
OFDM에서 혼합방법을 이용한 PAR 경감법의 성능 해석

변건식* · 장은영* · 김성곤* · 전제훈*

Performance Analysis of PAR Reduction Method
using Combined Method in OFDM

Kun-Sik Byon* · Eun-Young Jang* · Sung-Gon Kim* · Je-Hun Jeon*

요 약

4세대 통신에서는 고속 통신을 위해 OFDM이 사용되기로 되어 있다. OFDM은 스펙트럼 효율이 좋고 페이딩 채널에 강인하기 때문에 주로 DAB, DVB, IMT2000 그리고 고속 유무선 통신 등에 주로 사용되고 있다. 그러나 OFDM 송신 신호는 매우 큰 PAR를 가지고 있기 때문에 상호 변조를 유발 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 PAR를 억제하는 기존 기술인 PTS와 SLM을 비교분석 하였으며 PAR를 더욱 경감하기 위해 PTS와 SLM을 결합한 혼합형 PAR 제거 방법을 제안하였고 시뮬레이션 결과 기존의 방법보다 성능이 향상됨을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

OFDM should be used for the fourth generation communication for high speed communication. Because of high spectral efficiency and high tolerance to fading channel, OFDM is applied to many high speed wire and wireless communication such as DAB(Digital Audio Broadcast), DVB(Digital Video Broadcast), IMT 2000 etc.

Inter-modulation, however, is derived from PAR(Peak to Average Power Ratio) of OFDM signals. The paper describes PTS(Partial Transmit Sequence) and SLM(Select Mapping) of an existing methods which can reduce PAR. And then this papers proposed the new method that is called "Combine method". The method proposed in this paper is to combine PTS and SLM. As a result of the simulation, Combine PAR method is better than the existing methods.

키워드

OFDM , PAR , Coded-OFDM , SLM, PTS

1. 서 론

OFDM 신호는 페이딩에 강하고, 등화기가 필요 없으며 고속 전송에 적합하다는 많은 장점들이 있지만, 실제로 OFDM 신호를 전송할 때, 약간의 제약과 복잡함이 있다^[1]. OFDM의 중요한 문제 중 하나는,

송신 신호에 매우 큰 PAR(Peak to Average power Ratio)값을 가진다는 것이다. 따라서, 비선형 특성이 자주 나타나며, 결과적으로 서브캐리어와 대역 외 방사 사이에 상호 변조를 유발한다^[8]. 만약 전력 증폭기 또는 믹서가 큰 포화 영역으로 동작하지 않는다면, 전기통신법에서 제시한 한계 밀도로 대역 외 전력을 유지하기 어렵다. 따라서 증폭이 비효율적이 되

며 송신기가 고가가 된다. 왜냐하면, 평균 송신 전력이 주어질 때, 증폭기는 평균 전력의 20배까지 피크를 방사할 수 있어야 하기 때문이다. 결과적으로, OFDM 전송을 할 때 송신 신호의 피크 진폭을 적절히 경감하는 것이 필요하다.^{[2][3][4][5]}

OFDM에서 PAR을 경감하는 방법은 많이 있다.^{[2][3][4][5][7]} 그러나, 이들 대부분은 2진 신호나 캐리어 수가 작은 경우의 특정 상황에서만 적합하다. 또한 증폭 전에 신호 피크를 경감할 때 송신 신호에 비선형 왜곡을 유발한다.

본 논문에서는 PAR을 줄이는 기존의 방법인 SLM(Select Mapping) 방법^[4]과 PTS(Partial Transmit Sequence) 방법^[5]을 비교 평가하고, 이러한 방법보다 성능이 우수한 혼합형 방법을 제안하여 기존의 방법과 비교 평가함으로써, 혼합형 방법이 기존의 방법보다 우수함을 입증하였다.

II. OFDM 전송

OFDM 전송에는 D_μ 개의 서브 캐리어가 사용되며, 각 서브 캐리어는 $\frac{1}{T_s}$ 로 균일 간격되어 있다. 여기서 T_s 는 각 서브캐리어에서 사용된 변조 기술의 심볼 주기이다.

