

PTS 방식의 OFDM 통신 시스템에서 IMD 저감 기법의 복잡도와 계산량 저감

정희원 김 선 애*, 이 일 진**, 백 광 훈***, 유 흥 균*

Reduction of Structural and Computational Complexity in IMD Reduction Method of the PTS-based OFDM Communication System

SeonAe Kim*, Il-Jin Lee**, Gwang Hoon Baek***, Heung-Gyoon Ryu* *Regular Members*

요 약

높은 PAPR을 갖는 직교 주파수 분할 다중 접속 신호는 비선형 왜곡을 발생시키거나, 송신기의 전력 증폭기의 효율을 나쁘게 한다. 그래서 비선형 왜곡을 줄이기 위한 상호 변조 왜곡 저감 기법이 제안되었다. IMD 저감 기법은 비선형 왜곡에 대하여 PAPR 저감 기법보다 비트 오차를 작게 한다. 하지만 IMD 저감 기법의 결정 기준은 주파수 영역에서 이루어지기 때문에 송신기에 FFT가 추가되어 시스템 복잡도가 증가하고, IMD 연산의 복잡한 계산 과정과, 이에 따른 처리시간이 증가하는 문제가 있다. 그러므로 본 논문에서는 이러한 기존의 IMD 저감 기법의 복잡도와 계산량 저감하기 위한 새로운 방식의 IMD 저감 방식을 제안한다. 또한 본 논문에서는 제안된 방식을 PTS 방식의 OFDM 통신 시스템에 적용하여 기존의 기법과 복잡도와 계산량을 비교한다. 제안된 기법은 PAPR 처럼 시간영역에서 IMD의 전력량을 계산하므로 송신기에서 시스템의 복잡도와 계산량을 크게 줄일 수 있다. 또한 새로운 기법은 기존 방식과 BER 성능 면에서 차이를 보이지 않는다.

Key Words : IMD, OFDM, Nonlinear Distortion, PAPR, PTS, Complexity Reduction

ABSTRACT

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) signal with high PAPR(peak to average power ratio) produces the nonlinear distortion and/or decreases down the power efficiency of HPA(high power amplifier). So, the IMD(inter-modulation distortion) reduction method was proposed to reduce the nonlinear distortion, which shows better BER(bit error rate) performance than the PAPR reduction methods. However, IMD reduction method has inherent problem which system complexity and processing time increases because the FFT(fast Fourier transform) processor is added in transmitter and decision criterion of IMD reduction method is computed in frequency domain. In this paper, therefore, we propose a new IMD reduction method to reduce the computational complexity and structure of IMD computation. And we apply this proposed method into OFDM system using PTS(partial transmit sequence) scheme and compare the computational complexity between conventional and proposed IMD reduction method. This method can reduce the system size and computational complexity. Also, the proposed has almost same BER performance with the conventional IMD reduction method.

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중 접속 시스템은 고속 무선, 이동통신의 핵심이 되고 있다. 또한 4 세대 이

* 충북대학교 전자공학과(ecomm@cbu.ac.kr) ** 한국전자통신연구원 *** 국방과학연구소
논문번호 : KICS2009-01-022, 접수일자 : 2009년 01월 18일, 최종논문접수일자 : 2009년 08월 12일

동통신 시스템의 주요 기술로 각광받고 있다^{[1][2]}. OFDM 시스템에서 비트 오차율 성능에 영향을 미치는 요소들은 잡음과 채널환경, PAPR, 비선형 왜곡 등을 들 수 있다. 잡음과 채널 환경 등은 랜덤 프로세스이므로 모델링을 하기 위한 접근이 매우 어렵다. 하지만 PAPR이나 비선형 왜곡은 OFDM이 갖는 고유한 특성으로 발생되므로, 시스템에 미치는 영향을 최소화 하도록 조정해야 한다. OFDM 신호는 시간 축에서 여러 개의 직교 신호의 합으로 표현되기 때문에 매우 불안정한 진폭 변화를 나타낸다. 이 때 각각의 직교신호가 동위상으로 더해질 경우 높은 PAPR 이 발생한다. 첨두 전력 신호는 송신기의 전력 증폭기의 선형영역을 벗어나게 되어 송신 신호의 비선형 왜곡을 일으키게 된다. 그러므로 OFDM 시스템은 송신기에서 높은 선형 증폭기를 요구하거나, 큰 백오프로 인하여 전력 증폭기의 저효율을 가져온다. 이러한 이유로 PAPR은 OFDM에서 통신 성능을 좋게 하기 위한 하나의 결정 기준이 된다. 그래서 PAPR 문제를 해결하기 위한 방법들(clipping, block coding, selective mapping(SLM), partial transmit sequence(PTS))이 많은 연구에 의해 제안되었다^{[2][6]}. 하지만 이러한 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 비트 오차율에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다. Clipping은 일정한 문턱값 이상의 신호 크기를 자르기 때문에 전력 효율은 좋지만 신호의 대역 내 또는 대역 외에 왜곡이 발생되어 BER 성능이 저하된다^[3]. 반면, 블록 코딩이나 PTS, SLM들은 시스템의 복잡도가 증가하거나, 수행시간이 길어지고, 추가 정보를 전송해야 하는 단점들이 있다^{[3][9]}.

