

論文98-35S-3-6

2차원 성상도를 이용한 다차원 무직류 격자형부호

(Multi-dimensional DC-free Trellis Codes based on Two-dimensional Constellation)

鄭 倉 基 * , 黃 盛 俊 * , 朱 彦 暎 *

(Chang Ki Jeong, Seong Jun Hwang, and Eon Kyeng Joo)

요 약

본 논문에서는 기존의 다차원 무직류 격자형부호보다 구현이 간단한 2차원 성상도 기반의 다차원 무직류 격자형부호를 제안하고 그 성능을 분석한다. 제안된 부호의 2N차원 성상도는 2차원 성상도를 N번 연결하여 구성된다. 따라서, 2차원 성상도의 각 신호점에 정보어를 쉽게 할당할 수 있으며, 원점에 대칭인 성상도 구조를 이용하여 간단하게 무직류 특성을 얻을 수 있다. 또한, Viterbi 복호기에서 신호간 다차원 유클리드거리를 각각의 2차원 유클리드거리의 합으로 간단하게 계산함으로써 복잡도가 감소한다. 성능분석의 결과 제안된 부호는 기존의 부호와 거의 동일한 스펙트럼특성과 오류정정성능을 나타낸다. 그러나, 부·복호기의 복잡도는 제안된 부호의 성상도 구성방식과 간단한 복호 알고리즘에 의해 훨씬 감소됨을 보인다.

Abstract

Multi-dimensional DC-free trellis codes based on two-dimensional constellation which can be implemented more easily than conventional codes are proposed and their performances are analyzed in this paper. 2N-dimensional constellation of the proposed codes is constructed by concatenating N 2-dimensional constellations. Thus, for the proposed codes, information bits can be assigned easily to each signal point of the 2-dimensional constellation and DC-free characteristic can be simply obtained by the symmetric structure of the constellation. In addition, since Viterbi decoder can calculate multi-dimensional Euclidean distance between signals by simple sum of each 2-dimensional Euclidean distance, decoding complexity can be reduced. The performance analysis shows that the proposed codes have almost same spectral characteristic and error performance as compared with conventional codes. However, the complexity is shown to be reduced further due to the construction method of constellation and the simple decoding algorithm of the proposed codes.

I. 서 론

디지털 통신시스템에서 효율적이고 신뢰성 있는 통신을 하기 위한 부호로서 오류정정부호와 무직류부호

등이 있다. 오류정정부호는 전송선로에서 발생하는 잡음으로 인한 오류를 정정하여 신뢰성 있는 통신이 가능하도록 하기 위하여 사용된다. 오류정정부호로는 블록부호와 격자형부호^[1] 등이 있는데, 그 중 격자형부호는 일반적으로 블록부호에 비해 높은 부호화 이득을 얻을 수 있으므로 디지털 통신시스템에서 널리 사용되고 있다. 그리고 무직류부호는 데이터의 전송이나 기록에서 전송신호의 스펙트럼을 주어진 선로의 주파수 전달특성에 맞추기 위하여 사용된다. 일반적으로 금속 매체를 이용한 기저대역 디지털 전송시스템, 광섬유

* 正會員, 慶北大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook National Univ.)

※ 본 논문은 정보통신부에서 시행한 대학기초연구지원사업에 의해 연구되었음.

接受日字: 1997年3月26日, 수정완료일: 1998年2月20日

통신시스템, 자기 및 광기록 시스템 등에서는 직류에서 전력영점을 갖는 무직류특성이 요구된다.

최근에는 이 두 부호기법을 결합하여 무직류특성과 오류정정특성을 동시에 가지도록 한 부호에 대하여 연구가 활발히 진행되고 있다^[3,4]. 그 중 오류정정부호로서 격자형부호를 이용한 무직류 격자형부호가 Calderbank 등에 의하여 발표된 바 있다^[4]. 이 부호는 무직류특성을 가지지 않는 일반적인 격자형부호보다 두 배 큰 성상도를 사용하여 무직류특성을 얻으며, 확대된 성상도에 의한 신호전력의 손실을 줄이기 위해 다차원 성상도를 이용하여 부호를 설계하였다. 그러나 일반적으로 다차원 성상도를 이용할 경우 전송률과 성상도 차원이 증가할수록 부·복호기의 구현이 복잡해지는 경향이 있으며 이 부호의 경우에도 같은 문제점이 있다.

