

튼 예약 기법과 DCT 변환을 이용한 OFDM 시스템의 PAPR 저감과 BER 분석

PAPR Reduction and BER Analysis of the OFDM System Using the TR and DCT Transform

변희섭 · 신병철 · 안도섭*

Heui Seop Byeon · Byung-Cheol Shinn · Do Seob Ahn*

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 높은 데이터 속도로 인해 고속 통신에 매우 좋은 방식이다. 그러나 OFDM은 멀티캐리어를 이용하기 때문에 동위상의 신호가 합쳐져 높은 PAPR(Peak to Average Power)이 발생하고, 그로 인해 비선형 증폭기를 거치면서 신호가 왜곡되는 문제점이 발생한다. Tone reservation (TR) 기법은 몇 개의 서브 채널에 임의의 tone 신호를 삽입한 후 원 신호와 결합하여 PAPR을 측정하고, 이 신호를 변경 후 다시 같은 과정을 거치면서 최종적으로 최적의 PAPR값을 갖는 tone 신호를 송신 데이터와 함께 보내는 기법이다. 또한, discrete cosine transform(DCT)은 cosine 값을 데이터에 곱해줌으로써 위상 회전을 통해 PAPR을 저감하는 기법이다. 본 논문에서는 OFDM 시스템의 보다 효과적인 PAPR 저감을 위해 TR(Tone Reservation)과 DCT 변환 기법을 사용하였다. 그 두 가지 기법을 이용하여 시뮬레이션 비교, 분석 결과 TR 기법에 DCT를 첨가하였을 경우, PAPR 저감 성능이 각각의 성능에 비해 개선되고 또한 10^{-5} 에서 BER 성능이 TR 기법보다 1 dB, DCT 변환보다 2 dB 정도 향상되는 것을 확인하였다.

Abstract

OFDM system is very useful for the high speed communication system. However, OFDM system has a serious problem of high PAPR that results from the so many subcarriers in the same phase. This OFDM signal is distorted through the nonlinear HPA(High Power Amplifier). Tone reservation method is to insert tone signal in several types to reduce the PAPR after iterating this process by changing the tone signal. Also discrete cosine transform(DCT) can reduce the PAPR as multiplying the cosine value to change the angle and mix up with the data. In the paper, the combination of the TR method and DCT method is newly proposed for more effective reduction of the PAPR. Simulation results show that the proposed method outperforms the conventional simple TR method and DCT method with respect to the PAPR reduction and BER performance.

Key words : OFDM, Tone Reservation, DCT, PAPR, BER

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 직렬 입력 데이터를 병렬로 전환 후 직교하는 다

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

*한국전자통신연구원 디지털방송연구단 광대역무선전송연구팀(Broadband Wireless Transmission Research Team, Digital Broadcasting Research Division, ETRI)

· 논문 번호 : 20060804-090

· 수정완료일자 : 2006년 9월 19일

중 부반송파를 이용하여 고속으로 데이터를 전송하는 방식이다. 이것은 여러 높은 데이터 속도 기술을 요구하는 IEEE 802.11a와 ETSI BRAN'S HYPERLAN 2 표준, 그리고 유럽의 디지털 TV 방송 DAB와 DVB-T의 표준으로 채택되었다^[1]. 직병렬 변환된 N 개의 비트들은 N 개의 직교하는 부반송파로 동시에 전송되므로 OFDM은 고속의 데이터 전송이 가능하며 주파수 선택적 채널에서 다중 경로에 의한 페이딩에도 강하다. 즉, N 개의 비트로 변화시키는 S/P와 N 개의 반송파로 동시에 그것들을 송신하는 것에 의해 OFDM은 주파수 선택적 채널상에서 다중 경로에 의한 페이딩에도 강한 특성을 가진다. 그러나 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 동위상으로 더해질 경우에는 신호의 크기가 크게 발생하여 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 발생한다. 만약 데이터의 개수가 N 이라면, 평균 N 배 이상인 파워에서 높은 peak값은 불안정한 포락선과 독립적으로 변조된 반송파들의 합의 결과로서 나타난다. 그로 인해 비선형 증폭기를 통과하게 되면 신호가 감쇠되어 BER 성능에 영향을 준다. 또한 PAPR이 증가하면 RF 전력 증폭기의 효율이 감소하므로 시스템의 성능이 나빠진다. 그리고 여러 동위상의 신호가 섞임으로써 A/D, D/A converter에서 신호를 변환하는데 어려움이 있다^[2].

