



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0089410
(43) 공개일자 2016년07월27일

- | | |
|---|--|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/02 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)</p> <p>(52) CPC특허분류
H04L 25/0204 (2013.01)
H04L 25/022 (2013.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2016-7016011</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2014년11월25일
심사청구일자 없음</p> <p>(85) 번역문제출일자 2016년06월15일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/US2014/067426</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2015/081107
국제공개일자 2015년06월04일</p> <p>(30) 우선권주장
61/909,252 2013년11월26일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인
플러스엔, 엘엘씨
미국 뉴욕주 10523 엘름스포트 175 클리어블록 로드</p> <p>(72) 발명자
테리 존 데이비드
미국 22003 버지니아주 애넌데일 알파인 드라이브 6904</p> <p>(74) 대리인
유미특허법인</p> |
|---|--|

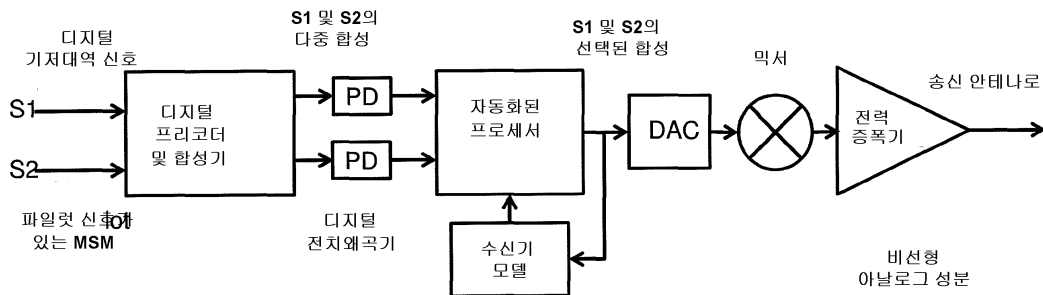
전체 청구항 수 : 총 80 항

(54) 발명의 명칭 **무선 주파수 캐리어 집성을 위한 시스템 및 방법**

(57) 요약

공통 무선 주파수 송신기에서의 복수 개의 무선 통신 신호의 집성을 위한 시스템 및 방법. 채널 상태를 추정하는 파일럿 신호 및 모바일 수신기와의 효율적 신호 복조를 가능하게 하는 통신 프로토콜을 가지는 한 주파수 대역 내의 다중 서브채널 다중화된(MSM) 신호가 다른 신호와 합성된다. 송신기에 있는 자동화된 디지털 프로세서는 MSM을 변경하여, 변경을 규정하는 추가적 부가 정보를 송신할 필요가 없이, 시스템 프로토콜 내에서 모든 송신된 신호가 양호하게 수신되게 할, 대안들로부터 선택된 합성된 신호의 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키도록 한다. 대안의 범위는 파일럿 신호를 교란시키는 변경을 포함한다. 맞춤 기준은 합성의 피크-평균 전력비를 최소화하는 것을 포함할 수도 있고, 신호 변경은 이전 파일럿 신호들과의 호환성을 유지하면서, 신호의 시간-도메인 표현의 일부의 순환식 치환(cyclic permutation)을 포함할 수도 있다.

대표도 - 도15



(52) CPC특허분류

H04L 27/2614 (2013.01)
H04L 27/2618 (2013.01)
H04L 27/2621 (2013.01)
H04L 27/2624 (2013.01)
H04L 27/2626 (2013.01)
H04L 27/2649 (2013.01)
H04L 27/2657 (2013.01)
H04L 5/0007 (2013.01)
H04L 5/001 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

각각의 서브채널에서 변조된 정보를 가지는 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호(multiplexed signal)를 포함하는 신호들과 변조 신호(modulated signal)의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 방법으로서,

송신기로부터 수신기로 상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 통해 선결정된 프로토콜에 따라 통신될 정보를 수신하는 단계로서, 상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는 파일럿 신호를 포함하고, 상기 파일럿 신호는 변동하는 통신 채널 상태에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하는 것인, 단계;

상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성에 대한 상기 수신기의 모델을 메모리에 저장하는 단계로서, 상기 모델은, 상기 합성의 상태에서의 이용가능한 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 상기 정보를 복조하는 수신기 능력 및 이용가능한 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한 것인, 단계; 및

자동화된 프로세서를 사용하여, 적어도 하나의 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 각각의 서브채널로부터의 정보를 복조하기 위해 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준(fitness criterion)을 충족시키는 신호들의 합성을 규정하는 단계를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 방법은,

합성된 파형들의 복수 개의 세트를 형성하는 단계로서, 각각의 합성된 파형은 상기 적어도 하나의 파라미터의 각각의 값에서의 다중 서브채널 다중화 신호와 변조 신호의 각각의 합성을 나타내는, 단계를 더 포함하고,

상기 규정하는 단계는, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는 각각의 규정된 파형을 선택하는 단계를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 3

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 맞춤 기준은, 상기 신호들의 합성 내의 상기 변조 신호에 대한 수신기에서의 피크-평균 전력비 및 예측된 에러율 중 적어도 하나를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 4

제 1 항 내지 제 3 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 변조 신호는 제 2 정보로 변조되고,

상기 자동화된 프로세서는, 상기 변조 신호로부터의 상기 제 2 정보의 복조를 허용하도록 예측되는 방식으로 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성을 더 규정하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 5

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 하나의 파라미터의 상이한 값에 기초한 제 1 합성 및 제 2 합성은, 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍에 대하여 상이한, 합성 파형 제어 방법.

청구항 6

제 1 항 내지 제 5 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 파라미터의 상이한 값을 가지는 제 1 합성 및 제 2 합성은, 개별 신호의 주파수 성분의 상대 위상에 대하여 상이한, 합성 파형 제어 방법.

청구항 7

제 1 항 내지 제 6 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호는 적어도 하나의 직교 주파수 분할 다중화 신호를 포함하고, 상기 변조 신호는 직교 주파수 분할 다중화 신호를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 8

제 1 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호는, IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, LTE-어드밴스드(LTE-Advanced) 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 이루어진 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능한 직교 주파수 분할 다중화된 스트림이고,

상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는, 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신될 필요 없이 적어도 두 개의 각각 다른 합성을 복조할 수 있는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 9

제 1 항 내지 제 8 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 10

제 1 항 내지 제 9 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응하고, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준은 피크-평균 전력비(peak to average power ratio; PAPR)를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 11

제 1 항 내지 제 10 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 초전도 디지털 논리 회로를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 12

제 1 항 내지 제 11 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 맞춤 기준을 충족시키는 것은, 각각의 합성의 동적 범위에 대해 분석하는 것을 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 13

제 1 항 내지 제 12 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 맞춤 기준을 충족시키는 것은, 상기 신호들 중 적어도 하나에 대한 기준 수신기 디자인의 예측된 에러율에 대하여 분석하는 것을 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 14

제 1 항 내지 제 13 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 맞춤 기준을 충족시키는 것은, 합성된 파형의 피크-평균 전력비 및 신호들 중 하나에 대한 수신기의 예측된 에러율에 대하여 분석하는 것을 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 15

제 1 항 내지 제 14 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 맞춤 기준을 충족시키는 것은, 각각의 합성의 클리핑 왜곡을 분석하는 것을 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 16

제 1 항 내지 제 15 항 중 어느 한 항에 있어서,

합성된 파형은 신호들의 합성 중 임의의 것의 대응하는 데이터 레이트보다 더 높은 데이터 레이트에서 샘플링되는 디지털 표현인, 합성 파형 제어 방법.

청구항 17

제 1 항 내지 제 16 항 중 어느 한 항에 있어서,

신호들의 규정된 합성은 중간 주파수 표현의 디지털 표현으로서 통신되는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 18

제 1 항 내지 제 17 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 방법은,

디지털 기저대역 신호를 규정된 합성으로 변환하기 위한 파라미터의 세트를 출력하는 단계를 더 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 19

제 1 항 내지 제 18 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 방법은,

신호들의 규정된 합성 중 약 125 MHz 아래의 주파수에 있는 중간 주파수 및 약 500 MHz보다 더 큰 주파수에 있는 무선 주파수 표현 중 적어도 하나를 전치왜곡시키는(predistorting) 단계를 더 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 20

제 1 항 내지 제 19 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전치왜곡은 아날로그 비-선형성, 송신 채널 장애, 및 신호들의 합성을 사용하여 통신하는 아날로그 무선 통신 시스템의 수신기 특성 중 하나 이상의 적어도 일부를 보상하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 21

제 1 항 내지 제 20 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전치왜곡은 신호들의 규정된 합성을 증폭하는 전력 증폭기의 비선형 왜곡을 보상하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 22

제 1 항 내지 제 21 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 하나의 파라미터의 값이 적응적 룩업 테이블 메모리를 사용하여 파형을 생성하도록 사용되는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 23

제 1 항 내지 제 22 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 두 개의 신호의 각각은 순환식 전치부(cyclic prefix)를 가지는 주파수 도메인 다중화 신호를 포함하고, 적어도 하나의 파라미터는 순환식 시간 천이를 포함하며, 상기 규정하는 단계는 각각의 순환식 시간 천이에서 상이한 적어도 두 개의 교번하는 표현(alternate representations)을 규정하는 단계를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 24

제 1 항 내지 제 23 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 두 개의 신호 각각은 통신 프로토콜을 준수하는 직교 주파수 분할 다중화 신호로서 수신되고, 신호 중 적어도 하나는 상기 적어도 하나의 파라미터에 따라 상이한 적어도 두 개의 교번하는 표현을 생성하도록 변경되고, 적어도 하나의 맞춤 기준은 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함하며, 상기 규정하는 단계는 최저 피크-평균 전력비를 나타내는 합성을 선택하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 25

제 1 항 내지 제 24 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신기의 모델은 상기 적어도 하나의 맞춤 기준에 따른 추가 평가를 위하여 선택되는 상기 적어도 하나의 파라미터의 수락가능한 값을 규정하는 데에 있어서 이전 파일럿 신호를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 26

제 1 항 내지 제 25 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신기의 모델은 현재의 파일럿 신호가 이용가능하지 않은 시간 기간 동안 기준 신호를 생성하기 위하여 이전 파일럿 신호의 외삽(extrapolation)을 사용하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 27

제 1 항 내지 제 26 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 단일-명령 다중 데이터 아키텍처 범용 그래픽 처리 유닛을 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 28

제 1 항 내지 제 27 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 합성에 대한 맞춤 기준의 평가는 상기 파라미터의 다른 값에 대하여 병렬로 구현되는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 29

제 1 항 내지 제 28 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 프로그램가능 게이트 어레이를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 30

제 1 항 내지 제 29 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호 및 변조 신호의 각각은 통신 프로토콜을 준수하는 직교 주파수 분할 다중화 신호로서 수신되고, 신호 중 적어도 하나는, 상기 통신 프로토콜 외의 추가 정보의 수신을 요구하지 않고 상기 프로토콜과 호환가능한 수신기에 의하여 각각 복조될 수 있는 적어도 두 개의 교번하는 표현을 생성하도록 변경되며, 상기 적어도 하나의 기준은 상기 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 31

제 1 항 내지 제 30 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 다중 서브채널 다중화 신호는 정보를 동시에 통신하는 다른 주파수에서 복수 개의 서브반송파를 가지는 직교 주파수 다중화 신호 이고;

다중 서브채널 다중화 신호 및 변조 신호는 각각, 다른 통신 주파수 채널 내에 있고, 비선형 왜곡을 가지는 적어도 하나의 아날로그 신호 처리 컴포넌트 내에서 합성된 아날로그 신호로서 처리되며;

다중 서브채널 다중화 신호는, 채널 상태를 추정하기 위하여 상기 파일럿 신호를 다른 시간에서 그리고 다른 주파수에서 복수 개의 서브반송파에 선택적으로 삽입하는 선결정된 프로토콜을 준수하고;

적어도 하나의 파라미터는 다중 서브채널 다중화 신호를 나타내는 디지털 데이터의 순환식 천이를 포함하고, 상기 수신기의 모델은 파일럿을 적어도 검출하고 적어도 두 개의 다른 순환식 천이에 노출되는 상기 채널 상태를 추정하도록, OFDM 프로토콜을 준수하는 수신기의 능력을 예측하며;

상기 적어도 하나의 맞춤 기준은 상기 아날로그 신호 처리 컴포넌트에서의 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성의 비선형 왜곡에 의존하는, 합성 파형 제어 방법.

청구항 32

각각의 복수 개의 신호 성분을 가지고 정보를 전달하는 적어도 두 개의 신호들의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 장치로서,

상기 적어도 두 개의 신호를 규정하는 정보를 수신하도록 구성되는 입력 포트;

자동화된 프로세서로서:

수신기가 채널 상태를 추정하도록 허용하기 위해, 변환 파라미터 및 파일럿 신호 정보의 금지된 합성을 가지는 변환의 범위 내에서, 주파수가 변하고 시간에 걸쳐 선택적으로 통신되는 파일럿 신호 정보와 함께, 신호들 중 제 1 신호를 전달된 정보의 적어도 두 개의 표현으로 변환하고,

전달된 정보를 나타내는 적어도 두 개의 교번하는 합성을 규정하도록, 신호들 중 제 1 신호의 변환된 표현을 신호들 중 제 2 신호와 함께 합성하며,

선결정된 기준을 충족시키고, 상기 수신기가 채널 상태를 적어도 추정하도록 허용하는 하나의 합성을 선택하도록 구성되는, 자동화된 프로세서; 및

상기 선결정된 기준을 충족시키는 상기 변환된 표현의 선택된 하나의 합성을 포함하는 각각의 합성된 파형을 나타내는 정보를 출력하도록 구성되는 출력 포트를 포함하는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 33

제 32 항에 있어서,

적어도 두 개의 표현 중 제 1 표현 및 적어도 두 개의 표현 중 제 2 표현은, (a) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍 및 (b) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 상대 위상 중 적어도 하나에 대하여 상이하고,

적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함하는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 34

제 32 항 내지 제 33 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 하나의 신호는, IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 이루어진 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능한 직교 주파수 분할 다중화된 스트림이고,

상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는, 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신될 필요 없이 적어도 두 개의 각각 다른 합성을 복조할 수 있는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 35

제 32 항 내지 제 34 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 두 개의 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이하고, 상기 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비를 포함하며, 최저 피크-평균 전력비를 초래하는 교번하는 표현이 합성에 대하여 선택되는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 36

제 32 항 내지 제 35 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 초전도 디지털 논리 회로를 포함하는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 37

제 32 항 내지 제 36 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 아날로그 비-선형성, 송신 채널 장애, 및 선택된 적어도 하나의 합성을 사용하여 통신하는 아날로그 무선 통신 시스템의 수신기 특성 중 하나 이상의 적어도 일부를 보상하기 위하여 전치왜곡시키도록 구성되는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 38

제 32 항 내지 제 37 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 프로그램가능 로직 디바이스를 포함하는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 39

제 32 항 내지 제 38 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 단일-명령 다중 데이터 아키텍처 범용 그래픽 처리 유닛을 포함하는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 40

제 32 항 내지 제 39 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 선택된 적어도 하나의 합성의 중간 주파수 및 무선 주파수 표현 중 적어도 하나를 전치왜곡시키도록 더 구성되는, 합성 파형 제어 장치.

청구항 41

한 채널 내의 동시 위상 및/또는 진폭 변조된 성분들의 세트를 각각 포함하는 복수 개의 신호를 각각의 복수의 채널 내에 합성하는 장치로서,

프로세서로서:

상기 복수 개의 신호들 각각을 규정하는 정보를 수신하고;

적어도 하나의 신호의 표현을 복수 개의 다른 방법으로 변환하며 - 각각의 변환된 표현은 동일한 정보를 나타냄 -,

적어도 두 개의 다른 맞춤 기준들에 대하여, 각각의 변환된 표현과 적어도 하나의 다른 신호를 규정하는 정보와의 각각의 합성을 분석하고,

적어도 하나의 각각의 합성을, 상기 적어도 두 개의 다른 맞춤 기준들에 대한 상기 분석에 맞춤되는 것으로 선택하도록 구성되는, 프로세서; 및

선택된 적어도 하나의 각각의 합성의 식별, 선택된 적어도 하나의 각각의 합성, 및 상기 선택된 적어도 하나의 각각의 합성을 규정하는 정보 중 적어도 하나를 제공하도록 구성되는 출력 포트를 포함하고,

상기 기준들 중 적어도 하나는 통신 채널의 채널 상태를 추정하는 수신기의 예측된 능력에 관련되고, 적어도 하

나의 변환된 표현은 통신 채널의 채널 상태를 성공적으로 추정하는 상기 수신기의 능력에 장애를 일으키는 (impair), 신호 합성 장치.

청구항 42

제 41 항에 있어서,

기준들 중 적어도 하나는 표현들 내의 파일럿 시퀀스에 기초하여 통신 채널의 채널 상태를 추정하는 수신기의 예측된 능력에 관련되는, 신호 합성 장치.

청구항 43

제 41 항 또는 제 42 항에 있어서,

한 채널 내의 동시 위상 및/또는 진폭 변조된 성분들의 세트는 각각 직교하는, 신호 합성 장치.

청구항 44

제 41 항 내지 제 43 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 변환된 표현은 복수 개의 각각 다른 순환식 천이에 의하여 변환되는, 신호 합성 장치.

청구항 45

제 41 항 내지 제 44 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 두 개의 맞춤 기준들 중 적어도 하나는 피크-평균 전력비를 포함하는, 신호 합성 장치.

청구항 46

제 41 항 내지 제 45 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 선택은 적어도 두 개의 기준들 각각을 충족시키는 각각의 합성에 대한 것인, 신호 합성 장치.

청구항 47

제 41 항 내지 제 46 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 복수 개의 신호는 직교 주파수 분할 다중화 신호를 각각 포함하고;

상기 각각의 합성은 (a) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍 및 (b) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 상대 위상 중 적어도 하나에 대하여 상이한 변환된 표현의 제 1 합성 및 제 2 합성을 포함하며;

적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비를 포함하고;

선택된 적어도 하나의 각각의 합성은 임계 피크-평균 전력비 바로 아래인 합성을 포함하는, 신호 합성 장치.

청구항 48

제 41 항 내지 제 47 항 중 어느 한 항에 있어서,

각각의 변환된 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이하고,

한 채널 내의 동시 위상 및/또는 진폭 변조된 성분의 세트는 IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 구성된 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능하며,

상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신되도록 요구하지 않으면서 상기 적어도 두 개의 각각 다른 각각의 합성을 복조할 수 있고, 각각의 변환된 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이하며, 적어도 두 개의 기준들은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함하고,

임계 최대 피크-평균 전력비 내의 피크-평균 전력비를 초래하는 교변하는 표현이 합성에 대하여 선택되는, 신호 합성 장치.

청구항 49

제 41 항 내지 제 48 항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 프로세서는 초전도 디지털 회로 로직을 포함하는, 신호 합성 장치.

청구항 50

제 41 항 내지 제 49 항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 프로세서는 프로그램가능 로직 디바이스를 포함하는, 신호 합성 장치.

청구항 51

제 41 항 내지 제 50 항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 프로세서는 증폭기의 모델 내의 각각의 합성의 비선형 왜곡을 분석하고, 또한 선택된 적어도 하나의 각각의 합성을 전치왜곡시키는, 신호 합성 장치.

