(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년05월09일
(11) 등록번호 10-2396223
(24) 등록일자 2022년05월04일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01R 23/16 (2006.01) *G01R 23/02* (2006.01)
(52) CPC특허분류
G01R 23/16 (2021.05)
G01R 23/02 (2021.05)
(21) 출원번호 10-2015-0062049
(22) 출원일자 2015년04월30일
심사청구일자 2020년02월24일
(65) 공개번호 10-2015-0125625
(43) 공개일자 2015년11월09일
(30) 우선권주장
1401007 2014년04월30일 프랑스(FR)
(56) 선행기술조사문헌
JP2002050989 A
(뒷면에 계속)
전체 청구항 수 : 총 10 항

(73) 특허권자
탈레스
프랑스 92400 꾸르베부아 에스플라나드 노르 쁠라스 데꼬롤 뚜르 까르페 디엠
(72) 발명자
이르쉬 앙또냉
프랑스 31037 툴루즈 아브뉘 제이-에프 샹뽀리옹 26 비피 33787 탈레스 알레니아 스페이스
아르노 마띠유
프랑스 31037 툴루즈 아브뉘 제이-에프 샹뽀리옹 26 비피 33787 탈레스 알레니아 스페이스
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인코리아나

심사관 : 오용균

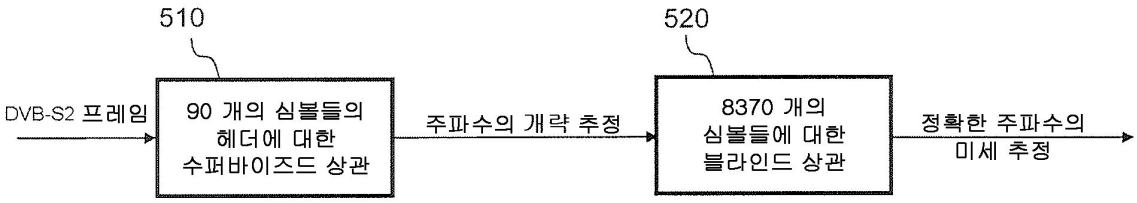
(54) 발명의 명칭 **항공 통신을 위한 주파수 추정방법 및 주파수 추정기**

(57) 요 약

제 1 스테이션 (1) 및 그 제 1 스테이션과 관련하여 이동하는 공중 시스템 (3) 간의 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 것에 적응된 방법 및 디바이스로서, 데이터는 일련의 프레임들의 형태로 송신되고, 일 프레임은 미공지된 데이터의 하나 이상의 필드들 (301_1) 이 후속하는 공지된 데이터의 적어도 하나의 제 1 헤더 필드 (300)

(뒷면에 계속)

대 표 도



를 포함하고, 적어도 다음의 단계들을 포함하는 것을 특징으로 한다 :

단계 1 : 헤더의 공지된 데이터 (300) 에 대한 수퍼바이즈드 상관의 수행, 및 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 제 1 주파수 범위의 추정,

단계 2 : 단계 1 에서 결정한 바와 같은, 주파수 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}$ +/-$\widetilde{\Delta f}$) 에 걸친 상관 피크를 구함으로써, 및 그 상관 피크에 대응하는 주파수를 유지함으로써 데이터의 필드 (301_1) 의 미공지된 데이터의 적어도 전부에 대한 블라인드 상관의 생성.

(72) 발명자

로세 피에르-알렉상드르

프랑스 31400 툴루즈 뤼 몽플레시르 16

쥐땅 깔레

프랑스 78800 윌레 뤼 드 샤또 3

(56) 선행기술조사문헌

US20080211719 A1*

KR1020060005573 A

JP2012528522 A*

Hardware Efficient Frequency Estimator based on Data-Aided algorithm for Digital Video Broadcasting system(국제전기전자공학회(IEEE), 2008.12.31.공개)*

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

명 세 서

청구범위

청구항 1

제 1 스테이션 (1) 및 상기 제 1 스테이션과 관련하여 이동하는 공중 (airborne) 시스템 (3) 간의 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법으로서,

데이터는 일련의 프레임들의 형태로 송신되고, 일 프레임은 미공지된 데이터의 하나 이상의 필드들 (301_1) 이 후속하는 공지된 데이터의 적어도 하나의 제 1 헤더 필드를 포함하고,

상기 방법은 적어도 다음의 단계들을 포함하는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법 :

단계 1 : 헤더의 상기 공지된 데이터에 대한 수퍼바이즈드 상관 (supervised correlation) 의 수행, 및 $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 제 1 주파수 범위의 추정,

단계 2 : 단계 1 에서 결정한 바와 같은, 상기 주파수에 중심을 둔 상기 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}\ +/-\widetilde{\Delta f}$) 에 걸친 상관 피크를 구함으로써, 및 상기 상관 피크에 대응하는 상기 주파수를 유지함으로써 데이터의 필드 (301_1) 의 상기 미공지된 데이터의 적어도 전부에 대한 블라인드 상관 (blind correlation) 의 생성.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 프레임은 데이터의 필드 (301_1) 앞에 배열되는 파일럿들의 필드 (302_1) 를 포함하는 위상의 변화에 의한 변조로 변조되는 DVB-S2 타입의 프레임이며, 상기 방법은 적어도 다음의 단계들을 갖는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법 :

단계 1 : $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 범위를 얻기 위하여, DVB-S2 헤더에 대한 푸리에 변환에 의한 수퍼바이즈드 상관의 수행,

단계 2 : 변조된 상기 프레임의 심볼들의 이용 및 4 의 파워 (power) 로 상승되는 짧은 프레임의 변조된 상기 심볼들로부터의 상기 푸리에 변환의 이용, 이는 단계 1 에서 정의된 상기 주파수에 중심을 둔 상기 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}\ +/-\widetilde{\Delta f}$) 에 대응, 상기 푸리에 변환의 놈 (norm) 의 최대치에 대응하는 상기 주파수의 결정 및 그로부터의 도플로 효과의 값의 추론.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 방법은 적어도 다음의 단계들을 포함하는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법 :

단계 1 : 상기 주파수 ($\widehat{\Delta fDA}$) 의 추정,

$$\widehat{\Delta fDA} = \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(R(k) * conj\left(Ref(k)\right) + BABG(k)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*\Delta_f*t} * rect_{90}(t) + BABG(t)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|sinc_{90*\pi}(f-\Delta_f) + BABG(f)\right|^2\right)$$

