

# (19)대한민국특허청(KR)

## (12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04B 7/204 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년04월05일 10-0567851 2006년03월29일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호	10-1999-0019467	(65) 공개번호	10-1999-0088650
(22) 출원일자	1999년05월28일	(43) 공개일자	1999년12월27일

(30) 우선권주장	98-150330	1998년05월29일	일본(JP)
(73) 특허권자	소니 가부시키 가이사 일본국 도쿄도 시나가와쿠 키타시나가와 6쵸메 7반 35고		
(72) 발명자	스즈키미즈히로 일본국도쿄도시나가와쿠키타시나가와6쵸메7반35고소니가부시끼가이 샤내		
(74) 대리인	신관호		

심사관 : 송인관

### (54) 수신방법 및 수신장치

#### 요약

수신된 OFDM변조신호의 사이클프리픽스성분이 추출되고, 추출된 사이클프리픽스성분은 푸리에변환되고, 그 성분의 절대값의 제곱이 산출되고, 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성이 검출되고, OFDM변조신호의 주파수오차가 위상의 주기성에 기초해서 결정된다. 따라서 OFDM변조신호의 수신 시에 주파수오차의 검출이 간단한 구성에 의해 수행될 수 있다.

#### 대표도

도 6

#### 명세서

#### 도면의 간단한 설명

도 1은 기지국에서 OFDM신호의 수신상태의 일예를 나타내는 예시도이다.

도 2는 종래의 기지국의 구성의 일예를 나타내는 블록도이다.

도 3은 종래의 주파수오프셋 검출회로의 일예를 나타내는 블록도이다.

도 4는 원도잉이 수행되기 전의 OFDM신호의 일예를 나타내는 파형도이다.

도 5는 전송 시의 원도잉데이터의 일예를 나타내는 예시도이다.

도 6은 본 발명의 제 1실시의 형태에 의한 주파수오프셋 검출회로의 일예를 나타내는 블록도이다.

도 7은 본 발명의 제 1실시의 형태에 의한 사이클프리픽스성분의 추출상태의 일예를 나타내는 예시도이다.

도 8은 본 발명의 제 1실시의 형태에 의한 위상검출승산기의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 9는 본 발명에 의한 OFDM신호의 송신 측의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 10은 송신 시의 원도잉데이터의 일예를 나타내는 파형도이다.

도 11은 본 발명에 의한 OFDM신호를 위한 수신 측의 구성을 나타내는 블록도이다.

도 12는 수신 시의 원도잉데이터의 일예를 나타내는 파형도이다.

도 13은 수신된 OFDM변조신호의 일예를 나타내는 주파수특성도이다.

도 14는 본 발명의 제 2실시의 형태에 의한 주파수오프셋 검출회로의 일예를 나타내는 블록도이다.

도 15a, 15b는 각각 본 발명의 제 2실시의 형태에 의한 사이클프리픽스성분의 추출상태와 이동상태를 나타내는 예시도이다.

도 16은 본 발명의 제 3실시의 형태에 의한 주파수오프셋 검출회로의 일예를 나타내는 블록도이다.

\* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

10.주파수오프셋 검출회로 12.사이클프리픽스 검출회로

13.직/병렬변환회로 15.병/직렬변환회로

14.고속푸리에변환회로(FFT회로) 16.절대값제곱회로

17. 승산기 18.승산계수발생회로

19.평균화회로 20. 위상검출회로

42.사이클프리픽스 검출회로 43.파형슬라이드회로

47.승산계수 발생회로 69.디멀티플렉스

## 발명의 상세한 설명

### 발명의 목적

#### 발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교주파수분할다중(Orthogonal frequency division multiplexing, 이하 OFDM이라고 한다) 변조된 신호를 수신하는 수신방법 및 수신장치에 관한 것이며, 특히 수신신호의 주파수오차를 검출하는 기술에 관한 것이다.

비교적 대용량의 디지털데이터를 무선방식 등으로 전송할 경우에 사용되는 변조시스템의 하나로서 OFDM변조가 사용되고 있다. OFDM변조시스템은 송신데이터를 복수의 서브캐리어로 분산된 멀티캐리어로서 전송하는 방식이다. 이 변조시스템은 대용량의 데이터를 효율적으로 무선송신할 수 있다.

OFDM변조된 신호의 무선송신상태로서는 OFDM변조신호의 1단위가 소정 주파수대역에서 연속적으로 송신되는 경우가 있다. 예를 들면, 도 1에 도시한 바와 같이 복수의 이동국(MS1, MS2, MS3, MS4)에서 무선송신된 OFDM변조신호가 기지국에 의해 수신처리된다고 가정한다. 이 경우, MS1 내지 MS4의 각각의 이동국으로부터의 OFDM변조신호는 각각 다른 대역(F1~F4)을 사용하는 멀티캐리어신호로서 송신되고, 모든 대역(F1~F4)은 기지국에 의해 수신처리된다. 기지국과 주위의 복수의 이동국 사이의 다중접속이 상술한 OFDM변조파를 사용하여 이루어지는 시스템이 제안되고 있다.

그런데, 도 1에 도시된 바와 같이, 복수의 기지국에서 송신된 신호가 기지국에서 수신처리될 때, 각 송신신호의 주파수오프셋이 검출되어야 한다. 도 2는 종래의 기지국에서 주파수오프셋 검출을 위한 회로구성의 일예를 나타내는 도면이다. 상기 예는 도 1에 도시한 4개의 이동국(MS1~MS4)으로부터의 신호의 주파수오프셋이 검출되는 경우이다. 안테나(2)에 접속된 수신처리기(2)는 송신대역의 신호를 일괄처리하고, 수신된 신호를 각기 통과대역이 다른 4개의 대역통과필터(3a, 3b, 3c, 3d)에 각각 공급한다. 이 경우, 대역통과필터(3a~3d)의 통과대역은 각기 도 1에 도시된 송신대역(F1~F4)에 대응하여 설정된다.

대역통과필터(3a~3d)의 출력은 각각 다른 주파수오프셋 검출회로(4a, 4b, 4c, 4d)에 공급된다. 4개의 이동국(MS1~MS4)으로부터의 송신신호의 주파수오프셋은 각각 주파수오프셋 검출회로(4a~4d)에 의해 독립적으로 검출처리된다. 주파수오프셋 검출회로(4a~4d)에 의해 검출된 주파수오프셋량에 따라 다음의 보정처리가 수행된다. 즉, 이동국에서 송신된 신호의 수신 주파수가 보정되거나 주파수오프셋 보정을 위한 데이터가 대응하는 이동국으로 송신된다.

각각의 주파수오프셋 검출회로(4a~4d)에서 수행되는 주파수오프셋 검출처리로서, 예를 들면, OFDM변조신호에 포함되는 사이클프리픽스(cycle prefix)성분을 이용한 검출처리가 알려져 있다. 사이클프리픽스성분을 이용한 주파수오프셋검출 성의 도 3에 도시된다. 각각의 대역통과필터(3a~3d)의 출력을 얻을 수 있는 단자(5)로부터의 신호가 소정 기간 동안의 신호지연을 위한 지연회로(6)를 거쳐서 승산기(7)에 공급되고, 단자(5)에서 얻은 신호는 직접 단자(5)로 공급된다. 양 신호는 승산처리된다. 이 경우, 지연회로(6)의 지연량은 사이클프리픽스성분에 포함된 고유지연량으로 설정된다. 사이클프리픽스성분과 지연량의 관계는 이후에 설명될 것이다. 지연회로(6)에 의해 지연된 신호는 복소신호(complex signal)이다. 복소공역의 승산처리가 승산기(7)에서 수행된다.

승산기(7)의 출력은 평균화회로(8)에 공급되어 소정 기간의 평균값이 계산되고, 평균값은 주파수오프셋값에 비례하는 값으로서 출력단자(9)에 공급된다. 평균화회로(8)에 의해 평균화가 수행되는 구간은 예를 들면, 사이클프리픽스성분의 하나의 길이(시간)에 대응하는 구간으로 설정된다. 이와 같은 처리에 의해 주파수오프셋값에 비례하는 값이 출력단자(9)에서 얻어진다.