다차원 성상도를 이용한 부호의 복잡도 증가에 대한 해결방법으로서 Wei는 2차원 성상도를 이용한 다차원 격자형부호변조방식을 제안하였다^[5]. 이 방식을 이용한 다차원 격자형부호변조의 경우 다차원 성상도를 직접 이용하는 기존의 방식에 비해 부·복호기의 복잡도가 감소하는 것으로 알려져 있다.

따라서 본 논문에서는 격자형부호변조에 적용된 Wei의 성상도 구성방법을 응용하고, 무직류 특성을 간단하게 얻을 수 있는 다차원 무직류 격자형부호를 제안한다. 제안된 부호의 경우 기존의 부호에 비해 상대적으로 부·복호기의 구현이 간단해지며, 특히 Viterbi 복호기에서의 처리시간이 단축될 수 있다. 또한 이러한 제안된 부호의 스펙트럼특성, 오류정정능력, 그리고 복호기의 복잡도를 구하고 이를 기존의 부호의 특성과 비교·분석한다.

II. 무직류 부호를 위한 다차원 성상도의 구성

전송신호가 무직류특성을 가지기 위한 필요충분조건은 신호의 축적디지털합(running digital sum:RDS)이 일정범위로 제한되는 것이다^[2]. Calderbank가 제안한 무직류 격자형부호^[4]에서는 이 조건을 만족시키기 위하여 집합분할에 의해 생성된 다차원 성상도의 각 부집합들을 신호의 디지털합(digital sum:DS)에 따라 다시 두 개의 부집합으로 구분한다. 그리고 하나의 정보어에 두 개의 신호점을 할당하고 축적디지털합

의 절대값이 제한되도록 선택적으로 신호를 전송한다. 이 경우 다차원 성상도를 이용함으로써 2차원 성상도를 이용하는 경우보다 큰 부호화 이득을 얻을 수 있는 반면 성상도 차원의 증가에 따라 부·복호기의 복잡도가 증가하는 경향이 있다^[6]. 또한 무직류특성을 얻기 위한 집합구분 과정도 복잡도를 증가시키는 요인이 된다^[7].

무직류 부호의 경우는 아니지만 Wei는 다차원 격자형부호변조^[5]에서 2차원 성상도를 기반으로 다차원 성상도를 구성하는 방법을 제안하였다. 이 경우 2차원 성상도를 연결하여 다차원 성상도를 구성함으로써 성상도의 평균전력은 다차원 성상도를 직접 이용하는 경우보다 전송률에 따라서 크거나 같게 나타난다. 따라서 부호화 이득은 약간 감소하지만 간단한 2차원 성상도를 이용하므로써 부·복호기를 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있다. 또한 이 방식에서는 성상도의 위상모호도(phase ambiguity)에 따른 신호점의 회전을 고려하여 회전불변인 신호성상도 구성과 집합분할을 하는데 이러한 회전불변인 성상도 구성방법은 무직류특성을 위한 성상도 구성방법과 유사하다. 따라서 Wei의 2차원 성상도를 이용한 다차원 성상도 구성방법을 응용하여 부·복호기의 구현을 간단하게 하고 신호의 디지털합에 따른 집합구분 과정없이 쉽게 무직류특성을 얻을 수 있는 방법을 제안한다.

먼저 입력비트 수가 k 이고 $2N$ 차원($N=2,4,8,\dots$) 성상도를 이용하는 부호의 경우 전송률을 $k/2N$ [bits/dimension]으로 나타낸다. 일반적으로 2차원 부호의 경우 전송률은 '입력비트수/출력비트수'로 표시하면 되지만 다차원 부호의 경우에는 '입력비트수/성상도의 차원'으로 나타내는 것이 더 적합하다^[4]. 이 경우 무직류특성을 가지지 않는 격자형 부호의 경우 2^{k+1} 개의 신호점으로 성상도를 구성하지만 무직류 부호의 경우에는 하나의 정보어에 2개의 신호점을 할당하기 위해 2^{k+2} 개의 신호점으로 성상도를 구성한다. $2N$ 차원 성상도를 구성하는 2차원 성상도 신호점의 수는 k 가 짝수이고 $(k+2)/N$ 이 정수이면 $2^{(k+2)/N}$ 개, k 가 홀수이고 $(k+1)/N$ 이 정수이면 신호점의 위치에 따라 두 부분으로 구분하여 내부집합은 $2^{(k+1)/N}$ 개, 외부집합은 $2^{(k+1)/N}/N$ 개가 된다. k 가 홀수일 경우 전력이 큰 외부집합의 신호점 수를 상대적으로 작게 하고 외부집합 신호점이 두 개 이상 연속하여 나타나지 않도록 하여 전체 성상도의 평균전력을 최소화시킨다^[5]. 2차원 성

