(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2011-0052179
(43) 공개일자 2011년05월18일

(51) Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01) *H04W 52/04* (2009.01)
(21) 출원번호 10-2009-0109119
(22) 출원일자 2009년11월12일
심사청구일자 2009년11월12일

(71) 출원인
경희대학교 산학협력단
경기도 용인시 기흥구 서천동 1 경희대학교 국제캠퍼스내
(72) 발명자
이지혜
인천광역시 부평구 삼산동 356-4 라성빌라 나동 303호
왕진수
부산광역시 남구 용당동 한신아파트 105-1501호
김윤희
경기도 성남시 분당구 정자동 한솔마을 청구아파트 111-1203호
(74) 대리인
양우석, 남정길

전체 청구항 수 : 총 23 항

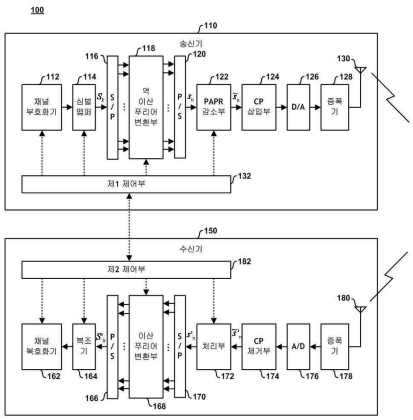
(54) 첨두대평균 전력비 감소 방법, 첨두대평균 전력비 감소 장치, 송신기, 및 수신기

(57) 요 약

첨두대평균 전력비 감소 방법, 첨두대 평균 전력비 감소 장치, 송신기, 및 수신기가 개시(disclose)된다. 이 방법은 통신 시스템에 있는 수신기로부터 복수의 PAPR 감소 기법들 중 어느 하나를 선택하기 위한 정보를 수신하는 단계; 상기 수신된 정보를 기초로, 상기 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 단계; 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여, 제2 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

이 특허는 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단 지원을 받아 수행된 연구(No. R01-2008-000-20029-0)의 결과물임.

대 표 도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 (1)R01-2008-000-20029-0 (2)2008-F-005-20029-0

부처명 (1)교육과학기술부 (2)지식경제부

연구관리전문기관

연구사업명 (1)특정기초연구 (2)IT핵심기술개발사업

연구과제명 (1)WBAN에서의 스마트 메디컬 스페이스 요소기술연구 (2)게임이론을 응용한 cross-layer무선 설계 기술연구

기여율

주관기관 (1)한국과학재단 (2)정보통신연구진흥원

연구기간 (1)2008.09.01~2009.08.31 (2)2008.03.01~2011.02.28

특허청구의 범위

청구항 1

제1 신호를 획득하는 단계; 및

상기 제1 신호에 함수 $y = A_{\max}\sqrt{\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{(A_{\max})^2/P_{in}-1}\right]\right)}$ 를 적용하여 제2 신호를 생성하는 단계를 포함하고,

상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고,

상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력으로서 미리 설정된 값이고,

상기 A_{max}는 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭으로서 미리 설정된 값인 것을 특징으로 하는 첨두대평균 전력비(Peak to Average Power Ratio : 이하, PAPR) 감소 방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 제1 신호는,

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 이하, OFDM) 신호를 생성하기 위해, 송신할 심벌 열을 역 이산 푸리어 변환하여 얻어지는 신호인 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 방법.

청구항 3

제1 신호를 획득하는 단계; 및

상기 제1 신호에 함수 $y = \sqrt{P_{in}\cdot PAPR_{\max}\cdot\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{PAPR_{\max}-1}\right]\right)}$ 를 적용하여 제2 신호를 생성하는 단계를 포함하고,

상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고,

상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력으로서 미리 설정된 값이고,

상기 $PAPR_{max}$는 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR로서 미리 설정된 값인 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 방법.

청구항 4

제1 신호의 평균 전력 및 제2 신호의 최대 허용 진폭을 설정하는 설정부; 및

상기 평균 전력 및 상기 최대 허용 진폭을 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 상기 제2 신호를 생성하는 압축부를 포함하는 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 장치.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 컴팬딩 함수는 $y = A_{\max}\sqrt{\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{(A_{\max})^2/P_{in}-1}\right]\right)}$ 이고,

상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고,

상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력이고,

상기 A_{max}는 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭인 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 장치.

청구항 6

제1 신호의 평균 전력 및 제2 신호의 최대 허용 PAPR을 설정하는 설정부; 및

상기 평균 전력 및 상기 최대 허용 PAPR을 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 상기 제2 신호를 생성하는 압축부를 포함하는 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 컴팬딩 함수는 $y = \sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max} \cdot \left(1 - \exp\left[\frac{-x^2}{PAPR_{\max} - 1}\right]\right)}$ 이고,

상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고,

상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력이고,

상기 $PAPR_{max}$는 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR인 것을 특징으로 하는 PAPR 감소 장치.

청구항 8

제1 신호에 컴팬딩 함수를 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서,

상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하여, 상기 제2 신호에 대응되는 제3신호를 획득하는 수신부; 및

상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭으로 정해지는 컴팬딩 역함수를 상기 획득된 제3 신호에 적용하여, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 확장부를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 컴팬딩 함수는 $y = A_{\max}\sqrt{\left(1 - \exp\left[\frac{-x^2}{(A_{\max})^2 / P_{in} - 1}\right]\right)}$ 이고,

상기 컴팬딩 역함수는 $y' = \begin{cases} \sqrt{-\left((A_{\max})^2 / P_{in} - 1\right) \cdot \ln\left(1 - \left(\frac{x'}{A_{\max}}\right)\right)} & , 0 \le x' < aA_{\max} \\ \sqrt{-\left((A_{\max})^2 / P_{in} - 1\right) \cdot \ln(1-a)} & , x' \ge aA_{\max} \end{cases}$ 이고,

상기 x, y, x'및 y'각각 상기 제1, 제2, 제3, 및 제4 신호의 진폭이고,

상기 P_{in} 및 상기 A_{max}는 각각 상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭이고, a<1은 1에 가까운 값으로 상기 제3 신호를 확장할 경우, 상기 제4 신호의 크기가 무한대가 되지 않도록 미리 설정된 값인 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 10

제8항에 있어서, 상기 제1 신호는,

시간 영역 OFDM 신호 샘플을 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 11

제1 신호에 컴팬딩 함수를 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신

하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서,

상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하여, 상기 제2 신호에 대응되는 제3신호를 획득하는 수신부; 및

상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR로 정해지는 컴팬딩 역함수를 상기 획득된 제3 신호에 적용하여, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 확장부를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 컴팬딩 함수는 $$y = \sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max} \cdot \left(1 - \exp\left[\frac{-x^2}{PAPR_{\max} - 1}\right]\right)}$$ 이고,

상기 컴팬딩 역함수는

$$y' = \begin{cases} \sqrt{\left(1 - PAPR_{\max}\right) \cdot \ln\left(1 - \left(\frac{x'}{\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}}}\right)\right)} & , 0 \le x' < a\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}} \\ \sqrt{\left(1 - PAPR_{\max}\right) \cdot \ln\left(1 - a\right)} & , x' \ge a\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}} \end{cases}$$ 이고,

상기 x, y, x'및 y'각각 상기 제1, 제2, 제3, 및 제4 신호의 진폭이고,

상기 P_{in} 및 상기 $PAPR_{max}$는 각각 상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR이고, a<1은 1에 가까운 값으로 상기 제3 신호를 확장할 경우, 상기 제4 신호의 크기가 무한대가 되지 않도록 미리 설정된 값인 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 13

통신 시스템에 있는 송신기가 신호의 PAPR을 감소시키는 방법에 있어서,

상기 통신 시스템에 있는 수신기로부터 복수의 PAPR 감소 기법들 중 어느 하나를 선택하기 위한 정보를 수신하는 단계;

상기 수신된 정보를 기초로, 상기 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 단계; 및

상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여,제2 신호를 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14

제13항에 있어서, 상기 복수의 PAPR 감소 기법들은

컴팬딩 기법 및 클리핑 기법을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15

제13항에 있어서, 상기 정보는,

상기 수신기에서 측정된 채널 품질에 대한 정보를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16

제15항에 있어서,

상기 수신된 정보를 기초로, 채널 부호화 방식 및 변조 방식 중 적어도 하나를 결정하는 단계;

상기 결정된 방식에 따라 심벌 열을 생성하는 단계;

상기 생성된 심벌 열에 역 이산 푸리어 변환을 적용하여, 상기 제1 신호를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을

특징으로 하는 방법.

청구항 17

제13항에 있어서, 상기 정보는,

복수의 PAPR 감소 기법 중에서 상기 수신기에서 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 18

제13항에 있어서, 상기 제1 신호는,

시간 영역 OFDM 신호 샘플을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 19

복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 선택부;

상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여,제2 신호를 생성하는 PAPR 감소부; 및

상기 생성된 제2 신호 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신부를 포함하는 것을 특징으로 하는 송신기.

청구항 20

제19항에 있어서, 상기 복수의 PAPR 감소 기법들은

컴팬딩 기법 및 클리핑 기법을 포함하는 것을 특징으로 하는 송신기.

청구항 21

제19항에 있어서, 상기 선택부는,

현재의 채널 품질을 기초로, 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 것을 특징으로 하는 송신기.

