



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04N 7/015 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2007년08월29일 10-0752641 2007년08월21일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호 (22) 출원일자 심사청구일자	10-2005-0006583 2005년01월25일 2005년01월25일	(65) 공개번호 (43) 공개일자	10-2006-0085758 2006년07월28일
----------------------------------	---	------------------------	--------------------------------

(73) 특허권자 삼성전자주식회사
 경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 김동규
 경기 성남시 분당구 수내동 푸른마을 신성아파트 313동 405호

(74) 대리인 리엔목특허법인
 이해영

(56) 선행기술조사문헌
 null

심사관 : 신재철

전체 청구항 수 : 총 21 항

(54) 데이터 서브캐리어를 이용하여 공통 위상을 추정하는 OFDM 신호 수신기 및 방법

(57) 요약

데이터 서브캐리어를 이용하여 공통 위상을 추정하는 OFDM 신호 수신기 및 방법이 개시된다. 상기 수신기에서는 채널 평가부가 FFT 처리된 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성하고, CP 추정부가 등화기에서 출력되는 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일릿 및 데이터 서브캐리어를 추정하여 상기 추정된 서브캐리어들로부터 제1 CP 및 제2 CP를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성한다. 이에 따라, CP 보상부는 상기 최종 CP만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력한다.

대표도

도 2

특허청구의 범위

청구항 1.

입력 기저대역의 신호를 왜곡 보상하는 등화기;

상기 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성하는 채널 평가부;

상기 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어를 추정하여 상기 추정된 서브캐리어들로부터 제1 CP 및 제2 CP를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성하는 CP 추정부; 및

상기 최종 CP 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력하는 CP 보상부를 구비하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 2.

제 1항에 있어서, OFDM 신호 수신기는,

RF 모듈로부터의 디지털 OFDM 수신 신호를 일정 포맷으로 복조하여 복소 신호를 생성하는 복조기;

상기 복조된 신호의 주파수 오프셋을 보상하는 주파수 동기화부; 및

상기 주파수 보상된 신호를 FFT 처리하여 FFT 처리된 신호를 상기 입력 기저대역의 신호로서 생성하는 FFT부를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 3.

제 1항에 있어서, OFDM 신호 수신기는,

상기 CP 보상된 신호를 일정 포맷에 따라 디매핑하는 디매핑부를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 일정 포맷은,

QPSK, BPSK, 또는 QAM 변조 포맷인 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 5.

제 1항에 있어서, 상기 채널 평가부는,

상기 입력 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 각 서브캐리어와 관련된 채널 계수를 생성하는 채널 추정부; 및

상기 채널 계수들의 파워의 평균을 계산하고, 상기 각 채널 계수의 파워가 상기 평균의 1/2보다 큰 서브캐리어를 상기 양호 서브캐리어로서 인덱싱하여, 그 인덱스에 관한 정보를 상기 CSI로서 생성하는 인덱스부를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 6.

제 5항에 있어서, 상기 CP 추정부는,

상기 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어를 추정하는 서브캐리어 추정부; 및

상기 제1 CP 및 제2 CP를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성하는 CP 결정부를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 7.

제 5항에 있어서, 상기 서브캐리어 추정부는,

상기 채널 계수들의 파워 평균의 1/2보다 큰 파일럿 서브캐리어를 상기 양호 파일럿 서브캐리어로서 출력하는 파일럿 추출부; 및

상기 채널 계수들의 파워 평균의 1/2보다 큰 데이터 서브캐리어 중 실수 성분 및 허수 성분이 모두 콘스텔레이션에 따른 최대 매핑 레벨의 1/2이상인 데이터 서브캐리어를 상기 양호 데이터 서브캐리어로서 출력하는 데이터 추출부를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 8.

제 7항에 있어서, 상기 데이터 추출부는,

시스템에 사용되는 FFT 사이즈 내에 존재하는 상기 양호 데이터 서브캐리어 수를 생성하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 9.

제 8항에 있어서, 상기 CP 결정부는,

상기 양호 파일럿 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제1 CP로서 생성하는 제1 CP 결정부;

상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제2 CP로서 생성하는 제2 CP 결정부; 및

상기 양호 데이터 서브캐리어 수가 시스템에 사용된 파일럿 서브캐리어 수보다 크면 상기 제1 CP 및 상기 제2 CP의 평균을 상기 최종 CP로서 생성하고, 그렇지 않으면 상기 제1 CP를 상기 최종 CP로서 생성하는 최종 결정부를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 10.

제 9항에 있어서, 상기 제2 CP 결정부는,

상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대하여 상기 제1 CP 만큼 위상 보상한 후 콘스텔레이션에 따른 매핑 레벨들을 결정하고, 상기 결정된 매핑 레벨들을 기준으로 상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제2 CP로서 생성하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 11.

제 10항에 있어서, 상기 제2 CP는,

그 최대값이 콘스텔레이션에서의 인접점간 최소 위상의 1/2로 한정되는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신기.

청구항 12.

입력 기저대역의 신호를 왜곡 보상하는 단계;

상기 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성하는 단계;

상기 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어를 추정하는 단계;

상기 추정된 서브캐리어들로부터 제1 CP 및 제2 CP를 계산하는 단계;

상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성하는 단계; 및

상기 최종 CP 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하는 단계를 구비하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 13.

