MIMO-CDMA 시스템을 위한 확장 OVSF

Extended OVSF for MIMO-CDMA System

이 광 재 · Jia Hou* · 이 문 호*

Kwang-Jae Lee · Jia Hou* · Moon-Ho Lee*

요 약

DS-CDMA 다중 안테나 시스템에서 순방향 링크의 다중화를 위한 2차원 직교 가변 확산 부호를 제시하였다. 다중 사용자 환경 하에서의 AWGN 및 레일라이 페이딩 MIMO 채널을 위한 비트 오류율 성능을 평가하였다. 분석 결과로부터 제안 기법에 의한 유연한 부호율과 낮은 최대 상관값을 실현할 수 있음을 확인하였다.

Abstract

Two-dimensional orthogonal variable spreading codes are presented for multiplexing of forward link in direct sequence code division multiple access(DS-CDMA) multiple antennas system. The bit error rate(BER) performance under a multi-user environment for the additive white Gaussian noise(AWGN) channel and Rayleigh fading MIMO channel are evaluated. The results demonstrate that the proposed scheme could provide flexible rates and lower peak correlation values.

Key words : MIMO, OVSF, CDMA

I. 서 론

다양한 데이터 전송률을 요구하는 다중 사용자 시스템에서 통신 용량을 달성하기 위해 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor)를 사용하는 광대역 CDMA 방식이 많은 관심을 모으고 있다[1],[2]. OVSF는 서로 다른 사용자에 대해 직교 다중 부호를 효율적으로 적용할 수 있다. OVSF의 이러한 특징을 이용하는 다양한 연구 결과가 알려져 있지만 대부분 OVSF 부호의 할당 기법에 관한 것이며 OVSF 부호의 구성 방법에 대한 연구는 극히 일부에 지나지 않는다.

본 논문에서는 재킷 행렬[3]을 이용한 확장 OVSF를 제안하고 이를 JOVSF(Jacket Orthogonal Variable Spreading Factor)라 부르기로 한다. 제안된 확산 부호는 두 개의 영역을 포함하며, 하나는 이진 확산으로 기존의 이진 확산 부호[1],[2]와 동일하며, 다른 하나는 이진 확산 부호와 직교하는 다중위상(polyphase) OVSF 부호이다. 수치 해석 결과로부터 제안 기법에 의해 상관의 최대값을 감소시킬 수 있으며, 비동기 전송 하에서 더욱 우수한 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 제 2장에서는 새로운 2차원 OVSF 부호의 생성 및 이의 특성을, 그리고 제 3장에서는 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 제 4장에서는 이러한 아이디어를 레일라이 페이딩(Rayleigh fading) 채널상의 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템에 적용하고, 이 결과에 의한 신호에 따라 Alamouti 부호에 의한 완전 송신 다이버시티(full transmitted diversity)를 용이하게 실현할

「본 연구는 과학기술부 국제공동연구, 한국산업기술재단 지역혁신인력양성사업, 전북대학교의 지원에 의해 이루어졌음.」

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

*전북대학교 정보통신연구소(Institute of Information & Communication, Chonbuk National University)

· 논 문 번 호 : 20050331-039

· 수정완료일자 : 2005년 7월 28일

수 있음을 보였다.

Ⅱ. JOVSF 부호의 생성

2차원 JOVSF의 생성은 기존 Hadamard 행렬 상에서의 OVSF 생성, 즉 HOVSF(Hadamard Orthogonal Variable Spreading Factor)[1]와 동일하지만 부호 root의 seed가 서로 다르다. HOVSF는 일반적으로 "1"에서부터 root를 가지며 그림 1(a)와 같이 Hadamard 행렬을 따른다. HOVSF의 다음과 같이 생성된다.

$$C_1(1)=1 \text{ and}$$

$$\begin{bmatrix} C_2(1) \\ C_2(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(1) & C_1(1) \\ C_1(1) & \overline{C_1(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{1}$$

여기서, HOVSF의 seed는 1차원 신호 "+1"이다.

