

부분 전송 감소열에 의한 침투대 평균 전력비 저감 기법

A PAPR Reduction Technique by the Partial Transmit Reduction Sequences

한태영 · 유영대* · 최정훈 · 권영수** · 김 남

Tae-Young Han · Young-Dae Yoo* · Jung-Hun Choi · Young-Soo Kwon** · Nam Kim

요 약

직교 주파수 다중 전송 방식 또는 다중 반송파 전송 방식은 침투대 평균 전력비를 감소하는 것이 요구된다. 또한, 부분 전송열의 부가 전송 문제를 제거하는 것이 필요하다. 따라서, 본 논문에서는 다중 신호로 사용하기 위한 부분반송파는 전적으로 침투대 평균 전력비의 감소에만 사용하는 것으로 한 부분 전송 감소열에 의한 새로운 방식을 제안한다. 즉, 톤 예약 기법에서 사용한 빠른 알고리즘 또는 Convex 최적화 대신에 부분 전송열의 최적화를 약간 수정하여 사용한다. 모의 실험 결과 데이터 손실이 5%에서 톤 예약의 반복 횟수를 10으로 하면 제안된 방법이 $M=2, 4, 8$ (M 은 부분 전송 감소열 분할 수)에서 각각 3.2 dB, 3.4 dB, 3.6 dB 개선된다. 그러나, 데이터 손실이 20%에서 톤 예약 방법에 비하여 3.4 dB, 3.1 dB, 2.2 dB 떨어진다. 따라서, 데이터 손실을 적게 할 경우에는 제안된 방법이 $M=2$ 에서 톤 예약 방법에 비하여 계산량과 PAPR 저감 능력면에서 우수한 방법이다.

Abstract

It is required to reduce the peak-to-average power ratio(PAPR) in an orthogonal frequency division multiplexing system or a multicarrier system. And it is needed to eliminate the transmission of the side information in the Partial Transmit Sequences. So, in this paper, a new technique is proposed, where the subcarriers used for the multiple signal representation are only utilized for the reduction of PAPR to eliminate the burden of transmitting the side information. That is, it is proposed by taking the modified minimization criteria of partial transmit sequences scheme instead of using the convex optimization or the fast algorithm of tone reservation(TR) technique. As the result of simulation, the PAPR reduction capability of the proposed method is improved by 3.2 dB, 3.4 dB, 3.6 dB with $M=2, 4, 8$ (M is the number of partition in the so-called partial transmit reduction sequences(PTRS)), when the iteration number of fast algorithm of TR is 10 and the data rate loss is 5%. But it is degraded in the capability of PAPR reduction by 3.4 dB, 3.1 dB, 2.2 dB, comparing to the TR when the data rate loss is 20%. Therefore, the proposed method is outperformed the TR technique with respect to the complexity and PAPR reduction capability when $M=2$.

Key words : OFDM, PAPR, PTS

I. 서 론

Orthogonal frequency division multiplexing(OFDM: 직교 주파수 분할 다중화 방식)의 문제점으로 되어

있는 침투대 평균 전력비를 줄이기 위한 여러 가지 기법 중 다수의 동일 신호 표현을 사용한 기법이 참고 문헌 [1], [2]와 [3]에서 발표되었다. 이는 여러 개의 부분반송파에 의한 다량의 데이터가 실리는 시간

충북대학교 정보통신공학과(Department of Computer and Communication Engineering, Chungbuk National University)

*한국통신(Korea Telecom)

**주성대학 디지털방송과(Department of Digital Broadcasting, Juseong College)

· 논문 번호 : 20060420-045

· 수정완료일자 : 2006년 5월 30일

영역의 OFDM 신호에 서로 다른 위상을 곱하여 얻은 여러 개의 OFDM 신호 중에서 첨두대 평균 전력비가 최소인 OFDM 신호를 그 신호에 곱해진 위상과 함께 수신측에 보내어 원래의 OFDM 신호를 복원하도록 하는 것으로서 각각 부분 전송열(PTS: Partial Transmit Sequences)와 선택적 사상(SLM: Selected Mapping)이라고 부른다. 이들은 구현이 비교적 간단한 반면에 첨두대 평균 전력비를 보다 더 줄이기 위해서는 송신측에서 그에 비례하여 IFFT의 개수가 늘어남과 동시에 최소의 첨두대 평균 전력비를 지닌 OFDM 신호를 찾기 위한 반복 알고리즘에 따라 계산량이 기하급수적으로 늘어난다. 또한, 위상 정보를 보내기 위한 여분의 부분송파를 사용해야 하기 때문에 대역폭의 손실이 있고 수신된 위상 정보에 오류가 있을 경우에는 비트 오류가 크게 증가하는 단점이 있다. 특히, 참고문헌 [4]에서 SLM이 PTS에 비하여 부가 정보 전송 측면에서 PAPR 저감 능력이 좋지만 계산량의 관점에서(IFFT의 개수) 보면 PTS가 더 좋다는 것을 보였다.

PTS 기법에서 부 블럭에 대하여 유한 개의 위상을 곱하는 방법에는 모든 경우의 수를 적용하는 exhaustive 방법, 두 개의 위상 $\{1, -1\}$ 만을 사용하여 순차적으로 1 또는 -1을 곱하여 찾는 flipping 방법^[5], gradient 알고리즘을 사용하여 찾는 방법^[6], PAPR과 반복 횟수의 상한을 설정하여 적응적으로 하는 방법^[7] 등이 발표되었다. 이 가운데 flipping 방법이 가장 계산량이 적으나 PAPR 저감 능력은 다른 방법에 비하여 다소 떨어진다. Gradient 알고리즘 방법은 계산량과 PAPR 저감 능력의 관점에서 보면 exhaustive 방법과 flipping 방법의 중간이라고 볼 수 있는데 최소 PAPR을 갖는 OFDM 신호를 찾는 데 다소 heuristic 방법이 요구된다. 이들 SLM과 PTS의 PAPR의 하한은 결국 최소 PAPR의 탐색 과정의 반복 횟수로 결정됨을 참고문헌 [8]에서 보였다.

