



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04J 11/00 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2007년02월28일 10-0688118 2007년02월22일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호 (22) 출원일자 심사청구일자	10-2004-0028073 2004년04월23일 2005년05월04일	(65) 공개번호 (43) 공개일자	10-2005-0102799 2005년10월27일
----------------------------------	---	------------------------	--------------------------------

(73) 특허권자 삼성전자주식회사
 경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 윤성렬
 경기도수원시영통구매탄3동1253-3번지307호

박성은
경기도수원시팔달구원천동원천삼성아파트6동606호

김재열
경기도군포시산본2동산본9단지백두아파트960동1401호

(74) 대리인 권혁록

(56) 선행기술조사문헌 KR1020030038972 A KR1020030063665 A	KR1020030040330 A IEEE 802.16 Broadband wireless access working group*
---	---

* 심사관에 의하여 인용된 문헌

심사관 : 제갈 현

전체 청구항 수 : 총 26 항

(54) 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템에서 피크 전력 대평균 전력비를 감소시키기 위한 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 것으로, 전체 N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하여 역 고속 푸리에 변환하는 과정과, 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 과정과, 상기 L개의 예약톤들을 이용해 만들어지는 임펄스 특성을 갖는 P파형을 이용해 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 신호들을 생성하는 과정과, 상기 생성된 신호들을 누적하여 클리핑 신호를 생성하는 과정과, 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호와 상기 클리핑 신호를 가산하여 상기 피크들을 동시에 제거하는 과정을 포함한다. 이와 같은 본 발명은 목표 수준 이상의 피크들을 동시에 목표 수준 이하로 감소하기 때문에 기존의 반복 처리로 인해 발생하는 연산량과 처리 시간을 단축할수 있는 이점이 있다.

대표도

도 4

특허청구의 범위

청구항 1.

삭제

청구항 2.

삭제

청구항 3.

삭제

청구항 4.

삭제

청구항 5.

삭제

청구항 6.

삭제

청구항 7.

삭제

청구항 8.

삭제

청구항 9.

삭제

청구항 10.

삭제

청구항 11.

삭제

청구항 12.

삭제

청구항 13.

삭제

청구항 14.

삭제

청구항 15.

광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 장치에 있어서,

N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하는 톤할당부와,

상기 정보신호가 할당되지 않는 L개의 톤들과 상기 정보신호가 할당된 N-L개의 톤들을 역 고속 푸리에 변환하여 출력하는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)부와,

상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 임펄스 특성을 갖는 신호들을 저장하며, 상기 저장된 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 가산하여 상기 피크들을 제거하는 멀티 그라디언트 알고리즘부를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 16.

제15항에 있어서, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는,

입력되는 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 피크검출부와,

상기 L개의 예약톤들을 가지고 생성된 임펄스 특성을 갖는 P파형의 피크를 상기 검출된 피크들의 각각의 위치로 순환 이동하여 출력하는 위치순환이동부와,

상기 위치순환이동부로부터 출력되는 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 위상과 일치시켜 출력하는 위상회전부와,

상기 위상회전부로부터 출력되는 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 크기에 따라 스케일링하여 출력하는 스케일링부와,

상기 스케일링부로부터 출력되는 P파형들을 누적하여 상기 검출된 피크들을 제거하기 위한 클리핑 신호를 생성하는 누적기와,

상기 누적기로부터의 클리핑 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 복소 가산하여 상기 피크들을 동시에 제거하는 덧셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 17.

제15항에 있어서,

상기 멀티 그라디언트 알고리즘부에서 출력되는 신호에 대해 PAPR를 계산하여 출력하는 연산부와,

상기 연산부로부터의 상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교하며,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 낮으면 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부의 출력 신호를 송신신호로 출력하고,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높으면 다시 피크를 제거하기 위해 상기 출력 신호를 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부의 입력으로 피드백하는 제어기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 18.

제16항에 있어서,

상기 멀티 그라디언트 알고리즘부에서 출력되는 신호에 대해 PAPR를 계산하여 출력하는 연산부와,

상기 연산부로부터의 상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교하며,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 낮으면 상기 멀티 그래디언트 알고리즘부의 출력 신호를 송신신호로 출력하고, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높으면 다시 피크를 제거하기 위해 상기 출력 신호를 상기 멀티 그래디언트 알고리즘부의 입력으로 피드백하는 제어를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 19.

제17항에 있어서,

상기 제어기는, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높을 경우, 상기 피드백 횟수가 미리 설정된 횟수에 도달했는지 검사하며, 상기 미리 설정된 횟수에 도달한 경우 상기 멀티 그래디언트 알고리즘부의 출력 신호를 송신신호로 출력하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 20.

제18항에 있어서,

상기 제어기는, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높을 경우, 상기 피드백 횟수가 미리 설정된 횟수에 도달했는지 검사하며, 상기 미리 설정된 횟수에 도달한 경우 상기 멀티 그래디언트 알고리즘부의 출력 신호를 송신신호로 출력하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 21.

제15항에 있어서,

상기 예약톤들은 상기 N개의 전체 톤들중 상기 L개의 톤들을 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 반복하고, 상기 반복 후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합으로 결정되는 것을 특징으로 장치.

청구항 22.

제16항에 있어서,

상기 P파형은 N개의 전체 톤들중 상기 L개의 예약톤들에 '1'값 신호를 할당하고 나머지 톤들에 '0'값 신호를 할당한후 역 고속 푸리에 변환하여 생성되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 23.

제16항에 있어서,

상기 P파형의 샘플값들을 저장하며, 필요할때마다 상기 P파형의 샘플값을 상기 위치순환이동부로 제공하기 위한 P파형생성부를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 24.

제16항에 있어서,

상기 위상회전부는, 상기 해당 피크의 값이 x_{m_i} 라 할때, 상기 P파형의 피크값에 $\frac{x_{m_i}}{|x_{m_i}|}$ 를 복소수 곱하여 상기 P파형과 상기 해당 검출 피크의 위상을 일치하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 25.

광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 방법에 있어서,

N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하는 과정과,

상기 정보신호가 할당되지 않는 L개의 톤들과 상기 정보신호가 할당된 N-L개의 톤들을 역 고속 푸리에 변환하는 과정과,

상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 임펄스 특성을 갖는 신호들을 저장하며, 상기 저장된 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 가산하여 상기 피크들을 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 26.

제25항에 있어서, 상기 피크들을 제거하는 과정은,

입력되는 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 과정과,

상기 L개의 예약톤들을 가지고 생성된 임펄스 특성을 갖는 P파형의 피크를 상기 검출된 피크들의 각각의 위치로 순환 이동하여 복수의 P파형들을 생성하는 과정과,

상기 순환 이동된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 위상과 일치시키는 과정과,

상기 위상 일치된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 크기에 따라 스케일링하는 과정과,

상기 스케일링된 상기 복수의 P파형들을 누적하여 상기 검출된 피크들을 동시에 제거하기 위한 클리핑 신호를 생성하는 과정과,

상기 클리핑 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 복소 가산하여 상기 검출된 피크들을 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 27.

제25항에 있어서,

상기 피크들을 제거한 신호에 대해 PAPR를 계산하는 과정과,

상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 낮으면 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높으면 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 28.

제26항에 있어서,

상기 피크들을 제거한 신호에 대해 PAPR를 계산하는 과정과,

상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 낮으면 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높으면 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 29.

제27항에 있어서, 상기 피드백하는 과정은,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR 보다 높을 경우, 상기 피드백 횟수가 미리 설정된 횟수에 도달했는지 검사하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달하지 않은 경우, 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달한 경우, 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 30.

제28항에 있어서, 상기 피드백하는 과정은,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR 보다 높을 경우, 상기 피드백 횟수가 미리 설정된 횟수에 도달했는지 검사하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달하지 않은 경우, 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달한 경우, 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 31.

제25항에 있어서,

상기 예약톤들은 상기 N개의 전체 톤들중 상기 L개의 톤들을 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 반복하고, 상기 반복 후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합으로 결정되는 것을 특징으로 방법.

청구항 32.

제26항에 있어서,

상기 P파형은 N개의 전체톤들중 상기 L개의 예약톤들에 '1'값 신호를 할당하고 나머지 톤들에 '0'값 신호를 할당한후 역 고속 푸리에 변환하여 생성되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 33.

제26항에 있어서,

상기 위상 일치 과정은, 상기 해당 검출 피크의 값이 x_{m_i} 라 할때, 상기 P파형의 피크값에 $\frac{x_{m_i}}{|x_{m_i}|}$ 를 복소수 곱하여 상기 P파형과 상기 해당 검출 피크의 위상을 일치하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 34.

광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 방법에 있어서,

전체 N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하여 역 고속 푸리에 변환하는 과정과,

상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 과정과,

상기 L개의 예약톤들을 이용해 만들어지는 임펄스 특성을 갖는 P파형을 이용해 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 신호들을 생성하는 과정과,

상기 생성된 신호들을 누적하여 클리핑 신호를 생성하는 과정과,

상기 역 고속 푸리에 변환된 신호와 상기 클리핑 신호를 가산하여 상기 피크들을 동시에 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 35.

