



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2007년10월26일  
(11) 등록번호 10-0770924  
(24) 등록일자 2007년10월22일

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(21) 출원번호 10-2005-0010872

(22) 출원일자 2005년02월04일

심사청구일자 2005년02월04일

(65) 공개번호 10-2006-0090035

공개일자 2006년08월10일

(56) 선행기술조사문헌

KR1019980700750 A

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자

고성윤

경기도 수원시 영통구 원천동 원천주공아파트 206동 203호

윤면기

인천광역시 남동구 만수6동 1037 만수현대아파트 105동 1002호

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

이건주

전체 청구항 수 : 총 11 항

심사관 : 김남인

(54) 무선 통신 시스템에서 주파수 오차 보상 장치 및 방법

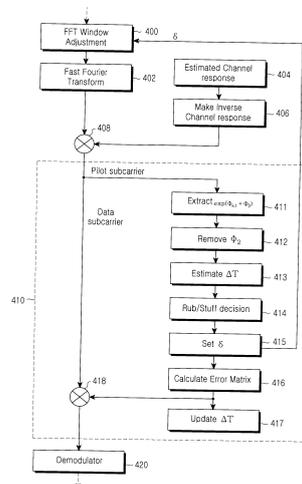
(57) 요약

본 발명은 무선 통신 시스템에서 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 직교 주파수 다중 방식을 사용하는 무선 통신 시스템에서 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

본 발명에서는 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 반송파 주파수의 오차에 의한 위상 변화를 보상하기 위한 장치 및 방법을 제공한다. 또한 본 발명에서는 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 서브 캐리어에 실려온 데이터에 대한 샘플링 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법을 제공한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 장치는, 직교 주파수 분할 다중 방식의 시스템에서 수신된 심볼의 오차를 보상하기 위한 장치로서, 패킷이 수신될 시 샘플링 데이터를 입력받아 고속 푸리에 변환 윈도우를 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점을 설정하고, 이후 입력되는 윈도우 조정 값에 따라 윈도우의 위치를 조정하여 샘플링된 심볼들을 출력하는 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부와, 상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부의 출력을 수신하여 시간 영역의 심볼들을 주파수 영역의 심볼들로 변환하고, 긴 트레이닝 심볼을 수신할 시 고속 푸리에 변환 계수를 계산하여 출력하는 고속 푸리에 변환기와, 상기 고속 푸리에 변환기로부터 출력되는 계수를 수신하여 채널 상태를 추정하고, 추정된 값의 보상을 위한 값을 출력하는 채널 추정부와, 상기 채널 추정부의 출력을 이용하여 상기 고속 푸리에 변환기로부터 주파수 대역으로 변환된 심볼을 보상하여 출력하는 채널 보상부와, 상기 채널 보상부의 출력을 수신하여 샘플링 주파수의 오차 및 캐리어 신호의 위상 변화를 검출하고, 신호의 위상 오차를 보상함과 동시에 상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부의 윈도우 조정 값을 출력하는 위상 검출 및 보상부를 포함한다.

대표도 - 도4



(72) 발명자

**박주용**

경기도 성남시 분당구 금곡동 176번지 청솔마을계  
룽아파트 110동 103호

**송학훈**

서울특별시 강서구 화곡4동 791-6번지 한솔빌라  
202호

(56) 선행기술조사문헌

KR1019990005590 A

KR1020010083190 A

KR1020030044643 A

KR1020050049141 A

**특허청구의 범위**

**청구항 1**

직교 주파수 분할 다중 방식의 시스템에서 수신된 심볼의 오차를 보상하기 위한 방법에 있어서,  
 패킷이 수신될 시 샘플링 데이터를 입력받아 고속 퓨리에 변환 윈도우를 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점보다 앞쪽으로 설정하는 과정과,  
 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우를 통해 출력된 긴 트레이닝 심볼들을 이용하여 무선 채널을 추정하는 과정과,  
 상기 긴 트레이닝을 수행한 이후 입력되는 데이터 심볼들을 고속 퓨리에 변환하고, 상기 추정된 값을 이용하여 고속 퓨리에 변환된 데이터를 보상하는 과정과,  
 상기 보상된 심볼로부터 파일럿 심볼들을 분리하고 상기 분리된 파일럿 심볼로부터 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차를 추정하는 과정과,  
 상기 추정된 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차에 의한 영향 중에서 샘플링 주파수 오차에 의한 영향 성분만을 추출하는 과정과,  
 상기 추출된 샘플링 주파수의 영향 성분을 이용하여 상기 최초 긴 트레이닝 심볼에 대하여 설정된 윈도우와의 변화량을 추정하는 과정과,  
 상기 변화량을 이용하여 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우의 위치를 보정하고, 변화량의 추정치를 이용하여 반송파 주파수 오차와 샘플링 주파수 오차에 의하여 왜곡된 신호 왜곡을 추정하는 과정과,  
 상기 추정된 반송파 주파수 오차와 샘플링 주파수 오차에 의하여 왜곡된 위상 변화량의 추정 값을 이용하여 현재 심볼의 고속 퓨리에 변환 출력 신호 중 데이터 신호의 위상 왜곡을 보상하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**청구항 2**

제 1 항에 있어서,  
 상기 위상 왜곡을 보상하는 과정 후에 상기 최초 긴 트레이닝 심볼에 대하여 설정된 윈도우와의 변화량에 따라 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우의 위치의 변화량을 갱신하는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**청구항 3**

제 1 항에 있어서, 고속 퓨리에 변환 윈도우의 설정은,  
 첫 번째 긴 트레이닝 심볼을 수신하여 고속 퓨리에 변환 윈도우 설정 시 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점을 상기 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점보다 소정 개수만큼 이전 심볼로 설정함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**청구항 4**

제 1 항 또는 제 3 항에 있어서,  
 상기 긴 트레이닝 심볼 이후에 입력되는 심볼들에 대한 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점은, 하기 <수학식 22>와 같이 설정함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**수학식 22**

$$n_m = n_0 + \Delta n_m + \sum_{i=0}^{m-1} \delta_i$$

상기 <수학식 22>에서  $n_m$ 은 m번째 데이터 심볼에 해당하는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점을 의미하는 샘플 인덱스이고,  $n_0$ 는 첫번째 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점에 해당하는 샘플 인덱스이다. 또한,  $\Delta n_m$ 은 첫번째 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점이 되는 샘플과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격 차이를  $\Theta$ 라고 할 때, 수신기와 송신기의 샘플링 주파수가 정확히 일치할 경우에 m번째 데이터 심볼에 대하여 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격을  $\Theta$ 와 동일하게 유지하기 위한 샘플 인덱스 차이를 의미한다.  $\delta_i$ 는 고속 푸리에 변환 윈도우를 보정하기 위하여  $\Theta$ 에 대한 i번째 데이터 심볼에 해당하는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격 차이의 변화량으로부터 결정된 값이다.

**청구항 5**

제 1 항에 있어서, 상기 긴 트레이닝 심볼의 고속 푸리에 변환 출력으로부터 무선 채널의 추정은 하기 <수학식 23>과 같이 추정함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**수학식 23**

$$\widehat{H}_k = \frac{L_{1k} + L_{2k}}{2} \times \frac{1}{L_k}$$

상기 <수학식 23>에서  $\widehat{H}_k$ 은 무한 채널의 추정을 나타내고,  $L_{1k}$ 와  $L_{2k}$ 는 각각 수신된 패킷의 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀스와 두 번째 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀시이며,  $L_k$ 는 시스템에서 규정된 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀스이다.

**청구항 6**

제 1 항에 있어서,  
분리된 파일럿 신호로부터 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차에 의한 영향을 추정하는 단계는 하기 <수학식 24>를 이용함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 방법.

**수학식 24**

$$S_k = P_k * \times P_{equal}(k) = P_k * \times P_k \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2) = \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2)$$

상기 <수학식 24>에서,  $S_k$ 는 파일럿 신호들의 지수 함수인 exponential 항을 나타내며,  $P_{equal}(k)$ 는 상기 파일럿 신호로서  $P_k \exp(\Phi_{k1}) P_k \exp(\Phi_2)$ 로 표현되며,  $P_k^*$ 는 파일럿 신호의 공액 복소수이다.

**청구항 7**

직교 주파수 분할 다중 방식의 시스템에서 수신된 심볼의 오차를 보상하기 위한 장치에 있어서,  
패킷이 수신될 시 샘플링 데이터를 입력받아 고속 푸리에 변환 윈도우를 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점을 설정하고, 이후 입력되는 윈도우 조정 값에 따라 윈도우의 위치를 조정하여 샘플링된 심볼들을 출력하는 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부와,  
상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부의 출력을 수신하여 시간 영역의 심볼들을 주파수 영역의 심볼들로 변환하

고, 긴 트레이닝 심볼을 수신할 시 고속 푸리에 변환 계수를 계산하여 출력하는 고속 푸리에 변환기와,  
 상기 고속 푸리에 변환기로부터 출력되는 계수를 수신하여 채널 상태를 추정하고, 추정된 값의 보상을 위한 값을 출력하는 채널 추정부와,  
 상기 채널 추정부의 출력을 이용하여 상기 고속 푸리에 변환기로부터 주파수 대역으로 변환된 심볼을 보상하여 출력하는 채널 보상부와,  
 상기 채널 보상부의 출력을 수신하여 샘플링 주파수의 오차 및 캐리어 신호의 위상 변화를 검출하여 상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부의 윈도우 조정 값을 출력하는 위상 검출 및 보상부를 포함함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 장치.

**청구항 8**

제 7 항에 있어서, 상기 위상 검출 및 보상부는,  
 고속 푸리에 변환 윈도우의 위치 변화량을 갱신하여 저장함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 장치.

**청구항 9**

제 7 항에 있어서, 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부는,  
 첫 번째 긴 트레이닝 심볼을 수신하여 고속 푸리에 변환 윈도우 설정 시 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점을 상기 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점보다 소정 개수만큼 이전 심볼로 설정함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 장치.