제 12항에 있어서, OFDM 신호 수신 방법은,

RF 모듈로부터의 디지털 OFDM 수신 신호를 일정 포맷으로 복조하여 복소 신호를 생성하는 단계;

상기 복조된 신호의 주파수 옵셋을 보상하는 단계; 및

상기 주파수 보상된 신호를 FFT 처리하여 FFT 처리된 신호를 상기 입력 기저대역의 신호로서 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 14.

제 12항에 있어서, OFDM 신호 수신 방법은,

상기 CP 보상된 신호를 일정 포맷에 따라 디매핑하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 15.

제 14항에 있어서, 상기 일정 포맷은,

QPSK, BPSK, 또는 QAM 변조 포맷인 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 16.

제 12항에 있어서, 상기 CSI 생성 단계는,

상기 입력 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 각 서브캐리어와 관련된 채널 계수를 생성하는 단계;

상기 채널 계수들의 파워의 평균을 계산하는 단계; 및

상기 각 채널 계수의 파워가 상기 평균의 1/2보다 큰 서브캐리어를 상기 양호 서브캐리어로서 인덱싱하여, 그 인덱스에 관한 정보를 상기 CSI로서 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 17.

제 16항에 있어서, 상기 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어 추정 단계는,

상기 채널 계수들의 파워 평균의 1/2보다 큰 파일럿 서브캐리어를 상기 양호 파일럿 서브캐리어로서 출력하는 단계; 및

상기 채널 계수들의 파워 평균의 1/2보다 큰 데이터 서브캐리어 중 실수 성분 및 허수 성분이 모두 콘스텔레이션에 따른 최대 매핑 레벨의 1/2이상인 데이터 서브캐리어를 상기 양호 데이터 서브캐리어로서 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 18.

제 17항에 있어서, 상기 OFDM 신호 수신 방법은,

시스템에 사용되는 FFT 사이즈 내에 존재하는 상기 양호 데이터 서브캐리어 수를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 19.

제 18항에 있어서, 상기 OFDM 신호 수신 방법은,

상기 양호 파일럿 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제1 CP로서 생성하는 단계;

상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제2 CP로서 생성하는 단계; 및

상기 양호 데이터 서브캐리어 수가 시스템에 사용된 파일럿 서브캐리어 수보다 크면 상기 제1 CP 및 상기 제2 CP의 평균을 상기 최종 CP로서 생성하고, 그렇지 않으면 상기 제1 CP를 상기 최종 CP로서 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 20.

제 19항에 있어서, 상기 제2 CP 생성 단계는,

상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대하여 상기 제1 CP 만큼 위상 보상한 후 콘스텔레이션에 따른 매핑 레벨들을 결정하는 단계; 및

상기 결정된 매핑 레벨들을 기준으로 상기 양호 데이터 서브캐리어들에 대한 위상 회전량을 상기 제2 CP로서 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

청구항 21.

제 20항에 있어서, 상기 제2 CP는,

그 최대값이 콘스텔레이션에서의 인접점간 최소 위상의 1/2로 한정되는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexer) 신호 수신기에 관한 것으로, 특히 수신된 OFDM 신호에서 파일럿(pilot) 서브캐리어 뿐만 아니라 데이터 서브캐리어를 이용하여 CP(공통 위상: common phase)을 추정하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

OFDM 신호에 기반한 다중 캐리어는 DVB-T(Terrestrial Digital Video Broadcasting) 시스템 등에 이용된다. OFDM 신호의 한 프레임은 68 심볼로 구성되어 있고, 각 심볼에는 2K 또는 8K 모드 각각에 따라 1705 액티브 캐리어 및 6817 액티브 캐리어가 포함되어 있다. 각 심볼의 액티브 캐리어는 데이터 서브캐리어와 파일럿 서브캐리어를 포함한다. 데이터 서브캐리어는 송수신될 실질적인 오디오/비디오 정보가 디지털화된 신호이고, 파일럿 서브캐리어는 동기화, 모드 검출, 채널 추정 등에 사용될 디지털 신호로서, 데이터 서브캐리어의 사이에 삽입되고, 이러한 파일럿 서브캐리어들의 위치는 미리 정해져 있다.

도 1은 일반적인 OFDM 신호 수신기(100)의 블록도이다. 도 1을 참조하면, 상기 수신기(100)는 RF 모듈(module)(110), 복조기(120), 주파수 동기화부(frequency synchronization unit)(130), FFT부(Fast Fourier Transform Unit)(140), 등화기(equalizer)(150), CP 추정/보상부(Commom Phase estimation and correction unit)(160), 및 디매퍼(demapper)(170)를 구비한다.

