



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2015-0143645
(43) 공개일자 2015년12월23일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/233 (2006.01) H04L 27/00 (2006.01)</p> <p>(52) CPC특허분류
H04L 27/2334 (2013.01)
H04L 27/2332 (2013.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2015-7032274</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2014년04월09일
심사청구일자 없음</p> <p>(85) 번역문제출일자 2015년11월11일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/GB2014/051098</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2014/167318
국제공개일자 2014년10월16일</p> <p>(30) 우선권주장
1306694.9 2013년04월12일 영국(GB)</p> | <p>(71) 출원인
노르딕 세미컨덕터 에이에스에이
노르웨이 엔-7004 트론드헤임 오토 니엘센스 베그 12</p> <p>(72) 발명자
비홀룬드 스베레
노르웨이 엔-7026 트론드헤임 리타베겐 10
울센 에이빈드 스조그렌
노르웨이 엔-7000 트론드헤임 헤르만 크래그스 브 이 18-13</p> <p>(74) 대리인
제일특허법인</p> |
|--|--|

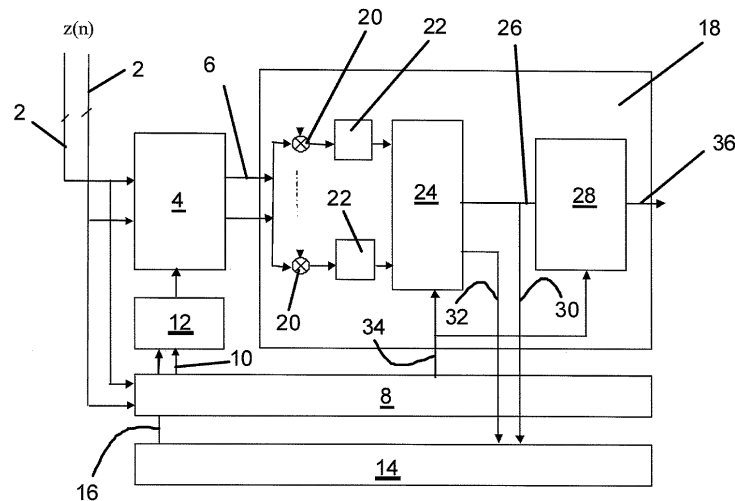
전체 청구항 수 : 총 40 항

(54) 발명의 명칭 주파수 오프셋 수정 및 정합 필터 뱅크 디코딩을 사용하는 CPFSK 수신기

(57) 요약

연속 위상 주파수 편이 변조(CPFSK)를 사용하여 변조되는 무선 신호를 수신하도록 적응되는 디지털 무선 수신기. 수신기는 무선 신호(2)를 수신하기 위한 수단, 수신된 무선 신호의 캐리어 주파수와 공칭 캐리어 주파수 사이의 주파수 오프셋을 추정하도록 정렬되는 상관기(8), 주파수 오프셋(4)을 수정하기 위한 수단 및 주파수 수정된 무선 신호(6)로부터 비트 시퀀스(36)를 결정하기 위한, 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터(20, 22)를 포함하는 정합 필터(MFB)를 포함한다.

대표도



(52) CPC특허분류

H04L 2027/003 (2013.01)
H04L 2027/0057 (2013.01)
H04L 2027/0065 (2013.01)
H04L 2027/0085 (2013.01)
H04L 2027/0095 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

연속 위상 주파수 편이 변조(continuous phase frequency shift keying)를 사용하여 변조되는 무선 신호를 수신하도록 구성되는 디지털 무선 수신기로서,

캐리어 주파수를 갖는 아날로그 무선 신호를 수신하기 위한 수단과,

상기 캐리어 주파수와 공칭 캐리어 주파수 사이의 주파수 오프셋을 추정하도록 구성되는 상관기(a correlator)와,

상기 주파수 오프셋을 수정하기 위한 수단과,

상기 아날로그 무선 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하기 위한 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크(matched filter bank; MFB)를 포함하는

디지털 무선 수신기.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 상관기는 조인트 프레임 및 주파수 오프셋 데이터 지원 추정기(Joint Frame and Frequency offset data-aided estimator)인

디지털 무선 수신기.

청구항 3

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 캐리어 신호에서 주파수 드리프트를 추정하도록 구성되는 모듈을 포함하는

디지털 무선 수신기.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 모듈은, 상기 MFB의 주어진 필터가 정합 필터인 경우에 상기 주어진 필터에 의해 결정되는 위상을, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재하는 한 기간 이후의 후속 정합의 경우에 결정되는 위상과 비교하는 것에 의해, 상기 주파수 드리프트를 추정하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

필터가 정합되고, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재할 때마다, 주파수 드리프트 추정을 행

하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 6

제 4 항 또는 제 5 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

필터가 정합될 때마다 타임스탬프와 함께 상기 위상을 기록하고,

상기 필터가 정합되는 다음 번에, 이전 정합 이후 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 식별되었는지의 여부를 보기 위해 체크를 수행하도록 정렬되는

디지털 무선 수신기.

청구항 7

제 4 항 내지 제 6 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는 상기 기간이 임계 시간을 초과하면 상기 주파수 드리프트를 추정하지 않도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 8

제 3 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는 상기 드리프트의 추정치에 기초하여 상기 캐리어 주파수에 대한 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는 상기 드리프트의 추정치가 사전결정된 최소치를 초과하는 경우 및/또는 사전결정된 최대치 미만인 경우에만 상기 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 10

제 8 항 또는 제 9 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

최종 수정이 적용된 이후 사전정의된 최소 시간이 경과한 경우에만 상기 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 11

제 1 항 내지 제 10 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

비트 결정을 행하기 위해 각각의 비트의 K 개의 가장 최근의 비트 관측치를 사용하도록 구성되며, K 는 필터당 비트의 수인

디지털 무선 수신기.

청구항 12

캐리어 주파수를 가지며 연속 위상 주파수 편이 변조를 사용하여 변조되는 무선 신호를 수신하도록 구성되는 디지털 무선 수신기로서,

상기 무선 신호를 수신하기 위한 수단과,

상기 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하기 위한 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크(MFB)를 포함하고,

상기 디지털 무선 수신기는 상기 필터 중 하나의 필터가 비트 패턴에 정합되는 제1 경우(a first occasion)에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터 중 상기 하나의 필터로부터 획득하고, 상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제2 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터로부터 획득하고, 상기 제1 경우 및 상기 제2 경우 사이의 상기 비트 시퀀스가 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트를 포함하면, 상기 제1 경우에 결정되는 상기 위상과 상기 제2 경우에 결정되는 상기 위상 사이의 위상에서의 차이를 사용하여 상기 캐리어 주파수의 주파수 드리프트를 추정하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

필터가 정합되고, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재할 때마다, 주파수 드리프트 추정을 행하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 14

제 12 항 또는 제 13 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

필터가 정합될 때마다 타임스탬프와 함께 상기 위상을 기록하고,

상기 필터가 정합되는 다음 번에, 이전 정합 이후 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 식별되었는지의 여부를 보기 위해 체크를 수행하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 15

제 12 항 내지 제 14 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

상기 기간이 임계 시간을 초과하면 상기 주파수 드리프트를 추정하지 않도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 16

제 12 항 내지 제 15 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

상기 드리프트의 추정치에 기초하여 상기 캐리어 주파수에 대한 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 17

제 16 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

상기 드리프트의 추정치가 사전결정된 최소치를 초과하는 경우 및/또는 사전결정된 최대치 미만인 경우에만 상기 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 18

제 16 항 또는 제 17 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

최종 수정이 적용된 이후 사전정의된 최소 시간이 경과한 경우에만 상기 수정을 적용하도록 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 19

제 12 항 내지 제 18 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

비트 결정을 행하기 위해 각각의 비트의 K 개의 가장 최근의 비트 관측치를 사용하도록 구성되며, K 는 필터당 비트의 수인

디지털 무선 수신기.

