

논문 2008-45SC-6-6

임펄스 UWB 네트워크에서의 일정진폭 다중접속 채널코딩

(Constant Amplitude Multiple Access Channel Coding for Impulse Radio UWB Networks)

김 동 석*, 김 용 철**

(Tongsok Kim and Yong Cheol Kim)

요 약

이 논문은 임펄스 UWB 시스템을 위한 새로운 일정진폭 프리코딩을 제안한다. IEEE 802.15.4a 표준에 따르면 임펄스 UWB는 실내측위와 센서 데이터 전달에 사용될 수 있다. 대부분의 USN(ubiquitous sensor network)은 다중접속을 필요로 한다. 그러나 UWB 시스템은 다중접속으로 야기되는 중첩신호를 검출하는데 있어 제약성이 있다. 이를 극복하기 위하여 Wada^[3] 및 Kim^[4]의 CAMC(constant amplitude multi-code) 개념을 응용하였다. 제안하는 시스템은 체계적 일정진폭 프리코딩과 LDPC 디코딩으로 구성된다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 BER 성능이 우수함을 확인하였다.

Abstract

In this article a novel constant amplitude precoding for impulse UWB system is proposed. According to IEEE 802.15.4a, impulse UWB can be used in indoor localization and sensor data transmission. Most USN(ubiquitous sensor networks) needs multiple access. However impulse UWB system has a limited capability to detect superimposed signal induced by multiple access. To overcome this problem we have adopted the concept of CAMC(Constant Amplitude Multi-Code) deviced by Wada^[3] and Kim^[4]. The proposed system consists of systematic constant amplitude precoding and LDPC decoding. And this system shows a good BER performance in computer simulation.

Keywords : Impulse UWB, IEEE 802.15.4.a, LDPC

I. 서 론

2007년에 IEEE 802.15.4a에서는 임펄스 UWB를 WPAN 물리계층 기술로 채택하였다. 이 표준에 따르면 임펄스 UWB는 위치인식과 1 Mbps 이하의 저속데이터를 전송할 수 있다. 국내에서는 전자통신연구소에서 2007년 10월에 이 표준에 따르는 SOC를 개발하여 거리 측정을 시연하여 BPAM (Binary Pulse Amplitude

Modulation) DS-UWB 전송기술이 실제 가능함을 보여 주었다^[1]. 이러한 연구결과들을 바탕으로 국토해양부 지능형국토정보사업단 과제에서는 실내 위치인식과 더불어 USN 데이터 전송이 가능한 기술로서 임펄스 UWB 기술의 적용성을 연구하고 있다.

저속데이터를 제공하는 USN 무선채널에서는 다수의 사용자가 동시에 접속하면 충돌이 발생하는데 이를 피하기 위하여 DS-UWB에서는 각 사용자 별로 Time Frame을 할당하여 독점적 사용을 가능하도록 하는 동시에 CDMA 기술을 적용하여 직교 코드로 신호를 확산시켜 전송한다.

멀티코드에서는 여러 사용자 채널의 신호가 중첩되어 PAPR의 값이 커지므로 이 문제를 감소시키기 위한 방법의 하나로 일정진폭 프리코딩이 연구되고 있다^[3~4]. 이 논문에서는 일정진폭 프리코딩을 DS-UWB의 다중

* 정회원, KT 미래기술연구소

(KT Future Technology Laboratory)

** 정회원, 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부
(Dept of ECE, University of Seoul)

※ 본 연구는 국토해양부 첨단도시기술개발사업 - 지능형국토정보기술혁신 사업과제의 연구비지원 (07 국토정보C04)에 의해 수행되었습니다.

접수일자: 2008년10월20일, 수정완료일: 2008년10월22일

접속 방법으로 적용시키고자 한다. 일정진폭 프리코딩은 프로덕트 부호이기도 하므로 이를 LDPC 방법으로 복호화하는 것이 가능함을 보인다.

Wada의^[3] 프리코딩은 3 비트 입력신호에 패리티 비트를 더하여 4비트 조합을 만든 다음, Hadamard 행렬로 확산하여 일정진폭을 만드는 방식이나 코드워드의 길이가 4 비트 혹은 16 비트로 제한된다. Kim은^[4] 이를 64 비트 이상의 코드로 확장할 수 있도록 Pseudo Hadamard 행렬을 제안하였다.

