

8개 송신 안테나 UWB를 위한 협동 다이버시티 MIMO 시스템

Cooperative Diversity MIMO System for UWB with 8 Transmit Antennas

이광재 · Jia Hou* · 이문호* · 조삼구**

Kwang-Jae Lee · Jia Hou* · Moon-Ho Lee* · Sam-Goo Cho**

요 약

본 논문에서는 고속 근거리 데이터 전송을 위해 새로운 협동 다이버시티를 얻기 위한 실내 환경에 적합한 UWB(Ultra Wideband) MIMO(Multiple Input and Multiple Output) 채널 시스템을 제안한다. 셀과 유사하게 4개 또는 8개의 안테나를 이용하는 협동 UWB 네트워크에 의한 다중 안테나 시스템을 고찰하였다. 먼저, 4개의 안테나를 갖는 실내 UWB 네트워크, 이어서 4개의 안테나를 갖는 실외 UWB 네트워크, 그리고 마지막으로 8개의 안테나를 이용하여 실외에서 실내로 향하는 이동국을 포함하는 UWB 네트워크의 3가지 상황에 대해서 고찰한다. 본 제안에서는 좌표(coordinate) 인터리브 시공간 부호(space time codes)와 UWB 신호가 이용된다. 이론적 상한과 시뮬레이션은 제안 알고리즘에 의해 산란 전파환경 및 상관 채널에서 간단하게 다이버시티를 달성할 수 있음을 보여주고 있다.

Abstract

The forward link of the 3 G CDMA system may become limited under the increasing of the number of users. The conventional channelization code, Walsh code, has not enough sizes for much possible users, therefore, the quasi orthogonal function(QOF), which process optimal cross-correlation with Walsh code, is considered. In this paper, we investigate quasi orthogonal function on Jacket matrices, which can lead lower correlations values and better performance in 3 G CDMA system. Moreover, to simplify the detector and improve the BER performance, a novel detection for QOF CDMA system is proposed. Finally, the simple recursive generation of the bent sequences for QOF mask function is discussed.

Key words : CDMA, QOF, Bent Sequence, Hadamard

I. 서 론

최근, UWB 라디오 장치의 상용화를 위한 미국 FCC의 규제 완화를 시작으로 학계뿐만 아니라 산업계에서도 도래하는 신기술로서 지대한 관심을 모으고 있다^{[1],[2]}. FCC의 UWB 스펙트럼 마스크와 관련 규격이 최근에 이르러서야 발표됨에 따라, 기본적인 시스템의 설계와 성능 분석뿐만 아니라 UWB 라디

오 채널의 특성 규명 및 모델링에 관한 많은 연구가 필요한 상태이며, 특히 실내 환경의 경우 지속적인 연구가 필요한 분야라 할 수 있다. UWB 신호의 특성은 극히 짧은 지속시간을 갖는 펄스열에 의해 규정되며, 정보는 펄스의 지연된 위치, 극성 또는 진폭에 의해 반송된다^{[3],[4]}. UWB 시스템의 다원 접속 능력은 의사 잡음 시간 도약(TH) 또는 확산 수열을 UWB 신호와 결합시켜 얻게 된다^[4]. 다원 접속, 낮은

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 육성지원사업으로 수행되었음.」

한려대학교 멀티미디어 정보통신공학과(Department of Inform. & Telecomm. Engineering, Hanlyo University)

*전북대학교 정보통신연구소(Institute of Information & Communication)

**한국전자부품연구원 SoC 연구센터(SoC Research Center, Korea Electronics Technology Institute)

· 논문 번호 : 20050331-041

· 수정완료일자 : 2005년 7월 12일

송신 전력, 다경로에 대한 내성, 경제성 등의 고유한 특성과 함께 UWB 시스템은 특히 실내 무선 및 홈 엔터테인먼트 시스템과 같은 심한 다경로 환경에서 단거리 통신을 위한 유력한 대안이 되고 있다. MIMO 시스템은 다경로 환경에서 시스템 성능 향상을 위한 잠재력으로 인해 잘 알려져 있다. 특히, 채널 페이딩 효과를 극복하고 링크 신뢰도를 얻기 위해 송신 안테나와 수신 안테나 간의 많은 전파 경로를 활용할 수 있다. 이는 다수의 송신 안테나 및 수신 안테나를 이용해 시간과 공간 다이버시티를 얻을 수 있으며, 따라서 시스템 성능의 대폭 향상이 가능함을 의미한다. UWB와 MIMO 시스템 모두의 장점을 도출하기 위해 UWB 시공간 부호화 기법이 제안되었다^[5]. 참고문헌 [5], [6]의 저자는 2개의 안테나와 직교 설계를 이용하는 UWB 시공간 부호화 시스템을 제시하였다.

본 논문에서는 4개 안테나 직교 좌표 인터리브 시공간 부호화 시스템 및 8개 안테나 준직교 좌표 인터리브 시공간 부호화 시스템과 같은 4개 이상의 송신 안테나를 갖는 UWB 시공간 부호화 시스템을 제안하며, 특정 부호화 기법과는 관계없이 UWB 시공간 부호화 시스템의 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 제2장에서는 본 제안에서 이용하는 복소 UWB 신호 및 시스템에 대해 기술하며, 이어서 제3장에서는 UWB 플랫 페이딩 상관 채널을 위한 새로운 4개 또는 8개 안테나 좌표 인터리브 시공간 블록 부호의 개념을 고찰한다. 마지막으로 제4장에서는 결론을 맺는다.

II. 복소 UWB 신호 및 시스템 모델

N_u 사용자를 갖는 UWB MIMO 다중 사용자 환경을 고려하며, 송신부와 수신부는 각각 N_t 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나를 갖는 경우를 고려한다. 각 송신기에서 입력 스트림은 b 비트 세그먼트로 분할되며, $M=2^b$ -ary 심벌 열을 형성한다. 심벌 시퀀스는 다시 N_b 심벌 블록으로 분해되며, 각 블록은 시공간 부호어로 부호화 되어 k 시간 슬롯 동안 N_t 개의 송신 안테나를 통해 전송된다. N_b 심벌을 전송하기 위해서는 k 시간 슬롯이 필요하므로 부호율은 $R=N_b/k$ 가 된다. 각 시공간 부호어 행렬

을 $k \times N_t$ 행렬 D_u 로 표시할 수 있으며, 여기서 (k, i) 번째 원소는 $d_u^i(t)$ 이며 이는 시간 슬롯 k 에서 송신 안테나 i 의 u 번째 사용자 데이터에 의해 전송되는 M-ary 심벌을 나타낸다. 송신기는 시공간 부호어 행렬의 i 번째 열을 UWB 신호로 변환하고 이를 송신 안테나 i 를 통해 전송한다. 결과적으로 얻어지는 시공간 UWB 신호는 $k \times N_t$ 행렬 $X_u(t)$ 로 표시할 수 있으며, 이의 (k, i) 번째 원소는 심벌 $d_u^i(t)$ 와 관련된 전송 신호 $X_u(k, t)$ 이다. 신호 $X_u(k, t)$ 는 특정 다원 접속 및 변조 기법과 관련되며, 이하에서 자세히 고찰한다.