청구항 20

복수의 비트 기간을 구비하는 디지털로 인코딩된 무선 신호를 수신하도록 구성되는 디지털 무선 수신기로서,

상기 수신기는 각각의 비트 기간 동안:

i) 정합 필터 - 상기 필터는 K 비트의 길이를 가짐 - 의 뱅크를 상기 신호에 적용하고,

ii) 상기 정합 필터 중 어떤 정합 필터가, 상기 비트 기간 및 이전의 $K-1$ 개의 비트 기간 동안 상기 신호에 대해 최상의 정합을 부여하는지를 결정하고 기록하도록 구성되고,

상기 디지털 무선 수신기는 K (K 는 홀수)개의 정합 필터 또는 $K-1$ (K 는 짝수)개의 필터의 대다수에 의해 나타내어지는 비트 값을 기초로 출력 비트 값을 결정하도록 더 구성되는

디지털 무선 수신기.

청구항 21

제 20 항에 있어서,

상기 디지털 무선 수신기는,

관련 비트 기간을 커버하는 K 개의 기록된 인덱스로부터 직접적으로 상기 출력 비트를 결정하도록 구성되는
디지털 무선 수신기.

청구항 22

연속 위상 주파수 편이 변조를 사용하여 변조되는 무선 신호를 디코딩하는 방법으로서,

캐리어 주파수를 갖는 아날로그 무선 신호를 수신하는 단계와,

상기 캐리어 주파수와 공칭 캐리어 주파수 사이의 주파수 오프셋을 추정하기 위해 상관을 사용하는 단계와,

상기 주파수 오프셋을 수정하는 단계와,

상기 아날로그 무선 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하기 위해 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를
포함하는 정합 필터 뱅크(MFB)를 사용하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 23

제 22 항에 있어서,

상기 상관은 조인트 프레임 및 주파수 오프셋 데이터 지원 추정기인

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 24

제 22 항 또는 제 23 항에 있어서,

상기 캐리어 신호에서 주파수 드리프트를 추정하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

상기 MFB의 주어진 필터가 정합 필터인 경우에 상기 주어진 필터에 의해 결정되는 위상을, 수신되는 동일한 수
의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재하는 한 기간 이후의 후속 정합의 경우에 결정되는 위상과 비교하는 것에 의
해, 상기 주파수 드리프트를 추정하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 26

제 25 항에 있어서,

필터가 정합되고, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재할 때마다, 주파수 드리프트 추정을 행하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 27

제 24항 내지 제 26 항 중 어느 한 항에 있어서,

필터가 정합될 때마다 타임스탬프와 함께 상기 위상을 기록하는 단계와,

상기 필터가 정합되는 다음 번에, 이전 정합 이후 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 식별되었는지의 여부를 보기 위해 체크를 수행하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 28

제 24 항 내지 제 27 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 기간이 임계 시간을 초과하면 상기 주파수 드리프트를 추정하지 않는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 29

제 24 항 내지 제 28 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 드리프트의 추정치에 기초하여 상기 캐리어 주파수에 대한 수정을 적용하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 30

제 29 항에 있어서,

상기 드리프트의 추정치가 사전결정된 최소치를 초과하는 경우 및/또는 사전결정된 최대치 미만인 경우에만 상기 수정을 적용하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 31

제 29 항 또는 제 30 항에 있어서,

최종 수정이 적용된 이후 사전정의된 최소 시간이 경과한 경우에만 상기 수정을 적용하는 단계를 포함하는

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 32

제 22 항 내지 제 31 항 중 어느 한 항에 있어서,

비트 결정을 행하기 위해 각각의 비트의 K개의 가장 최근의 비트 관측치를 사용하는 단계를 포함하고, K는 필터당 비트의 수인

무선 신호를 디코딩하는 방법.

청구항 33

연속 위상 주파수 편이 변조를 사용하여 변조되는 무선 신호에서 주파수 드리프트를 추정하는 방법으로서,

캐리어 주파수를 갖는 상기 무선 신호를 수신하는 단계와,

상기한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크를 사용하여 상기 무선 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하는 단계와,

상기 필터 중 하나의 필터가 비트 패턴에 정합되는 제1 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터 중 하나의 필터로부터 획득하는 단계와,

상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제2 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터로부터 획득하는 단계와,

상기 제1 경우와 상기 제2 경우 사이의 상기 비트 시퀀스가 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트를 포함하면, 상기 제1 경우에 결정되는 상기 위상과 상기 제2 경우에 결정되는 상기 위상 사이의 위상에서의 차이를 사용하여 상기 캐리어 주파수의 주파수 드리프트를 추정하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 34

제 33 항에 있어서,

필터가 정합되고, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재할 때마다, 주파수 드리프트 추정을 행하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 35

제 33 항 또는 제 34 항에 있어서,

필터가 정합될 때마다 타임스탬프와 함께 상기 위상을 기록하는 단계와,

상기 필터가 정합되는 다음 번에, 이전 정합 이후 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 식별되었는지의 여부를 보기 위해 체크를 수행하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 36

제 33 항 내지 제 35 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 기간이 임계 시간을 초과하면 상기 주파수 드리프트를 추정하지 않는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 37

제 33 항 내지 제 36 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 드리프트의 추정치에 기초하여 상기 캐리어 주파수에 대한 수정을 적용하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 38

제 37 항에 있어서,

상기 드리프트의 추정치가 사전결정된 최소치를 초과하는 경우 및/또는 사전결정된 최대치 미만인 경우에만 상기 수정을 적용하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 39

제 37 항 또는 제 38 항에 있어서,

최종 수정이 적용된 이후 사전정의된 최소 시간이 경과한 경우에만 상기 수정을 적용하는 단계를 포함하는

주파수 드리프트를 추정하는 방법.