청구항 22

제1 신호에 PAPR 감소 기법을 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서,

상기 송신기로부터 송신된 신호 및 상기 제2 신호의 생성에 사용된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 수신하고, 상기 수신된 신호를 기초로 상기 제2 신호에 대응되는 제3 신호를 획득하는 수신부; 및

상기 획득된 제3 신호 및 상기 수신된 정보를 기초로, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 처리부를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 23

제22항에 있어서,

상기 송신기는 복수의 PAPR 기법 중 하나를 선택하여 상기 제2 신호를 생성하고,

상기 복수의 PAPR 감소 기법은 컴팬딩 기법 및 클리핑 기법을 포함하고,

상기 처리부는, 상기 정보가 컴팬딩 기법을 나타내는 경우, 상기 제3 신호를 확장하여 상기 제4 신호를 생성하고, 상기 정보가 클리핑 기법을 나타내는 경우, 상기 제3 신호를 상기 제4 신호로 결정하는 것을 특징으로 하는 수신기.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 첨두대평균 전력비(Peak to Average Power Ratio : 이하, PAPR) 감소 기술에 관한 것으로, 보다 상세하지만 제한됨이 없이는(more particularly, but not exclusively) 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 이하, OFDM) 신호의 PAPR을 감소시키는 기술에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] OFDM 신호는 다중 경로 감쇠에 강인한 장점을 가지고 있어, 광대역 고속 데이터 전송이 필요한 디지털 방송, 무선 랜, 차세대 이동 통신 시스템에 활발히 적용되고 있다. 그러나, OFDM 신호는 복수의 반송파 신호들이 중첩되어 이루어지기 때문에 단일 반송파 신호보다 PAPR이 큰 단점이 있다.

[0003] 이러한 단점을 극복하고자 제안된 종래의 PAPR 감소 기술로는 클리핑(clipping) 기법, 컴팬딩(companding) 기법 등이 있다. 종래의 컴팬딩 기법의 예로는, Xianhin Wang, T.T.Tjhung and C.S.Ng, "Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM System Using A Companding Technique", lEEE Trans. On Broadcasting, Sep.,1999, Vol. 45, pp 303-307로 특정되는 논문에서 제안된 μ-law 컴팬딩 기법, 2002-0058923으로 특정되는 한국 공개 특허에서 제안된 A-law 컴팬딩 기법, 및 Tao Jiang, Yang Yang, Yong-Hua Song, "Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems", lEEE Trans. On Broadcasting, Jun.,2005, Vol. 51, pp 244-248로 특정되는 논문에서 제안된 지수(exponential) 컴팬딩 기법이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0004] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 신호의 PAPR을 효과적으로 감소시키는 기술을 제공하는 데 있다.

과제 해결수단

[0005] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 일 측면은 제1 신호를 획득하는 단계; 및 상기 제1 신호에 함수 $y = A_{\max}\sqrt{\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{(A_{\max})^2/P_{in}-1}\right]\right)}$ 를 적용하여 제2 신호를 생성하는 단계를 포함하고, 상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고, 상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력으로서 미리 설정된 값이고, 상기 A_{max}는 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭으로서 미리 설정된 값인 첨두대평균 전력비(Peak to Average Power Ratio : 이하, PAPR) 감소 방법을 제공한다.

[0006] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 다른 측면은 제1 신호를 획득하는 단계; 및 상기 제1 신호에 함수 $y = \sqrt{P_{in}\cdot PAPR_{\max}\cdot\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{PAPR_{\max}-1}\right]\right)}$ 를 적용하여 제2 신호를 생성하는 단계를 포함하고, 상기 x 및 y는 각각 상기 제1 및 제2 신호의 진폭이고, 상기 P_{in}은 상기 제1 신호의 평균 전력으로서 미리 설정된 값이고, 상기 $PAPR_{max}$는 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR로서 미리 설정된 값인 PAPR 감소 방법을 제공한다.

[0007] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 제1 신호의 평균 전력 및 제2 신호의 최대 허용 진폭을 설정하는 설정부; 및 상기 평균 전력 및 상기 최대 허용 진폭을 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 상기 제2 신호를 생성하는 압축부를 포함하는 PAPR 감소 장치를 제공한다.

[0008] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 제1 신호의 평균 전력 및 제2 신호의 최대 허용 PAPR을 설정하는 설정부; 및 상기 평균 전력 및 상기 최대 허용 PAPR을 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 상기 제2 신호를 생성하는 압축부를 포함하는 PAPR 감소 장치를 제공한다.

[0009] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 제1 신호에 컴팬딩 함수를 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하여, 상기 제2 신호

에 대응되는 제3신호를 획득하는 수신부; 및 상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 진폭으로 정해지는 컴팬딩 역함수를 상기 획득된 제3 신호에 적용하여, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 확장부를 포함하는 수신기를 제공한다.

[0010] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 제1 신호에 컴팬딩 함수를 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하여, 상기 제2 신호에 대응되는 제3신호를 획득하는 수신부; 및 상기 제1 신호의 평균 전력 및 상기 제2 신호의 최대 허용 PAPR로 정해지는 컴팬딩 역함수를 상기 획득된 제3 신호에 적용하여, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 확장부를 포함하는 수신기를 제공한다.

[0011] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 통신 시스템에 있는 송신기가 신호의 PAPR을 감소시키는 방법에 있어서, 상기 통신 시스템에 있는 수신기로부터 복수의 PAPR 감소 기법들 중 어느 하나를 선택하기 위한 정보를 수신하는 단계; 상기 수신된 정보를 기초로, 상기 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 단계; 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여,제2 신호를 생성하는 단계를 포함하는 방법을 제공한다.

[0012] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택하는 선택부; 상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여,제2 신호를 생성하는 PAPR 감소부; 및 상기 생성된 제2 신호 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신부를 포함하는 송신기를 제공한다.

[0013] 상기의 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명의 또 다른 측면은 제1 신호에 PAPR 감소 기법을 적용하여 제2 신호를 생성하고, 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 송신기가 있는 통신 시스템에서, 상기 송신기로부터 송신된 신호를 수신하는 수신기에 있어서, 상기 송신기로부터 송신된 신호 및 상기 제2 신호의 생성에 사용된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 수신하고, 상기 수신된 신호를 기초로 상기 제2 신호에 대응되는 제3 신호를 획득하는 수신부; 및 상기 획득된 제3 신호 및 상기 수신된 정보를 기초로, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성하는 처리부를 포함하는 수신기를 제공한다.

효 과

[0014] 상기에서 제시한 본 발명의 실시예들은 다음의 장점들을 포함하는 효과를 가질 수 있다. 다만, 본 발명의 모든 실시예들이 이를 전부 포함하여야 한다는 의미는 아니므로, 본 발명의 권리범위는 이에 의하여 제한되는 것으로 이해되어서는 아니 될 것이다.

[0015] 컴팬딩 함수에 대한 파라미터 조절을 통하여, 고전력 증폭기에서 요구하는 PAPR 값을 충족시킬 수 있는 스케일러블 컴팬딩 함수를 제공한다. 또한, 이를 통하여 수신 비트 오율 성능을 조절할 수 있다.

[0016] 채널 품질 또는 송신 모드에 적응적으로 적절한 PAPR 감소 기법을 선택하여,수신 비트 오율 성능을 향상시킬 수 있는 적응 PAPR 감소 기법을 제공한다. 일실시예에 따른 적응 PAPR 감소 기법은 적응 전송 모드를 사용하는 통신 시스템에서는 부가 정보 없이 구현이 가능하다는 장점도 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0017] 본 발명의 실시예들에 관한 설명은 본 발명의 구조적 내지 기능적 설명들을 위하여 예시된 것에 불과하므로, 본 발명의 권리범위는 본문에 설명된 실시예들에 의하여 제한되는 것으로 해석되어서는 아니 된다. 즉, 본 발명의 실시예들은 다양한 변경이 가능하고 여러 가지 형태를 가질 수 있으므로 본 발명의 기술적 사상을 실현할 수 있는 균등물들을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.

[0018] 한편, 본 발명에서 서술되는 용어의 의미는 다음과 같이 이해되어야 할 것이다.

[0019] "제1", "제2" 등의 용어는 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하기 위한 것으로 이들 용어들에 의해 본 발명의 권리범위가 한정되어서는 아니 된다. 예를 들어, 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소도 제1 구성요소로 명명될 수 있다.

[0020] "및/또는"의 용어는 하나 이상의 관련 항목으로부터 제시가능 한 모든 조합을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 예를 들어, "제1 항목, 제2 항목 및/또는 제3 항목"의 의미는 "제1 항목, 제2 항목 및 제3 항목 중 적어도 하나 이상"을 의미하는 것으로, 제1, 제2 또는 제3 항목뿐만 아니라 제1, 제2 및 제3 항목들 중 2개 이상으

로부터 제시될 수 있는 모든 항목의 조합을 의미한다.

[0021] 본 발명에서 기재된 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한 복수의 표현을 포함하는 것으로 이해되어야 하고, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 설시된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

[0022] 본 발명에서 기술한 각 단계들은 문맥상 명백하게 특정 순서를 기재하지 않은 이상 명기된 순서와 다르게 일어날 수 있다. 즉, 각 단계들은 명기된 순서와 동일하게 일어날 수도 있고 실질적으로 동시에 수행될 수도 있으며 반대의 순서대로 수행될 수도 있다.

[0023] 여기서 사용되는 모든 용어들은 다르게 정의되지 않는 한, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가지고 있다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 일치하는 의미를 가지는 것으로 해석되어야 하며, 본 출원에서 명백하게 정의하지 않는 한 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미를 지니는 것으로 해석될 수 없다.

[0024] 개시된 기술은, OFDM 신호와 같이, 높은 PAPR을 가진 신호를 전송하는 통신 시스템에 적용될 수 있다. 본 명세서에서는 OFDM 기반 통신 시스템을 전제로 개시된 기술을 설명하고자 하나, 본 발명의 범주는 반드시 이에 국한되는 것은 아님은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다.

[0025] 이산 시간 영역(discrete time domain) OFDM 신호 샘플 s_n 은 부반송파 수가 N일 때, 수학식 1로 표현될 수 있으며, s_n 의 PAPR은 수학식 2로 정의될 수 있다.

