

# 실내 무선 채널에서 송신/수신 안테나 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 시스템의 성능 비교

정희원 노재성\*, 이찬주\*\*, 김연곤\*\*\*, 조성준\*\*\*\*

## Performance Comparison of Trellis Coded Multi-Carrier CDMA System with Transmit/Receive Antenna Diversity in Indoor Radio Channel

Jae Sung Roh\*, Chan Joo Lee\*\*, Eon Gon Kim\*\*\*, Sung Joon Cho\*\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 실내 무선 통신에서 간단하고 적절한 다중 송신/수신 안테나 다이버시티 기법을 사용한 trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템을 제안한다. 제안하는 다중 송신/수신 안테나 다이버시티 기법은 trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호를 다중 송신 안테나를 통하여 임의의 시간 지연을 가지고 전달하고, 수신단에서는 각각의 안테나로부터 신호를 분리하고 조합한다. 실내 무선 통신 시스템에서 시스템의 복잡도를 증가시킬 수 있다면, 본 논문에서 제안하는 송신 다이버시티 기법과 기존의 수신 안테나 다이버시티를 결합함으로써 추가적인 다이버시티이득을 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 또한 제안된 다중 송신/수신 안테나 다이버시티 기법을 적용한 trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템은 기존의 수신 안테나 다이버시티 시스템에 비하여 다중 사용자 간섭과 페이딩에 민감하지 않음을 알 수 있었다.

### ABSTRACT

In this paper, we proposed a trellis coded Multi-Carrier CDMA 16 QAM system with multiple transmit/receive antenna diversity technique, which is simple and suitable for indoor wireless communications. The proposed multiple transmit/receive antenna diversity technique is that the transmitter sends a trellis coded Multi-Carrier CDMA 16 QAM signal from multiple transmitting antennas with intentional time delays, which makes a receiver possible to distinguish and combine the signals from different antennas. In wireless indoor communication system, if we allow the increase of the complexity of the system, it is also possible to achieve additional diversity gain in the performance with the combination of the proposed technique and the conventional receiving antenna diversity. Furthermore, we have found that the proposed trellis coded Multi-Carrier CDMA 16 QAM system, which employs multiple transmit/receive antenna, is less sensitive to the multiple user interference and fading than conventional receiving antenna diversity systems.

\* 서울대학 정보통신과 (jsroh@Seoil.ac.kr)

\*\* (주) 세영통신

\*\*\* 대전산업대학교 정보통신공학과 (egk8996@hyenam.mut.ac.kr)

\*\*\*\* 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터 공학부 (sjcho@mail.hangkong.ac.kr)

논문번호 : 00061-0215, 접수일자 : 2000년 2월 15일

## I. 서론

정보화 사회가 가속화됨에 따라 무선 채널을 통한 고속 및 양질의 음성, 데이터, 영상을 동시에 주고받는 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 급속히 확대되어가고 있다. 그러나 현재 디지털 셀룰러의 다중접속 방식으로 채택된 DS/CDMA (Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 방식은 많은 가입자수를 수용할 수 있다는 장점을 가지고 있지만, 간섭 신호에 의해 시스템의 용량이 제한된다는 단점을 가지고 있어서 미래의 고속 무선 멀티미디어 서비스에는 적합하지 않다. 그리고 멀티미디어 서비스에는 동영상과 고속 디지털 데이터가 포함되어야 하기 때문에 기존의 CDMA 시스템에 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiple) 기술을 결합하여 지연확산에 대한 영향을 줄이면서 전송율과 주파수 효율의 향상 그리고 협대역에서 간섭억제 효과 등에서 효율적인 Multi-Carrier CDMA 방식이 제 4 세대 초고속 멀티미디어 데이터 전송을 위한 전송 방식으로 제시되어 연구가 진행되고 있다<sup>[1],[2]</sup>. Multi-Carrier CDMA 방식은 심볼간 간섭에 강한 OFDM 구조의 Multi-Carrier 전송 방식과 다중 경로 페이딩에 강한 DS/CDMA 방식을 결합시킨 방식이다<sup>[1]</sup>. Multi-Carrier CDMA 방식은 N. Yee, J. P. Linnartz, G. Fettwies, K. Faze, 그리고 L. Papke [3],[4]에 의해 연구되었다. 또한 전송 방식에서는 송신하려는 데이터를 병렬화한 후에 이를 다수의 직교 부반송파를 사용해서 전송하기 때문에 전송 심볼의 길이가 DS/CDMA 같은 단일 반송파 전송 방식보다 부반송파의 수만큼 더 길어지게 된다. 따라서 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송시 발생하는 ISI(Inter Symbol Interference) 문제를 해결할 수 있다.