상도상에 신호점을 배치하는 과정에서 무직류특성을 얻기 위한 조건은 내부집합과 외부집합의 각 신호점이 각각 180° 회전(또는 반전)에 대해 대칭이 되어야 한다는 것이다.

2N차원 집합분할은 2차원 집합분할된 m개 (m=4,8,16,...)의 부집합들을 이용하여 4,8,...,N,2N차원으로 단계적으로 수행한다. 2차원 성상도의 최소제곱유클리드거리(minimum squared Euclidean distance:MSED)를 d_0^2 이라 하면 전체부호의 MSED는 2차원 집합분할된 부집합의 수 m에 따라 $m \cdot d_0^2$ 이 되며 다차원 집합분할된 부집합의 수와는 무관하다. 이 과정에서 2차원 부집합을 N번 중첩시키면 모두 m^N 개의 서로 다른 다차원 부집합형이 만들어지는데 이 부집합형들을 정해진 결합조건에 의해 결합하여 각각의 다차원 부집합을 생성한다^[5]. 여기서 무직류특성을 얻기 위한 또 하나의 조건은 각 부집합에 포함되는 임의의 부집합형을 180° 회전하여 생성되는 부집합형이 반드시 같은 부집합에 포함되도록 결합되어야 한다는 것이다.

2차원 성상도의 신호점에 부호어를 할당하는 방법은 다음과 같다. 각 신호점에 할당된 비트중 2차원 집합분할된 부집합의 개수 m에 따라 결정되는 $\log_2 m$ 개의 하위비트는 각 신호점이 포함되어 있는 2차원 부집합을 나타내고 나머지 비트들은 각 부집합내에서 신호점들을 구분하는데 사용되며 특히 k가 홀수일 경우에는 내·외부집합을 구분하기 위한 비트가 필요하다.

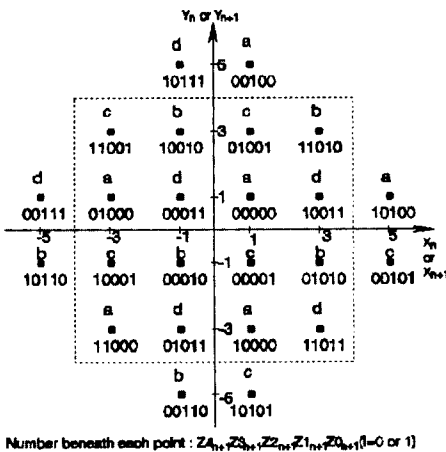


그림 1. 24개의 신호점을 가지는 전송률 7/4 부호의 2차원 성상도
 Fig. 1. 24-point 2D constellation for rate-7/4 code.

무직류 특성을 얻기 위해서 성상도상에서 180° 대칭인 두 신호점은 $\log_2 m$ 개의 하위비트만 서로 다르고 나머지 비트는 같아야 한다.

이상의 성상도 구성방법에 따라 구성된 전송률이 7/4인 4차원 부호의 2차원 성상도는 그림 1과 같다. 여기서 성상도의 MSED가 $4(=d_0^2)$ 이고 4개의 부집합으로 2차원 집합분할되어 있으므로 각 2차원 부집합과 전체 부호의 MSED는 $16(=4 \cdot d_0^2)$ 이다. 하위 2비트는 2차원 부집합 중 하나를 나타내며, 다음 2비트는 내·외부집합을 나타내는데 '00'과 '10'은 각각 내부집합 중 반을 나타내며, '01'은 외부집합을 나타낸다.