높은 PAPR을 저감하기 위해 PAPR 저감 기법이 연구되었다. PAPR 저감 기법에는 clipping, peak windowing, SLM(Selective Mapping), PTS(Partial Transmit Sequence), TR(Tone Reservation) 기법 등이 있다. Clipping 방식은 문턱값을 정해 그 이상 되는 신호 크기를 자르는 방식이다. 이것은 또한 매우 간단하고 전력 효율 측면에서 효율적인 방식이다. 하지만 송신 신호 크기를 자르기 때문에 이 기법은 신호의 in-band 및 out-band를 왜곡시켜 BER 성능이 악화되고, 특히 out-band에 regrowth를 발생시키기 때문에 ACI(Adjacent Channel Interference)가 발생하는 문제점이 있어 크게 각광받지는 못한다^[3]. 또 다른 방식으로는 위상을 회전시키는 방식인 PTS 방식과 SLM 방식이 있다. PTS 방식은 여러 개의 서브 블록으로 나누어 블록당 다른 위상값을 곱해주어 회전시키고 이런 동작을 반복하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 값을 출력값으로 내보낸다. 이 방식은 PAPR을 낮추고, BER 성능

을 향상시킨다. 하지만, 선택된 곱해준 위상값에 대한 정보를 추가적으로 보내야 하기 때문에 데이터율이 낮아지고, 또 반복 수행함으로써 수행시간이 길어지는 단점이 있다. SLM 방식은 하나의 심볼을 여러 개로 복사한 후 각 심볼에 다른 위상값을 곱하여 회전시킨 후 이중 가장 낮은 PAPR을 갖는 값을 출력값으로 내보내는 방식이다. 이 방식 또한 PAPR을 낮추고, BER 성능을 향상시킨다. 그러나 PTS 방식과 마찬가지로 선택된 곱해준 위상값에 대한 추가적인 정보를 보내야 하기 때문에 데이터율이 낮아지고, 하나의 심볼을 여러 개로 복사함으로써 시스템의 복잡도가 증가하는 단점이 있다^{[4]~[6]}.

TR 기법도 이러한 PAPR을 줄이기 위한 하나의 방법이다. TR 기법은 톤 신호라 불리는 신호를 부반송파에 실어 PAPR을 줄인다. 우선, 데이터가 IFFT를 통과하면 IFFT를 통과한 톤 신호와 결합하여 PAPR을 계산한다. 그 후 IFFT를 통과한 톤 신호를 shift시킨 후 다시 데이터와 결합하여 PAPR을 측정한다. 이러한 방법으로 반복한 후 최소의 PAPR을 갖는 톤 신호를 데이터와 함께 송신한다. 이 기법은 PAPR을 낮추고, 부가 정보를 보내지 않아도 되는 장점이 있다^{[7]~[10]}. 그리고 DCT 변환은 한 심볼 내의 모든 데이터에 각각 다른 cosine 값을 곱해서 모든 반송파에 실어준다. 그러므로 하나의 부 채널에 모든 데이터가 포함되므로 상호간에 크기가 상쇄되어 높은 전력 peak 값들을 제거함으로써 높은 값을 갖는 PAPR 문제를 해결할 수 있다^{[11]~[12]}.

이 논문에서는 기존의 TR 기법과 DCT 변환을 적용하여 기존의 TR 기법과 DCT 변환의 PAPR 저감 성능과 비교하여 제안된 기법의 BER 성능이 개선됨을 보인다.

II. OFDM 시스템과 PAPR

OFDM의 기본 원리는 고속 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터열로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다. 낮은 전송률을 갖는 부반송파의 심볼 구간(symbol duration)은 증가하게 되므로 다중 경로 지연 확산에 의해 발생하는 시간상에서의 상대적인 신호 분산(dispersion)이 감소한다. 모든 OFDM 심

블 사이에 채널의 지연 확산보다 긴 보호 구간을 삽입하여 심볼간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)을 제거할 수 있다. 또한, 보호 구간에 OFDM 신호의 일부를 복사하여 심볼의 시작 부분에 배치하면 OFDM 심볼은 순환적으로 확장(cyclically extend)되어 반송파간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)을 피할 수 있다.

그림 1은 OFDM 시스템의 전체 구성도를 나타낸다. 입력 데이터가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고 직렬로 들어온 데이터를 S/P 블록에서 부반송파 수인 N 만큼 병렬로 변환하여 IFFT 블록으로 보낸다. N 개의 병렬인 입력 데이터는 IFFT를 통과하고 P/S 블록에서 병렬로 된 데이터를 직렬로 변환하여 HPA에서 증폭하여 데이터를 전송한다. 이때 S_n 을 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 수, T_s 는 OFDM 심볼 구간이라고 하면, 복소 기저 대역 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다^[13].

