IMD 저감 방식을 기반으로 하는 OFDM 통신 시스템

OFDM Communication System Based on the IMD Reduction Method

유 흥 균

Heung-Gyoon Ryu

요 약

Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 시스템은 주파수 선택적 페이딩에 강하고 높은 대역 효율을 갖는 통신 시스템이다. OFDM 신호는 높은 PAPR로 인하여 비선형 증폭기에서 왜곡이 생긴다. 그래서 비선형 왜곡 성분인 IMD(Inter-Modulation Distortion)를 저감하는 것이 중요하다. IMD 저감 방식은 비선형 왜곡에 대하여 PAPR(Peak-To-Average Power Ratio) 저감 방식보다 BER 성능을 좋게할 수 있지만, 송신기에 FFT(Fast Fourier Transform)가 추가되어 시스템 복잡도를 증가시킨다. 본 논문에서는 IMD 저감 방식을 기반으로 하는 OFDM 통신 시스템의 BER 분석과 복잡도를 저감하기 위한 연구를 하였다. SPW(Sub-Block Phase Weighting)을 적용한 IMD 저감 방식에서 계산량 감소를 위한 새로운 방식을 제안하고 기존의 방식과 계산 복잡도를 비교한다. SPW 방식은 입력 데이터를 여러 개의 서브 블록으로 나누고 위상 회전 벡터를 곱해줌으로써 PAPR을 감소하거나 IMD를 저감한다. 제안된 방식은 BER 성능 면에서 기존 방식과 비슷하지만, PAPR처럼 시간 영역에서 IMD의 전력량을 계산하므로 시스템의 계산 복잡도와 시스템 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다.

Abstract

OFDM system has very good high spectral efficiency and the robustness to the frequency-selective fading. Because of the high PAPR, OFDM signals can be distorted in nonlinear HPA(High Power Amplifier). So, to overcome the nonlinear distortion, it is very important to reduce the IMD value. With respect to the BER performance, IMD reduction method is better than the PAPR reduction method. However, IMD reduction method has much more system complexity because of the additional FFT processor in transmitter. In this paper, we study the OFDM communication system based on the IMD reduction method using SPW method. A new IMD reduction method is proposed to reduce the computational complexity. SPW method is to divide the input OFDM data into several sub-blocks and to multiply phase weighting values with each sub-blocks for the reduction of PAPR or IMD. Unlike the conventional method, the system size and computational complexity can be reduced.

Key words : OFDM, IMD, Nonlinear HPA, PAPR and SPW

Ⅰ. 서 론

OFDM 시스템은 주파수 선택적 페이딩에 강하고 높은 대역 효율을 가지므로 고속 데이터 통신에 적합한 시스템이다. 이런 장점들로 인해 OFDM 시스템은 WLAN(Wireless Local Area Network)인 IEEE 802.11a, 802.11g, HIPERLAN2과 DVB-T나 DAB 등 통신 시스템의 표준으로 채택되었다. 또한, 4세대 이동 통신 시스템의 주요 기술로 각광받고 있다[1],[2].

OFDM 신호는 시간 축에서 여러 개의 직교 신호

「이 논문은 2007학년도 충북대학교 학술연구지원사업에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2007).」

충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논 문 번 호 : 20070808-083

· 수정완료일자 : 2007년 10월 1일

의 합으로 표현되기 때문에 매우 불안정한 진폭 변화를 나타낸다. 이 때 각각의 직교 신호가 동위상으로 더해질 경우 높은 PAPR이 발생한다. 첨두 전력 신호는 송신기의 전력 증폭기의 선형 영역을 벗어나게 되어 송신 신호의 비선형 왜곡을 일으키게 된다. 이러한 이유로 PAPR은 OFDM에서 통신 성능을 좋게 하기 위한 하나의 결정 기준이 되고, 이 문제를 해결하기 하기 위해 많은 연구들이 이루어져 왔다[2]~[6]. 기존의 PAPR 저감 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 BER에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다. Clipping은 일정한 문턱값 이상의 신호 크기를 자르기 때문에 전력 효율은 좋지만 신호의 대역내외 왜곡이 발생되어 BER 성능이 저하된다[3]. 반면, 블록 코딩이나 PTS, SLM 들은 시스템의 복잡도가 증가하거나, 수행시간이 길어지고, 추가 정보를 전송해야 하는 단점들이 있다[3]~[7].

OFDM 시스템에서 BER 성능을 좋게 하기 위한 하나의 기준이 IMD 값을 최소화하는 것이다. IMD 저감 방식은 Rodrigues와 Wassell이 제안하였고, 전력 증폭기의 비선형성으로 인해 발생되는 IMD 값을 이용하여 BER 성능을 좋게 하는 방법이다[8],[9]. 참고문헌 [9]에서 IMD 저감을 기반으로 한 방식들은 PAPR 저감을 기반으로 한 방식들보다 BER 성능을 더 좋게 한다는 것을 보였다. IMD 저감 방식은 비선형 소자를 통과한 신호와 비선형 소자를 통과하지 않은 신호를 서로 비교하여 비선형으로 인해 발생된 왜곡 값(maximum normalized IMD)을 주파수 영역에서 계산한다. 하지만 이 과정은 송신기 안에서 IFFT 과정과 FFT 과정이 같이 존재하므로 시스템의 복잡도를 매우 증가시키는 단점이 있다.