표 1은 그림 1과 같은 2차원 성상도를 이용하는 4차원 성상도의 집합분할을 나타낸 것이다.

표 1. 4차원 성상도의 집합분할

Table 1. Set partitioning of 4-dimensional constellation.

4D subset	polarity bit	I _{2n}	I _n	Y _{0n}	4D Types	Z _{1n}	Z _{0n}	Z _{1n+1}	Z _{0n+1}
0	0	0	0	0	(A,A)	0	0	0	0
	1	0	0	0	(B,B)	1	0	1	0
1	0	0	0	1	(A,C)	0	0	0	1
	1	0	0	1	(B,D)	1	0	1	1
2	0	0	1	0	(A,B)	0	0	1	0
	1	0	1	0	(B,A)	1	0	0	0
3	0	0	1	1	(A,D)	0	0	1	1
	1	0	1	1	(B,C)	1	0	0	1
4	0	1	0	0	(C,C)	0	1	0	1
	1	1	0	0	(D,D)	1	1	1	1
5	0	1	0	1	(C,B)	0	1	1	0
	1	1	0	1	(D,A)	1	1	0	0
6	0	1	1	0	(C,D)	0	1	1	1
	1	1	1	0	(D,C)	1	1	0	1
7	0	1	1	1	(C,A)	0	1	0	0
	1	1	1	1	(D,B)	1	1	1	0

여기서 4개의 부집합으로 집합분할된 2차원 부집합 2개를 결합하여 모두 16개의 4차원 부집합형을 만들고 각각을 반전한 부집합형이 동일한 부집합에 포함되도록 2개씩 결합되어 있음을 알 수 있다.

III. 무직류 격자형부호

1. 부호기

Wei의 격자형부호변조 방식에서는 성상도의 위상모호도에 의하여 회전된 신호점의 정확한 복조를 위하여 그 구조가 다소 복잡한 비선형 길쌈부호기와 차동부호

기를 적용하였다^[8]. 그러나 기저대역전송방식인 무직류 부호에서는 이러한 현상에 대한 고려가 필요 없으므로 차동부호기를 생략하고 비교적 구조가 간단한 선형 길쌈부호기를 사용하여 부호기를 구성할 수 있다. 정보어가 할당된 성상도를 이용한 2N차원 격자형부호기의 구성방법은 다음과 같다. 먼저 다차원 집합분할된 부집합의 수 M에 따라 부호율이 $(\log_2 M - 1) / \log_2 M$ 인 선형 길쌈부호기를 선택한다. 이 때, 길쌈부호기의 상태 수는 요구되는 최소의 상태 수보다 큰 값을 가지는 것이 좋다. 왜냐하면 같은 MSER를 가지며 상태 수가 다를 경우 부호화 이득은 같으나 오류계수(error coefficient)는 상태수가 큰 경우 훨씬 감소되기 때문에 전체적인 성능향상을 가져올 수 있기 때문이다^[5].

길쌈부호기 출력비트 $\log_2 M$ 개와 $(N \times \log_2 M - \log_2 M - 1)$ 개의 입력비트 그리고 1비트의 '0'으로 고정된 극성비트(polarity bit)가 비트변환기에 입력되어 각각 2차원 부집합을 나타내는 N개의 $\log_2 m$ 개 비트들로 변환되며 이 2차원 부집합의 조합은 각각 2N차원 부집합형을 나타낸다. 이 때, 극성비트가 '0'으로 고정되어 있으므로 하나의 부집합에 포함되어 있는 여러 개의 부집합형 중 반반이 항상 선택된다. 나머지 비트들은 k가 짝수일 경우는 단순히 N개의 비트블럭으로 나누어져서 각각의 부집합형에 포함된 신호점들을 구분하는데 사용된다. 그러나 k가 홀수일 경우에는 다음 $\log_2(2 \times N^k)$ 개의 비트는 2N차원 블럭부호기에 입력되어 N쌍의 $\log_2 2N$ 개 비트들을 생성하게 되는데 각각은 N개로 분할된 내부집합들과 1개의 외부집합 중 하나를 나타내는데 사용된다. 블럭부호기는 내부집합과 외부집합의 조합을 결정하는 역할을 하며, 성상도의 평균전력을 감소시키기 위하여 2개 이상의 외부집합이 조합되는 2N차원 신호점을 제외한다. 나머지 비트들은 N개의 비트블럭으로 나누어져서 같은 부집합과 같은 내·외부집합에 포함된 신호점을 구분하는데 사용된다.