제34항에 있어서, 상기 피크들 각각을 제거하기 위한 신호들을 생성하는 과정은,

상기 P파형의 피크를 상기 검출된 피크들의 각각의 위치로 순환 이동하여 복수의 P파형들을 생성하는 과정과,

상기 순환 이동된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 위상과 일치시키는 과정과,

상기 위상 일치된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 크기에 따라 스케일링하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 36.

제34항에 있어서,

상기 피크들을 제거한 신호에 대해 PAPR을 계산하는 과정과,

상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 낮으면, 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정과,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높으면, 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 37.

제36항에 있어서, 상기 피드백하는 과정은,

상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 높을 경우, 상기 피드백 횟수가 미리 설정된 횟수에 도달했는지 검사하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달하지 않은 경우, 상기 피크들을 제거한 신호에 대해 다시 피크를 제거하기 위해 상기 피크들을 검출하는 동작으로 피드백하는 과정과,

상기 미리 설정된 횟수에 도달한 경우, 상기 피크들을 제거한 신호를 송신신호로 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 38.

제34항에 있어서,

상기 예약톤들은 상기 N개의 전체 톤들중 상기 L개의 톤들을 랜덤하게 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 반복하고, 상기 반복후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합으로 결정되는 것을 특징으로 방법.

청구항 39.

제34항에 있어서,

상기 P파형은 N개의 전체 톤들중 상기 L개의 예약톤들에 '1'값 신호를 할당하고 나머지 톤들에 '0'값 신호를 할당한후 역 고속 푸리에 변환하여 생성되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 40.

제35항에 있어서, 상기 위상 일치 과정은,

상기 해당 검출 피크의 값이 x_{m_i} 라 할때, 상기 P파형의 피크 값에 $\frac{x_{m_i}}{|x_{m_i}|}$ 를 복소수 곱하여 상기 P파형과 상기 해당 검출 피크의 위상을 일치하는 것을 특징으로 하는 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 이하 'OFDM' 이라 칭하기로 한다) 시스템에서 피크 전력 대 평균 전력비(Peak-to-Average Power Ratio; 이하 'PAPR' 이라 칭하기로 한다)를 감소시키기 위한 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 그라디언트 알고리즘을 사용하는 톤 예약 방식을 수행할 때 역 고속 푸리에 변환 신호에서 목표 전력값 이상인 피크들을 동시에 목표 전력값 이하로 낮추기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

1970년대 말 미국에서 셀룰라(cellular) 방식의 무선 이동 통신 시스템(Mobile Telecommunication System)이 개발된 이래 국내에서는 아날로그 방식의 1세대(1G; 1st Generation) 이동 통신 시스템이라고 할 수 있는 AMPS(Advanced Mobile Phone Service) 방식으로 음성 통신 서비스를 제공하기 시작하였다. 이후, 1990년대 중반에 2세대(2G; 2nd Generation) 이동 통신 시스템이 시작되어 상용화되었으며 1990년대 말에 향상된 무선 멀티미디어, 고속 데이터 서비스를 목표로 시작된 3세대(3G; 3rd Generation) 이동 통신 시스템인 IMT-2000(International Mobile Telecommunication-2000)이 일부 상용화되어 서비스 운영되고 있다.

한편, 현재는 3세대 이동 통신 시스템에서 4세대(4G; 4th Generation) 이동 통신 시스템으로 발전해 나가고 있는 상태이다. 상기 4세대 이동 통신 시스템은 이전 세대의 이동 통신 시스템들과 같이 단순한 무선 통신 서비스에 그치지 않고 유선 통신 네트워크와 무선 통신 네트워크와의 효율적 연동 및 통합 서비스를 목표로 하며 상기 3세대 이동 통신 시스템에서보다 고속의 데이터 전송 서비스를 제공하기 위한 기술들이 표준화되고 있다.

상기 이동 통신 시스템들에서 무선 채널로 신호를 전송하는 경우 전송된 신호는 송신기와 수신기 사이에 존재하는 다양한 장애물들에 의해 다중경로 간섭을 받는다. 상기 다중경로가 존재하는 무선 채널은 채널의 최대 지연 확산과 신호의 전송 주기로 특성을 규정짓는다. 상기 최대 지연 확산보다 신호의 전송 주기가 긴 경우에는 연속된 신호 사이에 간섭이 발생하지 않으며, 채널의 주파수 특성은 비선택적 페이딩(frequency nonselective fading)으로 주어진다.

한편, 심벌(symbol) 주기가 짧은 고속 데이터 전송시에 단일 반송파(single carrier)방식을 사용하게 되면, 심벌간 간섭(intersymbol interference)이 심해지기 때문에 왜곡이 증가하게 된다. 따라서 수신단의 등화기(equalizer)의 복잡도도 함께 증가된다.

따라서, 상기 단일 반송파 전송방식에서의 등화 문제를 해결하기 위한 대안으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식을 사용하는 시스템이 제안되었다.

상기 OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심벌(Symbol)열을 병렬 변환하여 이들 각각을 상호 직교성을 갖는 다수의 서브 캐리어(sub-carrier)들, 즉 다수의 서브 캐리어 채널(sub-carrier channel)들로 변조하여 전송하는 멀티캐리어 변조(MCM: Multi Carrier Modulation) 방식의 일종이다.

이와 같은 멀티캐리어 변조 방식을 적용하는 시스템은 1950년대 후반 군용 HF 라디오(radio)에 처음 적용되었으며, 다수의 직교하는 서브 캐리어들을 중첩시키는 OFDM 방식은 1970년대부터 발전하기 시작하였으나, 멀티 캐리어들간의 직교 변조의 구현이 어려운 문제였었기 때문에 실제 시스템 적용에 한계가 있었다. 그러나 1971년 Weinstein 등이, 상기 OFDM 방식을 사용하는 변복조는 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용하여 효율적으로 처리가 가능함을 발표하면서 OFDM 방식에 대한 기술개발이 급속히 발전했다. 또한 보호구간(guard interval)의 사용과 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix) 보호구간 삽입 방식이 알려지면서 다중경로 및 지연 확산(delay spread)에 대한 시스템의 부정적 영향을 더욱 감소시키게 되었다.

그래서, 이런 OFDM 방식은 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB)과 디지털 텔레비전, 무선 근거리 통신망(WLAN; Wireless Local Area Network) 그리고 무선 비동기 전송 모드(WATM; Wireless Asynchronous Transfer Mode) 등의 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용되어지고 있다. 즉, 하드웨어적인 복잡도(Complexity)로 인하여 널리 사용되지 못하다가 최근 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; 이하 'FFT'로 칭하기로 한다)과 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform; 이하 'IFFT'로 칭하기로 한다)을 포함한 각종 디지털 신호 처리 기술이 발전함으로써 실현 가능해 졌다.

상기 OFDM 방식은 종래의 주파수 분할 다중(FDM; Frequency Division Multiplexing) 방식과 비슷하나 무엇보다도 다수 개의 서브 캐리어들간의 직교성(Orthogonality)을 유지하여 전송함으로써 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있으며, 주파수 스펙트럼을 중첩하여 사용하므로 주파수 사용 효율이 좋고 다중 경로 페이딩(multi-path fading)에 강한 특성이 있어 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있다는 특징을 가진다.

아울러, 보호구간을 이용하여 심벌간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference) 영향을 줄일 수 있다. 또한, 하드웨어적으로 등화기 구조를 간단하게 설계하는 것이 가능하며, 임펄스(impulse)성 잡음에 강하다는 장점을 가지고 있어서 통신시스템 구조에 적극 활용되고 있는 추세이다.

그러면, 여기서 종래의 OFDM 방식을 사용하는 통신 시스템의 구조를 설명하기로 한다.

도 1은 일반적인 OFDM 이동 통신 시스템에서 송신기(100)와 수신기(150)의 구성을 도시하고 있다.

도시된 바와 같이, 상기 송신기(100)는 데이터 송신기(102)와, 부호화기(104)와, 심벌 매핑기(106)와, 직렬/병렬 변환기(serial to parallel converter)(108)와, 파일럿 심벌 삽입기(pilot symbol inserter)(110)와, IFFT기(112)와, 병렬/직렬 변환기(parallel to serial converter)(114)와, 보호 구간 삽입기(guard interval inserter)(116)와, 디지털/아날로그 변환기(digital to analog converter)(118)와, 무선 주파수(Radio Frequency; 이하 'RF'라 칭함) 처리기(processor)(120)를 포함하여 구성된다.

한편, 상기 수신기(150)는 RF처리기(152)와, 아날로그/디지털 변환기(analog to digital converter)(154)와, 보호구간 제거기(156)와, 직렬/병렬 변환기(serial to parallel converter)(158)와, FFT기(160)와, 파일럿 심벌 추출기(162)와, 채널 추정기(164)와, 등화기(equalizer)(166)와, 병렬/직렬 변환기(parallel to serial converter)(168)와, 심벌 디매핑기(170)와, 역부호화기(172)와, 데이터 수신기(174)를 포함하여 구성된다.