본 논문에서는 IMD 저감 방식을 기반으로 하는 OFDM 통신 시스템의 BER 분석과 복잡도를 저감하기 위한 연구를 하였다. 제안된 방식은 주파수 영역에서 계산하던 비선형 왜곡 값을 시간 영역에서의 비선형 왜곡 신호의 전력으로 계산함으로써 FFT 과정을 생략한다. 또한, 시간 영역에서 왜곡 신호들의 전력 비율로써 IMD 값이 정해지기 때문에 PAPR과 CCDF를 비교하기도 용이하다. 또한, 본 논문에서는 시스템의 성능 확인을 위해 여러 PAPR 저감 방식들 중에 SPW에 적용한다. 그러므로 제안된 IMD 저감 방식을 기반으로 한 SPW는 매번 반복 수행 과정에서 FFT 프로세서가 필요하지 않으므로 기존의 IMD 저감 방식보다 계산 복잡도를 약 50 %정도 줄일 수 있다. 또한, 제안된 방식은 기존의 방식과 같은 복잡도를 유지하면서 BER 성능 측면에서도 기존의 방식과 큰 성능 차이를 보이지 않는다는 것을 시뮬레이션을 통하여 보인다.

Ⅱ. 비선형 왜곡에 대한 오차 확률과 IMD 계산

그림 1은 OFDM 통신 시스템 모델을 보인다. $s(t)$는 송신된 OFDM 신호의 복소 진폭, $r(t)$는 수신된 OFDM 신호의 복소 진폭, $n(t)$는 PSD를 N_0을 갖는 AWGN, 그리고 대역 통과 비선형의 입출력 특성 $f(\cdot)$은 파워 급수로 표현된다[9].

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} c_{2n-1} x|x|^{2n-2} . \tag{1}$$

송신된 OFDM 신호의 complex 진폭은 식 (2), (3)과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n}\, g_n(t-kT) . \tag{2}$$

$$g_n(t) = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{T-T_{CP}}} e^{j\frac{2\pi n(t-T_{CP})}{T-T_{CP}}}, & t \in [0,T] \\ 0, & t \notin [0,T] \end{cases} \tag{3}$$

여기서, $S_{k,n}$은 k번째 time slot과 n번째 sub-channel에서 송신된 심볼을 의미한다. T는 OFDM 신호의 심볼 주기이고, T_{CP}는 cyclic prefix 시간이다. OFDM 수신 신호의 진폭은 식 (4)로 주어진다.

$$r(t) = c_1 s(t) + c_3 s(t) s(t) s^*(t) + \cdots + n(t) . \tag{4}$$

최종적으로, k번째 time slot과 n번째 sub-channel에서 수신된 심볼은 다음과 같이 표현된다.

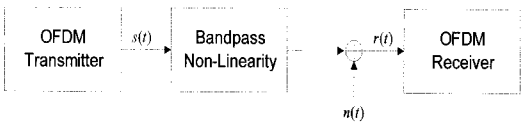


그림 1. OFDM 통신 시스템 모델
Fig. 1. OFDM communication system model.

$$R_{k,n} = c_1 \sum_{n_1=0}^{N-1} S_{k,n} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} \delta(n_1 - n) + c_3 \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S^*_{k,n_3} \frac{1}{(T-T_{CP})^1} \cdot \delta(n_1 + n_2 - n_3 - n) + \cdots + N_{k,n} \quad (5)$$

여기서 $\delta(\cdot)$는 Kronecker delta product이고, $N_{k,n}$은 Gaussian random variable이며 평균이 0이고 편차가 N_0이다.

OFDM 신호의 전체적인 오차 확률 $P(e)$는 모든 OFDM sub-channel에서 오차 확률 $P(e_n)$의 평균으로 얻어진다(n=0, 1, …, $N-1$).

$$P(e) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P(e_n) \cdot \quad (6)$$

특히 송신된 신호가 BPSK constellation {−A, A}에서 어떤 값을 가져도 동일한 확률을 갖는 것을 고려하므로 식 (6) 오른쪽 조건부 오차 확률은 식 (7)이다.

$$P(e_n) = \frac{1}{2} P\left(e_n \mid S_{k,n} = -A\right) + \frac{1}{2} P\left(e_n \mid S_{k,n} = A\right) \cdot \quad (7)$$

또한, AWGN만 있을 때 최적 판별을 고려하므로 식 (7)의 오른편의 조건부 오차 확률은 다음과 같다.