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi n t / T}, \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (1)$$

이러한 신호는 시간 영역에서 독립적으로 변조된 많은 부반송파들로 구성되므로 이들이 동위상으로 더해질 때 큰 크기의 신호가 발생하여 PAPR이 크게 나타난다. HPA의 비선형 특성에 의한 OFDM 신호의 왜곡을 알아보기 위하여 PAPR은 다음과 같이 정의한다.

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} \text{ [dB]}, \quad (2)$$

여기서, P_{peak} 는 출력의 최대값이고, P_{av} 는 평균값이다.

$$P_{peak} = \max |x(t)|^2 = |NA|^2. \quad (3)$$

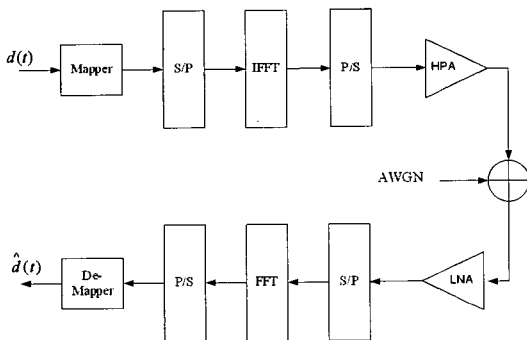


그림 1. OFDM 시스템 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM system.

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = NA^2. \quad (4)$$

이 결과 $X_n e^{j2\pi n t / T}$ 는 최대값이 신호의 진폭값이므로 그 신호를 A 라 하면 $x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T} = \sum_{n=0}^{N-1} A = NA$ 에서 도출된 것이다. 여기서 보듯이 N 개의 신호가 동일한 위상으로 더해지면 최대 전력은 평균 전력의 N 배가 된다. 결과적으로 OFDM의 최대 PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR_{max} = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} = 10 \log_{10} N \text{ [dB]}. \quad (5)$$

결국, OFDM 신호의 PAPR의 분포는 다음과 같이 주어지고

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_0) = (1 - \exp(-PAPR_0))^{aN}, \quad (6)$$

그에 따른 CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)는 다음과 같다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{aN}. \quad (7)$$

여기서 $PAPR_0$ 는 비선형 증폭기의 문턱값이고, N 은 한 심볼의 데이터수이다. 일반적으로 과도 샘플링을 한 OFDM 신호에 대해서 $\alpha=2.8$ 이 적당하다.

III. TR 기법과 DCT 변환

3-1 TR 기법

Tone reservation 기법은 톤이라 명명한 일부의 부반송파를 PAPR 감소의 목적으로 사용한다. 그런데 이 부반송파의 위치에 따라서 저감 성능에 많은 차이가 있다. 그러나 여기에서는 일정한 위치에 예약하고 그러한 부반송파에 대한 수렴 알고리즘을 반복 수행하여 PAPR을 감소시키는 방법이다. 아래 그림은 이 기법의 송신기 블록도의 모습이다. 기존의 OFDM인 그림 1과 비교했을 때 약간 달라진 모습을 볼 수 있다. 그림 2에서 입력 데이터 D_{in} 이 QPSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되어 직렬로 들어온 데이터를 S/P 블록에서 부반송파 수인 N 만큼 병렬로 변환하되 톤 신호를 싣는 부반송파 위치를 고려하여 데이터를 부반송파에 싣는다. 그 후 IFFT의

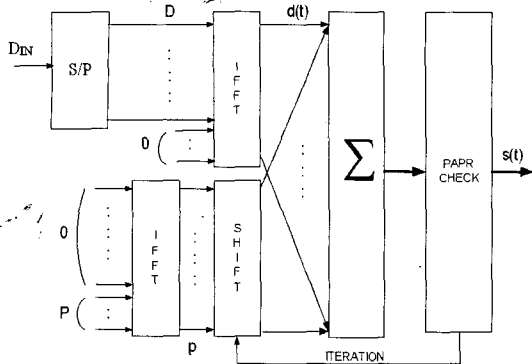


그림 2. Tone reservation 기법의 구성
Fig. 2. Block diagram of tone reservation method.

