

OFDM 시스템에서 고속 적응형 PTS 기법을 이용한 PAPR 특성에 대한 연구

A Study on PAPR Characteristic using High-speed adaptation PTS Method in OFDM System

성태경, 김동식, 조형래
한국해양대학교

Sung Tae-Kyung, Kim Dong-Seek, Cho Hyung-Rae
Korea Maritime Univ.

요약

OFDM 통신방식은 주파수 선택적 페이딩 채널에서 무선 고속 데이터 전송에 적합한 통신방식이다. 그러나 송신단에서의 PAPR의 발생으로 전력증폭기에서 비선형 왜곡이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 이 문제를 해결하기 위하여 SLM 방식과 PTS 방식을 결합한 SLM-PTS 결합방식을 제안하였다. 제안한 결합방식은 기존의 PAPR 저감기법에 비하여 시스템의 복잡도는 다소 증가하지만 PAPR 감소측면에서 높은 효율을 보임을 확인하였다. 또한, SLM, PTS 방식 및 SLM-PTS 결합방식에 대하여 16-QAM 변조를 사용한 경우와 반송파 수를 증가시킨 경우에 대한 시뮬레이션 결과, SLM-PTS 결합방식이 $M, L=4, D=128, 256$ 인 경우 BER 10^{-3} 을 기준으로 약 3.5 dB의 PAPR 저감효과가 있었다.

Abstract

OFDM communication system is effective for the high data rate transmission in the frequency selective fading channel. Since OFDM has high PAPR, OFDM signal may be distorted by the nonlinear HPA. In this paper, we propose an combined SLM and PTS method for reducing the PAPR in OFDM communication system.. Proposed method increased some system complex in comparison with exiting method. But we made sure of high efficiency in the case of reducing the PAPR.. As a result of using the 16-QAM modulation and increasing the carrier number in the SLM, PTS method and the SLM-PTS combined method, SLM-PTS combined method is more an effective method of reducing 3.5 dB PAPR than exiting OFDM system when this method is $M, L=3, D=128, 256$ in 10^{-3} BER.

I. 서론

차세대 이동통신 환경에서의 변조방식은 한정된 무선 채널의 전력과 주파수 대역을 가능한 효율적으로 사용해야 하므로 요구되는 데이터 전송률과 대역폭 성능에 대하여 최대의 효율을 가지며 또한, 다중경로 페이딩 채널, 임펄스 간섭 및 협대역 간섭에 대하여

강건한 특성을 가진 OFDM 기술이 제안되었고 현재 다양한 응용분야에서 적용되고 있으며 연구가 진행되고 있다[1~4]. 그러나 단일 반송파 변조와 비교하여 OFDM 심볼의 수신기는 반송파의 주파수 오프셋과 위상잡음에 더욱 민감하며, 많은 부반송파들의 중첩으로 인한 최대전력의 PAPR이 발생한다[5].

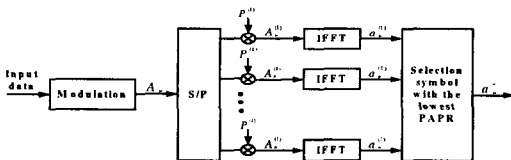
PAPR이 커지면 컨버터의 복잡도가 증가하고 양자화 잡음이 증가하게 된다. 또한 HPA를 사용하는 경우 전력증폭기의 허용한계를 넘어서 신호의 비선형 왜곡이 발생하게 되어 통신성능저하의 주요 원인이 된다. 따라서 OFDM 시스템의 높은 PAPR 문제를 줄이기 위한 방안이 많이 연구되고 있다[6~11].

