

논문 2009-46TC-3-3

시공간 M -ary 직교 Walsh 수열 변조

(Space-Time M -ary Orthogonal Walsh Sequence Keying)

김 정 창*, 전 경 훈**

(Jeongchang Kim and Kyungwhoon Cheun)

요 약

본 논문에서는 수신기에서 채널 추정을 필요로 하지 않는 MWSK (M -ary orthogonal Walsh sequence keying)를 적용한 ST-MWSK (space-time MWSK)를 제안한다. ST-MWSK의 noncoherent ML (maximum-likelihood) 검출기의 계산 복잡도는 기존의 ST-FSK (ST frequency-shift keying) 방식에 비해 크게 줄어든다. 또한 ST-MWSK는 ST-FSK와 거의 동일한 성능을 나타낸다.

Abstract

In this paper, we propose ST-MWSK (space-time M -ary orthogonal Walsh sequence keying) employing MWSK, which does not require channel estimation at the receiver. The computational complexity for the noncoherent ML (maximum-likelihood) detector of ST-MWSK is significantly reduced compared to that of ST-FSK (ST frequency-shift keying). Also, the performance of ST-MWSK is virtually identical to that of ST-FSK.

Keywords: Computational complexity, M -ary orthogonal Walsh sequence keying (MWSK), noncoherent, unitary space-time codes

I. 서 론

시공간 부호 (space-time code)는 무선통신 시스템에서 다이버시티 이득 (diversity gain) 및 부호 이득 (coding gain)을 모두 얻을 수 있는 효과적인 방법으로 많은 관심을 받아 왔다^[1~4]. 그 동안 시공간 부호에 대한 많은 연구 결과들은 수신기에서 채널 응답을 완벽히 추정할 수 있다고 가정하고 있다^[1~2]. 그러나 채널이 빨리 변하는 경우 수신기에서 채널 정보를 정확하게 얻기가 어렵다. 또한, 많은 경우에 있어서 수신기 복잡도를 줄이기 위하여 채널 정보 없이 복조 수행을 요구하기도 한다.

유니터리 시공간 부호 (unitary space-time code)는

송수신기 모두 채널 정보를 모르더라도 준정지 (quasi-static) 레일리 평탄 페이딩 (Rayleigh flat fading) 채널에서 다이버시티 이득과 부호 이득을 동시에 얻을 수 있는 시공간 부호로 잘 알려져 있다^[3]. 이러한 유니터리 시공간 부호들 중 하나로서 FSK (frequency-shift keying) 방식을 적용한 ST-FSK (space-time frequency-shift keying) 방식이 설계되었다^[4]. FSK는 주파수 도약 확산대역 (frequency-hopping spread-spectrum)^[5] 방식에 많이 사용되어 왔으며 ST-FSK 방식도 주파수 도약 확산대역 방식에 자연스럽게 적용될 수 있다는 장점을 가진다^[6]. 그러나 ST-FSK 방식은 수신단에서 noncoherent ML (maximum-likelihood) 검출기의 구현이 복잡하다는 단점을 가진다.

본 논문에서는 MWSK (M -ary orthogonal Walsh sequence keying) 방식을 적용한 시공간 부호인 ST-MWSK (space-time M -ary orthogonal Walsh sequence keying)를 제안한다. 제안된 ST-MWSK 방

* 정회원, ** 평생회원, 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (Pohang University of Science and Technology)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음. (IITA-2009-C1090-0902-0037)

접수일자: 2008년11월14일, 수정완료일: 2009년3월9일

식은 ST-FSK 방식에서 FSK 대신 MWSK를 사용한다. FSK를 사용하는 경우 송신 행렬은 복소값을 가지지만 MWSK를 사용할 경우 송신 행렬은 실수값을 가지게 된다. 이로 인해 수신기의 noncoherent ML 검출에서 곱셈 및 덧셈 연산 회수가 크게 줄어들어 검출기 복잡도가 크게 줄어든다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모델 및 ST-FSK 방식에 대해서 설명하고 III장에서는 ST-MWSK 방식을 제안한다. IV장에서 전산 실험 결과를 제시하고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 ST-FSK