수학식 1

[0026]
$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left(j2\pi \frac{kn}{N} \right), \quad 0 \le n \le N-1$$

수학식 2

[0027]
$$PAPR\{s_n\} = \frac{\max_{0<n<N-1} \left[|s_n|^2 \right]}{E\left[|s_n|^2 \right]}$$

[0028] 여기서, 첨자 k 및 n은 각각 부반송파 인덱스 및 샘플 인덱스를 나타내며, S_k는 k번째 부반송파에 실리는 심벌을 나타내며, $E[\cdot]$은 기대값을 나타낸다. 이러한 OFDM 신호는 여러 부반송파 신호들이 중첩되어 얻어지는 신호이기 때문에 높은 PAPR을 가지며, 또한, 비선형 특성을 가진 증폭기, 예컨대, 고전력 증폭기(high power amplifier : 이하, HPA)를 거쳐 송신되기 때문에, 통신 시스템의 수신단에서는 왜곡된 신호를 수신하게 되며, 그 결과 수신 성능(예컨대, 심벌 검출 성능, 비트 오율 성능)이 저하된다.

[0029] 수학식 3은 HPA의 일종인 SSPA (solid state power amplifier)의 입출력 전달 함수를 예시한다.

수학식 3

[0030]
$$y(t) = \frac{x(t)}{\left[1 + \left(\frac{x(t)}{A_{HPA}} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}}$$

[0031] 수학식 3에서, x(t) 및 y(t)는 각각 SSPA의 입력 신호 및 출력 신호를 나타내며, 양수 p는 SSPA의 입출력 전달 함수의 모양에 영향을 주는 파라미터이고, A_{HPA}는 SSPA의 포화 영역 진폭을 나타낸다. 수학식 3을 참조하면, p에 따라 비선형성이 다르게 되고, 입력 신호의 진폭이 커짐에 따라, 출력 신호의 진폭이 A_{HPA}로 포화되는 것을 볼

수 있다. 즉, HPA의 입력 신호의 진폭이 큰 경우, 신호 왜곡이 크게 발생된다.

[0032] 따라서, 신호 왜곡을 줄이기 위해 증폭기의 입력 신호의 PAPR을 감소시키는 기술들이 사용된다. 이러한 기술들 중 구현이 용이하며 낮은 복잡도를 가진 PAPR 감소 기술의 예로는 클리핑 기법 및 컴팬딩 기법을 들 수 있다.

[0033] 본 명세서에서, 편의상, PAPR 감소 대상 신호인 s_n의 진폭 및 위상을 각각 $|s_n|$ 및 $\angle s_n$이라 하고, PAPR을 감소시키기 위해 s_n을 변형시켜 생성된 신호 $\tilde{s}_n$의 진폭 및 위상을 각각 $|\tilde{s}_n|$ 및 $\angle \tilde{s}_n$로 표기한다.

[0034] 클리핑 기법은 수학식 4와 같은 연산을 수행하여 증폭기에 입력되는 신호 범위를 A_{max}까지로 제한하는 기술이다.

수학식 4

[0035]
$$y = C_{Clipping}(x) = \begin{cases} x, & x < A_{\max} \\ A_{\max}, & x \geq A_{\max} \end{cases}$$

[0036] 수학식 4에서 x는 클리핑 기법의 적용 대상이 되는 입력 신호 s_n의 진폭 $|s_n|$이고, y는 클리핑 기법의 적용으로 얻어지는 출력 신호 $\tilde{s}_n$의 진폭 $|\tilde{s}_n|$을 나타내며, $\tilde{s}_n = C_{Clipping}(|s_n|)e^{j\angle s_n}$ 이다.

[0037] 컴팬딩 기법은 s_n를 진폭 크기에 따라 다른 비율로 압축(compress)하여 $\tilde{s}_n$을 생성하는 기술이다.

[0038] μ-law 컴팬딩 기법 및 A-law 컴팬딩 기법은 각각 수학식 5 및 6으로 주어지는 컴팬딩 함수를 이용하여 압축을 수행한다.

수학식 5

[0039]
$$y = C_{\mu-law}(x) = \frac{x_{\max} \ln\left[1 + \mu \frac{x}{x_{\max}}\right]}{\ln(1+\mu)}$$

수학식 6

[0040]
$$y = C_{A-law}(x) = \begin{cases} \dfrac{Ax}{1+\ln A}, & \text{for} \quad 0 < \dfrac{x}{x_{\max}} \leq \dfrac{1}{A} \\ x_{\max} \dfrac{1+\ln\left(A\dfrac{x}{x_{\max}}\right)}{1+\ln A}, & \text{for} \quad \dfrac{1}{A} < \dfrac{x}{x_{\max}} \leq 1 \end{cases}$$

[0041] 여기서, μ는 μ-law 컴팬딩 기법의 압축률을 결정하는 파라미터이고, x_{max}는 x가 가질 수 있는 최대값이며, 및 A는 A-law 컴팬딩 기법의 컴팬딩 함수 모양을 결정하는 파라미터이다. 이러한 μ-law 컴팬딩 기법 및 A-law 컴팬딩 기법은 신호 분포 특성을 고려함이 없이, 최대 전력은 유지하고 평균 전력을 증가시킴으로써 PAPR을 줄이는 기술이므로, 잡음에 더 민감하여 수신 성능이 나쁘다는 단점을 갖는다.

[0042] 또한, 지수 컴팬딩 기법은 $\tilde{s}_n$의 진폭 또는 전력이 균일한 분포를 갖도록 s_n을 변형시키는 기술로서, 다음과 같이 설명된다.

[0043] OFDM 신호 샘플 s_n는 평균이 영인 복소 정규 분포로 모형화할 수 있으므로, s_n의 진폭 x의 누적 분포 함수는 수학식 7로 표현될 수 있다.

수학식 7

$$F_X(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \qquad 0 \le x \le \infty$$

[0044]

[0045] 여기서, $2\sigma^2$ 은 s_n 의 평균 전력을 나타낸다.

[0046] 한편, $\tilde{s}_n$ 의 평균 전력이 s_n 의 평균 전력과 같고, $\tilde{s}_n$ 의 진폭 분포가 균일할 때 y= $|\tilde{s}_n|$ 의 누적 분포 함수는 수학식 8로 표현될 수 있다.

수학식 8

$$F_{Y_{UA}}(y) = \frac{y}{\sqrt{6}\sigma}, \qquad 0 \le y \le \sqrt{6}\sigma$$

[0047]

[0048] 다른 한편으로, $\tilde{s}_n$ 의 평균 전력이 s_n 의 평균 전력과 같고, $\tilde{s}_n$ 의 전력 분포가 균일할 때 y= $|\tilde{s}_n|$ 의 누적 분포 함수는 수학식 9로 표현될 수 있다.

수학식 9

$$F_{Y_{UP}}(y) = \frac{y^2}{4\sigma^2}, \quad 0 \le y \le 2\sigma$$

[0049]

[0050] 수학식 7 및 8을 이용하면, $\tilde{s}_n$ 이 균일 진폭 분포를 갖도록 하는 컴팬딩 함수를 구할 수 있으며, 수학식 10으로 표현될 수 있다.

수학식 10

$$y = C_{UA}(x) = F_{Y_{UA}}^{-1}\left(F_X(x)\right) = \sqrt{6}\sigma\left(1 - e^{-x^2/2\sigma^2}\right)$$

[0051]

[0052] 수학식 7 및 9을 이용하면, $\tilde{s}_n$ 이 균일 전력 분포를 갖도록 하는 컴팬딩 함수를 구할 수 있으며, 수학식 11로 표현될 수 있다.

수학식 11

$$y = C_{UP}(x) = F_{Y_{UP}}^{-1}\left(F_X(x)\right) = 2\sigma\sqrt{1 - e^{-x^2/2\sigma^2}}$$

[0053]

[0054] 이러한 지수 컴팬딩 기법은 PAPR을 줄일 수 있으나, 수신 비트 오율 성능이 나쁘다. 또한, 사용되는 컴팬딩 함수 $C_{UA}(x)$ 및 $C_{UP}(x)$ 는 HPA의 포화 영역 최대 진폭을 고려하지 않으므로, HPA의 포화 영역 최대 진폭이 가지는 값에 따라 수신 비트오율 성능이 크게 열화되는 상황이 발생된다.

[0055] 도 1은 일실시예에 따른 통신 시스템을 예시한다. 보다 상세하게는, 도 1의통신 시스템(100)은 OFDM 기반 무선 통신 시스템을 나타낸다.

[0056] 도 1을 참조하면, 통신 시스템(100)은 적어도 하나의 송신기(110) 및 적어도 하나의 수신기(160)를 포함하여 이루어진다.

[0057] 도 1을 참조하면, 송신기(110)는 채널 부호화기(112), 심벌 맵퍼(114), 직/병렬 변환기(116), 역 이산 푸리어

변환부(118), 병/직렬 변환기(120), PAPR 감소부(122), CP 삽입부(124), D/A 변환기(126), 증폭기(128), 송신 안테나(130), 및 제1 제어부(132)를 포함하여 이루어진다. 한편, 도 1에 도시된 송신기(110)는 본 발명의 PAPR 감소 기술이 적용될 수 있는 송신기를 예시하는 것일 뿐, 채널 부호화기(112) 및/또는 제1 제어부(132)를 구비하지 않거나, 저주파 여파기(미도시) 및 상향 변환기(미도시) 등을 더 구비하는 등 다양한 구조의 송신기도 본 발명의 범주에 속함은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다.

[0058] 채널 부호화기(112)는 정보 비트 열을 채널 부호화하여, 채널 부호 비트 열을 생성한다. 일실시예에 따라, 채널 부호화기(112)는 제1 제어부(132)에 의해 지정된 채널 부호화 방식(예컨대, 사용되는 오류 정정 부호, 부호율 등)에 따라 채널 부호화를 수행할 수 있다.

[0059] 심벌 맵퍼(114)는 채널 부호 비트 열을 기초로 심벌 열을 생성한다. 일실시예에 따라, 심벌 맵퍼(114)는 제1 제어부(132)에 의해 지정된 변조 방식(예컨대, QPSK 변조 방식, 16-QAM 변조 방식 등)에 따라 심벌 맵핑을 수행할 수 있다.