예를 들어, $l=2$, $N=8$인 경우 식 (1)로부터 HOVSF는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} C_{N/2}(l) & C_{N/2}(l) \\ C_{N/2}(l) & \overline{C_{N/2}(l)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_4(2) & C_4(2) \\ C_4(2) & \overline{C_4(2)} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} C_N(2l-1) \\ C_N(2l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_8(3) \\ C_8(4) \end{bmatrix}$$

반면에 2차원 JOVSF는 다음과 같이 생성된다.

N 칩 길이의 quadri-phase N 확산 부호 집합 $\{C_N(n)\}_{n=1}^{N}$을 C_N이라 하자. 여기서 $C_N(n)$은 N개의 원소를 갖는 행 벡터이며, $N=2^k$, K는 양의 정수이다. 이는 $C_{N/2}$으로부터 다음과 같이 생성된다.

$$\begin{bmatrix} C_N(2l-1) \\ C_N(2l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes C_{N/2}(l) \tag{2}$$

여기서, $N \geq 8$, $l=\{1, 2, \cdots, N/2\}$, $\otimes$는 Kronecker 연산자를 나타낸다.

2차원 JOVSF의 seed는 다음과 같이 2차원 행렬로 주어진다.

$$[C]_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & i & -i \\ -1 & 1 & -i & i \end{bmatrix} \tag{3}$$

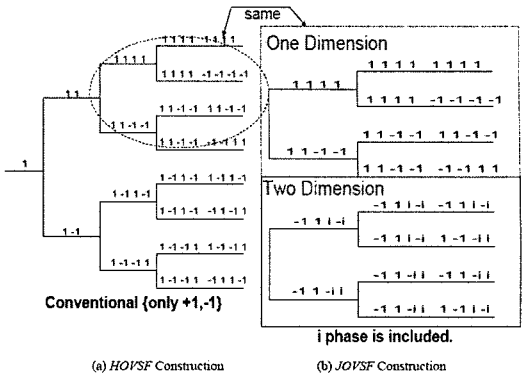


그림 1. HOVSF와 JOVSF의 비교
Fig. 1. Comparing with HOVSF and JOVSF.

여기서 $i=\sqrt{-1}$이며, 이의 직교성은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$[C]_4[C]_4^H = 4[I]_4 \tag{4}$$

여기서 $[C]^H$는 행렬 $[C]$의 Hermitian 켤레(conjugate)를 나타낸다. 그림 1에 나타낸 것처럼 HOVSF와 JOVSF의 seed 및 이들 구성의 차이를 명확히 알 수 있다.

예를 들어, $l=3$, $N=8$인 경우 식 (2)로부터 JOVSF는 HOVSF와 유사한 방법으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} C_N(2l-1) \\ C_N(2l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_8(5) \\ C_8(6) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes C_{N/2}(l) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes C_4(3)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes [\,-1 \quad 1 \quad i \quad -i\,]$$

$$= \begin{bmatrix} -1 & 1 & i & -i & -1 & 1 & i & -i \\ -1 & 1 & i & -i & 1 & -1 & -i & i \end{bmatrix}$$

위에서 Seed 행렬 $[C]_4$는 재킷 행렬[3],[4]로부터 생성된다. 정방행렬 $[A]_N=[a_{ij}]_N$에 대해 이의 역행렬을 각 원소 단위의 역으로 간단하게 얻을 수 있는 경우, 즉, $[A]_N^{-1}=\frac{1}{N}[1/a_{ij}]_N$, $1 \leq i, j \leq N$이면 참고문헌 [3], [4]에서는 이를 "재킷"으로 정의하고 있다. 또한 Hadamard, DFT 등 많은 유용한 행렬들 역시 재킷 행렬의 특수한 경우로 볼 수 있다[4]. 전형

적인 차수 4의 재킷 행렬은 다음과 같으며,

$$[J]_4 \doteq \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & i & -i & -1 \\ 1 & -i & i & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{5}$$

이의 역행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$[J]_4^{-1} \doteq \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1/i & -1/i & -1 \\ 1 & -1/i & 1/i & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

JOVSF의 root는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}[C]_4 &= [P]_4^r [J]_4 [P]_4^c \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} [J]_4 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & i & -i \\ -1 & 1 & -i & i \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{6}$$