격자형부호기에 의해 생성된 비트들은 N개의 2차원 신호점에 사상되어 2N차원 벡터로 표시된다. 제안된 부호의 경우 2N차원 벡터의 축적디지털합을 일정범위로 제한시키기 위해 간단히 구현할 수 있는 축적디지털합 제한기(RDS limiter)를 적용한다. 축적디지털합 제한기는 만약 $RDS \geq 0$ 일 때 $DS > 0$ 이거나 $RDS < 0$ 일 때 $DS < 0$ 이면 신호를 반전하여 전송하고, 그렇지 않으면 그대로 전송한다.

이상의 격자형부호기와 축적디지털합 제한기에 의해 구성된 다차원 무직류 격자형부호기 중 MSER가 16이며 전송률이 7/4인 부호의 부호기 구조를 그림 2에 나타내었다.

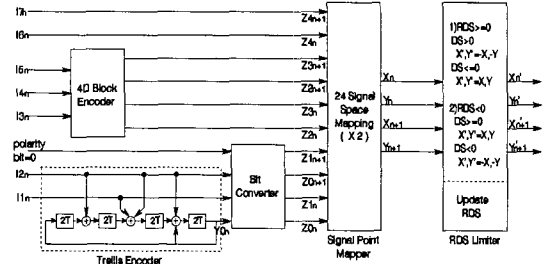


그림 2. 전송률 7/4 부호의 부호기 구조

Fig. 2. Block diagram of encoder for rate-7/4 code.

2. 복호기

부호화된 신호로부터 원래 정보비트들을 복원하는 Viterbi 복호 알고리즘은 다음과 같다. 수신된 2N차원 신호를 N개의 2차원 신호로 구분하여 첫 번째 신호와 2차원 성상도의 각 부집합내에서 가장 가까운 신호점을 찾고 그 때의 유클리드거리를 저장한다. N번째 신호까지 같은 처리를 수행한 후 N개의 결과를 이용하여 각 2N차원 부집합에서 가장 가까운 신호점과 그 때의 유클리드거리를 계산하여 저장한다. 여기서 2N차원 유클리드거리 계산은 단순히 해당되는 2차원 유클리드거리 계산결과를 N번 더해서 구할 수 있다. 이렇게 구해진 결과를 격자도상의 해당하는 가지에 할당하여 경로 메트릭(path metric)을 구하고 다시 다음 단계로 진행하는 과정을 반복한다^[5]. 기존의 부호에서는 한 개의 2N차원 신호가 수신될 때마다 2N차원 성상도의 신호점 수와 같은 2^{k+2} 번의 2N차원 유클리드거리 계산이 필요하다. 그러나 제안된 부호의 Viterbi 복호 알고리즘에 의하면 k가 짝수일 경우 2차원 성상도 신호점 수의 N배인 $N \times 2^{(k+2)/N}$ 번, k가 홀수일 경우 $(N+1) \times 2^{(k+1)/N}$ 번의 2차원 유클리드거리 계산만이 필요하므로 계산량을 크게 감소시킬 수 있다.

IV. 성능비교 및 고찰

제안된 부호의 성능을 기존의 부호와 비교·평가하기 위하여 MSER가 기존의 부호와 같이 $4 \cdot d_0^2$ 이고 전송률이 4/4, 5/4, 6/4, 7/4인 4차원 부호를 각각 소

소프트웨어로 구현하여 스펙트럼과 오류정정특성 그리고 Viterbi 복호기의 계산량을 모의실험과 계산을 통해 분석한다.

먼저 제안된 부호와 기존의 부호의 무지류특성을 분석하기 위하여 FFT 알고리즘을 이용하여 전력스펙트럼밀도를 구하였다. 전송률이 6/4인 4차원 부호에 대하여 기존의 부호와 제안된 부호의 전력스펙트럼밀도를 그림 3에 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 두 부호는 모두 직류에서 전력영점을 가지며, 거의 동일한 스펙트럼특성을 보임을 알 수 있다.

