

PAPR 저감을 위하여 부가 Control 톤을 이용하는 OFDM 통신 시스템

OFDM Communication System Using the Additive Control Tone for PAPR Reduction

김진관 · 이일진 · 유흥균

Jin-Kwan Kim · Il-Jin Lee · Heung-Gyoon Ryu

요약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템은 고속 무선 데이터 전송에 적합한 방식으로 널리 알려져 있지만, 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)로 인하여 HPA(High Power Amplifier)에서 큰 비선형 왜곡을 겪는 문제점을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 높은 PAPR을 저감하는 방법으로 control 톤을 삽입하는 방법을 제안하며, 이를 PCT(PAPR Control Tone) 기법이라 하기로 한다. 제안된 PCT 기법은 몇 개의 부반송파에 PAPR 저감용 control 톤을 부가하고 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 변환하여 가장 낮은 PAPR이 되도록 control 톤의 위상을 조절하는 방식이다. control 톤은 송신단에서 PAPR 저감만을 위해 사용될 뿐 수신단에서는 간단히 제거된다. 그러므로, 기존의 SLM(Selected Mapping) 및 PTS(Partial Transmit Sequence)에서 나타나는 부가 정보 전송과 그로 인한 BER 증가와 같은 단점이 없다. 또한 병렬 처리하면 실시간 데이터 처리가 가능하다. 제안한 기법을 selected mapping(SLM) 기법과 성능 비교를 하여 보았다. 그 결과 control tone을 6개 넣어줬을 때 SLM 기법과 같은 성능을 갖는다. 그리고 HPA를 포함한 경우 BER 통신 성능도 구하였다.

Abstract

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) communications system is very attractive for the high data rate wireless transmission. However, it may be distorted in the nonlinear HPA(High Power Amplifier) since OFDM signal has high PAPR(Peak-to-Average Power Ratio). In this paper, a new method using control tone is studied for reducing the PAPR, and we call it PCT(PAPR Control Tone) method. This proposed PCT method is to assign control tones for PAPR reduction at the predefined sub-carriers. After IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) and PAPR calculation, the OFDM data signal of the lowest PAPR is selected to transmit. Unlike the conventional method, it can cut down the computational complexity because it does not require the transmission and demodulation process of side information about the phase rotation. Furthermore, if this method is made up in parallel configuration, it can solve the time delay problem so that it can be processed in real time processing. This proposed method is compared with the conventional selected mapping(SLM) technique. We find out the PAPR reduction performance and BER when the number of control tone is 6 and nonlinear HPA is considered.

Key words : PAPR, HPA, OFDM, PCT

I. 서론

OFDM 통신 시스템에서 OFDM 신호는 독립적으

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

· 논문 번호 : 20051019-119

· 수정완료일자 : 2005년 12월 19일

로 변조된 많은 부반송파들로 구성되며, 이들이 동 위상으로 더해질 때 발생하는 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)로 인해 비선형 소자를 통과할 때 비선형 왜곡이 발생한다. 비선형 왜곡을 줄이기 위해 선형 HPA(High Power Amplifier)를 사용하거나 충분한 back-off를 해야 한다. 하지만 가격과 전력 효율 측면에서 적절하지 않아 직접적인 해결 방안이 되지 않는다. 따라서 전송 효율을 증가시키기 위한 PAPR 저감 기법들이 많이 연구되었다.

기존에 연구된 PAPR 저감 기법들을 살펴보면 clipping, block coding, PTS(Partial Transmit Sequence) 및 SLM(Selective Mapping) 등이 있다. 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, 코딩 효과가 있기 때문에 Magic WAND에 이용되는 방식이다^{[2],[3]}. 그러나 code rate와 대역 효율(bandwidth efficiency)이 현저히 낮아지고 부반송파의 수가 증가할수록 계산량이 지수적으로 증가하는 단점이 있다. SLM은 동일 정보에 여러 phase sequence를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송한다^[4]. PTS는 부반송파를 여러 개의 cluster로 나누어 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적의 rotation factor(또는 combining factor)를 곱하여 전송한다^{[5]~[7]}. 이 두 방식은 스펙트럼 왜곡 없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있다. 하지만 위상 회전 정보를 반드시 전송하여 데이터의 복원 과정이 반드시 필요하게 되므로 이에 따른 예러가 발생하게 된다.

본 연구에서는 위에서 기술한 부가 정보가 갖는 문제점을 개선시키기 위한 PAPR 저감 기법인 PCT(PAPR Control Tone) 방식을 제안한다. 이 방식은 IFFT 과정 전에 입력된 데이터에 control 톤을 첨가하여 전송하게 된다.

