

논문 2012-49TC-7-3

확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스템에서 비트오율 성능 개선을 위한 수신기 알고리즘

(A Receiver Algorithm for BER Performance Improvement in the
Constant Amplitude Multi-code Spread Spectrum System based on the
Extended m -sequence)

김 동 주*, 한 준 상*, 김 명 진**

(Dong-joo Kim, Jun-sang Han, and Myoung Jin Kim)

요 약

직교코드를 다중화하여 데이터 비트열을 확산시켜 전송하는 멀티코드 대역확산 통신시스템의 큰 단점은 여러 코드의 합이 멀티레벨이 되어 선형성이 좋은 증폭기를 요구한다는 것이다. Walsh 코드 및 확장 m -시퀀스를 직교 확산코드로 사용하는 멀티코드 대역확산 시스템에서 입력 데이터를 부호화함으로써 다중 코드의 합을 일정 진폭으로 만드는 방식이 제안되어 있다. 본 논문에서는 정진폭 확장 m -시퀀스 기반 시스템에서 송신 신호의 정진폭화를 위해 부가로 전송되는 동반코드를 수신기에서도 이용함으로써 비트오율 성능을 개선하는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 수신기에서는 코드검출 과정에서 1 개의 검출 오류가 있는 경우 오류를 정정하는 능력을 가져서 비트오율 성능이 개선된다. 제안된 방식의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 기본 수신기를 사용한 경우에 비해 성능이 개선되는 것을 확인하였다.

Abstract

The main drawback of the multi-code spread spectrum communication system, which spreads data bits stream by the multiplexed orthogonal codes, is the need for the highly linear amplifier. Several constant amplitude precoding schemes have been proposed for the Walsh code or the extended m -sequence based multi-code spread spectrum systems. In the constant amplitude spread spectrum systems the accompany code is transmitted together with orthogonal codes to maintain the transmitter output in a constant level. In this paper we propose the use of the accompany in the receiver to improve the BER performance. The proposed receiver has the capability to correct the code detection error(up to one code error). We carried out simulations to verify the validity of the proposed algorithm. BER performance improvement was noticed compared with the conventional receiver.

Keywords : Extended m -sequence, Constant amplitude transmission, Multi-code spread spectrum system, Nonlinear amplifier

I. 서 론

대역확산 통신 시스템은 보안이 우수하고 전파교란

이나 페이딩에 대해 강인하다는 장점이 있지만, 오디오나 동영상과 같이 고속의 데이터를 전송해야 하는 경우 확산이득이 감소하여 대역확산통신 고유의 장점이 사라진다는 문제점이 있다. 확산이득을 유지하면서 데이터를 높일 수 있는 방식으로 멀티코드 대역확산 통신 시스템을 고려할 수 있다^[1]. 이 시스템은 전송률에 따라

* 학생회원, ** 정회원-교신저자, 한국외국어대학교
(Hankuk University of Foreign Studies)

접수일자: 2012년2월14일, 수정완료일: 2012년7월17일

서 코드채널 수를 변화시키므로 데이터율이 높아지더라도 확산이득의 감소가 일어나지 않게 할 수 있다. 그러나 여러 직교코드를 합산하여 전송하므로 송신기의 출력신호 진폭 변화가 크고, 따라서 고가의 선형성이 높은 증폭기가 요구되는 단점이 있다. 따라서 멀티코드 대역확산 통신 시스템은 저전력이 요구되는 휴대 단말기에 적용하기 어렵다.

멀티코드 대역확산 통신시스템에서 피크전력 대 평균전력의 비를 감소시키거나 전송 신호의 진폭을 일정하게 하는 여러 가지 방법이 제안되어 있다^[2-4]. 대역확산에 사용되는 직교코드들이 적절히 선택되도록 하여 피크전력 대 평균전력의 비를 감소시키는 방안이 [2]에 보고되어 있으며, [3, 4]에서는 직교코드를 더하여 만들어진 멀티레벨 심볼을 펄스폭이나 반송파 위상으로 변환시킴으로써 전송신호의 진폭을 일정하게 만드는 방안을 제시하고 있다. [5]에서는 Walsh 코드를 직교코드로 사용하는 멀티코드 CDMA 시스템에서 부호화를 통하여 전송신호의 진폭을 일정하게 할 수 있음이 보고되어 있으며, [6]에서는 유사한 부호화를 재귀적으로 사용하여 전송 효율을 높이는 방법을 제안하고 있다. [7, 8]에서는 정보 데이터에 의해 선택된 직교코드들과 함께 이들 직교코드를 부호화하여 만들어진 또 하나의 직교코드를 추가로 더하여 전송하면 신호의 진폭을 일정하게 만들 수 있음을 보이고 있다. 이와 같은 정진폭 멀티코드 전송 방식을 사용하면 송신기에서 전력 효율이 좋은 비선형 증폭기를 사용할 수 있으며, 비선형 왜곡이 있는 채널에서 비트오율 성능 열화를 감소시킬 수 있다.

위에 기술한 정진폭 멀티코드 대역확산통신 시스템에서는 Walsh 코드 3 개가 주어졌을 때, 이들을 적절히 부호화하여 만들어진 1 개의 코드와 함께 총 4 개의 코드를 모두 더하면 진폭이 일정하게 된다는 Walsh 코드의 성질을 이용하고 있다. 최근에는 Walsh 코드 대신 하나의 m -시퀀스를 발생시키고 이를 순환적으로 이동시킨(cyclic shift) 시퀀스들을 확장시켜 직교화한 확장 m -시퀀스를 확산코드로 이용한 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스템이 제안되어 있다^[9]. 본 논문에서는 [9]에서 제안된 확장 m -시퀀스 기반 멀티코드 대역확산 통신시스템의 송신기에서 정진폭화를 위해 추가로 전송되는 직교코드를 수신기에서 이용하여 비트오율 성능을 개선하는 수신 알고리즘을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존에

제안되어 있는 여러 가지 방식의 Walsh 코드 기반의 멀티코드 대역확산 통신 시스템에 대하여 소개한다. III장에서는 확장 m -시퀀스를 직교코드로 사용한 시스템에서 정진폭 부호화 원리를 설명하고, 송수신기의 구조를 설명한다. IV장에서는 정진폭화 동반코드를 수신기에서 사용하여 코드검출 오류를 정정하는 알고리즘을 설명하고, 비트오율 성능분석 시뮬레이션 결과를 제시하며, V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. Walsh 코드 기반 정진폭 멀티코드 전송 시스템

멀티코드 CDMA 시스템은 정보비트열을 직-병렬 변환한 후 여러 개의 직교코드로 대역확산하고 더하여 전송하는 방식으로 코드 개수가 많을수록 전송되는 신호의 진폭 변화가 크다. 따라서 전송 시스템의 증폭기에 비선형성이 있는 경우 비트오율 성능이 떨어진다는 단점이 있다. Wada는 Walsh 코드를 더하는 데 있어 특정조건이 만족되면 코드의 합이 일정 진폭이 된다는 사실을 이용하여 정보비트열을 부호화함으로써 멀티코드 CDMA 시스템의 신호 진폭을 일정하게 하는 방식을 제안하였다^[5].

