

제한된 피드백의 송신 빔형 MIMO OFDM 시스템에서 PAPR 감소 기법

정희원 신준우*, 정의림*, 이용훈*

PAPR Reduction in Limited Feedback MIMO Beamforming OFDM Systems

Joonwoo Shin* *Student Member*, Eui-Rim Jeong*, Yong Hoon Lee* *Regular Members*

요 약

높은 주파수 효율 때문에 무선 통신에 널리 쓰이고 있는 직교 주파수 분할 다중화 방식의 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 문제점 중 하나는 높은 첨두대평균 전력비 (peak to average power ratio: PAPR) 이다. 본 논문에서는 제한된 피드백 정보를 가지는 송신 다중 안테나 (multiple input single output: MISO) 빔형 OFDM (beamforming OFDM) 시스템을 위한 PAPR 감소 기법을 제안한다. 제안된 방식은 채널의 영공간 (null space)에서 생성된 부가신호를 원 신호에 더하여 PAPR을 줄이는 방법에 기반한다. 먼저 전체 채널 피드백을 가정한 기존의 시스템을 부분 채널 정보 피드백 시스템에 적용할 때의 문제점을 파악하고, 이를 바탕으로 수신 성능 열화를 줄이면서 PAPR을 감소시키는 부가 신호에 대한 가중 함수를 제안한다. 가중 함수는 수치적으로 구하며 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 방식이 비트오류율 (bit error rate: BER) 성능 손실은 거의 없으면서 2.5dB 정도의 PAPR 감소 효과를 얻을 수 있음을 보인다.

Key Words : PAPR, 빔형 (beamforming), 공영역 (null space), MIMO

ABSTRACT

High peak-to-average power ratio (PAPR) is one of serious problems in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. This paper proposes a PAPR reduction technique for limited feedback multiple input multiple output (MIMO) OFDM systems. The proposed method is based on the null space of the MIMO channel where a dummy signal is made in the channel's null space and then, subtracted from the original signal to reduce the PAPR. First, we show that a problem occurs when the existing method is directly applied to limited feedback MIMO case. Then, a weight function for the dummy signal is proposed to mitigate the degradation of the receiver performance while still reducing PAPR significantly. The weight function is derived from a constrained nonlinear optimization problem to minimize the mean square error between the received signal and its ideal signal. Simulation results shows that the proposed technique provides about 2.5dB PAPR reduction with 0.2dB bit-error probability loss.

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중화 방식은 (orthogonal

frequency division multiplexing: OFDM) 광대역 무선 통신 시스템의 전송 기술로 널리 적용되고 있다. 그러나 OFDM 전송 방식의 문제점 중 하나는

※ 이 논문은 2007년도 한국과학기술원 BK21 정보기술사업단에 의하여 지원되었습니다.

* 한국과학기술원 전자전산학과 디지털통신 연구실 (ljoonoos, july, yohleej@stein.kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-04-190, 접수일자 : 2007년 4월 23일, 최종논문접수일자 : 2007년 7월 12일

큰 첨두대평균 전력비 (peak to average power ratio: PAPR) 이다. 높은 PAPR은 송신기 전력 증폭기의 효율을 떨어뜨리며 대용량의 전력 증폭기의 설계를 요구한다^[1]. 이러한 문제를 해결하기 위하여 단일 안테나 송신기를 위한 PAPR 감소 기법에 대해 많은 연구가 이루어 졌는데 구체적으로 부분 송신 신호열(partial transmit sequence), 선택적 할당(selective mapping), 톤 주입(tone injection), 활성 집합 확장(active set extension) 등의 기술이 알려져 있다^{[2]-[6], [14]}. 이러한 방식들을 다중 안테나 환경에 적용할 때는 다중 안테나 전송 기법과 맞물려 문제가 발생할 수 있다. 따라서 최근에는 다중 송신 안테나 환경에서의 PAPR 감소 기법들이 연구되고 있다^{[7]-[9]}. 이러한 연구 중 Thomas^[9]는 다중 안테나 환경에서의 채널 특성을 이용하여 효과적으로 PAPR을 줄이는 방법을 제안하였다. 이 방식은 채널의 영공간(null space) 내에서 PAPR을 줄일 수 있는 부가 신호를 생성하여 원 신호에서 뺀 다음 송신한다. 이 부가 신호의 시간 영역 신호는 원 신호를 일정 크기 이상이 되지 않도록 잘라내고(clipping) 남은 신호와 유사한 모양을 가진다. 이 방법은 다중 안테나 환경에서 수신단으로 전달해야 하는 부가 정보나 PAPR 감소를 위한 자원 손실 없이 효과적으로 PAPR을 줄일 수 있는 방법이다. 왜냐하면 영공간에서 생성된 부가 신호는 채널과 직교 특성을 가지기 때문에 채널을 통과하면서 사라지게 되어 수신단에서는 나타나지 않기 때문이다. 하지만 [9]에서 제안된 방식은 송신단에서 전체 다중채널에 대한 정보를 요구하고 있기 때문에 주파수 분할 듀플렉스(frequency division duplex: FDD) 시스템과 같이 상하향 채널이 동일하지 않은 시스템에서는 채널정보에 대한 도메임 양이 상당히 커질 수 있는 문제가 있다. 일반적으로 다중 안테나 빔성형 시스템에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 인접한 부분송파를 그룹으로 묶고 각 그룹에 한 개의 빔성형 코드북 색인(codebook index)을 도메임하는 방식으로 정보량을 줄이고 있다^[10].

