

OFDM 통신 시스템의 PAPR 저감을 위한 Dummy Sequence를 삽입하는 새로운 SLM 기법

A New SLM Method using Dummy Sequence Insertion for the PAPR Reduction of the OFDM Communication System

이재은 · 허근재 · 김상우 · 유흥균

Jae-Eun Lee · Keun-Jae Heo · Sang-Woo Kim · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 통신 방식은 무선 고속 데이터 전송에 적합한 방식이다. 하지만 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)의 발생으로 HPA(high power amplifier)에서 비선형 왜곡된다. 따라서 본 논문에서는 이 문제점을 개선시키기 위한 PAPR 저감 방법으로 dummy sequence를 삽입하는 새로운 방식의 SLM 기법(dummy sequence insertion - selected mapping: DSI-SLM)을 제안한다. 이 DSI-SLM 기법은 각각의 브랜치에 서로 다른 위상 factor를 곱하는 대신 각각에 일정비율의 부반송파에 dummy 시퀀스를 삽입하여 IFFT 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 데이터를 전송한다. 이 방식들에 사용된 dummy 시퀀스는 송신단의 PAPR 저감만을 위해 사용하며 위상 회전 부가 정보 전송 및 복원 과정이 필요치 않아 기존 SLM에 비해 계산량 및 복잡도를 감소시킬 수 있다. 또한 PTS 방식에서 최적의 rotation factor를 찾기 위한 peak value optimization에 의한 계산량 증가 및 송신기의 시간 지연 문제 등을 해결할 수 있다.

Abstract

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) communications system is very attractive for the high data rate transmission in the frequency selective fading channel. Since OFDM has high PAPR(peak-to-average power ratio), OFDM signal may be distorted by the nonlinear HPA(high power amplifier). In this paper, we propose an improved dummy sequence scheme for reducing the PAPR in OFDM communication system. This method inserts each different dummy sequence at the predefined sub-carriers for PAPR reduction. After IFFT, the OFDM data signal with the lowest PAPR is selected to transmit. The complementary sequence is used as dummy sequence. So, it can cut down the computation time and quantity because it does not require the peak value optimization for finding the phase rotation factor and the transmission of the side information about the rotation factor unlike the PTS method.

Key words : OFDM, PAPR, Dummy Sequence, SLM and DSI-SLM

I. 서 론

OFDM 방식이 시간 영역 OFDM 신호가 독립적으로 변조된 많은 부반송파들로 구성되어 이들이 동위상으로 더해질 때 발생하는 높은 PAPR로 인하여

BER 성능 저하를 일으킬 수 있다. 본 논문에서는 OFDM 통신 시스템의 PAPR 문제에 대해 연구하였다.

높은 PAPR은 일정한 크기의 word-length를 갖는 아날로그-디지털 변환기/디지털-아날로그 변환기에 서 큰 양자화 잡음을 발생시켜 신호 품질을 저하시

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20031224-180

· 수정완료일자 : 2004년 2월 19일

킨다. 그리고 비선형 소자에서 비선형 왜곡이 발생하게 되고 이 왜곡을 줄이기 위해 선형 HPA(high power amplifier)를 사용하거나 충분한 back-off를 해야 한다. 하지만 가격과 전력효율 측면에서 적절하지 않아 직접적인 해결방안이 되지는 않는다. 따라서 이 문제를 해결하기 위해 clipping, block coding, PTS(partial transmit sequence), SLM(selective mapping) and DFT(discrete Fourier transform) spreading 등의 많은 PAPR 저감 기법들이 많이 연구되었다. 우선 clipping 기법은 쉽게 구성 가능하지만 out-of-band radiation과 in-band distortion으로 인해 신호 품질이 저하된다^[1]. Block coding 방식은 PAPR을 3 dB 이내로 제한할 뿐만 아니라 신호의 왜곡이 없고, 코딩효과가 있기 때문에 Magic WAND에 이용되는 방식이다. 그러나 code rate와 대역효율이 현저히 낮아지고 부반송파의 수가 증가할수록 계산량이 지수적으로 증가하는 단점이 있다^{[2]-[4]}. SLM은 동일정보에 여러 phase sequence를 곱하여 이중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송한다^[5]. PTS는 부반송파를 여러 개의 cluster로 나누어 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적의 rotation factor(또는 combining factor)를 곱하여 전송한다^{[6]-[8]}. 이 두 방식은 스펙트럼 왜곡없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있다. 하지만, 여러 개의 IFFT 블록을 사용하여 시스템의 복잡도가 증가하고 계산량이 많고, 위상회전 정보를 반드시 전송하여 데이터의 복원과정이 반드시 필요하게 되므로 이에 따른 예러가 발생하게 된다.