OFDM 시스템에서 BER 성능을 좋게 하기 위한 또 하나의 결정 기준은 상호 변조 왜곡이다. IMD 저감 기법은 2005년에 Rodrigues와 Wassell이 제안하였고, 전력 증폭기의 비선형성으로 인해 발생하는 IMD 값을 이용하여 BER 성능을 좋게 하는 방법이다^{[10]-[12]}. IMD 저감 기법은 OFDM 시스템의 송신기에서 사용하는 전력 증폭기의 비선형 왜곡에 의한 영향을 줄이기 위한 방법들 중 기존에 사용하던 PAPR 값을 줄이는 대신 직접 신호에 발생하는 비선형 왜곡 값(IMD 값)을 사용하여 수신기에서 신호 왜곡에 대한 민감성을 줄이기 위한 기법이다. [11]에서 IMD 저감을 기반으로 한 기법들은 PAPR 저감을 기반으로 한 기법들 보다 BER 성능을 더 좋게 한다는 것이 증명되었다. IMD 저감 기법은 비선형 소자를 통과한 신호와 원신호를 서로 비교

하여 비선형으로 인해 발생된 왜곡 값을 주파수 영역에서 계산한다. 하지만 이러한 과정은 송신기 안에서 IFFT 과정과 FFT 과정이 같이 존재하므로 시스템의 복잡도를 매우 증가시키는 단점이 있다^[11].

본 논문에서는 BER 성능을 더 좋게 하는 IMD 저감 기법에서 복잡도를 줄일 수 있는 새로 제안하는 IMD 저감 방법을 제안한다. 제안된 IMD 저감 기법은 주파수 영역에서 계산하던 비선형 왜곡 값을 시간 영역에서의 비선형 왜곡 신호의 전력비율로 계산함으로써 FFT 과정을 생략한다. 송신기에서 FFT 과정이 제거되면 IMD 계산 과정이 PAPR 계산 과정처럼 단순해지기 때문에 복잡한 시스템에 유리하다. 또한 시간 영역에서 왜곡 신호들의 전력비율로써 IMD 값이 정해지기 때문에 PAPR과 CCDF를 비교하기도 용이하다. 그러므로 본 논문에서는 시스템 처리 과정이 더 단순화 된 새로운 IMD 저감 기법을 기반으로 하여 시스템이 복잡한 여러 가지 PAPR 저감 기법들에 적용하는 것을 연구하였다. 또한, 본 논문에서는 복잡한 처리 과정을 가진 여러 PAPR 저감 기법들 중에 PTS 기법에 적용함으로써 그 성능을 확인한다. 만약 PTS에서 IMD 저감 기법을 제안한다면 반복 과정 속에 IFFT뿐만 아니라 FFT까지 수행하게 되므로 시스템 복잡도와 계산량이 일반 PTS에 비해 2배 이상 증가하게 된다. 제안된 기법은 낮은 복잡도를 유지하면서 BER 성능 측면에서도 기존의 기법과 큰 성능 차이를 보이지 않는다는 것을 시뮬레이션을 통하여 보인다.

II. 비선형 왜곡과 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 PSD(power spectral density) N_0 을 갖는 AWGN, 그리고 대역 통과 비선형의 입출력 특성 $f(\cdot)$ 은 기저 대역의 파워 급수로 표현된다^[8].

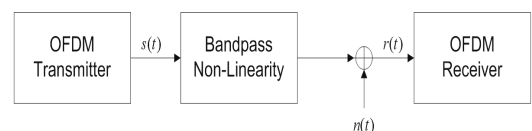


그림 1. OFDM 통신 시스템 모델
Fig. 1. OFDM communication system model

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

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

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

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

여기서, $S_{k,n}$ 은 k 번째 time slot과 n 번째 sub-channel에서 송신된 심볼을 의미한다. N 은 OFDM 의 부반송파의 개수이다. T 는 OFDM 신호의 심볼 주기이고, T_{CP} 는 cyclic prefix 시간이다. OFDM 수신신호의 진폭은 식 (4)로 주어진다.

$$r(t) = c_1 s(t) + c_3 s(t) s^*(t) + \dots + n(t) \quad (4)$$

최종적으로, k 번째 time slot과 n 번째 sub-channel에서 수신된 심볼은 다음과 같이 표현 된다.