선형성을 이용하여 데이터를 실는 부반송파 부분과 톤 신호를 실는 부반송파 부분으로 나누어 고려하자. 우선, 데이터 부분을 고려하면 데이터는 IFFT를 통과하면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다^[4].

$$d(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n t / T}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (8)$$

여기서 D_n 을 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 수, T_s 는 OFDM 심볼 구간이고, $d(t)$ 는 톤 신호가 첨가되지 않은 순수한 데이터 신호이다. 한편 톤 신호는 식 (3), (4)와 같다.

$$P \begin{cases} p_k = 0, & k \notin \{i_0, \dots, i_{L-1}\} \\ p_k = A, & k \in \{i_0, \dots, i_{L-1}\} \end{cases}, \quad (9)$$

$$p = \text{IFFT}\{P\}, \quad (10)$$

식 (9)에서 P 는 IFFT를 통과하지 않은 신호로서 전체 부반송파 N 개 중 데이터를 실는 부반송파는 0의 값을 넣고, 톤 신호를 실는 부반송파는 기본적으로 1값을 넣는다. 이렇게 만들어진 P 는 IFFT를 통과한 후 식 (10)과 같이 p 로 나타낼 수 있다. 참고로 i_i 은 첨두 감소를 위해 예약된 i 번째 부반송파의 위치이다. 이렇게 구한 IFFT 연산 후의 정보 행렬 d 와 p

를 더하여 OFDM 심볼을 생성한다. 그리고 이러한 과정이 반복 수렴 알고리즘의 반복수를 수행한 후 데이터는 최소의 PAPR 값을 갖는 톤 신호와 결합하여 최종적으로 송신 데이터 $s(t)$ 로 전송된다.

이 그림은 데이터와 톤 신호의 배치된 모습이다. 여기서 톤 신호는 4개를 사용하였고, 총 $N-L$ 의 데이터를 두 부분으로 나누었다. 그리고 위 그림처럼 톤 신호는 데이터의 사이에 배치되어 톤 신호와 데이터가 섞인 하나의 데이터 블록을 구성하였다. TR 기법은 톤 신호의 위치에 민감하여 적절히 배치하여야 한다. 그러나 여기에서는 톤 신호의 위치는 위치 고정시켜서 살펴보기로 한다.

3-2 DCT 변환

Discrete cosine transform(DCT)는 입력 데이터에 cosine을 곱하고 이 값을 전체 대역에 확산을 시킨다^{[1],[10]}. 그림 4는 DCT 변환의 구성도이다.

입력 데이터는 IFFT를 거치기 전에 DCT 블록을 통과하면서 cosine과 곱해지고 각각의 데이터는 전대역에 스프레딩된다. 이것을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$y(k) = w(k) \sum_{n=1}^N x(n) \cos \frac{\pi(2n-1)(k-1)}{2N}, \quad k=1, \dots, N \quad (11)$$

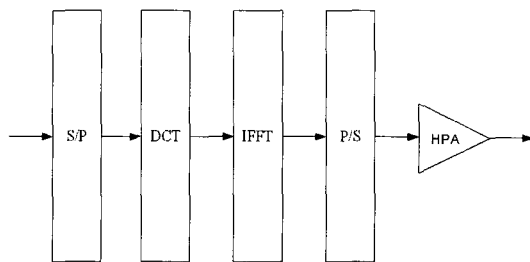


그림 4. DCT 변환의 구성도
Fig. 4. Block diagram of DCT method.

S : IFFT input										
Tone	Divided data D				Tone	Divided data D				Tone
1	1	...	(N-L)/2	2	3	(N-L)/2+1	...	(N-L)	4	

그림 3. TR 기법의 심볼 블록
Fig. 3. Symbol block of TR method.

여기서

$$w(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}}, & k=1 \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & 2 \leq k \leq N \end{cases}$$

이 식 (11)에서 $x(n)$ 은 DCT 블록을 통과하기 전의 데이터이고 $y(k)$ 는 DCT를 통과한 후의 데이터를 나타낸다. 식을 살펴보면 결과값인 $y(k)$ 는 각각의 위치에 따라 다른 cosine값을 곱해준 후 모든 입력 데이터의 합으로 표현이 되어 주파수 영역상에서 스프레딩된 모습을 볼 수 있다. 그리고 위치에 따라 k 가 1일 때와 그 이외의 $w(k)$ 값을 달리 준다. 이렇게 하여 모든 데이터값이 전대역에 걸쳐 스프레딩 되고 IFFT를 거쳐 송신되기 때문에 PAPR 저감 효과를 볼 수 있다.

IV. 제안된 기법

제안된 기법은 기존의 TR 기법에 DCT 블록을 삽입하는 것이다. 그래서 톤 신호를 제외한 모든 데이터 신호는 DCT 블록을 통과한다. 아래 그림은 제안된 기법을 나타낸다.

그림 5에서 데이터는 병렬로 변환되어 DCT 블록을 거치게 된다. 그림에서 병렬인 데이터는 두 부분으로 나뉘어 각각의 DCT 블록을 통과하고 있다. 그러나 제안한 기법에서는 하나의 데이터 심볼이 32개일 때 DCT 블록을 2개까지 나누어 DCT 블록을 사용하지 않았을 때부터 최대 2개를 사용했을 때까지 사용하였다. 이 때 톤 신호와 데이터의 위치는 다음과 같이 정해 주었다.