[0060] 직/병렬 변환기(116)는 직렬 입력되는 심벌들을 병렬 출력한다.

[0061] 역 이산 푸리어 변환부(118)은 병렬 입력되는 심벌들에 대해 역 이산 푸리어 변환(inverse discrete fourier transform : 이하, IDFT)을 적용하여 이산 시간 영역 OFDM 신호 샘플들을 생성하여 병렬 출력한다. 여기서, IDFT는 구현 용이한 역 고속 푸리어 변환(inverse fast fourier transform : 이하, IFFT)를 포함하는 개념임은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다. 일실시예에 따라, 역 이산 푸리어 변환부(118)은 제1 제어부(132)에 의해 지정된 부반송파 개수 N에 따라 IDFT를 수행할 수 있다.

[0062] 병/직렬 변환기(120)는 병렬 입력되는 OFDM 신호 샘플들을 직렬 출력한다.

[0063] PAPR 감소부(122)는 직렬 입력되는 OFDM 신호 샘플 열 $\{s_n\}$에 대해 PAPR 감소 기법을 적용하여, PAPR이 감소된 OFDM 신호 샘플 열 $\{\tilde{s}_n\}$를 생성한다. 일실시예에 따라, PAPR 감소부(122)는 제1 제어부(132)에 의해 지정된 PAPR 감소 기법 및/또는 파라미터를 기초로 PAPR 감소 처리를 수행할 수 있다.

[0064] CP 삽입부(124)는 OFDM 신호 샘플 열 $\{\tilde{s}_n\}$에 순환 전치(cyclic prefix : 이하, CP)를 삽입하여 출력한다.

[0065] D/A 변환기(126)는 CP 삽입부(124)로부터 출력되는 샘플 열을 아날로그 신호로 변환한다.

[0066] D/A 변환기(126)로부터 출력되는 아날로그 신호는 증폭기(128)를 통하여 증폭된 후, 송신 안테나(130)를 통하여 무선 채널로 송신된다. 증폭기(128)의 예로는, SSPA와 같은 HPA를 들 수 있으나, 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0067] 도 1을 참조하면, 수신기(110)는 채널 복호화기(162), 복조기(164), 병/직렬 변환기(166), 이산 푸리어 변환부(168), 직/병렬 변환기(170), 처리부(172), CP 제거부(174), A/D 변환기(176), 증폭기(178), 수신안테나(180), 및 제2 제어부(182)를 포함하여 이루어진다. 한편, 도 1에 도시된 수신기(110)는 본 발명의 PAPR 감소 기술이 적용될 수 있는 수신기를 예시하는 것일 뿐, 채널 부호화기(112) 및/또는 제2 제어부(182)를 구비하지 않거나, 저주파 여파기(미도시), 자동 이득 제어기(미도시), 및 하향 변환기(미도시) 등을 더 구비하는 등 다양한 구조의 수신기도 본 발명의 범주에 속함은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다.

[0068] 무선 채널로부터 수신 안테나(180)를 통하여 수신되는 신호는 저잡음 증폭기와 같은 증폭기(178)에 의해 증폭되어 A/D 변환기(176)에 제공된다.

[0069] A/D 변환기(176)는 입력되는 아날로그 신호를 디지털 신호인 수신 OFDM 신호샘플 열로 변환한다.

[0070] CP 제거부(174)는 수신 OFDM 신호샘플 열로부터 순환 전치에 해당하는 샘플들을 제거한다.

[0071] 처리부(172)는 순환 전치가 제거된 수신 OFDM 신호 샘플 열 $\{\tilde{s}'_n\}$ 각각에 대해, PAPR 감소부(122)의 처리에 대응되는 처리를 적용하여, 샘플 열 $\{s'_n\}$을 생성한다. 일실시예에 따라, 처리부(172)는 제2 제어부(182)에 의해 지정된 처리 및/또는 파라미터를 기초로 처리를 수행할 수 있다.

[0072] 직/병렬 변환기(170)는 직렬 입력되는 샘플 열을 병렬로 출력한다.

[0073] 이산 푸리어 변환부(168)는 병렬 입력되는 샘플들에 이산 푸리어 변환(discrete fourier transform : 이하, DFT)을 적용하여 얻어지는 값들을 병렬 출력한다. 여기서, DFT는 구현에 용이한 고속 푸리어 변환(fast fourier transform : 이하, FFT)를 포함하는 개념임은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다. 일실시예에 따라, 이산 푸리어 변환부(168)은 제2 제어부(182)에 의해 지정된 부반송파 개수 N에 따라 DFT를 수행할 수 있다.

[0074] 병/직렬 변환기(166)는 이산 푸리어 변환부(168)로부터 병렬 출력되는 값들을 직렬 출력한다.

[0075] 복조기(164)는 병/직렬 변환기(166)로부터 직렬 출력되는 값들 각각 S'_k을 복조하여 채널 복호화기(162)에 의해 복호화될 대상인 수신 채널 부호 비트 값들을 획득한다. 복조 방법의 예로는, 채널 추정 등을 수반하는 코히런트 복조 방법, 논 코히런트 복조 방법 등 특별히 제한을 두지 않는다. 일실시예에 따라, 복조기(164)는 제2 제어부(182)에 의해 지정된 방식 즉, 심벌 맵퍼(114)에서 사용된 변조 방식에 대응되는 방식으로 복조를 수행할 수 있다.

[0076] 채널 복호화기(162)는 검출된 채널 부호 비트 열을 기초로 심벌 열을 생성한다. 일실시예에 따라, 채널 복호화기(162)는 제2 제어부(182)에 의해 지정된 채널 복호화 방식 즉, 채널 부호화기(112)에서 사용된 채널 부호화 방식에 대응되는 방식으로 채널 복호화를 수행할 수 있다.

[0077] 도 1에서, 제1 제어부(132) 및 제2 제어부(132)의 동작 실시예는 다음과 같다.

[0078] 일실시예에 있어서, 제2 제어부(182)는 채널 품질 정보를 별도의 제어 채널 또는 일반 트래픽 채널을 통하여 제1 제어부(132)에 제공한다. 여기서, 채널 품질 정보의 예로는, 제2 제어부(182)에서 측정된 채널 품질(예컨대, 수신 신호대잡음비, 수신 신호세기, 비트 오율 등) 또는 상기 측정된 채널 품질에 따라 결정되는 전송 모드(예컨대, 채널 부호화 방식, 변조 방식 등)를 들 수 있으나, 반드시 이에 한정되는 것은 아니다. 이 경우, 제1 제어부(132)는 상기 채널 품질 정보를 기초로 사용할 송신 파라미터들을 결정하여, 결정된 송신 파라미터들에 따라 송신 동작을 수행한다. 여기서, 송신 파라미터의 예로는, 전송 모드, 사용할 부반송파 개수, 사용할 PAPR 감소 기법, PAPR 감소 기법에 사용할 파라미터 등을 들 수 있다. 한편, 수신기(150)에서 제대로 정보 비트를 검출하기 위해서는, 송신 파라미터들을 알아야 하는데, 아는 방법의 예로는, 송신기(110)의 제1 제어부(132)에서 관리되는 정보가 별도의 제어 채널 또는 일반 트래픽 채널을 통하여 제2 제어부(182)에 전달하는 방식, 상기 채널 품질 정보에 대응되는 송신 파라미터들이 송신기(110)와 수신기(150) 간에 미리 약속된 방식으로 사용되는 방법 등을 들 수 있으나. 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0079] 다른 일실시예에 있어서, 제2 제어부(182)는 채널 품질을 측정하고 상기 측정된 채널 품질에 대응되는 송신 파라미터에 대한 정보를 별도의 제어 채널 또는 일반 트래픽 채널을 통하여 제1 제어부(132)에 제공한다. 이 경우, 송신기(110)는 상기 정보를 기초로 송신 처리를 수행하며, 수신기(150)는 제2 제어부(182)에 의해 관리되는 송신 파라미터를 기초로 수신 처리를 수행한다.

[0080] 이하, 스케일러블 컴팬딩 함수를 설명한다. 이러한 스케일러블 컴팬딩 함수는 도 1의 PAPR 감소부(122)에서 사용될 수 있다.

[0081] 일실시예에 따른 스케일러블 함수를 사용하는 경우, 출력 진폭의 확률 밀도 함수 및 누적 분포 함수는 각각 수학식 12 및 13으로 표현될 수 있다.

수학식 12

[0082]
$$f_{Y_S}(y) = \frac{2\beta_S\, y}{A_{\max}^2}\left(1-\frac{y^2}{A_{\max}^2}\right)^{\beta_S-1}, \quad 0 \le y \le A_{\max}$$

수학식 13

$$F_{Y_S}(y) = 1 - \beta_S \left(1 - \frac{y^2}{A_{\max}^2}\right)^{\beta_S}, \quad 0 \le y \le A_{\max}$$

[0083]

[0084] 여기서, A_{max}는 출력 신호의 진폭 즉, 컴팬딩 함수의 출력 y의 최대값으로서 PAPR 특성을 결정하고, $\beta_S(\geq 1)$는 A_{max}에 따라 입력 신호의 평균 전력과 출력 신호의 평균 전력을 같게 하면서 출력 신호의 진폭 분포를 변화시키는 파라미터이다.

[0085] 입력 신호의 평균 전력이 $2\sigma^2$일 경우, 위와 같은 평균 전력 관계 $A_{\max}^2 \cdot \beta_S \int_0^1 t(1-t)^{\beta_S - 1} dt = 2\sigma^2$에 의해, β_S는 $\frac{A_{\max}^2}{2\sigma^2} - 1$로 주어지며 컴팬딩 함수에 따른 출력 신호의 PAPR의 최대값은 $\frac{A_{\max}^2}{2\sigma^2}$로 주어진다. 따라서, 시스템이 요구하는 최대 허용 PAPR $PAPR_{max}$에 따라, $A_{\max} = \sqrt{2\sigma^2 PAPR_{\max}}$와 $\beta_S = PAPR_{\max} - 1$를 설정할 수 있다.