청구항 40

디지털로 인코딩된 무선 신호를 디코딩하는 방법으로서,

a) 상기 무선 신호를 수신하는 단계와,

b) 각각의 비트 기간 동안:

i) 정합 필터의 뱅크를 상기 신호에 적용하는 단계 - 상기 필터는 K 비트의 길이를 가짐 - 와,

ii) 상기 정합 필터 중 어떤 정합 필터가, 상기 비트 기간 및 이전의 K-1개의 비트 기간 동안 신호에 대해 최상의 정합을 부여하는지를 결정하여 기록하는 단계와,

c) K(K는 홀수)개의 정합 필터 또는 K-1(K는 짝수)개의 필터의 대다수에 의해 나타내어지는 비트 값을 기초로 출력 비트 값을 결정하는 단계를 포함하는

디지털로 인코딩된 무선 신호를 디코딩하는 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 디지털 무선 송신을 디코딩하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 디지털 무선 통신에서는, 유입(incoming) 아날로그 파형을 이산 비트(discrete bit)의 시퀀스로 변환하는 것이 필요하다. 통상적으로, 수신용 무선부(receiving radio)의 베이스밴드 처리부는 동상(in-phase)(I) 신호 및 직교(quadrature)(Q) 신호로서 알려진 2개의 베이스밴드 신호를 수신한다. 이론적으로, Q 신호는 I 신호와 90도 위상이 벗어나 있다. 이들 신호는 복소 평면(complex plane)에서 단위 원(unit circle) 주위를 둘러싸는 포인트를 점유하는 것으로 보일 수 있다.

[0003] 공지의 장치(예를 들면, 소위 판별기 검출기)에서, 베이스밴드 신호가 취득되고 이들 사이의 위상 각이 계산되고 구별되어 '실제' 파형을 생성하게 된다. 이 파형은 디지털 프로세싱을 위해 출력되어야 하는 비트의 시퀀스를 추론하는 데 사용된다.

[0004] 수신된 파형으로부터 비트 시퀀스를 추론하기 위한 하나의 공지된 방법은 파형에 대해 정합 필터 뱅크(matched filter bank)를 적용하는 것이다. 이것은, 하나 이상의 비트에 대응하는 파형과 정합하는 일련의 필터를 포함한다. 예를 들면, 8개의 필터의 뱅크에서, 각각의 필터는 3 비트의 시퀀스를 나타내는 상이한 파형에 대응할 것이다. 그 다음, 파형의 주어진 부분에 대해 어떤 필터가 가장 강한 정합을 주는지에 의존하여 3의 블록에서 비트 결정이 이루어진다. 이 방식은, 위의 예에서는, 3비트 길이의 관측을 통한 정합 필터의 뱅크에 기초한 비트의 준 최적의(near optimum)(추가적인 화이트 가우시안 노이즈를 취함) 넉코히어런트 최대 가능성 추정(non-

coherent maximum likelihood estimation)으로 말해질 수 있다.

- [0005] 정합 필터 뱅크 방식은 이론적으로는 양호한 결과를 제공할 수 있다. 그러나, 실제로는, 정합 필터 뱅크 방식은 실세계 무선 통신의 필수불가결한 피쳐인 캐리어 주파수 드리프트 및 오프셋을 아주 묵인할 수 없다는 것을 본 출원인이 알게 되었다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

- [0006] 본 발명은 이 이슈를 해결하는 것을 목적으로 하며 제1 양태로부터 봤을 때, 본 발명은 연속 위상 주파수 편이 변조(continuous phase frequency shift keying)를 사용하여 변조되는 무선 신호를 수신하도록 적용되는 디지털 무선 수신기를 제공하는데, 수신기는 캐리어 주파수를 갖는 아날로그 무선 신호를 수신하기 위한 수단, 상기 캐리어 주파수와 공칭 캐리어 주파수 사이의 주파수 오프셋을 추정하도록 정렬된 상관기, 상기 주파수 오프셋을 수정하기 위한 수단 및 상기 아날로그 무선 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하기 위한 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크를 포함한다.

- [0007] 따라서, 본 발명에 따르면, 정합 필터 뱅크(MFB)가 적용되기 이전에 캐리어 주파수를 추정하기 위해 상관기가 사용된다는 것을 기술분야의 숙련된 자는 알 수 있을 것이다. 이것은 주파수 오프셋 수정이 적용되는 것을 허용하고 따라서 MFB의 신뢰성을 향상시킨다. 기술분야의 숙련된 자에게는 익숙한 바와 같이, 상관기는 유입하는 파형 및 데이터 패킷에서 몇몇 동기화 비트를 나타내는 공지의 파형 사이의 교차 상관을 계산하기 위해 사용될 수도 있다. 본 출원인은, 주파수 오프셋을 추정하기 위해 상관기를 사용하는 것이 MFB와 연계하여 사용될 때 특히 유익하다는 것을 발견하였다. 첫째, 동작의 검색 또는 학습 타임을 수행할 필요가 없기 때문에 상관기는 상대적으로 빨리 동작할 수 있다는 사실이다. 둘째, 상관기가 타이밍의 추정치뿐만 아니라 주파수 오프셋을 제공할 수 있기 때문에, 동기화를 위해 프로토콜에서 허용되는 제한 시간이 존재하는 블루투스와의 같은 애플리케이션에서 유익한 빠른 타이밍의 동기화가 달성될 수 있다는 것이다. 셋째, 상관기 출력에서의 유효 '포크'가 유효 패킷(프레임) 동기화로써 또한 작용할 수 있기 때문에 상관기는 패킷 검출기로서 작동할 수 있다는 것이다. 넷째, 적절히 설계된 상관기는 낮은 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio; SNR) 하에서 만족스럽게 작동할 수도 있다는, 즉 상관기는 제한적인 요인이 되지 않는다는 것이다.

- [0008] 실시형태의 세트에서, 상관기는 조인트 프레임 및 주파수 오프셋 데이터 보조 추정기(Joint Frame and Frequency offset data-aided estimator)이다.

- [0009] 주파수 오프셋을 추정하고 수정할 수 있는 것이 MFB가 더 신뢰성 있게 적용되는 것을 허용하지만, 이 신뢰성은 주파수 드리프트 - 시간에 걸친, 즉 데이터 패킷의 지속 기간에 걸친 주파수 오프셋에서의 변화임 - 에 의해 방해받을 수 있다는 것을 본 출원인이 또한 알게 되었다. 따라서, 실시형태의 세트에서, 수신기는 상기 캐리어 신호에서의 주파수 드리프트를 추정하도록 정렬된 모듈을 포함한다. 본 출원인은, 정합 필터 뱅크가 활용될 때 유입 신호의 주파수 드리프트를 추정하기 위한 특히 유익한 장치를 고안했는데, 그 장치는 주파수 드리프트를 추정하기 위해 정합 필터 뱅크에 의해 제공되는 유입 신호에 관한 위상 정보의 복수의 관측치를 사용할 것이다. 특히, 이러한 실시형태에서 수신기는, MFB의 주어진 필터가 정합 필터인 경우에 그 주어진 필터에 의해 결정되는 위상을, 수신되는 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 존재하는 한 기간 이후의 후속 정합의 경우에 결정되는 위상과 비교하는 것에 의해, 위상 드리프트를 추정하도록 정렬된다. 후자의 요건은 위상에 대한 변조의 영향을 제거하고 따라서 이 기간에 걸친 나머지 위상 시프트는 주파수 드리프트에 기인될 수 있다.

- [0010] 이러한 배치는 그 자체로 신규하고 발명적이며 따라서 제2 양태에서 봤을 때 본 발명은, 캐리어 주파수를 가지며 연속 위상 주파수 편이 변조를 사용하여 변조되는 무선 신호를 수신하도록 적용되는 디지털 무선 수신기를 제공하는데, 그 수신기는 상기 무선 신호를 수신하기 위한 수단, 및 상기 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하기 위한 상이한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크를 포함하고,

- [0011] 상기 수신기는 상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제1 경우(a first occasion)에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터 중 하나의 필터로부터 획득하도록; 상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제2 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터로부터 획득하도록; 그리고 상기 제1 및 제2 경우 사이의 상기 비트 시퀀스가 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트를 포함하면, 제1 경우에 결정되는 위상과 제2 경우에 결정되는 위상 사이의 위상에서의 차이를 사용하여 상기 캐리어 주파수의 주파수 드리프트를 추정하도록 정렬된다.