처음에, 2진 데이터 $d[i]$ 가 $D(\geq D_\mu)$ 중에서 실제로 사용된 D_μ 개의 캐리어로 사상된다. 이에 의해, OFDM 심볼 μ 의 서브캐리어 ν 가 복소 계수 $A_{\mu,\nu}$ 로 변조된다. 모든 활성 캐리어에서, 분산 σ_A^2 인 똑같은 복소값 신호 집합 A 가 사용된다고 한다. 송신 신호의 전력 밀도 스펙트럼을 적절히 성형하기 위해, 비 활성의 캐리어는 0으로 한다.

그리고, OFDM 심볼 간격 μ 와 관련한 캐리어 진폭으로 구성되는 벡터

$A_\mu = [A_{\mu,0}, A_{\mu,1}, \dots, A_{\mu,D-1}]$ 은, D 점 IDFT를 사용하여, 시간 영역으로 변환된다. 이렇게 하면, 송신 신호의 μ 번째 블록 $a_\mu = [a_{\mu,0}, a_{\mu,1}, \dots, a_{\mu,D-1}]$ 의 이산 시간 표현을 만든다. 이는 식(1)과 같다.

$$a_{\mu,\rho} = \frac{1}{\sqrt{D}} \sum_{\nu=0}^{D-1} A_{\mu,\nu} \cdot e^{j\frac{2\pi}{D}\nu\rho}, \quad 0 \leq \rho \leq D \quad (1)$$

여기서, $a_\mu = IDFT\{A_\mu\}$ 이다. 채널의 샘플링 주기 $T_s = D \cdot T$ 로 OFDM 심볼 주기와 관련이 있다. 마지막으로, 샘플 $a_{\mu,\rho}$ 는 펄스 진폭 변조를 사용하여 전송된다. 따라서, 복소 기저대역으로 표현한^[8] 연속 시간 송신 신호는 식(2)와 같다.

$$s(t) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sum_{\rho=0}^{D-1} a_{\mu,\rho} \cdot g(t - \rho T - \mu T_s) \quad (2)$$

여기서 $g(t)$ 는 임의의 나이키스트 펄스 성형 필터의 임펄스 응답이며 식(3)과 같다.

$$s[k] \stackrel{\text{def}}{=} s(kT) = g(0) \cdot a_{\mu,\rho} \quad (3)$$

여기서 $\mu = \lfloor \frac{k}{D} \rfloor$, $\rho = (k \bmod D)$ 와

$k = \mu \cdot D + \rho$ 는 심볼과 시간 인덱스의 관계이다. 결과적으로, 송신 계열은 벡터 a_μ 이며, 피크 전력이 최적화된 송신 계열은 \tilde{a}_μ 로 표시한다.

III. PAR 특성의 이론적 해석

전력 증폭기가 처리해야 하는 PAR는, 연속 시간 OFDM 송신 신호 $s(t)$ 와 관련이 있다. 그러나, 본 논문에서는, 이산 시간 계열 $s[k]$ 의 PAR 계수를 이용한다.

$s[k]$ 의 crest factor는, 피크 전력과 평균 전력의 자승근의 비로 정의한다. OFDM에서, OFDM 심볼 μ 와 관련된 심볼 주기 내의 샘플 $s[k]$ 는, 원소 $a_{\mu,\rho}$ 를 갖는 계열 a_μ 에서 곧바로 얻어진다. 즉, crest factor는 식(4)와 같다.

$$\zeta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\max_{\text{for } k} |s[k]|}{\sqrt{E\{|s[k]|^2\}}} = \frac{\max_{\text{for } \mu, 0 \leq \rho \leq D} |a_{\mu,\rho}|}{\sqrt{E\{|a_{\mu,\rho}|^2\}}} \quad (4)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기대치이며, 본 논문에서는 PAR을 간단히 crest factor의 자승으로 표현한다. 식(1)을 사용하면, OFDM 신호에서의 최대 진폭은 식(5)와 같다.