**청구항 10**

제 7 항에 있어서, 상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부는,  
 상기 긴 트레이닝 심볼 이후에 입력되는 심볼들에 대한 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점을 하기 <수학식 25>와 같이 설정함을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 장치.

**수학식 25**

$$n_m = n_0 + \Delta n_m + \sum_{i=0}^{m-1} \delta_i$$

상기 <수학식 22>에서  $n_m$ 은 m번째 데이터 심볼에 해당하는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점을 의미하는 샘플 인덱스이고,  $n_0$ 는 첫번째 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점에 해당하는 샘플 인덱스이다. 또한,  $\Delta n_m$ 은 첫번째 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점이 되는 샘플과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격 차이를  $\Theta$ 라고 할 때, 수신기와 송신기의 샘플링 주파수가 정확히 일치할 경우에 m번째 데이터 심볼에 대하여 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격을  $\Theta$ 와 동일하게 유지하기 위한 샘플 인덱스 차이를 의미한다.  $\delta_i$ 는 고속 푸리에 변환 윈도우를 보정하기 위하여  $\Theta$ 에 대한 i번째 데이터 심볼에 해당하는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작점과 그에 해당하는 심볼의 실제 시작 시점과의 시간 간격 차이의 변화량으로부터 결정된 값이다.

**청구항 11**

제 7 항에 있어서, 상기 채널 추정부는,  
 상기 긴 트레이닝 심볼의 고속 푸리에 변환 출력으로부터 무선 채널의 추정시 하기 <수학식 26>과 같이 추정함

을 특징으로 하는 심볼 오차 보상 장치.

**수학식 26**

$$\widehat{H}_k = \frac{L_{1k} + L_{2k}}{2} \times \frac{1}{L_k}$$

상기 <수학식 26>에서  $\widehat{H}_k$  은 무한 채널의 추정을 나타내고,  $L_{1k}$  와  $L_{2k}$  는 각각 수신된 패킷의 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀스와 두 번째 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀스이고,  $L_k$  는 시스템에서 규정된 긴 트레이닝 심볼의 주파수 영역 시퀀스이다.

**청구항 12**

삭제

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**발명의 목적**

**발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술**

- <5> 본 발명은 무선 통신 시스템에서 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 직교 주파수 분할 다중 방식을 사용하는 무선 통신 시스템에서 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <6> 일반적으로 무선 통신 시스템은 소정의 주파수를 이용하여 전달하고자 하는 데이터를 전달하도록 개발된 시스템이다. 이러한 무선 통신 시스템은 여러 종류로 구분되고 있다. 가장 대표적인 무선 통신 시스템은 이동통신 시스템으로, 동기 방식과 비동기 방식으로 크게 구분된다. 또한 회사나 학교 등에서 고정된 단말이 특정 접속 포인트(AP)를 통해 네트워크를 구성하는 시스템으로 IEEE 802.11 시스템이 있으며, 최근 휴대 인터넷 통신을 위해 IEEE 802.16 시스템 등의 개발이 활발히 진행되고 있다.
- <7> 상기 이동통신 시스템은 기본적으로 데이터 전송 시 소정 주파수 대역의 캐리어 신호에 직교성을 가지는 코드를 곱하여 전송하는 방식이다. 또한 상기 IEEE 802.11 또는 802.16 시스템 등에서는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 방식 또는 직교 주파수 분할 다중 접속(OFDMA) 방식의 기술을 이용하여 데이터를 전송한다. 이와 같이 직교 주파수 분할 다중 방식 또는 직교 주파수 분할 다중 접속 방식의 시스템에서는 전송할 비트 단위의 데이터를 OFDM 심볼로 생성한 후 이를 소정의 캐리어 신호에 실어 전송한다. 상기한 OFDM 방식은 상호간 직교성을 갖는 다수의 서브 캐리어에 전송하고자 하는 정보를 실어 보내는 기술이다. 다수의 서브 캐리어를 이용한다는 점에서 볼 때, 주파수 분할 다중(FDM : Frequency Division Multiplexing) 방식과 같으나, 직교성으로 인해 각 서브 캐리어간 스펙트럼 겹침(overlapping)이 가능하여 FDM 방식에 비해 주파수 활용도(bandwidth efficiency)가 높다는 이점을 가지고 있다. 또한, OFDM 전송방식은 OFDM 심볼의 길이가 채널의 임펄스 응답(impulse response)의 길이보다 상당히 길기 때문에 다중 경로 페이딩(Multipath Fading)에 강하며, 단일 캐리어(Single carrier) 방식에 비해 심볼의 길이가 길어서 고속 전송에 유리하다는 이점이 있다.
- <8> 이러한 OFDM 전송 시스템은 크게 OFDM 송신기와 OFDM 수신기로 구분된다. OFDM 송신기는 전송하고자 하는 bit 단위의 가공하지 않은 데이터(raw data)를 OFDM 심볼로 만든 다음 고주파에 실어 보내는 장치이며, OFDM 수신기는 OFDM 송신기에서 전송한 OFDM 심볼을 받아들여 최종적으로 송신기에서 보낸 bit 단위의 가공하지 않은 데이터(raw data)를 복원해 내는 장치이다. 이러한 OFDM 방식의 시스템을 상용화할 때, 송신기보다는 수신기의 구현이 더 복잡하게 된다. 따라서 수신기 성능이 전체 시스템의 전송 성능에 미치는 영향이 훨씬 크다. 왜냐하면, 송신기 내에서는 신호의 왜곡이 발생할 여지가 거의 없어 높은 S/N 비를 갖는 OFDM 심볼을 만들어 낼 수 있지만, 수신기는 다중 경로(Multipath) 특성을 갖는 무선 채널과 아날로그 부품의 불완전성에 의해 왜곡된 신호를 복원해 내기 위한 복잡한 신호처리 알고리즘을 사용해야 하며, 여기에 사용되는 신호처리 알고리즘은 시스

템마다 다를 수 있기 때문이다. 보통 신호처리의 복잡도가 증가할수록 수신기 성능은 좋아지지만, 구현이 복잡해져서 반도체 부품의 사이즈가 증가하고 전력 소비가 증가하는 경향이 있다.

- <9> 그러면 수신기에서 송신기가 송신한 RF 신호로부터 전송할 비트 단위의 데이터를 추출하는 과정에 대하여 살펴 보기로 한다.
- <10> 도 1은 OFDM 시스템의 일반적인 수신기 장치의 내부 블록 구성도이다.
- <11> 먼저 에어(Air) 상으로 전파된 고주파 신호인 RF 신호는 안테나(ANT)에서 전기적인 신호로 변환되어 저잡음 증폭기(LNA : Low Noise Amplifier)(101)로 입력된다. 상기 저잡음 증폭기(101)는 무선 통신 시스템의 수신기에 일반적으로 구비되는 것으로, 수신된 RF 신호가 에어 상으로 전송되면서 많은 감쇄를 겪었기 때문에 상기 수신된 신호를 저잡음으로 증폭하여 출력한다. 이와 같이 저잡음 증폭된 고주파 신호는 제1혼합기(103)로 입력된다. 상기 제1혼합기(103)는 국부 발진기(105)로부터 출력되는 소정 주파수 신호를 수신하여 전송 캐리어 신호를 제거하여 중간 주파수(IF : Intermediate Frequency)로 변환한다. 이와 같이 중간 주파수로 변환된 신호에는 원하는 대역의 신호와 원하지 않는 대역의 신호가 함께 포함되어 있다. 따라서 상기 제1혼합기(103)에서 출력된 신호는 대역 통과 필터(BPF : Band Pass Filter)(107)로 입력된다.
- <12> 상기 대역 통과 필터(107)는 미리 결정된 소정 대역의 주파수 신호만을 통과시키고 나머지 신호 즉, 원하지 않는 신호들은 필터링하여 출력한다. 상기 대역 통과 필터(107)에서 필터링이 이루어진 신호는 기저대역 신호로 변환하기 위해 서로 다른 혼합기들(113, 121)로 입력된다. 이때, 상기 중간 주파수에 대한 처리가 이루어진 신호는 후에 기저대역에서 동위상(In phase) 성분과 직교 위상(Quadrature phase) 성분으로 구분하여 처리하여야 하기 때문에 상기한 바와 같이 서로 다른 혼합기들(113, 121)로 입력되는 것이다. 이하에서 상기 참조부호 113의 혼합기를 제2혼합기라 칭하며, 참조부호 121의 혼합기를 제3혼합기라 칭한다.
- <13> 상기 제2혼합기(113)는 국부 발진기(LO : Local Oscillator)(109)로부터 출력된 소정의 주파수 신호를 이용하여 상기 대역 통과 필터(107)로부터 입력된 필터링된 신호와 혼합하여 동위상 성분의 신호로 추출한다. 그런 후 상기 동위상 성분의 신호는 저역 통과 필터(115)에서 불요파가 제거되어 제1아날로그 디지털 변환기(ADC : Analog Digital Converter)(117)로 입력된다. 상기 아날로그 디지털 변환기(117)는 샘플링 클럭 발생기(119)로부터 발생된 샘플링 클럭에 의거하여 아날로그의 동위상 성분의 신호를 디지털 동위상 신호로 변환한 후 이를 출력한다.
- <14> 한편, 상기 국부 발진기(109)에서 출력된 신호는 위상 변환기(111)로 입력된다. 상기 위상 변환기(111)는 입력된 신호를 90° 만큼 위상 변환하여 출력한다. 이와 같이 위상 변환된 신호는 상기 제3혼합기(121)로 입력된다.
- <15> 또한 상기 제3혼합기(121)는 상기 위상 변환기(111)로부터 출력된 소정의 90° 만큼 위상 변환된 신호를 이용하여 직교 위상 성분의 신호를 출력한다. 상기 제3혼합기(121)에서 출력된 상기 직교 위상 성분의 신호는 저역 통과 필터(123)에서 불요파가 제거되어 제2아날로그 디지털 변환기(125)로 입력된다. 상기 제2아날로그 디지털 변환기(125)는 상기 샘플링 클럭 발생기(119)로부터 발생된 샘플링 클럭에 의거하여 아날로그의 직교 위상 성분의 신호를 디지털 신호로 변환한 후 이를 출력한다.
- <16> 상술한 과정을 통해 기저대역의 디지털 신호로 변환된 동위상 신호와 직교 위상 신호는 계산부(127)에서 다양한 신호의 처리가 이루어진다. 상기 계산부(127)에서 이루어지는 동작을 예를 들어 살펴보면, 주파수 에러의 수정 타임 동기 검출 및 이후에 이루어지는 고속 푸리에 변환(FFT)을 위한 윈도우 조정 등의 다양한 처리가 이루어진다. 이러한 계산부(127)는 디지털 신호를 고속으로 연산할 수 있는 디지털 신호 처리기(DSP : Digital Signal Processor)로 구성할 수 있다. 이와 같이 계산부(127)에서 계산된 심볼들은 고속 푸리에 변환부(129)에서 고속 푸리에 변환을 수행한다. 상기 도 1에서는 고속 푸리에 변환을 위한 과정에서 필요한 직/병렬 변환 및 순환 전치 심볼(CP : Cyclic Prefix)의 제거 등은 상기 고속 푸리에 변환부(129)의 내부에 구성된 것으로 가정하여 도시하였다. 상기 고속 푸리에 변환부(129)는 입력된 시간 영역의 OFDM 심볼을 주파수 영역의 신호로 변환한다. 이와 같이 주파수 영역으로 변환된 신호는 복소(complex)가 된다. 상기 주파수 영역으로 변환된 복소 신호는 복조부(131)로 입력되어 심볼의 복조를 수행한다. 상기 복조부(131)에서 복조가 이루어지는 과정은 복소 신호로부터 이산 신호(binary signal)를 복원해 내는 과정이다. 상기 복조부(131)에서 이산 신호로 복조가 완료되면, 복조된 심볼은 디인터리버(133)로 입력된다.
- <17> 일반적으로 무선 통신 시스템에서는 채널 페이딩 등으로 인하여 전송 시의 연접 오류가 발생하는 것을 방지하기 위해 인터리빙을 수행한다. 따라서 인터리빙을 수행하는 시스템에서는 인터리빙의 복원을 위해 디인터리빙을 수행해야 한다. 상기 디인터리버(133)에 의해 디인터리빙이 이루어진 심볼은 복호기(135)로 입력되어 복호가 이루어