한편, 데이터의 자체 상관도를 이용하여 PTS의 여러 가지 단점을 극복하려는 방법이 있다. 참고문헌 [9]에서는 데이터의 자체 상관도를 미리 계산하여 상관값이 크고 작음에 따라 PTS에 의한 PAPR 저감을 행하는 것을 제어하는 방법을 제안하였는데 BPSK(Binary Phase Shift Keying)의 데이터에 대해서만 적용할 수 있는 것을 제시하였다. 참고문헌 [10]에서는 자체 상관도를 0으로 하면 PAPR을 저감할

수 있다는 가정에서 몇 개의 부분송파를 PAPR을 줄이는 용도로 사용하여 논리 회로로 자체 상관도가 0에 가깝도록 하는 방법을 제안하였다. 이에 따르면 redundancy는 증가하지만 부가 정보의 전송이 불필요하게 되고 방법에 따라 0.5~0.8 dB 또는 1~1.2 dB 정도의 PAPR 저감이 가능함을 보였다. 그러나, 이들 방법은 참고문헌 [11]에서 밝혔듯이 자기 상관계수를 낮게 하는 것은 OFDM 신호의 PAPR의 값을 낮게 하는 데 단지 충분 조건임을 보였다. 즉, 자기 상관계수는 해당 신호의 PAPR의 저감 능력 비교의 근거로 할 수 없음을 의미한다.

참고문헌 [12], [13]과 [14]에서 Dummy Sequence Insertion(DSI) 방법과 Sub-block Phase Weighting(SPW) 방법이 제안되었다. SPW는 PTS와 같은 기법으로서 하나의 IFFT만 사용하고 PAPR을 감소하기 위한 위상을 IFFT 이전에 곱해준다는 점에서 차이가 있다. 즉, 회전 위상 정보를 첫 번째 블럭에 부가 정보로서 삽입하는 것으로 한다. 따라서, 부가 정보의 오류에 의한 비트 오류가 나빠지는 것은 PTS 기법과 동일하고 하나의 IFFT를 사용하기 때문에 PAPR의 최적화를 위한 탐색 과정에서 반복적으로 IFFT 처리를 하게 되므로 PAPR을 보다 많이 감소시키기 위해서는 탐색 회전 위상 벡터의 수가 증가하는 데 이에 따라 PTS에 비하여 IFFT에서의 처리 시간이 기하급수적으로 증가하므로 PTS에 비하여 반드시 좋은 기법이라고 할 수 없다. PAPR 감소 능력은 PTS와 동일하다. DSI 방법은 redundancy는 증가하지만 부가 정보의 전송이 불필요하고 계산량을 줄이는 장점이 있다. 이것은 Tone Reservation 방법^[15]을 PTS에 응용한 방법이라고 볼 수 있다. 참고문헌 [16]에서 SPW 방법에서 부 블럭을 interleaving 방법으로 하면 시간 영역의 OFDM 신호를 생성하는 cyclic 행렬의 대부분의 행렬 요소들이 0이 되므로 계산량을 대폭 줄일 수 있음을 보였다.

유전자 알고리즘을 이용하여 회전 위상의 최적화하는 방법^[17]이 연구되었는데 이것은 SPW 기법만이 아니라 PTS에도 사용할 수 있는 것으로서 유전자 알고리즘은 광역 최적치(global minima)를 찾을 수 있다는 것이 알려져 있다. 그러나, 교배율과 돌연변이율의 값에 따른 PAPR 저감 능력의 차이점이 제시되지 않았고 반복 알고리즘에 대한 중지 조건의 설정

은 경로 알고리즘과 같이 경험적(heuristic)으로 정할 수밖에 없다.

PTS에서 부 블럭을 분할하는 방법은 random, interleaving, adjacent 방법이 있는 데 참고문헌 [18]에서 concatenated pseudo-random 방법을 제안하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 한다. 제 2장에서는 OFDM의 수학적 모델을 다시 살펴보고 제 3장에서 PAPR과 PTS 기법에 대하여 설명한다. 제 4장에서 새로운 기법을 제시하고 제 5장에서 모의 실험 결과와 이에 대한 분석을 하고 제 6장에서 결론을 기술한다. 본 논문에서 벡터와 행렬은 굵은 글씨의 영문으로 하였다. 주파수 영역의 값은 영문 대문자로 하였고 시간 영역의 값은 영문 소문자로 하였다. 주파수 영역의 색인은 n 으로 하였고 시간 영역의 색인은 k 로 하였다.

II. OFDM의 개요

OFDM의 통신은 다수의 부 반송파에 정보를 실어 전송하는 통신 방식으로서 반송파간에 주파수 대역이 중첩되게 함으로서 주파수 분할 다중화 방식에 비하여 동일한 데이터의 전송에 있어서 사용 주파수 대역이 줄어들게 됨으로 스펙트럼 사용 효율이 좋다. 이것은 결국 보다 적은 주파수 대역을 사용하여 보다 많은 정보를 전송하려는 요구에 부합한다. 한편, 이동 통신 환경에 있어서 다중 경로 페이딩에 의한 영향이 문제로 되는 데 부호 분할 방식에 비하여 송신측에서 채널의 지연 확산 길이보다 긴 OFDM 데이터 블럭의 후미 부분을 앞단에 반복(이를 cyclic prefix라 함)함으로써 그 영향을 수신측에서 채널의 주파수 응답을 추정하여 손쉽게 등화할 수 있기 때문에 수신기의 구성을 간단하게 할 수 있다. 따라서, 디지털 멀티미디어 방송(digital multimedia broadcasting), HiperLan/2등 고속의 이동 통신 서비스에서 점차로 채택되어 차세대 이동 통신 서비스에 대한 통신 방식으로 연구되고 있다. 그러나, 이러한 장점에 비하여 수신측은 부반송파 간의 직교성에 의하여 신호를 분리하기 때문에 이 직교성이 무너지면 통신 품질이 떨어진다.

또한, 송신측에서는 직교 주파수 분할 다중 신호를 생성하는 과정에서 역푸리에 변환을 사용하기 때

문에 이 변환에 의하여 확률적으로 다수의 부반송파 주파수에 실리는 정보에 의하여 동 위상으로 되어 일순간에 신호의 크기가 급증하는 현상이 일어난다. 이것은 결국 송신기의 디지털대 아날로그 변환기의 복잡성을 증가시키고 선형 동작 영역이 큰 고가의 전력 증폭기를 필요로 한다. 따라서, 첨두대 평균 전력비(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)를 감소시키기 위한 여러 기법들이 연구되어 왔다.

직교 주파수 분할 다중 통신 방식은 1966년 R. W. Chang에 의하여 발표되었고^[19], 1967년 B. Saltzberg에 의하여 그 성능이 분석되었으며^[20], 1971년 S. Weinstein에 의하여 이산 푸리에 변환을 사용하여 구현할 수 있음을 보였다^[21].