$$\text{for } \mu, 0 \leq \rho \leq D \quad |a_{\mu, \rho}| = \frac{1}{\sqrt{D}} \cdot D_{\mu} \cdot \max_{A \in A} |A| \quad (5)$$

계열 $a_{\mu, \rho}$ 의 자승 평균 크기 σ_a^2 은 파시벌 정리에 따라 계산하면 식(6)과 같다.

$$\sigma_a^2 \stackrel{\text{def}}{=} \{ |a_{\mu, \rho}|^2 \} = \frac{D_{\mu}}{D} \sigma_A^2 \quad (6)$$

$E\{|A_{\mu, \nu}|^2\} = \sigma_A^2$ 을 가진 D 개 중 단지 D_{μ} 개만이 전송을 위해 사용되었다. 식(5)와 (6)에서, crest factor은 결국, 신호 집합 A 의 crest factor ζ_A 의 정의에 의해 식(7)과 같다.

$$\zeta = \sqrt{D_{\mu}} \cdot \frac{\max_{A \in A} |A|}{\sqrt{\sigma_A^2}} = \sqrt{D_{\mu}} \cdot \zeta_A \quad (7)$$

즉, 사용된 캐리어 수 D_{μ} 를 2배 하면 OFDM 신호의 crest factor는 3dB 증가한다.

이것 외에, OFDM 심볼 관련 crest factor를 유용하게 사용하기 위하여 식(8)을 정의한다.

$$\zeta_{\mu} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\max_{0 \leq \rho < D} |a_{\mu, \rho}|}{\sqrt{E\{|a_{\mu, \rho}|^2\}}} = \frac{\max_{0 \leq \rho < D} |a_{\mu, \rho}|}{\sqrt{\sigma_a^2}} \quad (8)$$

여기서 심볼 수 μ 는, 특정 crest factor가 주어진 멀티캐리어 심볼 간격에 관련된다는 것이다. 관심 대상은 단일 OFDM 심볼 μ 내에서의 PAR이다.

IV. OFDM에서 PAR 경감 방법

4.1 선택 사상(SLM)

4.1.1 송신기

U 개의 통계적으로 독립인 OFDM 심볼 $a_{\mu}^{(\mu)}$ 는 같은 정보를 가진다고 가정한다. 그러면, 가장 작은 crest factor를 나타내는 심볼이 전송에 선택된다. 수학적으로, 식(9)와 같이 선택한다.

$$\tilde{\mu}_{\mu} = \underset{1 \leq \mu \leq U}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{0 \leq \rho \leq D} |a_{\mu, \rho}^{(\mu)}| \right) \quad (9)$$

그리고, ζ_{μ} 로 표시하는 가장 작은 crest factor를 가진 계열 $\tilde{a}_{\mu} = a_{\mu}^{(\tilde{\mu}_{\mu})}$ 가 송신된다.

OFDM 심볼 집합이 통계적으로 독립이라고 가정하면, ζ_{μ} 가 ζ_0 (임계치)를 초과할 확률은 식(10)

과 같다.

$$P_r\{\zeta_{\mu} > \zeta_0\} = (P_r\{\zeta_{\mu} > \zeta_0\})^U = (P_r\{\zeta_0\})^U \quad (10)$$

송신 신호에 데이터를 가변적으로 할당하기 때문에, 이 원리를 선택 사상이라 한다^[2]. 같은 정보를 나타내는 U 개의 신호 중에서 원하는 성질을 나타내는 특별한 신호 하나를 선택하는 것이 목적이다. 이제, 각각 같은 정보를 나타내는 OFDM 심볼 집합을 어떻게 발생할 것인가가 문제이다. 본 논문에서는, 한가지 방법을 아래와 같이 제시한다.

$$P_{\nu}^{(u)} = e^{j\phi_{\nu}^{(u)}}, \quad \phi_{\nu}^{(u)} \in [0, 2\pi], 0 \leq \nu < D, 1 \leq u \leq U$$