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

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker delta product이고, $N_{k,n}$ 은 Gaussian random variable이고 평균이 0이고 분산이 N_0 이다. OFDM 신호의 전체적인 오차 확률 $P(e)$ 는 모든 OFDM sub-channel에서 오차 확률 $P(e_n)$ 의 평균으로 얻어진다. ($n = 0, 1, \dots, N-1$)

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

특히 송신된 신호가 BPSK 을 고려하면 식 (6) right hand side에서 조건부 오차 확률은 식 (7)이다.

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

또한 AWGN만 있을 때 최적 판별을 고려하므로 식 (7)의 right hand side에서 조건적인 오차 확률은 다음과 같다.

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

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

여기서 $\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\}$ 은 time-slot k 번째와 n 번째 서브 채널에서 수신 심볼이고, $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 은 타임슬롯 k 번째와 n 번째 서브채널에서 IMD 값이다. 기대값 $E[\cdot]$ 는 $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 에 관하여 얻어진다. 여기서 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\operatorname{erfc}(\cdot) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\lambda^2} d\lambda$$

$\operatorname{Re}\{S'_{k,n}\}$ 과 $\operatorname{Re}\{S''_{k,n}\}$ 는 다음과 같다.

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

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

식 (6), (7), (8), (9)는 확실히 비선형 왜곡된 OFDM의 오차 확률 성능이 최종적으로 왜곡되지 않은 신호의 PAPR 함수로 나타내지는 것 보다 왜곡된 신호의 IMD 함수로 표현되는 것을 증명한다^[10].

$$PAPR = \frac{\max[|s(t)|^2]}{E[|s(t)|^2]}, \quad kT < t < (k+1)T \quad (12)$$

그러므로 식 (8), (9)와 같은 효과적인 유도식이 비선형성에 대한 OFDM 통신 시스템의 오차 확률

성능을 개선하는 수단으로 IMD를 감소시키는 것을 제안할 수 있도록 한다.

IMD 저감을 기반으로 한 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 OFDM 심볼 $s^{(u)}$ 는 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}''^{(u)}\} / \text{Re}\{S_{k,n}'^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 의 값이 최소가 되도록 선택한다. 이 결정 기준은 $P(e) \leq \max[P(e_n); n = 0, \dots, N-1]$ 인 것에 의해 정의되는데, $\max[P(e_n); n = 0, \dots, N-1]$ 는 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}''^{(u)}\} / \text{Re}\{S_{k,n}'^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 와 관련된다(식 (6), (7), (8), (9)에서 보인다). 따라서 이 결정 기준은 오차 확률 자체보다 오차 확률의 상한을 최소화한다. $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}''^{(u)}\} / \text{Re}\{S_{k,n}'^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 의 양은 maximum normalized IMD에 적용된다. PAPR 저감을 기반으로 하는 OFDM 응용 기술들의 송신기에서는 PAPR 값이 가장 낮은 OFDM 심볼 $s^{(u)}$, $u = 1, \dots, U$ 가 선택된다.

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 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}''^{(u)}\} / \text{Re}\{S_{k,n}'^{(u)}\}; n = 0, \dots, N-1]$ 으로 주어진다(식 (5), (10), (11)에 의해). 여기서 $R = [R_{k,0}, R_{k,1}, \dots, R_{k,N-1}]$ 은 송신기에서 FFT를 거친 수신 심볼의 벡터이고 $S = [S'_{k,0}, S'_{k,1}, \dots, S'_{k,N-1}]$ 는 송신 심볼의 벡터이다. S_k'' 는 k 번째 심볼에서 발생한 모든 왜곡 신호이다. 그러나 Maximum normalized IMD값의 정확한 계산을 위해서는 시스

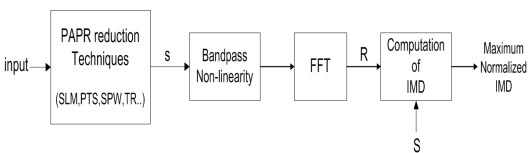


그림 2. Maximum normalized IMD 계산
Fig. 2. Computation for maximum normalized IMD value

템의 비선형 차수 이상의 factor로 오버샘플 된 신호가 필요하다.