$X_i = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,N-1}]^T$ 를 직렬대병렬 변환기(S/P)에서 출력된 i 번째 OFDM 데이터 블럭의 입력 데이터라고 하자. 복소 기저 대역 OFDM 신호는 시간 영역에서 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n \Delta f t}, (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

여기서, $j = \sqrt{-1}$, T_s 는 입력 데이터의 주기이고 NT_s 는 OFDM 데이터 블럭(또는 심볼)의 주기이며 N 는 부반송파의 수이고 $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$ 는 부반송파간의 주파수 간격이다. 즉, OFDM 신호 $x(t)$ 는 심볼 주기가 T_s 로 병렬로 입력된 N 개의 입력 데이터 블럭을 여러 개의 $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$ 의 주파수 간격을 지닌 부반송파에 의하여 표현되는 신호들을 NT_s 의 주기를 가진 OFDM 심볼 주기 내에서 모두 합한 것으로 시간 영역에서 하나의 OFDM 심볼 주기내에 여러 개의 데이터 심볼 신호가 들어가게 되는 것이다. 따라서, 이동 통신 환경에서 데이터의 주기가 이동 통신 채널의 지연 확산 길이에 근접함으로써 발생하는 심볼 간 간섭에 의하여 고속의 통신이 어렵게 되는 문제를 NT_s 주기로 늘려 주어 쉽게 해결해 주는 것이다.

i 번째 OFDM 데이터 블럭의 시간영역의 표현 $x(t)$ 의 표본은 벡터 $x_i = [x_{i,0}, x_{i,1}, \dots, x_{i,N-1}]^T$ 로 표현할 수 있다. 이들 표본 신호로부터 실제의 PAPR을 추정하기 위하여 $P \geq 4$ 인 과도 표본을 사용하는데^[22] 이 P 는 정수로서 과도 표본 인자라고 하고

$P=1$ 일 때의 표본이 나이퀴스트 표본이 된다. 과도 표본된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/PN},$$

$$k=0, 1, \dots, PN-1 \quad (2)$$

이는 행렬식

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_l \quad (3)$$

로 표현할 수 있는 데 여기서 벡터 $\mathbf{x}=[x_0, x_1, \dots, x_{PN-1}]^T$ 는 T_s/P 간격의 이산 표현식이고 \mathbf{F} 는 $PN \times PN$ 의 FFT 행렬이다. H 는 Hermitian을 의미한다. N 의 서로 다른 복소값 주파수 영역의 표본 $X_0, X_1, \dots, X_{PN-1}$ 들의 l 번째 OFDM 데이터 블럭 \mathbf{X} 는 IFFT를 이용하여 시간 영역 표본들로 변환된다(이때 $X_N, X_{N+1}, \dots, X_{PN-1}$ 은 모두 0으로 한다).

주파수에 대한 응답 특성이 임의의 선택된 주파수에서 감쇠가 심하게 나타나는 주파수 선택적 이동 무선 통신 환경에서 OFDM에 cyclic prefix를 도입함으로써 대역폭 손실은 다소 떨어지지만 수신측에서 무선 채널의 주파수 특성을 추정함으로써 간단한 등화기를 사용하여 등화할 수 있다는 것이 OFDM 통신 방식의 큰 장점이다.

III. PAPR과 PTS-OFDM

부반송파들의 입력 데이터들이 상호 통계적으로 독립하다고 가정하고 N 이 충분히 크면 OFDM 데이터 블럭의 시간 영역 복소 표본 $x_k, k=0, \dots, PN-1$ 들은 대략 중심 극한 정리에 따라 가우스 분포로 모델링할 수 있다. 전송되는 OFDM 신호의 PAPR은 다음과 같이 정의된다.

$$PAPR = \frac{\max_{1 \leq k \leq PN} |x_k|^2}{E[|x_k|^2]} \quad (4)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 기대치, 즉 평균치를 표시한다. 이 정의에 의하여 임의의 PAPR 값 $PAPR_0$ 에 대한 OFDM 신호의 상보 누적 분포 함수(CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function)는 무작위로 생성된 N 개의 OFDM 데이터 블럭의 PAPR이 주어진 임계치 $PAPR_0$ 를 초과하는 확률로서 이론적으

로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Prob[PAPR > PAPR_0] = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (5)$$

참고문헌 [8]에서 선택적 사상과 PTS와 같은 다중 신호 표현들의 모든 K 개의 탐색 대상은 서로 독립이고 상호 무관하다고 가정하면 PAPR이 감소된 OFDM 신호의 CCDF는 식 (5)로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$Prob[PAPR > PAPR_0] = (1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{aN})^K \quad (6)$$

여기서 a 는 과도 표본 인자이다. 각각의 부반송파의 신호 성상은 이 통계적 결과에 영향을 주지 않는다. 다시 말해서, 부반송파에 실리는 디지털 변조 신호가 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM로 되더라도 위 식은 동일하다. 또한, cyclic prefix도 PAPR에 영향을 주지 않기 때문에 본 논문에서는 이를 고려하지 않는다.

다음에 본 논문에서 기존의 PTS 기법을 수정하여 사용하므로 기존의 PTS 기법에 대하여 간략히 서술한다. 기존의 PTS 기법은 먼저 그림 1에 보인 바와 같이 간단히 말해서 OFDM 데이터 블럭을 M 개의 별개의 데이터 블럭으로 분할한다. 즉, 다음 식 (7)처럼 표현할 수 있다.

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}^{(m)} \quad (7)$$

따라서, 분할된 데이터 블럭들에 상이한 위상 회

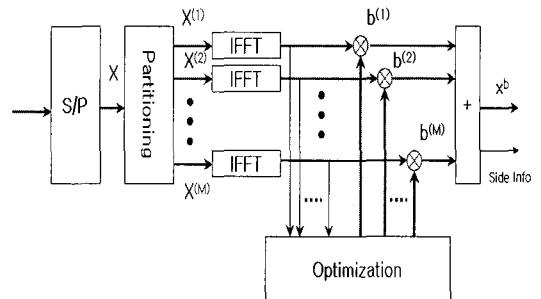


그림 1. 부분 전송열을 사용한 OFDM의 블록도
Fig. 1. Block diagram of OFDM using the partial transmit sequences.