여기서 P 는 IFFT를 통과하지 않은 톤 신호이고 총 4개를 사용하였다. 또한, D 는 데이터로 IFFT의 서브 채널이 총 N 개이고, L 이 톤 신호의 수일 때 한 심볼은 $N-L$ 개의 데이터와 L 개의 톤 신호로 구성된

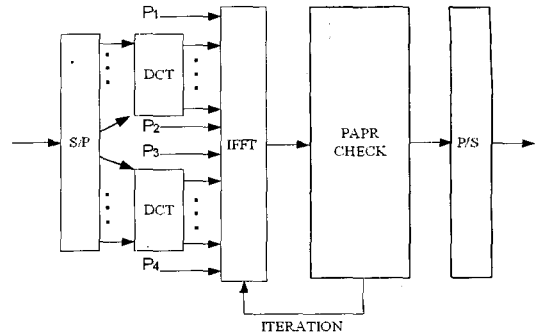


그림 5. 제안된 기법의 구성
Fig. 5. Block diagram of proposed method.

다. 그래서 DCT 블록을 사용하지 않았을 경우와 1개 사용하였을 시에는 양쪽으로 두 개의 톤 신호를 배치하였고, DCT를 2개 사용하였을 시에는 그림에서처럼 데이터를 두 부분으로 나누고 그 사이에 톤 신호를 두 개 삽입하였다.

DCT 블록을 통과한 데이터는 톤 신호와 IFFT를 거친다. 그리고 이러한 신호는 PAPR calculation 단계에서 PAPR을 계산하고, 다시 IFFT 단계로 이동하여 톤 신호에 변화를 준 후 데이터와 결합하고 IFFT를 거친 후 PAPR을 계산하여 앞의 PAPR과 비교를 한다. 두 신호중 낮은 PAPR을 갖는 신호만을 선택하고, 다시 IFFT 단계로 가서 이러한 수행을 지정된 반복수만큼 시행하여 마지막에는 최적의 PAPR을 갖는 데이터를 송신 데이터로 선택하여 수신단으로 전송하게 된다.

여기에서 톤 신호를 생성하는 방법은 여러 가지가 있다. 우선, 그림 2에서 이 방법을 나타내고 있다. 이것은 톤 신호를 정해진 서브 채널에 정해진 값으로 지정 후 IFFT를 거치고 데이터와 계산하고, 이 값을 다른 값으로 변화시킬 때 IFFT 이후의 값을 한 칸씩 shift시킨 후 데이터와 결합시키는 것이다. 그래서 서브 채널의 개수가 총 N 개일 때 최대 N 번 반복하여

DCT 수	데이터 및 톤 신호 위치					
0	P_1	P_2	$D_1 \sim D_{N-L}$		P_3, P_4	
1	P_1	P_2	$D_1 \sim D_{N-L}$			P_3, P_4
2	P_1	$D_1 \sim D_{(N-L)/2}$		P_2, P_3	$D_{(N-L)/2+1} \sim D_{N-L}, P_4$	

그림 6. 제안된 기법의 심볼 블록
Fig. 6. Symbol block of proposed method.

값을 비교할 수 있다. 또 flipping 방법이 있다. 이것은 매번 한 비트씩 톤 신호의 값을 바꾸어 PAPR을 측정하는 방법이다. 그래서 톤 신호의 개수가 L 개일 때 최대 L 번의 반복이 실행된다. 다른 방법으로는 fully iteration 방법이 있다. 이것은 톤 신호의 개수가 L 개일 때 생성 가능한 모든 톤 신호를 생성하여 PAPR을 측정하여 비교하는 방법으로 최대 2^L 번 반복된다. 여기에서는 shift를 이용하여 톤 신호를 변화시켰다.

V. 시뮬레이션과 성능 검토

시뮬레이션은 기본적으로 AWGN 환경에서 실시하였고, 데이터 변조 방식은 QPSK를 사용하였고, 데이터를 실는 부반송파의 수 $N=32$ 로 설정하였다. 톤 신호의 수는 $L=4$ 로 하고, 톤 신호를 실는 부반송파의 위치는 각각 DCT의 개수에 따라서 처음 부분과 중간 부분 마지막 부분에 분배하였다. 그리고 톤 신호는 기본적으로 1로 설정하였다. Shift 방식을 이용한 TR 기법의 주요 매개 변수인 반복 수 L 은 1회에서부터 시작하여 최대 144회까지 실시하였다. 증폭기는 비선형 증폭기의 통과로 인해 신호의 크기만을 왜곡시키기 위해 SSPA 식을 사용하였다.

$$AM/AM \quad A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad (12)$$

여기서 파라미터 값 $p=2$ 로 설정하였다.

