



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0049875
(43) 공개일자 2020년05월08일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 19/10 (2010.01) G01S 1/02 (2010.01)
G01S 1/20 (2018.01) H04B 1/7087 (2011.01)
- (52) CPC특허분류
G01S 19/10 (2013.01)
G01S 1/024 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2020-7012026(분할)
- (22) 출원일자(국제) 2012년08월02일
심사청구일자 2020년04월24일
- (62) 원출원 특허 10-2014-7003971
원출원일자(국제) 2012년08월02일
심사청구일자 2017년07월13일
- (85) 번역문제출일자 2020년04월24일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2012/049390
- (87) 국제공개번호 WO 2013/019986
국제공개일자 2013년02월07일
- (30) 우선권주장
61/514,369 2011년08월02일 미국(US)
(뒷면에 계속)

- (71) 출원인
넥스트나브, 엘엘씨
미국, 캘리포니아 94085, 썬니베일, 484 오크메드
파크웨이
- (72) 발명자
크래스너, 노던
미국, 캘리포니아 94085, 썬니베일, 484 오크메드
파크웨이
라구피씨, 아룬
미국, 캘리포니아 94085, 썬니베일, 484 오크메드
파크웨이
- (74) 대리인
강명구

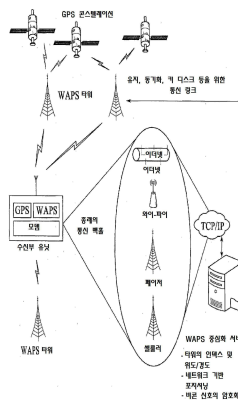
전체 청구항 수 : 총 32 항

(54) 발명의 명칭 광역 포지셔닝 시스템(WAPS)에서의 셀 구조 및 전송 스킴

(57) 요약

포지션 추적 시스템은 포지셔닝 신호를 방송하는 송신기를 포함한다. 각 방송된 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 범위 신호를 포함한다. 포지션 추적 시스템은 리모트 수신기에서 수신된 포지셔닝 신호의 도착 시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기를 포함한다. 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호가 복수의 송신기의 서로 다른 각 부채에 의하여 동시에 전송되고, 리모트 수신기에서 동시에 수신된다. 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가지고, 상기 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋된다. 포지셔닝 신호사이의 크로스-간섭은 리모트 수신기를 두 개의 포지셔닝 신호 중에 선택된 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝하고, 선택된 포지셔닝 신호를 선택된 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시킴에 의해 감소된다.

대표도



(52) CPC특허분류

G01S 1/20 (2018.01)
H04B 1/7087 (2013.01)

(30) 우선권주장

13/296,067	2011년11월14일	미국(US)
13/412,487	2012년03월05일	미국(US)
13/535,626	2012년06월28일	미국(US)

명세서

청구범위

청구항 1

포지션 추적 시스템 내 크로스-간섭을 줄이기 위해, 서로 다른 위치에 위치하는 복수의 송신기로부터 복수의 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법으로서, 상기 방법은,

한 세트의 오프셋에 속하는 제1 오프셋과 기본 주파수의 합산으로부터 제1 주파수를 선택하고, 제1 주파수에서 캐리어를 포함하는 제1 포지셔닝 신호를 생성하며, 상기 제1 포지셔닝 신호가 제1 의사 랜덤 코드를 포함하고;

제1 포지셔닝 신호를 제1 송신기로부터 전송하며;

한 세트의 오프셋에 속하는 제2 오프셋과 기본 주파수의 합산으로부터 제2 주파수를 선택하고, 제2 주파수에서 캐리어를 포함하는 제2 포지셔닝 신호를 생성하며, 상기 제2 포지셔닝 신호가 제2 의사 랜덤 코드를 포함하고;

제2 포지셔닝 신호를 제2 송신기로부터 전송함을 포함하며,

상기 제1 포지셔닝 신호와 제2 포지셔닝 신호가 동시에 전송되고,

상기 제1 및 제2 오프셋은 제1 및 제2 포지셔닝 신호 각각의 대역폭의 25 퍼센트 이하 만큼 서로 다르며,

오프셋 세트의 오프셋 각각은 0 아닌 최소 오프셋의 배수이고, 그리고

오프셋 세트는 $0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$ 에 대응하고, R은 PN 프레임 레이트를 나타내며, k_0 는 0 아닌 정수를 나타내고, Q는 오프셋 세트의 오프셋의 개수와 같은 정수를 나타내는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 제1 및 제2 오프셋은 (i) 제1 및 제2 포지셔닝 신호의 프레임 속도와 (ii) 상기 프레임 속도의 분수 $1/n$ 의 합의 배수만큼 서로 다르며, 여기서 n은 정수인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 제1 의사 랜덤 코드 및 제2 의사 랜덤 코드가 서로 다른 의사 랜덤 코드인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 제1 의사 랜덤 코드 및 제2 의사 랜덤 코드가 동일한 의사 랜덤 코드인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 5

제1항에 있어서, 복수의 송신기 중 2개의 추가 송신기를 사용하여 시간 간격 중에 2개의 추가 포지셔닝 신호를 비-동시적으로 송신함을 포함하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 6

제1항에 있어서, 복수의 송신기는 기하학적 패턴으로 배열되고 복수의 타임 슬롯을 이용해 복수의 포지셔닝 신호를 송신하며, 복수의 송신기는 하나의 타임 멀티플렉싱 프레임에서 n개의 타임 슬롯을 이용하는 적어도 m개의 송신기를 포함하며, m과 n은 양의 정수인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 7

제1항에 있어서, 상기 제1 송신기가 적어도 2개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임으로 제1포지셔닝 신호를 송신하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 8

제1항에 있어서, 복수의 송신기는 슈퍼그룹의 송신기를 포함하며, 상기 슈퍼그룹은 기하학적 그룹 패턴으로 배열된 복수 그룹의 송신기를 포함하고, 각각의 그룹은 기하학적 송신기 패턴으로 배열된 복수의 송신기를 포함하며, 상기 복수의 송신기가 복수의 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 복수의 타임 슬롯을 이용하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 9

제8항에 있어서, 복수 그룹의 상기 슈퍼그룹이 타 그룹의 의사 랜덤 코드와 상이한 적어도 하나의 의사 랜덤 코드를 이용하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 10

제8항에 있어서, 복수 그룹의 상기 슈퍼그룹의 복수의 송신기가 자신들의 송신의 적어도 일부분에 대해 공통 의사 랜덤 코드를 이용하고, 상기 공통 의사 랜덤 코드는 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스를 이용해 구성되는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 11

제8항에 있어서, 복수 그룹 중 한 그룹의 송신기 각각은 동일한 그룹의 모든 타 송신기와 상이한 의사 랜덤 코드를 이용해 브로드캐스팅하며, 상기 슈퍼그룹의 복수의 그룹의 그룹 각각은 동일한 의사 랜덤 코드 세트를 이용하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 12

제8항에 있어서, 상기 슈퍼그룹의 각각의 송신기는 동일한 슈퍼그룹의 타 송신기와 상이한 의사 랜덤 코드를 이용해 브로드캐스팅하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 13

제8항에 있어서, 상기 슈퍼그룹의 복수의 그룹의 각각의 그룹은 타 그룹의 주파수 오프셋과 상이한 주파수 오프셋을 이용하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 14

제1항에 있어서, 상기 방법이, 수신기를 제1 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝함에 의하여, 그리고 제1 포지셔닝 신호의 의사 랜덤 범위 신호에 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 제1 포지셔닝 신호를 상관 관계시킴에 의하여, 제1 포지셔닝 신호에 대한 제2 포지셔닝 신호의 크로스-간섭을 감소시킴을 포함하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 15

제1항에 있어서, 상기 정수 k_0 는 2 이상의 크기를 갖는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 16

제1항에 있어서, Q 는 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 동일한, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 17

제1항에 있어서, 상기 방법은 한 수신기에서, 제1 포지셔닝 신호 또는 제2 포지셔닝 신호의 반복된 PN 프레임의 정수배를 코히런트하게 처리함을 포함하는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 18

제1항에 있어서, 제1 및 제2 오프셋은 제1 및 제2 포지셔닝 신호 각각의 대역폭 1퍼센트 미만이 상이한 것인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 19

제1항에 있어서, 제1 및 2 오프셋은 제1 및 제2 포지셔닝 신호 각각의 대역폭 25퍼센트 미만이 상이한 것인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 20

제1항에 있어서, 상기 제1 및 제2 의사 랜덤 코드 각각은 적어도 N개의 연속적인 프레임 동안 반복되며, 여기서 N는 1 보다 큰 정수인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 21

제1항에 있어서, 모든 래그(lag)에 대하여 N개의 의사 랜덤 프레임 시간 동안 제1 및 제2 포지셔닝 신호의 환형 상관관계(circular crosscorrelation)가 (i) 제로(zero)이거나 (ii) 상기 제1 및 제2 오프셋이 동일하였을 때 보다 적은, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 22

제20항에 있어서, 모든 래그(lag)에 대하여 N개의 의사 랜덤 프레임 기간 동안 제1 및 제2 포지셔닝 신호의 환형 상관 관계(circular crosscorrelation)는 크기가 제로인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 23

제20항에 있어서, 모든 래그(lag)에 대하여 N개의 의사 랜덤 프레임 기간 동안 제1 및 제2 포지셔닝 신호의 환형 상관 관계(circular crosscorrelation)는 크기가 상기 제1 및 제2 오프셋이 동일한 때 보다 크기가 작은, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 24

제7항에 있어서, 상기 적어도 2개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임이 제1 프레임 및 제2 프레임을 포함하며, 포지셔닝 데이터가 상기 제1 프레임으로 전송되는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 25

제24항에 있어서, 보조 데이터가 제2 프레임으로 전송되고, 상기 보조 데이터가 보안 데이터와 인증 데이터 중 적어도 하나인, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 26

제25항에 있어서, 포지셔닝 데이터가 제2 프레임으로 전송되는, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 27

제6항에 있어서, m가 n 보다 큰, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 28

제6항에 있어서, m가 n 보다 작거나 같은, 포지셔닝 신호를 송신하기 위한 방법.

청구항 29

제1항 내지 28항 중 어느 한 항의 방법을 실현하기 위해, 적어도 한 프로세서에서 실행하도록 적용된 애플리케이션이 저장된 컴퓨터 판독가능 기록 매체.

청구항 30

서로 다른 위치에 위치하는 복수의 송신기를 갖는 송신기 네트워크를 포함하는 포지션 추적 시스템으로서, 복수의 송신기가 포지션 추적 시스템 내 크로스-간섭을 줄이기 위해 복수의 포지셔닝 신호를 전송하고, 상기 복수의 송신기가 제1 송신기 및 제2 송신기를 포함하며, 상기 포지션 추적 시스템이 제1항 내지 28항 중 어느 한 항 방법을 수행하도록 동작하는, 포지션 추적 시스템.

청구항 31

제30항에 있어서, 상기 포지션 추적 시스템이 복수의 포지셔닝 신호 중 하나 이상을 수신하는 하나 이상의 수신기를 포함하는, 포지션 추적 시스템.

청구항 32

서로 다른 위치에 위치하는 복수의 송신기를 갖는 송신기 네트워크를 포함하는 포지션 추적 시스템으로서, 복수의 송신기가 포지션 추적 시스템 내 크로스-간섭을 줄이기 위해 복수의 포지셔닝 신호를 전송하고, 상기 복수의 송신기가 제1 송신기 및 제2 송신기를 포함하며, 상기 포지션 추적 시스템이 메모리에 결합되고, 제1항 내지 28항 중 한 방법을 수행하는 하나 이상의 애플리케이션을 실행하는 하나 이상의 프로세서를 포함하는, 포지션 추적 시스템.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 관련 출원

[0002] 이 출원은 2011년 8월 2일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제61/514,369호의 이익을 청구한다.

[0003] 이 출원은 2012년 6월 28일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제13/535,626호의 이익을 청구한다.

[0004] 이 출원은 2009년 9월 10일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제12/557,479호, 이제 미국 특허 번호 제8,130,141호의 계속출원인, 2012년 3월 5일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제13/412,487호의 부분 계속 출원이다.