실내 무선 통신에서의 디지털 변조방식으로는 전송 용량을 증가시킬 수 있고, 주파수 이용 효율을 크게 향상시킬 수 있는 다차 레벨 변조 방식이 고려되고 있다. 만약 다차 레벨 QAM 변조 방식과 대역폭의 증가없이 부호화 이득을 얻을 수 있는 Trellis 부호화된 Multi-Carrier 방식을 결합하여 실내의 고속 데이터 통신이나 화상통신 등에 적용하게 된다면 제한된 무선 대역폭을 효율적으로 이용하면서 신뢰성있는 고속의 데이터를 전송할 수 있는 시스템 설계가 이루어질 수 있을 것으로 예상된다.

주파수 비선택성 페이딩 채널에서 효과적인 성능 개선 기법은 안테나 다이버시티를 이용하는 것이다<sup>[5],[6]</sup>. 참고문헌 [5]에서는 무선 채널의 상태에 따라서 다수의 송신 안테나중에서 하나만으로 신호를 전송하는 방법을 적용하였다. 따라서 송신기는 신호를 송신하기 전에 채널의 상태를 알아야하는 문제점을 가지고 있기 때문에 TDD(Time Division Duplex) 모드에 적합하다. 참고문헌 [6]에서는 동일한 정보를 다른 확산코드로 확산시켜서 2개의 송신 안테나로 전송하는 방법을 연구하였다. 이 시스템에서는 서로 다른 확산코드로 확산된 신호를 역확산하기 위한 2종류의 정합필터나 상관기를 필요로 한다. 참고문헌 [7]에서는 서로 다른 송신 안테나 사이의 직교성을 유지하기 위하여 위상차에 가중치를 주어 동일한 정보를 다중 안테나로 전송하는 기법을 적용하였다. 이 시스템은 구조가 복잡하고 구현하는데 많은 어려움을 가지고 있다. 특히, 송신하는 신호의 반송파 위상 제어가 필요하며 수신단에서도 예측을 위한 제어가 문제시된다. 그리고 참고문헌 [8]에서는 의도적으로 송신 신호에 시간 지연을 두어 다수의 송신 안테나를 통하여 동일한 신호를 전송하는 기법을 적용하였다. 이 시스템은 간단한 H/W 구조의 변경으로 실내 통신에 적용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 이 시스템의 성능 분석은 DS/CDMA- DPSK 시스템을 대상으로 하고 있으며 단일 사용자에게 한정되어 있다. 그리고 채널 모델 또한 레일리 페이딩을 가정하고 있다.

본 논문에서는 실내 무선 통신에서 일정 시간 간격을 두고 다수의 송신 안테나를 통하여 Multi-Carrier CDMA 신호를 전송하고 수신단에서 다수의 안테나를 통하여 각각의 신호를 분리하고 결합하는 송신/수신 안테나 다이버시티 기법을 적용한다. 또한 실내 무선 통신 채널에서 채널 대역폭을 효율적으로 이용하면서 다량의 고속 데이터를 효율적으로 전송하기 위하여 Trellis 부호화를 적용한 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템을 제안하고, 다중 경로 페이딩 및 다중접속 사용자 간섭에 따른 시스템의 오율 성능 및 송신/수신 다이버시티에 의한 다이버시티 이득을 분석한다.

## II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 제시한 Trellis 부호화와 각각 2개의 송신/수신 안테나 다이버시티로 구성된 Multi-Carrier CDMA 시스템의 해석 모델이다. 입

력 데이터 열은 먼저 무선채널에서 발생하는 오류를 정정하기 위하여 trellis 부호화된다. 부호화된 데이터 열은 의도적으로 송신 신호에 시간 지연을 주어 다수의 송신 안테나 블록으로 전송된다. 그리고 시간 지연된 고속의 신호는 Multi-Carrier 신호를 형성하기 위하여 Multi-Carrier 변조 블록에서 저속의 병렬 가지로 입력된다. 각 송신 안테나의 Multi-Carrier CDMA 송신기 블록은 고속의 데이터를 직·병렬 변환을 통해 저속의 병렬 데이터로 만든 후, 각각의 저속 데이터를 자기 다른 부반송파(Subcarrier)로 변조하여 전송하는 기능을 수행한다. 각각의 서브 채널은 저속으로 변조되기 때문에 지연확산은 심각한 심볼간 간섭(ISI)을 유발하지 않는다. 무선 채널을 거쳐 수신된 Multi-Carrier CDMA 신호는 최대비 합성(Maximum Ratio Combining) 수신 안테나 다이버시티에 의하여 페이딩의 영향을 보상한다.

