



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2008년06월25일
(11) 등록번호 10-0841063
(24) 등록일자 2008년06월18일

(51) Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2003-7004045
(22) 출원일자 2003년03월20일
심사청구일자 2006년09월19일
번역문제출일자 2003년03월20일
(65) 공개번호 10-2003-0043963
(43) 공개일자 2003년06월02일
(86) 국제출원번호 PCT/FR2001/002935
국제출원일자 2001년09월20일
(87) 국제공개번호 WO 2002/25883
국제공개일자 2002년03월28일
(30) 우선권주장
00/11998 2000년09월20일 프랑스(FR)
(56) 선행기술조사문헌
EP 0734132 A
(뒷면에 계속)
전체 청구항 수 : 총 21 항

(73) 특허권자
프랑스 텔레콤
프랑스, 에프-75015 파리, 프라스 달러레, 6
텔레디퓨지옹 드 프랑스
프랑스, 에프-75732 파리, 스테르 15, 뒤 도라두-쉬르-그란느, 10
(72) 발명자
곤잘레알베르도
프랑스, 렌느에프-35700, 스킵알아미탈랑드레루, 14
라끄르와-팡페르도미니크
프랑스, 렌느에프-35700, 스킵알루이블랑제, 39
(74) 대리인
특허법인 씨엔에스·로고스

심사관 : 양찬호

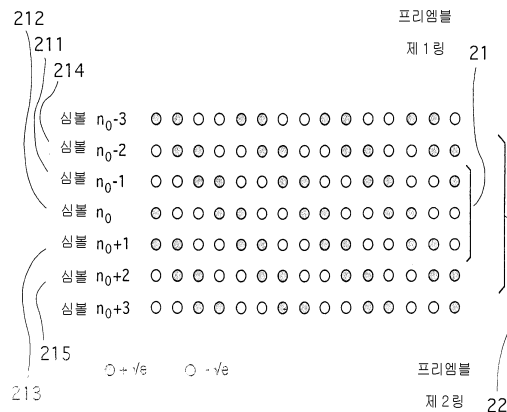
(54) 심볼간 간섭을 제한하도록 설계된 기준 심볼 다중 반송파신호

(57) 요약

본 발명은 일련의 데이터 요소로 형성된 심볼의 일시적인 연속으로 구성된 다중 반송파 신호에 관한 것이다. 이 때, 상기 데이터 요소는 상기 신호의 반송파 신호를 변조하는데, 주어진 시간에 상기 데이터 요소 중 하나가 상기 반송파 주파수 중 하나를 변조한다. 또한, 상기 심볼은 각각이 복수의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임내에 조직화되어 있다.

본 발명에 따르면, 상기 적어도 일부 프레임 각각은, 적어도 하나의 수신기에 공지된 상기 기준 데이터 요소가 합쳐져 형성되고 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나에 영향을 주는 적어도 하나의 간섭요소를 감소시키도록 한다.

대표도 - 도2



(56) 선행기술조사문헌

W01995007581 A

IEEE 'Coded orthogonal frequency.' Le Floch, B.; Alard, M.; Berrou, C.; Volume 83, Issue 6, 1995.06.30*

KR100186803 B1

KR1019990065894 A

KR1020000010535 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 가나, 감비아, 헝가리, 인도네시아, 이스라엘, 인도, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기스스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 슬로베니아, 슬로바키아, 시에라리온, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨, 아랍에미리트, 코스타리카, 도미니카, 그라나다, 크로아티아, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 안티구와바부다, 미국, 알제리, 모잠비크, 벨리즈

AP ARIPO특허 : 가나, 감비아, 케냐, 레소토, 말라위, 모잠비크, 수단, 스와질랜드, 탄자니아, 우간다, 짐바브웨, 시에라리온

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기스스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 사이프러스, 독일, 덴마크, 스페인, 핀란드, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 터키

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기니, 기니 비사우, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 적도 기니

특허청구의 범위

청구항 1

일련의 데이터 요소들로 형성된 심볼들의 일시적인 연속으로 구성되고, 상기 심볼들은 각각이 복수 개의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임 내에 조직화되는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법에 있어서,

상기 신호의 반송파 주파수를 각각의 데이터 요소에 의해 변조하면서, 상기 반송파 주파수들 중 하나는 반송파라고 하는 상기 데이터 요소들 중 하나에 의해 어떤 주어진 시점에 변조되는 단계;

적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소들이 합쳐져 구성되고 상기 기준 데이터 요소들 중에서 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 상기 프레임들의 적어도 일부의 각각에 위치하도록 하는 단계를 통해, 수신시에 적어도 하나의 다른 상기 기준 데이터 요소에 영향을 미치는 적어도 하나의 간섭 요소를 감소시키고, 여기서, 상기 제약들 중 하나는 적어도 하나의 기준 심볼에 대하여 시간-주파수 영역에서 상기 기준 심볼에 직접적으로 이웃하고 있는 반송파로 인한 적어도 부분적으로 간섭요소의 제거를 포함하여, 상기 신호의 수신시에서의 채널 추정을 개선하면서 신호를 전송하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서, 상기 각 프레임은,

적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소가 합쳐져 형성되고 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 3

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 신호는 OFDM/OQAM 타입인 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 4

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 하나의 기준 심볼 또는 복수의 기준 심볼들은, 적어도 하나의 기준 심볼의 프리엠블을 구성하도록 상기 각 프레임의 시작에 위치되는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 5

제 4항에 있어서,

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$

상기 신호는 $\sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$ 의 형식을 갖는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

(여기서, g 는 상기 반송파가 직교가 되기 위한 설정된 원형함수이고, 상기 용어 $a_{m,n}$ 은 실수로서,

$1/(v_0\tau_0) = 2$ 일 때 상기 데이터 요소 즉, 상기 심볼 중 하나의 지속시간인 τ_0 및 상기 반송파 신호들간의

공간인 v_0 를 나타내고, 상기 $\phi_{m,n} = (\pi/2) \times (m+n)$ 이고, 상기 m 및 n 은 각각 주파수 영역 및 시간 영역

에서 상기 데이터 요소 $a_{m,n}$ 을 포함하는 반송파의 위치 특성을 나타내며, 상기 M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수를 나타낸다)

청구항 6

제 5항에 있어서,

상기 함수 g 는 실수이고 모든 정수 (m,n) 쌍에 대하여 하기 관계식을 만족하는 등방성의 짝수 패리티 함수인 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

$$a_1 = A_g(0, v_0) = A_g(0, -v_0) = a_2 = A_g(\tau_0, 0) = A_g(-\tau_0, 0)$$

및
$$A_g(2mv_0, 2n\tau_0) = \delta_{m,0} \cdot \delta_{n,0}$$

(여기서, A_g 는 상기 함수 g 의 앰비규어티 함수이다)

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 함수 g 는 요타(Iota) 함수인 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 8

삭제

청구항 9

제 1항 내지 제 2항에 있어서,

상기 적어도 하나의 기준 심볼은 상기 신호를 형성하는 다른 심볼에 추가된 적어도 두 개의 변조된 반송파를 포함하며, 상기 추가된 변조 반송파는 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 10

제 4항에 있어서,

상기 프리엠플은 선행 심볼, 중앙 심볼 및 후행 심볼이라고 각각 불리는 적어도 세 개의 기준 심볼로 구성되고, 상기 제약 중 하나는 상기 중앙 기준 심볼에 대하여 상기 선행 심볼 및 상기 후행 심볼에 의한 간섭 요소의 제거로 구성된 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 11

제 6항에 있어서,

상기 신호는 하기 제약을 따르는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

$$(a_{m_0-1, n_0} - a_{m_0+1, n_0})(-1)^{n_0} + a_{m_0, n_0-1} - a_{m_0, n_0+1} = 0$$

및

$$a_{m_0-1, n_0-1} + a_{m_0+1, n_0+1} + a_{m_0+1, n_0-1} + a_{m_0-1, n_0+1} = 0$$

(여기서, 상기 n_0 는 상기 중앙 심볼의 특성이고, 상기 $m_0 \in [0, M-1]$ 이고, 상기 M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수이다)

청구항 12

제 11항에 있어서,

시간 영역에서 상기 중앙 심볼의 위치는 지수 n_0 에 의해 특정되어지고, 상기 중앙 심볼은 $+\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 개의 반송파 및 $-\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 개의 반송파의 교번을 포

합하는 규칙적인 패턴으로 구성되는 것을 특징으로 하며,

상기 n_0 는 짝수 패리티 수(및 홀수 패리티 수, 각각)이고, 상기 선행 심볼은 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴의 주파수 영역에서 좌측으로 한 단계(또는 우측방향으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되며, 상기 후행 심볼은 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 주파수 영역에서 상기 규칙적인 패턴의 주파수 영역에서 우측으로 한 단계(또는 좌측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 13

제 4항에 있어서,

상기 프리엠블은 두 개의 선행 심볼, 하나의 중앙 심볼 및 두 개의 후행 심볼을 포함하는 적어도 다섯 개의 기준 심볼로 구성되고, 상기 제약 중 하나는 상기 중앙 심볼에 대하여 상기 두 개의 선행 심볼 및 상기 두 개의 후행 심볼에 의한 간섭요소의 제거를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 14

제 13항에 있어서,

상기 신호는 상기 제약을 따르는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

$Ring_{m_0, n_0}^{1\&2} = \{(m-m_0), (n-n_0) \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}^2 \text{ 및 } (m, n) \neq (m_0, n_0) \text{ 가 되도록 하는 } (m, n)\}$ 일 때,

$$C_{m_0, n_0}^{1\&2} = \sum_{(m, n) \in Ring_{m_0, n_0}^{1\&2}} a_{m_0, n_0} i^{(m-m_0)+(n-n_0)+(m-m_0)(n-n_0)} A_g((n_0-n)\tau_0, (m_0-m)v_0) = 0$$

(여기서, $m_0 \in [0, M-1]$ 이고, 상기 M은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수이다)

청구항 15

제 13항에 있어서,

시간 영역에서 상기 중앙 심볼의 위치는 지수 n_0 에 의해 특정되어지고, 상기 중앙 심볼은 $+\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 개의 반송파와 $-\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 개의 반송파의 교번을 포함하는 규칙적인 패턴으로 구성되는 것을 특징으로 하고,

상기 n_0 가 짝수 패리티 수(및 홀수 패리티 수, 각각)이고, 지수 n_0-1 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 좌측으로 한 단계(또는 우측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되며, n_0+1 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 우측으로 한 단계(또는 좌측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되는 것을 특징으로 하며,

상기 n_0 가 짝수 패리티 수(및 홀수 패리티 수, 각각)이고, 지수 n_0-2 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 지수 n_0-1 의 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 좌측으로 한 단계(또는 우측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되며, 지수 n_0+2 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 지수 n_0+1 의 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 우측으로 한 단계(또는 좌측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 16

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 프레임 중 한 프레임의 길이는 상기 프레임 상에서 상기 채널이 불변하다는 가설에 따르도록 선택되는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하는 방법.

청구항 17

제 1항에 따른 다중 반송파 신호 수신방법에 있어서,

전송채널의 전달 함수의 적어도 하나의 어떤 계수를 결정하는 서브 단계를 포함하고, 프레임의 적어도 하나의 어떤 기준 요소에 대하여, 수신시에 상기 기준 요소값을 전송시에 알려진 기준 요소값으로 나누는 것을 구현하여, 상기 채널의 효율적인 추정을 구하는 상기 전송채널의 전달함수를 추정하는 단계; 및

상기 전달함수의 추정함수로서 상기 프레임의 심볼의 복조 및/또는 복호화단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 수신방법.

청구항 18

제 17항에 있어서,

상기 결정하는 서브단계는, 상기 각 기준 반송파 각각에 대하여,

상기 기준 반송파 주위에 링이 존재할 때, 상기 링을 규정하는 이웃한 반송파; 및

상기 전달함수는 외삽법에 의해 결정되며, 상기 링이 완전하지 않을 때 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 기준 반송파를 고려하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호 수신방법.

청구항 19

제 1항에 의해 전송된 다중 반송파 신호의 수신기.