[0005] 이 출원은 2009년 9월 10일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제12/557,479호, 이제 미국 특허 번호 제8,130,141호의 계속출원인, 2011년 11월 14일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제13/296,067호의 부분 계속 출원이다.

[0006] 기술분야

[0007] 본 발명은 일반적으로 포지셔닝 시스템에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 광역 포지셔닝 시스템에 관한 것이다.

배경 기술

[0008] 글로벌 포지셔닝 시스템(GPS)과 같은 포지셔닝 시스템이 수년간 사용되어 왔다. 그러나, 이들 종래의 포지셔닝 시스템은 열악한 신호 상태에서 저하된 성능을 가질 수 있다.

[0009] 참조로서 포함

[0010] 각 특허, 특허 출원 및/또는 이 명세서에서 언급된 간행물은, 각 개개의 특허, 특허 출원 및/또는 간행물이 참조로서 포함될 구체적이고 개별적으로 지시되는 것과 같은 동일한 정도까지 그 전체로서 참조로 본 명세서에 포함된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

과제의 해결 수단

발명의 효과

도면의 간단한 설명

[0014]

- 도 1은 실시예에서, 광역 포지셔닝 시스템의 블록도이다.
- 도 2는 실시예에서, 7개-셀 그룹인 각 그룹을 가진 셀의 다수 그룹을 포함하는 예시적인 셀 구조를 나타낸다.
- 도 3은 실시예에서, 3-그룹 반복 패턴으로 사용된 단일 최대 길이 코드를 사용하는 예시적인 셀 구조를 나타낸다.
- 도 4는 실시예에서, 슬롯 1 동안에 발산하는 송신기들 사이의 가운데에 위치되는 3개의 수신기를 포함하는 예시적인 구성을 나타낸다.
- 도 5A 및 도 5B는 실시예에서, 코히런트 인테그레이션 감소(coherent integration rejection) 대 캐리어 주파수 오프셋(모듈로(modulo) 프레임 속도)의 플롯을 나타낸다.
- 도 6은 실시예에서, 다양한 셀 구성의 성능 비교를 자세히 다룬 표를 나타낸다.
- 도 7 은 실시예에서, 7G/7F 및 1M/7F 구성에 대한 0 래그 오프셋에서 상호-상관도의 표를 나타낸다.
- 도 8은 실시예에서, 프레임 인테그레이션에 의한 코히런트 인테그레이션 게인 대 두 송신기 사이의 차동 속도의 최악의 경우의 플롯을 나타낸다.
- 도 9는 실시예에서, PN 코드의 7개의 명확한 순열을 나타낸다.
- 도 10은 실시예에서, 런 렉스(run length)(즉, 피크 양 쪽에서 얼마나 많은 연속적인 위상이 자기상관 1/1023번 피크를 가지는지) 에 기초한 바람직한 골드 코드(Gold Code) 리스트를 나타낸다.
- 도 11은 실시예에서, 동기화된 비콘의 블록도이다.
- 도 12는 실시예에서, 리피터 구성을 사용하는 포지셔닝 시스템의 블록도이다.
- 도 13은 대안적인 실시예에서, 리피터 구성을 사용하는 포지셔닝 시스템의 블록도이다.
- 도 14는 실시예에서, 타워 동기화를 도시한다.
- 도 15는 실시예에서, 잘 조절되는 GPS PPS 생성기의 블록도이다.
- 도 16은 실시예에서, 잘 조절되는 GPS 오실레이터이다.
- 도 17은 실시예에서, PPS와 송신기의 아날로그 섹션이 데이터를 전송하도록 하는 신호 사이의 시간차를 카운팅하기 위한 신호도를 도시한다.
- 도 18은 실시예에서, 차동 WAPS 시스템의 블록도이다.
- 도 19는 실시예에서, 커먼 뷰 방식의 시각 전송을 도시한다.
- 도 20은 실시예에서, 투-웨이 방식의 시각 전송을 도시한다.
- 도 21은 실시예에서, 수신기 유닛의 블록도이다.
- 도 22는 실시예에서, RF 모듈의 블록도이다.
- 도 23은 실시예에서, 신호 업-컨버전 및/또는 신호 다운-컨버전을 도시한다.
- 도 24는 실시예에서, 다수의 수신 체인을 가지고, 상기 수신 체인 중 하나는 WAPS 신호를 수신 및 처리하는데 일시적으로 사용될 수 있는 수신기 시스템의 블록도이다.
- 도 25는 실시예에서, 포지셔닝 시스템에 클럭 공유를 도시한 블록도이다.
- 도 26은 실시예에서, WAPS에서 GNSS 수신기까지의 보조 이송기의 블록도이다.
- 도 27은 실시예에서, GNSS 수신기에서 WAPS 수신기로의 지원 정보의 전송을 도시하는 블록도이다.
- 도 28은 실시예에서, WAPS 보조 정보가 WAPS 서버로부터 제공되는 예시적 구성이다.
- 도 29는 실시예에서, $h[n]$ 에서 가장 빠른 도착 경로를 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 30은 실시예에서, 기준 상관 함수를 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 31은 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

- 도 32는 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 33은 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 34는 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 35는 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.
- 도 36은 실시예에서, 기준 고도 압력 시스템의 블록도이다.
- 도 37은 실시예에서, 기준 고도 압력 시스템을 포함하는 WAPS의 블록도이다.
- 도 38은 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 범위 측정을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다.
- 도 39는 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 포지션 추정을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다.
- 도 40은 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 범위 추정과 포지션 추정의 조합을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다.
- 도 41은 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, WAPS/GNSS 시스템으로부터의 포지션/속도 추정은 GNSS/WAPS 포지션의 품질 및/또는 속도 추정이 우수할 경우 센서의 드리프팅 바이어스를 교정하는 것을 돕기 위하여 피드백된다.
- 도 42는 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, 센서 파라미터(바이어스, 척도 및 드리프트와 같은)는 명시적인 피드백이 없는 GNSS 및/또는 WAPS 유닛에서 포지션/속도 계산의 파트로서 추정된다.
- 도 43은 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, 센서 교정은 개개의 포지션 계산 유닛과 떨어져 있다.
- 도 44는 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 위한 흐름도이고, 센서 파라미터 추정치는 개개의 포지션 계산 유닛의 상태의 파트로서 행해진다.
- 도 45는 실시예에서, WAPS와 다른 시스템 사이의 정보 교환을 나타낸다.
- 도 46은 실시예에서, FM 수신기와 WAPS 수신기 사이의 로케이션, 주파수 추정과 시간 추정의 교환을 도시하는 블록도이다.
- 도 47은 실시예에서, WLAN/BT 트랜시버와 WAPS 수신기 사이의 로케이션, 시가 추정과 주파수 추정을 교환하는 것을 도시하는 블록도이다.
- 도 48은 실시예에서, 셀룰러 트랜시버와 WAPS 수신기 사이에서 로케이션 추정, 시간 추정 및 주파수 추정을 교환하는 것을 도시한 블록도이다.
- 도 49는 실시예에서, 병렬 복소 상관기 아키텍처를 도시한다.
- 도 50은 실시예에서, 병렬 랜덤 액세스 리드 능력을 가진 16-비트 시프트 레지스터 프리미트브로부터 파생된 32-비트 시프트 레지스터 실행을 도시한다.
- 도 51은 실시예에서, 시프트 동작과 리드아웃 동작 속도를 도시한다.
- 도 52는 실시예에서, 1023 x n-비트 가산기를 실행시키는 가산기 트리에 대한 구조를 도시한다.
- 도 53은 실시예에서, 세션 키 셋업의 블록도이다.
- 도 54는 실시예에서, 암호화에 대한 흐름도이다.
- 도 55는 대안적인 실시예에서, 암호화에 대한 보안 아키텍처의 블록도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 수신기의 위치를 결정하기 위하여 시스템 및 방법이 기술된다. 실시예의 포지셔닝 시스템은 포지셔닝 신호를 방송(broadcast)하는 송신기를 포함하는 송신기 네트워크(transmitter network)를 포함한다. 포지셔닝 시스템은 포지셔닝 신호 및/또는 위성 신호를 포착하고 추적하는 리모트 수신기(remote receiver)를 포함한다. 위성 신호는 위성-기반(terminal-based) 포지셔닝 시스템의 신호이다. 리모트 수신기의 제1 모드는, 리모트 수신기가 포

지셔닝 신호 및/또는 위성 신호를 사용하여 포지션을 계산하는 단말기-기반(terminal-based) 포지셔닝을 사용한다. 포지셔닝 시스템은 리모트 수신기와 연결된 서버(server)를 포함한다. 리모트 수신기의 제2 작동 모드는, 서버가 포지셔닝 신호 및/또는 위성 신호로부터 리모트 수신기의 포지션을 계산하는 네트워크-기반(network-based) 포지셔닝을 포함하고, 여기서, 리모트 수신기는 포지셔닝 신호 및/또는 위성 신호를 수신하고 서버로 전송한다.

[0016] 실시예의 포지션을 결정하는 방법은 포지셔닝 신호와 위성 신호 중 적어도 하나를 리모트 수신기에서 수신하는 단계를 포함한다. 포지셔닝 신호는 복수의 송신기를 포함하는 송신기 네트워크로부터 수신된다. 위성 신호는 위성-기반 포지셔닝 시스템으로부터 수신된다. 본 방법은 단말기-기반 포지셔닝과 네트워크 기반 포지셔닝 중 하나를 사용하는 리모트 수신기의 위치를 결정하는 단계를 포함한다. 단말기-기반 포지셔닝은 포지셔닝 신호와 위성 신호 중 적어도 하나를 사용하는 리모트 수신기에서 리모트 수신기의 위치를 계산하는 단계를 포함한다. 네트워크-기반 포지셔닝은 포지셔닝 신호와 위성 신호 중 적어도 하나를 사용하는 리모트 서버에서 리모트 수신기의 위치를 계산하는 단계를 포함한다.

[0017] 포지셔닝 신호를 방송하는 송신기를 포함하는 포지션 추적 시스템이 기술된다. 각 방송된 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 범위 신호(pseudorandom ranging signal)를 포함한다. 포지션 추적 시스템은 리모트 수신기에서 수신된 포지셔닝 신호의 도착 시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기를 포함한다. 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호가 송신기에 의하여 동시에 전송되고, 리모트 수신기에서 동시에 수신된다. 두 개의 포지셔닝 신호는 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 대략 25 퍼센트 미만의 오프셋에 의하여 서로 오프셋되는 캐리어 주파수를 가진다. 포지셔닝 신호들 간의 크로스-간섭은 리모트 수신기가 두 개의 포지셔닝 신호 중에 선택된 신호의 주파수로 튜닝함에 의하여, 및 선택된 신호를 선택된 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시킴으로서 감소된다.

[0018] 후술하는 상세한 설명에서, 기술된 시스템과 방법의 완전한 이해를 제공하고 설명할 수 있도록 복수의 구체적인 세부 설명이 소개된다. 그러나, 당업자는 하나 이상의 구체적인 세부 설명 없이 또는 다른 구성, 시스템 등으로 이들 실시예가 실시될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 다른 예에서, 개시된 실시예의 태양이 모호하게 되는 것을 막기 위하여, 알려진 구조 또는 작동은 세부 설명에 도시되거나 기술되지 않는다.

[0019] 도 1은 실시예에서, 광역 포지셔닝 시스템의 블록도이다. 포지셔닝 시스템(본 명세서에서, 광역 포지셔닝 시스템(WAPS) 또는 "시스템"으로도 언급됨)은 동기화된 비콘의 네트워크, 비콘 및/또는 글로벌 포지셔닝 시스템(GPS) 위성을 포착하고 추적하는 수신기 유닛(그리고 선택적으로 위치 계산 엔진(위치 찾기 computation engine)을 포함함) 및 전송 비콘(가령, 송신기를 포함하는 타워)의 인덱스(index)를 포함하는 서버를 포함한다. 또한, WAPS는 빌링 인터페이스(billing interface), 전용 암호 알고리즘(proprietary encryption algorithm) (그리고 선택적으로 위치 찾기 계산 엔진)을 포함하는 서버를 포함한다. 시스템은 작동의 허가된/비허가된 밴드에서 작동하고, 위치 찾기 목적과 네비게이션 목적을 위하여 전용 파형을 전송한다. WAPS 시스템은 더 우수한 위치 찾기 솔루션을 위하여 다른 포지셔닝 시스템과 관련하여 단독으로 사용될 수 있거나, WAPS 시스템은 다른 포지셔닝 시스템을 지원하는데 사용될 수 있다. 본 명세서의 맥락에서, 포지셔닝 시스템은 하나 이상의 위도 좌표, 경도 좌표 및 고도 좌표를 알아내는 시스템을 포함한다.

