

레터논문-08-13-5-11

3차원 직교 주파수분할다중화의 설계

강 석 근^{a)‡}

Design of 3-Dimensional Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Seog Geun Kang^{a)‡}

요 약

본 논문에서는 3차원 신호사상기를 이용하는 직교 주파수분할다중화가 제안된다. 여기서 신호사상기는 포앵카레 구면에 위치한 신호점들로 구성된다. 성상도 상의 신호점들이 균일하게 분포되고 동일한 평균전력을 가지도록 정규화된 경우 3차원 성상도의 신호점 간 최소 유클리드 거리는 2차원 신호성상도에 비하여 훨씬 커진다. 모의실험 결과, 제안된 3차원 직교 주파수분할다중화는 기존 시스템에 비하여 훨씬 향상된 심볼 오류성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

Abstract

In this paper, a new orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with 3-dimensional (3-D) signal mapper is proposed. Here, the signal mapper consists of signals on the surface of Poincare sphere. If the signal points are uniformly distributed and normalized to have the same average power, the minimum Euclidean distance of a 3-D constellation is much larger than that of a 2-D constellation. Computer simulation shows that the proposed OFDM has much improved error performance as compared with the conventional system.

Key Words : Wireless communication, orthogonal frequency division multiplexing, 3-D constellation, Polarization shift keying

1. 서 론

1960년대 중반 Chang^[1]에 의하여 개념과 동작원리가 소개된 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)는 디지털 비디오 방송(digital video broadcasting, DVB)^[2], 무선 근거리통신망(wireless local

area network, WLAN)^[3], WiMedia Alliance의 ECMA-368^[4] 초광대역통신(ultra-wideband, UWB) 등 주로 고속 무선통신시스템을 위한 표준기술로 채택되었다. 최근까지 수행된 다수의 연구들은 송신신호열의 침투전력 감소 기법과 수신신호열에서 발생하는 채널간섭을 완화시키는 방법을 집중적으로 다루고 있다. 따라서 직교 주파수분할다중화 시스템의 기본적인 구조를 변경함으로써 성능을 개선시키고자 하는 노력은 상대적으로 소홀하게 다루어지는 경향이 있다.

본 논문에서는 3차원 직교 주파수분할다중화의 설계방법이 제시되고 그 성능이 분석된다. 여기서는 이전의 시스템과는 달리 직교 주파수분할다중화의 구현을 위한 기본적

a) 경상대학교 공과대학 전기전자공학부 및 공학연구원
School of Electrical and Electronic Engineering Gyeongsang National University and Engineering Research Institute

‡ 교신저자 : 강석근(sgkang@gnu.ac.kr)

※ 본 논문의 일부는 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. R01-2008-000-12283-0)이며, 또한 일부는 한국전자통신연구원(IT R&D 프로그램(MKE/TTA 2008-P1-03-08K53 WPAN/WBAN 표준 개발))의 연구비 지원에 의하여 수행되었음

인 요소인 신호사상기(signal mapper)로 3차원 신호성상도(signal constellation)가 이용된다. 그리고 3차원 좌표로 표시되는 부채널의 신호집합을 변조하기 위하여 2차원 역 이산 푸리에변환(inverse discrete Fourier transform, IDFT)이 사용된다. 본 논문에서는 개념상의 단순성을 위하여 모든 신호점이 푸앵카레(Poincare) 구면에 위치하는 상진폭 신호성상도가 사용된다. 그 결과, 성상도의 신호집합이 동일한 평균전력을 가지는 경우 3차원 구면에 위치한 신호들은 2차원 평면의 신호들에 비하여 더욱 커진 최소 유클리드 거리(minimum Euclidean distance)를 가지며, 이는 시스템 성능향상의 직접적인 원인이 될 수 있다. 가산성 백색 가우시안잡음(additive white Gaussian noise, AWGN) 채널에서 모의실험 결과, 제안된 3차원 직교 주파수분할다중화는 기존 시스템에 비하여 훨씬 향상된 심볼오율(symbol error rate, SER)을 가지는 것으로 나타났다.