상기 복조기(120)는 RF 모듈(110)로부터 입력되는 디지털 OFDM 수신 신호를 QPSK, BPSK, QAM 등의 시그널링 포맷으로 복조하여 복소 신호인 I(In-phase) 신호 및 Q(Quadrature-phase) 신호를 생성한다. 상기 디지털 OFDM 수신 신호는 상기 복조기(110)에서 저주파수로 다운-컨버팅(down-converted)되고 복조된다. 상기 복조된 신호는 상기 주파수 동기화부(130)를 통과하면서 FO(frequency offset)이 보상된다. 이때, 상기 주파수 동기화부(130)는 상기 복조된 신호로부터 FO를 추정하는데, 잡음과 채널의 왜곡으로 인하여 추정 오류가 발생하는 경우에, 상기 주파수 동기화부(130)에서 보상된 신호에는 잔류 FO가 포함될 수 있다. 상기 주파수 동기화부(130)에서 보상된 신호는 상기 FFT부(140)를 통과한 후, 상기 등화기(150)에서 채널의 왜곡이 보상되고, 상기 CP 보상부(160)에서 모든 서브캐리어에서 동일하게 발생한 CP 오류가 추정되고 보상된다. CP는 모든 서브캐리어에서 동일하게 발생된 본래 송신된 신호와의 위상차이며, 그 원인은 잔류 FO와 상기 RF 모듈(110) 내의 소정 발진기(oscillator) 출력의 위상 노이즈(phase noise)가 주원인으로 알려져 있다.

이와 같은 종래 기술에서는, CP를 추정하기 위해 파일럿 서브캐리어를 사용하였다. 파일럿 서브캐리어는 OFDM 시스템에서 송수신기간에 약속한 값을 전송하는 데 사용되는 서브캐리어로서, 수신기가 FO 혹은 채널 왜곡 등을 추정하기 위한 목적으로 사용된다.

일반적으로, CP는 모든 서브캐리어에 동일하게 발생된 위상 오류이므로, 파일럿 서브캐리어에 발생된 위상 회전

(rotation)을 이용하여 추정될 수 있다. 잔류 FO로 인해 캐리어에 발생된 위상 회전량을 추정할 값 $\Delta\hat{\phi}_r$ 은 [수학식 1]과 같이 표현될 수 있다. [수학식 1]에서, k는 서브캐리어 인덱스, S_k 및 R_k 는 파일럿 서브캐리어에 대한 송신값과 수신값이다.

[수학식 1]

$$\Delta\hat{\phi}_r = \tan^{-1} \left[\sum_{k \in P} R_k \cdot S_k^* \right], P = \{-21, -7, +7, +21\}$$

상기 CP 추정/보상부(160)는 [수학식 1]의 연산을 위하여, 상기 등화기(150)에서 출력되는 왜곡 보상된(equalized) 신호에서 파일럿 서브캐리어들을 추출한다. 다음에, 상기 CP 추정/보상부(160)는 [수학식 1]과 같이, 추출된 파일럿 서브캐리어 R_k 와 송신된 본래의 파일럿 서브캐리어 S_k 의 공액복소수를 곱하여 곱한 결과들을 모두 합한 후 그 결과로부터 얻어지

는 복소값에 대한 \tan^{-1} 값을 추정 위상 회전량 $\Delta\hat{\phi}_r$ 로서 판단한다. [수학식 1]에서, P는 WLAN(Wireless Local Area Network) 표준인 IEEE802.11a에 대한 하나의 예시로서 총 64개(FFT 사이즈)의 서브캐리어 -32번 ~ +31번 중 4개의 파일럿들 -21, -7, +7, +21번 서브캐리어들을 파일럿으로 사용하는 경우이다.

이와 같이, 파일럿의 송수신값 간의 위상 변화량을 이용하여 CP를 추정할 수 있으나, 잡음이나 채널의 왜곡이 존재할 경우에 파일럿을 이용한 CP 추정에 추정 오류가 발생할 수 있다는 문제점이 있다. CP 추정 정확도를 높이기 위하여 파일럿의 개수를 증가시킬 수 있지만, 그만큼 시스템의 총 전송율이 낮아지므로 통신 환경에 따라 파일럿의 개수를 적절히 정해야 한다. 특히, IEEE802.11a과 같이 총 4개의 파일럿을 사용할 경우, CP 추정 정확도가 낮아 잡음과 채널의 왜곡에 민감해질 수 있으므로, 이를 개선할 필요가 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는, 파일럿 서브캐리어를 이용할 뿐만 아니라, DD(decision directed) 추정 알고리즘에서 좀 더 신뢰성있게 결정된 데이터 서브캐리어를 이용하여 CP를 추정함으로써, 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 OFDM 신호 수신기를 제공하는 데 있다.

본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는, OFDM 신호 수신기에서 파일럿 서브캐리어 이외에 데이터 서브캐리어를 이용하여 CP를 추정하는 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 구성

상기 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명에 따른 OFDM 신호 수신기는, 등화기, 채널 평가부, CP 추정부, 및 CP 보상부를 구비하는 것을 특징으로 한다. 상기 등화기는 입력 기저대역의 신호를 왜곡 보상한다. 상기 채널 평가부는 상기 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성한다. 상기 CP 추정부는 상기 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어를 추정하여 상기 추정된 서브캐리어들로부터 제1 CP 및 제2 CP를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성한다. 상기 CP 보상부는 상기 최종 CP 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력한다.

상기 OFDM 신호 수신기는 복조기, 주파수 동기화부, 및 FFT부를 더 구비하는 것을 특징으로 한다. 상기 복조기는 RF 모듈로부터의 디지털 OFDM 수신 신호를 일정 포맷으로 복조하여 복소 신호를 생성한다. 상기 주파수 동기화부는 상기 복조된 신호의 주파수 오프셋을 보상한다. 상기 FFT부는 상기 주파수 보상된 신호를 FFT 처리하여 FFT 처리된 신호를 상기 입력 기저대역의 신호로서 생성한다.