III. 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법

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

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

$$S_d(t) = c_1x(t) + c_3x^3(t) + c_5x^5(t) + \dots \quad (13)$$

$$S(t) = c_1x(t) \quad (14)$$

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

$$d(t) = S_d(t) - S(t) \quad (15)$$

$$IMD = \frac{\max[|d(t)|^2]}{E[|d(t)|^2]}, \quad kT < t < (k+1)T \quad (16)$$

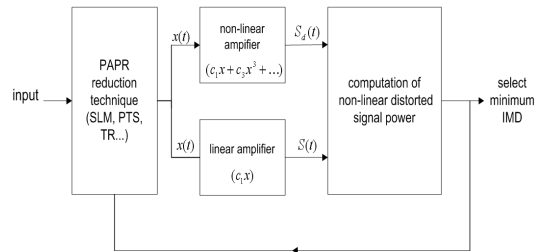


그림 3. IMD 값을 계산하기 위한 새로운 구조
Fig. 3. New arrangement to determine the IMD value

시간영역에서 IMD 값은 OFDM 신호의 비선형 왜곡 값들의 전력 비율로 나타난다. 그렇게 되면 IMD 계산 구조에서도 보이듯이 copy block만큼 필요하던 FFT가 줄어들게 되고, 시스템의 복잡도를 줄일 수 있다.

IV. 제안된 기법의 PTS 적용

이 섹션에서는 비선형 왜곡된 OFDM 신호의 오차 확률 성능을 향상하기 위한 IMD 저감 기법을 기반으로 한 PTS를 보이고, IMD 저감 기법과 PAPR 저감 기법을 비교한다. 또한 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법을 PTS에 적용하여 두 기법의 복잡도 차이를 비교한다.

일반 PTS OFDM 송신기는 그림 4에 보여진다. OFDM PTS 송신기에서 정보 벡터 I 는 M (zero padded)개의 서로 다른 sub-block이나 cluster의 정보 벡터 $I^{(m)}, m = 1, \dots, M$ 이 되며, $I = I^{(1)} + I^{(2)} + \dots + I^{(M)}$ 과 같다. 그리고 각각의 sub-block 이나 cluster 는 각 rotation factor $b_m = e^{j\theta_m}$ 와 곱해진다. 여기서 θ_m 은 하드웨어 구현이 효과적인 $\{0, \pi\}$ 이나 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 으로 한다. 따라서 송신 벡터는 식 (13), 송신 OFDM 심볼은 식 (14)로 주어진다.

$$S = \sum_{m=1}^M b_m I^{(m)} \quad (13)$$

$$s = IFFT \left[\sum_{m=1}^M b_m I^{(m)} \right] = \sum_{m=1}^M b_m IFFT [I^{(m)}] = \sum_{m=1}^M b_m i^{(m)} \quad (14)$$

여기서 $i^{(m)} = IFFT[I^{(m)}]$ 은 보통 partial transmit sequence로 알려져 있다.

기존의 IMD 저감 기법과 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법을 기반으로 한 PTS의 구조는 그림 4에 그림 2나 그림 3을 결합한 구조이다. IMD 저감 기법을 기반으로 한 PTS에서 선택된 rotation factor 는 $\max[-\text{Re}\{S_{k,n}^{(u)}\} / \text{Re}\{S_{k,n}'^{(u)}\}, n = 0, \dots, N-1]$ 을 최소화 하는 심볼이다. PAPR reduction을 기반으로 하는 PTS에서는 rotation factor가 송신 심볼의 PAPR 값을 최소화하는 것이 선택된다.

PTS 방법은 PAPR이나 IMD가 감소되는 심볼을 선택하기 위해 여러 번의 iteration 과정이 포함되어 있는데, 여기에 FFT가 더 첨가 되게 되면 송신기의 계산 복잡도가 매우 증가한다. 그러므로 송신기의 계산 복잡도를 줄일 수 있는 새롭게 제안된 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법을 PTS에 적용한다. 새롭게 제안된 IMD 저감 기법에서 IMD 값은 시간영역에서 비선형 왜곡 신호의 최고 전력 대 평균전력의 비율로 나타나는 것을 식 (15)와 (16)에서 보였다. 그러므로 제안된 IMD 저감 기법은 시간영역에서 OFDM 심볼 중에 비선형 왜곡된 신호 전력이 가장 작게 되는 심볼을 선택하여 전송한다. 두 기법 간의 계산 복잡도 차이는 표 1에 나타내었다.