OFDM변조신호에 포함되는 사이클프리픽스성분이 이하에 설명된다. 우선, 복소정현파는 다음의 수학적 식 1에 의해 표시되는 함수  $\text{rot}(s)$ 에 의해 정의된다.

$$\text{수학적 식 1} \\ \text{rot}(s) = \exp(j2\pi s)$$

이 경우, 송신용 원도잉 전의 OFDM변조신호는 다음의 수학적 식 2에 의해 나타낼 수 있다.

$$\text{수학적 식 2} \\ X(t) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t)$$

여기서 심벌( $X_k$ )은 송신심볼(k번째 서브캐리어의 송신심볼)을 표시하고, 심볼( $f_c$ )은 서브캐리어의 간격을 나타낸다. 수학적 식 2에 의해 표시되고 원도잉 전에 얻어진 OFDM변조신호는 또한 다음의 수학적 식 3과 같이 표현될 수 있다.

$$\text{수학적 식 3} \\ X(t+T_c) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c(t+T_c)) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t + f_c T_c) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t) = X(t)$$

이 경우,  $T_c = 1/f_c$ 이면, OFDM변조신호는 서브캐리어간격( $f_c$ )에 따른 주기( $T_c$ )의 주기함수에 의해 표시된다. 보다 자세히 하계는, 예를 들면  $f_c = 4.1666[\text{kHz}] = 100[\text{kHz}]/24$ ,  $T_c = 240[\mu\text{s}]$ 이다. 이 경우, 원도잉이 수행되기 전에 얻어지는 OFDM신호는 예를 들면, 도 4에 도시된 바와 같이  $240[\mu\text{s}]$ 의 주기성을 갖는 신호파형이다.

OFDM변조신호가 송신될 때, 송신원도라고 불리는 원도잉데이터(시간파형)를 승산하는 처리가 행해진다. 원도잉데이터의 승산에 의해 얻어지는 신호는 다음 식에 의해 표시된다. 이 식에서,  $w(t)$ 는 원도우잉데이터(원도)를 나타낸다.

수학식 4

$$y(t) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t) w(t)$$

도 5는 원도우잉데이터의 일예를 나타내는 도면이다. 상술한 바와 같이  $T_c = 240[\mu s]$ 일 때, 시간을 기준으로 한 원도잉데이터가 발생된다. 이 경우, 설명을 간단히 하기 위하여, 원도는 직사각형 파로 표시하였으며, 원도는 상술한 구간( $T_c$  ( $240[\mu s]$ ))에 구간( $T_g$  ( $40[\mu s]$ ))을 더함으로써 얻어지는 구간( $L$  ( $280[\mu s]$ ))의 원도로 설정된다. 원도에 의해 승산되는 OFDM파로는, 원도의 1단위의 개시부의 구간( $T_g$ )의 OFDM파와, 개시부의 구간( $T_g$ )의 시간폭과 동일한 말단부의 구간( $T_g$ )의 OFDM파가 있다. 이 변조파는 사이클프리픽스라고 불린다. 이 사이클프리픽스는 도 5에 도시된 사이클프리픽스(CP)에 해당한다.

원도잉데이터에 의해 승산된 OFDM파는  $v[\text{Hz}]$ 의 주파수오프셋이 OFDM파에 가해질 때 다음 식에 의해 표시된다.

수학식 5

$$y(t) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t) w(t) \text{rot}(vt)$$

사이클프리픽스성분만을 고려하면, 이 신호에 의해, 사이클프리픽스성분은 다음 식에 의해 표시된다.

수학식 6

$$\begin{aligned} z(t) &= (c(t) + c(t - T_c)) \text{rot}(vt) \\ &= c(t) \text{rot}(vt) + c(t - T_c) \text{rot}(v(t - T_c)) \text{rot}(vT_c) \end{aligned}$$

이 경우,  $d(t) = c(t) \text{rot}(vt)$ 이고,  $a = vT_c$ 이면, 사이클프리픽스성분은 다음 식에 의해 표시될 수 있다.

수학식 7

$$z(t) = d(t) + d(t - T_c) \text{rot}(a)$$

보다 상세하게는, 동일한 파형( $d(t)$ )을 갖는 신호가 반복되어 신호는  $240[\mu s]$ 로 분리되고, 위상( $a$ )(회전)에 의해 회전된다. 종래의 OFDM파에 대한 주파수오프셋 검출회로는 사이클프리픽스성분을 이용하여 주파수오차를 검출하였다. 즉, 상술한 도 3의 주파수오프셋 검출회로가 도 5에 도시된 원도잉데이터에 의해 승산된 OFDM의 주파수오프셋을 검출할 때, 지연회로(6)의 지연량은  $240[\mu s]$ 로 설정되고, 평균화회로에 의해 평균화가 수행되는 구간으로서  $40[\mu s]$ 이 설정된다. 개시부의 사이클프리픽스성분과 말단부의 사이클프리픽스성분 사이의 보정은 이 회로에 의해 검출되어 주파수오차를 검출한다. 다음 식(수학식 8)은 도 3에서 상기 회로에 의해 주파수오차가 검출되는 상태를 나타내고, 주파수오프셋은 복소수( $q$ ) 값의 위상을 보정함으로써 검출될 수 있다.

수학식 8

$$\begin{aligned} q &= \int_{t=240[\mu s]}^{t=280[\mu s]} d \cdot (t - 240[\mu s]) d(t - 240[\mu s]) \text{rot}(a) dt \\ &= \text{rot}(a) \int_{t=240[\mu s]}^{t=280[\mu s]} |d(t - 240[\mu s])|^2 dt \\ &= \text{rot}(a) \cdot (\text{real value}) \end{aligned}$$

그런데, 도 1에 도시한 바와 같이, 다중접속이 OFDM파에 의해 수행될 때, 도 2에 도시된 바와 같이 주파수오프셋 검출회로는 이동국으로부터의 신호의 수신시스템을 필요로 하고, 기지국은 각기 도 14에 도시된 복수의 주파수 오프셋검출회로를 포함하여야 한다. 따라서 기지국은 구성에서 복잡하다는 문제가 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 간단한 구성에 의해 OFDM변조신호의 수신상태에서 주파수오프셋을 검출할 수 있도록 하는 것이다.

## 발명의 구성 및 작용

상기의 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명에 의한 수신방법은 수신된 OFDM변조신호의 사이클프리픽스성분을 추출하고, 추출된 사이클프리픽스성분을 푸리에변환하고, 상기 성분의 절대값의 제곱을 산출하고, 절대값의 제곱의 엔벨로프의 주기성을 검출하고, 그 위상에 의거하여 OFDM변조신호의 주파수오차를 결정한다.

본 발명의 수신방법에 의하면, 검출된 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기값의 위상값은 OFDM변조신호의 주파수오차에 비례하는 값이므로, 주파수오차가 결정될 수 있다.

본 발명에 의한 수신장치는 수신된 OFDM변조신호의 사이클프리픽스성분을 추출하기 위한 사이클프리픽스성분 추출수단과, 추출수단에 의해 추출된 사이클프리픽스성분을 푸리에변환하기 위한 푸리에변환수단과, 푸리에변환수단에 의해 변환된 성분의 절대값의 제곱을 산출하는 절대값 제곱수단과, 절대값 제곱수단으로부터의 출력의 엔벨로프의 주기성을 검출하는 주기성검출수단과, 주기성검출수단의 출력의 위상을 검출하는 위상검출수단을 포함하여 구성된다.

본 발명의 수신장치에 의하면, 위상검출장치에 의해 검출된 위상값은 OFDM변조의 주파수오차에 비례하는 값이어서, 주파수오차는 위상값에 의거하여 결정될 수 있다.

본 발명의 제 1실시의 형태가 도 6 내지 도 13을 참조하여 이하에서 설명된다.

이 실시의 형태에서, 본 발명은 OFDM변조신호에 대한 수신처리를 수행하기 위한 무선통신장치에 적용된다. 우선, OFDM변조신호를 위한 송신측의 구성을 도 9를 참조하여 설명한다. 이 구성에서, 신호는 서브캐리어의 수가 96인 OFDM신호로 변조되고, 서브캐리어간격은  $4.1666[\text{kHz}]$ 으로 설정된다. 입력단자(111)로부터 얻어지는 송신심벌의 데이터(이 경우, 1단위는 96심벌로 구성된다)는 직/병렬변환회로(102)로 공급되어 96포인트의 병렬데이터로 변환된다. 병렬데이터는 제로삽입회로(103)로 공급되어 32포인트의 0데이터가 더해져서, 128포인트의 병렬데이터를 얻는다. 128포인트의 병렬데이터는 128포인트를 갖는 역푸리에변환회로(FFT회로)(104)에 공급된다. 그 결과 얻어진 데이터는 역고속푸리에변환에 의해 시간축이 주파수축으로 변환되도록 직교변환처리된다. 이 경우, 제로삽입회로(103)에서 32포인트의 0데이터를 추가하는 처리는 다음의 이유로 수행되는 것이다. 즉, 포인트의 수는 2의 멍승(이 경우, 128)으로 설정되어 역푸리에변환처리회로의 구성을 간단하게 만든다.