상기 OFDM 신호 수신기는 상기 CP 보상된 신호를 일정 포맷에 따라 디맵핑하는 디맵퍼를 더 구비하는 것을 특징으로 한다.

상기 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명에 따른 OFDM 신호 수신 방법은, 입력 기저대역의 신호를 왜곡 보상하는 단계; 상기 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성하는 단계; 상기 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿 및 데이터 서브캐리어를 추정하는 단계; 상기 추정된 서브캐리어들로부터 제1 CP 및 제2 CP를 계산하는 단계; 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP를 생성하는 단계; 및 상기 최종 CP 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하는 단계를 구비하는 것을 특징으로 한다.

본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시예에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 도면에 기재된 내용을 참조하여야 한다.

이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 각 도면에 제시된 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 신호 수신기(200)의 블록도이다. 도 2를 참조하면, 상기 수신기(200)는 RF 모듈(Radio Frequency module)(210), 복조기(demodulator)(220), 주파수 동기화부(frequency synchronization unit)(230), FFT부(Fast Fourier Transform unit)(240), 등화기(equalizer)(250), 채널 평가부(channel measurement unit)(270), CP 추정부(280), CP 보상부(260), 및 디맵퍼(demapper)(290)를 구비한다.

상기 복조기(220)는 RF 모듈(210)로부터 입력되는 디지털 OFDM 수신 신호를 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 포맷, BPSK(Binary Phase-Shift Keying) 포맷, 또는 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying) 포맷 등 그 다양한 포맷에 따라, 복조하여 복소 신호인 I(In-phase) 신호 및 Q(Quadrature-phase) 신호를 생성한다. 상기 RF 모듈(210)로부터 입력되는 상기 디지털 OFDM 수신 신호는 상기 복조기(220)에서 저주파수로 다운-컨버팅(down-converted)되고 복조된다. 상기 복조기(220)에는 모든 회로들에서 이용될 칩-레이트(chip-rate) 클럭 신호 및 심볼-레이트(symbol-rate) 클럭 신호를 포함하는 모든 필요한 동기 신호들을 재구성하는 동기 회로가 포함된다. 상기 복조기(220)에서 출력되는 상기 복조된 신호는 기저 대역에서 샘플링된 복소 신호(baseband sampled complex signal)이다.

상기 주파수 동기화부(230)는 상기 복조된 신호의 주파수 오프셋을 보상한다. 상기 FFT부(240)는 상기 주파수 보상된 신호를 FFT 처리한다. FFT 처리에 대해서는 이 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 잘 알려져 있다. 상기 FFT 처리된 기저 대역의 신호는 주파수 영역의 복소 신호(frequency domain complex signal)이다. 상기 등화기(250)는 상기 FFT 처리된 기저대역의 신호를 왜곡 보상(equalizing)한다. 상기 등화기(250)는 상기 채널 평가부(270)에 포함된 채널 추정부(271)에서 추정되는 각 서브캐리어와 관련된 채널 계수 H_k 를 이용하여 왜곡 보상을 할 수 있다.

상기 수신기(200)는 파일럿 서브캐리어 이외에 데이터 서브캐리어를 이용하여 CP를 추정하기 위하여 제안되었다.

이를 위하여, 상기 채널 평가부(270)는 상기 FFT 처리된 기저대역의 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI(Channel State Information)로서 생성한다. 상기 CP 추정부(280)는 상기 왜곡 보상된(equalized) 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿 서브캐리어 R_k 및 양호 데이터 서브캐리어 Y_k 를 추정하여 상기 추정된 서브캐리

어들로부터 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 및 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP $\hat{\phi}_{c,final}$ 를 생성한다. 상기 CP

보상부(260)는 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c,final}$ 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력한다. 상기 디매핑(290)은 상기 CP 보상된 신호를 QAM, QPSK, BPSK 등 일정 포맷에 따라 디매핑한다. 상기 디매핑된 신호는 비터비(Viterbi) 디코더 및 RS(Reed Solomon) 디코더 등으로 출력되고, 디코더에서는 에러 정정(FEC: Forward Error Correction) 및 디코딩이 수행된다. 상기 디코딩된 신호는 소정 신호 처리부에서 처리되고, 이에 따라 방송 시청을 위한 디스플레이 및 오디오 신호들이 생성된다.

이하, 도 4의 흐름도를 참조하여, 상기 채널 평가부(270) 및 상기 CP 추정부(280)의 동작을 좀더 자세히 설명한다.

먼저, 상기 채널 평가부(270) 및 상기 등화기(250)는 상기 FFT 처리된 기저 대역의 신호를 수신한다(S41). 상기 등화기(250)가 상기 FFT 처리된 기저대역의 신호를 왜곡 보상하는 동안, 상기 채널 평가부(270)는 채널을 추정하여 CSI를 생성

한다. 이에 따라, 상기 CP 추정부(280)는 상기 CSI에 따라 상기 왜곡 보상된(equalized) 신호로부터 최종 CP $\hat{\phi}_{c,final}$ 를 생성한다.