여기서 A 는 Radix-4 알고리즘을 사용하는 N-point FFT/IFFT의 곱셈 계산 양이고, $(3/8)N(\log_2 N - 2)$ 이다. PTS에서는 partition 블록에 따라서 N-point가 결정되는데 partition block을 M 이라 하면 IFFT/FFT-point는 $M \times N$ -point가 된다. 표 1은 곱셈 계산만 보였을 뿐 덧셈 계산은 제외하였다. 표에서 보

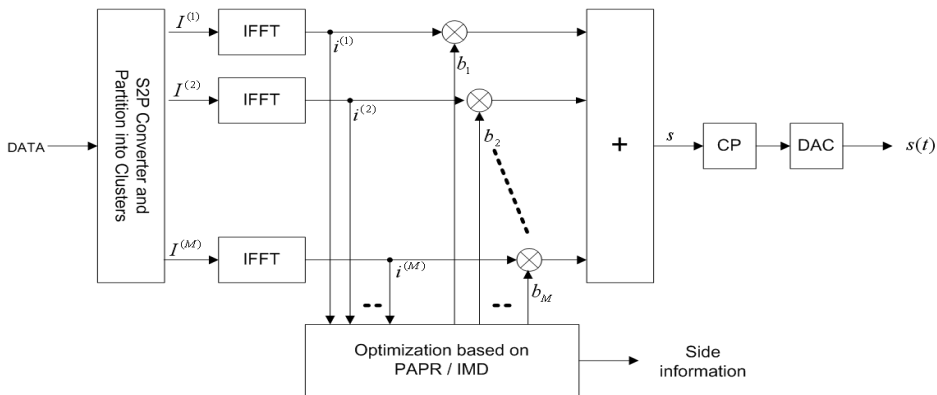


그림 4. PTS 기반의 OFDM 송신기
Fig. 4. OFDM transmitter based on PTS method

표 1. 두 시스템 간의 계산 복잡도 비교
Table 1. Comparison of computational complexity between two systems

	IFFT block 개수(iteration 포함)	IFFT 계산 복잡도	FFT 계산 복잡도	계산 복잡도 비교
IMD 저감 기법	2^M	$2^M \times A$	$2^M \times A$	기준
IMD + flipping 방법	2^{M-1}	$2^{M-1} \times A$	$2^{M-1} \times A$	50% 감소
제안한 IMD 저감 기법	2^M	$2^M \times A$	None	50% 감소
제안한 IMD + flipping 방법	2^{M-1}	$2^{M-1} \times A$	None	75% 감소

아 알 수 있듯이 제안된 IMD 저감 기법은 계산 복잡도에서 기존의 기법에 비해 약 50% 정도의 이득을 얻을 수 있다. 또한 기존의 IMD 저감 기법에 flipping 방법을 추가 했을 경우에도 계산 복잡도는 기존의 기법보다 50% 정도의 감소를 보이고, 시스템 처리 속도도 빨라지게 된다. 만약 제안한 기법에 flipping 방법 (표 1에서 4번째 경우)까지 추가된다면 계산 복잡도는 기존의 기법 보다 75%정도 감소를 보인다. 그러므로 본 논문에서는 PAPR 저감 기법들 보다 IMD에 대하여 BER 성능을 더 좋게 하면서, 기존의 IMD 저감 기법의 문제점인 복잡도를 줄일 수 있는 방법을 제안하였고, 이를 증명하기 위해 복잡한 처리 과정을 가진 여러 PAPR 저감 기법들 중에 PTS에 제안한 기법을 적용해봄으로써, 새로 제안하는 IMD 저감 기법이 PTS는 iteration 과정에서 계속 반복하게 되는 FFT processor를 제거하기 때문에 기존의 IMD 저감 기법 보다 약 50% 정도 계산 복잡도를 줄인다.

V. 시뮬레이션 결과와 논의

기본적인 PTS 구조는 그림 4처럼 표현되고 기존의 IMD 저감 기법은 그림 4와 그림 2의 결합된 구조로 표현되고, 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법의 구조는 그림 4와 그림 3이 결합된 형태로 나타난다. 시스템 시뮬레이션 조건은 다음과 같이 고려한다. $T = 4\mu s, T_{CP} = 0, N = 64$ 이고, 비선형 3차 다항식의 일반적인 파라미터 값이 $c_1 = 2.00, c_3 = -0.20, c_{2n-1} = 0(n > 2)$ 을 갖는 OFDM/QPSK를 사용한다. 여기서 c_1 을 2로 한 것은 새롭게 제안한 구조에서 비선형 왜곡 신호와 선형 신호 간의 차이를 좀 더 명확히 보여주기 위함이다. PTS 시스템에서 partition block M 은 4, 8 이고 이 때 $\theta_m \in \{0, \pi\}$ 이다. 또한 output

back-off(OBO)를 2 dB로 고려한다. 여기서 OBO는 비선형의 출력에서 최대 전력과 평균 전력의 dB 차이로 정의한다.

