

MIMO-OFDM 시스템의 PAPR 감소를 위한 새로운 위상시퀀스의 적응형 P-SLM기법

준회원 유은지*, 종신회원 변윤식**

Adaptive P-SLM Method with New Phase Sequence for PAPR Reduction of MIMO-OFDM Systems

Eun-ji Yoo* *Regular Member*, Youn-shik Byun** *Lifelong Member*

요 약

차세대 무선 이동통신 시스템의 높은 서비스 품질을 위한 방법으로 MIMO-OFDM(Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식이 주목받고 있다. 그러나 OFDM 시스템에서와 같이 큰 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 중요한 문제이다. 본 논문에서는 PAPR의 감소를 위해, 새로운 위상시퀀스를 기반으로 한 적응형 P-SLM(Partitioned-Selective Mapping) 기법을 제안한다. 제안된 기법은 새로운 위상 시퀀스를 주기적으로 곱하고, 일정한 PAPR 임계치를 이용한 적응성으로 인해 PAPR 성능 향상뿐만 아니라 복잡도 또한 감소한다. 모의 실험 결과 제안된 기법이 기존의 기법보다 PAPR 성능 뿐만 아니라 복잡도 또한 감소한 것을 확인 할 수 있었다.

Key Words : MIMO-OFDM, PAPR, SLM, WHT

ABSTRACT

MIMO-OFDM(Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) has been spotlighted as a solution of high-quality service for next generation's wireless communications. However, like OFDM, one of main problems of MIMO-OFDM is the high PAPR(Peak-to-Average Power Ratio). In this paper, an adaptive P-SLM(Partitioned-Selective Mapping) based on new phase sequence is proposed to reduce PAPR. The proposed method has better performance and lower complexity than conventional method due to the use of periodic multiplication and adaptability by fixed critical PAPR value. Simulation results show that the proposed method has better performance and lower complexity than conventional method.

1. 서 론

차세대 이동통신 시스템에서는 보다 낮은 비용의 대용량 멀티미디어 서비스 제공을 위해 주파수 효율을 크게 향상시키는 기법이 연구되고 있으며, 무선 채널을 효율적으로 이용하여 채널 용량을 증가시키는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 방식과 광대

역 전송 시 심볼간 간섭을 효과적으로 제거하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식이 대두 되고 있다^[1]. 특히 OFDM 시스템은 변조된 신호들을 다수의 직교 부반송파(Sub-Carrier)를 이용하여 전송하는 방식으로서, 전체 전송 대역을 다수의 협대역 직교 부채널(Sub-Channel)로 분할하여 데이터를 전송하게 된다. 이러한 OFDM 시

※본 연구는 2009년도 인천대학교 자체 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

* 인천대학교 전자공학과 통신신호처리연구실 (assayej@incheon.ac.kr), ** 인천대학교 전자공학과(byun@incheon.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-03-105, 접수일자: 2010년 3월 16일, 최종논문접수일자: 2011년 3월 4일

시스템은 인접 부반송파 간에 직교성을 유지함으로써 부채널들을 중첩하여 배치할 수 있으므로 높은 대역폭 효율을 가지며, 단일 반송파를 사용하는 시스템에 비해 주파수 선택적 페이딩에 강한 특성을 갖는다. 또한 OFDM 송수신단에서는 각각 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 및 FFT (Fast Fourier Transform) 알고리즘을 사용하여 보다 간단하게 시스템을 구현할 수 있으며, OFDM 심벌의 전송시 발생하는 심각한 인접 심벌간 간섭(Inter-Symbol Interference; ISI)을 Cyclic Prefix를 사용하여 간단하게 보상할 수 있다.

한편, OFDM을 포함한 대부분의 무선통신 시스템은 송신단에서 충분한 송신 전력을 얻기 위하여 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)를 사용하게 된다. 이러한 HPA로부터 최대 출력 전력을 얻기 위해서는 일반적으로 포화 영역 근처의 동작점을 설정하여야 하며, 이로 인해 발생하는 비선형 왜곡은 시스템 성능을 크게 저하시키는 요인이 된다.

MIMO-OFDM방식은 동일 시스템에서 사용되는 부반송파중 동위상의 반송파가 더해지므로 Peak 전력이 발생하게 되어 최대 전력 대 평균 전력인 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)이 크게 나타나게 되며, 큰 PAPR로 인해 Analog-to-Digital Conversion (ADC)와 Digital-to-Analog Conversion (DAC)의 복잡도가 증가할 뿐만 아니라 HPA의 효율을 감소시키는 단점이 있다.

이러한 MIMO-OFDM의 PAPR을 줄이기 위하여 제안된 PTS (Partial Transmit Sequence), TR (Ton Reservation), SLM (Selective Mapping) 기법들이 연구되고 있으며, 특히 SLM기법은 상대적으로 구조가 간단하고 병렬처리가 가능한 장점을 갖는다^{2,3)}.