그림 1에 코드길이 $M=4$ 인 경우 Wada가 제안한 시스템의 송신기 구조를 보인다. 멀티코드 CDMA 시스템의 출력은 양극성 정보데이터 벡터 $\tilde{b} = [\tilde{b}_0, \tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{b}_3]$ 와 4×4 Hadamard 행렬 H^4 를 곱하는 연산으로 볼 수 있다. 이 때 \tilde{b} 에 있는 1의 개수가 홀수이면 결과

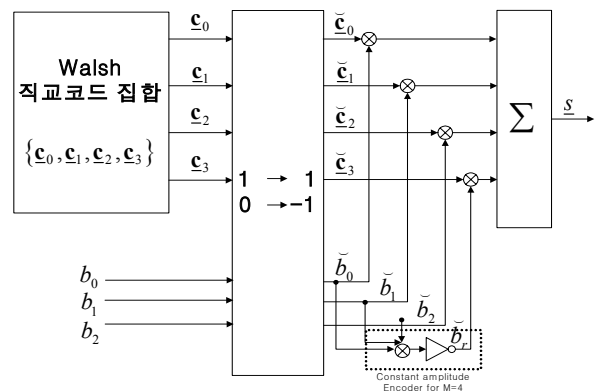


그림 1. Wada의 정진폭 멀티코드 CDMA 시스템의 송신기 ($M=4$)

Fig. 1. Transmitter of Wada's constant amplitude multi-code CDMA system ($M=4$)

$\underline{s} = \check{\underline{b}}H^4$ 의 모든 원소가 ± 2 로 크기가 일정하다. 따라서 3개의 정보비트 (b_0, b_1, b_2)마다 4 번째 비트 b_r 을

$$b_r = \overline{b_0 \oplus b_1 \oplus b_2} \quad (1)$$

과 같이 부호화하여 멀티코드 대역확산 통신시스템에 입력시키면

$$\underline{s} = \underline{c}_0 \times \check{b}_0 + \underline{c}_1 \times \check{b}_1 + \underline{c}_2 \times \check{b}_2 + \underline{c}_3 \times \check{b}_r \quad (2)$$

와 같이 표현되는 출력 신호는 정진폭이 된다. 부호화 과정에서 3비트의 정보 데이터로부터 1개의 잉여 비트를 생성하여 같이 전송하므로 부호율 3/4의 부호화기를 사용한다고 볼 수 있다.

이 시스템은 코드 길이가 $M > 4$ 인 시스템으로 확장 가능하다. $M = 16$ 인 시스템에서는 부호율이 9/16이 된다. $M > 4$ 인 경우에는 부호화 과정이 복잡해지지만 [6]에서 제안한 재귀적 부호화 방법을 사용하여 구현할 수 있다. Wada 시스템은 기존 멀티코드 대역확산통신 시스템에 비해 비트오율 성능과 데이터 전송률이 떨어지는 단점이 있지만 출력신호의 크기가 일정하여 비선형적 왜곡에 강인하다는 장점이 있다.

2. 정진폭 부호화를 사용한 Multi-code Biorthogonal Code Keying(CA-MBCK)

K 비트의 정보 데이터를 길이 $M = 2^K$ 칩의 코드어로 치환하여 전송하는 직교 변조방식은 비트오율 성능이 좋지만 대역폭 효율이 매우 떨어진다^[10]. 배직교(biorthogonal) 코드를 사용하면 대역폭 효율을 두 배로 증가시킬 수 있으나 K 의 증가에 따라 대역폭 효율이 지수적으로 감소하여 채널 대역폭이 좁은 경우 사용하기 어렵다. MBCK(Multi-code Biorthogonal Code Keying) 전송 방식은 코드어 집합을 여러 개의 부집합으로 분할하고 여러 개의 코드어를 더하여 전송하는 방식으로 잡음에 강한 직교변조의 특성을 가지면서도 대역폭 효율이 개선된 방식이다. 그러나 이 방식도 멀티코드 전송방식이라 신호의 진폭 변화가 커서 증폭기나 채널의 비선형성의 영향을 크게 받는다. Walsh 코드를 직교코드로 사용하는 MBCK 시스템에서 정보 데이터를 부호화함으로써 멀티코드 신호의 진폭을 일정하게 만드는 방식이 CA-MBCK(Constant Amplitude coded MBCK) 방식으로 제안되어 있다^[7]. 이 시스템은 길이가

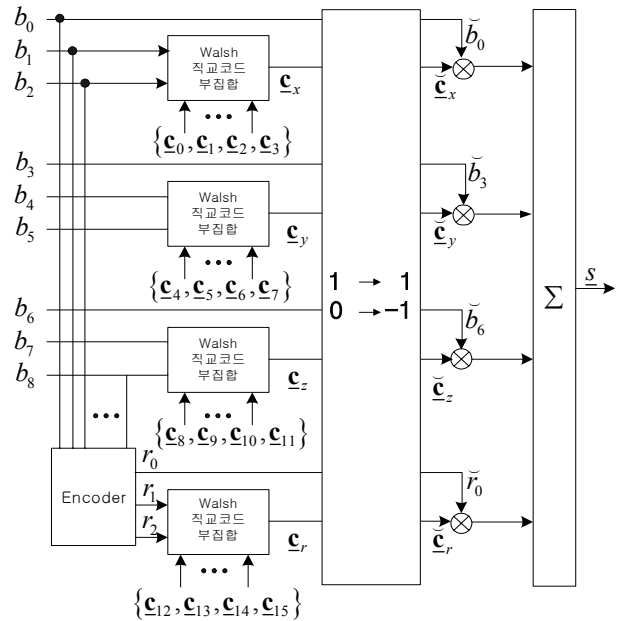


그림 2. CA-MBCK 시스템의 송신기 ($M=16$)
Fig. 2. Transmitter of CA-MBCK system($M=16$).

$M(=2^k)$ 인 M 개의 직교 코드 집합을 $M/4$ 개씩 총 4개의 부집합으로 나누고, 각 블록의 입력 데이터가 직교코드를 선택하도록 한 후 출력된 4개의 코드를 더하여 전송하도록 구성되어 있다. 상위 3개의 블록은 각 코드 부집합에서 $\log_2(M/4)$ 개의 정보 비트가 코드를 선택하도록 되어 있고, 4번째 블록은 정진폭화를 위한 코드가 만들어지는 블록으로 정보 데이터를 부호화하여 만들어진 데이터가 직교코드를 선택하도록 되어 있다. 즉 4번째 블록은 정보 데이터를 실어 나르는 코드가 아니라 정진폭화를 위한 잉여코드가 만들어지는 블록으로 전송률 측면에서는 MBCK에 비해 손해가 있으나 비선형 증폭기의 영향을 적게 받는 장점이 있다. 그림 2에는 코드 길이가 16인 CA-MBCK 시스템 송신기의 구조를 보이고 있다.