$$P\left(e_n \mid S_{k,n} = -A\right) = E\left[\frac{1}{2} erfc\left(-\frac{\mathrm{Re}\{S'_{k,n}\} + \mathrm{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}}\right)\right] \quad (8)$$

$$P\left(e_n \mid S_{k,n} = A\right) = E\left[\frac{1}{2} erfc\left(\frac{\mathrm{Re}\{S'_{k,n}\} + \mathrm{Re}\{S''_{k,n}\}}{\sqrt{2N_0}}\right)\right] \quad (9)$$

여기서 $\mathrm{Re}\{S_{k,n}\}$은 time-slot k번째와 n번째 서브 채널에서 수신 심볼이고, $\mathrm{Re}\{S''_{k,n}\}$은 타임 슬롯 k번째와 n번째 서브 채널에서 IMD 값이다. 기대값 $E[\cdot]$는 $\mathrm{Re}\{S''_{k,n}\}$에 관하여 얻어진다. $\mathrm{Re}\{S'_{k,n}\}$과 $\mathrm{Re}\{S''_{k,n}\}$는 다음과 같다.

$$S'_{k,n} = c_1 S_{k,n} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} + c_3 S_{k,n} S_{k,n} S^*_{k,n} \frac{1}{(T-T_{CP})^1} + \cdots \quad (10)$$

$$S''_{k,n} = c_1 \sum_{\substack{n_1=0 \\ n_1 \neq n}}^{N-1} S_{k,n_1} \frac{1}{(T-T_{CP})^0} \delta(n_1 - n) + c_3 \sum_{\substack{n_1=0 \\ n_1,n_2,n_3 \neq n,n,n}}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \sum_{n_3=0}^{N-1} S_{k,n_1} S_{k,n_2} S^*_{k,n_3} \frac{1}{(T-T_{CP})^1} \delta(n_1 + n_2 - n_3 - n) + \cdots \quad (11)$$

식 (6)~(9)는 확실히 비선형 왜곡된 OFDM의 오차 확률 성능이 최종적으로 왜곡되지 않은 신호의 PAPR 함수로 나타내지는 것보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 의미한다[9].

IMD 저감을 기반으로 한 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 OFDM 심볼 $s^{(u)}$는 $\max[-\mathrm{Re}\{S''^{(u)}_{k,n}\} / \mathrm{Re}\{S'^{(u)}_{k,n}\}; n = 0,\ldots,N-1]$의 값이 최소가 되도록 선택한다. 이 결정 기준은 $P(e) \le \max[P(e_n); n = 0,\ldots,N-1]$인 것에 의해 정의되는데, $\max[P(e_n); n = 0,\ldots,N-1]$는 $\max[-\mathrm{Re}\{S''^{(u)}_{k,n}\} / \mathrm{Re}\{S'^{(u)}_{k,n}\}; n = 0,\ldots,N-1]$와 관련된다(식 (6)~(9)에서 보인다). 따라서 이 결정 기준은 오차 확률 자체보다 오차 확률의 상한계를 최소화한다. $\max[-\mathrm{Re}\{S''^{(u)}_{k,n}\} / \mathrm{Re}\{S'^{(u)}_{k,n}\}; n = 0,\ldots,N-1]$의 양은 maximum normalized IMD에 적용된다. Maximum normalized IMD 값은 식 (10)과 식 (11)을 사용하여 계산할 수 있다. 그러나 식(11)의 계산은 많은 시간을 소모한다. 그래서 다른 방법으로는 그림 2에 나타낸 구조를 사용하여 계산할 수 있다. 이 구조는 잡음이 없는 통신 시스템을 효과적으로 대행한다. 게다가 maximum normalized IMD 값은 잡음이 없으면 $S''_{k,n} = R_{k,n} - S'_{k,n}$이므로 $\max[-\mathrm{Re}\{S''^{(u)}_{k,n}\} / \mathrm{Re}\{S'^{(u)}_{k,n}\}; n = 0,\ldots,N-1]$으로 주어진다. 여기서 $R = [R_{k,0}, R_{k,1}, \ldots, S_{k,N-1}]$은 송신기에서 FFT을 거친 수신 심볼의 벡터이고, $S = [S'_{k,0}\ S'_{k,1},\ldots,S'_{k,N-1}]$는 송신 심볼의 벡터이다. S''는 k번째 심볼에서 발생한 모든 왜곡 신호이다. 그러나 Maximum normalized IMD 값의 정확

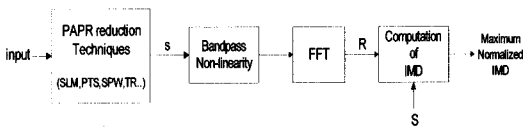


그림 2. 기존의 IMD 계산을 위한 구성도
Fig. 2. Conventional diagram for computing the IMD value.

한 계산을 위해서는 시스템의 비선형 차수 이상의 factor로 오버샘플 된 신호가 필요하다[8].