본 논문에서는 기존의 SLM의 기법과 달리 다른 주기를 가지는 새로운 위상시퀀스들을 이용하며, OFDM 심벌을 두 개 이상의 부분블록(Sub-block)으로 분할하여 IFFT를 취한 뒤 일정 임계치를 적용하여 적응적 개념을 도입해서 복잡도를 줄이는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 OFDM 시스템에서의 PAPR에 대해 설명하고 3장에서는 기존의 P-SLM방식과 본 논문에서 제안하는 새로운 위상시퀀스를 이용한 적응형 P-SLM에 대해 설명하고, 4장에서 모의 실험을 통한 성능분석에 대해 논의한 후, 5장을 결론으로 마친다.

II. OFDM 시스템에서의 PAPR

OFDM 시스템에서는 N 개의 데이터 심벌을 서로

직교성을 가지는 N 개의 반송파를 이용해 전송한다.

N 개의 데이터 심벌을 길이가 N 인 벡터 $X=[X_1, X_2, \dots, X_N]^T$ 로 나타내고, 데이터 심벌 X_n 의 주기를 T 라고 하자. 각각의 데이터 심벌들은 서로 직교한 N 개의 반송파들 중 하나인 $f_n = n\Delta f$ (여기서 $\Delta f = 1/NT$)에 의해 전송되며, 전송되는 OFDM신호의 복소 포락선은 다음과 같다.

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{N-1} X_n \cdot e^{2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (1)$$

또한 식 (1)의 신호의 PAPR은 다음과 같이 정의된다⁴⁾.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt} \quad (2)$$

III. 기존의 P-SLM과 제안하는 기법

SLM 기법은 전송되는 동일한 OFDM 심벌에 위상변화를 주어 각각 다른 PAPR 특성을 갖도록 하기 위하여 $P_n^{(m)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ ($m = 1, \dots, C$)로 이루어져 있으며, 길이 N 의 직교부호 $\mathbf{P}^{(m)} = [P_1^{(m)}, P_2^{(m)}, \dots, P_N^{(m)}]$ 을 길이 N 의 주파수 영역의 신호 \mathbf{X} 와 곱하여 C 개의 통계적으로 독립적인 신호 $\mathbf{X}^{(m)} = \mathbf{X} \times \mathbf{P}^{(m)}$ 을 만들고 $\mathbf{X}^{(m)}$ 을 IFFT 한 후, 최소의 PAPR을 갖는 시퀀스를 선택하여 전송하는 기법이다^{5,6)}.

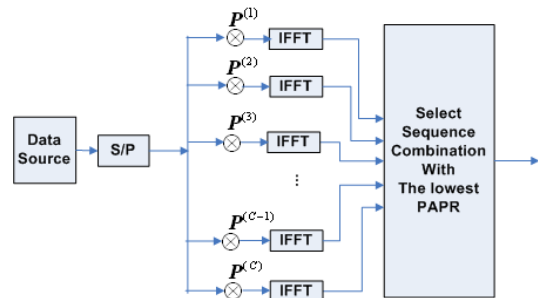


그림 1. SLM 시스템 블록도
Fig. 1. SLM system block diagram

3.1기존의 P-SLM

P-SLM은 그림 2에 나타나 있는 것과 같이 먼저 주파수 영역의 OFDM 심벌을 두 개 이상의 부분블록들로

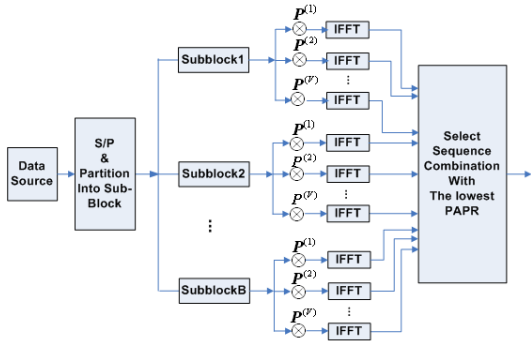


그림 2. 기존의 P-SLM 시스템 블록도
Fig. 2. Conventional P-SLM system bolck diagram

분할하고, 이들을 비교적 짧은 길이 및 적은 가짓수를 가진 직교부호와 곱한 후 IFFT를 취하여 시간 영역 시퀀스를 생성한 뒤, 이들 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 부분록 조합을 선택 및 결합하여 전송하게 된다.

P-SLM의 부분록 개수가 B 일 때, 길이가 N 인 주파수 영역 신호 \mathbf{X} 는 길이 N/B 의 B 개의 부분록 $\mathbf{X}_s (s=1, \dots, B)$ 들로 분할된다. 이러한 부분록들로 분할된 신호에 곱해지는 직교 부호의 가짓수를 V 라고 정의하면, 이 직교부호들 역시 N/B 의 짧은 길이를 갖게 되고, $\mathbf{P}^{(m)} (m=1, \dots, V)$ 로 표현할 수 있다. 결국 B 개의 부분록들과 V 개의 직교 부호간의 곱을 통해 총 $B \times V$ 개의 통계적으로 독립적인 신호 $\mathbf{X}_s^{(m)} = \mathbf{X}_s \times \mathbf{P}^{(m)}$ 를 구성하게 되고, 이를 각각 IFFT를 취한다. 이러한 시간 영역에 대한 부분록들의 조합은 총 $C' = V^B$ 의 가짓수가 가능하며, 이 C' 개의 조합중 최종적으로 가장 낮은 PAPR 특성을 나타내는 시퀀스를 선택한 후 전송하게 된다.