코드 길이가 M 인 CA-MBCK 시스템에서 전송 가능한 최대 정보 비트수 K 는 다음과 같다.

$$K = 3 \times \left(1 + \log_2 \frac{M}{4} \right) \quad (3)$$

수신기에서는 각 블록별로 상관기를 거쳐 $M/4$ 개의 상관값 중 가장 높은 코드를 복조하고 선택된 상관값의 극성을 판별한다. 선택된 코드와 판별된 극성으로부터 정보 비트를 복조할 수 있다.

3. 정진폭 부호화를 사용한 Bi-orthogonal Multicode 변조 시스템(CA-BOMC)

M 개의 직교 코드 중에서 n 개의 코드를 선택하고 더하여 전송하는 멀티코드 변조 방식 중에서 각 코드 조합을 정보 데이터와 매핑시키는 방식이 BOMC(Bi-orthogonal Multicode) 변조 시스템으로 제안되어 있다^[11]. 여기서 가능한 코드 조합의 수는 $\binom{M}{n}$ 이 되는데, 배직교 변조를 위해 선택된 n 개의 코드의 극성을 n 비트의 정보 데이터가 결정하도록 하면 직교코드 한 주기 동안 최대 전송 가능한 정보 비트수 K 는 다음과 같다. 여기서 x 는 x 를 넘지 않는 최대의 정수를 의미한다.

$$K = \log_2 \left[\binom{M}{n} \right] + n \quad (4)$$

이 전송방식은 기존 방식에 비해 직교코드 한 주기 동안 전송할 수 있는 정보 비트가 많다는 장점이 있지만 멀티코드 전송방식이 갖고 있는 단점인 신호 진폭의 불균일성 문제가 있다. [7]에서 사용한 부호화를 BOMC에 적용한 전송 방식이 [8]에 제안되어 있다.

그림 3에는 [8]에 제안된 CA-BOMC 시스템의 송신기 구조를 보인다. 출력신호를 일정 크기로 만드는 기본적인 원리는 2절에서 설명한 시스템과 동일하다. 하지만 M 개의 코드 집합을 부집합으로 나누지 않고 M 개 코드 중 3개 코드 조합을 정보 데이터에 의해서 선택하는 방법을 사용한다. 임의의 3개 코드 조합이 선택되면 양극성 부호화(+1, -1)하고 선택된 3개 코드를 비트단위로 곱하여 정진폭화를 위해 추가로 전송될 직교코드를 생성한다. 생성된 직교 코드의 극성을 반전시키고 나머지 세 코드와 모두 더하면 출력신호가 일정 진폭을 가지게 된다. 최종적으로 출력신호에 코드 조합

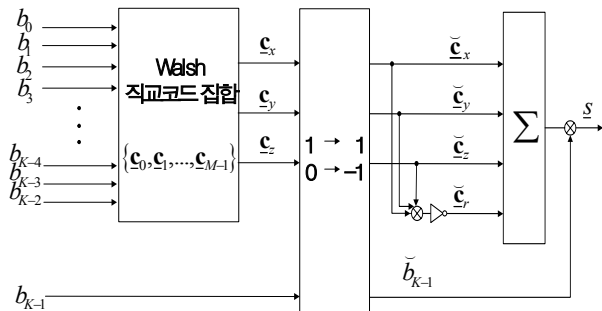


그림 3. CA-BOMC 시스템의 송신기
Fig. 3. The transmitter of CA-BOMC system.

선택에 사용되지 않은 1비트를 곱하여 전송한다. 코드 길이 M 으로 전송 가능한 최대 정보 비트수 K 는 식 (5)와 같다.

$$K = \log_2 \left[\binom{M}{3} \right] + 1 \quad (5)$$

수신기에서는 상관기 통과 후 정진폭화용 동반코드를 제외하고 상관값이 가장 높은 3개 코드를 찾고 이에 대응되는 $(K-1)$ 개 정보 비트를 복구하며, 상관기뱅크로 구해진 상관값들의 합의 부호로 나머지 1비트를 복구한다.

III. 확장 m -시퀀스 기반 정진폭 멀티코드 대역확산통신 시스템

1. 확장 m -시퀀스의 주요 속성

앞서 Walsh 코드를 기반으로 한 정진폭 멀티코드 대역확산 시스템에 대해 알아보았다. 본 논문에서는 동기식 CDMA 시스템에서 사용되는 m -시퀀스를 직교코드로 확장시킨 코드 집합을 사용한 정진폭 멀티코드 대역확산 시스템을 고려한다. 먼저 제안된 시스템에 관련된 m -시퀀스의 주요 특성을 살펴보고, 확장 m -시퀀스를 정의한 후 이를 이용한 멀티코드의 정진폭 부호화 방법에 대해 설명하고자 한다.

차수가 m 인 생성다항식으로부터 만들어지는 주기 $N=2^m-1$ 의 m -시퀀스를 c 라고 하고, j 만큼 왼쪽으로 순환 쉬프트된(left-cyclic shift) 출력을 $T^{-j}c$ 라고 표기하자. 식 (6)과 같이 표현되는 모든 쉬프트된 m -시퀀스 코드들의 집합 S_m 에 대한 주요 성질은 다음과 같다.

$$S_m = \{c, T^{-1}c, T^{-2}c, \dots, T^{-(2^m-2)}c\} \quad (6)$$

- **One more 1 than 0:** 모든 m -시퀀스에서 1의 개수가 0의 개수보다 1개 많다.
- **Addition property:** S_m 에 속한 임의의 2개 m -시퀀스를 비트 단위로 mod 2 덧셈 연산을 한 결과는 항상 S_m 내의 다른 m -시퀀스이다.
- **Thumb-Tack Autocorrelation:** m -시퀀스의 정규화된 주기적 자기상관함수는 다음과 같다.

$$\rho(i) = \begin{cases} 1 & \text{for } i = 0 \pmod{N} \\ -\frac{1}{N} & \text{for } i \neq 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (7)$$

S_m 에 있는 N 개의 m -시퀀스는 $N \times N$ 크기의 코드 행렬로 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$U = \begin{bmatrix} c_{1,1} & \cdots & c_{1,N} \\ \vdots & c_{i,j} & \vdots \\ c_{N,1} & \cdots & c_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{c}_1 \\ \vdots \\ \underline{c}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{c} \\ \vdots \\ T^{-N+1} \underline{c} \end{bmatrix} \quad (8)$$

m -시퀀스 행렬 U 는 'One more 1 than 0' 속성 때문에 서로 다른 코드들 간에 직교성이 없다. 식 (9)와 같이 확장한 $(N+1) \times (N+1)$ 크기의 확장 m -시퀀스 행렬 C 에 있는 모든 행 벡터는 1과 0의 개수가 같아지며, 서로 직교한다는 것을 쉽게 알 수 있다.

