

다중 입출력 무선 광채널에서의 공간 다중화 기법의 적응적 전송을 위한 광출력과 오프셋 할당 기법

정회원 박기홍*, 종신회원 고영채**

Power and Offset Allocation for Spatial-Multiplexing MIMO System with Rate Adaptation for Optical Wireless Channels

Ki-Hong Park* *Regular Member*, Young-Chai Ko** *Lifelong Member*

요 약

발광 다이오드와 같은 광원을 이용하여 조명과 통신의 두가지 기능을 동시에 이용할 수 있는 가시광 무선 통신은 최근 초고속 개인용 무선 네트워크에서 각광을 받고 있다. 광원의 제한된 대역폭으로 인하여 무선 광채널에서 전송률을 향상시키는 것이 이슈로 대두되는 가운데, 본 논문에서는 전송률을 향상시키는 기법으로써 다중 입출력 무선 광채널에서 두 개의 데이터 스트림을 지원하기 위해 고유값 분해를 이용한 공간 다중화 시스템을 설계한다. 채널의 변화에 따라 적응적 변조 기법을 적용하여 주파수 효율을 높이기 위해 펄스 진폭 변조 기법을 이용한다. 본 논문에서는 세기 변조를 이용한 변조 기법의 세 가지 제한 조건인 비음수성, 총 광출력값, 비트 오류율에 대하여 주파수 효율성을 향상시키기 위해 광출력값, 오프셋값, 변조 크기를 적응적으로 할당하기 위한 기법을 이론적으로 제안한다. 모의 실험 결과를 통해 본 논문의 제안 기법이 각 데이터 스트림에 광출력값을 동일하게 할당하는 기법에 비해 성능 향상을 이룰 수 있다는 것을 보인다. 여기는 국문 요약입니다.

Key Words : Visible Light Communication, Optical wireless MIMO, IM-DD, SVD, Adaptive modulation

ABSTRACT

Visible light communication (VLC) using optical sources which can be simultaneously utilized for illumination and communication is currently an attractive option for wireless personal area network. Improving the data rate in optical wireless communication system is challenging due to the limited bandwidth of the optical sources. In this paper, we design the singular value decomposition (SVD)-based multiplexing multi-input multi-output (MIMO) system to support two data streams in optical wireless channels. In order to improve the spectral efficiency, the rate adaptation using multi-level pulse amplitude modulation (PAM) is applied according to the channel condition and we propose the method to allocate the optical power, the offset and the size of modulation scheme theoretically under the constraints of the nonnegativity of the modulated signals, the aggregate optical power and the bit error rate (BER) requirement. The simulation results show that the proposed allocation method gives the better performance than the method to allocate the optical power equally for each data stream.

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [KI001855, 테라헤르츠 대역 근거리 무선 통신시스템 연구]

* 고려대학교 전자컴퓨터공학과 통신시스템 연구실 (grn552@korea.ac.kr), ** 고려대학교 전기전자전파공학과 (koyc@korea.ac.kr)
 논문번호 : KICS2010-08-427, 접수일자 : 2010년 8월 30일, 최종논문접수일자 : 2010년 12월 31일

I. 서론

최근 발광 다이오드나 레이저 다이오드와 같은 광원을 이용하여 전기적인 신호를 intensity 신호로 변환하여 가시광 채널을 통해 정보를 전송하는 가시광 무선 통신에 대한 연구가 진행되고 있다^[1]. 조명 기능과 통신 기능을 동시에 수행하는 가시광 무선 통신 만의 고유한 특성을 기반으로 한 기술들이 IEEE 802.15.7 WPAN과 같은 국제 표준을 위해 활발한 기고가 이루어지고 있다. 옥내의 통신이나 peer-to-peer 통신에서 멀티미디어 정보를 전송하기 위해 요구되는 높은 전송률을 지원하기에 가시광 통신 광원의 대역폭이 낮기 때문에 이를 극복하기 위한 기술이 요구된다^[2].

다중 입출력 시스템은 전력과 주파수와 같은 자원의 낭비 없이 전송의 신뢰도를 향상시키고 높은 전송률을 지원할 수 있다는 장점으로 무선 주파수 통신에서 광범위하게 연구되고 사용되는 기술이다^[3]. 위와 같은 목적으로 무선 광채널에서의 다중 입출력 시스템에 대한 연구가 확산되고 있다. 자유 공간 광채널 (free space optical (FSO) channel) 에서의 연구를 시작으로 실내 환경에서의 분산 광채널 (diffuse optical channel)의 채널 모델링에 대한 연구가 진행되었다^[4,5]. 최근에는 가시광 무선 통신 시스템의 다중 입출력 환경에서 비이미지 광원 (non-imaging optical source) 과 이미지 광원 (imaging optical source)를 이용한 공간 다중화 기법에 대한 연구가 이루어졌다^[6].

기존의 다중 입출력 광채널 환경의 공간 다중화 기법의 성능 분석은 주로 모의 실험의 결과를 바탕으로 이루어졌다. 일반적으로 시간에 따라 변하는 채널 환경에 대해 광출력값이나 변조 크기와 같은 시스템 변수들을 이론적인 계산을 통해 예측할 때, 모의 실험을 통해 예측하는 것에 비해 적은 계산량을 통해 효율적으로 변수값을 결정할 수 있다. 본 논문에서는 무선 광채널에서 고유값 분해를 기반으로 두 개의 다중화 스트림을 지원하는 다중 입출력 시스템을 설계하고 시스템 환경에 따라 전송률을 최대화시키기 위한 광출력값 할당 기법을 제안한다. 가시광 무선 통신에서 주로 사용되는 세기 변조 직접 검출 (Intensity modulation-direct detection (IM-DD)) 기법을 이용하였을 경우 세기 변조된 신호는 음의 값을 갖을 수 없기 때문에, 이러한 조건에 따라 송신 신호에 직류 (direct current (DC)) 오프셋을 더해줘야 한다. 광출력값을 할당할 때 동시에 전송률을 최대화하기 위한 오프셋값을 찾는다. 채널 상황에 맞게 전송률을 적

응적으로 변화시켜 전송률을 향상시키기 위해 적응적 변조 기법 (adaptive modulation) 이 제안 시스템에 적용된다. 본 논문에서는 가시광 통신에서 높은 전송률을 지원할 수 있고 구현이 간단한 펄스 진폭 변조 기법을 이용한다^[7]. 시스템에서 요구되는 제한 조건인 비음수성 (nonnegativity), 총광출력값, 비트 오류율이 주어졌을 때, 주파수 효율성이 최대화할 수 있도록 채널 상황에 따라 할당되어야 하는 광출력값, 오프셋값, 변조 크기를 동시에 결정하는 기법을 이론적으로 증명한다. 마지막으로 모의실험을 통해 제안된 할당 기법이 다중화된 각 데이터 스트림에 동일한 광출력값을 할당하는 방법과 비교하여 주파수 효율성 측면에서 우수하다는 것을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 이루어진다. 2절에서는 채널 모델과 송수신 설계가 포함된 시스템 모델을 정의한다. 다음 3절에서는 전송률, 광출력값, 오프셋값에 따라 전송률을 최대화하는 최적화 문제를 도출한다. 4절에서는 앞서의 절에서 정의한 최적화 문제에 대한 이론적인 해결 과정을 보인다. 마지막으로 5절에서 모의 실험을 통해 제안 기법의 우수성을 보이고 6절에서 본 논문에 대한 간단한 결론을 내리며 마무리를 짓는다.