먼저, 송신기(100)를 살펴보면, 데이터 송신기(102)는 전송하고자 하는 사용자 데이터 비트(user data bits) 및 제어 데이터비트(control data bits)를 발생시켜 출력한다. 상기 부호화기(104)는 상기 데이터 송신기(102)에서 출력한 신호를 입력하여 해당 코딩(coding) 방식으로 코딩한 후 상기 심벌 매핑기(106)로 출력한다. 여기서, 상기 부호화기(104)는 소정의 코딩 레이트(coding rate)를 가지는 터보 코딩(turbo coding) 방식 혹은 컨벌루셔널 코딩(convolutional coding) 방식 등으로 코딩을 수행한다.

상기 심벌 매핑기(106)는 상기 부호화기(104)에서 출력한 코딩된 비트(coded bits)를 해당 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌을 생성하여 직렬-병렬 변환기(108)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 일 예로, BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식, 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 혹은 64QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식 등이 사용될 수 있다. 상기 직렬-병렬 변환기(108)는 상기 심벌 매핑기(106)에서 출력하는 직렬 변조 심벌들을 입력하여 병렬 변환한 후 상기 파일럿 심벌 삽입기(110)로 출력한다.

상기 파일럿 심벌 삽입기(110)는 상기 직렬/병렬 변환기(108)에서 출력한 상기 병렬 변환된 변조 심벌들에 파일럿 심벌들을 삽입한 후 IFFT기(112)로 출력한다. 상기 IFFT기(112)는 상기 파일럿 심벌 삽입기(110)에서 출력한 신호를 N-포인트(N-point) 역 고속 푸리에 변환(FFT : Inverse Fast Fourier Transform)하여 상기 병렬/직렬 변환기(114)로 출력한다.

상기 병렬/직렬 변환기(114)는 상기 IFFT기(112)에서 출력한 신호를 직렬 변환한 후 상기 보호 구간 삽입기(116)로 출력한다. 상기 보호 구간 삽입기(116)는 상기 병렬/직렬 변환기(114)에서 출력한 신호를 입력하여 보호 구간 신호를 삽입한 후 상기 디지털/아날로그 변환기(118)로 출력한다. 여기서, 상기 보호 구간은 상기 OFDM 통신시스템에서 OFDM 심벌을 송신할 때 이전 OFDM 심벌 시간에 송신한 OFDM 심벌과 현재 OFDM 심벌 시간에 송신할 현재 OFDM 심벌간에 간섭(interference)을 제거하기 위해서 삽입된다. 상기 보호 구간은 일정 구간의 널(null) 데이터를 삽입하는 형태로 제안되었으나, 상기 보호 구간에 널 데이터를 전송하는 형태는 수신기에서 OFDM 심벌의 시작점을 잘못 추정하는 경우 서브 캐리어들간에 간섭이 발생하여 수신 OFDM 심벌의 오판정 확률이 높아지는 단점이 존재한다. 따라서 일반적으로 시간 영역의 OFDM 심벌의 마지막 일정 비트들을 복사하여 유효 OFDM 심벌의 앞에 삽입하는 형태의 'Cyclic Prefix' 방식이나 혹은 시간 영역의 OFDM 심벌의 처음 일정 비트들을 복사하여 유효 OFDM 심벌의 뒤에 삽입하는 'Cyclic Postfix' 방식을 사용하고 있다.

상기 디지털/아날로그 변환기(118)는 상기 보호 구간 삽입기(116)에서 출력한 신호를 입력하여 아날로그 변환한 후 상기 RF 처리기(120)로 출력한다. 여기서, 상기 RF 처리기(131)는 필터(filter)와 전처리기(front end unit) 등의 구성들을 포함

하며, 상기 디지털/아날로그 변환기(118)에서 출력한 신호를 실제 에어(air)상에서 전송 가능하도록 RF 처리한 후 송신 안테나(Tx antenna)를 통해 에어(air)상으로 전송한다. 이와 같이 송신기(100)에서 송신한 신호는 다중 경로 채널(multipath channel)을 겪고 잡음이 가산된 형태로 상기 단말기 수신기(150)의 수신 안테나(Rx antenna)로 수신된다.

다음으로 상기 수신기(150)를 살펴보면, 상기 RF 처리기(152)는 상기 수신 안테나를 통해 수신된 신호를 중간 주파수(IF; Intermediate Frequency) 대역으로 다운 컨버팅(down converting)한 후 상기 아날로그/디지털 변환기(154)로 출력한다. 상기 아날로그/디지털 변환기(154)는 상기 RF 처리기(152)에서 출력한 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환한 후 상기 보호 구간 제거기(156)로 출력한다.

상기 보호 구간 제거기(156)는 상기 아날로그/디지털 변환기(154)에서 출력한 신호를 입력하여 보호 구간 신호를 제거한 후 상기 직렬/병렬 변환기(158)로 출력한다. 상기 직렬/병렬 변환기(158)는 상기 보호 구간 제거기(156)에서 출력한 직렬 신호를 입력하여 병렬 변환한 후 상기 FFT기(160)로 출력한다. 상기 FFT기(160)는 상기 직렬/병렬 변환기(158)에서 출력한 신호를 N-포인트 FFT(Fast Fourier Transform)를 수행한 후 상기 등화기(166) 및 상기 파일럿 심벌 추출기(162)로 출력한다.

상기 파일럿 심벌 추출기(162)는 상기 FFT기(160)에서 출력한 신호에서 파일럿 심벌들을 검출하고, 상기 검출한 파일럿 심벌들을 채널 추정기(164)로 출력한다. 상기 채널 추정기(164)는 상기 파일럿 심벌 추출기(162)에서 출력한 파일럿 심벌들을 이용하여 채널 추정을 수행하고, 상기 채널 추정 결과를 상기 등화기(166)로 출력한다. 여기서, 상기 단말기 수신기(150)는 상기 채널 추정기(164)의 채널 추정 결과에 상응하는 CQI(channel quality information)를 생성하고, 상기 생성된 CQI(channel quality information)를 채널 품질 정보 송신기(도시하지 않음)를 통해 상기 송신기(100)로 송신한다.

한편, 상기 등화기(166)는 상기 FFT기(160)에서 출력한 신호를 상기 채널 추정기(164)에서 출력하는 채널 추정 결과를 가지고 채널 등화(channel equalization)한 후 상기 병렬/직렬 변환기(168)로 출력한다. 상기 병렬/직렬 변환기(168)는 상기 등화기(166)에서 출력한 병렬 신호를 입력하여 직렬 변환한 후 상기 심벌 디마핑기(170)로 출력한다.

상기 심벌 디마핑기(170)는 상기 병렬/직렬 변환기(168)에서 출력한 신호를 미리 약속된 복조 방식으로 복조한 후 상기 역부호화기(172)로 출력한다. 상기 역부호화기(172)는 상기 심벌 디마핑기(170)에서 출력한 신호를 미리 약속된 디코딩(decoding) 방식으로 디코딩(decoding)한 후 출력한다. 여기서, 상기 복조 방식 및 역부호화 방식(디코딩 방식)은 상기 송신기(100)가 적용한 변조 방식 및 코딩 방식과 대응되는 복조 방식 및 역부호화 방식이다.

그러나, 상기와 같은 OFDM 시스템은 앞서 설명한 장점에도 불구하고 다중반송파 변조로 인해 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 유발되는 문제점이 있다. 즉, 다중 반송파들을 이용하여 데이터를 전송하므로, 최종 OFDM 신호의 진폭 크기는 각 반송파의 진폭 크기의 합이 되어 진폭의 변화 폭이 심하고, 더욱이 반송파들의 위상이 일치한다면 매우 큰 값을 가지게 된다. 따라서 상기 RF처리기(120)내에 구성되는 고출력 선형 증폭기(High Power Amplifier)의 선형 동작 범위를 벗어나게 되고 상기 고출력 선형증폭기를 통과한 신호는 왜곡이 발생된다. 상기 고출력 선형 증폭기(High Power Amplifier)는 최대 출력을 얻기 위해 디바이스를 비선형 영역에서 동작시켜야하지만, 이에 따른 왜곡 때문에 입력 전력을 낮추어 선형 영역에서 동작시키는 백 오프(back-off) 방식을 이용한다.

이와 같이 상기 백-오프(back-off) 방식은 신호의 왜곡을 줄이기 위해 상기 고출력 선형증폭기의 동작점을 하향 조정하는 것을 말한다. 백-오프(back-off)의 값이 커질수록 전력 소모 또한 커지게 되어 증폭기의 효율이 매우 나빠진다. 따라서, 높은 PAPR을 갖는 신호는 선형 증폭기의 효율을 나쁘게 하며, 더욱이 동작점을 비선형 영역에 위치하게 하여 비선형 왜곡이 발생하며, 반송파들간의 상호 변조와 스펙트럼 방사를 일으킨다.

통상적으로 상기 OFDM 통신 시스템에서 PAPR을 감소시키는 위해 클리핑(clipping), 블록 코딩(block coding), 위상(phase) 조정 및 톤 예약(TR: Tone Reservation) 방식을 사용한다.