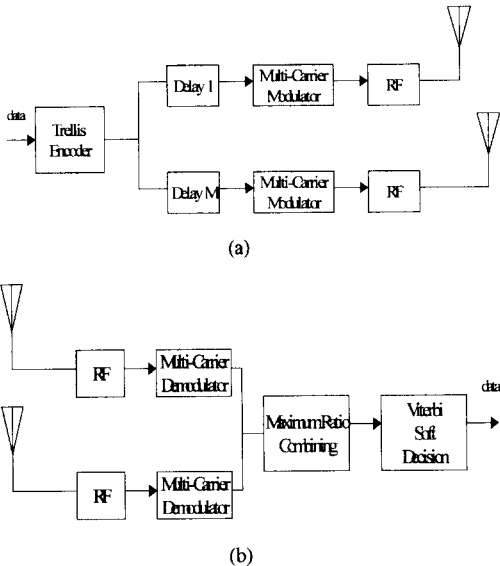


그림 1. Trellis 부호화와 다수의 송신수신 안테나 다이버시티로 구성된 Multi-Carrier CDMA 시스템 해석 모델 (a) 송신 블록 (b) 수신 블록

그림 2는 실내 무선 환경에서 고속의 데이터 전송을 위한 Multi-Carrier CDMA 시스템의 송신 블록을 나타낸다. Multi-Carrier CDMA 시스템은 정보 비트를 주어진 확산 코드를 이용하여 주파수 영역에서 서로 다른 반송파로 확산시킨다. 그림 2에서는 Multi-Carrier의 수와 처리이득이  $M_c$  인 경우를 나타내고 있다. 입력된  $m$ 번째 사용자의  $k$ 번째 정보 심볼은  $M_c$  번 복사되고  $m$ 번째 사용자에게 할당된

각각의 부호( $C_m(M_c - 1)$ )와 곱해진 후 Multi-Carrier에 의하여 변조된다.

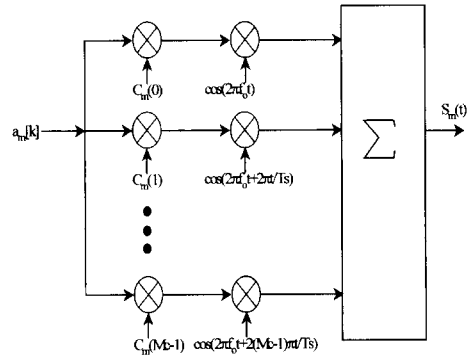


그림 2. Multi-Carrier CDMA 시스템의 송신 블록

해석을 간략화하기 위하여 대역의 방사를 최소화하기 위해 window 함수로는 구형파 함수를 사용하였다.

$$P_T(t) = \begin{cases} 1 & : 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & : otherwise \end{cases} \quad (1)$$

그리고 Multi-Carrier CDMA 시스템의 송신기 구조에서  $a_m[k]$ 는 송신단에 입력되는 데이터 열을,  $m$ 는 사용자를,  $k$ 는 입력 데이터 심볼의 순서를 나타내며, 전송되는  $m$ 번째 사용자의  $k$ 번째 Multi-Carrier CDMA 신호는 다음과 같다.

$$s_m(t) = \frac{1}{M} a_m[k] \sum_{k=0}^{M-1} C_m(k) e^{j2\pi(f_0 + k/T_s)t} \quad (2)$$

여기서  $f_0$ 는 반송파 주파수를 나타내며, 시스템의 최대 용량에 해당되는  $M_c$  명의 사용자가 동시에 사용할 경우 각 안테나에서 전송되는 Multi-Carrier CDMA 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} s_m(t) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} a_m[k] C_m(k) e^{j2\pi(f_0 + k/T_s)t} \\ &= \sqrt{2P/M} e^{j2\pi(f_0 + k/T_s)t} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $P$ 는  $M$ 개의 송신 안테나로부터 나가는 전체 송신전력을 나타낸다.

