

격자부호를 이용한 대역폭 효율이 개선된 직교 변조

김도훈* · 장진규** · 홍대기**

*전자부품연구원 **상명대학교

E-mail : jkkjjang9@gmail.co.kr

Orthogonal Modulation for Improved Bandwidth Efficiency using Product Code

Do-hoon Kim* · Jin-kyu Jang** · Dae-ki Hong**

*Korean Electronics Technology Institute **Sang Myung University

요 약

본 논문에서는 다중부호 신호(multi-code signal)를 정진폭으로 전송하는 정진폭 다중 부호 트랜스 이진직교 변조방식에서 사용될 수 있는 오류 제어 부호를 제안한다. 격자부호를 사용하여 시스템의 비트 오류 성능을 높이는 방식이 정진폭 다중 부호 트랜스 이진직교 변조 방식에 적합함을 보인다. 정진폭 다중 부호 트랜스 이진직교 변조방식에서는 정진폭을 유지하기 위해 세로축의 패리티 비트를 사용하여 신호를 부호화 하게 된다. 제안된 시스템에서는 정진폭을 유지하기 위해 사용되는 세로축의 패리티 비트외에 추가적으로 부호화를 수행하여 가로축의 패리티 비트를 부가하되 격자구조가 되도록 하여 비트오류 성능의 개선을 최대화 한다. 제안된 시스템은 시스템 복잡도의 증가가 거의 없으며 복호기도 매우 간단하게 구현될 수 있다. 실험결과에 의하면 제안된 시스템은 격자구조를 사용하지 않은 시스템에 비해 성능의 개선이 있음을 알 수 있다.

정진폭 다중부호 이진직교 변조, 오류 제어부호, 격자부호, 비트 오류 성능

1. 서론

최근에 대역확산(SS : spread spectrum) 시스템은 간섭에 강한 특성 때문에 주요한 무선 LAN/PAN (wireless local/personal area networks)의 물리 층으로 사용되고 있다. 그 예로서 IEEE 802.11에서는 직접 확산 (DS : direct spreading) 방식을, IEEE 802.11b에서는 상보 부호 변조 (CCK : complement code keying) 방식을, IEEE 802.15.4에서는 직교 변조 (orthogonal modulation)를, 그 외 UWB (ultra-wideband)에서는 이진직교 변조 (biorthogonal modulation)를 사용하고 있다 [1-3].

그러나 대역 확산 시스템은 대역 확산으로 인해 스펙트럼을 낭비함으로써 고속 데이터 전송을 제공하지 못하는 치명적인 단점이 있다. 따라서 간섭 신호에 강인한 대역확산 특성을 유지하면서 동시에 근거리 통신에서 요구되는 고속전송을 제공하는 시스템에 대한 연구가 참고 문헌 [4-10]에서 활발히 연구되어 왔다.

이중에서 고속 전송을 제공하기 위한 가장 일반적인 방식은 다중부호 신호 (multi-code signal)를 이

용하는 것이다. 이러한 방식은 기존의 대역 확산 시스템에 비해 높은 스펙트럼 효율 (spectral efficiency)을 얻을 수 있지만 다중 레벨 (multi-level)의 신호를 증폭하기 위해 넓은 선형 동작 영역 (linearity region)을 갖는 고가의 전력 증폭기 (power amplifier)를 필요로 한다. 반대로 충분히 넓지 않은 선형 영역을 갖는 전력 증폭기를 사용할 경우에는 증폭기의 비 선형성으로 인해 전체 다중부호 시스템의 성능에 악 영향을 끼치게 된다 [5-7].

따라서 선형 영역이 좁은 전력 증폭기를 사용하기 위해서는 다중부호 신호가 정진폭을 가져야만 한다. 이에 따라 정진폭을 갖는 다중부호 시스템 (constant-amplitude multi-code system)이 참고문헌 [9]에서 제안되었다.