[0086] 출력 신호의 진폭이 수학식 13의 누적 분포 함수가 되도록 하는 컴팬딩 함수는 수학식 14로 표현될 수 있다.

수학식 14

$$C_S(x) = F_{Y_S}^{-1}\left(F_X(x)\right) = A_{\max}\sqrt{\left(1 - e^{-x^2/\beta_S}\right)}$$

[0087]

[0088] 이렇게 컴팬딩 함수로 변형된 신호를 부가 백색 정규 잡음 채널로 전송했을 때, 수신 신호는 수학식 15로 표현될 수 있다. 이러한 수신 신호는 처리부(172)의 입력 신호 $\tilde{s}'_n$에 대응될 수 있다.

수학식 15

$$r_n = C_S(|s_n|)e^{j\angle s_n} + w_n$$

[0089]

[0090] 여기서, w_n은 부가 백색 가우시안 잡음이다.

[0091] 따라서, 수신기(150)에서는, 원래의 OFDM 신호를 얻기 위해, 수학식 14의 역함수 즉, 컴팬딩 역함수를 이용하여 $C_S^{-1}(|r_n|)e^{j\angle r_n}$로 변환한 뒤 OFDM 복조를 수행한다. 여기서, 컴팬딩 역함수는 수학식 16으로 표현될 수 있다.

수학식 16

$$y' = C_S^{-1}(x') = \begin{cases} \sqrt{-\beta_S \cdot \ln\left(1 - \left(\frac{x'}{A_{\max}}\right)\right)} & , 0 \le x' < aA_{\max} \\ \sqrt{-\beta_S \cdot \ln(1-a)} & , x' \ge aA_{\max} \end{cases}$$

[0092]

[0093] 여기서, a<1은 1에 가까운 값으로 컴팬딩 역함수로 신호를 확장할 경우, 출력 신호의 크기가 무한대가 되지 않도록 설정하는 파라미터로서, 미리 설정될 수 있다. 또한, x'는 확장의 대상이 되는 신호의 진폭이고, y'는 확장된 결과 신호의 진폭을 나타낸다.

[0094] 도 2는 일실시예에 따른 송신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0095] 도 2를 참조하면, 송신기(200)는 획득부(210), 설정부(220), 압축부(230), 및 송신부(240)를 포함하여 이루어진

다.

[0096] 획득부(210)는 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 획득한다. 여기서, 제1 신호의 예로는, OFDM 신호 샘플 s_n과 같이, 레일리 분포의 진폭 특성을 가진 신호를 들 수 있다.

[0097] 제1 신호를 획득하는 방법의 예로는 획득부(210)가 도 1의 채널 부호화기(112), 심벌 맵퍼(114), 직/병렬 변환기(116), 역 이산 푸리어 변환부(118), 병/직렬 변환기(120)를 구비하여 제1 신호를 생성하는 방법, 외부 모듈로부터 제1 신호를 제공받는 방법을 들 수 있으나 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0098] 설정부(220)는 컴팬딩 함수를 결정하기 위한 파라미터를 설정한다.

[0099] 일실시예에 따른 파라미터는 수학식 14의 컴팬딩 함수에 필요한 파라미터인 제2 신호의 최대 허용 진폭 A_{max}및 β_s이고, 다른 실시예에 따른 파라미터는 수학식 14의 변형된 식인 수학식 17의 컴팬딩 함수에 필요한 파라미터인 제1 신호의 평균 전력 P_{in} 및 제2 신호의 최대 허용 진폭 A_{max}이고, 또 다른 실시예에 따른 파라미터는 수학식 14의 변형된 식인 수학식 18의 컴팬딩 함수에 필요한 파라미터인 제1 신호의 평균 전력 P_{in} 및 제2 신호의 최대 허용 PAPR $PAPR_{max}$이다.

수학식 17

[0100]
$$y = A_{\max}\sqrt{\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{(A_{\max})^2/P_{in}-1}\right]\right)}$$

수학식 18

[0101]
$$y = \sqrt{P_{in}\cdot PAPR_{\max}\cdot\left(1-\exp\left[\frac{-x^2}{PAPR_{\max}-1}\right]\right)}$$

[0102] 수학식 14, 17, 및 18에서 x 및 y는 제1 및 제2 신호의 진폭이다.

[0103] 설정부(220)에서 파라미터를 설정하는 방법의 실시예들은 다음과 같다. 일실시예에 있어서, 송신기(110)의 사용자 인터페이스(미도시)를 통하여 파라미터가 설정부(220)에 입력되어 설정될 수 있다. 다른 실시예에 있어서, 송신기(110)의 제조시에 별도의 사용자 인터페이스를 통하여 파라미터가 설정부(220)에 입력되어 설정될 수 있다. 또 다른 실시예에 있어서, 설정부(220)는 도 1의 제1 제어부(132)의 형태로 구현되어, 현재의 상태에 적합한 파라미터를 결정한다. 여기서, 현재의 상태의 예로는, 채널 적응에 따른 변조 레벨의 변동 또는 부반송파수의 변동 등으로 인해 변동되는 제1 신호의 통계적 특성을 들 수 있다.

[0104] 압축부(230)는 설정부(220)에서 설정된 파라미터를 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 제2 신호를 생성한다. 일실시예에 따른 컴팬딩 함수는 수학식 14이고, 다른 실시예에 따른 컴팬딩 함수는 수학식 17이고, 또 다른 실시예에 따른 컴팬딩 역함수는 수학식 18이다.

[0105] 송신부(240)는 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신한다. 일례로, 송신부(240)는 도 1의 CP 삽입부(124), D/A 변환기(126), 증폭기(128), 송신안테나(130)를 구비하여 상기 제2 신호를 송신한다.

[0106] 도 3 일실시예에 따른 수신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0107] 본 실시예에 따른 수신기(300)는 도 2의 송신기(200)가 있는 통신 시스템에사용될 수 있다. 이하에서는, 도 2 본 실시예를 설명하고자 한다.

[0108] 도 3을 참조하면, 수신기(300)는 수신부(310), 설정부(320), 및 확장부(330)를 포함하여 이루어진다.

[0109] 수신부(310)는 송신기(200)로부터 송신된 신호를 수신하여, 상기 제2 신호에 대응되는 제3신호를 획득한다. 수신부(310)는 도 1의 수신 안테나(180), 증폭기(178), D/A 변환기(176), CP 제거부(174)를 제3 신호는 도 1의

수신 OFDM 신호 샘플 $\tilde{s}'_n$ 이다.

[0110] 설정부(320)는 송신기(200)에서 사용된 컴팬딩 함수에 대한 역함수 즉, 컴팬딩 역함수를 결정하기 위한 파라미터를 설정한다. 설정부(320)에서 설정되는 파라미터는 도 2의 설정부(320)에서 설정되는 파라미터와 동일할 수 있다.

[0111] 수학식 14, 17, 및 18에 따른 컴팬딩 함수에 대한 역함수는 수학식 16, 19, 및 20으로 주어진다.

수학식 19

[0112]
$$y' = \begin{cases} \sqrt{-\left((A_{\max})^2 / P_{in} - 1\right) \cdot \ln\left(1 - \left(\frac{x'}{A_{\max}}\right)\right)} & , 0 \le x' < aA_{\max} \\ \sqrt{-\left((A_{\max})^2 / P_{in} - 1\right) \cdot \ln(1-a)} & , x' \ge aA_{\max} \end{cases}$$

수학식 20

[0113]
$$y' = \begin{cases} \sqrt{\left(1 - PAPR_{\max}\right) \cdot \ln\left(1 - \left(\frac{x'}{\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}}}\right)\right)} & , 0 \le x' < a\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}} \\ \sqrt{\left(1 - PAPR_{\max}\right) \cdot \ln(1-a)} & , x' \ge a\sqrt{P_{in} \cdot PAPR_{\max}} \end{cases}$$

[0114] 상기 x'및 y'는 각각 제3 신호의 진폭 및 제4 신호 즉, 확장부(330)의 출력 신호의 진폭이다.

[0115] 설정부(320)에서 파라미터를 설정하는 방법의 실시예들은 다음과 같다. 일실시예에 있어서, 수신기(150)의 사용자 인터페이스(미도시)를 통하여 파라미터가 설정부(320)에 입력되어 설정될 수 있다. 다른 실시예에 있어서, 수신기(150)의 제조시에 별도의 사용자 인터페이스를 통하여 파라미터가 설정부(320)에 입력되어 설정될 수 있다. 또 다른 실시예에 있어서, 설정부(220)는 도 1의 제2 제어부(182)의 형태로 구현되어, 별도의 제어 채널 또는 일반 트래픽 채널을 통하여 제1 제어부(132)로부터 파라미터에 대한 정보를 제공받는다.

[0116] 확장부(330)는 설정부(320)에서 설정된 파라미터를 기초로 정해지는 컴팬딩 역함수를 상기 제3 신호에 적용하여 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성한다. 일실시예에 따른 컴팬딩 역함수는 수학식 16이고, 다른 일실시예에 따른 컴팬딩 역함수는 수학식 19이고, 또 다른 일실시예에 따른 컴팬딩 역함수는 수학식 20이다.

[0117] 한편, 도 3에 도시되지 않았지만, 수신기(300)가 제4 신호를 처리하는 모듈 예컨대, 도 1의 직/병렬 변환기(170), 이산 푸리어 변환부(168), 병/직렬 변환기(166), 복조기(164) 등을 더 구비할 수 있음은 이 분야에 종사하는 자라면 충분히 이해할 수 있다.

[0118]

[0119] 도 4는 일실시예에 따른 PAPR 감소 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0120] 도 2를 참조하여 본 실시예를 설명하면 다음과 같다.

[0121] S410에서, 설정부(220)는 컴팬딩 함수를 결정하기 위한 파라미터를 설정한다. 파라미터 및 파라미터 설정 방법은 도 2에서 상술한 바와 같다.