따라서 본 논문에서는 이 문제점을 개선시키기 위한 PAPR 저감 방법으로 개선된 SLM 방식을 제안한다. 개선된 SLM 방식은 각각의 브랜치에 서로 다른 위상 factor를 곱하는 대신 각각에 일정비율의 부반송파에 dummy 시퀀스를 삽입하여 IFFT 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 데이터를 전송한다. 이 방식들에 사용된 dummy 시퀀스는 송신단의 PAPR 저감만을 위해 사용하며 위상 회전 부가 정보 전송 및 복원 과정이 필요치 않아 기존 SLM에 비해 계산량 및 복잡도를 감소시킬 수 있었다. 또한 PTS 방식에서 최적의 rotation factor를 찾기 위한 peak value optimization에 의해 발생하는 계산량 증가 및 송신기의 시간 지연 문제를 해결할 수 있다.

II. OFDM 신호와 PAPR

입력 데이터가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심벌이 되고 직렬/병렬 변환 후 IFFT를 사용하여 OFDM 변조된다. X_n 을 복소 데이터 심벌, N 은 부반송파의 수, T_s 는 OFDM 심벌구간이라고 하면, 복소 기저대역 OFDM 심벌은 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

병렬/직렬 변환된 신호는 보호구간(Guard Interval)이 삽입된 다음 HPA를 거쳐 전송된다. 수신기에서는 송신기의 역과정을 거쳐 데이터를 복원한다. 그리고 OFDM 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)은 다음과 같이 정의한다.

$$PAPR \equiv \max_{0 \leq t < T} \frac{|x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}} \quad (2)$$

여기에서 $\bar{\cdot}$ 는 expectation 연산을 의미한다.

본 논문에서의 모든 PAPR 계산은 4배의 oversampling을 가정하였다. 과도 샘플링(oversampling)을 하였을 경우 PAPR의 분포는 다음과 같이 주어진다.

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_o) = (1 - \exp(-PAPR_o))^{aN} \quad (3)$$

OFDM 신호의 PAPR에 대한 CCDF(complementary cumulative distribution function)는 다음과 같다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_o) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^{aN} \quad (4)$$

일반적으로 과도 샘플링을 한 OFDM 신호에 대해서 $a = 2.8$ 이 적당하다.

다음으로 OFDM 변조된 신호는 HPA 인가된다. HPA에 입력되는 복소 신호는 식 (5)이다.

$$x(t) = r(t)e^{j\phi(t)} \quad (5)$$

비선형 왜곡 영향을 받은 HPA의 출력 신호는 다음과 같다.

$$y(t) = A[r(t)]e^{j\phi(t) + \phi(r(t))} \quad (6)$$

여기서 $A[r(t)]$ 과 $\phi[r(t)]$ 은 비선형 HPA의 AM/AM 그리고 AM/PM 변환 특성을 나타내는 것이다. 먼저 Saleh의 비메모리 TWTA(traveling-wave tube

amplitude) 모델의 AM/AM, AM/PM 변환 특성은 다음과 같다.

$$A[r(t)] = A_{sat}^2 \frac{r(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2},$$

$$\phi[r(t)] = \frac{\pi}{3} \frac{r^2(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2}. \quad (7)$$

여기에서 A_{sat} 는 증폭기 입력의 포화 전압을 의미한다. 그리고 SSPA(solid state power amplifier) model에서는 다음과 같다.

$$A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_{sat}}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad \phi[r(t)] = 0. \quad (8)$$

A_{sat} 는 출력 크기의 최대 값을 의미한다. 그리고 파라미터 p 는 비선형 인자이다.