청구항 20

일련의 데이터 요소들로 형성된 심볼들의 일시적인 연속으로 구성되고, 상기 심볼들은 각각이 복수 개의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임 내에 조직화되는 다중 반송파 신호를 전송하기 위한 장치에 있어서, 상기 장치는

상기 신호의 반송파 주파수를 각각의 데이터 요소에 의해 변조하는 수단 및 상기 반송파 주파수들 중 하나는 반송파라고 하는 상기 데이터 요소들 중 하나에 의해 어떤 주어진 시점에 변조되고,

적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소들이 합쳐져 구성되고 상기 기준 데이터 요소들 중에서 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 상기 프레임들의 적어도 일부의 각각에 위치하도록 하는 수단을 통해, 수신시에 적어도 하나의 다른 상기 기준 데이터 요소에 영향을 미치는 적어도 하나의 간섭 요소를 감소시키고, 여기서, 상기 제약들 중 하나는 적어도 하나의 기준 심볼에 대하여 시간-주파수 영역에서 상기 기준 심볼에 직접적으로 이웃하고 있는 반송파로 인한 적어도 부분적으로 간섭요소의 제거를 포함하여, 상기 신호의 수신시에서의 채널 추정을 개선하면서 신호를 전송하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 전송하기 위한 장치.

청구항 21

일련의 데이터 요소들로 형성된 심볼들의 일시적인 연속으로 구성되고, 각각의 상기 데이터 요소들은 상기 신호의 반송파 주파수를 변조하고, 상기 심볼들은 각각이 복수 개의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임 내에 조직화되면서,

상기 반송파 주파수들 중 하나는 반송파라고 하는 상기 데이터 요소들 중 하나에 의해 어떤 주어진 시점에 변조되고,

상기 프레임들의 적어도 일부는 적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소들이 합쳐져 구성되고 상기 기준 데이터 요소들 중에서 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시에 적어도 하나의 다른 상기 기준 데이터 요소에 영향을 미치는 적어도 하나의 간섭 요소를 감소시키고, 여기서, 상기 제약들 중 하나는 적어도 하나의 기준 심볼에 대하여 시간-주파수 영역에서 상기 기준 심볼을 직접적으로 이웃하고 있는 반송파로 인한 적어도 부분적으로 간섭요소를 제거하여, 상기 신호의 수신시에서의 채널 추정을 개선하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 신호를 구성하는 방법.

청구항 22

제 21항에 있어서, 상기 각 프레임은,

적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소들이 합쳐져 구성되고 상기 기준 데이터 요소들 중에서 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시에 적어도 하나의 다른 상기 기준 데이터 요소에 영향을 미치는 적어도 하나의 간섭 요소를 감소시키도록 하는 것을 특징으로 하는 다중 반송파 심볼의 구성방법.

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 디지털 정보의 전송 및 방송(broadcasting)에 관한 것이다. 보다 상세하게는, 본 발명은 예를 들어 무선이동 환경과 같은 제한된 주파수 대역 상에서 높은 스펙트럼 효율로 디지털 정보를 전송 및 방송하는 것에 관한 것이지만, 이에 한정되는 것은 아니다.

배경기술

<2> 예를 들어, 여러 교정 부호화 및 인터레이싱(interlacing) 동작과 연관된 다중 반송파 변조기술은, 예를 들어 무선이동 환경에서 정보의 방송 및 전송의 문제에 대한 효율적인 해결책을 제시한다. 그래서 변조의 직교 심볼화 주파수 분할다중방식(COFDM; Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술은 디지털 오디오 방송(DAB; Digital Audio Broadcasting), 디지털 비디오 방송-지상용(DVB-T; Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 및 하이퍼랜/2(HIPERLAN/2; High Performance Local Area Network) 표준용으로 채택되어 오고 있다.

<3> 예를 들어, 프랑스 특허번호 FR 2 765 757호에 기재되어 있는 COFDM 시스템에 사용된 다중 반송파 변조는, 특히 보호구간(guard interval)의 삽입에 기초한 간단한 등화(equalization) 시스템을 포함한다. 순환형 접두어(cyclic prefix)라고도 불리는 이 보호구간은 스펙트럼 효율이 감소되는 손실이 발생하지만, 시스템이 에코(echo)가 발생하는 경우에도 적절하게 동작하는 것을 보장한다. 이러한 손실을 막거나 또는 적어도 줄이기 위하여 새로운 다중 반송파 변조들이 현재 연구되고 있다. 이들 변조 중에서, 본 발명은 특히 반송파가 요타 원형(Iota prototype)함수의 형태를 한 직교 주파수 분할 다중방식/오프셋 직교 진폭 변조방식(OFDM/OQAM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Offset Quadrature Amplitude Modulation)에 관한 것이다. 예를 들어, 프랑스 특허번호 FR 2 733 869호에 기재되어 있는 요타 원형 함수는 자신의 푸리에 변환과 동일한 특성을 갖는다고 말할 수 있다. 물론, 본 발명은 다중 반송파 변조의 다른 형태에도 적용될 수 있는데, 특히 원형 함수와 연관된 어떠한 OFDM/OQAM 타입에도 적용될 수 있다.

<4> 전송되는 정보로부터 전기적 신호를 구체화하기 위해 사용되는 방법은 물론 그러한 신호가 전송되는 조건에 의존한다. 이하, 채널에서 다중 반송파 변조의 이용에 따른 가치를 보다 명확하게 이해하기 위해, 특히 무선이동 환경에서의 전송 채널의 특징을 간단하게 설명하기로 한다.

<5> 무선이동 환경에서, 전송파는 그 전송중에 다중반사를 겪게 되고, 이로써 수신기는 상기 전송신호의 지연된 버전의 합을 수신하게 된다. 상기 각 버전은 임의적으로 감쇄되고 위상이 변위된다. 이러한 현상을 지연분산(delay spread)이라고 하는데, 이는 심볼 간 간섭(ISI; inter-symbol interference)을 발생시킨다. 일례로, 도시형 환경에서는 이러한 지연분산은 수 마이크로초 또는 그 이하의 범위를 갖는다.

<6> 상기한 수신기(예를 들어, 자동차 운전자의 이동 무선전화기)가 이동중이라고 가정하면, 도플러 효과 역시 각 경로상에서 발생한다. 이로써, 수신기의 이동속도에 비례하여 상기 수신기 스펙트럼의 주파수의 변위가 발생하게 된다. 본 발명에서 고려될 수 있는 다양한 형태의 도플러 효과들도 많이 존재한다.

<7> 이러한 효과들의 결합에 의해서 결국 비고정(non-stationary) 전송채널이 되어 특정 주파수에서 심한 페이딩(deep fading)을 보인다(이로써, 주파수 선택 채널이 얻어진다). 본 발명의 상세한 설명에서 특히 적용되는 특정한 어플리케이션의 경우, 전송대역은 상기 채널의 시간간섭성 대역(coherence band)(즉, 상기 채널의 주파수 응답이 주어진 지속시간동안 일정하도록 고려될 수 있는 대역)보다 더 큰 폭을 갖는다. 따라서, 페이딩 현상은 상기 대역에서 나타난다. 즉, 주어진 시점에서 상기 대역의 특정 주파수가 매우 감쇄된다.

<8> 이러한 (ISI 및 도플러 효과로 인한) 다른 현상들을 극복하기 위하여, 특히 OFDM 타입의 시스템에 보호구간

(guard interval)을 추가하는 것이 구상되었다. 모든 수신정보가 하나의 정보 및 동일 부호로부터 전달됨을 보장하기 위하여, 상기 구상된 보호구간은 어떠한 페이로드 정보도 전송되지 않는 보호구간이었다. 부 반송파(sub-carrier)의 가간섭성 복조의 경우, 상기 채널에 기인한 왜곡은 시간-주파수 망의 모든 시점에서 상기 왜곡 값을 추정함으로써 교정된다.

<9> 이런 보호구간을 도입함으로써 심볼 간 간섭에 관한 문제를 줄인다. 그러나, 종래기술에서는 상기 보호구간 기간동안 어떠한 정보도 전송되지 않기 때문에 전송 스펙트럼 효율이 줄어드는 단점이 있었다.

발명의 상세한 설명

<10> 따라서, 본 발명에서는 임의의 보호구간의 도입없이도 다중 반송파 신호에 영향을 주는 심볼간 간섭을 줄이는 기술을 제공하는데 그 목적이 있다.

<11> 심볼간 및/또는 다중 반송파간의 간섭 현상에 대한 보다 명확한 이해를 제공하기 위하여, 다중 반송파 변조의 주요 특징을 하기에 설명하기로 한다. 다중 반송파 변조는 디지털 변조 즉, 전송되는 디지털 정보로부터 전자 기적 신호를 발생하는 방법이다. 이러한 변조의 독창성 및 가치는 상기 변조가 신호에 할당된 주파수 대역을 복수개의 서브대역으로 세분화하는데 있다. 이때, 상기 서브대역들의 폭은 채널의 가간섭성 대역보다 더 작도록 선택되고 이로써 상기 채널이 심볼의 전송 지속시간 동안 일정해지도록 고려될 수 있다. 이러한 지속시간 동안 전송되는 디지털 정보는 하기와 같은 목적으로 상기 각 서브대역에 분배된다.

<12> - 전송 비트율의 수정없이 변조 속도를 줄이기 위하여(즉, 심볼 지속시간을 늘이기 위하여).

<13> - 복소수 곱셈기 모델을 이용함에 있어, 상기 각 서브대역에서 상기 채널의 동작을 간단한 방법으로 설계하기 위하여.

<14> 수신단에서, 수신된 데이터의 교정을 위한 저 복잡성 시스템(low-complexity system)(여기서 복소수 분할은 추정된 채널에 의해 실행됨)은 심한 페이딩(deep fading)을 겪은 반송파를 제외한 각 반송파 상에 전송된 정보를 회수한다. 이때, 정보보호를 위한 아무런 조치가 취해지지 않으면 이러한 반송파에 의해 운반된 상기 데이터는 손실될 것이다. 따라서, 다중 반송파 시스템은 전기적 신호의 발생이 예를 들어, 예터 수정 코드 및/또는 인터레이싱(interlacing)의 어플리케이션과 같은 데이터의 디지털 처리보다 선행되는 경우에만 유용하다.

<15> 직교 다중 반송파 변조에는 특히 널리 공지된 두 타입이 있다. 이들에 대해서는 프랑스 특허번호 FR 2 733 869 호에 개시되어 있는데, 하기에 이들의 특징들이 기재되어 있다.

<16> 다중 반송파 변조에서 일련의 반송파는 다중화로 형성된다. 이러한 다중화된 각 반송파는 다중 반송파 변조를 특징짓는 $g(t)$ 로 표시된 동일한 원형함수(prototype function)에 의해 구현된다. 기준 v_0 는 서로 인접한 두 개의 다중 반송파간의 공간을 의미하고, t_0 는 전송된 두 개의 다중 반송파 심볼간의 일시적인 공간을 의미한다. 매

nt_0 순간, m 번째 중앙 주파수 서브대역 V_m 상에 전송된 신호는 $a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi v_m t} g(t - n\tau_0)$ 이다. 여기서, $a_{m,n}$ 값은 전송되는 디지털 데이터를 나타낸다. 이어, 기저대역(기저대역 Nv_0 에서 상기 전송신호에 대하여 중앙에 위치한)에서의 상기 전송된 신호는 하기와 같이 표현된다.

<17>
$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0) \quad (I)$$

<18> 상기 식을 간단하게 나타내기 위해, 하기 식은 짝수 번째의 주파수 서브대역을 갖는 신호의 경우를 구현한 것임을 주의해야 한다. 상기 신호는 다음과 같이 더욱 일반적인 식으로 표현될 수 있다. 여기서, M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수를 나타낸다.

<19>
$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$

<20> 다시 말해, 표준기술에 따라, 0(zero)값을 갖는 디지털 데이터 $a_{m,n}$ 이 스펙트럼의 끝단에 도입되어 위의 합에서 효율적으로 역할수행을 하고, 예를 들어 반송파의 개수를 짝수개로 할 수 있는 요소의 개수를 변경하게 된다.