- [0012] 본 발명의 이 양태는, 연속 위상 주파수 편이 변조를 사용하여 변조되는 무선 신호에서 주파수 드리프트를 추정

하는 방법으로 확장하는데, 그 방법은:

- [0013] 캐리어 주파수를 갖는 상기 무선 신호를 수신하는 것;
- [0014] 상기한 비트 패턴에 각각 대응하는 복수의 필터를 포함하는 정합 필터 뱅크를 사용하여 상기 무선 신호로부터 비트 시퀀스를 결정하는 것;
- [0015] 상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제1 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터 중 하나의 필터로부터 획득하는 것;
- [0016] 상기 필터가 비트 패턴에 정합되는 제2 경우에 상기 신호의 위상에 관한 정보를 상기 필터로부터 획득하는 것; 및
- [0017] 상기 제1 및 제2 경우 사이의 상기 비트 시퀀스가 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트를 포함하면, 제1 경우에 결정되는 위상과 제2 경우에 결정되는 위상 사이의 위상에서의 차이를 사용하여 상기 캐리어 주파수의 주파수 드리프트를 추정하는 것을 포함한다.
- [0018] 바람직하게는, 수신기는 상기 드리프트 추정 기초하여 상기 캐리어 주파수에 수정을 가하도록 정렬된다.
- [0019] 위상은 복소 필터 출력의 아크탄젠트를 계산하는 것에 의해 획득될 수도 있다. 아크탄젠트는 널리 공지된 좌표 회전 디지털 컴퓨터(coordinate rotation digital computer; CORDIC) 알고리즘을 사용하여 계산될 수도 있다.
- [0020] 위상은 MFB의 필터 중 단지 하나 또는 서브셋에 대해 측정될 수도 있지만, 필터 중 임의의 필터가 위상 측정을 위해 사용될 수 있는 것이 바람직하다. 이것은 드리프트 추정이 더 자주 이루어지는 것을 허용한다. 마찬가지로, 필터가 정합되고 비트의 패턴이 존재할 때마다, 주파수 드리프트 추정을 행하는 것은 필수적인 것은 아니지만 그렇게 하는 것이 바람직하다.
- [0021] 제1 및 제2 경우 사이의 비트 시퀀스가 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트를 포함하지 않으면, 위상 비교는 이러한 패턴을 달성하기 위해 제2 정합 경우와 순서적으로 더 나중의 정합 경우 사이에서 이루어질 수도 있다.
- [0022] 바람직한 실시형태에서, 필터가 정합될 때마다 위상은 타임스탬프와 함께 기록되고, 그 후, 필터가 정합되는 다음 번에, 이전 체크 이후 동일한 수의 높은 비트 및 낮은 비트가 식별되었는지의 여부를 보기 위해 체크가 이루어진다. 만약 그렇다면, 위상에서의 차이는 (정합 간의 타임스탬프에서의 차이와 함께) 주파수 드리프트를 추정하기 위해 사용될 수도 있다.
- [0023] 실시형태의 세트에서, 상기 기간에 대한 임계 시간은, 상기 임계 시간이 초과되면 어떠한 드리프트 추정도 이루어지지 않도록 정의된다. 이것은, 그 기간 - 즉 필터에 의한 연속하는 정합 사이의 기간 - 동안 하나보다 많은 전 싸이클의 위상 시프트가 존재하게 하는 "랩어라운드(wraparound)"의 위험성을 감소시킨다. 임계 시간은 고정되거나 또는 주파수 드리프트의 하나 이상의 이전의 추정치에 기초하여 동적으로 결정될 수 있다.
- [0024] 실시형태의 세트에서, 최대 주파수 드리프트 추정치는, 최대값보다 더 큰 추정치가 만들어지면 그것은 버려지도록 설정된다. 이것은 '안전하지 않은' 추정치가 사용되지 않는 것을 보장한다. 이것은, 예를 들면, 비이상적인 인덱스 전이(index transition)가 발생하는 경우에 발생할 수 있다.
- [0025] 실시형태의 세트에서, 최소 주파수 드리프트가 설정되는데, 최소 주파수 드리프트 아래에서는 계산적 효율성을 위해 어떠한 수정도 이루어지지 않는다. 실시형태의 세트에서, 최종 수정 이후의 시간이 최소 시간 임계치 미만이면 어떠한 수정도 이루어지지 않도록, 최소 시간 임계치가 설정된다.
- [0026] 상술한 본 발명의 양태에 따르면, 시퀀스 섹션을 특정 필터와 정합시키는 것에 의해 신호에서의 비트의 시퀀스를 결정하기 위해 MFB가 사용된다. 3비트의 필터가 사용되는 예의 경우, 8개의 가능한 3비트 시퀀스에 대응하기 위해 8개의 필터의 뱅크가 사용된다. 따라서, 이러한 필터 뱅크의 종래의 사용은 3비트의 각각의 블록에 대한 가장 일치하는 정합 필터를 찾는 것이다. 물론, 다른 필터 길이, 예를 들면, 5 또는 7비트가 사용될 수 있다. 그러나, 본 출원인은, 각 개개의 비트의 경우 그 비트의 다수의 관측치가 존재하고 관측치의 수는 필터 길이에 대응한다는 본 출원인의 인식을 활용하는 MFB의 향상된 구현예를 고안하였다. 필터마다의 비트의 수를 K 라 하면, 뱅크에서의 필터의 수는 2^K 이다. 가능한 한 빨리 비트 결정을 하는 대신, 실시형태의 세트에 따르면, 비트 결정을 행하기 위해, 각각의 비트의 K 개의 가장 최근의 비트 관측치가 사용된다. 이론적으로, 각각의 관측치는 일치해야 한다. 그러나, 실제 구현에서, 노이즈의 영향은 그들이 모두 일치하지 않을 수도 있다는 것을 의미한다. 비트 결정을 행하기 위해 단일의 관측치만이 사용되는 경우, 이것은 비트 에러로 이어질 수 있다. 그러나, 다

수의 관측치가 사용되는 경우, 가장 일반적인 결정이 사용될 수 있다. 이것은, 각각의 정합하는 필터가 주어진 비트의 할당에 대해 '찬성'하는 것을 유효하게 허용하고 '다수'결('majority' vote)이 사용될 수 있다. 이러한 방식은 노이즈의 존재시 MFB의 표준 구현예보다 더 강건하다.