$$C = \begin{bmatrix} \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{U} & \underline{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{E0,0} & \cdots & c_{E0,N} \\ \vdots & c_{Ei,j} & \vdots \\ c_{EN,0} & \cdots & c_{EN,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{c}_{E0} \\ \vdots \\ \underline{c}_{EN} \end{bmatrix} \quad (9)$$

m -시퀀스의 성질로부터 코드 행렬 C 에 속하는 임의의 두 코드 벡터 $\underline{c}_{Ex}, \underline{c}_{Ey}$ 를 비트 단위로 mod 2 덧셈 연산을 하여 생성된 코드 \underline{c}_{Ew} 도 행렬 C 에 속하게 된다. 즉

$$\text{For any } \underline{c}_{Ex} \text{ and } \underline{c}_{Ey} \in C, \quad \underline{c}_{Ex} \oplus \underline{c}_{Ey} = \underline{c}_{Ew} \in C \quad (10)$$

과 같이 된다. 코드 벡터 간에 결합법칙, 즉

$$\{\underline{c}_{Ex} \oplus \underline{c}_{Ey}\} \oplus \underline{c}_{Ez} = \underline{c}_{Ex} \oplus \{\underline{c}_{Ey} \oplus \underline{c}_{Ez}\} \quad (11)$$

이 성립하는 것은 쉽게 증명할 수 있다. 또한 동일한 코드 벡터를 mod 2 연산으로 더하면 0 벡터가 된다. 즉

$$\underline{c}_{Ex} \oplus \underline{c}_{Ex} = [00 \cdots 0] = \underline{c}_{E0} \quad (12)$$

가 된다. 이번에는 C 에 속한 서로 다른 세 개의 코드에 대하여 식 (13)이 성립함을 증명해 보자. 식 (13)의 의미는 서로 다른 세 개의 코드를 더하여 만들어진 코드도 C 에 속한 코드이지만 그 세 개의 코드와는 다르다는 것이다.

$$\underline{c}_{Ex} \oplus \underline{c}_{Ey} \oplus \underline{c}_{Ez} = \underline{c}_{Er} \in C \quad (13) \\ \text{and } \underline{c}_{Er} \neq \text{any of } \{\underline{c}_{Ex}, \underline{c}_{Ey}, \underline{c}_{Ez}\}$$

식 (13)을 증명하기 위해 먼저 C 에 속한 서로 다른

코드 $\underline{c}_{Ex}, \underline{c}_{Ey}, \underline{c}_{Ez}$ 를 가정하자. 만일 세 개의 코드를 더하여 만들어진 코드 \underline{c}_{Er} 이 세 개 중 하나의 코드와 같다면 가정에 모순이 있음을 보이면 된다. 만일 $\underline{c}_{Er} = \underline{c}_{Ex}$ 라면 식 (11)로부터 $\underline{c}_{Ey} \oplus \underline{c}_{Ez} = \underline{c}_{E0}$ 이어야 한다. 그러면 식 (12)로부터 $\underline{c}_{Ey} = \underline{c}_{Ez}$ 가 되어야 한다는 것을 알 수 있다. 그러나 이 결과는 세 개의 코드 벡터가 서로 다르다는 가정에 위배된다. 그러므로 식 (13)이 성립한다.

이상의 결과로부터 C 에 속한 세 개의 서로 다른 코드 벡터와 식 (13)에 의해 발생된 또 하나의 코드 벡터를 (+1, -1)로 양극성 부호화하여 식 (14)와 같이 선형적으로 더하면 항상 모든 원소가 ± 2 가 되어 진폭이 일정하다는 것을 알 수 있다.

$$\check{c}_{Ex,i} + \check{c}_{Ey,i} + \check{c}_{Ez,i} - \check{c}_{Er,i} = \pm 2 \quad (14)$$

여기서 \check{c} 는 c 를 양극성으로 변환한 것을 의미한다. 지금까지 살펴 본 확장 m -시퀀스의 속성으로부터 정보 데이터에 의해 3 개의 코드가 선택되도록 하고 선택된 코드들을 가지고 부호화하여 생성된 코드를 식 (14)와 같이 더하여 전송하면 신호의 진폭을 일정하게 할 수 있다.

2. 정진폭 멀티코드 전송방식 원리와 송신기 구조

그림 4에 확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스템의 송신기 구조를 보인다. 입력되는 K 비트의 정보 데이터 중 $(K-3)$ 비트가 확장 m -시퀀스 코드 집합 C 에서 서로 다른 3개의 직교코드 $\underline{c}_{Ex}, \underline{c}_{Ey}, \underline{c}_{Ez}$ 를 선택한다. 선택된 3개의 직교코드를 칩 단위로 mod 2 덧셈 연산하여, C 에 속하지만 이미 선택된 3개의 직교코드와는 다른 직교코드 \underline{c}_{Er} 을 생성한다. 여기서 \underline{c}_{Er} 은 출력 신호의 진폭을 일정하게 만드는데 사용되는 잉여 코드이다. 데이터 전송을 위한 4개의 직교코드가 모두 결정되면 $\check{c}_{Ex}, \check{c}_{Ey}, \check{c}_{Ez}, \check{c}_{Er}$ 로 양극성 부호화한다. 다른 한편으로는 K 개의 입력 데이터 중 직교코드 선택에 사용한 $(K-3)$ 개의 데이터를 제외한 나머지 3개의 데이터 비트 $b_{K-3}, b_{K-2}, b_{K-1}$ 를 식 (15)와 같이 mod 2 덧셈 연산하고 인버팅하여 새로운 비트 b_r 을 생성한다.

$$b_r = \overline{b_{K-3} \oplus b_{K-2} \oplus b_{K-1}} \quad (15)$$

3개의 데이터 비트와 b_r 을 각각 (+1, -1)로 부호화하면 항상 4 비트 중 1 비트만 부호가 반대가 된다. 그러므로 부호화된 $\check{b}_{K-3}, \check{b}_{K-2}, \check{b}_{K-1}, \check{b}_r$ 과 $\check{c}_{Ex}, \check{c}_{Ey}, \check{c}_{Ez}, \check{c}_{Er}$ 를 각각 곱하여 확산한 후 식 (16)과 같이 선형적으로 더하여 얻어지는 신호 s 는 식 (13)의 속성로부터 항상 +2 또는 -2로 일정 진폭을 유지하게 되는 것을 알 수 있다. 표 1에 코드 벡터 $\check{c}_{Ex}, \check{c}_{Ey}, \check{c}_{Ez}, \check{c}_{Er}$ 가 가질 수 있는 원소의 모든 경우에 대한 s 의 결과를 보인다.