인 U 개의 분명하고 고정된 벡터 $P^{(u)} = [P_1^{(u)}, \dots, P_D^{(u)}]$ 를 정의한다. 정보를 캐리어 진폭 $A_{u, \nu}$ 에 사상한 후, 각 OFDM 심볼이 U 개의 벡터 $P^{(u)}$ 와 곱해지면, 식(11)과 같은 성분을 가진 U 개의 OFDM 심볼 집합 $A_{\mu}^{(\mu)}$ 가 만들어진 다.

$$A_{u, \nu}^{(u)} = A_{u, \nu} \cdot P_{\nu}^{(u)}, \quad 0 \leq \nu < D, 1 \leq u \leq U \quad (11)$$

그리고 U 개의 모든 OFDM 심볼은 $a_u^{(u)} = \text{IDFT}\{A_u^{(u)}\}$ 를 얻기 위해 시간 영역으로 변환된다. 그리고 다시 가장 작은 crest factor ζ_{μ} 를 가진 계열 \tilde{A}_{μ} 가 선택된다. SLM의 구성도는 그림1과 같으며, 여기서, A_u 와 $P^{(u)}$ 은 성분끼리 곱해진다.

구현을 하기 위해 $P_u^{(u)} \in \{\pm 1, \pm j\}$ 로 선택하는 것이 좋다. 왜냐하면 $\pi/2$ 의 곱에 의한 위상 천이는, 실수부와 허수부를 간단히 바꾸고, 더하고, 뺄으로써, 승산 없이도 구현할 수 있기 때문이다. 실제 전송에서는, IDFT하기 전에 차동 부호화하고, DFT한 후, 차동 복조해야 한다.

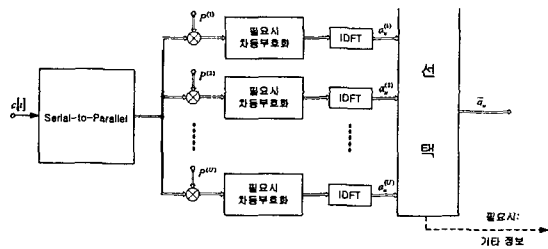


그림 1. SLM을 사용한 PAR 경감

4.1.2 수신기

데이터를 복구하기 위해, 수신기는 벡터 $P^{(\hat{u}_u)}$ 가 실제로 송신기에서 사용되었다는 것을 알아야 한다. 직접적인 방법은 수신기로, 벡터의 수 \hat{u}_u 를 기타 정보로 송신하는 것이다. 이 \hat{u}_u 를 나타내기 위한 비트 수는 crest factor 감소 기술 SLM의 리던던시가 된다. 이 수는 매우 중요하기 때문에, 기타 정보는 채널 부호화로 보호되어야 한다. 간단한 블록 코드와 적절한 부호어 길이를 사용함으로써, $P^{(\hat{u}_u)}$ 의 오류는 무시할 수 있다.

채널 부호화된 데이터에서, 각 OFDM 심볼이 별도로 부호화된다면, 기타 정보는 전혀 필요 없다. 본 논문에서는, U 개의 채널 복호기가 수신 신호를 병렬로 처리한다. 마지막으로, 채널 부호화로 생긴 리던던시를 이용함으로써, U 개의 복호 결과 중 가장 확실적인 것을 데이터 복구를 위해 선택한다.

4.2 PTS

4.2.1 송신기

PTS의 주요 개념은, OFDM 심볼 중 정보를 가진 서브캐리어 집합 A_u 를 V 개의 서브 블록 $A_u^{(v)}$, $v=1, \dots, V$ 로 분할하는 것이다. 즉, OFDM 심볼 A_u 에서 사용된 모든 서브 캐리어는 정확히 V 개의 서브블럭 $A_u^{(v)}$ 중 하나이다. 이에 따라, 이러한 서브 블럭 $A_u^{(v)}$ 의 하나에 포함된 서브캐리어의 총 수는 임의이다. 다른 블록의 $A_u^{(v)}$ 에서의 모든 캐리어 위치는 0으로 한다. 그림2는 한 가지 예를 보이며, 수학적으로, A_u 는 간단히 $A_u = \sum_{v=1}^V A_u^{(v)}$ 이다.

