DBpia

논문 15-40-09-07 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '15-09 Vol.40 No.09
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2015.40.9.1710

수신기에서 부가정보가 필요 없는 Selected Mapping 기법

장 찬 기◆, 윤 은 철°

Selected Mapping without Side Information at the Receiver

Chanki Jang◆, Eunchul Yoon°

요 약

SLM(selected mapping)은 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)의 PAPR(peak to average power ratio)을 줄이는 효과적인 방법이다. 데이터를 복구하기 위해서 수신기는 송신기가 선택한 스크램블링 수열의 색인 정보인 부가정보 SI(side information)를 알아야한다. 본 논문에서는 수신기가 SI 없이 데이터를 복원할 수 있도록 함으로써 구현 복잡도를 낮출 수 있는 새로운 SLM 방법을 제안한다. 제안된 방법에서는 다중 경로 채널과 IDFT(inverse discrete fourier transform)된 스크램블링 수열의 컨볼루션에 해당하는 가상 다중 경로 채널을 가정한다. 파일럿을 사용해 측정한 가상 채널을 바탕으로 데이터를 복원함으로써 SI 없이도 수신기가 데이터를 복원할 수 있다. 제안된 SLM 방법이 이전 SLM 방법들과 비슷한 PAPR 성능 및 BER 성능을 가짐을 모의실험을 통해 보인다.

Key Words : SLM, PAPR reduction, OFDM, Side Information, Interpolation

ABSTRACT

Selected mapping (SLM) is an effective scheme to reduce the peak to average power ratio (PAPR) of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system. For data recovery, the receiver needs to know the side information (SI) on the scrambling sequence selected by the transmitter. In this paper, a new SLM scheme is proposed, which can reduce implementation complexity substantially by allowing the receiver to recover the data without SI. In the proposed SLM method, the concept of virtual channel corresponding to the convolution of the multipath channel and the inverse discrete fourier transform (IDFT) of the scrambling sequence is assumed. The receiver can recover the data without SI by using the virtual channel estimated with pilot signals. It is shown by simulation that the proposed SLM has PAPR reduction and BER performances similar to the previous SLM schemes while it can reduce implementation complexity substantially.

Ⅰ. 서 론

OFDM(=orthogonal frequency division multiplexing)은 데이터 심볼을 주파수 영역 상에서 직교하는 부반송파에 실어 전송함으로써 다중 접속을 구현한다. OFDM은 주파수 선택적 채널에 대해 간단한 등화를 통해 데이터 통신을 가능하게 해 주기 때문에 광대역 통신에 널리 쓰이고 있다. 그러나 OFDM은 다른 통신 방식에 비해 송신신호의 PAPR (=peak-to-average power ratio)이 매우 높다는 문제

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2012R1A1A2039925, 2010-0003080)
◆ First Author : Konkuk University Department of Electronics Engineering, coffee89@konkuk.ac.kr, 학생회원
° Corresponding Author : Konkuk University Department of Electronics Engineering, ecyoon@konkuk.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2015-08-266, Received August 27, 2015; Revised September 11, 2015; Accepted September 11, 2015

www.dbpia.co.kr

점을 갖고 있다. 높은 PAPR을 갖는 송신 신호는 RF 증폭기의 선형성을 저해하고 파형의 왜곡을 야기하여 데이터 수신의 오류율을 증가시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 노력의 일환으로 PRPR을 감소시키는 다양한 방법들이 고안되었다[1-3]. 그 중에서 SLM(=selected mapping) 방법은 신호의 왜곡 없이 PAPR을 효과적으로 줄일 수 있어 많은 주목을 받아 왔다. SLM 방법은 전송할 데이터 심볼 수열에 여러 개의 스크램블링 수열들을 곱하고, 그 결과들에 대해 각각 IDFT(=inverse discrete fourier transform)를 수행함으로써 지연 시간 영역 후보 수열을 생성한다. 송신기는 이 중에서 가장 낮은 PAPR를 갖는 지연 시간 영역 후보 수열을 선택한 후, 이를 증폭하여 송신한다[4]. 송신기가 전송한 데이터 심볼 수열을 수신기가 제대로 복원할 수 있으려면 송신기가 선택한 스크램블링 수열에 대한 정보인 부가정보 SI (=side information)를 수신기가 알아야 한다. 그런데 송신기가 SI를 직접 수신기로 전송하는 것은 많은 양의 코딩을 요구하기 때문에 전송 효율을 떨어뜨릴 수 있다. 따라서 송신기가 SI를 직접 수신기로 전송하지 않은 상태에서 수신기가 자체적으로 SI를 추정하여 사용하도록 하는 SLM 방법이 연구되었으며, 그 결과로 복잡도를 크게 줄인 ML(=maximum likelihood) 알고리즘을 바탕으로 수신기가 SI를 추정하도록 하는 SLM 방법이 제안되었다[5]. 이 방법은 기존의 ML 알고리즘과 동일한 성능을 가지면서 더 낮은 복잡도를 가진다. 하지만 [5]에서 제안된 방법은 여전히 스크램블링 수열의 개수와 부반송파의 전체 개수에 비례하는 복잡도를 가지기 때문에 스크램블링 수열의 개수가 크거나 또는 부반송파의 크기가 클 경우 복잡도는 매우 커진다. 수신기가 SI를 추정하도록 하는 또 다른 SLM 방법으로서 스크램블링 수열을 파일럿이 실린 부반송파까지 곱한 후, 파일럿을 이용해 수신기가 SI를 추정할 수 있도록 하는 방법이 제안되었다[6]. 이 방법은 [5]에서의 방법에 비해 구현 복잡도를 감소시켰지만, 이 방법 역시 구현 복잡도가 부반송파의 전체 개수에 비례하는 SI를 추정하는 장치를 요구하므로, 부반송파의 전체 개수가 클 경우 복잡도는 실질적으로 매우 커질 수 있다.