여기서,

- conj() : 복소수의 공액 함수
- DFT : 푸리에 변환
- k : 심볼의 인덱스
- t : 주어진 인스턴트
- Δ_f : 추정될 도플러 주파수
- $rect_{90}(t)$: 길이 90 의 직사각형 함수
- $sinc_{90*\pi}(f)$: 폭 $90*\pi$ 의 카디널 사인 함수 (cardinal sine function)
- $Ref(k)$: 상기 헤더의 수신된 심볼들 (R(k)) 에 대한 참조 심볼들, 여기서 $1 \le k \le 90$
- BABG : 부가 백색 가우시안 잡음

단계 2 : 하기 표현으로부터의 도플러의 값의 추정

$$\widehat{\Delta fNDA} = \frac{\text{MaxIndexNDA}(|(DFT((R(k) + BABGEq(k))^4)|^2)}{4}$$

$$= \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*4*\Delta_f*t} * rect_{NDALength}(t) + BABGEq(t)\right)\right|^2\right)}{4}$$

$$= \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|sinc_{NDALength*\pi}(f-4*\Delta_f) + BABGEq(f)\right|^2\right)}{4}$$

여기서 :

- NDALength : 블라인드 주파수 추정치가 생성되는 길이,
- $Rect_{NDALength}(t)$: 길이 NDALength 의 직사각형 함수,
- $Sinc_{NDALength*\pi}(f)$: 폭 $NDALength*\pi$ 의 카디널 사인 함수,
- $BABGEq(f)$: 노이지 신호 (SymbsQPSK+BABG) 를 4 의 파워로 상승시키는 것으로부터 기인하는 (stemming) 등가의 부가 백색 가우시안 잡음,
- MaxIndexNDA : 상기 푸리에 변환의 상기 놈이 최대치에 있는 상기 주파수 범위 ($FreqRangeNDA$) 에 속하는 주파수.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 프레임은 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 또는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조에 의해 변조되는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 NDALength 의 값은 0 dB 의 신호-대-잡음비 (SNR) 에 대해 8370 에 고정되는 것으로 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 NDALength 의 값은 $\frac{8370}{SNRLin^2}$ 와 동일하며, SNRLin 은 선형으로 표현된 신호-대-잡음비 (SNR) 에 대응하는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법.

청구항 7

제 2 항 내지 제 6 항 중 어느 한 항에 있어서,

주파수 추정치가 상기 통신을 구성하는 각각의 DVB-S2 프레임에 대해 결정되는 것을 특징으로 하는 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법.

청구항 8

적어도 제 1 스테이션 (1) 및 상기 제 1 스테이션과 관련하여 이동하는 공중 (airborne) 시스템 (3) 을 포함하는 항공 통신 시스템에서 도플러를 추정하는 디바이스로서,

데이터는 일련의 프레임들의 형태로 송신되고, 일 프레임은 미공지된 데이터의 하나 이상의 필드들 (301_1) 이 후속하는 공지된 데이터의 적어도 하나의 제 1 헤더 필드 (300) 를 포함하고,

상기 디바이스는 적어도 다음을 포함하는, 항공 통신 시스템에서 도플러를 추정하는 디바이스 :

- 헤더의 상기 공지된 데이터에 대해 수퍼바이즈드 상관 (supervised correlation) 을 생성하고, $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 제 1 주파수 범위를 추정하는 것에 적응된 제 1 모듈 (510),

- 추정된 상기 주파수 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}\ +/-\widetilde{\Delta f}$) 에 걸친 상관 피크를 구함으로써, 및 상기 상관 피크에 대응하는 상기 주파수를 유지함으로써 데이터의 필드 (301_1) 의 상기 미공지된 데이터의 적어도 전부에 대해 블라인드 상관 (blind correlation) 을 생성하는 것에 적응되는 제 2 모듈 (520).

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 프레임들은 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)- 또는 BPSK (Binary Phase Shift Keying)-변조된 DVB-S2 데이터인 것을 특징으로 하는 항공 통신 시스템에서 도플러를 추정하는 디바이스.

청구항 10

제 8 항 또는 제 9 항에 있어서,

상기 제 1 모듈 및 상기 제 2 모듈은 FPGA (field-programmable gate array) 기술을 이용하여 생성되는 것을 특징으로 하는 항공 통신 시스템에서 도플러를 추정하는 디바이스.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 예를 들어 DVB-S2 표준, 또는 등가의 포맷에 기초하여, 항공 컨디션들 하에서 실시간으로 데이터를 송신 및 수신하기 위한 주파수 추정방법 및 주파수 추정기에 관한 것이다. 본 발명은 높은 도플러 가속도들을 가지고 낮은 신호-대-잡음비 콘텍스트 내에서 충분히 정확한 방식으로 도플러 효과에 의해 야기된 주파수 시프트를 추정하는데 이용될 수 있다.

[0002] 본 발명은 특히, 필드에서 높은 것으로 간주되는 값들에 이를 수 있는 도플러 가속도들 및 낮은 신호-대-잡음비들을 보이는, 공중 (airborne) 콘텍스트 내에서의 주파수 동기화의 문제에 관한 것이다. 도플러 효과는 위성과 관련한 항공기의 이동에 의해 야기되며, 항공 채널은 도플러 효과라 불리는, 수신된 캐리어의 주파수 시프트에 의해 교란된다.

배 경 기 술

[0003] 도 1 은 그라운드 스테이션 (1), 위성 (2) 및 공중 시스템 (3) 또는 항공기를 갖는 송신 시스템을 개략적으로 도시한다. 아웃바운드 경로 (L_a) 는 그라운드 스테이션 (1) 으로부터 공중 시스템, 이를 테면 항공기로 가는 경로로서 정의되고; 리턴 경로 (L_r) 는 위성 (2) 을 경유하여, 항공기 (3) 로부터 그라운드 스테이션 (1) 으로 가는 경로로서 정의된다. 도플러 효과는 위성 (2) 과 관련한 항공기 (3) 의 이동에 의해 야기된다. 도플러 효과 및 도플러 효과 변화를 항공기의 속도 및 가속도와 결부시키는 것이 가능하다.

