

UMM(Unitary Matrix Modulation)을 이용한 LDPC(Low Density Parity Check) 코드 OFDM 시스템

정희원 김 남 수*, 강 환 만**, 조 성 호***

Low Density Parity Check (LDPC) Coded OFDM System Using Unitary Matrix Modulation (UMM)

Nam Soo Kim*, Hwan Min Kang**, Sung Ho Cho*** *Regular Member*

요 약

다중 안테나 시스템에서 UMM (unitary matrix modulation)을 사용한 방법을 USTM (unitary space-time modulation)이라 부른다. OFDM 시스템에서 coherence bandwidth 만큼의 이격을 두고 UMM의 대각 행렬을 이용한 방법이 제안되고 있다. 또한 최근에 디코딩 방법이 간단하고 좋은 성능을 갖는 LDPC (low density parity check) 코드에 대한 연구가 진행되고 있다. 본 논문에서 UMM (unitary matrix modulation)을 사용하고 LDPC 코드 된 OFDM 시스템을 제안한다. 또한 다중 송신 안테나를 사용하여 송신 diversity 이득을 얻는 것이 아니라, 하나의 송신 안테나를 이용하여 채널의 coherence bandwidth 만큼의 주파수 간격 (splitting)을 두어 채널에 대한 주파수 이득을 고려하여 UMM/OFDM 시스템을 설계 하였다. 이 방법을 이용하여 본 논문에서 제안된 UMM-S/OFDM에 대한 성능 특성을 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

Key Words : 직접수열 부호분할 다중접속, 서명수열, 상관 함수, 4-위상 신호 방식, 의사잡음 수열

ABSTRACT

Unitary matrix modulation (UMM) is investigated in multiple antennas system that is called unitary space-time modulation (USTM). In an OFDM, the diagonal components of UMM with splitting over the coherence bandwidth (UMM-S/OFDM) have been proposed. Recently LDPC code is strongly attended and studied due to simple decoding property with good error correction property. In this paper, we propose LDPC coded UMM-S/OFDM for increasing the system performance. Our proposed system can obtain frequency diversity using UMM-S/OFDM like USTM/OFDM, and large coding gain using LDPC code. The superior characteristics of the proposed UMM-S/OFDM are demonstrated by extensive computer simulations in multi-path Rayleigh fading channel.

I. 서 론

최근의 통신 방식은 음성 위주의 통신 방식에서

고속 데이터 통신 및 멀티 미디어 통신 방식으로 전환되고 있다. 이러한 요구는 3세대 및 4세대 통신 방식에서는 더욱더 많아질 것으로 여겨진다. 이러한

* 모빌링크 텔레콤㈜ (nskim7@korea.com),

** 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 책임연구원

*** 한양대학교 정보통신대학 교수

논문번호 : KICS2004-12-315, 접수일자 : 2004년 12월 9일

고속 통신 시스템의 요구에 부합하여 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 통신 방식이 최근에 많은 관심과 연구가 계속되고 있다 [1], [2]. OFDM 통신 방식은 주파수의 효율을 좋게 하여 고속의 데이터 전송을 가능하게 하는 방식으로, 상호 직교성을 갖는 주파수 성분을 IFFT(inverse fast Fourier transform)에 의해 병렬적으로 전송하는 방식이다. 또한 OFDM 통신 방식은 각 sub-carrier 마다 주파수 간격이 조밀하여 flat 페이딩으로 간주할 수 있는 특징을 갖는다.

좋은 성능을 유지하면서 고속 전송을 가능하게 하는 방법으로는 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 사용하는 것이다[3]-[6]. 그러나 단말기에는 다중 안테나를 적용하기 힘들기 때문에, 전송 diversity를 좋게 하는 연구는 기지국 측면에서 많이 진행되고 있다 [7]. 이러한 시공간에 대한 신호처리 기법을 이용하여 다중 수신 안테나에 적용한 것이 시공간 블록 코드(space-time block code, STBC)이다. 이 STBC에 대한 연구로는 [8]에서 구현이 용이하고, 디코딩이 간단한 방법을 제안하였다. 그러나 디코딩 구조는 간단하지만, STBC를 구현하기 위해서는 다중 송신 안테나로 수신된 신호를 수신기에서 분리하고, 선형 연산을 수행해야 하는 단점이 있다.

최근에는 STBC를 사용할때의 단점인 선형 연산이 없이 시공간 diversity를 높이는 방법으로 USTM (unitary space-time modulation) 방법이 제안되었다 [9][10]. Hochwald와 Marzetta의 연구에서는 사용자에 대한 용량 증대에 관점을 두고 있고, 이러한 unitary 행렬은 안테나의 개수가 늘어나도 적용된다. 만약, fast 페이딩이 다중 안테나 사이에서 발생한다면, 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 페이딩 파라미터를 검출하는 것도 어렵고, 비효율적이다. [10]에서는 Rayleigh fast 페이딩 채널하에서의 다중 안테나 시스템에 대한 USTM 방법에 대한 연구를 하였다. 하나의 unitary 시공간 신호는 행 벡터가 서로 독립적이고, 직교성을 유지하는 신호로써, 다중 송신 안테나에 의해 전송된다. [11]에서는 이러한 행 벡터의 성장도에 대한 연구를 수행하였다.