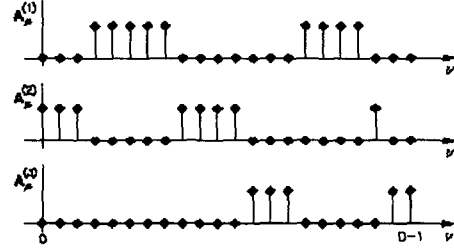


그림 2. PTS로 Crest Factor를 경감하기 위해 서브 캐리어를 $V=3$ 으로 나누는 예

이제, $|b_u^{(v)}| = 1$ 즉, $b_u^{(v)} = e^{j\phi_u^{(v)}}$ 인 복소값 회전 인자 $b_u^{(v)}$ 를 도입한다. 그러면, 식(12)와 같은 서브 캐리어 진폭을 갖는 수정된 벡터가 얻어진다.

$$\hat{A}_u = \sum_{v=1}^V b_u^{(v)} \cdot A_u^{(v)} \quad (12)$$

만약 현재의 집합 $[b_u^{(v)}, v=1, \dots, V]$ 가 가지라 면(사이드 정보), 위 값은 A_u 와 같은 정보를 나타낸다. 실제로, 서브 블록 v 에 있는 모든 서브캐리어는 같은 각도 $\phi_u^{(v)} = \arg(b_u^{(v)})$ 로 회전된다.

$\hat{a}_u = IDFT\{\hat{A}_u\}$ 를 계산하기 위해, IDFT의 선형성이 이용된다. 따라서, 서브 블럭은 V 개의 IDFT로 변환될 수 있으며, 식(13)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \hat{a}_u &= IDFT\left\{\sum_{v=1}^V b_u^{(v)} A_u^{(v)}\right\} \\ &= \sum_{v=1}^V b_u^{(v)} \cdot IDFT\{A_u^{(v)}\} = \sum_{v=1}^V b_u^{(v)} \cdot a_u^{(v)} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 V 개의 부분 송신 계열(PTS) $a_u^{(v)} = IDFT\{A_u^{(v)}\}$ 가 도입된다. PTS는, 실제 송신 계열 \hat{a}_u 를 계산하는 중간 결과이다. PTS는 결합 직교이므로, 자유 파라미터 $b_u^{(v)}$ 를 적절히 선택함으로써 피크치 최적화를 수행한다. 이상적으로, 최적화된 회전 파라미터 집합은 식(14)를 사용한다.

$$\begin{aligned} &[b_u^{(1)}, \dots, b_u^{(V)}] \\ &= [b_u^{(1)}, \dots, b_u^{(V)}] \left(\underset{0 \leq \rho < D}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{\rho} \left| \sum_{v=1}^V b_u^{(v)} \cdot a_{\mu, \rho}^{(v)} \right| \right) \right) \end{aligned} \quad (14)$$

그리고 최적의 송신 계열은 식(15)와 같다.

$$\tilde{\mathbf{a}}_\mu = \sum_{\nu=1}^V \tilde{\delta}_\mu^{(\nu)} \cdot \mathbf{a}_\mu^{(\nu)} \quad (15)$$

식(15)는 PTS 방법으로 생성할 수 있는 모든 송신 계열 중 가장 작은 crest factor를 가진다. PTS를 이용한 OFDM 송신기는 그림3과 같다. $\mathbf{a}_\mu^{(\nu)}$ 는 소자끼리 더해지며, 스칼라 $b_u^{(\nu)}$ 를 곱할 때 각 성분은 같은 영향을 받는다.

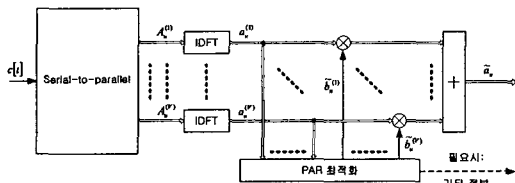


그림 3. PTS를 사용한 PAR 경감

4.2.2 수신기

송신기에 PTS를 사용할 때의 수신기는, 송신된 OFDM 신호가 심볼 주기 u 에서 어떻게 생성되었는가에 대해 알아야 한다. 즉, 회전 인자 $\tilde{\delta}_u^{(\nu)}$ 의 집합이 수신기로 송신되어야 한다. 이러한 기타 정보를 표현하기 위해 필요한 비트 수는, PTS crest factor 감소 기술에서 리턴던시가 된다.