$$s_j = \check{b}_{K-3}\check{c}_{Ex,j} + \check{b}_{K-2}\check{c}_{Ey,j} + \check{b}_{K-1}\check{c}_{Ez,j} + \check{b}_r\check{c}_{Er,j} = \pm 2 \quad (16)$$

한 코드주기($N+1$ 칩) 동안 전송할 수 있는 정보 비트 수와 정보 데이터를 코드 조합에 맵핑시키는 방법을 알아보자. 코드 개수가 $M=N+1$ 인 코드 집합으로부터 정보 데이터에 의해 서로 다른 3개의 코드가 선택 되도록 하고, 3 개의 코드를 부호화하여 만들어진 코드 한 개를 더해 모두 4 개의 코드를 가지고 정보 데이터와 패리티 비트를 확산하여 전송한다. 가능한 4 개의 코드 조합의 수는 ${}_M C_3/4$ 개다. 여기서 ${}_M C_3$ 개가 아니라 ${}_M C_3/4$ 개인 이유는 3개의 코드가 정해지면 정진폭을 위해 동반되는 코드가 자동적으로 정해지므로 3개의 코드를 선택할 수 있는 조합의 수 ${}_M C_3$ 는 다음과 같이

표 1. 확장 m -시퀀스 기반 정진폭 멀티코드 대역확산 통신 시스템의 출력

Table 1. Output of the extended m-sequence based constant amplitude multi-code spread spectrum system.

$\check{c}_{Ex,i}, \check{c}_{Ey,i}, \check{c}_{Ez,i}$	$\check{c}_{Er,i}$	$-\check{c}_{Er,i}$	$\check{c}_{Ex,i} + \check{c}_{Ey,i} + \check{c}_{Ez,i} - \check{c}_{Er,i}$
+1, +1, +1	+1	-1	+2
+1, +1, -1	-1	+1	+2
+1, -1, +1	-1	+1	+2
+1, -1, -1	+1	-1	-2
-1, +1, +1	-1	+1	+2
-1, +1, -1	+1	-1	-2
-1, -1, +1	+1	-1	-2
-1, -1, -1	-1	+1	-2

$(\check{c}_{Ex} \oplus \check{c}_{Ey} \oplus \check{c}_{Ez} = \check{c}_{Er}) \equiv (\check{c}_{Ey} \oplus \check{c}_{Ez} \oplus \check{c}_{Er} = \check{c}_{Ex}) \equiv (\check{c}_{Ez} \oplus \check{c}_{Er} \oplus \check{c}_{Ex} = \check{c}_{Ey}) \equiv (\check{c}_{Ey} \oplus \check{c}_{Ez} \oplus \check{c}_{Er} = \check{c}_{Ex})$ 의 4개의 동일한 조합을 포함하기 때문이다. 코드 길이 M 으로 전송 가능한 최대 정보 비트수 K 는 식 (17)과 같다.

$$K = \lceil \log_2({}_M C_3/4) \rceil + 3 \quad (17)$$

예를 들어 $M=64$ 인 경우 최대 전송 가능한 비트의 수 K 를 구하면 ${}_M C_3/4 = 10416$ 는 2^{13} 보다 크고 2^{14} 보다 작으므로 $\lceil \log_2({}_M C_3/4) \rceil = 13$ 이 되어 13비트로 직교코드 선택을 하고 정진폭을 위한 부호화에 사용되는 3비트를 더하여 16이 된다. 표 2에 여러 시스템에 대하여 코드 길이 M 에 따른 최대 전송 가능 비트 수를 보인다. 확장 m -시퀀스 기반 시스템은 코드 길이가 주어졌을 때 CA-MBCK 시스템에 비해 더 많은 데이터를 전송할 수 있다. CA-BOMC 시스템과 비교하면 동일한 전송 가능 비트 수를 갖지만 코드 선택 조합의 수가 1/4로 줄기 때문에 정보 데이터-코드조합 맵핑이 간단해져서 시스템 복잡도가 감소하는 장점이 있다.

정보 데이터와 코드조합의 맵핑에 대해 살펴보자. $M=64$ 인 경우 13비트의 정보 데이터를 코드 조합과 맵핑시켜야 한다. $2^{13} = 8192$ 개의 코드 조합이 필요한데, 가능한 코드 조합의 수는 ${}_M C_3/4 = 10416$ 가 되어 코드 조합의 여유분이 남는다는 것을 알 수 있다. 8192 개의 코드 조합을 13 비트 정보 데이터와 1:1 맵핑이 되도록 하면 수신기의 역확산 과정에서 검출된 3개의 직교코드를 가지고 유일하게 대응되는 13비트의 데이터를 복구할 수 있다. 입력 비트에 따라 직교코드 그룹으로부터 3개의 직교코드를 선택하는 방식은 여러 가지 방법이 고려될 수 있으며, 그 어떤 조합의 경우에

표 2. 여러 정진폭 부호화된 멀티코드 대역 확산 통신 시스템에서 길이에 따른 최대 전송비트 수

Table 2. Number of data bits that can be transmitted according to code length M in several constant amplitude multi-code spread spectrum systems.

Code length (M)		8	16	32	64
Number of data bits(K)	CA-MBCK	6	9	12	15
	CA-BOMC	6	10	13	16
	제안된 시스템	6	10	13	16

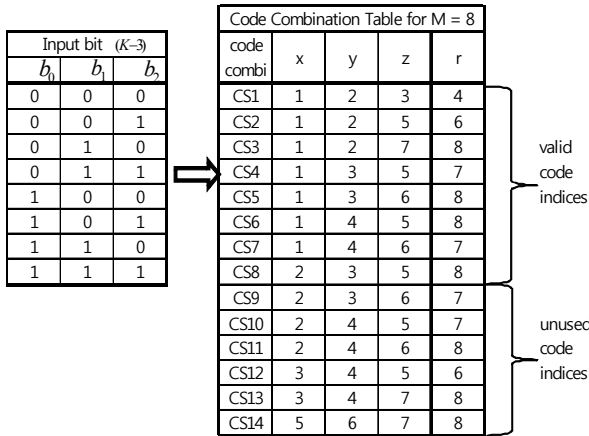


그림 5. 직교코드 조합 맵핑의 예시 ($M=8, K=6$)
 Fig. 5. An example of combination of orthogonal codes ($M=8, K=6$).

도 선택된 코드 사이에 직교성이 유지되면 선형적으로 합해진 신호로부터 이 선택된 직교코드들을 검출하고 데이터 비트열을 복원해 낼 수 있다. 본 논문에서는 기본적으로 순차적인 코드 조합으로 맵핑하는 방법을 사용한다.