2-1 MPSK 변조된 UWB 신호

변조된 UWB 신호를 가정하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T_w}} \cos(\omega_0 t - \phi_n) \times g(t) \\ &= \sqrt{\frac{2E}{T_w}} (\cos \phi_n \cos \omega_0 t + \sin \phi_n \sin \omega_0 t) \times g(t) \\ &= \sqrt{\frac{2E}{T_w}} (I_n \cos \omega_0 t + Q_n \sin \omega_0 t) \times g(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, E 는 UWB 신호의 에너지, T_w 는 송신 모노 사이클(mono cycle) $g(t)$ 의 지속시간(duration), $\omega_0 = 2\pi f_c$ 는 반송파 f_c 에 의존하며, ϕ_n 은 변조 위상, 그리고 I_n, Q_n 은 각각 복소 심벌 $d_n = I_n + iQ_n$ 의 실수부와 허수부를 나타내며, 여기서 $i = \sqrt{-1}$ 이다. 모노 사이클은 다음과 같이 주어지며, σ 는 펄스 폭을 나타내는 파라미터이다.

$$g(t) = \left[1 - \left(\frac{t}{\sigma} \right)^2 \right] \exp \left[-\frac{t^2}{2\sigma^2} \right] \quad (2)$$

그림 1은 MPSK 변조된 UWB 신호의 구조를 나카낸다.

2-2 다원 접속 기법: DS-MPSK UWB 신호

UWB 신호를 위한 다중 사용자 접속을 위해 직접 수열 확산(direct sequence spreading) 기법이 사용된다. k 번째 프레임 구간에서 MPSK 심벌이 전송되어

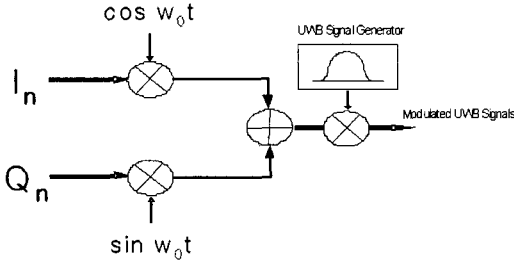


그림 1. MPSK 변조된 UWB 신호의 구조
Fig. 1. The structure of modulated UWB signals.

야 하며, 확산 수열 $\{c_u(l)\}_{l=0}^{N_c-1}$, $c_u(l) \in \{-1, 1\}$ 에 의해 극성이 결정되는 다수의 모노 사이클 열 $\{c_u(l)g(t - kT_f - lT_c)\}_{l=0}^{N_c-1}$ 에 의해 확산된다. u 번째 사용자에게 대한 UWB 전송 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_u^i(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{\frac{E_u}{N_f N_c}} d_u^i(k) \sum_{l=0}^{N_c-1} c_u(l) g(t - kT_f - lT_c) \quad (3)$$

프레임 구간 T_f 는 시간 폭 T_c 를 갖는 N_c 개의 제그먼트로 구분되며, $d_u^i(k) = I_u^i(k) + iQ_u^i(k)$ 는 복소 ST 부호 심벌을 나타낸다. 여기서, $T_c \geq T_w$ 이며, 이는 확산 부호에 관계없이 수열에 포함된 모노 사이클간의 직교성이 유지되도록 한다. 각 프레임은 N_c 개의 정규화 모노 사이클을 포함하고 있기 때문에 N_c 개의 모노 사이클로 이루어진 수열이 단위 에너지를 갖도록 하기 위해 $\sqrt{1/N_c}$ 를 포함시켰다. 모노 사이클 수열의 정규화 외에도 $\sqrt{E_u/T_f}$ 를 포함시켰으며, u 번째 사용자의 프레임 당 송신 에너지를 E_u 로 나타내었다. 그림 2에 본 논문에서 이용하는 UWB MIMO 시스템의 블록도를 나타내었다.

III. 4 및 8 안테나 좌표 인터리브 시공간 부호의 설계

3-1 복수 안테나를 위한 좌표 인터리브 시공간 블록 부호

잘 알려진 바와 같이 시공간 직교 부호는 다음과 같이 쓸 수 있다^{[7],[8]}.

$$A = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 \\ -x_1^* & x_0^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

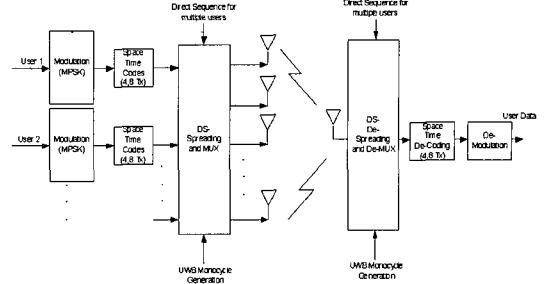


그림 2. 제안 UWB MIMO 시스템의 블록도
Fig. 2. Block diagram of the proposed UWB MIMO system.

식 (4)는 단지 2개의 안테나에 근거하고 있다. 이하에서는 4개의 송신 안테나를 사용하는 인터리브 직교 구조를 나타내기 위해 참고문헌 [9], [10]에서와 동일한 표기 방법을 사용한다.

$$A_{CI} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, 4개의 심벌을 포함하는 2개의 좌표 인터리브 심벌마다 식 (4)에 의한 2개 안테나 다이버시티를 얻을 수 있다^{[9],[10]}. 따라서 이의 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다^[13].

$$H^H y = \begin{bmatrix} |h_0|^2 + |h_1|^2 & & & 0 \\ & |h_0|^2 + |h_1|^2 & & \\ & & |h_2|^2 + |h_3|^2 & \\ 0 & & & |h_2|^2 + |h_3|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 \\ \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \tilde{N} \quad (6)$$

4개의 심벌 집합 $\{x_0, x_1, x_2, x_3\}$ 은 완전 다이버시티를 얻을 수 있다. 이는 좌표 역-인터리브가 다음과 같기 때문이며,

$$x_i = \tilde{x}_{i,I} + i\tilde{x}_{(i+2) \bmod 4,Q} \quad (7)$$

여기서, $\tilde{x}_{i,I}$ 는 2개 안테나 다이버시티를 얻을 수 있으며, $\tilde{x}_{(i+2) \bmod 4,Q}$ 는 또 다른 2개 안테나 다이버시티를 얻게 된다. 따라서 이러한 기법에 근거하여 모두 4개 안테나 다이버시티를 얻게 된다. 반면에, $x_i = x_{i,I} + ix_{i,Q}$, $i = 0, 1, 2, \dots$ 를 복소 신호라 하면 식 (8)을 얻게 된다.

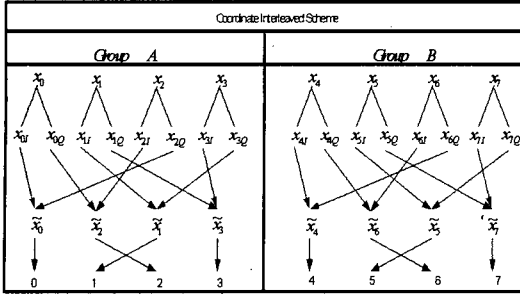


그림 3. 좌표 인터리브 기법의 매핑
Fig. 3. Mapping of the coordinate interleaved scheme.

$$\tilde{x}_i = x_{i,l} + ix_{(i+2) \bmod 4,Q} \quad (8)$$

여기서, $x_{i,l}$, $x_{i,Q}$ 는 각각 x_i 의 실수부와 허수부를 나타낸다. 따라서 집합 $\{\tilde{x}_0, \tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_i\}$ 는 $\{x_0, x_1, \dots, x_i\}$ 의 좌표 인터리브 버전이라 할 수 있다.