상기 클리핑(clipping)을 이용하는 방식은 증폭기의 선형 동작 범위에 따라 기준값인 소정의 클리핑 값을 정하고, 신호의 크기가 상기 클리핑 값보다 크면 강제로 그 크기를 정해진 값으로 잘라내는 기술이다. 그러나, 이러한 상기 클리핑 방식은 비선형 연산으로 인해 대역 내(in-band) 왜곡이 발생하여 심벌간 간섭(inter symbol interference)을 일으키고 비트 에러율(bit error rate)을 증가시킨다. 또한, 대역 밖(out-band) 클리핑 잡음으로 인해 채널 간섭을 발생시켜 스펙트럼 효율을 떨어뜨리는 문제점이 있다.

상기 블록코딩(block coding) 방식은 전체 반송파와 신호의 PAPR이 낮아지도록 여분의 반송파에 부호화기법을 부가하여 전송하는 기술이다. 이 기술은 부호화로 인하여 에러를 정정할 수 있을 뿐 아니라 신호의 왜곡없이 PAPR을 감소시킬 수 있다. 그러나 부반송파의 개수가 큰 경우 스펙트럼 효율이 매우 나쁘고, 룩업 테이블(look-up table)이나 생성 매트릭스(generation matrix)의 크기가 커져 매우 복잡하고 계산량이 많다.

한편, 상기 위상(phase) 조정 방식으로 부분전송시퀀스(partial transmit sequence; 이하 'PTS'라 칭함)와 선택적 매핑(selective mapping; 이하 'SLM' 이라 칭함)이 있다.

상기 PTS는 입력 데이터를 M개의 하부 블럭으로 나누어 각각 L-점 IFFT를 수행한 다음 각 하부블럭에 PAPR을 최소화 하도록 하는 위상인자를 각각 곱한 후 합산하여 전송하는 기술이다. 그러나 하부 블럭의 개수(M)만큼의 IFFT가 필요하고, 하부블럭의 수가 증가함에 따라 위상인자를 계산하기 위한 계산량이 막대해져 고속 정보전송을 방해하는 문제점이 있다.

한편, 상기 SLM은 동일한 M개의 데이터 블럭에 통계적으로 독립적인 N 길이의 서로 다른 위상 시퀀스들을 각각 곱하고 그 중 가장 낮은 PAPR을 가지는 결과를 선택하여 전송하는 기술이다. 이러한 SLM은 M개의 IFFT 과정이 필요한 반면 PAPR을 상당히 낮출 수 있고 임의의 반송파 개수에 적용이 가능하다는 장점이 있다.

여기서, 상기 PTS 와 SLM 방식은 데이터를 복원하기 위해서 회전인자(rotation factors)에 대한 부가 정보를 수신기에 전송해야 하는 문제점을 가지고 있다. 즉, 송신기와 수신기 사이에 부가 정보를 교환해야 하기 때문에 통신 방식이 복잡해지고, 부가정보에 에러가 발생하면 그때의 OFDM 심벌의 정보는 모두 에러가 발생되어 훼손당할 수 있는 매우 불리한 단점이 있다.

상기 톤 예약(TR) 방식은 전체 부반송파 중에서 데이터를 전송하지 않는 일부의 톤을 할당하여 PAPR를 저감하는 기술이다. 이 때 수신기에서는 정보 신호를 전송하지 않는 일부의 톤은 무시하고 나머지 톤에서만 정보 신호를 복원하므로 수신기 구조가 간단해지는 장점이 있다.

상기 TR 방식중 대표적인 것으로 그라디언트 알고리즘(gradient algorithm)이 있다. 상기 그라디언트 알고리즘은 상기 설명한 클리핑 기법을 TR 방식에 적용한 것으로, 정보 신호를 전송하지 않는 톤을 사용하여 임펄스(impulse) 특성을 갖는 신호를 생성하고, IFFT의 출력 신호를 상기 임펄스(impulse) 특성 신호를 가지고 클리핑하는 기술이다. 상기 임펄스(impulse) 특성 신호를 이용하여 IFFT의 출력 신호를 클리핑 하게 되면, 정보를 전송하지 않는 일부의 톤에만 데이터 왜곡이 일어나고 그 외의 주파수 영역에서 데이터의 왜곡은 일어나지 않는 장점이 있다.

여기서, 상기 그라디언트 알고리즘(gradient algorithm)을 사용하는 톤 예약 방식을 살펴보면 다음과 같다. 이하 설명에서 '톤'과 '부반송파'는 동일한 의미로 사용됨을 미리 밝혀둔다.

도 2는 종래기술에 따른 톤 예약(TR) 방식을 사용하는 송신기의 구성을 도시하고 있다. 이하, 상기 도 1에서 설명된 사용자 데이터 비트(user data bits) 및 제어 데이터비트(control data bits)를 '정보 신호'라 칭한다. 전체 N개의 부반송파(sub-carrier)들은 상기 정보신호가 할당되지 않는 L개의 톤들과 상기 정보신호가 할당되는 N-L개의 톤들로 구성된다. 상기 그라디언트 알고리즘은 상기 정보신호를 전송하지 않는 L개의 톤들을 사용하여 임펄스 특성을 갖는 파형을 만들고, IFFT(112)의 출력신호를 상기 파형을 가지고 클리핑해서 PAPR을 낮추는 방식이다. 여기서, 정보신호가 할당되지 않는 톤을, 다시말해 '0'값 신호(Null)가 할당되는 톤을 '예약 톤'이라 칭하기로 한다. 상기 예약 톤들은 전체 N개의 톤들중 하나 또는 그 이상의 톤들을 랜덤하게 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 수십만번에서 수백만번 반복 수행하고, 이렇게 반복 수행후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합으로 결정된다. 한편, 도 2에서 톤 할당부(205)로 입력되는 예약 톤 신호를 점선으로 표시한 것은 실제로 입력되는 신호가 없음을 나타내기 위해서이다.

도 2를 참조하면, 먼저 X(N-L개)의 정보신호들(201)이 톤 할당부(205)에 입력되면, 상기 톤 할당부(205)는 상기 입력되는 정보신호들(201)을 상기 L개의 예약 톤들을 제외한 나머지 톤들에 할당한다. 즉, 상기 톤 할당부(205)는 상기 정보신호들 각각을 IFFT부(207)의 N개의 입력들(N개의 부반송파 위치들)중 미리 약속된 입력으로 출력한다. 이때 상기 예약 톤들에 해당하는 L개의 부반송파 위치들로는 아무런 신호가 입력되지 않는다. 이것을 수식으로 표현하면 하기 <수학식 1>과 같다.

수학식 1

$$X_k = \begin{cases} X_k, & k \notin \{i_1, i_2, \dots, i_L\} \\ 0, & k \in \{i_1, i_2, \dots, i_L\} \end{cases}$$

여기서, 상기 k 는 부반송파 위치를 나타내고, 상기 집합은 예약 톤들에 해당하는 L 개의 부반송파 위치들을 나타낸다. 상기 <수학식 1>에서 보여지는 바와 같이, L 개의 예약 톤들에는 '0'값 신호가 할당되고, 나머지 톤들에는 상기 정보신호가 할당됨을 알 수 있다. 여기서, 상기 L 개의 예약 톤들(L 개의 부반송파 위치들)은 초기 전송시 송신기와 수신기 사이에 미리 약속되어야 하며, 데이터 전송중에는 고정되어 변하지 않는다.

상기 N 점-IFFT부(207)는 상기 톤 할당부(205)로부터의 상기 $X(N-L)$ 개의 입력 신호들을 받아서 N -점 IFFT 연산을 수행한 후에 병렬-직렬 변환부(parallel to serial converter)(209)로 출력한다. 상기 병렬-직렬 변환기(209)는 입력되는 IFFT 연산값들을 직렬 변환하여 그래디언트 알고리즘부(211)로 출력한다. 상기 그래디언트 알고리즘부(211)는 상기 L 개의 예약 톤들을 가지고 만들어진 P 파형을 가지고 상기 병렬-직렬 변환기(209)의 출력신호의 PAPR을 저감시켜 출력한다. 이때 출력되는 신호는 상기 IFFT부(207)의 출력신호 x 와 상기 P 파형을 가지고 만들어지는 신호 c 가 가산된 $x+c$ 가 된다. 여기서, 상기 그래디언트 알고리즘부(211)의 상세 구성은 도 3에 도시된 바와 같다.

상기 도 3을 참조하여 종래기술에 따른 그래디언트 알고리즘(gradient algorithm)을 설명하기로 한다.

도 3에 도시된 바와 같이, 상기 그래디언트 알고리즘부(211)는 p 파형 생성부(301)와, 피크 검출부(303)와, 위치 순환 이동부(305)와, 위상 회전부(307)와, 스케일링부(309)와, 복소 덧셈기(311)와, PAPR 연산부(313) 및 제어부(315)로 구성된다.

P 파형 생성부(301)는 상기 예약 톤들을 가지고 임펄스 특성에 갖는 P 파형을 생성한다. 앞서 언급한 바와 같이, 상기 예약 톤들은 전체 N 개의 톤들 중 하나 또는 그 이상의 톤들을 랜덤하게 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 수십만번에서 수백만번 반복 수행하고, 이렇게 반복 수행후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합을 선택함으로써 결정된 것이다.