[0004] f_{em} 은 송신 시스템의 주파수 그리고 v_{em} 은 그 속도라고 하고, f_{rec} 는 수신기의 주파수 그리고 v_{rec} 는 그 속도라고 하자. 2 개의 주파수들 간의 관계는 그러면 광속 c 의 함수로서 표현될 수 있다 :

[0005] $$f_{rec} = \frac{c - v_{rec}}{c - v_{em}} f_{em}$$

[0006] 위성이 항공기에 관하여 부동인 것으로 간주될 수 있다고 하면, 송신기와 수신기 간의 주파수 차이 Δf 가 다음과 같이 얻어진다 :

[0007] $$f_{em} - f_{rec} = \Delta f = \frac{v_{rec}}{c} f_{em}$$

[0008] 그러면, 다음의 방식으로, 최대 도플러 효과 (D_{max}) 및 도플러 효과의 최대 변화 (V_{max}) 를, 항공기의 최대 속도 (S_{max}) 및 항공기의 최대 가속도 (A_{max}) 와 결부시키는 것이 가능하다 :

[0009] $D_{max} = \frac{S_{max}}{c} f_{em}$ Hz 단위로 표현됨

[0010] $v_{max} = \frac{f_{em}}{c} A_{max}$ Hz/s 단위로 표현됨

[0011] 여기서 고려되는 <<최악의 경우>> 항공 컨디션들은 다음과 같다 :

[0012] • 여객기의 순항 속도에 대응하는, 0.97 Mach 의 항공기의 최대 속도,

[0013] • 다음 : 즉

[0014] ○ 위성의 방향으로 배향된 이륙 및 착륙,

[0015] ○ 위성의 방향으로 배향된 지름 가속도 (radial acceleration) 로 인한 타이트 턴 (tight turn),

[0016] ○ 항공기와 관련하여 정점에 있는 위성과의 에어 포켓 (air pocket)

[0017] 동안 여객기에 의해 이르게 될 수 있는 최대 가속도에 대응하는, 2 g 의 항공기의 최대 가속도.

[0018] 도 2a 및 도 2b 의 2 개의 그래프들은 각각, 에어 포켓의 존재 시의 가속도 (A) 및 고도의 변화 (Alt), 및 도플러 효과 (D) 및 도플러 효과의 변화, 유도된 곡선 V 를 도시한다.

[0019] 무선-주파수 (RF) 송신 특성들은 다음과 같다 :

[0020] • 전기통신 위성들에서 이용되는 최고 주파수 범위인, Ka 대역에 대표적인 30 GHz 에 고정된 최대 캐리어 주파수,

[0021] • Ka 대역에서의 위성 통신들에 이용되는 최소 심볼 레이트들에 대응하는, 1 Mbaud 에 고정된 최소 심볼 레이트.

[0022] 다음의 값들이 최대 도플러 효과 (D_{max}) 및 도플러 효과의 최대 변화 (V_{max}) 에 대해 결정된다 :

[0023] $D_{max} = 33kHz$ 및 $V_{max} = 1962Hz/s$.

[0024] 이들 값들을 프레임의 심볼 레이트 (R_s) 와 관련하여 정규화함으로써, 정규화된 최대 도플러 (D_{max}^{norm}) 및 정규화된 도플러 변화 (V_{max}^{norm}) 가 얻어진다 :

[0025]
$$\begin{cases} D_{max}^{norm} = \dfrac{D_{max}}{R_S} \\ V_{max}^{norm} = \dfrac{V_{max}}{{R_S}^2} \end{cases}$$

[0026] $D_{max}^{norm} = 0.033 symb^{-1}$ 및 $V_{max}^{norm} = 1.962 * 10^{-9} symbs^{-2}$

[0027] R_s: symbols/s ; V_{max}: $(Hz.s^{-1})$; D_{max}^{norm}: $symbs^{-1}$, V_{max}^{norm}: $symbs^{-2}$.

[0028] 도 3 은 90 개의 심볼들의 헤더 (300), 1440 개의 데이터 심볼들의 제 1 블록 (301_1) 다음에 36 개의 심볼들의 파일럿들의 제 1 블록 (302_1), 그 다음 1440 개의 데이터 심볼들의 제 2 블록 (301_2) 다음에 36 개의 심볼들의 파일럿들의 제 2 블록 (302_2) 등등으로 이루어진 DVB-S2 프레임의 구조를 도시한다.

[0029] Ka 대역에서의 항공 콘텍스트 내에서, ETSI 지침 (directives) TR 102 376 V1.1.1, "Technical Report, DVB, User Guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other Broadband Satellite Applications DVB-S2" 에서 권고된 주파수 동기화 메커니즘들과 연관되는 DBV-B2 프레임의 표준화된 구조는, 필드에 대표적인 값인 5 dB 보다 더 낮은 신호-대-잡음비를 위해, 5 Mbaud 보다 더 낮은 낮은 심볼 레이트들에 대한 동작을 허용하지 않는다.

[0030] 이 경우의 애플리케이션에서, 도플러 추정 후의 최대 잉여 도플러는 위상 모호성 (phase ambiguity) 들을 방지하기 위하여 2 개의 파일럿 블록들 간의 π 의 최대 위상 시프트를 초래해야 한다. 이것은, DVB-S2 프레임에 대한 1440 개의 데이터 심볼들, 36 개의 파일럿 심볼들의 경우 :

[0031]
$$\Delta_f^{Max} = \frac{\pi}{2*\pi*(1440+36)} * R_s = \frac{1}{2*1476} * R_s = 3.38*10^{-4} * R_s$$

[0032] 와 동일한 최대 주파수 분해능 (Δ_f^{Max}) 을 수반한다.

[0033] 도 4 는 수신기에서의 종래 기술에 따른 주파수 추정의 일 예를 개략적으로 도시한다. 신호의 주파수 동기화는 2 개의 단계들, 즉 루프 구조 (I) 에 의해 영향을 받는 제 1 개략 동기화 (rough synchronisation), 오픈-루프 또는 "피드-포워드 (feed-forward)" 제어 모드 (II) 에서 영향을 받는 제 2 의 더 미세 동기화 (finer synchronisation) 에서 일어난다. 수신기에 의해 수신된 입력 신호는 믹서 (400) 에 들어가고, 믹서 (400) 는 또한 디바이스가 동작중일 때 주파수의 보정을 허용하는 추정된 주파수 값을 수신한다. 그 신호는 나이키스트 필터 블록 (410), 레이트 동기화 모듈 (420), 프레임 동기화 모듈 (430) 및 제 1 주파수 동기화 모듈 (440) 을 포함하는 아웃핏 (outfit) 을 통과하게 되고, 그 출력은 첫째로 미세 동기화 모듈 (406) 에 연결된 다음에 위상 획득 모듈 (470) 에 연결되고, 둘째로 루프 필터 (460) 에 연결된다.