그림 5와 그림 6은 PTS에 제안한 IMD 저감 기법을 적용한 CCDF이다. 낮은 계산 복잡도의 IMD 저감 기법은 기존의 IMD 저감 기법과 같이 PAPR

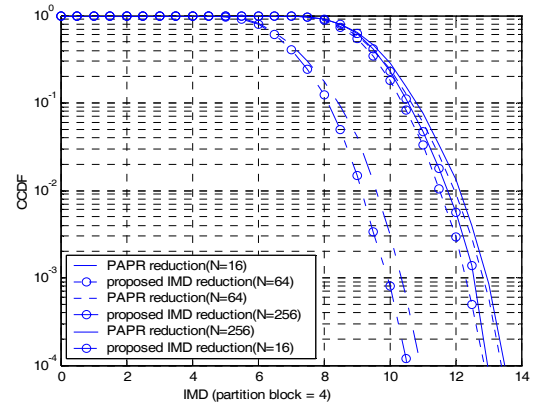


그림 5. PAPR 저감기법과 제안한 IMD 저감기법의 CCDF ($M = 4$)
Fig. 5. CCDF of PAPR and proposed IMD reduction method ($M = 4$)

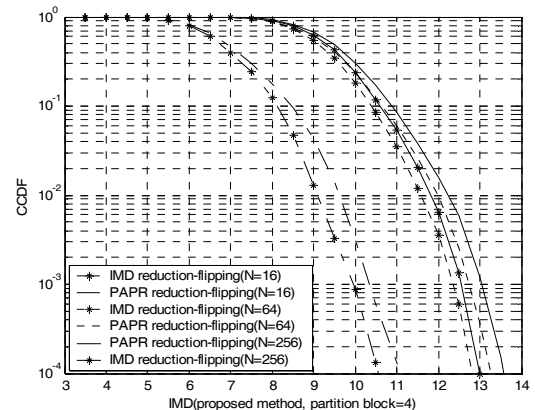


그림 6. Flipping 방법일 때 CCDF 비교($M = 4$)
Fig. 6. CCDF comparison in flipping method ($M = 4$)

저감 기법보다 신호의 비선형 왜곡을 적게 일으킨다. 시뮬레이션 결과는 새롭게 제안한 기법이 낮은 복잡도를 유지하면서 기존의 IMD 저감 기법과 비슷한 성능을 유지하는 것을 보여준다. 또한 flipping 방법을 추가했을 때 계산 복잡도는 더 낮아지면서 제안한 기법과 같은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. $M = 4$ 이고 $N = 64$ 일 때, 계산 복잡도를 비교해 보면, IFFT와 FFT의 복소수 곱셈은 기존의 IMD 저감 기법이 $(2^4 \times 576) \times 2$ (IFFT와 FFT의 계산 복잡도 합), 기존의 IMD 저감 기법에 flipping 방법을 사용하면 $(2^3 \times 576) \times 2$, 제안한 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법은 $2^4 \times 576$, 제안한 기법과 flipping 방법을 사용하면 $2^3 \times 576$ 이 된다(Radix-4 알고리즘을 사용했을 때). 시뮬레이션 결과에서도 보이듯이 제안된 기법은 계산 복잡도가 약 50% 정도 줄고, 만약 flipping 방법과 같이 사용한다면 계산 복잡도는 75% 줄어들고 시스템 수행 시간 또한 줄어들게 된다. PTS에서 더 좋은 성능을 보이기 위해서 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 기법에서도 매우 중요하다.

그림 7과 그림 8은 제안한 IMD 저감 기법과 기존의 IMD 저감 기법의 BER 성능 곡선이다. 그림 7은 비선형 다항식 3차 항에 대한 성능 비교 곡선이다. 여기서 비선형 다항식을 3차로 제한하는 것은 비선형성이 다항식의 3차 항에 주로 의존하는 것을 의미하고, 3차까지만 사용함으로써 시스템의 복잡도를 줄이게 한다.

그림 8은 SSPA에 대한 BER 성능 곡선이다. HPA의 출력 $y(t)$ 의 콤플렉스 진폭은 입력 $x(t)$ 다음과 같은 관계가 있다^[12].

$$y(t) = f_{AM/AM}(x(t)) e^{j(f_{Am/PM}(x(t)) + \angle x(t))} \quad (15)$$

여기서 $f_{AM/AM}(\cdot)$ 은 HPA의 AM/AM 특성이고 $f_{AM/PM}(\cdot)$ 은 HPA의 AM/PM의 특성이다. solid state power amplifier(SSPA)의 입출력 특성은 식 (16)과 같다.