본 논문에서는 수신기가 SI 없이 데이터를 복원할 수 있도록 함으로써 구현 복잡도를 낮출 수 있는 새로운 SLM 방법을 제안한다. 제안된 방법에서는 다중 경로 채널과 IDFT된 스크램블링 수열의 컨볼루션에 해당하는 가상 다중 경로 채널을 가정하며[7], MMSE (=minimum mean squared error)에 기반을 둔 채널 보간법을 사용한다. 파일럿을 사용해 측정한 가상 채널을 바탕으로 데이터를 복원함으로써 SI 없이도 수신기가 데이터를 복원할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 방법은 실제 채널 대신 가상 채널을 이용한다는 점을 제외하고는 SLM을 적용하지 않는 이전 OFDM시스템과 같은 복잡도를 갖기 때문에 복잡도가 낮고 구현이 용이하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 수신기가 SI를 추정하는 기존의 SLM 방법을 설명한다. 3장에서는 SI의 추정 없이 데이터를 복원할 수 있는 새로운 SLM 방법을 기술한다. 4장에서는 제안된 SLM 방법이 이전 SLM 방법들과 비슷한 PAPR 성능 및 BER 성능을 가짐을 모의실험을 통해 보인다. 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

Ⅱ. 수신기가 SI를 추정하는 기존의 SLM 방법

본 논문에서는 DFT(=discrete fourier transform) 크기가 N인 OFDM시스템을 고려한다. OFDM 시스템의 전체 심볼 수열을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{X}=[X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^{\mathrm{T}}, \tag{1}$$

여기서, X_k는 k번째 부반송파에서 전송되는 심볼을 의미한다. $\{X_k\}$는 N_d개의 데이터 심볼 $\left\{X_n^{\mathrm{data}}\right\}$과 N_p개의 파일럿 심볼 $\left\{X_m^{\mathrm{pilot}}\right\}$로 나눌 수 있다. 파일럿은 다음과 같이 콤 방식(=comb-type)으로 배치되었다고 가정한다.

$$X_k = X_{(mS+s)} = \begin{cases} X_m^{\mathrm{pilot}} \, (s=0) \\ \text{for } m=0,1,\ldots,N_p-1 \\ X_n^{\mathrm{data}} \, (s\neq 0) \\ \text{for } n=0,1,\ldots,N_d-1 \end{cases} \tag{2}$$

위에서, S는 인접한 두 파일럿의 간격을 나타내고, s는 $0 \le s \le S-1$인 정수이다. X_n^{data}는 부반송파를 통해 전송되는 n번째 데이터 심볼을 나타내고, X_m^{pilot}는 부반송파를 통해 전송되는 m번째 파일럿 심볼이다. 모든 데이터 심볼은 평균 파워가 P_{data}이며 q-ary QAM 성상도(Q)에서 선택되었다고 (즉, $X_n^{\mathrm{data}} \in Q$ 라고) 가정하고, 파일럿 심볼은 평균 파

www.dbpia.co.kr

워가 P_{pilot}이며 BPSK 성상도(B)에서 선택되었다고 (즉, $X_m^{\text{pilot}} \in B$라고) 가정한다. 그림 1은 파일럿 간격 $S=8$로 배치된 OFDM 블록의 예를 보여주고 있다. 위 그림에서 음영이 들어간 부분이 파일럿 부반송파에 해당하며, 음영이 없는 부분이 데이터 심볼을 위한 부반송파에 해당한다. DFT 행렬을 $\mathbf{D}$라고 정의하면, 지연 시간 영역 심볼 수열은 $\mathbf{D}^{\text{H}}\mathbf{X}$로 라 할 수 있는데, 이를 다음과 같이 표기한다.

$$\mathbf{x}=[x_0, x_1, \ldots, x_{N-1}]^{\text{T}}. \tag{3}$$

그림 2는 SLM을 적용하지 않는 OFDM 시스템의 구조를 보여준다. SLM을 적용하지 않는 OFDM 시스템에서는 타임영역 심볼 수열 $\mathbf{x}$에 CP(=cyclic prefix)를 붙인 후 수신기로 전송한다. 수신기가 CP를 제거한 후 얻는 신호를 다음과 같이 표기할 수 있다.

$$\mathbf{y}=\mathbf{h}\otimes\mathbf{x}+\mathbf{w}, \tag{4}$$

여기서 $\otimes$는 순환 컨볼루션을 나타내고, $\mathbf{h}=[h_0, h_1, \ldots, h_{L-1}]^{\text{T}}$는 채널 임펄스응답을 나타내고, $\mathbf{w}$는 평균이 0이고 분산이 σ^2인 AWGN(=additive white Gaussian noise) 벡터이다. 수신 신호를 DFT하여 주파수 영역 신호로 변환한 것을 다음과 같이 표기할 수 있다.

$$\mathbf{Y}=\mathbf{H}\odot\mathbf{X}+\mathbf{W}, \tag{5}$$

여기서 $\odot$은 엘레멘트-와이즈(=element-wise) 곱을 나타내고, $\mathbf{H}=[H_0, H_1, \ldots, H_{N-1}]^{\text{T}}$는 주파수 채

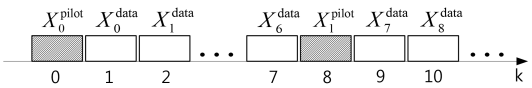

그림 1. OFDM 블록
Fig. 1. OFDM block

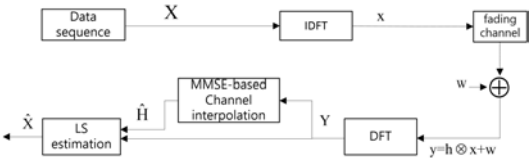

그림 2. SLM을 적용하지 않는 OFDM 시스템의 구조
Fig. 2. The structure of a OFDM system without applying SLM