[0027] 이러한 방식은 그 자체로 신규하고 발명적이며 따라서 추가 양태에서 봤을 때, 본 발명은 디지털로 인코딩된 무선 신호를 디코딩하는 방법을 제공하는데, 그 방법은:

[0028] a) 상기 무선 신호를 수신하는 것;

[0029] b) 각각의 비트 기간 동안:

[0030] i) 정합 필터 - 상기 필터는 K 비트의 길이를 가짐 - 의 뱅크를 상기 신호에 적용하는 것; 및

[0031] ii) 상기 정합 필터 중 어떤 정합 필터가 비트 기간 및 이전의 K-1개의 비트 기간 동안 신호에 대해 최상의 정합을 부여하는지를 결정하여 기록하는 것; 및

[0032] c) K(K는 홀수)개의 정합 필터 또는 K-1(K는 짝수)개의 필터의 대다수에 의해 나타내어지는 비트 값을 기초로 출력 비트 값을 결정하는 것을 포함한다.

[0033] 본 발명은 상기 언급된 방법을 수행하도록 정렬되는 디지털 무선 수신기로 확장한다.

[0034] 본 발명의 양태에 따르면, 비트 값은 각각의 정합 필터로부터 추정될 수 있고 따라서 각각의 비트 기간 동안 K개의 비트 값 추정치를 산출하게 된다. 그 다음, 출력 비트 값은 이러한 추정치의 대다수에 기초하여 결정될 수도 있다. 그러나, 현재로서는, 관련 비트 기간을 커버하는 K개의 기록된 필터 인덱스로부터 직접적으로 출력 비트를 결정하는 것이 바람직하다.

[0035] 비트의 수인 K의 값은 특정 구현예에 따라 선택될 수도 있다. 일반적으로 K의 값이 더 클수록 비트 결정의 정확도는 더 높아지지만 정합 필터 뱅크의 복잡도도 또한 증가한다. 실시형태의 세트에서, K=3의 값이 사용된다 - 즉, 정합 필터 뱅크는 8개의 3비트 필터를 포함한다. 본원의 상기에서 개설했(outlined) '다수결' 방식을 활용하는 것에 의해, 수반하는 복잡성 없이, 5비트 필터로 관측되는 결과에 다가가는 결과가 달성될 수 있다는 것을, 본 출원인은 발견하였다. 다시 말하면, 주어진 비트 에러율(bit error rate; BER)에 대해, K=5 MFB가 사용되면 충분한 그 주어진 비트 에러율에 근접하는 신호 대 잡음 비가 목인될 수 있다.

[0036] 이제, 첨부도의 도면을 참조하여 본 발명의 한 실시형태가, 단지 예로서 설명될 것인데, 도면에서:

[0037] 도 1은 본 발명을 구체화하는 디지털 수신기의 개략적인 시스템 도면이다; 그리고

[0038] 도 2는 본 발명의 몇몇 양태의 '다수결' 피처의 개략도이다.

[0039] 우선, 도 1로 돌아가면, 개략적인 아키텍처 도면이 도시된 것을 알 수 있다. 좌상(top left-hand) 코너에는, 안테나에 의해 수신되고 아날로그 디지털 변환 및 적절한 디지털 필터링 스테이지를 통과하는 신호를 나타내는 복소 베이스밴드 샘플(complex baseband sample)을 포함하는 입력(2)이 존재한다는 것을 알 수 있다. 복소 베이스밴드 신호(2)는, 모듈(8)에 의해 추정될 때 캐리어 주파수 오프셋을 보상하기 위해 이들 신호에 대해 복소 회전(complex rotation)을 수행하는 복소 회전자 블록(complex rotator block; 4)으로 공급된다(하기에 더 상세히 설명됨).

[0040] 복소 베이스밴드 입력 신호(2)는 또한, 하기에 설명되는 바와 같이, 상관기를 포함하며 타이밍 복원, 프레임 동기화 및 초기 주파수 오프셋 추정을 수행하는 추정기 모듈(estimator module; 8)로 또한 공급된다. 이 모듈(8)로부터의 대응하는 출력(10)이 존재하는데, 그 대응하는 출력(10)은 복소 회전을 수행하기 위해 이 블록에 의해 필요한 누적된 위상 각도를 복소 회전자 블록(4)으로 공급하는 위상 누적기 모듈(12)로 입력된다.

[0041] 주파수 드리프트 추정기 모듈(14)은 또한, 하기에 더 상세히 설명되는 바와 같이, 입력(16)을 위상 누적기 모듈(12)로 제공한다.

[0042] 복소 회전자 블록(4)에 의해 출력되는 파형(6)은 정합 필터 뱅크(18)로 공급된다. 각각 K 비트 길이의 총 2^K 개의 필터(20)가 존재한다. 따라서, K=3인 경우의 예를 취하기 위해서는, 각각 3비트의 8개의 필터(20)가 존재할 것이다. 필터(20)는, 하기에 더 설명되는 바와 같은 복소 승산(complex multiplication)을 수행하는 것에 의해, 유입 신호(6)에 적용된다. 각 필터(20)의 승산은 각각의 가산 스테이지(22)에서 가산된다. 복소 값의 필터 출력의 크기에 의해 주어질 때의 최대 출력을 어떤 필터(20)가 제공하는지를 추가 모듈(24)이 결정하는데, 그 인덱스(i)는 다수결 모듈(28)에 대한 입력으로서 제공된다. 동일한 정보는 주파수 드리프트 추정기 모듈(14)에 대한

입력(30)으로서 또한 제공된다. 정합하는 필터 출력(C_i)의 실제 값은 드리프트 추정기 모듈(14)에 대한 추가 입력(32)으로서 제공된다.

[0043] 추정기 모듈(8)에 의해 수행되는 타이밍 복원은 스트로브 출력(strobe output; 34)을 최대 출력 결정 모듈(24) 및 다수결 모듈(28)로 제공한다.

[0044] 다수결 모듈(28)은, K개의 이전의 필터 인덱스에 기초하여 다음 비트의 최상의 추정치를 결정하고 최종적으로 결정된 비트를 자신의 출력(36)으로부터 출력한다. 이 프로세스는 하기에서 더 상세히 다시 설명된다.

[0045] 이제, 위에서 간략히 설명된 시스템의 동작이 상세히 설명될 것이다.

[0046] 앞서 언급된 바와 같이, 유입 신호(2)는 타이밍 복원, 프레임 동기화 및 초기 주파수 오프셋 추정을 위해 상관기 기반의 추정기 모듈(8)로 전달된다.

[0047] 모듈(8)에 포함되는 상관기는, 종래의 지연 및 상관 타입의 캐리어 주파수 오프셋 추정기의 추정에 대한 변조의 영향을 제거하기 위해 수신된 심볼의 데이터의 지식을 활용하는 데이터 지원(data-aided; DA) 조인트 프레임 및 주파수 추정기이다. 이 추정기 및 사용될 수 있는 다른 타입의 추정기의 추가 상세는 1988년 John Wiley & Sons, Inc의 Meyr 등에 의한 "Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing"의 8장(Chapter)에서 주어진다.

[0048] 구체적으로는, 캐리어 주파수 오프셋 추정기는 다음에 의해 주어진다:

[0049]
$$(1) \Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} [z_{n-i} z_{n-i-D}^*] h_i \right\}$$

[0050] 여기서 L은 상관 길이이고, D는 지연(추후 설명됨)이고, z는 복소 베이스밴드 샘플(I 및 Q)을 나타내고 $d_i = p_i^* p_{i+D}$ 이며 여기서 p는 업샘플링된 패킷 동기화 워드 비트를 구성하는 샘플인데, 대표적으로는 어드레스 비트의 프리픽스이다. T는 샘플 레이트 주기이다. 상관 길이는 통상적으로 128 또는 192일 수도 있다. 일반적으로, 상관 길이는 추정 정확도와 구현 비용 사이의 절충이다. 시뮬레이션은 L=128이 충분할 수도 있다는 것을 나타내었다.