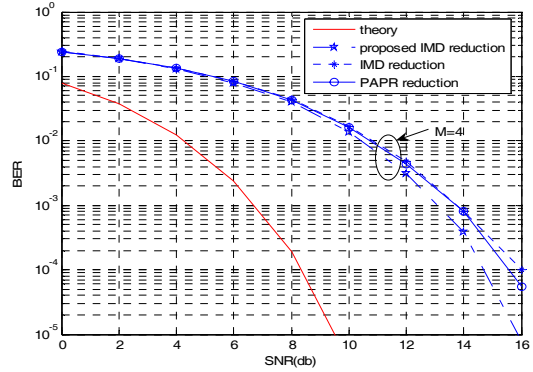


그림 7. 3차 비선형 다항식에 대한 성능 비교(N=64)
Fig. 7. Performance comparison in present of 3rd order polynomial non-linearity(N=64)

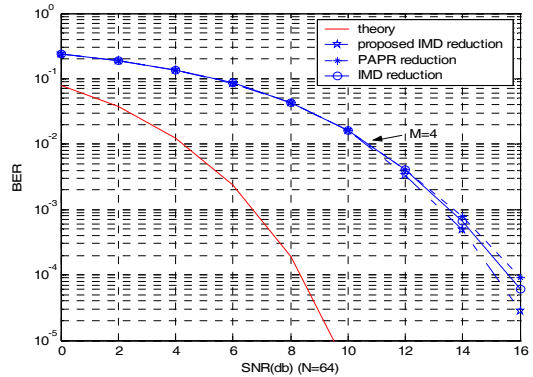


그림 8. SSPA를 사용한 경우 성능 비교(N=64)
Fig. 8. Performance comparison using SSPA(N=64)

$$f_{AM/AM}(r(t)) = \frac{r(t)}{\left[1 + \left[\frac{r(t)}{A_0}\right]^p\right]^{1/2p}} \quad \text{and} \quad f_{AM/PM}(r(t)) \approx 0 \quad (16)$$

여기서 v 는 소신호 이득이고, A_0 는 제한된 출력 진폭이고, 선형영역부터 제한 영역까지 변화의 smoothness는 파라미터 p 에 의해 조절된다. HPA 파라미터 값은 $v = 1$, $A_0 = 1$, $p = 3$ 이다^[7]. 비선형 특성과 선형의 특성을 잘 보이기 위해 선형 특성을 나타낼 때는 $p = 1$ 로 하고, output back-off(OBO)를 0dB로 한다. 또한 그림 7에서는 제안된 기법이 기존의 IMD 저감 기법 보다 더 좋은 성능을 보인다. 그림 8에서는 SSPA를 사용하여 비선형 특성이 3차 다항식보다 두드러지지 않지만, 이 경우에도 제안된 IMD 저감 기법이 PAPR 저감 기법과 기존의 IMD 저감 기법보다 BER 성능이 좋아진다. 하지만 비선형 특성을 잘 표현하기 위해서 백오프를 하지 않았기 때문에 신호의 전체적인 BER 성능은

좋지 않다.

그림 7에서는 제안된 기법이 기존의 IMD 저감 기법 보다 더 좋은 성능을 보인다. 그림 8에서는 SSPA를 사용하여 비선형 특성이 3차 다항식보다 두드러지지는 않지만, 이 경우에도 제안된 IMD 저감 기법이 PAPR 저감 기법과 기존의 IMD 저감 기법보다 BER 성능이 좋아진다. 하지만 비선형 특성을 잘 표현하기 위해서 output back-off를 하지 않았기 때문에 신호의 전체적인 BER 성능은 좋지 않다.

표 2는 각 시스템 간의 평균 방사 전력 값을 보인다. 제안한 기법은 BER 성능에 보였듯이 비선형 특성에 대해 기존의 IMD 저감 기법과 거의 비슷한 성능을 보이거나 오히려 더 낮은 방사 전력을 갖는다.

그림 9는 부가 정보의 오차 확률에 대한 BER 성능을 보인다. PTS처럼 부가 정보를 전송해야 하는 시스템의 경우 잘못 전송된 부가 정보는 원래의 신호를 복구하지 못하며, 부가 정보의 오차 확률이 전체 신호의 BER 성능을 결정한다는 것을 알 수 있다. 대부분의 경우 P_s 가 P_s 와 같은 확률을 갖는다면, 실제 신호의 비트 오차 확률은 기존의 성능보다 성능 열화가 발생하지 않는다. 또한 만약 부가 정보의 오류가 없다면, BER 성능은 기존의 AWGN 채널에서 QPSK가 갖는 BER 성능과 같다.