[0020] 본 명세서에서, 용어 'GPS'에 대한 언급은 더 넓은 의미의 GNSS(글로벌 네비게이션 위성 시스템)이고, 본 명세서에서 사용되는 바와 같이, 글로나스(Glonass)와 같은 다른 기존의 위성 포지셔닝 시스템뿐만 아니라 갈릴레오(Galileo) 및 컴파스/베이다우(Compass/Beidou)와 같은 미래의 포지셔닝 시스템을 포함할 수 있다.

[0021] 시스템인 비교적 좁은 지역에서 작동할 때, WAPS의 우수한 성능은 시분할 멀티플렉싱(TDMA)의 사용에 의해 달성될 수 있다. TDMA에서, 서로 다른 비콘으로부터의 전송은 서로 다른 타임 슬롯에서의 전송에 의하여 서로 구별된다. 다양한 타임 슬롯(게다가, 선택적으로 동기화 정보와 같은 보조 정보)은 대체로 타임 멀티플렉싱 프레임 내로 배열되고, (항상은 아니지만) 종종 비콘은 멀티플렉싱 프레임당 하나 이상의 타임 슬롯에서 전송한다. 적은 수의 타임 슬롯(가령, 10)이 전송을 위하여 초당 할당될 때, TDMA는 효율적이다. 더 넓은 지리적 지역에서 작동할 때, 비교적 많은 수(가령, 50 내지 100)의 슬롯이 할당되지 않는다면, 다수의 타워로부터의 전송은 사용자에 의하여 동시에 수신될 수 있는 경우가 될 수 있다. 사실, 수신기가 서로 다른 타워 또는 송신기로부터 적어도 두 개의 동시 전송을 수신할 수 있는 확률이 높고, 이들 동시 전송은 추가적인 코딩 방법에 의하여 서로 구별될 것이다. 따라서, 이러한 수정된 시스템은 더 이상 TDMA 시스템이 아니라, TDMA와 추가적인 멀티플렉싱 방법을 통합한 하이브리드 시스템일 것이다.

[0022] 실시예의 추가적인 멀티플렉싱 방법은 코드 분할 멀티플렉싱(CDMA)를 포함할 수 있고, 이는 서로 다른 비콘이

서로에 대해 우수한 크로스 상관관계 특성을 가지며, 서로 다른 의사 랜덤(PN) 확산 코드에 할당된다. 이러한 PN 코드의 예는 골드 코드(gold code)이고, 이는 GPS 및 많은 다른 통신 시스템에서 사용된다. 대안적으로 또는 추가적으로, 멀티플렉싱 방법은 여기서 "주파수 오프셋 멀티플렉싱" (FOM)으로 언급되는 방법을 포함할 수 있고, 여기서, 작은 캐리어 주파수 차이가 서로 다른 비콘으로부터의 전송을 구별시키기 위해 사용된다. 실시예에서, TDMA, CDMA 및/또는 FOM의 어떤 조합은 포지셔닝 수신기에 의해 동시에 수신될 수 있는 비콘으로부터의 전송을 구별하기 위해 사용된다.

[0023] 의사 랜덤 확산 코드의 반복하지 않는 주기(nonrepeating period)는 PN 프레임 주기라 하고, 반복하지 않는 시퀀스는 PN 프레임이라고 한다는 것을 주목해야 한다. 이것은 특히, CDMA와 TDMA가 하이브리드 시스템으로 조합될 때, 상기 기술된 TDMA와 관련된 타임 멀티플렉싱 프레임과 구별하기 위함이다. 예로서, 시스템은 타임 슬롯당 100 PN 프레임 및 (시간) 멀티플렉싱 프레임당 10 타임 슬롯을 사용할 수 있다. 이 경우에, 타임 멀티플렉싱 프레임 주기가 1000 PN 프레임 주기와 동일하다. 후술하는 설명에서, 용어 멀티플렉싱 프레임과 PN 프레임은 TDMA 프레임과 PN 프레임을 구별하기 위해 사용된다. 문맥에서 명백하다면, 프레임을 언급할 때, 용어 "PN" 및 "멀티플렉싱"이 지워질 수 있다.

[0024] WAPS에서, 다수의 액세스 셀룰러 통신 시스템과 비교할 때, 포지셔닝 수신기가 다수의 송신기로부터의 신호의 도착시간을 측정하고 수신할 필요가 있다는 것을 주목해야 한다. 사실상, 지리적으로 확산된 4개 이상의 비콘으로부터 에너지를 수신할 필요가 있다. 교외와 도시와 같은 다양한 환경에서, 신호 차단과 감쇠는 아마 40 dB 이상의 높은 다이내믹 범위에 걸쳐 확산되는 이들 소스로부터의 전력 레벨을 수신하는 결과를 초래한다. 이는 포지셔닝 수신기의 능력에 대해 엄청난 제약을 주어서 수신된 신호를 다른 것과 구별되게 한다. 따라서, 이러한 환경에서 작동하여, 넓은 다이내믹 범위에 걸쳐 수신된 신호를 수신하고 처리하는 포지셔닝 수신기에 대한 요구가 있다. 더구나, 이러한 수신기는 많은 수의 비콘으로부터 수신된 신호를 동시에 처리하고 감지도 한다.

[0025] 또 다른 고려 사항은 포지션 추적 정확성에 대한 크로스-간섭의 영향에 관한 것이다. 셀룰러 통신 시스템에서, 주요 관심사는 낮은 오류의 확률을 가지고, 데이터 스트림을 변조하는 것이다. 오류 정정 코딩(error correction coding)의 사용에도 불구하고, 원하는 신호에 대한 간섭 신호의 영향이 최소로 된다. 그러나, WAPS 시스템에 대하여, 간섭 신호는 데이터에 영향을 줄뿐만 아니라 포지션 측정의 정확성도 감소시키고, 그래서, 크로스-간섭의 정도를 감소시킬 필요가 있다. 간섭 감소 후에, 남아 있는 관심 신호가 배경 잡음 및 잔여 간섭에 비하여, 30 dB 이상의 에너지를 가지는 것이 바람직하다. 이는 정확한 범위 측정이 특히, 다중 경로 환경에서 가능하게 된다. 전형적으로, 이러한 제약은 셀룰러 통신 시스템에 대해 존재하지 않는다.

[0026] 본 명세서의 예시는 50개가 넘는 다수의 비콘이 도심 또는 광역 환경에서 작동하는 포지셔닝 수신기에 의해 처리되고 감지되기 위해 필요할 수 있다는 것을 나타낸다. 상기 서술된 바와 같이, 순수한 TDMA가 이를 달성하기 위해 사용된다면, 많은 수의 타임 슬롯, 가령, 50 개 이상의 타임 슬롯이 넓은 지리적 영역에 제공하기 위하여 필요할 것이다. 이러한 많은 수의 타임 슬롯은 다양한 불리한 결과를 가질 것이다. 예를 들어, 각각의 비콘은 그의 포지션과 다양한 타이밍 보정을 포함하는 데이터를 보내야만 한다. 많은 수의 타임 슬롯은 모든 필요한 데이터를 수신하기 위해 필요한 전반적으로 매우 긴 프레임 주기를 초래한다. 데이터가 이 문제를 극복하기 위하여 고속으로 보내진다면, 시스템 민감도가 나빠진다. 본 명세서에 기술된 하이브리드 멀티플렉싱 방법은 이들 문제를 극복한다. 이는 적은 수의 타임 슬롯을 사용하기 때문만이 아니라, 이는 다수의 비콘으로부터 신호를 동시에 수신하는 포지셔닝 수신기를 초래하기 때문이다. 본 명세서에 기술된 하이브리드 멀티플렉싱 방법은 신호 분리 능력을 제공하여 이들 동시에 수신된 신호를 구별한다.

[0027] 본 명세서의 실시예의 개념을 명확하게 기술하기 위하여, 육각형-모양의 지리적 영역에 각 중심이 있는 비콘 또는 송신기의 특정 구성이 본 명세서에 제공된다. 본 명세서에 기술된 실시예는 이 구성에 제한되지 않으나 이 예를 통하여 간결하게 나타난다. 특히, 본 명세서의 설명은 기본 TDMA 그룹은 육각형 패턴으로 배열된 7-셀 "그룹"이고, 각 그룹은 7개의 타임 슬롯을 사용한다. 또한, 각 송신기는 프레임 주기 1 msec를 가진 길이 1023의 PN 코드를 사용한다. 다시 말해, 이 제한은 이 예를 위하여 도입된 것이고, 다른 PN 코드 길이와 프레임 주기가 동일하게 적용 가능하다.

[0028] 도 2는 실시예에서, 7개-셀 그룹인 각 그룹을 가진 셀 또는 송신기의 다수 그룹(가령, B, G, N, P, R, W, Y)을 포함하는 예시적인 셀 구조(200)를 나타낸다. W 하나로 마킹되었다고 말하면, 특정 그룹은, 그것을 둘러싸는 6개의 유사한 그룹(각각 가령, R, B, P, Y, N, G라고 서로 다른 문자로 명명함)과 함께 "수퍼그룹(super group)"이라고 한다. 예시적인 TDMA/CDMA 구성은 7개의 타임 슬롯과 7개의 PN 코드를 사용하여, 각 7개-셀 그룹이 하나의 골드 코드에 할당되고, 각 셀에 나타난 숫자는 서로 다른 슬롯을 나타낸다. 할당된 골드 코드는 수퍼그

룹 내의 인접한 다른 그룹과 다르다. 따라서, 이 예시적인 구성에서, 단지 7개의 코드는 수퍼그룹 내의 각 셀에 고유한 슬롯/코드 쌍을 제공하기 위해 필요하고, 이 예에서는 전체 49개의 셀을 포함한다. 동일한 코드와 슬롯을 가지는 셀들간의 거리는 대략 7개의 셀 너비이다. 이 구성은 1G/7G라고 언급되어, 각 그룹은 단지 하나의 골드 코드를 사용하는 것과 초군이 전체 7 개의 골드 코드를 사용하는 것을 가리킨다.