대부분의 USTM 시스템에 대한 연구는 flat 페이딩 채널에서의 연구가 중심이 되었다. 그러나 많은 무선 통신 채널은 주파수 선택성(frequency selective) 페이딩 채널이고, 페이딩 현상에 의한 감쇄가 많이 발생한다. 이러한 문제점을 줄이기 위해서 coherent하고, differential하며, convolution 코드를 사

용하는 USTM/OFDM 시스템이 제안되었다[12][13]. 이 USTM/OFDM 시스템은 주파수 선택성 페이딩 채널에서의 시공간에 대한 diversity 이득을 얻을 수 있는 특징이 있다. 또한, 최근에 convolution 코드 외에 터보코드, low density parity check (LDPC) 코드 [14]에 대한 연구가 진행되고 있다. LDPC 코드는 선형성을 갖는 코드이고, 디코딩 알고리즘이 간단하여 실제 시스템에 적용하기에 적합하다. 또한, LDPC 코드 길이가 충분히 길면, LDPC 코드의 성능은 Shannon limit에 근접할뿐만 아니라, 터보 코드의 성능과도 비슷한 특징이 있다.

본 논문에서 UMM(unitary matrix modulation)을 사용하고 LDPC 부호화 OFDM 시스템을 제안한다. 또한 다중 송신 안테나를 사용하여 송신 diversity 이득을 얻는 것이 아니라, 하나의 송신 안테나를 이용하여 채널의 coherence bandwidth 만큼의 주파수 간격 (splitting)을 두어 채널에 대한 주파수 이득을 고려하여 UMM/OFDM 시스템을 설계 하였다. 그러므로 본 논문에서 제안한 알고리즘을 UMM-S/OFDM이라고 하자. 이러한 방법을 이용하여 본 논문에서 제안된 UMM-S/OFDM에 대한 성능 향상 정도를 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서는 기존 두 개의 안테나 시스템에서의 USTM/OFDM 방식과 본 논문에서 제안하는 UMM-S/OFDM 방식에 대한 설명을 하고, LDPC 코드를 이용한 iterative 디코딩 방법을 제 3 장에서 설명한다. 제 4 장에서는 본 논문에서 제안한 방식에 대한 검증을 시뮬레이션을 통하여 성능 향상을 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 시뮬레이션을 통한 검증을 수행하고, 제 5 장에서 결론을 맺는다.

II. UMM-OFDM 시스템

2.1 두개의 송신 안테나를 갖는 USTM-OFDM 시스템

본 절에서는 두 개의 송신 안테나를 USTM-OFDM 시스템에 적용하기 위해서 송신하고자 하는 데이터를 어떻게 할당할 것인지에 대한 설명과 시스템 구조를 살펴본다. USTM은 각 열에 해당하는 요소가 두 개의 안테나를 통해 그림 1과 같이 OFDM 부반송파에 할당되고, 전송하는 데이터는 서로 직교성 (orthogonal)을 유지하며 전송된다. 송신기에서 전송하고자하는 데이터는 두 개의 안테나

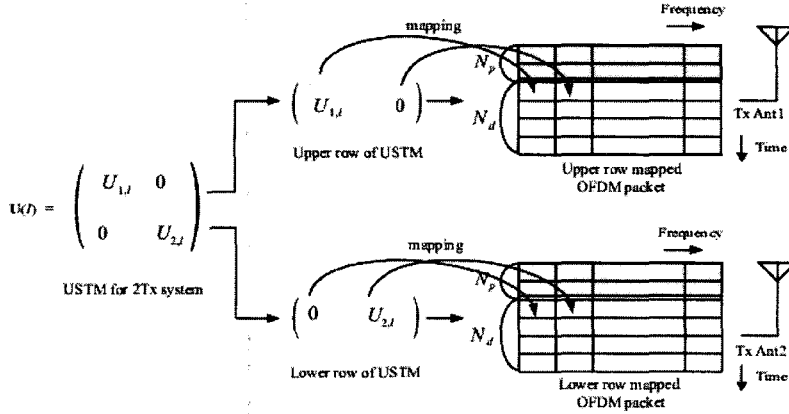


그림 1. 두개의 송신 안테나를 갖는 USTM-OFDM 구조

로 나뉘고, $R \cdot M$ 비트로 구성되어 있다고 하면, 여기서 R 은 각 안테나로 나뉘지는 심볼당 비트 수이고, M 은 안테나의 개수를 나타낸다. 이 $R \cdot M$ 비트열은 USTM을 위해서 식 1과 같이 대각 행렬식으로 이루어진 $U(l), (1 \leq l \leq L)$ 로 mapping 된다.