널응답 계수를 나타내고, $\mathbf{W}$는 주파수영역에서 주어지는 AWGN 벡터이다. LS(=Least square) 기법을 기반으로 파일럿 부반송파에 해당하는 주파수 채널응답 계수를 $\hat{H}_m = Y_m / X_m^{\text{pilot}}$와 같이 얻을 수 있다. 이러한 방식으로 파일럿 부반송파에서 얻은 주파수 채널응답 계수들을

$$\mathbf{H}_{\text{pilot}}=[\hat{H}_0, \hat{H}_1, \ldots, \hat{H}_{N_p-1}]^{\text{T}}, \tag{6}$$

로 정의한다. MMSE에 기반을 둔 채널 보간법을 사용하여 전체 부반송파에 대한 주파수 채널응답 계수들을 구할 수 있다[8]. 이러한 채널 보간법에 의하면, 먼저 다음과 같이 채널 임펄스 응답을 추정한다.

$$\hat{\mathbf{h}}=\left(\mathbf{D}_{\text{pilot}}^{\text{H}}\mathbf{D}_{\text{pilot}}+\frac{\sigma^2}{P_{\text{pilot}}}\mathbf{I}_{\mathbf{L}}\right)^{-1}\mathbf{D}_{\text{pilot}}^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{pilot}}, \tag{7}$$

여기서 $\mathbf{I}_{\boldsymbol{L}}$는 $L\times L$ 크기의 항등행렬을 나타내고, $\mathbf{D}_{\text{pilot}}$은 DFT 행렬에 해당하는 $\mathbf{D}$ 행렬에서 우선 처음 L개 열을 취한 행렬을 만든 후, 다시 파일럿의 색인에 해당하는 m번째 행들만 모은 행렬을 의미한다. 따라서 $\mathbf{D}_{\text{pilot}}$은 $N_p\times L$ 행렬이 된다. 식 (7)을 통해 $\hat{\mathbf{h}}$를 구하려면 파일럿 부반송파의 개수 N_p가 $\mathbf{h}$의 길이 L 보다 크거나 같아야한다. 전체 부반송파에 대한 채널 주파수 응답의 추정치를 나타내는 $\hat{\mathbf{H}}$은 $\hat{\mathbf{H}}=\mathbf{D}\hat{\mathbf{h}}$를 통해 구할 수 있다. 이렇게 추정된 $\hat{\mathbf{H}}$를 사용하여 전송 데이터를 다음과 같이 검출할 수 있다.

$$\hat{X}_n^{\text{data}} = Y_n / \hat{H}_n. \tag{8}$$

기존의 OFDM 시스템은 송신 신호의 PAPR이 크다는 문제점을 가지고 있다. PAPR을 지연 시간 영역 수열 요소 $\{x_i\}$를 사용해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PAPR=\frac{\max_{0\le i\le N-1}|x_i|^2}{\frac{1}{N}\|\mathbf{x}\|^2}, \tag{9}$$

여기서 $\|\bullet\|$는 프로베니우스 놈(=Frobenius Norm)을 나타낸다.

www.dbpia.co.kr

그림 3은 기존 SLM 방법을 적용한 OFDM 시스템의 구조를 보여준다. 기존 SLM 방법에서는 U개의 스크램블링 수열들을 사용하는데, $u(0 \le u \le U-1)$ 번째 스크램블링 수열을 다음과 같이 표시하도록 한다.

$$\mathbf{R}^{(u)} = [R_0^{(u)}, R_1^{(u)}, \dots, R_{N-1}^{(u)}]^{\mathrm{T}}. \quad (10)$$

우선 주파수 영역에서 데이터 심볼 수열에 서로 다른 U개의 스크램블링 수열 $\mathbf{R}^{(u)}$를 곱해서 U개의 후보 심볼 수열 $\mathbf{X}^{(u)}$를 만든다. 송신기가 사용하는 스크램블링 수열들에 대해서는 수신측도 알고 있다고 가정한다. 그 다음, 후보 수열들을 IDFT하여 U개의 지연 시간 영역 후보 수열 $\mathbf{x}^{(u)}$를 만든다. $\mathbf{R}^{(u)}$를 IDFT 한 신호를 $\mathbf{r}^{(u)}$이라 정의할 경우, 즉 $\mathbf{r}^{(\overline{u})} = \mathbf{D}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}^{(\overline{u})}$라고 정의할 경우, $\mathbf{r}^{(u)}$와 $\mathbf{x}^{(u)}$를 각각 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathbf{r}^{(u)} = [r_0^{(u)}, r_1^{(u)}, \dots, r_{N-1}^{(u)}]^{\mathrm{T}}. \quad (11)$$

$$\mathbf{x}^{(u)} = \mathbf{r}^{(u)} \otimes \mathbf{x}. \quad (12)$$

SLM에서는 모든 지연 시간 영역 후보 수열 $\{\mathbf{x}^{(u)}\}$에 대해 각각 PAPR을 계산한 후, 가장 낮은 PAPR을 갖는 지연 시간 영역 후보 수열을 선택하고, 이를 증폭해 수신기로 전송한다. 가장 낮은 PAPR을 가지는 지연 시간 영역 후보 수열을 형성해 주는 스크램블링 수열의 색인이 $\overline{u}$라고 가정할 경우, CP를 제거한 후 수신기가 얻는 신호를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{r}^{(\overline{u})} \otimes \mathbf{x} + \mathbf{w}. \quad (13)$$

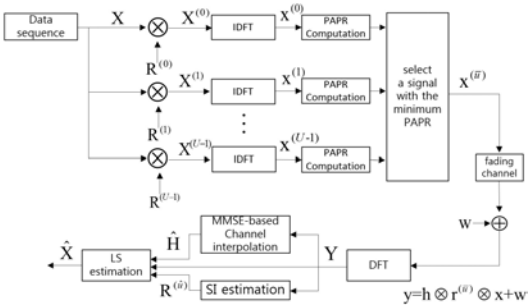

그림 3. 기존 SLM을 적용한 OFDM 시스템의 구조
Fig. 3. The structure of the OFDM system that applies conventional SLM