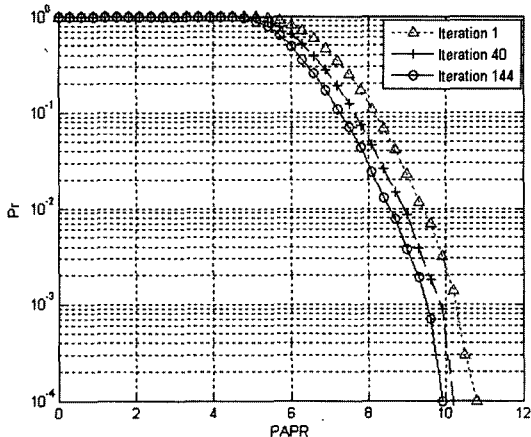


그림 7. DCT 블록을 첨가하지 않은 경우의 CCDF
Fig. 7. CCDF of proposed method without DCT.

이 그림 7~9는 DCT 블록수와 반복수에 따른 CCDF의 모습이다. 각 그림을 살펴보면 그림 7은 DCT 블록을 사용하지 않고, 톤 신호의 반복수만 변화를 준 성능의 곡선이다. 이것은 DCT를 사용하지 않았기 때문에 기존의 TR 기법의 성능을 보여주고 있다. 이 기법은 최대 10^{-4} 에서 PAPR이 10 dB 정도인 것으로 나타났다. 한편, 그림 8은 DCT 블록을 하나 사용하였을 때의 제안된 기법의 CCDF 모습이다. 이것은 제안된 기법으로 그림 7과 비교하였을 때 PAPR이 10^{-4} 에서 8.3 dB 정도로 약 1.7 dB의 PAPR 저감 효과를 보여 PAPR 저감 성능이 기존의 기법보다 향상된 모습을 보인다. 그림 9는 데이터를 두 부

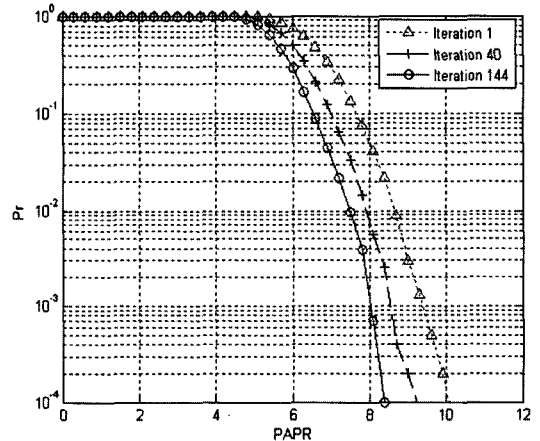


그림 8. DCT 블록이 1개인 경우의 CCDF
Fig. 8. CCDF of proposed method using 1 DCT block.

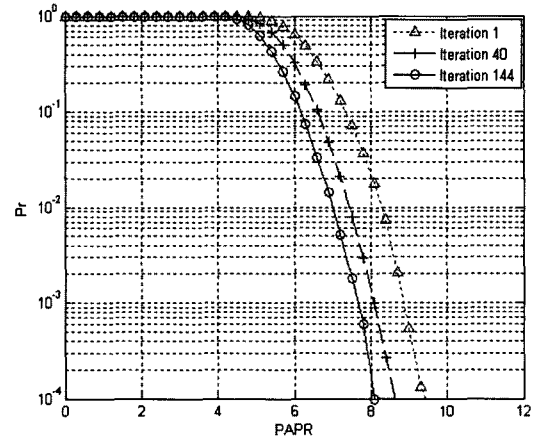


그림 9. DCT 블록이 2개인 경우의 CCDF
Fig. 9. CCDF of proposed method using 2 DCT block.

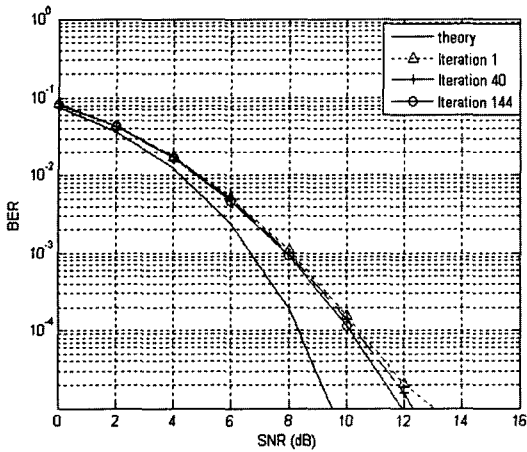


그림 10. DCT가 없는 경우의 BER 성능
Fig. 10. BER performance of proposed method without DCT.