도 2에서, 상기 채널 평가부(270)는 채널 추정부(271) 및 양호 서브캐리어 인덱스부(272)를 포함한다. 상기 채널 추정부(271)는 상기 FFT 처리된 신호로부터 채널을 추정하여 각 서브캐리어와 관련된 채널 계수 H_k 를 생성한다. 상기 채널 계수 H_k 는 각 서브캐리어의 파워(power)와 관련된 채널 주파수 응답(channel frequency response)의 크기 신호이다. 이에 따

라, 상기 양호 서브캐리어 인덱스부(272)는 [수학식 2]와 같이, 상기 채널 계수들 H_k 의 파워의 평균 $|\overline{\mathbf{H}}|^2$ 을 채널 기준값으로서 계산한다(S42). [수학식 2]에서 채널 계수들 H_k 의 절대치는 각 서브캐리어의 파워에 비례하는 값이다. k 는 서브캐리어 인덱스이다.

[수학식 2]

$$|\overline{\mathbf{H}}|^2 = \frac{1}{52} \sum_{k=-26, k \neq 0}^{26} |H_k|^2$$

[수학식 2]에서 유효 서브캐리어 수는 52개인 것으로 가정되었다. 즉, 본 시스템에 사용되는 FFT 사이즈는 64이며, 이 중 52개에 유효 서브캐리어가 실리고, 52개 중 4개에 파일럿 서브캐리어 및 52개 중 48개에 데이터 서브캐리어가 실리는 것으로 가정하였다.

상기 양호 서브캐리어 인덱스부(272)는 [수학식 3]과 같이, 상기 채널 추정부(271)에서 생성되는 상기 각 채널 계수 H_k 의 파워가 상기 평균 $|\overline{H}|^2$ 의 1/2보다 큰 서브캐리어를 상기 양호 서브캐리어로서 인덱싱하여, 그 인덱스 k에 관한 정보를 상기 CSI로서 생성한다(S43).

[수학식 3]

$$|H_k|^2 > \frac{|\overline{H}|^2}{2}$$

양호 서브캐리어에 대하여 인덱싱되면, 상기 CP 추정부(280)는 상기 채널 평가부(270)에서 생성된 상기 CSI에 따라 상기 왜곡 보상된(equalized) 신호로부터 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 를 결정한다.

도 2에서, 상기 CP 추정부(280)는 서브캐리어 추정부(281) 및 CP 결정부(282)를 포함한다. 상기 서브캐리어 추정부(281)는 양호 파일럿 서브캐리어 R_k 및 양호 데이터 서브캐리어 Y_k 를 추정한다. 상기 CP 결정부(282)는 상기 제1 CP $\hat{\phi}_{c, 1}$ 및 제2 CP $\hat{\phi}_{c, data}$ 를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 를 생성한다.

도 3은 상기 서브캐리어 추정부(281) 및 CP 결정부(282)의 구체적인 블록도가 도 3에 도시되어 있다. 도 3을 참조하면, 상기 서브캐리어 추정부(281)는 파일럿 추출부(282) 및 데이터 추출부(283)를 포함하고, 상기 CP 결정부(282)는 제1 CP 결정부(286), 제2 CP 결정부(287), 및 최종 결정부(288)를 포함한다.

상기 파일럿 추출부(282)는 상기 CSI에 따라 [수학식 3]과 같이, 상기 채널 평가부(270)에서 생성된 상기 채널 계수들 H_k 의 파워 평균의 1/2보다 큰(양호 서브캐리어로 판단된) 파일럿 서브캐리어를 상기 양호 파일럿 서브캐리어 R_k 로서 출력한다(S44). 여기서, CP 추정의 정확도를 높이기 위하여, 채널 특성이 좋지 않은 파일럿을 제외시키기 위함이다.

상기 데이터 추출부(283)는 상기 CSI에 따라 [수학식 4]와 같이, [수학식 3]에 따라 상기 채널 계수들의 파워 평균의 1/2보다 큰(양호 서브캐리어로 판단된) 데이터 서브캐리어 중 실수 성분 $\text{Re}(Y_k)$ 및 허수 성분 $\text{Im}(Y_k)$ 이 모두 콘스텔레이션(constellation)에 따른 최대 매핑 레벨(mapping level)의 1/2이상인 데이터 서브캐리어를 양호 데이터 서브캐리어 Y_k 로서 출력한다(S46). 여기서도, CP 추정의 정확도를 높이기 위하여, 채널 특성이 좋지 않은 데이터를 제외시킨다. 64-QAM 및 256-QAM 변조 포맷에서 I-Q 콘스텔레이션 그래프는 도 5 및 도 6과 같으며, 여기서 최대 매핑 레벨의 1/2은, 64-QAM에서는 중심점으로부터 상/하/좌/우로 두 칸이고, 256-QAM에서는 중심점으로부터 상/하/좌/우로 4칸이다.

[수학식 4]

$$\text{if} \left(\{k \text{ is "good subcarrier"}\} \& \{ \text{Re}(Y_k) > \frac{\text{최대크기}}{2} \} \& \{ \text{Im}(Y_k) > \frac{\text{최대크기}}{2} \} \right), k \text{ is "selected"}$$

또한, 상기 데이터 추출부(283)는 본 시스템에 사용되는 FFT 사이즈(예를 들어, 64) 내에 존재하는 상기 양호 데이터 서브캐리어 수(m)를 생성한다.

한편, 상기 제1 CP 결정부(286)는 상기 파일럿 추출부(282)에서 추출된 상기 양호 파일럿 서브캐리어들 R_k 을 이용하여, [수학식 1]과 같이, 추정 위상 회전량 $\Delta\hat{\phi}_r$ 를 계산한다. 여기서 상기 양호 파일럿 서브캐리어들 R_k 에 대하여 계산된 상기 추정 위상 회전량 $\Delta\hat{\phi}_r$ 은 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 로서 생성된다(S45).