P-SLM 기법은 부분록화 및 짧은 직교부호를 이용한 시간 영역 시퀀스 조합을 통해 최소 PAPR을 갖는 최적 전송 신호를 결정하여 기존 SLM에 근접한 PAPR 성능을 유지하면서 곱셈 연산량을 감소시킬 수 있다^[7].

3.2 주기를 가지는 새로운 위상시퀀스를 이용한 적응형 P-SLM 기법

본 논문에서는 기존의 P-SLM과 같이 심벌을 두 개 이상의 부분록들로 분할하고 N/B 의 길이를 갖는 새로운 위상시퀀스를 곱하여 IFFT를 취한 후, 부분록들의 조합 중 가장 낮은 PAPR이 임계치보다 작을 때 그 부분록의 조합을 선택 및 결합하여 전송하는 기법을 제안한다.

먼저 기존의 P-SLM에서와 같이 주파수 영역의 OFDM 심벌을 B 개의 부분록으로 분할한다. 분할된 부분록들에 직교부호 $\mathbf{P}^{(m)} (m=1, \dots, V)$ 을 대신하여 새로운 위상시퀀스 $\mathbf{R}^{(m)} (m=1, \dots, V)$ 을 곱하는데, 새로운 위상시퀀스 $\mathbf{R}^{(m)} (m=1, \dots, V)$ 의 생성은 다음과 같다.

$B_n \in \{\pm 1, \pm j\} (n=1, \dots, N/B)$ 으로 이루어져 있는 \mathbf{B} 를 WHT하여 N/B 의 길이를 갖는 \mathbf{r} 를 생성한다. 여기서 WHT는 직교변환인 Walsh Hadamard Transform을 나타내며, 식 (3)의 Walsh Hadamard matrix를 이용한다^[8].

$$\mathbf{H}_1 = (1), \mathbf{H}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{N/2} & \mathbf{H}_{N/2} \\ \mathbf{H}_{N/2} & -\mathbf{H}_{N/2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

이 과정은 FWHT(Fast Walsh Hadamard Transform)을 통해서 $(N/B) \log_2(N/B)$ 의 연산량이 요구된다.

생성된 \mathbf{r} 의 원소들을 이용하여 $\mathbf{R}^{(m)} (m=1, \dots, V)$ 를 생성하고, 부분록에 곱한다. 부분록들에 곱할 때, 주기 $T_m (m=1, \dots, V)$ 를 서로 다르게 하여 곱하며, 주기에 따라 $\mathbf{R}^{(m)}$ 의 길이가 $N/(BT_m)$ 로 달라진다. 예를 들어 $T_1=2$ 이면 $\mathbf{R}^{(1)} = [r_1, \dots, r_{N/(2B)}]$ 이며, T_2 는 2가 아닌 다른 수를 주기를 갖게 한다.

이렇게 생성된 위상시퀀스 $\mathbf{R}^{(m)}$ 을 T_m 의 주기로 주파수 영역의 심벌 부분록들에 직교부호 $\mathbf{P}^{(m)}$ 을 대신해 곱하여 P-SLM과 마찬가지로 $B \times V$ 개의 통계적으로 독립적인 신호 $\mathbf{X}_s^{(m)} = \mathbf{X}_s \times \mathbf{R}^{(m)}$ 를 구성하게 되고, 각각 IFFT 연산을 취하여 $C' = V^B$ 개의 부분록들의 조합 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 조합을 선택하여 전송한다.

V 의 값이 클수록 비교할 수 있는 신호들의 개수가 많아지므로 더 작은 PAPR을 얻을 수 있지만 그만큼 복잡도가 증가하게 된다. 그러므로 송신단의 증폭기가 포화되어 비선형 왜곡이 발생하지 않는 범위 내의 적당한 임계치의 PAPR값 L 을 설정하여서 적응적 개념을 적용하여 사용되는 위상시퀀스의 개수를 조절한다면 불필요한 IFFT의 연산과 PAPR 연산으로 인한 복잡도를 줄일 수 있다. 예를 들어, 임계치 $L=7$ 이고 $V'=3$ 으로 설정하여 통계적으로 독립적인 $X_s^{(1)}, X_s^{(2)}, X_s^{(3)}$ 에 각각 IFFT를 취하고 시간 영역 블록들의 조합 중에서 7보다 작거나 같은 PAPR을 가지는 신호가 있을 때에는 더 이상 계산을 하지 않고, 그 신호를 전송한다. 그러나 7보다 작거나 같은 PAPR을