어진다. 상기 복호기(135)에서 복호가 성공하면, 전송하고자 한 데이터 비트가 출력된다.

- <18> 이러한 수신기 구조에서는 직교 주파수들간 즉, 서브 캐리어(subcarrier) 간의 직교성이 깨짐으로 인하여 전송 오류로 이어지는 신호 왜곡이 발생할 수 있다. 한 패킷(Packet)이 전송되는 동안에는 채널이 변하지 않는 준-유지(quasi-stationary) 상태를 가정하면, 상용화 수준의 burst OFDM 시스템에서 서브 캐리어간의 직교성이 유지되지 못하는 경우는 다음의 두 가지가 원인이다.
- <19> 첫째 경우로 수신기가 송신기에서 만들어낸 캐리어 주파수를 정확히 동기화하지 못하여 발생하는 경우이다. 두 번째 경우는 송신기의 디지털-아날로그 변환기에서 사용하는 샘플링 주파수와 수신기의 디지털-아날로그 변환기에서 사용하는 샘플링 주파수가 정확히 동일하지 않기 때문에 발생하는 경우이다.
- <20> 따라서 수신기는 상기한 두 가지 현상을 보상하는 기능을 반드시 구비해야만 한다. 상기한 바와 같은 오류를 방지하기 위해 수신기에 구비되는 기능을 "반송파 오차 추정 및 보상(Carrier frequency offset estimation and compensation)" 기능과 "샘플링 주파수 오차 추정 및 보상(Sampling frequency offset estimation and compensation)" 기능이라고 부른다. 이러한 동작은 상술한 도 1의 계산부(127)에서 이루어지게 된다.
- <21> 그러면 OFDM 신호가 반송파의 오차 및 샘플링 주파수의 오차에 의해 수신기에서 어떻게 왜곡되는지를 살펴보기로 한다. 먼저 송신되는 신호에 대하여 살펴보기로 한다. 송신기의 k 번째 서브 캐리어에 실리는 변조 심볼이 QAM(Quadrature-Amplitude Modulation) 변조 신호로 가정하며, 이 신호를  $R_k$  라고 하면, 송신기에서 출력되는 시간 영역의 이산(discrete) 신호는 하기<수학식 1>과 같이 도식할 수 있다.

**수학식 1**

<22> 
$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} R_k \exp(j2\pi kn / N) * \exp(j2\pi f_{TX} n T_s)$$
 , n= 0, 1, 2, ..., N-1

<23> 여기서 n은 샘플링 타임 인덱스(sampling time index)이고, k는 서브 캐리어 인덱스(subcarrier index)이며, N은 OFDM 심볼을 구성하는 서브 캐리어의 총 갯수이고,  $f_{TX}$ 는 출력신호의 캐리어 주파수,  $T_s$ 는 송신기에 위치한 디지털 아날로그 변환기의 샘플링 주기이다.

<24> 신호의 왜곡을 살펴보기 위해 전술한 도 1의 고속 푸리에 변환기(129)의 출력단에서 신호를 분석하기로 한다. 먼저 상기 <수학식 1>과 같은 송신기의 신호는 에어 상의 채널을 통해 전송되어 수신기로 수신된다. 그리고 상기 도 1에서 살핀 바와 같이 기저대역으로 변환하기 위한 각종 변환 처리가 이루어진다. 이후 신호의 계산부(127)를 통해 고속 푸리에 변환기(129)로 입력된다. 이때, 송신된 신호의 왜곡을 살펴보기 위해 전술한 도 1의 고속 푸리에 변환기(129)의 출력단에서 신호를 분석하기로 한다.

<25> 상술한 바와 같이 기저대역으로 변환된 신호는 고속 푸리에 변환기(129)에서 시간 영역의 신호가 주파수 영역의 신호로 변환된다. 이와 같이 주파수 영역으로 변환되어 출력되는 신호(FFT coefficient)가 바로 송신기에서 전송하고자 한 QAM 방식으로 변조한 신호가 된다. 이때, 채널이 완벽하게 보상되었다고 가정하면, 상기 고속 푸리에 변환기(129)에서 출력되는 신호를  $X(k)$ 라 하면, 상기 출력 신호는 하기<수학식 2>와 같이 도식할 수 있다.

**수학식 2**

<26> 
$$X(k) = R_k \exp(j2\pi\Delta f_c n_0 T'_s) * \exp(j2\pi k\Delta t n_0 / N)$$

<27> 상기 <수학식 2>에서 여기서  $\Delta f_c$ 는 캐리어 주파수 오차를 의미하고,  $n_0$ 는 수신단으로 입력된 시간 영역 심볼의 시작점에 해당하는 샘플 인덱스(sampling index)를 나타내며,  $T'_s$ 는 아날로그 디지털 변환기의 샘플링 주기,

$$\Delta t \text{는 } \frac{T'_s - T_s}{T_s} \text{를 의미한다.}$$

<28> 상기 <수학식 2>에서 알수 있는 바와 같이 무선 채널의 영향이 완벽하게 보정되었다고 하더라도, 원래 전송된

QAM 신호의 위상을 변화시켜 신호를 왜곡하는 두 개의 항이 존재하게 된다. 즉, 상기 <수학식 2>에서 첫 번째 지수 함수인 exponential 함수의 항은 반송파 주파수 오차에 의해 발생하는 위상의 변화를 의미하고, 두 번째 지수 함수의 항인 exponential 함수의 항은 샘플링 주파수 오차에 의한 위상 변화를 나타낸다.

<29> 여기서 중요한 것은 두 지수 함수의 항목에 의한 위상 변화의 경향성이 다르다는 것이다. 반송파 주파수의 오차에 의한 위상 변화는 모든 서브 캐리어들의 위상 변화량이 동일한 반면, 샘플링 주파수의 차이에 의한 위상 변화는 서브 캐리어 인덱스 k가 증가할수록 위상 변화량도 선형적으로 증가한다는 점이다. 따라서 이러한 반송파 주파수의 오차와 위상 변화와 서브 캐리어의 인덱스 증가에 따른 위상 변화량을 정확히 추정하여 보정하지 못하면 즉, 주파수의 오차를 정확히 보상하지 못한다면 수신기는 전송된 신호를 복구할 수 없게 되는 문제가 발생한다.

**발명이 이루고자 하는 기술적 과제**

<30> 따라서 본 발명의 목적은 무선 통신 시스템에서 주파수 오차 보상을 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<31> 본 발명의 다른 목적은 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 반송파 주파수의 오차에 의한 위상 변화를 보상하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<32> 본 발명의 또 다른 목적은 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 서브 캐리어에 실려온 데이터에 대한 샘플링 주파수 오차를 보상하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<33> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 장치는, 직교 주파수 분할 다중 방식의 시스템에서 수신된 심볼의 오차를 보상하기 위한 장치로서, 패킷이 수신될 시 샘플링 데이터를 입력받아 고속 퓨리에 변환 윈도우를 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점을 설정하고, 이후 입력되는 윈도우 조정 값에 따라 윈도우의 위치를 조정하여 샘플링된 심볼들을 출력하는 고속 퓨리에 변환 윈도우 조정부와, 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우 조정부의 출력을 수신하여 시간 영역의 심볼들을 주파수 영역의 심볼들로 변환하고, 긴 트레이닝 심볼을 수신할 시 고속 퓨리에 변환 계수를 계산하여 출력하는 고속 퓨리에 변환기와, 상기 고속 퓨리에 변환기로부터 출력되는 계수를 수신하여 채널 상태를 추정하고, 추정된 값의 보상을 위한 값을 출력하는 채널 추정부와, 상기 채널 추정부의 출력을 이용하여 상기 고속 퓨리에 변환기로부터 주파수 대역으로 변환된 심볼을 보상하여 출력하는 채널 보상부와, 상기 채널 보상부의 출력을 수신하여 샘플링 주파수의 오차 및 캐리어 신호의 위상 변화를 검출하고, 신호의 위상 오차를 보상함과 동시에 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우 조정부의 윈도우 조정 값을 출력하는 위상 검출 및 보상부를 포함한다.