4.3 혼합 방법

4.3.1 송신기

앞에서 설명한 PAR 경감 방법인 SLM과 PTS보다 성능을 더욱 개선하기 위해 새로운 방법인 혼합 방법을 제안한다. 혼합 방법 먼저 PTS를 이용하여 데이터를 V 개의 서브 블록 $\mathbf{A}_\mu^{(\nu)} (\nu=1, \dots, V)$ 으로 분할하여 PAR을 최적화시킨 후 또 다시 SLM을 이용하여 PAR을 최적화시키는 방법이다. 이 방법은 복잡도는 증가하지만 PAR를 더욱 경감할 수 있음을 확인할 수 있다. 혼합 방법의 송신기 구성도는 그림 4와 같다.

4.3.2 수신기

제안된 혼합 방법도 역시 SLM과 PTS와 마찬가지로 전송된 OFDM 신호가 어떻게 생성되었는지를 알아야 하기 때문에 구성도의 앞 부분에서 신호를 최적화 시켰던 벡터 $\tilde{\delta}_\mu^{(\nu)}$ 와 뒤의 SLM 블록에서 발생하는 벡터 $\mathbf{P}^{(u)}$ 를 같이 수신기에 전송해주어야 한다.

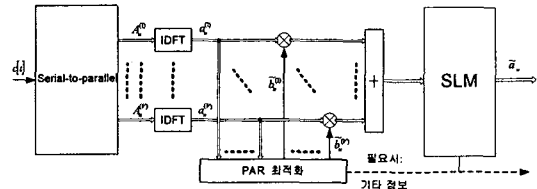


그림 4. PTS와 SLM을 합친 혼합 방법 PAR 경감

V. 시뮬레이션 결과

지금 까지 설명한 모든 방법의 성능을 평가하기 위해 시뮬레이션하였다.

그림 5는 16QAM 변조를 사용한 경우 SLM, PTS, 혼합 방법을 성능 평가한 것이며, 4개의 회전 각도를 사용하였다. 여기서 IDFT 점수는 같이 하였으며(128 점) $U=V$ 로 하였다. 그림5에서 종축은 임의의 PAR을 넘을 확률이다. 'ORI'는 PAR 경감법을 사용하지 않은 원래의 OFDM 방식을 나타낸다. 그림5에서 알 수 있듯이 PTS와 SLM, 혼합 방식 모두 원래의 OFDM 방식보다 PAR가 더 작음을 확인할 수 있다. 그리고 제안된 혼합 방법이 가장 좋은 성능을 가짐을 알 수 있다. 그러나 PTS와 SLM에서 V 를 증가시키면 성능은 더욱 좋아지는 반면 혼합 방법은 $V=4$ 일 때는 성능 개선의 포화상태로 인하여 성능 개선이 없어 오히려 PTS보다 성능이 떨어짐을 알 수 있다.

그림 6은 IFFT 점수를 증가하였을 때의 PTS와 SLM, 혼합 방법의 관계를 보여준다. PTS를 4블럭으로 나누고 또한 SLM, 혼합 방법에서 계열의 종류를 4개로 하였을 경우 만족할 만한 침투 전력 감소를 얻을 수 있다.