여기서 P_N^r은 행 치환행렬, P_N^c는 열 치환 행렬을 나타낸다. 결과적으로 그림 2와 같은 트리 구조의 확산 부호가 반복적으로 생성된다. C_4에서 시작하여, 위로부터 k번째 계층(단, $k=1, 2, \cdots, K$)에서 2^k 집합의 확산 부호가 생성된다. k 번째 계층의 부호 길이는 2^k chip이며, 최소 데이터 율의 $2^{(K-k)}$에 해당하는 전송 데이터 채널을 위한 확산 부호로 사용될 수 있다. 식 (2)로부터 동일 계층에서 생성된 부호는 Hadamard 함수로 구성되어 있음을 알 수 있으며, 따라서 이들은 직교한다. 또한, 다른 계층으로부터의 두 부호는 두 부호 중 하나가 다른 부호의 모 부호(mother code)가 아닌 경우 서로 직교하며, 이는 참고문헌 [1]에서 제시된 제약 조건과 동일하다. 제안 부호는 두 개의 영역으로 구성되며, 이 중 하나는

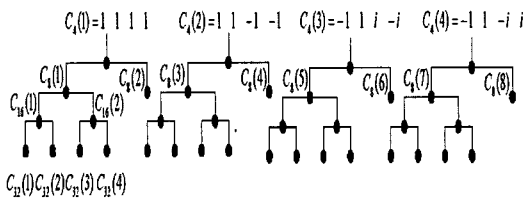


그림 2. 2차원 JOVSF의 생성 부호 트리
Fig. 2. Generated code tree of two dimensional JOVSF.

$\{C_4(1),\ C_4(2)\}$와 이의 확장에 근거하고 기존 부호 설계 방법과 동일하며 단지 $\{\pm 1\}$만을 포함한다. 다른 하나는 $\{\pm 1, \pm i\}$을 포함하는 $\{C_4(3),\ C_4(4)\}$에 근거한다. 따라서, 제안 기법을 2차원으로 부르기로 한다. 서로 다른 차원으로부터의 부호들 역시 직교하며, 참고문헌 [1]에 소개된 가변 데이터율 또는 가변 확산 특성을 갖는다.

Ⅲ. 제안 JOVSF의 시뮬레이션

시컨스의 주기적 자기 상관(periodic autocorrelation)은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$R_i(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i a^*_{(i+\tau) \bmod L} \tag{7}$$

또한, 주기적 상호 상관(periodic crosscorrelation)은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$C_i(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i b^*_{(i+\tau) \bmod L} \tag{8}$$

여기서, a_i, b_i는 각각 시컨스 a, b의 i번째 원소이며, L은 시컨스 a, b의 길이, τ는 지연 계수이며 $0 \le \tau \le L$의 범위를 갖는다. HOVSF와 JOVSF의 상관은 다음과 같은 직교성을 갖는다.

$$R_i(0) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i a_i^* = L \tag{9}$$

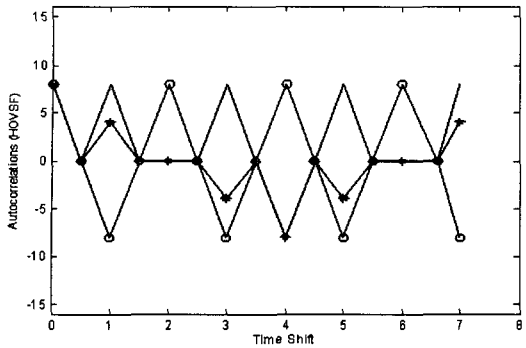
$$C_i(0) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i b_i^* = 0 \tag{10}$$

이들의 지연 상관은 다음을 만족한다.

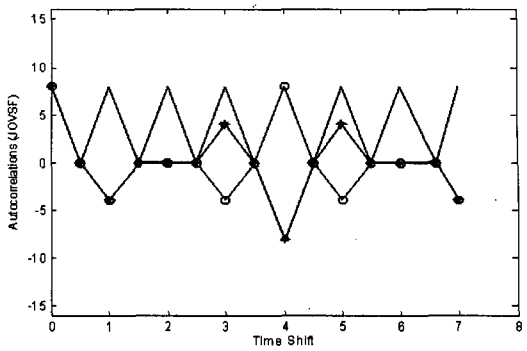
$$\max R_i(\tau) = L, \quad \tau \neq 0 \tag{11}$$