$$U(l) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi l}{L}} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & e^{j\frac{2\pi l}{L}} \end{bmatrix}, \quad (1 \leq l \leq L) \quad (1)$$

식 1에서 $U(l)$ 은 크기가 $M \times M$ 인 대각 행렬식이다. 예를 들어, 그림 2와 같이 $M=2$ 이고, $R=1$ 인 BPSK(binary phase shift keying) 변조방식에 대해서 살펴보자. 그림 2에서도 알 수 있듯이 전송하고자 하는 원 데이터 비트열은 행이 직교성을 유지하는 2×2 unitary 행렬, $U(l)$ 의 하나로 구성된다. T_1 시간에서 비트열이 [0 0]일 때, 첫째 송신 안테나는 1로, 둘째 안테나는 0으로 데이터가 mapping 된다. 또한, T_2 시간일 때, 첫째 송신 안테나는 0으로, 둘째 송신 안테나는 1로 mapping 되어서 전송됨을 알 수 있다.

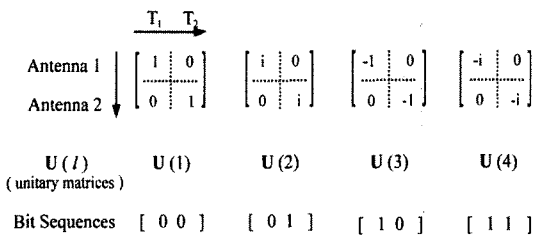


그림 2. 비트열에 대한 unitary 행렬

위의 설명에서도 알 수 있듯이, unitary 행렬식은 대각 행렬을 제외하고 모두 0으로 구성되어 있기 때문에, 수신되는 신호들은 Alamouti [8] 방법과 같이 선형 연산을 수행하지 않고도 수신되는 신호들을 분리할 수 있는 장점이 있다. 또한 Maximum Likelihood (ML) 검파기를 이용하여 수신되는 신호에 대한 Euclidean 거리를 계산하고, 송신기와 수신기 사이의 채널을 추정함으로써 USTM을 갖는 수신기를 구현할 수 있다. 이렇게 수신된 신호는 두개의 다른 송신 안테나를 통해서 시간 간격동안 수신된 신호이기 때문에, ML 검파기는 diversity를 얻을 수 있다. 그러나, 특정한 sub-carrier 주파수에 대한 채널 추정은 인접한 sub-carrier 주파수들과 다르게 전체를 추정하기란 어렵다. 이 채널 추정은 채널의 coherence bandwidth (B_C)에 의존한 상관관계를 구해야 한다. 이러한 이유 때문에, B_C 만큼의 간격을 이용하여 주파수 성분에 대한 diversity를 얻을 수 있다. 그러므로 다음 절에서는 본 논문에서 제안하는 USTM 방법을 이용하여 대각행렬에 대한 데이터를 주파수 도메인으로 mapping 할때, B_C 만큼 간격을 두어 단일 송신 안테나를 사용함에도 불구하고 주파수 성분에 대한 diversity를 얻고자 한다.

2.2 제안된 UMM-S/OFDM 시스템

본 절에서는 그림 3과 같이 본 논문에서 제안하는 단일 안테나에서 UMM을 이용한 OFDM 시스템이다. 제안된 UMM-S/OFDM 시스템은 coherence bandwidth만큼의 주파수 간격을 갖는 unitary 행렬의 대각 성분들을 이용하여 주파수 diversity를 향상시킨다. 이 경우, unitary 행렬의 대각 성분들은 다른 채널 이득을 얻기 때문에, 단일 안테나 시스템에

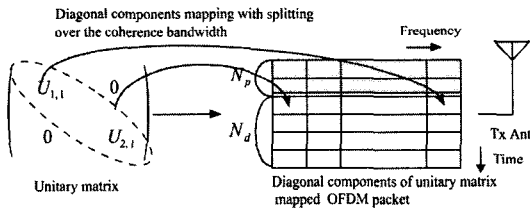


그림 3. 제안된 UMM-S-OFDM 개념도

서 제안된 UMM-S/OFMD 시스템은 diversity 이득을 얻을 수 있다.