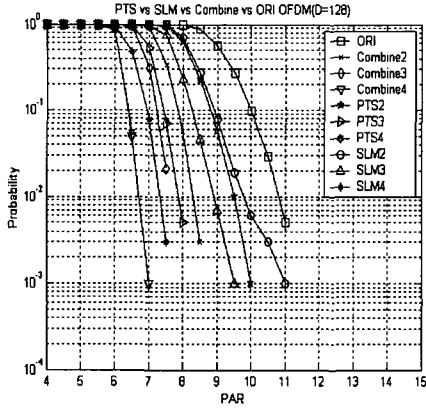


그림 5. $V, U \in \{2, 3, 4\}$ 인 경우의 PTS와 SLM, 혼합 방법의 성능 비교 ($D=128$)

IFFT 점수를 128과 256로 하였을 경우, PTS에 $V=3$ 으로 IDFT를 하면 10^{-3} 의 확률을 기준으로 했을 때 PAR가 3 dB 정도 감소된다. 그리고 $D=128, 256$ 일 때 10^{-3} 에서 오리지널은 11.5 dB 정도인 반면 혼합 방법 ($V, U=3$)을 사용하면 8 dB 근처까지 떨어지므로 3.5 dB의 PAR 감소를 얻을 수 있다. 혼합 방법이 $V=3$ 까지는 SLM, PTS보다 성능이 좋음을 알 수 있으나 $V=4$ 일 때는 성능 개선의 포화상태에 의해 더 이상의 성능 개선이 없음을 알 수 있다.

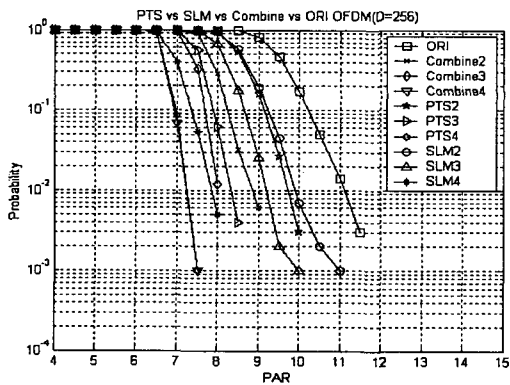


그림 6. $V, U \in \{2, 3, 4\}$ 인 경우의 PTS와 SLM, 혼합 방법의 성능 비교 ($D=256$)

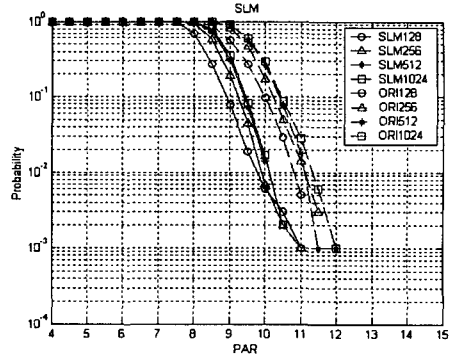


그림 7. SLM ($U=3$)을 적용한 OFDM에서의 IDFT 포인트점 수에 따른 OFDM과의 비교 ($D=128, 256, 512, 1024$)

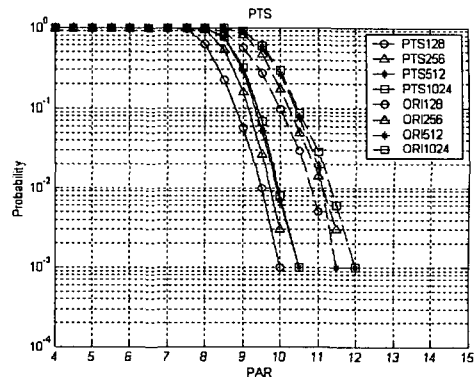


그림 8. PTS ($V=3$)를 적용한 OFDM에서의 IDFT 포인트점 수에 따른 OFDM과의 비교 ($D=128, 256, 512, 1024$)

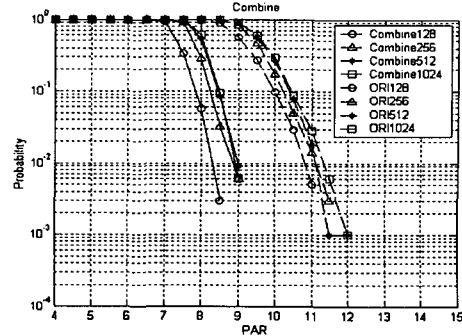


그림 9. 혼합 방법 ($V, U=3$)을 적용한 OFDM에서의 IDFT포인트점 수에 따른 OFDM과의 비교 ($D=128, 256, 512, 1024$)