그런데 제안되었던 시스템들의 성능은 부호화가 포함되어 있지 않기 때문에 성능의 수준이 만족스럽지 못한 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 최대 근사 (ML : Maximum Likelihood) 알고리즘을 적용한 최적 복조 방식을 고려할 수 있지만 시스템의 복잡도가 매우 커지는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 다중 트랜스 직교 부호 신호

(multi-code trans-orthogonal signal)를 정진폭으로 전송하는 정진폭 다중 부호 트랜스 이진직교 변조방식 (constant-amplitude multi-code trans-biorthogonal modulation)에서 사용될 수 있는 오류제어 부호를 제안한다. 제안된 방식 중에서 격자부호를 사용하여 시스템의 비트 오류 성능을 높이는 방식이 정진폭 다중부호 이진직교 변조방식에 적합함을 보인다. 실험결과에 의하면 제안된 시스템은 최적 복조 방식과 비교했을 때 성능은 떨어지지만 격자구조를 사용하지 않은 시스템에 비해 성능의 개선이 있음을 알 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다 먼저 2장에서는 정진폭 다중부호 트랜스 이진직교 변조 및 복조 방식을 설명한다. 3장에서는 최적복조방식에 대해 설명하고, 4장에서는 격자복조 방식에 대하여 제안한다. 5장에서는 격자부호에 대한 실험결과를 제시하고 6장에서 결론을 맺는다.

2. 정진폭 다중부호 트랜스 이진 직교 변 · 복조 방식

본 장에서는 부호 단어 집합을 4개의 그룹으로 분할하고, 정보 데이터 비트열에 의해 각 그룹에서 부호 단어가 선택되도록 하여 다중의 부호 단어를 합산하여 전송하는 방식을 고려한다. 부호의 생성시에는 4×3트랜스 직교 부호 행렬을 기본으로 하여 블록 확장 트랜스 직교 부호를 발생시킨다.

다중 트랜스 직교 변조의 부호 생성 방법과 같다 먼저 4×4 Hadamard 행렬에서 첫 번째 열을 제거하여 만들어지는 4×3 트랜스 직교 부호 행렬은 식 (1)과 같다.

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)의 기본 행렬을 확장시킨 다중 트랜스 직교 변조 방식을 사용하면 직교 변조에 비해 대역폭 효율이 증가하는 장점이 있다. 그러나 다중 트랜스 직교 변조 방식은 출력 심볼이 다중레벨이 되어 증폭기의 높은 선형성이 요구되는 단점을 가진다. 따라서 이를 해결하기 위한 방안으로 정진폭이 사용된다.

그림 1은 정진폭 다중 트랜스 이진 직교 변조 방식을 나타낸다. 제안된 변조 방식은 사전에 부호화된 다중 부호 시스템이다. 위 그림의 시스템은 9비트의 전송비트를 가정한다. r_0^i, r_1^i, r_2^i 의 3 비트는 전송 비트에 의해 생성되는 정진폭 변환을 위한 패리티

비트들이다. 위 표기에서 첨자 0, 1 은 트랜스 부호를 선택하는데 사용되며 $b_{00}^i, b_{10}^i, b_{20}^i, r_0^i$ 는 트랜스 부호의 극성을 결정하는데 사용된다. 그리고 9비트의 전송 비트와 생성된 3개의 패리티 비트를 변조하기 위한 4개의 이진 직교 변조기 그리고 4개의 직교 부호를 더하여 정진폭을 만드는 덧셈기로 구성된다. 패리티 비트는 식 (2)와 같은 방법으로 생성된다.