이를 수식으로 표현하면, 하나의 송신 안테나에서 k 번째 sub-carrier에 대한 주파수 영역의 채널 응답은 아래 식과 같다.

$$\tilde{H}(k) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p(k) e^{j2\pi kp/K} = H(k)^H \alpha(k) \quad (2)$$

여기서 $H = [h_0, h_1, \dots, h_{P-1}]^H$ 으로 시간 응답을 나타내고 크기가 P 인 벡터이다. 식 (2)를 이용하여 k 번째 sub-carrier의 수신 신호 $y(k)$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$y(k) = \tilde{H}(k)X(k) + n(k), \quad k=1, \dots, K \quad (3)$$

식 (3)에서 $X(k)$ 는 coherence bandwidth만큼 간격 (splitting)으로 전송되는 unitary 행렬의 대각 성분이고, $n(t)$ 는 백색 Gaussian 잡음 (AWGN) 성분이다. 수신기에서 수신되는 신호를 de-splitting하고, 채널 추정을 한 후, k 번째 sub-carrier의 주파수 영역 신호 $y(k)$ 는 M 비트로 나뉜다. 이러한 주파수 영역의 M 비트는 ML 검파기에 의해 검파되고, 식 (3)의 신호 모델에 대한 검파식은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{U} = \arg \min_{\sum_{k=1}^K |y(k) - \tilde{H}(k) \cdot \sum_{l=1}^L \text{diag}(U)_{\text{mod}(k, M)+1}(l)|^2} \quad (4)$$

여기서 $\sum_{l=1}^L \text{diag}(U)_{\text{mod}(k, M)+1}(l)$ 은 unitary 행렬의 대각 성분이다. 식 (4)로부터 unitary 행렬의 대각 성분이 coherence bandwidth만큼의 주파수 간격을 갖지 않을 때, $\sum_{l=1}^L \text{diag}(U)_{\text{mod}(k, M)+1}(l)$ 의 인접한 신호들은 동일한 채널 응답과 상관 관계를 갖는다. 그러나 coherence bandwidth 만큼의 주파수 간격을 갖는 unitary 행렬식에 대해서는 전적으로 다른 채널 응답을 갖게 된다. 이것은 UMM을 사용하는 OFDM

시스템에서 하나의 안테나를 사용하더라도 coherence bandwidth 만큼의 주파수 간격을 유지하면 주파수 diversity 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

다음 절은 본 논문에서 적용한 LDPC 코드에 대한 설명과 그 코드의 디코딩 알고리즘인 sum-product 알고리즘에 대하여 설명하겠다.

III. LDPC 코드와 디코딩 알고리즘

3.1 LDPC(Low density parity check) 코드

LDPC 코드는 1962년 Gallager 에 의해 제안되었으며 대부분의 값들이 0으로 이루어진 검사행렬에 의해 정의된다 [14][15]. LDPC 부호는 블록 길이가 길어질수록 복호 오류를 지수적으로 감소시킬 수 있으며 터보 부호와 같이 Shannon 의 채널 용량 한계에 근접하는 좋은 성능을 보이기 때문에, 최근 이동 통신 시스템에서 각광을 받고 있다.

LDPC 코드는 sparse bipartite 그래프로부터 얻어지는 선형 코드로서, sum-product 알고리즘에 의해 간단하게 디코딩 된다. Sum-product 디코딩 알고리즘은 복잡도가 낮고 좋은 성능을 갖는 특징이 있다. 식 (5)는 LDPC 검사행렬 (parity check matrix) H 을 나타낸 것으로서, 각 행마다 4개씩의 1을, 각 열마다 2개씩의 1을 가진 형태이다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (5)의 검사행렬 H 를 메시지 노드(message node)와 체크 노드 (check node)로 이루어진 그래프로 나타낼 수 있으며 그 예를 그림 4에 나타내었다. 그림 4의 왼쪽인 메시지 노드는 검사행렬 H 의 열에 해당하며, 오른쪽의 체크 노드는 행에 해당한다. 또한 선으로 연결된 부분은 검사 행렬 H 에서의 메시지 노드와 체크 노드에서 1이 위치한 부분이며 각각의 메시지 노드들은 연결된 체크 노드에서 짝수 패리티를 만족시키도록 구성된다.

3.2 디코딩 알고리즘(Sum-product 알고리즘)

LDPC 코드는 iterative한 디코딩 알고리즘으로 regular LDPC 코드와 irregular LDPC 코드로 나뉘어진다. Regular LDPC 코드는 uniform한 column