상기 제2 CP 결정부(287)는 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 생성을 위하여, 먼저, 상기 데이터 추출부(283)에서 추출된 상기 양호 데이터 서브캐리어들 Y_k 에 대하여 상기 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 만큼 위상 보상한다(S47). 다음에, 상기 제2 CP 결정부(287)는 [수학식 5]와 같이, 상기 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 만큼 위상 보상된 데이터 서브캐리어들에 대하여 콘스텔레이션에 따른 매핑 레벨들 G_k 을 결정한다(S48). [수학식 5]에서 Π 은 해당 256-QAM 포맷 등의 콘스텔레이션에 따른 심볼 결정 생성 과정(decision making process)을 나타낸다.

[수학식 5]

$$G_k = \prod_{256\text{-QAM}} (Y_k e^{-j\hat{\phi}_c}) \quad k \text{ is "selected"}$$

이와 같이, 매핑 레벨 G_k 이 결정되면, 상기 제2 CP 결정부(287)는 [수학식 6]과 같이, 상기 결정된 매핑 레벨들 G_k 을 기준으로 상기 양호 데이터 서브캐리어들 Y_k 에 대한 위상 회전량을 상기 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 로서 생성한다(S49). [수학식 6]은 [수학식 1]과 유사하나, 다만, 서브캐리어에 대한 송신값 S_k 의 위상 대신에 상기 결정된 매핑 레벨들 G_k 의 위상을 기준으로 위상 회전량이 계산된다.

[수학식 6]

$$\hat{\phi}_{c,data} = \tan^{-1} \left(\sum_{k \text{ is "selected"}} Y_k G_k^* \right)$$

여기서, 상기 제2 CP 결정부(287)는 상기 계산된 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 의 범위를 제한한다. 즉, 상기 제2 CP 결정부(287)는 상기 계산된 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 가 도 5 또는 도 6과 같은 콘스텔레이션에서의 인접점간 최소 위상(예를 들어, 64-QAM에서 15.4도, 256-QAM에서 7.64도)의 1/2보다 크지를 판단하고(S50), 그렇다면, 그 인접점간 최소 위상의 1/2로 상기 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 를 한정하고(S51), 그렇지 않다면, [수학식 6]에 따라 계산된 위상 회전량 그대로 상기 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 로서 출력한다.

이에 따라, 상기 최종 결정부(288)는 상기 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 및 상기 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 로부터 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c,final}$ 를 생성한다. 예를 들어, 상기 최종 결정부(288)는 [수학식 7]과 같이, 상기 양호 데이터 서브캐리어 수(m)가 시스템에 사용된 파일럿 서브캐리어 수(예를 들어, 4)보다 크면(S52), 상기 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 및 상기 제2 CP $\hat{\phi}_{c,data}$ 의 평균을 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c,final}$ 로서 생성한다(S53).

[수학식 7]

$$\hat{\phi}_{c,final} = \frac{4 * \hat{\phi}_c + m * \hat{\phi}_{c,data}}{4 + m}$$

상기 최종 결정부(288)는 상기 양호 데이터 서브캐리어 수(m)가 시스템에 사용된 파일럿 서브캐리어 수(예를 들어, 4)보다 작으면, 상기 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 를 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 로서 생성한다(S54). 이에 따라, 상기 CP 보상부(260)는 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력한다.

도 7은 본 발명의 일시예에 따른 OFDM 신호 수신기(200)의 성능을 설명하기 위한 SNR(Signal-to-Noise power Ratio)에 대한 BER(Bit Error Ratio)를 나타내는 그래프이다. 본 시뮬레이션에서는 256-QAM 변조 포맷을 사용하였고, 실내 무선 환경에서 RMS(Root Mean Square) 딜레이 스프레드(delay spread)가 50ns인 다중 경로 페이딩(multipath fading) 채널의 성능을 나타낸다. 도 7에서, "Pef FS, Pef EQ, CP off", 즉, 이상적인 경우(완전한 주파수 오프셋 보상과 등화, 및 CP 추정 안 함)와 비교된 종래기술의 성능("Pef FS, Pef EQ, CP on"/"Est FS, Est EQ, CP on")과 본 발명의 성능("Pef FS, Pef EQ, CP(M) on"/"Est FS, Est EQ, CP(M) on")이 나타나있다. 완전한 주파수 오프셋 보상과 등화가 이루어지는 경우("Pef FS, Pef EQ")에는, CP 추정부(280)에 따라 동작하는 본원 발명("CP(M) on")은 종래기술("CP on")에 비하여 0.3dB의 SNR 개선을 획득할 수 있다. 또한, 주파수 오프셋 보상과 등화가 실제로 추정되는 경우("Est FS, Est EQ")에도, 본원 발명("CP(M) on")은 종래기술("CP on")에 비하여 0.3dB의 SNR 개선을 획득할 수 있다.