본 논문에서는 [9]에서 제안한 방식을 변형하여 부분송파 그룹에 기반한 코드북 도메임 빔성형 시스템(cluster based codebook index feedback beamforming system: CCIF)에 적용한다. 먼저 채널의 영공간이 빔성형 벡터로부터 계산될 수 있음을 보인다. 따라서 도메임 된 빔성형 코드북 색인으로부터 영공간을 얻을 수 있고, 이를 부분송파 그룹 내의 모든 부분송파에 적용하여 PAPR을 감소시킬

수 있다. 하지만 코드북을 이용한 빔성형 벡터에는 양자화 잡음이 생길 수 있고 한 빔성형 그룹 내에서의 채널이 실제로는 부분송파에 따라 다를 수 있기 때문에 이로 인한 오차도 존재하게 된다. 이러한 오차 때문에, 계산된 영공간이 모든 부분송파에서 채널과 직교하지 않을 수 있고 PAPR 감소를 위해 생성했던 부가 신호가 채널 통과 후에도 사라지지 않고 수신단에 남아, 수신 성능을 심각히 저하시킬 수 있다. 본 논문에서는 수신 성능을 고려하여 부분 송파 위치 별 PAPR 감쇄를 위한 부가 신호의 크기를 조절하여 PAPR을 줄이면서 수신성능의 손실을 막는 방법을 제안한다. 구체적으로, 각 빔성형 부분 송파 그룹에서 중심에 위치한 부분송파에 해당하는 빔성형 코드북 색인이 도메임 된다고 가정하고, 송신단에서 부가 신호의 크기에 대한 가중함수를 제안한다. 가중 함수는 비선형 최적화 문제를 통하여 얻으며 간단하게 구할 수 있는 준 최적화 방식도 제안한다. 모의실험 결과에 의하면 제안한 가중함수를 이용하면 수신단에서의 비트오류율 (bit error probability: BER) 손실 거의 없이, 송신단 PAPR을 약 2.5dB 정도 줄일 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모델과 [9]에서 제안한 방식을 설명한다. III장에서는 CCIF 시스템에 기존의 방식을 적용할 때의 문제점에 대해 고찰하고 IV장에서 MISO (multiple input multiple output) 시스템을 위한 제안하는 방식을 설명하고 V장에서는 이를 MIMO (multiple input multiple output)으로 확장한다. VI장에서는 모의실험 결과를 보인다.

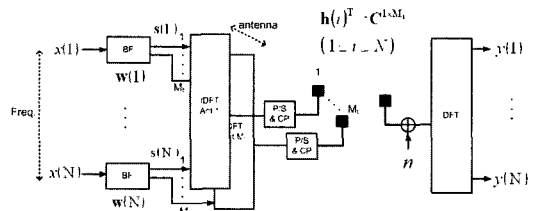


그림 1. MISO 빔성형 OFDM 시스템.

II. 시스템 모델 및 PAPR 감소기법

설명을 간단히 하기 위해서 시스템 모델 및 기존 PAPR 감소 기법에 대한 소개는 MISO 시스템으로 제한한다.

2.1 MISO 빔성형 OFDM 시스템

안테나 환경이 $M_r \times 1$ 인 MISO 시스템의 경우,

N 개의 부 반송파를 가지는 빔성형 OFDM 시스템은 그림 1과 같다. 송신단의 k 째 ($1 \leq k \leq N$) 부 반송파 입력 데이터 $x(k)$ 에 대해, 송신 빔성형 벡터 $\mathbf{w}(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_{M_r}(k)]^T$ 를 곱하면, k 째 부 반송파에 해당하는 $M_r \times 1$ 송신 심볼 벡터 $\mathbf{s}(k)$ 가 생성된다. 전체 부반송파를 고려하면 다음과 같이 $N \times M_r$ 차원 송신 심볼 행렬을 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1), \mathbf{s}(2), \dots, \mathbf{s}(N)]^T$ 로 표현할 수 있다. 이 때 \mathbf{S} 의 m_r 번째 열은 m_r 번째 안테나에서 송신되는 크기 $N \times 1$ 의 심볼 벡터이며 \mathbf{s}_{m_r} 로 표현한다. 각 송신 안테나 별 시간영역의 송신 신호는 \mathbf{S} 의 각 열, \mathbf{s}_{m_r} 에 크기 N 인 IFFT (inverse Fourier transform) 행렬 \mathbf{Q}^H 을 곱하면 된다. 여기서 FFT (Fourier transform) 행렬 \mathbf{Q} 는 $[\mathbf{Q}]_{p,q} = (1/\sqrt{N}) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}pq}$ 와 같이 주어진다. 이러한 MISO 빔성형 OFDM 시스템에서는 PAPR을 전체 송신 안테나 가운데 가장 큰 PAPR로 정의한다.

$$PAPR = \max_{1 \leq m_r \leq M_r} \frac{\|\mathbf{Q}^H \mathbf{s}_{m_r}\|_{\infty}^2}{E\left(\|\mathbf{Q}^H \mathbf{S}\|_F^2 / (NM_r)\right)} \quad (1)$$

만약 $\mathbf{h}(k) = [h_1(k), \dots, h_1(M_r)]$ 이 k 째 부 반송파의 주파수 영역 MISO 채널이라면, k 째 부 반송파의 주파수 영역의 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(k) = \mathbf{h}(k)^T \mathbf{w}(k)x(k) + n(k) \quad (2)$$

2.2 영공간에 기반한 PAPR 감소 기법

[9]에서 제안된 PAPR 감소기법은 채널의 영공간을 이용한다. 구체적으로 이 방법은 송신할 신호로부터 PAPR 감소에 이용될 부가 신호를 생성한다. 이 부가 신호는 원 신호를 일정 크기가 넘지 않도록 잘라내고 남은 신호로 이루어진다. 따라서 최종 송신 신호는 원 신호에서 부가 신호를 빼는 형태가 된다. 하지만 이 과정에 의해 생성된 신호는 왜곡이 커서 수신 성능을 심각하게 떨어뜨리게 된다. 다른 방법으로, 부가 신호를 채널의 영공간에 투사하면 채널과는 직교인 신호를 생성할 수 있고, 이 신호를 원 신호에서 뺀다면 그냥 잘라내는 것과 유사하게 PAPR을 감소시키면서 채널 영공간의 특성으로 수신 성능에는 영향을 미치지 않게 된다. 이러한 과정

을 반복적으로 수행한다면 효과적으로 PAPR을 줄이면서 수신성능의 저하나, 수신을 위해 추가적으로 송신해야 할 정보를 없앨 수 있다. 이 과정을 요약하면 다음과 같다.