분으로 나누어 각각을 DCT 블록을 사용한 제안된 기법의 모습이다. 이 기법의 성능은 8 dB로 앞의 그림 7, 8 곡선보다 PAPR 저감 성능이 조금 더 우수하다는 것을 알 수 있다. 이로써 기존의 TR과 비교하여 본 결과 제안된 기법의 PAPR 저감 성능이 더 우수하다는 것을 알 수 있었다. 또한 기존의 DCT 변환과 비교를 할 경우, 각각의 그래프에서 변화를 주지 않은 반복이 1인 곡선과 반복이 144인 곡선의 모습을 보면 알 수 있다. 이것 또한 제안된 기법이 DCT 블록을 사용하였을 경우보다 PAPR 저감 성능이 향상된 모습을 보여주고 있다. 그 결과, 기존의 DCT 변환과 제안된 기법은 적게는 1 dB 많게는 1.8 dB 정도의 PAPR 값의 차이를 보여 제안된 기법이 DCT 변환보다 PAPR 저감 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다.

그림 10에서부터 그림 12까지는 CCDF에서 살펴 보았던 제안된 기법의 BER 성능 모습이다. 그림 10을 살펴보면 DCT를 사용하지 않고, 톤 신호만을 반복한 기법의 곡선이다. 그 밖의 비선형 증폭기를 사용한 기법을 살펴보면 반복 수를 최대로 하였을 경우 10^{-4} 에서 10 dB로, 하지 않은 경우와 약 0.5 dB 정도의 차이를 보이고 있다. 다음 그림 11에서는 DCT를 1개 사용했을 경우로 이 곡선 역시 반복 수를 증가하였을 경우 PAPR이 저감된 만큼 BER 성능 향상을 보이고 있다. 그림 12에서도 위와 마찬가지로

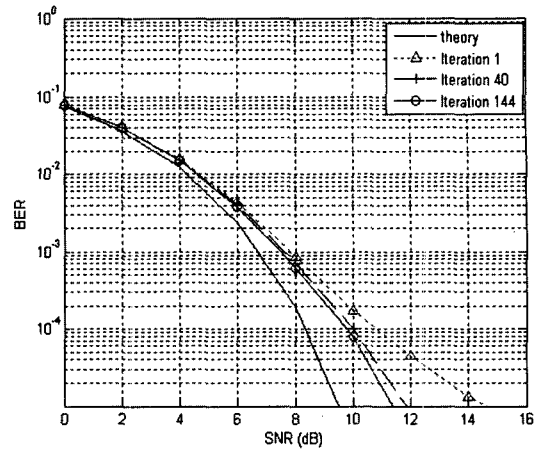


그림 11. DCT 블록이 1개인 경우의 BER 성능
Fig. 11. BER performance of proposed method using 1 DCT block.

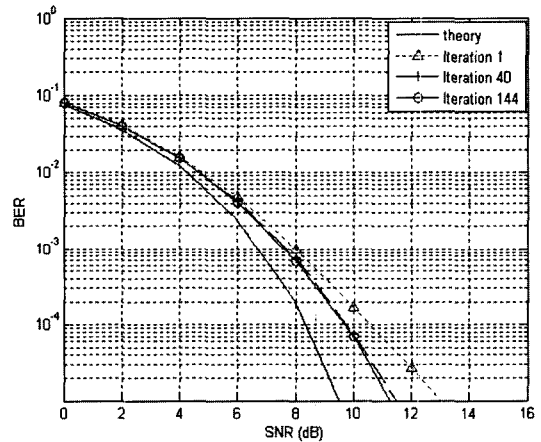


그림 12. DCT 블록이 2개인 경우의 BER 성능
Fig. 12. BER performance of proposed method using 2 DCT blocks.

로 톤 신호를 반복하면 할수록 PAPR 저감 성능이 향상되어 그에 따른 BER 성능이 향상되는 모습을 보이고 있다. 또한 위 4개의 BER 성능 그래프에서 살펴볼 때 기존의 DCT 변환이나 TR 기법만을 사용하였을 경우보다 두 기법을 이용한 제안된 기법을 사용하였을 경우, PAPR 저감에 의한 BER 성능이 좀 더 우수하다는 것을 알 수 있다. 그리고 제안된 기법은 데이터를 실는 서브 채널을 32개 사용하였을 경우 DCT의 개수가 2개일 때 1개를 사용하였을 경우보다 좀 더 우수한 성능을 나타낸다는 것을 알 수 있다.