III. DSI-SLM 방식의 OFDM 통신 시스템

그림 1은 본 논문에 따른 OFDM 시스템에서 새로운 SLM 방식의 송신기 블록 구성도를 나타낸 것이다. 데이터 블록에 더미시퀀스를 삽입하는 방식을 병렬로 늘어놓은 형태를 취하되, 최소 PAPR 갖는 시퀀스를 선택하여 전송한다. 맵핑(mapping)된 신호는 직/병렬 변환부(Serial to parallel converter)에 의해 순차적으로 입력 데이터 D 가 $N-M$ 개로 병렬 변환하여 출력한다. 출력된 신호는 L 배 복사되어 각각의 브랜치에 서로 다른 길이 M 인 더미(dummy) 시퀀스가 삽입되어 IFFT의 크기가 N 이 된다. 여기에서 N 은 전체 부반송파수이며, M 은 더미 시퀀스의 길이 그

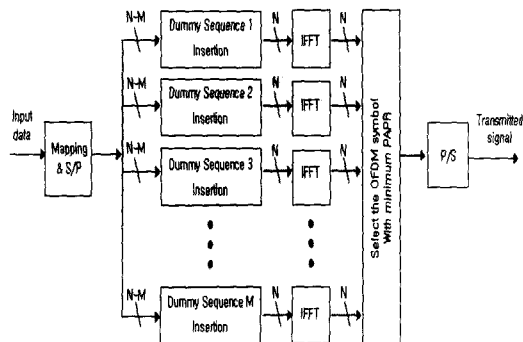


그림 1. DSI-SLM 방식의 블록 구성도
Fig. 1. Block diagram of DSI-SLM.

		X IFFT Input	
		Divided data D	Dummy Sequence
1	2	...	$N-M$ 1 ... M

그림 2. DSI-SLM 방식의 송신 데이터 블록
Fig. 2. Data block for DSI-SLM transmitter.

리고 B 는 브랜치의 수 즉, 더미 시퀀스 경우의 수이다. 따라서 N 은 L 과 M 의 합으로 입력 데이터 $D = D_1, D_2, \dots, D_L$ 인 경우, M 개의 더미 시퀀스가 부가되어 전송 데이터 포맷을 이룬다.

더미 시퀀스 삽입부는 zero padding 하지 않고 적당한 형태의 더미 시퀀스를 할당하여 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻는다. 본 논문에서 사용되는 더미 시퀀스는 낮은 PAPR을 가지도록 상보 시퀀스(complementary sequence)와 flipping 방식을 함께 사용한다. 역고속푸리에 변환부는 정보 데이터와 더미 시퀀스의 입력을 역고속푸리에 변환하고, 병/직렬 변환하여 시간 영역의 파형을 출력한다. 마지막으로 최소 PAPR 선택기에서 역고속푸리에 변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 가장 작은 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 송신하게 된다.

그림 2는 부가 정보를 전송하지 않는 i 번째 브랜치 송신 데이터 블록이다. L 개의 데이터 블록에 길이 M 의 더미 시퀀스가 더해져 하나의 OFDM 데이터 블록을 이룬다.

따라서 i 번째 브랜치의 IFFT에 입력되는 N 개의 심벌은 $\{X_n^i, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 과 같이 표현할 수 있다. 각 부반송파는 주파수 영역에서 직교하게는 특성을 갖게 되며, 즉 $\{f_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이다. 이때 $f_n = n\Delta f$ 이고 $\Delta f = 1/NT$ 이다. 여기서 T 는 심벌 구간이고 N 은 L 과 M 의 합이다. 따라서 OFDM 출력 신호는 식 (9)로 표현한다.

$$x_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (9)$$

여기서 $x_i(t)$ 는 주기 T 간격으로 시간 영역의 신호를 나타낸다. 이런 과정을 거쳐 B 개의 브랜치로부터 만들어진 OFDM 신호 중 최소 PAPR 선택기에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 선택한다. 즉, 전송되는 OFDM 신호는

$$x(t) = \min_{1 \leq i \leq B} \left\{ \max \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \right) \right\} \quad (10)$$