[0051] 추정기는 시간의 우측 지점에서 샘플링되어야 하고 여기서는 패킷 검출 속성(조인트 타이밍 및 프레임 동기화)이 작동하기 시작한다. 패킷 검출은 하기의 식 (2)에서 피크가 검출될 때 달성된다:

(2) $M_n = \frac{|C_n|}{P_n}$, 여기서

(3) $C_n = \sum_{i=0}^{L-1} [z_{n-i} z_{n-i-D}^*] h_i$

[0052] (4) $P_n = \sum_{i=0}^{L-1} |z_{n-i-D}|^2$

[0053] 패킷 검출 피크의 샘플 시간은 타이밍 동기화로써 기능한다는 것을 유의해야 한다. 식 (2) 내지 (4)는 복소 베이스밴드 샘플과 업샘플링된 패킷 어드레스 비트를 구성하는 샘플 사이의 복소 상관을 수행한다. (2)에서의 유효 피크는 프로그래머블 임계치에 의해 자격을 부여받는다. 이 임계치는 통상적으로 0.7-0.8의 범위로 설정될 것이다. 식 (4)는 식 (2)의 상관기 피크의 크기를 정규화하기 위해 사용됨을 유의해야 한다.

[0054] 식 (1)의 복소 베이스밴드 샘플 및 계수를 극좌표 형태로 고찰하면, 그것은 다음과 같이 다시 쓰일 수도 있다:

$$\begin{aligned} \Delta\hat{f} &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} [z_{n-i} z_{n-i-D}^* p_i^* p_{i+D}] \right\} \\ (5) &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} [r_{n-i} e^{j(\theta_{n-i} + \phi_{n-i})} r_{n-i-D} e^{-j(\theta_{n-i-D} + \phi_{n-i-D})} u_i e^{-j\gamma_i} u_{i+D} e^{j\gamma_{i+D}}] \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\phi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} [r_{n-i} e^{j\theta_{n-i}} r_{n-i-D} e^{-j\theta_{n-i-D}} u_i e^{-j\gamma_i} u_{i+D} e^{j\gamma_{i+D}}] \right\} \end{aligned}$$

[0055]

[0056] 여기서 $\{r, u\}$ 는 복소수의 크기이다. 상기 식에서 캐리어 주파수 오프셋이 근사적으로 상수인 것으로 가정되면, 상기 식에서 Φ_Δ 는 D개의 샘플에 걸친 위상의 변화이다.

[0057] "동상"인 경우(즉, 식 (2)가 피크를 나타내는 경우), 샘플 각도는 계수 각도($\theta_{n-i} \approx \gamma_i$)를 추적하고 식 (5)는 다음과 같이 다시 쓰일 수도 있다:

[0058] (6)
$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\varphi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} [r_{n-i} r_{n-i-D} u_i u_{i+D}] e^{j(\theta_{n-i} - \theta_{n-i-D})} \cdot e^{-j(\gamma_i - \gamma_{i+D})} \right\}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\varphi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} [r_{n-i} r_{n-i-D} u_i u_{i+D}] \right\} = \frac{\varphi_\Delta}{2\pi DT}$$

[0059] T=125ns 및 D=16이라 하면, (양 방향에서) 추정될 수 있는 최대 캐리어 주파수 오프셋은
$$\Delta f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 16 \cdot 0.125 \cdot 10^{-6}} \cdot \pi = 250 \text{ kHz}$$
이다.

[0060] 상관이 존재하는 경우, 즉 식 (2)가 피크를 나타낼 때 캐리어 주파수 오프셋 추정치는 유효하다. 따라서, 이 추정은 캐리어 주파수 오프셋 및 타이밍을 공동으로(jointly) 추정한다. $u_1=1$ 이라고 가정하면, 식 (6)의 합은 상관시의 L개의 베이스밴드 샘플에서의 에너지로 평가된다고 볼 수도 있다. 이 값은, 0.7-0.8 범위의 고정된 임계치와의 비교 이전에 식 (2)에서 P_n 으로 정규화된다. 일 예에서 D=16의 값이 선택되었지만, 다른 값이 사용될 수 있다. 이 경우에서 $\pm 250 \text{ kHz}$ 의 캐리어 주파수 오프셋 추정기 범위는, 대부분의 애플리케이션에서 충분한 것으로 간주되는 50ppm의 크리스탈 스펙(crystal specification)을 핸들링한다.

[0061] 유입 신호는, 위에서 결정된 주파수 오프셋을 사용하여 복소 회전을 수행하기 위해 블록(4)으로 전달된다. 이것은 $\cdot e^{-j2\pi\Delta f n T}$ 에 의한 신호의 승산과 등가이다. 결과적으로 나타나는 '보상된(compensated)' 파형은 그 다음, 비트 결정을 수행하는 정합 필터 뱅크 블록(18)으로 전달된다. 공식적으로, 이것은 소위 K 비트 길이의 관측 인터벌을 통해 모든 가능한 비트 시퀀스에 정합되는 정합 필터의 뱅크에 기초한 비트의 준 최적의(추가적인 화이트 가우시안 노이즈를 취함) 넉코히어런트 최대 가능성 추정이다.

[0062] 식에서, 복소 베이스밴드 샘플($z(n)$)은 다음과 같이 쓰일 수도 있다:

[0063] (1)
$$z(n) = A(n)e^{j\varphi(n)}$$

[0064] 여기서 정보는 위상($\varphi(n)$)에 있다. 간략화를 위해, 지금부터 진폭은 상수(A)인 것으로 가정된다.

[0065] 각각의 필터는 고유의 K 비트 시퀀스에 대응하는데, 필터 번호(i)에 대한 복소 필터 계수는 다음에 의해 주어진다:

(2)
$$p_i(n) = e^{j\theta_i(n)}$$
, 여기서, 위상 각도($\theta_i(n)$)는 다음에 의해 주어진다:

[0066] (3)
$$\theta_i(n) = 2\pi\beta \frac{F_m}{F_s} \sum_{k=0}^n S_i(k)$$

[0067] 여기서 $S_i(k)$ 는 길이 KN 샘플의 업샘플링된 비트 시퀀스 번호(i)를 나타내는데, 여기서 $i=0, \dots, 2^K-1$ 이다. N은 오버샘플링 인자(비트 당 샘플의 수)이다. 또한, β 는 변조 지수(modulation index)를 나타내고, F_m 은 변조 지수의 주파수(데이터 레이트의 절반)이고 F_s 는 샘플링 레이트이다.