- [0029] 대안적인 구성에서, 수퍼그룹을 구성하는 각 7개의 그룹은 서로 다른 주파수 오프셋(전형적용 몇 kHz)이 할당된다. 이것이 상기 기술된 1G/7G 시스템과 함께 사용된다면, 이는 1G/7G-7F로 언급된다. 따라서, 이 경우에, 서로 다른 그룹이 서로 다른 할당된 PN을 가지는 것뿐만 아니라 서로 다른 주파수 오프셋을 가짐에 의하여 구별된다. 본 명세서에 기술되는 바와 같이, 주파수 오프셋의 사용은 실질적으로 크로스 간섭 감소를 향상시킨다.
- [0030] 또 다른 대안적인 구성에서, 본 명세서에서 언급된 1G/7F에서, 하나의 PN 코드만이 수퍼그룹내의 모든 셀에 대하여 사용된다. 그룹 내의 각 셀(가령, 7 개의 셀)은 분리된 타임 슬롯에 의해 구별되고, 각 그룹은 서로 다른 주파수 오프셋을 가지므로서 서로 구별된다.
- [0031] 또 다른 대안적인 실시예에서, 그룹 내의 각 셀은 서로 다른 PN 코드를 할당하나, 서로 다른 그룹은 동일한 세트의 7 개의 PN 코드를 사용한다. 또한, 서로 다른 그룹은 서로 다른 주파수 오프셋을 사용한다. 이 구성은 7G/7F로 언급된다.
- [0032] 대안적인 추가 구성에서, 수퍼그룹 내의 각 셀은 고유 골드 코드가 할당된다. 각 그룹은 서로 다른 주파수 오프셋을 통하여 서로 더욱 구별된다. 이 구성은 7G/7G-7F로 언급된다.
- [0033] 상기 다양한 구성은 다양한 정도의 크로스-간섭 성능을 제공한다. 또한, 서로 다른 구성은 시스템 복잡성뿐만 아니라 신호 획득 방법론과 시간에 관하여 의미를 가진다. 이들 구성의 일부의 성능 비교는 도 6의 표를 참조하여 본 명세서에 기술된다. 획득 복잡성 및 시간은 코드의 전체 수와 주파수의 전체 수의 곱에 비례하다는 것을 주목한다.
- [0034] 골드 코드가 상기 예에서 PN 코드로 사용되더라도, 다른 코드도 가능하다. 예를 들어, 실시예는 단지 최대 길이 PN 시퀀스(가령, 골드 코드를 형성하는데 사용되는 제1의 두 최대 길이 시퀀스)를 포함하는 코드를 포함한다. 코드는 전송 슬롯 수에 의한 셀 그룹과 오프셋 주파수에 의한 셀 그룹 내에서 구별된다. 이는 상기 기술된 1G/7F 시스템의 변형예이고, 본 명세서에서 1M/7F로 언급된다. 이들 코드는 골드 코드를 사용하는 유사한 구성보다 비교적(대략 5 내지 6 dB 정도) 더 나은 상호-상관도 특성을 가진다.
- [0035] 도 3은 실시예에서, 3-그룹(가령, B, R, W) 반복 패턴으로 사용된 단일 최대 길이 코드를 사용하는 예시적인 셀 구조(300)를 나타낸다. 이 구성(300)의 각 7개-셀 그룹은 (한 세트의 세 개의 오프셋 중에서) 주어진 주파수 오프셋을 가진 최대 길이 코드가 할당되고, 각 셀 그룹내에 도시된 숫자는 서로 다른 슬롯을 나타낸다. 이 구성은 본 명세서에서 1M/3F로 언급되고, 여기서, M은 골드 코드에 대한 이전의 "G"와 비교하여, "최대 길이(maximal length)"를 명시한다.
- [0036] 각 셀룰러 레이아웃 실시예는 적어도 두 개의 성능 측정에 의해 특징될 수 있다. 첫 번째 성능 측정은 동일한 전송 파라미터(가령, 슬롯 수, 코드 수, 주파수 오프셋 및 코드 위상)를 사용하여 송신기들간의 거리의 비율(R)과 셀 반지름이다. R과 관련된 이득은 $R^{3.5}$ 이고, 3.5 손실 지수(loss exponent)라고 하며, 이는 가까운 송신기에 대해 멀리 떨어진 송신기에 대해 기하학 구조에 기초하여, 얼마나 많이 감소가 기대되는지의 지표를 제공한다. 서로 다른 손실 지수는 서로 다른 신호 환경(가령, 도심, 교외, 지방 등)을 모델링하는데 사용될 수 있으나, 표현의 명료성을 위하여, 단지 3.5 손실 지수가 본 명세서에 사용된다. 특정 셀의 반지름에서 측정된 대략 40 dB 이득은 대체로 빌딩 차단등과 같은 다른 요소를 고려하면, 가장 좋은 상황에서 적절한 마진을 제공한다. 도 2를 참조하여 상기 기술된 셀룰러 구성(00)은 13.8의 감소를 의미하는 13.8 또는 39.9 dB의 (최소) 반복 비율을 가진다. 이는 크로스-간섭 감소가 적어도 39.9 dB 인 것을 의미하는 것이 아니라, 동일한 멀티플렉싱 파라미터를 가지는 가까운 셀(즉, 셀 반지름과 동일한 하나의 거리 만큼)에 대하여 멀리 떨어진 셀이 이 숫자만큼 감소될 것이라는 것을 의미한다. 신호가 수신기로부터 상당한 거리에서 셀로부터 수신될 때, 멀티플렉싱 방법은 서로 다른 멀티플렉싱 파라미터의 할당에 의하여, 셀 중에 크로스 간섭 감소의 부담을 가진다.
- [0037] 두 번째 성능의 측정은 본 명세서에서 "스트래들 감소(straddle rejection)"라고 언급된다. 동일한 타임 슬롯을 차지하고 있는 두 개의 송신기 사이에 수신기가 중간에 또는 거의 중간에 있다고 가정하면(이는 흔한 상황임), 수신된 신호의 하나 또는 다른 것을 처리하는 능력은 사용된 멀티플렉싱 방법에 의해 제공된 감소에 의존한다. 도 4는 실시예에서, 슬롯 1 동안에 발산하는 송신기들 사이의 가운데에 위치되는 3개의 수신기(401-403)(작은 검은 원)를 포함하는 예시적인 구성(400)을 나타낸다. 수신기(401-403)는 2개의 송신기에 가장 가까운 점에 있

어서, 수신기(401)는 셀 그룹(N 및 W)의 슬롯 1 송신기에 가장 가까운 점에 있고, 수신기(402)는 셀 그룹(G 및 W)의 슬롯 1 송신기에 가장 가까운 점에 있으며, 수신기(403)는 셀 그룹(R 및 W)의 슬롯 1 송신기에 가장 가까운 점에 있다. 수직 라인("동일거리 경로")은 나중의 경우에 동일거리 궤도를 가리킨다.

[0038] 셀 그룹(W)의 셀(3)과 셀 그룹(G)의 셀(6) 사이의 라인 상에 위치하는 수신기(402)는 셀 그룹(W 및 G)의 슬롯 1 송신기로부터 대략 2.55 셀 반지름의 거리에 위치된다. 402에 위치하는 수신기는 방해되는 환경에서, 전형적으로 그룹(W)의 3 및 4와 그룹(G)의 6 및 7로부터 가장 강한 신호를 볼 것이다. 이들 셀까지의 거리는 각각 1, 1.78, 1 및 1.78이다. 따라서, 2.55 거리인, W의 셀 1과 G의 셀 1로부터 수신된 신호는 이웃 셀에 대해 이상적으로 5 내지 14 dB 정도만 감소된다. 따라서, 이들 송신기로부터의 신호는 대체로 관측가능하고, 4개의 가장 이웃하는 송신기의 적어도 두 개에서 신호 강도면에서 비교할 수 있다. 더구나, 이들 두 송신기에 해당하는 수신된 신호 강도는 402로부터 동일한 거리 때문에 상당히 비교할 만할 수 있다. 따라서, 이는 특히 차단 상황에서 포지션 고정을 얻는데 있어 중요할 수 있다. 결과적으로, 수신된 신호는 이후의 신호 처리와 상관 관계되지 않는 것이 바람직하다.

[0039] 골드 코드에 대하여, 이러한 동일거리 셀간의 상관관계 감소, "스트래들 감소"는 대략 24 dB이고, 만일 도플러가 존재한다면 더 작아질 수 있다. 프레임 속도의 배수만큼 이격된 서로 다른 주파수에서 서로 다른 셀 그룹이 전송하는 최대 길이 코드에 대하여, 이 감소는 30 dB이다. 추가적인 감소를 달성하기 위하여, 실시예의 신호 처리는, 아래 자세히 기술되는 바와 같이, PN 프레임 주기의 배수와 동일한 시간의 주기에 걸쳐 코히런트 처리가 수행된다는 사실을 이용할 수 있다. 적분된 다수의 프레임 속도에서 그룹들 간에 간격이 있는 주파수는 다수의 프레임의 코히런트 추가를 통하여 이득을 얻지 못한다는 것을 아래 보여준다. 그러나, 어떤 정수 더하기 분수 스페이싱(fractional spacing)은 상당한 이득을 제공하지 못한다. 그러므로, 정수 더하기 분수 스페이싱은 40 dB의 레벨 및 그 이상까지 스트래들 감소를 개선할 수 있다. 다수의 프레임에 걸친 코히런트 적분(coherent integration)을 통하여 개인이 아래에 기술된다.

[0040] 다수의 PN 프레임에 걸친 코히런트 적분은, 만일 그들의 캐리어 주파수가 서로 다르다면, 두 코드 사이의 상호상관도를 감소시킬 수 있다. 그러나, 이는 전형적으로 서로 다른 캐리어를 가진다는 것은 PN 프레임당 다소 높은 크로스 상관관계를 가진다는 사실의 면에서 고려해야 한다. PN 프레임의 숫자 M의 합산은 원하는 신호의 주파수에 대한 주파수 δf 를 가지는 신호에 대한 필터로서 효과적으로 작용한다. 이 필터의 진폭 응답은 아래와 같다.

$$A(f) = \left| \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi k \delta f T_f) \right| = \left| \frac{\sin(M\pi \delta f T_f)}{M \sin(\pi \delta f T_f)} \right| \quad (1)$$

[0041] 방정식(1)은 주기 $1/T_f$ 를 가진 주파수에서 주기적이고, 여기서, T_f 는 PN 프레임 주기이고, 따라서, 적분 감소(integration reduction)는 영역 $[0, 1/T_f]$ 에 걸쳐서만 고려될 필요가 있다.

[0043] 전반적인 크로스토크 감소는 PN 코드와 관련된 감소와 다수의 프레임에 걸친 코히런트 적분과 관련된 감소의 곱이다. 이 크로스토크 감소를 이해하기 위하여, 수신기가 PN 코드(p(t))와 주파수(f1)를 가진 셀 내에서, 송신기로부터 PN 신호를 수신하고, 또한, PN 코드(q(t))와 주파수(f2)를 다른 셀 내에서, 또 다른 송신기로부터 PN 신호를 수신한다. 코드(p 및 q)는 상기 예와 같이 동일할 수 있고, 또한, 다를 수도 있다. 그리고 나서, 만일 수신기가 제1 신호라고 가정하면, 수신된 신호 에너지는 p(t)의 복제(replica)와 상관관계될 것이다. q(t)의 존재 때문에 크로스토크는 아래와 같다.

$$\int_0^{MT_f} p(t) \exp(j2\pi f_1 t + j\theta) q^*(t-\tau) \exp(-j2\pi f_2 t - j\phi + j2\pi f_2 \tau) dt$$

$$= C \frac{\sin(\pi(f_1 - f_2) MT_f)}{M \sin(\pi(f_1 - f_2) T_f)} \int_0^{T_f} p(t) q^*(t-\tau) \exp(j2\pi(f_1 - f_2)t) dt \quad (2)$$

[0044] 여기서, 상관관계는 각 구간 T_f 의 PN 프레임의 숫자 M(상기 예에서 $M = 7$)과 동일한 시간 주기에 걸쳐 행해졌다고 가정한다. 여기서, q 및 f 은 기준 각도 및 캐리어 위상 각도이고, t 는 기준 신호와 수신된 (크로스토크) 신호의 프레임 경계사이의 타임 오프셋을 나타낸다. 방정식 (1)에서, C의 수는 복소수이고, q, f, t, f_1 , f_2 , M 및 T_f 의 함수인 일정한 크기의 항이다. 적분 내의 항은 두 개의 PN 코드(중 하나의 프레임 δ) 사이의 환경 상관

관계(circular crosscorrelation)이고, 주파수 차이 f_1-f_2 를 포함한다. 이 상관 관계 감소 레벨은 전형적으로, $p(t)$ 와 $q(t)$ 는 동일 여부와 관계없이, f_1-f_2 가 프레임 속도보다 다소 크다면, 유사한 값을 가진다. 상수 C 를 무시하고, 적분 앞의 항은 다수의 프레임 주기(본 명세서에서는 7로 가정함)에 걸친 상관 관계 때문에, 추가적인 감소가 되고, 확인(identification) $\delta f = f_2-f_1$ 를 사용하여, 방정식(1)과 등가인 크기를 가진다. 아래에서 자세히 기술되는 바 같이, δf 의 탁월한 선택은 다양한 상황하에서 가장 좋은 상관 관계 감소를 생산한다.

[0046] 주파수 오프셋 세트를 선택할 때, 이들은 최소 오프셋, 즉, δf_0 의 배수가 되도록 선택될 수 있다. 그러면, 모든 주파수 차이도 이 최소값의 배수가 될 것이다. 본 명세서에 기술되는 바와 같이, 이는 상호-상관도 감소가 서로 다른 오프셋을 사용하는 신호의 모든 쌍에 대해 최적화가 될 구성이 가능하게 된다. 더구나, 크게 될 δf 를 선택하는 것은 도플러 천이와 연관된 모션(motion)의 존재로 인한 애매성(ambiguity)을 감소시킬 것이다.