일반적으로 서로 다른 격자형부호간의 성능비교는 부호화 이득을 계산하여 평가한다. 부호화 이득 G는

다음과 같이 구할 수 있다.

$$G = 10 \log_{10} \left(\left(\frac{d_{\min}^2}{P_{\text{ave}}} \right)_{\text{coded}} / \left(\frac{d_{\min}^2}{P_{\text{ave}}} \right)_{\text{uncoded}} \right) \quad (1)$$

여기서 d_{\min}^2 은 가능한 두 개의 서로 다른 신호간의 MSE이고, 무부호화(uncoded) 경우는 오류정정부호를 이용하지 않고 축적디지털합만을 제한하여 전송하는 무지류 부호(DC-free code)를 말한다. 또한 P_{ave} 는 다음과 같이 정의되는 정상도의 평균전력이다.

$$P_{\text{ave}} = \begin{cases} N \times P_{\text{ave}(2D)}, & \text{for even } k \\ N \times \left(\frac{(2N-1)}{2N} P_{\text{ave}-(i(2D))} + \frac{1}{2N} P_{\text{ave}-(o(2D))} \right), & \text{for odd } k \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $P_{\text{ave}(2D)}$ 는 k가 짝수일 때 2차원 정상도의 평균 전력이며, $P_{\text{ave}-(i(2D))}$ 와 $P_{\text{ave}-(o(2D))}$ 는 각각 k가 홀수일 때 내부집합 신호점들과 외부집합 신호점들의 평균전력이다. 표 2에 기존의 부호와 제안된 부호의 부호화 이득과 $\text{MSED} = 4 \cdot d_0^2$ 인 경우의 오류계수를 각각 나타내었다.

표 2에서 알 수 있는 바와 같이 제안된 부호의 경우 기존의 부호에 비해 정상도의 평균전력이 크거나 같으므로 부호화 이득 면에서 전송률에 따라 약간의 손실이 있다. 그러나, 부호화 이득과 함께 오류정정성능에 영향을 주는 다른 변수로서 오류계수(error coefficient)가 있다. MSE가 d_{free}^2 인 경우 높은 SNR에서 오류확률은 근사적으로 다음 식의 값에 접근한다^[1].

$$\Pr(e) \geq N(d_{\text{free}}) \cdot Q(d_{\text{free}}/2\sigma) \quad (3)$$

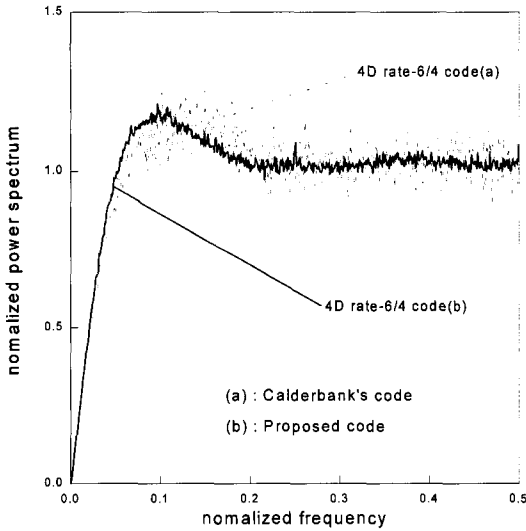


그림 3. 전송률이 6/4인 Calderbank 부호와 제안된 부호의 전력 스펙트럼 밀도

Fig. 3. Power spectra of rate-6/4 Calderbank's and proposed code.

표 2. 4차원 정상도를 이용한 부호화 전송시의 부호화 이득(최소제곱거리 = $4 \cdot d_0^2$)

Table 2. Coding gain of coded transmission with 4-dimensional constellation ($\text{MSED} = 4 \cdot d_0^2$).