피크 검출부(303)는 상기 병렬변환부(209)로부터 출력되는 신호 x 의 최대 피크를 검출하여 출력한다. 상기 위치순환이동부(305)는 상기 P 파형 생성부(301)에서 생성된 P 파형의 피크를 상기 검출된 최대 피크의 위치로 순환 이동한다. 위상 회전부(307)는 상기 순환 이동된 P 파형의 위상을 복소 평면상에서 검출된 상기 최대 피크의 위상과 일치시켜 출력한다. 스케일링부(309)는 상기 위상 회전부(307)로부터 출력되는 P 파형을 상기 최대 피크의 크기에 따라 스케일링하여 신호 c 를 출력한다. 여기서, 신호 c 는 IFFT부(207)의 출력 신호 x 의 최대 피크를 제거하도록 최적화된 계산값이다.

이후, 덧셈기(311)는 상기 IFFT부(207)의 출력 신호 x 와 상기 스케일링부(309)에서 출력되는 신호 c 를 복소 가산하여 신호 $x+c$ 를 출력한다. 그리고, 상기 PAPR 연산부(313)는 상기 덧셈기(311)로부터 출력되는 상기 신호 $x+c$ 에 대하여 PAPR을 계산하여 출력한다. 상기 제어부(315)는 상기 PAPR 연산부(313)로부터 출력되는 상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교한다. 여기서, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 크면 그래디언트 알고리즘을 다시 반복하기 위해서 상기 신호 $x+c$ 를 상기 피크검출부(303)로 피드백(feedback)하고, 미리 설정된 PAPR보다 작으면 상기 신호 $x+c$ 를 송신신호로 출력한다.

상기와 같은 과정은 송신신호의 PAPR이 미리 설정된 PAPR 이하가 될 때까지 반복된다. 그렇지만, 무한 반복을 막기 위해 시스템은 최대 반복 횟수를 설정하여 설정된 횟수만큼 반복이 되면 시스템 목표 PAPR 이하가 아니라도 신호를 전송한다. 일례로, 목표 PAPR이 8 데시벨(dB)일 경우, 8데시벨(dB) 이하를 만족하는 PAPR 값이 나오면 반복 수행을 중단하지만, 설정된 반복 횟수를 초과하면 마지막으로 계산된 PAPR에 대한 신호를 송신한다.

상기와 같은 종래의 그래디언트 알고리즘은 N 개의 시간 영역 샘플값 중 최대 피크 하나를 찾아 이를 목표 수준 이하가 되도록 감소시키는 방식이다. 목표 수준을 초과하는 여러 개의 피크가 발생되면 그래디언트 알고리즘의 반복 횟수가 증가하게 되고, 이에 따라 연산량과 처리 시간이 증가하게 되는 문제점이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명의 목적은 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 이동 통신 시스템에서 송신신호의 피크 전력 대 평균 전력비(PAPR)를 낮추기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 이동 통신 시스템에서 톤 예약 방식을 이용해 피크 전력대 평균 전력비를 낮출 때 연산 시간을 단축하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교 주파수 분할 다중 이동통신시스템에서 그래디언트 알고리즘을 사용하는 톤 예약 방식을 수행할 때 연산 시간을 단축하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교 주파수 분할 다중 이동통신시스템에서 그래디언트 알고리즘을 사용하는 톤 예약 방식을 수행할 때 역고속 푸리에 변환 신호에서 목표 전력값 이상인 피크들을 동시에 목표 전력값 이하로 낮추기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 일 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 장치는, N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하는 톤할당부와, 상기 정보신호가 할당되지 않는 L개의 톤들과 상기 정보신호가 할당된 N-L개의 톤들을 역 고속 푸리에 변환하여 출력하는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)부와, 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 임펄스 특성을 갖는 신호들을 누적 저장하며, 상기 누적 저장된 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 가산하여 상기 피크들을 동시에 제거하는 멀티 그래디언트 알고리즘부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

바람직하기로, 상기 멀티 그래디언트 알고리즘부는, 입력되는 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 피크검출부와, 상기 L개의 예약톤들을 가지고 생성된 임펄스 특성을 갖는 P파형의 피크를 상기 검출된 피크들의 각각의 위치로 순환 이동하여 출력하는 위치순환이동부와, 상기 위치순환이동부로부터 출력되는 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 위상과 일치시켜 출력하는 위상회전부와, 상기 위상회전부로부터 출력되는 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 크기에 따라 스케일링하여 출력하는 스케일링부와, 상기 스케일링부로부터 출력되는 P파형들을 누적하여 상기 검출된 피크들을 제거하기 위한 클리핑 신호를 생성하는 누적기와, 상기 누적기로부터의 클리핑 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 복소 가산하여 상기 피크들을 동시에 제거하는 덧셈기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

본 발명의 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 송신신호의 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소하기 위한 방법은, N개의 톤들중 미리 정해진 L개의 예약톤들을 제외한 나머지 톤들에 정보신호를 할당하는 과정과, 상기 정보신호가 할당되지 않는 L개의 톤들과 상기 정보신호가 할당된 N-L개의 톤들을 역 고속 푸리에 변환하는 과정과, 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 상기 검출된 피크들 각각을 제거하기 위한 임펄스 특성을 갖는 신호들을 누적 저장하며, 상기 누적 저장된 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 가산하여 상기 피크들을 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

바람직하기로, 상기 피크들을 제거하는 과정은, 입력되는 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 소정 기준값보다 큰 피크들을 검출하는 과정과, 상기 L개의 예약톤들을 가지고 생성된 임펄스 특성을 갖는 P파형의 피크를 상기 검출된 피크들의 각각의 위치로 순환 이동하여 복수의 P파형들을 생성하는 과정과, 상기 순환 이동된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 위상과 일치시키는 과정과, 상기 위상 일치된 상기 복수의 P파형들 각각을 해당 검출 피크의 크기에 따라 스케일링하는 과정과, 상기 스케일링된 상기 복수의 P파형들을 누적하여 상기 검출된 피크들을 동시에 제거하기 위한 클리핑 신호를 생성하는 과정과, 상기 클리핑 신호와 상기 역 고속 푸리에 변환된 신호를 복소 가산하여 상기 검출된 피크들을 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

발명의 구성

이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예에 대한 동작 원리를 상세히 설명한다. 도면상에 표시된 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 참조번호로 나타내었으며, 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

이하 본 발명은 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 방식을 사용하는 이동 통신 시스템에서 송신신호의 피크 전력 대 평균 전력 비(PAPR)를 감소하기 위한 장치 및 방법에 대해 설명할 것이다. 특히, 본 발명은 그래디언트 알고리즘을 사용하는 톤 예약(TR: Tone Reservation) 방식을 수행할 때 역 고속 푸리에 변환된 신호에서 목표 전력값 이상인 피크들을 동시에 목표 전력값 이하로 낮추기 위한 장치 및 방법에 대해 설명할 것이다. 이와 같이, 송신신호의 목표 전력값 이상인 피크들을 동시에 낮추는 기술을 '멀티 그래디언트 알고리즘'이라 칭하기로 한다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 멀티 그래디언트 알고리즘을 수행하기 위한 장치를 도시하고 있다. 도 4의 장치는 상술한 도 2의 그래디언트 알고리즘부(211)에 대응되며, 종래기술과의 구별을 위해 '멀티 그래디언트 알고리즘부'라 칭하기로 한다. 한편, 이하 설명에서 신호 x , 신호 c , 신호 $x+c$ 및 P파형은 편의상 파형으로 설명하지만 파형을 샘플링한 샘플값들을 미리 밝혀두는 바이다.

도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 멀티 그래디언트 알고리즘부는, 피크 검출부(401)와, P파형 생성부(403)와, 위치 순환 이동부(405), 위상 회전부(407)와, 스케일링부(409)와, 누적기(411)와, 덧셈기(413)와, PAPR 연산부(415)와, 제어기(417)를 포함하여 구성된다.

도 4를 참조하면, 먼저 P파형 생성부(403)는 전체 N개의 부반송파 위치들중에서 미리 정해진 L개의 예약 톤들을 이용해 P파형을 생성한다. 일 예로, 상기 전체 N개의 톤들중 상기 L개의 톤들에 '1'값 신호($1+0j$)를 할당하고 나머지 톤들에 '0'값 신호(NULL)를 할당한후 N점-IFFT를 수행하여 상기 P파형을 생성한다.

여기서, 상기 예약 톤들은 전체 N개의 톤들중 L개의 톤들을 랜덤하게 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 수십만번에서 수백만번 반복 수행하고, 이렇게 반복 수행후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합을 선택함으로써 결정된 것이다. 가장 이상적인 임펄스 파형이라 함은, 최대 피크값(p_0)을 제외한 나머지 포인트 값들($p_1, p_2, \dots, p_{N-1}$)이 '0'에 가장 가까운 파형을 의미한다. 즉, 반복 시행을 통해 가장 이상적인 임펄스 특성을 갖는 파형을 선택하고, 그 선택된 파형을 상기 P파형으로 결정한다.

상기 P파형 생성부(403)는 상기한 바와 같이 필요할 때마다 상기 P파형을 생성할수도 있고, P파형의 정보(N포인트 샘플 값들)를 미리 메모리에 저장해두었다고 필요할 때마다 위치 순환 이동부(405)로 제공할수도 있다.