[0047] 오프셋의 탁월한 선택은 아래 세트와 같다.

[0048]
$$0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q \quad (3)$$

[0049] 여기서, R 은 프레임 속도이고, k_0 는 작은 정수(바람직하게는 2 이상)이며, Q 는 오프셋의 수(0 포함)와 동일한 정수이다. 만일 Q 가 M 으로 선택된다면, 코히런트하게 적분된 프레임의 수는 특히, 낮은 도플러 천이에 대한 우수한 상호-상관도 결과를 제공한다. 또 다른 오프셋인 이 리스트에서 사용된다면, Qk_0R+R 이 될 것이라는 것을 주목한다. 그러나 이는 프레임 속도(R)의 배수이므로, (1)의 주기성으로부터, 오프셋 0 에 대한 프레임 적분 감소를 가지지 않는다.

[0050] 도 5A 및 도 5B는 실시예에서, 코히런트 인테그레이션 감소(coherent integration rejection) 대 캐리어 주파수 오프셋(모듈로(modulo) 프레임 속도)의 플롯들(500 및 501)을 나타낸다. 플롯(501)에 대하여, $Q = M$ 이고, 7로 선택된다. 플롯(501)상에 도시된 것은 본 명세서에 기술된 7개-셀 그룹의 각 셀에 할당될 수 있는 동일한 주파수 오프셋을 나타내는 분수의 위치(별표)이다. 제1 셀은 0 주파수 오프셋을 가진다고 가정하여서, 가령, 주파수 오프셋의 적분 파트가 $2 * \text{프레임 속도}$ 의 배수이라면, 7개-셀 그룹의 셀에 대한 주파수 오프셋은 $0, 2+1/7, 4 + 2/7, 6+ 3/7, 8 + 4/7, 10 + 5/7$ 및 $12 + 6/7$ 로 선택될 것이고, 여기서, 이들 오프셋의 각각은 프레임 속도(가령, 1 kHz 프레임 속도에 대해, 주파수 오프셋은 $0, 2+1/7$ kHz, $4+2/7$ kHz 등)에 의해 곱해진다. 플롯(501)에서, M 을 슈퍼그룹 내의 셀 그룹의 수와 동일하게 선택함에 의하여, 슈퍼그룹 내의 임의의 두 송신기들 사이에 제로 상호-상관도가 이상적으로 달성될 수 있다. 이것이 플롯(501)에 도시된 상황이고, 여기서, "별표"는 한 그룹 내의 송신기대 슈퍼 그룹 내에서 다른 그룹 사이의 가능한 주파수 차이를 나타낸다. x-축은 수신기에 의해 관측된 바와 같이, 두 개의 송신기에 해당하는 주파수 차이(의 분수 파트)로 해석될 수 있다. 대체로, 수신된 주파수 차이는, 도플러가 없을 때(수신기가 보행자 상황(pedestrian situation)과 같이 움직임이 작거나 없을 때), 플롯(501)에서 영에 위치될 것이다. 반대로, 500에서, Q 는 7로 선택되나, 적분된 프레임의 수(M)은 6이다. 별표의 위치는 주파수 할당이 $Q=M=7$ 인 경우에, 무한 감소 보다는 15.6 dB 주변에서만 상관 관계 감소로 이어진다는 것을 도시한다. 그럼에도 불구하고, 이러한 감소는 상당하다. 매우 큰 M 에 대하여, 다양한 값의 Q 에 대한 상당한 감소를 얻을 수 있다. 이러한 상황은 우수한 상관 관계 감소로 큰 수의 주파수 오프셋을 가능하게 하는데 유리하거나, 대안적으로 논의된 바와 같이, 도플러 천이의 해로운 효과도 최소로 될 수 있다. 예를 들어, 코히런트하게 적분된 프레임의 수가 50이라면, 상당한 상관 관계 감소(도플러가 없을 때)가 50과 같은 Q 로 실현될 수 있다. 역으로, Q 가 이 적분 타임으로 7의 값으로 남는다면, 서로 다른 주파수 할당으로 두 개의 수신된 신호들 사이에 적어도 13 dB 상관 관계 감소가 실현되는 동안에, 거의 127 Hz의 차동 도플러가 용인될 수 있다.

[0051] 수신기가 감지할 만한 모션을 겪는 상황에서, 그 결과는 수신된 신호들 간의 도플러 천이가 달라질 것이고, 상대적인 주파수도 변할 것이다. 예를 들어, 플롯(501) 상의 별표의 위치는 왼쪽 및 오른쪽으로 약간 움직일 수 있다. 걷는 속도와 같은 낮은 속도에서, 이러한 도플러 천이에 의한 하락은 적다. 매우 높은 속도에서, 코히런트 적분의 이점이 어떤 송신기의 쌍에 대해 잃어버릴 수 있다.

[0052] 지상파 상황에서, 도플러 효과에 의한 적분 이득에서의 상당한 감소는, 두 개의 수신기간의 할당된 주파수 차이가 영이 아닌 최소의 숫자, 가령, 상기 예에서, $2 1/7$ kHz 또는 최대의 숫자 $12 6/7$ kHz일 때, 발생할 수 있다. 다른 상황에서, 이 예시에 대하여, 이득은 플롯(501)에서 최대 사이드로브(sidelobe) 레벨 또는 대략 12.5 dB와 적어도 동일할 것이다. 이것은 상당한 이득이다. 중요한 하락 확률은 두 개의 셀 위치가 가장 작은 가능성과 가장 큰 가능성인 상대 주파수 오프셋(이들은 동일하지 않다고 가정함)을 가지는 확률을 고려함에 의해 발견되었

고, 이들 위치로부터 수신기에 의해 수신된 신호의 차동 도플러는 보정 사인(correct sign)을 가진다. M=Q=7의 경우에 대하여, 높은 도플러로(가령, 빠르게 움직이는 수신기), 코히런트 적분 이득이 12.5 dB 미만인 확률은 16.7% 미만이다.

[0053] 골드 코드 대신에 최대 길이 PN 시퀀스를 사용하는 경우에, 상호-상관도 감소(코히런트 이득 적분을 무시함)는 또 다른 동일한 코드와 비교할 때, 프레임 속도의 배수에 의한 주파수에서의 오프셋은, 아래에 자세히 기술되는 바와 같이, 거의 정확히 시퀀스 길이의 제곱근이다. 길이의 시퀀스(103)에 대하여, 이는 30.1 dB에 달한다. 따라서, 이는 제로 주파수 오프셋을 사용한 두 개의 서로 다른 골드 코드보다 대략 6 dB 우수하다.

[0054] T_f 에 걸친 주기를 가지고, 최대 길이 시퀀스($s(n)$), $n=0, \dots, L-1$ (전형적으로 $L=1023$)을 포함하는 일정한 진폭 파형($r(t)$)의 경우를 상정한다. 그러면, 영이 아닌 정수 q (코드 길이를 모듈로 함)에 대하여, 곱($s(n) \times s(n+q)$)은 최대 길이 시퀀스의 위상 천이이다. 더구나, 최대 길이 코드의 환형 상관관계 성질의 임펄시브(impulsive)한 성질 때문에, s 의 (환형) 스펙트럼은 일정한 크기이다(거의 영인 DC를 제외함). 그 결과는 프레임 속도의 배수인 주파수 천이를 가지면서, $r(t)$ 의 상관 관계가 $r(t)$ 의 주파수 천이된 버전으로 계산될 때, 일정한 크기의 함수가 생성된다. 좀 더 구체적으로 아래와 같다.

[0055]
$$\left| \int_0^{T_f} r(t)r(t-qt_c) e^{j2\pi ft} dt \right| = \left| \int_0^{T_f} r(t-pt_c) e^{j2\pi ft} dt \right| = C, \quad f=d/T_f, \quad q \neq 0 \quad (4)$$

[0056] 여기서, q 는 정수이고, t_c 는 칩 지속시간(chip duration)이며, p 는 정수이고, d 는 영이 아닌 작은 정수이다(만일, d/T_f 가 크다면, 칩 모양은 주파수에 대해 롤 오프될 것임). 또한, r 의 시간 천이는 실제로 환형 순환(circular rotation)이 된다고 가정한다. 여기서, C 는 대략 $f=0$ 에 대해 얻은 상관관계 피크의 제곱근인 상수이다. 따라서, 1023 길이 시퀀스에 대해, 상호-상관도는 영인 곳에서 크기가 일정하다($q=0$ 일 때를 제외함). 따라서, dB에서 상호-상관도 감소는 $20\log_{10}(1/\sqrt{1023}) = -30.1$ dB 이다. 이는 파셀발의 이론 또는 에너지 보존에서 비롯된다.

[0057] 상기의 것은 정수 배수의 프레임 속도인 주파수 천이(f)에 대해 정확하다. 상기 기술된 푸리에 변환 성질은 실제로 이산 푸리에 변환(DFT)에만 적용된다. (정수 더하기) 분수의 차이에 대하여, 가장 나쁜 경우의 상호-상관도 감소는 주파수 천이에 의존하며, 4.5 dB 까지가 될 수 있다. 이는 도 6을 참조하여 본 명세서에 표(600)에 반영된다. $q=0$ 일 때, 상호-상관 이득은 다른 래그 보다 더 열악하다. 방정식 2는 이러한 경우에, 상호-상관 이득은 사인 곡선의 적분에 의해 온전히 결정된다는 것을 보여준다. 큰 주파수 오프셋을 선택하는 것이 신호 대역폭이 증가를 잃어 가면서, 이 문제를 피할 수 있다. 표(600)의 데이터는 0 래그에서 이 상관관계 증가는 프레임 속도 곱하기 2 1/7의 주파수 오프셋 배수에 대하여, 다른 래그보다 거의 8 dB 클 수 있다. 프레임 속도 곱하기 3 1/7의 배수를 사용하는 것은 0 래그에서 3 dB 만큼 상관관계 이득을 개선시키고, 프레임 속도 곱하기 4 1/7의 배수를 사용하는 것은 또 다른 2 dB 만큼 상관관계 이득을 개선시킨다. 수퍼그룹의 서로 다른 그룹이 셀을 가지고, 상기 셀의 송신기가 동일한 PN을 사용하며, 주파수 오프셋의 차이만 있기 때문에, 0 래그에서 열악한 성능은 최대 길이 시퀀스 상황에만 적용되는 것이 아니라, 7G/7F 경우에도 적용된다.

[0058] 이러한(제로 래그 성능) 문제는, PN 위상을 각 셀룰러 그룹에 대해 천이(좀 더 정확하게는 회전)함에 의하여 피할 수 있다. 예를 들어, 만일 전체 7개의 셀룰러 그룹(각 7개의 셀)이 있다면, 각 셀룰러 그룹은 서로 다른 주파수 오프셋(가령, $(2+1/7)/T_f$ 의 배수)과 이전에 설명한 경우와 같이 7로 대략 나누어지는 PN 길이의 배수로 선택될 서로 다른 PN 위상을 사용할 것이다. 제로 래그 문제를 피하기 위한 또 다른 방법은 7개의 PN 코드를 사용만 하면서, 한 그룹에서 다른 그룹으로 슬롯 수에 대해 코드를 순열 배치하는 것이다. 이는 7G/7F의 변형예이며, 우리는 용어 7G/P-7F라고 할 수 있다. 이는 아래 예시에 의해 더욱 기술된다.

[0059] 도 6은 실시예에서, 다양한 셀 구성의 성능 비교를 자세히 다룬 표를 나타낸다. 도 7은 실시예에서, 7G/7F 및 1M/7F 구성에 대한 0 래그 오프셋에서 상호-상관도의 표(700)를 나타낸다.