본 논문에서는 PAPR 저감효과가 기존의 PAPR 기법들보다 우수하면서 계산량을 줄일 수 있는 기법으로 SLM 기법과 고속 적응형 PTS 기법을 결합한 방식을 제안하고자 한다. SLM-PTS 결합기법은 기존의 SLM을 적용한 후에 PTS를 적용하는 기법으로, 동일한 입력신호에 위상 변화를 주어 통계적으로 독립적인 심볼을 만들어 가장 낮은 PAPR을 갖는 심볼을 선택하며, 선택된 심볼을 몇 개의 부분록으로 나누어 가장 낮은 PAPR을 갖는 최적의 가중치 요소를 곱한 후 전송하는 기법이다.

II. PAPR 저감기법

1. SLM 기법

SLM 기법은 동일한 입력신호에 대하여 L개의 여러 가지 다른 랜덤 위상회전요소를 곱하고, 그 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 심볼을 선택하여 전송하는 기법이다[12]. 그림 1에는 SLM 기법의 송신기 구조를 보인다.



▶▶ Fig. 1 Transmitter structure of the SLM method.

입력 데이터는 변조된 후 각각 다른 위상회전요소 $P^{(l)}$ 을 곱하여 L개의 통계적 독립인 심볼을 만든다. L개의 독립적인 심볼 $a_{\mu}^{(l)}$ 은 각각 위상이 서로

다른 심볼로써 이 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 심볼인 a_{μ}^{\sim} 를 선택하여 전송한다. 식(1)과 같이 부분송파 벡터 A_{μ} 는 L개의 서로 다른 부분송파 벡터 $A_{\mu}^{(l)}$ 를 생성한다.

$$A_{\mu} = [A_{\mu, 1}, \dots, A_{\mu, N}]$$

$$A_{\mu, n}^{(l)} = A_{\mu, n} \cdot P_n^{(l)}, \quad 1 \leq n \leq N, \quad 1 \leq l \leq L \quad (1)$$

여기서, 위상회전요소 벡터 $P^{(l)}$ 은 식(2)와 같이 나타낸다.

$$P^{(l)} = [P_1^{(l)}, \dots, P_N^{(l)}]$$

$$P_n^{(l)} = \exp(j\varphi_n^{(l)})$$

$$\varphi_n^{(l)} \in [0, 2\pi], \quad 1 \leq n \leq N, \quad 1 \leq l \leq L \quad (2)$$

일반적으로 첫 번째 심볼은 위상회전을 시키지 않고 나머지 $(L - 1)$ 개의 심볼에서 위상을 회전시킨다. 위상회전요소를 곱하여 생성된 L개의 서로 독립적인 심볼 $A_{\mu}^{(l)}$ 은 식(3)과 같이 IFFT를 거쳐 그 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 a_{μ}^{\sim} 가 선택되어 전송된다.

$$a_{\mu}^{(l)} = IFFT\{A_{\mu}^{(l)}\}$$

$$a_{\mu}^{\sim} = a_{\mu}^{(i_{\mu}^{\sim})} \quad (3)$$

OFDM 심볼의 PAPR 값이 특정 임계값 $PAPR_o$ 를 초과할 확률은 식(4)와 같다.

$$P_p(PAPR > PAPR_o)$$

$$= 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^N, \quad PAPR_o > 0 \quad (4)$$

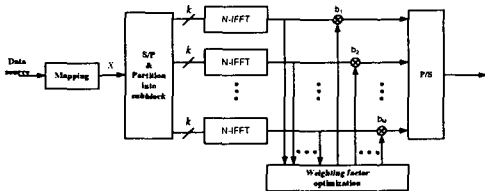
SLM 기법에서 임의의 한 심볼을 선택했을 때 선택된 심볼의 $PAPR_{low}$ 가 임계값 $PAPR_0$ 를 초과할 확률은 식(5)와 같으며, PAPR은 부반송파가 증가할 수록 낮은 $PAPR_0$ 에 집중되어 있음을 알 수 있다.

