낸다.

그림 3은 라이시안 페이딩을 받은 신호의 진폭에 대한 확률밀도함수이고, K_R 의 범위 6 dB~12 dB는 실내 무선 환경을 나타내는데 적절한 파라미터의 범위이다^{[11],[12]}.

주파수 2 GHz의 실내 무선 환경에서 측정된 지연 확산(Delay Spread)와 FCC에서 규정한 채널 대역폭 25 MHz를 고려하여 지연 확산에 따른 다중경로 채널의 수(L_p)를 식 (5)를 이용하여 구하면

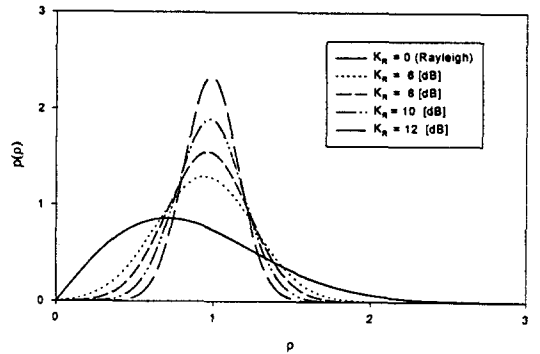


그림 3. 라이시안 페이딩을 받은 신호의 진폭에 관한 확률밀도함수

Fig. 3. p.d.f of envelope of signal affected by Rician fading.

표 1과 같다^[10].

$$L_p = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (5)$$

여기서, $|x|$ 는 x 를 넘지 않는 최대 정수이고, T_m 은 지연확산을 T_c 는 $1/W$ 으로 FCC에서 할당된 채널 대역폭이 25 MHz인 경우에는 40 ns가 된다.

IV. 시스템 성능 분석

4-1 AWGN 환경에서 Trellis Coded QPSK 신호의 오류 상한식

Ungerboeck의 부호기는 2가지의 매핑 동작을 수행한다. 즉, 정보비트의 블록에서 레벨로의 변환

표 1. 2 GHz의 주파수 대역에서 측정된 실내환경의 지연확산에 따른 다중경로 채널수

Table 1. Number of multipath channel for delay spread of indoor environment measured in 2 GHz frequency band.

지연 확산(T_m)	25 ns	50 ns	100 ns	150 ns	200 ns	250 ns
다중 경로 채널수(L_p)	1	2	3	4	6	7

과 레벨에서 신호로의 변환을 수행한다. 모든 송신 열 Z 는 trellis를 통하여 특정 경로와 관계를 가지고 있고 Z_L 은 송신열 Z 로부터 분기되어 L 개의 가지(branch)를 거친 후에 합쳐지는 데이터 열이다. Pairwise 오류 확률 $P(Z \rightarrow Z_L)$ 은 2개의 경로 Z 와 Z_L 열이 합쳐지는 노드에서 비교할 경우, 신뢰성있는 경로로 생존하는 확률이다. 수신 열을 복호하는 과정에서 발생하는 노드 오류 P_e 의 상한식은 다음과 같다^[11].

$$P_e \leq \sum_{L=1}^{\infty} \sum_Z \sum_{Z_L} P(Z)P(Z \rightarrow Z_L) \quad (6)$$

여기서, $P(Z \rightarrow Z_L)$ 은 Z 와 Z_L 사이의 pairwise 오류 확률이다.

식 (6)을 이진 신호 레벨 열 $\{C\}$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_e &\leq \sum_{L=1}^{\infty} \sum_C \sum_{C_L} P\{C\}P\{C \rightarrow C_L\} \\ &= \sum_{L=1}^{\infty} \sum_C P\{C\} \sum_{E_L \neq 0} P\{C \rightarrow C \oplus E_L\} \end{aligned} \quad (7)$$

E_L 은 길이가 L 인 에러 발생을 가지는 이진 레벨 열이다. 통신 채널이 AWGN이고 수신 데이터 열이 R 인 경우, $P\{C \rightarrow C \oplus E_L\}$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P\{C \rightarrow C \oplus E_L\} &= P(\|f(C) - R\| \geq \|f(C \oplus E_L) - R\|) \\ &= P(\|f(C) - R\| - \|f(C \oplus E_L) - R\| \geq 0) \\ &= P\left(n \geq \frac{\|f(C) - f(C \oplus E_L)\|}{2}\right) \\ &= Q\left(\frac{\|f(C) - f(C \oplus E_L)\|}{\sqrt{2N_o/E_s}}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy$ 이고 d_{free} 는 trellis 부호의 최소 자유 거리이다. 그리고 N_o 는 가우시안 잡음의 전력 밀도이다. 식 (8)의 계산은 다음