Ⅲ. 제안하는 IMD 저감 방식과 SPW의 OFDM 시스템

새롭게 제안된 낮은 복잡도의 IMD 감소 방식의 구성도는 그림 3이다. 기존의 IMD 저감을 기반으로 한 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 OFDM 심볼 $s^{(u)}$는 $\max[-\mathrm{Re}\{S''^{(u)}_{k,n}\}/\mathrm{Re}\{S'^{(u)}_{k,n}\}; n=0,\ldots,N-1]$의 값이 최소가 되도록 선택한다. 이 결정 기준은 $P(e) \le \max[P(e_n); n=0,\ldots,N-1]$인 것에 의해 정의되었다. 하지만 기존의 IMD 저감 방식의 결정 신호 $S''_{k,n}$와 $S'_{k,n}$은 FFT를 수행한 후의 신호이므로 송신기 안에서의 복잡도가 PAPR 감소방식보다 증가하게 된다.

비선형 다항식은 식 (1)을 다시 적용한다. 비선형 다항식을 통과한 식은 다음과 같이 쓸 수 있다. 시간 영역에서 OFDM 신호는 다시 선형 다항식을 통과한다.

$$S_d(t) = c_1 x(t) + c_3 x^3(t) + c_5 x^5(t) + \cdots \tag{12}$$

$$S(t) = c_1 x(t) \tag{13}$$

여기서 새롭게 제안하는 IMD 값 계산식을 정의할 수 있다. 기존의 IMD 값은 FFT를 통과한 후, 주파수 영역에서 결정하지만 제안된 구조에서는 FFT를 통과할 필요 없이 시간 영역에서 비선형 왜곡 신호와 선형 신호의 차이로 계산할 수 있다.

$$d(t) = S_d(t) - S(t) \tag{14}$$

$$IMD = \frac{\max[|d(t)|^2]}{E[|d(t)|^2]}, \quad kT < t < (k+1)T \tag{15}$$

시간 영역에서 IMD 값은 OFDM 신호의 비선형 왜곡 값들의 전력 비율로 나타난다. 그렇게 되면 IMD 계산 구조에서도 보이듯이 반복마다 수행하던 FFT가 제거되고 시스템의 복잡도를 줄일 수 있다. 그러므로 iteration이 많은 TR이나 PTS와 같은 시스템에 IMD 저감 방식을 적용할 때 매우 유리하다. 비선형 왜곡된 OFDM 신호의 오차 확률 성능을 향상하기 위한 IMD 저감 방식을 기반으로 한 SPW를 보

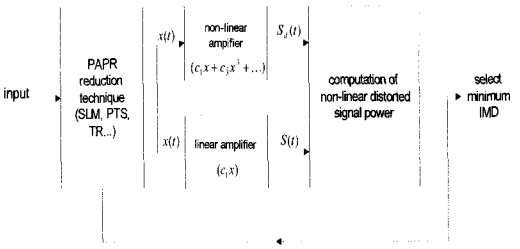


그림 3. IMD 값을 계산하는 제안된 구조
Fig. 3. Proposed structure to compute the IMD value.

이고, IMD 저감 방식과 PAPR 저감 방식을 비교한다. 또한, 제안한 IMD 저감 방식을 SPW 적용하여 두 방식의 복잡도 차이를 비교한다. IMD 저감 방식을 적용할 SPW 방식은 부가 정보를 다른 채널로 보내지 않고 정보 데이터들과 같이 수신기로 전송하도록 하는 방식이다. 이 방식은 부가 정보를 쉽게 삽입할 수 있고 수신단에서 정확하게 복조되도록 한다.

기존의 SPW OFDM 송신기는 그림 4에 보인다. SPW 방식은 입력 데이터를 M개의 서브 블록으로 나누고 각 서브 블록에 위상 회전 벡터를 곱해서 PAPR을 줄이는 방식이 기존의 PTS 방식과 동일하지만 오직 한 개의 IFFT를 사용한다는 점과 부가 정보를 다른 채널로 전송하는 것이 아니라 정보 데이터와 같이 전송한다는 것의 차이점이 있다.

부반송파가 N개인 입력 데이터는 $X = \{X_n, n = 0, 1, \cdots, N-1\}$이다. 또한, $X = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$는 벡터로 표현한 입력 벡터이다. 데이터는 M개의 서브 블록으로 나뉘어지고, $X^{(m)}$는 m^{th}번째 서브 블록

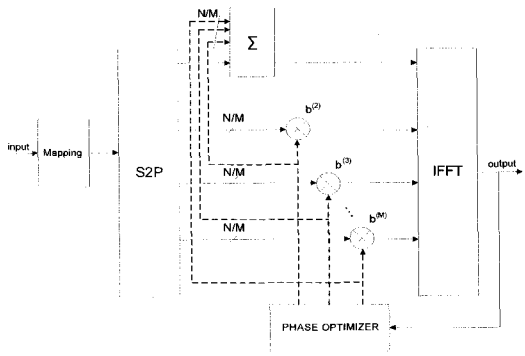


그림 4. SPW 방식의 OFDM 송신기
Fig. 4. OFDM transmitter using the SPW system.