예를 들어, FFT 연산과 같은 원래의 심벌 집합으로부터 좌표 인터리브 심벌 $x_0, x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7$ 는 그림 3에 나타난 것처럼 정의된다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_0 &= x_{0l} + jx_{2Q}, & \tilde{x}_2 &= jx_{0Q} + x_{2l}, \\ \tilde{x}_4 &= x_{4l} + jx_{6Q}, & \tilde{x}_6 &= jx_{4Q} + x_{6l}, \\ \tilde{x}_1 &= x_{1l} + jx_{3Q}, & \tilde{x}_3 &= jx_{1Q} + x_{3l}, \\ \tilde{x}_5 &= x_{5l} + jx_{7Q}, & \tilde{x}_7 &= jx_{5Q} + x_{7l} \end{aligned} \quad (9)$$

최근, 몇몇 준직교 설계 및 Alamouti 블록 부호 상에서의 설계가 알려져 있다^{[11],[13],[14]}. 4 안테나 직교 좌표 인터리브 행렬 A_{CI} 를 토대로 하는 점을 제외하면 앞의 방법과 유사하게 8개 송신 안테나 시스템을 동일한 확장 방법으로 용이하게 얻을 수 있다.

3-1-1 Design 1: TBH 구조^[11]

$$A_{CI8} = \begin{bmatrix} A_{CI} & B_{CI} \\ B_{CI} & A_{CI} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A_{CI8} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 & \tilde{x}_4 & \tilde{x}_5 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_5^* & \tilde{x}_4^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & 0 & 0 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_7^* & \tilde{x}_6^* \\ \tilde{x}_3 & \tilde{x}_2 & 0 & 0 & \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_3^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 & 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_7^* & \tilde{x}_6^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

부호어 행렬은 식 (11)과 같다.
따라서 식 (12)를 얻는다.

$$A_{CI8}^H A_{CI8} = \begin{bmatrix} a' & 0 & 0 & 0 & b' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a' & 0 & 0 & 0 & b' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c' & 0 & 0 & 0 & d' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c' & 0 & 0 & 0 & d' \\ b' & 0 & 0 & 0 & a' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b' & 0 & 0 & 0 & a' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d' & 0 & 0 & 0 & c' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d' & 0 & 0 & 0 & c' \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서,

$$\begin{aligned} a' &= |\tilde{x}_0|^2 + |\tilde{x}_1|^2 + |\tilde{x}_4|^2 + |\tilde{x}_5|^2 \\ c' &= |\tilde{x}_2|^2 + |\tilde{x}_3|^2 + |\tilde{x}_6|^2 + |\tilde{x}_7|^2 \\ b' &= \tilde{x}_0\tilde{x}_4^* + \tilde{x}_4\tilde{x}_0^* + \tilde{x}_1\tilde{x}_5^* + \tilde{x}_5\tilde{x}_1^* \\ d' &= \tilde{x}_2\tilde{x}_6^* + \tilde{x}_6\tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3\tilde{x}_7^* + \tilde{x}_7\tilde{x}_3^* \end{aligned}$$

좌표 인터리브 기법으로부터 4개 안테나 다이버시티의 두 부분을 식 (7)과 같은 8개 안테나 다이버시티 형태로 결합할 수 있음을 명확히 알 수 있다.

3-1-2 Design 2: Jafarkhani 구조^[14]

$$A_{CI8} = \begin{bmatrix} A_{CI} & B_{CI} \\ -B_{CI} & A_{CI} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$A_{CI8} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 & \tilde{x}_4 & \tilde{x}_5 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_5^* & \tilde{x}_4^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & 0 & 0 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_7^* & \tilde{x}_6^* \\ -\tilde{x}_4^* & -\tilde{x}_5^* & 0 & 0 & \tilde{x}_0^* & \tilde{x}_1^* & 0 & 0 \\ \tilde{x}_5 & -\tilde{x}_4 & 0 & 0 & -\tilde{x}_1 & \tilde{x}_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_6^* & -\tilde{x}_7^* & 0 & 0 & \tilde{x}_2^* & \tilde{x}_3^* \\ 0 & 0 & \tilde{x}_7 & -\tilde{x}_6 & 0 & 0 & -\tilde{x}_3 & \tilde{x}_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

부호어 행렬은 식 (14)와 같다.
따라서 식 (15)를 얻는다.

$$A_{CI8}^H A_{CI8} = \begin{bmatrix} a' & 0 & 0 & 0 & 0 & b' & 0 & 0 \\ 0 & a' & 0 & 0 & 0 & b' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c' & 0 & 0 & 0 & d' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c' & 0 & 0 & 0 & d' \\ 0 & b' & 0 & 0 & a' & 0 & 0 & 0 \\ b' & 0 & 0 & 0 & 0 & a' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d' & 0 & 0 & 0 & c' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d' & 0 & 0 & 0 & c' \end{bmatrix} \quad (15)$$

	Original Symbol	Total diversity	Coordinate interleaved symbol pair	Transmit antennas	Maximum Diversity
GapA	x_0, x_1, x_2, x_3	8	$\{\tilde{x}_0, \tilde{x}_1\}$	T60 T61, T64 T65	4
			$\{\tilde{x}_2, \tilde{x}_3\}$	T62 T63, T66 T67	4
GapB	x_4, x_5, x_6, x_7	8	$\{\tilde{x}_4, \tilde{x}_5\}$	T64 T65, T68 T69	4
			$\{\tilde{x}_6, \tilde{x}_7\}$	T66 T67, T72 T73	4

그림 4. 제안 부호 구성을 위한 좌표 인터리브 심벌 쌍
Fig. 4. Coordinate interleaved symbol pairs for proposed code construction.

여기서,

$$\begin{aligned}
 a' &= |\tilde{x}_0|^2 + |\tilde{x}_1|^2 + |\tilde{x}_4|^2 + |\tilde{x}_5|^2 \\
 c' &= |\tilde{x}_2|^2 + |\tilde{x}_3|^2 + |\tilde{x}_6|^2 + |\tilde{x}_7|^2 \\
 b' &= \tilde{x}_0 \tilde{x}_5^* + \tilde{x}_5 \tilde{x}_0^* - \tilde{x}_1 \tilde{x}_4^* - \tilde{x}_4 \tilde{x}_1^* \\
 d' &= \tilde{x}_2 \tilde{x}_7^* + \tilde{x}_7 \tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3 \tilde{x}_6^* + \tilde{x}_6 \tilde{x}_3^*
 \end{aligned}$$

이 행렬로부터 $\{\tilde{x}_0, \tilde{x}_1\}$, $\{\tilde{x}_2, \tilde{x}_3\}$, $\{\tilde{x}_4, \tilde{x}_5\}$, $\{\tilde{x}_6, \tilde{x}_7\}$ 과 같은 4 심벌 쌍으로 분할할 수 있으며, 각 쌍은 2×2 직교 시공간 구조로 구성할 수 있다. 그림 4는 결합 다이버시티를 나타낸다.