처리시간을 줄이기 위한 PAPR 저감 방법으로 control tone을 병렬 구성하였다. 제안하는 병렬 구성한 PCT 방식은 각각의 브랜치에 서로 다른 위상 회전 factor를 곱하는 대신 각 브랜치에서 일정 비율의 부반송파에 각기 다른 tone을 삽입하여 IFFT 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 브랜치의 데이터를 전송한다.

이 두 가지 방식은 일정 비율의 부반송파를 할당

하여 송신단의 PAPR 저감을 위해 사용함으로써 별도의 부가 정보가 필요치 않게 되어 대역 효율이 개선된다. 그리고 수신단에서 부가 정보의 복원이 불필요하므로 부가 정보에 의해 발생하는 성능 저하를 막을 수 있다.

II. PAPR과 비선형 왜곡

그림 1은 일반적인 OFDM 시스템의 구성도이다. 입력 데이터가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고 직렬/병렬 변환 후 IFFT를 사용하여 OFDM 변조된다^[8]. X_n 을 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 수, T_s 는 OFDM 심볼 구간이라고 하면, 복소 기저 대역 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

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

병렬/직렬 변환된 다음 HPA(High Power Amplifier)를 거쳐 전송된다. 수신기에서는 송신기의 역과정을 거쳐 데이터를 복원한다.

OFDM 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)은 다음과 같이 정의한다.

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

여기에서 $E[\cdot]$ 는 기대치를 의미한다.

OFDM 심볼 당 N 개 샘플링 하는 Nyquist sampling rate는 continuous-time OFDM 신호의 최대치를 놓칠 수 있으므로 PAPR을 정확히 측정할 수 없게 된다. 따라서 정확한 측정을 위해서 과도 샘플링을 수행하

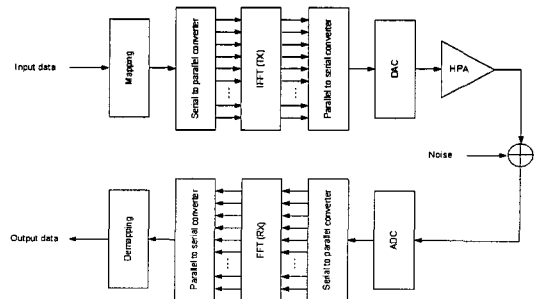


그림 1. OFDM 시스템의 구성도
Fig. 1. OFDM system block diagram.

며, 4배 이상의 과도 샘플링 하면 원래의 신호와 유사하게 된다. 모든 PAPR 계산은 4배의 과도 샘플링을 가정하였다.

과도 샘플링을 하였을 경우 PAPR의 분포는 다음과 같이 주어진다^[8].

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

($PAPR_o$ = 임계값(threshold))

OFDM 신호의 PAPR에 대한 CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)는 다음과 같이 표현된다.

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

일반적으로 과도 샘플링을 한 OFDM 신호에 대해서 $\alpha \approx 2.8$ 이 적당하다고 알려져 있다.

OFDM 변조된 신호는 HPA에 입력되며, 이때 HPA에 입력되는 복소 신호는 식 (5)와 같다.

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

HPA의 비선형 특성에 의해 왜곡된 HPA 출력 신호 $y(t)$ 는 다음과 같다.

$$y(t) = F_A[r(t)]e^{j[\varphi(t) + F_P[r(t)]]} \quad (6)$$

여기에서 $F_A[r(t)]$, $F_P[r(t)]$ 는 비선형 HPA의 AM/AM(Amplitude/Amplitude)과 AM/PM(Amplitude/Phase) 변환 특성이다. TWTA(Traveling-Wave Tube Amplifier) 모델은 AM/AM과 AM/PM 변환이 발생되고, SSPA(Solid State Power Amplifier) 모델은 AM/AM 변환 특성만이 존재하게 된다^{[11],[12]}.

TWTA 모델의 AM/AM과 AM/PM 변환 특성은 다음 식과 같이 주어진다.

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

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

여기에서 A_{sat} 는 증폭기 입력의 포화 전압을 의미한다.

그리고 SSPA 모델의 AM/AM과 AM/PM 변환 특성은

$$F_A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_o}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}$$

$$F_P[r(t)] = 0. \quad (8)$$

여기에서 A_o 는 출력의 최대 진폭이다. HPA의 p 는 비선형의 정도를 나타내는 인자이다.