역푸리에변환회로(104)의 변환출력은 병/직렬변환회로(105)로 출력되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 송신원도잉데이터 승산회로(106)에 공급되어 송신원도잉데이터에 의해 승산된다. 송신원도잉데이터로서는 예를 들면, 도 5에 도시된 바와 같이 128포인트에 대해 소정기간( $T_C$ )(이 경우  $240[\mu\text{s}]$ )으로 설정되고, 사이클프리픽스(CP)의 설정을 위해 21포인트구간( $T_g$ )(이 경우,  $40[\mu\text{s}]$ )이 추가된다. 이 경우, 개시부의 사이클프리픽스(CP)의 21포인트구간( $T_g$ )과 말단부의 21포인트구간( $T_g$ )의 사이클프리픽스(CP)은 완전히 동일한 파형이다. 설명의 편의를 위해 원도잉데이터는 직사각형파로 나타낸다. 그러나, 사실 원도잉데이터는 많은 경우 직사각형파가 아니다(이후에 설명될 송신원도잉데이터의 경우도 동일하다).

송신원도잉데이터 승산회로(106)에서 원도잉데이터가 승산된 송신데이터는 디지털/아날로그변환기(107)로 공급되어 단자(108)에서 얻어진 소정 주파수클럭(즉, 128에 의해 서브캐리어간격  $4.1666[\text{kHz}]$ 를 승산하여 얻어진 값인  $533.33[\text{kHz}]$ 의 클럭)에 의한 샘플링사이클로 아날로그신호로 변환된다. 변환된 신호는 변조회로(109)에 공급되어 송신변조처리된다. 변조된 신호는 단자(110)에서 송신처리회로(도시생략)로 공급되고, 신호의 주파수는 소정의 송신주파수로 변환된다. 주파수변환신호는 무선방식으로 송신된다.

상술한 무선방식으로 송신된 OFDM변조신호의 수신 측의 구성이 도 11에 도시된다. 소정주파수대역의 신호가 수신되면, 중간주파수신호 등으로 주파수변환된 신호가 입력단자(111)로부터 얻어진다. 입력단자(111)에서 얻어지는 신호는 복조회로(112)로 공급되어 수신변조처리된다. 복조된 신호는 아날로그/디지털변환기(113)로 공급되어 단자(114)에서 얻어지는 소정의 주파수클럭(이 경우,  $533.33[\text{kHz}]$ 의 클럭; 이 클럭은 송신 처리에서의 클럭의 경우와 동일한 주파수이다)에 의한 샘플링사이클로 디지털데이터로 변환된다.

변환된 데이터는 수신원도잉데이터 승산회로(115)로 공급되어 수신원도잉데이터가 승산된다. 상기 수신원도잉데이터로서는, 예를 들면 도 10에 도시된 바와 같이 128포인트의 데이터를 선택하는 시간(L, 이 경우  $240[\mu\text{s}]$ )이 설정된다. 수신원도잉데이터가 승산된 수신데이터는 직/병렬변환회로(116)로 공급되어 소정 단위마다 병렬데이터로 변환된다. 변환된 출

력은 푸리에변환회로(FFT회로)(117)에 공급되어 주파수축을 시간축으로 변환하기 위한 직교변환처리가 고속 푸리에변환을 사용한 연산처리에 의해 수행된다. 직교변환된 병렬데이터는 디멀티플렉서(118)에 공급되어 소정 포인트의 데이터가 선택된다. 선택된 데이터는 병/직렬변환회로(119)에 공급되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 출력단자(120)로 공급된다.

이 실시의 형태에서, 아날로그/디지털변환기(113)에 의해 변환된 수신데이터는 주파수오프셋 검출회로(10)로 공급된다. 도 6은 상기 실시의 형태의 주파수오프셋 검출회로(10)의 구성을 나타낸다. 아날로그/디지털변환기(113)에 의해 변환된 수신데이터는 단자(11)를 통해 사이클프리픽스 추출회로(12)에 공급된다. 사이클프리픽스 추출회로(12)에서는, 수신데이터에서 사이클프리픽스성분만을 추출하고, 다른 잔여데이터를 0데이터로 설정하는 처리가 행해진다. 보다 상세히 설명하면, 상기 실시의 형태에서, 도 10에 도시된 원도잉데이터는 송신 시에 송신되고, 사이클프리픽스(CP)가 발생된 데이터가 송신된다. 그러나, 사이클프리픽스 추출회로(12)에서, 예를 들면 도 7에 도시된 바와 같이, 각 1원도의 개시부와 말단부의 사이클프리픽스의 구간( $T_g$ )에 해당하는 21포인트(이 경우,  $40[\mu s]$ )만이 추출되고, 그 사이의 107데이터는 모두 0데이터로 설정된다.

사이클프리픽스 추출회로(12)의 출력은 직/병렬변환회로(13)로 공급되어 병렬데이터로 변환되고, 병렬데이터는 푸리에변환회로(FFT회로)(14)로 공급되어 고속푸리에변환을 이용한 연산처리에 의해 주파수축을 시간축으로 변환하기 위한 직교변환처리가 행해진다. 직/병렬변환회로(13)에 의해 변환된 포인트의 수와 FFT회로(14)에 의해 변환처리된 포인트의 수는 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트수보다 충분히 큰 범위에 해당하는 포인트수로 결정된다. 예를 들면, FFT회로(14)에 의해 변환처리된 포인트수를  $N$ 으로 나타내고, 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트수를  $M$ 으로 나타낸다고 하자. 이 실시의 형태에서, 반복거리( $M$ )=128포인트, 변환처리포인트의 수( $N$ )는 128포인트의 4배, 즉 변환처리포인트의 수( $N$ ) =  $M \times 4 = 128 \times 4 = 512$ 이다.

FFT회로(14)에 의해 직교변환된 병렬데이터는 병/직렬변환회로(15)로 공급되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 절대값제곱회로(16)에 공급된다. 상기 값은 직렬데이터의 절대값을 제공하여 얻어진다. 절대값제곱회로(16)에 의해 제공된 값은 승산기(17)에 공급되어 승산계수발생회로(18)에서 출력된 승산계수( $\text{Rot}(kM/N)$ )가 승산된다. 승산기(17)에서 계수가 승산된 값은 평균화회로(19)에 공급되어 1 사이클프리픽스성분의 구간( $T_g$ )(이 경우,  $40[\mu s]$ )에서 평균화된다. 평균화된 값(복소수)은 위상검출회로(20)에 공급된다. 위상검출회로(20)에서, 평균값의 위상값이 검출되고, 검출된 데이터는 단자(21)에서 출력된다. 단자(21)에서 얻어진 위상검출값은 수신된 OFDM변조신호의 주파수오프셋량에 비례하는 값이 된다. 따라서 주파수오프셋량은 위상검출값에 기초해서 결정될 수 있다.

아래의 식을 사용해서 주파수오프셋이 도 6에 도시된 회로에 의해 검출될 수 있는가를 설명한다.  $v[\text{Hz}]$ 의 주파수오프셋이 있는 OFDM변조신호( $y(t)$ )가 다음 식에 의해 표시된다.

#### 수학식 9

$$y(t) = \sum_{k=a}^b X_k \text{rot}(kf_c t) w(t) \text{rot}(vt)$$

사이클프리픽스(CP)의 성분은 사이클프리픽스 추출회로(12)에 의해 상기 OFDM변조신호에서 추출되고, 모든 잔여신호는 0데이터로 설정된다. 사이클프리픽스 추출회로(12)에서 추출된 데이터는 다음 식에 의해 표시된다. 이 식에서, 도 7에 도시된 개시부의 사이클프리픽스(CP)는  $d(t)$ 에 의해 표시되고, 말단부의 사이클프리픽스(CP)는  $d(t-T_c) \text{rot}(a)$ 로 표시된다.

#### 수학식 10

$$\begin{aligned} z(t) &= (c(t) + c(t-T_c)) \text{rot}(vt) = c(t) \text{rot}(vt) + c(t-T_c) \text{rot}(v(t-T_c)) \text{rot}(vT_c) \\ d(t) &= c(t) \text{rot}(vt) \\ a &= vT_c \\ z(t) &= d(t) + d(t-T_c) \text{rot}(a) \end{aligned}$$

수학식 10에 의해 표시되는 신호는 FFT회로(14)에 의해 푸리에변환되어 수학식 11을 얻는다.