청구항 52

각각의 서브채널에서 변조된 정보를 가지는 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 포함하는 신호들과 변조 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 시스템으로서,

송신기로부터 수신기로 상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 통해 선결정된 프로토콜에 따라 통신될 정보를 수신하도록 구성되는 입력부로서, 상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는, 변동하는 통신 채널 컨디션에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하기 위한 파일럿 신호를 포함하는, 입력부;

상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성으로부터, 상기 정보를 복조하는 채널 상태를 추정하는 능력에 대한 상기 수신기의 모델을 저장하도록 구성되는 메모리;

적어도 하나의 자동화된 프로세서로서:

적어도 하나의 파라미터에 대하여 상이한, 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호의 상이한 합성의 복수 개의 교번하는 표현을 규정하고 - 상기 적어도 하나의 파라미터는 상기 수신기에 의하여 채널 상태를 추정하는 능력에 장애를 일으키는 적어도 하나의 값을 포함하는 범위를 가짐-

상이한 합성들의 규정된 복수 개의 교번하는 표현에 대하여, 채널 상태에 대한 충분한 수신기 추정을 허용하고 각각의 서브채널로부터의 정보를 복조하도록 상기 모델에 기초하여 예측되는, 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호의 적어도 하나의 합성을 선택하도록 구성되는, 자동화된 프로세서를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 53

제 52 항에 있어서,
 상기 적어도 하나의 자동화된 프로세서는, 합성된 파형들의 복수 개의 세트를 형성하고 - 각각의 합성된 파형은 상기 적어도 하나의 파라미터의 각각의 값에서의 다중 서브채널 다중화 신호와 변조 신호의 각각의 합성을 나타냄-, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족하는 적어도 하나의 합성을 선택하도록 더 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 54

제 52 항 또는 제 53 항에 있어서,
 상기 적어도 하나의 맞춤 기준은 피크-평균 전력비를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 55

제 52 항 내지 제 54 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 변조 신호는 제 2 정보로 변조되고,

상기 자동화된 프로세서는, 상기 변조 신호로부터의 상기 제 2 정보의 복조를 허용하도록 예측되는 방식으로 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성을 규정하도록 더 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 56

제 52 항 내지 제 55 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 하나의 파라미터의 상이한 값에 기초한 제 1 합성 및 제 2 합성은, 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍에 대하여 상이한, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 57

제 52 항 내지 제 56 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 파라미터의 상이한 값을 가지는 제 1 합성 및 제 2 합성은, 개별 신호의 주파수 성분의 상대 위상에 대하여 상이한, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 58

제 52 항 내지 제 57 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호는 적어도 하나의 직교 주파수 분할 다중화 신호를 포함하고, 상기 변조 신호는 직교 주파수 분할 다중화 신호를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 59

제 52 항 내지 제 58 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호는, IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다중링크 프로토콜, LTE-어드밴스드(LTE-Advanced) 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 이루어진 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능한 직교 주파수 분할 다중화된 스트림이고,

상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는, 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신될 필요 없이 적어도 두 개의 각각 다른 합성을 복조할 수 있는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 60

제 52 항 내지 제 59 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 61

제 52 항 내지 제 60 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응하고, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준은 피크-평균 전력비를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 62

제 52 항 내지 제 61 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 초전도 디지털 논리 회로를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 63

제 52 항 내지 제 62 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 각각의 합성의 동적 범위에 대하여, 적어도 하나의 맞춤 기준에 기초하여 선택하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 64

제 52 항 내지 제 63 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 신호들 중 적어도 하나에 대한 기준 수신기 디자인의 예측된 에러율에 대하여, 적어도 하나의 맞춤 기준에 기초하여 선택하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 65

제 52 항 내지 제 65 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 합성된 파형의 피크-평균 전력비 및 신호들 중 하나에 대한 수신기의 예측된 에러율에 대하여, 적어도 하나의 맞춤 기준에 기초하여 선택하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 66

제 52 항 내지 제 65 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 각각의 합성의 클리핑 왜곡에 대하여, 적어도 하나의 맞춤 기준에 기초하여 선택하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 67

제 52 항 내지 제 66 항 중 어느 한 항에 있어서,

합성된 파형은 신호들의 합성 중 임의의 것의 대응하는 데이터 레이트보다 더 높은 데이터 레이트에서 샘플링되는 디지털 표현인, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 68

제 52 항 내지 제 67 항 중 어느 한 항에 있어서,

신호들의 규정된 합성을 중간 주파수 표현의 디지털 표현으로서 제공하도록 구성되는 출력 포트들 더 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 69

제 52 항 내지 제 68 항 중 어느 한 항에 있어서,

디지털 기저대역 신호를 신호들의 규정된 합성으로 변환하기 위한 파라미터의 세트를 제공하도록 구성되는 출력 포트들 더 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 70

제 52 항 내지 제 69 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 신호들의 규정된 합성 중 약 125 MHz 아래의 주파수에 있는 중간 주파수 및 약 500 MHz보다 더 큰 주파수에 있는 무선 주파수 표현 중 적어도 하나를 전치왜곡시키도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 71

제 52 항 내지 제 70 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 아날로그 비-선형성, 송신 채널 장애, 및 신호들의 합성을 사용하여 통신하는 아날로그 무선 통신 시스템의 수신기 특성 중 하나 이상의 적어도 일부를 보상하기 위하여 전치왜곡시키도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 72

제 52 항 내지 제 71 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는, 신호들의 규정된 합성을 증폭하는 전력 증폭기의 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 전

치왜곡시키도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 73

제 52 항 내지 제 72 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 두 개의 신호의 각각은 순환식 전치부(cyclic prefix)를 가지는 주파수 도메인 다중화 신호를 포함하고, 적어도 하나의 파라미터는 순환식 시간 천이를 포함하며, 상기 자동화된 프로세서는 각각의 순환식 시간 천이에 서 상이한 적어도 두 개의 교번하는 표현을 규정하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 74

제 52 항 내지 제 73 항 중 어느 한 항에 있어서,

적어도 두 개의 신호 각각은 통신 프로토콜을 준수하는 직교 주파수 분할 다중화 신호로서 수신되고, 신호 중 적어도 하나는 상기 적어도 하나의 파라미터에 따라 상이한 적어도 두 개의 교번하는 표현(alternate representation)을 생성하도록 변경되고, 상기 자동화된 프로세서는, 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함하는 적어도 하나의 맞춤 기준에 따라서 선택하고, 사전결정된 임계를 초과하지 않는 피크-평균 전력비를 나타내는 합성을 선택하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 75

제 52 항 내지 제 74 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신기의 모델은 이전 파일럿 신호를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 76

제 52 항 내지 제 75 항 중 어느 한 항에 있어서,

적응적 특업 테이블을 더 포함하고, 상기 자동화된 프로세서는 적어도 하나의 합성의 선택을 위하여 상기 특업 테이블로부터 값들을 추출하도록 구성되는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 77

제 52 항 내지 제 76 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 단일-명령 다중 데이터 아키텍처 범용 그래픽 처리 유닛을 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 78

제 52 항 내지 제 77 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자동화된 프로세서는 프로그램가능 게이트 어레이를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 79

제 52 항 내지 제 78 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 다중 서브채널 다중화 신호는 정보를 동시에 통신하는 다른 주파수에서 복수 개의 서브반송파를 가지는 직교 주파수 다중화 신호 이고;

다중 서브채널 다중화 신호 및 변조 신호는 각각, 다른 통신 주파수 채널 내에 있고, 비선형 왜곡을 가지는 적어도 하나의 아날로그 신호 처리 컴포넌트 내에서 합성된 아날로그 신호로서 처리되며;

다중 서브채널 다중화 신호는, 채널 상태를 추정하기 위하여 상기 파일럿 신호를 다른 시간에서 그리고 다른 주파수에서 복수 개의 서브반송파에 선택적으로 삽입하는 선결정된 프로토콜을 준수하고;

적어도 하나의 파라미터는 다중 서브채널 다중화 신호를 나타내는 디지털 데이터의 순환식 천이를 포함하고, 상기 수신기의 모델은, 파일럿을 적어도 검출하고 적어도 두 개의 다른 순환식 천이에 노출되는 상기 채널 상태를 추정하도록, OFDM 프로토콜을 준수하는 수신기의 능력을 상기 자동화된 프로세서가 예측하게 허용하도록 구성되

며;

상기 자동화된 프로세서는, 상기 아날로그 신호 처리 컴포넌트에서의 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성의 비선형 왜곡에 의존하는 적어도 하나의 맞춤 기준에 따라서 상기 적어도 하나의 합성을 선택하는, 합성 파형 제어 시스템.

청구항 80

송신기로부터 수신기로 통신될, 선결정된 프로토콜에 따른 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호 및 변조 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 시스템으로서,

상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는 파일럿 신호로서, 변동하는 통신 채널 컨디션에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하기 위한 파일럿 신호를 포함하고, 상기 시스템은,

상기 합성의 상태에서의 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 정보를 복조하는 수신기 능력 및 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한, 메모리 내의 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성에 의존하는, 메모리에 저장된 수신기의 모델; 및

적어도 하나의 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 상기 정보를 복조하는 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는, 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성을 규정하도록 구성되는 자동화된 프로세서를 포함하는, 합성 파형 제어 시스템.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선-주파수 신호의 무선 통신 분야에 관한 것이다. 특히, 본 발명은, 예를 들어 수신기 측에서의 이것의 피크-평균 전력비 또는 추정된 에러를 감소시키기 위하여 합성된 신호를 제어하는 것에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 모바일 무선 통신용 공통 신호 포맷은 직교 주파수-도메인 다중화(orthogonal frequency-domain multiplexing; OFDM) (예를 들어, en.wikipedia.org/Orthogonal_frequency-division_multiplexing 참조), 및 직교 주파수-도메인 다중 액세스(orthogonal frequency-domain multiple access; OFDMA)와 같이 밀접하게 연관된 포맷이다. OFDM 채널에서 전달되는 신호에 대하여, 이것은 주파수 도메인에서 좁고 인접한 서브채널들의 번들로 특징지어지고, 시간 도메인에서는 각각 시간 T를 가지고 보호 구간(guard interval) ΔT (도 1 참조)에 의하여 서로 분리되는 상대적으로 느린 일련의 OFDM 심볼들로 특징지어진다. 각각의 심볼 앞의 보호 구간 내에는, 시간 상에서 순환식으로 천이되는 심볼 기간내의 동일한 신호로 이루어지는 순환식 전치부(cyclic prefix; CP)가 존재한다. 이러한 CP는 다중경로, 즉, 고층 빌딩, 언덕 등과 같이 지표에 설치된 큰 대상물로부터 반사되는 무선-주파수 신호들이 존재할 경우의 정밀한 시간 동기화에 대한 수신된 신호의 민감도를 감소시키도록 설계된다. 주어진 심볼이 다소의 시간 지연(ΔT 미만)을 가지고 수신되면, 이것은 여전히 에러가 없이 수신될 것이다. OFDM "페이로드"와 연관된 데이터 심볼에 추가하여, 통상적으로 타이밍 및 다른 표준을 구축하는 "프리앰블" 신호도 역시 존재한다. 프리앰블은 도 1 에는 도시되지 않는 자기 자신의 CP를 가질 수도 있다.

[0003] 프리앰블에 추가하여, 통상적으로 파일럿 심볼(또한 트레이닝 심볼이라고도 불림)의 세트가 페이로드에 있는 데이터 심볼들 사이에서 인터리빙된다(시간 및 주파수에서). 이러한 파일럿 심볼은 수신기측에서의 타이밍, 채널 추정, 및 신호 등화를 더욱 정밀하게 하기 위하여 프리앰블과 함께 사용된다. 시간 및 주파수에서 페이로드 내의 파일럿 심볼의 특정한 배치는 다양한 OFDM 표준 프로토콜 사이에서 상이할 수도 있다. 시간-주파수 리소스 그리드 내의 파일럿 심볼이 배치되는 통상적 예가 "장기 진화(LTE)"라고 알려진 프로토콜에 대하여 도 2 에 도시된다. (예를 들어, 추가 정보에 대해서는 참조) 여기에서 파일럿 심볼들은 8 개의 심볼 기간마다 반복되는 패턴을 가지고 4 개의 다른 주파수에 위치된다. 이렇게 되면 수신기는 다양한 파일럿 심볼의 보간을 사용하여, 전체 리소스 그리드에 걸친 시변 채널 추정에 대한 정보를 획득할 수 있다.

[0004] OFDM에서, 서브-캐리어 주파수들은 서브-캐리어들이 서로 직교하도록 선택되는데, 이것은 서브-채널들 사이의

크로스-토크가 제거되고 서브-캐리어간 보호 대역(guard band)이 요구되지 않는다는 것을 의미한다. 이렇게 되면 송신기 및 수신기 양자 모두의 디자인이 크게 단순화된다; 종래의 FDM과 다르게, 각각의 서브-채널에 대한 별개의 필터는 요구되지 않는다. 직교성이 있으려면 서브-캐리어 스페이싱이 $\Delta f = k/(T_U)$ 헤르츠여야 하는데, 여기에서 T_U 초는 유용한 심볼 지속기간(수신기 측 윈도우 사이즈)이고, k 는 양의 정수이며 통상적으로 1 과 같다. 그러므로, N 개의 서브-캐리어에 대하여, 총통과대역 대역폭은 $B \approx N \cdot \Delta f(\text{Hz})$ 가 될 것이다. 또한 직교성이 있으면 스펙트럼 효율이 높아지며, 총 심볼 레이트가 나이퀴스트 레이트에 가까워진다. 거의 모든 이용가능한 주파수 대역이 이용될 수 있다. OFDM은 일반적으로 거의 "백색인" 스펙트럼을 가지며, 다른 공채널 사용자들에 대해 양호한 전자기 간섭 특징을 제공한다.

- [0005] 두 개의 OFDM 신호들이 합성되면, 일반적으로 비-직교 신호가 얻어진다. 단일 OFDM 신호의 대역으로 한정된 수신기는 일반적으로 채널의 신호에 의해서는 영향받지 않는 반면에, 이러한 신호들이 공통 전력 증폭기를 통과하면, 아날로그 시스템 컴포넌트의 내재적 비선형성에 기인한 상호작용이 생긴다.
- [0006] OFDM은 수신기 및 송신기 사이에 매우 정확한 주파수 동기화가 일어날 것을 요구한다; 주파수 편차가 있으면 서브-캐리어들은 더 이상 직교하지 않고, 캐리어간 간섭(inter-carrier interference; ICI), 즉 크로스-토크가 서브-캐리어들 사이에 생기게 한다. 주파수 오프셋들은 통상적으로 불일치된 송신기 및 수신기 발진기들에 의하여, 또는 움직임으로 인한 도플러 천이에 의하여 생긴다. 비록 도플러 천이 하나만은 수신기에 의하여 보상될 수도 있지만, 다중경로와 합성되면 상황은 악화되는데, 그 이유는 반사파가 다양한 주파수 오프셋에서 나타날 것이기 때문이고, 이것은 정정하기가 훨씬 더 어렵다.
- [0007] 직교성에 의하여 수신기 측에 고속 푸리에 변환(FFT) 알고리즘을 사용하고, 전송기 측에서 역 FFT(IFFT)를 사용하여 효율적인 변조기 및 복조기 구현형태가 가능해진다. FFT 알고리즘이 상대적으로 효율적이지만, 이것은 다소의 계산 복잡도를 가지고, 이러한 복잡도가 제한하는 인자가 될 수도 있다.
- [0008] OFDM의 하나의 중요한 원리는, 낮은 심볼 레이트 변조 방식(즉 심볼들이 채널 시간 특징과 비교할 때에 상대적으로 긴 경우)이 다중경로 전파에 기인한 심볼간 간섭을 덜 겪기 때문에, 단일 고-레이트 스트림 대신에 다수개의 저-레이트 스트림들을 병렬로 송신하는 것이 유리하다는 것이다. 각각의 심볼의 지속기간이 길기 때문에, OFDM 심볼들 사이에 보호 구간(guard interval)을 삽입하고, 따라서 심볼간 간섭을 제거하는 것이 가능하다. 또한 보호 구간은 펄스-성형(shaping) 필터가 불필요하게 하고, 시간 동기화 문제에 대한 민감도를 감소시킨다.
- [0009] 보호 구간 도중에 송신되는 순환식 전치부는 보호 구간에 복제된 OFDM 심볼의 단부로 이루어지며, 보호 구간은 OFDM 심볼 이전에 송신된다. 보호 구간이 OFDM 심볼의 단부의 복제본으로 이루어지는 이유는, 수신기가 FFT를 사용해서 OFDM 복조를 수행할 경우, 다중경로들 각각에 대한 정수 개의 사인파 사이클에 걸쳐 적분하게 하기 위한 것이다.
- [0010] 주파수-선택적 채널 컨디션의 효과, 예를 들어 다중경로 전파에 의하여 초래되는 페이딩은, 서브-채널이 충분히 협대역이라면, 즉 서브-채널들의 번호가 충분히 많다면 OFDM 서브-채널에 걸쳐 일정(평평)하다고 간주될 수 있다. 따라서 이전의 단일-캐리어 변조와 비교할 때 OFDM에서 수신기에서의 등화 작업이 훨씬 용이하게 된다. 등화기는 각각의 검출된 서브-캐리어(각각의 푸리에 계수)를 일정한 복소수로 또는 거의 변화되지 않는 값으로 승산하기만 하면 된다. 그러므로, 수신기들은 명시적 정보가 송신될 필요가 없이 신호의 이러한 변경에 대하여 일반적으로 여유가 있다.
- [0011] OFDM은 변함없이 채널 코딩(순방향 에러 정정)과 합성하여 사용되고, 거의 대부분의 경우에 주파수 및/또는 시간 인터리빙을 사용한다. 주파수(서브반송파) 인터리빙은 페이딩과 같은 주파수-선택적 채널 컨디션에 대한 저항성을 증가시킨다. 예를 들어, 채널 대역폭의 일부가 페이딩되면, 주파수 인터리빙은 대역폭의 페이딩된 부분에 있는 그러한 서브반송파로부터 초래될 비트 에러들이 축적되기보다 비트-스트림에서 확산되도록 보장한다. 이와 유사하게, 시간 인터리빙은, 비트-스트림 내에서 원래 서로 근접했던 비트들이 시간에 있어서 많이 떨어져서 송신되도록 보장함으로써, 고속으로 이동 중일 경우에 발생하는 심각한 페이딩을 완화시킨다. 그러므로, 등화 자체와 유사하게, 수신기는 통상적으로, 결과적으로 에러율을 증가시키지 않으면서 이러한 타입의 어느 정도의 변경에 대해 유연성을 가진다.
- [0012] OFDM 신호는 계산이 복잡한 역(고속) 푸리에 변환(IFFT)에 의하여 디지털 기저대역 데이터로부터 생성되고, 후술되는 바와 같이, 결과적으로 전체 심볼의 범위를 포함하는 세트에 대하여 상대적으로 높은 피크-평균 전력비(PAPR)를 가지는 신호를 생성한다. 이제 이러한 높은 PAPR은 더 낮은 PAPR을 가지는 신호에 대하여 설계된 시스템과 비교할 때, 일반적으로 전력 증폭기(PA)를 획득하고 동작시키는 비용을 증가시키고 통상적으로 더 큰 비

선형 왜곡이 생기게 한다. 이러한 비-선형성 때문에, 무엇보다도 클리핑 왜곡 및 변조간(intermodulation; IM) 왜곡이 생기게 되는데, 이것은 전력을 소모하고, 대역외 간섭을 일으키며, 가능하게는 수신기에서의 비트 에러율(BER)이 대응하게 증가함에 따른 대역내 간섭을 일으키는 효과를 가진다.

[0013] 전통적인 타입 OFDM 송신기에서, 신호 발생기는 여러 정정 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑을 입력 정보 비트 시퀀스에 수행하여 송신 심볼들을 생성한다. 송신 심볼은 직렬-병렬(S/P) 컨버터에서 직렬-병렬 변환을 겪고, 다중 병렬 신호 시퀀스로 변환된다. S/P 변환된 신호는 IFFT 유닛에서 역 고속 푸리에 변환된다. 신호는 병렬-직렬(P/S) 컨버터에서 병렬-직렬 변환을 겪기도 하고, 신호 시퀀스로 변환된다. 그러면, 보호 구간이 보호 구간(GI) 추가 유닛에 의하여 추가된다. 그러면 포맷팅된 신호는 무선 주파수로 업-컨버팅되고, 전력 증폭기에서 증폭되며, 마지막으로 OFDM 신호로서 무선 안테나에 의하여 송신된다.

[0014] 반면, 전통적인 타입 OFDM 수신기에서는, 무선 주파수 신호는 기저대역 또는 중간 주파수로 다운-컨버팅되고, 보호 구간이 보호 구간 제거 유닛에서 수신된 신호로부터 제거된다. 그러면, 수신된 신호는 S/P 컨버터에서 직렬-병렬 변환되고, 고속 푸리에 변환(FFT) 유닛에서 고속 푸리에 변환되고, 및 P/S 컨버터에서 병렬-직렬 변환된다. 그러면, 디코딩된 비트 시퀀스가 출력된다.