$$P_r(PAPR > PAPR_0) = (P_r(PAPR > PAPR_0))^N$$

$$= (1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^N)^L \tag{5}$$

2. PTS(Partial Transfer Sequence) 기법

PTS 기법은 부반송파들을 여러 개의 부분블록으로 나누고 낮은 PAPR값을 갖는 신호가 되도록 각 부분블록에 최적의 가중치 요소를 곱하여 전송하는 기법이다[13]. 그림 2에는 PTS의 구성을 보인다. 그림에서 보는 것과 같이 PTS 기법은 OFDM 심볼을 구성하는 N개의 전체 데이터 심볼을 M개의 부분블록으로 나누고, PAPR값이 최소가 되도록 최적 가중치 요소를 조정하여 가장 낮은 PAPR값을 갖는 심볼을 전송하는 기법이다.



▶▶ Fig. 2 Block diagram of PTS method.

SLM 기법은 동일한 입력신호에 서로 다른 랜덤한 위상회전요소를 곱하는 반면 PTS 기법은 입력신호를 M개의 부분블록으로 나누어 최적의 위상회전요소를 찾아 곱하는 방식이다. PTS 기법에서는 식(6)과 같이 입력 데이터를 M개의 부분블록으로 나누며, 여기서 N은 부반송파수, M은 부분블록수이다.

$$A_\mu = [A_{\mu,1}, \dots, A_{\mu,N}]$$

$$A_\mu = \sum_{m=1}^M A_\mu^{(m)}, \quad 1 \leq m \leq M \tag{6}$$

PTS 기법의 목적은 M개의 부분블록을 최적의 가중치 요소를 곱하여 PAPR을 감소시키는 것으로, 가중치 요소는 식(7)과 같이 정의된다.

$$b_\mu^{(m)} = \exp(j\varphi_\mu^{(m)})$$

$$\varphi_\mu^{(m)} \in [0, 2\pi], \quad 1 \leq m \leq M \tag{7}$$

최소의 PAPR을 갖는 최적 가중치 요소는 식(8)과 같은 과정을 거쳐 식(9)와 같이 M개의 부분블록에 최적 가중치 요소를 곱하여 전송한다.

$$A_\mu \sim = \sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot A_\mu^{(m)}$$

$$a_\mu \sim = IFFT\{A_\mu \sim\} \tag{8}$$

$$a_\mu \sim = IFFT\left\{\sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot A_\mu^{(m)}\right\}$$

(9)

SLM 기법이 이미 정해진 여러 개의 위상요소 중 하나의 위상회전요소를 선택하여 데이터 심볼의 위상에 변화를 주는 반면, PTS 기법은 가능한 모든 위상회전요소의 조합을 고려하여 이들 중 최소가 되는 위상회전요소의 조합을 선택하는 방식이다. 즉, 여러 가지 위상회전요소의 조합을 고려하고 각각의 경우에 대한 PAPR값을 비교하고 이들 중 최소의 PAPR을 나타내는 하나의 데이터 심볼을 선택한다. 따라서 PTS 기법은 SLM 기법에 비하여 PAPR 저감성능은 우수하지만 구성이 복잡해지고 계산량이 증가하는 단점이 있다.

III. SLM-PTS 결합기법

1. 고속 적응형 PTS 기법

기존의 PTS 기법은 입력의 데이터를 여러 개의 부분블록으로 나누고 각 부분블록에 가중요소를 곱해서 적절히 위상조절을 함으로써 PAPR을 저감시키는 기법이다. 입력 데이터 블록을 $\{X_n, n=0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 라할 때, 이것의 벡터표현은 $\vec{x} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 이고, \vec{x} 를 M개의 부분블록으로 나누었을 때, 각 부분블록을 \vec{x}_m 이라 하면 \vec{x} 는 식(10)과 같다.