HPA에서 발생하는 비선형 왜곡은 증폭기의 back-off에 따라 동작점이 변화하게 되므로 이에 영향을 받는다. 따라서 IBO(Input Backoff)와 OBO(Output Backoff)는 다음과 같이 정의한다.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,IN}}{P_{IN}} [dB]$$

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,OUT}}{P_{OUT}} [dB]. \quad (9)$$

여기에서 P_{IN} 은 HPA 입력 신호의 평균 전력이고, P_{OUT} 은 HPA 출력 신호의 평균 전력을 의미한다. $P_{o,OUT}$ 은 최대 출력 전력(포화 전력)이고 $P_{o,IN}$ 은 최대 출력 전력에 부합하는 입력 전력이다.

III. 제안한 PCT 방식

직/병렬 변환부는 순차적인 입력 데이터 D 를 $2L$ 개로 병렬 변환하여 출력한다. 그리고 직/병렬 변환부 출력에는 $3M$ 개의 control 톤이 삽입되어 IFFT의 크기가 N 이 된다. 즉, $N=2L+3M$ 이다. 마지막으로 최소 PAPR 선택기에서 IFFT 변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 송신하게 된다. 따라서, 입력 데이터가 $D=\{D_1, D_2, \dots, D_L, D_{L+1}, D_{L+2}, \dots, D_{2L}\}$ 인 경우, $3M$ 개의 control 톤이 부가되어 전송 데이터 포맷을 이룬다. 그림 3은 부가 정보를 전송하지 않는 PCT 방식의 송신 데이터 블록이다. 앞서 언급한 바와 같이 $2L$ 개의 데이터 블록에 길이 $3M$ 개의 더미 시퀀스가 더해져 하나의 OFDM 데이터 블록을 이룬다.

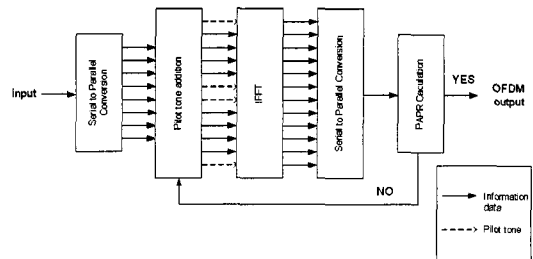


그림 2. 제안한 방식 구성도
Fig. 2. Block diagram of proposed method.

X IFFT Input																
Tone bit			Divided data D				Tone bit			Divided data D				Tone bit		
1	...	M	1	2	...	L	M+1	...	2M	L+1	L+2	...	2L	2M+1	...	3M

그림 3. 송신기 데이터 블록
Fig. 3. Data block in the transmitter.

따라서 i 번째 귀환의 IFFT에 입력되는 N 개의 심벌은 $\{X_n^i, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 과 같이 표현할 수 있다.

$$x_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT. \quad (10)$$

이 신호는 주기 T 간격으로 시간 영역의 신호를 나타낸다. 이런 과정을 거쳐 2^{3M} 번의 귀환에 의해 만들어진 OFDM 신호 중 최소 PAPR 선택기에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 귀환의 신호를 선택한다. 즉, 전송되는 OFDM 신호는

$$x(t) = \min_{1 \leq i \leq B} \left\{ \max \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \right) \right\}. \quad (11)$$

Control 톤을 삽입한 방법은 병렬 자료의 control 톤의 값이 '1 1 ... 1'이면 full iteration 방식을 적용하여 두 번째 control 톤 값은 '1 1 ... 1 -1', 세 번째 control 톤은 '1 1 ... -1'과 같은 규칙을 갖고 생성되게 된다. 따라서 이 경우 전체 control 톤이 생성되는 수 및 IFFT 귀환의 수는 2^{3M} 이다.

이와 같이 PAPR 저감을 위해 control 톤의 값이 변화하게 되고, 이 정해진 크기의 control 톤은 PAPR

저감용으로만 사용된다. 따라서 PTS나 SLM은 정보 데이터가 주어진 조건에 의해 위상 회전을 하고, 이러한 위상 정보를 반드시 전송해야 하지만, 제안한 방식은 송신단에서 별도의 부가 정보를 송신하고, 수신단에서 데이터 복조시 control 톤의 복원이 필요치 않게 된다. 또한 수신단에서는 이 역 과정을 통해 데이터를 복원하게 된다. 따라서 수신단에서 제안한 방식은 PTS나 SLM처럼 부가 정보의 복조, 그리고 이에 해당하는 데이터에 위상 회전 과정이 이루어지지 않기 때문에 계산량 및 복잡도가 감소하게 된다.