II. 시스템 모델

2.1 채널 모델

본 논문에서는^[1] 그림 1에서와 같이 두 개의 광 송신 어레이와 N 개의 광검출기 (Photo detector) 가 장치된 다중 입출력 무선 광채널을 고려한다. 하나의 광 송신 어레이는 다수의 광원으로 구성되어 있으며 본 논문에서는 광채널을 통해 동일한 송신 신호를 전송하는 단일의 송신 단위로 간주한다. 각 송신 어레이는 정보 비트를 전송하기 위해 세기 변조된 신호, $I_i(t), i=1,2$ 를 송출한다. 각 송신 어레이의 입력값인 전기적인 신호, $x_i(t), i=1,2$ 가 세기 변조 신호, $I_i(t), i=1,2$ 로 변환될 때, 송신기의 이득, g ,를 이용하여 $I_i(t) = gx_i(t)$ 와 같이 선형적으로 모델링할 수 있다. 송신 어레이의 광원의 대역폭이 송신 신호의 대역폭에 비해 상대적으로 크다고 가정하여 광원의 대

1) 본 논문에서는 다음과 같은 표기법을 따른다. 볼드체 대문자와 소문자는 각각 행렬과 벡터를 의미한다. 임의의 행렬 A 에 대해 A^T, A^{-1} 는 행렬의 transpose와 역행렬 연산을 나타낸다. \otimes 는 convolution 연산자이고, $\|a\|$ 는 벡터의 norm을 계산하는 연산자를 의미하며, $E[\cdot]$ 는 확률 변수의 평균값을 계산하는 연산자를 나타낸다.

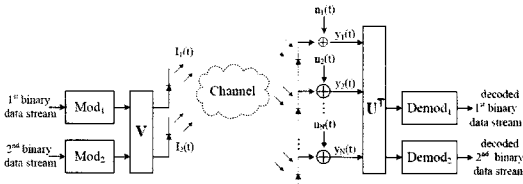


그림 1. 다중 입출력 무선 광채널의 시스템 모델

역폭에 의한 송신 신호의 왜곡은 발생하지 않는다고 가정한다. 수신 단의 각 광검출기가 직접 검출을 수행하여 송신된 세기 변조 신호를 선형적으로 모델링된 전기적인 신호로 변환한다. 이 때, i 번째 송신 어레이와 j 번째 수신 광검출기 사이의 채널 응답을 $h_{ji}(t)$ 로 정의한다면 j 번째 광검출기의 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_j(t) = rg \sum_{i=1}^2 h_{ji}(t) \otimes x_i(t) + n_j(t) \quad (1)$$

위의 식에서 r 은 광검출기의 응답 이득을 의미한다. 식 (1)에서 $n_j(t)$ 는 임의의 조명에 의해 발생하는 높은 세기의 산탄 잡음 (shot noise)로써 평균이 0이고 σ_n^2 의 분산값을 갖는 가우시안 백색 잡음으로 모델링한다. 일반성을 잃지 않고 분석을 간단히 하기 위해 $r=1$ 과 $g=1$ 로 가정할 수 있다. 정보 비트가 광출력 (optical power) 신호에 실려 세기 변조되어 전송되기 때문에 음의 값을 갖을 수 없으므로, 송신 신호의 전 시간 상의 진폭은 0보다 큰 값을 가져야한다.

$$x_i(t) \geq 0, \quad \forall t \in \mathbb{R} \quad (2)$$

평균적으로 전송되는 광출력값은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\bar{q}_i = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_i(t) dt, \quad i = 1, 2 \quad (3)$$

무선 주파수 환경에서 송신 전력이 송신 신호의 진폭의 제곱에 평균을 취하여 구하는 것과 대조적으로 식 (3)의 평균 광출력값에 대한 정의에서도 알 수 있듯이 세기변조를 이용한 무선 광채널에서의 통신은 송신 신호 자체가 전력값 (빛의 세기) 이기 때문에 진폭에 평균을 취한 것에 비례한다는 것을 볼 수 있다. 일반적으로 평균적인 광출력값은 무선 광채널 통신

시스템에서 시력 보호의 목적으로 일정 상한값으로 규제되어 있다. 이와 같은 이유에서 본 논문에서는 송신 단에서 총 전송할 수 있는 광출력값의 합을 일정 레벨, P_{opt} 이하로 제한한다.

$$\bar{q}_1 + \bar{q}_2 \leq P_{opt} \quad (4)$$

본 논문에서는 기저 대역 변조 기법을 고려하고 기저 함수 (basis function) 로 무선 가시광 통신에서 주로 사용되는 사각 펄스 $\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}(t)$ 를 적용하였고, 함수 $\text{rect}(t)$ 는 $0 \leq t < T$ 범위에서는 1의 값을 그 외의 구간에서는 0의 값을 갖는 함수이다. 이 때, 세기 변조된 i 번째 데이터 스트림은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$x_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_i[k] \phi(t - kT), \quad i = 1, 2 \quad (5)$$

식 (5)에서 $x_i[k]$ 는 신호 공간 (signal space) 상에 k 번째 신호에 실리는 심볼을 의미한다. 채널 응답이 송신 주기, T , 동안에 일정하고 독립적이라고 가정하였을 때, 신호 공간상의 k 번째 수신 심볼은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_j[k] = \sum_{i=1}^2 h_{ji}[k] x_i[k] + n_j[k] \quad (6)$$

식 (6)에서 $h_{ji}[k]$ 와 $n_j[k]$ 는 각각 k 번째 심볼의 채널 이득과 평균 0과 분산 σ_n^2 의 가우시안 백색 잡음을 의미한다. 식을 간단히 하기 위해 심볼 인덱스 k 를 생략하고 수신 벡터, $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_N]^T$, 는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (7)$$