따라서 좌표 인터리브 기법에 의한 다이버시티는 그림 5에 나타낸 것처럼 일반화 될 수 있다.

앞에서와 같이 인수를 생략하고 단지 8×8 부호어 행렬만으로 표시하면 다음과 같다.

$$S_8^H S_8 = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 & 0 & 0 & d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c & 0 & 0 & 0 & d \\ b & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d & 0 & 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d & 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}
 a &= \tilde{x}_0 \tilde{x}_0^* + \tilde{x}_1 \tilde{x}_1^* + \tilde{x}_4 \tilde{x}_4^* + \tilde{x}_5 \tilde{x}_5^* \\
 &= |\tilde{x}_0|^2 + |\tilde{x}_1|^2 + |\tilde{x}_4|^2 + |\tilde{x}_5|^2 \\
 b &= \tilde{x}_0 \tilde{x}_4^* + \tilde{x}_4 \tilde{x}_0^* + \tilde{x}_1 \tilde{x}_5^* + \tilde{x}_5 \tilde{x}_1^* \\
 &= 2(\tilde{x}_{01} \tilde{x}_{41} + \tilde{x}_{0Q} \tilde{x}_{4Q} + \tilde{x}_{11} \tilde{x}_{51} + \tilde{x}_{1Q} \tilde{x}_{5Q}) \\
 c &= \tilde{x}_2 \tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3 \tilde{x}_3^* + \tilde{x}_6 \tilde{x}_6^* + \tilde{x}_7 \tilde{x}_7^* \\
 &= |\tilde{x}_2|^2 + |\tilde{x}_3|^2 + |\tilde{x}_6|^2 + |\tilde{x}_7|^2
 \end{aligned}$$

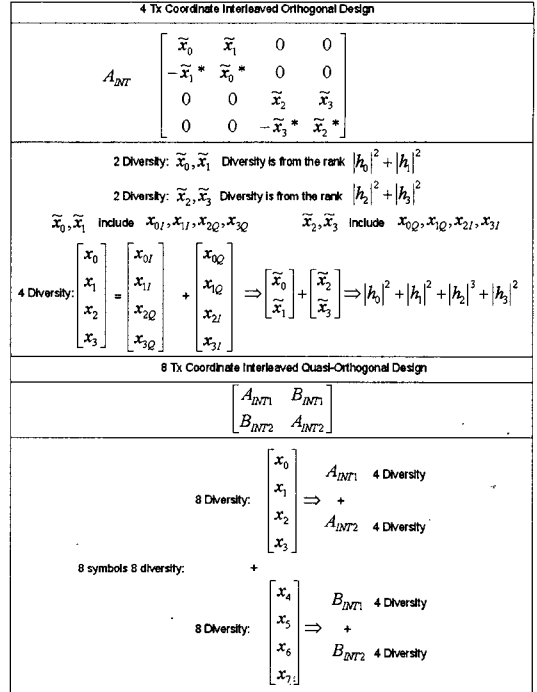


그림 5. 제안 부호 구성으로부터 일반화 된 다이버시티 기법
Fig. 5. Generalized diversity scheme from the proposed code construction.

$$\begin{aligned}
 d &= \tilde{x}_2 \tilde{x}_6^* + \tilde{x}_6 \tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3 \tilde{x}_7^* + \tilde{x}_7 \tilde{x}_3^* \\
 &= 2(\tilde{x}_{21} \tilde{x}_{61} + \tilde{x}_{2Q} \tilde{x}_{6Q} + \tilde{x}_{31} \tilde{x}_{71} + \tilde{x}_{3Q} \tilde{x}_{7Q})
 \end{aligned}$$

따라서 a 와 c 로부터의 다이버시티는 a, c 다이버시티의 합과 같이 원래 심벌에 대한 좌표 인터리브 상에서 결합시킬 수 있다.

$$\text{diversity} = \min \text{Rank}[B^H B] \quad (17)$$

$$B^H B = \sum |s - s'|^2 [I] \quad (18)$$

제안 기법에 따라 식 (19)를 얻는다.

따라서,

$$B^H B = \begin{bmatrix} a_\Delta I_2 & 0_2 & b_\Delta I_2 & 0_2 \\ 0_2 & c_\Delta I_2 & 0_2 & d_\Delta I_2 \\ b_\Delta I_2 & 0_2 & a_\Delta I_2 & 0_2 \\ 0_2 & d_\Delta I_2 & 0_2 & c_\Delta I_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

준직교 설계로부터 유도되는 앞서의 a, b, c, d 와 유사한 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$B(s, s') = S - S' = \begin{bmatrix} \tilde{s}_0 - \tilde{s}'_0 & \tilde{s}_1 - \tilde{s}'_1 & 0 & 0 & \tilde{s}_4 - \tilde{s}'_4 & \tilde{s}_5 - \tilde{s}'_5 & 0 & 0 \\ -\tilde{s}_1^* + \tilde{s}'_1^* & \tilde{s}_0^* - \tilde{s}'_0^* & 0 & 0 & -\tilde{s}_5^* + \tilde{s}'_5^* & \tilde{s}_4^* - \tilde{s}'_4^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{s}_2 - \tilde{s}'_2 & \tilde{s}_3 - \tilde{s}'_3 & 0 & 0 & \tilde{s}_6 - \tilde{s}'_6 & \tilde{s}_7 - \tilde{s}'_7 \\ 0 & 0 & -\tilde{s}_3^* + \tilde{s}'_3^* & \tilde{s}_2^* - \tilde{s}'_2^* & 0 & 0 & -\tilde{s}_7^* + \tilde{s}'_7^* & \tilde{s}_6^* - \tilde{s}'_6^* \\ \tilde{s}_4 - \tilde{s}'_4 & \tilde{s}_5 - \tilde{s}'_5 & 0 & 0 & \tilde{s}_0 - \tilde{s}'_0 & \tilde{s}_1 - \tilde{s}'_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{s}_5^* + \tilde{s}'_5^* & \tilde{s}_4^* - \tilde{s}'_4^* & 0 & 0 & -\tilde{s}_1^* + \tilde{s}'_1^* & \tilde{s}_0^* - \tilde{s}'_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{s}_6 - \tilde{s}'_6 & \tilde{s}_7 - \tilde{s}'_7 & 0 & 0 & \tilde{s}_2 - \tilde{s}'_2 & \tilde{s}_3 - \tilde{s}'_3 \\ 0 & 0 & -\tilde{s}_7^* + \tilde{s}'_7^* & \tilde{s}_6^* - \tilde{s}'_6^* & 0 & 0 & -\tilde{s}_3^* + \tilde{s}'_3^* & \tilde{s}_2^* - \tilde{s}'_2^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