1. $j=0$ (j 는 반복 횟수를 의미한다.)

초기화: $\mathbf{S}^{(j)} = \mathbf{S}$

2. $j = j+1$

시간영역 신호 $S^{(j)} = \mathbf{Q}^H \mathbf{S}^{(j)}$ 를 구한다.

(\mathbf{Q}^H : IFFT 행렬)

3. 다음과 같이 $C^{(j)}$ 를 구한다.

$$[C^{(j)}]_{k,m_r} = \begin{cases} 0 & |[S^{(j)}]_{k,m_r}| \leq A \\ \left([S^{(j)}]_{k,m_r} - A \right) e^{j\angle[S^{(j)}]_{k,m_r}} & |[S^{(j)}]_{k,m_r}| > A \end{cases}$$

$C^{(j)}$ 는 원 신호 $S^{(j)}$ 를 크기가 A 를 넘지 않도록 잘라내고 남은 신호를 나타낸다.

4. $\mathbf{C}^{(j)} = \mathbf{Q} \mathbf{C}^{(j)}$ 을 구한다 (\mathbf{Q} : FFT 행렬).

$\mathbf{c}^{(j)}(k)$ 를 $\mathbf{C}^{(j)}$ 의 k 번째 행의 전치 벡터 (transpose)라 하면 모든 부 반송파에 대해 $\mathbf{c}^{(j)}(k)$ 를 채널의 영공간으로 투사시키고 그 결과를 원 신호에서 빼준다. 즉,

$$\mathbf{s}^{(j+1)}(k) = \mathbf{s}^{(j)}(k) - \mathbf{P}(k)\mathbf{c}^{(j)}(k) \quad (3)$$

여기에서 $\mathbf{P}(k)$ 는 투사 행렬로 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{I} - \mathbf{h}(k)^* (\mathbf{h}(k)^T \mathbf{h}(k)^*)^{-1} \mathbf{h}(k)^T \quad (4)$$

5. 두 번째 단계로 돌아가 계속 반복한다. 만약 원하는 PAPR이 되었거나 미리 설정한 반복횟수가 넘었으면 멈춘다.

위와 같은 과정을 J 번 수행했다면 k 번째 부반송파에서의 최종 송신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{s}(k) = \mathbf{w}(k)x(k) - \mathbf{P}(k) \sum_{j=1}^J \mathbf{c}^{(j)}(k) \quad (5)$$

식 (5)에서 부가신호 $\mathbf{P}(k) \sum_{j=1}^J \mathbf{c}^{(j)}(k)$ 는 $\mathbf{h}(k)^T \mathbf{P}(k) = 0$ 의 관계식에 의해 채널을 통과하면 사라져 수신단에는 나타나지 않게 된다.

III. CCIF 빔성형 MISO OFDM 시스템

영공간을 이용하여 PAPR을 줄이는 기존 방법은 송신단에서 모든 채널 정보를 필요로 하기 때문에, 상하향 채널이 같지 않은 FDD 시스템과 같은 경우에, 채널 정보를 송신단에 알려주기 위한 되먹임 정보량이 상당히 클 수 있다. 본 절에서는 기존의 방법을 빔성형 부 반송파 그룹 단위로 한 개의 빔성형 코드북 색인만을 되먹임하는, CCIF 빔성형 시스템에 적용한다. 먼저 기존 방식을 변형 없이 CCIF 빔성형 시스템에 적용하였을 경우에 발생하는 문제점을 보이고, 이를 개선하기 위한 제안하는 방식을 소개한다. 제안하는 방식은 MISO 시스템에서 먼저 설명하고 다음에 MIMO 시스템으로 확장된다.

수신단의 유효 채널 이득을 최대화 하는 빔성형 벡터는 $\mathbf{w}(k) = \mathbf{h}^*(k)$ 와 같이 주어진다. 이와 같은 관계로부터 채널의 영공간으로의 투사 행렬은 다음과 같이 빔성형 벡터를 이용하여 구할 수 있다.

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{I} - \mathbf{w}(k)(\mathbf{w}(k)^H \mathbf{w}(k))^{-1} \mathbf{w}(k)^H \quad (6)$$

이제 인접한 부반송파를 그룹으로 묶고, 각 그룹 중심 부반송파의 빔성형 코드북 색인을 수신단에서 송신단으로 되먹임 해주는 CCIF 빔성형 시스템을 고려한다^{[10][11]}. 이러한 CCIF 빔성형 시스템은 되먹임 정보량을 많이 줄일 수 있다고 알려져 있다. 빔성형 그룹이 B 개의 부반송파로 이루어져 있다고 하면 그룹 개수는 $L = N/B$ 가 된다. l 째 빔성형 그룹의 영공간 투사 행렬은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{P}}(k) = \mathbf{I} - \bar{\mathbf{w}}_l(\bar{\mathbf{w}}_l^H \bar{\mathbf{w}}_l)^{-1} \bar{\mathbf{w}}_l^H, \quad (l-1)B+1 \leq k \leq lB \quad (7)$$

여기에서 $\bar{\mathbf{w}}_l$ 는 l 번째 빔성형 그룹의 빔성형 벡터를 나타낸다. 투사 행렬이나 빔성형 벡터는 한 빔성형 그룹 내에서는 모두 동일하다. 식 (7)에 의해 투사 행렬이 구해지면 남은 과정은 기존의 방법을 이용하여 PAPR을 감소시키는 것이다. 따라서 PAPR 감소량은 송신단에서 전체 채널 정보를 알고 있는 경우나 코드북 색인만 알고 있는 경우나 차이가 별로 없다. 다음으로 수신 성능에 대해 살펴보자. l 째 빔성형 그룹에 속한 k 째 부 반송파에 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_l(k) = \mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{w}}_l x_l(k) + \mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{P}}(k) \sum_{j=1}^L \mathbf{c}_j^{(l)}(k) + n(k) \quad (8)$$