위에서 기술한 바와 같이, 본 발명의 일시예에 따른 OFDM 신호 수신기(200)에서는, 채널 평가부(270)가 FFT 처리된 신호로부터 채널을 추정하여 양호 서브캐리어 인덱스에 관한 정보를 CSI로서 생성하고, CP 추정부(280)가 등화기(250)에서 출력되는 왜곡 보상된 신호로부터 상기 CSI에 따라 양호 파일럿(R_k) 및 데이터 서브캐리어(Y_k)를 추정하여 상기 추정된

서브캐리어들로부터 제1 CP $\hat{\phi}_c$ 및 제2 CP $\hat{\phi}_{c, data}$ 를 계산하고, 상기 계산된 CP들을 합성하여 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 를 생성한다.

이에 따라, CP 보상부(260)는 상기 최종 CP $\hat{\phi}_{c, final}$ 만큼 상기 왜곡 보상된 신호의 위상을 보상하여 출력한다.

이상에서와 같이 도면과 명세서에 최적 실시예가 개시되었다. 여기서 특정한 용어들이 사용되었으나, 이는 단지 본 발명을 설명하기 위한 목적에서 사용된 것이지 의미한정이나 특허청구범위에 기재된 본 발명의 범위를 제한하기 위하여 사용된 것은 아니다. 그러므로 본 기술분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명에 따르는 OFDM 신호 수신기에서는, 파일럿 서브캐리어와 함께, 좀 더 신뢰성있게 결정된 데이터 서브캐리어를 이용하여 CP를 추정하므로, CP 추정의 정확도가 증가하고, 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

본 발명의 상세한 설명에서 인용되는 도면을 보다 충분히 이해하기 위하여 각 도면의 간단한 설명이 제공된다.

도 1은 일반적인 OFDM 신호 수신기의 블록도이다.

도 2는 본 발명의 일시예에 따른 OFDM 신호 수신기의 블록도이다.

도 3은 도 2의 서브캐리어 추정부 및 CP 결정부의 구체적인 블록도이다.

도 4는 도 2의 OFDM 신호 수신기 동작 설명을 위한 흐름도이다.

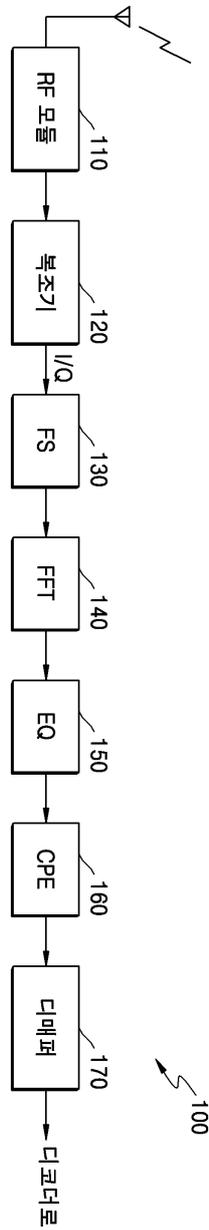
도 5는 64-QAM 포맷에서의 I-Q 콘스텔레이션 그래프이다.

도 6은 256-QAM 포맷에서의 I-Q 콘스텔레이션 그래프이다.

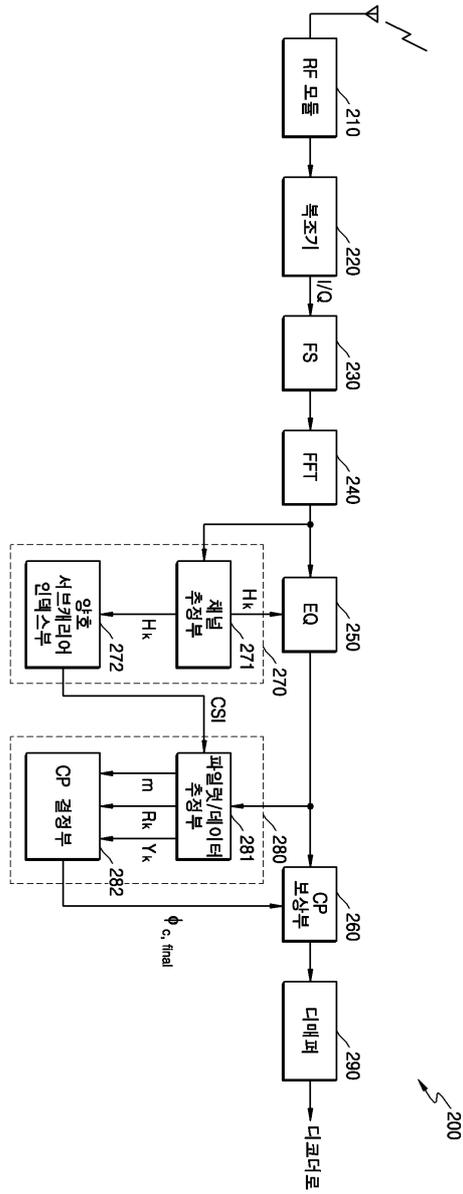
도 7은 본 발명의 일시예에 따른 OFDM 신호 수신기의 성능을 설명하기 위한 SNR에 대한 BER를 나타내는 그래프이다.