$\{X^{(m)}, m=0,1,2,\cdots,M\}$의 데이터이다. 한 개의 서브 블록에 들어있는 부반송파 수는 $k=\frac{N}{M}$이다. M개의 서브 블록에 있는 데이터는 $X=[X^{(1)}\ X^{(2)}\cdots X^{(M)}]$이다.

$$X^{(m)}=\left\{-X_{(m-1)\cdot\frac{N}{M}}, X_{(m-1)\cdot\frac{N}{M}+1}, \cdots, X_{(m-1)\cdot\frac{N}{M}+\frac{N}{M}-2}, X_{(m-1)\cdot\frac{N}{M}+\frac{N}{M}-1}\right\}. \quad (16)$$

각각의 서브 블록은 회전 벡터에 곱해지고 피크 전력을 최적화하여 PAPR을 최소로 만들거나 IMD 값을 최소로 만든다. M개의 블록인 경우, 회전 벡터의 조합은 다음과 같다.

$$b=[b^{(1)}\ b^{(2)}\cdots b^{(M)}]. \quad (17)$$

여기서 회전 벡터의 크기와 위상은 아래의 조합에서 선택할 수 있다.

$$|b|=1, b=e^{j\{0,\pi\}}=\{+1,\ -1\}\ \text{or}$$
$$|b|=1, b=e^{j\{0,\pi,\pm\pi/2\}}=\{+1,\ -1,\ +j,\ -j\}. \quad (18)$$

데이터는 회전 벡터와 곱해진 후 OFDM 변조하기 위해 IFFT 단계를 거친다.

$$\tilde{X}=\sum_{m=1}^{M}X^{(m)}\cdot b^{(m)}=\sum_{m=1}^{M}\tilde{X}^{(m)}. \quad (19)$$

이 방식에서는 첫 번째 서브 블록에서 몇 개의 부반송파를 부가 정보 전송으로 사용한다. 최적화 과정이 시작되면 각각의 서브 블록에 곱해지는 위상 회전 벡터들은 동시에 첫 번째 서브 블록에 삽입된다. 그 다음 위상 회전 벡터가 곱해진 데이터가 IFFT 단을 통과하고 가장 낮은 PAPR 값이나 IMD 값을 선택한다. 첫 번째 블록의 k개의 부반송파는 최적화 과정에서 항상 "1"과 곱해지고, 부가 정보 전송을 위해 쓰인다. 또한, 여기서 위상 회전 벡터의 수는 부가 정보 전송으로 인해 첫 번째 서브 블록에 있는 부반송파 수와 같아야 한다[7].

두 방식 모두 PAPR이나 IMD 값이 최소가 되는 OFDM 심볼을 송신하게 된다. 그러나 IMD 저감 방식은 IMD 값을 결정할 때 주파수 영역에서 이러한

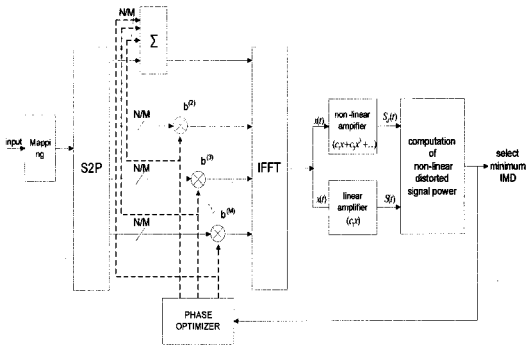


그림 5. 제안된 IMD 저감 방식을 기반으로 OFDM 시스템

Fig. 5. OFDM system based on the proposed IMD reduction method.

과정이 이루어지게 되므로 PAPR 저감 방식보다 송신기의 구조가 복잡해진다. 더구나 SPW 방법은 PAPR이나 IMD가 감소되는 심볼을 선택하기 위해 여러 번의 반복 과정을 수행하는데, 여기에 FFT가 더 첨가되게 되면 송신기의 계산 복잡도가 매우 증가한다. 그러므로 송신기의 계산 복잡도를 줄일 수 있는 새롭게 제안된 IMD 저감 방식을 SPW에 적용한다. 제안된 IMD 저감 방식에서 IMD 값은 시간 영역에서 비선형 왜곡 신호의 최고 전력 대 평균 전력의 비율로 표현된다는 것을 식 (15)와 (16)에서 보였다. 그러므로 제안된 IMD 저감 방식은 시간 영역에서 OFDM 심볼 중에 비선형 왜곡된 신호 전력이 가장 작게 되는 심볼을 선택하여 전송한다. 그렇게 되면 송신기에서 매회 반복마다 수행하던 FFT가 필요 없게 되므로 계산 복잡도가 기존의 IMD 저감 방식보다 줄어들게 된다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과와 논의

시뮬레이션을 위해서 그림 4와 그림 5의 기존의 IMD 저감 방식을 적용한 기본적인 SPW 제안한 IMD 저감 방식을 적용한 SPW를 고려한다. 구조는 그림 4처럼 표현되고, 기존의 IMD 저감 방식은 그림 4와 그림 2의 결합된 구조로 표현되고, 낮은 복잡도의 IMD 저감 방식의 구조는 그림 4와 그림 3이 결합된 형태로 나타난다.