#### 수학식 11

$$z(f) = D(f) + D(f) \text{rot}(-fT_c) \text{rot}(a) = D(f)(1 + \text{rot}(-fT_c + a))$$



또한 푸리에변환에 의해 얻어진 값의 절대값의 제곱이 절대값제곱회로(16)에 의해 연산될 때, 수학식 12에 의해 주어지는 값이 얻어진다.

### 수학식 12

$$|Z(f)|^2 = 2 |D(f)|^2 (1 + \text{rot}(-fT_c + a) + \text{rot}(fT_c - a)) = 2 |D(f)|^2 (1 + \cos(2\pi fT_c - 2\pi a))$$

수학식 12에서  $|D(f)|^2$ 는 거의 백색의 스펙트럼을 갖는 것으로 고려되므로, 절대값을 제곱하여 얻은 값은 도 13에서 주파수축에 도시된 개형을 갖는 신호이다. 이 신호는 음의 값이 없는 신호이고, 서브캐리어간격이 4.1666[kHz]의 주기성을 갖는 신호이다. 만약 거기에 주파수오프셋이 있다면, 파형 또한 주파수오프셋만큼 이동된다. 그러므로 신호의 주기적인 성분이 추출될 때, 주기성분은 승산기(17)에서  $\text{rot}(fT_c)$ 를 곱하여 다음 식에 의해 주어지는 값이 얻어진다.

### 수학식 13

$$\begin{aligned} q(f) &= |Z(f)|^2 \text{rot}(fT_c) \\ &= 2 |D(f)|^2 (1 + \text{rot}(-fT_c + a) + \text{rot}(fT_c - a)) \text{rot}(fT_c) \\ &= 2 |D(f)|^2 (\text{rot}(fT_c) + \text{rot}(a) + \text{rot}(2fT_c - a)) \end{aligned}$$

수학식 13에 의해 얻어지는 신호는 평균화회로(19)에 의해 주파수축에서 평균화된다. 상기 평균화처리가  $E[\cdot]$ 에 의해 표시될 때,  $q$ 의 평균값은 다음 식에 의해 표시된다.

### 수학식 14

$$\begin{aligned} \hat{q} &= E[q(f)]/2 = E[|D(f)|^2 (\text{rot}(fT_c) + \text{rot}(a) + \text{rot}(2fT_c - a))] \\ &= E[|D(f)|^2 \text{rot}(fT_c)] + E[|D(f)|^2 \text{rot}(a)] + E[|D(f)|^2 \text{rot}(2fT_c - a)] \\ &= \text{rot}(a) \end{aligned}$$

상기 식에 의해 주어지는 값( $\text{rot}(a)$ )은 소정의 값이고,  $\text{rot}(a)$ 은 주파수오프셋에 비례하는 양이다. 이와 같은 이유에서, 주파수오프셋( $v$ )은 수학식 15에 의해 표시된다.

### 수학식 15

$$v = a/T_c = \text{rot}^{-1}(\hat{q})/T_c$$

상술한 바와 같이 도 6에 도시된 주파수오프셋 검출회로에 의하면, 주파수오프셋은 계수로 사용될 수 있다. 그러므로 푸리에변환된 값의 절대값의 제곱과 위상검출처리를 행하는 간단한 구성만으로 주파수오프셋의 정확한 검출이 가능하다.

상기 실시의 형태에서, FFT회로(14)에 의해 변환처리된 포인트의 수가  $N$ 에 의해 표시되고, 사이클프리픽스의 반복거리에 해당하는 포인트의 수가  $M$ 에 의해 표시된다고 가정하였다. 이 경우, 푸리에변환의 변환처리포인트의 수( $N$ )는 사이클프리픽스성분의 반복거리( $M$ )의 4배로 설정된다. 이때문에 도 6에 도시된 승산기(17)와 승산계수발생회로(18)가 필요없는 간단한 구성이 사용가능하다.

보다 상세하게는, 푸리에변환의 변환포인트( $N$ )의 수가 사이클프리픽스성분의 반복거리( $M$ )의 4배로 설정될 때, 승산계수발생회로(17)에 의해 발생된 승산계수( $\text{Rot}(kM/N)$ )는  $\text{ROT}(k/4)$ 이다. 승산이 수행되지 않는 경우의 구성도 사용가능하다. 승산기(17)를 대신하여 사용될 수 있는 회로의 예가 도 8에 도시된다. 절대값의 제곱에 의해 얻어진 값이 단자(31)에서 얻어질 때, 단자(31)에서 얻어진 값은 직/병렬변환회로(32)에 공급되어 4계열의 병렬데이터가 된다. 데이터의 계열은 각각 부호선택회로(33a, 33b, 33c, 33d)에 공급된다. 부호선택회로(33a, 33b, 33c, 33d)는 각각 다른 상태(실수값 또는 허수값과 음수 또는 양수)의 선택처리를 수행한다. 예를 들면, 부호선택회로(33a)가 실수값과 양의 부호를 설정하면, 부호선택회로(33b)는 허수값과 음의 부호를 설정하고, 부호선택회로(33c)는 실수값과 음의 부호를 설정하고, 부호선택회로(33d)는 허수값과 음의 부호를 선택한다.

각 부호선택회로(33a, 33b, 33c, 33d)의 출력은 병/직렬변환회로(34)에 공급되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 단자(35)로부터 평균화회로(18)(도 8 참조)에 공급된다.

이와 같은 방식으로 푸리에변환의 변환포인트의 수( $N$ )가 사이클프리픽스성분의 반복거리( $M$ )의 4배로 설정될 때, 본 발명은 승산처리 대신 신호의 실수부 또는 허수부의 선택과 부호변환처리만으로 실현가능하다.

본 발명의 제 2실시의 형태가 도 14와 도 15를 참조하여 이하에 설명된다.

상기 실시의 형태에서, 상술한 제 1실시의 형태와 마찬가지로, 본 발명은 OFDM변조신호를 위한 수신처리를 수행하는 수신장치에 적용된다.

상기 실시의 형태에 의한 수신장치의 전체구성은 도 11에 도시된 바와 동일하고, 상술한 제 1실시의 형태에 연결하여 설명된다. 수신된 OFDM변조신호의 서브캐리어의 수(96)와 서브캐리어간격(4.1666[kHz])은 상술한 실시의 형태와 동일하게 설정된다.

도 14는 상기 실시의 형태에 의한 주파수오프셋 검출회로의 구성을 나타낸다. 상기 구성은 이하에서 설명된다. 도 11에 도시된 아날로그/디지털변환기(113)에 의해 변환된 수신데이터는 단자(41)를 통해 사이클프리픽스 추출회로(42)에 공급된다. 사이클프리픽스 추출회로(42)에서, 수신된 데이터에서 사이클프리픽스성분만을 추출하는 처리와 잔여데이터 모두를 0데이터로 설정하는 처리가 행해진다. 상기 처리는 제 1실시의 형태의 사이클프리픽스 추출회로(12)의 처리와 동일하다. 도 15a에 도시된 개시부의 사이클프리픽스(CP)와 말단부의 사이클프리픽스(CP)만으로 구성되는 데이터가 얻어진다. 이 때, 사이클프리픽스(CP)의 반복간격은 128포인트(시간으로서는  $240[\mu s]$ )이다.

상기 실시의 형태에서, 사이클프리픽스 추출회로(42)에 의해 추출된 신호는 파형슬라이드회로(43)에 공급되고, 개시부의 사이클프리픽스의 위치는 말단부의 사이클프리픽스(CP)의 위치 가까이로 슬라이드된다. 예를 들면, 도 15b에 도시된 바와 같이 두 개의 사이클프리픽스(CP) 사이의 반복구간은 32포인트(시간으로서는  $60[\mu s]$ )로 설정되고, 개시측의 사이클프리픽스의 전단부로부터 말단측의 사이클프리픽스의 종단부까지의 포인트의 수는 53포인트로 설정된다.