[0060] 표(600)에 도시된 구성은 반복 비율 13.8을 가지고, 수퍼그룹당 7-그룹의 구성을 가지고, 그룹당 7-셀의 육각형으로 가정하며, 주파수 오프셋은 프레임 속도 곱하기 2 1/7의 배수이다. 1G/7G-7F 및 7G/7F에 대한 표(600)에서, 코드 감소의 계산(0 도플러에서)은 제1 7개의 골드 코드를 사용하였고, 모든 쌍의 코드와 6개의 주파수 오프셋에 걸쳐 검색하였다. 각 쌍의 코드에 대해, 가장 높은 상관 관계 피크는 모든 코드 위상과 주파수 오프셋에 걸쳐 발견되었다. 이것은 각 쌍의 코드에 대한 상관관계 이득으로 간주된다. 이들 경우에 대하여, 범

위가 나타나면(가령, 19.9-23.5), 숫자는 모든 코드 쌍에 걸친 가장 우수한 상관 관계 이득에 대한 모든 코드 쌍에 걸친 가장 열악한 상관 관계 이득에 해당한다. 이들 값은 다른 코드 선택으로 약간 변할 수 있다. 7G/7G-7F의 구성에 대한 표(600)에 나타난 코드 감소 범위는 가장 높은 상호-상관도 피크 대 코드 위상 및 한 세트의 49 코드에 걸친 각 쌍의 코드에 대한 주파수에 해당하고, 이러한 피크와 연관된 상호관계 이득 범위를 나타낸다.

[0061] 구성 7G/7F 및 1M/7F에 대한 표(600)에 도시된 코드 감소 데이터를 참조하면, 첫 번째 숫자는 코드 쌍들 간의 제로의 상대 코드 위상 및 최악의 경우의 주파수 오프셋에 해당한다. 첫 번째 숫자는 2 보다 큰 주파수 오프셋의 적분 파트의 사용을 통해 개선될 수 있다. 이 최악의 경우는, 두 개의 코드가 동일할 때, 발생한다. 두 번째 세트의 숫자는 본 명세서에 기술되는 바와 같이, 상관관계 이득 범위이다.

[0062] 최대 길이 코드는, GPS 골드 코드를 형성하는데 사용되는 두 구성 코드의 첫번째와 동일한 피드백 탭(tap) [3, 10]을 가진다. 표(600)에 도시된 최악의 경우의 프레임 적분 이득은 두 개의 송신기들 사이의 주어진 차동 속도를 관측하는 수신기에 해당한다. 최악의 경우는 주파수 오프셋에서 영이 아닌 모든 차이에 걸쳐 계산된다. 예를 들어, 수신기는 한 송신기를 향하여 50 mph로 이동하고, 두번째로부터 50 mph로 떨어져서, 전체 100mph의 차동 속도를 낼 수 있다. 차동값 6 mph는 걷는 속도(고작 3 mph)에 대한 최악의 경우를 나타낸다. 이 최악의 경우의 상황은 전송된 주파수 차이가 프레임 속도 곱하기 2+1/7 또는 2+6/7인 경우에만 발생한다.

[0063] 표(600)는 한 세트의 주파수 오프셋인 프레임 속도 곱하기 2 1/7의 배수로 가정하는 정보를 제공한다. 그러나, 본 명세서의 설명과 일관되게, 7G/7F 및 1M/7F 경우에 대하여(표 각주 4 참조), 비교되는 PN 코드가 동일할 때, 0 상대 코드 위상 (0 도플러)의 경우에 대한 코드 감소에서 상당한 하락이 있다. 이 경우에서, 상관관계 작업은 효과적으로 코드를 일치하게(square) 하고, 차이(difference) 주파수만 남는다. 그러면, 이 차이 주파수는 하나의 프레임에 걸쳐 적분되어서, 효과적인 "코드 감소(code rejection)"을 결정한다. 차이 주파수가 정확히 프레임 속도의 배수라면, 감소(단지 제로 래그에서)는 무한하게 될 것이다. 그러나, 차이가 프레임 속도의 배수 더하기 프레임 속도의 분수이다.

[0064] 주파수 오프셋이 δf 이라면, 제로 래그에서 최악의 상관 관계도(dB로)는 $20 \log_{10}(\text{sinc}(\delta f))$ 이다. 이는 표(700)에 나열되고, 여기서, 주파수 오프셋의 각 정수 파트에 대하여, 최악의 경우는 분수 오프셋 1/7 내지 6/7에 걸쳐 결정된다.

[0065] 표(600) 및 본 명세서에 기술된 7G/7F 경우를 참조하면, 감소의 범위는 0 래그 경우를 제외하고, 19.9 dB 내지 23 dB 이다. 표(700)으로부터, 0 래그 감소는 프레임 속도 곱하기 정수 주파수 오프셋 4에 대하여 23 dB와 동일하다. 프레임 속도 곱하기 3에서도 감소는 20.8 dB이고, 이는 영이 아닌 래그에 대한 감소의 범위 이내이다. 큰 정수 오프셋의 유일한 단점은 증가된 전체 대역폭이다. 적분 오프셋 4에 대하여, 대역폭에서의 증가는, 표(700)에 볼 수 있는 바와 같이, 24 6/7 kHz이다. 이것은 (1 MHz 칩 속도에 대하여) 2 MHz의 전체 신호 대역폭의 약 1.24% 뿐이므로, 주파수에서의 약간의 천이의 효과는 작다. 그리고, 중심 주파수의 범위는 +/-12 3/7 kHz에 걸쳐 가변한다. 따라서, 약간 넓어진 전송 및 수신 필터가 사용되어 전송된 신호 스펙트럼의 메인로브(mainlobe)의 캡처링을 보장하거나, 신호가 에지에서 약간 더 감쇠하도록 될 수 있다. 1 MHz +/-12 3/7 kHz에서, 신호 스펙트럼 자체는 38 dB 아래이고, 추가적인 송신기 필터링을 포함하지 않는다. 좀더 설명하자면, 그 영역[1 MHz -12 3/7 kHz, 1 MHz] 내의 에너지는 메인로브 에너지의 단지 1.3×10^{-6} 이므로 무시할 수 있다.

[0066] 수신기 속도는 도플러 천이를 야기하고, 이는 많은 경우에, 표(600)의 마지막 세번째 칼럼에 도시되는 바와 같이, 코히런트 합산 때문에, 효과적인 프로세싱 이득을 감소시킨다.

[0067] 차동 도플러가 좀 더 적절한데, 이는 수신기에 의해 관측되면서 두 개의 송신기의 도플러의 차이이다. 930 MHz에서, 60 MPH의 속도는 정적인 플랫폼에 대하여, 83.2 Hz (0.0895 ppm)의 최대 도플러에 해당한다. 그리고 이론 상으로, 두 정적인 플랫폼 사이의 차동 도플러는 60 MPH에서 166.4 Hz 만큼 열악할 수 있다. 도 5를 참조하면, 이는 대략 1 kHz에서, 가장 위쪽 별표를 커브의 피크로 움직이게 할 수 있어서, 프레임 합산 이득(frame summation gain)을 생산할 수 없거나, 또는 낮은 별표가 원점으로 움직이게 할 수 있다. 각 경우는 두 플랫폼의 각각에 대하여 이동의 구체적인 방향을 나타낸다. 최악의 경우 상황은 일반적이지 않으나, 두 전송 타워가 차동 차가 이동하는 길을 따라 있을 때, 많은 상황이 있을 수 있다. 그러나, 셀룰러 그룹은 배열되어서, 주요 도로를 따라 주파수 오프셋이 분수 1/7 또는 6/7에 의해 달라지지 않을 수 있어서, 이 상황이 발생할 가능성은 적다.

[0068] 3MPH의 속도로 걷는 보행자에서, 최대 차동 도플러는 8.32 Hz일 것이고, 이는 표(600)에서 볼 수 있는 바와 같

이, 성능에 있어 작은 감소만을 나타낸다. 도 8은, 합산된 프레임의 수가 6 또는 7일 때, 프레임 인테그레이션에 의한 코히런트 인테그레이션 계인 대 두 송신기 사이의 차동 속도의 최악의 경우의 플롯(800)을 나타낸다.

[0069] 도 2를 참조하면, 동일한 라벨의 각 그룹(가령, 각 B 그룹)이 7개의 PN 코드가 할당된 7G/7F 시스템을 가정하면, 서로 다른 라벨(가령, B, G, N, P, R, W, Y)은 서로 다른 주파수 오프셋(가령, 7개의 오프셋)을 나타낸다. 각 셀 내에 도시된 숫자는 타임 슬롯을 나타낸다. 이 예시적인 구성에서, 반복 비율(repeat ration)은 13.8이고, 그 점에서 송신기는 다른 것과 동일한 주파수 오프셋, 슬롯 및 PN 코드를 가진다. 훨씬 큰 반복 비율은 7개의 PN 코드를 순열함에 의해 달성된다. 그것은, 각 그룹은 7개의 셀을 포함하고(6개의 셀은 각 셀을 둘러싸서 7이 되는), 7개의 그룹인 슈퍼그룹을 포함하는 구성을 생각할 때, 전체 49 셀이 된다. 더구나, 6 유사 슈퍼그룹은 임의의 특정 슈퍼그룹을 둘러싼다. PN 코드가 하나의 슈퍼그룹에서 다음 슈퍼그룹까지 순열 배치되어서, 슈퍼그룹 내의 PN 코드가 둘러싸는 슈퍼그룹의 다른 것과 동일한 슬롯에서 전송되어서, 인접한 슈퍼그룹내의 셀의 상호-상관도는 코드 상호-상관도 감소(19.9-23 dB, 표(600) 참조)에 의해 적어도 감소될 것이다. 셀은 동일한 주파수 오프셋을 가져서, 코히런트 적분으로부터 추가적인 이득이 있지는 않을 수 있다. 이러한 방식으로, 동일한(타임 슬롯, 주파수 오프셋, PN 코드) 트리플릿(triplet)을 갖지 않는 셀의 수는 전체 $7 \times 49 = 343$ 으로 확장될 수 있다. 동일한 트리플릿을 가지는 셀에 대한 최소의 반복 비율은 대략 36이어서, $36^{3.5}$ 또는 54.5 dB의 동일한 트리플릿을 가진 셀의 감소를 의미하며, 이는 PN 코드의 순열없이 가능한 것보다 약 14.6 dB 우수하다. 상기 구성은 7G/7F/P로 언급될 수 있는데, 슈퍼그룹 레벨에서 순열이 일어났기 때문이다. 이것은 이전에 기술된, 그룹 레벨에서 발생하는 PN 코드의 순열인 7G/P-7F 경우와 구별되어야 한다는 것을 주목한다.

[0070] 도 9는 실시예에서, 7G/P-7F에 적합한 PN 코드의 7개의 명확한 순열(900)을 나타낸다. 이들 순열(900)은 7-셀 그룹 내의 특정 포지션(가령, 탑)이 특정 슬롯(가령, 1)과 관련 있고, 숫자는 PN 코드 인덱스를 나타내며, PN 숫자는 슬롯 내에서 두번 발생하지 않는다고 가정한다. 명확한 순열을 달성하기 위한 또 다른 방법은 PN 코드를 주어진 그룹에 대한 슬롯과 관련 지어서, 슬롯 숫자에 대하여 PN 코드의 환형 천이에 의해 다른 그룹에 PN 코드를 할당하는 것이다. 예를 들어, 만일 하나의 그룹 내에서, PN 코드가 1 내지 7이 슬롯 1 내지 7에 각각 할당된다면, 슈퍼그룹의 또 다른 그룹은 슬롯 1 내지 7을 PN 코드 2,3,4,5,6,7,1로 할당할 수 있다. 마찬가지로, 다른 그룹은 7 코드의 다른 환형 천이 인덱스로 코드가 할당될 것이다. 사용된 코드의 수가 그룹 내의 송신기에 할당된 슬롯의 수와 동일하거나 초과하는 한, 슈퍼그룹은 슬롯의 수와 동일한 그룹의 수를 가지고 형성되어서, PN 코드가 슈퍼그룹의 하나 이상의 부재에 의하여 동시에 전송될 수 없다. 이러한 환형 천이 접근법은 본 명세서에 논의되었던, 또 다른 경우로 명명된 7G/7G-7F/P 뿐만 아니라 상기 언급된 7G/7F/P에서도 사용될 수 있다.