전 인수 $b^{(m)}$ 를 곱한 후 별개의 역푸리에 변환을 각 데이터 블럭에 행하면 다음 식 (8)처럼 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}' = \sum_{m=1}^M b^{(m)} \mathbf{x}^{(m)} \quad (8)$$

이 시간 영역 부분의 OFDM 신호 $\mathbf{x}^{(m)} = \text{IFFT} \{ \mathbf{X}^{(m)} \}$ 를 부분 데이터 블럭 $\mathbf{X}^{(m)}$ 의 부분 전송열 (partial transmit sequence)이라고 한다. PAPR을 최소화하기 위하여 최종적인 위상 회전 인수는 다음 기준에 의하여 결정된다.

$$\arg \min_{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(M)}} \max_{0 \leq k < N} \sum_{m=1}^M b^{(m)} |x_k^{(m)}|^2 \quad (9)$$

여기서 벡터 $\mathbf{b} = [b^{(1)}, \dots, b^{(M)}]$ 는 위상 회전 벡터이고 $x_k^{(m)}$ 는 각각의 분할된 데이터 블럭의 OFDM 신호의 표본들이다. 위상은 연속적인 값을 지니지만 위상 회전 벡터 공간에서 탐색 횟수를 줄이기 위하여 각 $b^{(m)} = e^{j\varphi^{(m)}}$, $\varphi^{(m)} \in [0, 2\pi)$, $1 \leq m \leq M$ 이 회전 인자 $\varphi^{(m)}$ 의 유한하고 이산적인 집합에서 선택된다. 즉, 예를 들면, $\varphi^{(m)}$ 의 값은 $\{0, \pi\}$, $\{0, \pi/2 - \pi/2, \pi\}$, $\{0, \pi/4, -\pi/4, \pi\}$ 등의 유한한 집합에서 선택할 수 있다. 모든 탐색을 다하는 경우에 있어서(이를 Exhaustive Search라고 함) 탐색 횟수는 집합 $\varphi^{(m)}$ 에서 원소의 수 W 와 PTS의 부 블럭의 수 M 으로 결정되며 W^M 가 된다. 첫 번째 부 블럭에 대한 회전 위상 인자 $b^{(1)}$ 를 1로 고정하여도 PAPR 감소에 큰 영향을 주지 않으므로 이 때에는 탐색 횟수가 W^{M-1} 이 된다. 따라서, 부 블럭의 수 M 에 대하여 기하급수적으로 늘어나는 탐색 횟수를 줄이는 기법이 여러 가지로 제안되어 있는데 그중에는 연속적 반복 알고리즘^[5]과 경도 탐색 알고리즘^[6]이 연구되어 있다. 경도 탐색 알고리즘은 최적의 위상 회전 벡터를 탐색하는 데 경험적인 중단 기준을 가질 수밖에 없다.

IV. 제안된 기법

벡터 $\mathbf{C} = [C_0, \dots, C_{L-1}]^T$ 는 \mathbf{X} 로부터 L 만큼 취한 데이터로서 벡터 \mathbf{C} 는 i_1, \dots, i_L (여기서 $L \ll N$) 위치에 L 개의 데이터가 다음과 같이 삽입된다.

$$C_n = \begin{cases} C_n & \text{if } n \in \{i_1, \dots, i_L\} \\ 0 & \text{if } n \notin \{i_1, \dots, i_L\} \end{cases} \quad (10)$$

따라서, $X_n, n \in \{i_1, \dots, i_L\}$ 의 값들이 0으로 되어 X_n 와 C_n 의 0인 아닌 값들의 부분송파들은 색인 $n = \{1, \dots, N\}$ 에서 상호 배타적인 집합으로 된다. 이 L 개의 데이터들은 무작위로 선택하고 이를 $\mathbf{C} = \sum_{m=1}^M \mathbf{C}^{(m)}$ 와 같이 M 개로 분할하고 각각의 분할된 $\mathbf{C}^{(m)}$ 에 위상을 곱하여 $\mathbf{c}' = \sum_{m=1}^M b^{(m)} \mathbf{c}^{(m)}$ 과 같이 M 개의 부분 전송 감소열로 나누어 아래 기준 (13)에 의하여 최적화한다. 이 L 개의 부분송파에는 데이터를 보낼 수 없으며 이에 따라서, 전송 대역의 손실이 발생하는 데 이를 백분율 데이터 손실로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\% \text{DataRateLoss} = \frac{\sum_{n=1}^L d_n}{\sum_{n=1}^N d_n} \times 100 \quad (11)$$

여기서 d_n 는 부분송파 n 에서 전송되는 데이터의 비트 수로서 OFDM의 경우에는 $d_n = \text{상수}$ 가 된다.

벡터 \mathbf{C} 에 \mathbf{X} 를 더하여 IFFT를 하면 다음과 같다.

$$\mathbf{x} + \mathbf{c} = \mathbf{F}^H (\mathbf{X} + \mathbf{C}) \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{c} = \mathbf{F}^H \mathbf{C}$ 이고 다음과 같은 원칙을 가지고 설계된다.

- 변복조시에 성능 저하가 없도록 $\mathbf{X} + \mathbf{C}$ 로부터 효율적으로 \mathbf{X} 가 복호되어야 한다. 따라서, 송신기에 첨가되는 \mathbf{C} 는 PAPR을 줄이는 데에만 사용되고 수신기에서는 제거된다. 즉, PAPR 저감에 사용된 \mathbf{C} 에 대한 부가 정보를 수신기에 보낼 필요가 없도록 한다.
- 송신기에서는 그림 2에 표시한 바와 같이 \mathbf{C} 에 삽입된 데이터를 M 개의 부분 전송열로 나누어 각각에 곱하여야 할 위상 회전 $b^{(m)}$ 을 다음 기준에 의거하여 결정한다.

$$\arg \min_{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(M)}} \left(\max_{0 \leq k < N} |x_k| + \sum_{m=1}^M b^{(m)} |c_k^{(m)}|^2 \right) \quad (13)$$

이 기준에 의거하여 결정된 값은 \mathbf{b} 의 최적치

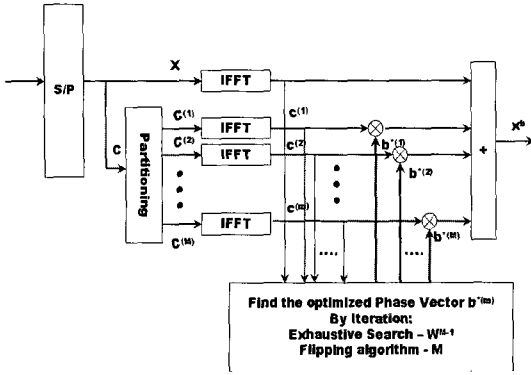


그림 2. 제안된 부분 전송 감소율을 사용한 OFDM의 블록도

Fig. 2. Block diagram of OFDM using the proposed partial transmit reduction tone.

$b^* = \arg \min_c \|x + c\|_\infty$ 이다. $\|v\|_\infty$ 는 벡터 v 의 ∞ -norm이다.