II. 3차원 성상도를 가지는 직교 주파수분할다중화

3차원 성상도는 주로 광통신을 위한 신호변조기법 가운데 하나인 편광편이키잉(polarization shift keying, POLSK)에 사용되었다^[5]. Narayanan 등^[6]은 전자기파의 편광상태를 무선통신시스템에 적용하기 위하여 3차원 신호공간을 이용한 바 있다. 여기서는 스톡스 파라미터(Stoke's parame

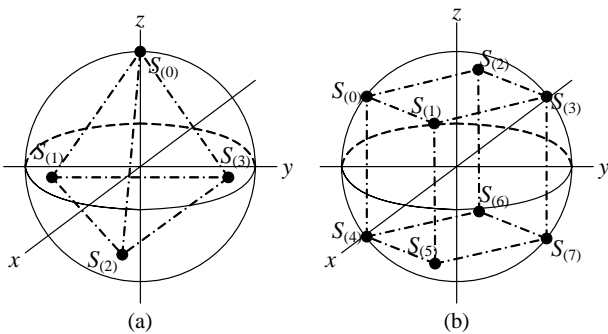


그림 1. 3차원 상진폭 성상도의 예 (a) 신호점의 수가 4인 경우 (b) 신호점의 수가 8인 경우
 Fig. 1. An example of 3-D constant envelop constellations. (a) 4 signal points (b) 8 signal points

ter)라 불리는 성상도 상의 신호점이 그림 1에 보인 것과 같이 반지름이 일정한 구의 표면에 위치한다. 여기서 $S_{(i)} = s_x \hat{x} + s_y \hat{y} + s_z \hat{z}$, $0 \leq i \leq N_s - 1$,는 성상도 상의 i 번째 신호점을 나타내고 N_s 는 신호점의 수이다. 그리고 s_x, s_y, s_z 는 신호공간의 3축 기본 벡터 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ 성분의 크기이다. 3차원 성상도가 신호사상기로 사용되는 경우 직교 주파수분할다중화의 각 부채널에 할당되는 신호는 기본 벡터방향의 크기 성분을 요소로 가지는 열행렬(column matrix) $S_k = (x_k \ y_k \ z_k)^T$, $0 \leq k \leq N-1$,로 표시될 수 있다. 여기서 N 은 부채널의 수이고, T 는 전치행렬을 나타낸다. 따라서 주파수영역 심볼은 다음과 같이 2차원 행렬로 나타낼 수 있다.

$$S = (S_0 \ S_1 \ \dots \ S_{N-1}) = \begin{pmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{N-1} \\ y_0 & y_1 & \dots & y_{N-1} \\ z_0 & z_1 & \dots & z_{N-1} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

(1)의 신호집합을 효과적으로 변조하기 위해서는 다음과 같이 2차원 역 이산 푸리에변환을 이용할 수 있다.

$$s(n_2, n_1) = \frac{1}{N_2 N_1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} \sum_{k_1=0}^{N_1-1} S(k_2, k_1) \exp \left[j2\pi \left(\frac{n_2 k_2}{N_2} + \frac{n_1 k_1}{N_1} \right) \right] \\ = \frac{1}{N_2 N_1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} e^{j2\pi n_2 k_2 / N_2} \left[\sum_{k_1=0}^{N_1-1} S(k_2, k_1) e^{j2\pi n_1 k_1 / N_1} \right], \quad (2)$$

여기서 k_1 과 k_2 는 행렬 S 에 대응되는 부채널($N_1 = N$)과 신호좌표의 차원($N_2 = 3$)을 나타내는 첨자이다. (2)와 같은 이산 푸리에변환은 매우 큰 연산복잡도를 초래할 수 있

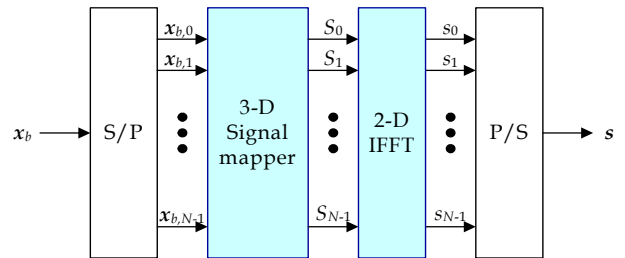


그림 2. 3차원 직교 주파수분할다중화의 블록도
 Fig. 2. A block diagram of the 3-D OFDM

으므로 실제 구현에서는 고속 푸리에변환 알고리즘이 사용된다. 따라서 제안된 3차원 직교 주파수분할다중화 시스템의 송신기는 그림 2와 같은 요소들로 구성된다.