[0015] 각각의 OFDM 채널이 전력 증폭기(PA) 및 안테나 엘리먼트에서 중단되는 자기 자신의 송신 체인을 가지는 것이 통상적이다. 그러나, 몇 가지 경우들에서, 도 3 에 도시된 바와 같은 동일한 PA 및 안테나를 사용하여 두 개 이상의 별개의 OFDM 채널을 송신하는 것이 필요할 수도 있다. 이것은 가끔 "캐리어 집성(carrier aggregation)"이라고 불린다. 이것은 제한된 개수의 기저대역 타워가 있을 때, 시스템에 추가적 통신 대역폭이 생기게 할 수도 있다. 추가적 사용자 및 추가적 데이터 레이트 양자 모두에 대한 필요성이 있을 경우, 이진 매우 필요한 것이다. 두 개의 채널은 도 3 에 도시된 바와 같은 2-스테이지 업-컨버팅 프로세스를 사용하여 중간 주파수에서 합성될 수도 있다. 비록 실제 기저대역 신호의 증폭이 도 3 에 도시되지만, 일반적으로는 동위상 및 직교 업-컨버팅(미도시)이 있는 복소 2-위상 신호가 있다. 도 3 은 또한 디지털 신호와 아날로그 신호 사이의 경계를 도시하지 않는다. 기저대역 신호는 일반적으로 디지털인 반면에, RF 송신 신호는 일반적으로 아날로그이고, 디지털-아날로그 변환이 이러한 스테이지들 사이의 어느 지점에서 수행된다.

[0016] 각각 평균 전력 P_0 및 최대 순시 전력 P_1 인 두 개의 유사한 채널을 고려한다. 이것은 보통 $PAPR[dB] = (10) \log(P_1/P_0)$ 와 같이 dB로 표시되는 피크-평균 전력비 $PAPR = P_1/P_0$ 에 대응한다. 합성된 신호에 대하여, 평균 전력은 $2 P_0$ (3 dB 증가)이지만, 최대 순시 전력은 $4 P_0$ 만큼 높을 수 있으며, 이것은 6 dB의 증가이다. 따라서, 합성된 신호는 3 dB 만큼 증가할 수 있다. 이러한 최대 전력은, 두 개의 채널로부터의 신호들이 동위상인 피크를 가지는 경우에 발생할 것이다. 이것은 드문 순시 발생 케이스일 수 있지만, 일반적으로 모든 송신 컴포넌트들의 선형 동적 범위는 이러한 가능성을 고려하여 설계되어야 한다. 비선형성은 상호변조 결과(intermodulation product)를 생성할 것이고, 이것이 신호를 열화시키고, 스펙트럼의 바람직하지 않은 영역으로 확산되게 할 것이다. 이것은 이제 필터링에 의하여 걸러져야 할 수 있고, 어떠한 경우에서도 시스템의 전력 효율을 감소시킬 것이다.

[0017] 이러한 더 높은 PAPR을 다루기 위한 선형 동적 범위에서의 요구되는 증가를 가지는 컴포넌트들은, 예를 들어 더 큰 동적 범위를 다루기 위한 더 많은 개수의 유효 비트를 가져야 하는 디지털-아날로그 컨버터를 포함한다. 하지만 더 중요한 것은 전력 증폭기(PA)인데, 이것은 PA가 일반적으로 송신기에서 최대의 그리고 가장 많은 전력이 집중되는 컴포넌트이기 때문이다. 시간의 작은 동안에만 사용되는 추가적 동적 범위를 가지는 컴포넌트를 유지하는 것이 가끔 가능하기는 하지만, 이것은 낭비이고 비효율적이며, 가능한 경우 피해야 한다. 더 큰 동적 범위를 가지는 증폭기는 통상적으로 더 낮은 동적 범위를 가지는 것보다 가격이 비싸고, 비견가능한 입력 및 출력에 대하여 흔히 더 높은 휴지(quiescent) 전류 소모 및 더 낮은 효율을 가진다.

[0018] 피크-평균 전력비(PAPR)의 이러한 문제점은, 이들이 다수의 근접 배치된 서브채널로 이루어지기 때문에 OFDM 및 관련된 파형에서는 주지된 문제점이다. PAPR을 감소시키기 위한 여러 전통적인 전략들이 존재하는데, 이들은 "Directions and Recent Advances in PAPR Reduction Methods", Hanna Bogucka, Proc. 2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, pp. 821-827 와 같은 이러한 리뷰 문헌에서 다루지며 본 명세서에서 원용에 의해 통합된다. 이러한 PAPR 감소 전략은 진폭 클리핑 및 필터링, 코딩, 톤 예약(tone reservation), 톤 주입(tone injection), 액티브 성좌 연장, 및 부분 송신 시퀀스(partial transmit sequence; PTS)와 같은 다수의 신호 표현 기법, 선택적 매핑(selective mapping; SLM), 및 인터리빙을 포함한다. 이러한 기법은 PAPR을 크게 감소시킬 수 있는데, 하지만 송신 신호 전력이 증가되고, 비트 에러

율(BER)이 증가되며, 데이터 레이트가 손실되고, 계산 복잡도가 증가하는 등의 단점이 있다. 더 나아가, 이러한 기법들 중 많은 것들은, 수신된 신호가 적합하게 디코딩되게 하기 위하여, 신호 자체와 함께 추가적인 부가 정보(신호 변환에 대한)도 송신하도록 요구한다. 이러한 부가 정보는, 특히 간단한 모바일 수신기가 다양한 기지국 송신기로부터의 신호를 수신하기를 원하는 기술에 대해서는, 기법의 일반성을 떨어뜨린다. 호환가능한 정도에서, Bogucka에서 개시된 기법과 당업계에 달리 공지된 기법들은 본 명세서에서 아래에 후술되는 기법들과 함께 사용될 수 있다.

- [0019] OFDM 송신 기법에서의 PAPR(피크-평균 전력비) 문제점을 해결하기 위한 다양한 노력들에는, 주파수 도메인 인터리빙 방법, 클리핑 필터링 방법이 포함된다. (예를 들어, X. Li and L. J. Cimini, "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM", IEEE Commun. Lett., Vol. 2, No. 5, pp. 131-133, May, 1998 참조), 부분 송신 시퀀스(PTS) 방법(예를 들어, L. J Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences", IEEE Commun. Lett., Vol. 4, No. 3, pp. 86-88, March, 2000 참조), 및 순환식 천이 시퀀스(cyclic shift sequence; CSS) 방법(예를 들어, G. Hill and M. Faulkner, "Cyclic Shifting and Time Inversion of Partial Transmit Sequences to Reduce the Peak-to-Average Ratio in OFDM", PIMRC 2000, Vol. 2, pp. 1256-1259, Sep. 2000 참조). 추가적으로, 비선형 송신 증폭기가 사용되는 OFDM 송신에서의 수신 특성을 개선하기 위해서, 최소 클리핑 전력 손실 기법(minimum clipping power loss scheme; MCPLS)을 사용하는 PTS 방법이 송신 증폭기에 의하여 클리핑되는 전력 손실을 최소화하기 위하여 제안된다(예를 들어, Xia Lei, Youxi Tang, Shaoqian Li, "A Minimum Clipping Power Loss Scheme for Mitigating the Clipping Noise in OFDM", GLOBECOM 2003, IEEE, Vol. 1, pp. 6-9, Dec. 2003 참조). MCPLS는 순환식 천이 시퀀스(CSS) 방법에도 역시 적용가능하다.
- [0020] 부분 송신 시퀀스(PTS) 기법에서, 각각의 서브반송파에 대하여 사전 결정된 위상 회전 값들의 적합한 세트가 다수의 세트로부터 선택되고, 위상 회전의 선택된 세트가 피크-평균 전력비를 감소시키기 위하여 신호 변조 이전에 서브반송파 각각의 위상을 회전시키도록 사용된다(예를 들어, S. H. Muller and J. B. Huber, "A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM", Proc. of PIMRC '97, pp. 1090-1094, 1997; and G. R. Hill, Faulkner, and J. Singh, "Deducing the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM by Cyclically Shifting Partial Transmit Sequences", Electronics Letters, Vol. 36, No. 6, 16th March, 2000 참조).
- [0021] 다른 캐리어 주파수를 가지는 다수의 무선 신호들이 송신을 위하여 합성되면, 이러한 합성된 신호는 피크의 동위상 합성이 가능하기 때문에 통상적으로 증가된 PAPR을 가지게 되고, 낮은 평균 효율에서 동작하는 더 큰 전력 증폭기(PA)가 필요하게 된다. 본 명세서에서 그 전체로서 명백하게 원용에 의해 통합되는 US 8,582,687 호(J. D. Terry)에 의해 교시되는 바와 같이, OFDM 채널의 디지털 합성은 천이-및-가산 알고리즘(Shift-and-Add Algorithm; SAA)에 의하여 감소될 수도 있다: 주어진 심볼 기간에 대한 시간-도메인 OFDM 신호를 메모리 버퍼에 저장, 순환식 시간 천이를 수행하여 적어도 하나의 OFDM 신호를 변환, 및 다수의 OFDM 신호를 가산하여 적어도 두 개의 교번하는 합성(alternative combination)을 획득. 이러한 방식으로, 합성된 멀티-채널 신호의 감소된 PAPR에 대응하는 시간-천이를 선택할 수 있다. 이것은 기저대역에서 신호에 적용되거나, 업컨버팅된 신호에 적용될 수도 있다. 시스템 성능을 열화시키지 않고 PAPR을 수 데시벨 감소시키는 것이 가능하다. 천이된 신호가 예러없이 수신기에 의하여 복조될 수 있다면, 부가 정보가 수신기로 송신될 필요가 없다. 이것이 개략적으로 도 4 에서 도시된다.
- [0022] 몇 가지 OFDM 프로토콜은 심볼 기간 마다 파일럿 심볼을 요구할 수도 있는데, 파일럿 심볼은 위상 정보를 복구하기 위하여 수신기에서 추적될 수도 있다(도 5 참조). 시간-천이가 이러한 프로토콜에 따라서 특정 심볼 기간 동안 주어진 OFDM 캐리어에 대해 수행되면, 파일럿 심볼도 동일한 시간-천이에 노출될 것이고, 따라서 수신기는 하나의 심볼 기간으로부터 다음 기간까지 이러한 시간-천이를 자동적으로 추적할 것이다. 그러나, 도 2 에 표시되는 바와 같이, 통상적인 현대의 OFDM 프로토콜은 파일럿 심볼의 더 성긴 분산을 포함하고, 다른 위치에 대한 가상 파일럿 심볼(기준 신호)을 생성하기 위한 보간이 수신기에서 수행된다. 이러한 프로토콜을 사용하면, SAA에서 구현되는 것과 같은 임의의 시간 천이가 적합하게 추적되지 않을 수도 있고, 부가 정보가 없으면 수신기에 비트 에러가 생성될 수도 있다.
- [0023] 매우 다양한 현대 OFDM 프로토콜에서, 수신된 신호를 열화시키지 않고 부가 정보의 송신을 요구하지 않는 방식으로, 합성된 OFDM 신호의 PAPR을 감소시키기 위한 실용적인 방법과 연관된 장치가 필요하다.
- [0024] 각각 명백하게 본 명세서에 원용에 의해 통합되는 다음의 특허들은 피크 전력비를 고려하는 것에 관한 것이다: 7,535,950; 7,499,496; 7,496,028; 7,467,338; 7,463,698; 7,443,904; 7,376,202; 7,376,074; 7,349,817;

7,345,990; 7,342,978; 7,340,006; 7,321,629; 7,315,580; 7,292,639; 7,002,904; 6,925,128; 7,535,950; 7,499,496; 7,496,028; 7,467,338; 7,443,904; 7,376,074; 7,349,817; 7,345,990; 7,342,978; 7,340,006; 7,339,884; 7,321,629; 7,315,580; 7,301,891; 7,292,639; 7,002,904; 6,925,128; 5,302,914; 20100142475; 20100124294; 20100002800; 20090303868; 20090238064; 20090147870; 20090135949; 20090110034; 20090110033; 20090097579; 20090086848; 20090080500; 20090074093; 20090067318; 20090060073; 20090060070; 20090052577; 20090052561; 20090046702; 20090034407; 20090016464; 20090011722; 20090003308; 20080310383; 20080298490; 20080285673; 20080285432; 20080267312; 20080232235; 20080112496; 20080049602; 20080008084; 20070291860; 20070223365; 20070217329; 20070189334; 20070140367; 20070121483; 20070098094; 20070092017; 20070089015; 20070076588; 20070019537; 20060268672; 20060247898; 20060245346; 20060215732; 20060126748; 20060120269; 20060120268; 20060115010; 20060098747; 20060078066; 20050270968; 20050265468; 20050238110; 20050100108; 20050089116; 및 20050089109.

[0025] 각각 명백하게 본 명세서에서 원용에 의해 통합되는 다음 특허들은 무선 무선-주파수 통신 시스템의 하나 이상의 주제에 관한 것이다: 8,130,867; 8,111,787; 8,204,141; 7,646,700; 8,520,494; 20110135016; 20100008432; 20120039252; 20130156125; 20130121432; 20120328045; 2013028294; 2012275393; 20110280169; 2013001474; 20120093088; 2012224659; 20110261676; W02009089753; W02013015606; 20100098139; 20130114761; 및 W02010077118A2.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0026] 본 발명은 다른 주파수 대역에 있는 두 개 이상의 OFDM 신호의 캐리어 집성 분야에서의 Terry의 종래 기술(US 8,582,687)을 확장시키고 일반화한다. 바람직한 실시예를 위하여, 합성되고 송신될 제 1 및 제 2 OFDM 신호를 고려하는데, 주어진 심볼 기간 내에 제 1 OFDM 신호의 후보 신호 변환은 부가 정보가 없이 수신기에 의하여 복조될 수 있는 것들로 한정된다(도 6 참조). 예를 들어, 송신기에 있는 디지털 프로세서("송신 프로세서")는 수신기에 의하여 역시 생성되는 동일한 가상 파일럿 심볼(기준 신호)을 보간하기 위하여, 제 1 신호에 대하여 이전에 송신된 파일럿 심볼을 사용할 수 있다. 그러면 송신 프로세서는 수신 프로토콜과 호환가능한 제 1 OFDM 신호의 적어도 두 개의 버전을 선택할 수 있다. 이러한 적어도 두 개의 OFDM 신호 버전 각각은 종래 기술인 Terry 알고리즘에 따라서 다른 주파수에서 제 2 OFDM 신호와 합성될 수 있으며(캐리어 집성), 합성된 신호에 대한 PAPR(또는 다른 성능 지수)이 평가될 수 있다. 이러한 방식으로, 최적화는 수락불가능한 대안들에서 계산 리소스를 낭비하지 않으면서 적합한 신호 후보로 한정될 수 있다.

[0027] 이러한 방법은, MSM(다중 서브채널 다중화)라고 명명될 수도 있는 다중 서브채널에 기초한 임의의 현재 또는 미래 통신 시스템에 대하여 OFDM을 넘어서 더욱 일반화될 수 있다. 통상적으로, 이러한 서브채널은 직교하고, 즉, 채널들을 통해 심볼간 간섭에 노출되지 않는데, 하지만 다양한 실례에서 이러한 간섭이 해소될 수 있고 상당한 도플러 천이에 노출되는 임의의 경우에는 참(true) 직교성이 손실될 수도 있기 때문에 이것은 절대적인 요구 사항이 아니다. 반면에, 신호들은 엄격한 직교성이 없이 규정되지만, 예를 들어 도플러 천이에 기인하여 직교 신호로서 수신될 수도 있다.

[0028] 서브채널들은 통상적으로 주파수 채널이어서, 서브채널이 주파수의 일정 범위를 점유하는 채널 내의 일련의 주파수 할당을 나타내게 한다. 그러나, 몇 가지 경우들에서 서브채널들은 다른 할당에 대응할 수도 있다. 예를 들어, 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 신호에서 서브채널을 생성하기 위한 통상적 기법은 송신기에서 역 고속 푸리에 변환(IFFT)을 수행함으로써 신호를 변조하여 직교 주파수 서브반송파를 생성하고, 수신기에서 고속 푸리에 변환(FFT)을 수행하여 서브반송파로부터 정보를 복조하는 것이다. 통상적으로, 시간 및 주파수에서의 통신 파일럿 신호에서 서브반송파를 정기계 선택하면, 수신기가 채널 컨디션을 해결하도록 고정하게 한다. 현재의 기술에 의하여 다루어지는 하나의 문제점은, 파일럿 신호의 시간 천이 및 주파수 서브채널 배치의 몇 가지 조건 하에서, 전체 OFDM 신호의 시간 천이가 파일럿 신호를 적합하게 수신하는 능력에 장애가 발생되게 하고, 따라서 파일럿 주파수 및 순환식 천이의 무효한 합성을 나타내게 된다는 것이다. 그러므로 기술의 하나의 양태에 따르면, 다중 서브채널 변조 신호의 제안된 순환식 천이는 수신기의 모델 및/또는 수신기의 채널 컨디션에 대하여 검사되어, 하나의 심볼 기간 내에서 통신되는 파일럿 신호(들)의 성공적 수신과 호환되도록 보장한다.

[0029] 이러한 기술은 비-주파수 서브채널 할당으로 확장될 수 있으며, 예를 들어 송신기에서 사용된 변환이 다른 변환인 경우, 예를 들어 대응하는 웨이브릿 변환이 있는 역 웨이브릿 변환이 수신기에서 수행된다.