• 부분 전송 감소율 $c' = \sum_{m=1}^M b^{(m)} c^{(m)}$ 에 의하여 변경된 OFDM 전송 신호 $x + c'$ 의 PAPR은 다음 식과 같이 재정의된다.

$$PAPR = \frac{\max_{1 \leq k \leq N} |x_k + c'_k|^2}{E[|x_k|^2]} \quad (14)$$

• 벡터 c' 에 의하여 발생하는 평균 전력 증가분 ΔE 는 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta E = \frac{E[|x + c'|^2]}{E[|x|^2]} - 1 \quad (15)$$

• c' 는 효율적으로 계산되어야 한다. 즉, PAPR 저감이 크고 동시에 계산량과 탐색횟수 K 를 줄여야 한다.

제안된 방법은 참고문헌 [15]에서 제안된 다음의 convex 최적화 방법과 빠른 알고리즘과 비교할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_t \\ & \text{subject to: } |x_k + \mathcal{F}_k^{row} \mathcal{C}| \leq t, k=0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 \mathcal{F}_k^{row} 는 \mathcal{F}^H 의 k 번째 행이고 \mathcal{F}^H 는 \mathcal{F}^H 의 열중에서 $\{i_1, \dots, i_L\}$ 의 열을 선택한 submatrix로서 $\mathcal{F}^H = \{f_{i_1} | \dots | f_{i_L}\}$ 이고 $\mathcal{C} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T$ 는 \mathcal{C} 의 0이 아닌 값이다. 즉, $c = \mathcal{F}^H \mathcal{C}$

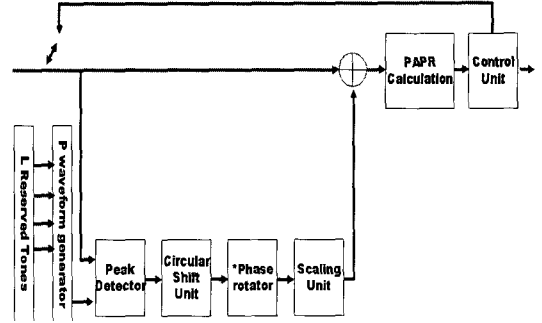


그림 3. 톤 예약 방식의 블록도

Fig. 3. Block diagram of tone reservation scheme.

$= \mathcal{F}^H \mathcal{C}$ 이므로 $\min_c \|x + c\|_\infty = \min_{\mathcal{C}} \|x + \mathcal{F}^H \mathcal{C}\|_\infty$ 가 된다. 이러한 최적화 문제는 변수 \mathcal{C}_i 에 대하여 convex이고 이는 선형 프로그래밍(Linear Program - LP)로 쉽게 해결할 수 있다. 이에 대한 gradient 알고리즘은 실제로 사용할 수 있는 기법으로서 그림 3과 같은 구조로 설명될 수 있다.

그림 3에 대한 수학적 배경은 참고문헌 [15]에 되어 있고 자세한 설명은 참고문헌 [23]에 되어 있는데 이 기법을 복소 신호에 대하여 적용한 것을 특허로 공표되었다. 그림 3에서 복소 신호처리를 위하여 phase rotator에 대한 부분이 추가되어 있다.

PAPR 저감을 위하여 사용되는 L 개의 부분송파를 분할하는 방법은 아래와 같이 세 가지 방안을 고려한다.

4-1 방안 1 - Interleaved 분할 기법

그림 4에서와 같이 전체 N 을 M 으로 나누는 다음 각각의 부분 중에서 L/M 부분만을 \mathcal{C} 의 데이터로 사용하는 방법으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$C_n^{(m)} = \begin{cases} C_n & \text{if } n = \frac{mN-L}{M}, \dots, \frac{mN}{M} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

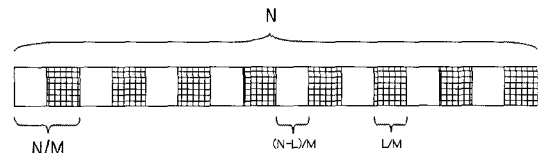


그림 4. 방안 1 - Interleaved 분할 기법

Fig. 4. Method 1 - Interleaved partition scheme.

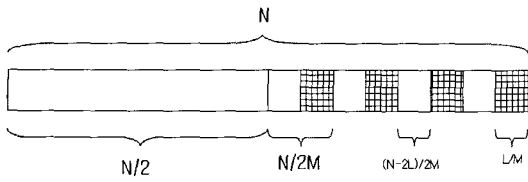


그림 5. 방안 2 - Half-interleaved 분할 기법
Fig. 5. Method 2 - Half-interleaved partition scheme.

여기서 $m=1, 2, \dots, M$ 이고 N/M 은 1보다 큰 자연수가 되도록 N 과 M 을 선택하여야 한다. 또한, N/M 도 1보다 큰 자연수가 되도록 L 을 선택하여야 한다.

4-2 방안 2 - Half-Interleaved 분할 기법

그림 5와 같이 PTS를 수정하여 N 개의 부반송파를 상반부와 하반부로 나누어 하반부에는 회전 위상 인수를 혼입하지 않고 상반부를 M 개의 부 블럭으로 분할한 후 그 첫 번째 블럭은 하반부에 편입시키고 나머지 부 블럭에서 각각의 분할된 부블럭의 모든 부반송파에 위상 회전 인수를 혼입하지 않고 그 중 반을 취하여(그림 5에서 빗금 친 부분) 혼입하고 회전 위상 인수가 혼입된 부반송파에 전적으로 PAPR의 감소에만 사용되는 것으로 한다. 따라서, 새로운 M 개의 부분 전송열 $c_n^{(m)}$ 는 아래의 수식으로 표현된 $C_n^{(m)}$, $n=0, \dots, N-1$ 을 IFFT하여 얻을 수 있다.

$$C_n^{(m)} = \begin{cases} C_n & \text{if } n = \frac{(M+m)N-2L}{2M}, \dots, \\ & \frac{(M+m)N}{2M} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

여기서 $m=1, 2, \dots, M$ 이고 $N/4M$ 은 1보다 큰 자연수가 되도록 N 과 M 을 선택하여야 한다.

4-3 방안 3 - Contiguous 분할 기법

그림 6과 같이 연속된 L 개의 부반송파를 M 으로 나누어 부분전송열 $c_n^{(m)}$ 를 얻으며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$C_n^{(m)} = \begin{cases} C_n & \text{if } n = R + \frac{(m-1)L}{M}, \dots, \\ & R + \frac{mL}{M} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (19)$$

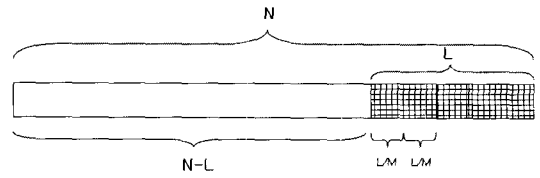


그림 6. 방안 3 - Contiguous 분할 기법
Fig. 6. Method 3 - Contiguous partition scheme.