시스템 시뮬레이션 조건은 다음과 같이 고려한다. T=4 μs, T_{CP}=0, N=64이고, 비선형 3차 다항식의

일반적인 파라미터 값이 c_1=1.00, c_3=−0.20, c_{2n-1}=0 (n>0)을 갖는 OFDM/QPSK를 사용한다. SPW 시스템에서 partition block M은 4, 8이고, 이 때 위상 회전 벡터 $\theta_m \in \{0, \pi\}$이다. 또한, 비선형 특성을 잘 보이기 위하여 output back-off(OBO)를 0 dB로 고려한다. 여기서 OBO는 비선형의 출력에서 최대 전력과 평균 전력의 dB 차이로 정의한다.

그림 6~8은 SPW에 제안한 IMD 저감 방식을 적용한 CCDF이다. 낮은 계산 복잡도의 IMD 저감 방식은 기존의 IMD 저감 방식과 같이 PAPR 저감 방식보다 신호의 비선형 왜곡을 적게 일으킨다. 이것은 CCDF 곡선을 IMD 값을 기준으로 하여 보았을 경우에 해당한다. 그림 8은 기준이 PAPR 값이기 때문에 당연히 PAPR 저감 방식을 사용한 시스템의 성능 곡선이 더 좋게 나타난다. 그러나 이것은 CCDF의 성능 곡선을 나타낼 때 기준이 다른 것뿐이고, 실제로는 IMD 값을 줄여서 전송한 신호들이 갖는 BER 성능이 더 좋다는 것을 다음 시뮬레이션 결과를 통하여 보일 것이다.

계산 복잡도가 얼마나 저감되었는가를 알아본다. 기본적으로 송신기에서 매회 반복마다 수행하던 FFT가 필요 없게 되므로 계산 복잡도가 기존의 IMD 저감 방식보다 줄어들게 된다. 두 방식 간의 계산 복잡도 차이는 표 1에 나타내었다.

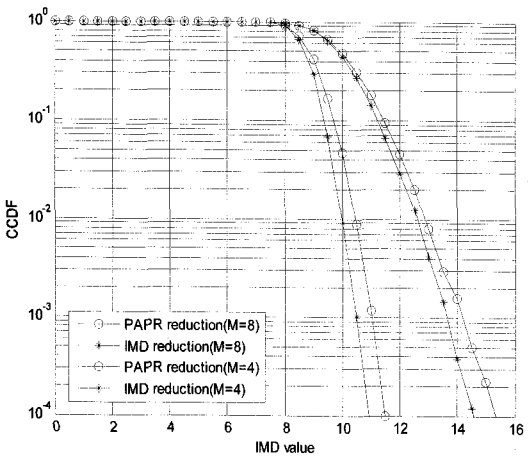


그림 6. PAPR 저감 방식과 제안한 IMD 저감 방식의 CCDF(N=64)

Fig 6. CCDF of PAPR and proposed IMD reduction method(N=64).

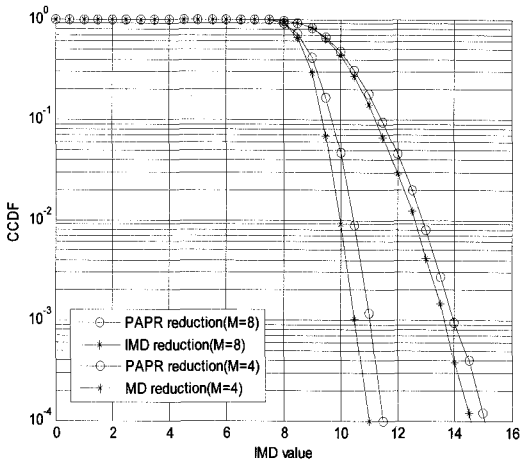


그림 7. Flipping 방법에서 PAPR과 제안한 IMD 저감 방식의 CCDF(M=4)

Fig. 7. CCDF of PAPR and IMD reduction methods in flipping method(M=4).