식 (13)의 양변에 DFT를 적용하면, 주파수 영역에서의 수신 신호를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \odot \mathbf{R}^{(\overline{u})} \odot \mathbf{X} + \mathbf{W}. \quad (14)$$

LS 방법을 바탕으로 $\mathbf{Y}$로부터 $\mathbf{X}$를 복원하기 위해서는 먼저 $\mathbf{H}$에 대한 정보를 알아야 한다. $\mathbf{H}$를 얻기 위해 식 (7)에 주어진 MMSE 보간법으로 구한 $\hat{\mathbf{H}}$를 사용할 수 있다. $\mathbf{Y}$로부터 $\mathbf{X}$를 복원하기 위해서는 $\mathbf{R}^{(\overline{u})}$에 대한 정보도 알아야 한다. 즉, 수신기는 데이터 복원을 위해 SI(즉, $\overline{u}$에 대한 정보)가 필요하다. [5]와 [6]과 같은 기존의 SLM 방법에서는 송신기가 SI를 수신기로 직접 전송하지 않는다는 가정 하에, 수신기가 $\overline{u}$를 추정해 사용하는 방법을 제시하였다. 만약 수신기가 $\overline{u}$에 대한 추정치인 $\hat{u}$를 얻게 되면 $\mathbf{R}^{(\hat{u})}$를 결정할 수 있고, $\hat{\mathbf{H}}$과 $\mathbf{R}^{(\hat{u})}$를 바탕으로 $\mathbf{Y}$로부터 $\mathbf{X}$를 쉽게 복원할 수 있다. 그러나 수신기가 $\overline{u}$를 추정하는 방법을 적용하기 위해서는 구현 복잡도가 높은 추가적 장치가 필요하다.

Ⅲ. SI의 추정 없이 데이터를 복원할 수 있는 새로운 SLM 방법

이 장에서는 수신기가 SI 없이도 데이터를 복원할 수 있는 구현 복잡도가 낮은 새로운 SLM 방법에 대해 기술한다. 그림 4는 본 논문에서 제안하는 SLM 방법을 적용한 OFDM 시스템의 구조를 나타낸 것이다. 송신기가 가장 낮은 PAPR를 가지는 지연 시간 영역 후보 수열을 보내는 것은 기존의 SLM 방법과 동일하다. 따라서 CP를 제거한 후 얻을 수 있는 지연 시간 영역에서의 수신 신호는 식 (13)로 주어진다. 기존의

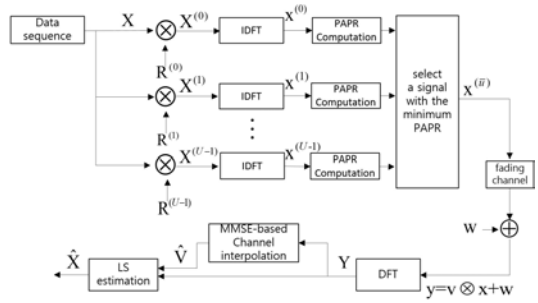

그림 4. 제안된 SLM을 적용하는 OFDM시스템의 구조
Fig. 4. The structure of the OFDM system that applies the proposed SLM scheme

www.dbpia.co.kr

SLM 방법에서는 채널 추정과정을 통하여 $\hat{\mathbf{H}}$를 구하고, [5]와 [6]에서 제시하는 알고리즘을 바탕으로 $\hat{u}$를 추정한 후 $\mathbf{R}^{(\hat{u})}$를 구하였다. 본 논문에서는 식 (13)에서 볼 수 있는 $\mathbf{h}\otimes\mathbf{r}^{(\bar{u})}$를 지연 시간 영역의 가상 채널이라 가정하고, 이 가상 채널을 파일럿 신호를 바탕으로 채널 보간법을 적용해 구한다. 먼저 표기상의 편의를 위해 가상 채널을

$$\mathbf{v}=\mathbf{h}\otimes\mathbf{r}^{(\bar{u})}, \tag{15}$$

와 같이 정의하고, 가상 채널 $\mathbf{v}$의 길이를 L_v라고 정의한다. $0\le u\le U-1$을 만족하는 모든 u에 대해, 벡터 뒤쪽의 0을 제외한 $\mathbf{r}^{(u)}$의 길이가 Γ라고 가정한다면, 식 (11)에서 정의된 $\mathbf{r}^{(u)}$를 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r^{(u)}}=[r_0^{(u)}, r_1^{(u)}, \dots, r_{\Gamma-1}^{(u)}, 0, \dots, 0]^{\mathrm{T}}. \tag{16}$$

이와 같은 $\mathbf{r}^{(u)}$를 사용할 경우, $\mathbf{v}$의 길이 L_v는 $L_v=L+\Gamma-1$와 같이 주어진다. 가상 채널의 주파수 채널 응답을 $\mathbf{V}$라 정의하면, $\mathbf{V}$를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathbf{V}=\mathbf{H}\odot\mathbf{R}^{(\bar{u})}. \tag{17}$$

이러한 정의를 바탕으로 식 (14)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}=\mathbf{V}\odot\mathbf{X}+\mathbf{W}. \tag{18}$$

SLM을 적용하지 않는 OFDM 시스템과 마찬가지로, 가상채널 $\mathbf{V}$를 추정할 수 있다면 LS 기법을 바탕으로 다음과 같이 $\mathbf{Y}$로부터 $\mathbf{X}$를 구할 수 있을 것이다.