[0122] S420에서, 획득부(210)는 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 획득한다. 제1 신호 및 제1 신호 획득 방법은 도 2에서 상술한 바와 같다.

[0123] S430에서, 압축부(230)는 설정부(220)에서 설정된 파라미터를 기초로 정해지는 컴팬딩 함수를 상기 제1 신호에 적용하여 제2 신호를 생성한다. 컴팬딩 함수는 도 2에서 상술한 바와 같다.

[0124] S440에서, 송신부(240)는 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신한다. 미리 설정된 방식으로 송신하는 방법은 도 2에서 상술한 바와 같다.

[0125] 도 5 내지 도 7은 각각 일실시예에 따른 스케일러블 컴팬딩 함수의 입출력 특성, 스케일러블 컴팬딩 함수의 출

력 진폭의 분포, PAPR의 여누적분포함수(complementary cumulative distribution function: CCDF)(Pr[PAPR>PAPR$_0$])를 나타낸다.

[0126] 도 5 내지 7을 참조하면, 본 발명의 스케일러블 컴팬딩 함수는 $PAPR_{max}$ 또는A_{max}가 커지면 비선형성이 줄어들고 출력 진폭의 분포가 입력 진폭의 분포와 더 비슷하게 바꾸어 줌을 알 수 있다.

[0127] 도 8은 여러 컴팬딩 기법의 비트 오율 성능을 나타낸다. 보다 상세하게는, 도 8은 심벌 맵퍼(114)에서 QPSK 변조 방식과 64-QAM 변조 방식을 사용하였을 때 여러 컴팬딩 함수의 비트 오율 성능을 나타내며, 증폭기(128)로 포화 출력 진폭 A_{HPA}=2, p=6인 SSPA가 사용되며, 부가 백색 정규 잡음 채널 환경을 전제하였다.

[0128] 도 8에서, `Ideal'은 비선형성적인 증폭이 없는 이상적인 환경에서 얻을 수 있는 비트 오율 성능, 'No comp'은 컴팬딩 없이 HPA를 통과시킨 경우 (즉, 포화 영역 최대 진폭으로 클리핑한 경우), `μ-law'는 μ-law 컴팬딩 함수를 사용했을 때의 비트 오율 성능이고, 'Prop C_S'는 제안된 컴팬딩 함수를 최대 PAPR이 $\frac{A_{HPA}^2}{2\sigma^2}$가 되도록 설정하였을 때의 비트 오율 성능이다.

[0129] 도 8을 참조하면, μ-law 보다 Prop C_S 가 동일한 PAPR에서 비트 오율 성능이 더 좋음을 볼 수 있다. 또한, QPSK 전송 환경에서 클리핑 기법(즉, No Comp)이 제안된 컴팬딩 기법(즉, Prop C_S)보다 우수한 성능을 가지는 반면, 64-QAM 전송 환경에서는 제안된 컴팬딩 기법이 클리핑 기법보다 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

[0130]

[0131] 도 9 및 도 10은 포화 출력 진폭 A_{HPA}가 각각 1.7 및 2일 때 변조 방식에 따른 비트 오율 성능을 나타낸다. 도 9 및 10에서, `Ideal', 'No comp','Prop CS'는 도 8에서 설명한 바와 같은 기법이다.

[0132] 도 9 및 10을 참조하면, 신호대잡음비가 낮은 영역에서 동작하는 중저차 변조 방식(즉, QPSK 변조 방식, 16-QAM 변조 방식)을 사용하는 경우, 클리핑 기법의 성능이 더 우수한 반면, 신호대잡음비가 높은 영역에서 동작하는 고차 변조 방식(즉, 64-QAM 변조 방식, 128-QAM 변조 방식)을 사용하는 경우에는 제안하는 컴팬딩 기법의 성능이 더 우수함을 알 수 있다. 그 이유는 클리핑 간섭은 신호대잡음비가 낮은 영역보다 높은 영역에서 두드러지고, 반면 컴팬딩은 수신단에서 역함수 수행 시 잡음이 클수록 왜곡이 커지기 때문이다.

[0133] 이하에서, 도 8 내지 10의 결과에 따라, 수신 신호대잡음비 또는 전송 모드를 기초로 클리핑 기법 및 컴팬딩 기법 중 하나를 적응적으로 PAPR 감소 기법으로 선택하는 적응 PAPR 감소 기술을 설명하고자 한다.

[0134] 도 11은 다른 일실시예에 따른 송신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0135] 도 11을 참조하면, 송신기(1100)는 획득부(1110), 선택부(1120), PAPR 감소부(1130), 및 송신부(1140)를 포함하여 이루어진다.

[0136] 획득부(1110)는 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 획득한다. 여기서, 제1 신호의 예로는, OFDM 신호 샘플 S_n과 같이, 레일리 분포의 진폭 특성을 가진 신호를 들 수 있다. 제1 신호를 획득하는 방법의 예로는 획득부(1110)가 도 1의 채널 부호화기(112), 심벌 맵퍼(114), 직/병렬 변환기(116), 역 이산 푸리어 변환부(118), 병/직렬 변환기(120)를 구비하여 제1 신호를 생성하는 방법, 외부 모듈로부터 제1 신호를 제공받는 방법을 들 수 있으나 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0137] 선택부(1120)는 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택한다. 일실시예에 있어서, 복수의 PAPR 감소 기법들은 컴팬딩 기법 및 클리핑 기법을 포함한다.

[0138] 일실시예에 있어서, 송신기(1100)는 현재의 채널 품질을 측정하는 측정부(미도시)을 더 구비하고, 선택부(1120)는 측정된 채널 품질을 기초로, 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택한다. 이 경우는 송신기(1100)가 수신기(미도시)로의 전송 경로에 대한 채널 품질을 추정할 수 있는 경우(예컨대, TDD인 경우)에 적용될 수 있다.

구체적인 일실시예에 있어서, 측정된 채널 품질을 기초로 전송 모드가 결정되고, 결정된 전송 모드에 대응되는 PAPR 감소 기법이 선택된다. 일례로, 도 8 내지 10의 결과를 고려하여, 변조 방식이 QPSK인 경우에는 클리핑 기법이 선택되고, 변조 방식이 64-QAM인 경우에는 컴팬딩 기법이 선택된다. 이때, 획득부(110)는 상기 결정된 전송 모드에 따라 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 생성할 수 있다.

[0139] 다른 일실시예에 있어서, 송신기(1100)는 통신 시스템에 있는 수신기(미도시)로부터 복수의 PAPR 감소 기법들 중 어느 하나를 선택하기 위한 정보(이하, 선택용 정보)를 수신하는 수신부(미도시)을 더 구비하고, 선택부(1120)는 수신된 정보를 기초로 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택한다.

[0140] 선택용 정보의 예로는 송신기(1100)의 상대측인 수신기(미도시)에서 선택된(즉, 권장하는) PAPR 감소 기법에 대한 정보, 상기 수신기에서 측정된 채널 품질에 대한 정보, 상기 수신기에서 선택된(즉, 권장하는) 전송 모드에 대한 정보를 들 수 있으나, 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0141] 두번째 방식의 선택용 정보를 사용하는 경우, 선택부(1120)는 선택용 정보에 포함된 채널 품질을 기초로, 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택한다. 구체적인 일실시예에 있어서, 채널 품질을 기초로 전송 모드가 결정되고, 결정된 전송 모드에 대응되는 PAPR 감소 기법이 선택된다. 이때, 획득부(110)는 상기 결정된 전송 모드에 따라 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 생성할 수 있다.

[0142] 세번째 방식의 선택용 정보를 사용하는 경우, 선택부(1120)는 정보에 포함된 전송 모드에 대응되는 PAPR 감소 기법을 선택한다. 이때, 획득부(110)는 상기 결정된 전송 모드에 따라 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호를 생성할 수 있다.

[0143] PAPR 감소부(1130)는 상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여, 제2 신호를 생성한다.

[0144] 일실시예에 있어서, 송신부(1140)는 상기 생성된 제2 신호 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 미리 설정된 방식으로 송신한다. 여기서, 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신하는 방법은 도 2에서 상술한 바와 같다.

[0145] 다른 일실시예에 있어서, 송신부(1140)는 상기 생성된 제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신한다. 본 실시예는 송신기(1100)의 상대측인 수신기(미도시)에서 이미 송신기(1140)에서 선택된 PAPR 감소 기법을 알고 있는 경우에 해당한다. 상기 수신기가 송신기(1140)에서 선택된 PAPR 감소 기법을 이미 아는 방법의 예로는, 귀환되는 선택용 정보에 따라 송신기(1140)와 수신기 간의 미리 약속된 방식으로 PAPR 감소 기법이 선택되는 방법을 들 수 있으나 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0146] 도 12는 다른 일실시예에 따른 수신기의 구성을 나타내는 블록도로서, 도 11의 송신기(1100)에 대응되는 수신기(1200)를 설명하기 위한 도면이다.

[0147] 도 12를 참조하면, 수신기(1200)는 수신부(1210) 및 처리부(1220)를 포함하여 이루어진다.

[0148] 일실시예에 있어서, 수신부(1210)는 송신기(1100)로부터 송신된 신호 및 상기 제2 신호의 생성에 사용된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 수신하고, 상기 수신된 신호를 기초로 상기 제2 신호에 대응되는 제3 신호를 획득한다. 상기 정보는 복수의 PAPR 기법 중 송신기(1100)의 선택부(1110)에 의해 선택된 PAPR 기법을 나타내는 정보이다. 일실시예에 있어서, 상기 복수의 PAPR 감소 기법은 컴팬딩 기법 및 클리핑 기법을 포함한다.

[0149] 다른 일실시예에 있어서, 수신부(1210)는 송신기(1100)로부터 송신된 신호 및 전송 모드에 대한 정보를 수신하고, 상기 수신된 신호를 기초로 상기 제2 신호에 대응되는 제3 신호를 획득한다. 상기 정보로부터 송신기(1100)의 선택부(1110)에 의해 선택된 PAPR 기법이 수신기(1200)에서 검출될 수 있다.