즉, 수신기에서는 control 톤 부분만을 제거하여 수신하면 된다. 따라서 전송 효율은 다음과 같이 고정된 값이다.

$$\text{전송효율}[\%] = \frac{2L}{2L + 3M} \times 100. \quad (12)$$

그림 4는 제안한 방식의 OFDM 시스템의 수신기 블록 구성도를 보여준다. FFT의 출력은 N 개의 수신 데이터들로 구성되며, 이 중 $3M$ 개의 control 톤과 $2L (= N - 3M)$ 개의 데이터로 구성된다. Control 톤 제거부는 이미 알고 있는 정해진 크기의 control 톤의 삽입 부분을 제거한다. 그리고 병/직렬 변환부에서

표 1. $3M=6$ 일 때, control 톤의 예
Table 1. Example of control tone at $3M=6$.

Branch	방법					
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2	-1	-1	-1	-1	-1	1
3	-1	-1	-1	-1	1	-1
4	-1	-1	-1	-1	1	1
5	-1	-1	-1	1	-1	-1
⋮	⋮					
63	1	1	1	1	1	-1
64	1	1	1	1	1	1

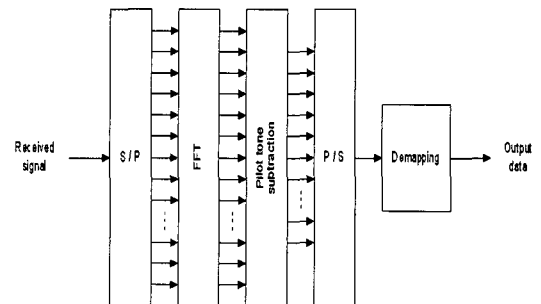


그림 4. 제안된 방식의 수신기 블록 구성도
Fig. 4. Block diagram of OFDM receiver using a proposed method.

는 control 톤이 제거된 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환한다.

위와 같이 단순히 이미 알고 있는 control 톤 부분을 제거하여 복원하기 때문에 SLM 또는 PTS의 수신기에 필요한 위상 회전 정보의 복원 및 위상 회전 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. PCT의 병렬 구성 방식

그림 5는 PCT와 SLM을 결합한 송신기 블록 구성도를 나타낸 것이다. 데이터 블록에 control tone을 삽입하는 방식을 병렬로 늘어놓은 형태로, 이 중 최소 PAPR 갖는 시퀀스를 선택하여 전송한다. 먼저, 맵핑(mapping)된 신호는 직/병렬 변환부에 의해 순차적으로 $N-M$ 개로 병렬 변환하여 출력한다. 출력된 신호는 B 배 복사되어 각각의 브랜치에 입력되고, 이때 각 브랜치에는 개수가 M 인 각기 다른 control tone이 삽입되어 전체 길이가 N 인 병렬 데이터로 변환된다. 따라서 사용되는 IFFT의 크기는 N 이 된다. 여기에서 N 은 전체 부반송파 수, M 은 control tone의 개수 그리고 B 는 브랜치의 수 즉, control tone이 들어가는 경우의 수이다. 따라서 N 은 L 과 M 의 합으로 입력 데이터 $D=D_1, D_2, \dots, D_L$ 인 경우, 길이가 M 인 control tone이 부가되어 전송 데이터 포맷을 이룬다. IFFT 변환부는 정보 데이터와 control tone의 입력을 IFFT 변환하고, 병/직렬 변환하여 시간 영역의 파형을 출력한다. 마지막으로 최소 PAPR 선택기에서 IFFT 변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 가장 작은 PA-

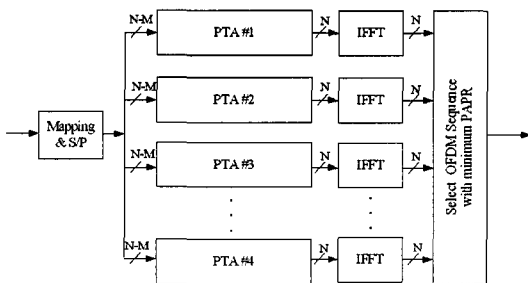


그림 5. PCT 병렬 구성 방식의 OFDM 송신기 구성도
Fig. 5. Block diagram of OFDM transmitter using parallel composition of PCT.

PR을 갖는 브랜치의 신호를 송신하게 된다.

앞서 언급한 바와 같이 L 개의 데이터 블록에 M 개의 control tone이 더해져 하나의 OFDM 데이터 블록을 이룬다.