파형슬라이드회로(43)의 출력은 직/병렬변환회로(44)에 공급되어 병렬데이터로 변환되고, 병렬데이터는 푸리에변환회로(FFT회로)(45)에 공급되고, 주파수축을 시간축으로 변환하기 위한 직교변환처리가 고속푸리에변환을 사용한 연산에 의해 수행된다. 직/병렬변환회로(44)에 의해 변환되는 포인트의 수와 FFT회로(45)에 의해 변환처리되는 포인트의 수는 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트수보다 충분히 큰 범위가 되도록 결정된다. 예를 들면, FFT회로(45)에 의해 변환처리되는 포인트의 수를  $N$ 으로 나타내고, 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트의 수가  $M$ 으로 표시된다고 가정한다. 상기 실시의 형태에서, 반복거리( $M$ )는 32포인트의 4배로 설정된다. 즉, 변환처리포인트의 수( $N$ ) =  $M \times 4 = 32 \times 4 = 128$ 이다.

FFT(45)에 의해 직교변환된 병렬데이터는 병/직렬변환회로(46)에 공급되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 절대값제곱회로(47)에 공급된다. 직렬데이터의 절대값의 제곱에 의한 값이 얻어진다. 절대값제곱회로(47)에 의해 제공된 값은 승산기(48)에 공급되어 승산계수발생회로(49)의 출력인 승산계수( $\text{Rot}(kM/N)(\text{Rot}(k/4))$ (상술한 바와 같이  $N$ 이  $M$ 의 4배일 때))를 승산한다. 승산기(48)에서 계수승산된 값은 평균화회로(50)에 공급되어 1사이클프리픽스성분의 구간( $T_g$ )에서 평균화된다(이 경우,  $40[\mu s]$ ). 평균화된 값(복소수)은 위상검출회로(51)에 공급된다. 위상검출회로(51)에서 평균값의 위상값이 검출되고, 검출된 데이터는 단자(52)로 출력된다. 단자(52)에서 얻어진 위상검출값은 수신된 OFDM변조신호의 주파수오프셋량에 비례하는 값이다. 주파수오프셋량은 위상검출값에 따라 결정된다.

주파수오프셋이 상기 실시의 형태의 구성에 의해 검출될 수 있는 원리는 상술한 제 1실시의 형태의 수학적식 9 내지 수학적식 15에서 설명된 것과 동일하고, 정확한 주파수오프셋이 제 1실시의 형태와 같이 검출될 수 있다. 상기 실시의 형태에서, 사이클프리픽스성분의 반복구간이 단축되었기 때문에 푸리에변환회로(45)에서 변환포인트의 수는 상당히 감소될 수 있다. 푸리에변환회로의 구성, 푸리에변환회로의 전후에 배열되는 직/병렬변환회로와 병/직렬변환회로가 상당히 간단해질 수 있다. 따라서 연산처리에 필요한 처리량이 상당히 감소될 수 있다.

제 2실시의 형태에서 역시 푸리에변환된 변환포인트의 수( $N$ )가 사이클프리픽스의 반복구간( $M$ )의 4배로 설정될 때, 제 1실시의 형태에서 설명된 도 8에 도시된 바와 같이 계수승산을 수행하는 구성 대신에 실수와 허수의 선택과 부호변환을 수행하는 구성이 사용될 수 있다. 도 8에 도시된 상기 구성이 적용될 때, 주파수오프셋 검출회로의 구성은 간단해질 수 있다.

본 발명의 제 3실시의 형태가 도 16을 참조하여 이하에 설명된다.

상기 실시의 형태에서는 제 1실시의 형태와 제 2실시의 형태와 동일하게, 본 발명은 OFDM변조신호에 대한 수신처리를 수행하기 위한 수신장치에 적용된다.



상기 실시의 형태에 의한 수신장치는 대역분할되고 다중접속되는 다수의 이동국으로부터의 OFDM변조신호의 수신처리를 일괄로 수행하는 기지국의 예이다(예를 들면, 종래기술에서 도 1에 도시된 상태에서의 기지국). 상기 경우, 수신장치는 4개의 이동국으로부터의 신호를 동시에 수신하는 구성을 갖는다.

도 16은 상기 실시의 형태에 의한 주파수오프셋 검출회로의 구성을 나타낸다. 상기 구성은 이하에 설명된다. 수신시스템의 아날로그/디지털변환기의 회로(도 11의 아날로그/디지털변환기(113)에 해당하는 회로:상기 회로는 복수의 이동국으로부터의 신호를 동시에 처리할 수 있음에 유의)에 의해 디지털데이터로 변환된 수신데이터는 단자(61)를 거쳐 사이클프리픽스 추출회로(62)에 공급된다. 사이클프리픽스 추출회로(62)에서는, 수신데이터에서 사이클프리픽스성분만을 추출하는 처리와 남아 있는 모든 데이터를 0데이터로 설정하는 처리가 수행된다. 상기 처리는 제 1실시의 형태에서 사이클프리픽스 추출회로(12)에 대해 설명된 것과 동일한 처리이다, 이 때, 제 2실시의 형태에서 설명한 바와 같이, 파형슬라이드회로는 사이클프리픽스의 반복구간을 단축하기 위해 제공된다.

사이클프리픽스 추출회로(62)의 출력은 직/병렬데이터로 공급되고, 병렬데이터는 푸리에변환회로(FFT회로)(64)에 공급되고, 고속푸리에변환을 사용한 연산처리에 의해 주파수축을 시간축으로 변환하는 직교변환처리가 수행된다. 직/병렬변환회로(63)에 의해 변환된 포인트의 수와 FFT회로(64)에 의해 변환처리된 포인트의 수는 사이클프리픽스 추출회로(62)에서 출력된 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트의 수보다 충분히 큰 범위가 되도록 결정된다.

FFT회로(64)에 의해 직교변환된 병렬데이터는 병/직렬변환회로(65)에 공급되어 직렬데이터로 변환되고, 직렬데이터는 절대값 제공회로(66)에 공급된다. 직렬데이터의 절대값을 제공한 값이 얻어진다. 절대값제공회로(66)에 의해 제공된 값은 승산기(67)로 공급되어 승산계수발생회로(68)에서 출력된 승산계수(Rot(kM/N))를 승산한다.

상기 실시의 형태에서, 승산기(67)에 의해 승산된 신호는 디멀티플렉서(69)에 공급되어 원래 신호의 주파수대역(소정 수의 포인트마다)에서 4개의 신호로 분할된다. 분할된 각 신호는 각기 다른 평균화회로(70a, 70b, 70c, 70d)에 공급되어 1 사이클프리픽스성분의 구간( $T_g$ )의 평균화가 각 회로에서 수행된다. 평균화된 값(복소수)은 각각 별도의 위상검출회로(71a~71d)에 공급된다. 위상검출회로(71a~71d)는 평균값의 위상값을 검출하고, 검출된 데이터는 위상검출회로(71a~71d)의 출력단자(72a~72d)로부터 출력된다. 출력단자(72a~72d)에서 얻어진 위상검출값은 기지국으로부터 수신된 OFDM변조신호의 주파수오프셋량에 비례하는 값으로 된다. 각 이동국에서 송신된 신호의 주파수오프셋량은 각기 독립적으로 결정될 수 있다.

상기 실시의 형태에 의해 주파수오프셋이 검출될 수 있는 원리는 상술한 제 1실시의 형태에서 설명한 수학식 9 내지 수학식 15에 설명된 원리와 동일하고, 정확한 주파수오프셋이 제 1실시의 형태와 마찬가지로 검출될 수 있다. 상기 실시의 형태에서는 계수승산이 수행될 때까지 다수의 이동국으로부터의 신호가 동시에 처리되므로 이들 신호는 각 이동국으로부터의 신호에 대한 각각의 회로구성에 의해 처리될 필요가 없다. 따라서 매우 간단한 구성에 의해 복수의 이동국에서 동시에 송신되는 OFDM변조신호의 주파수오프셋이 검출될 수 있다.

또한 제 3실시의 형태에서, 제 2실시의 형태에서 상술한 바와 같이, 사이클프리픽스성분의 반복구간이 단축될 때, 남아 있는 부분은 푸리에변환회로의 구성에 사용될 수 있다. 또한 푸리에변환되는 변환포인트의 수(N)가 사이클프리픽스성분의 반복거리에 해당하는 포인트의 수(M)의 4배로 설정될 때, 계수승산을 수행하는 구성 대신에 제 1실시의 형태에 상술되고 도 8에 도시된 실수 또는 허수의 선택과 부호변환을 수행하는 구성이 사용될 수 있다. 도 8에 도시된 상기 구성이 적용될 때, 주파수오프셋 검출회로의 구성은 보다 단순화될 수 있다.