<34> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 방법은, 직교 주파수 분할 다중 방식의 시스템에서 수신된 심볼의 오차를 보상하기 위한 방법으로서, 패킷이 수신될 시 샘플링 데이터를 입력받아 고속 퓨리에 변환 윈도우를 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점보다 앞쪽으로 설정하는 과정과, 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우를 통해 출력된 긴 트레이닝 심볼들을 이용하여 무선 채널을 추정하는 과정과, 상기 긴 트레이닝을 수행한 이후 입력되는 데이터 심볼들을 고속 퓨리에 변환하고, 상기 추정된 값을 이용하여 고속 퓨리에 변환된 데이터를 보상하는 과정과, 상기 보상된 심볼로부터 파일럿 심볼들을 분리하고 상기 분리된 파일럿 심볼로부터 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차를 추정하는 과정과, 상기 추정된 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차에 의한 영향 중에서 샘플링 주파수 오차에 의한 영향 성분만을 추출하는 과정과, 상기 추출된 샘플링 주파수의 영향 성분을 이용하여 상기 최초 긴 트레이닝 심볼에 대하여 설정된 윈도우와의 변화량을 추정하는 과정과, 상기 변화량을 이용하여 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우의 위치를 보정하고, 변화량의 추정치를 이용하여 신호 왜곡을 추정하는 과정과, 상기 추정된 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차에 의하여 왜곡된 위상 변화량의 추정 값을 이용하여 현재 심볼의 고속 퓨리에 변환 출력 신호 중 데이터 신호의 위상 왜곡을 보상하는 과정을 포함한다.

**발명의 구성 및 작용**

<35> 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 상세 동작 및 구조에 대하여 상세히 설명한다. 도면들 중 참조번호들 및 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 참조번호들 및 부호들로 나타내고 있음에 유의해야 한다. 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.

<36> 도 2는 OFDM 시스템에서 본 발명의 바람직한 실시 예에 따라 주파수 오차를 보상하기 위한 수신기의 내부 블록

구성도이다. 이하 도 2를 참조하여 본 발명에 따른 OFDM 시스템의 수신기의 구성 및 동작에 대하여 살펴보기로 한다.

- <37> 종래 기술에서 전술한 도 1에서 살핀 바와 같은 무선 처리부인 기저 대역으로의 변환에 대하여 도 2에서는 도시하지 않았다. 상기 도 1 및 도 2에서 도시하지 않았으나, 수신기는 무선 상에 패킷이 수신기로 입력되는가를 검출하는 패킷 검출부에서 패킷 수신을 검출한다. 이와 같이 패킷 검출부에서 패킷 수신 여부를 검사하고, 상기 수신된 패킷이 유효한 패킷인지 검사한다. 상기 검사결과 유효하지 않은 패킷으로 검사되면, 수신된 패킷을 폐기한다. 그러나 상기 검사결과 수신된 패킷이 유효한 패킷으로 검출되면, 수신된 패킷을 주파수 에러 수정부(Coarse Frequency Error Correction)(201)로 입력된다. 상기 주파수 에러 수정부(201)는 패킷의 반송파의 오차를 대략적으로 보상한다.
- <38> 상기 주파수 에러 수정부(201)에서 이루어지는 과정에 대하여 살펴보면 하기와 같다. 일반적으로 OFDM 시스템에서는 패킷의 수신을 검출하기 위해 2개의 짧은 트레이닝 심볼(Short training symbol)을 전송한다. 따라서 수신기는 이러한 짧은 트레이닝 심볼을 수신하여 시간 영역에서 처리하는 기법을 사용하여 주파수 오차를 추정한다. 이와 같이 짧은 트레이닝 심볼을 이용하여 추정된 주파수 오차를 이용하여 유효한 심볼로 검출된 패킷의 주파수 오차를 개략적으로 추정할 수 있다. 이와 같이 주파수 오차가 보상되면, 왜곡된 신호가 개략적으로 보상된다.
- <39> 수신된 패킷은 상기한 주파수 에러 수정부(201)를 거치면서 신호의 왜곡 성분이 많이 줄어들게 되지만, 완전히 보상되는 것은 아니다. 따라서 상기 수신된 패킷에 대하여 이후에 보다 완벽한 보상이 필요하게 된다. 상기 주파수 에러 수정부(201)에서 대략적인 주파수 오차가 이루어진 신호는 타임 동기 검출부(Fine time synchronization)(203)로 입력된다. 상기 타임 동기 검출부(203)는 다수의 OFDM 심볼들로 구성된 패킷으로부터 처음 심볼의 시작점을 명확히 하기 위해 패킷의 시간적인 동기를 맞추어 출력한다. 즉, 다수의 OFDM 심볼들로 구성된 패킷의 정확한 시작 시점을 알기 위한 타임 동기를 검출하는 것이다. 따라서 상기 타임 동기 검출부(203)에서 출력된 패킷들은 긴 트레이닝 심볼(Long training symbol)의 시작 시점을 알 수 있다. 만일 패킷 심볼의 시작 시점과 종료 시점을 잘못 인식할 경우가 발생하면, 인접한 심볼간 간섭이 일어날 수 있다. 따라서 상기 타임 동기 검출부(203)에서 타임 동기를 획득하는 것은 매우 중요한 요소가 된다.
- <40> 본 발명에 따른 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(FFT window adjustment)(205)에서부터 위상 검출 및 보상부(Phase error tracking & correction)까지의 블록이 본 발명에 따라 주파수 오차를 보상하기 위한 구성이다. 그러면 상기한 구성들에 대하여 이하에서 상세히 살펴보기로 한다.
- <41> 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(205)는 그 다음 단계에 위치한 고속 푸리에 변환부(207)에서 고속 푸리에 변환시에 필요한 윈도우를 조정한다. 앞에서 전술한 바와 같이 수신된 패킷에 대하여 이비 타임 동기 검출부(203)를 통해서 긴 트레이닝 심볼의 시작 시점을 획득하였으나, 송신기와 수신기의 디지털 아날로그 변환기 및 아날로그 디지털 변환기에 의하여 발생한 샘플링 주파수 오차가 존재한다. 따라서 종래 기술에서 설명한 바와 같이 샘플링 인덱스가 증가할수록 임의의 심볼의 시작 시점이 송신시 전송된 심볼의 시작점에서 점점 벗어나게 된다. 만약 수신기의 샘플링 주기가 송신기의 샘플링 주기보다 길면, 즉  $\Delta T > 0$  이면, 시간영역에서 하나의 패킷을 구성하는 샘플링 개수가 송신시보다 작으므로, 모자란 샘플 개수만큼 임의로 채워주어야 한다. 이를 이하에서 "스터프(stuff)"라 한다. 반면에 수신기의 샘플링 주기가 송신기의 샘플링 주기보다 짧아지면, 즉  $\Delta T < 0$  이면, 매 패킷마다 남는 샘플들이 존재한다. 따라서 이러한 남는 샘플만큼을 빼주어야만 한다. 이하에서 이를 "러브(rub)"이라 한다. 이와 같이 스템프 정보와 러브 정보는 후술될 위상 검출 및 보상부(213)에서 출력되어 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(205)로 입력된다.
- <42> 그러면 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(205)는 이를 수신하여 윈도우를 조정하고, 윈도우가 조정된 OFDM 심볼들이 고속 푸리에 변환기(207)로 입력된다. 상기 고속 푸리에 변환기(207)는 도 1에서 전술한 참조부호 129의 고속 푸리에 변환부와 동일하다. 따라서 여기에서는 더 이상 상세히 설명하지 않기로 한다. 상기 고속 푸리에 변환기(207)에서 시간 영역의 신호를 주파수 영역의 신호로 변환하여 출력한다. 이와 같이 고속 푸리에 변환기(207)에서 출력된 신호는 채널 추정부(Channel estimation)(209)에서 채널 추정이 이루어진다. 상기 채널 추정부(209)는 2개의 긴 트레이닝 심볼(Long training symbol)로부터 패킷이 무선 채널 상에서 겪은 채널의 특성을 검출한다. 이러한 긴 트레이닝 심볼은 송신기와 수신기 상호간 약속에 의해 이미 알고 있는 심볼이므로, 이와 같이 알고 있는 심볼을 이용하여 채널의 특성을 검출할 수 있다.
- <43> 또한 상기 고속 푸리에 변환기(207)에서 출력된 심볼은 채널 보상부(Channel compensation)(211)로 출력된다.

상기 채널 보상부(211)는 고속 퓨리에 변환기(207)로부터 출력된 심볼을 채널 추정부(209)로부터 입력되는 채널 보상 값을 이용하여 보상한다. 즉, 긴 트레이닝 심볼을 이용하여 추정된 채널의 특성을 이용하여 상기 고속 퓨리에 변환기(207)로부터 수신된 신호의 보상을 수행하는 것이다. 이와 같이 채널 보상은 긴 트레이닝 심볼 이후에 입력되는 모든 OFDM 심볼의 채널 영향을 보상한다. 또한 하나의 패킷마다 한번의 채널 추정이 존재하는 이유는 Burst OFDM 시스템에서 채널이 준-유지(quasi-stationary) 상태로 가정하였기 때문이다.