여기서 $(l-1)B+1 \leq k \leq lB$ 이다. 식 (8)에서 코드북 양자화 에러 때문에 $\bar{\mathbf{w}}_l$ 과 이상적인 빔성형 벡터 사이에 오차가 존재할 수 있고, 또한 빔성형 그룹 내의 채널이 완벽히 동일하지 않을 것이기 때문에 빔성형 그룹의 가장자리 부 반송파로 갈수록 이 오차가 점점 커질 수 있다. 이러한 빔성형 벡터의 오차는 두 가지 측면에서 수신 성능을 열화 시킬 수 있다. 첫째 유효 채널 이득 $|\mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{w}}_l|$ 이 줄어들 수 있고 둘째 부가 신호 (식 (8) 우변의 두 번째 항)가 더 이상 채널과 정확히 직교하지 않기 때문에, 채널을 통과하여도 부가 신호가 사라지지 않고 수신단에 영향을 미칠 수 있다. 이러한 빔성형 오차에 의한 수신 성능 열화를 관찰하기 위해 투사 오차 크기 $(|\mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{P}}(k)|)$ 와 유효채널 이득 $(|\mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{w}}_l|)$ 의 비를 정의하고 이를 PEGR (projection error to effective channel gain ratio) 이라 부른다.

$$PEGR_k = \frac{|\mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{P}}(k)|}{|\mathbf{h}_l(k)^T \bar{\mathbf{w}}_l|} \quad (9)$$

만약 투사 행렬과 빔성형 벡터가 오차가 없는, 이상적인 경우라면, PEGR은 '0'이 되어 수신 성능의 열화를 발생시키지 않는다. 하지만, 그렇지 않을 경우, PEGR은 '0'이 되지 않고 간섭으로 작용할 수 있다. 이러한 현상은 ETSI/BRAN 채널 모델 C [12]에서 PEGR을 보이는 그림 2를 통해 확인할 수 있다. 여기서 채널의 시간 지연은 150 ns 이고, $N = 64, M_T = 4, B = 8$ 이다. 각 안테나 별 채널은 서로 독립으로 가정한다. 여러 샘플 채널을 평균해서 보면, PEGR은 각 부반송파 그룹 내에서 부반송파의 위치가 중심에서 멀어질수록 커짐을 관찰할 수 있다. 이러한 관찰을 토대로, 본 논문에서는 부가신호에 의한 간섭을 줄이기 위한 주파수 영역 가중함수 $g_l(k)$ 를 제안한다. l 째 부반송파 그룹에 속한 k 째 부반송파에 대해, 제안하는 가중함수가 적용된 송신 신호 모델은 다음과 같다.

$$s_l(k) = \bar{\mathbf{w}}_l x_l(k) + g_l(k) \bar{\mathbf{P}}_l \sum_j \mathbf{c}_j^{(l)}(k) \quad (10)$$

가중함수 $g_l(k)$ 를 잘 설계함으로써 그림 2의 PEGR을 부반송파 위치에 관계없이 일정한 값이 되도록 하고, 그 값을 적절히 줄일 수 있다면, 수신성능 열

화를 방지할 수 있을 것이다.

IV. MISO 시스템에서 제안하는 방식

본 절에서는 영공간을 이용한 PAPR 감소가 수신 성능에 영향을 미치지 않도록 가중함수 $g_i(k)$ 를 설계한다. 먼저 수신신호와 이상적 수신신호 사이의 평균 제곱 오차가 최소가 되도록 설계하고 다음으로 간단한 준 최적화 설계방안에 대해 설명한다.

4.1 비선형 최적화 문제에 기반한 방안

최적의 가중함수를 구하기 위해 다음의 비선형 최적화 문제를 고려한다.

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{g}} \sum_{k=1}^N \text{MSE}(k) \quad \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{g} = \alpha \quad (11)$$

$$\text{MSE}(k) = E_n \left| \frac{\mathbf{h}(k)^T \bar{\mathbf{P}}}{\mathbf{h}(k)^T \bar{\mathbf{w}}} \sum_{j=1}^J g^{(j)}(k) \mathbf{x}^{(j)}(k) - \frac{n(k)}{\mathbf{h}(k)^T \bar{\mathbf{w}}} \right|^2$$

단, $\mathbf{g} = [g_1(1), \dots, g_1(B), \dots, g_L(N-B+1), \dots, g_L(N)]^T$ 이다. 즉, (11)의 최적화 문제는 수신 성능 열화를 최소화하기 위해, 실제 수신 신호와 이상적 수신신호 사이의 평균 제곱 오차 (mean square error: MSE)를 최소화하는 가중함수를 찾는다. 그런데 최적화 문제에 제한 조건이 없으면 평균 자승 오차를 최소화 하는 가중함수 벡터 \mathbf{g} 는 당연히 0 벡터가 될 것이다. 이를 피하기 위해 빔형 그룹 내 가중 벡터 원소들의 합에 대한 제한 조건 α 를 둔다. α 는 0과 같거나 큰 실수 값을 가지며, 만약 α 값이 0인 경우 \mathbf{g} 는 0 벡터가 되어 PAPR 감소 기법을 적용하지 않은 경우와 같다. 반면 α 값이 큰 경우 부가신호에 크기 제한 조건이 완화되어 PAPR 감소 이득이 커지게 된다. 따라서 α 를 조절함으로써 PAPR 이득과 비트오류율 사이의 성능 교환을 얻을 수 있다 (비트 오류율 성능을 감안할 때, 일반적으로 부반송파 수의 1/6에서 1/3 사이의 값이 적당하다). 주어진 α 에 대해 (11)의 최적화 문제는 부가 신호의 비선형성으로 인해, 닫힌 풀 해를 (closed form solution) 구할 수가 없다. 따라서 이를 풀기 위해, 컴퓨터 프로그램의 도움을 받아 수치적 (numerical)으로 접근한다. 구체적으로 MATLAB의 'fmincon'이라는 비선형 프로그래밍 함수를 이용하여 아래와 같이 변형된 최적화 문제를 푼다.