그림 7, 그림 8, 그림 9는 $V, U=3$ 인 경우, SLM과 PTS, 혼합 방법과 원래의 OFDM을 각각의 IFFT점 수에 따라 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 IFFT 점수를 증가시키면 성능이 열화 됨으로 IFFT 점수 선정에 주의할 필요가 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM에서 발생하는 PAR를 경감하는 방법과 그에 따른 성능 평가를 컴퓨터로 시뮬레이션 하였다. OFDM의 문제점인 PAR를 경감하는 방법은 SLM과 PTS가 있으며 본 논문에서는 SLM과 PTS의 성능을 해석하고, 성능을 더욱 개선하기 위해 새로운 혼합 방법을 제안하였으며 시뮬레이션에 의해 성능 개선을 확인하였다.

SLM, PTS, 혼합 방법을 여러 가지 방법에 따라 성능을 평가한 결과, 전반적으로 SLM보다는 PTS가 성능이 우수하고, PTS 보다는 제안된 혼합 방법이 성능이 더 우수함을 알 수 있다. 그러나 혼합 방법은 성능이 우수한 반면 복잡도에 의한 시간 지연 부분에 대한 대책이 있어야 할 것으로 생각된다.

앞으로는 본 연구를 바탕으로 고속 무선 통신에 사용할 수 있도록 성능을 더욱 개선시키고 복잡도를 줄일 수 있는 효율적인 PAR 대책에 대한 연구와 사이드 정보에 대한 구체적인 부호화 방법과 효율성 문제 개선에 대해 연구를 계속할 계획이다.

참고문헌

- [1] D.Wulich, Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding, Electronics Letters, vol.32, pp432-433, 1996
- [2] Stefan H. Muller, Robert W. Bauml, Robert F.H. Fischer, and Johannes B.Huber, OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation, vol.52, No.8, pp.58-67, February 1997.
- [3] Friese M., Multi-Carrier Modulation with Low Peak-to-Average Power Ratio, Electronic Letters, vol.32, No.8, pp.713-714, April 1996.

- [4] R.bauml, R.Fischer, and J.Huber, Reducing the peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping, Electronics Letters, vol.32, no.22, pp.2056-2057, October, 1996
- [5] Müller and Huber J. B., OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Communication of Partial Transmit Sequence, Electronic Letters, vol.33, No.5, pp.368-369, Feb. 1997.
- [6] Fumiuki A. and Mamoru S., Decision Feedback Differential Detection of Differentially Encoded 16QPSK Signals, IEEE Trans. on Comm., vol.44, pp.416-418, 1996.
- [7] Stefan H. Muller, Johannes B.Huber, A novel peak power reduction scheme for OFDM, proc.of the symposium on PIMRC, pp.1090-1094, 1997
- [8] John G.Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, Inc., 1995

저자소개

변건식(Kun-Sik Byon)



1972년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업
1980년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 석사
1987년 2월 영남대학교 대학원 전자

공학과 박사

1989년 9월~1990년 8월 국립요코하마대학교 전자정보공학과 객원교수

1980년 2년~현재 동아대학교 전자공학과 교수

*관심 분야: CDMA, OFDM, SDR

장은영(Eun-Young Jang)



1998년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업

2000년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 석사

2002년 2월 동아대학교 대학원

현재 전자공학과 박사과정

※관심 분야: CDMA, MIMO, 모바일 프로그래밍



김성곤(Sung-Gon Kim)

1997년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업

1999년 2월 동아대학교대학원 전자공학과 석사

2002년 2월 동아대학교대학원 전자공학과 박사수료

2002년 4월~현재 (주)사일릭스 무선통신기술연구소 선임연구원

※관심 분야: CDMA, xDSL, 모바일 프로그래밍

전제훈(Je-Hun Jeon)

2001년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업

2002년 8월~현재 동아대학교대학원 전자공학과 석사과정

※관심 분야: CDMA, OFDM, MIMO