의 관계식을 이용하여 간략화된다.

$$Q(\sqrt{x+y}) \leq Q(\sqrt{x})e^{-y/2} \quad (9)$$

식 (9)를 이용하면 식 (8)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &Q\left(\frac{\|f(C) - f(C \oplus E_L)\|}{\sqrt{2N_o/E_s}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 + [\|f(C) - f(C \oplus E_L)\|^2 - d_{free}^2]}{2N_o/E_s}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 E_s}{2N_o}}\right) \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{d_{free}^2 - \|f(C) - f(C \oplus E_L)\|^2}{4N_o/E_s}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 E_s}{2N_o}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{d_{free}^2 E_s}{4N_o}\right) \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{E_s \|f(C) - f(C \oplus E_L)\|^2}{4N_o}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

결국 노드 오류의 상한식은 식 (10)을 이용하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_e &\leq Q\left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 E_s}{2N_o}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{d_{free}^2 E_s}{4N_o}\right) \\ &\quad \cdot \sum_{L=1}^{\infty} \sum_C P(C) \sum_{E_L \neq 0} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{E_s \|f(C) - f(C \oplus E_L)\|^2}{4N_o}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

생성함수 $T(D)$ 는 trellis 부호의 에러 상태 다이어그램을 나타내며 일반화된 자승 거리를 구하는데 사용된다.

$$\begin{aligned} T(D) &|_{D=\exp(-E_s/4N_o)} \\ &= \sum_{L=1}^{\infty} \sum_C P(C) \sum_{E_L} D^{\|f(C) - f(C \oplus E_L)\|^2} \end{aligned} \quad (12)$$

생성함수가 주어지면 잡음 채널에서 노드오류의

상한식은 다음과 같다.

$$P_e \leq Q \left(\sqrt{\frac{d_{free}^2 E_s}{2N_0}} \right) \cdot \exp \left(\frac{d_{free}^2 E_s}{4N_0} \right) \cdot T(D) \Big|_{D=\exp(-E_s/4N_0)} \quad (13)$$

만약 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에는 전달 함수를 사용하지 않고 노드 오율은 근사적으로 구할 수 있다. 송신된 데이터열에 가장 근사한 것만 고려한다면 가장 큰 영향을 주는 확률을 갖는 것만 이 복호기에 의하여 선택되어진다. 그러므로 노드 오율은 가능한 모든 송신 경로에 대하여 평균을 취하면 된다. 그리고, 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에는 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 여러 발생에 의하여 노드 오율은 큰 영향을 받고 비트 오율 식은 다음과 같이 근사화된다.

$$P_b \approx \frac{b_{d_{free}}}{m} Q \left[\sqrt{\frac{d_{free}^2}{2}} \gamma \right], \gamma \gg 1 \quad (14)$$

여기서, $b_{d_{free}}$ 는 송신 경로로부터 d_{free} 만큼의 거리가 떨어진 여러 경로에서의 정보비트 에러의 총 수, m 은 입력 비트의 수, d_{free} 는 trellis 부호의 최소 자유 거리, γ 는 순시 신호 전력 대 잡음 전력비이다.

4-2 라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티를 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 패킷 오율 상한식

MRC 다이버시티 가지(branch)에 있어서의 출력 신호 전력 대 잡음 전력비는 다음과 같다.

$$\gamma = \sum_{k=1}^M \gamma_k \quad (15)$$

여기서, $\gamma_k (k=1,2,\dots,M)$ 는 k 번째 다이버시티 가지의 신호 전력 대 잡음 전력비이다. 각 가지의 페이딩이 독립적이라고 가정하면, 라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 수신기에서 수신된 신호

의 확률밀도함수는 다음과 같다^[12].

$$p_{MRC}(\gamma|\Gamma) = \frac{K_R+1}{\Gamma} \exp \left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma} - K_R M \right] \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R M \Gamma} \right)^{\frac{M-1}{2}} I_{M-1} \left(2 \sqrt{\frac{M K_R (K_R+1)\gamma}{\Gamma}} \right) \quad (16)$$

여기서, K_R 은 라이시안 페이딩의 파라미터, M 은 다이버시티의 가지수, γ 는 순시 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타낸다.