본 논문에서는 세 종류의 더미 시퀀스를 사용하였다. Method 1은 상보(complementary) 특성의 더미 시퀀스를 삽입하는 경우이다. 상보 특성의 더미 시퀀스는 Golay sequence로 다음과 같은 특징을 갖는다. 이 시퀀스는 한 쌍의 유한길이의 시퀀스가 있을 때, 0이 아닌 모든 지연 이동에 대해 시퀀스 사이의 비주기 자기상관함수의 합이 0을 갖는다. 즉, 길이 L 인 AN, BN 시퀀스 쌍이 있다면, 아래와 같은 조건을 만족한다.

$$R_{A_L}(l) + R_{B_L}(l) = 2L\delta_l \quad (11)$$

여기서, δ_l 은 $X_L = [x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]$ 의 비주기 자기상관함수이며 다음과 같이 정의된다.

$$R_{X_L}(l) = \sum_{i=0}^{L-1-l} x_i x_{i+l}^* \quad (12)$$

여기서, $*$ 복소공액이며, δ_l 은 다음과 같이 정의되는 Dirac 델타 함수이다.

$$\delta_l = \begin{cases} 1, & \text{for } l = 0, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

위의 방식에 따라 더미 시퀀스를 만들 수 있다. 이와 같이 생성된 서로 다른 더미 시퀀스를 각각의 브랜치에 삽입하여 IFFT 후 PAPR을 비교하여 가장 작은 PAPR을 갖는 브랜치의 OFDM 심벌을 전송하게 된다. 여기에서 길이 M 인 서로 다른 상보 시퀀스의 수는 M 으로 브랜치 수와 동일한 값을 갖고 2의 지수승이다. 그리고 본 논문에서 최대 더미 시퀀스의 길이를 $N/2$ 로 제한하여 code rate의 손실을 줄이고자 하였다.

Method 2, Method 3은 더미 시퀀스 초기값을 모두 1로 주어진 경우로, flipping 기법을 사용하여 서로 다른 시퀀스를 생성한다. Method 2는 첫 번째 브랜치의 더미 시퀀스의 값이 '11...11'이면 flipping 방식을 적용하여 두 번째 브랜치의 더미 시퀀스는 '11...1-1', 세 번째 더미 시퀀스는 '11...-11'과 같은 규칙을 갖고 생성되게 된다. 따라서 Method 2의 경우 전체 브랜치 수 및 IFFT 블록의 수(B)는 2^M 이다. Method 3의 경우 Method 2와 유사한 방식으로 -1이 아닌 0으로 변환을 하여 Method 2와 같은 수의 브랜치

표 1. $M=4$ 일 때, 더미 시퀀스 발생 예
Table 1. Example of dummy sequence generation at $M=4$.

Branch	Method 1	Method 2	Method 3
1	1 1 1 -1	-1 -1 -1 -1	0 0 0 0
2	1 -1 1 1	-1 -1 -1 1	0 0 0 1
3	1 1 -1 1	-1 -1 1 -1	0 0 1 0
4	1 -1 -1 -1	-1 -1 1 1	0 0 1 1
5	-	-1 1 -1 -1	0 1 0 0
⋮	⋮	⋮	⋮
15	-	1 1 1 -1	1 1 1 0
16	-	1 1 1 1	1 1 1 1

와 IFFT 블록이 필요하게 된다. 그리고 이후 최소 PAPR을 갖는 브랜치의 신호를 선택하여 전송하는 과정은 Method 1과 동일하게 이루어진다.