$$\max C_i(\tau) = L, \quad \tau \neq 0 \tag{12}$$

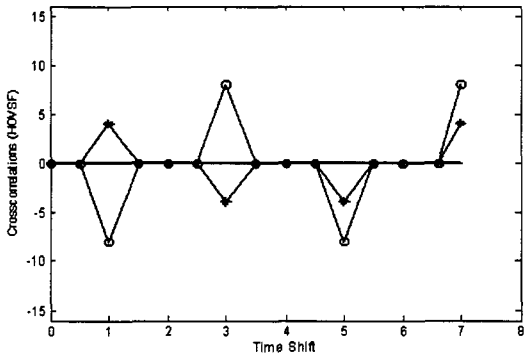
그림 3에 나타낸 것처럼 HOVSF와 JOVSF의 주기적 자기 상관을 비교해 볼 때 JOVSF가 더 우수함을 알 수 있다. 예를 들어, 길이 4의 JOVSF 부호는 표 1에 나타낸 것처럼 자기 상관의 최대값의 수를 (12 - 8)/12=1/3로 줄일 수 있으며, 상호 상관의 최대값 역시 1/2로 줄일 수 있다. 또한, 길이 8의 JOVSF 부호는 표 2에 나타낸 것처럼 자기 상관의 최대값의 수를 1/8로 줄일 수 있으며, 상호 상관의 최대값의 수 역시 1/2로 줄일 수 있다. 특히, 기존 HOVSF는 항상 두 시컨스 간의 상호 상관이 몇몇 최악의 경우



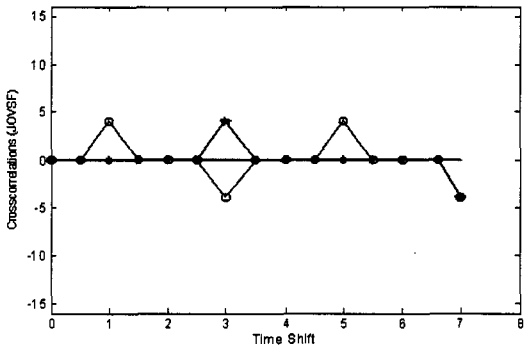
(a) HOVSF의 자기 상관
(a) Autocorrelations of HOVSF



(b) JOVSF의 자기 상관
(b) Autocorrelations of JOVSF



(c) HOVSF의 상호 상관
(c) Crosscorrelations of HOVSF



(d) JOVSF의 상호 상관
(d) Crosscorrelations of JOVSF

그림 3. HOVSF와 JOVSF의 상관(length=8)
Fig. 3. The correlations of the HOVSF and JOVSF(length=8).

표 1. HOVSF와 JOVSF의 수치 해석 결과(length=4)
Table 1. The numerical results HOVSF and JOVSF (length=4).

	Autocorrelation		Crosscorrelation	
	HOVSF[1]	JOVSF	HOVSF[1]	JOVSF
Peak value	4	4	4	4
Number of Peak values	12	8	2	1

표 2. HOVSF와 JOVSF의 수치 해석 결과(length=8)
Table 2. The numerical results HOVSF and JOVSF (length-8).

	Autocorrelation		Crosscorrelation	
	HOVSF[1]	JOVSF	HOVSF[1]	JOVSF
Peak value	8	8	8	8
Number of Peak values	13	28	8	4

를 포함하게 됨을 수치 해석 결과로부터 확인할 수 있으며, 길이 4의 부호인 경우 $C_4(2)$, $C_4(4)$ 길이 8의 부호인 경우 $C_8(3)$, $C_8(7)$에 해당한다. 그러나, 이러한 문제는 JOVSF 부호를 이용하면 쉽게 해결되며, 2차원 신호 $(2+2i)$와 $(4+4i)$를 이용하면 최대값은 각각 4와 8이 된다. JOVSF 설계에 의해 낮은 최대 상관값을 얻을 수 있음을 분명히 알 수 있다. 완벽한 동기를 가정하면, 그림 4에 나타낸 것처럼 다중 사용자 CDMA 시스템에서 직교성의 상실 없이 JOVSF는 기존 HOVSF와 동일한 BER 성능을 나타낸다. 그러나 비동기 환경에서는 JOVSF가 HOVSF에 비해 최악의 상황에서 대략 20 % 정도의 BER 성능 개선을 나타낸다. 기타 복소 확산 부호[4]와는 달리 JOVSF는 두 개의 영역으로 구성된다. 하나는 이진 직교 시컨스 부분으로 기존 HOVSF와 동일하며, 다른 하나는 4-위상 직교 복소 확산 시컨스로 구성