따라서 앞에서와 같이 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 상호 직교하는 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 PCT의 식과 동일한 식 (13)으로 표현한다.

$$x_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT. \quad (13)$$

이 신호는 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

$$x(t) = \min_{1 \leq i \leq B} \left\{ \max \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_n^i e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \right) \right\}. \quad (14)$$

생성된 서로 다른 control tone을 각각의 브랜치에 삽입하여 IFFT 후 PAPR을 비교하여 가장 작은 PAPR을 갖는 브랜치의 OFDM 심벌을 전송하게 된다. 여기에서 길이 M 인 서로 다른 plot 집합의 수는 2^M 으로 브랜치 수와 동일한 값을 갖는다.

M 개의 서브 블록으로 나누어진 위의 PCT의 경우 2^{M-1} 가지의 비중인자 조합을 순차적으로 발생하여 반복 탐색하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터를 전송하기 때문에 PAPR 저감 성능은 우수하나 상당한 처리 시간이 길어지는 단점이 있다. 하지만 이 방식을 사용하면 위의 PCT에 비해 PAPR 저감 성능도 동일할 뿐만 아니라 병렬 처리를 함으로써 처리 시간을 단축시킴으로써 송신 지연이 발생하지 않는다.

V. 시뮬레이션 및 검토

5-1 PAPR 저감 성능

부가 정보를 전송하지 않는 방법의 PAPR 저감 성

능을 분석한다. BPSK 변조 방식을 사용하였다. 그리고 IFFT 전체 부가 반송파의 수가 $N=32, 38$ 이고 control 톤의 sub-carrier가 $3M=6$ 인 경우에 대하여 결과 분석을 하였다. 그림들의 결과로부터 PCT 방식을 사용하지 않는 OFDM 방식에 비해 약 2 dB 이상의 PAPR 감소 성능이 있다. 각각의 그림에서 "Theory"는 PCT 방식을 사용하지 않는 OFDM 방식으로 부가 반송파의 수가 $N=32, 38$ 인 CCDF이다. 그림 6은 $L=32$ 또는 $L=38$ 인 일반적인 OFDM 신호와 $L=32$ 이고, $3M=6$ 인 경우의 CCDF 곡선을 나타내고 있고, 그림 6은 $N=32$ 이고 control tone을 안 넣었을 때, 2개 넣었을 때, 4개 넣었을 때의 CCDF 곡선을 나타낸다. 그리고 그림 6에서 부가 반송파의 수가 32와 38인 일반적인 OFDM의 PAPR 값이 거의 같고, sub-carrier의 수가 38이고 그 중에 PCT의 수가 6개인 OFDM의 PAPR은 약 2.3 dB 떨어지는 것을 볼 수 있다. 그림 7은 부가 반송파의 수가 32일 때의 OFDM에서 PCT의 수를 2 또는 4개를 삽입해서 PAPR을 본 결과이다. PCT를 2개 넣은 것은 일반적인 OFDM보다 0.8 dB 떨어지고 PCT를 4개 넣은 것은 일반적인 OFDM보다 1.8 dB 떨어진 것이다. PCT를 2개 넣은 것보다는 4개 넣은 것의 성능이 약간 더 좋다는 것을 볼 수 있다.

그림 9와 10은 병렬 구성한 PCT를 수행한 것이다. PCT와 같은 성능을 보여준다.

그림 11은 병렬 구성한 PCT를 QPSK 변조 방식을

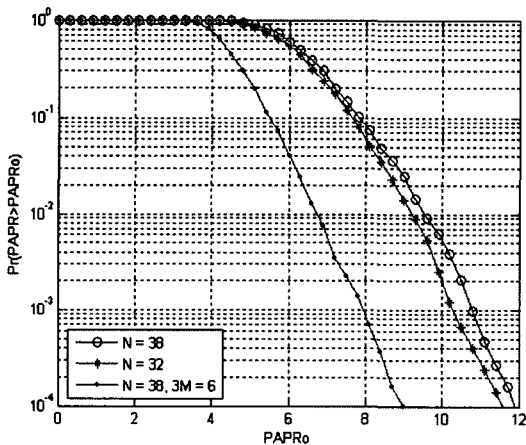


그림 6. CCDF 비교(BPSK, PT=6)
Fig. 6. CCDF comparison(BPSK, PT=6).

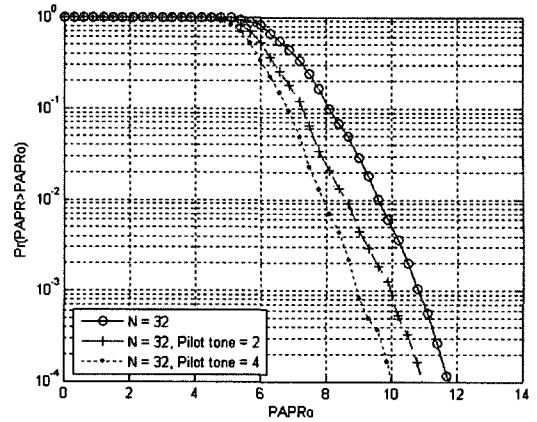


그림 7. BPSK, $N=32$ 일 때의 CCDF
Fig. 7. CCDF at $N=32$ and BPSK.