<44> 상기한 과정을 통해 채널 보상이 완료된 심볼은 본 발명에 따른 위상 검출 및 보상부(213)로 입력된다. 상기 위상 검출 및 보상부(213)는 입력된 신호로부터 반송파의 오차 및 샘플링 주파수의 오차에 의한 신호 왜곡을 추정한다. 그리고 상기 추정된 값을 이용하여 윈도우 조정을 위한 스테르프 또는 립 정보를 생성하고 이를 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우 조정부(205)로 제공한다. 이러한 정보가 계산되는 과정은 이하에서 더 상세히 후술하기로 한다.

<45> 상기 위상 검출 및 보상부(213)에서 출력된 신호는 복조부(Demodulation)(215)로 입력된다. 상기 복조부는 입력된 신호의 복소수 값을 I-Q 사분면 상의 QAM 신호로 매핑(mapping)하여 변조 전의 심볼로 출력한다. 이와 같이 복조가 이루어진 심볼은 종래 기술에서 상술한 바와 같이 디인터리버(217)로 입력되어 신호들을 재정렬하여 출력한다. 상기 디인터리버(217)에서 출력된 신호는 복호기(219)로 입력된다. 상기 복호기(219)는 시스템마다 서로 다른 장치로 구현할 수 있다. 즉, 송신기에서 부호화기를 어떠한 부호화기를 사용하였는가에 따라 복호기는 달라지게 된다. 일반적으로 복호기는 비터비 복호기(Viterbi Decoder) 또는 터보 복호기(Turbo Decoder) 또는 LDPC 복호기 등이 사용될 수 있다. 상기 복호기는 전송 시의 오류 정정 등을 수행할 수 있는 오류 정정 부호(FEC)를 사용하는 시스템에서는 전송 오류 확률을 줄이거나 전송 에러를 복구할 수 있다.

<46> 이상에서 상술한 바와 같은 본 발명의 동작에 대하여 도 3의 타이밍도를 이용하여 좀 더 상세히 살펴보기로 한다.

<47> 도 3은 IEEE 802.11a 시스템에 본 발명에 따른 주파수 오차 보상 알고리즘을 적용한 경우의 타이밍도이다. 이하 도 3을 참조하여 이에 대하여 상세히 살펴보기로 한다.

<48> 상기 도 3을 참조하면, Burst OFDM 시스템 중의 하나인 IEEE 802.11a 무선랜의 물리적인 패킷 포맷은 짧은 트레이닝 심볼(Short training symbol)(301)로 시작됨을 알 수 있다. 따라서 수신기는 상기 짧은 트레이닝 심볼을 이용하여 패킷의 검출 및 유효성을 검사할 수 있다. 또한 상기 도 2에서 상술한 바와 같이 주파수 에러 수정부(201)에서 대략적인 반송파 오차를 추정 및 보상하게 된다. 패킷의 검출과 대략적인 반송파 오차 추정 및 보상은 본 발명에서 언급하고자 하는 내용이 아니기 때문에 여기서는 더 살피지 않기로 한다.

<49> 이하에서는 도 3을 참조하여 본 발명에 따른 샘플링 오차 보상 방법과, 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점간의 차이 보상 및 주파수 오차에 의한 신호의 위상 왜곡 보상과 고속 퓨리에 변환 윈도우 조정 값( $\delta$ )의 보정에 대하여 상세히 설명할 것이다.

<50> 1. 샘플링 오차 보상

<51> 도 2에서 설명한 바와 같이 주파수 에러 수정부(201)에서 시간 영역에서 대략적인 반송파 오차가 보상된다. 이와 같이 반송파 오차가 보상된 신호는 패킷 동기화 블록인 타임 동기 검출부(203)에서 긴 트레이닝 심볼(301)의 시작 시점 인지할 수 있다. 여기서 입력 패킷이 20MHz로 샘플링 된 신호로 가정하면, 수신기는 64-point 고속 퓨리에 변환기(207)의 입력이 되는 고속 퓨리에 변환 윈도우 값을 설정할 수 있게 된다. 상기 고속 퓨리에 변환 윈도우는 정확히 64개의 샘플을 포함해야 하는데, 고속 퓨리에 변환 윈도우의 첫 번째 샘플을 어떻게 예측할 것인가가 매우 중요한 요소이다.

<52> 일반적으로 고속 퓨리에 변환 윈도우의 첫 번째 샘플은 긴 트레이닝 심볼(Long training symbol) L1(303)의 시작 시점보다 2-3개 앞의 샘플로 정한다. 즉, 도 3에 도시한 바와 같이 GI(302)의 부분에서 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점이 이루어지도록 한다. 이와 같이 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점을 심볼의 시작 시점보다 앞으로 정하는 이유는 패킷 동기화 블록에서 L1(303)의 시작점이 실제 L1(303)의 시작점보다 뒤에 있다고 잘못 추정하였을 경우 심볼간 간섭에 의한 전송 오류의 가능성을 낮추기 위해서이다. 단, 고속 퓨리에 변환 윈도우가 실제 심볼의 위치와 정확히 일치하지 않으면, 고속 퓨리에 변환 결과가 틀려지므로 수신기의 상기 고속 퓨리에 변환기(207)의 뒷단에서 이에 대한 보상이 반드시 필요하다.

<53> 도 3에서 첫 번째 고속 퓨리에 변환 윈도우의 시작 시점으로 선택된 샘플의 인덱스가  $n_0$ 라면, 상기 고속 퓨리에

변환 윈도우의 시작점이 되는 샘플과 실제 L1(303)의 시작 시점과의 시간 간격간 차이  $\Theta$ 가 존재하게 된다.  $\Theta$ 는 수신기 설계자에 의해 결정되는 파라미터이다. 따라서 수신기는  $\Theta$ 를 일정하게 유지하는 것이 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(205)의 역할이 된다.

<54> 상기 고속 푸리에 변환 윈도우가 여러 심볼을 거치면서  $\Theta$ 가 일정하게 유지되지 못하는 것은 샘플링 오차가 존재하기 때문이다. 이를 상술하면 하기와 같다. 송신기에서 하나의 OFDM 심볼이 64개의 샘플로 구성되었다고 하더라도, 송신기의 샘플링 주기와 비교하여 수신기의 샘플링 주기가 상대적으로 짧거나 길면, 시간적으로 패킷이 길어지거나 짧아지는(expand/shrink) 현상이 일어난다. 따라서, 임의의 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점이 조금씩 어긋나게 된다. 그러므로 수신기는 이를 일정한 범위 내에서 유지하기 위해서 본 발명에 따른 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(305)를 통해 샘플을 제거하거나 덧붙여서(rub/stuff) 윈도우의 범위가 일정하도록 조정해야만 한다.

<55> 상기 도 3에서 알 수 있는 바와 같이 L1(303) 심볼과 L2(304) 심볼을 더 구비하기 때문에 N번째 데이터 심볼은 N+2 번째 고속 푸리에 변환 윈도우에 해당하며, 상기한 조건을 만족하기 위해 즉, 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(305)에서 송신기의 샘플링 주기와 수신기의 샘플링 주기가 일정한 범위 내에서 유지하기 위해서는  $\Delta T < |T'_s|$ 를 만족해야 한다. 따라서 이러한 조건을 만족하기 위한 샘플 인덱스 n은 하기 <수학식 3>과 같이 결정할 수 있다.

**수학식 3**

<56> 
$$n = n_o + \Delta n + \sum \delta, \quad \Delta n = 80 * (N - 1) + 128 + 16$$

<57> 상기 <수학식 3>에서  $\delta$ 는 고속 푸리에 변환 윈도우를 조정하기 위하여 매 심볼마다 갱신되며, -1, 0, 또는 1의 값을 갖게 된다.  $\Delta n$ 에 나오는 상수 80은 송신시 만들어진 패킷에서 GI+심볼을 구성하는 샘플 갯수이며, 128은 두 개의 긴 트레이닝 심볼을 구성하는 샘플 개수이고, 16은 하나의 GI를 이루는 샘플 개수를 의미한다. 또한 상기 <수학식 3>으로부터 상기 조건의  $\Delta T$ 는 하기 <수학식 4>와 같이 도출할 수 있다.

**수학식 4**

<58> 
$$\Delta T = (\Delta n + \sum \delta)T'_s - \Delta nT_s$$

<59> 이상에서 설명한 방법을 통해  $\delta$ 의 값을 매 심볼마다 조정함으로써 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점을 일정하게 유지할 수 있음을 알 수 있다.

<60> 2. FFT window의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점간의 차이 보상

<61> 고속 푸리에 변환 윈도우에 포함된 심볼이 고속 푸리에 변환기(207)을 거치면, 64개의 고속 푸리에 변환 계수(FFT coefficient)가 계산되어 출력된다. 이때 각각의 고속 푸리에 변환 계수는 OFDM 심볼을 구성하는 각 서브 캐리어의 크기와 위상이 된다. 고속 푸리에 변환 윈도우 #1(311)에 포함된 심볼이 고속 푸리에 변환기(207)를 통과할 경우, 서브 캐리어 인덱스가 k인 서브 캐리어에 해당하는 고속 푸리에 변환 계수는 하기 <수학식 5>와 같이 도출할 수 있다.

**수학식 5**

<62> 
$$X(k) = H_k L_k \exp(j2\pi k \Delta t n_o / N) \exp(j2\pi \Delta f n_o T'_s + \theta_c) \exp(-j2\pi k \Delta f \theta)$$

<63> 상기 <수학식 5>에서  $H_k$ 는 전송매체에 의한 신호의 크기 및 위상 왜곡을 나타내고,  $\Delta f_c$ 는 대략적인 반송파 오차가 보상되고 난 후의 잔여 반송파 오차이며,  $\Theta_c$ 는  $n=0$ 에서의 반송파 위상차를 의미한다. 위와 마찬가지로 고속 푸리에 변환 윈도우 #2(312)에 포함된 심볼의 고속 푸리에 변환 출력은 하기 <수학식 6>과 같이 도식할 수 있다.