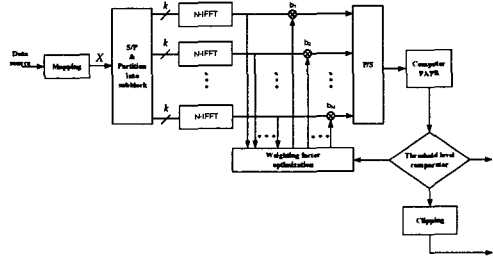
$$\vec{x} = \sum_{m=1}^M \vec{x}_m \tag{10}$$

부분블록을 분배하는 방법에는 여러 가지가 있으며, 인접분배 방법을 적용하였을 경우, 가중요소 $\{b_m, m=0, 1, 2, \dots, M\}$ 를 곱한 부분블록은 식(11)과 같다.

$$\vec{x} = \sum_{m=1}^M b_m \vec{x}_m \tag{11}$$

가중요소는 크기가 1인 복소수 값으로써, 시스템의 복잡도를 간단히 하기 위하여 보통 ± 1 의 값을 사용한다. 즉 부분블록의 위상조절은 0° 또는 180° 이다. 또한, M개의 부분블록에서 첫 번째 부분블록은 가중요소를 적용하지 않아도 되므로, M개의 부분블록에 대하여 ± 1 의 가중요소를 사용할 경우 위상조절이 가능한 총 경우의 수는 2^{M-1} 번이 된다. 적응적 개념이 없는 PTS 기법은 M개의 부분블록에 대하여 ± 1 의 가중요소를 사용할 경우, 총 2^{M-1} 의 PAPR 값을 모두 계산하여 그 중 가장 작은 PAPR을 가지는 시퀀스를 선택하므로 M이 증가할수록 PAPR의 연산량은 지수함수적으로 증가하게 된다. 그러나 적응형 PTS 기법은 이런 문제점을 해결하기 위하여 PAPR의 임계 레벨을 미리 설정하여, 그 레벨보다 낮은 PAPR 값이 출력될 때 까지만 PAPR을 계산하는 방식으로

PAPR의 저감 성능은 다소 떨어지지만 연산량을 줄일 수 있다. 본 절에서는 임계 레벨을 두 레벨로 설정하여 기존의 PTS 기법보다 연산량을 현저히 감소시킬 수 있는 고속의 적응형 PTS 기법을 적용하였으며 그림 3에 그 구성을 보인다.



▶▶ Fig. 3. Block diagram of high-speed adaptive PTS method.

직렬의 입력 데이터 비트가 QPSK 맵핑되고 복소수 형태의 심볼이 병렬로 변환된 후, N개의 부분송파에 대하여 $N/M=k$ 개의 부분송파가 할당된다. 각 부분블록에 대하여 N-IFFT를 수행한 후 가중요소를 곱하여 적절하게 위상을 조절하여 PAPR을 감소시킨다. 이 때 PAPR을 계산할 경우 각 부분블록을 더한 후에 계산을 하고 실제 전송되는 OFDM 신호는 병/직렬 변환한 후 전송한다.

2. SLM-PTS 결합기법

본 논문에서는 앞 절에서 언급한 두 개의 PAPR 임계레벨을 이용한 적응형 PTS 기법을 적용하여 기존의 SLM 기법과 결합시켜 PAPR 저감 특성을 분석하고자 한다.

SLM-PTS 결합기법은 기존의 SLM 기법과 PTS 기법을 보다 개선된 알고리즘으로 결합한 방식으로 입력신호에 SLM을 적용한 후 PTS를 적용하는 기법이다. 즉, 동일한 입력신호에 위상변화를 주어 통계적으로 독립적인 심볼을 만들어 가장 낮은 PAPR을 갖는 심볼을 선택하며, 선택된 심볼을 몇 개의 부분블록으로 나누어 가장 낮은 PAPR을 갖는 최적의 가중치 요소를 찾아 곱한 후 전송하는 기법이다.