$X^{(1)}$	$X_1^{(1)}=P_1^{(1)} \cdot X_1$	$X_2^{(1)}=P_2^{(1)} \cdot X_2$	$X_3^{(1)}=P_3^{(1)} \cdot X_3$	$X_4^{(1)}=P_4^{(1)} \cdot X_4$	$X_5^{(1)}=P_5^{(1)} \cdot X_5$	$X_6^{(1)}=P_6^{(1)} \cdot X_6$	$X_7^{(1)}=P_7^{(1)} \cdot X_7$	$X_8^{(1)}=P_8^{(1)} \cdot X_8$	$X_9^{(1)}=P_9^{(1)} \cdot X_9$	$X_{10}^{(1)}=P_{10}^{(1)} \cdot X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(1)}=P_{N_{NB}}^{(1)} \cdot X_{N_{NB}}$
$X^{(2)}$	$X_1^{(2)}=P_1^{(2)} \cdot X_1$	$X_2^{(2)}=P_2^{(2)} \cdot X_2$	$X_3^{(2)}=P_3^{(2)} \cdot X_3$	$X_4^{(2)}=P_4^{(2)} \cdot X_4$	$X_5^{(2)}=P_5^{(2)} \cdot X_5$	$X_6^{(2)}=P_6^{(2)} \cdot X_6$	$X_7^{(2)}=P_7^{(2)} \cdot X_7$	$X_8^{(2)}=P_8^{(2)} \cdot X_8$	$X_9^{(2)}=P_9^{(2)} \cdot X_9$	$X_{10}^{(2)}=P_{10}^{(2)} \cdot X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(2)}=P_{N_{NB}}^{(2)} \cdot X_{N_{NB}}$
\vdots												
$X^{(M)}$	$X_1^{(M)}=P_1^{(M)} \cdot X_1$	$X_2^{(M)}=P_2^{(M)} \cdot X_2$	$X_3^{(M)}=P_3^{(M)} \cdot X_3$	$X_4^{(M)}=P_4^{(M)} \cdot X_4$	$X_5^{(M)}=P_5^{(M)} \cdot X_5$	$X_6^{(M)}=P_6^{(M)} \cdot X_6$	$X_7^{(M)}=P_7^{(M)} \cdot X_7$	$X_8^{(M)}=P_8^{(M)} \cdot X_8$	$X_9^{(M)}=P_9^{(M)} \cdot X_9$	$X_{10}^{(M)}=P_{10}^{(M)} \cdot X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(M)}=P_{N_{NB}}^{(M)} \cdot X_{N_{NB}}$

(a)

$X^{(1)}$	$X_1^{(1)}=R_1^{(1)} \cdot X_1$	$X_2^{(1)}=X_2$	$X_3^{(1)}=R_2^{(1)} \cdot X_3$	$X_4^{(1)}=X_4$	$X_5^{(1)}=R_3^{(1)} \cdot X_5$	$X_6^{(1)}=X_6$	$X_7^{(1)}=R_4^{(1)} \cdot X_7$	$X_8^{(1)}=X_8$	$X_9^{(1)}=R_5^{(1)} \cdot X_9$	$X_{10}^{(1)}=X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(1)}=R_{N_{NB}}^{(1)} \cdot X_{N_{NB}}$
$X^{(2)}$	$X_1^{(2)}=R_1^{(2)} \cdot X_1$	$X_2^{(2)}=X_2$	$X_3^{(2)}=X_3$	$X_4^{(2)}=R_2^{(2)} \cdot X_4$	$X_5^{(2)}=X_5$	$X_6^{(2)}=X_6$	$X_7^{(2)}=R_3^{(2)} \cdot X_7$	$X_8^{(2)}=X_8$	$X_9^{(2)}=X_9$	$X_{10}^{(2)}=R_4^{(2)} \cdot X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(2)}=R_{N_{NB}}^{(2)} \cdot X_{N_{NB}}$
\vdots												
$X^{(M)}$	$X_1^{(M)}=R_1^{(M)} \cdot X_1$	$X_2^{(M)}=X_2$	$X_3^{(M)}=X_3$	$X_4^{(M)}=X_4$	$X_5^{(M)}=R_2^{(M)} \cdot X_5$	$X_6^{(M)}=X_6$	$X_7^{(M)}=X_7$	$X_8^{(M)}=X_8$	$X_9^{(M)}=R_3^{(M)} \cdot X_9$	$X_{10}^{(M)}=R_4^{(M)} \cdot X_{10}$...	$X_{N_{NB}}^{(M)}=R_{N_{NB}}^{(M)} \cdot X_{N_{NB}}$

(b)

그림 3. (a) 기존 SLM 기법에서의 $X^{(m)}$ 의 생성 (b) 제안하는 기법에서의 $X^{(m)}$ 의 생성
 Fig. 3. (a) Generation of $X^{(m)}$ in conventional method (b) Generation of $X^{(m)}$ in proposed method

가지는 신호가 없을 때에는 전과 다른 주기를 갖는 개의 위상시퀀스를 이용하여 반복하며, 임계치 이하의 PAPR을 만족하는 부분블록들을 선택 할 수 있도록 한다.

그림 3은 기존 P-SLM의 직교부호 곱과 본 논문에서 제안한 새로운 위상시퀀스 곱의 예를 나타낸다. 또한 그림 4는 본 논문에서 제안한 기법의 MIMO-OFDM 시스템에서의 블록도이다.

위에서 설명한 과정이 MIMO 시스템에서는 각각의 송신 안테나에서 이루어지는데, 각각의 안테나마다 독립적으로 위상시퀀스를 이용하여 처리하는 Individual SLM 방법과 각각의 안테나에 같은 위상시퀀스를 이용하여 처리하는 Concurrent SLM방법이 있다. Individual SLM 방법은 각각의 안테나에서 전송하는 신호에 맞는 위상시퀀스를 이용하는 반면,

Concurrent SLM방법은 모든 안테나에 같은 위상시퀀스를 이용하여 모든 안테나의 평균 PAPR을 고려하는 것이기 때문에 PAPR 감소 성능이 Individual 방법에 비해 떨어진다.