그림 5에 코드 길이 $M=8$ (즉 코드선택 비트 수 $(K-3)=3$)인 경우, 정보 데이터와 코드 조합과의 맵핑 예를 보인다.

코드 조합에는 정보 데이터에 의해 결정되는 3 개의 직교코드와 전송신호의 정진폭화를 위해 동반 전송되는 1 개의 동반코드로 구성되어 있다. 코드 집합의 8 개의 직교코드에 대해 인덱스를 1부터 8로 부여한다. 오른쪽 그림에서 x 가 1이라는 것은 c_{E_x} 의 코드 인덱스를 나타낸 것으로 코드 집합 중 첫 번째 코드를 의미한다. 코드조합 CS3을 보면 1, 2, 7번 직교코드가 선택되는 경우 동반코드로 8번 코드와 함께 데이터를 확산하여 전송한다는 것을 의미한다. 코드 집합을 구성하는 8 개의 코드 중에서 3 개의 코드와 동반코드를 선택할 수 있는 조합의 수는 14개이지만 코드를 선택하는 정보 데이터는 3 비트이므로 8 개의 코드 조합만 필요하다. 그림 5의 입력 데이터-코드조합 맵핑 예에서는 코드조합 CS1~CS8까지만 사용하고 CS9~CS14는 사용하지 않는 여유 직교코드 조합이 된다.

3. 수신기

확장 m -시퀀스 기반 정진폭 멀티코드 대역확산통신 시스템의 수신기에서는 정보 데이터에 의해 선택된 3

개의 직교코드와 이들로부터 생성된 동반코드 1 개를 더해 총 4 개의 코드를 사용하여 데이터를 대역확산한 후 전송한다. 송신기에서 사용된 직교코드와 동반코드의 인덱스를 x, y, z, r 이라고 하자. 수신기에서는 송신기에서 사용된 직교코드들을 찾아내서 입력 비트열-코드조합 매핑 테이블을 보고 데이터를 복호하면 된다. 그림 5와 같이 설계한 매핑 테이블을 살펴보면 모든 코드 조합에서 동반코드의 인덱스가 가장 크며, 동반 코드인덱스 r 을 제외한 3 개의 직교코드 인덱스 x, y, z 만 가지고 입력 비트열과 유일하게 대응시킬 수 있음을 알 수 있다. 그러므로 수신기에서는 송신기에서 사용한 4 개의 직교코드들을 검출하고, 코드 인덱스가 작은 3 개의 코드조합 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ 으로부터 정보 데이터를 복호하면 된다.

그림 6에 확장 m -시퀀스 기반의 멀티코드 대역확산 시스템의 수신기 구조를 보인다. 수신기는 상관기, 최대값 선택, 디코더, 비트 결정 블록으로 구성되어 있다. 전송된 정보 비트를 복구하기 위해서는 확장 m -시퀀스 행렬 C 에서 선택되어 대역확산에 사용된 코드들을 찾아야 한다. 수신기에서는 먼저 수신 신호와 직교코드들과의 상관값 $\{cor(c_{E_i})\}_{i=0,1,\dots,N}$ 을 구한다. 다음으로 는 최대값 선택 블록에서 $\{cor(c_{E_i})\}_{i=0,1,\dots,N}$ 중 절대값이 가장 큰 4개의 상관값을 찾아서 확장 m -시퀀스 행렬 C 에서 어떤 코드들이 전송되었는지 판단한다. 이 4 개의 상관기 출력을 발생시킨 코드들에 대해 인덱스를 커지는 순서로 $\hat{x} < \hat{y} < \hat{z} < \hat{r}$ 과 같이 정렬한다. 매핑 테이블에서 $(x, y, z) = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ 에 해당하는 코드 조합에 대응하는 $(K-3)$ 개의 비트열을 복구한다. 동반코드 c_{E_r} 은 정보 데이터에 의해 선택되는 것이 아니라 정진폭화를 위해 추가로 사용되는 것이므로 수신기에서 \hat{r} 의 인덱스는 불필요하다. 예를 들어 $M=8$ 이고 그림 5와 같은 맵핑 테이블을 사용하는 시스템을 가정하자. 만일 수신기에서 상관기를 거쳐 구한 코드 인덱스가 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = (1, 2, 7)$ 이라고 하면, 이 경우에 해당하는 코드조합은 CS3으로서 이에 대응되는 비트열은 $(0, 1, 0)$ 이 된다는 것을 알 수 있다.

지금까지 설명한 방법으로 $(K-3)$ 비트열을 복구하며, 나머지 3 비트 $b_{K-3}, b_{K-2}, b_{K-1}$ 는 $cor(c_{E_{\hat{y}}}), cor(c_{E_{\hat{z}}}), cor(c_{E_{\hat{z}}})$ 의 부호로부터 복구할 수 있다.

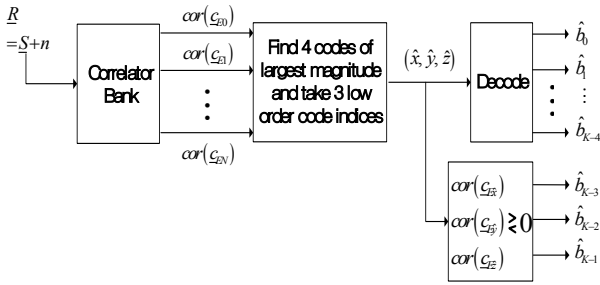


그림 6. 확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역 확산 통신시스템의 수신기
Fig. 6. Receiver of the extended m -sequence constant amplitude multi-code spread spectrum system.

4. 비트오율 성능

그림 7에 확장 m -시퀀스 기반 시스템의 AWGN 환경에서 비트오율 성능을 Wada 시스템 및 CA-MBCK 시스템과 비교하여 보인다.

Wada 시스템은 M 이 4^n (n :정수)일 때만 구현이 가능하며, 나머지 시스템은 M 이 2의 지수이면 된다. Wada 시스템은 M 이 증가할수록 비트오율이 증가하고 그 외 두 시스템에서는 M 이 증가할수록 비트오율이 감소하는 것을 볼 수 있다. 확장 m -시퀀스 기반 시스템은 같은 코드길이 $M=16, 64$ 인 경우 Wada 시스템과 비교했을 때 비트오율 성능이 더 좋다. 한편 CA-MBCK 시스템과 비교하면 동일한 M 에 대해서 비트오율 성능이 다소 떨어진다. CA-BOMC 시스템과는 비트오율 성능이 동일하여 그림에 표시하지 않았다.