[0034] 루프 동기화 스킴 (I) 은 주파수 동기화 모듈 (440) 및 루프 필터의 모듈 (450) 을 포함한다. 주파수 동기화 모듈은 식 :

[0035] $$\tilde{f} = \arg\left(z_k z_{k-2}^*\right)$$

[0036] 에 따라 신호의 주파수 ($\tilde{f}$) 의 추정을 수행하며, 여기서 $z_k = r_k a_k^*$ 이고 (여기서 r_k 는 인스턴트 (k) 에서 수신된 데이터 샘플 (r) 이고, a_k^* 는 이 동일한 인스턴트 (k) 에서의 참조 심볼의 공액 (conjugate) 이다), arg 는 복소수 (complex number) 로부터의 인수이다. 잡음에 매우 민감한 이 추정은 그 후 1 차 루프 필터에 의해 필터링된 후, 나이키스트 수신 필터를 위한 입력 보정으로서 도입 (inject) 된다.

[0037] 루프 필터의 루프 대역폭은 제 1 주파수 동기화의 프로세스에서의 결정 파라미터이다 :

[0038] - 그것은 동기화의 수렴 속도에 비례한다,

[0039] - 그것은 잡음에 대한 추정의 감도 (sensitivity) 에 마찬가지로 비례한다.

[0040] 요약하면, 루프 대역이 넓을수록, 더 빨리 주파수의 시프트에 수렴하지만, 동시에 잡음 레벨에 더 민감해진다.

[0041] 다음의 미세 동기화 블록 (440) 은 수퍼바이즈드 모드 (supervised mode) 에서 동작하는 알고리즘을 이용함으로써 신호의 주파수의 제 2 추정을 발생 (effect) 시킨다 : 그것은 그 추정을 발생시키기 위하여 DVB-S2 프레임의 참조 필드들 (*헤더* 및 파일럿들) 을 이용한다.

[0042] 분명히 말해서, 일 시퀀스의 매그니튜드 N 에 걸친 $R_l(m)$ 에 의하여 인덱스 m 에 대한 신호 x 의 자기 상관 $R(m)$ 을 추정하는 것이 가능하다 :

[0043] $$R_l(m) = \frac{1}{N-m}\sum_{k=m+1}^{N} x(k)x^*(k-m)$$

[0044] 당업자에게 공지된 Luise & Reggianini 알고리즘으로부터의 수퍼바이즈드 알고리즘은 이들 상관들을 파일럿 블록들의 수 (L) 에 대해 평균화한다. 그 상관들은 파일럿 블록의 길이의 절반 $N = \frac{L_0}{2}$ 에 걸쳐 발생되고, 여기서 L_0 는 파일럿 블록의 길이이다 :

[0045] $$\tilde{f} = \frac{1}{\pi T_s (N+1)} \arg\left(\sum_{l=1}^{L}\sum_{m=1}^{N} R_l(m)\right)$$

[0046] 이며, 여기서,

[0047] T_s : 심볼 시간

[0048] L_0 : 파일럿 블록의 길이

[0049] i : 자기 상관의 추정치의 인덱스

[0050] $N: L_0/2$: 파일럿 블록에 의해 생성된 자기 상관들의 수

[0051] l : 파일럿 블록의 인덱스

[0052] L : 주파수 추정치가 생성되는 파일럿 블록들의 수.

[0053] 이 주파수 보정은 상관들을 평균화할 파일럿 블록들의 수 (L) 의 값에 관한 제 2 타협안이 생기게 한다 : 그것은 추정치의 정확성 (precision) 에 비례하고 그 반응성 (reactivity) 에 반비례한다.

[0054] 그러나, 이러한 스킴은 주파수 동기화에 대한 조정이 확인되는 것을 허용하지 않으며, 이는 특히 낮은 신호-대-잡음비, 즉 0 dB 인 경우라도, 항공 채널의 주파수 변화들이 뒤따르게 되고, 충분히 정확한 주파수 추정이 제공되는 것을 허용한다. 추정된 주파수 ($\tilde{f}$) 와 실주파수 ($f_{réel}$) 간의 주파수 차이들이 보이기 시작하고, 드롭아웃들의 원점에 있고 따라서 통신 동안의 프레임 손실들일 수 있다.

[0055] 종래 기술의 공지된 추정기들은 일반적으로 DVB-S2 프레임의 헤더 및 파일럿 블록들과 같은 공지된 정보를 이용한 수퍼바이즈드 알고리즘들에 기초하며, 이는 항공기의 이동으로 인한 실질적인 도플러 변화들을 견뎌 내기 위하여 충분한 반응성 및 DVB-S2 표준에 따라 동작하기에 충분히 정확한 도플러의 추정치의 공액을 허용하지 않는다.

[0056] RYU 등에 의한, 명칭이 "Hardware efficient frequency estimator based on data-aided algorithm for digital video broadcasting system" 인 문헌은 시간의 경과에 따라 평균화되는 루프된 DA 추정기를 설명하고 있다.

[0057] 문헌 US 2008/0211719호는 파일럿들을 이용하여 블라인드를 추정하기 위한 알고리즘을 설명하고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

과제의 해결 수단

[0058] 본 발명의 요지인 디바이스는, 특히 첫째로, 공지된 데이터의 헤더에 대해 수퍼바이즈드 주파수 추정기를 이용하여, 그로부터 $+/-\widetilde{\Delta f}$ 로 정확한 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 의 개략 추정치 (rough estimate) 를 추론한다. 둘째로, 디바이스는 제 1 단계 동안의 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 둘레의 범위에 대응하는 검색 (search) 범위에 걸친 미공지된 데이터 전부에 대해 블라인드 알고리즘을 실행함으로써 주파수를 정확하게 추정할 것이다. 이것은 바람직하게는 수퍼바이즈드 추정의 강인성 (robustness) 과 블라인드 추정의 정확성의 조합을 허용하고, 주파수의 매우 정확한 추정치가 매우 짧은 추정 주기에 걸쳐 얻어지게 되는 것을 허용하며, 따라서 항공기의 이동으로 인한 매우 큰 변화들이 뒤따르게 되는 것을 허용한다.