PAPR의 연산량이 동일($C=C'=C''=V^B$) 하다고 가정하면, 본 논문에서 제안된 새로운 위상 시퀀스를 이용한 적응형 P-SLM의 연산량은 SLM 기법과 기존의 P-SLM에 비해 현저히 감소 시킬 수 있다. 표 1에서는 송신 안테나 개수가 N_t 개인 MIMO-OFDM 시스템에서의 IFFT 연산 횟수 N_f , PAPR 연산량 N_p , 직교 부호 또는 새로운 위상시퀀스에 의한 곱셈 연산량 N_M 에 대하여 복잡도를 비교하고 있다.

여기서, u 는 Concurrent SLM 방법에서 임계치의 PAPR을 만족하지 못할 때 반복되는 횟수이고, u_j 는 Individual SLM 방법에서 j 번째 안테나에서의 반복

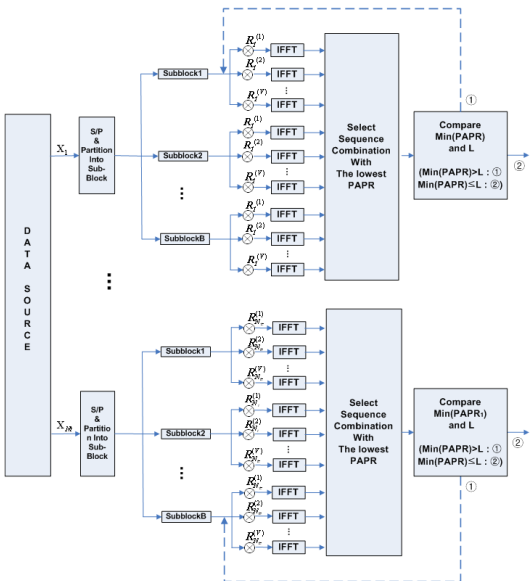


그림 4. 제안하는 기법의 블록도
 Fig. 4. Block diagram of proposed method

표 1. SLM, 기존 P-SLM, 제안된 P-SLM에 대한 연산량
 Table 1. Complexity of SLM, conventional SLM and proposed SLM

		SLM	P-SLM	Proposed method
N_t	①	$V^B N_t$	VBN_t	VBN_t
	②	$V^B N_t$	VBN_t	VBN_t
N_p	①	$V^B N_t$	$V^B N_t$	$V^B N_t$
	②	$V^B N_t$	$V^B N_t$	$V^B N_t$
N_M	①	$NV^B N_t$	NVN_t	$\left(\frac{N}{B}\right) \log_2 \left(\frac{N}{B}\right) + N_t \left(\sum_{i=1}^u \sum_{k=1}^{V'} \frac{N}{T_k} \right)$
	②	$NV^B N_t$	NVN_t	$N_t \left(\frac{N}{B}\right) \log_2 \left(\frac{N}{B}\right) + \left(\sum_{j=1}^{N_t} \sum_{i=1}^u \sum_{k=1}^{V'} \frac{N}{T_k} \right)$

(① : Concurrent SLM, ② : Individual SLM)

했수이며, 로그 함수 항은 FWHT에 의한 연산량이다. Concurrent SLM 방법에서는 새로운 위상 시퀀스의 생성을 위한 FWHT의 과정이 1회 요구되고, Individual SLM 방법에서는 각각의 안테나에서의 위상시퀀스를 독립적으로 생성하기 때문에 N_t 번의 FWHT 연산이 필요하다.

FWHT의 연산량이 요구됨에도 불구하고, 위상 시퀀스의 곱이 주기적이고, 적응성에 의해 기존의 P-SLM 기법보다 곱셈 연산량이 감소한다.

IV. 모의 실험

모의 실험에서는 본 논문에서 제안한 기법과 기존 기법의 PAPR 성능과 복잡도를 비교 분석하였다.

먼저 MIMO-OFDM 시스템을 위한 송신 안테나의 수는 4개이고, QPSK 변조 방식을 이용하였다. 또한, 데이터의 길이 N 은 512이며, 4배의 과표본화를 적용하였다. 제안하는 기법에서 위상시퀀스를 곱할 때 사용되는 주기는 $\lceil 512/Q_m \rceil$ ($m = 1, \dots, V$)로 여기서 Q 는 정수이고, $\lceil \cdot \rceil$ 는 올림을 말한다. 적응성을 위한 임계치는 기존의 SLM 방식의 최대값보다 약 0.5 작은 값을 설정하였다

PAPR 성능은 PAPR의 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function)를 통하여 확인하였으며, 이는 다음과 같이 정의한다.

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (4)$$

모든 모의 실험에서는 PAPR 연산량이 동일하게 고정된 $C = C' = C'' = V^B$ 의 경우를 가정하였다.

그림 5는 SLM 기법을 적용하지 않은 본래의 OFDM 신호와 기존의 SLM의 PAPR 성능과 부분 블록 수 B 가 2, 4인 P-SLM기법, 그리고 본 논문에서 제안한 새로운 위상 시퀀스를 이용한 적응형 P-SLM 기법의 PAPR성능비교 그래프이다.