식 (7)에서 채널 행렬을 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]$ 로 정의되고 각 i 번째 송신 어레이로부터의 채널 벡터는 $\mathbf{h}_i = [h_{1i} h_{2i} \dots h_{Ni}]^T$ 로 각각 정의한다. 송신 벡터와 잡음 벡터는 다음과 같이 $\mathbf{x} = [x_1 x_2]^T$ 와 $\mathbf{n} = [n_1 n_2 \dots n_N]^T$ 로 각각 정의할 수 있다. 이 때, 앞서 정의한 세기 변조 신호의 제한 조건인 비음수성 조건은 신호 공간 상에서 $x_i \geq 0, \quad i = 1, 2$ 로써 동일하

게 표현할 수 있다. 또한, 평균 광출력값은 신호 공간 상에서 다음과 같이 동일하게 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{q}_i &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_i(t) \phi(t-kT) dt \\ &= \frac{E[x_i]}{\sqrt{T}} \end{aligned} \quad (8)$$

따라서 신호 공간상에서의 총광출력값에 대한 제한 조건은 $P_T = P_{opt} \sqrt{T}$ 로 정의했을 때 아래와 같이 동일하게 표현할 수 있다.

$$E[x_1] + E[x_2] \leq P_T \quad (9)$$

2.2 송신 단과 수신 단의 설계

2.2.1 송신 단의 설계

그림 2에서 본 논문에서 제안하는 시스템의 송신 단의 블록 다이어그램을 도시하였다. 논문에서 두 개의 송신 어레이의 동작은 하나의 관리 장치에 의해 제어된다고 가정하였고, 송신 단과 수신 단 사이의 모든 채널 이득을 송신 단에서 알고 있다고 가정하였다. 이때, 채널을 두 개의 병렬 채널로 만들기 위해 채널 행렬의 고유값 분해를 기반으로 하여

송신 행렬과 수신 행렬을 구한다. 채널 행렬의 고유값 분해는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} \\ u_{21} & u_{22} \\ \vdots & \vdots \\ u_{M1} & u_{M2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 \\ 0 & \lambda_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix}^T \\ &= \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^T \end{aligned} \quad (10)$$

위의 식 (9)에서 행렬들은 $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{N \times 2}$, $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 공간에 있고 $\mathbf{u}_i = [u_{1i} \ u_{2i} \ \dots \ u_{Mi}]^T$ 와

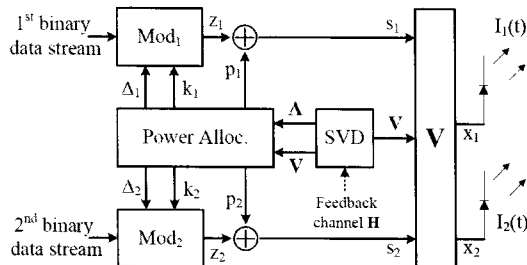


그림 2. 제안된 시스템의 송신 단의 블록 다이어그램

$\mathbf{v}_i = [v_{1i} \ v_{2i}]^T$ 는 $\mathbf{H} \mathbf{v}_i = \lambda_{ii} \mathbf{u}_i$ 의 정의와 같이 고유값 λ_{ii} 의 좌 고유벡터와 우 고유벡터에 해당된다. 행렬 \mathbf{V} 와 \mathbf{U} 는 각각 송신 단의 프리코딩 (precoding) 행렬과 수신 단의 결합 (combining) 행렬로 사용된다.

이와 더불어, 본 논문에서는 높은 주파수 효율성을 얻기 위해 채널 상태에 따라 펄스 진폭 변조의 크기를 변화시키는 적응적 변조 기법을 적용한다. 변조기의 출력 벡터를 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ 로 정의했을 때, 출력 벡터는 평균값이 0 ($E[\mathbf{z}] = 0$) 인 펄스 진폭 변조의 출력 벡터 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T$ 와 세기 변조에 의한 비음수성 제한 조건을 만족시키기 위해 더해주는 오프셋 벡터 $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2]^T$ 의 합인 $\mathbf{s} = \mathbf{z} + \mathbf{p}$ 로 이루어진다. i 번째 펄스 진폭 변조의 출력 신호 z_i 가 신호 공간상에서 $[-\Delta_i, \Delta_i]$ 의 구간 사이에 위치한다고 가정한다. 여기서 Δ_i 는 i 번째 펄스 진폭 변조의 출력 신호이 형성하는 심볼들 간의 최대 거리의 반에 해당하는 값이라고 할 수 있고, 본 논문에서는 Δ 를 거리 벡터라고 명명한다. 각 변조기는 채널 상태에 따라 지원할 수 있는 전송률 k_i ($M_i = 2^{k_i}$)에 따라 M_i -ary 진폭 변조를 수행하여 정보 비트를 전송한다고 가정한다. 그림 2에서와 같이 출력 벡터 \mathbf{s} 는 프리코딩 행렬 \mathbf{V} 와 곱하여 송신 벡터 \mathbf{x} 를 생성한다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{V} \mathbf{s} = \mathbf{V}(\mathbf{z} + \mathbf{p}) = \mathbf{V} \mathbf{z} + \mathbf{q} \quad (11)$$

식 (11)에서 $\mathbf{q} = \mathbf{V} \mathbf{p}$ 는 송신 벡터의 평균, $q_i = E[x_i]$, $i = 1, 2$ 를 의미한다.

2.2.2 수신 단의 설계

위의 절에서 설명한 것과 같이 채널 행렬을 두 개의 병렬 채널로 변환하기 위해 수신 단의 결합 행렬로 \mathbf{U} 를 사용한다. 수신된 벡터 \mathbf{y} 에 행렬 \mathbf{U}^T 를 곱하여 동일한 수신 벡터로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{s} + \mathbf{w} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{z} + \mathbf{\Lambda} \mathbf{p} + \mathbf{w} \quad (12)$$

식 (12)에서 $\mathbf{r} = \mathbf{U}^T \mathbf{y}$ 와 $\mathbf{w} = \mathbf{U}^T \mathbf{n}$ 은 회전된 수신 벡터와 잡음 벡터를 의미한다. 수신 단에서 채널 행렬을 이용하여 오프셋 벡터를 완벽하게 예측할 수 있기 때문에 복조기에서 오프셋 벡터를 제거하고 maximum likelihood (ML) 디코딩을 수행하여 i 번째 데이터 스트림의 심볼을 복조할 수 있다

$$\hat{z}_i = \arg \max_{\tilde{z}_i \in Z_i} \|(r_i - \lambda_{ii} p_i) - \lambda_{ii} \tilde{z}_i\|^2, \quad (13)$$

식 (13)에서 Z_i 는 M_i -ary 펄스 진폭 변조의 심볼들로 구성된 집합을 의미한다. 위의 디코딩된 심볼의 신뢰도를 보장하기 위해 각 M_i -ary 펄스 진폭 변조의 디코딩 심볼의 비트 오류율이 목표로 하는 비트 오류율 BER_T 이하를 항상 만족시켜야 한다는 제한 조건이 요구된다. M_i -ary 펄스 진폭 변조의 디코딩 심볼의 비트 오류율을 BER_i 로 정의했을 때, 비트 오류율에 대한 조건은 $BER_i \leq BER_T, i = 1, 2$ 로 표현할 수 있다.