한편, 상기 도 2의 병직렬변환부(209)에서 출력되는 시간 영역의 신호 x 는 본 발명에 따른 멀티 그래디언트 알고리즘부로 입력된다. 그러면, 상기 피크 검출부(401)는 상기 입력되는 신호 x 의 피크들중 미리 설정된 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 상기 검출된 피크들의 정보(위치, 위상, 크기)를 메모리에 저장한다. 한편, 상기 저장된 피크들의 정보는 상기 위치 순환 이동부(405), 위상 회전부(407) 및 스케일링부(409)로 제공된다.

첫 번째로 검출된 피크의 정보가 제공되면, 상기 위치 순환 이동부(405)는 상기 P파형 생성부(403)로부터의 상기 P파형의 피크를 상기 첫 번째 검출된 피크의 위치로 순환 이동하여 상기 위상 회전부(407)로 출력한다. 상기 위상 회전부(407)는 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 복소 평면상에서 검출된 상기 첫 번째 피크의 위상과 일치시켜 출력한다. 스케일링부(409)는 상기 위상 회전부(407)로부터 출력되는 P파형을 상기 첫 번째 피크의 크기에 따라 스케일링하여 신호 c 를 출력한다. 여기서, 상기 신호 c 는 상기 첫 번째 피크를 제거하도록 최적화된 계산값이다. 이렇게 스케일링된 상기 신호 c 는 누적기(411)에 누적 저장된다.

이와 같이, 첫 번째 피크를 제거하기 위한 신호가 계산되면, 두 번째 피크에 대한 정보가 상기 위치 순환 이동부(405), 위상 회전부(407) 및 스케일링부(409)로 제공된다. 그러면, 상기 위치 순환 이동부(405)는 상기 P파형의 피크를 상기 두 번째 피크의 위치로 순환 이동하여 출력한다. 상기 위상 회전부(407)는 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 복소 평면상에서 검출된 상기 두 번째 피크의 위상과 일치시켜 출력한다. 스케일링부(409)는 상기 위상 회전부(407)로부터 출력되는 P파형을 상기 두 번째 피크의 크기에 따라 스케일링하여 신호 c 를 출력한다. 여기서, 상기 신호 c 는 상기 두 번째 피크를 제거하도록 최적화된 계산값이다. 이렇게 스케일링된 상기 신호 c 는 누적기(411)에 누적 저장된다.

상기와 같이, 마지막 피크를 제거하기 위한 신호 c 가 상기 누적기(411)에 저장되면, 상기 누적기(411)는 누적 저장된 신호 c 를 복소덧셈기(413)로 출력한다. 여기서, 상기 누적기(411)에서 출력되는 신호 c 는 IFFT부(207)의 출력 신호 x 의 피크들을 동시에 제거하기 위해 계산된 값이다.

상기 복소덧셈기(413)는 상기 IFFT부(207)의 출력 신호 x 와 상기 누적기(411)에서 출력되는 신호 c 를 복소 가산하여 신호 $x+c$ 를 출력한다. 상기 PAPR 연산부(415)는 상기 덧셈기(413)로부터 출력되는 상기 신호 $x+c$ 에 대하여 PAPR을 계산하여 출력한다. 상기 제어부(417)는 상기 PAPR 연산부(415)로부터 출력되는 상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR을 비교한다. 만일, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 크면 멀티 그라디언트 알고리즘을 다시 반복하기 위해서 상기 신호 $x+c$ 를 상기 피크검출부(401)로 피드백(feedback)하고, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR보다 작으면 상기 신호 $x+c$ 를 송신신호로 출력한다. 여기서, 상기 스케일링부(408)에서 출력되는 스케일링 값이 하기 <수학식 3>과 같이 음(minus)의 값을 가지면 상기 복소덧셈기(413)는 가산기로 동작하지만, 상기 스케일링 값이 양(plus)의 값을 가지면 상기 복소덧셈기(413)는 도식된 바와 같이 감산기로 동작한다.

상기와 같은 과정은 송신신호의 PAPR이 미리 설정된 PAPR 이하가 될 때까지 반복된다. 하지만, 무한 반복을 방지하기 위해 시스템은 최대 반복 횟수를 설정하여 설정된 횟수만큼 반복이 되면 시스템 목표 PAPR 이하가 아니라도 신호를 전송한다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 멀티 그라디언트 알고리즘을 수행하기 위한 절차를 도시하고 있다. 상기 도 5의 알고리즘은 상술한 '멀티 그라디언트 알고리즘부'에서 수행되는 동작을 설명한 것이다.

도 5를 참조하면, 먼저 멀티 그라디언트 알고리즘부는 501단계에서 IFFT를 통과한 시간 영역의 신호 x 의 피크들중 미리 설정된 기준값보다 큰 피크들을 검출하고, 503단계에서 상기 검출된 피크들의 위치(m_i) 및 피크값(x_{m_i})을 메모리에 저장한다.

이후, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 505단계에서 전체 N 개의 톤(부반송파)들중 미리 결정된 L 개의 예약 톤들을 가지고 임펄스 특성을 가지는 P파형을 생성한다. 여기서, 상기 예약 톤들은 전체 N 개의 톤들중 L 개의 톤들을 랜덤하게 선택하여 임펄스 파형을 만드는 시행을 반복 수행하고, 이렇게 반복 수행후 가장 이상적인 임펄스 파형을 갖는 톤들의 조합을 선택함으로써 결정된 것이다. 따라서 상기 P파형은 시스템 설계자가 반복 시행을 통해 산출한 가장 이상적인 임펄스 파형이라 할수 있다.

상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 상기 P파형을 연산 때마다 상기와 같이 생성해서 사용할수도 있고, 상기 P파형의 샘플값들을 미리 저장해두었다가 필요할때마다 독출해서 사용할수 있다.

상기와 같이, 상기 P파형을 획득한 후, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 507단계에서 상기 저장된 피크들의 정보를 이용하여 상기 P파형의 피크를 상기 검출된 첫 번째 피크의 위치(m_1)로 순환 이동한다. 상기 순환 이동된 P파형은 <수학식 2>과 같이 표현된다.

$$\text{수학식 2} \\ p[((n-m_1))_N]$$

그리고, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 509단계에서 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 복소 평면상에서 검출된 상기 첫 번째 피크의 위상만큼 회전한다. 상기 P파형에서 피크 p_0 은 이상적(ideal)으로는 전력(power)이 1인 값을 갖는다. 따라

서 상기 위상 회전은 상기 p_0 에 $\frac{x_{m_1}}{|x_{m_1}|}$ 를 복소수 곱함으로써 수행될 수 있다. 상기와 같은 방법으로, p_0 의 위상과 상기 첫 번째 피크의 위상을 일치시킨다.

다음으로, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 511단계에서 상기 위상 회전된 P파형을 상기 첫 번째 피크의 크기에 따라 스케일링하여 신호 $c^{(1)}$ 를 산출한다. 여기서, 상기 스케일링된 신호 $c^{(1)}$ 는 상기 첫 번째 피크를 제거하도록 최적화된 계산 값이다. 상기 첫 번째 피크의 크기를 낮추기 위해 스케일링된 신호 $c^{(1)}$ 는 하기 <수학식 3>와 같다.

$$\text{수학식 3} \\ c^{(1)} = -\alpha_1 p[((n-m_1))_N]$$

상기 <수학식 3>에서 m_1 은 목표 수준을 초과하는 첫 번째 피크의 위치이고, α_1 은 첫 번째 피크의 위상 회전과 스케일링 값이다. 상기 α_1 은 하기 <수학식 4>와 같이 표현된다. 하기 <수학식 4>에서 A는 시스템이 설정한 기준 PAPR 레벨이다.

여기서 $\frac{x_{m_1}}{|x_{m_1}|}$ 는 P 파형의 위상 회전을 나타내고, $|x_{m_1}| - A$ 값은 P파형을 스케일링하기 위한 값이 된다.

수학식 4

$$\alpha_1 = \frac{x_{m_1}}{|x_{m_1}|} (|x_{m_1}| - A)$$

상기와 같이 첫 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호 $c^{(1)}$ 이 계산되면, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 513단계에서 상기 계산된 신호 $c^{(1)}$ 을 저장한다.

이후, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 515단계에서 클리핑하기 위한 피크가 더 존재하는지 검사한다. 만일 상기 클리핑하기 위한 피크가 더 존재하면, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 상기 505단계로 되돌아가 이하 단계를 재수행한다.

즉, 두 번째 피크에 대한 클리핑 신호 $c^{(2)}$ 를 계산하고, 상기 계산된 $c^{(2)}$ 를 상기 신호 $c^{(1)}$ 에 누적하여 신호 c 를 계산한다.

반면 클리핑하기 위한 피크가 더 이상 없는 경우, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 517단계로 진행하여 상기 IFFT를 통과한 신호 x와 상기 누적된 신호 c를 가산하여 신호 x+c를 산출한다. 만약 상기 신호 x에 상기 기준값을 넘는 피크가 j

개 존재하는 경우, 상기 505단계 내지 상기 513단계를 j번 수행하게 되며, 상기 반복 수행후 획득한 신호 c 와 상기 IFFT를 통과한 신호 x를 가산하여 신호 x+c를 획득한다. 여기서, 상기 신호 x+c는 <수학식 5>과 같이 표현된다.