[0150] 또 다른 일실시예에 있어서, 수신기(1200)는 복수의 PAPR 감소 기법 중 하나를 선택하고, 상기 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 송신기(1100)에 송신하는 송신부(미도시)를 더 구비하고, 송신기(1100)가 상기 정보에 따른 PAPR 감소 기법을 사용하는 경우, 수신부(1210)는 송신기(1100)로부터 송신된 신호만을 수신하여도 족하다.

[0151] 또 다른 일실시예에 있어서, 수신기(1200)는 송신기(1100)에 채널 품질 정보를 송신하는 송신부(미도시)를 더

구비하고, 송신기(1100)가 상기 채널 품질 정보에 대응되는 PAPR 감소 기법을 사용하는 경우, 수신부(1210)는 송신기(1100)로부터 송신된 신호만 수신하여도 족하다.

[0152] 처리부(1220)는 상기 획득된 제3 신호 및 상기 수신된 정보를 기초로, 상기 제1 신호에 대응되는 제4 신호를 생성한다. 일실시예에 있어서, 처리부(1220)는 상기 정보가 컴팬딩 기법을 나타내는 경우, 상기 제3 신호를 확장(expand)하여 상기 제4 신호를 생성하고, 상기 정보가 클리핑 기법을 나타내는 경우, 상기 제3 신호를 상기 제4 신호로 결정한다(즉, 바이패싱한다).

[0153] 도 13은 다른 일실시예에 따른 PAPR 감소 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0154] 도 11을 참조하여, 본 실시예를 설명하면 다음과 같다.

[0155] S1310에서, 획득부(1110)는 전송 모드를 결정하고, 결정된 전송 모드에 따라 제1 신호를 생성한다. 전송 모드 결정 방법의 예로는, 수신기로부터 제공되는 채널 품질 정보를 기초로 전송 모드를 결정하는 방법, 송신기(1100) 자신이 채널 품질을 측정하고, 측정된 채널 품질을 기초로 전송 모드를 결정하는 방법을 들 수 있으나 반드시 이에 한정되는 것은 아니다.

[0156] S1320에서, 선택부(1120)는 복수의 PAPR 감소 기법들 중 하나를 선택한다. 선택 방법에 대해서는 도 11에서 상술한 바와 같다.

[0157] S1330에서, PAPR 감소부(1130)는 상기 선택된 PAPR 감소 기법을 PAPR 감소 대상 신호인 제1 신호에 적용하여, 제2 신호를 생성한다.

[0158] S1340에서, 송신부(1140)는 상기 생성된 제2 신호 및 상기 선택된 PAPR 감소 기법에 대한 정보를 미리 설정된 방식으로 송신한다.

[0159] 본 발명은 또한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 컴퓨터 시스템에 의해 읽혀질 수 있는 데이터가 저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체의 예로는 ROM, RAM, CD-ROM, 자기 테이프, 플로피 디스크, 광데이터 저장장치 등이 있으며, 또한 케리어 웨이브(예를 들어 인터넷을 통한 전송)의 형태로 구현되는 것도 포함한다. 또한, 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템에 분산되어, 분산방식으로 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드가 저장되고 실행될 수 있다. 그리고, 본 발명을 구현하기 위한 기능적인(functional) 프로그램, 코드 및 코드 세그먼트들은 본 발명이 속하는 기술분야의 프로그래머들에 의해 용이하게 추론될 수 있다.

[0160] 이러한 본원 발명인 장치는 이해를 돕기 위하여 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나, 이는 예시적인 것에 불과하며, 당해 분야에서 통상적 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위에 의해 정해져야 할 것이다.

산업이용 가능성

[0161] 상기에서 제시한 본 발명의 실시예들은 다음의 장점들을 포함하는 효과를 가질 수 있다. 다만, 본 발명의 모든 실시예들이 이를 전부 포함하여야 한다는 의미는 아니므로, 본 발명의 권리범위는 이에 의하여 제한되는 것으로 이해되어서는 아니 될 것이다.

[0162] 컴팬딩 함수에 대한 파라미터 조절을 통하여, 고전력 증폭기에서 요구하는 PAPR 값을 충족시킬 수 있는 스케일러블 컴팬딩 함수를 제공한다. 또한, 이를 통하여 수신 비트 오율 성능을 조절할 수 있다.

[0163] 채널 품질 또는 송신 모드에 적응적으로 적절한 PAPR 감소 기법을 선택하여,수신 비트 오율 성능을 향상시킬 수 있는 적응 PAPR 감소 기법을 제공한다. 일실시예에 따른 적응 PAPR 감소 기법은 적응 전송 모드를 사용하는 통신 시스템에서는 부가 정보 없이 구현이 가능하다는 장점도 있다.

도면의 간단한 설명

[0164] 도 1은 일실시예에 따른 통신 시스템을 예시한다.

[0165] 도 2는 일실시예에 따른 송신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0166] 도 3은 일실시예에 따른 수신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0167] 도 4는 일실시예에 따른 PAPR 감소 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0168] 도 5 내지 도 7은 각각 일실시예에 따른 스케일러블 컴팬딩 함수의 입출력 특성, 스케일러블 컴팬딩 함수의 출력 진폭의 분포, PAPR의 여누적분포함수를 나타낸다.

[0169] 도 8은 여러 컴팬딩 기법의 비트 오율 성능을 나타낸다.

[0170] 도 9 및 도 10은 포화 출력 진폭이 가 각각 1.7 및 2일 때 변조 방식에 따른 비트 오율 성능을 나타낸다.

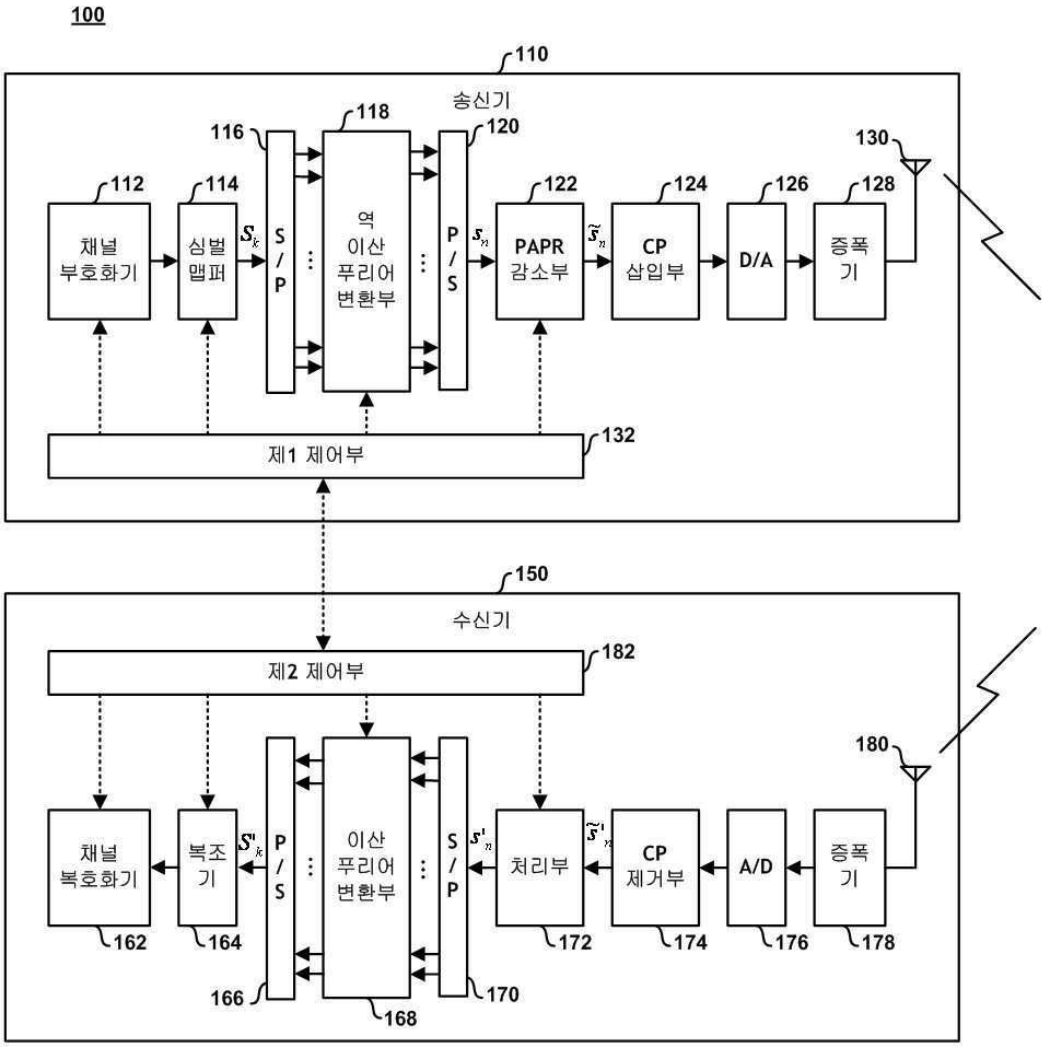
[0171] 도 11은 다른 일실시예에 따른 송신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0172] 도 12는 다른 일실시예에 따른 수신기의 구성을 나타내는 블록도이다.

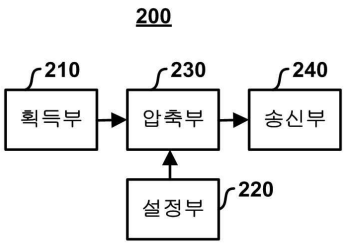
[0173] 도 13은 다른 일실시예에 따른 PAPR 감소 방법을 나타내는 흐름도이다.