III. 최적화 문제의 도출

앞서의 절에서 설명한 다중 입출력 무선 광 채널의 통신 시스템 환경에서, 본 논문의 목적은 채널 상황에 따라 주파수 효율성, 총 전송률, $\sum_{i=1}^2 k_i$, 를 최대화시킬 수 있는 평균 광출력값, q , 와 변조 심볼, z , 를 찾는 것이다. 2절에서 언급한 바와 같이 제안 시스템에서 고려하고 있는 제한 조건은 다음과 같다.

- 비음수성 조건 : $x \geq 0$
- 총광출력값에 대한 조건 : $1^T q \leq P_T$
- 비트 오류율에 대한 조건 : $BER_i \leq BER_T$

위의 조건들에 대한 주파수 효율성을 최대화시키는 문제는 아래와 같이 도출할 수 있다.

$$\text{maximize } \sum_{i=1}^2 k_i \quad (14a)$$

$$\text{subject to } x \geq 0 \quad (14b)$$

$$1^T q \leq P_T \quad (14c)$$

$$BER_i \leq BER_T, i = 1, 2 \quad (14d)$$

IV. 전송률, 광출력값과 오프셋값에 대한 최적 할당 기법

4.1 오프셋 벡터의 가능 영역

식 (14a)의 비음함수를 최대화하기 위해서는 제한 조건이 (14b-14d)에 따라 송신 벡터가 형성될 수 있는 영역에 대한 계산을 우선 해야 한다. 이와 같이 이유

로 $x = V(z+p)$ 의 식을 이용하여 위의 최적화 문제를 다음과 같이 변환한다.

$$\begin{aligned} & \text{maximize } \sum_{i=1}^2 k_i \\ & \text{subject to } V(z+p) \geq 0 \\ & \quad 1^T Vp \leq P_T \\ & \quad BER_i \leq BER_T, i = 1, 2 \end{aligned} \quad (15)$$

위의 조건을 만족하는 벡터가 생성되는 영역은 위의 식에서 볼 수 있듯이 변조기의 출력 벡터, z , 와 오프셋 벡터, p , 에 의해 의존한다. 먼저 위의 조건에 따라 오프셋 벡터, p , 가 생성될 수 있는 영역을 찾아보면 평균 광출력값이 양의 값을 가져야한다는 필요 조건, $Vp \geq 0$,를 이용하여 다음과 같이 오프셋 벡터의 가능 영역을 표현할 수 있다.

$$P = \{ \phi = [\phi_1 \phi_2]^T \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : V\phi \geq 0, 1^T V\phi \leq P_T \} \quad (16)$$

오프셋 벡터, p , 가 식 (16)의 영역 안에 존재한다고 말할 수 있다. 일반성을 잃지 않고, 행렬 V 의 원소 값들을 다음과 같이 $v_{11} < 0, v_{12} > 0, v_{22} > 0$ 로 가정할 수 있다. 위와 같이 가정할 수 있는 이유는 좌 고유벡터, u_i , 와 우 고유벡터, v_i , 의 부호를 동시에 조정함으로써 채널 행렬을 변화시키지 않으면서 $v_{11} < 0, v_{12} > 0, v_{22} > 0$ 를 만족시키는 행렬 V 를 항상 찾을 수 있기 때문이다. 위의 가정 하에서 $\xi = -\frac{v_{11}}{v_{12}} = \frac{v_{22}}{v_{21}}$ 로 정의한다면, 평균 광출력값의 비

음수성 조건은 $p_2 \geq \xi p_1$ 와 $p_2 \geq -\frac{1}{\xi} p_1$ 으로 표현할 수 있다. 또한 총광출력값에 대한 조건은 $p_2 \leq \frac{\xi-1}{\xi+1} p_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi+1)}$ 로 나타낼 수 있다. 위의

두 조건에 의한 오프셋 벡터의 생성 가능 영역에 대한 예가 그림 3에서 도시되어 있다. 최적화 문제를 편리하게 계산하기 위해 지금부터 $\xi > 1$ 의 경우에 대해 고려한다. 비록 $\xi > 1$ 의 경우에 대해 최적화 문제를 해결하는 과정을 보이지만, $0 < \xi \leq 1$ 인 경우 또한 동일한 증명 과정을 거쳐 동일한 최적화 값에 도달할 수 있음을 명시한다.

지금부터는 식 (14b)의 송신 벡터에 대한 비음수성

조건을 고려하여 송신 벡터가 생성되는 영역에 대해 고려한다. 앞 절에서 설명한 것과 같이 각 변조기에서의 출력 신호 z_i 가 신호 공간상에서 $[-\Delta_i, \Delta_i]$ 의 구간 사이에 생성되기 때문에 변조기의 출력 벡터, $\mathbf{s} = \mathbf{z} + \mathbf{p}$, 가 생성되는 영역은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S = \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : -\Delta_i + p_i \leq \phi_i \leq \Delta_i + p_i, i = 1, 2 \right\} \quad (17)$$

출력 벡터, \mathbf{s} , 는 식 (16)의 영역 내에 존재하고, 영역 내의 모든 출력 벡터가 (14b)의 비음수성 조건을 만족시켜야 하기 때문에 생성 가능 영역, S , 는 다음과 같은 영역에 포함된다.

$$S \subset \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_2 \geq \xi \phi_1, \phi_2 \leq -\frac{1}{\xi} \phi_1 \right\} \quad (18)$$