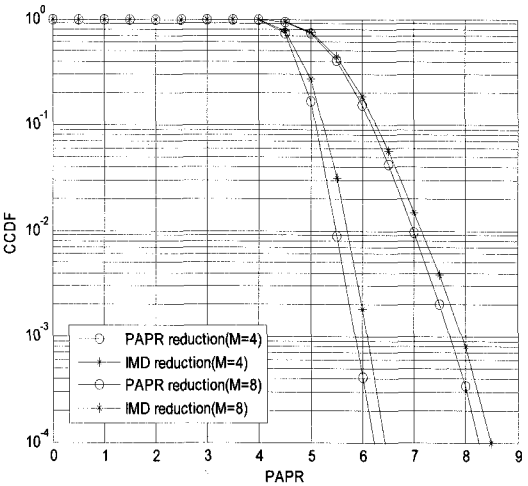


그림 8. PAPR 값을 기준으로 한 CCDF(N=64일 때)

Fig. 8. CCDF vs. PAPR value(N=64).

여기서 IFFT의 계산 복잡도는 Radix-4 알고리즘을 사용하는 A-point FFT/IFFT의 곱셈 계산량이고, $(3/8)A(\log_2 A-2)$이다. 표 1은 곱셈 계산만 보였을 뿐 덧셈 계산은 제외하였다. 여기서 N은 부반송파 수이고, M은 서브 블록 수, $k=\frac{N}{M}$이고 한 서브 블록 안의 부반송파 수이다. 따라서 SPW를 적용한 기존의 IMD 저감 방식은 IFFT 곱셈 계산량과 FFT 곱셈 계산량은 $\{(3/8)\cdot N\cdot(\log_2 N-2)\}\times(2^{M-1}+1)+\{(3/8)\cdot N\cdot$

표 1. 두 시스템 간의 계산 복잡도 비교
Table 1. Comparison between the two systems.

	IFFT block 개수(iteration 포함)	IFFT point (=N)	FFT 블록 개수 (iteration 포함)	FFT point (=N)	계산 복잡도 비교
기존의 IMD 저감 방식(SPW 적용)	$2^{M-1}+1$	$k \times M$	2^{M-1}	$k \times M$	기준
기존 IMD 저감 방식 + flipping	$2^{M-2}+1$	$k \times M$	2^{M-2}	$k \times M$	약 48 % 감소
제안한 IMD 저감 방식(SPW 적용)	2^{M-1}	$k \times M$	None	None	약 52 % 감소
제안한 IMD 저감 방식 + flipping	2^{M-2}	$k \times M$	None	None	약 77 % 감소

$(\log_2 N-2)\}\times 2^{M-1}$이다. 하지만 제안한 IMD 저감 방식은 FFT가 없으므로 $\{(3/8)\cdot N\cdot(\log_2 N-2)\}\times 2^{M-1}$의 IFFT 곱셈 계산량만 갖는다. 표에서 보아 알 수 있듯이 제안된 IMD 저감 방식은 계산 복잡도에서 기존의 방식에 비해 약 52 % 정도의 이득을 얻을 수 있다. 또한 기존의 IMD 저감 방식에 flipping 방법을 추가했을 경우에도 계산 복잡도는 기존의 방식보다 50 % 정도의 감소를 보이고, 시스템 처리 속도도 빨라지게 된다. 만약 제안한 방식에 flipping 방법(표 1에서 4번째 경우)까지 추가된다면 계산 복잡도는 기존의 방식보다 75 % 정도 감소를 보인다.

시뮬레이션 결과는 새롭게 제안한 방식이 낮은 복잡도를 유지하면서 기존의 IMD 저감 방식과 비슷한 성능을 유지하는 것을 보여준다. 또한, flipping 방법을 추가하면 계산 복잡도는 더 낮아지면 제안한 방식과 같은 성능을 보인다. IFFT와 FFT의 총 곱셈 양은 $\{(3/8)\cdot N\cdot(\log_2 N-2)\}\times(2^{M-1}+1)+\{(3/8)\cdot N\cdot(\log_2 N-2)\}\times 2^{M-1}$에 의해 계산되고(Radix-4 알고리즘을 사용), M=4이고 N=64일 때, 계산 복잡도를 비교해 보면, 기존의 IMD 저감 방식은 곱셈량은 위 식에 의해 1632가 되고, 여기에 flipping 방법을 사용하면 864가 된다. 제안된 방식은 $\{(3/8)\cdot N\cdot(\log_2 N-2)\}\times 2^{M-1}$에 의한 IFFT 곱셈만 계산하면 되고, 계산량은 768이 된다. 이것은 기존의 방식보다 약 52 % 정도의 계산 복잡도 감소를 보인다. 만약 flipping 방법도 적용한다면 시스템 계산 복잡도는 384로 줄어든다. 시뮬레이션 결과에서도 보이듯이 제안된 방식은 기존의 방식에 비해 상당한 계산 복잡도의 저감을 보이며, 시스템 처리 속도에서도 상당한 이득을 보인다. 만약 제안된 방식을 flipping 방법과 같이 사용한다면 계산 복잡도는 75 % 줄어들고 시스템 수행 시간 또한 줄어들게 된다. PTS에서 더 좋은 성능을 보이기 위해서는 더 많은 partition 블록을 사용하게 되는데, 이런 경우 계산 복잡도와 시스템 처리 시간은 매우 큰 단점으로 작용하게 된다. 그러므로 시스템의 복잡도를 줄이는 것은 IMD 저감 방식에서도 매우 중요하다.