- [0030] OFDM과 유사하게, 임의의 이러한 시스템은 통신 채널의 상태를 교정하기 위하여 수신기로 송신되는 적어도 하나의 파일럿 신호를 채용할 수도 있다. 채널 상태가 시간과 서브채널에 따라 변동할 것이기 때문에(특히 다중경로 및 간섭을 가지는 모바일 시스템에서), 파일럿 신호는 시간에 걸쳐 서브채널에 존재하는 신호 데이터 표현들 사이에서 인터리빙될 수도 있다. 통상적으로, 시간에 걸친 그리고 다른 주파수의 범위에 걸친 서브채널의 작은 부분이 송신 파일럿 신호에 할당될 것이다. 따라서 수신기가 변화하는 통신 채널을 추적해서 수신된 데이터의 에러율을 최소화할 수 있을 것이다. 실제 에러율 및 채널 컨디션에 따라서 데이터 통신에 산재되는 파일럿 신호의 삽입을 변경하는 적응적 시스템이 제공될 수도 있다. 따라서, 에러율이 낮은 채널에서는, 더 적은 파일럿 신호가 통신되어 더 높은 피크 데이터 레이트가 가능해질 수도 있다. 이와 유사하게, 노이즈 상태의 다른 타입 하에서는, 채널 컨디션에서의 변화를 다루도록 제공되는 파일럿 신호가 노이즈 컨디션을 다루는 에러 정정 신호에 대하여 트레이드 오프될 수 있다.
- [0031] 더욱이, 통신 프로토콜은, 변동하는 채널 환경을 반영하기 위하여, 적어도 하나의 파라미터(진폭에 추가적으로)와 함께 수신된 데이터 표현이 변동하게 해야 한다. 중요한 양태는, 송신된 신호가 이러한 적어도 하나의 파라미터에서 허용될 수 있는 변동을 역시 포함할 수 있다는 것을 인식하는 것이다. 허용될 수 있는 변동의 수락가능한 범위를 정확하게 결정하기 위하여, 송신 프로세서는 주어진 신호에 대하여 수신 프로세서가 어떻게 현재의 그리고 이전 파일럿 신호를 이용할 것인가를 시뮬레이션할 수도 있다. 만일 두 개 이상의 신호 또는 대역들이 합성된다면(캐리어 집성), 적어도 하나의 파라미터의 이러한 허용된 변동과 연관된 자유도가 피크-평균 전력비(PAPR) 또는 비트-에러 비율(BER)과 같이 이러한 자유도와 함께 변동할 수 있는 개별적인 맞춤 기준 또는 성능 지수를 최적화하기 위하여 이용될 수도 있다. 이하 설명되는 바람직한 실시예에서, 자유도는 신호의 순환식 천이인데(이것은 물리적 경로 길이에서의 변동에 대응할 것임), 하지만 주파수 천이(도플러 천이를 에플레이션함), 위상 천이, 합성 다중경로(시간 지연된 복제본), 및 서브반송파에 대한 직교성으로부터의 편차와 같은 다른 변환들도 역시 가능할 수 있다. 더욱이, 바람직한 실시예의 설명은 절대로 본 발명의 범위를 한정하지 않는다. 적합한 신호 변환 후보를 식별하기 위하여, 본 발명의 바람직한 실시예는 종래 기술에서 "코드북 송신" 또는 "코드북 선-가중화" 또는 "프리코딩"이라고 알려지는 디지털 신호 처리 기법들의 세트를 구축한다. 코드북 송신은 암호화 기법에 그 근원을 두고 있다. 코드북은 코딩 및 디코딩을 위한 룩업 테이블을 포함한다; 각각의 단어 또는 어구는 자신을 대체하는 하나 이상의 스트링을 가진다. 더 최근에는, 프리코딩이라는 용어는 멀티-안테나 무선 통신 시스템에서의 페루프 빔포밍 기법 함께 사용되어 왔는데, 여기에서 채널 상태 정보는 채널의 현재의 상태에 대한 송신을 최적화하도록 수신 디바이스로부터 송신 디바이스로 전송된다. 예를 들어, "프리코딩(Precoding)"에 대한 위키피디아 엔트리를 참조한다(). RF 캐리어 집성을 위한 현재의 방법이 페루프 또는 멀티-안테나 시스템에 의존한다는 것이 이해되지 않을 수 있고, 오히려 유사한 수학적 기법이 적용된다고 이해될 수 있다. 그러나, 이러한 유사성에 의하여 멀티-안테나 및 페루프 통신 시스템과의 효율적 캐리어 집성이 간단하게 통합될 수 있다.
- [0032] 코드북 기법은 특정 OFDM 프로토콜에 대한 파일럿 심볼의 적어도 두 개의 다른 변환들에 대응하는 채널 응답들과 임의의 파일럿 심볼이 없이 리소스 그리드 내의 그러한 위치들에 대한 대응하는 허용될 수 있는 채널 응답의 룩업 테이블을 생성할 수 있다. 이것은 도 7 에 도시되는 일반화된 흐름도에 표시된다. 허용될 수 있다는 용어는, 도 8 및 도 9 에서 묘사되는 프로세스 단계들이 물리적 채널에 기인한 효과를 넘어 수신기에서 열화를 최소화하거나 열화가 없이 OFDM 데이터 심볼의 복구를 허용하고, 임의의 추가적 부가 정보가 필요없다는 것을 의미한다.
- [0033] 본 발명의 시스템 및 방법의 바람직한 실시예(도 10 및 도 11 에 도시됨)는, 합성된 멀티-채널 신호의 원하는 PAPR에 대응하는 시간-천이를 선택하기 위하여, 주어진 심볼 기간에 대한 시간-도메인 OFDM 신호를 메모리 버퍼에 저장하고, OFDM 신호의 적어도 하나의 순환식 시간 천이를 수행함으로써 PAPR을 제어하려고 시도한다. 대부분의 경우에서, PAPR을 최소로 감소시키는 것이 바람직할 것이지만, 이것은 기법을 제한하는 것이 아니며, 선택된 시간-천이는 다른 기준들에 기초할 수도 있다.
- [0034] 바람직하게는 신호의 임의의 전처리(합성된 신호의 처리와 조율되어 최적의 비용 및 이점을 얻어내지만, OFDM 신호들 각각이 공지된 방식에 따라서 전처리될 수도 있고, 따라서 각각은 자체적으로 내재적 PAPR을 감소시키도록 처리되었을 수 있다는 것에 주의한다. 예를 들어, 각각 높은 PAPR을 가지는 두 개의 별개의 신호들이 합성될 수 있는 경우, 피크가 위상이 어긋나게 가산되어 결국 상쇄되는 경우 감소된 PAPR의 결과적인 신호가 획득될 수 있다. 그러므로, 입력 OFDM 신호를 변경하기 위한 최초의 조율되지 않은 노력은 한정된 이점을 가질 수도 있다.
- [0035] 본 발명의 시스템이 일반적으로 다른 수신기 또는 수신기들의 세트를 향해 타게팅되는 독립적으로 포맷팅된

OFDM 신호들을 합성하려고 시도하며, 이러한 세트들은 통상적으로 서로 조율되지 않는다는 것에 더 주의한다. 예를 들어, 셀룰러 송수신기 시스템에서, 기지국은 셀 폰의 수 백 개 또는 수천 개에 서비스를 제공할 수도 있는데, 각각의 폰은 단일 OFDM 브로드캐스트 채널을 모니터링하고 기지국은 다수의 OFDM 채널들에 서비스를 제공한다. OFDM 서브반송파들의 각각의 세트는 직교하지만 별개의 OFDM 신호, 및 그들의 서브반송파들은 일반적으로 서로 직교하지 않는다는 것에 특히 주의한다. OFDM 신호는 인접하거나 변위되는 채널 내에 존재할 수도 있고, 따라서 OFDM 신호들 사이에서의 상대 위상 변화가 단일 심볼 기간 동안 발생할 수 있다. 그러므로, PAPR은 전체 심볼 기간에 걸쳐서 고려되어야 한다.

[0036] 사실상, 본 발명의 방법의 다른 실시예에 따르면, 최적화를 위하여 분석되는 것은 신호의 PAPR이 아니라, 오히려 수신기에서의 추론된 에러이다. 따라서, 합성물 신호의 PAPR이 심볼 기간의 오직 작은 부분 동안에만 하이(high)여서, PA가 해당 시간에서 신호를 왜곡시키거나 클리핑하지만, 거의 모든 다른 시간에는 합성된 신호가 사양에 맞는 경우, 결과적으로 낮은 에러 확률을 초래할 가능성이 있는 수락가능한 송신이 결과로서 얻어질 수도 있다. 사실상, 몇 가지 경우들에서, 에러 확률은 더 낮은 절대 피크를 가지는 신호에 대하여 더 낮을 수도 있다. 그러므로, 그 자체로 특정한 특정 수신기에 대한 통신 채널 장애에 대한 마진을 포함할 수 있는 수신기의 모델, 및 도플러 천이(예를 들어 복귀 경로 특징을 분석함으로써 결정될 수도 있음), 또는 가능한 변동의 범위에 걸쳐 송신기 신호 처리 경로의 일부로서 채용함으로써, 단순히 PAPR을 최소화함으로써 더 양호한 성능이 가능해질 수 있다.

[0037] 수신기 모델은 통신 프로토콜을 준수하는 이상적인 수신기의 임계 기능과, 선택적으로 채널 상태 모델 또는 가능한 장애 조건 모델들의 범위를 구현하려고 한다. OFDM 수신기의 경우에, 수신된 신호는, 예를 들어 기저대역으로 복조되고, FFT가 주파수 빈(frequency bins)으로 분류되는 개별 서브대역에 적용된다. 일부 타임프레임에서, 그리고 몇 가지 서브대역에서, 파일럿 신호는 선결정된 프로토콜에 따라서 데이터 대신에 삽입된다. 작은 개수의 파일럿 신호들이 OFDM 신호로부터 추출되어야 한다면, 괴르첼(Goertzel) 알고리즘도 역시 사용될 수도 있다. 수신기는 이러한 파일럿 신호들이 어디서 발견될지를 알고 있으며, 채널 컨디션을 표시하는 다양한 왜곡들에 대해서 이것을 개별적으로 분석한다. 채널 컨디션이 데이터 프레임에 대하여 느리게 변경되기 때문에, 파일럿은 성기게 이루어질 수 있고, 일부 데이터 프레임들은 파일럿 신호를 포함하지 않을 수도 있다. 파일럿 신호는 통상적으로 다른 주파수 빈으로 확산되어 들어가서, 전체 채널에 걸쳐 컨디션들을 매핑한다. 그러면 잔여 주파수 빈이 서브대역 데이터를 추출하도록 분석된다. 파일럿 신호는 정보 서브대역으로부터의 데이터의 복조를 정정하기 위하여, 즉 도플러 천이 및 기타 등등이 있는 경우 주파수 빈 경계를 교정하기 위하여 사용될 수도 있다.

[0038] OFDM 신호가 순환식으로 천이되는 경우, 이것은 수신기에게 시간 천이(지연)와 유사하게 나타난다. 그러므로, 순환식 천이는, 심볼들 사이의 시간 지연에 있는 이것의 허용가능한 변화의 범위 내에서 수신기에 허용가능하다. 그러므로 수신기 모델은 메모리 내에 시간 천이의 이전의 상태를 유지하며, 이것이 시간 천이에 있어서의 연속적인 변화의 수락가능성을 제어할 것이다.

[0039] 이러한 모델에 따르면, 다양한 파일럿 신호들이 충분한 오류를 가진다면, 데이터는 OFDM 신호로부터 신뢰성있게 복조되지 못할 것이고, 예를 들어 패킷 재송신이 요청된다. 그러므로, 본 발명의 기술에 따르는 송신기에서의 수신기 모델에서, 변경된 OFDM 신호, 예를 들어 OFDM 신호의 순환식으로 천이된 표현은, OFDM 심볼의 스트림에 포함되는 파일럿 신호가 적합하게 검출될 수 있어서, 따라서 실제 통신 채널을 통해서 실제 수신기에 의하여 적합하게 검출될 가능성이 있도록 보장하도록 분석된다.

[0040] 다른 실시예에 따르면, 모델은 이전의 적용된 시간 천이(순환식 천이)에 기초하여 적어도 하나의 록업 테이블을 사용하여 구현된다. 수신기가 연속적인 심볼들 또는 데이터 블록들 사이의 시간 천이에 대한 규정된 마진을 가진다고 가정하면, 그러면 록업 테이블은 여전히 수신기의 동작 범위 내에 있을, 연속적인 심볼 또는 블록에 추가되거나 감소될 지연의 허용가능(tolerable) 범위를 추정할 수 있다. 이러한 모델에 따르면, 복조는 그 자체로서 요구되지 않는다. 몇 가지 경우들에서 록업 테이블은 선결정될 수도 있지만, 다른 경우에 이것은 적용될 수 있다. 예를 들어, 다른 수신기는 표준을 상이하게 구현하고, 따라서 지연의 변동에 대한 다른 오차 허용을 가질 수도 있다. 수신기를 식별하는 것이 송신기에 대하여 이용가능하지 않을 수도 있기 때문에, 통신 세션의 시작 시의 허용가능한 지연의 범위를 재송신 요청의 발생을 사용하여 테스트하여 능력의 범위를 표시하는 것이 편리할 수도 있다. 재송신 요청과 같이 수신기로부터 송신기로 전송되는 패킷이 상대 속도(도플러 천이)와 같은 채널 컨디션의 특정 특성에 대하여 분석될 수도 있다는 것에 역시 주의한다.

[0041] 다른 옵션은 기간의 전체 또는 일부 동안 OFDM 신호를, 예를 들어 IEEE-802 OFDM 표준, WiFi, WiMax, DAB,

DVB, 비-직교 멀티 액세스 방식, 3G, 4G, 또는 5G 셀룰러 통신, LTE 또는 LTE-어드밴스드 신호, 또는 기타 등등인 표준 프로토콜로부터 벗어나지만 표준 또는 특정 수신기의 예측된 BER(비트 에러율)을 크게 증가시키지 않는 방식으로 변경하는 것이다. 예를 들어, PAPR이 심볼 기간의 작은 부분 동안에 하이여서, 심볼 기간의 일부 동안에 하나 이상의 서브반송파가 제거되거나 변경되게 되었다면, PAPR은 수락가능할 것이고, 수신기 측에서의 신호는 BER을 크게 증가시키지 않으면서 표준 수신기를 사용하여 디코딩될 수 있는 충분한 정보를 가질 것이며, 그러면 송신기는 복조에 필요한 변경을 식별하는 부가 정보를 송신할 필요가 없이 이러한 변경을 구현할 수 있다. 다른 가능한 변형 방법은, 예를 들어 신호(직교성 기준을 조금 위반하는 신호)를, 주파수 천이와 균등한 도플러 천이의 범위 내에서 동작하기 위한 수신기의 오차 허용 내에서 주파수 천이하는 것이다.

[0042] 도 10 에서와 같이 합성되는 중인 두 개의 OFDM 신호를 고려한다. 간결성을 위하여, 신호 1(S1)을 기준 신호라고 부르고, 신호 2(S2)를 변경된 신호라고 부른다. 각각의 OFDM 심볼 기간 도중에, 각각의 신호에 대한 기저대역 디지털 데이터 비트가 메모리에 저장될 것이다. 프리앰블은 떨어져 나가지만 순환식 전지부(Cyclic prefix; CP)는 남는다고 가정한다. 도 10 에서 본 발명의 일 실시예에 대해 표시되는 바와 같이, 기준 신호 S1에 대한 비트들이 선입선출(FIFO) 시프트 레지스터(SR)에 저장된다. 변경된 신호 S2에 대한 대응하는 비트들이 원형 시프트 레지스터(CSR)에 저장되고 보유된 데이터가 프로그램 제어 하에 회전될 수 있도록 구성된다. 양자 모두의 신호에 대한 데이터가 우선 중간 주파수(IF)로 업-컨버팅되고 디지털 데이터 레이트에 걸쳐 증가되는 샘플링 주파수에서의 디지털 포맷을 유지하면서 합성된다(가산됨). 그러면 합성된 IF 신호는 PAPR 테스트를 통해 피크 전력 레벨이 수락가능한지 여부 또는 다른 실시예들에서는 다른 기준들이 충족되는지 여부를 결정한다. 이것은 예를 들어 9 dB의 PAPR에 대응한다. 만일 테스트가 통과되면, 합성된 OFDM 심볼에 대한 데이터 비트가 판독되고 후속하여 풀 OFDM 프레임으로 재합성되며 PA에서의 후속 증폭과 송신을 위하여 풀 RF로 업-컨버팅된다. 다른 실시예에 따르면, 합성된 데이터의 합성된 OFDM 표현은 그 자체로 업-컨버팅을 위한 소스이다.

[0043] 좀 더 일반적으로는, 원하는 기준들을 획득하기 위한 파라메트릭 변환(상대적인 시간-천이)이 결정되면, 최종 신호가 이제 해당 파라미터 또는 결과적인 표현에 따라 공식화되고(formulate), 이것은 기저대역 신호의 디지털 데이터 비트이거나 그것의 변환된 형태일 수 있다; 후자의 경우에, 시스템은 일부가 중복되거나 오류가 발생한 데이터에 일련의 변환을 구현하여 수락가능한 것 또는 최적의 것을 찾을 수 있다; 그것이 발견되면, 일련의 변환을 다시 반복할 필요가 없을 수 있다. 이와 유사하게, 원래의 디지털 데이터로 복귀하고 결정된 일련의 변환을 반복하는 선택적인 동작을 통하여, 다소 다른 표현, 예를 들어 합성 테스트에서 아날로그 컴포넌트 성능 이슈를 고려하게 하도록 단순화되거나 전치왜곡되는 것이 레지스터에 형성될 수 있다.

[0044] 좀 더 일반적으로는, 이러한 기법에 따라 합성될 각각의 신호에는 증분하여, 대수적으로, 무작위로, 또는 다른 식으로 변동할 수 있는 하나 이상의 수락가능한 파라미터의 범위가 제공되고, 가능한 합성의 적어도 일부가 하나 이상의 기준들을 준수하는지에 대하여 테스트 및/또는 분석되게 하며, 그 이후에 OFDM 신호의 합성이 이용가능한 파라미터들의 더 큰 세트로부터 선택된 파라미터(들)를 사용하여 구현되게 한다. 이러한 파라메트릭 변동 및 테스트는 초전도 로직과 같은 고속 디지털 회로를 이용하여 직렬 방식으로 고속으로 수행되거나, 또는 필요에 따라 병렬화 기술을 가지는 더 느린 로직을 이용하여 수행될 수도 있지만, 광학 컴퓨터, 프로그래밍가능한 로직 어레이, 대용량 병렬 컴퓨터(예를 들어, nVidia Tesla® GPU, ATI Radeon R66, R700 과 같은 그래픽 프로세서) 및 기타 등등을 포함하지만 이들로 제한되지는 않는 적합한 및/또는 필요한 다른 기술들도 채용될 수도 있다. 초전도 디지털 회로를 사용하는 것은, 예를 들어 전문화된 고속 프로세서를 중요하게 사용하는 많은 수의 복잡한 계산의 경우에, 예컨대 많은 수의 독립적 수신기가 송신기 최적화의 일부로서 모델링되는 경우에 유익할 수도 있다.

[0045] 바람직한 실시예에서, 파라메트릭 범위에 걸쳐 테스트의 임의의 상태에서, 테스트가 통과되지 않는다면 제어 신호는 다시 레지스터, 예를 들어 CSR로 공급되고, 이것은 변경된 신호 S2의 데이터 비트를 회전시킨다. 그러면 천이된 데이터는 S1으로부터의 초기 저장된 데이터와 이전과 같이 합성되고, PAPR은 다시 테스트된다. 이러한 PAPR 테스트가 통과될 때까지 반복된다. 단계들의 유사한 시퀀스가 도 10 에 도시되는데, 여기에서 프리앰블을 없애고 이것을 단부에 다시 첨부하는 것이 명시적으로 도시된다. 몇 가지 경우들에서, 테스트가 병렬로 적용될 수 있고, 그러므로 엄격하게 반복적인 테스트가 요구되지 않는다는 것에 주의한다. 그러면, 더 저속인 테스트 로직이, 비록 복잡도가 높아지지만 사용될 수 있다. 이와 유사하게, 각각의 상대적인 시간-천이에서, 이차 파라미터도 역시 고려될 수도 있다.

[0046] 예를 들어, 최적의 합성에 대한 이차 고려는 대역내(필터링 불가능) 상호변조 왜곡(intermodulation distortion)일 수 있다. 따라서, 각각의 기본적인 파라메트릭 변동에서, 예를 들어 전력 및/또는 추론된 BER이라고 표시되는 예측된 대역내 상호변조 왜곡이 계산될 수도 있다. 이러한 고려는, 예를 들어 임계를 부가하여

나 단순 선형 합성 "비용 함수"를 수락가능한 PAPR 범위 내에서 최적화함으로써, PAPR과 병합될 수도 있다.

[0047] 이러한 천이-및-가산 프로세스(SAA)에 일부 지연이 있을 수 있지만, 모든 반복을 포함하는 전체 결정 알고리즘에 대한 시간은 확장된 심볼 시간 $T+\Delta T$ 을 초과해서는 안 된다. 직렬 결정 프로세스는 도 4 및 도 10에서 기술되었다. 위에서 논의된 바와 같이, 몇 가지 경우들에서, 프로세스를 더 신속하게 완료하기 위하여, 다른 천이 및 다수의 병렬 PAPR 테스트를 가지는 다수의 CSR을 사용하여 이러한 프로세스를 병렬적으로 수행하는 것이 바람직할 수도 있다. 이것은 도 11에 도시되는데, 이것은 적합한 시간 천이를 각각 가지는 병렬 메모리(여기에서는 RAM으로 도시됨)를 제안하고, RF 서브시스템으로 전송되는 최소 PAPR이 선택된다. 회로 속도와 복잡도 사이에서 최적으로 트레이드오프하면 바람직한 구성을 결정할 것이다.