[0068] 필터는 매 샘플에서 복소 출력을 생성한다:

$$\begin{aligned}
 C_i(n) &= \sum_{k=0}^{KN-1} z(n-k) p_i^*(k) \\
 (4) \quad &= \sum_{k=0}^{KN-1} A e^{j\varphi(n-k)} e^{-j\theta_i(k)} \quad \text{여기서 } i = 0, \dots, 2^K - 1 \\
 &= A e^{j(\varphi(n) - \theta_i(0))} + A e^{j(\varphi(n-1) - \theta_i(1))} + \dots + A e^{j(\varphi(n-KN+1) - \theta_i(KN-1))}
 \end{aligned}$$

[0069]

[0070]

앞서 언급된 바와 같이 타이밍이 복원된 경우, 복소 베이스밴드 샘플($z(n)$)의 위상은, 가능한 일정한 위상 오프셋을 갖는 2^K 개의 필터 중 하나에 대한 필터 계수의 위상을 근사적으로 추적할 것임을 유의해야 한다.

$\phi_i = \varphi - \theta_i$. 여기서 상기 설명된 바와 같이 수행되는 주파수 오프셋 추정 및 수정, 또는 모듈(8)의 관점에서, 사소한(insignificant) 캐리어 주파수 오프셋이 상정될 수도 있다. 또한, 캐리어의 위상이 알려지지 않을 때, 캐리어는 국부 발진기를 기준으로 임의적인 초기 위상을 가질 수도 있다.

[0071]

동기화 타이밍을 가정하면, 식 (4)는 다음과 같이 된다:

[0072]

"정합" 위상을 갖는 필터에 대해, (5) $C_i = AKNe^{j\phi_i}$.

[0073]

스트로브 시간(타이밍 복원에 의해 결정됨)에서 K 비트 시퀀스의 중간 비트는 인덱스(i)에 대응하여 선택되는데, 여기서 $i = \max_i |C_i|$ 이다.

[0074]

예를 들면, i가 5인 것으로 발견되면, $i=101_2$ 이고 여기서의 중간 비트가 제로(0)이기 때문에, 제로 비트가 출력된다. 복소 필터 출력의 크기는 전 승산기(full multiplier)를 사용하여 정방형 엔벨롭(square envelope) $M = \text{real}(C_i)^2 + \text{imag}(C_i)^2$ 를 계산하는 것에 의해 계산된다.

[0075]

숙련된 자가 알 수 있는 바와 같이, 위에서 설명되는 비트 복원은, 사소한 주파수 오프셋이 존재한다는 것을 가정한다. 앞서 설명된 방식은 초기 오프셋이 추정되는 것을 허용하지만 실시형태에서는 패킷 수신 전체에 걸쳐 주파수 오프셋을 계속 추적하는 것도 또한 중요하다. 이 이유 중 하나는, 실제로 상관기 모듈(8)로부터의 초기 주파수 오프셋 추정은 반드시 약간의 잔차 에러(residual error)를 가질 것이기 때문이다. 다른 이유는, 패킷의 수신 동안 송신기와 수신기 사이에 통상적으로 약간의 주파수 드리프트가 존재한다는 것이다. 따라서, 주파수 드리프트 보상을 수행하는 것은, 정합 필터 뱅크를 사용하는 것에 의해 달성될 수 있는 퍼포먼스 이점이 재빨리 사라지는 것을 방지할 것이다.

[0076]

본원에서 설명되는 본 발명의 실시형태에 따르면, (변조 효과에 대한 제어 이후에) 정합 필터 뱅크(18)로부터의 위상 정보의 계속적인 관측은 주파수 오프셋을 추적하기 위해 사용된다.

[0077]

식 (4) 및 (5)를 참조로, 샘플 시간(n)에서 필터 번호(i)에 대한 위상을 관측하면, 이 필터는 다음을 생성한다:

[0078]

$$C_i(n) = AKNe^{j\phi_i(n)}$$

[0079]

그 다음 샘플 시간($n+\Delta t$)(여기서, 어떤 정수 k에 대해 $\Delta t=kN$ 이고 N은 비트당 샘플의 수)에서, 동일한 필터의 새로운 관측이 이루어진다. 이것은, 필터 번호(i)에 대해, 다음에 따라 주파수 오프셋을 추정하기 위해 활용될 수도 있는, 시간적으로 이격된 2개의 위상 관측치를 산출한다:

[0080]

$$(6) \quad \Delta f_{res} = \frac{F_s}{2\pi} \cdot \frac{\phi_i(n+kN) - \phi_i(n)}{kN}$$

[0081]

위상은 복소 필터 출력의 아크탄젠트()를 계산하는 것에 의해 획득될 수도 있다. 이것은 벡터 모드에서 실행하는 CORDIC 블록에 의해 달성된다. 타이밍이 동기화된다고 가정하는데, 즉 타이밍 동기화 이후에 드리프트 추정기 블록(14)이 활용된다고 가정한다.

[0082]

상기 식에서, 복소 베이스밴드 샘플의 위상에 대한 변조 효과는 버려졌다. 식 (6)에서 이 추정이 유효하기 위해서는, 2개의 위상 관측치 사이에서 관측되는 1과 0의 동일한 수가 존재했어야 하는 것을 필요로 한다. 이것은, 각각의 비트 기간에 대해 선택된 필터에 대한 위상 및 타임스탬프와 지금까지 조우된 1과 0의 수에서의 차이를

로깅하는 것에 의해 달성된다. 그 다음, 정합 필터가 선택되는 다음 번에, 이 필터에 대한 최종 위상 값뿐만 아니라 필터에 대한 최종 타임스탬프도 판독된다. 따라서, 변조에 의해 야기되는 에러를 방지하기 위해, 1과 0의 갯수에서의 현재의 차이가, 저장되는 최종 값과 정합한다는 요건이 설정된다. 이것은 위상차 계산 및 샘플의 수에서의 시거리(time distance)(Δt)에 의한 제산으로 이어져 식 (6)에 따른 주파수 오프셋 추정치를 획득하게 된다. 그 다음, 이 값은, 위상 누적기 모듈(12)에서 $\Delta \hat{f}$ 가 업데이트되기 이전에, 제1차 유한 임펄스 응답 필터에서 필터링된다.

[0083] 지금까지 주파수 오프셋 보상을 위한 상관기 기반 추정기 및 정합 필터의 위상이 주파수 드리프트를 계산하는데 사용되는 정합 필터 뱅크가 설명되었다. 모든 실시형태에서 필수적인 것은 아니지만 유익한 정합 필터 뱅크의 개선에서, 하기에 설명되는 바와 같은 통계적으로 향상된 비트 결정을 행하기 위해 '다수결' 모듈(28)이 사용된다.

[0084] '다수결' 모듈(28)은, 각각의 비트의 하나보다 많은 관측이 이용가능하다는 사실을 활용한다. 예를 들면, $K=3$ 인 경우, 3개의 가장 최근의 정합 필터 상태 전이의 이력을 주시하는 것에 의해 이용가능한 동일한 비트의 잠재적으로 3개의 관측치가 존재한다. 3개의 상태 전이에 걸쳐 3개의 칼럼을 연속적으로 주시하는 것에 의해, 비트 슬라이싱 이전에, 가장 일반적인 것 - 즉, 2개 또는 3개의 전이 상에서 제시되는 것 - 이 '다수결'로서 선택될 수 있도록, 각각은 비트 결정을 제안할 것이다.