그림 9은 제안한 IMD 저감 방식과 기존의 IMD 저감 방식의 BER 성능 곡선이다. 그림 9는 비선형

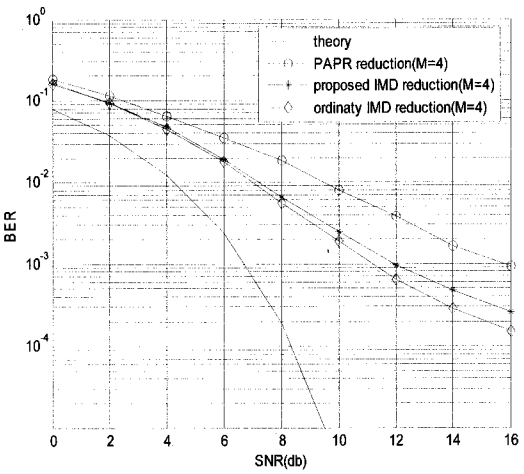


그림 9. 기존 IMD 저감 방식과 제안 IMD 저감 방식의 비교(N=64)
Fig. 9. BER comparison(N=64).

다항식 3차 항에 대한 성능 비교 곡선이다. OFDM 신호의 비선형 왜곡은 식 (1)에서 홀수 차수 항에 의해서 일어나게 된다. 여기서 비선형 다항식을 3차로 제한하는 것은 비선형성이 다항식의 3차 항에 주로 의존하는 것을 의미하고, 3차까지만 사용함으로써 시스템의 복잡도를 줄이게 한다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 낮은 복잡도의 IMD 저감 방식은 PAPR 저감 방식보다 성능이 좋다. 또한, 그림 9에서는 제안된 방식은 기존의 방식에 비해 큰 성능 손실을 가져오지 않는다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

IMD 저감 방식은 비선형 왜곡에 대하여 PAPR 저감 방식보다 BER 성능을 좋게 한다. 하지만 시스템의 복잡도를 줄이는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 IMD 저감 방식에서 복잡도를 줄일 수 있는 낮은 계산 복잡도의 IMD 저감 방법을 제안한다. 제안된 IMD 저감 방식은 주파수 영역에서 계산하던 비선형 왜곡 값을 시간 영역에서의 비선형 왜곡 신호의 전력으로 계산함으로써 FFT 과정을 생략한다. 제안된 방식을 기반으로 한 SPW는 iteration 과정에서 계속 반복하게 되는 FFT processor가 필요하지 않으므로 약 52 % 정도의 계산 복잡도를 줄었다. 만약 flipping 방법과 같이 사용한다면 약 75 % 정도의 계산 복잡도가 줄어들고 시스템 수행 시간 또한 줄어들게 된다. 또한 새로운 낮은 복잡도의 IMD 저감 방식은 기존의 시스템과 BER 성능 면에서 큰 차이를 보이지 않는다. 그러므로 제안된 낮은 복잡도의 IMD 저감 방식은 기존의 IMD 저감 방식의 단점인 시스템 계산 복잡도를 보완할 수 있는 방법이다.

참 고 문 헌

[1] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2000.

[2] Local, Metropolitan Area Networks - Part 16, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System, *IEEE Standard 802.16a.*

[3] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean power ratio of multicarrier transmission schemes", *Electronics Letters*, vol. 30, Issue 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.

[4] R. W. Bauml, R. Fischer, and J. B. Huber, "Reducting the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, 1996.

[5] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.

[6] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences with embedded side information", *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 2, pp. 746-750, Nov. 2000.

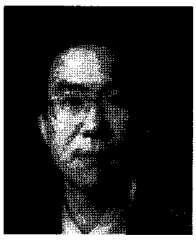
[7] H. G. Ryu, K. J. Youn, "A new PAPR reduction scheme: SPW(Subblock Phase Weighting)", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, Issue 1, pp. 81-89, Feb. 2002.

[8] M. R. D Rodrigues, I. J. Wassell, "A novel coding strategy to improve the error probability performance of non-linearly distorted OFDM signals", *Proc. IEEE VTC-Fall*, Oct. 2003.

[9] M. R. D Rodrigues, I. J. Wassell, "SLM and PTS based on an IMD reduction strategy to improve the error probability performance of non-linearly distorted OFDM signal's", *IEEE Int. Conf. on Communications*, Paris, France, pp. 857-861. Jun. 2004.

[10] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system", *Proc. 2nd European Conference on a Satellite Communications*, pp. 179-184, Oct. 1991.

유 흥 균



2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
1999년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수상

[주 관심분야] 이동 통신 시스템, MIMO, OIFDM, 3G/4G 시스템, 통신회로 설계 및 및 통신 신호 처리