<21> 상기 함수 $g_{m,n}(t) = e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$ 는 $g(t)$ 의 시간-주파수 평행 이동 함수(translated function)이다. 각 부 반송파에 의해 전송된 정보를 회수하기 위해서는 상기한 《시간-주파수》 평행 이동 함수가 분리가능하도록 $g(t)$ 및 위상 ϕ_{mn} 를 선택할 필요가 있다. 이러한 분리성을 증명하기 위한 충분조건은, 이들 평행 이동 함수가 유한 에너지(수학적 개념에서 힐버트 영역(Hilbert space)인 에너지)의 모든 함수상에서 정의된 스칼라 곱이 된다는 점에서 직교되어야 한다는 것이다.

<22> 상기 유한 에너지 함수의 영역은 하기 스칼라 곱을 수용한다고 할 수 있다.

<23> - 복소수 스칼라 곱
$$\langle x|y \rangle = \int_R x(t)y^*(t)dt$$

<24> - 실수 스칼라 곱
$$\langle x|y \rangle_R = Re \int_R x(t)y^*(t)dt$$

<25> 따라서, 두 타입의 다중 반송파 변조는 하기와 같이 정의된다.

<26> - 복소수 개념에서, 선택된 함수 $g(t)$ 가 상기 함수 $g(t)$ 의 평행 이동 함수들의 직교를 보장하는 복소수 타입의 다중 반송파 변조. 이는 예를 들어, OFDM/QAM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Quadrature Amplitude Modulation)라고도 불리는 OFDM의 경우이다. 이런 종류의 변조의 경우, $\phi_{mn} = 0$ 이고, $a_{m,n}$ 은 복소수이다.

<27> - 실수 개념에서, 선택된 함수 $g(t)$ 가 상기 함수 $g(t)$ 의 평행 이동된 값들의 직교를 보장하는 실수 타입의 다중 반송파 변조. 이는 예를 들어, OFDM/OQAM, OFDM/MSK(Offset Minimum Shift Keying) 또는 OFDM/OQAM/IOTA 타입의 변조들을 갖는 경우이다. 이러한 타입의 변조의 경우, $\phi_{m,n} = (\pi/2) \times (m+n)$ 및 데이터 $a_{m,n}$ 은 실수이다.

<28> 상기 두 타입의 변조의 특징은 특히, 고려되는 변조에 관한 시간-주파수 망의 밀도의 측면에서 중요한 차이점이 있다.

<29> 이러한 다중 반송파 변조는 정보를 특히 높은 비트율로 전송하도록 설계되어 있기 때문에 그들의 스펙트럼 효율은 매우 높으며, 예를 들어 4비트/Hz(특히, 디지털 TV의 경우)에 달할 수도 있다. 따라서, 예리 교정 코드로부터 전송된 비트에 대한 변조 심볼로의 변환(이러한 과정은 "매핑"이라 알려져 있다)은 OAM(Quadrature Amplitude Modulation) 타입일 것이다.

<30> 따라서, 상기 QAM 타입으로부터 전송된 복소수 데이터의 전송은 사용된 다중 반송파 변조의 타입에 따라 다르게 실행된다.

<31> 즉, 복소수 타입의 변조의 경우, QAM 타입으로부터 전송된 복소수 데이터의 실수부와 허수부는 모든 심볼구간 T_s 에서 동시에 전송된다. 반대로, 실수 타입의 변조의 경우, 실수부와 허수부는 심볼구간의 반($T_s/2$)만큼 일시적으로 이동되어 전송된다(이를 오프셋(Offset) QAM 또는 OQAM이라 한다).

<32> 동일한 전송 대역 및 동일한 개수의 부 반송파의 경우, 동일한 비트율로 정보를 전송하기 위해서는, 실수 타입의 다중 반송파 심볼의 전송속도가 복소수 타입의 다중 반송파 심볼의 전송속도의 두 배가 될 필요가 있다.

<33> 나아가, 정보 전송의 상기의 두 모드는 시간-주파수 회로망과 연관된 밀도 $d=1/(n_0 \tau_0)$ 에 의해 특정되어 진다. 따라서, 실수 타입의 다중 반송파 변조는 밀도 $d=2$ 에 상당하고, 복소수 타입의 다중 반송파 변조는 밀도 $d=1$ 에 상당한다.

<34> 상기 실수 타입의 다중 반송파 변조 및 복소수 타입의 다중 반송파 변조의 뚜렷한 특징은, 전송채널의 추정을 실행하는 동안 상이한 처리 동작을 야기시킨다는 것이다. 이하에서 설명하듯이, 실수 타입의 다중 반송파 변조의 경우 채널 추정 과정은 정말로 어렵게 되어 있다. 왜냐하면 평행 이동 함수에 적용가능한 직교만이 실수 개념에서 직교이기 때문이다. 이 문제에 대한 보다 명확한 이해를 제공하기 위해, 상기에서 기술한 다중 반송파 변조의 내용에서 실행된 공지의 채널 기술을 이하에서 설명하고자 한다.

<35> 이하의 추론에서, 각 OFDM 심볼의 경우 다중 반송파 변조의 파라미터를 선택함으로써 상기 채널이 각 부 반송파 상에 편평해지도록 고려될 수 있음을 보장한다고 가정한다. 이로써, 상기 채널은 추정되는 복소수 계수 $H_{m,n}$ 에

의해 설계될 수 있다(여기서, m은 부 반송파의 지수이고, n은 고려되는 OFDM 심볼의 지수이다).

<36> OFDM에서 채널을 추정하는데 사용되는 전형적인 기술은, 수신기에 알려진 위치에서 페이로드 반송파 스트림(stream)에 대한 기준 반송파의 삽입으로 구성된다. 수신단에서, 파일럿(pilots)으로 알려진, 이러한 기준 반송파들에 의해 얻어진 값들이 판독되며, 이러한 기준 위치에서 상기 채널의 복소수 이득은 쉽게 추론된다. 이어, 전송된 시간-주파수 망의 모든 위치에서 채널의 복소수 이득이 상기 기준 위치에서 계산된 복소수 이득값으로부터 얻어진다.

<37> OFDM/QAM 유형에서, 특히 기준 다중 반송파 심볼(또는 프리엠블)에 의한 추정의 실행에 의존하는 방법이 구상되었다. 이 기술에 따르면 적어도 하나의 기준 심볼은 프레임의 시작(beginning)에 위치한다. 이때, 상기 프레임은 프리엠블이라 불리는 기준 심볼을 적어도 하나 이상 포함하는 집합(set) 및 일련의 페이로드 심볼에 의해 형성된다. 이러한 심볼 또는 심볼들을 통해, 상기 채널이 다중의 각 반송파상에서 추정된다. 상기 시스템의 파라미터(심볼 지속시간, 프레임 길이 등과 같은)를 선택함으로써 심볼 시간에 비례하여 채널이 서서히 변하게 된다는 것이 보장된다. 그래서, 상기 채널은 프레임 상에서 거의 일정한 것으로 가정된다. 따라서, 기준 심볼상에서의 채널 추정은 그 프레임의 모든 OFDM 심볼에 적용될 수 있다. 이러한 타입의 추정은 하이퍼랜/2 표준에서 권고된다("Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPERLAN Type 2 Technical Specification ; Physical (PHY) layer", DTS/BRAN-0023003, October 1999).

<38> 본 발명은, 특히 기준 심볼에 의한 채널 추정방법으로 알려진 상기 방법에 적용될 수 있다.

<39> 상기한 바와 같이, OFDM/OQAM(Offset QAM) 타입의 다중 반송파 변조의 경우, 채널 추정 과정은 더욱 어렵게 되어 있다. 왜냐하면, 평행 이동 함수에 적용가능한 직교만이 실수 개념에서 직교이기 때문이다. 사실, 주어진 부 반송파 상에서 채널의 복소수 이득을 추정하기 위해서는, 고려되는 상기 부 반송파상에 수신된 신호의 복소수 투영(projection)을 실행할 필요가 있다. 그런데, 실수 개념에서 평행 이동 함수의 직교 및 원형함수들이 시간 및 주파수에서 최대한에 국한되도록 선택되는 경우에도 상기 원형함수들이 두 축 중 적어도 하나의 축상에 무한대로 지원한다는 사실은 이상적인 채널(ideal channel)상에서도 반송파들 간에 (고유한)간섭이 있다는 것을 의미한다.

<40> 사실, 실수 타입의 다중 반송파 변조의 경우, 원형 함수의 평행 이동된 값에 따라 수신된 신호에 대한 투영(projection)의 허수부는 0(zero)가 아니다. 이어, 방해요소가 나타나게 되고 이는 복조 신호에 추가된다. 또한, 이러한 방해요소는 상기 채널 추정이 실행되기 전에 교정되어야 한다. 따라서, 복소수 직교의 이러한 손실을 보상하는데 사용될 수 있고, OFDM/OQAM 타입의 변조에 대한 종래기술의 단점을 보완하는 방법을 고안할 필요가 있다.

<41> 사실, 상기에서 설명한 기술에 따르면, 본 발명은 시간-주파수 영역의 (m_0, n_0) 지점에서, 수신된 다중 반송파 신호

호 $r(t)$ 의 복소수 투영(projection)을 사용하여 현재 위치에서의 채널 \hat{H}_{m_0, n_0} 을 추정한다.

<42> 따라서, 만약 (m_0, n_0) 에서 \sqrt{E} 가 전송되면,

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{\int r(t) g_{m_0, n_0}^*(t) dt}{\sqrt{E}} \quad \text{이다.}$$

<44> 상기 채널이 이상적인(ideal) 채널이라고 가정하면($r(t) = s(t)$), $\hat{H}_{m_0, n_0} = 1$ 이다.

<45> 따라서, 하기 식이 구해진다.

$$\int s(t) g_{m_0, n_0}^*(t) dt = \sqrt{E} + \underbrace{\sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} \int g_{m, n}(t) g_{m_0, n_0}^*(t) dt}_{I_{m_0, n_0} \in \mathbb{R}} \quad (\text{II})$$

<46> 상기 방정식 (II)는 완전히 전송된 신호의 경우에도 상기 신호의 복소수 투영이 OFDM/OQAM 변조의 고유한 심볼 간 간섭(ISI; inter-symbol interference)에 의해 영향을 받는다는 것을 의미한다. ISI 용어는 일시적인 심볼간

및/또는 반송파간의 간섭을 의미한다.