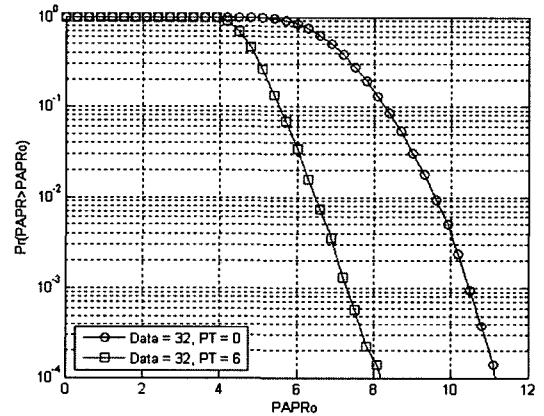


그림 8. CCDF 비교(QPSK, PT=6)
Fig. 8. CCDF comparison(QPSK, PT=6).

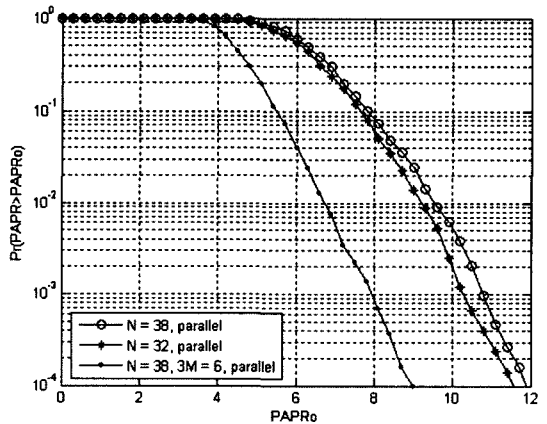


그림 9. BPSK, PT=6에서 병렬 처리한 PCT의 비교
Fig. 9. CCDF comparison of parallel composition at PT=6, BPSK.

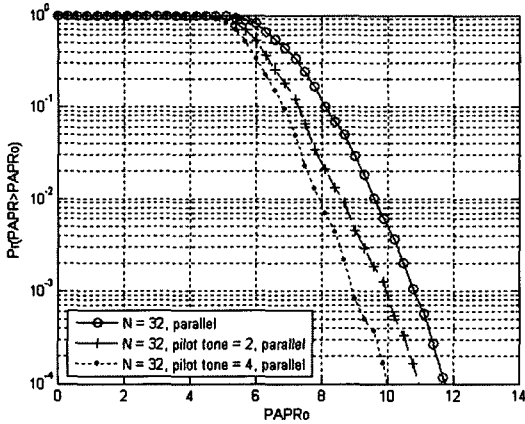


그림 10. BPSK, 병렬 처리 PCT의 $N=32$ 일 때 CCDF
Fig. 10. CCDF of parallel PCT with $N=32$ and BPSK.

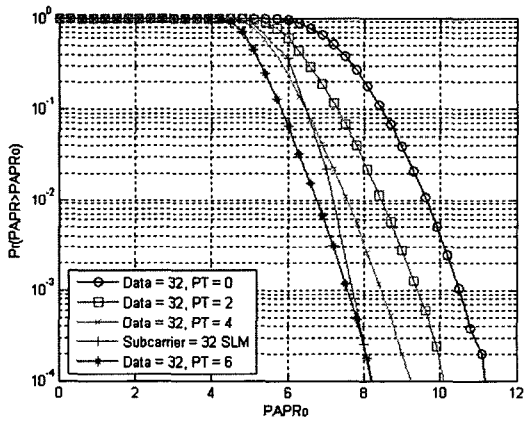


그림 11. QPSK에서 기존 SLM 방식과 비교
Fig. 11. CCDF comparison with SLM method at QPSK.

사용하고, 반송파가 32일 경우의 시뮬레이션 결과와 기존의 SLM 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. Control tone을 2개 넣은 것은 일반적인 OFDM보다 0.8 dB 떨어지고 control tone을 4개 넣은 것은 일반적인 OFDM보다 1.8 dB 떨어진다. 그리고 control tone을 6개 넣으면 3 dB의 효과를 볼 수 있다는 것을 보여준다. Control tone을 2개 넣은 것보다는 4개, 4개 넣은 것보다는 6개 넣은 것의 성능이 약간 더 좋다는 것을 볼 수 있다.