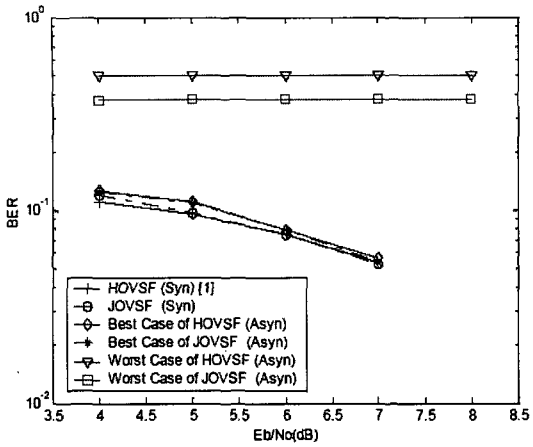


그림 4. JOVSF와 HOVSF 부호의 BER 특성
Fig. 4. BER performance of JOVSF and HOVSF codes (Syn: Synchronization case, Asyn: Asynchronization case, Length-8 codes, AWGN, QPSK, 8 users).

되지만 이들 모두 서로 직교한다. 또한, 제안된 JOVSF와 HOVSF는 직교성의 상실 없이 가변 전송률의 확산을 지원하지만, 다른 복소 직교 확산 부호의 경우에는 최적의 상관값을 갖지만 가변 전송률을 지원하지 못하고 있다.

Ⅳ. MIMO 시스템을 위한 2차원 JOVSF

시스템 모델은 그림 5와 같으며, 전체 사용자 수 k, 송신 안테나 수 N_T, 그리고 레일라이 페이딩 채널 상에서 하나의 수신 안테나를 포함하는 것으로 가정한다. 안테나 i에 대한 시공간 부호화 심벌은 $\{S_k^i\}$로 쓸 수 있다. 본 논문에서는 MIMO 시스템의 송신 다이버시티를 얻기 위한 방법으로 Alamouti 부

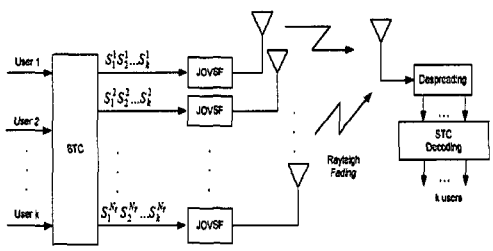


그림 5. 2차원 JOVSF MIMO 시스템 모델
Fig. 5. The model of the two dimensional JOVSF MIMO system.

호[6],[7]를 고려한다. 예를 들어, k번째 사용자 데이터에 대한 시공간 부호 심벌은 다음과 같이 표시된다.

$s_K^1=[S_{K,1} \ -(S_{K,2})^*]$ for 송신 안테나 1;

$s_K^2=[S_{K,2} \ -(S_{K,1})^*]$ for 송신 안테나 2;

길이 N의 JOVSF 부호는 k개의 사용자 데이터에 할당된다(단, $1 \le k \le N$).

JOVSF 확산 과정의 수학적 모델은 다음과 같다.