삭제

수학식 5

$$x + c = x - \sum_{i=1}^j a_i p[((n - m_i))_N]$$

이후, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 519단계에서 상기 계산된 신호 x+c의 PAPR를 계산하고, 상기 계산된 PAPR과 미리 설정된 목표 PAPR를 비교한다. 만약 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR 이하이면, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 521단계로 진행하여 상기 계산된 신호 x+c를 송신신호로 결정한후 종료한다.

만약, 상기 계산된 PAPR이 상기 목표 PAPR 이하가 아니면, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 523단계로 진행하여 상기과 같은 과정을 미리 결정된 횟수만큼 반복했는지 검사한다. 상기 미리 결정된 횟수만큼 반복한 경우, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 상기 521단계로 진행하여 상기 계산된 신호 x+c를 송신신호로 결정한후 종료한다. 이와 같이, 미리 결정된 횟수만큼 반복한 후에도 송신신호의 PAPR을 상기 목표 PAPR 이하로 낮추지 못하면, 강제로 종료하고 가장 최근 계산된 x+c를 송신하게 된다.

한편, 반복 횟수가 미리 결정된 횟수에 도달하지 않은 경우, 상기 멀티 그라디언트 알고리즘부는 525단계로 진행하여 상기 신호 x+c를 신호 x로 결정한후 상기 501단계로 되돌아가 이하 단계를 재수행한다.

본 발명의 보나 나은 이해를 돕기 위한 실제 적용 예를 살펴보면 다음과 같다. 도 6 내지 8은 본 발명에 따른 멀티 그라디언트 알고리즘을 수행할 때, 실제 파형 변화를 나타낸 그래프들이다. 256-점 IFFT를 사용하고, 26개의 예약 톤들을 할당하며, 목표 PAPR은 7데시벨(dB)로 설정하여 실험한 것이다. 여기서, 상기 목표 PAPR은 모의 실험을 위한 설정값일 뿐, 실제 시스템 구현에서는 변경 될 수가 있다.

상기 도 6 내지 도 8에서 가로축은 시간 영역에서 0부터 255까지의 샘플 인덱스(index)를 나타내고, 세로축은 IFFT를 통과한 신호의 전력(power)을 나타낸다. 따라서, IFFT를 통과하는 신호가 복소수 신호로 $a + bi$ 형태라 가정하면($i = \sqrt{-1}$), 세로축은 $a^2 + b^2$ 와 같이 나타낼 수 있다.

도 6은 IFFT를 통과한 신호 x 의 파형을 보여주는 그래프이다. 멀티 그라디언트 알고리즘에 따라 상기 출력 신호 x 에 대한 피크들을 검출한다. 상기 도 6에 도시된 바와 같이, 시스템 목표 수준 7데시벨(dB)보다 큰 피크들은 3개 존재하고 있다. 여기서, 상기 검출된 피크들의 개수, 각 피크의 위치 및 각 피크값(또는 크기 및 위상 정보)은 메모리에 저장된다. 상기 도 6에서 3개의 피크들은 각각 181번, 230번, 246번에 위치하며, 피크의 PAPR은 각각 7.49dB, 7.31dB, 7.45dB이다.

도 7a는 상기 신호 x 의 첫 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호 $c^{(1)}$ 의 파형을 보여주는 그래프이다. 상기 신호 $c^{(1)}$ 는 미리 결정된 예약톤들을 가지고 만들어진 임펄스 파형(P파형)의 피크를 상기 첫 번째 피크의 위치로 순환 이동하고, 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 상기 첫 번째 피크의 위상만큼 회전한 후 상기 첫 번째 피크의 크기에 근거해서 스케일링하여 얻어진 것이다.

도 7b는 도 7a의 파형에 두 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호 $c^{(2)}$ 를 누적한 파형을 보여주는 그래프이다. 상기 두 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호는 상기 임펄스 파형(P파형)의 피크를 상기 두 번째 피크의 위치로 순환 이동하고, 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 상기 두 번째 피크의 위상만큼 회전한 후 상기 두 번째 피크의 크기에 근거해서 스케일링하여 얻어진다.

도 7c는 도 7b의 파형에 세 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호 $c^{(3)}$ 를 누적한 파형을 보여주는 그래프이다. 상기 세 번째 피크를 클리핑하기 위한 신호는 상기 임펄스 파형(P파형)의 피크를 상기 세 번째 피크의 위치로 순환 이동하고, 상기 순환 이동된 P파형의 위상을 상기 세 번째 피크의 위상만큼 회전한 후 상기 세 번째 피크의 크기에 근거해서 스케일링하여 얻어진다.

도 8은 상기 IFFT를 통과한 신호 x 를 도 7c의 파형 c 를 이용하여 클리핑했을 때의 파형을 보여주는 도면이다. 상기 도 8에 도시된 바와 같이, 상기 클리핑후의 신호의 PAPR은 7.00데시벨(dB)로서, 시스템 목표 PAPR을 만족시키고 있는 것을 알 수가 있다.

상기와 같은 멀티 그라디언트 알고리즘을 사용하는 톤 예약(TR) 방식은, IFFT를 통과한 신호의 소정값 이상인 피크들을 클리핑하기 위한 신호들을 누적 저장하고, 상기 누적 저장된 신호와 상기 IFFT를 통과한 신호를 가산하여 PAPR를 저감하는 방식으로, 피크들을 동시에 클리핑하기 때문에 연산량을 현저히 줄일수 있다.

한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

이상에서 상술한 바와 같이, 종래의 그라디언트 알고리즘은 하나의 최대 피크를 찾아 목표 수준 이하로 줄이는 과정을 반복하기 때문에 목표 수준 이상의 피크 수만큼 반복 처리가 필요한 반면, 본 발명에 따른 멀티 그라디언트 알고리즘은 목표 수준 이상의 피크들을 동시에 목표 수준 이하로 감소하기 때문에 기존의 반복 처리로 인해 발생하는 연산량과 처리 시간을 현저히 단축할수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 직교 주파수 분할다중 통신 시스템에서 송신기와 수신기의 구성을 도시하는 도면.

도 2는 종래기술에 따른 톤 예약(TR) 방식을 사용하는 송신기의 구성을 도시하는 도면.

도 3은 도 2의 구성에서 그라디언트 알고리즘부의 상세 구성을 도시하는 도면.

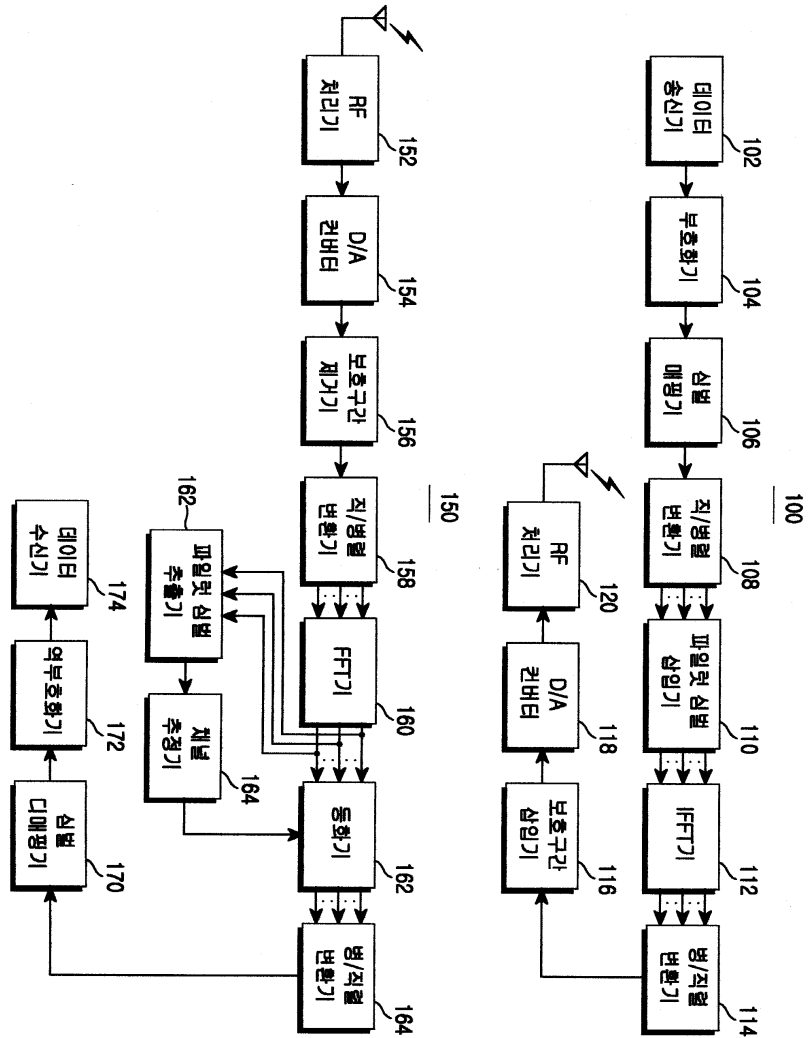
도 4는 본 발명의 실시예에 따른 멀티 그라디언트 알고리즘을 수행하기 위한 장치를 도시하는 도면.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 멀티 그라디언트 알고리즘을 수행하기 위한 절차를 도시하는 도면.