DS/CDMA를 적용한 시스템에서 신호의 오율은 DS/CDMA 시스템에서 다중경로 채널의 수(L_p), 다중 사용자수(U), PN chip rate(PN)으로 구성된 평균 신호 전력 대 잡음 전력비(Γ)를 고려해야 한다^[13].

$$\Gamma = \frac{1}{\frac{2(L_p \cdot U - 1)}{3PN} + \frac{N_o}{2E_b}} \quad (17)$$

라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티를 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율식은 다음과 같이 순시 신호 전력 대 잡음 전력비를 이용하여 얻을 수 있다.

$$P_{e(MRC-fade)} = \int_0^{\infty} P_b \cdot p_{MRC}(\gamma|\Gamma) d\gamma \quad (18)$$

위 식 (18)을 공식 (A.1)~(A.3)을 이용하여 풀면 다음과 같다.

$$P_{e(MRC-fade)} = 2 \cdot A \cdot C \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(D/2)^{M-1+2k}}{k! \Gamma(M+k)} \frac{\Gamma \left(\frac{M+2k+1}{2} + 1 \right)}{\sqrt{\pi (M+2k)} \sqrt{B^{(M+2k)}}}$$

$${}_2F_1\left(\frac{M+2k}{2}, \frac{M+2k+1}{2}; \frac{M+2k}{2} + 1; -\frac{F}{B}\right) \quad (19)$$

여기서, $\Gamma(\cdot)$ 는 Gamma함수이고, ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 은 Hypergeometric 함수이다. 그리고 상수 A, B, C, D, F 는 다음과 같다.

$$A = b_{d,m}/2m, \quad B = d^2_{free}/4,$$

$$C = \frac{K_R+1}{\Gamma} \left(\frac{K_R+1}{K_R M \Gamma}\right)^{\frac{M-1}{2}} \exp(-K_R M)$$

$$D = \sqrt{\frac{4MK_R(K_R+1)}{\Gamma}}, \quad F = \frac{K_R+1}{\Gamma}$$

라이시안 페이딩 채널에서 패킷 데이터 통신을 위하여 MRC 다이버시티를 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 패킷 오류식은 다음과 같이하여 얻을 수 있다.

$$P_{packet} = \int_0^{\infty} (1 - (1 - P_b)^{PL}) \cdot p_{MRC}(\gamma|\Gamma) d\gamma \quad (20)$$

여기서, γ 는 순신 신호 전력 대 잡음 전력비, Γ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비, PL 은 패킷 길이이다.

V. 수치 해석 및 검토

본 논문에서는 실내 무선 채널 환경에 적절한 채널 모델인 라이시안 페이딩과 다중 접속으로 인한 다중 사용자 간섭, 그리고 다중경로 채널이 함께 존재하는 환경에서 부호기의 상태수가 4, 부호화율이 1/2인 Trellis 부호를 DS/CDMA-QPSK 변조 신호에 적용한 무선 데이터 통신시스템의 구조를 제안하고 패킷 길이(PL), 다이버시티의 가지수(M), 라이시안 페이딩 파라미터(K_R), 다중 사용자수

(U), 다중경로 채널의 수(L_P), PN chip rate(PN)에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템의 성능과 용량을 분석한다.

그림 4는 다중 사용자의 수가 5, 다중경로 채널의 수가 3, PN chip rate이 255인 환경에서 라이시안 페이딩의 직접파 전력 대 반사파 전력비(K_R)의 변화에 따른 DS/CDMA-BPSK 신호와 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오류를 나타낸다. 직접파 전력 대 반사파 전력비 10 dB, 신호 전력 대 잡음 전력비 20 dB를 기준으로 하고, DS/CDMA-BPSK 신호와 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호를 비교하면, 오류이 5×10^{-5} 에서 6×10^{-6} 으로 향상됨을 알 수 있다. 그리고 DS/CDMA 시스템에서 다중 사용자에 의한 간섭 영향때문에