이와 같이 PAPR 저감을 위해 입력되는 데이터의 값에 따라 최소 값을 갖는 더미 시퀀스 값이 변화하게 되고, 이 정해진 길이의 더미 시퀀스는 PAPR 저감 용도로만 사용되어진다. PTS나 SLM는 정보 데이터가 주어진 조건에 의해 위상회전을 하고, 이러한 위상 정보를 반드시 전송해야 한다. 그리고 수신단에서는 이 역 과정을 통해 데이터를 복원하게 된다. 그러나 제안한 방식의 송신단은 별도의 부가 정보를 송신하거나 수신단에서 전송된 부가 정보를 복원하여 더미 시퀀스의 복원 및 데이터 복조 과정이 필요치 않고 정해진 더미 시퀀스 길이만큼의 데이터를 제거하여 수신할 수 있다. 즉, 제안한 방식은 PTS나 SLM 방식처럼 부가 정보의 복조, 그리고 이에 해당하는 데이터에 위상회전과정이 이루어지지 않기 때문에 계산량 및 복잡도가 감소하게 된다. 전체 부반송파에 대해 일정하게 정해진 비율의 길이를 갖는 더미 시퀀스를 사용하기 때문에 전송 효율은 식 (14)와 같다.

$$\text{전송효율} [\%] = \frac{M}{N} \times 100 \quad (14)$$

또한 M 개의 서브 블록으로 나누어진 기존 PTS의 경우 2^{M-1} 가지의 weighting factor 조합을 순차적으로 발생하여 반복 탐색하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터를 전송하기 때문에 PAPR 저감 성능은 우수하

나 상당한 계산량과 처리 시간이 길어지는 단점이 있다. 하지만 이 방식을 사용하면 PTS에 비해 PAPR 저감 성능은 우수하지 않는 단점을 지니지만 병렬 처리를 함으로써 처리시간을 단축시킴으로써 송신 지연이 발생하지 않는다.

그림 3은 본 논문에 사용한 OFDM 시스템의 수신기 블럭 구성도를 보여준다. 그림에서 보는 바와 본 논문에서 제안한 방식의 수신기는 직/병렬 변환부, 고속푸리에 변환부(FFT), 더미(dummy) 시퀀스 제거부와 병/직렬 변환부로 구성된다. 직/병렬 변환부에서 순차적으로 출력되는 수신 신호를 병렬 변환하여 출력하고, 고속 푸리에 변환부는 시간 영역의 신호를 주파수 영역의 신호로 변환시켜 출력한다. 여기서 고속 푸리에 변환부의 출력은 N 개의 수신 데이터들로 구성되며, 이 중 M 개의 더미 시퀀스와 $L(N - M)$ 개의 데이터로 구성된다. 더미 시퀀스 제거부는 이미 알고 있는 정해진 크기의 더미 시퀀스의 삽입 부분을 제거한다. 그리고 병/직렬 변환부에서는 더미시퀀스가 제거된 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환한다.

위와 같이 단순히 이미 알고 있는 더미 시퀀스 부분만을 제거하여 복원하기 때문에 SLM 또는 PTS의 수신기에 필요한 위상 회전 정보의 복원 및 위상회전 과정이 필요하지 않아 복잡도가 감소된다. 또한, 위상 회전 및 위상 회전 정보의 복원 과정 중 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률을 감소시킬 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

4.1 PAPR 저감 성능

제안 기법을 사용하는 OFDM 시스템에서 PAPR

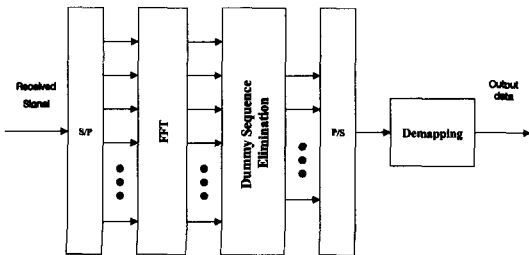


그림 3. 제안된 DSI-SLM 방식의 수신기 블럭 구성도
Fig. 3. Block diagram of OFDM receiver using DSI-SLM.

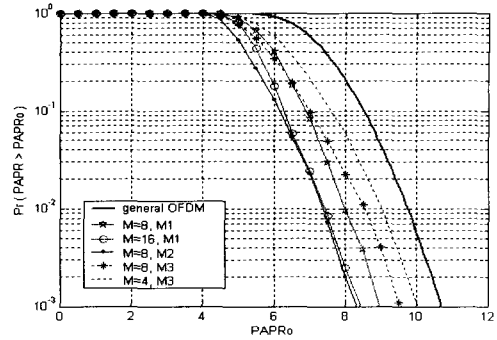


그림 4. BPSK, $N=64$ 일 때의 CCDF
Fig. 4. CCDF for $N=64$ and BPSK.