이렇듯 control tone을 많이 넣으면 넣을수록 PAPR 저감 효과는 좋지만 부가 반송파에 더 많은 정보를 실을 수 없다는 것이 단점이다. 그러므로 최적값

을 찾아야 하는데, 그림 11에서 보는 바와 같이 control tone을 6개 넣어줬을 때 SLM 기법과 같은 성능을 갖는다. 그러므로 최적 값의 control tone을 6개 넣어줬을 때로 보겠다.

5-2 전송 효율

전송 효율은 대역을 얼마나 효율적으로 사용하는지를 결정하는 큰 요소로 당연히 전송 효율이 높다면 한 번에 많은 데이터를 보낼 수 있기 때문에 고속 통신에 유리할 것이다. 따라서 높은 전송 효율로 원하는 PAPR을 갖는 것이 무엇보다 중요하다. 여기에서 전송 효율이란 사용하고 있는 부반송파 중 몇 개의 부반송파가 실제 자료를 보낼 때 쓰이는 지를 수식으로 표현하였다.

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

로 주어진다^[2]. 여기서 N 는 부반송파의 크기이고 1 는 부가 정보의 길이이다. 따라서 식 (12)와 식 (15)로부터 전송 효율을 비교하면 표 2와 같다. 표 2는 부반송파 당 전송 효율을 PAPR 기법에 따라 비교한 것이다.

표 2에서 보는 바와 같이 제안 방법이 기존의 PTS나 SLM보다 전송 효율에서는 저하된다. 그러나 수신단에서 단순히 이미 알고 있는 control 톤 부분만을 제거하여 복원하기 때문에 SLM 또는 PTS의 수신기에 필요한 위상 회전 정보의 복원 및 위상 회전 과정이 필요하지 않아 복잡도가 감소된다. 즉, 부가 정보를 고려하지 않은 상황에서는 SLM이나 PTS가 제안한 방식보다 전송 효율에서 유리할 수 있으나, 부가 정보를 정보 대역에 같이 전송을 한다면 부가 정보의 양이 많을 경우는 오히려 본 제안 방식보다

표 2. PAPR 감소 방식의 전송 효율 비교
Table 2. Transmission efficiency comparison of PAPR reduction method.

PAPR 저감 기법	$N=32$, BPSK	$N=32$, QPSK	$N=64$, BPSK	$N=64$, QPSK
PTS	0.9688	0.9375	0.9844	0.9688
SLM	0.9688	0.9375	0.9844	0.9688
제안 방법 ($3M=6$)	0.8125	0.8125	0.9063	0.9063

전송 효율이 더 낮을 수도 있다. 더욱이 SLM과 PTS 는 수신단에서 전송해 준 부가 정보를 완벽하게 복원해야 하는 부담이 있고 부가 정보에 에러가 있으면 정보 데이터 전체에 에러가 발생하여 BER이 매우 나빠질 수 있다. 그러나 제안한 방식은 수신단에서 tone을 제거해 주기만 하기 때문에 위상 회전 및 위상 회전 정보의 복원 과정 중 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률을 감소시킬 수 있습니다.

5-3 BER 성능

그림 12는 SSPA를 통과한 OFDM 신호의 BER 성능이다. 성능 분석을 위해 변조 포맷은 BPSK, 전체

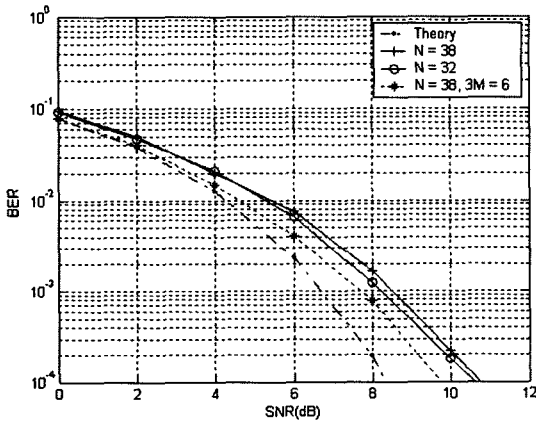


그림 12. 비선형 소자를 포함한 BER 성능
Fig. 12. BER performance including nonlinear device.