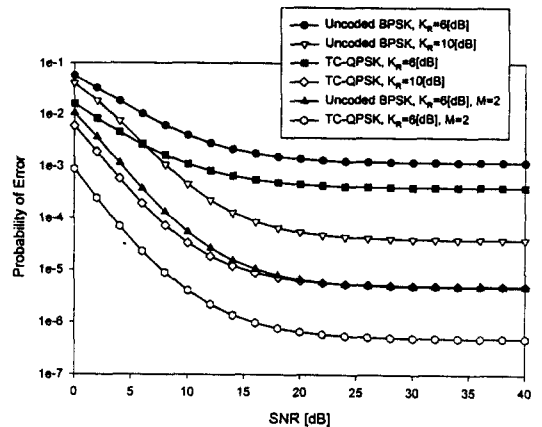


그림 4. 라이시안 페이딩과 다중 사용자 간섭이 함께 존재하는 채널에서 직접파 대 반사파의 전력비 (K_R)와 MRC 다이버시티에 의한 DS/CDMA-BPSK 신호와 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오류 비교

Fig. 4. Comparison of error probability of DS/CDMA-BPSK signal and DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the direct-to-indirect signal power ratio(K_R) and MRC diversity in Rician fading and multi-user interference environment.

신호 전력 대 잡음 전력비를 증가하여도 오율이 개선되지 않는 error floor 현상이 발생하는 영역이 있음을 알 수 있다. 그리고 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신된 DS/CDMA-BPSK 신호와 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율을 비교하면, DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호에 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하여 오율 $1 \times 10^{-3} \sim 2 \times 10^{-5}$ 사이에서 약 6 dB 정도의 부호 이득이 있음을 알 수 있다. 그리고 다중 사용자에 의한 간섭과 다중경로 채널의 영향이 존재하여도 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하면 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 시스템은 신호 전력 대 잡음 전력비 20 dB에서 7×10^{-7} 정도의 오율을 얻을 수 있다.

그림 5는 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB)과 다중 사용자의 수가 15, PN chip rate이 255인 환경에서 다중경로 채널의 수에 따른 DS/CDMA-Trellis

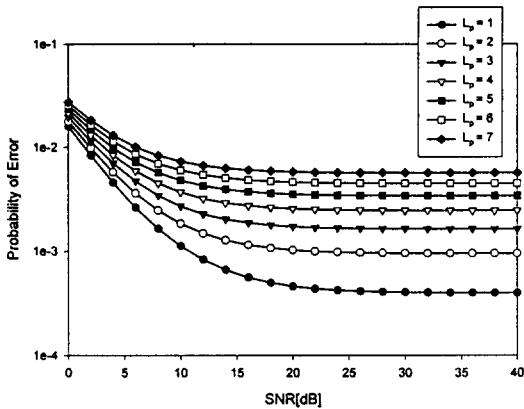


그림 5. 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB)과 다중 사용자 간섭 환경에서 다중경로 채널의 수에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율 비교

Fig. 5. Error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the number of multipath channel in Rician fading channel ($K_R=6$ dB) and multi-user interference environment.

Coded QPSK 신호의 오율 성능을 나타낸다. 그래프에서 채널 대역폭은 FCC에서 무선 LAN의 채널 대역폭으로 규정한 25 MHz($T_c=40$ ns)를 기준으로 사용하고 표 1에서 제시한 채널의 지연 확산에 따라서 다중경로 채널의 수를 결정한다. 채널의 지연 확산이 커질수록 주파수 선택성 페이딩의 영향을 많이 받아 시스템의 성능이 신호 전력 대 잡음 전력비 20 dB~40 dB 사이에서 오율이 4×10^{-4} 에서 6×10^{-3} 으로 열화됨을 알 수 있다. 이 경우, 무선 데이터 통신에 적합한 오율 10^{-5} 정도의 성능을 얻기 위하여 개선 기법이 필요함을 알 수 있다.

그림 6은 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB) 채널에서 신호 전력 대 잡음 전력비가 10 dB, PN chip rate이 255, 채널 대역폭이 25 MHz($T_c=40$ ns)인 경우, 다중경로 채널의 수와 다중 사용자의 수에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율 성능을 나타낸다. 다중경로 채널의 수와 다중 사용자의 수가 증가할수록 신호의 오율 성능이 열화됨을 알 수 있다.