송신 안테나 1:

Time 1 :

$$tx_{1,1} = s_{1,1}\otimes C_N(1) + s_{2,1}\otimes C_N(2) + \cdots + s_{k,1}\otimes C_N(k) = \sum_{l=1}^{k} = s_{l,1}\otimes C_N(l) \quad (13)$$

Time 2 :

$$tx_{1,2} = -(s_{1,2})^*\otimes C_N(1)-(s_{2,2})^*\otimes C_N(2) - \cdots - (s_{k,2})^*\otimes C_N(k) = \sum_{l=1}^{k} = -(s_{l,2})^*\otimes C_N(l) \quad (14)$$

송신 안테나 2:

Time 1 :

$$tx_{1,1} = s_{1,2}\otimes C_N(1) + s_{2,2}\otimes C_N(2) + \cdots + s_{k,2}\otimes C_N(k) = \sum_{l=1}^{k} = s_{l,2}\otimes C_N(l) \quad (15)$$

Time 2 :

$$tx_{2,2} = (s_{1,1})^*\otimes C_N(1)+(s_{2,1})^*\otimes C_N(2) + \cdots + (s_{k,1})^*\otimes C_N(k) = \sum_{l=1}^{k} = (s_{l,1})^*\otimes C_N(l) \quad (16)$$

여기서, $tx_{i,j}$는 i번째 송신 안테나에서 사용된 j번째 시간에서의 전송 신호를 나타내며, $C_N(l)$은 길이 N의 l번째 JOVSF로부터의 확산 부호이다. 또한, 수신 신호는 Time 1, Time 2에 따라 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

Time 1 :

$$rx_1 = h_1 \times tx_{1,1} + h_2 \times tx_{2,1}$$
$$= \sum_{l=1}^{k} h_1 s_{l,1} \otimes C_N(l) + \sum_{l=1}^{k} h_2 s_{l,2} \otimes C_N(l)$$
$$= \sum_{l=1}^{k} (h_1 s_{l,1} \otimes C_N(l) + h_2 s_{l,2} \otimes C_N(l)) \quad (17)$$

Time 2 :

$$rx_2 = h_1 \times tx_{1,2} + h_2 \times tx_{2,2}$$
$$= \sum_{l=1}^{k} -h_1 s_{l,2} \otimes C_N(l) + \sum_{l=1}^{k} h_2 s_{l,1} \otimes C_N(l)$$
$$= \sum_{l=1}^{k} (h_2 s_{l,1} \otimes C_N(l) - h_1 s_{l,2} \otimes C_N(l)) \quad (18)$$

여기서, h_i는 i번째 송신 안테나의 경로 이득을 나타낸다. 따라서 t번째 사용자 데이터에 대한 역확산 함수는 식 (19), (20)과 같이 나타낼 수 있다.

Time 1 :

$$\frac{1}{N} rx_1 \cdot (C_N(t))^* = \frac{1}{N}\left(\sum_{l=1}^{k} (h_1 s_{l,1} \otimes C_N(l) + h_2 s_{l,2} \otimes C_N(l)) \right) \cdot (C_N(t))^*$$
$$= \frac{1}{N}(h_1 s_{l,1} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*) + h_2 s_{l,2} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*))$$
$$+ \sum_{l=1, l \neq t}^{k} [h_1 s_{l,1} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^* + h_2 s_{l,2} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*]) \quad (19)$$

Time 2 :

$$\frac{1}{N} rx_2 \cdot (C_N(t))^* = \frac{1}{N}\left(\sum_{l=1}^{k} (h_2 s_{l,1} \otimes C_N(l) + h_1 s_{l,2} \otimes C_N(l)) \right) \cdot (C_N(t))^*$$
$$= \frac{1}{N}(h_2 s_{l,1} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*) + h_1 s_{l,2} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*))$$
$$+ \sum_{l=1, l \neq t}^{k} [h_2 s_{l,1} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^* + h_1 s_{l,2} \otimes (C_N(t) \cdot (C_N(t))^*]) \quad (20)$$

여기서 $C_N(t) \cdot (C_N(t))^*$와 $C_N(l) \cdot (C_N(t))^*$는 각각 다음과 같다.

$$C_N(t) \cdot (C_N(t))^* = \sum_{l=1}^{N} a(t)_i a(t)_i^* = R_t(0) = N \quad (21)$$

$$C_N(l) \cdot (C_N(t))^* = \sum_{l=1}^{N} a(t)_i b(t)_i^* = C_{l,t}(0) = 0 \quad (22)$$