본 논문에서는 N_T 개의 송신 안테나들과 N_R 개의 수신 안테나들을 가정한다. 송신단에서 t 번째 시간 구간 동안 m 번째 송신 안테나로 전송되는 신호를 $x_{t,m}$ 이라고 정의하면 $T \times N_T$ 송신 행렬은 $\mathbf{X} = \{x_{t,m}\}$ 와 같이 나타낼 수 있다. 서로 다른 송신 안테나들로 전송된 신호들은 독립적인 레일리 페이딩을 겪는다고 가정한다. 또한 송신 행렬의 전송 동안에 채널 응답이 크게 변화하지 않는다는 관점에서 채널을 준정지라고 가정한다. 그러면 t 번째 시간 구간에서 n 번째 수신 안테나로 수신된 수신 신호 $y_{t,n}$ 에 대해서 $T \times N_R$ 수신 행렬 $\mathbf{Y} = \{y_{t,n}\}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (1)$$

여기서, $\mathbf{H} = \{h_{m,n}\}$ 는 $N_T \times N_R$ 채널 행렬이고 $\mathbf{W} = \{w_{t,n}\}$ 는 $T \times N_R$ 잡음 행렬이다. 채널 상수 $h_{m,n}$ 은 m 번째 송신 안테나와 n 번째 수신 안테나 사이의 복소 채널 이득을 나타내고 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 0.5의 분산값을 갖는 i.i.d. (independent and identically distributed) 복소 가우시안 (Gaussian) 확률 변수들이다. 또한, $w_{t,n}$ 는 $N_0/2$ 의 양방향 전력밀도를 갖는 AWGN (additive white Gaussian noise)을 나타내며 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 $N_0/2$ 의 분산값을 갖는 i.i.d. 복소 가우시안 확률 변수를 나타낸다. 마지막으로, 전체 평균 송신 전력이 단일 안테나 시스템인 경우와 동일하도록 송신 안테나들에서 전송 전력이 정규화된다.

유니터리 시공간 부호의 성질을 만족하기 위해서는

$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = T \mathbf{I}_{N_T}$ 를 만족해야 한다^[3]. 여기서, \mathbf{I}_{N_T} 는 $N_T \times N_T$ 단위 행렬이다. 다음으로 [4]의 ST-FSK에 대해서 설명한다. 먼저, 서로 다른 p 와 p' 에 대해서 $\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p = \mathbf{I}_{N_T}$ 와 $\mathbf{A}_p^T \mathbf{A}_{p'} = -\mathbf{A}_{p'}^T \mathbf{A}_p$ 를 만족하는 P 개의 $P \times N_T$ 행렬들 $\{\mathbf{A}_p\}_{p=1}^P$ 을 설계한다. 이러한 행렬들은 full-rate 실수 직교 디자인 (real orthogonal design)^[2]으로도 잘 알려져 있다. 다음으로 FSK 파형들의 집합을 $\{f_k | k \in S_k\}$ 라고 정의한다. 여기서, $f_k = [1 e^{j2\pi k/K} \dots e^{j2\pi k(K-1)/K}]^T$ 이고 K 는 FSK 파형들의 개수를 나타낸다. 또한, $S_k = \{0, \dots, K-1\}$ 이고 K 개의 FSK 파형들의 인덱스들의 집합을 나타낸다. 마지막으로, P 개의 FSK 파형들을 사용하여 생성되는 신호 성상 (signal constellation) $S_k = \{\mathbf{X}_k | k \in S_k^{P \times 1}\}$ 는 다음과 같이 주어진다^[4].

$$\mathbf{X}_k = \sum_{p=1}^P \mathbf{A}_p \otimes f_{[k]_p} \quad (2)$$

여기서, \otimes 는 Kronecker product를 나타내고 $k \in S_k^{P \times 1}$ 는 길이 P 인 FSK 파형 인덱스 벡터를 나타내며 이 벡터의 각 원소는 K 개의 FSK 파형 인덱스들 중에서 선택된 값이다. 또한 $[k]_p$ 는 벡터 $k \in S_k^{P \times 1}$ 의 p 번째 원소를 나타낸다. 송신기에서는 벡터 $k \in S_k^{P \times 1}$ 의 원소들에 해당하는 P 개의 FSK 파형들을 가지고 생성된 송신 행렬 \mathbf{X}_k 를 전송한다. ST-FSK에서 $T = PK$ 이며 전송률은 기존의 FSK와 동일하다.