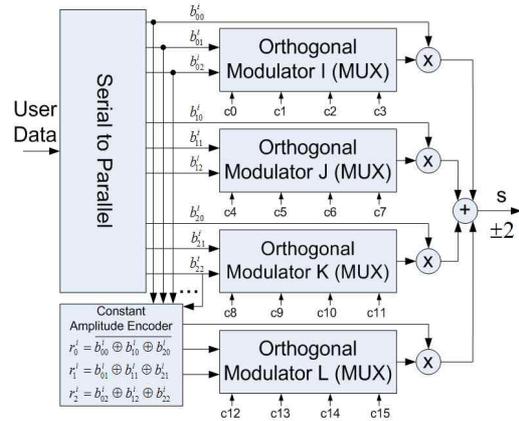


그림 1. CABM 변조기

$$\begin{aligned} r_0^i &= b_{00}^i \oplus b_{10}^i \oplus b_{20}^i \\ r_1^i &= b_{01}^i \oplus b_{11}^i \oplus b_{21}^i \\ r_2^i &= b_{02}^i \oplus b_{12}^i \oplus b_{22}^i \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 \oplus 는 배타적 OR를 의미한다. 첨자 0, 1 에 의해 선택된 각각의 트랜스 부호는 합산기에 의해 4개의 트랜스 부호를 모두 병렬로 더하게 된다. 병렬로 더해져서 생성된 신호는 $S_{12} = \pm 2$ 와 같이 정진폭을 유지하게 된다.

복조기는 3개의 상관기 뱅크(각각 4개의 상관기가 필요하다.), 3개의 최대값 선택 블록, 그리고 3개의 경 판정 블록으로 구성되어 있다. 한 경로의 이진 직교 복조기에서는 먼저 수신신호와 직교 부호의 상관 값이 최대일 때 직교 부호(즉 c : Trans-orthogonal code)의 인덱스를 선택한다. 이 인덱스로부터 각각의 경로는 2비트의 데이터를 복조할 수 있게 된다. 또한 그 최대 상관 값의 부호로부터 하나의 데이터 비트를 복조할 수 있게 된다.

3. 최적 복조 방식

그림 2에는 정진폭 다중 부호 직교 신호를 복조하기 위한 최적 (Optimum) 복조기의 구조를 보여주고 있다. 이 복조기는 최대 근사 (ML : Maximum

Likelihood) 알고리즘을 적용한 것으로서 512개의 상관기와 최대 값 선택 블록이 필요하다 이 복조기에서는 수신 신호와 512개의 유사 (pseudo) 직교 코드 (즉 s : 정 진폭 직교 코드) 들 사이에 상관 값이 최대일 때의 인덱스를 찾아 9비트를 한꺼번에 복조해 내게 된다. 따라서 최적 복조기는 512개의 상관기와 추가적인 블록이 필요하므로 복잡도는 매우 크다고 볼 수 있다.

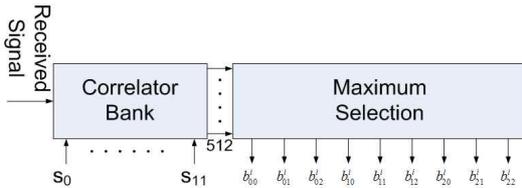


그림 2. 최적 복조기

4. 격자 부호 방식

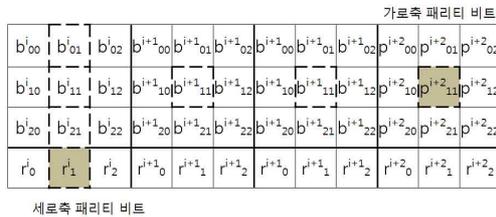


그림 3. 변조기에서 사용된 격자부호의 구조

그림 3은 제안된 격자부호 검사 단위의 정보 비트 및 패리티 비트를 나타내는 구성도이다. 그림 2를 살펴보면, 송신단에서는 b로 표현된 27비트의 정보를 하나의 격자 부호단위로 묶고 여기에 p로 표현된 9개의 가로축 패리티 비트 $p_{00}^{i+3}, p_{01}^{i+3}, p_{02}^{i+3}, p_{10}^{i+3}, p_{11}^{i+3}, p_{12}^{i+3}, p_{20}^{i+3}, p_{21}^{i+3}, p_{22}^{i+3}$ 를 첨가하였다. 9개의 가로축 패리티 비트는 아래의 식 (3)와 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 p_{00}^{i+3} &= b_{00}^i \oplus b_{00}^{i+1} \oplus b_{00}^{i+2} & p_{01}^{i+3} &= b_{01}^i \oplus b_{01}^{i+1} \oplus b_{01}^{i+2} \\
 p_{02}^{i+3} &= b_{02}^i \oplus b_{02}^{i+1} \oplus b_{02}^{i+2} & p_{10}^{i+3} &= b_{10}^i \oplus b_{10}^{i+1} \oplus b_{10}^{i+2} \\
 p_{11}^{i+3} &= b_{11}^i \oplus b_{11}^{i+1} \oplus b_{11}^{i+2} & p_{12}^{i+3} &= b_{12}^i \oplus b_{12}^{i+1} \oplus b_{12}^{i+2} \\
 p_{20}^{i+3} &= b_{20}^i \oplus b_{20}^{i+1} \oplus b_{20}^{i+2} & p_{21}^{i+3} &= b_{21}^i \oplus b_{21}^{i+1} \oplus b_{21}^{i+2} \\
 p_{22}^{i+3} &= b_{22}^i \oplus b_{22}^{i+1} \oplus b_{22}^{i+2} & &
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