$$\mathbf{g}_{opt} = \arg \min_{\text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{g} = \alpha} E_{\mathbf{H}} \left\{ E_{\mathbf{x}} \left[\sum_{k=1}^N \text{MSE}(k) \mathbf{x} \right] \middle| \mathbf{H} \right\} \quad (12)$$

여기에서 $\mathbf{x} = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T$, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}(1), \mathbf{h}(2), \dots, \mathbf{h}(N)]^T$ 이다. 본 논문에서는 (12)의 변형된 최적화 문제를 다음과 같은 단계를 통해 푼다. 최적화 해를 구할 때 높은 신호대잡음 전력비 (signal to noise ratio: SNR)를 가정하여 잡음 항은 무시한다.

- 1) MIMO 채널 \mathbf{H} 를 무작위로 생성하여 고정하고 200개의 입력 벡터 \mathbf{x} 를 생성하여 각 입력 벡터에 대해 (12)를 만족하는 최적의 \mathbf{g} 를 찾는다.
- 2) 식 (12)가 \mathbf{g} 에 대해 2차 함수 형태가 아니므로 최적의 해는 \mathbf{g} 의 초기값에 따라 서로 다른 부분 최적 값을 찾을 수 있다. 따라서 본 논문에서는 20개의 무작위로 생성한 초기 값에 해당하는 20개의 해를 구한 다음 그 중 최소의 평균 제곱 오차를 보이는 값을 최적해로 본다.
- 3) 서로 독립인 \mathbf{H} 채널 약 200개를 생성하여 1과 2의 과정을 반복한다.
- 4) 1 ~ 3의 과정을 통해 생성된 \mathbf{g} 들을 평균함으로써 최종 수치적 최적해 \mathbf{g}_{opt} 를 구한다.

4.2 준 최적화 방안

수신 성능 열화를 최소화 하기 위해서는, PEGR이 모든 부반송파에 대해 일정한 값이 되어야 한다 (최적화 해를 적용한 결과에서 이를 확인 할 수 있다). 따라서 준 최적화 방안으로 가중 함수를 그림 2의 PEGR의 역함수를 바탕으로 결정하는 방법을 생각할 수 있다.

$$g(k) = \frac{\beta}{\text{PEGR}(k)} \quad (13)$$

(13)에서 β 는 (11)의 α 와 유사한 역할을 한다. 즉, β 를 키우면 PAPR 감소 이득은 커지고 비트오류율은 나빠진다.

본 절에서는 가중함수 \mathbf{g} 에 대한 비선형 최적화 방안과 준 최적화 방안에 대해 설명하였다. 두 방안 모두 채널 모델에 기반하여 채널의 통계적인 특성을 이용하여 가중함수 \mathbf{g} 를 구한다. 따라서 가중함수를 구하기 위해 매 순간 채널 정보를 필요로 하

지는 않고 통계적인 특성만을 필요로 한다.

V. MIMO 시스템으로의 확장

MIMO 환경에서 채널의 영공간을 이용한 PAPR 감소는 MISO 경우와 거의 동일하다. 투사행렬만 찾으면 나머지 과정은 동일한데 MIMO의 경우에도 빔 성형 행렬로부터 채널 영공간으로의 투사행렬을 얻을 수 있기 때문에, 제안하는 PAPR 감소 기법은 다중 송수신 안테나 (MIMO) 빔성형 OFDM 시스템으로 바로 확장이 가능하다. 송신, 수신 안테나가 각각 M_T, M_R 개 일 때, k 째 부반송파에 해당하는 채널 $\mathbf{H}(k) (\in \mathbb{C}^{M_R \times M_T})$ 의 오른쪽 특이 행렬 (right singular matrix) 중 특이값이 (eigenvalue) 0 에 해당하지 않는 열로부터 빔성형 행렬 $\mathbf{W}(k)$ 을 얻을 수 있다. 또한 채널에 직교하는 투사행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{I} - \mathbf{W}(k) (\mathbf{W}(k)^H \mathbf{W}(k))^{-1} \mathbf{W}(k)^H. \quad (14)$$

$\mathbf{H}(k)$ 을 특이값 분해 (singular value decomposition) 하면, $\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}(k) \mathbf{\Sigma}(k) \mathbf{V}(k)^H$ 가 되고, $\mathbf{W}(k)$ 는 $\mathbf{V}(k)$ 의 열로 이루어졌으므로, (14)의 투사 행렬은 $\mathbf{H}(k) \mathbf{P}(k) = \mathbf{0}$ 을 만족한다. 나머지 부가 신호를 생성하는 과정이나 가중 함수를 구하는 과정은 MISO의 경우와 동일하다. MIMO 빔성형 환경에서 한가지 주의할 점은 송신 안테나 수가 수신 안테나 수보다 많아야 채널과 직교하는 투사행렬을 얻을 수 있다는 것이다. 만약 수신 안테나 수가 같거나 더 많다면 채널의 영공간이 존재하지 않고, 제안하는 방법은 사용하지 못한다.