수신기에서 noncoherent ML 검출기는 다음과 같이 표현될 수 있다^[4].

$$\begin{aligned} \tilde{k} &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \|\mathbf{X}_k^H \mathbf{Y}\|^2 \\ &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \left\| \left(\sum_{p=1}^P \mathbf{A}_p^T \otimes f_{[k]_p} \right) \mathbf{Y} \right\|^2 \\ &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \left\| \sum_{p=1}^P \mathbf{A}_p^T \mathbf{Z}_{[k]_p} \right\|^2 \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,

$$\mathbf{Z}_k = (\mathbf{I}_P \otimes f_k^H) \mathbf{Y} \quad (4)$$

이며 이는 FSK 파형 f_k 에 대한 정합 필터 출력으로 해석될 수 있다^[4].

III. 제안하는 ST-MWSK

본 장에서는 제안하는 ST-MWSK 방식에 대해서 설명한다. 먼저, 길이 K 인 K 개의 Walsh 수열을 정의한다. 길이 K 인 k 번째 Walsh 수열 $w_k = [w_k^0, \dots, w_k^{K-1}]$ 의 각 원소는 +1과 -1의 값들 중에서 선택된다. 그러면 식 (2)에서 $f_{[k]_p}$ 대신 $w_{[k]_p}$ 를 사용하여 새로운 송신 행렬을 다음과 같이 생성한다.

$$X_k = \sum_{p=1}^P A_p \otimes w_{[k]_p} \quad (5)$$

그러면, 수신기에서 noncoherent ML 검출기는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{k} &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \|X_k^H Y\|^2 \\ &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \left\| \left(\sum_{p=1}^P A_p^T \otimes w_{[k]_p}^T \right) Y \right\|^2 \\ &= \arg \max_{k \in S_k^{P \times 1}} \left\| \sum_{p=1}^P A_p^T R_{[k]_p} \right\|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,

$$R_k = (I_P \otimes w_{[k]_p}^T) Y \quad (7)$$

이며 이는 Walsh 수열과 수신 신호 사이의 상관을 계산하여 구할 수 있다.

IV. 전산 실험 결과

그림 1은 $N_T = 2, N_R = 1, P = 2$ 인 경우 ST-FSK와 제안된 ST-MWSK의 평균 SER (symbol error rate)을 나타낸다. 채널은 준정지 레일리 채널을 가정한다. 여기서 E_b 는 정보 비트 당 평균 수신 에너지를 나타낸다. 제안된 ST-MWSK는 기존의 ST-FSK와 동일한 성능을 보여준다. 표 1은 ST-FSK와 제안된 ST-MWSK의 noncoherent ML 검출기의 계산 복잡도를 나타낸다. 계산 복잡도는 식 (3)과 식 (6)의 계산에 필요로 하는 실수 곱셈 및 덧셈 회수들을 나타낸다. ST-FSK 방식은 식 (4)에서 복소 곱셈 연산이 필요하지만 제안된 ST-MWSK 방식은 식 (7)에서 곱셈 대신 수신 신호의 부호만 바꾸어 주면 되므로 곱셈 연산을 필요로 하지 않으며 덧셈 연산도 줄어든다.

표 2는 $N_T = 2, N_R = 1, P = 2$ 인 경우 ST-FSK

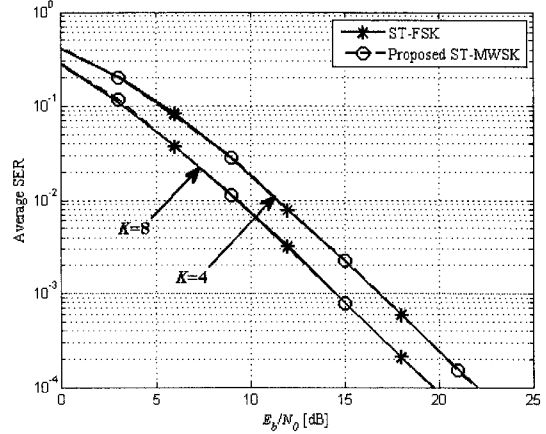


그림 1. ST-FSK와 제안된 ST-MWSK의 평균 SER 성능, $N_T = 2, N_R = 1, P = 2, K = 4, 8$, 준정지 레일리 페이딩

Fig. 1. Average SER curves for ST-FSK and proposed ST-MWSK with $N_T = 2, N_R = 1, P = 2$ and $K = 4, 8$ under quasi-static Rayleigh fading.