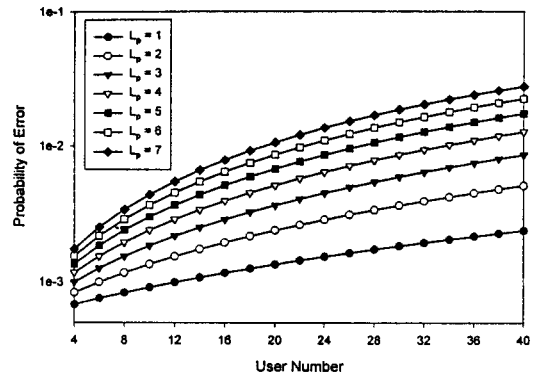


그림 6. 라이시안 페이딩 채널에서($K_R=6$ dB) 다중 사용자수와 다중경로 채널의 수에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율

Fig. 6. Error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the number of multi-user and the number of multipath channel in Rician fading channel($K_R=6$ dB).

그림 7은 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB) 채널에서 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하였을 경우, 다중경로 채널의 수, 다중 사용자의 수, 패킷 길이에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율 성능을 나타낸다. 신호 전력 대 잡음 전력비는 10 dB, PN chip rate은 255, 채널 대역폭은 25 MHz($T_c=40$ ns)로 고정하였다. 다중경로 채널의 수가 1과 3인 경우, 패킷 길이가 1에서 100까지 증가함에 따라 패킷 오율이 열화됨을 알 수 있고, 다중경로 채널의 수가 3인 경우가 1인 경우보다 사용자 수의 변화에 대한 오율의 변화 폭이 큼을 알 수 있다.

그림 8은 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB)과 다중경로 채널의 수가 3인 채널에서 패킷 길이를 10으로 고정하고 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하였을 경우, 다중 사용자의 수와 PN chip

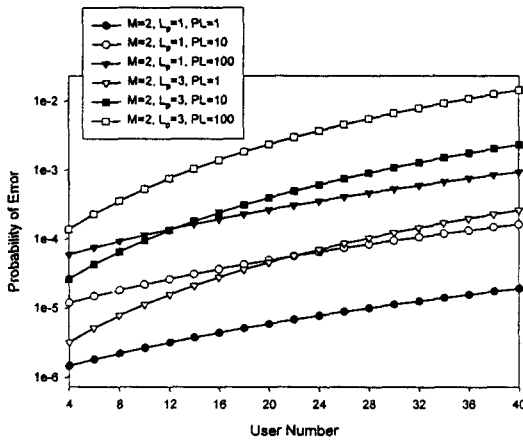


그림 7. 라이시안 페이딩 채널에서($K_R=6$ dB) 다중 사용자수, 다중경로 채널의 수, 패킷 길이에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율

Fig. 7. Error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the number of multi-user, the number of multipath channel, packet length in Rician fading channel($K_R=6$ dB).

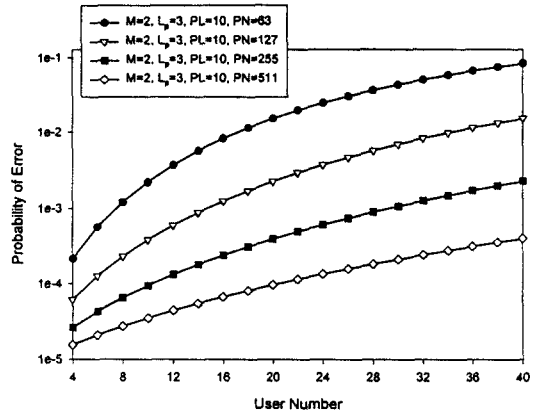


그림 8. 라이시안 페이딩 채널에서($K_R=6$ dB) 다중 사용자 수, PN chip rate에 따른 Trellis 부호화된 DS/CDMA-QPSK 신호의 오율

Fig. 8. Error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the number of multi-user, PN chip rate in Rician fading channel($K_R=6$ dB).