본 구조에서는 27비트 당 9비트의 가로축 패리티 비트를 부가하였으나 경우에 따라서는 9, 18, 27, 36, ... (9n, n=1, 2, ...) 비트당 9비트의 가로축 패리티 비트를 추가할 수 있다. 위의 격자부호 단위는 가로축 패리티 비트를 포함한 36비트에 대하여 정진폭 부호화를 위해 식 (2)에서 나타난 바와 같이 세로축 패리티 비트 $r_0^i, r_1^i, r_2^i, r_0^{i+1}, r_1^{i+1}, r_2^{i+1}, r_0^{i+2}, r_1^{i+2}, r_2^{i+2}$ 를 계산

한 후 추가되어 48비트로 전송하게 되고, 선택된 4개의 이진직교 부호의 선형합으로 전송하게 된다. 이렇게 되면 b로 표현되는 전송 데이터들이 r로 표현되는 가로축 방향 패리티로 둘러싸이게 되어 격자 부호를 구성할 수 있게 된다.

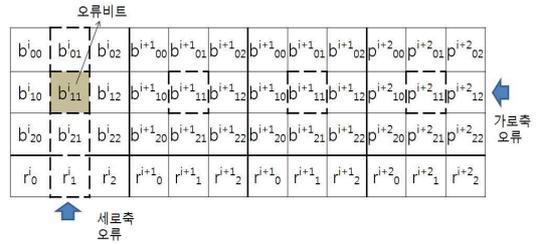


그림 4. 복조기에서 사용된 격자부호 방법

그림 4는 제안된 오류 비트에 대한 격자부호 방법을 나타내는 구성도이다. 그림 4에 도시된 바와 같이, 수신단에서 수신된 12칩(그림 1의 S)의 신호는 다시 4개의 이진직교 부호로 검출되고 위에서 검출된 이진직교 부호를 이용하여 정보 비트를 얻게 된다. 또한 가로축의 오류 검출을 위한 패리티 비트를 얻을 수 있고 마지막으로 세로축 오류를 검출할 수 있는 패리티 비트를 각각 얻을 수 있다.

다음으로 위에서 검출된 정보 비트들을 이용하여 수신단에서의 세로축 패리티 비트를 앞서 기술한 수식 (2)과 같이 재생성하고 수신된 세로축 패리티 비트들과 비교함으로써 일치하지 않을 경우 세로축 오류를 검출할 수 있다. 그 다음으로 가로축 오류를 검출하기 위해 수신단에서 가로축 패리티 비트를 앞서 수식 (3)과 같이 재생성하고 수신된 가로축 패리티 비트들과 비교함으로써 일치하지 않을 경우 가로축 오류를 검출할 수 있다. 따라서 가로축 오류 및 세로축 오류가 검출되면 격자모양으로 전송되는 정보 비트의 오류를 검출할 수 있게 되며, 오류가 검출되면 반전(bit reverse)을 취하여 정정하게 된다.

5. 실험 결과

1. BER 성능 비교

아래 그림은 정진폭을 이용한 트랜스 이진 직교 변조 방식에 대한 세 가지 복조 방식의 BER 성능을 보이고 있다.

최적 복조 방식은 BER 성능은 가장 좋지만 하드웨어의 복잡도가 가장 크다는 단점 때문에 면적이 제한된 시스템에서는 사용이 어렵다.