$\mathbf{n}_k = (n_x, n_y, n_z)$ 를 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 3차원 백색 가우시안잡음이라고 가정한다. 여기서 n_x, n_y, n_z 는 통계적으로 독립이고 동일한 분포를 가지며 평균이 0이고 분산이 $\sigma_n^2/3$ 인 랜덤변수이다. 잡음채널에 의하여 왜곡된 시간영역 심볼 $\mathbf{r}_k (= \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k)$ 은 다음과 같이 복조된다.

$$R(k_2, k_1) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} r(n_2, n_1) \exp \left[-j2\pi \left(\frac{k_2 n_2}{N_2} + \frac{k_1 n_1}{N_1} \right) \right] \quad (3)$$

$$= \sum_{n_2=0}^{N_2-1} e^{-j2\pi k_2 n_2 / N_2} \left[\sum_{n_1=0}^{N_1-1} r(n_2, n_1) e^{-j2\pi k_1 n_1 / N_1} \right]$$

복조된 직교 주파수분할다중화 심볼의 k 번째 부채널 신호는 그림 3에 나타낸 바와 같이 3차원 신호공간에 위치한다. 여기서 $D(a, b)$ 는 신호 a 와 b 사이의 유클리드 거리를 계산하는 함수이다.

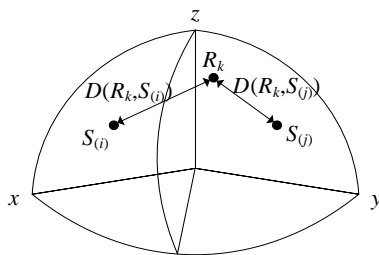


그림 3. 3차원 신호공간에 위치하는 복조된 부채널신호
Fig. 3. Demodulated subchannel signal in the 3-D signal space

따라서 각 부채널신호는 신호성상도를 구성하는 신호점과의 유클리드 거리에 따라 다음과 같은 다중가설시험에 의하여 판정되어 이진 정보로 복구된다.

가설 H_j : $D(\mathbf{R}_k, \mathbf{S}_{(j)})$ 가 최소이면 $\mathbf{S}_{(j)}$ 가 전송됨. (4)

III. 모의실험 및 성능분석

제안된 3차원 직교 주파수분할다중화의 성능을 평가하

기 위한 척도로는 신호성상도의 최소 유클리드 거리와 심볼오율이 사용된다. 실험을 위한 3차원 신호사상기는 그림 1의 구내접 정사면체와 정육면체의 꼭지점으로 구성된 성상도가 이용되었으며, 이들에 대응되는 2차원 상진폭 성상도로는 4진 위상편이키잉(quadruphase shift keying, QPSK)과 8진 위상편이키잉이 사용되었다. 그리고 모든 성상도는 동일한 평균전력을 가지도록 정규화된 것으로 가정한다.

그림 1의 성상도에서 각 신호점은 최소 거리를 가지는 3개의 신호점들과 이웃하고 있다. 8진 성상도의 최소 거리인 $S_{(0)}$ 와 $S_{(1)}$ 사이의 거리는 다음과 같이 계산된다.

$$D(S_{(1)}, S_{(0)}) = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{3}} - \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} - \frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$= 1.1547$$

이에 비하여 8진 위상편이키잉에서 심볼 간 최소 거리는

$$D(S_{(1)}, S_{(0)}) = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - 1\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - 0\right)^2} = 0.7654$$

이다. 동일한 방식으로 4진 성상도의 최소 거리를 구하면 3차원 성상도의 경우 1.6323이고 4진 위상편이키잉의 최소 거리는 1.4142가 된다. 따라서 $N_s = 4$ 인 경우 3차원 성상도는 15% 가량 증가된 최소 유클리드 거리를 가지며, $N_s = 8$ 로 증가되면 2차원 성상도에 비하여 신호점 간 최소 유클리드 거리는 50% 이상 증가된다. 이와 같은 최소 유클리드 거리의 증가는 시스템의 오류성능을 향상시킬 수 있는 주된 원인이 될 것으로 예상된다.