Rate	DC-free code	Calderbank's code			Proposed code		
	P_{ave} ($\text{MSED} = d_0^2$)	P_{ave} ($\text{MSED} = d_0^2$)	Coding Gain(dB)	Error Coefficient	P_{ave} ($\text{MSED} = d_0^2$)	Coding Gain(dB)	Error Coefficient
4/4	$2.0d_0^2$	$2.50d_0^2$	5.05	88	$3.0d_0^2$	4.26	24
5/4	$2.5d_0^2$	$3.50d_0^2$	4.56	88	$3.5d_0^2$	4.56	24
6/4	$3.5d_0^2$	$5.00d_0^2$	4.47	88	$5.0d_0^2$	4.47	24
7/4	$5.0d_0^2$	$6.75d_0^2$	4.72	88	$7.0d_0^2$	4.56	24

여기서 $N(d_{\text{free}})$ 는 MSED가 d_{free}^2 인 경우의 오류계수이고 $Q(\cdot)$ 는 표준정규분포에 대한 오류함수이다. 식 (3)에서 오류확률은 오류계수에 비례함을 알 수 있다. 따라서 부호화 이득이 같을 경우 오류계수가 작은 부호가 더 낮은 오류확률을 나타낸다. 오류계수가 서로 다른 기존의 부호와 제안된 부호의 오류정정성능을 비교하기 위하여 전송률 4/4, 5/4, 6/4, 7/4 부호를 각각의 구성방법에 따라 소프트웨어로 구현하였다. 그리고 AWGN 채널에서 SNR에 따라서 최소 10^7 개 이상의 심볼을 발생시키고 부호화 및 복호화하여 비트오류확률을 구하였다.

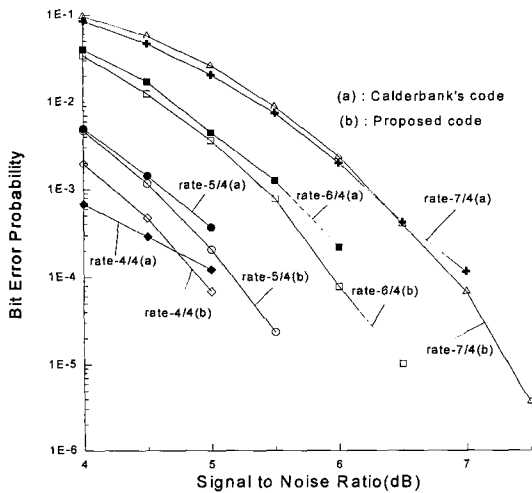


그림 4. Calderbank 부호와 제안된 부호의 비트오류 확률

Fig. 4. Bit error probability of Calderbank's and proposed codes.

표 2와 그림 4에서 전송률이 4/4, 7/4인 제안된 부호는 기존의 부호에 비해 부호화 이득은 약간 작은 값을 가지지만 오류계수가 작으므로 오류확률은 거의 동일함을 알 수 있다. 또한, 전송률이 5/4, 6/4인 경우에는 제안된 부호가 약간 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 즉, 제안된 부호는 2차원 성상도를 이용하여 다차원 성상도를 구성함으로써 성상도의 평균전력이 다차원 성상도를 직접 이용하는 기존의 부호의 경우보다 약간 큰 값을 가지게 되어 부호화 이득의 손실이 발생할 수 있으나 실제 오류정정성능은 감소된 오류계수의 영향으로 기존의 부호와 거의 동일하다.

복호기의 복잡도를 비교하기 위해서 기존의 부호와 제안된 부호에 대해 한 개의 다차원 신호가 수신될 때

마다 복호기에서 수행되어야 하는 유클리드거리 계산량을 구하여 표 3에 나타내었다.

표 3. Calderbank 부호와 제안된 부호의 전송률에 따른 4차원 심볼당 2차원 유클리드 거리 계산량

Table 3. Number of calculations of 2-dimensional Euclidean distance for 4D symbol of Calderbank's and proposed codes for various transmission rates.

Rate (bits/dimension)	Number of calculations of 2-dimensional Euclidean distance	
	proposed code	Calderbank's code
4/4	16	128
5/4	24	256
6/4	32	512
7/4	48	1024

여기서 2차원 유클리드거리 계산량은 수신된 신호점과 신호성상도의 각 신호점간의 거리비교 횟수를 2차원으로 정규화하여 나타낸 것이다. 표 3에서 알 수 있는 바와 같이 제안된 부호를 이용할 경우 유클리드 거리 계산량은 전송률이 증가해도 기존의 부호의 경우에 비해 크게 증가하지 않으므로 효율적인 복호가 가능하다.