- <48> 이러한 고유한 ISI의 존재는 상기 전송채널을 추정하는데 크게 방해가 된다.
- <49> 본 발명은 특히 이러한 종래기술의 단점을 극복하는데 그 목적이 있다.
- <50> 더욱 상세하게는, 본 발명의 목적은, 심볼간 및/또는 반송파간의 고유한 간섭을 제거하거나 또는 적어도 감소시킬 수 있는 다중 반송파 변조기술을 제공하는데 있다.
- <51> 본 발명의 다른 목적은, 실행하는데 있어 간단하고 저비용인 다중 반송파 변조 기술을 제공하는데 있다.
- <52> 본 발명의 또 다른 목적은, OFDM/OQAM 타입의 시스템에 적용할 수 있는 다중 반송파 변조 기술을 제공하는데 있다.
- <53> 또한, 본 발명의 목적은, 기존 심볼에 의한 채널 추정 방법을 OFDM/OQAM 타입의 신호에 적용하는데 이용될 수 있는 다중 반송파 변조 기술을 실행하는 것에 있다.
- <54> 또한, 본 발명의 목적은, 종래기술에서의 채널추정보다 더 정확한 기준심볼에 의한 채널 추정의 형태를 실행하는 다중 반송파 변조 기술을 제공하는데 있다.
- <55> 또한, 본 발명의 다른 목적은, 전송된 다중 반송파 신호의 향상된 수신, 복조 및 복호화를 가능하게 하는 다중 반송파 변조 기술을 실행하는데 있다.
- <56> 또한, 본 발명의 또 다른 목적은, 모든 OFDM 심볼상에서의 고유 간섭을 제거하거나 또는 적어도 감소시키기 위한 다중 반송파 변조 기술을 제공하는데 있다.
- <57> 상기 목적들 뿐만 아니라 이하에서 설명되는 다른 목적들은, 일련의 데이터 요소에 의해 형성된 심볼들의 일시적 연속을 갖는 다중 반송파 신호에 의해 성취될 것이다. 이때, 상기 데이터 요소는 상기 신호의 반송파 주파수를 변조하고, 상기 심볼은 각각이 복수의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임내에 구현되며, 주어진 시점에서 상기 변조된 반송파 주파수 중 하나는 반송파라 불리는 상기 데이터 요소 중 하나에 의해 변조된다.
- <58> 본 발명에 따르면, 상기 적어도 일부 프레임 각각은, 적어도 하나의 수신기에 공지된 상기 기준 데이터 요소들이 합쳐져 구성되고 상기 기준 데이터 요소들 중 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시에 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나에 영향을 주는 적어도 하나의 간섭 요소를 줄이도록 한다.
- <59> 따라서, 본 발명은 신호의 전송도중 신호에 영향을 주는 심볼간 간섭의 나쁜 영향을 줄일 수 있도록 하는 다중 반송파 신호의 프레임링(framing)에 대한 완전한 신규성 및 독창성이 있는 해결수단에 관한 것이다. 사실, 현재까지 OFDM/OQAM 타입의 다중 반송파 변조의 경우, 심볼간 간섭 및/또는 반송파간 간섭을 줄이는 효과적인 기술이 없었다. COFDM/QAM 타입의 다중 반송파 변조의 경우, 모든 수신 데이터가 동일한 COFDM/QAM 심볼에 속한다는 것을 보장하기 위하여, 페이로드 정보가 전송되지 않는 보호구간(guard interval)을 도입하는 것이 구현되어 왔다. 그러나, 그러한 기술은 정보의 전송 및 방송의 비트율을 최적화하는데는 사용할 수 없으며, 나아가 OFDM/OQAM 타입의 변조에는 적용될 수 없다. 따라서, 본 발명은 OFDM 심볼의 프레임의 기준 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거하기 위한 획기적인 기술을 제안한다. 이 기술은 그러한 기준 심볼의 데이터 요소 중 적어도 하나의 값에 대한 제약을 부과하는 것을 포함한다.
- <60> 바람직하게는, 상기 프레임 각각은, 적어도 하나의 수신기에 공지된 기준 데이터 요소가 합쳐져서 형성되고 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약에 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나에 영향을 주는 적어도 하나의 간섭 요소를 감소시키도록 한다.
- <61> 본 발명의 바람직한 실시형태에 따르면, 상기 신호는 OFDM/OQAM 타입의 신호이다.
- <62> 사실, 특히 기준 심볼에 의한 채널 추정의 향상을 위하여, OFDM/OQAM 타입의 신호에 영향을 주는 고유의 심볼간 및/또는 반송파간 간섭을 줄이는데 특별한 주의가 요구된다. 상기에서 설명한 바와 같이, 상기와 같은 채널추정 기술은 일반적으로 OFDM/QAM 타입의 신호에 사용되고 있지만, 평행 이동 요소에 적용가능한 직교만이 실수 개념에서 직교가 되는 실수 타입의 변조의 경우에는 매우 어렵게 되어 있다. 따라서, 상기 타입의 다중 반송파 신호에 대한 채널 추정 시도 및 향상시킬 특별한 가치가 있다.
- <63> 본 발명의 바람직한 특징에 따르면, 상기 기준 심볼 또는 기준 심볼들은 적어도 하나의 기준 심볼의 프리엠프를

구성하기 위하여 상기 각 프레임의 시작에 위치한다.

<64> 이와 같은 방법으로, 예를 들어 상기 각 심볼 프레임의 시작에서 전송채널 추정을 실행하는 것이 가능하고, 모든 프레임상에서 계산된 추정을 사용할 수 있게 된다.

<65>
$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{i\phi_{m,n}} e^{2i\pi m v_0 t} g(t - n\tau_0)$$
 바람직하게는, 상기 신호는 $g(t)$ 의 형태를 갖는다. 여기서, g 는 상기 반송파가 직교인 기설정된 원형 함수(prototype)이고, 상기 용어 $a_{m,n}$ 은 실수로서 상기 데이터 요소 t_0 , v_0 들을 나타낸다. 이때, 상기 t_0 는 상기 심볼들 중 하나의 심볼의 지속시간을 나타내며, 상기 v_0 는 $1/(v_0 t_0) = 2$ 일 때 상기 반송파 주파수간의 공간을 나타낸다. 또한, $\phi_{m,n} = (\pi/2) \times (m+n)$ 이고, m 및 n 은 각각 주파수 영역 및 시간 영역에서 상기 데이터 요소 $a_{m,n}$ 을 포함하는 반송파의 위치적 특징을 나타내며, 상기 M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수를 나타낸다.

<66> 상기한 바와 같이, 기존의 기술에 따르면, 0(zero)값을 갖는 데이터 요소 $a_{m,n}$ 은 스펙트럼의 끝단(edges)에 도입되어 상기 신호에 대한 식에서 역할을 효과적으로 수행하는 요소의 개수를 변경한다. 예를 들어, 상기 신호 $s(t)$ 의 식은 짝수 개의 주파수 서브 대역을 갖도록 구현될 수 있다.

<67> 본 발명의 바람직한 기술에 따르면, 상기 함수 g 는 실수이며, 하기 관계식을 증명하는 등방성의 짝수 패리티 함수이다.

<68>
$$\alpha_1 = A_g(0, V_0) = A_g(0, -V_0) = \alpha_2 = A_g(\tau_0, 0) = A_g(-\tau_0, 0)$$

<69> 및
$$A_g(2mv_0, 2n\tau_0) = \delta_{m,0} \cdot \delta_{n,0}$$

<70> 여기서, A_g 는 상기 함수 g 의 앰비규어티(ambiguity) 함수이다.

<71> 상기 함수 g 의 앰비규어티 함수 A_g 는 부록 1에 기재되어 있다.

<72> 바람직하게는, 상기 함수 g 는 요타(Iota) 함수이다.

<73> 일반적으로, \mathcal{I} 라고 표시하는 상기 요타(Iota) 함수는 상기 함수의 푸리에 변환과 동일한 특성을 갖는다. 특히 프랑스 특허번호 FR 2 733 869호에 기재되어 있는 이런 종류의 원형 요타(prototype Iota) 함수는 OFDM/QQAM 타입의 다중 반송파 변조에 특히 유용하다.

<74> 바람직하게는, 상기 제약 중 하나는, 적어도 하나의 기준 심볼에 대하여 상기 시간-주파수 영역에서 상기 기준 심볼과 직접적으로 인접한 반송파에 의해 발생하는 적어도 일부 요소에 의한 간섭 요소의 제거를 포함한다.

<75> 따라서, 예를 들어 주어진 기준 심볼의 반송파의 제1 링(ring)에 속하는 반송파에 의한 고유의 심볼간 간섭(IES; inter-symbol interference)를 제거할 수 있으며, 고려된 반송파를 둘러싸고 있는 제2 링에 속하는 반송파로 인한 간섭요소를 줄이는 것도 가능하다.

<76> 바람직하게는, 상기 적어도 하나의 기준 심볼은 상기 신호를 형성하는 다른 심볼에 추가된 적어도 두 개의 변조된 반송파를 포함한다. 이때, 상기 추가된 변조 반송파는 상기 신호의 스펙트럼의 끝단(edges)에 위치한다.

<77> 이로써, 전체 링을 규정하는 것이 불가능한 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 반송파의 문제에 대한 해결책이 제공된다.

<78> 바람직하게는, 상기 프리엠프들은 각각 선행 심볼, 중앙 심볼 및 후행 심볼이라고 하는 적어도 세 개의 기준 심볼로 구성되고, 상기 제약 중 하나는, 상기 중앙 기준 심볼에 대하여 상기 선행 심볼 및 상기 후행에 의한 간섭 요소의 제거를 포함한다.

<79> 이와 같은 방법으로, 상기 선행 심볼 및 후행 심볼로 인한 ISI의 영향을 받지 않는 상기 프리엠프들의 중앙 심볼로부터 채널의 추정 기술을 수행하는 것이 확실히 가능하다. 이로써 종래기술에 따른 채널 추정보다 더 정확한 전송 채널의 추정을 획득하는 것이 가능하게 된다.

<80> 바람직하게는, 이러한 종류의 신호는 하기와 같은 제약에 따른다.

$$\langle 81 \rangle \quad (a_{m_0-1, n_0} - a_{m_0+1, n_0})(-1)^{n_0} + a_{m_0, n_0-1} - a_{m_0, n_0+1} = 0 \quad \text{및}$$

$$\langle 82 \rangle \quad a_{m_0-1, n_0-1} + a_{m_0+1, n_0+1} + a_{m_0+1, n_0-1} + a_{m_0-1, n_0+1} = 0$$

<83> 여기서, n_0 는 상기 중앙 심볼의 특성을 나타내며, 상기 $m_0 \in [0, M-1]$ 이고, 상기 M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수를 나타낸다.

<84> 본 발명의 바람직한 일실시예에 따르면, 시간 영역에서 상기 중앙 심볼의 위치는 상기 지수 n_0 에 의해 특정되고, 상기 중앙 심볼은 $+\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 반송파 및 $-\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 반송파의 교번을 포함하는 규칙적인 패턴에 의해 구성된다. 또한, n_0 은 짝수 패리티 수이다(또한, 각각 홀수 패리티 수이다). 상기 선행 심볼은 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 좌측으로 한 단계(또는 각각 우측으로 한 단계) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴에 의해 구성된다. 그리고, 상기 후행 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 우측으로 한 단계(또는 각각 좌측으로 한 단계) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴에 의해 구성된다.

<85> 이러한 패턴들(한편으로는 짝수 패리티 지수 n_0 및 다른 한편으로는 홀수 패리티 지수 n_0 내의 중앙 심볼에 대한)은 프리엠프들의 구조에 대응되며, 중앙 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거할 수 있다. 이와 같은 예시적인 실시형태에서, e 는 각 반송파 상에 전송된 심볼의 에너지를 나타낸다.

<86> 본 발명의 바람직한 기술에 따르면, 상기 프리엠프들은 두 개의 선행 심볼, 하나의 중앙 심볼 및 두 개의 후행 심볼 등 적어도 다섯 개의 기준 심볼을 포함한다. 상기 중앙 심볼에 대해 상기 제약은 상기 두 선행 심볼 및 상기 두 후행 심볼에 의한 간섭 요소의 제거를 포함한다.

<87> 상기 중앙 심볼을 둘러싸고 있는 반송파의 제1 및 제2 링으로 인한, 상기 프리엠프들의 중앙 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거하기 위한 주의가 필요하다.

<88> 바람직하게는, 이러한 신호는 하기 제약에 따른다.

$$\langle 89 \rangle \quad Ring_{m_0, n_0}^{1\&2} = \{(m-m_0), (n-n_0) \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}^2 \text{ 및 } (m, n) \neq (m_0, n_0) \text{가 되도록 하는 } (m, n)\} \quad \text{일 때,}$$

$$\langle 90 \rangle \quad C_{m_0, n_0}^{1\&2} = \sum_{(m, n) \in Ring_{m_0, n_0}^{1\&2}} a_{m_0, n_0} i^{(m-m_0)+(n-n_0)+(m-m_0)(n-n_0)} A_g((n_0-n)\tau_0, (m_0-m)v_0) = 0$$

<91> 이때, $m_0 \in [0, M-1]$ 이고, 상기 M 은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수이다.

<92> 본 발명에 바람직한 일실시예에 따르면, 상기 시간 영역에서 상기 중앙 심볼의 위치는 상기 지수 n_0 에 의해 특정되어진다. 상기 중앙 심볼은 $+\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 반송파 및 $-\sqrt{e}$ 값을 갖는 데이터 요소를 포함하는 두 반송파의 교번을 포함하는 규칙적인 패턴에 의해 구성된다. 또한, n_0 은 짝수 패리티 수이다(또한, 각각 홀수 패리티 수이다). 지수 n_0-1 의 상기 선행 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 구성하는 상기 규칙적인 패턴을 좌측으로 한 단계(또는 각각 우측으로 한 단계) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴에 의해 구성되고, 지수 n_0+1 의 상기 후행 신호는 상기 주파수 영역에서 상기 중앙 심볼을 포함하는 상기 규칙적인 패턴을 우측으로 한 단계(또는 각각 좌측으로 한 단계) 이동 시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴에 의해 구성된다. 이때, n_0 는 짝수 패리티 수이다(또는 각각 홀수 패리티 수이다). 또한, 지수 n_0-2 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 상기 지수 n_0-1 의 상기 심볼을 포함하는 상기 규칙적인 패턴을 좌측으로 한 단계(또는 각각 우측으로 한 단계) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성되고, 지수 n_0+2 의 상기 심볼은 상기 주파수 영역에서 지수 n_0+1 의 상기 심볼을 포함하는 상기 규칙적인 패턴을 우측으로 한 단계(또는 각각 좌측으로 한 단

계) 이동시킴으로써 얻어지는 규칙적인 패턴으로 구성된다.