$$\hat{X}_n^{\mathrm{data}} = Y_n/\hat{V}_n. \tag{19}$$

SLM을 적용하는 OFDM 시스템에서 가상채널을 추정하는 방법은 SLM을 적용하지 않는 OFDM 시스템에서 채널을 추정하는 방법과 정확히 일치한다. 이를 다시 요약하면 다음과 같다. 우선, m번째 파일럿 부반송파에서 LS 기법을 이용해 가상채널 $\hat{V}_m = Y_m/X_m^{\mathrm{pilot}}$을 구하고, 이를 모든 파일럿 부반송파에 반복하여 $\mathbf{V_{pilot}}=[\hat{V}_0, \hat{V}_1, \dots, \hat{V}_{N_p-1}]^T$을 구한다. 그 다음, 다음과 같이 MMSE 보간법을 사용해 모든 부반송파들에 대한 주파수 채널 응답을 구한다.

$$\hat{\mathbf{V}}=\mathbf{D}\left(\mathbf{D}_{\mathbf{pilot}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{\mathbf{pilot}}+\frac{\sigma^2}{P_{\mathrm{pilot}}}\mathbf{I_L}\right)^{-1}\mathbf{D}_{\mathbf{pilot}}^{\mathrm{H}}\mathbf{V}_{\mathbf{pilot}}. \tag{20}$$

식 (7)과 마찬가지로 식 (20)를 통해 $\hat{\mathbf{V}}$를 구하려면, $N_p\ge L_v$가 성립해야 한다. $\mathbf{r}^{(\bar{u})}$의 길이 Γ를 줄임으로써 $\mathbf{v}$의 길이 $L_v=L+\Gamma-1$를 줄일 수 있다.

다음은 본 논문에서 제안하는 PAPR을 효과적으로 줄일 수 있으면서도 $\Gamma\le N_p-L+1$을 만족하는 길이 Γ의 U개 스크램블링 수열들 $\{\mathbf{r}^{(u)}\}$를 설계하는 방법을 설명한다. 스크램블링 수열들 $\{\mathbf{r}^{(u)}\}$에 의해 가상채널 $\mathbf{v}$는 길이가 $L_v=L+\Gamma-1$가 되므로 원래의 물리적 채널 $\mathbf{h}$의 길이 L보다 길이가 $\Gamma-1$만큼 증가하게 된다. 시간영역에서 가상 채널 $\mathbf{v}$의 길이가 증가할수록 주파수 영역에서 주파수 채널 응답 $\hat{\mathbf{V}}$의 계수들은 부반송파 상에서 그 크기가 더 많이 출렁이게 된다. 이러한 출렁임은 결국 깊은 채널 페이딩을 야기할 수 있으므로 OFDM시스템의 전송 오류를 더 많이 발생시키게 된다. 이러한 성능 저하를 줄이기 위해, 본 논문에서는 $\hat{\mathbf{V}}$의 계수들 크기들의 출렁임을 제한하도록 한다. 식 (17)를 통해 $\hat{\mathbf{V}}$의 계수들 크기들의 출렁임을 제한하기 위해서는 벡터 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기들의 출렁임을 제한하도록 해야 함을 알 수 있다. 본 논문에서는 벡터 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소들 크기들 중 가장 작은 것이 적절히 선택된 양의 문턱 값 ξ 보다 더 커지도록, 길이 Γ를 갖는 수열 $\{\mathbf{r}^{(u)}\}$들을 설계한다. 우선 $r_i^{(u)}$(단, $0\le i\le\Gamma-1$)를 평균이 0이고 분산이 $1/\Gamma$인 복소 가우시안 확률 변수로서 생성한다. 이렇게 얻은 스크램블링 수열 $\mathbf{r}^{(u)}$를 DFT하여 스크램블링 수열 $\mathbf{R}^{(u)}$를 얻는다. 그 다음 가장 작은 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기가 ξ보다 크거나 같은지를 확인한다. 만약 가장 작은 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기가 ξ보다 크거나 같은 경우, $\mathbf{R}^{(u)}$를 스크램블링 수열의 후보로 선

www.dbpia.co.kr

택한다. 만약 가장 작은 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기가 ξ보다 작을 경우, $\mathbf{R}^{(u)}$를 버리고 앞에서 설명한 대로 다시 새로운 $\mathbf{r}^{(u)}$를 무작위로 발생시킨다. 이렇게 요소 크기들의 출렁임을 제한하는 스크램블링 수열들 $\{\mathbf{R}^{(u)}\}$를 생성함으로써 PAPR을 효과적으로 감소시키면서도 좋은 BER 성능을 유지할 수 있다. 일단, 스크램블링 수열들 $\{\mathbf{R}^{(u)}\}$이 설계되면, SLM을 적용하는 OFDM 시스템에서 반복적으로 사용될 수 있으므로, 스크램블링 수열들 $\{\mathbf{R}^{(u)}\}$을 설계하는 과정과 연계된 구현 복잡도는 무시할 수 있다. ξ의 값을 크게 할 경우, 깊은 가상채널 페이딩을 방지할 수 있으므로 결과적으로 SLM을 적용한 OFDM 시스템의 수신 오류율은 줄어들게 된다. 그러나 가장 작은 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기가 ξ보다 크거나 같은 $\mathbf{R}^{(u)}$를 찾기 이전에 버려지는 $\mathbf{R}^{(u)}$의 개수는 ξ가 클수록 더 커지게 된다. 따라서, 적절한 문턱 값 ξ를 선택하기 위해서는 ξ와 버려지는 $\mathbf{R}^{(u)}$의 개수에 대한 트레이드오프를 찾아야 한다. 이와 유사하게, $\mathbf{r}^{(u)}$의 길이 Γ가 커질수록 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기들이 더 많이 출렁이기 때문에 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기들에 대한 자유도가 높아져서 SLM에 의한 PAPR 감소 효과가 더 향상되게 되고, 결과적으로 BER성능이 좋아지게 된다. 그러나, $\mathbf{r}^{(u)}$의 길이 Γ가 커질수록 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기들이 더 많이 출렁이기 때문에 가장 작은 $\mathbf{R}^{(u)}$의 요소 크기가 ξ보다 크거나 같게 되는 $\mathbf{R}^{(u)}$를 찾기가 더 어렵게 된다. 따라서, $\mathbf{r}^{(u)}$의 길이 Γ의 선택에 있어서도 역시 Γ와 버려지는 $\mathbf{R}^{(u)}$의 개수에 대한 트레이드오프를 찾아야 한다. 그림 5는 스크램블링 수열의 ξ에 따른 스크램블링 수열 $\mathbf{R}^{(u)}$ 한 개를 찾기 위한 시행횟수를 Γ에 대해 나타낸 것이다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 ξ가 커질수록 적절한 하나의 스크램블링 수열을 찾기 위해 버려지는 후보 스크램블링 수열들의 수는 기하급수적으로 증가한다. 또한 Γ가 커질수록 적절한 하나의 스크램블링 수열을 찾기 위해 버려지는 후보 스크램블링 수열들의 수 역시 기하급수적으로 증가함을 볼 수 있다. 위에서의 결과들을 바탕으로 효과적인 스크램블링 수열의 탐색을 위하여 본 논문에서는 적절한 하나의 스크램블링 수열을 찾기 위한 시행횟수를 10^8이하로 제한하도록 한다. 그림 6은 ξ와 Γ에 따른 BER 성능을 나타낸 그림이다. 16QAM으로 변조된 OFDM시스템