Kim의 방법에서는 각 부호화 단계마다 Pseudo Hadamard 행렬을 이용하여 신호를 확산시킨 후 3 개의 코드워드를 모아 비트별 패리티를 새로 더한 후 이들을 함께 모아 상위의 레벨에서 다시 확산시키는 재귀적 확산을 하는데, 이러한 재귀적 확산 과정에서는 패리티 비트의 원형이 보존되지 않는다. 이 논문에서는 Kim의 일정진폭 프리코딩을 변형하여, 패리티 비트를 보존하도록 재귀적 확산을 사용하지 않고 체계적 부호화 (Systematic Encoding)를 구현하는 생성 행렬 (Generator Matrix)를 이용하여 부호화 과정을 단순화하여 LDPC 복호화 앤고리듬을 적용하였다.

Gallager^[5]의 LDPC 디코딩은 메시지에 내재된 비트들 사이의 패리티 관계를 이용하여 수신된 비트의 복호화 과정의 신뢰도를 높이는 방식이다. 본 논문의 체계적 일정진폭 프리코딩 코드의 구조는 LDPC 코드 요구 조건을 만족시키며, 이와 같이 LDPC 복호화 앤고리듬을 적용하여 성능이 향상됨을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 일정진폭 프리코딩의 필요성, 기존의 일정진폭 프리코딩 방법을 설명하고, 체계적 일정진폭 프리코딩과 LDPC 복호화 적용 방법을 서술한 후 III장에서 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시하고 제 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 다중접속을 위한 일정진폭 프리코딩

1. 일정진폭 프리코딩 필요성

BPAM DS-UWB 시스템에서는 확산 코드로 사용자를 구분하며 k번째 사용자의 신호는 다음과 같이 이루어진다^[2].

$$s_r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} d_j c_n w(t - jT_f - nT_c) \quad (1)$$

여기서 c_n 은 사용자에게 할당되는 확산코드이고, d_j

는 양극성 (Bipolar) 데이터이며, $w(t)$ 는 가우시안 펄스이다. 값이 (+1) 또는 (-1)인 데이터 d_j 가 동시에 4 사용자로부터 발생하여 이들이 합하여 중첩된 신호의 레벨은 $\{+4, +2, 0, -2, -4\}$ 중의 하나로 되어, 진폭이 랜덤한 값을 갖게 된다. 그러나 현재의 BPSK 변조 임펄스 UWB 시스템에서는 신호의 극성을 구분할 수 있으나 신호의 크기는 구분할 수 없으므로 가변적 크기를 갖는 시그널링 방식은 적용할 수 없다^[1]. 이 논문에서는 이와 같은 기술적 문제점을 해결하기 위한 방안으로 $\{d_j\}$ 를 일정진폭 프리코딩 방식으로 부호화하고 이에 대한 LDPC 복호화 방법을 제안한다.

제안하는 방식에서의 송신 신호는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있으며 부호화된 메시지 v_j 는 $\{d_j\}$ 를 생성 행렬로 곱하고 나머지 벡터 $E_{(n)}$ 을 더하여 얻어진다. 부호화 방법은 다음 장에서 자세히 다룬다.

$$s_r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} v_j \tilde{H}_n w(t - jT_f - nT_c) \quad (2)$$

2. 기존의 일정진폭 프리코딩

Wada는 $(x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus x_4 = 1)$ 을 만족하는 4 비트를 Hadamard 행렬로 확산시켜 일정한 크기의 확산 신호를 얻는 방법을 개발하였다^[3]. 이러한 성질을 이용하여 1 단계 부호화 과정에서는 3 비트의 데이터 $[b_0, b_1, b_2]$ 를 입력으로 받아 이들의 XNOR 값 $b_3 = \overline{b_0 \oplus b_1 \oplus b_2}$ 를 덧붙여서 4 비트 코드워드 v^4 를 형성한다.

2단계 부호화 과정에서는 3 개의 v^4 코드워드와 이들을 식(4)과 같이 비트 리플레이스먼트한 값 b_r^4 를 구하여 16×16 Hadamard 행렬로 확산하여 v^{16} 코드워드를 생성한다.

$$v^{16} = (v_0^4 \quad v_1^4 \quad v_2^4 \quad b_r^4)$$

$$b_r^4 = (\overline{b_0^4 \cdot H^4 \oplus b_1^4 \cdot H^4 \oplus b_2^4 \cdot H^4}). H^4$$

이 방법은 2단계 부호화의 (16, 9) 코드워드까지는 생성할 수 있으나 그 이상의 단계에서는 비트 리플레이스먼트가 불가능하여, Kim은 Hadamard 행렬 대신 Pseudo Hadamard 행렬 \tilde{H}^N 를 고안하여 3단계 (64, 27) 이상의 부호화가 가능한 CAMC (Constant Amplitude Multi-Code)로 확장시켰다^[4].