- <93> 따라서, 세 개의 심볼을 포함하는 프리엠블에 대한 상기 규칙적인 패턴들은 다섯 개의 심볼을 포함하는 프리엠블의 경우로 확장된다. 또한, 상기 선택적인 실시예에서 e는 예를 들어 각 반송파 상에 전송된 심볼의 에너지를 나타낸다.
- <94> 바람직하게는, 상기 프레임들 중 한 프레임의 길이는 상기 프레임 상에서 상기 채널이 변하지 않는다는 가설에 따르도록 선택된다.
- <95> 따라서, 본 발명에 따르면, 상기 중앙 심볼은 선행 및 후행 심볼들에 의한 고유 간섭의 영향을 확실히 받지 않기 때문에 상기 프리엠블의 중앙 심볼로부터 전송 채널을 추정하는 것이 가능하고, 이로써 수신된 전체 OFDM/OQAM 심볼 프레임 상에서 정확한 추정값을 사용할 수 있게 된다.
- <96> 상기한 바와 같이, 본 발명은 또한 다중 반송파 신호의 수신방법에 관한 것으로서, 하기 단계들을 수행한다.
- <97> - 전송 채널을 효과적으로 추정하기 위해, 하나의 프레임의 적어도 특정된 기준 심볼에 대하여, 수신시의 기준 요소의 값을 전송시의 알려진 기준 요소의 값으로 나누는 것을 구현하는 상기 전송채널의 전달함수의 적어도 특정된 계수값을 결정하는 서브단계를 포함하는 상기 전송채널의 전달함수 추정단계; 및
- <98> - 상기 전달함수의 추정함수로서 상기 프레임의 심볼의 복조 및/또는 복호화단계.
- <99> 따라서, 상기 수신방법은 같은 비용으로 종래기술에서보다 더 좋은 품질의 다중 반송파 신호 수신기를 제작하는데 사용될 수 있다. 또한, 종래기술보다 더 저렴한 다중 반송파 신호 수신기를 제작할 수 있다. 사실, 수신된 심볼 프레임의 프리엠블에 영향을 주는 고유 간섭을 제거함으로써 종래기술보다 더 정확한 전송채널의 추정이 가능하게 된다.
- <100> 바람직하게는 상기 각 기준 반송파에 대하여 상기 계수값을 결정하는 서브단계는 하기 사항을 고려한다.
- <101> - 상기 기준 반송파 주위의 링이 존재할 때, 상기 링을 규정하는 이웃한 반송파; 및
- <102> - 상기 전달함수의 계수는 외삽법(extrapolation)에 의해 결정되며, 상기 링이 완전하지 않을 때 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 기준 반송파.
- <103> 사실, 상기 신호의 기준 심볼 및 페이로드 심볼이 동일한 개수 M개의 반송파를 포함한다면, 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 기준 반송파는 상기 신호에 부과된 상기한 제약을 따를 수 없다: 사실, 이러한 반송파의 경우, 반송파의 전체 링을 규정할 수 없다. 상기 용어 "링(ring)"은 여기서는 반송파를 둘러싸고 있는 제1 링, 주어진 반송파를 둘러싸고 있는 제2 링 또는 그 이상의 링을 의미하는 것으로 해석된다.
- <104> 따라서, 외삽법(extrapolation)은 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 반송파에 대해 구현되어 왔으며, 이러한 끝단의 반송파에 관련된 채널의 전달함수의 계수값을 결정할 수 있도록 한다. 상기 계수값은 반송파 링 또는 링들이 존재하는 기준 반송파와 관련된 상기 전달함수의 다른 계수값으로부터 외삽법에 의해 추정된다.
- <105> 주어진 기준 반송파를 둘러싸고 있는 반송파의 제1 링으로 인한 고유 간섭을 제거하고자 하는 경우, 상기 기준 심볼이 상기 신호의 스펙트럼의 끝단의 각각에 위치한 반송파를 페이로드 심볼보다 적어도 두 개 이상 포함한다면, 이러한 외삽법은 물론 필요없게 된다. 이와 유사하게, 예를 들어 제1 및 제2 반송파 링으로 인한 고유 간섭을 제거하고자 하는 경우, 상기 기준 심볼이 상기 페이로드 심볼보다 적어도 네 개 이상의 반송파를 포함하는 경우에만 이러한 외삽법이 필요하다.
- <106> 상기에서 설명한 바와 같이, 본 발명은 또한 수신기 및 송신기 장치에 관한 것이다.
- <107> 본 발명은 또한 일련의 데이터 요소에 의해 구성된 심볼의 일시적인 연속에 의해 형성된 다중 반송파 심볼의 구성방법에 관한 것으로서, 상기 각 데이터 요소는 상기 신호의 반송파 주파수를 변조하는데, 이때, 상기 반송파 주파수 중 하나의 반송파 주파수는 주어진 시점에 반송파라고 불리는 상기 데이터 요소 중 하나에 의해 변조된다. 또한, 상기 심볼은 각각이 복수개의 심볼을 포함하는 연속적인 프레임 내에 조직화된다.
- <108> 본 발명에 따르면, 상기 적어도 일부 프레임 각각은, 적어도 하나의 수신기에 공지된 상기 기준 데이터 요소들이 합쳐져 형성되고 상기 기준 데이터 요소들 중 적어도 하나의 값에 대한 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시 기준 데이터 요소 중 적어도 하나에 영향을 주는 적어도 하나의 간섭 요소를 제거하도록 한다.
- <109> 상기 구성방법에 따르면, 바람직하게는, 상기 각 프레임은, 적어도 하나의 수신기에 공지된 상기 기준 데이터

요소들이 합쳐져 형성되고 상기 기준 데이터 요소들 중 적어도 하나의 값에 대해 적어도 하나의 제약을 따르는 적어도 하나의 기준 심볼을 포함하여, 수신시 상기 기준 데이터 요소 중 적어도 하나에 영향을 주는 적어도 하나의 간섭 요소를 제거하도록 한다.

실시예

- <114> 본 발명의 일반적인 원리는, 고유한 심볼간 간섭을 줄일 수 있는, 보다 상세하게는, 향상된 채널 추정을 할 수 있도록 OFDM/OQAM 신호에서 기준 심볼의 적어도 하나의 데이터 요소의 값에 대해 제약을 적용함에 있다.
- <115> 도 1을 참조하면, 프리엠프의 기준 반송파의 제1 링으로 인한 고유 간섭을 제거하는 것에 대한 일실시예가 도시되어 있다.
- <116> 먼저, 고유 간섭에 관한 몇 가지 개념을 설명하기로 한다.

<117> 1. 앰비규어티 함수(ambiguity function)

<118> 파형에 대한 앰비규어티 함수의 정의 및 특징이 예를 들어, 프랑스 특허번호 FR 2 733 869호에 기재되어 있다. 이에 대한 설명을 위해, 본 출원의 상세한 설명의 부록 1에 이에 대한 정보가 설명되어 있지만, 함수 x(t)의 앰비규어티 함수에 대한 식은 하기와 같다.

<119>
$$A_x(\tau, \nu) = \int_R e^{-2i\pi\nu t} x(t+\tau/2)x^*(t-\tau/2)dt$$

- <120> 상기 앰비규어티 함수의 몇 가지 특징을 하기에서 설명한다.
- <121> - 함수 x가 짝수 패리티 함수이면, 상기 함수의 앰비규어티 함수는 실수이다.
- <122> - 또한, 상기 함수 x가 실수이면, 상기 함수의 앰비규어티 함수는 가변 주파수 ν에 따른 짝수 패리티 함수이다.
- <123> - 또한, 상기 함수 x가 등방성이면(즉, 상기 함수 x가 자신의 푸리에 변환과 동일하면), 상기 함수의 앰비규어티 함수는 가변 주파수 τ에 따른 짝수 패리티 함수이다.
- <124> 이하에서, 상기 적용된 다중 반송파 신호와 관련된 원형 함수 g(t)가 상기한 특징들을 증명한다고 가정한다. 특히, 이는 프랑스 특허 번호 FR 2 733 869호에 기재된 파형 요타(Iota), $\mathcal{J}(t)$ 의 경우이다.

<125> 2. 부 반송파의 직교

<126> 평행 이동 함수 $g_{m,n}(t)$ 및 $g_{m',n'}(t)$ 의 복소수 스칼라 곱은 하기와 같다.

<127>
$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle = \int_R g_{m,n}(t) \cdot g_{m',n'}^*(t) dt$$

<128>
$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle = \int_R i^{(m-m')+(n-n')} e^{2i\pi(m-m')\nu_0 t} g(t-n\tau_0) g^*(t-n'\tau_0) dt \quad (III)$$

<129> 상기 방정식 (III)에서 변수 $u = t - (n+n')\tau_0/2$ 를 변환하면,

<130>
$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle = i^{(m-m')+(n-n')} \int_R e^{2i\pi(m-m')\nu_0(u+(n+n')\tau_0/2)} g(u+(\frac{n+n'}{2}-n)\tau_0) g^*(u+(\frac{n+n'}{2}-n')\tau_0) du$$

<131>
$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle = i^{(m-m')+(n-n')} e^{i\frac{\pi}{2}(m-m')(n+n')} \int_R e^{2i\pi(m-m')\nu_0 u} g(u+(n'-n)\tau_0/2) g^*(u-(n'-n)\tau_0/2) du$$

<132> 가 얻어진다. 이는 다시 하기와 같다.

$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle = i^{(m-m')+(n-n')+(m-m')(n+n')} A_g((n'-n)\tau_0, (m'-m)v_0) \quad (IV)$$

실수 개념에서 직교가 되기 위한 상기 함수 $\{g_{m,n}(t)\}$ 의 기본에 대한 필요조건은 $A_g(2mv_0, 2n\tau_0) = \delta_{m,0} \cdot \delta_{n,0}$, $g(t)$ 가 짝수 패리티 값을 가져야 한다는 것이다.

사실, 이 경우 $\forall(m,n)$ 정수에 대하여,

$$\langle g_{m,n} | g_{m',n'} \rangle_R = Re(i^{(m-m')+(n-n')+(m-m')(n+n')} A_g((n'-n)\tau_0, (m'-m)v_0)) = \delta_{m,n} \cdot \delta_{n,n'}$$

라는 사실이 정확하게 증명된다.

이하에서, $g(t)$ 가 상기한 가설들이 증명되도록 하는 것임을 가정한다.

특히, 이는 $g(t)$ 가 요타 함수인 경우이다.

3. 이상적(ideal) 채널의 경우에서의 고유 간섭(ISI)

이상적 채널의 경우, 시간-주파수 회로망의 다른 반송파로 인해 발생하는 조사될 반송파 (m_0, n_0) 상에서의 간섭은 상기 방정식 (II)에서 I_{m_0, n_0} 에 의해 표현된다.

$$I_{m_0, n_0} = \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} \int g_{m,n}(t) g_{m_0, n_0}^*(t)$$

$g(t)$ 의 특징이 매우 국한된다면, 상기 간섭에서 중요한 역할을 하는 요인은 상기 반송파 (m_0, n_0) 에 직접적으로 이웃하는 반송파에 의한 것이다. 상기 반송파들은 도 1에 개략적으로 도시되어 있다: 상기 반송파들은 조사될 반송파와 관련된 "제1 링"이라는 것을 구성한다.

따라서, 시간 영역(및 주파수 영역에서 각각)에서 그 위치가 n_0 (및 m_0 로 각각 표시되는)로 표시되는 반송파(10)를 고려한다. 상기 반송파(10)에 직접적으로 이웃하는 상기 반송파(11 내지 18)는 상기 반송파(10)의 제1 링을 구성한다. 상기 반송파(11 내지 18)는 지수 n_0-1 , n_0 및 n_0+1 을 갖는 심볼 OFDM에 속하며, 지수 m_0-1 , m_0 및 m_0+1 을 갖는 반송파 주파수에 대응된다.