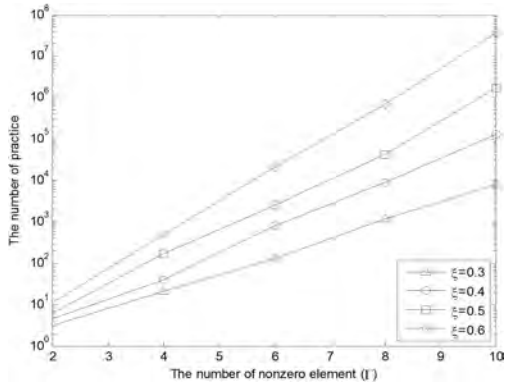

그림 5. Γ에 따른 스크램블링 수열을 찾기 위한 시행횟수
Fig. 5. The number of practice that finds scrabling sequence in terms of Γ

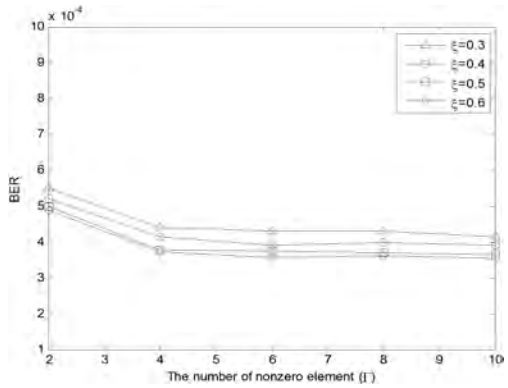

그림 6. Γ와 ξ에 따른 40dB에서 BER 성능
Fig. 6. The BER performance on 40dB in terms of Γ and ξ

에서 모의실험을 수행하였다. $N=1024$, $N_d=896$, $N_p=128$로 가정하였다. SNR은 P_{data}/σ^2으로 정의하고 40dB라고 가정하였다. 파일럿 심볼은 간격을 8이 되도록 콤-방식으로 일정하게 배치했으며, 파일럿 심볼 파워는 $P_{\text{pilot}}=P_{\text{data}}$로 정한다. 증폭기 특성을 적용하기 위해서 Rapp의 SSPA(=solid-state power amplifier) 모델을 적용했다[9]. 그 모델의 증폭기는 다음과 같다.

$$\mathrm{x_o}=\mathrm{x_i}/\left(1+\left(|\mathrm{x_i}|/\mathrm{x_s}\right)^{2\rho}\right)^{\frac{1}{2\rho}}, \qquad (21)$$

여기서 ρ는 입력-출력 신호 그래프의 부드러운 정도를 결정하는 인자이고 $\mathrm{x_s}$은 포화레벨이다. 본 모의실험에서 ρ는 850으로 선택하였고 $\mathrm{x_s}$는

www.dbpia.co.kr

$\left(\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}|x_i|^2+10^{0.55}\right)^{0.5}$ 로 정하였다. SLM방법을 위해 사용한 스크램블링 수열 개수 U는 16개로 선택하였다. 그림 6을 보면 Γ가 4이상일 때 모든 BER 성능이 ξ와 상관없이 개선되지 않음을 볼 수 있다. $\Gamma \leq 4$일 때 Γ가 증가함에 따라 BER이 좋아지는 이유는 가상채널에 대한 주파수 채널응답의 변동이 커짐에 의해 PAPR 감소 성능이 좋아지기 때문이다. 이에 비해 $\Gamma > 4$일 때 Γ가 증가해도 BER이 개선되지 않는 이유는 주파수 채널응답의 변동이 매우 심하게 되어 깊은 페이딩이 생길 가능성이 증가하기 때문이다. BER측면에서 Γ는 작을수록 좋기 때문에 본 논문에서는 포화상태의 BER 수준을 얻을 수 있는 $\Gamma = 4$을 최적의 값으로 선택하는 것이 적절해 보인다. 그러나 다음 장의 모의실험 결과 (즉, 그림 9)에서 볼 수 있듯이, $\Gamma = 4$는 Γ가 더 큰 경우에 비해 PAPR성능을 상당히 감소시키게 된다. 따라서 본 논문에서는 BER 성능의 손해 없이 가장 좋은 BER을 얻도록 하기 위해서 $\Gamma = 8$을 최적의 값으로 선택하였다. 그림 7은 $\Gamma = 8$일 때 ξ에 따른 BER 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 ξ이 커질수록 BER 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그 이유는 ξ이 커질수록 주파수 영역에서 채널 주파수 응답의 분산이 작아져 깊은 페이딩이 방지하게 되는 효과가 있기 때문이다. $\Gamma = 8$이고 $\xi > 0.6$일 경우, 하나의 스크램블링 수열을 찾기 위한 시행횟수가 10^8를 넘어서게 되므로 본 논문에서는 $\xi \leq 0.6$인 ξ의 범위만을 고려 대상으로 하였다. 그 경우, 가장 좋은 BER을 산출하는 ξ는 $\xi = 0.6$에서 발생하므로, 본 논문에서는 이 값을 최적의 ξ값으로 결정하여 사용하기로 한다. $\Gamma = 8$이고