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}^N = \frac{1}{2} \cdot [\mathbf{v}_0^{N/4} | \mathbf{v}_1^{N/4} | \mathbf{v}_2^{N/4} | \mathbf{v}_3^{N/4}] \cdot \tilde{\mathbf{H}}^N \\ \mathbf{v}_3^{N/4} = \overline{\mathbf{v}_0^{N/4} \oplus \mathbf{v}_1^{N/4} \oplus \mathbf{v}_2^{N/4}} \\ \tilde{\mathbf{H}}^N = \begin{bmatrix} +\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} \\ +\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} \\ +\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} \\ +\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} & -\mathbf{I}^{N/4} & +\mathbf{I}^{N/4} \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{H}}_i^N \cdot \tilde{\mathbf{H}}_j^N = \begin{cases} 1, i=j \\ 0, i \neq j \end{cases} \end{array} \right. \quad (3)$$

3. 제안하는 체계적 일정진폭 프리코딩

기존 방법에서는 2 단계 이상의 부호화의 경우에는 일종의 중간 확산인 재귀적 확산을 취해야 하나 본 논문이 제안하는 체계적 일정진폭 프리코딩은 중간확산을 하지 않고 최종 부호화 과정에서만 Pseudo Hadamard 행렬로 확산시킨다.

체계적 일정진폭 프리코딩의 제 1 단계에서의 코드워드는 기존 Wada 및 CAMC와 동일하게 {0001, 0010, 0100, 1000, 1110, 1101, 1011, 0111} 이다. 이 코드워드는 일정진폭 코드의 조건을 만족하여 4 번째 비트가 나머지 3 비트의 XNOR와 같다. (16, 9) 이상의 코드를 만들기 위하여, 기존에는 재귀적 확산을 취하여야 했으나, 본 논문은 생성 매트릭스와 잉여비트를 이용하여 부호화한다.

[그림 1]은 제안하는 시스템적 일정진폭 프리코딩을 적용한 임펄스 UWB 시스템이며 프리코더, 확산부, 변조기, 복조기, 역확산기, 디코더로 구성된다.

유저 데이터를 $v_{(n-1)}$, 생성 행렬을 G , Remainder 를 $E_{(n)}$, 코드길이를 N 이라 하면 중간과정의 n 단계 메시지 행렬 $M_{(n)}$ 과 메시지 벡터 $v_{(n)}$ 은 식(4), 식(5) 및 식(6)과 같이 생성할 수 있다. n 단계 $E_{(n)}$ 매트릭스는 $4^{(n-1)}$ 개의 [0 0 0 1] 행을 갖는다.

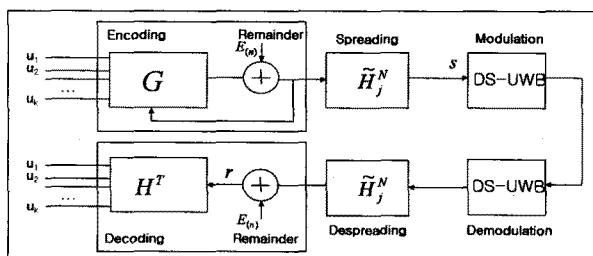


그림 1. 일정진폭 프리코딩을 적용한 다중접속 임펄스 UWB 시스템

Fig. 1. Multiple Access Impulse UWB System Using Constant Amplitude Precoding.

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{(n)} = \begin{pmatrix} v_{(n-1)}^T & v_{(n-1)}^T & v_{(n-1)}^T \end{pmatrix} \cdot G + E_{(n)} \\ G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ E_{(n)} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_{4^{(n-1)}} \end{bmatrix}, \quad e_i = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \end{array} \right. \quad (4)$$

n 단계 메시지 행렬 $M_{(n)}$ 은 식 (5)와 같이 3개의 메시지 백터 열과 1개의 패리티 열을 갖는다.