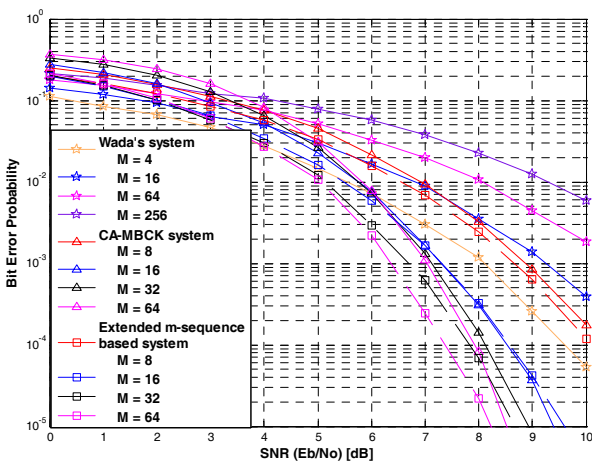


그림 7. 여러 정진폭 멀티코드 대역 확산통신 시스템의 AWGN 환경에서 BER 성능
Fig. 7. BER performance of various constant amplitude multi-code spread spectrum system in AWGN.

IV. 확장 m -시퀀스 기반 정진폭 멀티코드 대역 확산통신 시스템의 성능 개선

1. 정진폭화 동반코드를 이용한 수신기 알고리즘

3장에서 기술한 확장 m -시퀀스 멀티 코드 대역 확산 통신 시스템의 수신기에서는 상관기에서 얻어진 4개의 상관값에 대응하는 직교코드 인덱스를 $\hat{x} < \hat{y} < \hat{z} < \hat{r}$ 로 정렬하고, 동반코드 인덱스를 제외한 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ 의 조합으로부터 맵핑 테이블을 찾아서 정보 비트를 복구한다. 동반코드 c_{Er} 은 정보 데이터에 의해 선택되는 것이 아니라 정진폭화를 위해 추가로 사용되는 것이므로 수신기에서 \hat{r} 의 인덱스는 사용할 필요가 없다. 이번 장에서는 수신기 알고리즘에서 \hat{r} 의 인덱스도 이용함으로써 비트오율 성능을 개선할 수 있음을 보이고자 한다.

먼저 기본 수신기의 문제점에 대해 살펴보고 개선된 수신기 알고리즘을 기술하도록 하자. 채널 효과로 인해 수신기에서 검출한 4개의 코드 중에 한 개가 오류라고 가정하자. 오류를 발생시킨 코드의 상관기 출력 크기는 다른 3개의 상관기 출력 크기에 비해 작을 것이다. 만일 오류 코드의 인덱스가 \hat{r} 라면 다행히 문제가 되지 않는다. 그 이유는 기본 수신기가 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ 코드 인덱스만 가지고 복호를 하기 때문이다. 그러나 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ 중에서 오류가 있다면 복호된 데이터에 오류가 발생하게 된다. 예를 들어 $M=8, K=6$ 이고 그림 5의 맵핑 테이블을 사용하는 시스템에서 송신기에 입력된 $(K-3)$ 개의 비트가 $b_0=1, b_1=1, b_2=1$ 이라고 하자. 오류가 발생하지 않았다면 수신기에서 검출한 4개의 코드 인덱스는 $\hat{x}=2, \hat{y}=3, \hat{z}=5, \hat{r}=8$ 이 될 것이다. 복호기는 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = (2, 3, 5)$ 에 해당하는 코드 조합 CS8를 찾아 $\hat{b}_0=1, \hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1$ 을 출력할 것이다. 이번에는 채널의 영향으로 인해 2번 코드 대신 1번 코드가 검출되는 상황을 가정해 보자. 3, 5, 8번 코드 상관기 출력 크기가 충분히 커서 검출이 옳게 되는데 비해 2번 상관기 출력은 크기가 작아서 1번 코드 상관기 출력의 크기보다 작은 상황이라 할 수 있다. 이 경우 기본 수신기를 사용하면 \hat{x} 에 오류가 발생하여 $\hat{x}=1, \hat{y}=3, \hat{z}=5, \hat{r}=8$ 로 코드 인덱스가 검출될 것이며, 복호기는 맵핑 테이블에서 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = (1, 3, 5)$ 에 해당하는 코드 조합 CS4를 찾아 $\hat{b}_0=0, \hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1$ 을 출력할 것이다.

이번 장에서 제안하는 수신기 알고리즘에서는 상관기 중에서 출력 크기가 가장 큰 3 개의 코드 인덱스를 구하고(출력이 큰 4 개 코드 인덱스를 정렬하여 3 개를 취하는 것이 아니라, 이 세 개의 인덱스를 원소로 포함하고 있는 코드조합을 찾아서 이에 대응하는 비트열을 복호기 출력으로 한다. 코드 매핑 테이블의 x, y, z, r 코드조합 중에서 3 개 이상의 조합이 동일한 것은 없으므로 3 개의 코드 조합만 구하면 1:1로 대응되는 정보 비트열을 복조할 수 있다. 위에서 살펴본 예와 같이 코드검출 오류가 발생한 환경에서는 1, 2번 코드 상관기 출력이 상대적으로 3, 5, 8번 코드 상관기 출력보다 크기가 작을 확률이 높다. 수신기 알고리즘은 {3, 5, 8}을 원소로 갖고 있는 유효한 코드조합을 찾아서 CS8이라고 판단한다. 그 다음 CS8에 대응하는 비트열로 $\hat{b}_0 = 1, \hat{b}_1 = 1, \hat{b}_2 = 1$ 을 복호 출력으로 하여 오류가 발생하지 않게 된다. 또한 $cor(c_{E3}), cor(c_{E5}), cor(c_{E8})$ 의 부호로부터 $\hat{b}_{K-2}, \hat{b}_{K-1}, \hat{b}_r$ 을 복구할 수 있으므로 수식 (15)를 이용하여 \hat{b}_{K-3} 도 복구할 수 있다.

이와 같은 알고리즘을 사용하면 4 개 코드 중에서 1 개까지 코드 검출 오류가 발생해도 복구가 가능하여 비트오율 성능이 개선된다. 그림 8에 본 논문에서 제안한 수신기 구조를 보인다.

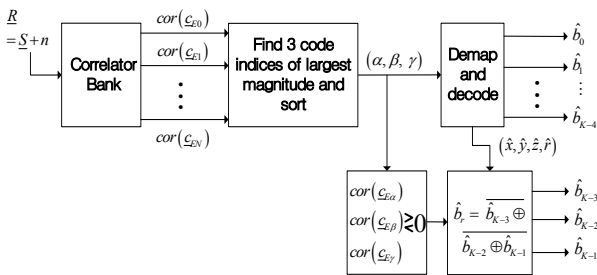


그림 8. 확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스템의 제안된 수신기

Fig. 8. The proposed receiver of the extended m -sequence constant amplitude multi-code spread spectrum system.