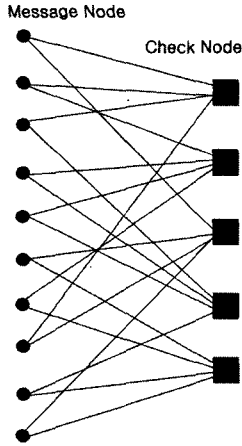


그림 4. LDPC 코드의 그래프

weight와 row weight를 갖고, irregular LDPC 코드는 non-uniform한 column weight를 갖는 특징이 있다. 본 논문에서는 regular LDPC 코드를 사용하고, 합곱(sum-product) 알고리즘을 이용하여 디코딩을 수행한다. 이러한 합곱 알고리즘은 turbo 코드의 디코딩 알고리즘보다 더 적은 연산량을 갖는다. LDPC 코드의 페리티 체크 행렬 H 는 (r, n, t) 로 나타낼 수 있다. 여기서 r 은 column 의 개수이고, n 은 row 의 개수이고 t 는 각 column 에서의 1의 개수이다. 또한 LDPC 코드 (r, n, t) 의 rate은 $1-r/n$ 이다. 그러므로 LDPC 코드에서는 코드 길이를 길게 함으로써 최소거리(minimum distance, d_m)를 크게 할 수 있기 때문에 더 좋은 코딩 이득을 얻을 수 있다. 그러나 디코딩 복잡도와 실제 환경에서의 적용 가능성을 고려해야 할 것이다. 먼저, 두 개의 집합 $A(r)$ 과 $B(n)$ 을 아래와 같이 정의 하자.

$$\begin{aligned} A(r) &= \{n : H_{r,n} = 1\}, \\ B(n) &= \{r : H_{r,n} = 1\}. \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 $1 \leq i \leq n$ 에 대한 local LLR(log-likelihood rate, λ_i)는 아래의 식과 같다.

$$\lambda_i = \ln(\omega(y_i | 0) \omega(y_i | 1)) \quad (7)$$

다음은 합곱 알고리즘의 실행되는 6단계 과정이다.

- 1단계(Initialization): $H_{r,n} = 1$ 을 만족하는 (r, n) 에 대해서 $\beta_{r,n} = 0$ 로 하고, loop counter $l = 1$, 최대 반복 회수 l_{max} 를 정한다.

- 2단계 (Row operation): $H_{r,n} = 1$ 을 만족하는 (r, n) 에 대해서 $\alpha_{r,n}$ 을 구한다.

$$\alpha_{r,n} = \prod_{n \in A(r),n} \text{sign}(\lambda_n + \beta_{r,n}) \cdot f \sum_{n \in A(r),n} f(\lambda_n + \beta_{r,n}) \quad (8)$$

여기서

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (9)$$

$$f(x) = \ln \frac{\exp(x) - 1}{\exp(x) + 1}. \quad (10)$$

- 3단계 (Column operation): $H_{r,n} = 1$ 을 만족하는 (r, n) 에 대해서 $\beta_{r,n} = \sum_{r \in B(n),r} \alpha_{r,n}$ 을 구한다.
- 4단계 (Tentative decision): $n \in [1, n]$ 에 대해서 아래의 식을 구한다.

$$\hat{c}_n = \begin{cases} 0 & \text{if } \text{sign}(\lambda_n + \sum_{r \in B(n)} \alpha_{r,n}) = 1 \\ 1 & \text{if } \text{sign}(\lambda_n + \sum_{r \in B(n)} \alpha_{r,n}) = -1 \end{cases} \quad (11)$$

- 5단계(Parity check): $(\hat{c}_1, \dots, \hat{c}_n)H^T = 0$ 을 만족하면, 결과는 $(\hat{c}_1, \dots, \hat{c}_n)$ 이고, 알고리즘을 탈출한다.
- 6단계(Increment counter): l_{max} 일 때까지 2단계부터 다시 반복한다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

본 절에서는 앞 절에서 제안된 UMM-S/OFDM 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 검증을 수행한다. 그림 5는 본 논문에서 제안한 UMM-S/OFDM 시스템으로 컴퓨터 시뮬레이션 모델을 나타낸 것이고, 그림 6은 본 논문에서 제안한 방법인 splitter를 이용하여 coherence bandwidth 만큼의 주파수를 분리시키는 블록도이다.

그림 5에서 알 수 있듯이, 송신기 구조는 입력되는 비트열을 LDPC 인코딩을 하여, 병렬처리를 위해서 직렬 신호를 병렬 신호로 변환한다. 병렬로 된 신호들은 각각 unitary 변조 방식에 의해 변환된 후, 주파수에 대한 diversity를 얻기 위해 splitter를 통하여 coherence bandwidth만큼의 주파수 간격을 만들고, OFDM 변조를 위해서 IFFT를 수행하며, 시간 영역에서의 보호 구간을 삽입하여 전송된다. 수