의 CCDF 성능 분석을 한다. 전체 부반송파의 수가 $N=64$ 또는 $N=128$ 이고, 더미 시퀀스의 길이 M 이 8, 16, 32, 64($N=128$ 일 때)인 시스템을 고려한다. 그리고 각 그림에서 표기되는 $M1 \sim M3$ 는 더미 시퀀스의 종류 Method 1~3을 의미하고 더미 시퀀스의 크기는 최대 $N/2$ 로 제한한다.

그림 4는 BPSK 변조방식을 사용하고 $N=64$ 인 경우의 Method 1~3에 따른 CCDF이다. 더미 시퀀스의 길이 $M=8$ 일 때, Method 2 방식이 PAPR을 OFDM 신호보다 약 2.3 dB 낮추어 가장 우수한 것을 알 수 있다. 하지만, Method 2의 경우 더미 시퀀스 길이(M)가 8이면 $2^8 (=256)$ 개의 IFFT 블록이 필요하게 되어 계산량이 증가한다. 반면, $M=16$ 인 $M1$ 의 경우 $M=8$ 인 $M2$ 와 성능이 유사하다. 비록, code rate가 0.875에서 0.75로 감소하지만 IFFT 블록 수가 $M=8$ 인 Method 2의 1/16로 감소하여 계산량을 줄일 수 있다. 따라서 code rate의 손실에 대한 부분보다 계산량 감소 측면에서 우월한 효과가 있다.

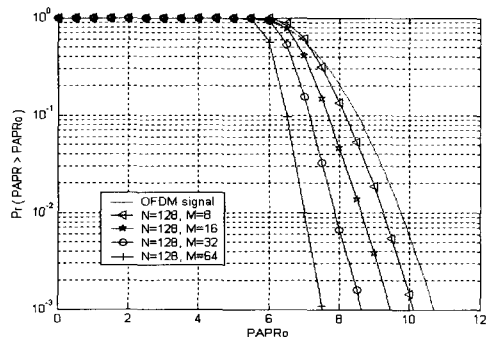


그림 5. QPSK, $N=128$ 일 때의 CCDF
Fig. 5. CCDF for $N=128$ and QPSK.

그림 5는 Method 1을 사용하고 QPSK 방식, 전체 부반송파 수(N)가 128인 경우 M의 크기에 따른 CCDF이다. M이 증가할수록 PAPR 저감 성능은 증가한다.

4-2 연산량 및 Code Rate

4-1절에서는 CCDF를 통하여 제안 방식이 갖는 PAPR 저감 성능에 대해 분석했다. 본 절에서는 각 PAPR 저감 방식의 연산량에 대해 비교하여 성능을 알아본다. 연산량은 IFFT의 부담을 결정하는 큰 요소로 당연히 적은 연산을 수행한다면 IFFT의 부담을 줄이고 빠른 송수신을 수행할 수 있을 것이다. 따라서 적은 연산을 통하여 원하는 PAPR을 갖는 것이 무엇보다 중요하다.

기존의 위상회전 방식인 PTS, SLM과 본 논문에서 제시한 방식의 연산량을 비교한다. 여기에서 연산량이란 평균적으로 하나의 심벌을 출력하기 위하여 IFFT에서 몇 번 연산을 수행하는지를 수치적으로 표현하였다. 그리고 추가 곱셈은 각각의 부반송파에 입력되는 신호가 위상회전 정보에 따라 위상회전이 이루어지는 연산을 의미한다. 표 2는 하나의 심벌당 IFFT의 평균적인 연산량을 PAPR 기법에 따라 비교한 것이다. SLM 방식은 제안한 방식과 IFFT 연산 횟수에는 차이가 없다. 하지만 제안 방식의 경우 추가로 이루어지는 곱셈 연산이 필요하지 않는 반면 SLM 방식의 경우 N×M의 추가 연산이 필요하게 되어 연산량이 증가한다.