VI. 모의 실험 결과

제안하는 방법의 PAPR 감소 성능과 비트오류율 성능을 확인하기 위해, 다음과 같은 시스템 변수를 갖는 CCIF 빔성형 OFDM 시스템에 대해 Monte Carlo 모의 실험을 수행하였다. $N = 64, M_T = 4, B = 8$ 이고 이산 영역 채널 임펄스 응답은 ETSI/BRAN Model C [12]를 따른다. 실험 결과는 10,000 독립 채널에 대해 평균한다. 이 때, 채널은 한 심볼 내에서는 고정되어 있고, 심볼간에는 무작위로 변화

는 준 정지 (quasi-static) 모델로 가정한다. 잡음 $n(k)$ 는 평균 0 의 i.i.d (identically independently distributed) 복소 가우시안으로 가정하고, 입력 데이터는 코드율 1/2인 길쌈부호화 (convolutional encoding)하고 QPSK 변조를 하며, 코드북은 생성 인^[13]에 따른다. 이 때 되먹임 채널의 지연과 전송 에러는 없다고 가정한다. PAPR 성능은 PAPR의 상보 누적 밀도 함수 (complementary cumulative density function: CCDF)을 통해 확인하며, 이는 다음과 같이 정의한다.

$$CCDF(PAPR_o) = \Pr(PAPR > PAPR_o)$$

PAPR 감소 성능은 1% CCDF, 비트오류율 성능은 10⁻³ 에서 SNR 손실을 기준으로 한다. 그림 3은 $\alpha = 12, 20$ 두 경우에 대해 구한 최적 가중 함수이다. 그림 4는 이를 이용해 구한 PEGR을 보인다. 가중 함수를 사용함으로써, 두 경우 모두 PEGR이 모든 부반송파에 대해 일정해짐을 확인할 수 있고 α 값이 커지면 PEGR도 전체적으로 커짐을 확인할 수 있다. 그림 5와 6은 제안된 가중 함수를 적용하였을 때의 비트오류율과 PAPR 성능을 보인다. 두 그림을 통해 α 값이 커지면 PAPR 감소 이득은 커지고 비트오류율은 나빠지고 반대로 α 값이 작으면 PAPR 이득은 줄어들고 비트오류율은 좋아지는 것을 확인할 수 있다. 구체적으로 살펴보면, 비트오류율 성능저하를 0.2dB까지 허용한다면 ($\alpha = 20$ or $\beta = 2.5$) 2.5dB 정도의 PAPR 감소 이득을 얻을 수 있다. 실험을 통해 관찰한 바에 따르면, PEGR이 0.01 이하이면 비트오류율 성능 열화는 0.2dB 이하이고, 이에 해당하는 α 는 부반송파 수의 1/6 에서 1/3 ($N = 64$ 의 경우, 10 ~ 20) 사이의 값으로 결정된다. 그림 4, 5, 6에서 추가된 준 최적 가중 함수를 통해 구한 결과도 최적화 해의 경우와 거의 같은 성능을 보임을 확인할 수 있다. 이 때 준 최적화 가중 함수의 $\beta = 1.5, 2.5$ 는 각각 $\alpha = 12, 20$ 에 해당하는 값으로 서로 유사한 성능을 보인다. 또한 부반송파 그룹의 크기를 반으로 줄여서 ($B = 4$) 되먹임 정보양을 두 배 증가시키는 경우에 제안된 방식의 성능을 그림 7과 8에서 보이고 있다. $B = 8$ 인 그림 5, 6과 유사하게 제안된 가중 함수를 적용하지 않은 경우 비트오류율 성능의 열화가 발생하는데 제안된 방식을 적용하는 경우 비트오류율 손실은 거의 발생하지 않으나 PAPR 이득은 줄어드는

것을 확인할 수 있다. 그림 5-8의 결과는 빔성형 부반송파 그룹 크기와 관계없이 제안된 가중 함수를 적용하면 비트오류율 성능 열화를 방지할 수 있음을 보인다.

그림 9, 10 은 MIMO 빔성형 OFDM 시스템 환경에서의 비트오류율과 PAPR에 대한 성능을 보인다. 모의실험 환경은 MISO의 경우와 같고 수신안테나 개수만 2이다 ($M_R = 2$). 그림에서 보이듯이 MISO 경우와 비슷하게 제안한 방식을 적용하면 비트오류율 성능 저하를 줄이면서 상당한 PAPR감소 효과를 얻을 수 있었다. 이러한 모의실험 결과에 의하면 제안된 가중함수를 이용하면 영공간을 이용하는 CCDF 감소 알고리즘을 CCIF 빔성형 OFDM 시스템에, 수신 성능 열화를 줄이면서, 성공적으로 적용할 수 있음을 보인다.

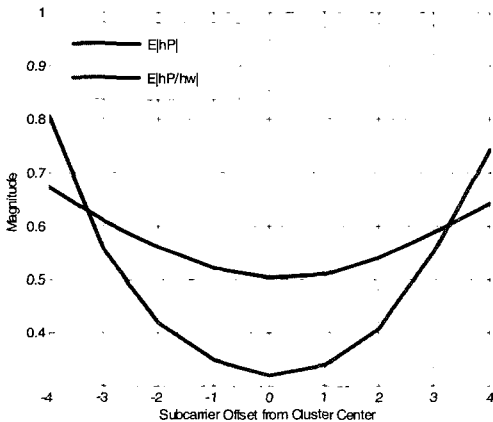


그림 2. 부반송파 묶음 내에서 유효채널 크기 (점선)와 PEGR (실선).