수신단에서 Multi-Carrier CDMA 시스템의 잡음 성분의 분산은  $M_c N_o T_s / 4$  이고, 랜덤한 신호열과 CDMA 다중 사용자 간섭을 Gaussian 잡음으로 간략화하고, 모든 사용자로부터의 간섭을 독립적이라

고 가정하면, 모든 사용자에게 의한 전체의 간섭전력은 다음과 같다.

$$E[Var(I)] = \frac{(U-1)(P/M)T_s^2}{4\pi^2 M_c} \left\{ \left[ \sum_{n=1}^{M_c} \sum_{i=1, i \neq n}^{M_c} \frac{3n^2 + i^2}{(n^2 - i^2)^2} \right] + \frac{2\pi^2}{3} \right\} \quad (4)$$

결국, 하나의 송신 안테나 다이버시티 가지에서 모든 사용자로부터의 간섭과 잡음을 고려한 Multi-Carrier CDMA 시스템의 등가 신호 전력 대 전체 잡음 전력비  $\gamma_{eq}$ 는 다음과 같다.

$$\gamma_{eq} \approx \left( \frac{U-1}{2M_c^2\pi^2} \left\{ \left[ \sum_{n=1}^{M_c} \sum_{i=1, i \neq n}^{M_c} \frac{3n^2 + i^2}{(n^2 - i^2)^2} \right] + \frac{2\pi^2}{3} \right\} + \frac{MN_o}{2E_b} \right)^{-1} \quad (5)$$

여기서  $E_b$ 는 하나의 심볼 구간  $T_s$  동안에 전송되는 신호의 에너지이고,  $U$ 는 다중사용자의 수,  $M_c$ 는 Multi-Carrier의 수,  $M$ 은 송신 안테나의 수이다.

### III. 성능 분석

본 논문에서는 라이시안 페이딩으로 모델링되는 실내 무선 통신 환경에서 다량의 정보를 고속으로 전송하기 위한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템을 고려한다. 정보 데이터는 Trellis 부호기를 거쳐서 부호화된 후  $M$ 개의 안테나 가지로 분리된 후 Multi-Carrier 변조기로 입력된다.  $M$ 개의 안테나 가지는 서로 다른 시간 지연을 갖으면서 전송된다. Multi-Carrier 변조기에서는 직·병렬 변환기에 의하여 고속의 직렬 데이터가 저속의 병렬 데이터로 변환한다. 변환된 병렬 데이터는 서로 직교성을 갖는 각각의 부분송파에 의하여 변조되고, 모든 부분송파가 합쳐진 후 각각의 송신 안테나 다이버시티에 의하여 무선채널로 방사된다. 다중 사용자 간섭과 주파수 비선택성 라이시안 페이딩 채널을 통하여 수신된 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호는 직·병렬 변환기에 의하여 부분송파 채널로 분리된 후 FFT에 의하여 각각의 부분송파 채널에서 복조가 이루어진다.

#### 1. 실내 무선 채널 모델

실제적으로 전파 경로 매질은 주된 고정 경로 성

분과 다수개의 약한 경로 성분으로 구성된다. 이렇게 수신된 신호를 복소 진폭 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$R(t) e^{j\theta(t)} = u(t) e^{j\alpha(t)} + v(t) e^{j\beta(t)} \quad (6)$$

여기서  $u(t)$ 는 레일리 분포,  $\alpha(t)$ 는  $(0, 2\pi)$  구간에서 일양분포, 그리고  $v(t), \beta(t)$ 는 결정적인 신호이다. 신호 진폭  $R(t)$ 의 분포를 라이시안 확률밀도함수라고 하며 다음과 같다.

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + v^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (7)$$

여기서  $v$ 는 수신된 신호의 고정경로 성분 진폭을 나타내며,  $2\sigma^2$ 는 레일리 성분의 전력이다. 라이시안 확률밀도함수의 2승 평균치  $E[R^2]$ 는  $v^2 + 2\sigma^2$ 이고,  $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형 베셀 함수이다. 그림 3은  $\sigma^2 = 1$ 인 경우,  $v$ 에 따른 라이시안 확률밀도함수를 나타낸다. 고정경로 신호 성분의 진폭이 커질수록 pdf 곡선은 우측으로 이동하며 가우시안에 근접한다.

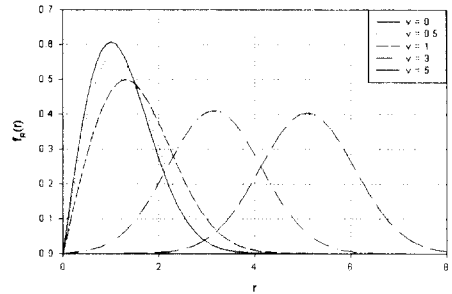


그림 3. 라이시안 pdf ( $\sigma^2 = 1$ )

라이시안 페이딩 채널에서 페이딩의 심도를 나타내는 라이시안 파라미터는 다음과 같이 고정 경로 성분의 전력( $v^2$ )과 레일리 성분의 전력비( $\sigma^2$ )로서 정의된다.

$$K_R = v^2/2\sigma^2 \quad (8)$$

또한 식(7)의 라이시안 확률밀도함수는  $E[R^2] = v^2 + 2\sigma^2 = 1$ 인 경우 다음과 같이 표현된다.