[0059] 표현 "블라인드 알고리즘" 은 본 명세서에서, 통신 프레임 단위로 송신되는 본래 미공지되는 데이터를 이용한 알고리즘을 의미한다. 수퍼바이즈드 알고리즘은 공지된 데이터에 대해 작용할 것이다.

[0060] 본 발명은 제 1 스테이션 및 그 제 1 스테이션과 관련하여 이동하는 공중 시스템 간의 항공 통신을 위한 주파수 값을 추정하는 방법에 관한 것으로, 데이터는 일련의 프레임들의 형태로 송신되고, 일 프레임은 미공지된 데이터의 하나 이상의 필드들이 후속하는 공지된 데이터의 적어도 하나의 제 1 헤더 필드를 포함하고, 이 방법은 적어도 다음의 단계들을 포함한다 :

[0061] 단계 1 : 헤더의 공지된 데이터에 대한 수퍼바이즈드 상관의 수행, 및 $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 제 1 주파수 범위의 추정,

[0062] 단계 2 : 단계 1 에서 결정한 바와 같은, 주파수에 중심을 둔 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}$ $+/-\widetilde{\Delta f}$) 에 걸친 상관 피크를 구함으로써, 및 그 상관 피크에 대응하는 주파수를 유지함으로써 데이터의 필드의 미공지된 데이터의 적어도 전부에 대한 블라인드 상관의 생성.

[0063] 일 변형 실시형태에 따르면, 프레임은 데이터의 필드 앞에 배열되는 파일럿들의 필드를 포함하는 위상의 변화에 의한 변조로 변조되는 DVB-S2 타입의 프레임이며, 적어도 다음의 단계들을 포함한다 :

[0064] 단계 1 : $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 추정된 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 범위를 얻기 위하여, DVB-S2 헤더에 대한 푸리에 변환에 의한 수퍼바이즈드 상관의 수행,

[0065] 단계 2 : 변조된 프레임의 심볼들의 이용 및 4 의 파워 (power) 로 상승되는 짧은 프레임의 변조된 심볼들로부터의 푸리에 변환의 이용, 이는 단계 1 에서 정의된 주파수에 중심을 둔 범위 ($\widetilde{\Delta fDA}\ +/-\widetilde{\Delta f}$) 에 대응, 푸리에 변환의 놈 (norm) 의 최대치에 대응하는 주파수의 결정 및 그로부터의 도플로 효과의 값의 추론.

[0066] 이 방법은 다음의 단계들을 가질 수도 있다 :

[0067] 단계 1 : 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 의 추정,

$$\widetilde{\Delta fDA} = \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(R(k) * conj\left(Ref(k)\right) + BABG(k)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*\Delta_f*t} * rect_{90}(t) + BABG(t)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|sinc_{90*\pi}(f - \Delta_f) + BABG(f)\right|^2\right)$$

[0068]

[0069] 여기서,

[0070] - conj() : 복소수의 공액 함수

[0071] - DFT : 푸리에 변환

[0072] - k : 심볼의 인덱스

[0073] - t : 주어진 인스턴트

[0074] - Δ_f : 추정될 도플러 주파수

[0075] - $rect_{90}(t)$: 길이 90 의 직사각형 함수

[0076] - $sinc_{90*\pi}(f)$: 폭 $90*\pi$ 의 카디널 사인 함수 (cardinal sine function)

[0077] - $Ref(k)$: 헤더의 수신된 심볼들 (R(k)) 에 대한 참조 심볼들, 여기서 $1 \leq k \leq 90$

[0078] - BABG : 부가 백색 가우시안 잡음

[0079] 단계 2 : 하기 표현으로부터의 도플러의 값의 추정

$$\widetilde{\Delta fNDA} = \frac{\text{MaxIndexNDA}(|(DFT((R(k) + BABGEq(k))^4)|^2)}{4}$$

$$= \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*4*\Delta_f*t} * rect_{NDALength}(t) + BABGEq(t)\right)\right|^2\right)}{4}$$

$$= \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|sinc_{NDALength*\pi}(f - 4 * \Delta_f) + BABGEq(f)\right|^2\right)}{4}$$

[0080]

[0081] 여기서 :

[0082] - NDALength : 블라인드 주파수 추정치가 생성되는 길이,

[0083] - $Rect_{NDALength}(t)$: 길이 NDALength 의 직사각형 함수,

[0084] - $Sinc_{NDALength*\pi}(f)$: 폭 $NDALength*\pi$ 의 카디널 사인 함수,

[0085] - $BABGEq(f)$: 노이지 신호 (SymbsQPSK+BABG) 를 4 의 파워로 상승시키는 것으로부터 기인하는 (stemming) 등가의 부가 백색 가우시안 잡음,

[0086] - MaxIndexNDA : 푸리에 변환의 놈이 최대치에 있는 주파수 범위 ($plageFreqNDA = \widetilde{\Delta fDA} +/- \widetilde{\Delta f}$) 에 속하는 주파수.

[0087] 일 예로, 프레임은 BPSK 또는 QPSK 변조에 의해 변조되고, NDALength 의 값은 0 dB 의 SNR 에 대해 8370 에 고정된다.

[0088] 방법의 단계들은 NDALength 가 $\frac{8370}{SNRLin^2}$ 와 동일한 것에 적용되고, 여기서 SNRLin 은 선형으로 표현된 신호-대-잡음비 (SNR) 에 대응한다.

[0089] 일 실시형태에 따르면, 주파수 추정치가 통신을 구성하는 각각의 DVB-S2 프레임에 대해 결정된다.

[0090] 본 발명은 또한, 적어도 제 1 스테이션 및 그 제 1 스테이션과 관련하여 이동하는 공중 시스템을 포함하는 항공 통신 시스템에서 도플러를 추정하는 디바이스에 관한 것으로, 데이터는 일련의 프레임들의 형태로 송신되고, 일 프레임은 미공지된 데이터의 하나 이상의 필드들이 후속하는 공지된 데이터의 적어도 하나의 제 1 헤더 필드를 포함하고, 그 디바이스는 적어도 다음을 포함한다 :

[0091] • 헤더의 공지된 데이터에 대해 수퍼바이즈드 상관을 생성하는 것, 및 $+/-\widetilde{\Delta f}$ 의 정확성을 갖는 주파수 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 에 중심을 둔 제 1 주파수 범위를 추정하는 것에 적응되는 제 1 모듈,

[0092] • 단계 1 에서 결정한 바와 같은, 주파수 범위 ($\widetilde{\Delta fDA} +/-\widetilde{\Delta f}$) 에 걸친 상관 피크를 구함으로써, 및 그 상관 피크에 대응하는 주파수를 유지함으로써 데이터의 필드의 미공지된 데이터의 적어도 전부에 대해 블라인드 상관을 생성하는 것에 적응되는 제 2 모듈.