VI. 결론

본 논문에서는 영공간 기반 PAPR 감소 방법에, 주파수 영역 가중 함수를 이용함으로써 되먹임 양이 제한된 CCIF 빔성형 OFDM 시스템에서 PAPR 성능 이득을 얻는 방법을 제안하였다. 제안하는 가중 함수는 빔 성형 벡터와 투사 행렬의 부정확함을 고려한 것으로서, 수치적 방법으로 최적 해를 구할 수도 있고, PEGR을 구함으로써, 준 최적 해를 간단히 구할 수 있다. 제안하는 가중 함수를 이용함으로써, 제한된 CCIF 빔성형 OFDM 시스템 환경에서 비트오류율 성능 열화를 무시할 정도로 억제하면서도 여전히 상당한 PAPR 감소 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

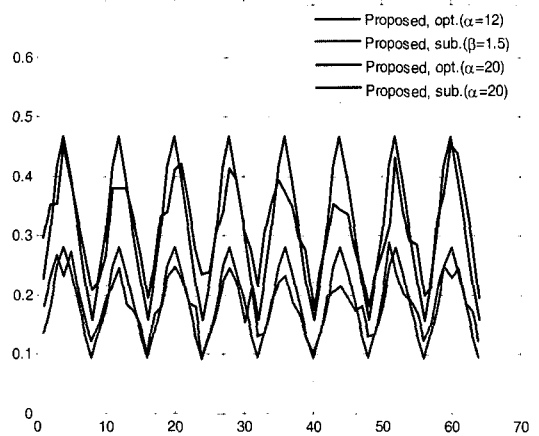


그림 3. 식 (12)와(13)을 통해 구한 가중 함수.

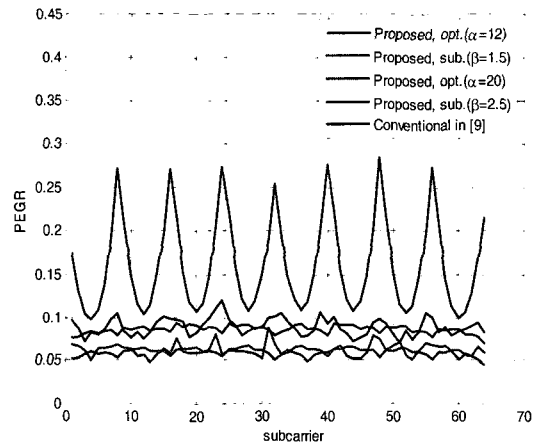


그림 4. 제안된 가중함수를 적용했을 경우 PEGR.

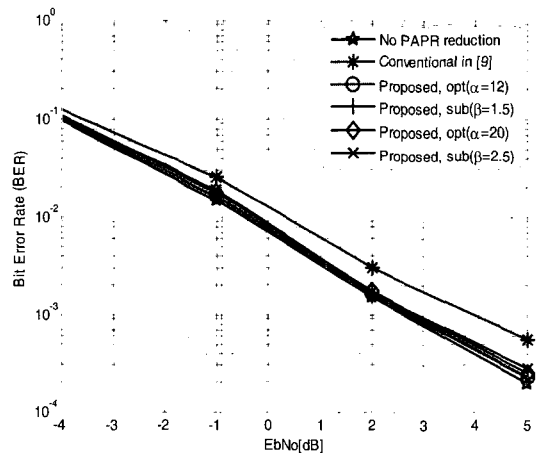


그림 5. CCIF 빔성형 MISO OFDM 시스템에서 제안된 방식을 적용했을때 비트오류율 성능 (B = 8).

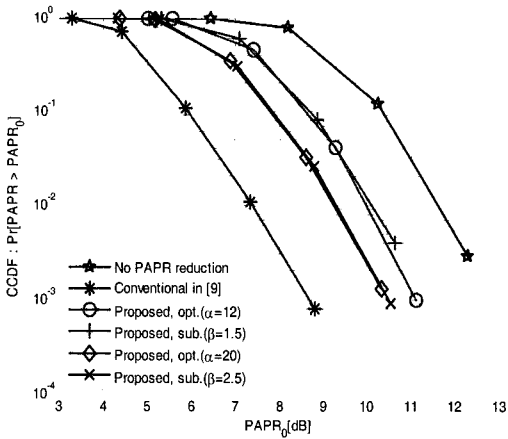


그림 6. CCIF 빔성형 MISO OFDM 시스템에서 제안한 방식을 적용했을 때 PAPR 성능 ($B = 8$).

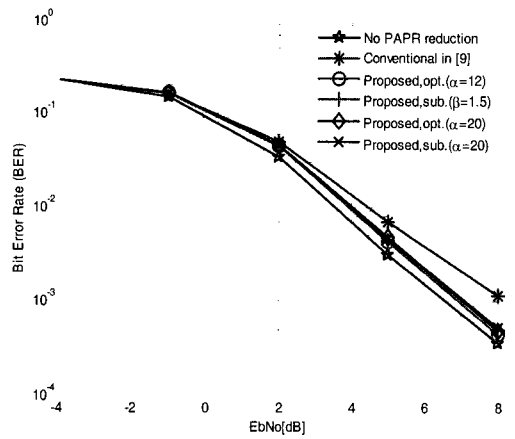


그림 9. CCIF 빔성형 MIMO OFDM 시스템에서 제안한 방식을 적용했을 때 비트오류율 성능 ($B = 8$).

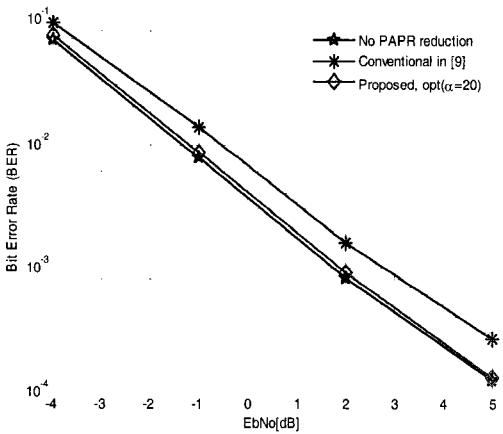


그림 7. 부반송파 묶음 크기가 4 인 경우 ($B = 4$), MISO 빔성형 OFDM 시스템의 비트오류율 성능

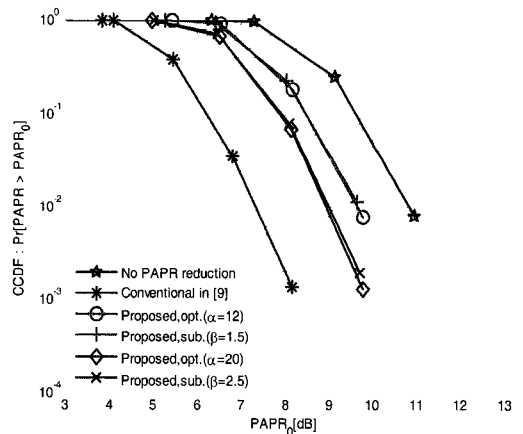


그림 10. CCIF 빔성형 MIMO OFDM 시스템에서 제안한 방식을 적용했을 때 PAPR 성능 ($B = 8$).