2. 시뮬레이션 결과

정진폭화 동반코드를 이용하여 코드검출 오류를 정정한 수신기 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 제안된 수신기를 적용한 확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스

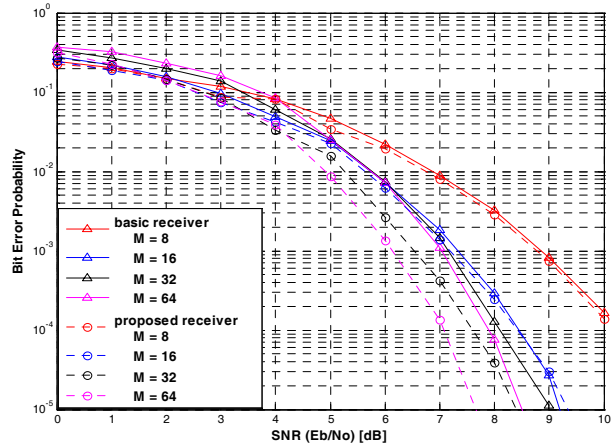


그림 9. 기본 수신기와 제안된 수신기를 사용한 확장 m -시퀀스 기반의 정진폭 멀티코드 대역확산 통신시스템의 AWGN 환경에서의 성능

Fig. 9. BER performance of Extended m -sequence based system with basic and proposed receiver in AWGN.

템의 비트오율 성능을 AWGN 환경 하에서 분석하였다. 코드 주기 M 을 8, 16, 32, 64로 변화시키고, E_b/N_0 를 0 ~ 10dB로 변화시키면서 비트오율을 구하여 기본 수신기를 사용한 경우와 비교하였다.

그림 9에 시뮬레이션 실행 결과를 보인다. 제안된 예러 정정 알고리즘을 사용한 수신기의 성능을 ‘o’ 기호로 나타내었으며, 기본 수신기를 사용한 경우의 성능은 ‘△’ 기호로 나타내었다. 제안된 수신기를 적용한 시스템의 비트오율 성능이 기본 수신기의 성능보다 우수하다는 것을 확인하였다. 특히, 코드 길이 M 이 증가할수록 개선 효과가 높은 것을 볼 수 있다. 이는 직교코드의 특성상 코드 길이가 길수록 코드검출 오류 확률이 작고, 따라서 4 개의 검출된 코드 중에서 한 개 이하의 오류가 발생하여 오류정정 능력 범위 안에 들어오기 때문으로 판단된다.

V. 결 론

멀티코드 대역확산통신 시스템의 단점은 전송신호의 진폭 변화가 커서 비선형적 왜곡에 약하다는 것이다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 Walsh 코드의 성질을 이용하여 직교코드가 더해지더라도 진폭을 일정하게 만드는 정진폭 멀티코드 대역확산 시스템이 제안되어 있다. 본 논문에서는 확장 m -시퀀스를 사용한 멀티코

드 대역확산통신 시스템에서 정진폭 부호화 방법을 유도하였다. 이 방식은 [8]에 제안된 CA-BOMC 시스템과 비교하여 동일한 비트오율 성능과 데이터율을 가지면서 전송 코드 조합의 개수가 적어 맵핑 과정에서 연산량이 줄어드는 장점이 있다. 또한 본 논문에서는 확장 m -시퀀스 기반 정진폭 멀티코드 대역확산통신 시스템의 송신기에서 정진폭화를 위해 추가로 전송하는 동반코드를 수신기에서도 이용함으로써 비트오율 성능을 개선시키는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 시스템은 DS 대역확산 시스템에 비해 고속의 데이터를 전송하면서 확산이득을 감소시키지 않고 유지시킬 수 있으며, 비선형 왜곡에 강한 특성을 가져서 무선 멀티미디어 단말기에 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] C-L. I and R. D. Gitlin, "Multi-code CDMA wireless personal communications networks," Proc. ICC'95, Seattle, Jun. 1995.
- [2] S.P. Kim, J.G. Oh, M.J. Kim, H.S. Ahn, and S.M. Ryu, "On the selection of code set for binary multi-code CDMA system," Lect. Notes Comput. Sci. (LNCS), pp. 264-275, Jun. 2002.
- [3] J.G. Oh, S.P. Kim, M.J. Kim, H.S. Ahn, and S.M. Ryu, "Orthogonal multi-code CDMA systems with constant amplitude transmission based on level clipping and pulse width modulation," Lect. Notes Comput. Sci. (LNCS), pp. 253-263, Jun. 2002.
- [4] Y.H. You, C.H. Park, D.K. Hong, M.C. Ju, M.J. Kim, and J.W. Cho, "MC-VSG BNet system for high-rate multimedia applications," IEICE Trans. Commun., Vol. E85-B, no. 10, pp.2126-2135, Oct. 2002.
- [5] T. Wada, T. Yamazato, M.Katayama, and A. Ogawa, "A constant amplitude coding for orthogonal multicode CDMA systems," IEICE Trans. Fund., Vol. E80-A, no. 12, pp.2477-2484, Dec. 1997.
- [6] Y.C. Kim, "Constant amplitude multi-code CDMA signal in recursive structure," IEE Electron. Lett., Vol.39, No.25, pp.1782 - 1783, Dec. 2003.
- [7] M. J. Kim and S. P. Kim and J. W. Cho, "A multi-code biorthogonal code keying with constant amplitude coding", IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, no. 7, pp.2928-2936, No.7 Jul. 2005.
- [8] K. OHUCHI, "Constant Amplitude Signaling for Parallel Combinatory Spread Spectrum Systems", IEICE Trans. Fund., Vol.E89-A, No.9 Sep. 2006.
- [9] 김동주, 김명진, "확장 m -시퀀스 기반의 멀티코드 대역확산 통신시스템의 정진폭 부호화 방식과 비트오율 성능," 한국통신학회 하계학술대회, 2011년.
- [10] B. Sklar, Digital Communications, 2nd ed., Prentice -Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [11] R.L. Peterson, E.E. Zimmer, and J.L. Seoane, "Biorthogonal multicode modulation for high-rate high-reliability personal communications requiring controlled peak-to-average transmit power ratio", 2000 International Zurich Seminar on Broadband Communications, Accessing, Transmission, Networking, pp. 263-270, 2000.

 저 자 소 개



김 동 주(학생회원)
 2011년 한국외국어대학교
 정보통신과 학사 졸업.
 2011년~현재 한국외국어대학교
 정보통신공학과
 공학석사과정

<주관심분야 : binary CDMA, 신호 변조방식, 통신시스템, WPAN>



한 준 상(학생회원)
 2011년 한국외국어대학교
 정보통신과 학사 졸업.
 2011년~현재 한국외국어대학교
 정보통신공학과
 공학석사과정

<주관심분야 : binary CDMA, Sensor Network, Localization, WPAN>



김 명 진(정회원)-교신저자
 1982년 서울대학교 제어계측공과
 졸업
 1984년 서울대학교 제어계측
 공학과 (공학석사)
 1992년 University of Minnesota,
 전기공학과 (공학박사)

1996년~현재 한국외국어대학교 정보통신공학과
 교수

<주관심분야: WPAN, 무선통신, 통신신호처리>