$$M_{(n)} = \begin{bmatrix} b_{1,1} & b_{1,2} & b_{1,3} & p_{1,4} \\ b_{2,1} & b_{2,2} & b_{2,3} & p_{2,4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{l,1} & b_{l,2} & b_{l,3} & p_{l,4} \end{bmatrix}, \quad l = 4^{n-1} \quad (5)$$

n 단계 메시지 백터 $v_{(n)}$ 은 n 단계 메시지 행렬 $M_{(n)}$ 으로부터 열(column) 순으로 추출한다.

$$v_{(n)} = [b_{1,1} \ b_{2,1} \ b_{3,1} \cdots \ b_{l,1} \ b_{1,2} \ b_{2,2} \cdots \ p_{l,4}] \quad (6)$$

1 단계 $v_{(1)}$ 과 2 단계 $v_{(2)}$ 는 다음과 같이 생성된다.

$$\begin{aligned} M_{(1)} &= [b_0 \ b_1 \ b_2] \cdot G + [0 \ 0 \ 0 \ 1] \\ v_{(1)} &= [b_1 \ b_2 \ b_3 \ p_1] \\ M_{(2)} &= [v_{(1)}^T \ v_{(1)}^T \ v_{(1)}^T] \cdot G + [1 \ 1 \ 1]^T \cdot [0 \ 0 \ 0 \ 1] \\ v_{(2)} &= [b_{1,1} \ b_{2,1} \ b_{3,1} \ p_{1,1} \ b_{1,2} \ b_{2,2} \cdots \ p_{2,4} \ p_{3,4} \ p_{4,4}] \end{aligned}$$

코드길이가 N 인 n 단계 메시지 백터 $v_{(n)}$ 은 v^N 으로 나타낸다. 코드길이 N 과 인코딩 단계 n 은 $N = 4^n$ 관계가 있다. 메시지는 송신하기 전에 양극성 신호로 변환된 뒤 Pseudo Hadamard 코드 H 로 확산시킨다.

$$s_j = \frac{1}{2} (2v^N - I^N) \tilde{H}_j^N, \quad I^N = [1 \ 1 \ \cdots \ 1] \quad (7)$$

확산된 신호 s_j 는 임펄스 UWB 펄스 쉐이핑 필터를 거쳐서 송신단 출력신호 $s_r(t)$ 로 변환된다.

$$s_r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} s_j w(t - jT_f - nT_c) \quad (8)$$

4. LDPC 복호 알고리듬

본 논문의 체계적 일정진폭 프리코딩 코드는 체계적 블록 코드이므로 LDPC 복호화 알고리듬을 적용할 수 있다. 이를 위해 패리티 체크 매트릭스 H 를 구하고 even-parity 가 되도록 수신단에서 패리티 비트에 대한

보수를 취한다.

Gallager의 LDPC 복호화에서는^[5] 선형 블록 코드에 대하여 수신한 비트의 사전확률과 수신한 비트가 메시지 내에서 패리티 관계들을 만족할 조건확률의 곱이 수신한 비트의 사후확률의 값과 같다고 표현한다.

$$\frac{\Pr(x_d = 0 | \{y\}, S)}{\Pr(x_d = 1 | \{y\}, S)} = \frac{1 - P_d}{P_d} \prod_{i=1}^j \frac{\Pr[S | x_d = 0, \{y\}]}{\Pr[S | x_d = 1, \{y\}]} \quad (9)$$

메시지 내에 존재하는 패리티 관계는 패리티체크 매트릭스 H 로 나타내며 생성 행렬 G 와 다음과 같은 관계가 있어 G 로부터 H 를 구할 수 있다.

$$HG^T = 0 \bmod 2, G^T = \begin{bmatrix} I_K \\ P \end{bmatrix} \quad (10)$$

패리티 체크 행렬 H 가 정의되면 패리티를 만족할 조건 확률 계산은 체크노드와 비트노드로 구성되는 Belief 네트워크 구조의 섬 프로덕트 (Sum Product) 알고리듬으로 구할 수 있다^[6].