도면

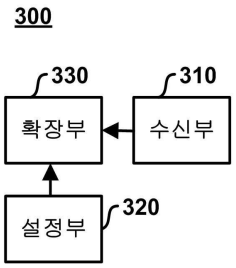
도면1



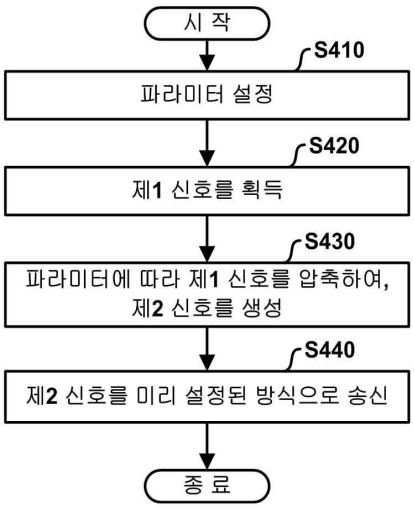
도면2


200
210
230
240
획득부
압축부
송신부
설정부
220

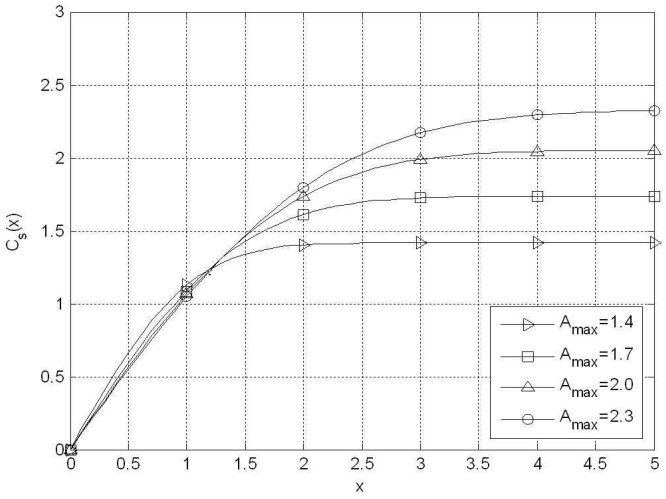
도면3


300
330
310
확장부
수신부
설정부
320

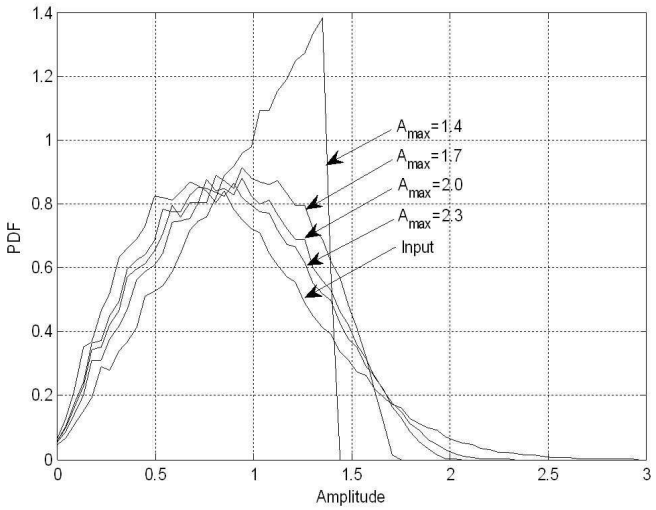
도면4


시 작
S410
파라미터 설정
S420
제1 신호를 획득
S430
파라미터에 따라 제1 신호를 압축하여,
제2 신호를 생성
S440
제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신
종 료

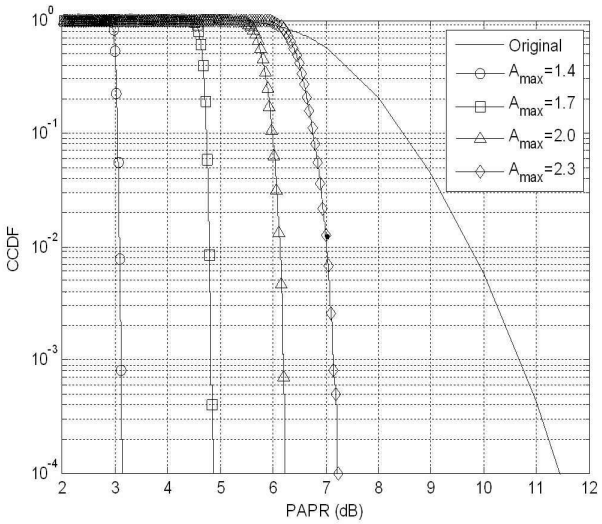
도면5


$C_s(x)$
x
A_{max}=1.4
A_{max}=1.7
A_{max}=2.0
A_{max}=2.3

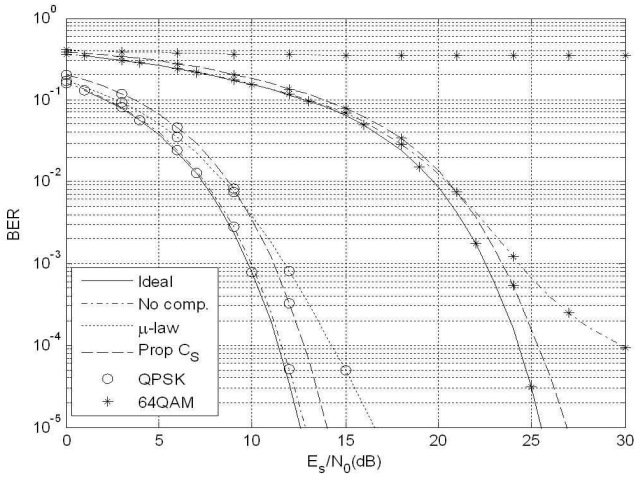
도면6


PDF
Amplitude
A_{max}=1.4
A_{max}=1.7
A_{max}=2.0
A_{max}=2.3
Input

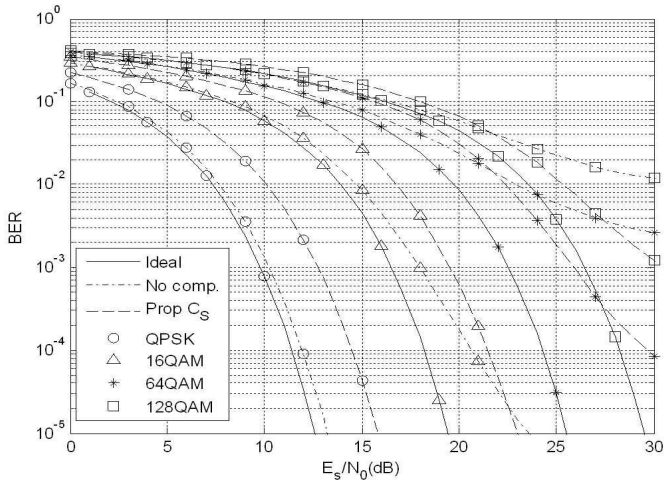
도면7


CCDF
PAPR (dB)
Original
A_max=1.4
A_max=1.7
A_max=2.0
A_max=2.3

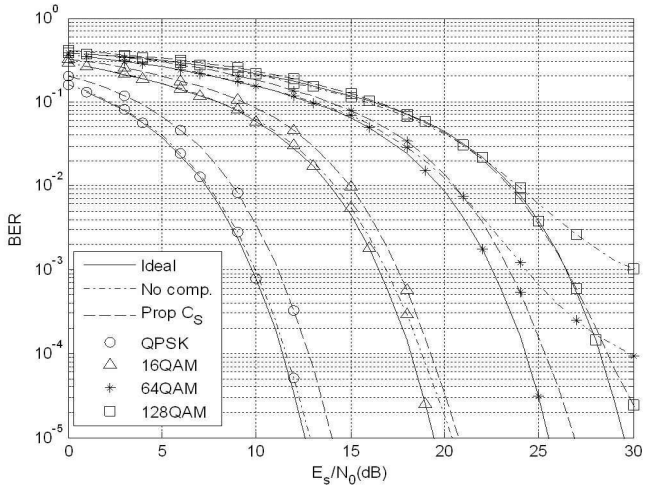
도면8


BER
E_s/N_0(dB)
Ideal
No comp.
μ-law
Prop C_S
QPSK
64QAM

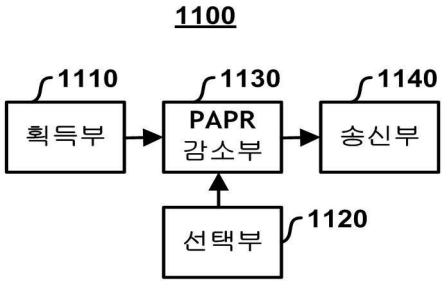
도면9



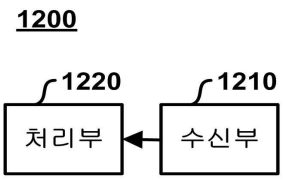
도면10



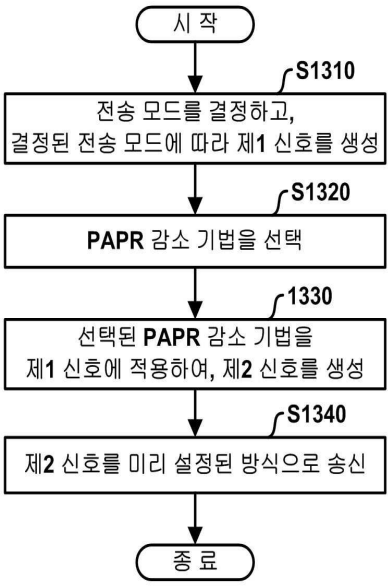
도면11



도면12


1200
1220
1210
처리부
수신부

도면13


시 작
S1310
전송 모드를 결정하고,
결정된 전송 모드에 따라 제1 신호를 생성
S1320
PAPR 감소 기법을 선택
1330
선택된 PAPR 감소 기법을
제1 신호에 적용하여, 제2 신호를 생성
S1340
제2 신호를 미리 설정된 방식으로 송신
종 료