$$f_R(r) = 2r(1+K_R) \exp\left\{-(1+K_R)r^2 - K_R\right\} I_0(2r\sqrt{K_R(1+K_R)}) \quad r \geq 0 \quad (9)$$

만약,  $K_R \rightarrow 0$  이면, 고정 경로 성분의 전력은 감소되며  $I_0(0)=1$  이 되기 때문에 라이시안 확률밀도함수는 레일리 확률밀도함수로 변환된다. 반면에  $K_R \rightarrow \infty$  이면, 고정 경로 성분의 전력은 랜덤한 경로의 전력보다 매우 커지고, 베셀함수는 다음과 같이 변한다.

$$I_0(x) \approx e^x / \sqrt{2\pi x} \quad x \rightarrow \infty \quad (10)$$

결과적으로  $\nu$ 와  $K_R$ 가 커질 경우, 식(7)의 라이시안 확률밀도함수는 다음과 같은 가우시안 확률밀도함수로 변형된다.

$$f_R(\gamma) = \frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{(\gamma-\nu)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (11)$$

실내에서의 전파 측정에 의한 송·수신기 사이의 통신 채널은 라이시안 페이딩 모델에 근사한다고 알려져 있다. 라이시안 페이딩 파라미터  $K_R$ 은 직접파 전력 대 반사파 전력비를 나타내며  $K_R$ 의 범위 6 dB~12 dB는 실내 무선 환경을 나타내는데 적절한 파라미터의 범위이다<sup>[2],[3]</sup>.

수신 안테나를 통하여 수신된 Multi-Carrier CDMA 신호가 각 가지에서 서로 페이딩이 독립적이라고 가정하면, 라이시안 페이딩 채널에서 최대비 합성 수신 안테나 다이버시티에 의한  $\gamma$ 에 대한 순시 신호 전력 대 잡음 전력비신호의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$f_\gamma(\Gamma, L) = \frac{K_R+1}{\Gamma} \exp\left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma} - K_R L\right] \cdot \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R L \Gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}} I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{L K_R (K_R+1)\gamma}{\Gamma}}\right) \quad (12)$$

여기서,  $K_R$ 은 라이시안 페이딩의 파라미터,  $L$ 은 수신 안테나의 수,  $\gamma$ 는 순시 신호 전력 대 잡음 전력비,  $\Gamma$ 는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타낸다.

2. 송신/수신 안테나 다이버시티에 의한 오율 성능

Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트 오율  $P_b$ 는 유한개의 지배적인 에러 경로를 포함하는 union bound에 의하여 근사화될 수 있다. Union bound는 주로 비트 오율의 upper bound로 사용된다<sup>[4]</sup>.

$$P_b \leq \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{\infty} w(j) P_j(x \rightarrow \hat{x}) \quad (13)$$

여기서,  $w(j)$ 는 유클리드 거리  $d_j$ 를 가지는  $j$ 번째 에러 경로에서의 정보 비트 에러의 총 수이며,  $d_i$ 는  $d_1 = d_{free} < d_2 < d_3 \dots$ 이다. Trellis 부호화된 신호의 오율식에서 2가지 bound 오율식은 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$\frac{N(d_{free})}{n} Q\left(\sqrt{\frac{n d_{free}^2 \gamma_{eq}}{2}}\right) \leq P_b(e) \leq \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{\infty} w(j) P_j(x \rightarrow \hat{x}) \quad (14)$$

여기서,  $d_{free}$ 는 trellis 부호의 최소 자유 거리,  $N(d_{free})$ 는 송신 경로로부터  $d_{free}$ 만큼 거리가 떨어진 에러 경로에서의 정보비트 에러의 총 수,  $n$ 은 trellis 부호기로 들어가는 입력 비트의 수,  $\gamma_{eq}$ 는 등가 순시 신호 전력 대 전체 잡음 전력비이다. 그리고  $Q(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (15)$$

식 (14)에서 2가지의 bound 오율식은 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에는 비슷하게 된다. 계산량을 제한하기 위하여 유한개의 에러 경로만을 고려해서 계산하며 나머지는 무시될 수 있다<sup>[5]</sup>. 그러므로 신호 전력 대 잡음 전력비가 큰 경우에는 부호기의 전달 함수를 사용하지 않고 근사적으로 부호의 비트 오율을 구할 수 있으며, 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 신호 사이에 발생하는 에러에 의하여 오율은 지배적인 영향을 받는다. 결과적으로 등가 신호 전력 대 전체 잡음 전력비  $\gamma_{eq}$ 를 적용하여 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트 오율을 계산할 수 있다.