기존의 P-SLM과 제안하는 기법의 $V = 4$ 이며, 부분 블록수와 V 에 따라 SLM기법의 복사 블록수는 $4^2, 4^4$ 가 되겠다. 또한 제안하는 기법의 V' 는 2 이고, 임계치 PAPR 값은 $B = 2$ 일 때, $L = 8$ 로 설정하고, $B = 4$ 일 때, $L = 7.7$ 로 설정하였으며, $Q = 2$ 이다.

표 2는 그림 5의 모의실험에 사용된 연산량 N_M 을 나타낸다. 제안하는 기법의 N_M 은 적응성에 의해 변화하므로 평균값을 이용하였다.

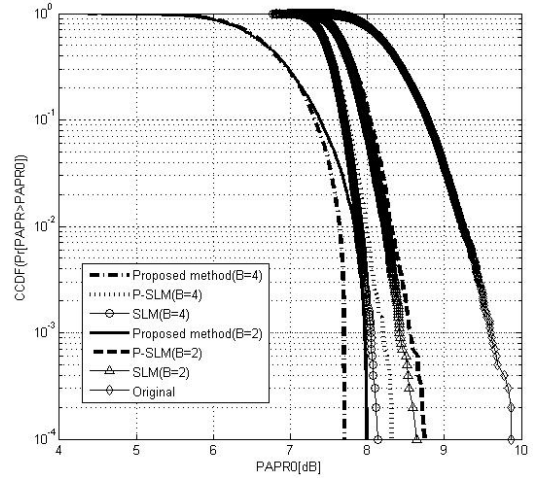


그림 5. 부분블록수에 따른 PAPR 성능비교
Fig. 5. Comparison of PAPR performance considering the number of sub-blocks

표 2. 부분블록수에 따른 연산량(N_M) 비교
Table 2. Comparison of complexity(N_M) considering the number of sub-block

	SLM	P-SLM	Proposed method
$B = 2$	32768	8192	994.37
$B = 4$	524288	8192	998.1

그림 5와 표 2에서 볼 수 있듯이, 본 논문에서 제안한 기법의 PAPR 성능이 적은 연산량 N_M 만으로 기존의 SLM, P-SLM보다 향상됨을 확인할 수 있다. 한편, 더 많은 부분블록들을 이용하면 사용되는 직교 부호 또는 위상시퀀스의 수가 증가하고, 비교할 수 있는 PAPR값이 많아지므로 SLM, P-SLM, 제안하는 기법의 PAPR 성능이 향상된다.

그림 6은 그림 5의 모의 실험환경에서 제안하는 기법의 임계치 L 의 변화에 따른 PAPR 성능 그래프이다. 임계치 L 은 P-SLM보다 약간의 PAPR 성능 향상을 보이는 SLM의 PAPR 최대값의 약 0.5보다 작은 값 또는 최대값의 근접값으로 정하여, $B = 2$ 일 때는 8,

표 3. 임계치 L 에 따른 연산량(N_M) 비교
Table 3. Comparison of complexity(N_M) considering the threshold L

	SLM	Proposed method	
		L	
$B = 2$	32768	$L = 8$	994.37
		$L = 8.6$	992.07
$B = 4$	524288	$L = 7.7$	998.1
		$L = 8.1$	992.53

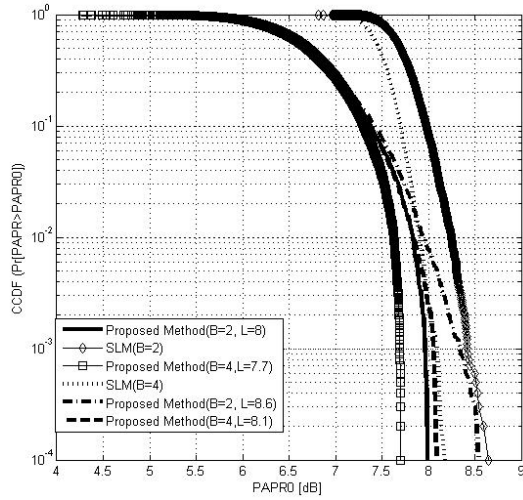


그림 6. 임계치 L 에 따른 PAPR 성능비교
Fig. 6. Comparison of PAPR performance considering the threshold L

8.6, 그리고 $B=4$ 일 때는 7.7, 8.1로 설정하였다. 또한 표 3은 그림 6에서 사용된 기법들의 평균 곱셈 연산량을 나타내며, $B=2$, $B=4$ 일 때 각각 임계치가 낮은 환경에서 높을 때 보다 제안하는 기법의 평균 곱셈 연산량이 증가하지만 SLM 기법에 비해 PAPR 성능을 유지하면서 현저히 적은 평균 곱셈 연산량을 갖는 것을 확인 할 수 있다.