C_{m_0, n_0} 는 상기 반송파들(11 내지 18)로 인한 간섭 요소인 제1 링을 나타내는 참조 부호이고, D_{m_0, n_0} 는 시간-주파수 망의 다른 반송파로 인한 간섭 요소를 나타내는 참조 부호이다.

$a_{m,n}$ 값을 알파벳 $\{+\sqrt{e}, -\sqrt{e}\}$ 에서 얻어진 BPSK("Binary Phase Shift Keying") 심볼이라고 가정한다. 물론, 상기 심볼 $a_{m,n}$ 은 어떤 종류의 심볼이 될 수 있다. 그러나, 이를 간단히 표현하면, 이 말은 곧 상기 심볼 $a_{m,n}$ 이 단지 두 개의 구별되는 값을 갖는다는 점에서 특정한 실시형태에 한정되는 것이다. 또한, 명백하게 본 발명은 상기 심볼 $a_{m,n}$ 이 복수개의 구별되는 값을 가질 수 있는 경우, 예를 들어, 네 개의 값을 갖는 경우에도 적용될 수 있다. 만약 $g(t)$ 가 요타 함수이면, 상기 함수 $g(t)$ 를 하기와 같이 나타낼 수 있다.

$$Var_{dB}(D_{m_0, n_0}) = Var_{dB}(C_{m_0, n_0}) - 18,6dB$$

따라서, 다중 반송파 신호의 (m_0, n_0) 반송파에 영향을 주는 고유 간섭에 대한 주된 요인은 조사될 상기 반송파를 둘러싸고 있는 제1 링의 고유 간섭인 것임을 알 수 있다.

이하에서, 다중 반송파 신호의 프리엠프의 반송파에 대하여 제1 링에 의한 고유의 심볼간 간섭을 제거하고자 하는 본 발명에 따른 특정한 실시형태에 대해 설명한다.

<150> 3.1 주파수 이동된 반송파만에 의한 간섭

<151> 먼저, 동일한 시점에 전송된 제1 링의 반송파로 인한 임의의 반송파에 영향을 주는 고유 간섭을 고려하되, 반송파에 대하여 주파수 이동된 것이 고려된다. 이 경우, $n=n_0$ 이고,

<152>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{(m-m_0)+(m-m_0)2n_0} A_g(0, (m_0-m)) = i^{(m-m_0)(1+2n_0)} A_{g(0, (m_0-n)v_0)}$$

<153> 이다.

<154> 그런데, 이는 $m-m_0$ 의 차이값에 따라 두 가지 경우로 구현될 수 있다. 즉,

<155> 만약, $m-m_0 = 1$ 이면,

<156>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{(1+2n_0)} A_g(0, -v_0) = (-1)^{n_0} i A_g(0, -v_0)$$
 이고,

<157> 만약, $m-m_0 = -1$ 이면,

<158>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{-(1+2n_0)} A_g(0, v_0) = -(-1)^{n_0} i A_g(0, v_0)$$
 이다.

<159> 3.2 시간 이동된 반송파만에 의한 간섭

<160> 이하에서는, 동일한 주파수에서 전송된 제1 링의 반송파로 인한 임의의 반송파에 영향을 주는 고유 간섭을 고려하되, 상기 임의의 반송파는 상기 고려된 반송파에 대하여 시간 이동된 반송파이다.

<161> 이 경우, $m=m_0$ 이고,

<162>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{n-n_0} A_g((n_0-n)\tau_0, 0)$$

<163> 그런데, 이는 $n-n_0$ 의 차이값에 따라 두 가지 경우로 구현될 수 있다. 즉,

<164> 만약, $n-n_0 = 1$ 이면,

<165>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i A_g(-\tau_0, 0)$$
 이고,

<166> 만약, $n-n_0 = -1$ 이면,

<167>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = -i A_g(\tau_0, 0)$$
 이다.

<168> 따라서, 상기 관계식으로부터, 상기 반송파 (m_0, n_0) 상에서 시간 이동된 반송파만 또는 주파수 이동된 반송파만에 의한 간섭의 제거는 상기 관계식과 같이 유도될 수 있다.

<169>
$$a_1(a_{m_0-1, n_0} - a_{m_0+1, n_0})(-1)^{n_0} + a_2(a_{m_0, n_0-1} - a_{m_0, n_0+1}) = 0 \quad (V)$$

<170> 여기서, $a_1 = Ag(0, v_0) = Ag(0, -v_0)$,

<171> $a_2 = Ag(\tau_0, 0) = Ag(-\tau_0, 0)$ 이며,

<172> $a_{m,n} \in R$ 는 상기 반송파 (m, n) 상에 전송된 심볼이다.

<173> 상기에서 설명한 $g(t)$ 의 특징과는 달리, α 로 표시된 원형 함수에 대하여 $\alpha_1 = \alpha_2$ 가 된다고 가정한다. 이는 특히 요타 원형 함수인 경우이다. 상기 방정식 (V)는 하기와 같이 나타낼 수 있다.

<174>
$$(a_{m_0-1,n_0} - a_{m_0+1,n_0})(-1)^{n_0} + a_{m_0,n_0-1} - a_{m_0,n_0+1} = 0 \quad (VI)$$

<175> 여기서, 상기 방정식 (VI)는 상기 n_0 의 값에 의존하기 때문에, 상기 n_0 가 짝수 패리티 값인지 또는 홀수 패리티 값인지에 따라 두 가지 구별되는 방정식을 얻을 수 있음을 주의해야 한다.

<176> 3.3 시간 이동된 반송파 및 주파수 이동된 반송파에 의한 간섭

<177> 이 경우는 제1 링내의 간섭을 제거하고자 하는 반송파의 위치에 따라 네 가지로 구별된다. 즉,

<178> 만약, $m-m_0 = 1$ 및 $n-n_0 = 1$ 인 경우,

<179>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{1+1+2n_0+1} A_g(-\tau_0, -\nu_0) = -(-1)^{n_0} i A_g(-\tau_0, -\nu_0)$$

<180> 만약, $m-m_0 = 1$ 및 $n-n_0 = -1$ 인 경우,

<181>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{2n_0-1} A_g(\tau_0, -\nu_0) = -(-1)^{n_0} i A_g(\tau_0, -\nu_0)$$

<182> 만약, $m-m_0 = -1$ 및 $n-n_0 = 1$ 인 경우,

<183>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{-2n_0-1} A_g(-\tau_0, \nu_0) = -(-1)^{n_0} i A_g(-\tau_0, \nu_0)$$

<184> 만약, $m-m_0 = -1$ 및 $n-n_0 = -1$ 인 경우,

<185>
$$\langle g_{m,n} | g_{m_0,n_0} \rangle = i^{-2n_0-1} A_g(\tau_0, \nu_0) = -(-1)^{n_0} i A_g(\tau_0, \nu_0)$$

<186> 나아가, 상기한 $g(t)$ 의 특성은,

<187>
$$A_g(\tau_0, \nu_0) = A_g(-\tau_0, \nu_0) = A_g(-\tau_0, -\nu_0) = A_g(\tau_0, -\nu_0)$$
 를 포함하는데, 이를 참조부호 β 라 한다.

<188> 상기 식으로부터, 시간 이동된 반송파 및 주파수 이동된 반송파에 의한 간섭의 제거는 하기 관계식으로 유도될 수 있다.

<189>
$$(a_{m_0-1,n_0-1} + a_{m_0+1,n_0+1} + a_{m_0+1,n_0-1} + a_{m_0-1,n_0+1})(-1)^{n_0} = 0 \quad (VII)$$

<190> 상기 방정식이 비록 n_0 값에 의존하지만, 상기 간섭은 $a_{m,n}$ 값을 하기와 같이 선택함으로써 항상 제거될 수 있다.

<191>
$$a_{m_0-1,n_0-1} + a_{m_0+1,n_0+1} + a_{m_0+1,n_0-1} + a_{m_0-1,n_0+1} = 0 \quad (VIII)$$

<192> 따라서, 어떠한 심볼의 위치에서도 즉, n_0 가 어떠한 값이더라도 상기 제1 링의 데이터 요소를 통합함으로써 하나의 관계식이 얻어진다.

<193> 상기 방정식으로부터, C_{m_0,n_0} 를 제거하기 위한 필요조건 및 충분조건인 하기 식이 유도된다.

<194>
$$\alpha(a_{m_0+1,n_0} - a_{m_0-1,n_0}) + (-1)^{n_0}(a_{m_0,n_0+1} - a_{m_0,n_0-1})$$

<195>
$$\beta(a_{m_0+1,n_0+1} + a_{m_0-1,n_0+1} + a_{m_0+1,n_0-1} + a_{m_0-1,n_0-1}) = 0 \quad (IX)$$

<196> 4. 실질적인(realistic) 채널의 경우에서의 고유 간섭(ISI)

<197> 이하에서, 실질적인(realistic) 채널의 경우에서의 고유 간섭을 제거하기 위한 제1 링의 반송파의 데이터 요소가 따르게 되는 제약을 설정한다.

<198> 실질적인 채널의 경우, 상기 반송파 (m_0, n_0) 상의 고유 간섭(ISI)에 대한 상기한 주어진 채널의 동작설계는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

<199>
$$I_{m_0, n_0}^{realistic} = \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} H_{m,n} \int g_{m,n}(t) g_{m_0, n_0}^*(t)$$

<200> 따라서, 상기 실질적인 경우에서의 제1 링에 의한 상기 고유 간섭은 다음과 같다.

<201>
$$C_{m_0, n_0}^{realistic} = \sum_{(m,n) \in ring_{m_0, n_0}} a_{m,n} H_{m,n} i^{(m-m_0)+(n-n_0)+(m-m_0)(n-n_0)} A_g((n_0-n)\tau_0, (m_0-m)v_0)$$

<202> 상기 고유 간섭 요소를 간단히 제거하기 위하여, 상기 채널은 상기 제1 링에 대해 고정된 것으로 고려된다고 가정한다. 이로써, 상기 고유 간섭은 다음과 같이 표현될 수 있다.

<203>
$$C_{m_0, n_0}^{realistic} \approx H_{m_0, n_0} \underbrace{\sum_{(m,n) \in ring_{m_0, n_0}} a_{m,n} i^{(m-m_0)+(n-n_0)+(m-m_0)(n-n_0)} A_g((n_0-n)\tau_0, (m_0-m)v_0)}_{C_{m_0, n_0}}$$

<204> 따라서,

<205>
$$\int r(t) g_{m_0, n_0}^*(t) \approx H_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0} + H_{m_0, n_0} \underbrace{C_{m_0, n_0}}_{\text{0가 되게 한다}} + D_{m_0, n_0}^{realistic} \quad (X)$$

<206> 변조의 파라미터를 적절히 선택함으로써 실제적으로 만들어지는 본 발명에 따른 상기 가정은, 이상적 채널(ideal channel)의 경우에서와 같이 동일한 요인 (C_{m_0, n_0}) 을 제거할 수 있도록 한다.

<207> 7. 통합 OFDM/OQAM 심볼상의 고유 간섭을 제한하는 동작 설계

<208> 본 발명은 전체 OFDM/OQAM 심볼상의 고유 간섭의 주요부분에 대한 제거를 가능하게 하는 특정 프리엠프의 개념을 기초로 하며, 또한 상기 프리엠프로부터 발생하는 전송될 페이로드 정보의 설계를 기초로 한다고 할 수 있다. 그래서, 기준 심볼로 구성되는 상기 특정 프리엠프는 채널을 추정하는데 사용될 수 있다. 각 반송파상에 수신된 값을 상기 공지된 송신 값으로 간단히 나눔으로써, 상기 전송 채널의 만족스러운 추정정도를 나타내는 계수 $H_{n,k}$ 를 찾을 수 있다.

<209> 기준 심볼에 의한 이런 종류의 채널 추정을 실행하기 위하여, 상기 채널은 전 프레임상에서 거의 불변일 것으로 여겨진다고 할 수 있다.