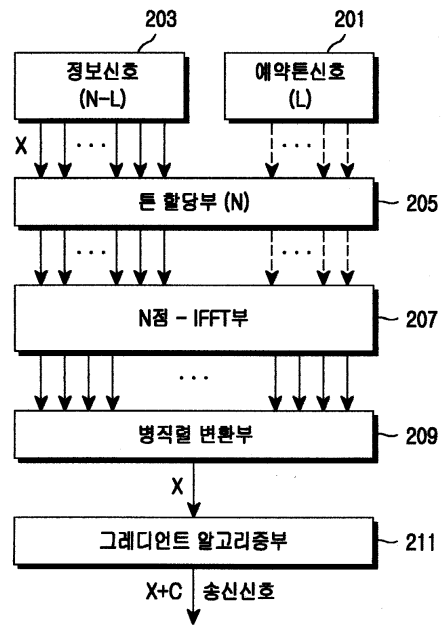
도 6 내지 8은 본 발명에 따른 멀티 그래디언트 알고리즘을 수행할 때, 파형 변화를 도시하는 도면.

도면

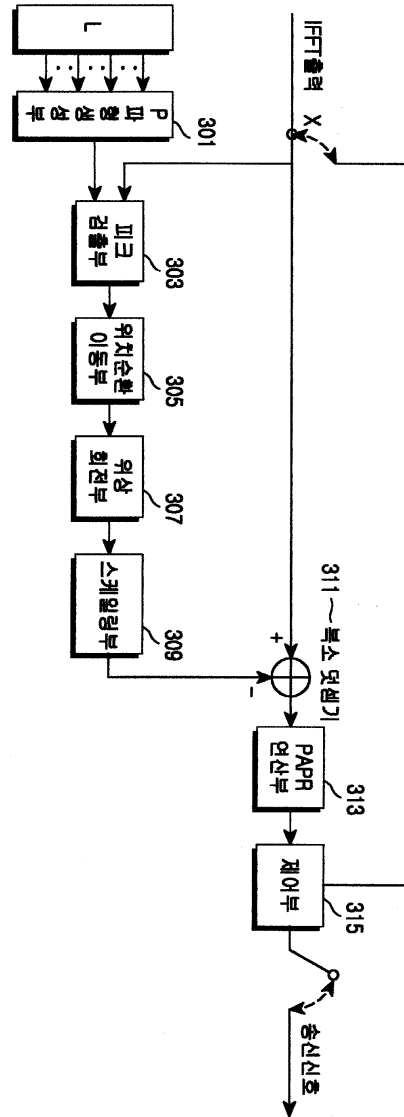
도면1



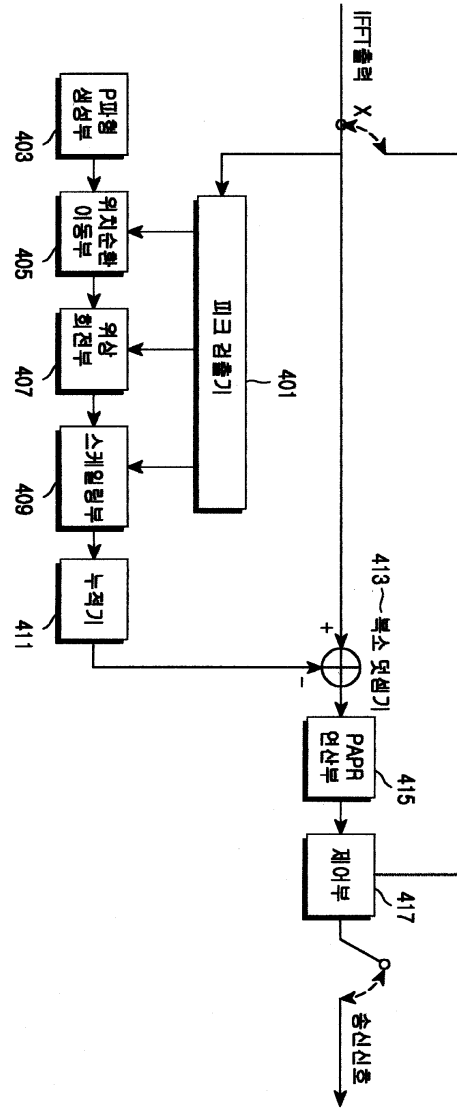
도면2



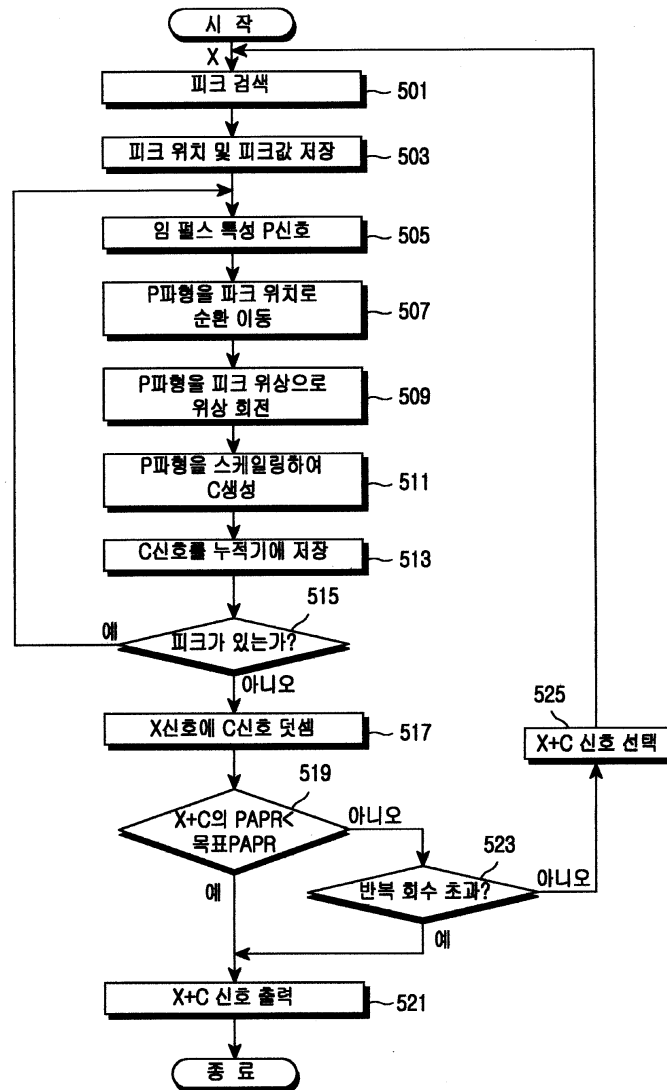
도면3



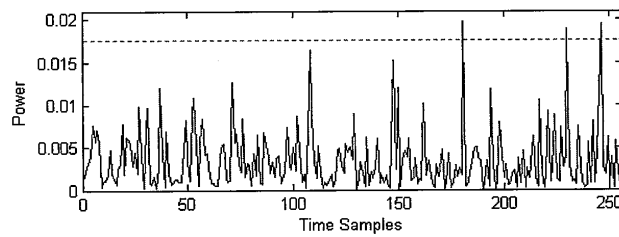
도면4



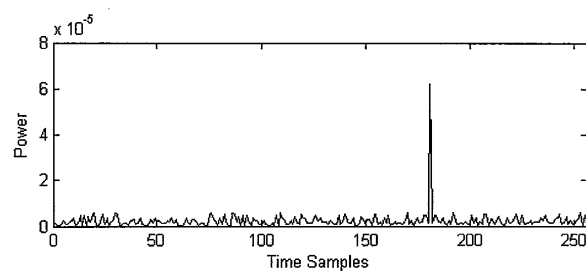
도면5



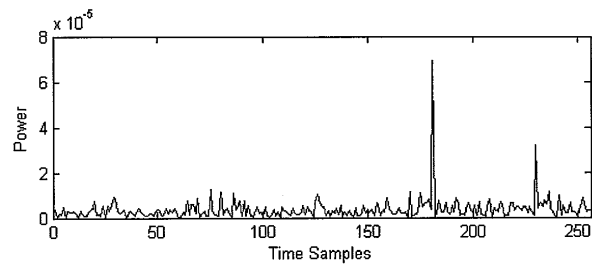
도면6



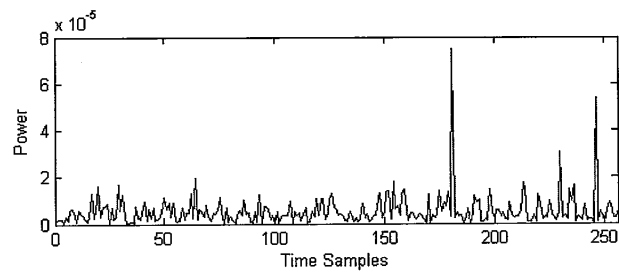
도면7a



도면7b



도면7c



도면8