도 16에 도시되고 제 3실시의 형태에서 상술된 구성에서, 각 기지국으로부터의 신호를 분할하는 처리는 신호에 계수가 승산된 후에 수행된다. 그러나 분할처리가 적어도 푸리에 변환된 신호(병/직렬변환회로(65)의 출력신호 또는 절대값제공회로(66)의 출력신호)에 대해 수행될 때, 회로구성은 복수의 기지국으로부터의 신호를 동시에 처리함으로써 단순화될 수 있다.

## 발명의 효과

제 1항에 기재된 수신방법에 의하면, 검출된 절대값의 제공값의 엔벨로프의 주기성의 값의 위상값은 OFDM변조신호의 주파수오차에 비례하는 값이 되고, 수신된 OFDM변조신호의 주파수오차는 위상값에 기초해서 쉽게 결정될 수 있다.

제 2항에 기재된 수신방법에 의하면, 제 1항에 기재된 발명에 있어서, 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성이 검출되고, 주기성의 위상에 대한 연산처리로서 신호의 1/주기에서 직교검출처리와, 검출된 신호를 평균화하고, 출력된 복소수의 위상을 연산하는 처리가 행해진다. 그러므로 직교검출, 평균화, 위상검출처리를 사용한 단순한 처리에 의해 주파수오차에 비례하는 위상값이 검출될 수 있다.

제 3항에 기재된 수신방법에 의하면, 제 1항에 기재된 발명에 있어서, 추출된 사이클프리픽스성분을 구성하는 2개의 신호 성분 사이의 시간간격이 좁혀지고, 푸리에변환이 좁은 시간 범위에서 사이클프리픽스성분에 대해 행해진다. 따라서 푸리에변환에서 변화포인트의 수는 좁은 시간 범위에 따라 감소될 수 있고, 푸리에변환에서 변화처리의 양이 감소될 수 있다.

제 4항에 기재된 수신방법에 의하면, 제 3항에 기재된 발명에 있어서, 사이클프리픽스성분을 구성하는 두개의 신호 성분 사이의 시간간격이 좁혀질 때, 푸리에변환이 단축된 반복시간의 4배인 시간범위에서 수행되고, 푸리에변환된 신호의 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성은 4로 설정된다. 따라서 위상검출처리는 실수 또는 허수의 선택과 부호변환처리만으로 실행되고, 위상검출은 단순한 처리에 의해 수행된다.

제 5항에 기재된 수신방법에 의하면 제 1항에 기재된 발명에 있어서, 대역에서 다중접속된 신호가 수신된 OFDM변조신호로서 사용될 때, 대역의 신호는 푸리에 변환 뒤에 분리되고, 위상은 각각 분리된 신호의 평균값에 의거해서 검출된다. 따라서 복수의 대역에서 수신된 데이터는 적어도 푸리에변환이 수행될 때까지 동시에 처리될 수 있고, 다중접속신호의 주파수오프셋검출은 간단한 처리에 의해 수행될 수 있다.

제 6항에 기재된 수신장치에 의하면, 위상검출수단에 의해 검출된 위상값은 OFDM변조신호의 주파수오차에 비례하는 값이 되고, 주파수오차는 위상값에 의거해서 결정될 수 있고, 수신된 OFDM변조신호의 주파수오차는 위상검출을 위한 간단한 구성에 의해 결정될 수 있다.

제 7항에 기재된 수신장치에 의하면, 제 6항에 기재된 발명에 있어서, 주기성검출수단에 의한 엔벨로프의 주기성을 검출하기 위해, 신호는 직교검출수단에 의해 1/주기에서 직교검출되고, 직교검출된 신호의 평균값은 평균값산출수단에 의해 산출되고, 평균값산출수단으로부터의 출력인 복소수의 위상은 위상검출수단에 의해 검출될 수 있다. 그러므로, 주파수오차에 비례하는 위상값이 푸리에변환수단, 평균값산출수단, 위상검출수단에 의해 구성되는 간단한 구성에 의해 검출될 수 있다.

제 8항에 기재된 수신장치에 의하면, 제 6항에 기재된 발명에 있어서, 추출된 사이클프리픽스성분 사이의 시간간격을 좁히는 사이클프리픽스성분 이동수단이 제공되고, 사이클프리픽스성분 이동수단에서의 출력은 푸리에변환수단으로 공급된다. 따라서 푸리에변환수단에서 변화포인트의 수는 이동된 시간간격에 따라 감소될 수 있고, 작은 수의 변화포인트를 갖는 간단한 구성이 푸리에변환수단으로서 사용가능하다.

제 9항에 기재된 수신장치에 의하면, 제 8항에 기재된 발명에 있어서, 푸리에변환은 사이클프리픽스성분 이동수단에 의해 출력된 사이클프리픽스성분의 반복시간의 4배인 시간범위에서 푸리에변환수단에 의해 수행되고, 주기성검출수단에 의해 수행되는 검출에서 사용되는 사이클은 4로 설정된다. 따라서 위상검출을 위한 처리의 구성은 단지 실수 또는 허수의 선택과 부호변환만으로 실현될 수 있으며, 위상검출은 간단한 구성에 의해 실행될 수 있다.

제 10항에 기재된 수신장치에 의하면, 제 6항에 기재된 발명에 있어서, 소정 대역에서 푸리에변환수단에 의해 푸리에 변환된 신호를 분리하기 위한 분리수단이 제공되고, 상기 분리수단에 의해 분리된 신호는 주기성검출수단과 위상검출수단에 의해 독립적으로 처리된다. 그러므로 적어도 푸리에변환수단이 사용될 때까지 다수의 대역에서 동시에 수신신호를 처리할 수 있는 구성이 사용될 수 있으며, 다중접속된 각각의 송신신호의 주파수오프셋이 단순한 구성에 의해 검출될 수 있다.

첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시의 형태를 설명하였지만, 본 발명은 상술한 실시의 형태에 한정되는 것으로 이해되어서는 안되며, 첨부된 특허청구범위에서 정의된 본 발명의 진의와 범위 내에서 본 발명이 속한 기술분야의 기술자에 의해 다양한 변화와 변형이 이루어질 수 있다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1.

수신된 OFDM변조신호의 사이클프리픽스성분을 추출하는 단계와,

추출된 사이클프리픽스성분을 푸리에변환하는 단계와,

성분의 절대값의 제곱값을 산출하는 단계와,

절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성을 검출하여 위상의 주기성에 기초하여 OFDM변조신호의 주파수오차를 검출하는 단계와,

를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

## 청구항 2.

제 1항에 있어서,

위상의 주기성에 대한 연산처리로서 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성이 검출되는 단계와,

신호의 주파수의 1/주기에서 직교검출을 수행하는 처리와, 검출된 신호의 평균화와 출력된 복소수의 위상의 산출처리를 수행하는 단계를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

## 청구항 3.

제 1항에 있어서,

추출된 사이클프리픽스성분을 구성하는 두 개의 신호성분 사이의 시간간격을 좁히는 단계와,

좁혀진 시간범위에서 사이클프리픽스성분에 대해 푸리에 변환이 수행되는 단계를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

## 청구항 4.

제 3항에 있어서,

사이클프리픽스성분을 구성하는 두 개의 신호성분 사이의 시간간격이 좁혀질 때,

단축된 반복시간의 4배인 시간범위에서 푸리에변환이 수행되는 단계와,

푸리에변환된 신호의 절대값의 제곱값의 엔벨로프의 주기성을 검출할 때 사용되는 사이클이 4로 설정되는 단계를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

## 청구항 5.

제 1항에 있어서,

대역에서 다중접속된 신호가 수신된 OFDM변조신호로서 사용될 때,

푸리에변환 후에 대역에서 신호가 분리되는 단계와,

분리된 각 신호의 절대값의 제곱값이 직교검출되고, 그 평균값에 의거해서 위상이 검출되는 단계를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

## 청구항 6.

수신된 OFDM변조신호의 사이클프리픽스성분을 추출하기 위한 사이클프리픽스성분 추출수단과,  
추출수단에 의해 추출된 사이클프리픽스성분을 푸리에변환하기 위한 푸리에변환수단과,  
푸리에변환수단에 의해 변환된 성분의 절대값의 제곱값을 산출하기 위한 절대값제곱수단과,  
절대값제곱수단의 출력에서 엔벨로프의 주기성을 검출하기 위한 주기성검출수단과,  
주기성검출수단의 출력의 위상을 검출하기 위한 위상검출수단과,  
를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