Orthogonal Design (Ferdinand and Arma) [12] 2x2 Matrix	Orthogonal Coordinate Interleaved Design (Proposed) 4x4 Matrix
$A = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* \end{bmatrix}$	$A_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* \end{bmatrix}$
Full Diversity Single Symbol Decoding	\tilde{x} Interleaved Symbol Full Diversity + Interleaved + Angle Rotation Double Symbol Decoding
TD-QO Orthogonal Design [4] 4x4 Matrix	QO Orthogonal Coordinate Interleaved Design (Proposed) 8x8 Matrix
$\begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* \\ \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 \\ -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* & -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} A_{4 \times 4} & B_{4 \times 4} \\ B_{4 \times 4} & A_{4 \times 4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 & \tilde{x}_4 & \tilde{x}_5 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_5^* & \tilde{x}_4^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & 0 & 0 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_7^* & \tilde{x}_6^* \\ \tilde{x}_4 & \tilde{x}_5 & 0 & 0 & \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_5^* & \tilde{x}_4^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & 0 & 0 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* & 0 & 0 & -\tilde{x}_7^* & \tilde{x}_6^* \end{bmatrix}$
No Full Diversity Double Symbol Decoding	\tilde{x} Interleaved Symbol Full Diversity + Interleaved + Angle Rotation Double Symbol Decoding

그림 6. 제안 기법의 구조 비교
Fig. 6. Structures compared with proposed method.

$$a_{\Delta} = |\tilde{s}_0 - \tilde{s}'_0|^2 + |\tilde{s}_1 - \tilde{s}'_1|^2 + |\tilde{s}_4 - \tilde{s}'_4|^2 + |\tilde{s}_5 - \tilde{s}'_5|^2$$

$$b_{\Delta} = 2(\tilde{s}_{0I} - \tilde{s}'_{0I})(\tilde{s}_{4I} - \tilde{s}'_{4I}) + (\tilde{s}_{0Q} - \tilde{s}'_{0Q})(\tilde{s}_{4Q} - \tilde{s}'_{4Q})$$

$$+ (\tilde{s}_{1I} - \tilde{s}'_{1I})(\tilde{s}_{5I} - \tilde{s}'_{5I}) + (\tilde{s}_{1Q} - \tilde{s}'_{1Q})(\tilde{s}_{5Q} - \tilde{s}'_{5Q})$$

$$c_{\Delta} = |\tilde{s}_2 - \tilde{s}'_2|^2 + |\tilde{s}_3 - \tilde{s}'_3|^2 + |\tilde{s}_6 - \tilde{s}'_6|^2 + |\tilde{s}_7 - \tilde{s}'_7|^2$$

$$d_{\Delta} = 2(\tilde{s}_{2I} - \tilde{s}'_{2I})(\tilde{s}_{6I} - \tilde{s}'_{6I}) + (\tilde{s}_{2Q} - \tilde{s}'_{2Q})(\tilde{s}_{6Q} - \tilde{s}'_{6Q})$$

$$+ (\tilde{s}_{3I} - \tilde{s}'_{3I})(\tilde{s}_{7I} - \tilde{s}'_{7I}) + (\tilde{s}_{3Q} - \tilde{s}'_{3Q})(\tilde{s}_{7Q} - \tilde{s}'_{7Q})$$

제안 기법은 원래의 직교 설계에 근거하고 있으므로 이를 인터리브 형태로 확장하면, 이들 구조는 그림 6, 그림 7과 같이 나타낼 수 있다.

그림 7은 몇 가지 일반화 된 Walsh-Hadamard 변환

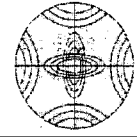
Jakes Sparse Matrix [5]	
$\begin{bmatrix} a & 0 & 0 & d \\ 0 & b & c & 0 \\ 0 & c & b & 0 \\ d & 0 & 0 & a \end{bmatrix}$	
a, b, c, d Variable values	
Jafarhani Quasi-Orthogonal Design [6]	TBHQ Quasi Orthogonal Design [4]
$S^H S = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b \\ 0 & a & -b & 0 \\ 0 & -b & a & 0 \\ b & 0 & 0 & a \end{bmatrix}$	$S^H S = \begin{bmatrix} a & 0 & b & 0 \\ 0 & a & 0 & b \\ 0 & b & a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a \end{bmatrix}$
$a = x_1 ^2 + x_2 ^2 + x_3 ^2 + x_4 ^2$ $b = x_1 x_2^* + x_4 x_1^* - x_2 x_3^* - x_3 x_2^*$	$a = x_1 ^2 + x_2 ^2 + x_3 ^2 + x_4 ^2$ $b = x_1 x_3^* + x_2 x_1^* - x_2 x_4^* - x_4 x_2^*$
Quasi Orthogonal Coordinate Interleaved Design (proposed)	
$S_{\Delta}^H S_{\Delta} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 & 0 & 0 & d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c & 0 & 0 & 0 & d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d & 0 & 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d & 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix}$	
$a = \tilde{x}_0 \tilde{x}_0^* + \tilde{x}_1 \tilde{x}_1^* + \tilde{x}_4 \tilde{x}_4^* + \tilde{x}_5 \tilde{x}_5^* = \tilde{x}_0 ^2 + \tilde{x}_1 ^2 + \tilde{x}_4 ^2 + \tilde{x}_5 ^2$ $b = \tilde{x}_0 \tilde{x}_4^* + \tilde{x}_4 \tilde{x}_0^* + \tilde{x}_1 \tilde{x}_5^* + \tilde{x}_5 \tilde{x}_1^* = 2(\tilde{x}_{0I} \tilde{x}_{4I} + \tilde{x}_{1I} \tilde{x}_{5I} + \tilde{x}_{0Q} \tilde{x}_{4Q} + \tilde{x}_{1Q} \tilde{x}_{5Q})$ $c = \tilde{x}_2 \tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3 \tilde{x}_3^* + \tilde{x}_6 \tilde{x}_6^* + \tilde{x}_7 \tilde{x}_7^* = \tilde{x}_2 ^2 + \tilde{x}_3 ^2 + \tilde{x}_6 ^2 + \tilde{x}_7 ^2$ $d = \tilde{x}_2 \tilde{x}_6^* + \tilde{x}_6 \tilde{x}_2^* + \tilde{x}_3 \tilde{x}_7^* + \tilde{x}_7 \tilde{x}_3^* = 2(\tilde{x}_{2I} \tilde{x}_{6I} + \tilde{x}_{3I} \tilde{x}_{7I} + \tilde{x}_{2Q} \tilde{x}_{6Q} + \tilde{x}_{3Q} \tilde{x}_{7Q})$	

그림 7. 제안 시공간 부호화 희소 행렬 패턴의 비교
Fig. 7. Compare of sparse matrix pattern with proposed space time codes.

행렬 및 제곱 변환 행렬의 유용성과 시공간 부호화 와 관련된 문제를 위한 패턴 등 흥미로운 연구 방향을 보여주고 있다^[12]. 8개 안테나의 경우에 대해 직교 및 준직교 설계를 이용하는 시공간 블록 부호를 몇몇 저자들이 연구한 바 있다^{[8],[13]}. 이러한 기법에서 부호율, 다이버시티, 복호화 항목에 관한 성능을 표 1에 정리하여 나타내었다. 직교 설계는 완전 다이버시티, 부호율 1, 최소지연 및 단일 심벌 복호화 등이 단지 2개 송신 안테나의 경우에만 존재하며, 2

표 1. 8 송신 안테나를 위한 기존 설계와 제안 기법의 비교

Table 1. Comparison of known designs for eight antennas with proposed scheme.