출력 벡터의 생성 가능 영역에 대한 예로 4-ary 와 binary 펄스 진폭 변조기를 사용했을 때의 생성 가능 영역에 대한 예를 그림 3에 도시하였다. 출력 벡터의 생성 가능 영역을 크게 할수록 더 좋은 비트 오류율을 얻을 수 있기 때문에 높은 전송율을 얻을 수 있다. 이와 같은 특성을 이용하여 주어진 채널 행렬, \mathbf{H} , 에 대해 식 (15)의 문제에 대해 최대 전송률을 얻을 수 있는 오프셋 벡터는 다음과 같이 축소시킬 수 있다.

$$P' = \begin{cases} \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_1 \geq 0, \phi_2 \geq \frac{2}{1/\xi - \xi} \phi_1, \right. \\ \left. \phi_2 \leq \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \phi_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi + 1)} \right\}, & 0 < \xi < 1 \\ \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_1 \leq 0, \phi_2 \geq \frac{2}{1/\xi - \xi} \phi_1, \right. \\ \left. \phi_2 \leq \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \phi_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi + 1)} \right\}, & \xi > 1 \\ \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_1 = 0, 0 \leq \phi_2 \leq \frac{P_T}{2v_{12}} \right\}, & \xi = 1 \end{cases} \quad (19)$$

식 (19)을 증명하기 위해 $\xi > 1$ 의 경우를 살펴보면, 식 (16)의 영역은 다음과 같이 세 개의 영역으로 나눌 수 있다.

$$P_1 = \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_2 \geq -\frac{1}{\xi} \phi_1, \phi_2 \leq \frac{2}{1/\xi - \xi} \phi_1, \right. \\ \left. \phi_2 \leq \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \phi_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi + 1)} \right\} \\ P_2 = P' = \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_1 \leq 0, \phi_2 \geq \frac{2}{1/\xi - \xi} \phi_1, \right. \\ \left. \phi_2 \leq \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \phi_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi + 1)} \right\} \\ P_3 = \left\{ \phi \in \mathbb{R}^{2 \times 1} : \phi_1 \geq 0, \phi_2 \geq \xi \phi_1, \right. \\ \left. \phi_2 \leq \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \phi_1 + \frac{P_T}{v_{12}(\xi + 1)} \right\} \quad (20)$$

식 (20)에서 만약 오프셋 벡터가 P_1 의 영역 안에 있을 경우에 변조 심볼을 생성할 수 있는 최대의 영역은 P_2 의 영역이 만드는 삼각형의 왼쪽 꼭지점을 오프셋 벡터로 설정하여 최대로 가능한 변조 심볼 영역보다 항상 작다. 따라서 P_2 의 영역을 오프셋 벡터의 생성 가능 영역으로 최적화 문제에서 고려할 경우 P_1 의 영역은 고려할 필요가 없다. 마찬가지로, 식 (20)에서 오프셋 벡터가 P_3 의 영역 안에 있을 경우에 생성할 수 있는 변조 심볼의 최대 영역은 P_2 의 영역이 만드는 삼각형의 오른쪽 꼭지점을 오프셋 벡터로 설정할 경우보다 항상 영역의 크기가 작다. 따라서 P_3 의 영역 또한 최적화 문제에서 고려할 필요가 없다.

4.2 오프셋 벡터와 심볼 생성 영역 간의 관계

지금부터 P' 의 영역 안의 임의의 점을 오프셋 벡터로 설정하였을 경우에 변조 심볼의 생성 가능 영역, S ,를 고려한다. 임의의 점에서 최대의 변조 심볼의 영역을 생성하기 위해서는 변조 심볼들이 형성하는 사각형 영역의 모서리들이 각각 $\phi_2 = \xi \phi_1$ 과 $\phi_2 = -\frac{1}{\xi} \phi_1$ 에 닿아야 한다. 다시 말하면, 변조 심볼이 형성하는 영역의 두 모서리 점인 $[-\Delta_1 + p_1, -\Delta_2 + p_2]^T$ 과 $[\Delta_1 + p_1, -\Delta_2 + p_2]^T$ 은 각각 $\phi_2 = -\frac{1}{\xi} \phi_1$ 와 $\phi_2 = \xi \phi_1$ 직선 위의 점일 때, 최대의 변조 심볼 영역, S ,을 얻을 수 있다. 위의 관계를 정리하면 다음과 같다.

$$-\Delta_2 + p_2 = -\frac{1}{\xi}(-\Delta_1 + p_1) \\ -\Delta_2 + p_2 = \xi(\Delta_1 + p_1) \\ \Leftrightarrow \mathbf{p} = \Pi \Delta \quad (21)$$

식 (21)에서 $\Pi = \begin{bmatrix} 1/\xi 1 \\ -\xi 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1/\xi 1 \\ \xi 1 \end{bmatrix}$ 로 정의한다. 위의 식 (21)은 임의의 오프셋 벡터와 심볼 생성 영역의 거리 벡터와의 관계를 등식을 통해 정확하게 치환할 수 있다는 것을 보여준다. 앞서의 식 (19)와 (21)을 이용하여 식 (15)의 최적화 문제는 아래와 같이 재정 의할 수 있다.

$$\text{maximize } \sum_{i=1}^2 k_i \quad (22a)$$

$$\text{subject to } \mathbf{Yp} \geq 0 \quad (22b)$$

$$\mathbf{1}^T \mathbf{Vp} \leq P_T \quad (22c)$$

$$\text{BER}_i \leq \text{BER}_T, i = 1, 2 \quad (22d)$$

$$\mathbf{p} = \Pi \Delta \quad (22e)$$

식 (22)에서 $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 2 & 1 \\ \xi-1/\xi & 1 \end{bmatrix}$ 로 정의한다. 식 (22e)의 오프셋 벡터와 거리 벡터간의 관계를 이용하여 식 (22b)의 비음수성 조건을 다음과 같이 치환할 수 있다.