**수학식 6**

<64> 
$$X(k) = H_k L_k \exp(j2\pi k \Delta t n_o / N) \exp(j2\pi \Delta f_c n_o T' s + \theta_c) \exp(-j2\pi k \Delta f \theta) \exp(j2\pi k \Delta f 64(T' s - T_s)) \exp(j2\pi \Delta f 64 T' s)$$

<65> 상기 <수학식 5>와 상기 <수학식 6>을 비교해 보면 상기 <수학식 6>의 마지막 2개의 exponential 지수 항만이 다를 수 있다. 즉, 상기 <수학식 6>이 상기 <수학식 5>에 포함되지 않은 2개의 exponential 지수 항을 더 가짐을 알 수 있다. 또한 상기 2개의 2개의 exponential 지수 항은 모두 1에 아주 아깝다는 것을 알 수 있다. 그러므로 상기 <수학식 5>와 상기 <수학식 6>을  $L_k$ 로 나눈 후 산술 평균을 이용하여 채널을 추정하면, 채널 응답(Channel response)은 하기 <수학식 7>과 같이 도식할 수 있다.

**수학식 7**

<66> 
$$\hat{H}_k = H_k \exp(j2\pi k \Delta t n_o / N) \exp(j2\pi \Delta f_c n_o T' s + \theta_c) \exp(-j2\pi k \Delta f \theta)$$

<67> 상기 <수학식 7>에서 채널 응답은 긴 트레이닝 심볼이 송신기와 수신기 사이에 약속된 신호이기 때문에 추정이 가능하다. 상기 <수학식 7>에서 추정된 채널 응답은  $\Theta$ 에 의한 영향을 포함하고 있으며, 이는 추후 심볼의 채널 보상시  $\Theta$ 의 존재, 즉 고속 푸리에 변환 윈도우와 실제 심볼이 정확히 일치하지 않는 것에 대해 보상이 이루어짐을 의미한다.

<68> 상기 <수학식 5> 및 <수학식 6>과 같은 방법으로 임의의 심볼인 Sym N(310)에 대해서 고속 푸리에 변환 출력을 구해보면, 하기 <수학식 8>과 같이 도식할 수 있다.

**수학식 8**

<69> 
$$X(k) = H_k X_k \exp(j2\pi k \Delta t n_o / N) \exp(j2\pi \Delta f_c n_o T' s + \theta_c) \exp(-j2\pi k \Delta f \theta) \exp(j2\pi k \Delta f \Delta T) \exp(j2\pi \Delta f_c (\Delta n + \sum \delta) T' s)$$

<70> 따라서 상기 <수학식 5>와 상기 <수학식 6>으로부터 계산된 채널을 보상하기 위한 <수학식 7>을 상기 <수학식 8>에 곱해주고, 상기 <수학식 7>의 절대값의 자승 값으로 나누어주면, 상기 <수학식 8>은 하기 <수학식 9>와 같이 채널 보상된 신호를 구할 수 있다.

**수학식 9**

<71> 
$$X_{equal}(k) = X_k \exp(j2\pi k \Delta f \Delta T) \exp(j2\pi \Delta f_c (\Delta n + \sum \delta) T' s)$$

<72> 상기 <수학식 9>를 살펴보면, 지수함수인 exponential 항이 2개 존재한다. 상기 2개의 exponential 항은 각각 샘플링 주파수 오차와 반송파 주파수 오차에 의한 신호의 위상 왜곡을 나타낸다. 따라서 상기 exponential 항인 2개의 항을 보상하면, 수신기는 반송파 오차와 샘플링 주파수 오차에 의해 왜곡된 신호로부터 원래 신호인  $X_k$ 를 복원할 수 있다. 또한, 여기서 주목할 사실은 채널 보상을 실행하면서  $\Theta$ 의 영향이 없어진다는 점이다. 고속 푸리에 변환기(207)에서 고속 푸리에 변환된 신호에 대하여 수신기는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점과의 시간 간격을 추정하고 이 값을  $\Theta$ 와 비교할 필요가 없다. 단지 수신기는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점과의 시간 간격과  $\Theta$ 와의 차이인  $\Delta T$ 만을 추정하고 보

상하면 된다.

<73> 3. 신호의 위상 왜곡 보상과 고속 푸리에 변환 윈도우 조정 값( $\delta$ )의 보정

<74> 앞에서 상술한 바와 같이 수신기가 심볼을 채널 보상한 후 할 일은 상기 <수학식 9>에 나타난 신호의 위상 왜곡을 보상하여 원래의 신호인  $X_k$ 를 복원하는 것과  $\Delta T$ 를 추정한 후 이를 바탕으로  $\delta$ 의 값을 결정함으로써, 고속 푸리에 변환 윈도우의 위치를 조정하는 것이다. 따라서 상기 고속 푸리에 변환 윈도우 조정 값  $\delta$ 는 현재 추정된  $\Delta T$ 에 따라 하기 <수학식 10>과 같이 결정한다.

**수학식 10**

$$\delta = -1; \Delta T > T_{s, SPEC}$$

$$\delta = +1; \Delta T < -T_{s, SPEC}$$

$$\delta = 0; \text{Otherwise}$$

<75>

<76> 상기 <수학식 10>에서  $T_{s, SPEC}$ 는 OFDM 시스템 설계시 정의한 샘플링 주기를 의미한다. 수신기의 샘플링 주기가 송신기의 샘플링 주기보다 길면, 입력된 패킷의 뒤에 위치한 심볼로 갈수록 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점 사이의 시간 간격이 점차 줄어들어,  $\Delta T$ 가  $T_{s, SPEC}$ 보다 커지는 순간이 발생한다. 이때, 수신기는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점과 실제 심볼의 시작 시점 사이의 시간 간격을  $\Theta$ 로 유지하기 위하여,  $\delta$ 를 -1로 결정한다. 이는 고속 푸리에 변환 윈도우의 시작 시점이 실제 심볼의 시작 시점과 멀어지는 방향으로 고속 푸리에 변환 윈도우를 한 샘플 주기만큼 이동하는 효과가 있다. 만약 반대의 상황이 발생하면, 고속 푸리에 변환 윈도우를 실제 심볼과 가까워지는 방향으로 이동하여야 하므로,  $\delta$ 를 1로 결정한다. 상기 <수학식 10>에서  $\delta$ 가 +1이나 -1 값을 갖게 되는 조건이  $\Delta T$ 의 절대값의 크기가 한 샘플주기보다 큰지의 여부로 결정되었다. 그러나 상기한 값은 수신기 설계 시 다른 값으로 결정할 수도 있다.

<77> 이상에서 상술한 과정을 통해 OFDM 시스템의 수신기에서 고속 푸리에 변환 윈도우의 조정을 수행할 수 있다.

<78> 그러면 이하에서 상기한 과정들을 통해 보상이 되는 전체적인 동작을 도 4를 참조하여 살펴보기로 한다. OFDM 시스템에 본 발명에 따른 주파수 오차 보상 알고리즘의 상세도이다.

<79> 수신기의 고속 푸리에 변환 윈도우 조정부(205)는 400단계에서 그 이전 단인 타임 동기 검출부(203)에서 샘플링 데이터를 수신하고, 상기 위상 검출 및 보상부(213)로부터 출력되는 고속 푸리에 변환 윈도우 조정 값  $\delta$ 를 이용하여 고속 푸리에 변환 윈도우를 보정한다. 이와 같이 고속 푸리에 변환 윈도우가 보정된 심볼은 고속 푸리에 변환기(207)로 입력된다. 그러면 고속 푸리에 변환기(207)는 402단계에서 고속 푸리에 변환을 수행하며, FFT 계수를 계산한다. 이때, 채널 응답(Channel response)을 추정하기 위해 사용되는 2개의 긴 트레이닝 심볼에 대하여는 러브(rub) 또는 스템프(stuff)를 적용하지 않는다.

<80> 한편, 상기 404단계와 406단계는 이러한 채널 응답을 추정하기 위해 상기 고속 푸리에 변환기(207)로부터 입력된 심볼들이 상기 채널 추정부(209)와 채널 보상부(211)에서 이루어지는 동작을 설명하는 것이다. 즉, 상기 채널 추정부(209)는 404단계에서 긴 트레이닝 심볼을 이용하여 채널을 추정한다. 그런 후 상기 채널 보상부(211)는 상기 트레이닝 심볼을 이용하여 추정된 값의 역(Inverse) 채널 응답 값을 생성하여 이후 출력되는 값에 보상하도록 한다. 따라서 이러한 보상은 408단계에서 이루어지는 과정이 된다. 즉, 이후 데이터 프레임이 수신되어 고속 푸리에 변환기(207)로부터 출력된 심볼에 상기 보상을 위해 추정된 값의 역 채널 응답 값을 반영하여 출력하도록 한다.

<81> 이를 도 2 및 도 3에서 설명한 내용과 대비하여 다시 설명하면, 상기 고속 푸리에 변환기(207)에서 고속 푸리에

변환 계수에 따라 각 서브 캐리어마다 계산된 크기와 위상을 전술한 <수학식 7>에 의해 추정된 채널 응답 특성을 이용해서 채널 보상을 수행한다. 이와 같이 채널 보상된 신호는 전술한 <수학식 9>와 같이 구할 수 있다. 상

기 <수학식 9>를  $\Phi_{k1} = j2\pi k \Delta f \Delta T$  와,  $\Phi_2 = j2\pi \Delta f_c (\Delta n + \sum \delta) T's$  와 같이 치환하면, 하기 <수학식 11>과 같이 도식할 수 있다.