	Symbol Rate	Diversity	Decoding
Orthogonal Design ^[8]	1/2	8	Single Symbol
Su and Xia ^[13]	3/4	8	Double Symbol
Jafarkhani ^[14]	3/4	4	Double Symbol
제안 기법	1	8	Double Symbol

개 송신 안테나 이상의 경우에 대해서는 이러한 장점의 일부를 희생해야만 한다. 최근 4개 송신 안테나의 경우를 위해 참고문헌 [14]에서 준직교 설계가 제안되었으며, 단일 심벌 복호화 대신 이중 심벌 복호화를 이용하는 점을 제외하면 상기의 장점을 유지하고 있다. 그러나 이러한 구성에서도 4개 송신 안테나 이상의 경우 부호율 1을 더 이상 유지하지 못한다. 이는 크기 $2n$ 의 준직교 설계를 얻기 위해 크기 n 의 정방 직교 설계에 의한 부호율 1의 존재를 토대로 하기 때문이며, 부호율 1의 정방 직교 설계는 4개 송신 안테나에 대해서는 존재하지 않는다.

본 논문에서는 그림 8에 나타낸 것처럼 8개 송신 안테나를 위한 부호율 1, 완전 다이버시티, 이중 심벌 복호 시공간 블록 부호를 얻기 위한 준직교 설계

기법을 제안한다.

3-2 제안 좌표 인터리브 시공간 부호의 부호화 이득

일반적으로 동일한 다이버시티의 장점을 갖는 비부호화 시스템에 대한 이득의 척도는 다음과 같이 표시된다^[7].

$$P(S \rightarrow S') \leq \frac{1}{2} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-rm} \quad (21)$$

$r = n$ 이면 다음을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} P(S \rightarrow S') &\leq \frac{1}{2} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-nm} \\ &= \frac{1}{2} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{\frac{1}{n}}^{-nm} \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-nm} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \det[(S - S')^H (S - S')] \right\}^{\frac{1}{2n}}^{-nm} \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-nm} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \det[(S - S')^H (S - S')] \right\}^{\frac{1}{2n}} \cdot \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-nm} \quad (22) \end{aligned}$$

여기서, $\lambda = \min_{\{S \neq S'\}} \left| \det[(S - S')^H (S - S')] \right|^{\frac{1}{2n}}$ 은 소위 부호화 이득 또는 다이버시티 곱이다. 그러나, 제안 좌표 인터리브 시공간 부호화 시스템에서는 오류 확률의 상한을 도출하기 위해 새로운 파라미터인 CPD (Coordinate Product Distance)를 이용하며 이는 다음과 같이 정의된다.

[정의 1] 임의의 두 신호 점 사이의 CPD는 다음과 같이 정의된다. t 는 오류 신호 집합 $s = s_I + is_Q$ 및 $t = t_I + it_Q$ 이며, 여기서 $s, t \in S$, S 는 신호 집합이다.

$$CPD(s, t) = |s_I - t_I| |s_Q - t_Q| \quad (23)$$

$$CPD(S) = \min_{\{s, t\}} CPD(s, t) \quad (24)$$

상기 정의로부터 다음의 두 가지 결과를 얻을 수 있다.

<결과 1> 신호 집합 S 에 대한 좌표 인터리브 직교 설계로부터 얻어진 시공간 부호는 $CPD(S)$ 가 영(零)이 아닌 경우에만 full rank가 된다.

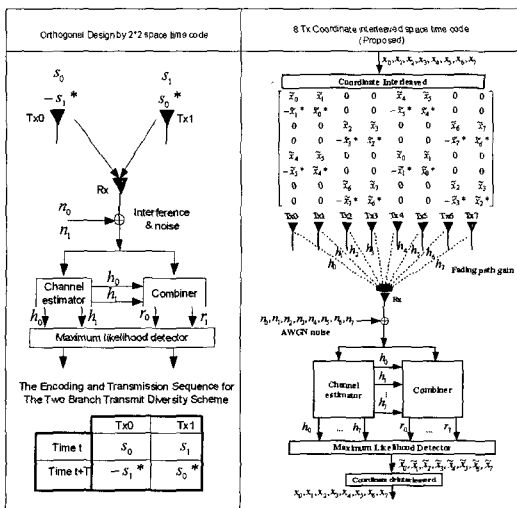


그림 8. 선형 복호 알고리즘의 구조
Fig. 8. The structure of the linear decoding algorithm.

〈결과 2〉 제안 좌표 인터리브 시공간 시스템의 상한은 다음과 같이 간단하게 계산된다.

$$P(S \rightarrow S') \leq \frac{1}{2} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left(\frac{\rho}{4n} \right)^{-nm} = \frac{1}{2} \{CPD(S) \cdot \left(\frac{\rho}{4n} \right)\}^{-nm} \quad (25)$$

여기서 부호화 이득은 $\lambda = CPD(S)$ 이다.

3-3 좌표 인터리브 시공간 부호를 이용하는 협동 다이버시티 UWB MIMO 시스템

UWB MIMO 시스템은 10~100 m 영역에서 동작된다. 본 논문에서는 실내 통신 및 단거리 전송을 위한 협동 안테나 다이버시티 알고리즘을 제안한다. 본 제안의 핵심 아이디어는 그림 9와 같이 서로 다른 도달 거리와 서로 다른 시공간 부호화 기법을 갖도록 셀과 유사한 영역으로 구성하는 것에 있다.

3-3-1 네트워크 제어 및 안테나 레인징(Ranging) 알고리즘

1) 실내 UWB MIMO 네트워킹에서는 4개의 마이크로 셀을 이용하며 각 셀은 하나의 송신 안테나를 포함한다. UWB 신호는 10 m 송신 안테나를 통해 전송된다. MIMO 부호화 부분은 4개의 송신 안테나를 사용하는 좌표 인터리브 직교 시공간 부호로 구성된다.

(채널 조건) Perfect known uncorrelated flat fading channel 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix}$$

여기서, $h_i, i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 는 독립 채널 경로 이득이며, 수신기에서 완벽하게 알 수 있는 것으로 가정한다.

2) 유사하게, 실외 UWB MIMO 네트워킹에서는 4개의 마이크로 셀을 이용하며 각 셀은 하나의 송신 안테나를 포함한다. UWB 신호는 100 m 송신 안테나를 통해 전송된다. MIMO 부호화

부분은 4개의 송신 안테나를 사용하는 좌표 인터리브 직교 시공간 부호로 구성된다.

(채널 조건) Known correlated flat fading channel 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 \\ \theta_1 & 1 & \theta_3 & \theta_4 \\ \theta_1 & \theta_2 & 1 & \theta_4 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix}$$

3) 이동국이 실외에서 실내로 이동하는 경우 또는 실내에서 실외로 이동하는 경우, 8개의 모든 마이크로 셀을 활용하게 된다. 또한 모든 UWB 신호는 8개의 송신 안테나를 사용하는 좌표 인터리브 준직교 시공간 부호에 의해 전송된다.