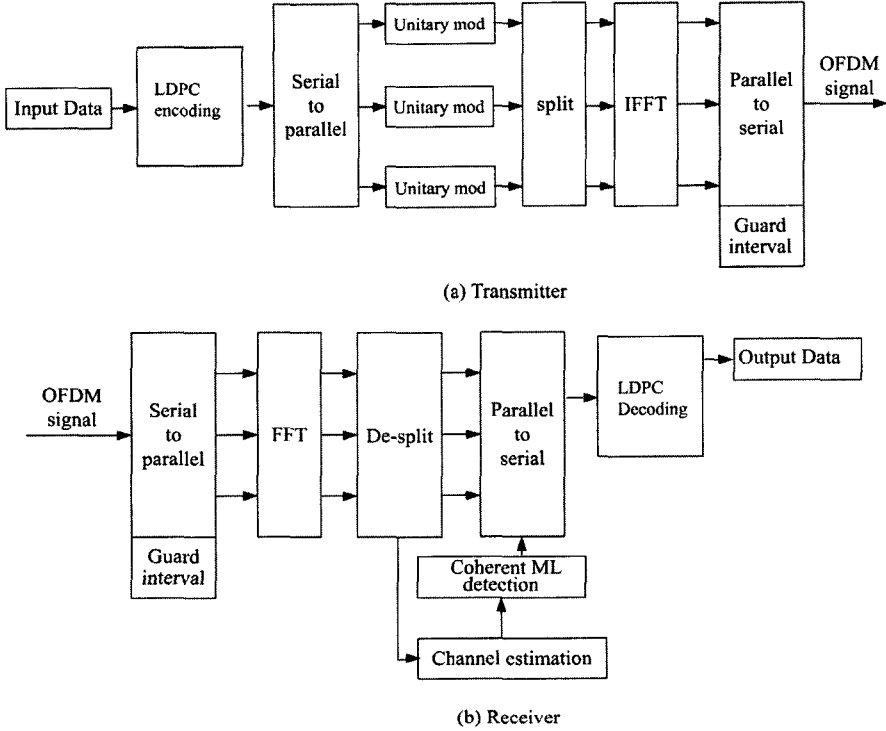


그림 5. 제안된 UMM-S/OFDM의 시뮬레이션 모델

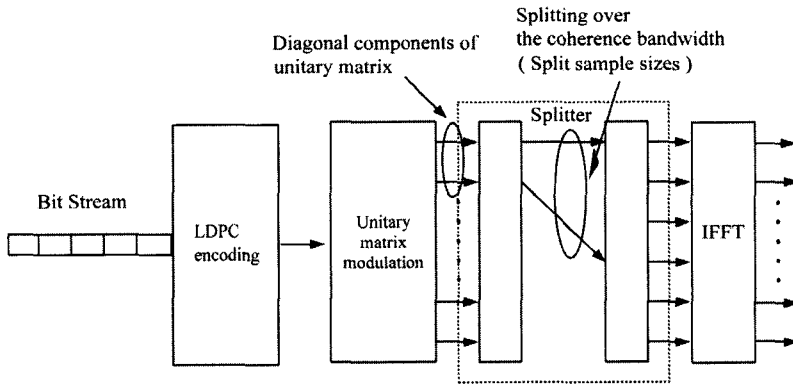


그림 6. Splitter의 구조

신기에서는 수신된 신호는 시간 영역의 보호구간을 제거하고, FFT를 통하여 OFDM 복조를 수행한다. 이 OFDM 변조된 신호는 de-splitter, 채널 추정기, ML 검파기를 통하여 unitary 복조를 한다. 그리고, 최종적으로 LDPC 디코딩을 수행하여 최종 데이터를 얻게 된다. 시뮬레이션을 위해서 IFFT/FFT의 크기 $N_c=128$ 을 사용하였고, 시간 영역의 보호구간은 25샘플을 사용하였다. 또한, LDPC 코드는 $R=1/2$, $H=\{128, 64, 7\}$ 을 사용하였다.

채널 구조는 그림 7과 같이 다중 경로인 Rayleigh 페이딩 채널을 사용하였고, 각 샘플의 시간 간격 $T_s=42\text{nsec}$ 이고, 18개의 다중경로이며, -1dB 씩 감소하는 특징을 갖는다고 가정하자. 이러한 채널 구조는 심각한 frequency selective 채널을 나타낸다. 그리고, 최대 도플러 주파수는 10Hz라고 가정하자. 그 외의 시뮬레이션을 위한 파라미터들은 표 1에 정리했다.

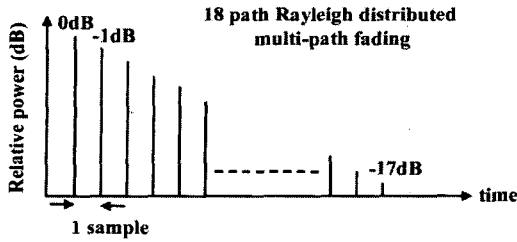


그림 7. 다중 경로 채널 모델

표 1. 시뮬레이션을 위한 파라미터

Data Modulation	BPSK
Demodulation	Coherent ML detection
Data size	15.68 Msymbol/sec
Frame size	64 symbols (pilot = 4, data = 60)
Number of carrier	128
Guard interval	25 samples
Split size	8, 16, 64, 98 samples
Fading	18 path Rayleigh fading
Doppler frequency	10 Hz
Forward Error Correcting Code	LDPC Code ($R=1/2, H=\{128, 64, 7\}$)
The number of antenna	$T_x=1, R_x=1$