[0093] 데이터는 GPSK- 또는 BPSK-변조된 DVB-S2 데이터이다.

[0094] 제 1 추정 모듈 및 제 2 모듈은 예를 들어 FPGA 기술을 이용하여 생성된다.

도면의 간단한 설명

[0095] 본 발명의 다른 특징들 및 이점들은, 도면들이 첨부되는, 제한이 아닌 예시에 의해 제공되는, 다음에 오는 설명을 판독 시에 더 잘 이해될 것이며, 여기서 :

도 1 은 송신 시스템의 일 예를 도시한 도면.

도 2a 및 도 2b 는 각각, 에어 포켓의 존재 시의 가속도 (A) 및 고도의 변화 (Alt) 및 도플러 효과 (D) 및 도플러 효과의 변화, 유도된 곡선 V 의 예시를 도⊤시한 도면들.

도 3 은 DVB-S2 프레임을 도시한 도면.

도 4 는 종래 기술에 따른 동기화 구조의 일 예를 도시한 도면.

도 5 는 DVB-S2 수신기에 배열된, 본 발명에 따른 주파수 추정기의 구조의 일 예를 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0096] 다음에 오는 예는, 본 발명의 요지를, 그 범위를 DVB-S2 프레임의 구조로 제한하지 않고 더 잘 설명하기 위하여, QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 위상 변화에 의해 변조하는 DVB-S2 프레임의 경우에 주파수 추

정, 버스티 또는 다른 것을 위해 주어질 것이다. 본 발명은 또한 이용된 프레임들이 미공지된 데이터의 복수의 필드들이 후속하는 공지된 데이터의 헤더 또는 필드를 갖는 통신들에 대해 적용될 수 있다. 일 예로, 미공지된 데이터는 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조, 또는 QPSK 변조된다. 이하의 상세한 설명에서, 시스템은 예를 들어, 공지된 Arinc 791 놈 (norm) 을 순응하기 위하여, 0 dB 와 6 dB 간의 신호-대-잡음비들에 대해 작동할 것이다.

[0097] 본 발명에 따른 방법 및 주파수 추정기는 제 1 수퍼바이즈드 주파수 추정기 및 제 2 블라인드 주파수 추정기를 갖는다. 본 발명에 따른 주파수 추정기는 일 예로, 위성 스테이션 또는 그라운드 스테이션에 포지셔닝되는 DVB-S2 수신기 내에 구현되고, 예를 들어, 프로그램가능한 회로 또는 FPGA (field-programmable gate array) 기술을 이용한다.

[0098] 제 1 주파수 추정 모듈 또는 제 1 추정기는 90 개의 심볼들의 DVB-S2 헤더에 대해 푸리에 변환을 이용한 수퍼바이즈드 상관을 생성하는 알고리즘을 구현한다.

[0099] 그 알고리즘은 DVB-S2 헤더로부터 수신되고 이 동일한 헤더의 참조 심볼들 (Ref(k), 여기서 $1 \le k \le 90$) 과 상관되는 90 개의 심볼들 (R(k), 여기서 $1 \le k \le 90$) 의 푸리에 변환의 놈의 최대치에 대응하는 주파수를 컴퓨팅함으로써 주파수를 추정한다.

[0100] 수신된 심볼들 (k) 은 다음과 같다 :

[0101] $R(k)=(Ref(k)+BABG(k))*\exp(i*2*\pi\,\Delta_f*k)$ 이며, 여기서 :

[0102] ○ Ref(k) : 심볼들 (R(k)) 에 대한 참조 심볼들

[0103] ○ BABG : 부가 백색 가우시안 잡음

[0104] ○ Δ_f : 추정될 도플러 주파수.

[0105] 제 1 추정 모듈 또는 추정기에서의 주파수 추정 ($\widehat{\Delta fDA}$) 은 다음과 같이 된다 :

$$\widehat{\Delta fDA} = \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(R(k) * conj(Ref(k)) + BABG(k)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*\Delta_f*t} * rect_{90}(t) + BABG(t)\right)\right|^2\right)$$

$$= \text{MaxIndex}\left(\left|sinc_{90*\pi}(f-\Delta_f) + BABG(f)\right|^2\right)$$

[0106]

[0107] 여기서 :

[0108] - conj() : 복소수의 공액 함수

[0109] - DFT : 푸리에 변환

[0110] - k : 심볼의 인덱스

[0111] - t : 주어진 인스턴트

[0112] - f : 주어진 주파수

[0113] - Δ_f : 추정될 도플러 주파수

[0114] - $rect_{90}(t)$: 길이 90 의 직사각형 함수

[0115] - $sinc_{90*\pi}(f)$: 폭 $90*\pi$ 의 카디널 사인 함수 (cardinal sine function).

[0116] 동작 범위는 그것이 수퍼바이즈드 추정기이기 때문에, 단지 $+-0.5*Rs$ 에 지나지 않는다.

[0117] 잡음에 대한 높은 저항을 보이는, 제 1 추정 모듈의 마지막에는, 주파수 값 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 이 얻어진다.

[0118] 제 2 추정 모듈 또는 제 2 추정기는 다음의 주파수 범위에 대해 작용할 매우 높은 주파수 분해능을 가진 블라인드 주파수 추정기이다 :

[0119] $$FreqRangeNDA = \left[\widetilde{\Delta fDA} - \widetilde{\Delta f}; \widetilde{\Delta fDA} + \widetilde{\Delta f}\right]$$

[0120] 최대 피크가 구해지는 이 주파수 범위는 수퍼바이즈드 주파수 추정기의 정확성에 의해 결정된다 : 그것은 따라서 $\widetilde{\Delta fDA}$ 에 중심을 두고 정규화된 모드 (1 Mbaud 의 R_s 에 대해 2.5kHz) 에서 ±0.0025 Rs 이며, 이는 0 dB 에서의 수퍼바이즈드 추정기의 최악의 경우 정확성에 대응한다. 따라서, 0 dB 에서 :

[0121] $$FreqRangeNDA = \left[\widetilde{\Delta fDA} - 0.0025; \widetilde{\Delta fDA} + 0.0025\right]$$ 이다.