[0048] 몇 가지 상황들에서, 최적 합성된 신호를 검색하려면 방대한 계산 리소스가 필요하다. 사실상, 휴리스틱법(heuristics)이 수락가능한 결과를 여전히 획득하면서 검색을 한정하기 위하여 이용가능할 수도 있다. PAPR 최적화의 경우에, 일반적으로 목표는 심볼의 제한된 낮은 확률 "최악의 경우"의 합성에 대해 테스트하는 것이다. 원시 디지털 데이터가 이용가능하다면, 룩업 테이블이 나쁜 합성에 대하여 테스트하기 위하여 채용될 수도 있고, 이것은 이제 선결정된 변경에 따라서 다뤄질 수 있다. 그러나, 복소 심볼의 멀티-웨이 합성에 대해서는, 이러한 룩업 테이블이 실현불가능할 수도 있다. 반면에, 개개의 OFDM 파형은 각각 피크, 예를 들어 평균보다 6 dB 높은 것에 대하여 검색될 수 있고, 신호의 이러한 부분만이 다른 OFDM 신호의 피크와의 시간적 정렬이 있는지를 결정하기 위하여 분석된다; 피크가 시간적으로 동기화되지 않았다면, 그러면 수락불가능한 피크 때문에 최종 합성된 신호가 발생하지 않을 것이라는 추정이 이루어진다. 이러한 방법은 통계적으로 수락가능한 추정을 하는데, 즉 자체적으로 상대적인 피크들인 OFDM 파형의 오직 일부만이 OFDM 신호들의 합성에 있는 큰 피크에 기여할 것이다. 이러한 방법을 통해서 순차적인 파라메트릭 변동의 직렬 테스트를 피하게 되고, 이진 임계 상태의 최악의 경우의 중첩들을 간단히 피하게 된다.

[0049] 비록 이러한 숫자들이 두 개의 OFDM 채널의 합성에 대하여 PAPR을 감소시키는 경우에 중점을 두고 있지만, 이러한 방법은 두 개의 채널로 한정되지 않는다. 3개 이상의 채널도 원형 시간 천이를 한 뒤 PAPR 테스트를 수행하는 유사한 방법에 의하여 최적화될 수 있다. 더욱이, 비록 순환식 천이가 제안된 방법의 바람직한 실시예로서 제안되지만, 이것은 더 일반적인 신호 변환의 특정한 예를 나타내도록 의도된다. 동일한 정보를 인코딩하고 추가적 부가 정보를 송신하지 않고 수신기에 의하여 디코딩될 수 있는(예러 없이) 임의의 이러한 변환도 동일한 목적을 수행할 것이다. 이러한 변환을 식별하는 것은 무선 신호 통신 시스템에 대한 현재 및 미래 프로토콜의 세부사항에 의존한다.

[0050] 마지막으로, 코드북 LUT 및 신호 변환 양자 모두가 다른 디지털 방법을 포함해서 전지왜곡(전력 증폭기 비선형성을 보상하기 위함) 및 멀티-안테나 송신(multi-antenna transmission; MIMO)과 같은 신호 충실도를 개선할 수 있다. 이러한 방식으로, 본 발명의 캐리어 집성 방법은 데이터 레이트를 증가시키고 노이즈를 감소시키는 새로운 접근법을 포함할 수 있다.

[0051] 그러므로 본 발명의 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호(multiple subchannel multiplexed; MSM)와 다른 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 방법을 제공하는 것이며, 이러한 방법은: 송신기로부터 수신기로 상기 적어도 하나의 MSM 신호를 통해 선결정된 프로토콜에 따라 통신될 정보를 수신하는 단계로서, 상기 MSM 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는 파일럿 신호를 포함하고, 상기 파일럿 신호는 변동하는 통신 채널 상태에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하는 것인, 단계; 상기 이전 통신과 MSM 신호와 다른 신호의 합성에 대한 상기 수신기의 모델을 메모리에 저장하는 단계로서, 상기 모델은, 상기 합성의 상태에서의 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 상기 정보를 복조하는 수신기 능력 및 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한 것인, 단계; 및 자동화된 프로세서를 사용하여, 상기 적어도 하나의 가변 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 상기 정보를 복조하는 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며 상기 신호 및 상기 다른 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준(fitness criterion)을 충족시키는 상기 MSM 신호 및 상기 다른 신호의 합성을 규정하는 단계를 포함한다.

[0052] 또한, 송신기로부터 수신기로 통신될, 선결정된 프로토콜에 따른 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호(MSM) 및 다른 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 시스템을 제공하는 것이 목적인데,

[0053] 상기 MSM 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는 파일럿 신호로서, 변동하는 통신 채널 컨디션에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측

을 허용하기 위한 파일럿 신호를 포함하고, 상기 시스템은, 상기 합성의 상태에서의 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 정보를 복조하는 수신기 능력 및 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한, 이전 통신과 메모리 내의 상기 신호 및 상기 다른 신호의 합성에 의존하는, 메모리에 저장된 수신기의 모델; 및 적어도 하나의 가변 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 상기 정보를 복조하는 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며, 상기 신호 및 상기 다른 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는, 상기 MSM 및 상기 다른 신호의 합성을 규정하도록 구성되는 자동화된 프로세서를 포함한다.

[0054] 본 발명의 다른 목적은, 각각의 서브채널에서 변조된 정보를 가지는 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호(multiplexed signal)를 포함하는 신호들과 변조 신호(modulated signal)의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 방법을 제공하는 것인데, 이러한 방법은, 송신기로부터 수신기로 상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 통해 선결정된 프로토콜에 따라 통신될 정보를 수신하는 단계로서, 상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는 파일럿 신호를 포함하고, 상기 파일럿 신호는 변동하는 통신 채널 상태에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하는 것인, 단계; 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성에 대한 상기 수신기의 모델을 메모리에 저장하는 단계로서, 상기 모델은, 상기 합성의 상태에서의 이용가능한 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 상기 정보를 복조하는 수신기 능력 및 이용가능한 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한 것인, 단계; 및 자동화된 프로세서를 사용하여, 적어도 하나의 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 각각의 서브채널로부터의 정보를 복조하기 위해 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는 신호들의 합성을 규정하는 단계를 포함한다.

[0055] 본 발명의 다른 목적은, 각각의 서브채널에서 변조된 정보를 가지는 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 포함하는 신호들과 변조 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 시스템을 제공하는 것인데, 이러한 시스템은, 송신기로부터 수신기로 상기 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호를 통해 선결정된 프로토콜에 따라 통신될 정보를 수신하도록 구성되는 입력부로서, 상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는, 변동하는 통신 채널 조건에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하기 위한 파일럿 신호를 포함하는, 입력부; 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성으로부터, 상기 정보를 복조하는 채널 상태를 추정하는 능력에 대한 상기 수신기의 모델을 저장하도록 구성되는 메모리; 적어도 하나의 자동화된 프로세서로서: 적어도 하나의 파라미터에 대하여 상이한, 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호의 상이한 합성의 복수 개의 교번하는 표현(alternate representation)을 규정하고 - 상기 적어도 하나의 파라미터는 상기 수신기에 의하여 채널 상태를 추정하는 능력에 장애를 일으키는 적어도 하나의 값을 포함하는 범위를 가짐-, 상이한 합성들의 규정된 복수 개의 교번하는 표현에 대하여, 채널 상태에 대한 충분한 수신기 추정을 허용하고 각각의 서브채널로부터의 정보를 복조하도록 상기 모델에 기초하여 예측되는, 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호의 적어도 하나의 합성을 선택하도록 구성되는, 자동화된 프로세서를 포함한다.

[0056] 본 발명의 또 다른 목적은, 송신기로부터 수신기로 통신될, 선결정된 프로토콜에 따른 적어도 하나의 다중 서브채널 다중화 신호 및 변조 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 시스템을 제공하는 것인데, 상기 다중 서브채널 다중화 신호는, 시간의 적어도 일부 동안에 적어도 하나의 서브채널 내에서, 통신될 정보와 충분히 독립적인 미리 정의된 특징을 가지는, 변동하는 통신 채널 조건에 대한 통신 채널 상태의 수신기 예측을 허용하기 위한 파일럿 신호를 포함하고, 상기 시스템은, 상기 합성의 상태에서의 변경을 나타내는 적어도 하나의 파라미터의 범위에 걸쳐, 정보를 복조하는 수신기 능력 및 상기 채널 상태를 예측하는 수신기 능력을 예측하기 위한, 메모리 내의 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성에 의존하는, 메모리에 저장된 수신기의 모델; 및 적어도 하나의 파라미터에 대한 적어도 두 개의 다른 값들에 대하여, 상기 정보를 복조하는 채널 상태의 충분한 수신기 추정을 허용하도록 예측되는 신호들의 합성으로서, 상기 채널 상태의 수신기 추정과 별개이며 상기 다중 서브채널 다중화 신호 및 상기 변조 신호 양자에 의존적인 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는, 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성을 규정하도록 구성되는 자동화된 프로세서를 포함한다.

[0057] 본 발명의 다른 목적은, 한 채널 내의 동시 위상 및/또는 진폭 변조된 성분들의 세트를 각각 포함하는 복수 개의 신호를 각각의 복수의 채널 내에 합성하는 장치를 제공하는 것이고, 상기 장치는: 프로세서로서: 상기 복수

개의 신호들 각각을 규정하는 정보를 수신하고; 적어도 하나의 신호의 표현을 복수 개의 다른 방법으로 변환하며 - 각각의 변환된 표현은 동일한 정보를 나타냄 -, 적어도 두 개의 다른 맞춤 기준들에 대하여, 각각의 변환된 표현과 적어도 하나의 다른 신호를 규정하는 정보와의 각각의 합성을 분석하고, 적어도 하나의 각각의 합성을, 상기 적어도 두 개의 다른 맞춤 기준들에 대한 상기 분석에 맞춤되는 것으로 선택하도록 구성되는, 프로세서; 및 선택된 적어도 하나의 각각의 합성의 식별, 선택된 적어도 하나의 각각의 합성, 및 상기 선택된 적어도 하나의 각각의 합성을 규정하는 정보 중 적어도 하나를 제공하도록 구성되는 출력 포트를 포함하고, 상기 기준들 중 적어도 하나는 통신 채널의 채널 상태를 추정하는 수신기의 예측된 능력에 관련되고, 적어도 하나의 변환된 표현은 통신 채널의 채널 상태를 성공적으로 추정하는 상기 수신기의 능력에 장애를 일으킨다(impair).

[0058] 본 발명의 또 다른 목적은, 위상 및/또는 진폭 변조된 직교 주파수 성분의 세트를 채널 내에 각각 포함하는 복수 개의 신호를 각각의 복수의 채널 내에 합성하기 위한 장치를 제공하는 것인데, 상기 장치는: 프로세서로서, 복수 개의 신호들 각각을 규정하고 복수 개의 직교 주파수 다중화 신호 성분으로서 표시되는 정보를 수신하고, 적어도 하나의 신호의 표현을 적어도 두 개의 다른 방법으로 변환하며 - 각각의 변환된 표현은 동일한 정보를 나타냄 -, 적어도 두 개의 다른 맞춤 기준들에 대하여 복수 개의 신호들의 복수 개의 상이한 합성을 분석하며 - 복수 개의 표현 각각은 적어도 두 개의 다른 변환을 겪는 적어도 하나의 신호의 교번하는 표현을 포함함 -, 적어도 두 개의 기준들의 각각을 충족시키는 각각을 분석에 기초하여 선택하도록 구성되는, 프로세서; 및 선택된 합성의 식별, 선택된 합성, 및 선택된 합성을 규정하는 정보 중 적어도 하나를 제공하도록 구성되는 출력 포트를 포함하고, 기준들 중 적어도 하나는 상기 표현 내의 파일럿 시퀀스에 기초하여 통신 채널의 채널 상태를 추정하는 수신기의 예측된 능력에 관련되고, 상기 표현의 적어도 하나의 변환은 상기 정보를 복조하기 위한 상기 채널 상태를 성공적으로 추정하는 수신기의 능력을 방해한다.

[0059] 또한 본 발명의 목적은 각각의 복수 개의 신호 성분을 가지고 정보를 전달하는 적어도 두 개의 신호들의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 장치를 제공하는 것인데, 상기 장치는, 상기 적어도 두 개의 신호를 규정하는 정보를 수신하도록 구성되는 입력 포트; 자동화된 프로세서로서: 수신기가 채널 상태를 추정하도록 허용하도록, 변환 파라미터 및 파일럿 신호 정보의 금지된 합성을 가지는 변환의 범위 내에서, 주파수가 변하고 시간에 걸쳐 선택적으로 통신되는 파일럿 신호 정보와 함께, 신호들 중 제 1 신호를 전달된 정보의 적어도 두 개의 표현으로 변환하고, 전달된 정보를 나타내는 적어도 두 개의 교번하는 합성을 규정하도록, 신호들 중 제 1 신호의 변환된 표현을 신호들 중 제 2 신호와 함께 합성하며, 선결정된 기준을 충족시키고, 상기 수신기가 적어도 상기 채널 상태를 추정하도록 허용하는 하나의 합성을 선택하도록 구성되는, 자동화된 프로세서; 및 상기 선결정된 기준을 충족시키는 상기 변환된 표현의 선택된 하나의 합성을 포함하는 각각의 합성된 파형을 나타내는 정보를 출력하도록 구성되는 출력 포트를 포함한다.

[0060] 합성된 파형들의 복수 개의 세트가 형성될 수도 있는데, 각각의 합성된 파형은 상기 적어도 하나의 파라미터의 각각의 값에서의 다중 서브채널 다중화 신호와 변조 신호의 각각의 합성을 나타내고, 상기 규정하는 단계는, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준을 충족시키는 각각의 규정된 파형을 선택하는 단계를 포함한다. 상기 변조 신호는 통상적으로 제 2 정보(지능형 또는 의사무작위 노이즈 시퀀스일 수 있음)로 변조되고, 상기 자동화된 프로세서는 상기 변조 신호로부터의 상기 제 2 정보의 복조를 허용하도록 예측되는 방식으로 상기 다중 서브채널 다중화 신호와 상기 변조 신호의 합성을 더 규정할 수 있다.

[0061] MSM 신호는, 예를 들어 직교 주파수 다중화 신호일 수 있지만 이와 같이 제한되지 않는다. 특히, 서브반송파는 직교할 필요가 없으며, 사실상 서브반송파는, 비록 이러한 구성이 히 표준 OFDM 수신기인 수신기들의 경우에 바람직하지는 않지만, 주파수에 따라서 분산될 필요가 없다. 또한 MSM 신호는 웨이브릿 인코딩된 신호일 수 있는데, 이러한 경우에 이산 웨이브릿 변환(discrete wavelet transform; DWT) 및 대응하는 역 웨이브릿 변환(inverse wavelet transform; IWT)은 OFDM 통신에서 채용되는 FFT 및 IFT를 일반적으로 대체한다. 직교성 제약은, 추정된 상태의 수신기가 이러한 제약을 엄격하게 충족시키지 않고서 정보를 복조할 수 있도록 완화될 수도 있다.

[0062] 일반적으로, MSM 신호는 모바일 수신기로 통신되고 이에 의하여 수신되도록 의도되고, 따라서 통신 프로토콜은 다양한 타입의 간섭 및 왜곡에 대한 오차 허용을 제공한다. 예를 들어, 시간 변동하는 다중경로, 도플러 천이, 및 기타 등등이 허용가능하다(tolerable). 본 발명의 기술은, 예를 들어 비트 에러율, 또는 데이터 쓰루풋 레이트(패킷의 재송신 및 에러 검출 및 정정(EDC) 코드 부담에 종속함)를 계산하고 합성된 신호를 최적화함으로써 오차 허용에 대하여 수신기를 모델링할 수 있다.

[0063] 복수 개의 신호들은 직교 주파수 분할 다중화 신호를 각각 포함할 수도 있다. 가변 파라미터의 상이한 값들에

기초한 제 1 합성 및 제 2 합성은, (a) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍 및 (b) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 상대 위상 중 적어도 하나에 대하여 상이할 수도 있다. 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수도 있다. 선택된 적어도 하나의 각각의 합성은 임계 피크-평균 전력비 아래인 합성을 포함할 수도 있다.

- [0064] 적어도 하나의 맞춤 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수도 있다.
- [0065] 신호는 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 신호를 포함할 수도 있다. 적어도 하나의 신호는, IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, LTE-어드밴스드(LTE-Advanced) 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 이루어진 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능한 직교 주파수 분할 다중화된 스트림일 수 있고, 상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는, 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신될 필요 없이 적어도 두 개의 각각 다른 합성을 복조할 수 있다.
- [0066] 가변 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응할 수 있다.
- [0067] 가변 파라미터의 적어도 두 개의 다른 값들은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 다른 신호에 대응할 수 있고, 상기 적어도 하나의 맞춤 기준은 피크-평균 전력비(peak to average power ratio; PAPR)를 포함할 수 있다. 최저 피크-평균 전력비, 또는 임계 아래의 피크-평균 전력비가 생기게 하는 교변하는 표현이 합성에 대하여 선택될 수도 있다.
- [0068] 신호들의 규정된 합성 중 약 125 MHz 아래의 주파수에 있는 중간 주파수 및 약 500 MHz 보다 더 큰 주파수에 있는 무선 주파수 표현 중 적어도 하나는 전치왜곡될 수 있다.
- [0069] 자동화된 프로세서는 초전도 디지털 로직 회로를 포함할 수도 있다. 또는, 자동화된 프로세서는 실리콘 기술로 구현되는 프로그래밍가능한 로직 디바이스, 프로그래밍가능한 로직 어레이, CPLD, RISC 프로세서, CISC 프로세서, SIMD 프로세서, 범용 그래픽 처리 유닛(general purpose graphics processing unit; GPU) 등, 디지털 로직 회로, 또는 다른 타입의 로직을 포함할 수도 있다.
- [0070] 맞춤 기준을 충족시키는 것은, 각각의 합성의 동적 범위에 대하여 분석하는 것, 신호들 중 하나에 대한 기준 수신기 디자인의 예측된 어려움에 대하여 분석하는 것, 또는 합성된 파형의 피크-평균 전력비 및 신호들 중 하나에 대한 수신기의 예측된 어려움에 대해 분석하는 것, 또는 예를 들어 합성된 파형의 클리핑 왜곡을 분석하는 것을 포함할 수도 있다.
- [0071] 합성된 파형은, 예를 들어 컴포넌트 신호 또는 합성된 신호의 중간 주파수 표현의 디지털 표현 중 하나의 대응하는 데이터 레이트보다 더 높은 데이터 레이트에서 샘플링되는 디지털 표현일 수 있다.
- [0072] 합성된 파형을 생성하는 것은, 디지털 기저대역 신호를 선택된 합성된 신호로 변환하기 위한 파라미터들의 세트를 출력하는 것을 포함할 수도 있다.
- [0073] 이러한 방법은 선택된 합성된 신호의 중간 주파수 및 무선 주파수 표현 중 적어도 하나를 전치왜곡시키는 것을 더 포함할 수도 있다. 상기 전치왜곡은 아날로그 비-선형성, 송신 채널 장애, 및 선택된 합성된 신호를 사용하여 통신하는 아날로그 무선 통신 시스템의 수신기 특성 중 하나 이상의 적어도 일부를 보상할 수 있다. 전치왜곡시키는 것은, 선택된 합성된 신호를 증폭하는 전력 증폭기의 비선형 왜곡을 역시 보상할 수도 있다.
- [0074] 적어도 두 개의 신호의 각각은 순환식 전치부를 가지는 직교 주파수 도메인 다중화 신호를 포함할 수도 있고, 두 개의 교변하는 표현은 각각의 순환식 시간 천이에서 상이하다.
- [0075] 적어도 두 개의 신호 각각은 통신 프로토콜을 준수하는 직교 주파수 분할 다중화 신호로서 수신될 수도 있고, 신호들 중 적어도 하나는 적어도 두 개의 교변하는 표현을 생성하도록 변경될 수 있으며, 적어도 하나의 맞춤 기준은 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함할 수 있고, 선택된 합성된 신호는 최저 피크-평균 전력비 또는 선결정된 임계 아래의 피크-평균 전력비를 나타내는 합성된 신호이다.
- [0076] 수신기 모델은 맞춤 기준에 따르는 추가적 평가를 위하여 선택되는 가변 파라미터의 수락가능한 값을 규정할 때에 이전 파일럿 신호를 포함할 수 있다.
- [0077] 가변 파라미터의 수락가능한 값을 선택하는 것은 적응적 룩업 테이블 메모리를 사용하여 구현될 수도 있다. 자동화된 프로세서는 적어도 하나의 합성을 선택하기 위한 값을 룩업 테이블로부터 취출하도록 구성될 수도 있다.