[0071] 하나 이상의 멀티플렉싱 방법은, 패킷이 데이터 세그먼트와 범위 세그먼트로 나뉘어질 때, 또는, 대안적인 패킷이 데이터 정보와 범위 정보를 포함할 때, 사용될 수 있다. 상기 기술된 바와 같이, 주파수 오프셋을 가진 시스템 7G/7F를 상정한다. 범위 섹션 동안에, 6개의 프레임이 코히런트하게 적분된다고 가정하여, 스트래들 감소가 대략 40 dB 또는 그 이상일 수 있다. 데이터 섹션 동안에, 심볼 구간이 하나의 프레임이라면, 프레임 적분으로부터 파생되는 이득이 없다. 데이터 섹션에 대해, 감소는 대략 21-23 dB이다. 이는 데이터를 지지하기에 적합하고, 특히 필요한 심볼당 SNR이 최소 신호 레벨에서 단지 8 dB이기 때문이다(이는 사용된 오류 정정 코딩의 유형에 의존함). 따라서, 높은 데이터 속도와 우수한 코히런트 적분의 감소 특징은 동시에 달성될 수 있다. 수신기가 고속으로 움직일 때, 어떤 경우에서 전반적인 감소는 코히런트 적분을 가지고도 24 dB 만큼 열악할 수 있다. 그러나, 신호 레벨은 더욱 강할 것으로 예상되고, 포지셔닝을 만들기 용이할 것으로 예상된다. 더구나, 기하형상은 빠르게 변화하여, 열악한 상호-상관도 환경을 통하여 빠른 변화를 보장한다.

[0072] 예를 들어서, 상기 방법의 한 실시예가 이제 기술된다. 이 실시예에서, 7과 동일한 한 집단의 셀은 7G/7F/P 구성에 부합하는 슬롯형 장치내에서 사용된다. 7개의 주파수 오프셋(하나는 0 주파수임)이 7개 셀의 서로 다른 7개의 그룹과 구별되는데 사용되고, 이는 슈퍼그룹을 구성한다. 사용된 오프셋 분리는 $(4+1/7)$ 프레임 속도의 배수이고, 이는 0 래그에 대한 상관관계 하락을 최소로 한다. 7개의 서로 다른 슈퍼그룹은 7개의 PN코드의 순열을 사용하여 구별되고, 슈퍼그룹 내의 각 그룹은 동일한 순열(permutation)을 사용한다. 고도의 송신기는 단일의 트리플릿[타임, 주파수 오프셋, PN 코드]를 가진 인접한 셀의 수에 해당하는 멀티플렉싱 할당을 대신할 수 있다. 대안적으로 하나 이상의 특정 슬롯이 이러한 송신기를 위해 남겨질 수 있다.

[0073] 대안적인 구성은 이전에 언급했던 7G/P-7F 구성이다. 주파수 오프셋과 PN 코드 순열 모두 슈퍼그룹을 이루는 7개 셀의 서로 다른 7개 그룹과 구별되기 위해 사용된다. 이 구성은 동일한 PN 코드가 슈퍼그룹 내의 임의의 다른 그룹 내의 동일한 슬롯내에서 사용되지 않는다는 것을 보장한다. 슈퍼그룹은 슈퍼그룹 내의 해당 셀이 동일한[슬롯, PN 코드, 주파수 오프셋] 트리플릿을 사용한다는 점에서, 서로 간섭될 수 있다. 그러나, 이 접근법은

수퍼그룹 내의 송신기들간의 제로 래그에서의 가능한 큰 상호-상관도를 제거하고, 동일한 PN 및 다른 주파수 오프셋을 가진다. 본 명세서에 기술되는 바와 같이, 이 제한은 필요한 것보다 더 크게 설정되는 주파수 오프셋을 선택함으로써, 제거될 수 있다.

[0074] 7G/7G-7F/P라고 명명된 또 다른 변형에는, 주어진 수퍼그룹 내의 49개의 서로 다른 PN 코드를 사용한다. 수퍼그룹 내의 각각 다른 그룹은 서로 다른 오프셋 주파수를 사용한다. 수퍼그룹은 하나의 수퍼그룹에서 다른 수퍼그룹으로, 49 PN 코드의 순열에 의해 구별되어서, 수퍼그룹은 인접한 수퍼그룹내의 임의의 셀과 동일한 슬롯/주파수/PN 할당을 가진 셀을 가지지 않는다. 이러한 접근법은 7개의 인접한 수퍼그룹내의 모든 셀의 세트에 걸쳐 상관 관계 감소 문제를 제로 래그에서 피할 수 있다.

[0075] 도 10은 실시예에서, 런 렉스(run length)(즉, 피크 양 쪽에서 얼마나 많은 연속적인 위상이 자기상관 1/1023번 피크를 가지는지)에 기초한 바람직한 골드 코드(Gold Code) 리스트(1000)를 나타낸다. 표(1000)는, 실행에 더욱 유용한 초기 필(fill) 스펙과 함께, 지연뿐만 아니라 제2 PN 코드의 시프트 레지스터의 초기 필(initial fill)을 나열하였다. 제1 PN 코드의 필은 항상 모두 1과 동일하다. 제2 PN 코드의 필은 표(1000)에 구체화되었다. 왼쪽에서 오른쪽으로 판독되는 필은 제2 PN 생성기의 제1 출력(10)을 나타낸다. 필은 시프트 레지스터 뒤쪽의 말단으로부터 시프트 레지스터 내에 위치되어 처음으로 되돌아온다. 제1 코드는 위치 3과 10에 피드백 탭을 가지고, 모든 1의 초기 필을 항상 가진다고 가정한다. 제2 PN 코드는, 표(1000)에 제공된 바와 같이, 초기 필과 함께 피드백 탭(2,3,6,8,9,10)을 가진다. 골드 코드를 형성하는데 사용되는 두 개의 개별적인 최대 길이(ML)도, 골드 코드 세트의 다른 코드와 관련된 상관 관계 특성을 공유하기 때문에, 골드 코드로 간주될 수 있다는 것을 주목한다. 이들이 포함된다면, 표(1000)의 첫머리에 위치되어야 하는데, ML 코드로서, 그들은 피크 위치를 제외한 모든 위치에서 피크 곱하기 크기(1/1023)의 자가상관 함수를 가지기 때문이다.

[0076] 표(1000)의 열개의 골드 코드는, 프레임수 곱하기 4 1/7의 배수인 주파수 오프셋으로 그들의 상호-상관관계 특성에 대해 테스트하였다. 10개의 코드 세트 및 6 개의 서로 다른 오프셋 차이에 걸친 상호-상관도 함수의 피크는 -20.3 dB 내지 -23.1 dB의 범위였다. 이는, 코드들 사이에 지연(및 프레임수 곱하기 2 1/7의 배수인 주파수 오프셋) 순서로 제1의 7개의 GPS 코드의 경우에 해당하는 표(600)(도 6을 참조하여 상기 기술됨)에서 발견된 것보다 약간 더 우수하다. 표(600)이 10개의 바람직한 코드를 나열함에도 불구하고, 이 리스트는 필요하다면 계속 이어질 수 있고(길이 1023 골드 코드에 대해 1025까지), 대안적으로, 런 길이(run length) 감소하는 순으로, 다른 타입의 코드 및/또는 다른 코드 길이로 채워질 수 있다.

[0077] 본 명세서의 설명에서, 셀룰러 그룹내의 서로 다른 송신기는 전형적으로 서로 다른 타임 슬롯에서 전송한다. 마찬가지로, 서로 다른 그룹 내에 위치한 송신기는 동시에 전송하였다. 그러나, 본 명세서에 기술되는 방법은, 특히 오프셋 주파수 멀티플렉싱과 관련된 것들은 그렇게 제한되지 않는다. 예를 들어, 인접한 셀 내의 송신기가 동시에 전송하는 많은 경우가 있을 수 있다. 예를 들어, 일부 송신기는 (중중 연속적인)두 개의 슬롯에서 전송할 수 있다. 이러한 경우에, 실시예의 시스템은 PN 및 오프셋 주파수 멀티플렉싱에 의존하여 필요한 상호-상관도 감소를 달성한다. 하나 이상의 슬롯에서 전송하는 것은 그 송신기의 데이터 스루풋(throughput)을 증가시킨다. 보안 데이터 또는 인증 데이터와 같은 보조 데이터는 제2차 슬롯에서 보내질 수 있다. 어떤 경우에, 송신기는 제1차 슬롯 및 제2차 슬롯에 할당될 수 있고, 송신기는 제2차 슬롯 동안에 6 dB 내지 10 dB와 같은 적은 양으로 전송 레벨을 감소시킬 수 있다. 제2차 슬롯이 주로 데이터를 전송하는데 사용되고, 이차적으로 범위 목적을 위해 사용된다면, 저전력 레벨이 적당할 수 있다. 하나 이상의 슬롯에서 전송하는 또 다른 이유는 더욱 빠른 동기화를 위함이다. 수신기는 이 상황에서 신호의 초기 획득을 위한 추가적인 기회를 가질 수 있다. 송신기가 다수의 슬롯을 가지는 또 다른 이유는 추가적인 범위와 초당 포지션 위치 측정을 제공하는 것이다.

[0078] 서로 인접한 다수의 송신기가 동일한 파형을 동시에 전송하는 상황이 있다. 그것은 PN 및 주파수 오프셋 더하기 데이터가, 동시에 전송된 다수의 신호에 대해 공통될 수 있다. 이러한 예는 초기 동기화가 발생하는 동안에 타임 슬롯의 초기에서 발생할 수 있다. 대략의 타이밍을 얻기 바라는 수신기는, 다수의 코드 및/또는 주파수 오프셋의 공간(space)에 걸쳐 검색하지 않으면서, 이러한 타이밍을 달성할 수 있는 경우일 것이다. 이것을 가끔 "시뮬캐스트(simulcast)" 전송이라고 한다. 이러한 시뮬캐스트 전송으로, 골드 코드보다는 최대 길이 PN 코드인 PN 코드를 사용하는 것이 바람직할 수 있다. 상기 기술된 바와 같이, 이러한 최대 길이 코드는 그 환형 자가상관 함수가 동일한 최소 크기의 사이드로브를 가지기 때문에, 이상적인 자가상관 특성을 가진다. 이 특성은 개선된 검출 확률 또는 오 경보율(false alarm rate)을 낮추는 결과를 초래한다. 최대 길이 코드는 골드 코드 생성기의 간단한 수정에 의하여 실행될 수 있다는 것을 주목한다. 이 초기 필은 골드 코드를 생성하는데 사용되는 두 개의 생성기 중 하나의 선형 피드백 생성기내에 모든 제로에 있어 미리 설치된다. 이는 다른 생성기와 관련된 최

대 길이 시퀀스를 생성할 것이다.

[0079] 실시예의 주파수 오프셋 멀티플렉싱은, 각 전송된 신호의 전반적인 대역폭에 비하여 송신기들 사이에 비교적 적은 주파수 오프셋을 가진다. 이는 모든 전송된 신호에 의해 사용되는 전체 대역폭이 각각의 송신기에 비해 상당히 크지 않도록 보장한다. 본 명세서에서 제공된 예는 신호 대역폭의 1% 미만인 오프셋을 사용하였다. 그러나, 본 명세서의 실시예는, 송신기 쌍간의 주파수 오프셋에서의 차이가 훨씬 크나 신호 대역폭이 좁은 상황에 적용한다. 전체 신호 대역폭을 보존하기 위하여, 오프셋 차이를 신호 대역폭의 약 25% 아래로 및 확실히 신호 대역폭의 50% 아래로 유지하는 것이 종종 바람직하다. 예로서, 5개의 서로 다른 주파수 오프셋이 사용되고, 인접한 오프셋간의 차이가 신호 대역폭의 25%이라면, 필요한 전체 통과대역은 임의의 신호의 대역폭의 두 배가 될 것이다.

[0080] 더 큰 오프셋을 사용하는 실시예는, 신호 대역폭이 좁고, 도플러가 적용가능한 상황에 대해 적용가능하다. 이러한 경우에, 신호들 사이의 더 큰 오프셋은, 큰 차동 도플러를 겪을 때에도, 실시예가 주파수에 있어서 분리가 가능하게 한다. 전통적인 주파수 분할 멀티플렉싱 방법은, 신호 대역폭과 적어도 동일한(전형적으로 훨씬 넓은) 오프셋을 사용하고, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM)은 캐리어 주파수 세트를 사용하는데, 상기 캐리어 주파수의 오프셋이, 서로에 대해, (널-투-널(null-to-null) 통과 대역 폭에 의해 측정되는 바와 같이) 각각의 캐리어와 관련된 대역폭의 대략 절반이라는 것이 주목된다.