(채널 조건) Known correlated flat fading channel 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & 1 & \theta_3 & \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & 1 & \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & 1 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 & 1 & \theta_6 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 & \theta_5 & 1 & \theta_7 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & 1 & \theta_8 \\ \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & \theta_7 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \\ h_5 \\ h_6 \\ h_7 \\ h_8 \end{bmatrix}$$

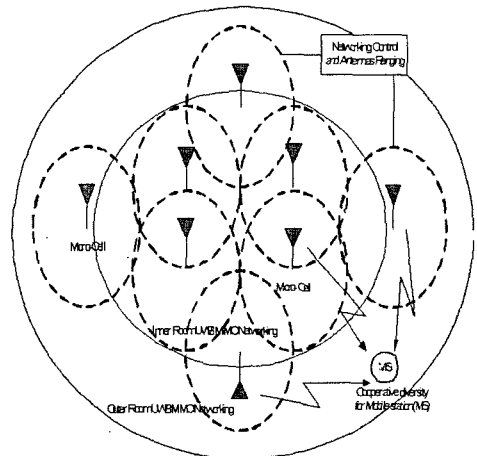


그림 9. 4 및 8 송신 안테나 좌표 인터리브 시공간 부호를 이용하는 셀 형태를 갖는 UWB-MIMO 시스템

Fig. 9. The cell-like cooperative UWB-MIMO system using four and eight antennas coordinate interleaved space time codes.

본 논문에서는 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = \theta_5 = \theta_6 = \theta_7 = \theta_8 = 0.7$ 로 설정하며, 이와 같이 대칭적인 경우를 시뮬레이션에서 이용한다.

3-4 시뮬레이션 및 성능 분석

제안 UWB-MIMO 시공간 부호 시스템에서는 DS-MPSK UWB 전송을 이용하며, j 번째 수신 안테나에서의 수신 신호는 기준 신호 $v_0^k(t - \tau_0)$ 와 상관되어 있으므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_0^j(k') = \int_{-\infty}^{\infty} v_0^k(t - \tau_0) r^j(t) dt \approx y_d^j(k') + n_{mu}^j(k') + n^j(k') \quad (26)$$

여기서, $v_0^k(t - \tau_0)$ 는 역 상관 함수를, $v_0^k(t)$ 는 $\sqrt{1/N} \sum_{l=0}^{N_t-1} c_u(l)g(t - kT_f - lT_c)$ 를 나타내며, $y_d^j(k')$, $n_{mu}^j(k')$, $n^j(k')$ 는 각각 원하는 심벌, 다원 접속 간섭, Gaussian 잡음에 해당한다. 따라서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_d^j(k') = \sqrt{\frac{E_0}{N_t}} \sum_{i=0}^{N_t-1} h_{ij}^0 d_0^i(k')$$

또한, 제안 시스템의 수신 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y = \sqrt{\frac{E_0}{N_t}} D_0 H_0 + N_0$$

다이버시티 평가기준(criterion)과의 결합에 의해 시공간 부호 심벌을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{D}_0 = \arg \min_{D_0} \left| Y - \sqrt{\frac{E_0}{N_t}} D_0 H_0 + N_0 \right|^2$$

여기서, D_0 는 앞에서 정의된 사용자가 송신한 원하는 시공간 심벌이다. 채널 행렬 H_0 는 $N_t \times N_r$ 크기를 가지며, 이의 (i, j) 번째 원소는 h_{ij}^0 이다. 상관된 출력 행렬 Y 와 잡음 및 간섭 행렬 N_0 는 $K \times N_r$ 크기를 가지며, 이의 (k, j) 번째 원소는 각각 $y^j(k)$ 및 $n_0^j(k) = n_{mu}^j(k) + n^j(k)$ 이다. UWB MIMO 시스템에 제안 좌표 인터리브 시공간 부호가 이용되는 경우 pair-wise 오류 확률의 상한은 다음과 같이 유도된다.

$$P(D_0 \rightarrow \hat{D}_0) \leq (\Gamma(\tilde{m}))^{-N_t N_r} \cdot \left(1 + \frac{\rho \lambda}{4 N_t} \frac{\Omega_0}{\tilde{m}} \right)^{-N_t \tilde{m} N_r}$$

$$= (\Gamma(\tilde{m}))^{-N_t N_r} \cdot \left(1 + \frac{\rho \cdot CPD(S) \Omega_0}{4 N_t \tilde{m}} \right)^{-N_t \tilde{m} N_r} \\ = (\Gamma(\tilde{m}))^{-N_t N_r} \cdot \left(1 + \frac{\rho \cdot \min_{s,t} CPD(s,t) \Omega_0}{4 N_t \tilde{m}} \right)^{-N_t \tilde{m} N_r} \quad (27)$$

여기서, $\Gamma(\cdot)$ 는 Gamma 함수를, \tilde{m} 은 Nakagami- \tilde{m} 페이딩 팩터를 나타내며, ρ 는 E_0/N_0 로 간략화 된다. 또한 잡음의 분산은 $\sigma_n^2 = \sigma_a^2 \sum_{u=1}^{N_t-1} \Omega_u E_u + N_0/2$ 이며, Ω_0 는 상관 행렬을 나타낸다.

그림 10 및 11, 12는 $T_w = 7\sigma = 0.5$ nS, PN 부호 길이 7, 사용자 수 2인 경우의 시뮬레이션 결과이며, Nakagami-m 모델을 적용하였고 $m = 1.5$ 인 주파수 비선택 페이딩 채널을 고려하였다. 또한 UWB 신호의 중심 주파수는 3.6 GHz로 하였다.

그림 10에 나타난 것처럼 제안 4개 안테나 좌표 인터리브 직교 설계는 실내 UWB 비부호화 플랫폼 페이딩 채널의 2개 안테나 직교 UWB 시공간 시스템에 비해 2 dB의 개선 효과를, 상관 플랫폼 페이딩 채널

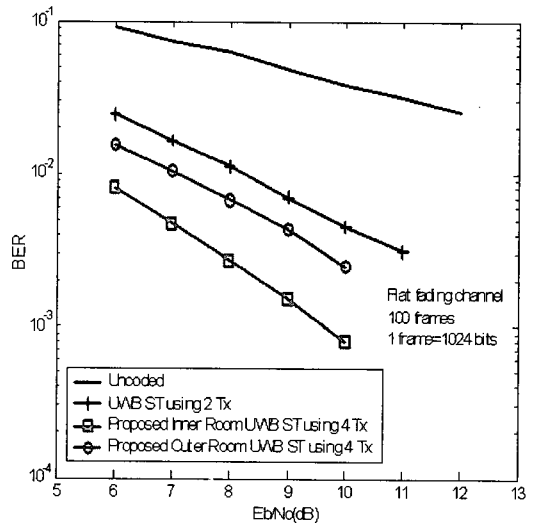


그림 10. 실내 및 실외 환경에서 4개 송신 안테나를 사용하는 제안 UWB 시공간 시스템의 성능 (사용자 수는 2, 확산 PN의 길이는 7)

Fig. 10. The performance of the proposed UWB space time system by using four transmit antennas in the indoor networking and outdoor networking (The number of users is 2, The length of the spreading PN code is 7).