도면

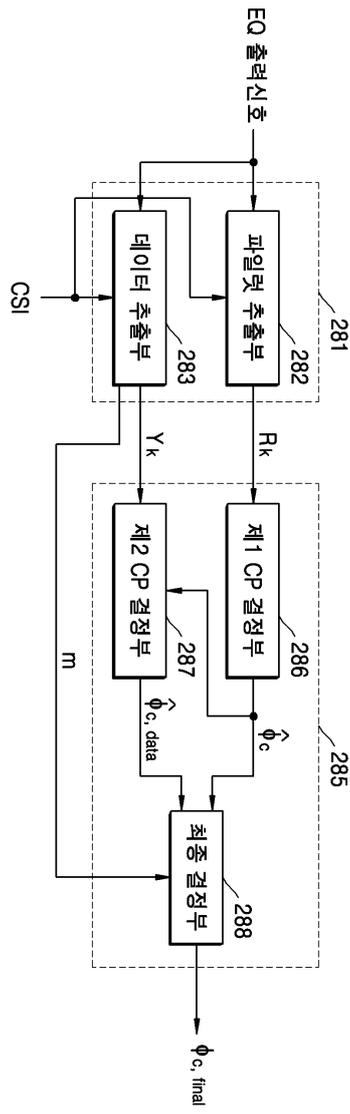
도면1



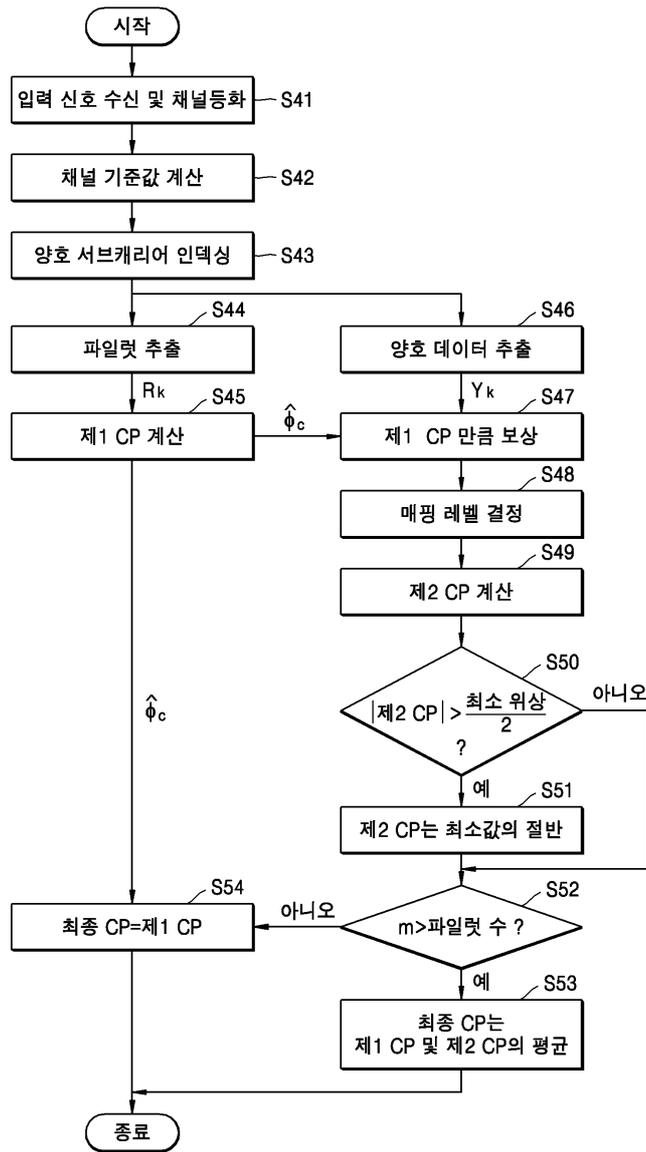
도면2



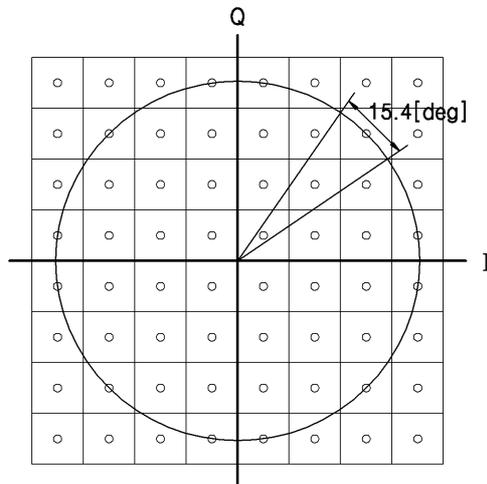
도면3



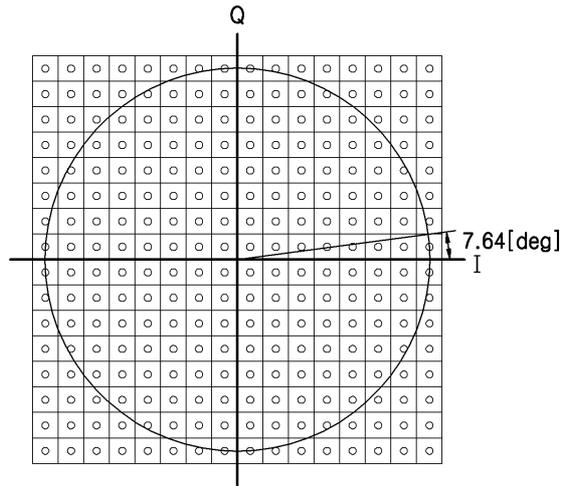
도면4



도면5



도면6



도면7