[0122] SNR 이 0 dB 인 경우, 블라인드 알고리즘은 파일럿들을 가진 짧은 QPSK 프레임의 모든 심볼들, 즉 8370 개의 심볼들을 이용한다. 알고리즘은, 0 dB 에서, 4 의 파워로 상승된 8370 개의 QPSK 심볼들에 대해 푸리에 변환을 이용하여, 이 푸리에 변환의 놈의 최대치에 대응하는 주파수 (f) 를 컴퓨팅함으로써 도플러를 추정하는 것을 수반한다. 도플러는 이 추정된 주파수를 4 로 나눈 것에 대응한다. 수신된 QPSK 심볼들 (R(k)) 이 고려된다면 (여기서 1≤k≤NDALength) :

[0123] - $R(k)=(SymbsQPSK(k)+BABG(k))*\exp(i*2*\pi\,\Delta_f*k)$ 이며, 여기서 :

[0124] ○ $SymbsQPSK=\exp(i*(\pi/4+n*\pi/2))$ 이며, 여기서 $n=[0,1,2,3]$;

[0125] ○ NDALength : 블라인드 주파수 추정치가 생성되는 길이. NDALength 는, SNR 이 0 dB 일 때 8370 에 고정된다,

[0126] ○ BABG : 부가 백색 가우시안 잡음,

[0127] ○ Δ_f : 추정될 도플러 주파수.

[0128] 제 2 추정 모듈 또는 추정기에서의 주파수 추정치 ($\widetilde{\Delta fDA}$) 는 다음과 같이 된다 :

[0129] $$\widetilde{\Delta fNDA} = \frac{\text{MaxIndexNDA}(|(DFT((R(k)+BABGEq(k))^4)|^2)}{4} = \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|DFT\left(e^{i*2*\pi*4*\Delta f*t} * rect_{NDALength}(t) + BABGEq(t)\right)\right|^2\right)}{4} = \frac{\text{MaxIndexNDA}\left(\left|sinc_{NDALength*\pi}(f-4*\Delta_f) + BABGEq(f)\right|^2\right)}{4}$$

[0130] 여기서 :

[0131] - $Rect_{NDALength}(t)$: 길이 NDALength 의 직사각형 함수,

[0132] - $Sinc_{NDALength*\pi}(f)$: 폭 $NDALength*\pi$ 의 카디널 사인 함수,

[0133] - $BABGEq(f)$: 노이지 신호 (SymbsQPSK+BABG) 를 4 의 파워로 상승시키는 것으로부터 기인하는 등가의 부가 백색 가우시안 잡음,

[0134] - MaxIndexNDA : 푸리에 변환의 놈이 최대치에 있는 주파수 범위 ($FreqRangeNDA$) 에 속하는 주파

수.

[0135] 최대 동작 범위는, 그것이 4 의 파워로 상승된 신호를 그 입력으로서 취하는 블라인드 추정기이기 때문에 $+-0.125*R_s$ 이다.

[0136] 도 5 는 일 예로, 그라운드 스테이션의 DVB-S2 수신기에서 구현되는 본 발명에 따른 주파수 추정기에 대한 구조를 개략적으로 도시하며, 이는 다음의 단계들을 수행하는 것에 적응된 2 개의 모듈들을 갖는다 :

[0137] • 첫째로, 주파수의 개략 수퍼바이즈드 추정이 90 개의 심볼들의 DVB-S2 헤더에 대해 발생된다 : (1 Msps 의 Rs 에 대해) +-2.5kHz 의 정확성을 갖는 제 1 주파수 추정치가 그 다음에 얻어진다;

[0138] • 둘째로, 블라인드 상관이 개략 주파수 추정으로부터의 +-2.5kHz 의 범위에 걸쳐 짧은 QPSK 프레임의 8370 개의 심볼들에 대해 발생된다. 20Hz 의 정확성을 갖는 추정이 그 다음에 주파수 에러를 위해 얻어진다.

[0139] 감소된 주파수 범위에 걸친 블라인드 추정기의 이용은 블라인드 추정기로 인한 FER 이 추정기의 총 동작 범위와 이 감소된 범위 간의 비율로 나눠지는 것을 허용한다. 따라서, 추정기의 동작 범위가 +-125 kHz 인 본 케이스에서는, FER 이 50 (125/2.5=50) 으로 나눠진다. 이것은 0 dB 에서 10^{-5} 보다 더 높은 FER 로부터 10^{-6} 에 가까운 FER 로의 변화를 허용한다.

[0140] 본 발명에 따라 구현된 주파수 추정기는 불리한 항공 컨디션들 하에서 10^{-5} 보다 더 낮은 FER 이 0 dB 에서 획득되는 것을 허용한다. 0 dB 보다 더 높은 신호-대-잡음비 값들 (SNR들) 에 대해, 블라인드 추정의 매그니튜드를 감소시키면서 동일한 레벨의 성능을 얻는 것이 가능하다.

[0141] 단지 설명된 방법의 단계들은, 주파수가 추정되는 길이가 $NDALength = \frac{8370}{SNRLin^2}$ (여기서 SNRLin 은 선형으로 표현된 신호-대-잡음비 (SNR) 에 대응한다) 에 대응하고, 성능 (최악의 경우 항공 도플러 컨디션들 하에서 10^{-5} 보다 더 낮은 FER (frequency error rate)) 이 (0 dB 와 7 dB 사이의) DVB-S2 QPSK 에 대표적인 SNR들에 대해 동일한 경우에 적용된다.

[0142] 본 발명은 특히 매우 짧은 추정 주기에 걸쳐 매우 정확하게 주파수의 추정을 제공하는 이점을 가지며, 이는 항공기의 이동으로 인한 주파수의 매우 큰 변화들이 뒤따르게 되는 것을 허용한다. 따라서, 전적으로 "버스티" 방식으로, 즉, 각각의 DVB-S2 프레임에 대해, 주파수 추정이 제공되는 방식으로 이용될 수 있으며, 후자는 이전 프레임에 대해 얻어진 추정치에 독립적이다. 따라서, 프레임에 대한 주파수 추정치가 잘못된 경우, 이것은 다른 프레임들에 영향을 주지 않고, 그 추정치가 잘못된 프레임에 손실이 한정된다.