**수학식 11**

$$X_{equal}(k) = X_k \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2)$$

<82>

<83> 또한 수신기가 본래의 신호인  $X_k$ 를 복원하기 위해서는  $\Phi_{k1}$  과  $\Phi_2$  를 추정하여야 하며, 이를 위해 OFDM 심볼에 포함된 파일럿(Pilot) 신호를 이용한다. 상기 파일럿 신호는 송신기와 수신기간에 미리 약속된 신호로서, IEEE 802.11a에서는 서브 캐리어 인덱스 #7, #21, #43, #57에 파일럿 신호를 실어보낸다. 상기한 바와 같이 수신된 신호들로부터 파일럿 신호만으로 추출된 신호는 위상 검출 및 보상부(213)에서 이루어지는 과정으로 상기 도 4에서는 이를 각 단계별로 도식하였다. 상기 도 4에서 하기 <수학식 12>와 같이 추출된 파일럿 신호는 411단계 내지 416단계를 통해 데이터 서브 캐리어에 포함된 신호를 보상할 값들을 생성한다. 그러면 이러한 과정에 대하여 살펴보기로 한다. 먼저 고속 푸리에 변환기(207)의 출력들 중 상기한 파일럿 신호들만을 수학식으로 도식하면 하기 <수학식 12>와 같이 도식할 수 있다.

**수학식 12**

$$P_{equal}(k) = P_k \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2)$$

<84>

<85> 상기 <수학식 12>에서 k의 값은 7, 21, 43, 57이 된다.

<86> 상기 위상 검출 및 보상부는 411단계에서 상기와 같이 파일럿 신호들에서 지수함수인 exponential 항만을 추출한다. 파일럿 신호의 특성상 수신단은 본래 전송된 파일럿 신호인  $P_k$ 를 알고 있으므로 이 파일럿 신호의 공액 복소수(complex conjugate)  $P_k^*$ 를 상기 <수학식 12>의 양변에 곱하여  $S_k$ 를 정의하면 하기 <수학식 13>과 같이 정의할 수 있다.

**수학식 13**

$$S_k = P_k^* \times P_{equal}(k) = P_k^* \times P_k \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2) = \exp(\Phi_{k1}) \exp(\Phi_2)$$

<87>

<88> 상기 <수학식 13>에서 상기  $P_k$ 의 크기는 1이기 때문에 크기는 1이고 왜곡된 위상이 존재하는 신호가 구해진 것

이다. 상기 위상 검출 및 보상부(213)는 412단계에서  $\Phi_{k1}$  과  $\Phi_2$  를 추정하기 위해서 우선 상기 <수학식 13>에서  $\Phi_2$  에 의한 영향을 제거한 후 413단계로 진행하여  $\Delta T$  를 추정한다. 그러면 상기 위상 검출 및 보상부(213)가 413단계에서  $\Delta T$  를 계산하는 과정을 살펴보기로 한다. 상기  $\Delta T$  를 계산하기 위해 상기 <수학식 13>을 이용하여 하기 <수학식 14>와 같이 1행 3열 벡터를 정의한다.

**수학식 14**

$$V = [S_{21} \times S_7^* \quad S_{43} \times S_{21}^* \quad S_{57} \times S_{43}^*]$$

<89>

<90> 상기 <수학식 14>에서 정의된 벡터의 요소들을 살펴보면, k에 무관한  $\Phi_2$  가 공통적으로 존재하므로, 임의의  $S_k$

에  $k$ 가 서로 다른  $S_k$ 의 공액 복소(complex conjugate) 값을 곱하면,  $\Phi_2$ 가 없어짐을 알 수 있다. 따라서 상기 <수학식 14>를 풀어서 쓰면, 하기 <수학식 15>와 같이 도출할 수 있다.

**수학식 15**

<91> 
$$V = [\exp(j2\pi\Delta f\Delta T \times 14) \exp(j2\pi\Delta f\Delta T \times 22) \exp(j2\pi\Delta f\Delta T \times 14)]$$

<92> 상기 <수학식 15>에서 심볼의 파일럿 신호에 상기 <수학식 14>를 적용하여  $V$  벡터의 각 요소들을 측정하고, 상기 <수학식 15>의  $\Delta f$ 에 시스템 설계시 적용된 값을 반영하면,  $\Delta T$ 를 추정할 수 있다.

<93> 상기  $V$  벡터의 요소들은 모두  $\exp(j2\pi\Delta f\Delta T\Delta k)$  (여기서  $\Delta k$ 는 서브 캐리어 인덱스의 차이)의 동일한 형태를 갖고 있다. 그런데 상기 <수학식 14>에서 계산된 요소의 값을 만족하는 위상, 즉  $\angle V_{1X} (= 2\pi\Delta f\Delta T\Delta k)$ 는 많이 존재하게 된다. 여기서  $\angle V_{1X}$ 는  $V$  벡터의 1행  $X$ 열 요소의 위상을 의미한다. 따라서  $\Delta T$ 를 바르게 추정하기 위해서는 무수히 많은  $\angle V_{1X}$  값 중에서 적절한 한 개의 값을 선택하는 기준이 필요하며, 본 발명에서는 인접한 심볼은 서로 비슷한  $\Delta T$  값을 갖는다는 점을 이용한다. 서로 인접한 심볼간에는 서로 비슷한  $\Delta T$ 를 가질 것이기 때문에  $\angle V_{1X}$ 의 값도 서로 비슷함을 알 수 있다.

<94> 따라서 이상의 몇 가지 사항을 이용하면, 하기 <수학식 16>과 같이  $\Delta T$ 를 추정할 수 있다.

**수학식 16**

<95> 
$$\Delta T_M = \frac{\angle V_{11,M}/2\pi\Delta f14 + \angle V_{12,M}/2\pi\Delta f22 + \angle V_{13,M}/2\pi\Delta f14}{3}$$

$$\text{where, } |\angle V_{1X,M} - \angle \hat{V}_{1X,M-1}| \leq \pi \ \& \ \angle \hat{V}_{1X,0} = 0, \ \text{for } M=1,2,\dots,T$$

<96> 상기 <수학식 16>에서  $\Delta T_M$ 는 고속 푸리에 변환기(207)로 입력된 긴 트레이닝 심볼 이후의  $M$ 번째 심볼에 대해 추정된  $\Delta T$ 이고,  $T$ 는 현재의 패킷에 대하여 긴 트레이닝 심볼 이후의 총 심볼 개수이다. 그리고,  $\angle V_{1X,M}$ 은  $M$ 번째 심볼에 해당하는  $V$  벡터의 1행  $X$ 열 요소의 위상을 의미하며, 수신기에서 측정된 값으로부터 결정된다.  $\angle \widehat{V}_{1X,M}$ 은  $M$ 번째 심볼에서 추정한  $\Delta T_M$ 을 상기 <수학식 15>에 대입하여 추정한  $V$  벡터이다.

<97>  $\angle V_{1X,M}$ 은 앞에서 기술된 바와 같이 무수히 많은 값이 존재하게 되는데, 상기 <수학식 16>에서와 같이  $\angle V_{1X,M-1}$ 과  $\pi$ 이내의 차이를 갖는 값으로 정하게 된다.

<98> 단,  $M=1$ 인 경우, 즉 첫 번째 심볼은 패킷의 맨 앞쪽과 가까운 위치에 있어서  $\Delta T$ 가 0에 근접하기 때문에,  $\angle V_{1X,0} = 0$ 을 적용한다.  $\Delta T_M$ 를 추정하기 위해  $V$  벡터 각 요소들로부터 구해진 값의 산술 평균을 취한다. 이와 같이 산술 평균을 취함으로써 Noise의 영향을 줄일 수 있고, 좀 더 추정 값의 정확도를 높일 수 있다.

다.

<99>  $\Delta T_M$ 의 추정범위는 ISI가 발생하지 않는 조건, 즉, 현재의 FFT 윈도우가 인접 심볼과 겹치지 않는 범위까지 가능하며, 이 범위는 FFT 윈도우가 가질 수 있는 최대 영역을 포함하기 때문에, 상기 <수학식 16>이 가지는 추정 범위는 굉장히 넓다고 판단할 수 있다.  $\Delta T_M$ 의 추정범위를 수학식으로 표시하면 하기 <수학식 17>과 같이 도출할 수 있다.

**수학식 17**

$$\theta - T_{GI} \leq \Delta T_M \leq \theta$$

<100>

<101> 상기 <수학식 17>에서  $T_{GI}$ 는 보호 구간(Guard Interval : GI)이 차지하는 시간이다. 이와 같이  $\Delta T_M$ 가 구해지면, 저역 필터링(Low Pass Filtering) 과정을 거쳐 최종적인 값을 결정하게 된다. 이 과정은  $\Delta T_M$ 이 잡음(Noise) 등의 영향에 의해 갑작스럽게 변동하는 것을 방지하기 위함이며, 인접 심볼간의  $\Delta T$ 의 변화가 갑작스러운 변화가 아니라 일정 구간동안 계속 증가하거나 계속 감소하는 경향을 보이는 점을 이용한 것이다. 저역 필터링 과정은 여러 가지 알고리즘 중 하나를 이용할 수 있다.

<102>  $\Delta T_M$ 이 결정되면, 위상 검출 및 보상부(213)는 414단계로 진행하여 상기 계산된  $\Delta T_M$ 을 이용해 럽(rub) 또는 스테르프(stuff)를 결정한다. 이 결정에 의해 상기 위상 검출 및 보상부(213)는 415단계에서  $\delta$ 를 생성한다. 이때 전술한 <수학식 10>을 이용하면 하기 <수학식 18>과 같이 도출할 수 있다.

**수학식 18**

$$\delta = -1; \Delta T_M > T_{S, SPEC}$$

$$\delta = +1; \Delta T_M < -T_{S, SPEC}$$

$$\delta = 0; \text{Otherwise}$$

<103>

<104> 상기 <수학식 18>과 상기 <수학식 10>을 비교할 때, 차이점은 단지 notation의 차이만 있을 뿐이다.

<105> M번째 심볼에서  $\delta$ 가 -1 이면, 현재 심볼의 다음에 오는 심볼인 M+1번째에 해당하는 FFT 윈도우의 시작 시점의 위치는 실제 심볼의 시작 시점으로부터 멀어지는 방향으로 한 샘플 간격만큼 이동되고, M번째 심볼에서  $\delta$ 가 +1 이면, 현재 심볼의 다음에 오는 심볼인 M+1번째에 해당하는 FFT 윈도우의 시작점의 위치는 실제 심볼의 시작점으로부터 가까워지는 방향으로 한 샘플 간격만큼 이동된다.