또한 라이시안 페이딩 채널에서 M개의 송신 안테나와 L개의 수신 안테나 다이버시티를 적용한 경우, 수신된 신호의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$f_\gamma(\gamma, L, M, \Gamma) = \frac{K_R+1}{\Gamma} \exp\left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma} - K_R L M\right] \cdot \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R L M \Gamma}\right)^{\frac{LM-1}{2}} I_{LM-1}\left(2\sqrt{\frac{L M K_R (K_R+1)\gamma}{\Gamma}}\right) \quad (16)$$

실내 무선 채널을 주파수 비선택적 라이시안 페이딩 채널로 가정할 경우, 송신/수신 안테나 다이버

시터를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트 오류율은 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_b(\gamma) \cdot f_r(\gamma, L, M, \Gamma) d\gamma \quad (17)$$

여기서 송신/수신 안테나 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 등가 평균 신호 전력 대 전체 잡음 전력 비는 다음과 같이 변형된다.

$$\Gamma \approx \frac{1}{M} \left( \frac{U-1}{2M_c^2\pi^2} \left[ \sum_{n=1}^{M_c} \sum_{i=1, i \neq n}^{M_c} \frac{3n^2+i^2}{(n^2-i^2)^2} \right] + \frac{2\pi^2}{3} \right) + \frac{MN_o}{2E_b} \quad (18)$$

#### IV. 수치 해석 및 검토

본 논문에서는 실내무선통신 채널에서 다량의 고속 데이터를 전송하기 위하여 송신/수신 안테나 다이버시티를 적용한 Multi-Carrier CDMA Trellis Coded 16 QAM 시스템을 제안하고, Trellis Coded Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 오류 성능 및 다이버시티 이득을 분석하기 위한 파라미터로는 송신 안테나의 수, 수신 안테나의 수, Multi-Carrier의 수, 다중 사용자의 수, 라이시안 페이딩 심도 등을 적용한다. 그리고 본 논문에서 사용한 TCM 부호기는 상태수가 8, 부호화율이 3/4, 부호기의 구조가  $(h^{(0)}, h^{(1)}, h^{(2)}) = (11, 2, 4)$  인 Ungerboeck의 Trellis 부호기를 적용하였다<sup>[6]</sup>.

그림 4는 라이시안 페이딩 채널에서 송신/수신 안테나의 수와 Multi-Carrier의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트 오류 성능을 나타낸다. 다중 사용자의 수  $U$ 는 20명이고 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R$ 은 실내 무선 채널을 나타내는데 적절한 6 dB를 고려하였다. Multi-Carrier의 수  $M_c$ 가 127, 255, 511로 증가할수록 신호의 오류 성능은 좋아짐을 알 수 있었고, 다중 사용자의 영향으로 인하여  $E_b/N_o$ 를 증가시켜도 오류가 개선되지 않는 error floor 현상을 볼 수 있었다. 다이버시티를 적용하지 않은 경우에는  $BER=1 \times 10^{-3}$  과  $BER=1 \times 10^{-4}$  에서 error floor 현상이 발생하였으나 송신 안테나만을 적용한 경우에는  $BER=1 \times 10^{-6}$  이하에서 error floor 현상이 발생하였다. 이것을 통하여 페이딩 및 다중 사용자

간섭이 존재하는 무선 채널에서 송신 안테나 다이버시티에 의한 이득을 확인 할 수 있었다.

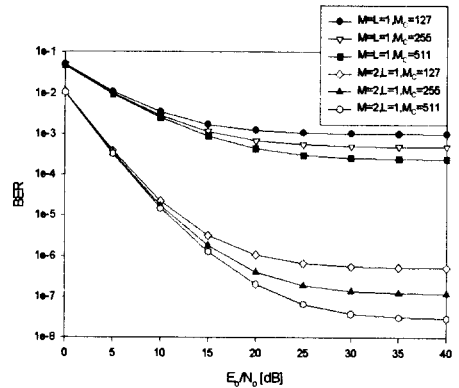


그림 4. 라이시안 페이딩 채널에서 송신/수신 안테나의 수와 Multi-Carrier의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능 ( $U=20, K_R=6$  dB)

그림 5는 라이시안 페이딩 채널에서 송신 안테나의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트 오류 성능을 나타낸다. 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R$ 은 6 dB, Multi-Carrier의 수  $M_c$ 는 127, 다중 사용자의 수  $U$ 는 20명을 가정하였다. 수신 안테나는 1개로 고정하고 송신 안테나의 수를 2개, 3개로 증가시킴에 따라서 Trellis 부호화된 Multi-Carrier 16 QAM 신호의 오류 성능은 크게 개선됨을 알 수 있다. 특히, 1개의 수신 안테나와 2개의 송신 안테나 다이버시티를 사용할 경우,  $E_b/N_o = 12$  dB 부터  $BER=10^{-5}$  이하를 달성하였고, 3개의 송신 안테나 다이버시티를 사용할 경우에는  $E_b/N_o = 6.5$  dB 부터  $BER=10^{-5}$  이하를 달성하였다.