부호의 설명

[0143] 400 : 믹서

410 : 나이키스트 필터 블록

420 : 레이트 동기화 모듈

430 : 프레임 동기화 모듈

440 : 주파수 동기화 모듈

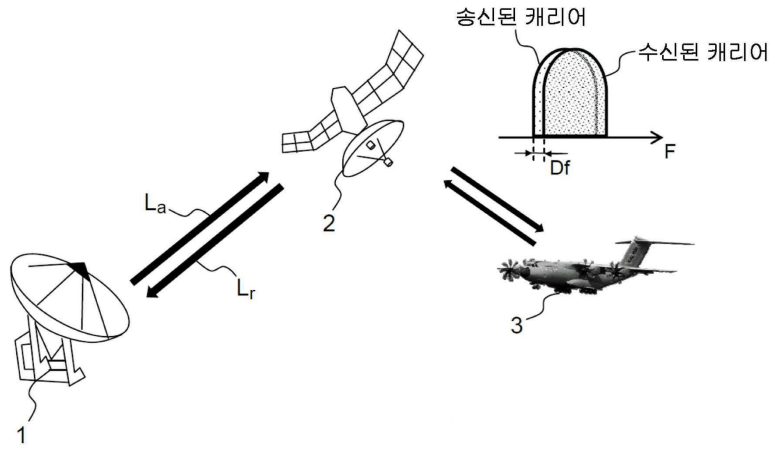
450 : 루프 필터

460: 미세 주파수 동기화 모듈

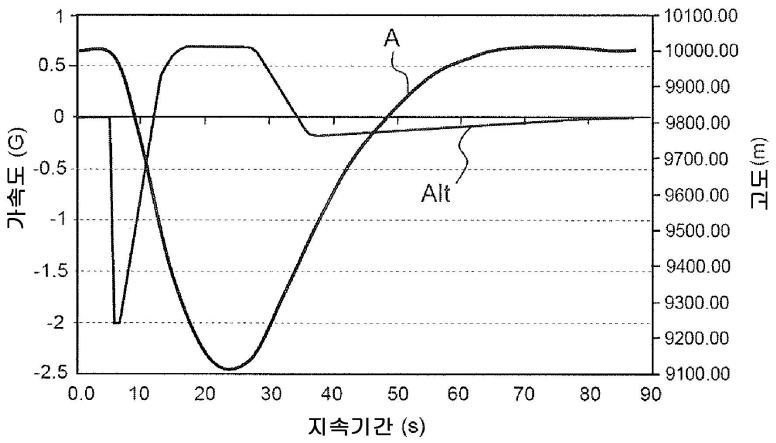
470: 위상 획득 모듈

도면

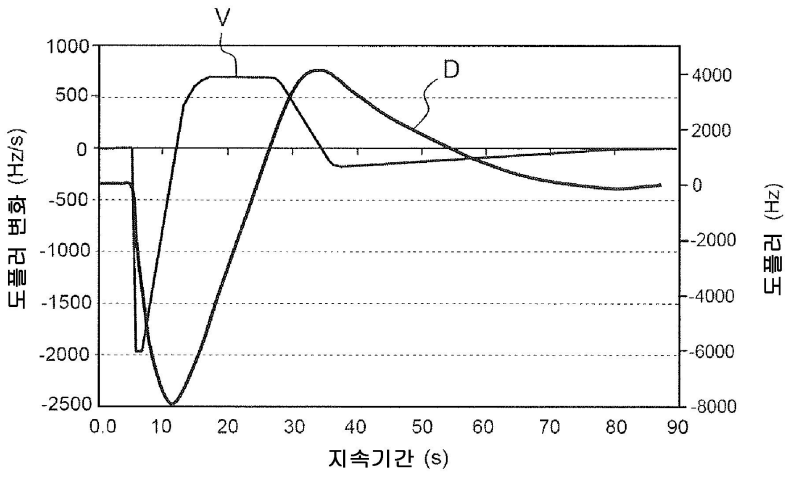
도면1



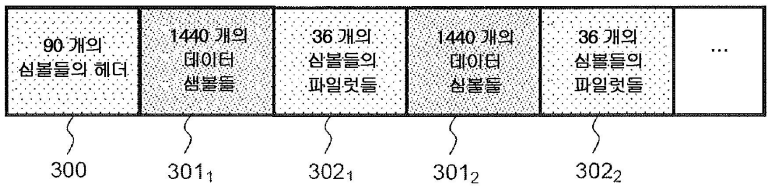
도면2a



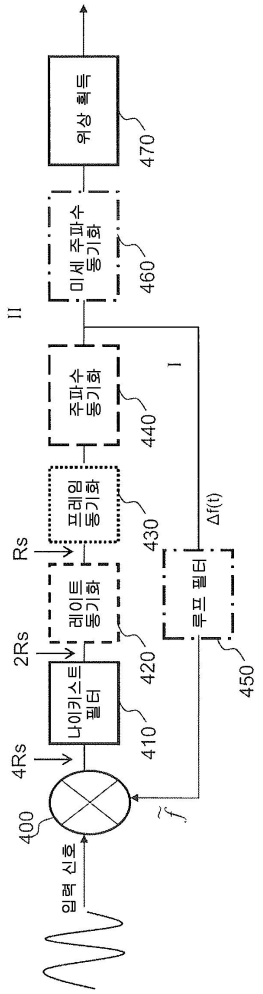
도면2b



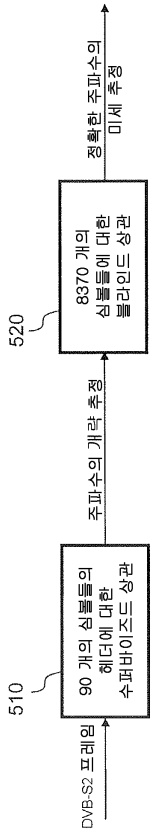
도면3


90 개의 심볼들의 헤더
1440 개의 데이터 샘볼들
36 개의 심볼들의 파일럿들
1440 개의 데이터 심볼들
36 개의 심볼들의 파일럿들
...
300
301_1
302_1
301_2
302_2

도면4


위상 획득
470
미세 주파수 동기화
460
주파수 동기화
440
프레임 동기화
430
레이트 동기화
420
나이키스트 필터
410
루프 필터
450
Δf(t)
Rs
2Rs
4Rs
400
입력 신호
I
II

도면5


DVB-S2 프레임
510
90 개의 심볼들의
헤더에 대한
수퍼바이즈드 상관
주파수의 개략 추정
520
8370 개의
심볼들에 대한
블라인드 상관
정확한 주파수의
미세 추정