의 오프셋 벡터와 거리 벡터간의 관계를 이용하여 식 (22b)의 비음수성 조건을 다음과 같이 치환할 수 있다.

$$\mathbf{Yp} = \frac{1}{1/\xi + \xi} \begin{bmatrix} \xi-1/\xi & 0 \\ 0 & \xi+1/\xi \end{bmatrix} \Delta \geq 0 \quad (23)$$

$$\Leftrightarrow \Delta \geq 0$$

마찬가지로 (22c)의 총광출력값에 대한 조건은 아 래와 같이 치환할 수 있다.

$$\mathbf{1}^T \mathbf{Vp} = \frac{\mathbf{1}^T}{1/\xi + \xi} \begin{bmatrix} (\xi-1/\xi)v_{11} + 2v_{12} & (1/\xi + \xi)v_{12} \\ (1/\xi - \xi)v_{21} + 2v_{22} & (1/\xi + \xi)v_{22} \end{bmatrix} \Delta$$

$$= \mathbf{1}^T \begin{bmatrix} v_{22} & v_{12} \\ v_{12} & v_{22} \end{bmatrix} \Delta \leq P_T \quad (24)$$

$$\Leftrightarrow \Delta_1 + \Delta_2 \leq \frac{P_T}{v_{12} + v_{22}}$$

식 (23)과 (24)를 이용하여 식 (22)의 오프셋 벡터에 대한 최적화 문제를 다음과 같이 거리 벡터에 대한 최적화 문제로 바꿀 수 있다.

$$\text{maximize } \sum_{i=1}^2 k_i$$

$$\text{subject to } \Delta_1 \geq 0, \Delta_2 \geq 0$$

$$\Delta_1 + \Delta_2 \leq \frac{P_T}{v_{12} + v_{22}} \quad (25)$$

$$\text{BER}_i \leq \text{BER}_T, i = 1, 2$$

$$\mathbf{p} = \Pi \Delta$$

$\xi > 1$ 인 경우와 같은 방법으로 $0 < \xi < 1$ 과 $\xi = 1$ 인 경우에 대해 거리 벡터에 대한 최적화 문제로 식을 치환할 경우 식 (25)와 동일한 최적화 문제를 얻을 수 있다.

4.3 임의의 Δ_i 에 대한 M_i -ary 펄스 진폭 변조의 비트 오류율

본 절에서는 임의의 Δ_i 를 갖는 M_i -ary 펄스 진폭 변조의 비트 오류율을 계산하여 시스템에서 요구하는 타깃 오류율을 만족시키는 M_i 와 Δ_i 의 관계식을 계산 한다. 수신 벡터에서 오프셋 벡터를 제거하면 다음과 같은 동일한 수신 벡터를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{r}' = \lambda_{ii} z_i + w_i, i = 1, 2 \quad (26)$$

이 때, M_i -ary 펄스 진폭 변조 심볼들이 $[-\Delta_i, \Delta_i]$ 사이에 생성되기 때문에 두 인접 심볼 간 의 거리는 $\delta_i = \frac{2}{M_i - 1} \Delta_i$ 와 같이 구할 수 있고 이 때, 평균적인 심볼의 에너지는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_s = \frac{1}{M_i} \sum_{j=0}^{M_i-1} (-\Delta_i + j\delta_i)^2 = \frac{\Delta_i^2}{3} \left(\frac{M_i + 1}{M_i - 1} \right) \quad (27)$$

M_i -ary 펄스 진폭 변조의 비트 오류율의 근사값을 이용하여 다음과 같은 비트 오류율을 계산할 수 있다 [9, Eq. 17].

$$\text{BER}_i \approx 0.2 \exp \left[\frac{-3E_s \lambda_{ii}^2}{(M_i^2 - 1) \sigma_n^2} \right]$$

$$= 0.2 \exp \left[\frac{-\lambda_{ii}^2 \Delta_i^2}{(M_i - 1)^2 \sigma_n^2} \right] \quad (28)$$

비트 오류율에 대한 제한 조건에 따라 M_i -ary 펄스 진폭 변조의 비트 오류율은 타깃 비트 오류율보다 작 아야하기 때문에 다음과 같은 부등식이 성립한다.

$$0.2 \exp \left[\frac{-\lambda_{ii}^2 \Delta_i^2}{(M_i - 1)^2 \sigma_n^2} \right] \leq \text{BER}_T \quad (29)$$

$$\Leftrightarrow k_i \leq \log_2 \left(1 + \frac{\eta \lambda_{ii} \Delta_i}{\sigma_n} \right)$$

식 (29)에서 $\eta = \sqrt{(-\ln(5\text{BER}_T))^{-1}}$ 로 정의한

다. 위의 식 (29)는 거리 벡터와 전송률 k_i 에 대한 관계를 나타내기 때문에 식 (25)의 최적화 문제에 식 (29)의 관계를 이용하여 다음과 같은 거리 벡터에 대한 문제로 치환할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{maximize } \sum_{i=1}^2 \log_2 \left(1 + \frac{\eta \lambda_{ii} \Delta_i}{\sigma_n} \right) \\ & \text{subject to } \Delta_1 \geq 0, \Delta_2 \geq 0 \\ & \Delta_1 + \Delta_2 \leq \frac{P_T}{v_{12} + v_{22}} \\ & \mathbf{p} = \mathbf{\Pi} \Delta \end{aligned} \quad (30)$$

여기에서, 식 (30)은 거리 벡터, Δ , 에 의해서만 계산되는 최적화 문제임을 알 수 있고, 위의 식을 거리 벡터에 대해 계산했을 경우에 거리 벡터와 오프셋 벡터간의 관계를 통해 송신 단에서 할당하여야 할 변조 심볼의 오프셋 벡터를 구할 수 있다. 또한 거리 벡터와 비트 오류율의 관계식 (29)를 이용하여 계산된 거리 벡터를 이용하여 최대로 전송할 수 있는 전송률 값과 변조의 크기, $M_i (= 2^{k_i})$, 을 계산할 수 있다.

식 (30)을 풀기 위해 먼저 전송되는 심볼의 비트 수가 실수 값을 갖을 수 있는 연속적인 전송률의 펄스 진폭 변조를 할 수 있다고 가정했을 때, 이러한 가정 하에서 식 (30)은 Water-filling 기법을 통해 계산이 가능하다. 이 때, 식 (30)의 최대값을 얻을 수 있는 거리 벡터는 다음과 같다.

$$\Delta_i^* = \left(\mu - \frac{\sigma_n}{\eta \lambda_{ii}} \right)^+ \quad (31)$$

위의 식 (31)에서 연산자 $a^+ = \max(0, a)$ 로 정의하고 $\sum_{i=1}^2 \left(\mu - \frac{\sigma_n}{\eta \lambda_{ii}} \right)^+ = \frac{P_T}{v_{12} + v_{22}}$ 를 만족시키는 μ 값을 찾음으로써 식 (31)의 거리 벡터 값을 할당할 수 있다.

반면에, 실제로 좀 더 현실적인 변조 방식으로 전송되는 심볼의 비트 수가 정수 값으로 제한되는 이산적인 전송률의 펄스 진폭 변조의 경우에는 식 (30)과 같은 병렬 채널의 비트 로딩의 문제를 해결하기 위해 Chow 알고리즘 [9] 과 Levin-Campello (LC) 알고리즘 [10], [11] 등의 비트 로딩 알고리즘이 제안되었다. 본 논문에서는 식 (30)의 문제를 해결하기 위해 LC 알고리즘을 적용하였다. LC 알고리즘의 기본적인 개

념은 한 비트의 송신 정보를 추가할 때, 최소한의 에너지 증가를 필요로 하는 채널에 비트를 로딩하겠다는 것이다.