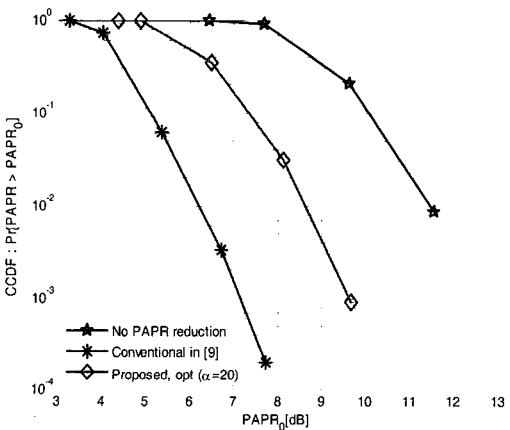


그림 8. 부반송파 묶음 크기가 4 인 경우 ($B = 4$), MISO 빔성형 OFDM 시스템의 PAPR 성능.

참고 문헌

- [1] A. Aggarwal and Teresa H. Meng, "Minimizing the peak-to-average power ratio of OFDM signals using convex optimization," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, pp. 3099–3110, Aug. 2006.
- [2] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Elect. Lett.* vol. 33, pp. 368–369, Feb. 1997.
- [3] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of

multicarrier modulation by selected mapping,"
Elect. Lett. vol. 32, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[4] J. Tellado and J. M. Cioffi, "PAR reduction in multicarrier transmission systems," ANSI Document, T1E1.4 Technical Subcommittee, pp. 1-14, Dec. 1997.

[5] D. L. Jones, "Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification," Proc. 33rd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol.2, pp. 1076-1079, Oct. 1999.

[6] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," IEEE Trans. Broadcast., vol. 49, pp. 258-268, Sept. 2003.

[7] A. Aggarwal and T. H. Meng, "Optimal peak-to-average power ratio reduction in MIMO-OFDM systems," in Proc. IEEE International Conf. on Commun., vol. 7, pp. 3094-3099, June 2006.

[8] Y. L. Lee, Y. H. You, W. G. Jeon, J. H. Paik, and H. K. Song, "Peak-to-average power ratio in MIMO-OFDM systems using selective mapping," IEEE. Commun. Lett. vol. 7, pp. 575-577, Dec. 2003.

[9] T. A. Thomas and D. L. Jones, "PAPR reduction for beamforming OFDM transmitters," in Proc. IEEE International Conf. on Acoustics, Speech and Signal, May 2006, pp. 289-292.

[10] J. H. Choi, B. Mondal, and R. W. Heath, Jr., "Interpolation based transmit beamforming for MIMO OFDM with limited feedback," IEEE Trans. Signal Processing. vol. 53, pp. 4125-4135, Nov. 2005.

[11] J. H. Choi and R. W. Heath, Jr., "Interpolation based unitary precoding for spatial multiplexing MIMO OFDM with limited feedback," IEEE Trans. Signal Processing. vol. 54, pp. 4730-4740, Dec. 2006.

[12] J. Medbo and P. Schramm, "Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios," ETSI/BRAN 3ERI085B, Mar. 1998.

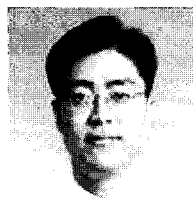
[13] D. J. Love and R. W. Heath, Jr., "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," IEEE Trans. Inform. Theory,

vol. 49, pp. 2735-2747, Oct. 2003.

[14] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak to average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," IEEE Wireless Comm., vol. 12, pp. 56-65, Apr. 2005.

신 준 우 (Joonwoo Shin)

정회원



2000년 : 한양대학교 전자통신전
파공학과 학사

2002년 : 한국과학기술원 전자전
산학과 석사

2002~2004년: 한국전자통신연구
원 연구원

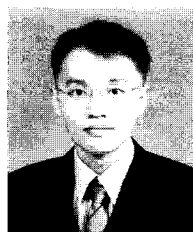
2004~현재: 한국과학기술원 전자

전산학과 박사과정

<관심분야> OFDM 신호처리, MIMO 시스템 trans-
ceiver 설계, Relay 시스템 설계

정 의 림 (Eui-Rim Jeong)

정회원



1995년 : 한국과학기술원 전기및
전자공학과 학사

1997년 : 한국과학기술원 전기및
전자공학과 석사

2001년 : 한국과학기술원 전기및
전자공학과 박사

2001~2005년: 현대시스콤/UTS

tarcom 선임연구원

2005~현재: 한국과학기술원 전자전산학과 연구교수

<관심분야> 통신 신호처리, 무선 통신 시스템 trans-
ceiver 설계, 동기 및 추정

이 용 훈 (Yong Hoon Lee)

정회원



1978년 : 서울대학교 전기공학과
학사

1980년 : 서울대학교 전기공학과
석사

1984년 : University of Pennsyl-
vania 전기공학과 박사

1984~1988년: State University
of New York, Buffalo 조교수

1989~현재: KAIST 전자전산학과 교수

<관심분야> 신호 동기화, 추정 및 검파, 간섭 제거,
CDMA, TDMA, OFDM 시스템 자원관리, MIMO
시스템 및 relay 시스템 송수신기 설계, Cognitive
Radio 등