가산성 백색 가우시안 잡음환경에서 모의실험을 통하여 얻은 3차원 직교 주파수분할다중화와 기존 시스템의 심볼오율을 그림 4에 비교하여 나타내었다. 여기서 부채널의 수는 1024개로 하였으며, 심볼의 수는 2,048,000개를 전송하였다. 그 결과, 제안된 시스템은 기존의 2차원 성상도를 신호사상기로 이용하는 방법에 비하여 모든 신호 대 잡음비(signal-to-noise power ratio, SNR) 영역에서 훨씬 우수한 성능을 가지는 것으로 나타났다. 특히, 성상도 상의 신호점의 수가 증가될수록 오류성능의 차이는 더욱 커짐을 알 수

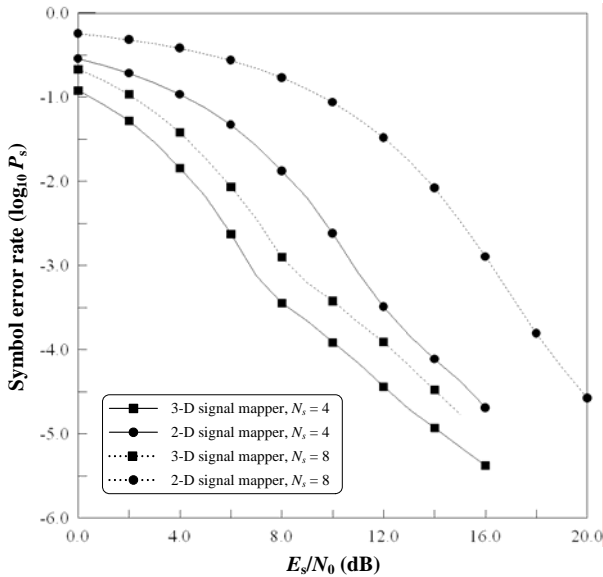


그림 4. 기존의 시스템과 제안된 시스템의 심볼오율
 Fig. 4. Symbol error rates of the conventional and the proposed system

있다. 예를 들면, $N_s = 4$ 인 경우 비교를 위한 오류 기준을 $P_s = 10^{-4.5}$ 로 하면, 3차원 성상도를 이용하는 시스템은 2차원 성상도를 이용하는 시스템에 비하여 3 dB 가량 신호 대 잡음비 이득(SNR gain)을 얻을 수 있다. 이에 비하여 신호점의 수가 8개인 경우 $P_s = 10^{-4.5}$ 의 심볼오율을 얻기 위하여 기존의 시스템에서는 19.9 dB 가량의 신호 대 잡음비가 요구되는 반면 제안된 시스템에서는 14.1 dB 정도의 신호 대 잡음비 요구되므로 이득은 약 6 dB 가량으로 증가됨을 확인할 수 있다. 오류성능에 대한 이러한 결과는 최소 유클리드 거리에 대한 분석에서도 예측된 바와 일치하는 것으로 판단된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 직교 주파수분할다중화의 핵심적인 구성요소를 변경함으로써 오류성능을 크게 향상시킬 수 있는 방법이 제시되었다. 여기서는 2차원 신호성상도가 아닌 3차원 성상도가 신호사상기로 사용되었으며, 2차원 푸리에 변환을 이용하여 심볼이 변복조된다. 동일한 평균전력을 가지는 2차원 성상도에 비하여 3차원 성상도는 훨씬 증가된 신호점 간 최소 유클리드 거리를 갖는다. 이로 인하여 3차원 직교 주파수분할다중화는 기존 시스템에 비하여 매우 향상된 오류성능을 가지는 것을 모의실험을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," Bell Syst. Tech. J., vol. 45, no. 10, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [2] EBU, Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding, and Modulation for Digital Terrestrial Television, Draft EN300744 V1.2.1, Geneva, Switzerland, Jan. 1999.
- [3] IEEE Standard Committee, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, June 2003.
- [4] ECMA, Standard ECMA-368: High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, 1st ed., Geneva, Switzerland, Dec. 2005.
- [5] S. Benedetto and P. Poggiolini, "Theory of polarization shift keying modulation," IEEE Trans. Commun., vol. 40, no. 4, pp. 708-721, Apr. 1992.
- [6] M. K. Narayanan and K. Dimyati, "Enhanced energy utilization efficiency using 3-D constellations," Proc. 4th Nat. Conf. Telecom. Tech., Shah Alam, Malaysia, pp. 115-119, Jan. 2003.