<210> 7.1 프리엠프

<211> 도 2 및 도 3을 참조하면, 주어진 반송파에 속하는 제1 및 제2 링을 제거하는데 사용되는 프리엠프의 특정 구조가 설명된다. 보다 상세하게는, 도 2 (및 도 3)은 중앙 심볼 n_0 의 지수의 짝수 패리티 값(홀수 패리티 값)에 대해 프리엠프에서 실행되는 규칙적인 패턴을 제공한다.

- <212> 7.1.1. 제1 링으로 인한 ISI의 제거
- <213> 심볼 지수 n_0 의 경우, $\forall m \in \{0, \dots, M-1\}$ 에 대해 $C_{m,m_0} = 0$ 인 것이 요구된다. 즉, 상기 중앙 심볼의 모든 반송파의 경우, 반송파들의 제1 링에 의한 고유 간섭이 0(zero)임이 요구된다. 이를 위해, $m=0 \dots M-1$ 인 (m_0, n_0) 에 대하여, 가능한 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치하며, 반송파의 임의의 완전한 링을 규정하는 것이 불가능한 기준 반송파는 제외하고, 상기 관계식 (IV) 및 (VI)이 증명된다는 것을 보장하는 패턴이 결정된다. 여기서, 상기 M은 상기 신호의 기준 심볼의 반송파 개수이다.
- <214> 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 상기 반송파의 문제점에 대한 해결책을 제공하기 위하여, 제1 선택적 실시형태에 따르면, 0부터 M-1까지의 반송파, 즉 M개의 반송파를 포함하는 기준 심볼 및 1부터 M-2까지의 반송파만, 즉 M-2개의 반송파만을 포함하는 페이로드 심볼을 전송하도록 구현되었다. 이로써, 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 각각 위치한 두 개의 추가된 변조 반송파는 상기 기준 반송파 지수 1 및 M-2의 제1 링을 완성할 수 있게 된다. 따라서, 상기 지수에 대하여 상기 방정식 (IV) 및 (VI)를 증명할 수 있다. 물론, 상기 제1 선택적 실시형태가 상기 변조된 반송파에, 예를 들어, 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 제로(zero) 반송파가 없는 경우에 적용될 수 있음을 주의해야 한다.
- <215> 또한, 상기 제1 선택적 실시형태는 수신시에 실행되어 상기 신호의 대역통과 필터링의 성능을 향상시킨다. 사실, 상기 제1 선택적 실시형태에 따라 실행되는 상기 대역통과 필터의 폭은 기준 심볼 또는 기준 심볼들의 주파수 폭에 의해 결정된다. 이때, 상기 주파수 폭은 상기 페이로드 심볼의 주파수 폭보다 크며, 그래서 상기 페이로드 데이터의 더 나은 보호가 가능하게 된다.
- <216> 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치하는 기준 반송파의 문제를 보상하기 위해 사용되는 제2 선택적 실시형태는 기준 심볼 및 페이로드 심볼을 전송하는데 있으며, 또한, 채널을 추정하는 동안 가능한 효과적으로 0 및 M-1의 지수를 갖는 계수를 얻기 위해 상기 채널의 전달함수의 계수를 추정하기 위한 외삽법을 실행하는데 있다.
- <217> 비록 상기 두 선택적 실시형태가 양립할 수 없는 것은 아니지만, 일반적으로 상기 두 방법 중 어느 것이든 하나에 우선순위가 주어진다.
- <218> 도 2 및 도 3에 도시된 본 발명에 따른 특정한 실시형태에서, 그 신호의 견고성을 위해 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 신호를 사용하도록 선택된다. 상기 QPSK 심볼의 실수부 및 허수부는 $\pm\sqrt{e}$ 값을 가질 수 있다. 이때, 상기 e는 각 반송파상에 전송되는 상기 심볼의 에너지이다. 물론, 본 발명에 적당한 다른 형태의 신호를 사용하도록 선택하는 것도 가능하다.
- <219> OFDM/OQAM 심볼상의 제1 링에 의한 간섭을 제거하기 위해, 본 발명에서는 선행 심볼 및 후행 심볼을 고려할 필요가 있다. 따라서, 프리앰블(21)(및 31)이 선택된다. 도 2에(및 도3에 각각)에 도시된 바와 같이, 상기 프리앰블(21)(및 31)은 세 개의 심볼 OFDM/OQAM (211,212,213)(및 311,312,313, 각각)에 의해 형성된다. 이어, 상기 전송 채널이 상기 제1 반송파 링에 제약이 된다는 것을 보장함에 있어, 상기 선행 심볼(211)(및 311, 각각) 및 후행 심볼(213)(및 312, 각각)로 구성되는 상기 프리앰블의 중앙 심볼(212)(및 312, 각각)상에서 상기 관계식 (VI) 및 (VIII)의 제거를 체크한다.
- <220> 도 2 및 도 3에 도시된 특정한 실시형태에 의하면, 상기 중앙 심볼(212)(및 312, 각각) 지수 n_0 는 그 데이터 요소가 $+\sqrt{e}$ 인 두 반송파 및 그 데이터 요소가 $-\sqrt{e}$ 인 두 반송파의 선택을 포함한다는 것을 주의해야 한다.
- <221> 짝수 패리티 중앙 심볼(212) 지수 n_0 의 경우, 상기 선행 심볼(212)(및 상기 후행심볼(213), 각각)은 상기 주파수 영역에서 상기 반송파를 좌측으로 한 단계(또는 우측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 상기 중앙 심볼(212)로부터 얻어진다.
- <222> 홀수 패리티 중앙 심볼(312) 지수 n_0 의 경우, 상기 선행 심볼(311)(및 상기 후행 심볼(313), 각각)은 상기 주파수 영역에서 상기 반송파를 우측으로 한 단계(또는 좌측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 상기 중앙 심볼(312)로부터 얻어진다.
- <223> 7.1.2. 제1의 두 링으로 인한 ISI의 제거

<224> 원형 함수 $g(t)$ 는 실수 및 짝수인 것으로, 또한 $Ag(2n\tau_0, 2mv_0) = \delta_{m,0} \cdot \delta_{n,0}$ 인 것으로 가정한다.

<225> 이로써, 도 2 및 도 3에 도시된 패턴으로 5개의 연속적인 심볼들로 구성된 프리엠블(22)(또는 32, 각각)을 고려하고, 상기 5개의 심볼상에서 상기 채널이 불변이라고 가정함으로써, 상기 중앙 심볼(212)(및 312, 각각)상의 상기 두 번째 링으로 인한 고유 간섭(ISI)도 역시 제거되는 것으로 나타낼 수 있다.

<226> $C_{m_0, n_0}^{1\&2}$ 를 상기 제1 두개의 링에 대응하는 ISI를 나타낸다고 한다.

<227> $Ring_{m_0, n_0}^{1\&2} = \{(m-m_0), (n-n_0) \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}^2 \text{ 및 } (m, n) \neq (m_0, n_0) \text{ 가 되도록 하는 } (m, n)\}$ 일 때,

<228>
$$C_{m_0, n_0}^{1\&2} = \sum_{(m, n) \in Ring_{m_0, n_0}^{1\&2}} \alpha_{m_0, n_0} i^{(m-m_0)+(n-n_0)+(m-m_0)(n-n_0)} A_g((n_0-n)\tau_0, (m_0-m)v_0) = 0$$

<229> 여기서, $m_0 \in [0, M-1]$ 이며, 이때, 가능한 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 상기 기준 반송파, 즉 반송파 지수 0 및 M-1에 대한 반송파는 제외된다.

<230> 상기한 바와 같이, 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 상기 반송파의 문제점을 보상하기 위하여는, 상기 채널을 추정하는 동안 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치한 반송파와 관련된 0, 1, M-2 및 M-1 지수의 계수를 최적의 가능성으로 결정하도록, 상기 채널의 전달함수의 계수를 추정하기 외삽법을 실행할 수 있다.

<231> 또한, 상기 페이로드 심볼보다 많은 반송파를 포함하는 상기 기준 심볼의 전송을 구현하는 것도 가능하다. 예를 들어, 0부터 M-1 지수의 반송파 즉, M개의 반송파를 포함하는 기준 심볼 및 2부터 M-3 지수의 반송파 즉, M-4개의 반송파를 포함하는 페이로드 심볼을 구성할 수 있다. 이와 같은 방법으로, 2 및 M-3 지수의 기준 반송파의 상기 제1 및 제2 링이 완성된다는 것이 보장된다.

<232> 비록 상기 두 방법이 양립할 수 없는 것은 아니지만, 상기 신호의 스펙트럼의 끝단에 위치하는 상기 기준 반송파의 문제점을 해결하기 위하여 일반적으로 이들 두 선택적인 실시형태 중 어느 것이든 하나에 우선순위가 주어진다.

<233> 짝수 패리티 값(및 홀수 패리티 값, 각각)으로서 중앙 심볼(212)(및 312, 각각) 지수 n_0 에 대해, 다섯 개의 심볼(211 내지 215)(및 311 내지 315, 각각)에 의해 형성된 프리엠블(22)(및 32, 각각)의 구조가 도 2(및 도 3, 각각)에 도시되어 있다.

<234> 상기 프리엠블(22)은 제1 링으로 인한 간섭의 제거에 대응하는 프리엠블(21) 및 두 심볼(214, 215)로 구성된다. 상기 심볼(214)(및 215, 각각)은, 상기 중앙 심볼(212)의 지수 n_0 이 짝수 패리티 값일 때, 상기 주파수 영역에서 상기 반송파를 좌측으로 한 단계(또는 우측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 상기 선행 심볼(211)(및 상기 후행 심볼(213), 각각)로부터 얻어진다.

<235> 이와 유사하게, 상기 프리엠블(32)은 상기 제1 링으로 인한 간섭의 제거에 대응하는 프리엠블(31) 및 두 심볼(314, 315)로 구성된다. 상기 심볼(314)(및 315, 각각)은 상기 중앙 심볼(312)의 지수 n_0 가 홀수 패리티 값일 때, 상기 주파수 영역에서 상기 반송파를 우측으로 한 단계(또는 좌측으로 한 단계, 각각) 이동시킴으로써 상기 선행 심볼(311)(및 상기 후행 심볼(313), 각각)로부터 얻어진다.

<236> 7.2. 프레임(Framing)

<237> OFDM/OQAM 타입의 변조를 수행하는 전송 및 방송 시스템의 경우, 상기한 특정 채널 추정으로부터 얻어지는 프레임(framing)(하이퍼랜/2 표준에 따르면 상기 프레임은 "버스트(burst)"라고 한다)은 이하를 포함한다.

<238> - 채널 추정에 사용되는 부분이 도 2 및 도 3에 도시된 하나와 유사한 구조를 갖는 프리엠블;

<239> - 페이로드 정보를 운반하는 일련의 OFDM/OQAM 심볼에 의해 형성된 페이드 정보(여기서, "페이로드"는 하이퍼랜/2 표준에서 사용되는 용어이다)에 사용되는 부분. 이 경우, 데이터의 복구가 상기 프리엠블에서 만들어진 채널의 추정을 이용한다.

<240> 분명히, 프레임의 전체 길이는 상기 프레임 상에서 채널이 불변하다는 가설에 따르도록 선택되어 질 것이다.

산업상 이용 가능성

<241> 본 발명은 신호의 전송도중 상기 신호에 영향을 주는 심볼간 간섭의 나쁜 영향을 줄일 수 있도록 하는 다중 반송파 신호의 프레임링(framing)에 대한 접근에 완전한 신규성 및 독창성이 있다. 본 발명은 OFDM 심볼의 프레임의 기준 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거하기 위한 획기적인 기술을 제안한다. 이 기술은 그러한 기준 심볼의 데이터 요소 중 적어도 하나의 값에 대한 제약을 부과하는 것을 포함한다.

<242> 본 발명의 바람직한 실시형태에 따르면, 상기 신호는 OFDM/OQAM 타입의 신호이다. 특히, 기준 심볼에 의한 채널 추정치의 향상을 위하여, OFDM/OQAM 타입의 신호에 영향을 주는 고유의 심볼간 및/또는 반송파간 간섭을 줄이는데 특별한 주의가 요구된다. 상기에서 설명한 바와 같이, 상기와 같은 채널 추정 기술은 일반적으로 OFDM/QAM 타입의 신호에 일반적으로 사용되고 있지만, 평행 이동 요소에 적용가능한 직교만이 실수 개념에서 직교가 되는 실수 타입의 변조의 경우에는 매우 어렵게 되어 있다. 따라서, 상기 타입의 다중 반송파 신호에 대한 채널 추정 시도 및 향상시킬 특별한 가치가 있다.