- [0078] 수신기 모델은 이전 파일럿 신호들을 외삽하여 현재의 파일럿 신호가 이용가능하지 않는 경우 시간 기간 도중에 기준 신호를 생성할 수 있다.
- [0079] 버퍼 메모리는 송신을 위한 바람직한 합성이 규정될 때까지 입력 신호를 저장하기 위하여 사용될 수도 있다. 버퍼 메모리는 적어도 하나의 시프트 레지스터를 포함할 수도 있다.
- [0080] 합성에 대한 맞춤 기준의 평가는 가변 파라미터의 다른 값에 대하여 병렬적으로 구현될 수도 있다.
- [0081] 자동화된 프로세서는 프로그래밍가능한 게이트 어레이를 포함할 수도 있다.
- [0082] 적어도 두 개의 신호들 각각은 통신 프로토콜을 준수하는 직교 주파수 분할 다중화 신호로서 수신될 수 있고, 신호 중 적어도 하나는, 상기 통신 프로토콜 외의 추가 정보의 수신을 요구하지 않고 상기 프로토콜과 호환가능한 수신기에 의하여 각각 복조될 수 있는 적어도 두 개의 교번하는 표현을 생성하도록 변경될 수 있으며, 상기 적어도 하나의 기준은 상기 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함할 수 있다. 적어도 하나의 기준은 합성된 신호의 피크-평균 전력비를 포함할 수도 있다. 선택된 합성된 신호는 최저 피크-평균 전력비, 또는 임계 레벨 안의 피크-평균 전력비일 수 있다.
- [0083] MSM 신호는 정보를 동시에 통신하는 복수 개의 서브반송파를 다른 주파수에 가지는 직교 주파수 다중화된(OFDM) 신호일 수 있다. MSM 신호 및 다른 신호는 각각 다른 통신 채널에 있을 수 있고 비선형 왜곡을 가지는 적어도 하나의 아날로그 신호 처리 컴포넌트 내에서 합성된 아날로그 신호로서 처리될 수 있다. MSM 신호는 파일럿 신호를 복수 개의 서브반송파에 다른 시간 및 다른 주파수에서 선택적으로 삽입하여 채널 상태를 추정하는 선결정된 프로토콜을 준수할 수 있다. 적어도 하나의 파라미터는 MSM 신호를 나타내는 디지털 데이터의 순환식 천이를 포함할 수도 있는데, 모델은 OFDM 프로토콜을 준수하여 파일럿을 검출하고 적어도 두 개의 다른 순환식 천이를 겪는 채널 상태를 추정하는 수신기의 능력을 예측한다. 적어도 하나의 맞춤 기준은 MSM 신호의 아날로그 신호 처리 컴포넌트 내의 다른 신호와의 합성의 비선형 왜곡에 의존할 수도 있다.
- [0084] 복수 개의 신호 성분을 가지는 적어도 두 개의 신호의 합성을 나타내는 합성된 파형을 제어하는 방법을 제공하는 것이 본 발명의 다른 목적인데, 상기 장치는: 적어도 두 개의 신호를 규정하는 정보를 수신하도록 구성되는 입력 포트;
- [0085] 프로세서로서: 각각의 신호를 규정하는 정보를 복수 개의 성분들을 가지는 표현으로 변환하여, 적어도 하나의 신호가 수신기가 채널 상태를 추정하도록 허용하는 추가적 정보와 함께 동일한 정보의 교번하는 표현을 가지게 하고, 상기 교번하는 표현을 사용하여 변환된 정보를 합성하여, 선결정된 기준을 충족시키고 수신기가 채널 상태를 추정하게 하는 적어도 하나의 합성을 규정하도록 구성되고, 변환은 수신기가 채널 상태를 추정하게 하지 않는 적어도 하나의 교번하는 표현을 규정하도록 적용되는, 프로세서; 및 상기 기준을 충족시키는 적어도 두 개의 신호 각각으로부터 변환된 정보의 합성을 포함하는 각각의 합성된 파형을 나타내는 정보를 출력하도록 구성되는 출력 포트를 포함한다.
- [0086] 따라서, 송신기는 신호를, 합성이 제 1 기준을 위반할 수 있지만 동일한 정보가 제 1 기준을 위반하지 않고 상기 합성을 변경함으로써 합성될 수도 있는 방식으로 합성할 수도 있다. 그러나, 변경된 합성은 변경되지 않은 합성이 일반적으로 위반하지 않는 제 2 기준을 위반할 수도 있다. 프로세서는 제 1 기준 및 제 2 기준 모두를 충족하는, 범위에 걸친 검색이 필요할 수 있는 변경을 찾으려 한다. 제 2 기준은, 송신기로부터, 수신기를 교정하고 예를 들어 수신기가 채널 상태를 추정하도록 하는 파일럿 정보의 수신기와의 통신에 관한 것이다. 파일럿 신호는 합성된 신호로 성가게 삽입될 수 있고, 수신기는 채널 상태를 일련의 데이터 프레임에 걸친 일련의 통신된 파일럿 신호에 기초하여 추정할 수도 있다.
- [0087] 변환된 정보의 제 1 합성 및 제 2 합성은 (a) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍 및 (b) 신호의 주파수 성분의 상대 위상 중 적어도 하나에 대하여 상이할 수도 있고, 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수 있다. 적어도 하나의 신호는, IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 이루어진 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능한 직교 주파수 분할 다중화된 스트림일 수 있고, 상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는, 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신될 필요 없이 적어도 두 개의 각각 다른 합성을 복조할 수 있다. 각각의 변환된 표현은 변조 시퀀스에서의 순환식 시간 천이에 있어서 각각 상이할 수도 있다. 적어도 두 개의 기준들은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함하고, 임계 최대 피크-평균 전력비 내의 피크-평균 전력비를 가져오는 교번하는 표현이 합성에 대하여 선택된다.

- [0088] 적어도 두 개의 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이할 수도 있고, 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수도 있으며, 최저 피크-평균 전력비를 초래하는 교변하는 표현이 합성에 대하여 선택된다.
- [0089] 프로세서는 초전도 디지털 회로 로직 및 콤플렉스 프로그래밍가능한 로직 디바이스(CPLD) 중 적어도 하나를 포함할 수도 있다.
- [0090] 출력 포트는 선택된 합성된 신호를, 합성된 신호의 디지털 표현으로부터 주파수 변경이 없이 송신되도록 적응되는 주파수 아날로그 신호로의 직접적인 변환으로서 출력하도록 구성될 수도 있다.
- [0091] 프로세서는 선택된 합성된 신호의 중간 주파수 및 무선 주파수 표현 중 적어도 하나를 전치왜곡시키도록 더 구성될 수도 있다.
- [0092] 전치왜곡은 아날로그 비-선형성, 송신 채널 장애, 및 선택된 합성된 신호를 사용하여 통신하는 아날로그 무선 통신 시스템의 수신기 특성 중 하나 이상의 적어도 일부를 보상할 수 있다.
- [0093] 신호는 직교 주파수 분할 다중화된(OFDM) 신호를 포함할 수도 있다. 변환된 정보의 제 1 합성 및 제 2 합성은 (a) 제 2 신호에 대한 제 1 신호의 주파수 성분의 변조의 상대 타이밍 및 (b) 신호의 주파수 성분의 상대 위상 중 적어도 하나에 대하여 상이할 수도 있다. 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수도 있다. 선택된 합성은 최저 피크-평균 전력비를 가지는 합성을 포함할 수도 있다.
- [0094] 각각의 변환된 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이할 수도 있고, 직교 주파수 분할 변조된 신호들은 IEEE 802.11 프로토콜, IEEE 802.16 프로토콜, 3GPP-LTE 다운링크 프로토콜, DAB 프로토콜 및 DVB 프로토콜로 구성된 군으로부터 선택된 적어도 하나의 프로토콜과 호환가능하며, 상기 적어도 하나의 프로토콜을 준수하는 수신기는 추가 정보가 상기 프로토콜 밖에서 송신되도록 요구하지 않으면서 상기 적어도 두 개의 각각 다른 각각의 합성을 복조할 수 있고, 각각의 변환된 표현은 변조 시퀀스 내의 순환식 시간 천이에서 각각 상이하며, 적어도 하나의 기준은 피크-평균 전력비(PAPR)를 포함할 수 있고, 최저 피크-평균 전력비를 초래하는 교변하는 표현이 합성에 대하여 선택된다. 프로세서는 초전도 디지털 회로 로직 및 콤플렉스 프로그래밍가능한 로직 디바이스(CPLD) 중 적어도 하나를 포함할 수도 있다. 프로세서는 증폭기의 모델 내의 합성된 파형의 비선형 왜곡을 분석하고, 선택된 합성의 적어도 하나의 컴포넌트 및 선택된 합성 중 적어도 하나를 더욱 전치왜곡시킬 수 있다.
- [0095] 다른 목적들은 상세한 설명 및 도면을 검토함으로써 명백해 질 것이다.

도면의 간단한 설명

- [0096] 도 1 은 주파수 및 시간 도메인에서의 직교 주파수-도메인 다중화된 채널의 통상적 거동을 도시한다.
- 도 2 는 OFDM 채널에 대한 시간-주파수 리소스 그리드를 나타내고, LTE에 대한 프로토콜에 따르는 파일럿 심볼들의 통상적 위치를 보여준다.
- 도 3 은 이중-업컨버팅 방법을 사용한, 송신기 내의 두 개의 OFDM 채널의 합성을 도시한다.
- 도 4 는 두 개의 OFDM 채널들이 어떻게 합성되는지를 보여주는 간단한 블록도를 제공하는데, 하나의 OFDM 채널의 데이터 비트는 피크-평균 전력비(PAPR)를 감소시키기 위하여 순환식으로 천이될 수 있다.
- 도 5 는 송신기 내에서의 천이-및-가산 알고리즘 및 수신기 내의 파일럿 위상 추적기를 포함하는 OFDM 통신 시스템의 블록도를 도시한다.
- 도 6 은 도 2 와 같은 리소스 그리드에 대한 SAA 알고리즘을 가능하게 하는 OFDM 통신 시스템의 블록도를 도시한다.
- 도 7 은 본 발명의 일반화된 캐리어 집성 방법에 대한 탐-레벨 흐름도를 도시한다.
- 도 8 은 OFDM 통신 시스템의 블록도를 도시하는데, 수신기는 도 2 와 같은 파일럿 심볼의 어레이에 기초하여 등화된 리소스 그리드를 생성한다.
- 도 9 는 도 2 와 같은 파일럿 심볼의 어레이를 사용하여 수신기에서 리소스 그리드를 등화하는 프로세스를 나타내는 블록도를 도시한다.
- 도 10 은 합성된 신호의 PAPR을 감소시키기 위하여, 하나의 채널에 대한 데이터를 순환식 천이하는 두 개의

OFDM 채널들의 구조를 도시한다.

도 11 은 합성된 신호의 PAPR을 최소화하는 것에 대응하는 하나의 복제본을 선택하는, OFDM 채널로부터의 데이터의 다수의 천이된 복제본을 메모리에 저장하는 것을 보여주는 블록도를 제공한다.

도 12a 는 노이즈가 추가되지 않은, 시뮬레이션된 OFDM 수신된 신호에 대한 통상적인 64QAM 성좌 다이어그램을 도시한다.

도 12b 는 노이즈가 추가된, 시뮬레이션된 OFDM 수신된 신호에 대한 64QAM 성좌 다이어그램을 도시한다.

도 13a 는 시뮬레이션된 OFDM 신호의 캐리어 집성의 PAPR에 대한 확률 그래프를 도시하며, 본 발명의 방법에 대한 감소된 PAPR을 보여준다.

도 13b 는 디지털 전치왜곡의 효과를 포함하는, 시뮬레이션된 OFDM 신호의 캐리어 집성의 PAPR에 대한 확률 그래프를 도시한다.

도 13c 는 결과가 도 13a 및 도 13b 에 도시되는, 시뮬레이션의 블록도를 도시한다.

도 14 는 본 발명의 일 실시예에 따르는 시스템의 블록도를 도시한다.

도 15 는 본 발명의 일 실시예에 따르는 시스템의 블록도를 도시하고, 비선형 아날로그 증폭기를 보상하기 위한 디지털 전치왜곡을 포함한다.

도 16 은 FPGA에 구현된, 본 발명에 따르는 시스템의 블록도를 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0097] OFDM 채널은 각각 협-대역 신호인 많은 서브-채널들로 이루어진다(도 1). OFDM 채널 자체는 시변 포락선을 가지고, 통상적으로 9-10 dB의 큰 PAPR을 나타낼 수 있다. 그러나, 두 개의 별개의 유사한 OFDM 채널들이 합성된다면, 결과적인 신호는 통상적으로 3 dB의 이득에 대하여 12-13 dB의 PAPR을 나타낼 것이다. 그러면 겨우 평균 오직 두 배 더 큰 합성된 신호를 송신하기 위하여 4 배의 용량을 가지는 전력 증폭기가 필요할 것이기 때문에 이것은 너무 큰 것이다.
- [0098] 그러므로 바람직한 실시예는 두 개의 OFDM 채널 합성된 신호의 PAPR을 12-13 dB로부터 원래의 컴포넌트의 9-10 dB로 다시 감소시키는 PAPR 감소 방법을 제공한다. PAPR에서의 이러한 약 3 dB 감소는 신호의 열화가 없이, 그리고 수신기가 OFDM 심볼을 복구하기 위하여 필요로 하는 임의의 특수한 부가 정보를 송신할 필요가 없이 달성되는 것이 바람직하다. 더 나아가, 이러한 알고리즘은 충분히 간단해서 충분히 고속이기만 하면 임의의 하드웨어 기술로 구현될 수 있다.
- [0099] PAPR 감소의 종래의 방법은 서브-채널들을 합성하는 것과 과도한 PAPR이 없이 단일 OFDM 채널을 생성하는 데에 중점을 둔다. 본 발명의 기법은 어떤 면에서는 부분 송신 시퀀스(Partial Transmit Sequence; PTM) 및 선택된 매핑(Selected Mapping; SLM)의 합성으로 볼 수 있다.
- [0100] 전통적인 PTS에서는, N 개의 심볼들의 입력 데이터 블록은 서로 소인 서브-블록들로 파티셔닝된다. 각각의 서브-블록에 있는 서브-캐리어들에는 해당 서브-블록에 대한 위상 인자가 가중된다. 위상 인자들은 합성된 신호의 PAPR이 최소화되도록 선택된다.
- [0101] SLM 기법에서, 송신기는 충분히 다른 후보 데이터 블록의 세트를 생성하는데, 이들은 모두 원래의 데이터 블록과 동일한 정보를 나타내고, 송신하기에 가장 좋은 것(신호 열화가 없는 최저 PAPR)을 선택한다.
- [0102] 현재의 하이브리드 접근법은 합성된 캐리어 변조 신호에 대한 PTS 및 SLM의 요소들을 합성한다. 오버샘플링된 OFDM 파형의 다양한 순환식 시간-천이들이 검색되고, 최저 PAPR을 가지는 시간-천이가 선택된다. 하나의 OFDM 신호가 기준으로 사용되고 다른 캐리어 변조 신호(들)는 PTS와 유사한 방식으로 시간-천이를 생성하도록 사용된다. 검색 윈도우가 순환식 전치부 길이 및 오버샘플링 레이트에 의하여 결정된다.
- [0103] 천이의 가능한 합성들의 위상 공간이 크게 증가하는 한, 이러한 합성들을 모두 탐색할 필요가 없을 것이다. 일반적으로, PAPR의 매우 높은 값은 상대적으로 드물게 발생하여, 높은-PAPR 상태에서부터 시작하는 거의 모든 시간-천이들이 PAPR이 감소되게 하는 경향이 있을 것이다. 다수의 채널에서의 천이는 순차적으로 또는 병렬적으로, 또는 두 가지의 어떤 합성으로 구현될 수 있다. 따라서, 예를 들어, 수락가능한 범위 내에 있는 PAPR을 가지는 임의의 합성이 선택가능하고, 임의의 수락불가능한 PAPR 상태는 시간의 1%에서 발생하며, 수락가능한 PAPR을 찾

기 위한 검색 공간은 일반적으로 가능한 상태의 2% 미만일 것이다. 반면에, 다른 수락가능성 기준들이 채용된다면, 더 큰 검색 공간이 필요하거나 적합하게 될 수 있다. 예를 들어, 더 높은 PAPR 신호를 송신하는데 더 많은 비용, 예를 들어 전력 비용 또는 간섭 비용이 발생한다고 가정하면, 앞선 최적화가 적합할 수도 있다. 휴리스틱법이 최적의 상태를 예측하기 위하여 사용될 수 없다고 가정하면, 파라메트릭 공간의 전체 검색이 비용을 최소화시키기 위하여 적합할 수도 있다.

[0104] 이것은, 다른 OFDM 채널이 서로 독립적이고 별개의 송신 체인을 가지고 상호 동기되지 않는 종래의 접근법과 상이하다. 더 나아가, 종래의 접근법은 직접적으로 기저대역 신호에 대해 동작한다. 이에 반해, 본 발명의 방법은 두 개 이상의 OFDM 채널을 포함하는 업-컨버팅된 합성된 신호에서 PAPR을 평가하고, 이러한 채널의 각각에 대한 심볼 기간은 동기화되어야 한다. 이것은, 각각의 채널이 독립적으로 수신되고 클로킹되는 수신기에서 문제점을 발생시키지 않을 것이다.

[0105] PAPR을 측정하는 몇 가지 종래의 접근법은 클리핑에 기초하지만, 이들은 필연적으로 왜곡을 야기하고 대역외에 신호를 발생시킨다. 몇 가지 다른 접근법에는 왜곡이 발생되지 않지만, 수신단에서 디코딩되어야 하는 특수한 변환을 요구한다. 이것들은 부가 정보를 전송하게 하거나, 표준 OFDM 통신 프로토콜과 차이점을 가진다. 본 발명의 바람직한 접근법은 이러한 단점들을 가지지 않는다.

[0106] 셀룰러 통신에서 사용되는 OFDM 채널은 대역폭이 10 또는 20 MHz에 달할 수 있다. 그러나, 이러한 채널들은 2.5-2.7 GHz와 같은 훨씬 더 넓은 주파수 대역에 위치될 수도 있다. 그러므로 각각 10 MHz 너비이고, 100 MHz 이상 떨어져 있는 두 개 이상의 OFDM 채널의 합성을 얻을 수 있다. 10 MHz 디지털 기저대역 신호는 20 MS/s만큼 느린 속도로 샘플링될 수도 있지만, 100 MHz를 커버하는 합성된 디지털 신호는 적어도 200 MS/s의 속도에서 샘플링되어야 한다.

[0107] 바람직한 실시예에서, 신호 합성(도 3의 업-컨버팅을 포함)은 이러한 향상된 샘플링 레이트로 디지털 도메인에서 수행된다. PAPR 임계 테스트 및 CSR 제어도 더 높은 레이트에서 구현된다. 이러한 레이트는 다수의 반복이 단일 심볼 시간(수 마이크로초) 안에 수행될 수 있도록 충분히 빨라야 한다.