## 청구항 7.

제 6항에 있어서,  
상기 주기성검출수단에 의한 엔벨로프의 주기성을 검출하기 위해,  
1/주기 주파수에서 신호를 직교검출하는 직교검출수단과,  
직교검출된 신호의 평균값을 산출하는 평균값산출수단과,  
상기 평균값산출수단의 출력인 복소수의 위상을 검출하는 위상검출수단을 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

## 청구항 8.

제 6항에 있어서,  
추출된 사이클프리픽스성분을 구성하는 두 개의 신호성분 사이의 시간간격을 좁히기 위한 사이클프리픽스성분 이동수단이 제공되고,  
상기 사이클프리픽스성분 이동수단의 출력이 상기 푸리에변환수단에 공급되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

## 청구항 9.

제 8항에 있어서,  
상기 사이클프리픽스성분 이동수단에서 출력된 사이클프리픽스성분의 반복시간의 4배인 시간범위에서 상기 푸리에변환수단에 의해 푸리에변환이 수행되고,  
상기 주기성검출수단에 의해 수행된 검출에서 사용된 사이클이 4로 설정되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

# 청구항 10.

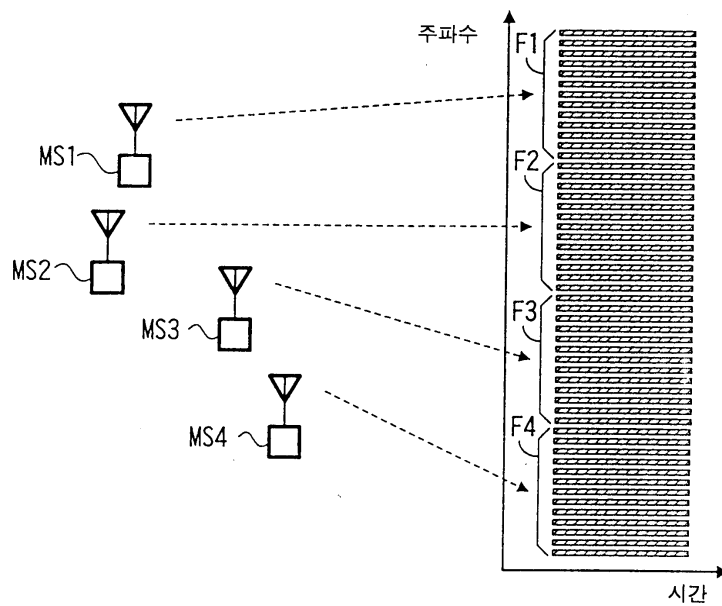
제 6항에 있어서,

소정 대역에서 상기 푸리에변환수단에 의해 푸리에변환된 신호를 분리하기 위한 분리수단이 구성되고,

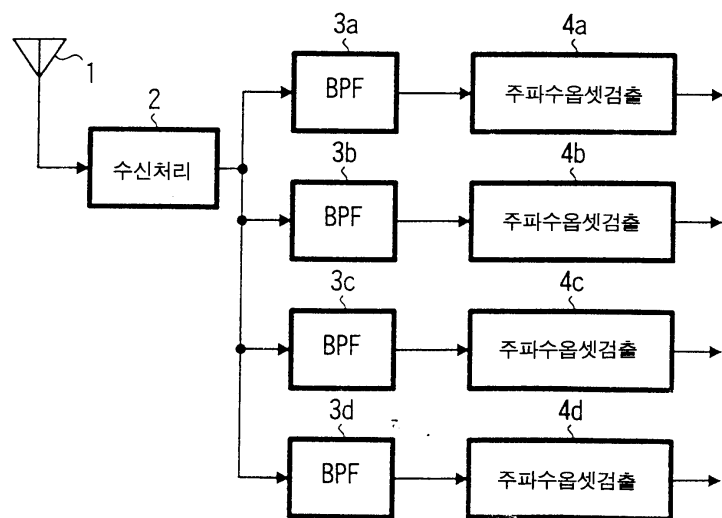
상기 분리수단에 의해 분리된 신호가 상기 주기성검출수단과 상기 위상검출수단에 의해 독립적으로 처리되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