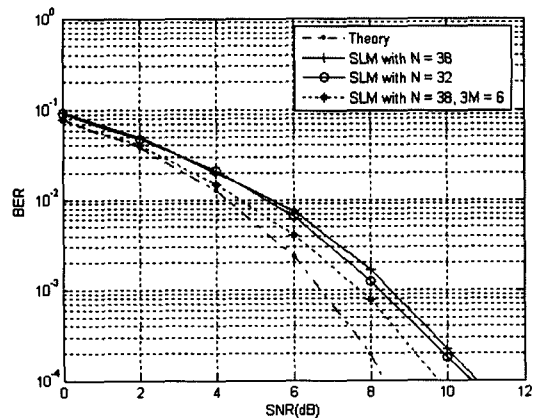


그림 13. 비선형 소자를 포함한 BER 성능(병렬 구성)
Fig. 13. BER performance including nonlinear device (parallel composition).

부가 반송파가 32, 38인 OFDM 변조 방식을 사용하였다. 그림 12에서 실행했던 결과를 가지고 수신기에 신호를 보내어 부가 반송파가 32, 38인 일반적인 OFDM과 control tone=6인 OFDM의 BER 성능 분석을 비교한다^{[9],[10]}. 그림 12의 결과에서 보듯이 PAPR 저감 성능이 좀더 우수한 3M=6인 경우가 비선형 왜곡에 잘 견디어 일반적인 OFDM 경우보다 약 0.8 dB 나은 BER 성능을 갖는다. 그림 13은 PCT의 control tone의 삽입 방법을 단지 병렬로 늘어놓은 SLM 방식이기 때문에 그림 12와 성능 차이가 없다는 것을 알 수 있다.

VI. 결론

높은 PAPR의 OFDM 신호를 저감하는 PCT 방식과 병렬 구성한 PCT 방식을 제안하였다. 이 방법은 control 톤을 삽입함으로써 발생하는 전송 효율 혹은 대역 효율의 낭비가 있을 수 있다. 그러나 비선형 왜곡 방지와 전력 효율 향상을 위한 PAPR 저감 기법을 적용함에 있어서 다른 PAPR 저감 기법에 비하여, 신호의 왜곡이 발생하지 않는다는 장점을 갖는다. 따라서, 다음과 같이 연구 결과를 정리할 수 있다. 첫째로, 데이터를 전송하는 부가 반송파와 데이터를 전송하지 않고 control 톤이 삽입되는 부가 반송파의 비율에 따라 PAPR 저감 효과가 달라지며 전송 효율과는 상반 관계를 갖는다. 연구 결과는 control 톤을 삽입하므로 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있었다. 두 번째로 병렬 구성한 PCT의 경우에 full iteration 방식을 적용한 PCT 방식에 비해 처리 시간이 빠르다. 세 번째로, control 톤을 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 검출 부 및 위상 회전 과정이 부가적으로 필요치 않다. 따라서 이 과정에 발생할 수 있는 오류에 따른 BER 발생률이 감소되어 기존 SLM 방식이나 PTS에 비해 SNR 성능 개선이 이루어질 것이다. 마지막으로, 수신부의 복잡도가 적게 요구되는 이동 방송 시스템에 응용에 특히 유용성이 있을 것이다.

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, "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, 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] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] L. J. Cimini Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-19, pp. 665-675, Jul. 1985.
- [8] R. Van Nee, *OFDM Wireless Multimedia Communications*, Boston, London: Artech House, 2000.
- [9] G. Santella, F. Mazzenga, "A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 142-151, Feb. 1998.
- [10] C. Van Den Bos, M. H. L. Kouwenhoven, and W. A. Serdijn, "The influence of non-linear distortion on OFDM bit error rate", *Proc. of ICC 2000*, vol. 2, pp. 1125-1129, 2000.
- [11] Heung-Gyoon Ryu, Jae-Eun Lee, and Jin-Soo Park, "Dummy sequence insertion(DSI) for PAPR reduction in the OFDM communication system", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 89-94, Feb. 2004.

김 진 관



2005년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)
 2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동통신시스템, DMB 방송 시스템, Wibro 시스템, 통신 신호처리와 프로그래밍

이 일 진



1994년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 2월: 충북대학교 전자공학과 통신공학부 (공학석사)
 2004년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 통신공학부 박사과정
 1996년~1999년: 삼성항공(주) 전임 연구원

1999년~2000년: 삼성전기(주) 전임연구원
 2000년~현재: 한국전자통신연구원 표준연구센터 선임연구원
 [주 관심분야] VoIP, OFDM 시스템, 디지털 통신, 정보통신 표준화

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 정교수

1999년~현재: IEEE 논문 심사위원

2002년: 한국전자과학회 학술상 수
상

2002년 3월~2004년 2월: 충북대학
교 컴퓨터정보통신연구소 소장

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