여기서 $m=1, 2, \dots, M$ 이고 $R=N-L$ 이다.

방안 1, 2, 3의 분할된 블럭들은 IFFT한 이후에 위상을 곱하고 기준 (13)에 의하여 최적화한다.

V. 모의 실험 결과 및 분석

모의 실험은 QPSK로 변조된 $N=256$ 개의 부반송파를 가지고 수행하였다. 과도 표본 인자는 $P=4$ 로 하였고 사용된 OFDM 데이터 블럭의 수는 5×10^5 이다. 탐색 방법은 exhaustive 방법을 사용하였다. 그림 7은 $M=2, 4, 8$ 일 경우에 제 1 방안의 경우에 있어서 %DataRateLoss가 5%일 때 CCDF를 보여주고 있다. 톤 예약에서는 %DataRateLoss가 5%에서 $Prob[PAPR > 8.5 \text{ dB}] = 10^{-4}$ (convex 최적화를 하였을 경우)이므로 톤 예약 방법에 비하여 각각 0.1 dB, 0.3 dB, 0.4 dB 개선된다. 이는 제안된 방법의 탐색 횟수가 %DataRateLoss에 관계없이 $M=8$ 인 경우에는 $2^8=256$ 으로서 톤 예약 방법에 비하여 탐색 횟수가 증가하기 때문이다. 한편, $M=2$ 인 경우에는 톤 예약 방법에 비하여 탐색 횟수를 40(빠른 알고리즘을 사용하였을 경우)에서 $2^2=4$ 로서 제안된 방법이 탐색 횟수를 크게 줄일 수 있다. %DataRateLoss가 5%일 때 톤 예약에서 빠른 알고리즘을 사용하였을 경우, 톤 예약의 반복 횟수를 10으로 하면 $Prob[PAPR > 11.8 \text{ dB}] = 10^{-4}$ 이므로 제안된 방법이 $M=2, 4, 8$ 에서 각각 3.2 dB, 3.24 dB, 3.6 dB 개선되고 톤 예약의 반복 횟수를 40으로 하면 $Prob[PAPR > 9.2 \text{ dB}] = 10^{-4}$ 이므로 $M=2, 4, 8$ 에서 각각 0.5 dB, 0.7 dB, 0.9 dB 개선된다. 톤 예약에서 색인 $\{i_1, \dots, i_L\}$ 을 최적화하였을 경우는 $Prob[PAPR > 8.5 \text{ dB}] = 10^{-4}$ 이므로 $M=2, 4, 8$ 에서 각각 0.1 dB, 0.2 dB, 0.5 dB로 PAPR 저감능력이 거의 비슷하지만 톤 예약에서는 최적의 색인 $\{i_1, \dots, i_L\}$ 을 찾는 데 계산량이 더 필요할 것으로 예상된다.

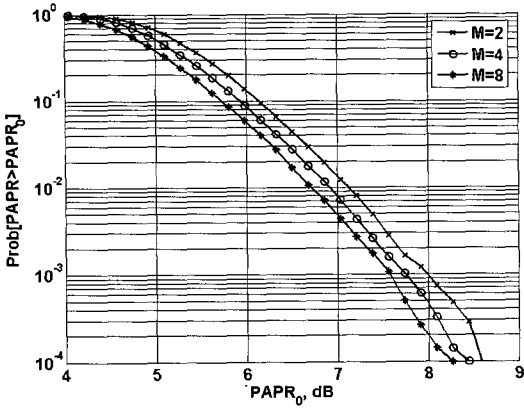


그림 7. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=5\%$
 Fig. 7. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=5\%$

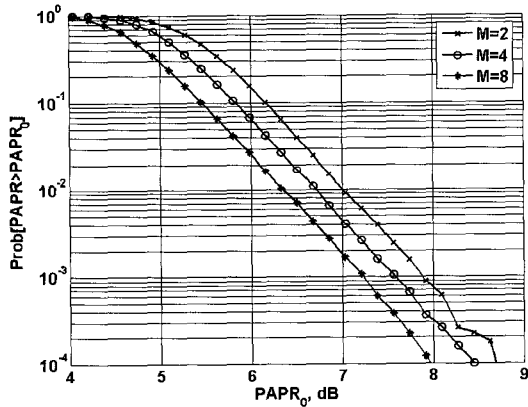


그림 8. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=12\%$
 Fig. 8. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=12\%$

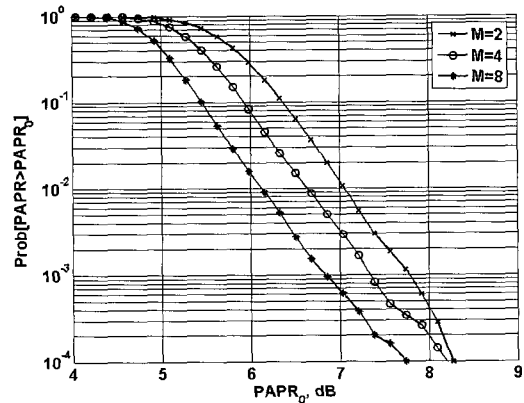


그림 9. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$
 Fig. 9. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$

그림 8은 $M=2, 4, 8$ 일 경우에 제 1 방안의 경우에 있어서 %DataRateLoss가 12 %일 때 CCDF를 보여주고 있다. %DataRateLoss가 5 %일 때와 $M=2, 4$ 에서는 큰 차이가 없고 $M=8$ 에서는 0.3 dB 개선된다. %DataRateLoss가 2배 정도 증가하였음에도 불구하고 PAPR의 성능에는 큰 차이가 없다.