그림 8은 AWGN 채널에서의 LDPC coded OFDM 시스템에 대한 BER(bit error rate) 성능 시뮬레이션 결과이다. 이 시뮬레이션에서의 iteration수는 1, 2, 5, 10, 50으로 수행하였다. 결과에서도 알 수 있듯이 iteration을 늘일수록 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 그러나 iteration을 많이 하면 그만큼 연산량이 늘어나기 때문에 적당한 iteration 수를 결정해야 한다. 그림 8의 결과를 보면 iteration 수가 5와 10일 때 비슷하고, 50일 때 약간 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 그러므로 연산량에 대한 성능의 tradeoff를 생각하여 iteration 수를 결정하는 것이 좋다.

그림 9는 diversity가 없는 일반적인 OFDM, 본 논문에서 제안하는 하나의 송신 안테나를 사용하는 UMM-S/OFDM, 그리고 두 개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 USTM/OFDM 시스템에 대한 성능 비교를 수행하였다. 여기서 사용된 split 크기는 8, 16, 64 sample 이고, 도플러 주파수는 10Hz로써 그림 7의 채널을 적용하였다. 그림 9의 결과에서도 알 수 있듯이, UMM-S/OFDM 시스템은 split를 많이 할수록 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 또한 두 개의 송신 안테나를 사용한 USTM/

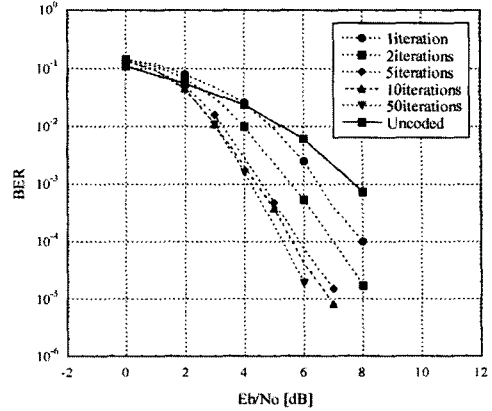


그림 8. AWGN에서의 LDPC coded OFDM 성능 (iterations = 1, 2, 5, 10, 50)

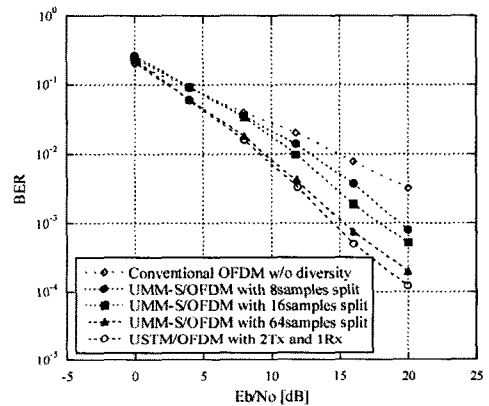


그림 9. USTM-S-OFDM 성능 비교 (split size = 8, 16, 64)

OFDM 시스템의 성능과 하나의 송신 안테나를 사용하고, 64 sample split한 UMM-S/OFDM 시스템의 성능이 비슷하다. 그러므로 하나의 안테나로 주파수 diversity를 좋게 하여 성능 향상을 가져올 수 있다. Split 간격이 많다는 것은 그만큼 다른 채널에 대한 주파수 특성을 알 수 있기 때문에 하나의 안테나로 UMM-S/OFDM 시스템은 BER 특성이 좋다.

그림 10은 채널 코딩이 안된 OFDM, 98 샘플만큼 split되고 채널 코딩이 안된 UMM-S/OFDM, LDPC 코딩된 OFDM, 그리고 하나의 안테나를 사용하고 LDPC 코딩과 98 샘플만큼 split된 UMM-S/OFDM 시스템에 대한 성능 비교를 수행한 결과이다. 본 시뮬레이션에서 도플러 주파수는 10Hz를 사용하였다. 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이, LDPC 부호화된 OFDM 시스템의 성능과 채널코딩이 없는 UMM-S/OFDM 시스템의 성능이 비슷함을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서 제안한 LDPC

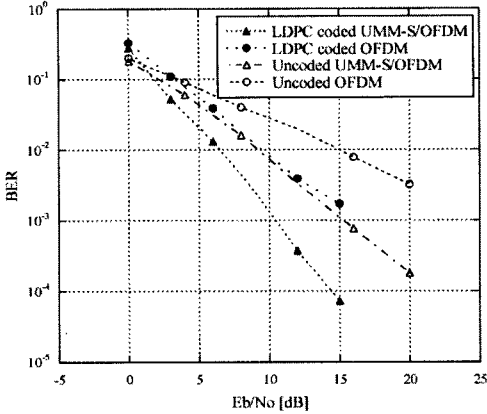


그림 10. 제안된 LDPC coded UMM-S/OFDM 성능비교 (split size = 98, Doppler frequency = 10Hz)

부호화된 UMM-S/OFDM 시스템의 성능이 가장 좋을 수 있다.