<106> 그런 다음으로 계산해야 하는 것은  $\Delta T_M$ 을 이용하여 상기 <수학식 13>의  $\Phi_{k1}$ 을 결정하고,  $exp(\Phi_2)$ 를 추정하는 것이다. 이와 같이 추정된 값을 이용하여 상기 위상 검출 및 보상부(213)가 여러 매트릭을 계산함으로써 지속적으로 오류를 보정할 수 있다. 이와 같이 오류 매트릭을 계산하는 이유는 아래에서 설명된다. 상기  $\Phi_{k1} = j2\pi k\Delta f\Delta T_M$ 으로부터  $\Phi_{k1}$ 을 구할 수 있다. 또한, 상기 <수학식 13>에서  $S_k$ 는 측정된 값이고,  $\Phi_{k1}$ 가 결정되어 있는 상황이므로, 하기 <수학식 19>와 같이  $exp(\Phi_2)$ 를 구할 수 있다.

**수학식 19**

$$\exp(\Phi_2) = \frac{1}{4} \times \sum_{k=7,21,43,57} (S_k \times \exp(-\Phi_{k1}))$$

<107>

<108> 상기 <수학식 19>에서  $\exp(\Phi_2)$  는 현재 심볼에서 추정된 반송파 주파수 오차에 의한 위상 왜곡을 의미하며,  $\exp(\Phi_2)$  추정시 산술 평균을 이용함으로써, 잡음에 의한 영향을 줄인다.

<109>

이상에서 상술한 과정들을 통해 현재 FFT 윈도우에 해당하는 심볼의 파일럿 신호로부터  $\Delta T_{M_1}$  과  $\exp(\Phi_2)$  이 추정되었으므로, <수학식 9> 또는 <수학식 11>로 표시되는 서브 캐리어의 데이터 신호에서 반송파와 샘플링 주파수 오차에 의한 영향을 상쇄하여 송신기에서 만들어진 원래 신호  $X_k$ 를 복원할 수 있다. 즉, 상기 418단계를 통해 파일럿 서브 캐리어를 이용하여 오차를 계산한 이후에 이를 상기 데이터 서브 캐리어에 반영하는 것이다. 이와 같이  $X_k$ 를 복원하는 방법을 수학식으로 도시하면 하기<수학식 20>과 같이 도시할 수 있다.

**수학식 20**

$$X_{est}(k) = X_{equal}(k) \times \exp(-(\Phi_{k1} + \Phi_2))$$

<110>

<111> OFDM 심볼을 이루는 데이터 서브 캐리어를 모두 보상하기 위해서는  $X_{equal}(k)$ 를 보상해주는 값인  $\exp(-(\Phi_{k1} + \Phi_2))$  가 데이터 서브 캐리어의 개수만큼 존재하게 되고 이것을 오류 매트릭스(Error Matrix)로 만들어 처리하게 된다. 복원된 각각의 데이터 신호는 복조부(215)로 입력된다.

<112>

신호의 위상 왜곡 보상의 마지막 과정은  $\Delta T$ 를 갱신하는 것이다. 즉, 상기 위상 검출 및 보상부(213)의 내부에 구비된 레지스터 또는 이를 저장할 수 있는 메모리 등에  $\Delta T$ 를 갱신하여 저장한다. 상기  $\Delta T$  추정하는 <수학식 16>으로부터 현재 심볼에서 추정된  $\Delta T_M$ 이 다음 심볼에 해당하는  $\Delta T$ 의 추정시 영향을 줄을 알 수 있다. 따라서, 현재 심볼의  $\Delta T_M$ 에 의해  $\delta$ 가 +1 또는 -1을 갖게 되어 다음 심볼에 해당하는 FFT 윈도우가 한 샘플 주기만큼 이동하게 되면,  $\Delta T_M$ 을 하기 <수학식 21>과 같이 갱신하여,  $\Delta T_{M+1} \approx \Delta T_M$ 이 유지되도록 한다.

**수학식 21**

$$\text{if } \delta = -1, \text{ then } \Delta T_M = \Delta T_M - T_{S, SPEC}$$

$$\text{if } \delta = +1, \text{ then } \Delta T_M = \Delta T_M + T_{S, SPEC}$$

$$\text{if } \delta = 0, \text{ then } \Delta T_M = \Delta T_M$$

<113>

<114> 상기한 과정을 통해 OFDM 방식의 무선 통신 시스템에서 수신된 신호의 주파수 오프셋 또는 수신기와 송신기간 소자 특성 등에 따라 달라질 수 있는 주파수 오차를 보상할 수 있다.

**발명의 효과**

<115>

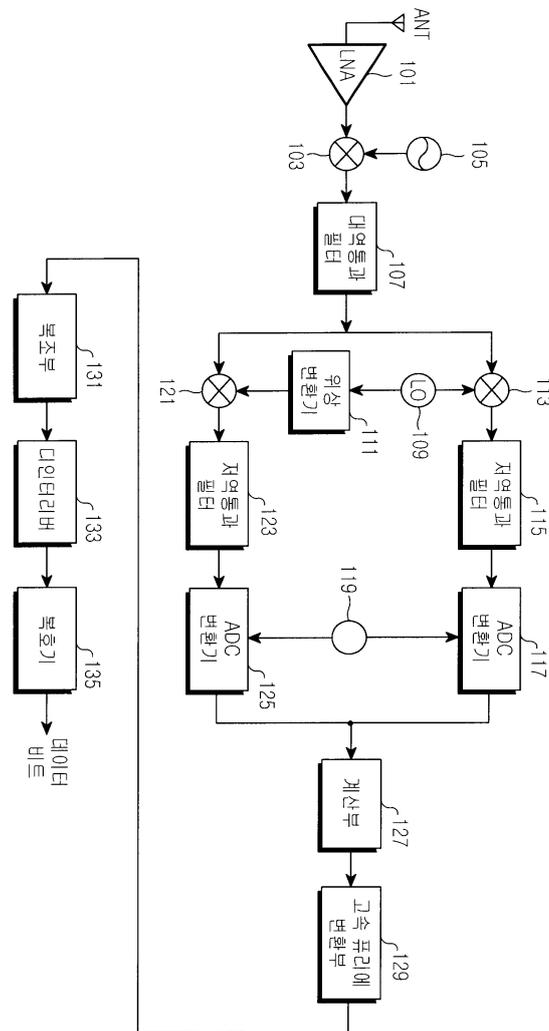
이상에서 상술한 바와 같이 비교적 간단한 구성을 이용하여 OFDM 신호를 수신하여 처리하며, 주파수 오차를 정확하게 보상할 수 있으므로 수신 데이터를 보다 효율적으로 획득할 수 있는 이점이 있다.

**도면의 간단한 설명**

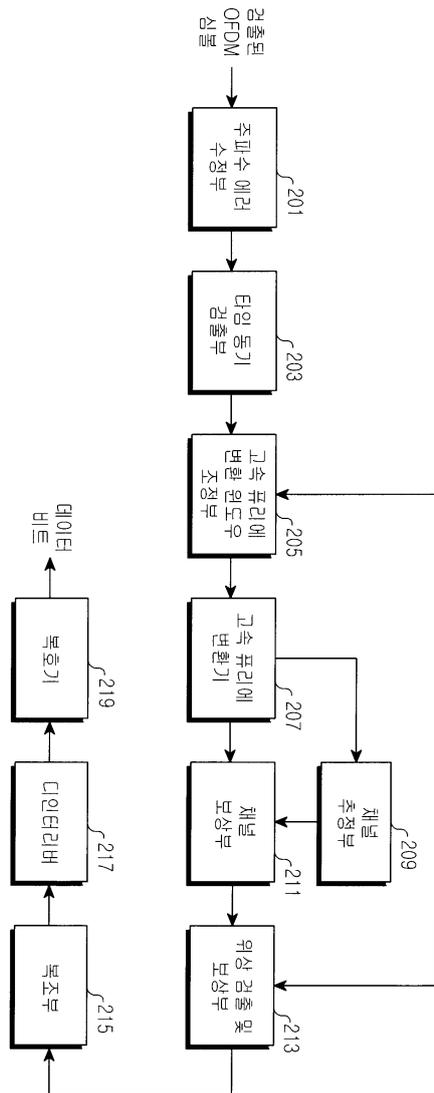
- <1> 도 1은 OFDM 시스템의 일반적인 수신기 장치의 내부 블록 구성도,
- <2> 도 2는 OFDM 시스템에서 본 발명의 바람직한 실시 예에 따라 주파수 오차를 보상하기 위한 수신기의 내부 블록 구성도,
- <3> 도 3은 IEEE 802.11a 시스템에 본 발명에 따른 주파수 오차 보상 알고리즘을 적용한 경우의 타이밍도,
- <4> 도 4는 OFDM 시스템에 본 발명에 따른 주파수 오차 보상 알고리즘의 상세도.

**도면**

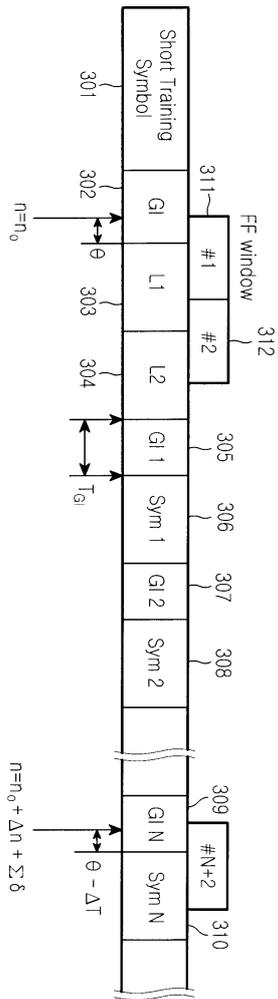
**도면1**



도면2



도면3



도면4