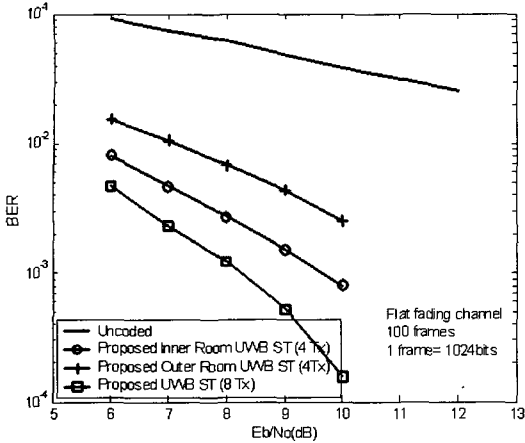


그림 11. 8개 송신 안테나를 사용하는 제안 UWB 시공간 시스템의 성능(사용자 수는 2, 확산 PN의 길이는 7)

Fig. 11. The performance of the proposed UWB ST system by using 8 transmit antennas(The number of users is 2, The length of the spreading PN code is 7).

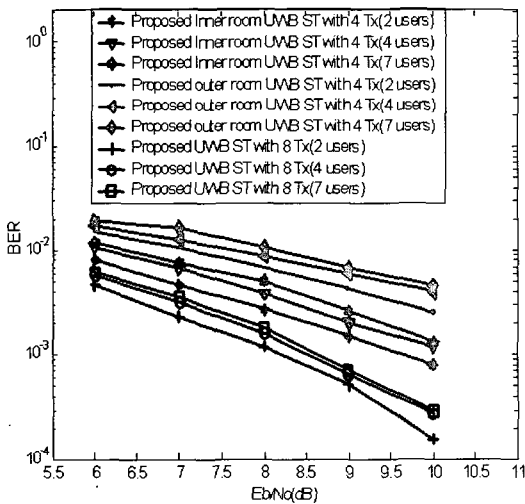


그림 12. 사용자 수에 따른 제안 UWB 시공간 시스템의 성능(확산 PN의 길이는 7)

Fig. 12. The performance of the posed UWB ST system with different numbers of users(The length of the spreading PN code is 7).

의 2개 안테나 직교 시스템에 비해서는 1 dB의 개선 효과를 얻을 수 있다.

이동국이 실외에서 실내로 이동하는 경우에는 그림 11에 나타난 것처럼 8개 안테나 준직교 좌표 인

터리브 UWB 시공간 시스템은 비상관 플랫 페이딩 채널 및 상관 플랫 페이딩 채널의 4개 안테나 직교 시스템에 비해 각각 대략 1 dB 및 2 dB의 성능 개선이 가능하다. 또한, 그림 12에 나타난 것처럼 제안 UWB 시공간 MIMO 시스템은 사용자 수의 증가에 따라 더욱 우수한 성능을 제공할 수 있다. 시뮬레이션 결과에서 8개 안테나 및 4개 안테나 시공간 부호를 사용하는 경우에 4 사용자 및 7 사용자에서 비슷한 성능을 제공함을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 좌표 인터리브 시공간 부호화를 이용하는 협동 다이버시티 UWB MIMO 시스템을 제시하였다. 실내 또는 실외 UWB 네트워크를 구현하기 위한 4개 또는 8개 송신 안테나 좌표 인터리브 직교 및 준직교 시공간 부호화를 간단히 전개할 수 있다. 성능 해석과 이론적 상한을 간략하게 소개하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션 결과는 제안 UWB MIMO 시스템에 의해 다이버시티 이득을, 그리고 적절한 CPD 선택 및 인터리브 설계에 의해 보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보여주고 있다.

참 고 문 헌

- [1] Federal Communications Commission(FCC). Revision of Part 15 of the commissions rules regarding ultra wideband transmission systems, First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted on Feb. 2002, released on Apr. 2002.
- [2] W. Hirt, "Ultra wideband radio technology: Overview and future research", *Computer Communications*, vol. 26, pp. 46-52, Jan. 2003.
- [3] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works", *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [4] M. L. Welborn, "System considerations for ultra wideband wireless networks", *IEEE Radio and Wireless Conf.*, pp. 5-8, Aug. 2001.
- [5] W. Siriwongpairat, K. J. R. Liu, "On the performance evaluation of TH and DS UWB MIMO systems", *IEEE WCNC 2004*, U.S., pp. 1800-1805,

Jun. 2004.

[6] L. Yang, G. B. Giannakis, "Space time coding for impulse radio", *IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 235-240, May 2002.

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

[8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space time block codes from orthogonal designs", *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, Jul. 1999.

[9] M. Z. Khan, B. S. Rajan, and Moon Ho Lee, "On single symbol and double symbol decodable STBCs", *IEEE ISIT 2003*, Japan, pp. 127, Jun. 2003.

[10] M. Z. Khan, B. S. Rajan, and Moon Ho Lee,

"Rectangular coordinate interleaved orthogonal designs", *IEEE GLOBECOM '03*, vol. 4, pp. 2004-2009, Dec. 2003.

[11] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonality rate one space time block code for 3+ Tx antennas", *ISSSTA 2000*, pp. 429-432, Sep. 2000.

[12] Moon Ho Lee, "A new reverse jacket transform and its fast algorithm", *IEEE Trans. On Circuit and System*, vol. 47, no. 1, Jan. 2000.

[13] Weifung Su, Xiang Gen Xia, "Quasi orthogonal space time block codes with full diversity", *IEEE Globecom 2002*, vol. 2, pp. 1098-1102, Nov. 2002.

[14] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space time block code", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 1-4, 2001.

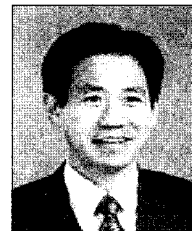
이 광 재



1986년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1995년 2월: 전북대학교 전기공학과 박사과정 수료
 1995년 3월~현재: 한려대학교 멀티미디어 정보통신공학과 전임강사

[주 관심분야] 이동통신, 오류정정부호, RFID, 전력선통신

이 문 호



1967년 2월: 전북대학교 전기공학과 (공학사)
 1976년 2월: 전북대학교 전기공학과 (공학석사)
 1990년 2월: 일본 Tokyo University 정보통신공학과 (공학박사)
 1981년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 교수

[주 관심분야] 이동통신, 정보이론, UWB 등

Jia Hou



2003년 2월: 전북대학교 전자정보공학부 (공학석사)
 2005년 2월: 전북대학교 전자정보공학부 (공학박사)
 2005년 2월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 Post Doc.
 2005년 2월~현재: 중국 수조대학

부교수

[주 관심분야] Space Time Code, UWB, 오류정정부호 등

조 삼 구



1989년 2월: 항공대학교 정보통신공학과 (공학사)
 1989년~1994년: 삼성전자 통신용 IC 설계
 1994년~현재: 한국전자부품연구원 SoC 연구센터 책임연구원
 [주 관심분야] 아날로그/디지털 혼

성 신호처리 IC 설계 등