그림 7, 그림 8, 그림 9는 SLM을 적용하지 않은 원래의 신호와, SLM, P-SLM, 그리고 본 논문에서 제안

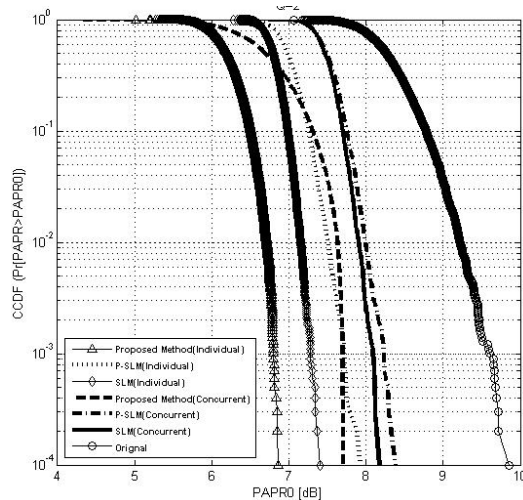


그림 7. Concurrent SLM 방법과 Individual SLM 방법의 PAPR 성능 비교 ($Q=2$)
Fig. 7. PAPR performance comparison of concurrent SLM method and individual SLM method ($Q=2$)

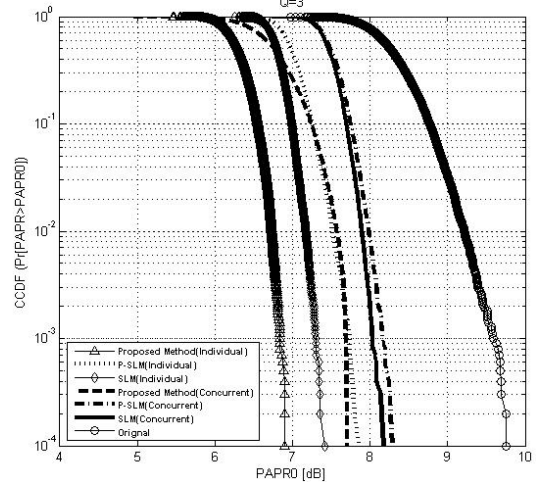


그림 8. Concurrent SLM 방법과 Individual SLM 방법의 PAPR 성능 비교 ($Q=3$)
Fig. 8. PAPR performance comparison of concurrent SLM method and individual SLM method ($Q=3$)

한 기법의 PAPR을 Concurrent SLM 방법과 Individual SLM 방법에 따라 비교한 것이다.

그림 7의 Q 값은 2, 그림 8의 Q 값은 3, 그림 9에서는 4를 적용하여 주기를 변화시키고, 제안하는 기법의 임계치 L 은 Concurrent SLM 방법에는 7.7, Individual SLM 방법에는 7로 설정하였다. 또한 $V=4$, 그리고 부분블록수 B 는 4로 V 와 B 에 따라 SLM 기법의 복사 블록수는 4^4 이며, 제안하는 기법의 적응성을 위한 V' 는 2로 설정하였다.

모의실험 결과, 세 경우 모두 제안하는 기법이 가장 작은 PAPR을 갖는 것을 확인 할 수 있으며 모든 송신 안테나에 동일한 직교부호 또는 위상시퀀스를 사용하는 Concurrent SLM 방법보다 각 안테나마다 독립적으로 사용되는 Individual SLM 방법이 PAPR 감소 성능이 더 좋은 것을 알 수 있다.

표 4는 그림 7, 그림 8, 그림 9에서의 곱셈 연산량을 나타낸다. SLM 기법과 P-SLM 기법은 고정된 V 와 B 로 인하여 일정한 값의 N_M 을 갖지만 제안하는 기법은 적응성에 의하여 N_M 값이 변화하므로 평균값을 나타내었다. 부분블록들의 조합을 이용하는 기존의 P-SLM과 제안하는 기법이 SLM의 기법보다 적은 N_M 값을 갖는 것을 확인 할 수 있으며, FWHT로 다양한 원소를 갖는 새로운 위상시퀀스들을 주기적으로 곱하고, 적응성을 이용하여 임계치를 설정한 제안하는 기법이 기존의 P-SLM보다 적은 N_M 값을 갖는 것을 확인 할 수 있다.

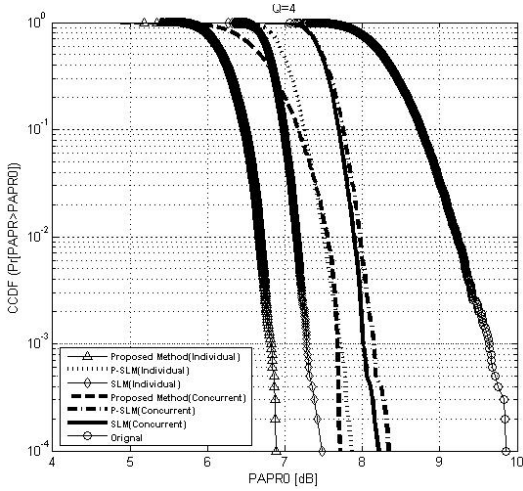


그림 9. Concurrent SLM 방법과 Individual SLM 방법의 PAPR 성능 비교 (Q=4)

Fig. 9. PAPR performance comparison of concurrent SLM method and individual SLM method (Q=4)

표 4. 주기에 따른 연산량(N_M) 비교

Table 4. Comparison of complexity(N_M) considering the period

		SLM	P-SLM	Proposed method
$Q=2$	①	524288	8192	1007.3
	②	524288	8192	4103.8
$Q=3$	①	524288	8192	1074.1
	②	524288	8192	4335.7
$Q=4$	①	524288	8192	1090.2
	②	524288	8192	4533