[0085] 이제, 추가적인 설명을 위해 도 2를 참조한다. 이것은 $K=3$ 시스템에 대한 8개의 정합 필터($S1 \cdots S8$) 및 대응하는 비트 시퀀스(38)를 도시한다. 비트가 우측에서부터 필터에 진입한다고 가정하면, 이상적인 상태 전이는 도 2의 우측의 도면에 도시된다. 동작을 설명하기 위해 예가 주어질 것이다.

[0086] 먼저, 방금 선택된 필터가 $S1$ 이었다고 가정한다. 다음 비트 인터벌에서, '1'이 필터 뱅크에 진입한다. 결과적으로, 가장 가능성 있는 필터 정합은 $S2$ 일 것이며, 다음 비트가 '0'인 경우 $S7$ 이 또는 다음 비트가 '1'인 경우 $S8$ 이 후속한다. 물론, 실제에서는 '리턴' 분기도 존재하지만, 명확화를 위해 이들은 도시되지 않는다. 도 2가 모든 이론적인 전이를 도시하지만, 실제에서는, 노이즈의 영향을 고려하면, '금지된' 전이가 발생할 수도 있다. 예를 들면, '1'이 우측에서 좌측으로 이동하는 것으로 해석되는 $S2 \rightarrow S5 \rightarrow S3$ 의 전이가 존재할 수도 있다. 이 경우, 모든 3개의 필터는 비트의 값에 관해 '동의'한다: 즉, $S2$ 의 가장 우측 비트는 '1'이고, $S5$ 의 중간 비트는 '1'이고, $S3$ 의 가장 좌측의 비트도 '1'이다.

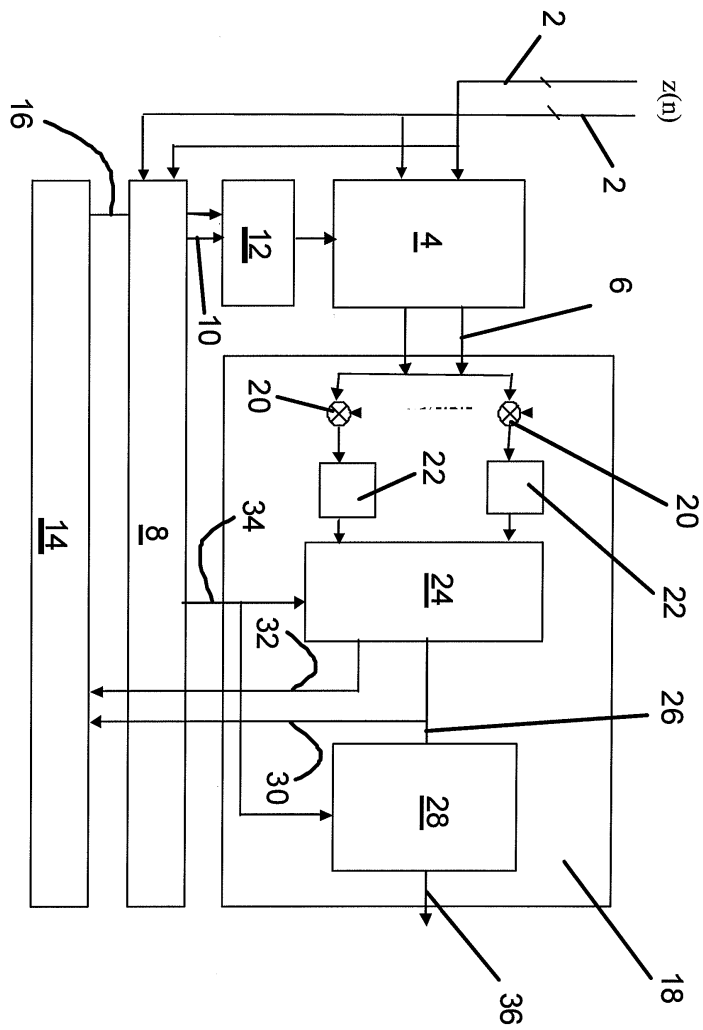
[0087] 다른 가능한 경우에서, 전이는 $S2 \rightarrow S4 \rightarrow S3$ 일 수도 있다. 여기서, 3개의 필터의 대응하는 비트는 모두 동의하지 않는다: $S2$ 의 가장 우측의 비트는 '1'이고 $S3$ 의 가장 좌측의 비트도 1이지만; 그러나 $S4$ 의 중간 비트는 '0'이고 따라서 불일치가 존재한다. 그러나, 다수결 원칙 하에서, 필터 중 2개가 비트가 '1'인 것에 동의하기 때문에, 비트는 '1'로서 출력(36)으로 출력된다.

[0088] $K=3$ 에서의 원칙이 예시되며, 이것은 이 타입의 관측치 평균이 유효하게 되는 최소 필터 순번(order)이라는 것을 알 수 있을 것이다. 물론, $K=5$, $K=7$ 등등과 같은 다른 필터 순번이 사용될 수 있으며, 이것은 더 나은 결과를 줄 것으로 예상되지만 구현 복잡성이 증가하는 것을 대가로 한다. 물론, $K=4$, 6 등등의 중간적 짝수 순번의 필터 방식이 사용될 수 있다 - 예를 들면, 동물을 이루는 표결을 방지하기 위해 하나의 관측치를 스킵하는 것에 의함.

[0089] 상기에서 설명되는 본 발명의 실시형태는 상당한 잠재적 이점을 갖는다는 것을 기술분야의 숙련된 자는 알 수 있을 것이다. 그러나, 본 발명의 범위 내에서 많은 변형 및 수정이 가능하다. 특히, 다수결 피쳐, 주파수 오프셋 추정을 위한 상관기 기반의 추정기 및 주파수 드리프트 추정을 위한 MFB로부터의 위상 정보 전체를 활용하는 것이 가장 필수적이며; 이들 피쳐 중 단지 하나 또는 두 개는 MFB와 연계하여 사용될 수도 있다.

도면

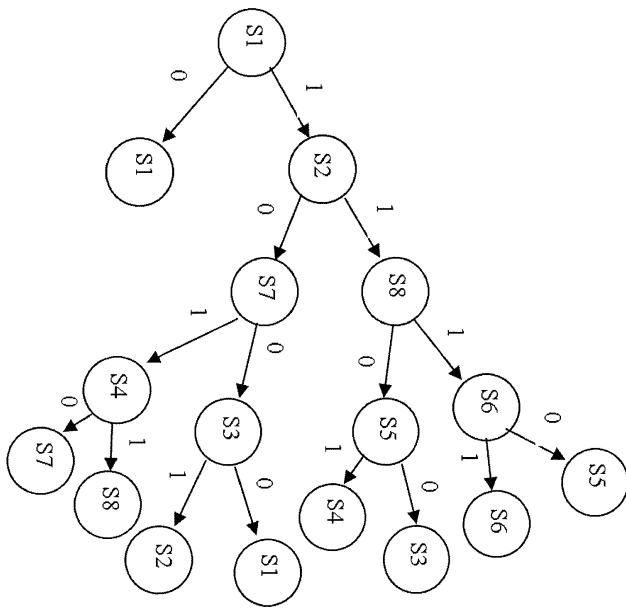
도면1



S2:
S3:
S4:
S5:
S6:
S7:
S8:

001
100
101
110
111
010
011

38 →



도면2