다음으로 각 방식별 code rate를 비교한다. 블록코딩의 경우 code rate는

표 2. PAPR 감소 방식의 계산량 비교
Table 2. Calculation comparison of PAPR reduction method.

PAPR 저감 기법	IFFT 블록 수	IFFT 연산횟수	Extra multiplication
PTS	M	2 ^{M-1}	$\frac{2^{M-1} \times N \times (M-1)}{M}$
SLM	M	M	N×M
제안 Method 1	M	M	-
제안 Method 2	K	K	-
제안 Method 3	K	K	-

표 3. 블록 코딩 방식과의 code rate 비교
Table 3. Code rate comparison with block coding.

	N=64	N=128
Block coding	0.11	0.06
Proposed SLM (when L=N/2)	0.5	0.5

$$R = \frac{k}{N} = \frac{k}{2^{k-1}} \tag{15}$$

로 주어진다.

따라서 식 (15)로부터 code rate을 비교하면 표 3과 같다.

4-3 BER(Bit Error Rate) 성능

QPSK, 전체 부반송파수가 64인 OFDM 변조방식을 사용하였다. 그리고 더미 시퀀스 길이에 따라 BER 성능 분석 및 비교한다.

그림 6은 부가정보(side information)가 필요한 기존 SLM 방식과 필요치 않는 제안방식의 BER 성능 분석을 하였다. 시뮬레이션 결과로부터 기존 SLM 방식의 경우 위상회전정보가 송신 및 수신 과정에서 오류가 발생하여 일반 OFDM 방식보다 약 0.5 dB의 성능 저하가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 반면 제안한 방식은 부가 정보나 위상 회전 과정 등의 과정 없이 단순히 수신단에서 부가정보를 제거하는 방식을 사용하기 때문에 일반적인 OFDM의 BER 성능과 거의 동일하다.

그림 7은 SSPA를 통과한 OFDM 신호의 BER 성능이다. 여기에서 M=8과 M=16을 사용하여 BER 성

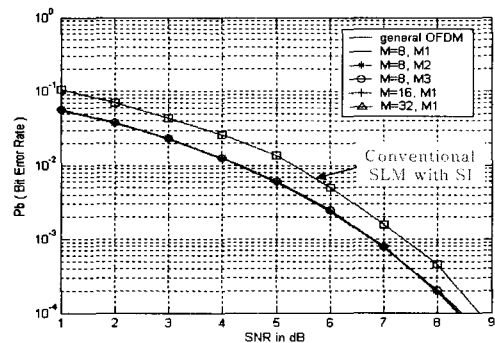


그림 6. AWGN에서의 BER 성능
Fig. 6. BER performance in AWGN.

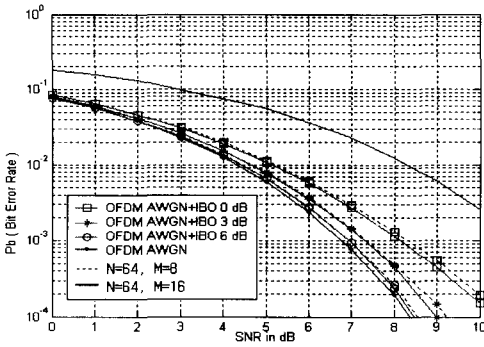


그림 7. 비선형 왜곡에 의한 BER 성능
Fig. 7. BER performance with nonlinear distortion.

능을 분석하였다. 그림 7의 결과에서 보듯이 PAPR 저감 성능이 좀더 우수한 $M=16$ 인 경우가 비선형 왜곡에 잘 견디어 $M=8$ 인 경우보다 나은 BER 성능을 갖는다. 그리고 일반적인 OFDM 신호의 경우 모든 신호가 선형 영역에서 동작하기 위해서 약 9 dB 이상의 IBO(input back off)가 필요하지만, 본 논문에서 제안한 기법을 사용하면 약 6 dB의 IBO가 요구되는 것을 알 수 있다. 즉, 3 dB 정도의 성능 개선이 이루어짐을 의미한다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR을 저감하기 위한 DSI를 이용하는 새로운 SLM 방식을 제안하였다. 이 방법은 신호의 왜곡이 발생하지 않고 변조 방식의 종류와 부반송파의 수에 관계없이 적용 가능하다. 여러 개의 병렬 브랜치에 서로 다른 더미 시퀀스를 삽입하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 OFDM 심벌을 선택하는 방법으로 빠른 처리시간을 갖는 장점을 가지며 다음과 같이 연구결과를 정리할 수 있다.