위와 같이 두 가지 경우에 대해 최적화된 거리 벡터, Δ^* ,를 얻은 후에 이 값을 이용하여 변조의 크기, $k_i^* = \log_2 \left(1 + \frac{\eta \lambda_{ii} \Delta_i^*}{\sigma_n} \right)$, $i = 1, 2$ 와 오프셋 벡터, $\mathbf{p}^* = \mathbf{\Pi} \Delta^*$ 를 계산할 수 있다.

4.4 주목할 점

제안된 시스템을 기반으로 전송률을 최대화시키기 위한 광출력 값을 할당하는 기법에 대한 주목할 특징을 다음과 같이 정리하였다.

- 식 (30)에서 볼 수 있듯이 시스템의 성능이 송신 프리코딩 행렬, \mathbf{V} 에 의존한다. 그 이유는 거리 벡터, Δ , 와 오프셋 벡터, \mathbf{p} , 의 결정이 세기 변조의 비음수성 조건에 영향을 받는데, 이러한 비음수성 조건은 행렬, \mathbf{V} , 에 의해 변하기 때문이다.
- 시스템의 성능은 고유값과 백색 잡음의 표준 편차에 의존한다. 일반적인 무선 주파수 다중 입출력 환경에서는 시스템의 성능이 고유값의 제곱과 백색 잡음의 분산에 의존하는 반면, 무선 광 채널 환경에서는 정보 비트가 광출력 (optical power) 값을 진폭으로 갖는 세기 신호 위에서 변조되어 전송되기 때문이다.

V. 모의 실험 결과

본 절에서는 제안한 광출력값과 오프셋값의 할당 기법의 유효성과 우수성을 증명하지 위해 모의 실험 결과를 확인하였다. 2×2 의 다중 입출력 무선 광채널 환경을 가정하였고, 채널 행렬의 각 원소는 $E[h_{ji}^2] = 1$ 의 Rayleigh 크기 분포를 따른다고 가정하였다. Rayleigh 크기 분포는 자유 공간 광채널 (FSO) 환경에서의 채널 분포를 모델링하기 위해 기존의 문헌에서 사용된 적이 있고 모의 실험을 간단히 수행할 수 있기 때문에 적용되었지만, 송신 단과 수신 단의 위치에 따라 실내 환경 무선 광채널의 변화를 고려한 현실적인 채널 모델을 적용하여 성능을 검증할 수 있다는 것을 언급한다. 또한 실제 현실적인 채널 모델에서의 모의 실험을 수행하기 위한 설정값을 달리 적용했을 경우에도 모의 실험을 통해 예상되는 결과에 변화는 없을 것으로 사료된다.

먼저 그림 4에서는 제안된 기법을 사용하여 광출력

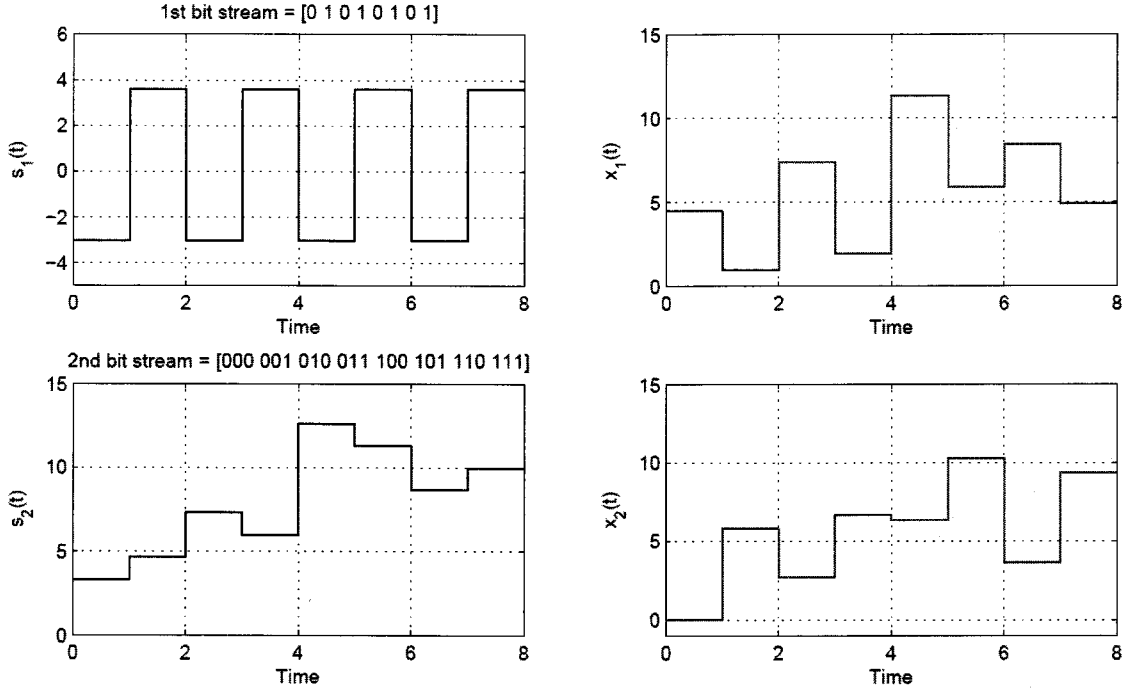


그림 4. 두 개의 송신 어레이를 통해 전송되는 세기 변조된 송신 신호의 예

값과 오프셋값을 할당하여 송신 신호를 생성하였을 경우의 예를 보인다. 모의 실험의 변수로써 $T=1$, $P_T=15$, $BER_T=10^{-3}$, $\sigma_n^2=1$ 을 고려하였고 주어진 채널 행렬은 $H = \begin{bmatrix} 1.866 & 0.9444 \\ 1.7873 & 2.1894 \end{bmatrix}$ 를 사용하였다. 식 (30)의 최적화 문제를 LC 알고리즘을 이용하여 계산하여 광출력값과 오프셋 할당 기법을 송신단에 적용하였을 때, 변조기의 전송률, 거리 벡터와 오프셋 벡터는 $k = \begin{bmatrix} 1 \\ 3 \end{bmatrix}$, $\Delta = \begin{bmatrix} 3.3089 \\ 4.6752 \end{bmatrix}$, $p = \begin{bmatrix} 0.2878 \\ 7.9715 \end{bmatrix}$ 와 같이 계산할 수 있다. 변조기의 전송률에 따라 binary와 8-ary 펄스 진폭 변조를 수행하고 오프셋 벡터를 더하여 송신 프리코딩 행렬의 곱을 통해 송신 신호를 생성하였을 때, 그림 4에서와 같이 각 송신 어레이에서 전송되는 송신 신호 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 가 비음수성 조건을 만족한다는 것을 볼 수 있다. 또한 두 송신 신호에서 전송하는 평균 광출력값의 합은 시스템에서 요구하는 총광출력값에 대한 제한 조건을 만족한다는 것을 언급한다.