① : Concurrent SLM, ② : Individual SLM

한편, 각 안테나에 동일한 위상시퀀스를 이용하는 Concurrent SLM 방법은 FWHT의 과정이 한번 필요하지만, 안테나마다 독립적인 위상시퀀스를 이용하는 Individual SLM 방법은 각 안테나마다 FWHT 과정이 각각 필요하므로 Concurrent SLM 방법보다 PAPR 감소 성능은 좋지만 높은 연산량이 요구됨을 알 수 있다. 또한 Q 값이 증가함에 따라 주기가 감소하고, 이에 따라 곱셈 연산의 횟수도 증가하므로, N_M 의 값도 증가하게 되는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 주된 문제점으로 인식 되고 있는 PAPR의 감소를 위해 새로운 위상 시퀀스를 이용한 적응형 P-SLM기법을 제안

하였다. 제안된 PAPR 감소 기법은 기존의 방법과 달리 직교 변환인 FWHT과정을 거친 위상시퀀스를 주기를 가지고 신호에 곱해주어 위상시퀀스의 다양성을 높이고, 일정한 임계치의 PAPR값을 설정하여 적응성을 이용함에 따라 PAPR성능 향상뿐만 아니라 불필요한 계산을 줄여 복잡도 또한 감소하는 장점을 갖는다.

모의 실험 결과, 제안된 기법이 Individual SLM 방법과 Concurrent SLM 방법, 그리고 부블록수 변화에 따른 결과에서도 향상된 PAPR성능을 갖을 뿐만 아니라 곱셈 연산량 또한 감소하는 것을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] S. B. Shim, S. K. Kang, and Y. H. Kim, "Capacity Comparison of Multiuser MIMO-OFDM Transmission with Limited Feedback," IEEE ICC Conference, 2005.
- [2] S. Hara, R. Prasad, "Overveiw of Multicarrier CDMA," *IEEE Commun.*, Vol.35, No.12, pp.126- 133, Dec. 1997
- [3] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia communi cation, Artech House Publishers, 2000
- [4] Zhongli Wu, Funhe Qiu, Shan Zhu, "MIMO-OFDM PAPR Reduction by Space-Frequency Permutation and Inversion," WiCOM 2008, Oct. 2008
- [5] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *IEEE Electr. Lett.*, Vol.32, pp.2056-2057, Oct. 1996
- [6] Y. L. Lee, Y. H. You, W. G. Jeon, J. H. Paik, and H. K. Song, "Peak-to- Average Power Ratio in MIMO-OFDM Systems Using Selective Mapping," *IEEE Commun.*, Vol.7, No.12, pp.575-577, Dec. 2003
- [7] S. C. Yang, S. W. Han, and Y. A. Shin, "Partitioned-SLM Scheme with Low Complexity for PAPR Reduction of OFDM Signals," Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE 17th International Symposium on, Sept. 2006
- [8] S. W. Kim, J. K. Chung and H. G. Ryu, "PAPR Reduction of the, OFDM Signal by the

SLM-based WHT and DSI,” TENCON 2006, Nov. 2006

- [9] 채주호, 임연주, 박상규, “ OFDM 시스템에서 PAPR 감소와 고속처리를 위한 새로운 적응형 PTS 기법의 성능분석,” 한국통신학회 논문지, 제 28권 9A호, pp.710-716, Sept. 2003
- [10] 유흥균, “PAPR과 ICI의 동시 저감을 위한 개선형 CI/OFDM시스템 설계와 성능 평가,” 한국통신학회 논문지, 제 33권, 6호, pp.583-591, Jun. 2008
- [11] 조용수, 김재권, 양원영, MIMO-OFDM 무선통신과 MATLAB, 홍릉과학출판사, 2008
- [12] 김주미, 정재훈, 김영훈, 이기범, 유은지, 조창범, 박소연, 우대호, 변윤식, “P-SLM 과 WHT를 이용한 QOSTBC 기반의 MIMO- OFDM의 PAPR 감소기법,” 한국통신학회 2009년도 추계 종합학술발표회, Nov. 2009
- [13] 유은지, 조창범, 박소연, 조명주, 이동순, 변윤식, “새로운 위상 시퀀스 기반의 P-SLM을 이용한 MIMO-OFDM 시스템에서의 PAPR 감소 기법,” JCCI 2010, Apr. 2010.

변 윤 식 (Byun Youn-shik)

중신회원



1978년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업

1981년 2월 연세대학교 전기공학과 석사

1985년 2월 연세대학교 전기공학과 박사

1990년 8월~1991년 7월 미국

Stanford 대학 전자공학과 객원 교수

2004년 9월~2005년 8월 고려대학교 전파통신 공학과 객원 교수

2006년 7월~2008년 2월 인천대학교 공과대학장

2008년 3월~2008년 7월 인천대학교 교무처장

1987년 3월~현재 인천대학교 전자공학과 교수

2010년 8월~현재 인천대학교 대학원장

<관심분야> 디지털 통신 및 신호 처리

유 은 지 (Yoo Eun-ji)

준회원



2009년 2월 인천대학교 전자공학과 졸업

2011년 2월 인천대학교 전자공학과 석사

<관심분야> MIMO-OFDM, 통신신호처리