V. 결론

오류정정부호로서 격자형부호를 적용한 기존의 무직류 격자형부호는 다차원 성상도를 이용하여 무직류특성과 큰 부호화 이득을 얻는다. 그러나 다차원 성상도에서 집합분할을 하고 정보어를 할당함으로써 부·복호기가 복잡하고 Viterbi 복호기에서의 계산량과 처리시간이 증가하므로 그 구현이 용이하지 않다. 따라서 본 논문에서는 기존의 무직류 격자형부호와 거의 동일한 성능을 가지면서 부·복호기의 구현이 간단한 2차원 성상도를 이용한 다차원 무직류 격자형부호를 제안하고 그 성능을 비교·분석하였다.

제안된 부호는 원점에 대해 대칭이 되도록 구성된 2차원 성상도와 축적디지털할 제한기를 이용하여 무직류특성을 간단하게 얻는다. 또한, 부·복호기에서는 2차원 성상도의 신호점들과 2차원 집합분할된 부집합들을 결합한 다차원 집합분할의 규칙만 저장하므로 필요

한 기억용량이 기존의 부호에 비해 현저하게 줄어들어 부·복호기가 간단해진다.

기존의 부호와 제안된 부호의 스펙트럼을 모의실험을 통해 분석한 결과 두 부호는 거의 동일한 무지류특성을 가진다. 또한, 두 부호의 오류정정특성을 분석한 결과 부호화 이득 면에서는 제안된 부호가 기존의 부호에 비해 약간의 성능저하를 보이지만 실제 오류성능은 거의 비슷함을 알 수 있다. 이것은 제안된 부호의 오류계수가 기존의 부호보다 작은 값을 가지기 때문이다. 또한 Viterbi 복호기에서의 계산량은 제안된 부호가 기존의 부호에 비해 훨씬 감소하므로 빠른 복호가 가능함을 알 수 있다. 따라서 제안된 부호는 최근 그 응용이 활발한 멀티미디어 정보저장을 위한 고속 및 대용량의 신호처리시스템이나 근거리통신망 등의 기저대역 전송시스템에의 효율적인 적용이 가능하리라 사료된다.

참 고 문 헌

[1] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
 [2] G. L. Pierobon, "Codes for zero spectral density at zero frequency," *IEEE Trans.*

Inform. Theory, vol. IT-30, no. 2, pp. 435-439, Mar. 1984.
 [3] S. I. Lee, J. G. Kim and, E. K. Joo, "Class of DC-free error correcting codes based on convolutional codes," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 19, pp. 1588-1590, Sep. 1994.
 [4] A. R. Calderbank, T.-A. Lee, and J. E. Mazo, "Baseband trellis codes with spectral null at zero," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, no. 3, pp. 425-434, May 1988.
 [5] L.-F. Wei, "Trellis-coded modulation with multidimensional constellations," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-33, no. 4, pp. 483-501, Jul. 1987.
 [6] A. R. Calderbank and N. J. A. Sloane, "An eight-dimensional trellis code," *Proc. IEEE*, vol. 74, no. 5, pp. 757-759, May 1986.
 [7] S. J. Hwang, C. K. Jeong, and E. K. Joo, "Design of DC-free trellis codes with multidimensional constellation," *Proc. KSPC*, vol. 9, pp. 189-192, Oct. 1996.
 [8] L.-F. Wei, "Rotationally invariant convolutional channel coding with expanded signal space - part II : nonlinear codes," *IEEE JSAC*, vol. SAC-2, no. 5, pp. 672-686, Sep. 1984.

저 자 소 개

鄭 倉 基(正會員) 第 33卷 A編 第 2號 參照
 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중.



黃 盛 俊(正會員)
 1991년 2월 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(학사). 1992년 3월 ~ 1995년 6월 공군 군수사 통신전자장교 근무(중위). 1997년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년 3월 ~ 현재 경북대학교 대학원 전자공학과(박사과정재학). 주관심분야는 Channel Coding, Mobile Communications.

朱 彥 熈(正會員) 第 32卷 A編 第 5號 參照
 현재 경북대학교 전자·전기공학부 교수