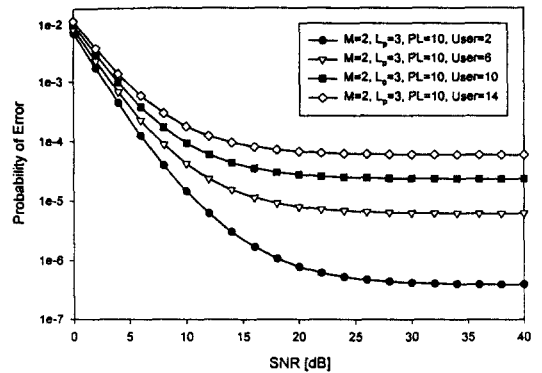


그림 9. 라이시안 페이딩 채널에서($K_R=6$ dB) 다중 사용자 수에 따른 Trellis 부호화된 DS/CDMA-QPSK 신호의 오율

Fig. 9. Error probability of DS/CDMA-Trellis Coded QPSK signal for the number of multi-user in Rician fading channel($K_R=6$ dB).

rate의 변화에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율 성능을 나타낸다. PN chip rate이 증가함에 따라서 신호의 오율 성능이 개선되고 다중 사용자 수도 오율 7×10^{-5} 을 기준으로 할 때 PN chip rate이 127, 255, 511로 증가함에 따라 4명, 8명, 16명으로 증가함을 알 수 있다.

그림 9는 라이시안 페이딩($K_R=6$ dB) 채널에서 PN chip rate이 255, 다중경로 채널의 수가 3, 패킷 길이가 10이고 $M=2$ 인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하였을 경우, 다중 사용자의 수에 따른 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오율 성능을 나타낸다. 다중 사용자의 수가 증가함에 따라 간섭의 양이 증가하게 되고 따라서 시스템의 성능이 열화됨을 알 수 있다. 이 경우, 동시 사용자수 6명까지 오율 1×10^{-5} 이하에서 무선 데이터 통신을 수행할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 라이시안 페이딩, 다중 사용자 간섭, 다중 경로가 존재하는 채널에서 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용한 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 무선 데이터 통신 시스템을 제안하고, 시스템의 성능과 용량을 여러가지 파라미터를 변화시키면서 분석하였다.

Trellis 부호를 적용한 DS/CDMA 시스템과 Trellis 부호와 가지수가 2개인 MRC 다이버시티 수신 기법을 함께 적용한 DS/CDMA 시스템을 비교한 결과, MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하여 무선 데이터 통신에서 요구되는 낮은 오율 성능을 만족시킬 만한 성능 개선을 얻을 수 있었고, 부호화기의 상태수가 4, 부호화율이 1/2인 간단한 Trellis 부호기와 가지수가 2개인 MRC 다이버시티 수신 기법을 적용하여 다중 사용자 간섭의 수, 다중경로 채널의 수 및 패킷 길이의 증가에 따라서 DS/CDMA 시스템의 오율 성능이 열화되는 단점을 보완할 수 있었다. 향후, DS/CDMA 시스템에서 다중경로 및 다중 사용자의 영향을 극복하기 위

한 다이버시티 수신기 구조에 관한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] T. S. Rappaport, "Indoor radio communications for factories of the Future," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 27, pp. 15-24, May 1989.
- [2] R. Bultitude, "Measurement, characterization and modeling of indoor 800/900 MHz radio channels for digital communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, pp. 5-12, June 1987.
- [3] H. Zhou, R. H. Deng, and T. T. Tjhung, "Performance of combined diversity reception and convolutional coding for QDPSK land mobile radio," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 43, no. 3, Aug. 1994.
- [4] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis Coded Modulation with Applications*, New York : Macmillan, 1991.
- [5] J. V. Traveset, G. Caire, E. Biglieri, and G. Taricco, "Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation-Part I : Coherent detection," *IEEE Trans. on Comm.* vol. 45, pp. 563-572, May 1997.
- [6] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [7] J. M. Bargallo and J. A. Roberts, "Performance of BPSK and TCM using the exponential multipath profile model for spread-spectrum indoor radio channels," *IEEE Trans. on Comm.* vol. 43, pp. 615-623, Feb./Mar./Apr., 1995.