[0108] 원형 시간-천이가 시스템 성능을 열화시키지 않으면서 합성된 OFDM 채널들에 대한 PAPR을 감소시킨다는 기대를 증명하기 위하여, OFDM 송신 및 수신인 풀 몬테-카를로 시뮬레이션(full Monte-Carlo simulation)이 수행되었다. 이러한 시뮬레이션의 블록도가 도 6에 요약되는데, 이것은 "캐리어 집성 평가 테스트 벤치"를 나타내고 주파수 F_1 및 F_2 에서 OFDM 신호를 합성하고 PAPR 감소를 위하여 SAA 알고리즘에 따르는 송신기를 도시한다. 단에서, 이것은 다운-컨버팅되고 F_2 에서의 신호는 표준 OFDM 수신기를 사용하여 복원된다. 방법과 더불어, 적합한 추가적 부가 백색 가우시안 노이즈(AWGN)가 채널에 추가된다. 캐리어 집성 시뮬레이션에 대한 파라미터는 다음을 포함한다. 각각의 패킷은 정보의 800 바이트를 포함하는데, 이것은 여러 OFDM 심볼 기간에 걸쳐 변조되고, 변조는 64-QAM(64-직교 진폭 변조)이다. 각각의 SNR 포인트는 250 개의 패킷 에러가 발생할 때까지 계속된다. 순환식 전치부는 총심볼 시간의 1/8로 설정된다. 주파수 F_1 및 F_2 인 캐리어들은 그들의 스펙트럼들이 중첩하지 않도록 충분히 이격된다. 오버샘플링 레이트는 8의 인수이다. 마지막으로, 매우 좁은 오프를 가지고 샘플링 주파수가 $F_s=160$ MHz이고, 주파수 컷오프가 $F_c=24$ MHz인 개선된 여현 필터가 사용되었다. 도 12a는 노이즈가 없는 시뮬레이션을 위한 64-QAM 수신된 신호들의 성좌 차트의 일 예를 도시하는데, 수신기의 보간 등화기와 호환될 것으로 기대되는 시간 천이가 적용되었다. 이러한 예에서, 과일렛 심볼은 이러한 시간 기간 동안 송신되지 않았다. 클러스터링은, 각각의 비트가 비트 에러가 발생하지 않고 이것의 요구된 윈도우 내에서 수신된다는 것을 표시한다. 좀 더 일반적으로는, 기대된 바와 같이, 신호의 열화가 허용될 수 있는 시간 천이에 대하여 관찰되지 않았다. 도 12b는 실용적인 무선 통신 시스템에 통상적인 가산된 가우시안 노이즈를 이용한 시뮬레이션에 대한 유사한 64-QAM 성좌 차트를 도시한다. 다시 말하건대, 시뮬레이션은 비트 에러가 크게 증가되지 않으면서 신호가 적절하게 수신된다는 것을 보여준다.

[0109] 도 13a는, 본 발명의 일 실시예에 따라서 합성된 두 개의 OFDM 신호들의 합성에 대한 시뮬레이션된 PAPR 분포를 보여준다. 보완적 누적 분포 함수(Complementary Cumulative Distribution Function; CCDF)는 신호가 주어진 값보다 더 큰 PAPR을 가질 확률을 나타낸다. 실용적으로는, 10^{-4} 의 CCDF가 특정 파형의 효과적인 PAPR을 규정하기 위하여 사용될 수 있다. 두 개의 컴포넌트 신호의 각각은 11 dB의 PAPR을 가진다(상단 곡선). 변경되지 않은 두 개의 신호의 합성은 거의 3 dB의 PAPR이 증가되게 할 것이다(미도시). 이에 반해, 본 발명의 코드북 선-가중 알고리즘을 사용한 합성은 거의 2 dB 내지 약 9 dB의 감소가 일어나게 할 것이다(하단 곡선). 이러한 이점은 이러한 코드북 접근법이 적용되지 않는다면 감소될 것이다(중간 곡선).

- [0110] 도 13b 는 도 13c 의 시뮬레이션 블록도에 표시되는 바와 같이, 크레스트 인자 감소(Crest Factor Reduction; CFR)에 추가한 디지털 전치왜곡(DPD)을 효과를 도시한다. 도 13c 는 20 MHz 대역폭의 LTE 신호에 각각 대응하는 3 개의 OFDM 신호들의 합성을 도시한다. 개개의 기저대역 신호는 30.72 MHz에서 샘플링되고, 122.8 MHz로 업샘플링되며, 주파수를 오프셋하고(디지털 승산기를 사용), 및 함께 가산되어 3 개의 20 MHz 대역을 포함하는 60 MHz 대역을 가지는 IF 신호를 형성한다. 그러면 이것은 본 발명의 코드북 가중 알고리즘에 따르는 크레스트 인자 감소(Crest Factor Reduction; CFR)를 겪고, 업샘플링되며(2의 인자로) 디지털 전치왜곡(digital predistortion; DPD)되어, 비선형 전력 증폭기(PA)의 포화 효과를 시뮬레이션한다. 마지막으로, 전치왜곡된 신호는 디지털-아날로그 컨버터(DAC)로 전송되고 PA에서 증폭된다. CFR 입력이라고 명명된 도 13b 의 곡선은 합성된 신호를 보여주는 반면에 CFR 출력은 PAPR 감소의 결과를 보여준다. "+n SCA 처리"(PlusN 스마트 캐리어 집성)이라고 명명된 곡선은 전치왜곡의 효과를 포함하는, 브로드캐스트되는 신호에 대응한다.
- [0111] 이러한 시뮬레이션들 결과, SAA 알고리즘에 의하여 합성된 OFDM 채널에서 약 3 dB의 PAPR의 감소가 생긴다는 것 뿐만 아니라, 이러한 감소가 신호 열화가 없이 그리고 송신 신호에 수행된 변환에 대한 임의의 특수한 부가 정보를 전송할 필요 없이 달성된다는 것이 확정되었다. 또한 이것은 PAPR 감소가 열화됨이 없이 디지털 전치왜곡과 통합될 수 있다.
- [0112] 본 발명의 일 실시예에 따르는 시스템의 블록도가 도 14 에 도시되는데, 입력 신호의 적어도 하나는 본질적으로 OFDM 신호의 일반화된 다중 서브채널 다중화된(MSM) 신호라고 식별된다. MSM 신호는 정보 콘텐츠와 독립적인 파일럿 신호를 포함하는 것으로 가정되는데, 이것이 신호가 다중-경로, 도플러 천이, 및 노이즈가 존재하는 와중에 적합하게 수신되게 한다. 여기에서 MSM 신호 및 다른 신호는 복수 개의 대안적인 집성된 신호들에서 합성되는데, 각각의 이러한 교번하는 합성은 추가적인 부가 정보를 전송하지 않고서 수신기에서 이러한 신호 양자 모두에 대하여 적합하게 수신될 수 있다. 이전에 송신된 신호를 포함할 수도 있는 수신기의 디지털 모델은, 어떤 교번하는 합성이 수신기에서 적합하게 추적될 수 있는 MSM 파일럿 신호에 대응하는지를 결정하게 한다. 이러한 기준 및 합성된 신호 진폭과 연관될 수도 있는 적어도 하나의 다른 기준(피크-평균화-전력비 또는 PAPR과 같은 기준)에 기초하여, 하나 이상의 교번하는 합성이 선택되는데, 이것은, 예를 들어 자동화된 프로세서를 사용한 송신을 위하여 다양한 기준들을 사용한 반복적 선택 프로세스에서, 추가적인 처리 또는 선택을 겪게 될 수 있다. 이것은 바람직하게는 디지털 IF 신호를 사용하여 수행될 수도 있는데, 이러한 신호는 디지털-아날로그 컨버터(DAC)에서 아날로그 신호로 변환되고, 전력 증폭기에서 증폭되고 안테나를 통해 송신되기 이전에 아날로그 믹서에서 표준 방법에 따라 풀 무선 주파수 신호로 업변환된다. 다른 타입의 RF 변조기들도 역시 사용될 수 있다.
- [0113] 도 15 는 도 14 와 유사하지만 전력 증폭기와 같은 비선형 아날로그 컴포넌트에 존재할 수도 있는 비선형성(내재적 비-선형성, 신호-의존적 지연, 포화 및 가열 효과 포함)을 보상하는 디지털 전치왜곡 모듈이 추가된 블록도를 나타낸다. 전치왜곡은 선택된 합성(들)이 모든 기준들을 적합하게 충족시키도록 교번하는 합성(alternative combination)에 수행되는 것이 바람직하다.
- [0114] 전치왜곡은 다수의 왜곡 소스를 정정하는 것을 망라하고, 시간(지연) 및/또는 주파수 도메인에서의 신호의 변환, 진폭 및 파형 조절을 나타낼 수 있으며, 예를 들어 노화 및 환경적 컨디션을 보상하도록 적용될 수 있다. 다중입력-다중출력(MIMO) 무선 송신 시스템(또는 다른 신호 송신 시스템)의 경우에, 왜곡 모델은 전체 신호 송신 체인을 망라한다. 이러한 모델은 다양한 다중경로들에 대하여 별개의 모델들을 포함할 수도 있고, 따라서 선택된 대안적인 전치왜곡된 신호는 집성 시스템의 최적의 경우를 나타내고, "주된" 신호 성분만을 나타내는 것이 아닐 수 있다.
- [0115] 기법의 하나의 바람직한 구현형태는 시프트-레지스터 메모리, 룩업 테이블, 디지털 업-컨버팅, 및 임계 테스트를 위한 블록들이 있는 고속 필드-프로그래밍가능한 게이트 어레이(FPGA)를 사용하는 것을 수반한다. 이것도 도 16 에 도시되고, 이것은 디지털 전치왜곡을 선택적으로 추가하는 것을 보여준다. 이러한 실시예에서, 입력 디지털 기저대역 신호(시간 도메인에서)는 우선 FPGA 내의 메모리 레지스터에 저장되고, MSM 신호 S2가 복수 개의 디지털 프리코더에서 변환된다. 일 실시예에서, 이러한 프리코더는 천이 파라미터의 다른 값들을 가지는 원형 시프트 레지스터(CSR)를 포함할 수도 있다. 다른 실시예들에서, 파라미터 변동의 범위는 시간(즉, CSR에서의 증분 변동)이 아니고, 오히려 웨이브릿 변환의 시간-주파수 범위와 같은 다른 파라미터이다. 이러한 천이된 버전들은, 룩업-테이블 구별기(discriminator) 블록에 의하여 결정되는 바와 같은, 수신기 내의 파일럿 신호 추적과 호환가능하도록 선택된다. 이러한 LUT는 도 16 에 도시된 바와 같이 이전 천이를 고려할 수도 있다. 도 16 은 병렬적으로 처리되는 여러 프리코딩 스키마(예를 들어, 원형 천이)를 도시하지만, 직렬 처리역시 가능하다. 합성될 각각의 기저대역 신호는 디지털 업컨버터(DUC)에서 적합한 중간 주파수(IF)로 디지털

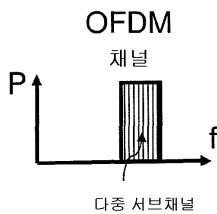
업컨버팅되며, 적합하게 샘플링 레이트가 증가한다. 그러면 샘플 S1 및 각각의 대안적인 S2 는 디지털 IF 결합기 유닛에서 디지털적으로 합성될 수 있다. 그러면, 각각의 교번하는 합성이 임계 테스터로 전송되기 전에 디지털 전치왜곡기(PD) 내에서 선택적으로 디지털 전치왜곡된다. 임계 테스터는 예를 들어 각각의 대안적인 샘플의 PAPR을 측정하고, 최저 PAPR을 가지는 대안적인 샘플을 선택할 수 있다.

[0116] 대안적으로는, 고속-단일-플럭스-양자(rapid-single-flux-quantum; RSFQ) 초전도 회로와 같은 디지털 기술이 채용될 수도 있다. 합성되는 OFDM 채널들의 개수가 증가함에 따라서, 알고리즘 속도를 높이거나 대안적으로는 처리 과정의 일부를 병렬적으로 수행할 필요가 있다.

[0117] 이러한 방법은 인지 무선부(cognitive radio)의 라인과 나란히 재구성가능 시스템 에도 적용될 수도 있는데, 송신될 채널은 사용자 수요 및 이용가능한 대역폭에 따라서 동적으로 재할당될 수 있다. 송신된 채널의 개수 및 그들의 주파수 할당 모두가 풀 소프트웨어 제어 하에서 변경될 수도 있다. 모든 채널들이 동일한 일반적 심볼 프로토콜 및 타이밍을 따르는 한, 천이-및-가산 알고리즘의 유사한 세트를 적용하여 효율적 송신을 위하여 수락 가능한 PAPR을 유지할 수 있다.

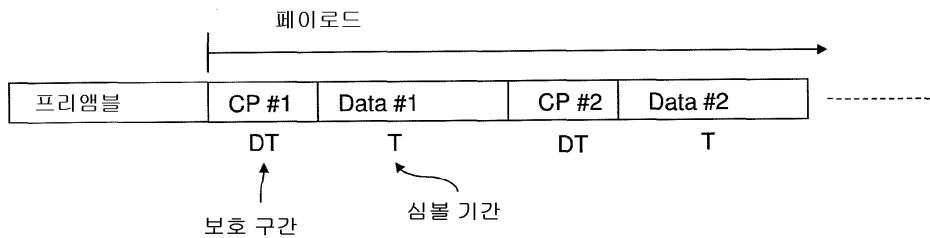
도면

도면1a



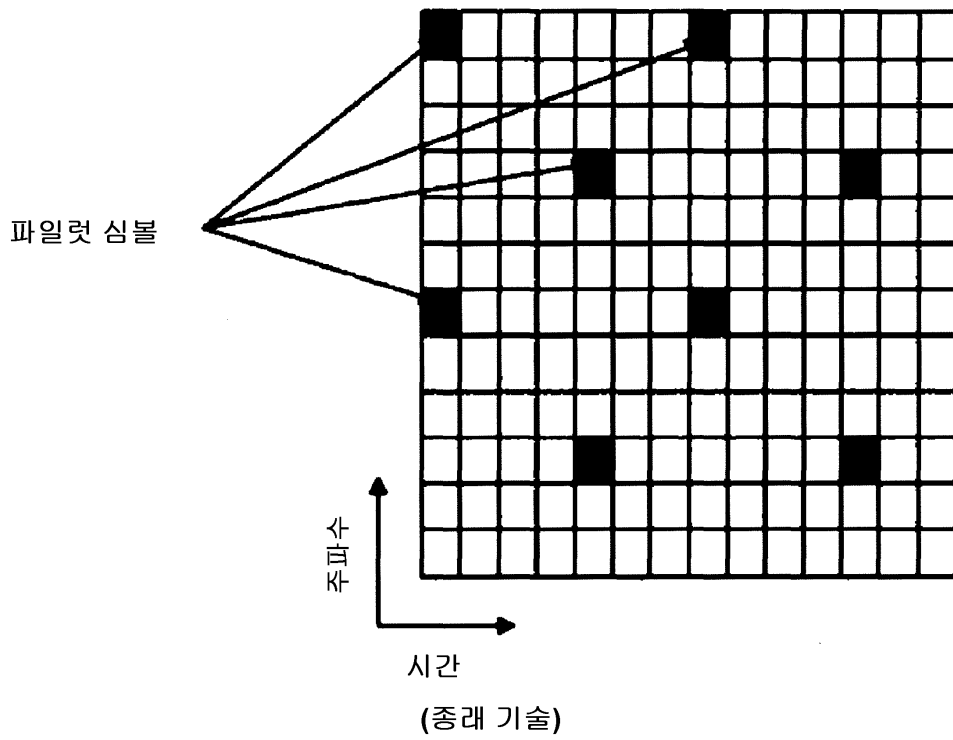
(종래 기술)

도면1b

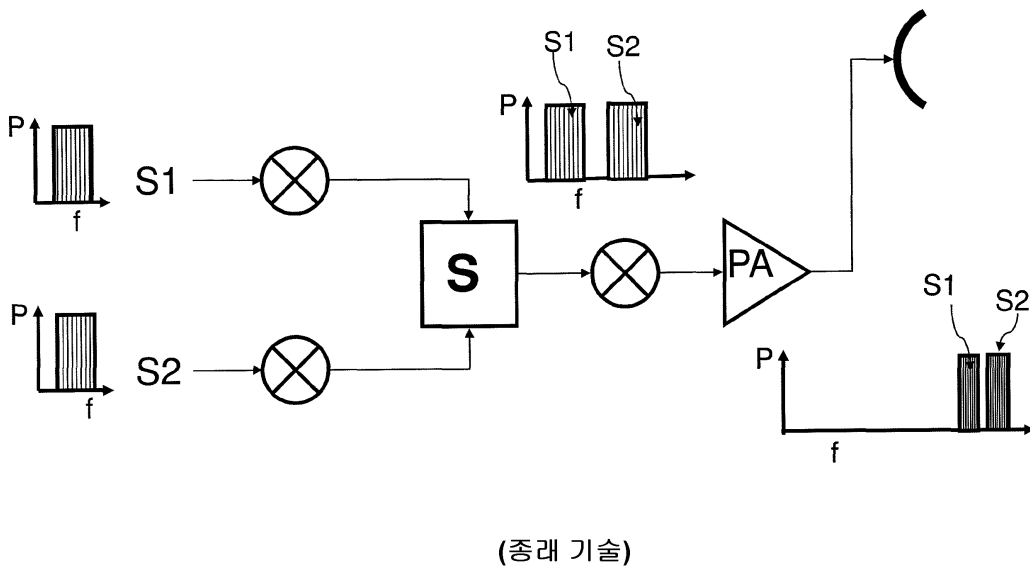


(종래 기술)

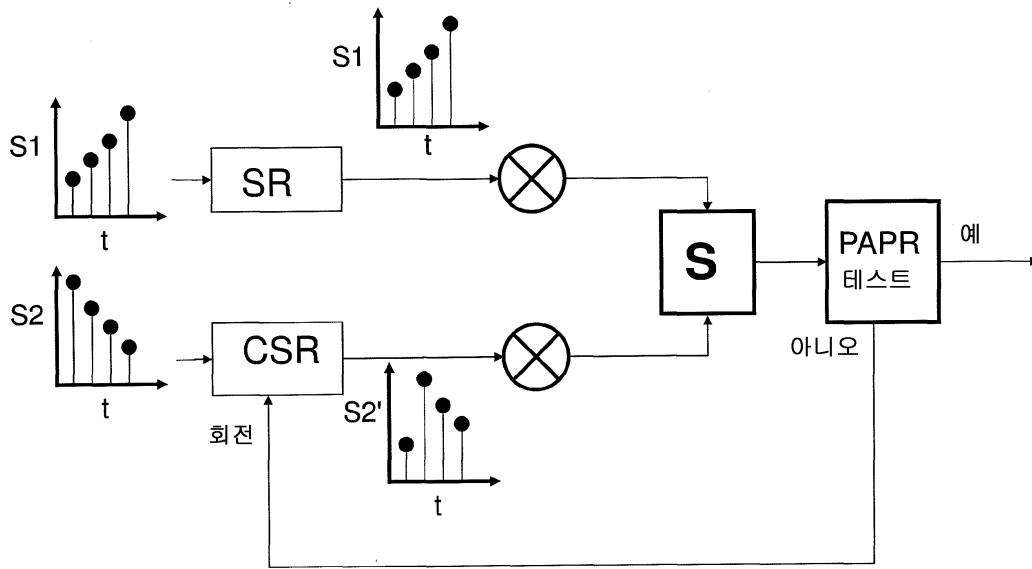
도면2



도면3

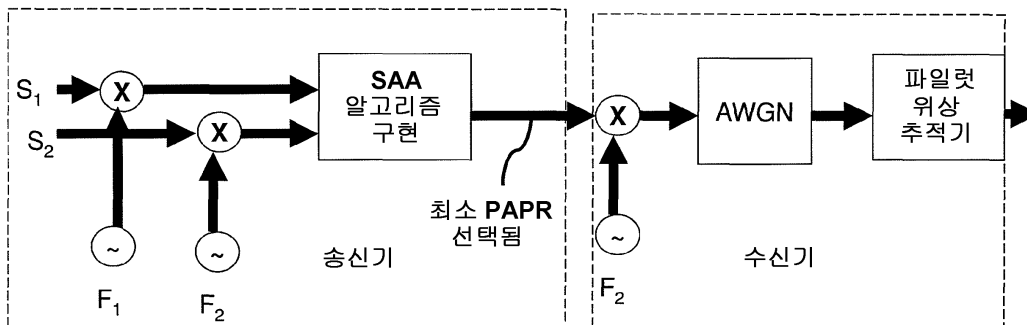


도면4



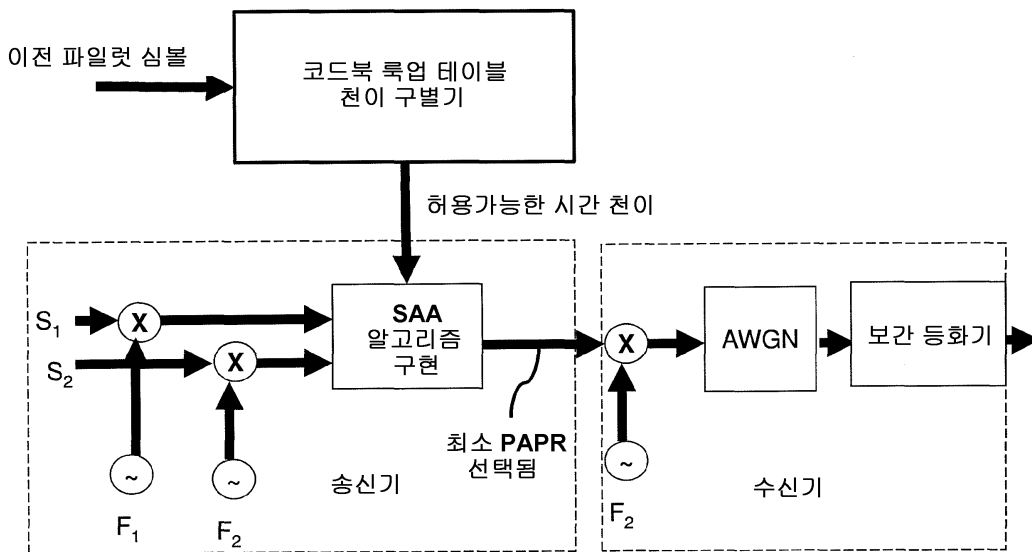
(종래 기술)