그림 9는 $M=2, 4, 8$ 일 경우에 제 1 방안의 경우에 있어서 %DataRateLoss가 각각 20 %일 때 CCDF를 보여주고 있다. %DataRateLoss가 각각 5 %와 12 %에서 $M=2, 4$ 일 경우와 마찬가지로 PAPR 저감 능력이 크게 개선되지 않는다. 이는 충분한 탐색 공간을 확보하지 못하기 때문이다. 그러나, $M=8$ 인 경우에는 충분한 탐색 공간이 확보되므로 $\text{Prob}[PAPR > 7.2 \text{ dB}] = 10^{-4}$ 로 크게 개선된다. 톤 예약 방법에서는 %DataRateLoss가 20 %에서 $\text{Prob}[PAPR > 5 \text{ dB}] = 10^{-4}$ (convex 최적화인 경우)이므로 톤 예약 방법에 비하여 각각 3.4 dB, 3.1 dB, 2.2 dB PAPR 저감 성능이 떨어진다. 이는 %DataRateLoss가 증가함에 따른 제안된 방법이 크게 효과를 보지 못한다고 하는 것은 해당 partial transmit reduction sequences에 대한 충분한 multiple signal representation을 나타내지 못함을 의미한다. 이는 M 을 8 이상으로 하여 개선될 수 있을 것으로 예상되는데 이는 탐색 횟수에 대한 효율성 측면에서는 비효율적이다. 즉, 부분 전송 감소율은 PTS와 마찬가지로 확률적 방법에 의하여 다수의 PAPR 저감을 위한 신호를 만드는 데 이 신호들이 톤 예약 기법과는 달리 전체 OFDM 데이터 블록 기간에 걸쳐서 존재하고 있기 때문에 첨두치를 크게 감소시키기 어렵다. 또한, 부분 전송 감소율의 크기를 모두 일정하게 하고 위상만 변화시키기 때문에 일정 크기 이상의 첨두치를 제한하는 것은 한계가 있다.

그림 10~12는 각각 제 1, 2, 3 방안에 대하여 $M=2, 4, 8$ 인 경우에 있어서 %DataRateLoss가 각각 20 %, 12 %, 5 %일 때 CCDF를 보여주고 있다. %DataRateLoss가 증가할수록 M 의 증가에 따라서 PAPR이 크게 개선된다. 한편, $X_n = X_{N-n+1}^*, C_n = C_{N-n+1}^*, n = 1, \dots, N/2 - 1$ 이고 $X_0, X_{N/2}$ 을 실수로 하면 그림 13과 같이 제 2 방안이 제 3 방안에 비하여 PAPR 저감 능력이 0.2~0.3 dB 개선된다.

평균 전력 증가분은 제 1, 2, 3 방안의 부분송과 분

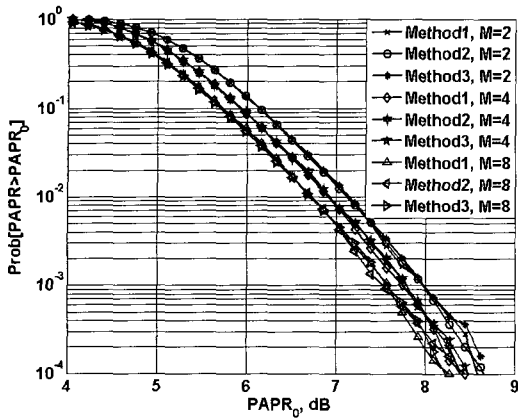


그림 10. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=5\%$
 Fig. 10. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=5\%$

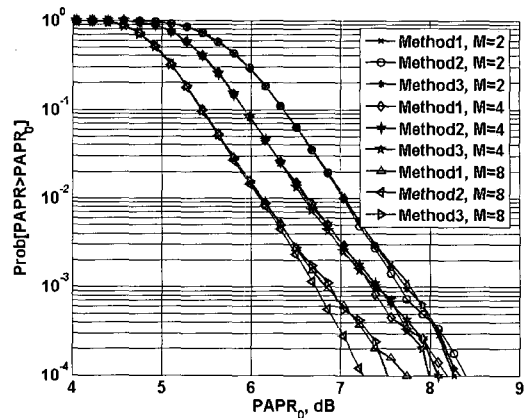


그림 12. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$
 Fig. 12. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$

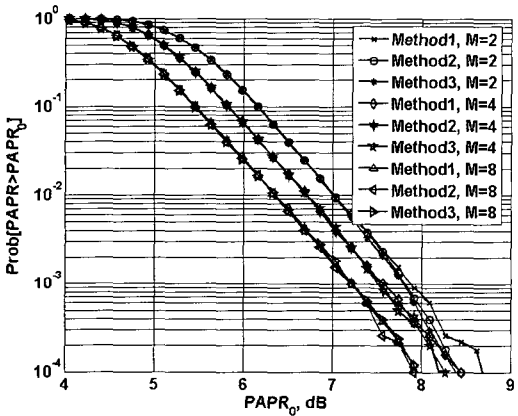


그림 11. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=12\%$
 Fig. 11. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=12\%$

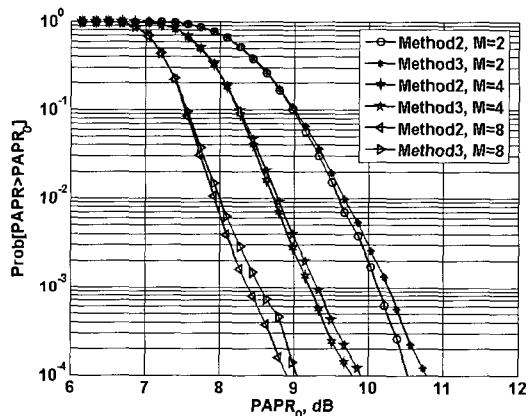


그림 13. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$
 Fig. 13. CCDF; $N=256, P=4, \varphi^{(m)} = \{0, \pi\}, \text{DRL}=20\%$

할 방안과 부반송과 분할의 개수 M 에는 관계없이 L 의 값에만 의존하며 %DataRateLoss가 각각 5%, 12%, 20%일 때 0.2 dB, 0.5 dB, 0.9 dB로서 톤 예약 방법에 비하여 %DataRateLoss가 5%일 때는 0.8 dB 감소하고 %DataRateLoss가 20%일 때는 0.4 dB 증가한다. %DataRateLoss가 5%일 때 톤 예약 방법에서 빠른 알고리즘을 사용하여 반복 횟수를 10으로 할 경우에 비하여 0.1 dB 증가한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 제안된 부분 전송 감소열에 의한 PAPR 저감 능력에 대하여 고찰하였다. OFDM의 PAPR을 줄이기 위해서는 다소간의 희생은 피할 수

없다는 것을 알 수 있었다. %DataRateLoss가 6.5%이고 $M=2$ 에서 톤 예약 방법과 거의 동일한 PAPR 저감 성능을 보였으나 톤 예약 방법에 비하여 IFFT가 2개로서 탐색 횟수가 16으로 탐색 횟수를 크게 줄일 수 있다. 또한, $M \geq 8$ 으로 하여 IFFT를 증가시키면 PAPR 저감 성능이 좋아지지만 증가하는 수에 비례하여 크게 개선되지 않는 것이 참고문헌 [1]에 보여주고 있다. 그러나, 톤 예약 방법의 impulse 톤 생성기와 시간 천이 블록 등은 필요하지 않다. 즉, OFDM 신호의 PAPR 저감 성능은 OFDM 신호에 대한 PAPR을 줄일 수 있는 신호를 가능한 한 적게 하면서 이들 신호들이 가능한 한 최소의 PAPR을 가지도록 하는 가에 달려 있다. 즉, 탐색 공간을 줄이면

서도 잘 설계할 수 있는 가가 요구된다고 하겠다.