그림 5에서는 두 가지 경우, 연속적인 전송율의 변조 기법을 사용한 경우와 이산적인 전송율의 변조 기법을 사용한 경우에 대한 평균적인 주파수 효율성에 대한 성능을 도시하였다. 비교 대상의 기법으로써 각 변조기에 동일한 광출력값을 할당하는 경우,

$\Delta_1 = \Delta_2$ 를 고려하였다. 무선 주파수 다중

입출력 환경에서 각 데이터 스트림에 동일한 송신 전력을 할당하는 기본적인 할당 기법을 기준으로 제안 기법을 비교하는 것과 같은 맥락에서 동일한 광출력값을 할당하는 경우와 본 논문의 제안 기법을 비교하였다. 그림 5에서도 볼 수 있듯이 제안된 할당 기법이 두 가지 경우에서 모두 동일한 광출력값을 할당하는 기법에 비해 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 낮

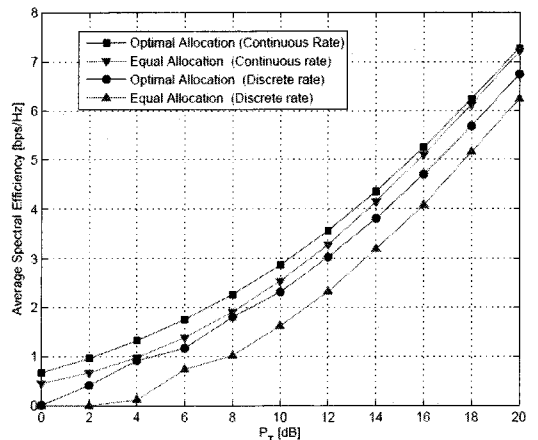


그림 5. 연속적인 전송율과 이산적인 전송율의 변조 기법을 사용한 경우에 따른 제안 기법의 주파수 효율성 모의실험

은 전송률을 지원하는 경우에 대해서는 제안 기법이 비교 대상에 비해 신호 대 잡음비 측면에서 연속적인 전송율의 변조 기법 사용시, 약 2 dB의 이득을 얻고, 이산적인 전송율의 변조 기법 사용시, 약 3 dB의 이득을 얻을 수 있다는 것을 보여준다. 높은 광출력값을 사용하는 경우에는 제한한 할당 기법의 효과가 절감하고 있는 것을 볼 수 있다. 또한 연속적인 전송율의 변조 기법을 사용했을 경우 할당 기법의 절감 효과가 더 민감하다는 것을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 다중 입출력 무선 광 채널 환경에서 고유값 분해를 이용하여 2개의 데이터 스트림을 동시에 전송하여 주파수 효율성을 높이고 다중화 이득을 얻을 수 있는 가시광 통신 시스템을 설계하였다. 주어진 시스템 환경 하에서 세기 변조 신호의 비음수성 조건, 총광출력값에 대한 조건, 타깃 비트 오류율을 만족시키며 총전송율을 최대화하기 위해 동시에 광출력값과 오프셋값을 할당하는 기법을 제안하고 이론적으로 계산하였다. 또한 모의 실험을 통해 제한한 할당 기법을 적용한 송신 신호가 세기 변조를 이용하는 위의 조건들을 만족시키고 동일한 광출력값을 데이터 스트림에 할당하는 경우에 비해 우수한 주파수 효율성을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] E. T. Won and et. al., "Visible light communication : tutorial," IEEE 802.15-<08/0114-02>, March 2008.
- [2] D. C. O'Brien, L. Zeng, H. L. Minh, G. Faulkner, J. W. Walewski, and S. Randel, "Visible light communications: challenges and possibilities," in Proc. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008), Cannes, France, Sept. 2008.
- [3] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of wireless communication. Cambridge University Press, 2005.
- [4] S. G. Wilson, M. Brandt-Pearce, Q. Cao, and I. James H. Leveque, "Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM," IEEE Trans. Commun., Vol.53, No.8, pp.1402-1412, Aug. 2005.
- [5] Y. A. Alqudah and M. Kavehrad, "MIMO characterization of indoor wireless optical link using a diffuse-transmission configuration," IEEE Trans. Commun., Vol.51, No.9, pp.1554-1560, Sept. 2003.
- [6] L. Zeng, D. C. O'Brien, H. L. Minh, G. E. Faulkner, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 7, No.9, pp.1654-1662, Dec. 2009.
- [7] S. Randel, F. Breyer, S. C. J. Lee, and J. W. Walewski, "Advanced modulation schemes for short-range optical communications," IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron., Accpeted for publication.
- [8] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," IEEE Trans. Commun., Vol.45, No.10, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [9] P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," IEEE Trans. Commun., Vol.43, pp.773-775, Feb./ March/ April 1995.
- [10] J. Campello, "Optimum discrete bit loading for multicarrier modulation systems," in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory. (ISIT 1998), Cambridge, MA, USA, Aug. 1998, p.193.
- [11] _____, "Practical bit loading for DMT," in Proc. IEEE International Conference on Communications. (ICC 1999), Vancouver, BC, Canada, June 1999, pp.801-805.

박 기 흥 (Ki-Hong Park)

정회원



2005년 2월 고려대학교 전기
전자전파공학부 학사

2005년 3월~현재 고려대학교
전자전기공학과 석박사 통합
과정

<관심분야> 전자공학, 통신공학

고 영 채 (Young-Chai Ko)

종신회원



1997년 2월 한양대학교 전자
통신공학과 학사

1999년 5월 University of
Minnesota, Minneapolis, USA,
전자 공학과 석사

2001년 10월 University of
Minnesota, Minneapolis, USA,
전자 공학과 박사

2004년 3월 고려대학교 전자컴퓨터학과 조교수

2008년 3월~현재 고려대학교 전자컴퓨터학과 부교수

<관심분야> 전자공학, 통신공학