표 2. 비선형 특성에 대한 시스템 간의 방사 전력 비교
Table 2. Out-of-band power for 3rd order non-linearity

	M=2	M=4
No reduction	-15.5dBW	-15.2dBW
PAPR reduction	-15.3dBW	-18.3dBW
IMD reduction	-16.0dBW	-19.6dBW
Proposed IMD reduction	-16.2dBW	-20.2dBW

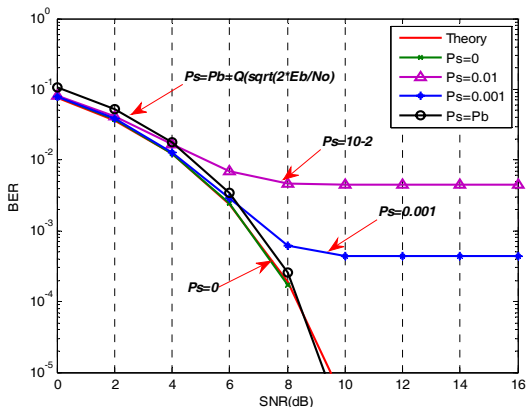


그림 9. 부가 정보 P_s 의 오차에 대한 BER 성능
Fig. 9. BER performance for the error of the side information, P_s .

VI. 결 론

본 논문에서는 IMD 저감 기법에서 복잡도를 줄일 수 있는 새로 제안하는 IMD 저감 방법을 제안하였다. 제안된 IMD 저감 기법은 주파수 영역에서 계산하던 비선형 왜곡 값을 시간 영역에서의 비선형 왜곡 신호의 전력으로 계산함으로써 FFT 과정을 생략한다. PTS에서 새로 제안하는 IMD 저감 기법은 iteration 과정에서 계속 반복하게 되는 FFT processor가 필요하지 않으므로 약 50%정도의 계산 복잡도를 줄일 수 있다. 만약 flipping 방법과 같이 사용한다면 약 75% 정도의 계산 복잡도가 줄어들고 시스템 수행 시간 또한 줄어들게 된다. 또한 새로운 낮은 복잡도의 IMD 저감 기법은 기존의 시스템과 BER 성능 면에서 거의 유사하다. 그러므로 새로 제안하는 IMD 저감 기법은 IMD 저감 기법의 단점을 보완할 수 있는 방법이다.

참 고 문 헌

- [1] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [2] Local and 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, "Reducing 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., and 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., and 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] J. Jong and W. E. Strark, "Performance analysis of coded multicarrier spread-spectrum systems in the presence of multipath fading and non-linearities," *IEEE Trans. Commn.*, vol. 49, pp. 168-179, Jan. 2001.

[8] 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.

[9] H. G. Ryu, J. E. Lee, J. S. Park, "Dummy sequence insertion (DSI) for PAPR reduction in the OFDM communication system," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, Issue 1, pp. 89-94, Feb. 2004.

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

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

[12] M. R. D Rodrigues and I. J. Wassell, "IMD reduction coding to improve the error probability performance of nonlinearity distorted OFDM signals," *IEE Proceedings Communications*, vol. 152, Issue 7, pp. 559-566, Oct. 2005.

[13] 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.

김 선 애 (SeonAe Kim)

정회원



2005년 8월 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(공학사)
 2005년 9월~2007년 8월 충북대학교 전자공학과(공학석사)
 2008년 3월~현재 충북대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 전력선통신, 등

이 일 진 (Il-Jin Lee)

정회원



1994년 2월 충북대학교 전자공학과(공학사)
 1996년 2월 충북대학교 전자공학과 통신공학전공(공학석사)
 2004년 3월~현재 충북대학교 전자공학과 박사과정
 1996년~1999년 삼성항공(주) 전

임연구원

1999년~2000년 삼성전기(주) 전임연구원

2000년~현재 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원
 <관심분야> VoIP, OFDM시스템, 디지털 통신, 정보통신시스템

백 광 훈 (Gwang Hoon Baek)

정회원



1988년 2월 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1990년 1월~현재 국방과학연구소 연구원
 1990년 2월 경북대학교 전자공학과(공학석사)
 2007년 3월~현재 충북대학교

전자공학과 박사과정

<관심분야> 위성통신시스템, 네트워크, 모델

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재 IEEE, IET 논문 심사위원

2002년 한국전자과학회 학술상 수상

2008년 ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

<관심분야> 무선통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호처리