< 부 록 1>

<244> 앰비규어티 함수(AMBIGUITY FUNCTION)에 대한 조언

<245> 1. 정의

<246> 함수 $x(t)$ 및 그의 푸리에 변환 $X(f)$ 가 있다고 한다. 상기 함수의 일시적인 신호 및 주파수 신호는 상기 함수와 관련될 수 있다. 이들은 각각 하기와 같이 정의된다.

<247>
$$\gamma_x = x(t+\tau/2) x^*(t-\tau/2)$$

<248>
$$\Gamma_x(f, \nu) = X(f+\nu/2) X^*(f-\nu/2)$$

<249> 이어, x 에 대한 와그너빌(Wigner-Ville) 변환함수 및 앰비규어티 함수는 하기와 같이 주어진다.

<250>
$$W_x(t, f) = \int \gamma_x(t, \tau) e^{-2i\pi f \tau} d\tau$$

<251>
$$A_x(\tau, \nu) = \int \gamma_x(t, \tau) e^{-2i\pi f t} dt = \int \Gamma_x e^{2i\pi f t} df$$

<252> 2. 상기 앰비규어티 함수의 좌우대칭의 특징

<253> 함수 $x(t)$ 가 있다고 한다. x^- 및 \tilde{x} 는 각각 하기와 같이 정의되는 함수를 나타낼 것이다.

<254>
$$x^-(t) = x(-t)$$

<255>
$$\tilde{x}(t) = x^*(-t)$$

<256> 따라서, 하기와 같은 관계식이 구해진다.

$$A_x(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi\nu t} x(t+\tau/2) x^*(t-\tau/2) dt$$

<257> 또는 $u = -t$ 로 두면,

$$A_x(\tau, \nu) = \int e^{2i\pi\nu t} x(-u+\tau/2) x^*(-u-\tau/2) du$$

<258>

$$= \int e^{2i\pi\nu t} x(u-\tau/2) x^*(u+\tau/2) du = A_x^*(\tau, \nu)$$

<259>

<260> 보다 상세하게는, 만약 함수 x 가 짝수 패리티 값이라면, 즉 $x = x^-$ 이라면, 상기 함수의 앰비규어터 함수는 실수라는 결론이 상기 식으로부터 얻어진다. 나아가, 하기 관계식이 구해질 수 있다.

$$A_x^*(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi\nu t} x^*(u+\tau/2) x(u-\tau/2) du = A_x(-\tau, \nu)$$

<261>

<262> 상기 두 관계식을 결합하면, 하기와 같은 식이 구해진다.

$$A_x \sim (\tau, \nu) = A_x(\tau, -\nu)$$

<263>

<264> 3. 앰비규어터 함수 및 푸리에 변환

<265> 앰비규어터 함수의 정의를 다시 쓰면, 하기와 같다.

$$A_x(\tau, \nu) = \int \Gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi f t} df = \int \gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi f t} df = A_x(\nu, -\tau)$$

<266>

<267> 이는 다시, $A_x(\tau, \nu) = A_x(-\nu, \tau)$ 로 쓸 수 있다.

<268> 4. 앰비규어터 함수 및 주파수

<269> 임의의 원형함수 $x(t)$ 의 평행 이동 함수를 고려하면, 하기와 같다.

$$x_k = e^{i\phi_k} e^{2i\pi\nu_k t} x(t-\tau_k)$$

<270>

<271> 관련 앰비규어터 함수는 하기와 같다.

$$A_{xk}(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi\nu t} e^{i\phi_k} e^{2i\pi\nu_k(t+\tau/2)} x(t-\tau_k+\tau/2) e^{-i\phi_k} e^{-2i\pi\nu_k} x^*(t-\tau_k-\tau/2) dt$$

<272>

$$= \int e^{-2i\pi\nu t} e^{2i\pi\nu_k\tau} x(t-\tau_k+\tau/2) x^*(t-\tau_k-\tau/2) dt$$

<273>

<274> 여기서, $u = t - \tau_k$ 라 두면,

$$A_{xk}(\tau, \nu) = e^{2i\pi(\nu_k\tau-\nu\tau_k)} \int e^{-2i\pi\nu t} x(u+\tau/2) x^*(u-\tau/2) du = e^{2i\pi(\nu_k\tau-\nu\tau_k)} A_x(\tau, \nu)$$

<275>

<276> 5. 직교 및 엠비규어터 함수

<277> 일반적인 경우,

<278> 동일한 함수 $x(t)$ 에 대한 두 개의 평행 이동 함수를 고려하면,

<279>
$$x_k = e^{i\phi_k} e^{2i\pi v_k t} x(t - \tau_k)$$

<280>
$$x_{k'} = e^{i\phi_{k'}} e^{2i\pi v_{k'} t} x(t - \tau_{k'})$$

<281> 상기 두 함수의 스칼라 곱은 하기와 같다.

<282>
$$\langle x_k | x_{k'} \rangle = e^{i(\phi_k - \phi_{k'})} \int e^{2i\pi(v_k - v_{k'})t} x(t - \tau_k) x^*(t - \tau_{k'}) dt$$

<283> 여기서, $u = t - (\tau_k + \tau_{k'})/2$ 라 두면,

<284>
$$\langle x_k | x_{k'} \rangle = e^{i(\phi_k - \phi_{k'})} e^{2i\pi(v_k - v_{k'})(\tau_k + \tau_{k'})/2} \int e^{2i\pi(v_k - v_{k'})u} x(u + (\tau_k - \tau_{k'})/2) x^*(u - (\tau_k - \tau_{k'})/2) du$$

<285>
$$= e^{i(\phi_k - \phi_{k'})} e^{2i\pi(v_k - v_{k'})(\tau_k + \tau_{k'})/2} A_x(\tau_{k'} - \tau_k, v_{k'} - v_k)$$

도면의 간단한 설명

<110> 본 발명의 다른 특징 및 장점은 첨부한 도면 및 이에 제한되지 않는 하기 설명되는 바람직한 실시형태에서 보다 명확하게 드러날 것이다.

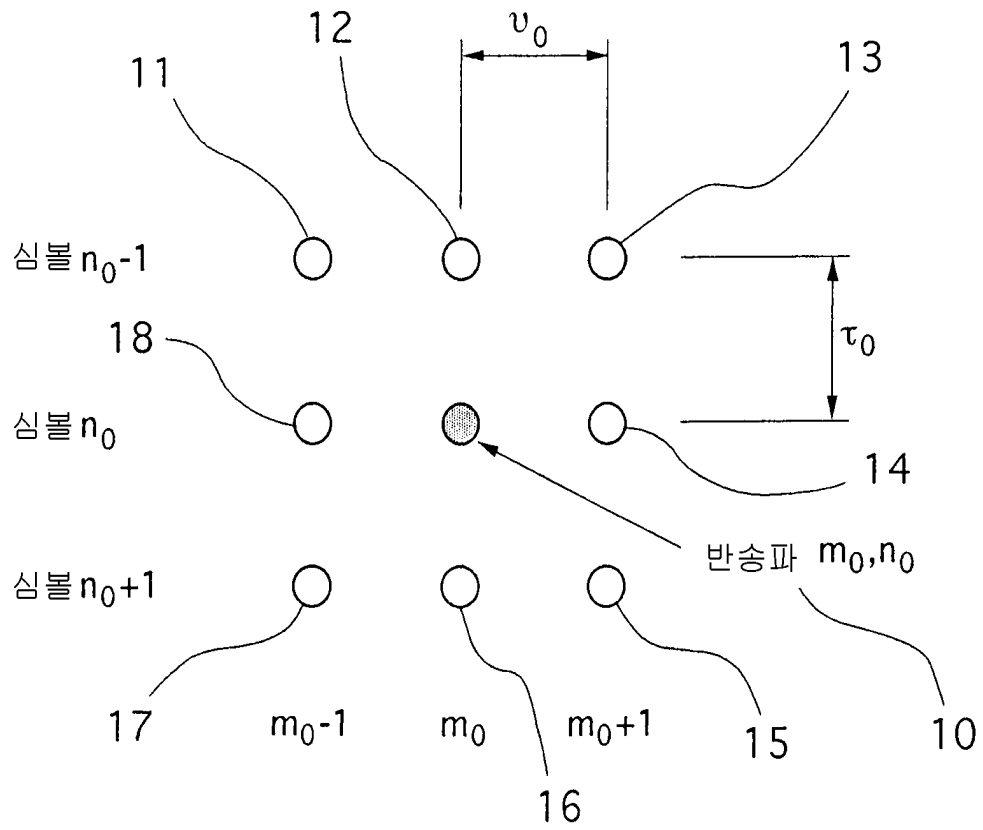
<111> 도 1은 본 발명에 따라 실행된 다중 반송파 신호의 주어진 반송파와 관련한 제1 링을 규정하는 도면이다.

<112> 도 2는 도 1에서 특히 제1 링으로 인한 짝수 패리티 지수 n_0 를 갖는 중앙 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거하는, OFDM/OQAM 심볼의 프레임의 프리엠블에 대한 예시적인 구조를 보이는 도면이다.

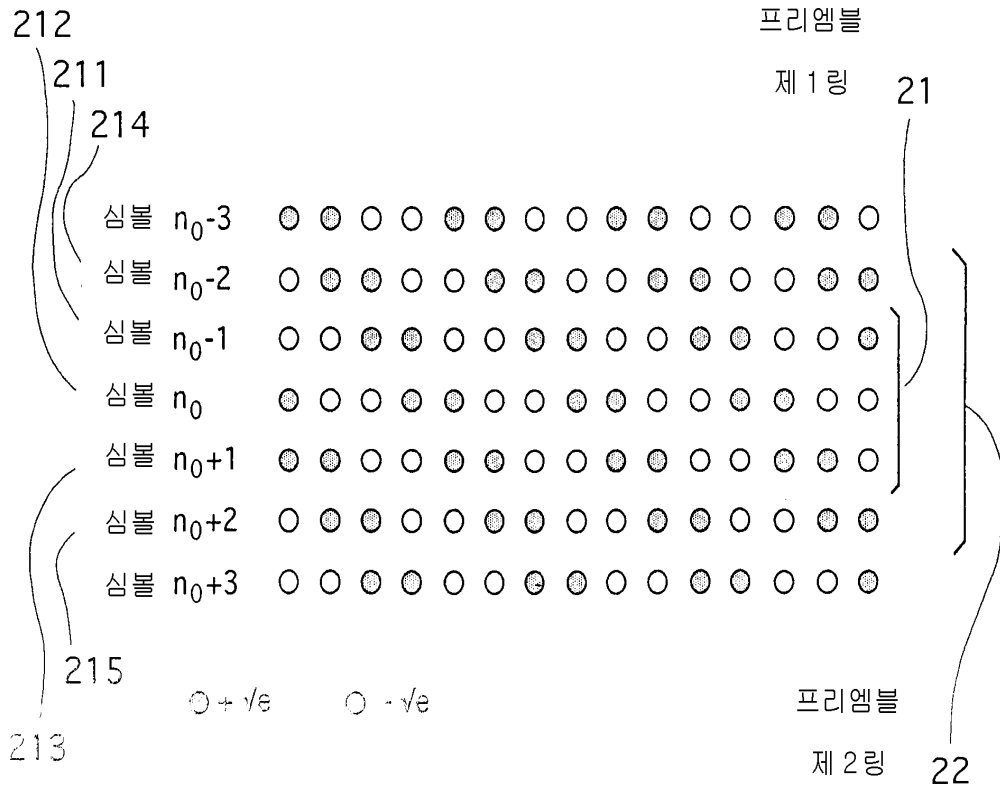
<113> 도 3은 홀수 패리티 지수 n_0 를 갖는 상기 중앙 심볼에 영향을 주는 고유 간섭을 제거하는, OFDM/OQAM 심볼의 프레임의 프리엠블에 대한 예시적인 구조를 보이는 도면이다.

도면

도면1



도면2



도면3