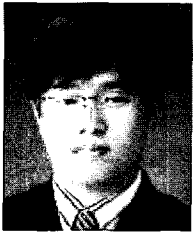
VI. 결 론

이 논문에서는 고속으로 데이터를 전송하는 OFDM 기법을 이용할 때에 동위상의 신호로 인해 PAPR 문제를 해결하기 위한 방법으로 기존의 톤 신호값을 반복적으로 변화시켜 최적의 값을 찾는 tone reservation 기법과 데이터에 cosine값을 곱하고 섞어 주는 DCT 변환을 이용한 새로운 기법을 제안하였다. 그 결과 제안된 기법은 2번의 PAPR 저감 효과로 인하여 기존의 TR 기법이나 DCT 변환보다 PAPR 저감 성능이 좀 더 향상되어 이로 인해 BER 성능 이득을 보았다. 또한 제안된 기법은 데이터가 32개일 때 DCT 블록을 2개 사용했을 경우 최적의 BER 성능을 보였다. 결론적으로 이 제안된 기법은 기존의 두 기법에 비해 좀더 우수한 BER 성능을 보이고 있어 차세대 통신 방식인 OFDM 시스템에서 요구하는 고속의 정확한 데이터를 전송할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Heung-Gyoön Ryu, Ju-sok Park, and Jin-Soo Park, "Threshold IBO of HPA in the predistorted OFDM communication system", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 50, Issue 4, pp. 425-428, Dec. 2004.
- [2] P. Banelli, G. Baruffa, and S. Cacopardi, "Effects of HPA non linearity on frequency multiplexed OFDM signals", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 47, pp. 123-136, Jun. 2001.
- [3] Xiaodong Li, Cimini L. J. Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Communications Letters*, pp. 131-133, May 1998.
- [4] 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.
- [5] Dae-Woon Lim, Jong-Seon No, Chi-Woo Lim, and Habong Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, Issue 2, pp. 93-96, Feb. 2005.
- [6] C-I Wang, Y. Ouyang, "A low-complexity selected mapping scheme for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems", *IEEE Vehicular Technology Conference(VTC'2004)*, vol. 1, pp. 665-668, Sep. 2004.
- [7] B. S. Krongold, D. L. Jones, "A new tone reservation method for complex-baseband PAR reduction in OFDM systems", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 2321-2324, May 2002.
- [8] B. S. Krongold, D. L. Jones, "A new method for PAR reduction in baseband DMT systems", *Conference Record of the Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 502-506, Nov. 2001.
- [9] J. Telleo, J. M. Cioffi, "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems", *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, Cambridge, MA*, p. 191, 1998.
- [10] S. E. Park, S. R. Yun, J. Y. Kim, D. S. Park, and P. Joo, "Tone reservation method for PAPR reduction scheme", *IEEE802.16e-03/60r1*, 2003.
- [11] R. Stasinski, J. Konrad, "Reduced-complexity shape adaptive DCT for region-based image coding", *Proceedings of 1998 International Conference on Image Processing*, vol. 3, pp. 114-118, Oct. 1998.
- [12] A. Elnaggar, H. M. Alnuweiri, "A new multidimensional recursive architecture for computing the discrete cosine transform", *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 10, Issue 1, pp. 113-119, Feb. 2000.
- [13] Heung-Gyoön Ryu, Jae-Eun Lee, and Jin-Soo Park, "Dummy sequence insertion(DSI) for PAPR reduction in the OFDM communication system", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 50, Issue 1, pp. 89-94, Feb. 2004.

변희섭



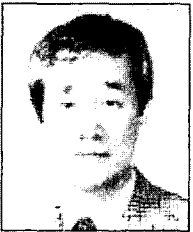
2002년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)
2002년 3월~2004년 6월: ROTC 군복무 (통신장교)
2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM 통신 시스템, 통신 신호 처리 등

안도섭



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년 3월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 책임연구원
현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 광대역무선전송연구팀장
[주 관심분야] 위성 통신 시스템, 성층권통신 시스템, 방송통신 회로 설계 등

신병철



1975년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1977년 2월: KAIST 전자공학과 (공학석사)
1984년 2월: KAIST 전자공학과 (공학박사)
1977년 3월~1980년 2월: 전자통신연구원 연구원

1988년 9월~1998년 8월: KAIST 부교수

1998년 9월~현재: 충북대학교 교수

[주 관심분야] 디지털 통신, 무선 LAN/PAN, 통신 신호 처리 등