여기서, $a(t)_i$와 $\beta(t)_i$는 각각 시컨스 $C_N(t)$와 $C_N(l)$의 i번째 원소를 나타낸다. 따라서, 완벽한 동기를 가정할 경우 식 (21), (22)를 이용하여 식 (19), (20)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{N} rx_1 \cdot (C_N(t))^* = \frac{1}{N}(h_1 s_{t,1} \otimes (C_N(l) \cdot (C_N(t))^*) + h_2 s_{t,2} \otimes (C_N(l) \cdot (C_N(t))^*))$$
$$= h_1 (s_{t,1})^* + h_2 (s_{t,2})^* \quad (23)$$

$$\frac{1}{N} rx_2 \cdot (C_N(t))^* = \frac{1}{N}(h_2 (s_{t,1})^* \otimes (C_N(l) \cdot (C_N(t))^*) - h_2 (s_{t,2} \otimes (C_N(l) \cdot (C_N(t))^*))$$
$$= h_2 (s_{t,1})^* + h_1 (s_{t,2})^* \quad (24)$$

결국, i번째 사용자 데이터는 송신 다이버시티를 얻기 위해 식 (25), (26)을 이용하여 간단하게 시공간 복호를 실현할 수 있다.

$$\left(\frac{1}{N} rx_1 \cdot (C_N(t))^*\right) \times h_1^* + \left(\frac{1}{N} rx_2 \cdot (C_N(t))^*\right) \times h_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_{r,1} \quad (25)$$

$$\left(\frac{1}{N} rx_1 \cdot (C_N(t))^*\right) \times h_2^* + \left(\frac{1}{N} rx_2 \cdot (C_N(t))^*\right) \times (-h_1) = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_{r,2} \quad (26)$$

식 (15)~(28)로부터 레일라이 페이딩 채널 상에서의 성능 개선을 위해 제안된 JOVSF MIMO 시스템의 완전 다이버시티 효과는 완벽하게 증명된다. 제안 기법을 간략하게 기술하기 위해 상기 수학적 모델에서 AWGN의 영향은 고려하지 않았으며, 그림 6에 JOVSF MIMO 시스템의 수치 해석 결과를 나타내었다.

V. 결 론

재킷 행렬에 근거하여 DS-CDMA 시스템을 위한 2차원 JOVSF의 생성 방법을 제시하였다. JOVSF는 HOVSF와 유사하지만 OVSF 부호의 길이에 따른 최대값의 증가를 피하기 위해 복소 위상 회전을 이용하였다. 시뮬레이션 결과 JOVSF는 기존 HOVSF에 비해 직교성의 상실 없이 최대 상관값을 효과적으로 감

소시킬 수 있음을 확인하였다. 시컨스 길이의 증가에 따라 상호 상관의 최대값의 수가 항상 1/2로 줄어들게 되고, 이는 비동기 환경에서 다중 사용자를 검출하는데 유용하며, 송신 전력을 낮출 수 있다. Alamouti STBC(Space Time Block Code)를 이용한 MIMO 시스템 모델 및 이의 성능에 대해서도 평가하였다. JOVSF는 BPSK와 QPSK의 결합 또는 멀티미디어 CDMA 통신을 위한 적응형 JOVSF 설계 등의 다양한 변조 기법과 함께 유연한 전송률을 제공할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa, "Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio", *IEE Electronics Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 27-28, Jan. 1997.

[2] P. Z. Fan, M. Darnell, *Sequence Design for Communications Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 1996.

[3] Moon Ho Lee, "A new reverse jacket transform and its fast algorithm", *IEEE Trans. on Circuit and Sys. II*, vol. 47, no. 1, pp. 39-47, Jan. 2000.

[4] Moon Ho Lee, B. Sunder Rajan, and J. Y. Park, "A generalized reverse jacket transform", *IEEE Trans. Circuits Syst.* II, vol. 48, no. 7, pp. 684-690, 2001.

[5] I. Oppermann, "Orthogonal complex-valued spreading sequences with a wide range of correlation properties", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 11, pp. 1379-1380, Nov. 1997.

[6] 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.

[7] Jia Hou, Moon Ho Lee, and J. Y. Park, "Matrices analysis of quasi orthogonal space time block codes", *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 8, pp. 385-387, Aug. 2003.

[8] Jia Hou, Moon Ho Lee, "Adaptive OVSF design in WCDMA", *Proc. of IEEE ISSSTA 2004*, Australia, Sydney, 2004.

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

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

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