최적 가중치 요소를 찾는 대표적인 방법으로는 위상회전요소를 2개 사용하는 방법, 위상회전요소를 4개 사용하는 방법 및 Cimini's suboptimal 방법 등이 있다. 본 논문에서는 계산량이 많은 단점을 보완하기 위하여 계산량이 M번으로 줄어드는 Cimini's suboptimal 방법을 사용하였다.

IV. 시뮬레이션 및 결과분석

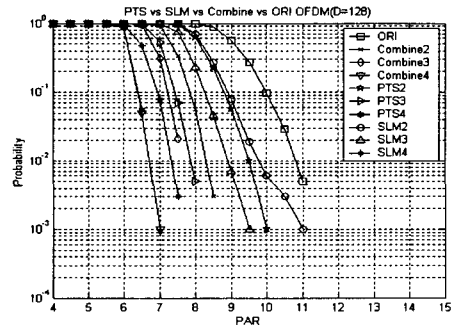
본 절에서는 SLM 기법, PTS 기법 및 SLM-PTS 결합 기법에 대하여 심볼수(L)과 부블록수(M)가 각각 4이며, IDFT 점수 D가 각각 128, 256, 512 및 1024의 경우에 대하여 PAPR 저감특성을 분석하였으며, 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1과 같다.

[Table 1] OFDM system parameters.

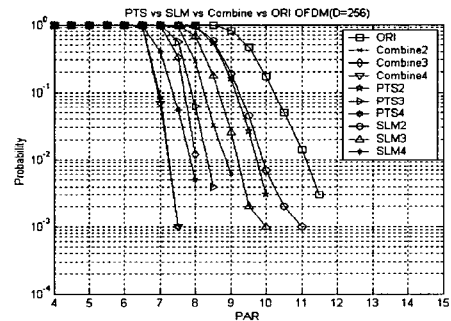
| Parameter | Value |
|-------------------|---------------------|
| Modulation | QAM, TCM |
| Coding | Non coding |
| FFT size | 128, 256, 512, 1024 |
| Number of carrier | 128 |
| Guard Time | (FFT size)/4 (25 %) |
| Guard Period Type | Cyclic extension |

그림 4와 그림 5에는 각각 16-QAM 변조를 사용한 SLM 기법, PTS 기법 및 SLM-PTS 결합 기법에 대한 PAPR 성능을 나타내고 있다. 이때 사용한 위상회전요소는 4개이다. 여기서 IDFT 점수 D=128로 동일하며, L=M 이다. 그림에서 알 수 있듯이 SLM 기법, PTS 기법 및 SLM-PTS 결합 기법은 모두 원래의 OFDM 에서보다 확률이 더 빨리 감소되는 통계적 특성을 가짐을 알 수 있다. 특히, SLM-PTS 결합 기법에서 가장 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 그러나 SLM 기법과 PTS 기법에서 M을 증가시키면 성능이 향상되고 Crest factor가 작아지는 반면 SLM-PTS 결합 기법은 포화상태에 도달하여 M을 더욱 증가시키더라도 PTS 기법 보다 성

능 개선이 되지 않는다. 또한, 채널수를 증가시키면 성능은 개선되었으며 PTS를 4개의 부블록으로 나누고 SLM 기법과 SLM-PTS 결합 기법에서 계열의 종류를 4개로 할 때 PAPR 저감 특성은 우수하게 나타났다.



▶▶ Fig. 4. Performance comparison of SLM, PTS and SLM-PTS methods (M, L=2, 3, 4, D=128).



▶▶ Fig. 5. Performance comparison of SLM, PTS and SLM-PTS methods (M, L=2, 3, 4, D=256).

IDFT 점수 D=128인 경우, 10⁻²의 확률을 기준으로 'ORI'는 10.7 dB, SLM-PTS 결합기법은 6.7 dB로 PAPR 특성이 약 3 dB 정도 저감된다.