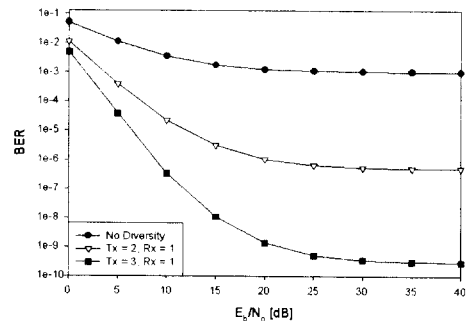


그림 5. 라이시안 페이딩 채널에서 송신 안테나의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능 ( $K_R=6$  dB,  $M_c=127, U=20$ )

그림 6은 라이시안 페이딩 파라미터에 따른 송신 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능 비교를 나타낸다. Multi-Carrier의 수  $M_c$ 는 127이고 다중 사용자의 수  $U$ 는 20명을 가정하였다. 그리고 수신 안테나는 1개로 고정하고 송신 안테나의 수를 2개로 설정하였다.  $BER=10^{-5}$  이하를 달성하기 위해서 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R=6$  dB에서는  $E_b/N_o=12.5$  dB가 필요하며, 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R=12$  dB에서는  $E_b/N_o=3$  dB가 필요하였다. 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R=6$  dB, 8 dB에서는  $BER=5 \times 10^{-7}$  와  $BER=1 \times 10^{-8}$  에서 error floor가 발생하였다. 그러나 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R=10$  dB, 12 dB에서는  $BER=1 \times 10^{-10}$  까지도 error floor가 발생하지 않았다.

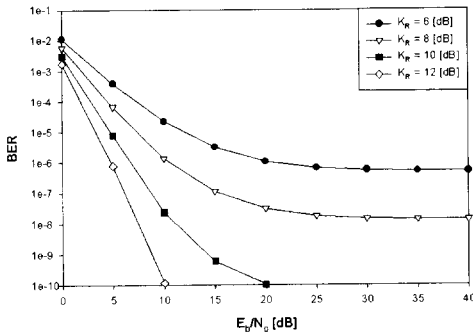


그림 6. 라이시안 페이딩 파라미터에 따른 송신 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능 ( $M=1, L=2, M_c=127, U=20$ )

그림 7은 다중 사용자의 수에 따른 송신 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 오류 성능 비교를 나타낸다. Multi-Carrier의 수  $M_c$ 는 127이고 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R$ 이 6 dB인 라이시안 페이딩 채널에서 다중 사용자의 수를 2명에서 12명으로 증가시키에 따라서 신호의 오류율은 열화되었다. 그리고 2개의 수신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우가 2개의 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우보다 낮은  $E_b/N_o$  에서는 신호의 비트 오류 성능이 우수하였으나, 약  $E_b/N_o=30$  dB 이상에서는 비슷해짐을 알 수 있다.

그림 8은 라이시안 페이딩 채널에서 다중 사용자의 수와 송신/수신 안테나의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 신호의 비트

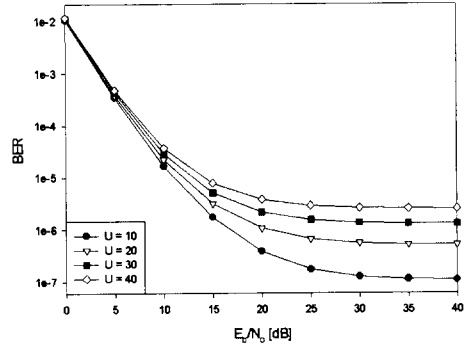


그림 7. 다중 사용자의 수에 따른 송신 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 오류 성능 ( $M=1, L=2, K_R=6$  dB,  $M_c=127$ )

오류 성능 비교를 나타낸다. Multi-Carrier의 수  $M_c$ 는 127이고 라이시안 페이딩의 파라미터  $K_R$ 이 6 dB인 라이시안 페이딩 채널에서 다중 사용자의 수를 2명에서 12명으로 증가시키에 따라서 신호의 오류율은 열화되었다. 그리고 2개의 수신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우가 2개의 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우보다 낮은  $E_b/N_o$  에서는 신호의 비트 오류 성능이 우수하였으나, 약  $E_b/N_o=30$  dB 이상에서는 비슷해짐을 알 수 있다.