표 1. ST-MWSK 방식의 noncoherent ML 검출기의 계산 복잡도

Table 1. Computational complexity for noncoherent ML detectors of ST-FSK and proposed ST-MWSK schemes.

	실수 곱셈 회수	실수 덧셈 회수
ST-FSK	$(4PK^2 + 2KP^3 + 2PK^P)N_R$	$\{4PK^2 + 2KP \cdot (P^2 - P - 1) + K^P \cdot (P^2 + P)\}N_R - K^P$
ST-MWSK	$(2KP^3 + 2PK^P)N_R$	$\{2PK^2 + 2KP \cdot (P^2 - P - 1) + K^P \cdot (P^2 + P)\}N_R - K^P$

표 2. ST-FSK와 제안하는 ST-MWSK 방식에서 $N_T = 2, N_R = 1, P = 2$ 인 경우 K 값에 따른 noncoherent ML 검출기의 계산 복잡도

Table 2. Computational complexity versus K for the noncoherent ML detector of ST-FSK and proposed ST-MWSK schemes with $N_T = 2, N_R = 1$ and $P = 2$.

	실수 곱셈 회수		실수 덧셈 회수	
K	4	8	4	8
ST-FSK	256	896	224	864
ST-MWSK	128	384	160	608

방식과 제안된 ST-MWSK 방식의 noncoherent ML 검출기의 계산 복잡도를 나타낸다. 실수 곱셈 연산 회수는 ST-FSK에 비해 제안된 ST-MWSK가 $K = 4$ 인 경우 50% 감소하며 $K = 8$ 인 경우 57.1% 감소한다. 또한

실수 덧셈 연산 회수는 ST-FSK에 비해 제안된 ST-MWSK가 $K=4$ 인 경우 28.6% 감소하며 $K=8$ 인 경우 29.6% 감소한다. 따라서 K 가 증가할수록 계산량 감소 이득은 더욱 증가한다.

V. 결 론

본 논문에서는 MWSK 방식을 적용한 시공간 부호인 ST-MWSK를 제안하였다. 제안된 ST-MWSK 방식은 ST-FSK 방식에서 FSK 대신 MWSK를 사용한다. FSK를 사용하는 경우 송신 행렬은 복소값을 가지지만 MWSK를 사용할 경우 송신 행렬은 실수값을 가지게 되므로 ST-MWSK 방식의 noncoherent ML 검출기는 곱셈 연산과 덧셈 연산에 있어서 계산량이 크게 줄어든다. 또한 제안된 ST-MWSK는 ST-FSK에 비해 성능 열화 없이 수신기 계산량을 크게 줄일 수 있으며 K 가 증가할수록 계산량 감소 이득은 더욱 증가한다.

참 고 문 헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [3] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 543-564, Mar. 2000.
- [4] G. Leus, W. Zhao, G. B. Giannakis and H. Delic, "Space-time frequency-shift keying," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 3, pp. 346-349, Mar. 2004.
- [5] 전경훈, "Performance Analysis of Frequency-Hop Spread-Spectrum Multiple-Access Networks," *텔레콤*, 제8권, 제2호, pp. 27-37, 1992년 12월.
- [6] G. Leus, W. Zhao, G. B. Giannakis and H. Delic, "Space-time FSK for slow frequency-hopping multiple access," in *Proc. of Information Sciences and Systems*, Princeton University, Mar. 2002.

저 자 소 개



김 정 창(정회원)

2000년 한양대학교 전자·전자통신·전파공학과 학사 졸업.

2002년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 석사 졸업.

2006년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사 졸업.

2006년~2008년 포항공과대학교 정보통신연구소 박사후연구원

2008년~현재 포항공과대학교

미래정보기술사업단 연구조교수

<주관심분야 : 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리>



전 경 훈(평생회원)

1985년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.

1987년 University of Michigan, Ann Arbor, 전기공학과 석사 졸업.

1989년 University of Michigan, Ann Arbor, 전기공학과 박사 졸업.

1989년~1991년 University of Delaware, Newark, 전기공학과 조교수

1991년~1995년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 조교수

1995년~2001년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 부교수

2001년~현재 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 교수

<주관심분야 : 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리, 회로설계>