## 도면

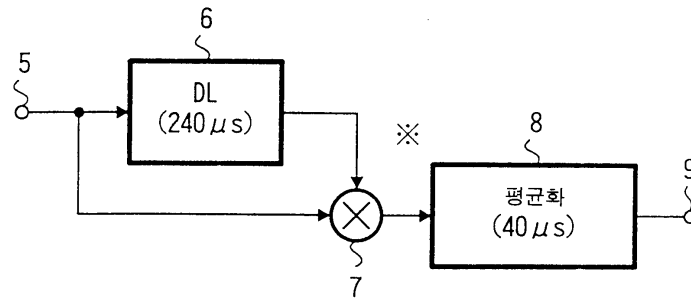
도면1



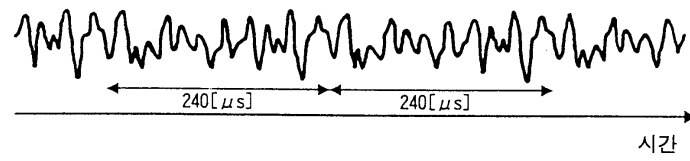
도면2



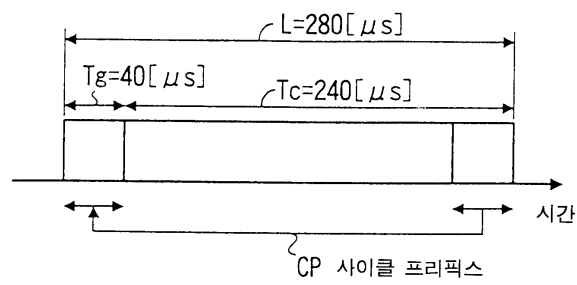
도면3



도면4

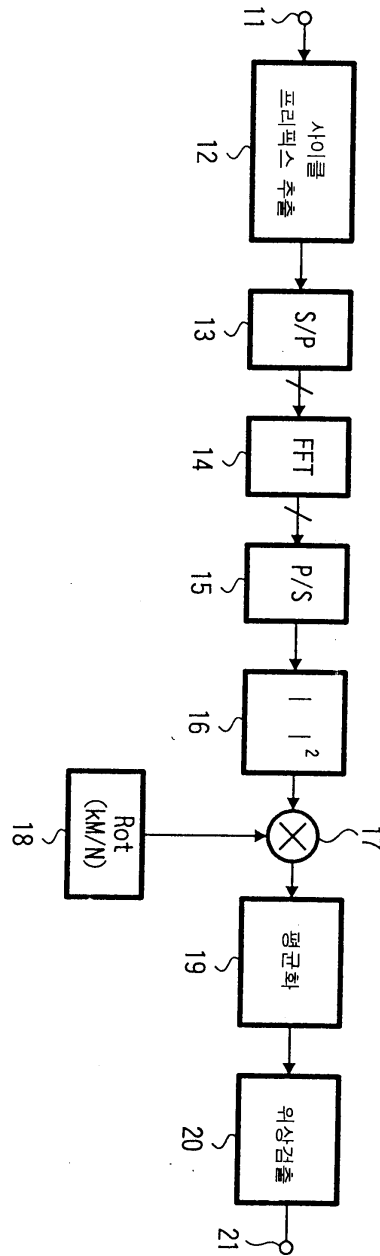


도면5

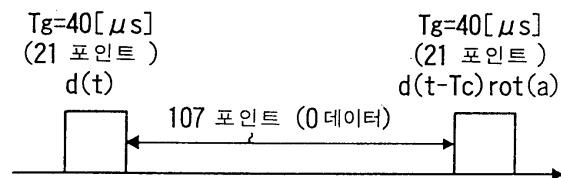




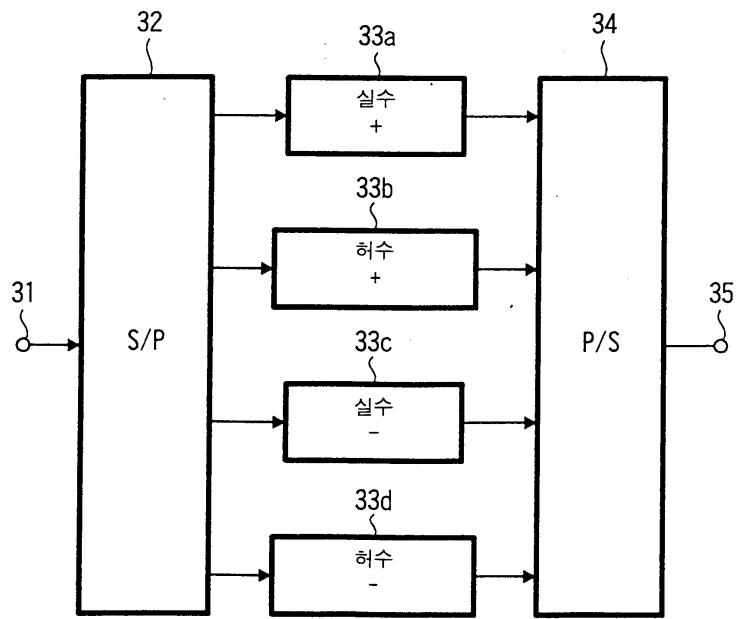
도면6



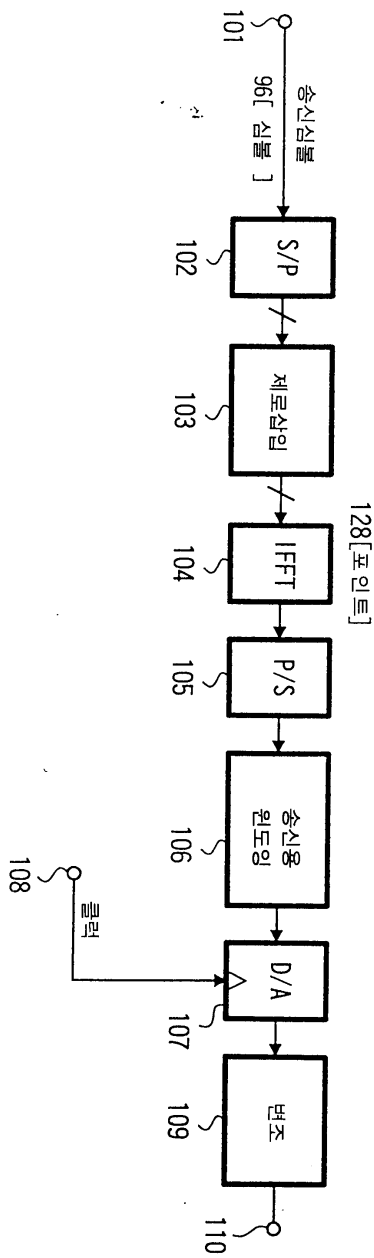
도면7



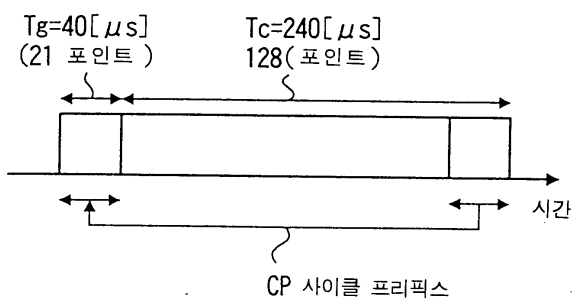
도면8



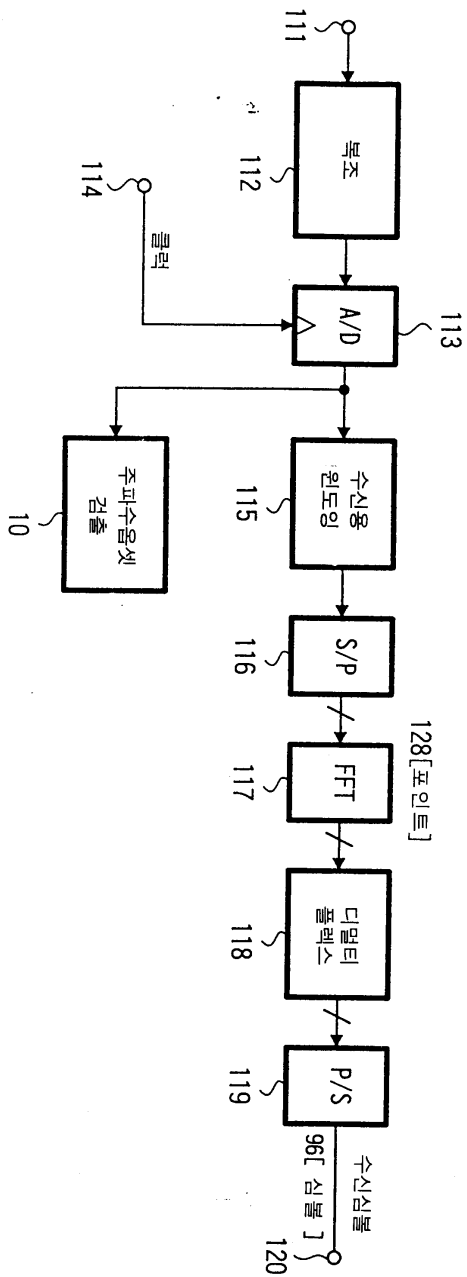
도면9



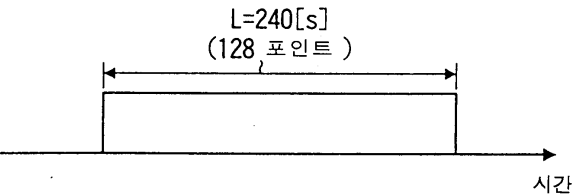
도면10



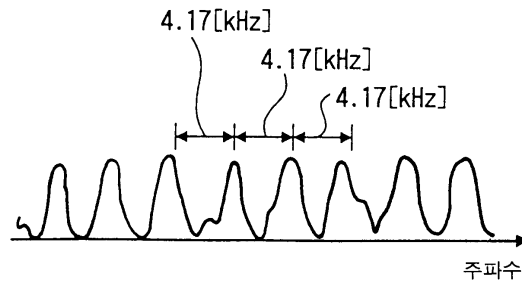
도면11



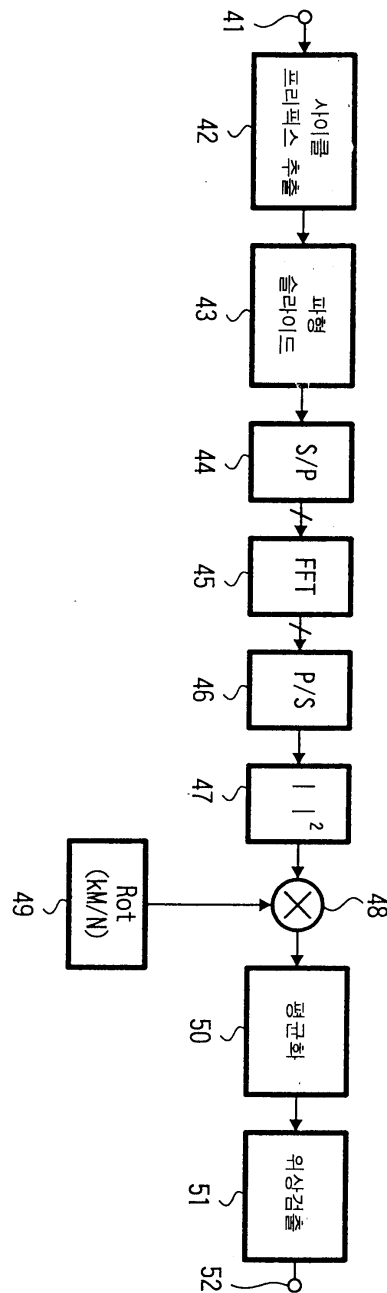
도면12



도면13

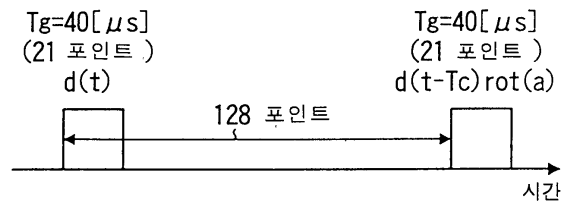


도면14

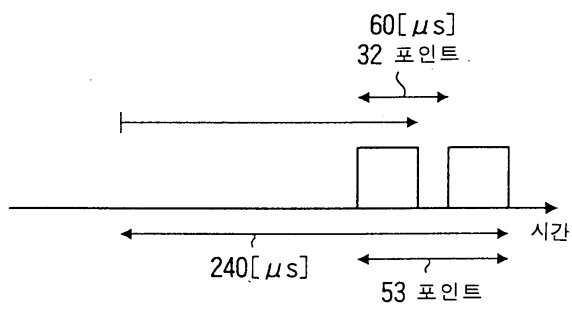


도면15

(a)



(b)





도면16