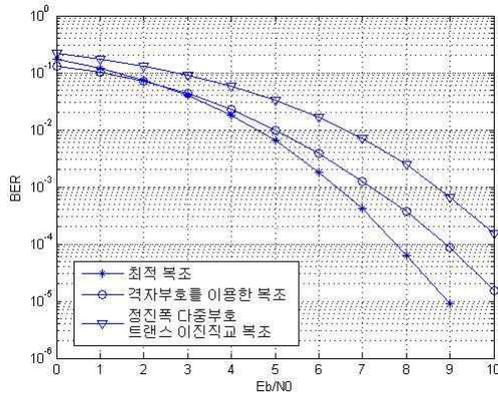


그림 4. 복조 방식에 따른 BER 성능

격자 부호 방식은 비록 잉여 비트의 사용으로 데이터율이 떨어지는 단점이 있지만, 일반 복조 방식에 비해 성능이 좋고, 최적 복조 방식보다 하드웨어 복잡도가 적다는 장점이 있다.

2. 수신기의 복잡도

복조 방식	상관기 블록	최대값 선택 블록
일반 복조	$2^{k/3-1} \times 3$	3
최적 복조	2^k	1
격자 복조	$2^{k/3+1}$	4

*(정보비트 : k, k = 3n, where n = 3, 4, 5, ...)

표 1. 복조 방식에 따른 수신기 블록의 개수

표 1은 각 복조 방식의 물리적인 복잡도를 나타낸다. 수신기에서 가장 비중을 많이 차지하는 상관기의 수가 최적복조는 다른 두 변조 방식과 많은 차이가 나는 것을 알 수 있다.

일반 복조 방식과 격자 복조 방식은 거의 차이가 없는데 격자 복조 방식은 오류 정정을 위해 송신기에서 정진폭 신호를 만들어내는 4번째 상관기 बैं크의 데이터가 필요하기 때문에 수신기에서도 4번째 상관기 बैं크와 최대값 선택 블록이 추가되지만 일반 복조 방식과 복잡도의 차이는 크지 않다.

6. 결론

본 논문에서는 다중부호 신호를 정진폭으로 전송하는 정진폭 다중부호 트랜스 이진직교 변조방식에서 사용될 수 있는 오류제어 부호를 제안하였다. 제안된 방식 중에서 격자부호를 사용하여 시스템의 비트 오류 성능을 높이는 방식이 정진폭 다중부호 트랜스 이진직교 변조 방식에 적합함을 보였다. 제안

된 시스템은 시스템 복잡도의 증가가 거의 없으며 복호기도 매우 간단하게 구현될 수 있다. 실험 결과에 의하면 제안된 시스템은 격자구조를 사용하지 않는 시스템에 비해 현격한 성능의 개선이 있음을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] IEEE 802.11 standard, "Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications", 1997.
- [2] IEEE 802.11a 802.11-98/156r2, "Updated submission template for Tga-revision2".
- [3] Ultra-wideband, "Updated submission template for Tga-revision2".
- [4] T.Ottosson and A. Svensson, "Multi-rate schemes in DS/CDMA systems," in Proc. VTC95, pp.1006-1010,1995.
- [5] I. Chin-lin and R. D. Gitlin, "Multi code CDMA wireless personal communications networks," in Proc. ICC95, pp. 1060-1064, 1995.
- [6] N.Guo and L. B. Milstein, "on rate-variable multidimensional DS/SSMA with dynamic sequence sharing," IEEE J. Select. Areas Commun.,
- [7] N. Guo and L. B. Milstein, "Uplink performance evaluation of multi-code DS/CDMA systems in the presence of nonlinear distortions," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, no. 8, pp. 1418-1428, Aug. 2000.
- [8] D.-K. Kim, C.-Y. Ahn and D.-S. Kwon, "Analysis and improvement of performance of MC-CDMA system with nonlinear amplifier," IEE Electronics Letters, vol. 34, no. 22, pp. 2086-2088, Oct. 1998.
- [9] T. Wada, T. Yamazato, M. Katayama and A. Ogawa, "A constant amplitude coding for orthogonal multi-code CDMA systems," IEICE Trans. on Fundamentals, vol. E80-A, no. 12, pp.2477-2484, Dec. 1997.