본 논문의 체계적 일정진폭 프리코딩 코드는 식 (4)와 같이 메시지 크기와 상관없이 동일한 생성 행렬을 반복적으로 곱해주기 때문에 식 (10)의 관계가 성립하지 않으므로 G 로부터 H 를 직접 구할 수는 없다. 그러나 식(4)에 의하여 하나의 메시지 안에서 특정 4 비트들이 $(x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus x_4 = 1)$ 인 조건을 만족하므로, 다음과 같이 시스템적 일정진폭 프리코딩 코드의 패리티 체크 행렬을 정의할 수 있다.

i) 1 단계 패리티 체크 i 행:

$$h_{ik} = \{x_{4i+k} = 1 | k \in (0, 1, 2, 3), 0 \leq i \leq 4^n - 1\}$$

ii) 2 단계 패리티 체크 i 행:

$$h_{ik} = \{x_{i+4k} = 1 | k \in (0, 1, 2, 3), 0 \leq i \leq 4^n - 1\}$$

ii) n 단계 패리티 체크 i 행:

$$h_{ik} = \{x_{i+4^{n-1}k} = 1 | k \in (0, 1, 2, 3), 0 \leq i \leq 4^n - 1\}$$

이와 같이 구한 패리티 체크 행렬의 형태는 식 (11)과 같다.

$$H_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & & & & \vdots & & & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

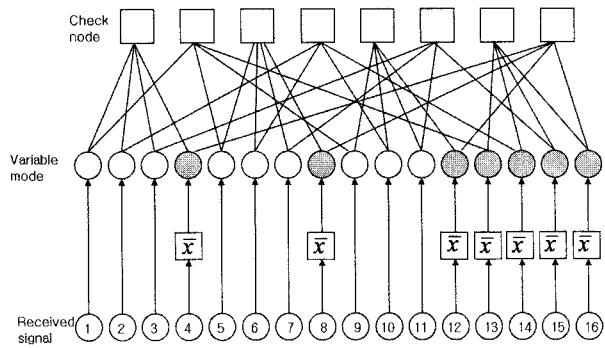


그림 2. 제안하는 프리코딩에 대한 Belief 네트워크
Fig. 2. Belief Network of Proposed Precoding.

수신된 신호는 Pseudo Hadamard 행렬을 곱하여 메시지 v_j 를 추출하고 v_j 를 even-parity로 변환하기 위하여 부호화 단계에서 추가된 odd-parity 비트에 대하여 보수를 취해 주어야 한다. All-zero 입력을 부호화한 메시지가 부호화 과정에서 형성된 odd-parity 벡터와 같으므로 even-parity 메시지 r 은 식 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$r = s^N \cdot \tilde{H}_j^N + e^N, \quad e^N = v^N|_{u=0} \quad (12)$$

[그림 2]는 (16, 9)코드를 even-parity로 변환하는 과정에서의 체크 노드와 비트 노드 간의 메시지 패싱 알고리즘을 나타낸다.

III. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

제안한 LDPC 복호화의 성능을 실험하기 위하여 $N=256, 1024, 4096$ 의 경우에 대한 신호를 생성하여 AWGN 채널에서 E_b/N_0 의 값을 $-1 \text{ dB} \sim 5 \text{ dB}$ 로 변화시키면서 BER을 컴퓨터 시뮬레이션으로 구하였다.

1. LDPC 복호화 결과

실험 결과 [그림 3]과 같이 체계적 일정진폭 프리코딩은 $N=256$ 의 경우, $\text{BER}=10^{-3}$ 에서 Uncoded BPAM DS-UWB의 경우와 비교할 때 3 dB의 이득이 있고 부호화 레벨이 하나씩 증가할 때마다 $\text{BER}=10^{-5}$ 에서 1 dB씩 이득이 증가함을 확인할 수 있었다. 이는 부호화 레벨이 하나 높아지면 해당 비트의 패리티 제약 조건이 하나 더 강화되어 식(9) 우변의 패리티 관계 만족 확률에서 (13)식과 같은 관계가 하나씩 증가되어 얻어지는 결과이다.

$$\Pr[S | x_d, \{y\}] = \Pr[x_0 \oplus x_1 \oplus x_2 \oplus x_d = 0 | x_d, \{y\}] \quad (13)$$

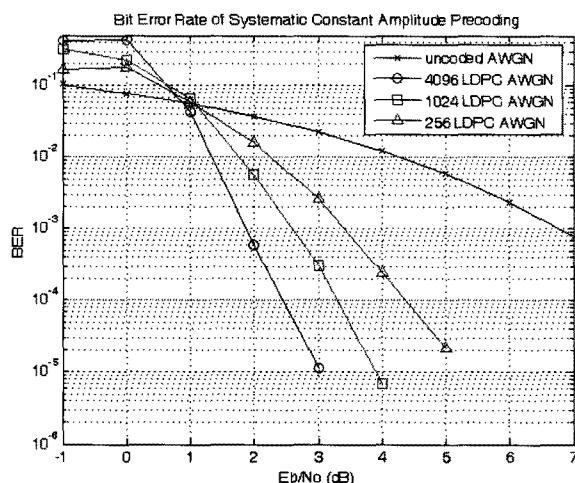


그림 3. LDPC 시뮬레이션 결과
Fig. 3. BER for LDPC Decoding.