도면5

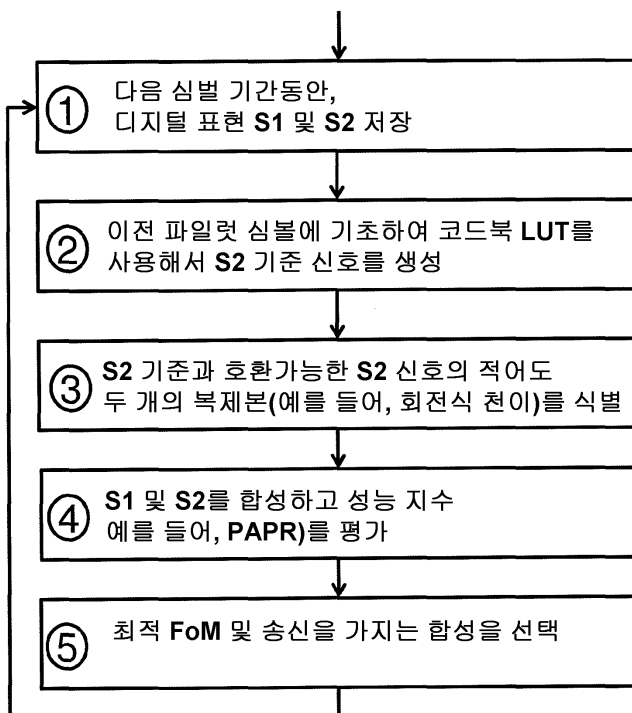


(종래 기술)

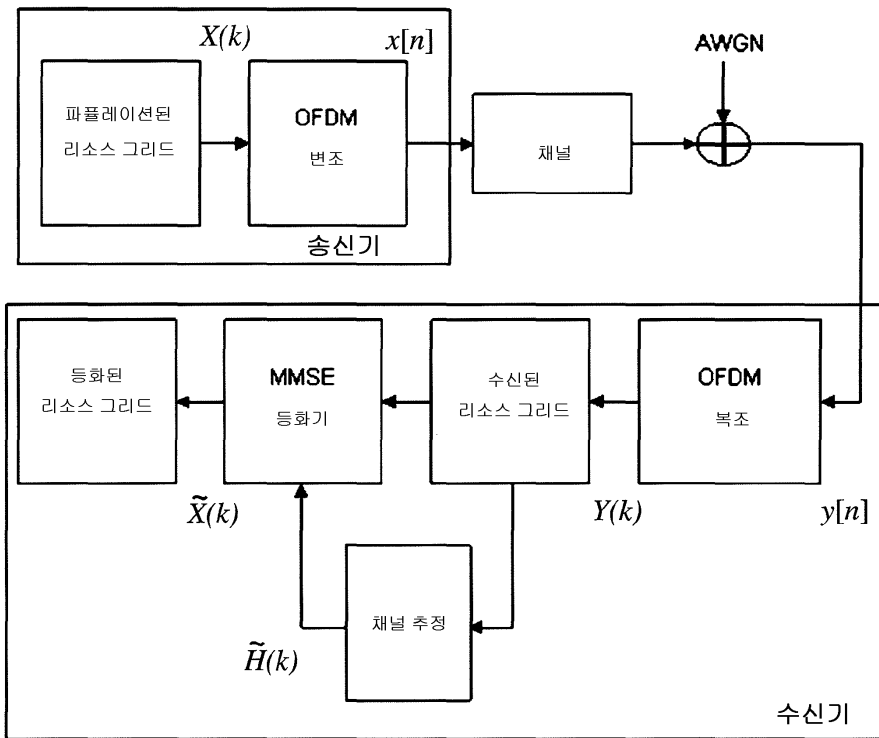
도면6



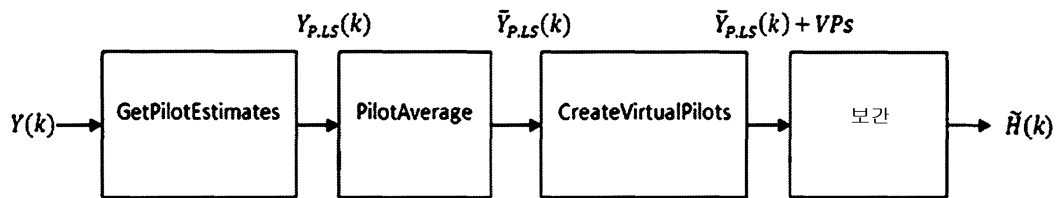
도면7



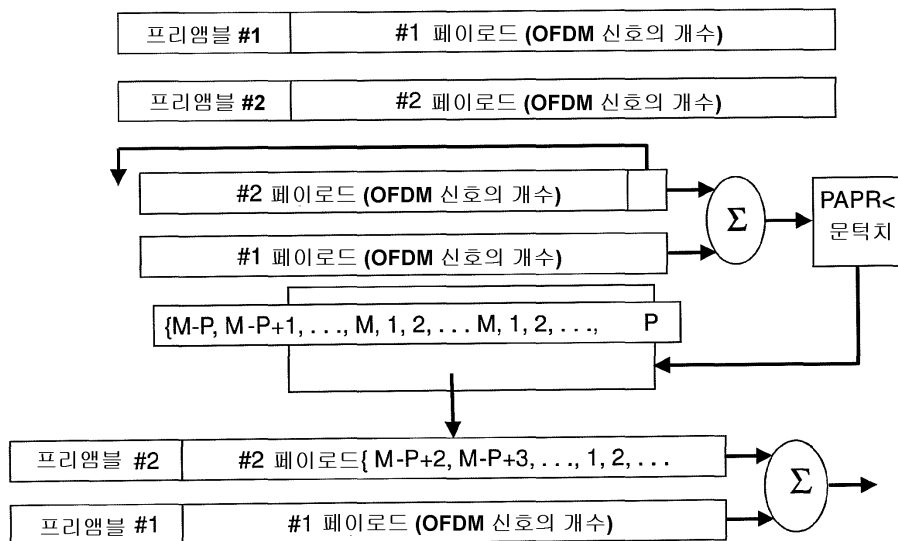
도면8



도면9

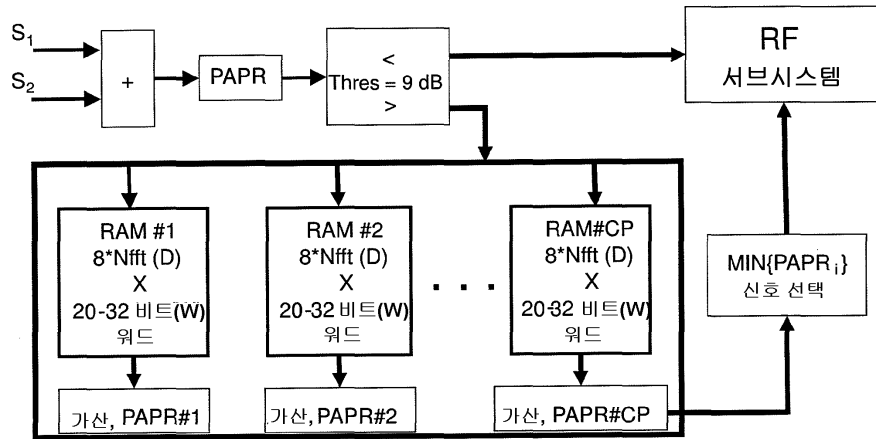


도면10

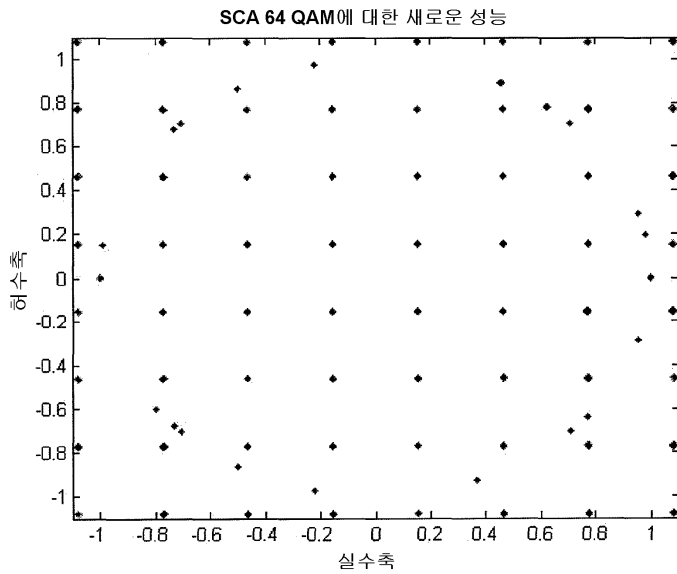


도면11

천이 및 가산(SAA) 기능성 블록도

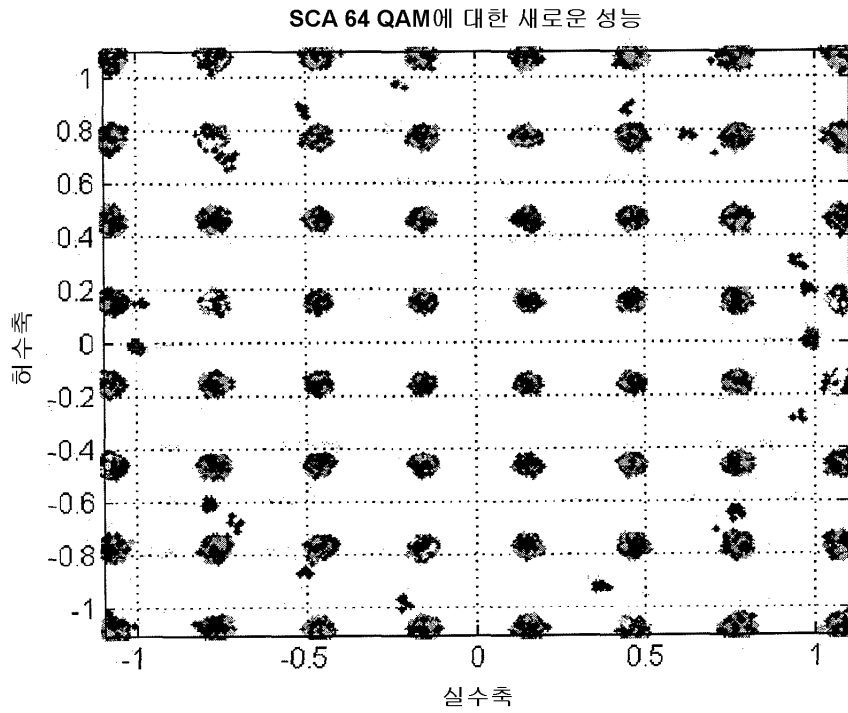


도면12a

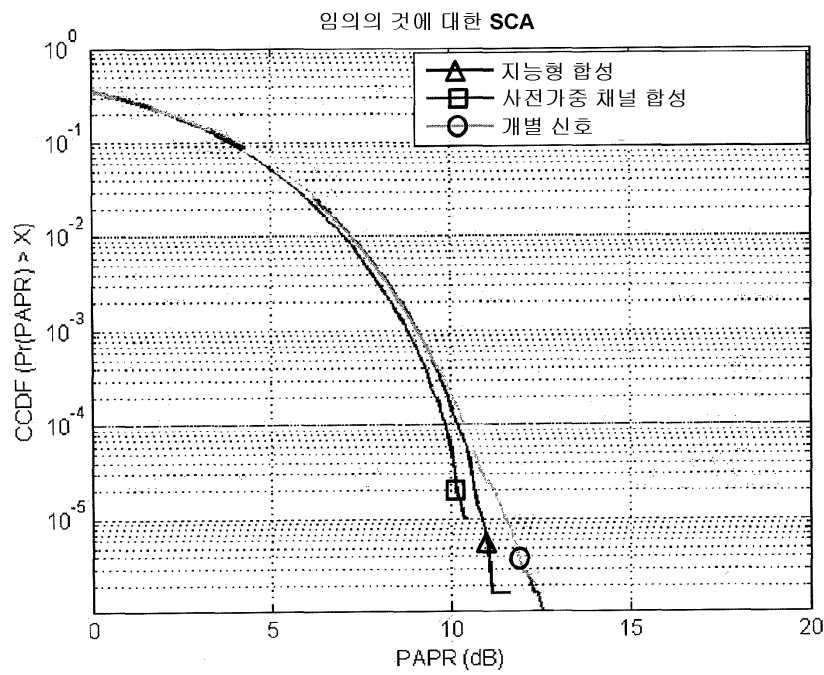


(노이즈가 없는 성능)

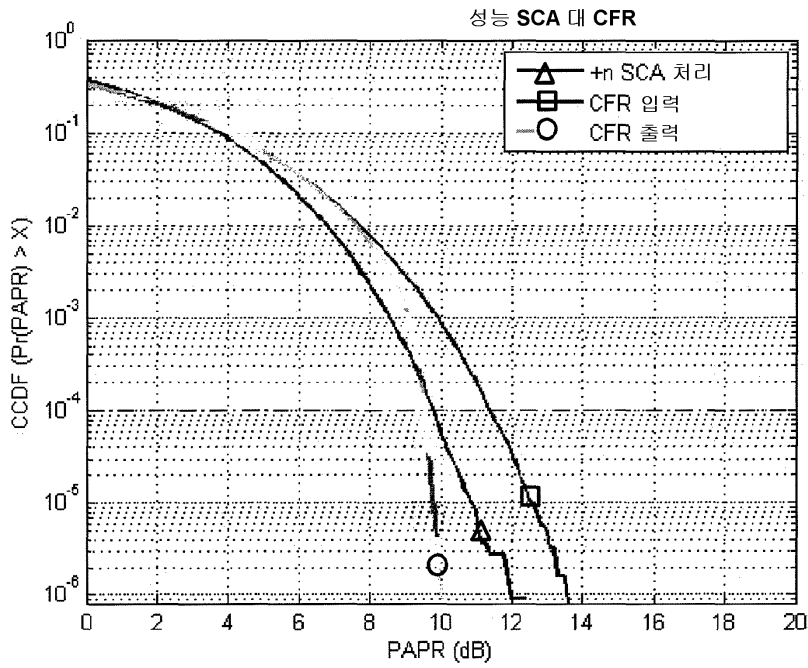
도면12b



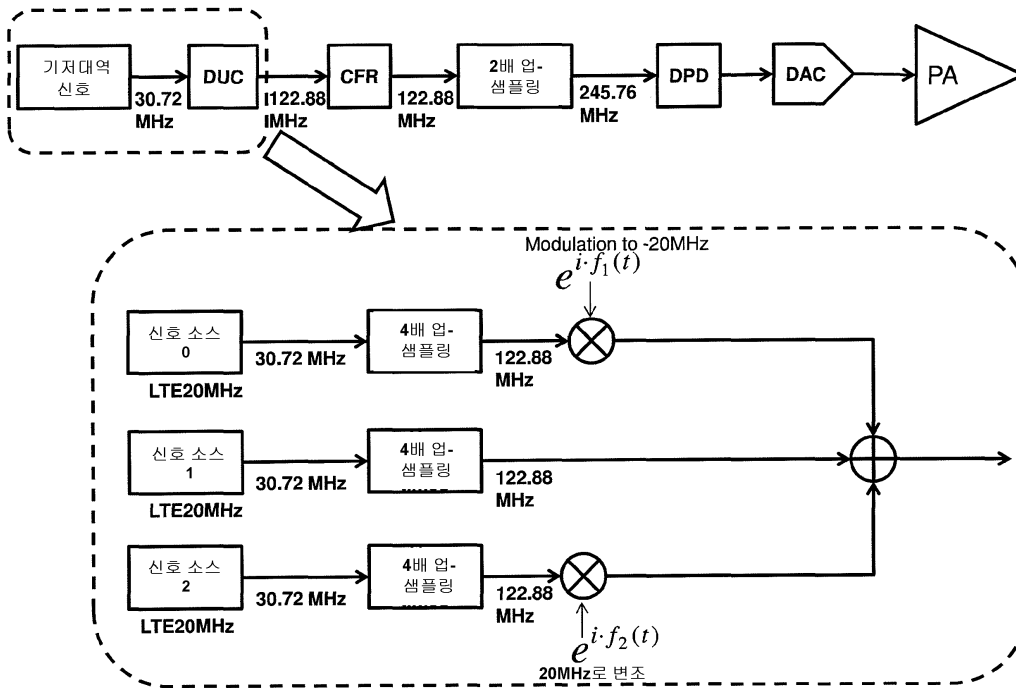
도면13a



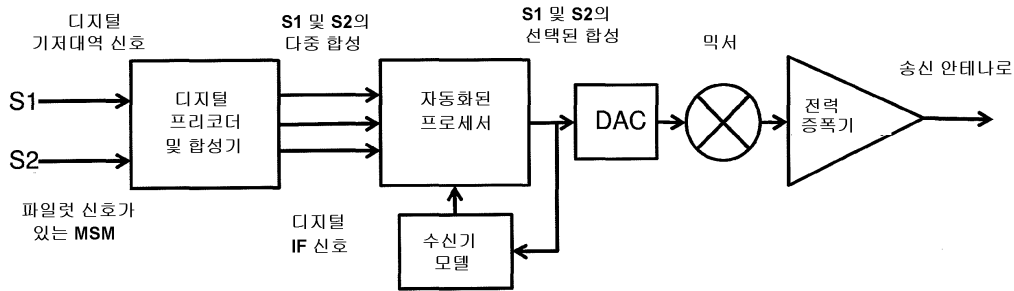
도면13b



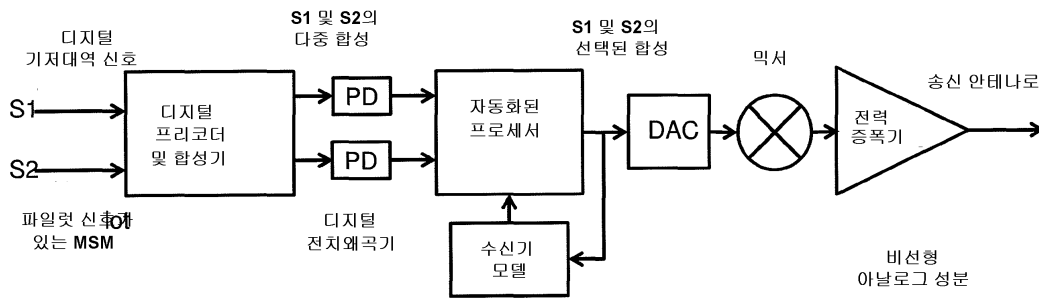
도면13c



도면14



도면15



도면16