첫 번째로, 데이터를 전송하는 부반송파와 데이터를 전송하지 않고 더미 시퀀스가 삽입되는 부반송파의 비율에 따라 PAPR 저감 효과가 달라지며 전송 효율과는 상반 관계를 갖는다. 본 논문에서는 complementary 특성의 dummy sequence나 임의의 더미 시퀀스를 삽입하므로 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다.

두 번째로 위상 회전을 통한 PTS 방식에 비해 PAPR을 덜 저감하지만 처리시간이 빠르다. M 개의

서브 블록으로 구성된 PTS의 경우 2^{M-1} 번의 IFFT 연산 수행하고 가장 낮은 PAPR 시퀀스를 갖는 OFDM 심벌을 전송하기 때문에 IFFT 연산 수행시 지연시간이 발생하게 된다.

세 번째로 dummy sequence를 정해진 위치에 삽입하므로 수신기에 부가 정보를 전송하지 않아도 정확히 데이터를 수신할 수 있다. 부가 정보 삽입부가 불필요하므로 송신기의 구조가 간단하다. 이러한 특징은 수신기의 구조에서도 동일하게 나타난다. 즉, 수신기에서 부가 정보 검출부 및 위상 회전 과정이 부가적으로 필요치 않다. 따라서 이 과정에 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률이 감소되어 기존 SLM 방식에 비해 약 0.5 dB의 SNR 성능 개선이 이루어진다.

마지막으로 PTS나 SLM 방식에 비해 낮은 code rate이지만 블록 코딩 방식에 비해 높은 code rate을 갖는다. $N=128$ 인 경우 $M=64$ 라고 할지라도 8배 높다.

따라서 기존의 PTS, SLM 그리고 블록코딩방식보다 대역 효율 및 BER 성능 그리고 복잡도면에서 우수한 특성을 갖기 때문에 수신부의 복잡도를 적게 요구되는 이동 방송 시스템에 응용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] X. Li, L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping on the performance of OFDM with transmitter diversity", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conferences*, vol. 3, pp. 1634-1638, May 1997.
- [2] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimisation of the peak-to-mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding", *Proc. of IEEE VTC '95*, Chicago, pp. 825-829, Jul. 1995.
- [3] H. Ochiai, H. Imai, "Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals", *IEICE Trans. on Fundamentals*, pp. 2136- 2143, Nov. 1997.
- [4] S. Fragiaco, C. Matrakidis and J. J. O'Reilly, "Multicarrier transmission peak-to-average power reduction using simple block code", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 10, May 1998.
- [5] R. W. Bauml, R. F. Fischer and J. B. Huber,

"Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping", *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[6] A. D. S. Jayalath, C. Tellambura and H. Wu, "Reduced complexity PTS and new phase sequence for SLM to reduce PAP of an OFDM signal", *IEEE VTC 2000*, vol. 3, pp. 1914-1917, 2000.

[7] S. H. Muller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *IEE Electronic Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.

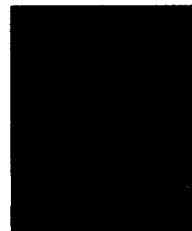
[8] C. Tellambura, A. D. S. Jayalath, "PAR reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE VTS 54th*, vol. 1, 2001.

이 재 은



2002년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 (공학사)
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] CDMA 통신, 무선 LAN 시스템, OFDM 통신시스템, 등

김 상 우



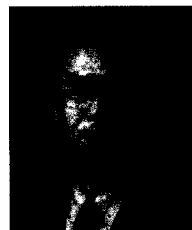
2003년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] OFDM 통신시스템, UWB 통신 및 무선 LAN 등

허 근 재



2003년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] OFDM 통신시스템, 주파수합성기 설계, 확산 스펙트럼 시스템 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
 2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
 2002년 3월~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리