2. CAMC와의 성능 비교

CAMC는 근본적으로 대역 확산 방식이므로 오류 정정 기능이 있다^[7]. 본 논문에서 제안하는 LDPC 신호의 생성법과 CAMC는 그 구성이 유사하고 코드율이 $(3/4)^D$ 으로 동일하므로 두 방식의 성능을 비교하는 것은 의미가 있다.

LDPC 복호화 앤고리듬의 성능과 CAMC에서의 처리 이득만에 의한 성능^[7]을 비교한 결과 AWGN 채널에서 CAMC의 성능이 다소 우수하였다. CAMC에서는 신호를 재귀적으로 확산하므로 부호화 단계가 높아질수록 처리 이득의 값이 증가한다. 그러나 본 논문에서 제안하는 LDPC 복호화 방식의 계산량을 고려할 때, CAMC의 처리 이득에 의한 BER 성능보다는 훨씬 우수한 성능을 보여야 타당하다. 성능 시험 결과가 예상과 다르게 나타난 이유에 대해서 앞으로 계속 연구하려 한다.

IV. 결 론

제안하는 체계적 일정진폭 프리코딩은 체계적 블록 코드이며 Pseudo Hadamard 행렬로 확산시키면 여러 사용자의 중첩된 신호의 레벨이 일정하게 되어 DS-UWB 채널의 다중접속 코드로 사용이 가능하며, 메시지 내에 패리티 체크 조건이 내재되어 LDPC 복호화 앤고리듬을 적용할 수 있다.

본 논문에서는 Wada의 부호화 방법에 체계적 생성 행렬을 도입하여 최종단계에서만 확산시킴으로써 부호화 단계가 증가하여도 패리티 비트의 원형이 유지된다. 이를 이용하여 패리티체크 행렬을 이용한 LDPC 복호

화 앤고리듬을 적용할 수 있다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 인코딩 레벨이 증가할수록 LDPC 디코딩의 패리티 체크 만족 조건 확률이 강화되어 성능이 개선됨을 확인할 수 있었다.

CAMC의 처리 이득만에 의한 BER 성능과 비교한 결과 LDPC 복호화의 BER 성능이 다소 떨어지는 것으로 나타났는데, 이것은 예상과는 다른 결과이므로 앞으로 추가 분석이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] C. Lee and J. Kim, "The Implementation of the IEEE 802.15.4a MAC and Location Application System for Low Rate WPAN," IEEE ISSCC2008, Feb. 2008.
- [2] Z. Bai, et al. "DS-BPAM UWB System-Coded and Uncoded Scheme," Proceedings of ISCIT2005.
- [3] T. Wada et al. "A Constant Amplitude Coding for Orthogonal Multi-code CDMA Systems," IEICE Trans. Fund., vol. E80-A, pp. 2477-2484, Dec. 1997.
- [4] Y. Kim, "Constant Amplitude Multi-Code CDMA with Built-in Single Parity Check Product Code," IEEE Communications Letters, Jan. 2006
- [5] R. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," MIT Press, 1963.
- [6] D. MacKay, "Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparse Matrices," IEEE Transactions on Information Theory. Vol. 45. No. 2. pp.399-431 March 1999.
- [7] Y. Kim, "Recursive Generation of Constant Amplitude Multi-code DS-CDMA Signal," IEE Electronics Letters, Vol. 39, No.25, Dec. 2003. pp.1782-1783

저 자 소 개



김 동 석(정회원)
1982년 전북대 전자공학과 학사.
1990년 전북대 전자공학과 석사.
2002년 서울시립대학교 박사 수료
1990년~현재 KT 미래기술
연구소 수석연구원
<주관심분야 : 무선통신, USN서
비스>



김 용 칠(정회원)
1981년 서울대 전자공학과 학사
1983년 KAIST 전자공학과 석사
1993년 미국 남가주대학 박사
1993년~1996년 LG 이노텍
전문팀장.
1996년~현재 서울시립대학교
전자전기컴퓨터공학부 교수
<주관심분야 : 무선통신, 영상처리 >