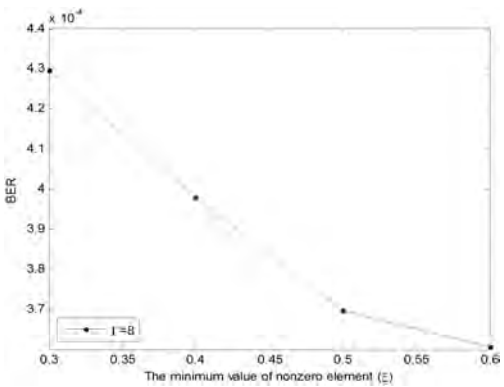

그림 7. ξ에 따른 40dB에서 BER 성능
Fig. 7. The BER performance on 40dB in terms of ξ

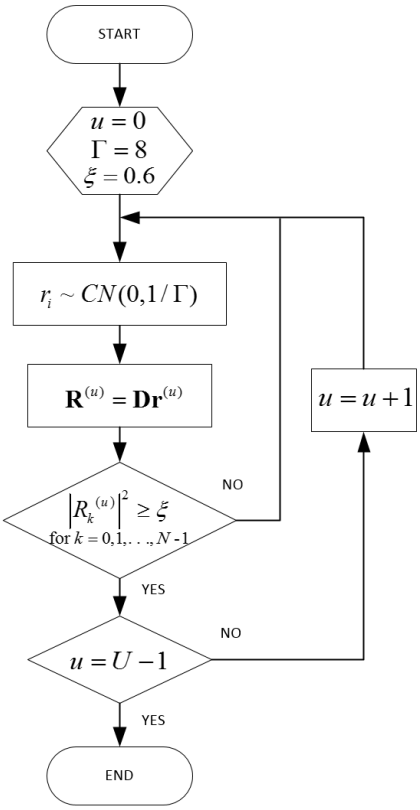

그림 8. 제안된 스크램블링 수열의 생성 순서도
Fig. 8. Flow chart of generating proposed scrambling sequences

$\xi = 0.6$을 바탕으로 본 논문에서 제안하는 기법에서 $\mathbf{R}^{(u)}$을 생성하는 과정을 순서도로 나타내면 그림 8과 같다.

Ⅳ. 성능 평가

이번 장에서는 제안된 SLM 방법(PROPOSED)의 성능을 알아보기 위해서 [5]에서 쓰인 ML을 이용한 SI를 추정하는 SLM 방법(SLM-ML)과 [6]에서 쓰인 파일럿 심볼을 이용하여 SI를 추정하는 SLM 방법(SLM-PILOT)과 PAPR 감소 방법을 사용하지 않은 OFDM 전송(NONSLM)을 함께 16QAM으로 변조된 OFDM시스템에서 모의실험을 수행하였다. $N = 1024$,$N_d = 896$,$N_p = 128$로 가정하였다. SNR은 P_{data}/σ^2으로 정의한다. 파일럿 심볼은 간격을 8이 되도록 콤-방식으로 일정하게 배치했으며, 파일럿 심볼 파워는 $P_{\text{pilot}} = P_{\text{data}}$로 정한다. 증폭기 특성을 식 (21)을 이용하여 적용했다. 본 모의실험에서는 ρ는 850으로 선

www.dbpia.co.kr

택하고 x_s는 $\left(\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}|x_i|^2+10^{0.55}\right)^{0.5}$ 로 정한다. 따로 언급을 하지 않는다면 스크램블링 수열의 수인 U는 16으로 선택한다. 그림 9은 $\xi=0.6$일 때 Γ에 따른 CCDF를 그래프로 나타낸 것이다. CCDF는 주어진 $PAPR_0$보다 $PAPR$이 큰 확률을 뜻하고 $CCDF(=\Pr(PAPR>PAPR_0))$라고 정의한다. 그림에서 알 수 있듯이, 같은 개수의 스크램블링 수열을 사용했을 때 Γ가 커질수록 PAPR감소 성능이 좋아지는 것을 알 수 있다. 그런 이유는 제안한 스크램블링 수열은 Γ가 높을수록 스크램블링 수열간에 상관도가 낮아져서 스크램블링 수열을 주파수 영역 심볼수열에 곱했을 때 CCDF가 낮은 후보 수열을 만들 가능성이 높아지기 때문이다. $\Gamma>8$인 경우 CCDF가 포화가 되는 것을 확인할 수 있으므로 $\Gamma=8$을 최적의 값으로 선택한다. 그림 10는 SLM 방법들의 BER 성능을 각각 $L=16$일 때 비교한 것이다. 제안하는 방법의 스크램블링 수열은 $\xi=0.6$와 $\Gamma=6$로 정하고 생성하였다. 그림 10에서 보이듯이 $L=16$일 때는 SLM-PILOT이 모든 SNR에서 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 그 이유는 인접한 두 파일럿 부반송파에서 채널주파수응답이 상관도가 매우 높기 때문에 SI를 정확히 잘 찾기 때문이다. SLM-ML은 SNR이 5dB보다 작을 때는 성능이 매우 나쁘고 5dB이상 일 때 좋은 것을 알 수 있다. 그 이유는 SLM-ML은 16QAM으로 변조한 데이터 부반송파에서 ML을 사용하여 데이터수열을 찾기 때문에 SNR이 낮은 경우 SI를 못 찾을 확률이 높다. 그렇기 때문에 SNR이 낮은 경우 BER성능이 좋지 않다. 제안한 방법은 SI를