V. 결론

OFDM 시스템의 성능 향상을 위해서 다중 송신 안테나를 사용하여 시간과 공간에 대한 diversity를 좋게 하는 방법이 제안되고 있지만, 하드웨어의 복잡도가 늘어나고 연산량도 많아진다. 이러한 문제점을 보완하기 위해서, 본 논문에서는 하나의 송신 안테나를 사용하여 UMM 방법과 LDPC 코드를 OFDM 시스템에 적용한 LDPC 부호화 UMM-S/OFDM 시스템을 제안하였다. 제안된 UMM-S/OFDM 시스템은 UMM의 대각 성분을 coherence bandwidth만큼의 주파수 간격을 두어 주파수에 대한 diversity를 좋게 한 방법이다. 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이, 제안된 98 샘플 간격을 둔 LDPC 코디드 UMM-S/OFDM 시스템의 BER 성능이 가장 좋았다. 그러므로 제안된 시스템은 향후 4세대 통신 시스템의 성능 향상을 위해 적용될 것으로 기대된다.

참고 문헌

[1] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.33, pp.665-675, July 1985.

[2] J.A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol.28,

pp.5-14, May, 1990

[3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765, Feb., 1998.

[4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: performance results," *IEEE J. of Select. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp.451-460, Mar., 1999.

[5] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.45, no.2, pp.1121-1128, Feb., 1999.

[6] G. Raleigh, and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.46, no.3, pp.357-366, Mar., 1998.

[7] S. Fukumoto, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Performance comparison of forward link transmit diversity techniques for W-CDMA mobile radio," *Proc. of PIMRC'99*, vol.3, pp.1139-1143, Sept., 1999.

[8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun*, vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct., 1998.

[9] T.L.Marzetta, and B.M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.45, no.1, pp. 139-157, Jan., 1999.

[10] B.M. Hochwald, and T.L.Marzetta, "Unitary space-time modulation for multi-antenna communications in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.46, no.2, pp.543-563, Mar., 2000.

[11] B.M. Hochwald, et.al., "Systematic design of unitary space-time constellation," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.46, no.6, pp.1962-1973, Sept., 2000.

[12] C. Ahn, and I. Sasase, "Convolutional coded

coherent and differential unitary space-time modulated OFDM with bit interleaving for multiple antennas system," *IEICE Technical Report*, SST-47, pp.75-80, October, 2002.

- [13] C. Ahn, and I. Sasase, "Convolutional coded coherent and differential unitary space-time modulated OFDM with bit interleaving for multiple antennas system," *proc. of ISA 2003*, Malta, Sept., 2003.
- [14] S. Y. Chung, G. D. Forney, Jr., T. J. Richardson, and R. Urbanke, "On the design of low-density parity-check codes within 0.0045dB of the Shannon Limit," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 2, pp. 58-60, Feb. 2001.
- [15] R.G. Gallager, "Low Density Parity Check Codes" *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. 8, pp. 21-28, 1962.

김 남 수 (Nam Soo Kim)

정회원

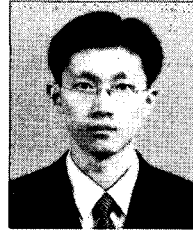


1990년 2월 강원대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1996년 8월 한양대학교 전자공학과 석사 졸업(공학석사)
 1997년 8월~2003년 7월 텔슨전자(주) 선임 연구원(H/W 휴대폰 개발)

1999년 3월~현재 한양대학교 박사과정
 2004년 5월~현재 모빌링크 텔레콤(주) H/W 휴대폰 개발 팀장
 <관심분야> 디지털 통신 및 이동통신 단말

강 환 민 (Hwan Min Kang)

정회원



1997년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1999년 2월 한양대학교 전자공학과 석사과정 졸업(공학석사)
 2004년 8월 한양대학교 전자통신전파공학과 박사과정 졸업(공학박사)

2004년 9월~현재 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 책임연구원
 <관심분야> Software Defined Radio (SDR), DSP 및 응용, Wibro 시스템, 디지털 통신 및 이동통신 단말

조 성 호 (Sung Ho Cho)

정회원



1978년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1984년 12월 University of Iowa 전자컴퓨터공학과 졸업(공학석사)
 1989년 8월 University of Utah 전자컴퓨터공학과 졸업(공학박사)

1989년 8월~1992년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원
 1992년 9월~현재 한양대학교 정보통신대학 교수
 <관심분야> 디지털시스템 H/W 및 S/W 설계, SDR 시스템 설계, 디지털통신, 이동통신, RFID