- [8] M. Kavehrad and B. Ramamurthi, "Direct-sequence spread spectrum with DP-SK modulation and diversity for indoor wireless communications," *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-35, pp. 224-236, Feb. 1987.
- [9] S. Ohmori, H. Wakana, and S. Kawase, *Mobile Satellite Communications*, Artech House, 1997.
- [10] K. Pahlavan and M. Chase, "Spread-spectrum multiple-access performance of orthogonal codes for indoor radio communications", *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-38, pp. 574-577, May 1990.
- [11] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.
- [12] V. Aalo, G. Efthymoglou, and H. Helmen, "Path diversity performance of a DS-SS based land-mobile satellite system in a shadowed Rician-fading channel," *Wireless Communication-96*, pp. 133-140, 1996.
- [13] K. B. Letaief and M. Hamdi, "Efficient simulation of CDMA system in wireless mobile communications," *IEEE GLOBE-COM-95*, pp. 1799-1803, 1995.

부록(사용된 공식)

A.1

$$\int_0^{\infty} [1 - \operatorname{erf}(\beta x)] x^{\nu-1} e^{-\mu^2 x^2} dx$$

$$= \frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\sqrt{\pi} \cdot \nu \cdot \beta^{\nu}} {}_2F_1\left(\frac{\nu}{2}, \frac{\nu+1}{2}; \frac{\nu}{2} + 1; -\frac{\mu^2}{\beta^2}\right)$$

A.2

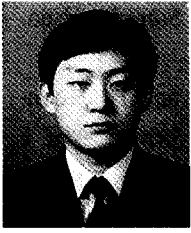
$$I_n(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(n+k+1)} \left(\frac{t}{2}\right)^{n+2k}$$

A.3

$$\int_0^{\infty} t^{m-1} \exp(-pt) I_n(t) dt$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(n+k+1) 2^{n+2k}} \int_0^{\infty} t^{m+n+2k-1} \exp(-pt) dt$$

노 재 성



1967년 11월 13일생
1986년 3월~1990년 2월 : 한국항공
대학교 항공통신정보공학과(공학
사)
1990년 3월~1992년 2월 : 한국항공
대학교 대학원 항공통신정보공학
과(공학석사)

1992년 1월~1997년 5월 : (주)한화정보통신 무선가입자망
연구그룹

1997년 8월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공
학과 박사과정 재학중

[주 관심분야] 이동통신, 이동전파전파, 환경전자공학

박 기 식



1967년 10월 5일생
1991년 2월 : 한국항공대학교 항공통
신정보공학과(공학사)
1996년 8월 : 한국항공대학교 대학원
항공통신정보공학과(공학석사)
1996년 9월~현재 : 한국항공대학교

대학원 항공통신정보공학과 박사과정 재학중
[주 관심분야] 무선통신, 광통신, 이동통신, Wireless ATM

김 영 철



1969년 12월 15일생
1993년 2월 : 동신대학교 정보통신
공학과(공학사)
1995년 2월 : 동신대학교 공과대학
전자공학과(공학석사)
1995년 3월~현재 : 한국항공대학

교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정 재학중
[주 관심분야] 이동통신, 위성통신, EMI /EMC

강 희 조



1961년 1월 26일생
1986년 2월 : 원광대학교 전자공학
과(공학사)
1988년 2월 : 숭실대학교 대학원
전자공학과(공학석사)
1994년 2월 : 한국항공대학교 대학

원 항공전자공학과(공학박사)
1994년 7월~1995년 12월 : 한국전자통신연구소 위성망연
구소 초빙연구원

1996년 8월~1997년 8월 : 오사카대학교 공학부 통신공학
과 객원교수

1998년 3월~현재 : 한국전자통신연구소 위성망연구소 초
빙연구원

1996년 5월~현재 : 한국전자과학회 호남지부 총무
1990년 3월~현재 : 동신대학교 전기전자공학과 부교수

[주 관심분야] 통신시스템, 대역확산통신, 이동통신, 위성
통신, EMI /EMC

조 성 준



1946년 1월 9일생

1965년 3월~1969년 2월 : 한국항공
대학교 항공통신정보공학과(공학
사)

1973년 3월~1975년 2월 : 한양대학
교 대학원(공학석사)

1977년 4월~1981년 3월 : (일본)오사카대학교 통신공학과
(공학박사)

1969년 4월~1972년 7월 : 해군기술장교

1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교
수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학