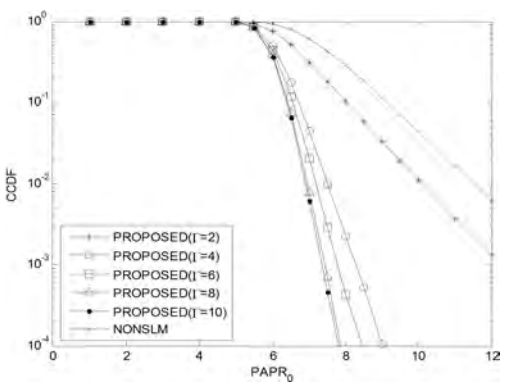

그림 9. Γ에 따른 제안하는 SLM 방법의 PAPR 감소효과 비교
Fig. 9. Comparison of PAPR reduction performance in terms of Γ

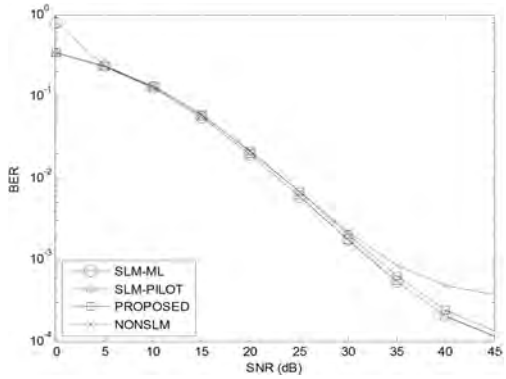

그림 10. L=16 일 때 SLM 방법의 BER 성능 비교
Fig. 10. The BERs of the SLM schemes in terms of SNR when L=16

추정하기 위한 추가적인 연산을 없애기 위해서 시간 영역에서 스크램블링 수열을 생성했다. 그래서 이전 방법에 스크램블링 수열은 모든 부반송파에서 요소의 파워가 1로 일정하게 정했던 반면에 제안한 스크램블링 수열은 순시 파워는 1이지만 각 부반송파에서 요소의 파워가 다양하게 되었다. 그렇기 때문에 스크램블링 수열의 요소의 파워가 높은 부반송파에는 이전 방법보다 SNR이 커지는 효과가 나타나고 낮은 경우에는 기존의 스크램블링 수열보다 SNR이 작아지는 효과가 나타난다. 하지만 그러한 성능저하를 줄이기 위해서 스크램블링 수열의 최소크기를 ξ로 제한하여 제안하는 방법의 BER 성능은 이전 방법 중 성능이 좋았던 SLM-PILOT과 BER 성능이 거의 비슷하다.

V. 결 론

본 논문에서는 새로운 SLM 방법을 제안하였다. 새롭게 제안된 SLM 방법은 수신기가 SI를 추정하는 과정 없이 데이터를 복원할 수 있으므로 SLM의 구현 복잡도를 크게 낮출 수 있는 장점이 있다. 모의실험 결과를 통해 제안된 SLM 방법은 이전 SLM 방법들과 비슷한 PAPR감소 및 BER 성능을 보여주었다. 본 논문에서 제안한 방법을 활용하면 더 큰 OFDM 블록 사이즈에 적합한 가상 채널의 길이와 스크램블링 수열을 생성하는데 필요한 최소 문턱 값 값을 찾아서 이용할 수 있다.

References

[1] Y.-J. Cho, J.-S. No, and D.-J. Shin, “Low complexity PTS scheme for reducing PAPR in

www.dbpia.co.kr

OFDM systems," *J. KICS*, vol. 38, no. 2, pp. 201-208, Feb. 2013.

[2] Y. Shang, et al., "New PAPR reduction method for spatial modulation," *J. KICS*, vol. 39, no. 1, pp. 12-18, Jan. 2014.

[3] M.-H. Jang and K.-H. Kim, "Pilot tone design for PAPR reduction in OFDM systems based on compressed channel sensing," *J. KICS*, vol. 40, no. 5, pp. 806-808, May 2015.

[4] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *IET Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[5] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2006-2013, Sept. 2005.

[6] E. Hong, et al., "Pilot-aided side information detection in SLM-based OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 7 pp. 3140-3147, Jul. 2013.

[7] J. S. Wang, et al., "Combining of cyclically delayed signals: A low-complexity scheme for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 56, no. 4, pp. 477-583, Dec. 2010.

[8] M. Morelli and U. Mengali, "A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 49, no. 12, pp. 3065-3073, Dec. 2001.

[9] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK /OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal," in *Proc. Eur. Conf. Satellite Commun.,* pp. 179-184, 1991.

장 찬 기 (Chanki Jang)

2014년 2월 : 건국대학교 전자공학부 공학사

2014년 2월~현재 건국대학교 전자정보통신공학 석사과정

<관심분야> PAPR reduction, OFDM, 이동통신 시스템, 통신시스템 설계

윤 은 철 (Eunchul Yoon)

1993년 2월 : 연세대학교 공학사

1995년 2월 : 연세대학교 공학석사

1995년~2000년 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원

2006년 미국 스탠포드대학 전기공학과 공학박사

2006년~2008년 삼성전자 통신연구소 책임연구원

2008년~현재 건국대학교 전자공학부 부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네트워크, 협력 다이버시티, Time Reversal

www.dbpia.co.kr