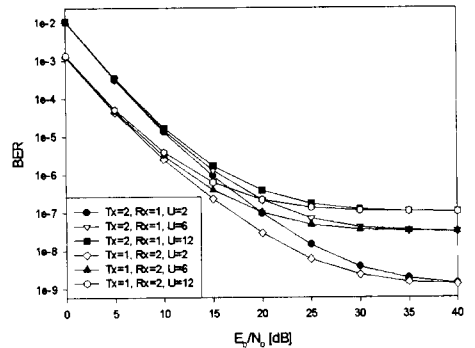


그림 8. 라이시안 페이딩 채널에서 다중 사용자의 수와 송신/수신 안테나의 수에 따른 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능 ( $K_R=6$  dB,  $M_c=127$ )

## V. 결론

본 논문에서는 라이시안 페이딩 채널에서 송신/수신 안테나 다이버시티를 적용한 Trellis 부호화된 Multi-Carrier CDMA 16 QAM 시스템을 제안하고

비트 오류 성능을 비교 분석하였다. 송신 안테나 다이버시티를 적용하지 않은 경우보다 적용한 경우에 더 낮은 BER에서 error floor 현상이 발생하였다. 이것을 통하여 페이딩 및 다중 사용자 간섭이 존재하는 무선 채널에서 송신 안테나 다이버시티에 의한 이득을 확인할 수 있었다. 그리고 수신 안테나는 1개로 고정하고 송신 안테나의 수를 2개, 3개로 증가시킴에 따라서 Trellis 부호화된 Multi-Carrier 16 QAM 시스템의 비트 오류 성능은 크게 개선된다는 것을 알 수 있었다. 특히, 2개의 송신 안테나를 사용하는 경우가 H/W의 복잡도와 성능 측면에서 효율적임을 알 수 있었다. 또한 2개의 수신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우가 2개의 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우보다 작은  $E_b/N_o$ 에서 약간 신호의 비트 오류 성능이 우수하였으나, 큰  $E_b/N_o$ 에서는 비트 오류 성능이 유사해짐을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Boston · London: Artech, 1998.
- [2] T. S. Rappaport, "Indoor radio communications for factories of the Future," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 27, pp. 15-24, May 1989.
- [3] 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.
- [4] C. Tellambura and K. Bhargava, "Error performance of MPSK trellis-coded modulation over nonindependent Rician fading channels," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 47, pp.152-162, Feb. 1998.
- [5] F. Gagnon and D. Haccoun, "Bounds on the error performance of coding for nonindependent Rician fading channels," *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-40, pp.351-360, Feb. 1992.
- [6] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis Coded Modulation with applications*, New York : Macmillan, 1991.

노 재 성 (Jae-Sung Roh)

정회원



1990년 2월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
졸업 (공학사)

1992년 2월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
졸업 (공학석사)

2000년 8월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과  
졸업 (공학박사)

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

1999년 3월~2000년 8월 : 강원도립대학 정보통신과  
전임강사

2000년 8월~현재 : 서일대학 정보통신과 전임강사  
<주관심 분야> 무선/이동통신, 채널모델링, Mobile IP, IMT-2000 무선 전송

이 찬 주(Chan-Joo Lee)

정회원



1975년 2월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
졸업 (공학사)

1991년 9월 : 연세대학교 산업  
대학원 졸업 (공학석사)

1997년 9월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
박사 과정 수료

1988년 10~1990년 3월 : (주) 한아통신 기술이사

1990년 3월~현재 : (주) 세영통신 대표이사

<주관심 분야> 무선전파공학, 통신공학

김 언 곤(Eon-Gon Kim)

정회원



1982년 2월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
졸업 (공학사)

1985년 2월 : 한국항공대학교  
항공통신정보공학과  
졸업 (공학석사)

1997년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과  
졸업 (공학박사)

1984년 12월~1995년 1월 : 삼성전자 통신연구소  
선임연구원



1995년 2월~현재 : 대전산업대학교 정보통신공학과  
조교수

1999년 8월~현재 : (주)터보텔레콤 기술이사  
<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신

조 성 준 (Sung-Joon Cho) 중신회원



1969년 2월 : 한국항공대학교  
졸업 (공학사)

1975년 2월 : 한양대학교 졸업  
(공학석사)

1981년 2월 : 오사카대학교 졸업  
(공학박사)

1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 전자·정보 통  
신·컴퓨터 공학부 교수

<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경  
전자공학