참고문헌 [15]에서는 비트 오율 특성이 제시되어 있지 않지만 빠른 알고리즘을 사용할 경우 이상적인 임펄스 신호를 사용하지 않음으로써 비트 오율 특성이 떨어질 것으로 예상된다. 그러나 제안된 방법은 부분 전송 감소열로서 톤 예약 방법에 비하여 평균 전력 증가분이 약간 많으나 그 자체로 수신측에서 부반송파 성분으로 분리되므로 PAPR 저감 기법에 따른 비트 오율 특성의 영향이 없을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] S. H. Müller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [2] S. H. Müller, J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM", *The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97.*, vol. 3, pp. 1090-1094, Sep. 1997.
- [3] R. Bäuml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, 1996.
- [4] S. H. Müller, J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM", *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '97.*, vol. 1, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [5] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction for an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, 2000.
- [6] S. H. Han, J. H. Lee, "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 887-890, Nov. 2004.
- [7] A. D. S. Jayalath, C. R. N. Athaudage, "Adaptive PTS approach for reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signal", *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 14, pp. 1226-1228, Jul. 2000.
- [8] A. D. S. Jayalath, C. R. N. Athaudage, "On the PAR reduction of OFDM signals using multiple signal representation", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 8, no. 7, pp. 425-427, Jul. 2004.
- [9] 최광돈, 김시철, 박상규, "OFDM 시스템에서 PAPR의 감소를 위한 사전-스크램블링 기법의 성능 분석", *한국통신학회논문지*, 29(5A), pp. 521-526, 2004년 5월.
- [10] 김상우, N. T. Hieu, 유흥균, "정보의 상관도를 이용한 OFDM 신호의 PAPR 저감 기법", *한국전자과학회논문지*, 16(3), pp. 521-526, 2005년 3월.
- [11] N. Y. Ermolova, P. Vainikainen, "On the relationship between peak factor of a multicarrier signal and aperiodic autocorrelation of the generating sequence", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 185-187, Mar. 2003.
- [12] 이재은, 허근재, 김상우, 유흥균, "OFDM 통신 시스템의 PAPR 저감을 위한 dummy sequence를 삽입하는 새로운 SLM 기법", *한국전자과학회 논문지*, 15(4), pp. 521-526, 2004년 4월.
- [13] 유흥균, "OFDM 통신 시스템에서 더미 시퀀스를 추가하는 SLM 기반 실시간 PAPR 저감 방식", *한국통신학회논문지*, 30(4A), pp. 288-295, 2005년 4월.
- [14] 김선애, 강영철, 서재원, 유흥균, "OFDM 시스템에서 SPW(Sub-Block Phase Weighting)기법을 이용한 개선된 PAPR 저감 기법", *한국전자과학회 논문지*, 16(11), pp. 521-526, 2005 11월.
- [15] J. Tellado, J. Cioffi, "PAR reduction in multicarrier transmission systems", pp. 1-14, Dec. 1997, <http://citeseer.ist.psu.edu/2746.html>.
- [16] N. T. Hieu, S. W. Kim, and H. G. Ryu, "PAPR reduction of the low complexity phase weighting method in OFDM communication system", *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 776-782, Aug. 2005.
- [17] 김성수, 김명제, 기종해, "유전자 알고리즘을 적용한 SPW에 의한 새로운 OFDM 시스템 PAPR 감소기법", *한국전자과학회논문지*, 16(11), pp.

1131-1137, 2005년 11월.

[18] S. G. Kang, J. G. Kim, and E. K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 45, no. 3, pp. 333-338, Sep. 1999.

[19] R. W. Chang, "High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals", *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

[20] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 805-811, Dec. 1967.

[21] S. Weinstein, P. Ebert, "Data transmission by fre-

quency-division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.

[22] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 185-187, May 2001.

[23] S. -R. Yun, S. -E. Park, and J. -Y. Kim, "Apparatus and method for reducing PAPR in OFDM communication system", U.S. Patent 2005/0 100 108, May 12, 2005, <http://www.freepatentsonline.com/200501001018.html>.

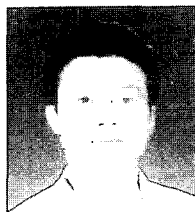
한 태 영



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 9월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1985년 3월~1992년 2월: 엘지정보통신(주)
 1992년 3월~1998년 2월: 에스케이 텔레콤

1999년 2월~2001년 2월: 주성대학 정보통신학과 조교수
 2005년: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정수료
 [주 관심분야] UWB, OFDM 등 이동통신

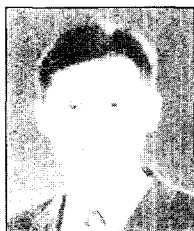
최 정 훈



2000년 2월: 대전대학교 정보시스템공학과 (공학사)
 2004년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 2005년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] UWB, OFDM, MIMO, Wibro

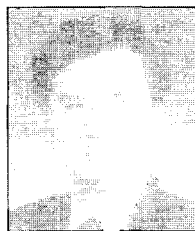
MO, Wibro

유 영 대



1995년 2월: 충북대학교 전기공학과 (공학사)
 2006년 2월: 충북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 1997년~현재: 한국통신
 [주 관심분야] 센서 네트워크, 이동통신, W-CDMA

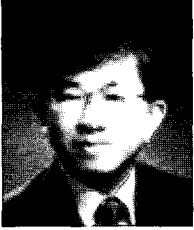
권 영 수



1982년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학박사)
 1985년~1992년: 엘지전자(주) 연구소 선임연구원

2001년 4월~현재: 주성대학 디지털방송과 부교수
 [주 관심분야] 디지털 이동통신, 정보통신시스템, 마이크로컴퓨터 응용 설계

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

1992년~1993년: 미국 Stanford Uni-

versity 방문교수

2001년~2001년: 미국 California Technology Institute(Caltech) 방문교수

1999년~2000년: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소장

1989년~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수

1992년~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소

[주 관심분야] 디지털 이동통신, 무선시스템, 전자파해석, EMI/EMC, Diffractive Optics, WDM Optical Filter & DEMUX Optical Memory, Holography Application