IDFT 점수 D=256인 경우, 10⁻²의 확률을 기준으로 PAPR이 약 3.9 dB 정도 저감된다. 즉, 10⁻²에서 'ORI'는 11.1 dB 인 반면 L, M=3을 사용한 SLM-PTS 결합 기법은 7.2 dB 정도까지 감소함으로 약 3.9 dB 정도의 PAPR 저감 효과를 얻을 수 있다. SLM-PTS 결합 기법에서 M=3 까지는 SLM 기

법과 PTS 기법 보다 성능이 우수하지만 $M=4$ 일 때는 성능이 포화되어 더 이상의 개선이 없음을 알 수 있다. 이 때의 중복도는 $D=256$ 일 때 1% 이하이다. 이상과 같이 IDFT 점수 $D=512$ 와 1024로 다르게 했을 경우에도 거의 동일한 결과가 얻어짐을 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 고속 처리를 위하여 기존의 PTS 기법에서의 하나의 PAPR 임계레벨을 두 레벨로 세분화하여 클리핑 개념을 적용하여 PAPR의 저감뿐만 아니라 연산량을 현저히 감소시킴으로써 OFDM의 데이터 처리속도의 성능을 크게 개선시키고자 시도하였다. 본 논문에서는 SLM-PTS 결합방식을 제안하고 이를 기존의 방식들과 비교하였다. 시뮬레이션 결과에서 제안된 결합기법이 기존의 SLM 및 PTS 방식보다 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 결합기법에 의하여 개선된 통계적인 특성은 OFDM을 비선형 HPA 및 Mixer와 결합하여 사용하는 실제적인 응용에 더욱 유용하다고 판단된다. 또한 포화 특성을 가진 HPA에 OFDM을 사용하면 매우 효율적으로 생각되어 향후 고속 디지털 전송에 제안한 혼합방식을 사용하면 성능이 크게 개선될 것으로 기대된다.

■ 참고 문헌 ■

- [1] J. A. C. Bingham(1990), "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," IEEE Communications Magazine, Vol.28, No.5, pp.5~14, May 1990.
- [2] L.J. Cimini Jr.(1985), "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-19, pp.665~675, July 1985.
- [3] R. Van Nee(1995). OFDM wireless multimedia communications, Boston, London: Artech House, 2000.
- [4] H. Sari, G. Karam, and I. Jean Claude(1995), "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Communications Magazine, Vol.33, No.2, pp.100~109, Feb. 1995.
- [5] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton(1994), "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," Electron. Letter, Vol.30, No.25, pp.2098~2099, Dec. 1994.
- [6] X. Li and L. J. Cimini Jr.(1991), "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Trans. on Communications, Vol.39, No.7, pp.1031~1033, July 1991.
- [7] M. Pauli and H. P. Kuchenbecker(1997), "Minimization of the inter-modulation distortion of a nonlinearly amplified OFDM signal," Wireless Personal Commun., Vol.4, No.1, pp.93~101, Jan. 1997.
- [8] T. A. Wilkinson and A. E. Jones(1995), "Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding," Proc. of IEEE VTC '95, Chicago, pp.825~829, July 1995.
- [9] H. Ochiai and H. Imai(1997), "Block Coding scheme Based on Complementary Sequences for Multicarrier Signals," IEICE Trans. On Fundamentals, pp.2136~2143, Nov. 1997.
- [10] D. Wulich(1996), "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding," Electron. Letters, Vol.32, No.5, pp.432~433, Feb. 1996.
- [11] S. Fragicomo, C. Matrakidis and J. J. O. Reilly(1998), "Multicarrier transmission peak-to-average power reduction using simple block code," Electron. Letters Vol.34, No.10, pp.953~954, May 1998.
- [12] R. Van Nee and R. Prasad(2001), OFDM for Wireless Multimedia Communication, Artech House, 2000.
- [13] C. Rapp(1991), "Effects on HPA nonlinearity on 4-DPSK-OFDM signal for a sound broadcasting system," in Proc. EUCSP, 1991.