[0081] 또 다른 실시예에서, 넓은 밴드, 비-의사 랜덤 범위 신호가, 본 명세서에 기술된 의사 랜덤 범위 신호의 대용으로 사용된다. 예를 들어, 서로 다른 올림 속도(chirp rate)(즉, 주파수 대 타임 레이트)를 가지는 올림 신호를 포함하는 세트를 가지고, 범위에 대한 올림(chirp) 타입 신호의 세트를 사용할 수 있다. 본 명세서에 기술되는 실시예는 이 상황에 적용한다. 예를 들어, 오프셋 주파수 멀티플렉싱의 사용이 적용되고, 본 명세서의 특정 방정식(2)은, 본 명세서에 기술된 바와 같이, 서로 다른 송신기에 의해 전송된 광대역 신호인 $p(t)$ 와 $q(t)$, 광대역 신호의 비반복 구간 T_f , 적분된 신호의 반복 횟수 M 및 다른 양으로 적용된다. 마찬가지로, 정보 심볼은 (가령, 위상 역전(phase reversal)을 사용하여) 느린 속도에서 광대역 신호를 적절히 변조함에 의하여 전송될 수 있다.

[0083] WAPS 시스템 및 방법

[0085] 도 11은 실시예에서, 동기화된 비콘의 블럭도이다. 도 1뿐만 아니라 도 11을 참조하면, 실시예의 동기화된 비콘(본 명세서에서, 비콘으로도 언급됨)은 CDMA 네트워크를 형성하고, 각각의 비콘은 내장형 보조 데이터의 데이터 스트림을 가진 골드 코드 시퀀스와 같은 우수한 상호-상관 특성을 가진 의사 난수(Pseudo Random Number, PRN) 시퀀스와 부합되게 신호를 전송한다. 대안적으로, 각각의 비콘 송신기로부터의 시퀀스는 TDMA 포맷에서 별도의 슬롯으로 제 시간에 스테거(stagger)될 수 있다.

[0086] 지상과 포지셔닝 시스템에서, 극복해야 할 주된 과제들 중 하나는 니어-파(near-far) 문제이고, 수신기에서, 멀리 떨어진 송신기는 가까운 송신기에 의해 전파 방해될 것이다. 이 문제를 해결하기 위하여, 실시예의 비콘은 CDMA, TDMA 기술 및 주파수 오프셋 기술의 조합을 사용한다. 이러한 시스템은, 이들 방법의 하나만이 아니라 조합하기 때문에, 하이브리드 멀티플렉싱 시스템이라 한다. 예로서, 로컬 송신기는 별도의 타임 슬롯(TDMA)(그리고, 선택적으로 서로 다른 코드(CDMA))을 사용하여 니어-파(near-far) 문제를 경감시키는 CDMA와 TDMA 기술의 조합을 사용한다. 다른 CDMA 코드 및/또는 주파수 오프셋을 사용하는 동안에, 송신기는 동일한 타임 슬롯을 다소 추가로 사용하게 될 수 있다. 이는 시스템의 광-역 확장성을 가능하게 한다. 타임 슬롯은 보장된 니어-파 성능에 대하여 결정론적이거나 무작위적이어서, 우수한 평균 니어-파 성능을 제공할 수 있다. 본 명세서에서 가리키는 바와 같이, 캐리어 신호도 작은 주파수 차이(가령, 골드 코드 반복 주파수의 순서에 대해)에 의해서 오프셋되어서, 코드의 상호-상관도(cross-correlation) 성능을 개선시켜서, '니어-파' 문제를 해결한다. 두 개의 타워는 동일한 타임 슬롯을 사용하나 다른 코드 및/또는 오프셋 주파수를 사용할 때, 상호-상관도는, 더 약한 신호를 감지하기 전에 더 강한 신호의 간섭 감소를 사용함에 의하여 더욱 감소될 수 있다. 본 명세서에 기술된 하이브리드 포지셔닝 시스템에서, 세련된 계획 방법은 전반적인 시스템 성능을 극대화시키기 위하여, 각 송신기에 타임 슬롯, CDMA 코드 및 주파수 오프셋의 조합을 할당하는데 사용된다. 세 개의 파라미터의 조합의 수는 수신기에 의한 신호 획득 시간이 실용 가치가 있게 하기 위하여 제한된다.

[0087] 또한, 실시예의 비콘은 보조 데이터를 포함하는 프리앰블을 사용할 수 있거나, 데이터를 강건하게 하는 것을 돕

기 위하여 정보는 채널 추정 및 포워드 에러 검출 및/또는 보정(Forward Error Detection and/or Correction) 하는데 사용될 수 있다. 실시예의 보조 데이터는 하나 이상의 다음을 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 상기 보조 데이터는 파형의 구체화된 신호 에포크(epoch) 또는 펄스의 상승 에지 또는 하강 에지에서 정확한 시스템 시각(system time), 타워의 지오코드 데이터(Geocode data)(위도, 경도 및 고도), 타워 주변의 지오코드 정보와 그 지역 내의 다양한 송신기에 의해 사용되는 시퀀스의 인덱스, 송신기(선택적) 및 이웃 송신기에 대한 클럭 타이밍 보정(clock timing correction), 지역 기후 보정(선택적), GNSS 시각에 대한 WAPS 타이밍의 관계(선택적), 의사 거리 레졸루션(pseudorange resolution) 내에서 수신기를 지원하기 위한 도시 환경, 준-도시 환경, 시골 환경의 표시(선택적), 및 PN 시퀀스의 기본 인덱스(base index) 또는 인덱스에서 골드 코드 시퀀스까지의 오프셋을 포함한다. 방송되는 전송 데이터 프레임에서, 포함된 지역은 보안 및/또는 허가 관리 이유로 하나의 또는 일련의 수신기를 손상시키는 정보를 포함한다.

[0088] 실시예의 다양한 비콘과 타워들로부터의 전송의 전송 파형 타이밍은 공통 타이밍 기준에 동기화된다. 대안적으로, 다양한 타워들로부터의 전송간 타이밍 차이는 알려지고 전송되어야 한다. 보조 데이터는 데이터 블록의 수와 크기에 의해 결정된 인터벌에서, 정기적인 인터벌에서 증가될 타이밍 메시지를 제외하고 반복된다. 보조 데이터는 본 명세서에 자세히 기술되는 바와 같이, 암호 알고리즘을 사용하여 암호화될 수 있다. 또한, 스프레딩 코드는 추가 보안을 위해 암호화될 수 있다. 신호는 미리 정해진 주파수에서 업-컨버트되고 방송된다. 송신기에서 단-대-단(end-to-end) 지연은 정확히 교정되어서 비콘들 사이의 차동적인 지연을 대략 3 나노초 미만으로 보장한다. 일련의 송신기에 대한 조사된 위치 청취(surveyed 추적 listening)에서 차동적 WAPS 수신기를 사용하여, 송신기에 대한 상대적 클럭 보정을 찾는다.

[0089] 실시예의 타워 배치는 커버리지와 위치 찾기 정확성을 위해 최적화된다. 타워의 전개는 네트워크 내 최상의 위치와 네트워크의 가장자리에서의 타워로부터의 3개 이상의 신호를 수신하기 위하여 배치될 것이고, 각각의 이들 위치에서의 기하학적 희박도(geometric dilution of precision, GDOP)는 정확도 요구사항에 기초한 기설정된 문턱값(threshold)보다 작다. RF 플래닝 연구를 하는 소프트웨어 프로그램은 네트워크 내와 그 주변에서의 GDOP에 대한 분석을 포함하기 위하여 증가될 것이다. GDOP는 수신기 위치와 송신기 위치에 대한 함수이다. GDOP를 네트워크 플래닝에 병합하는 한 방법은 다음과 같이 최적화를 준비하는 것이다. 최소화되는 함수는 커버리지 체계적 분의 GDOP의 제품의 체계적 적분이다. 체계적 적분은 수신기 위치의 (x, y, z) 좌표에 관한 것이다. n 개의 송신기 위치 좌표 $(x_1, y_1, z_1), (x_2, y_2, z_2), \dots, (x_n, y_n, z_n)$ 와 관련된 최소화는 제약을 가진 주어진 커버리지 영역에 있고, 상기 제한은 커버리지 체계적에 있다(커버리지 체계적의 하한 x_{min}, y_{min} 및 z_{min} 과, 커버리지 체계적의 상한 x_{max}, y_{max} 및 z_{max} 을 가진, $x_{min} < x < x_{max}, y_{min} < y < y_{max}, z_{min} < z < z_{max}$ for $i = 1, \dots, n$).

$$f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n)$$

$$= \iiint_{x \in (x_l, x_u), y \in (y_l, y_u), z \in (z_l, z_u)} GDOP^2(x, y, z, x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n)$$

로 기재될 수 있다. 또한, 최소화될 함수는 커버리지 영역(R_j)의 중요도(즉, 필요한 질적 성능)에 따라 가중될 수 있다.

$$f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n) = \sum_j W_j \iiint_{x, y, z \in R_j} GDOP^2(x, y, z, x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n)$$

[0090] 타워 좌표 위치상의 추가적이 제한은 주어진 영역 내의 이미 가능한 타워의 위치에 기초할 수 있다. 일반적으로, 모든 좌표의 동격화(coordination)는 양수 x로서 평균 동쪽, 양수 y로서 평균 북쪽 및 양수 z로서 평균 수직 업을 가진 로컬 레벨 좌표 시스템에서 행해진다. 상기 제한된 최소 문제점을 분해하는 소프트웨어는 함수(f)을 최소화하는 최적화된 송신기 위치($(x_1, y_1, z_1), (x_2, y_2, z_2), \dots, (x_n, y_n, z_n)$)를 출력할 것이다.

$$\arg \min_{x_i, y_i, z_i; i=1, 2, \dots, n} (f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n))$$

[0091] 이 기술은 (도시와 같은)광역 네트워크 또는 (몰(mall)과 같은)로컬 전개에 적용될 수 있다. 한 예시적인 구성에서, 송신기의 네트워크는 각각의 대도시 지역 주위의 삼각형/육각형의 배치로 대략 30 km의 거리로 떨어져 있

다. 각각의 타워는 해당 안테나를 통하여 대략 20 W에서 1 kW의 실효 등방성 복사 전력(EIRP)의 범위에서 최대 전력까지 방출할 수 있다. 또 다른 실시예에서, 타워는 배치되어서 1 W 만큼 적은 전력 레벨에서 전송할 수 있다. 작동의 주파수 밴드는 라디오 스펙트럼 내의 임의의 허가되거나 비허가된 밴드를 포함한다. 실시예의 송신 안테나는 다이버시티, 섹터링(sectoring) 등으로 도움을 줄 수 있는 전-방향 안테나 또는 복수의 안테나/어레이를 포함한다.

[0093] 인접한 타워는 송신할 우수한 상호-상관 특성을 가진 서로 다른 시퀀스를 사용하거나 대안적으로 송신할 서로 다른 시각에서 동일한 시퀀스를 사용하여 차별화될 수 있다. 이들 차별 기술은 주어진 지리적인 영역에서만 결합되고 적용될 수 있다. 예를 들어, 동일한 시퀀스는 서로 다른 지리적인 영역에서 네트워크에 걸쳐 재사용할 수 있다.

[0094] 로컬 타워는 주어진 지리적인 영역에 배치되어 실시예의 광역 네트워크 타워를 증가시킬 수 있다. 사용시 로컬 타워는 위치의 정확도를 개선시킬 수 있다. 로컬 타워는 캠퍼스와 같은 환경에서 또는 공공 보안 필요성을 위하여 몇 십미터에서 몇 킬로미터의 범위에서 떨어진 환경에서 전개될 수 있다.

[0095] 타워는 (동일한 높이 보다는) 다양한 높이로 배치되어 위치 솔루션에서 더 나은 질적 고도 추정을 용이하게 하는 것이 바람직할 것이다. 서로 다른 위도/경도에서 서로 다른 높이를 가진 송신기뿐만 아니라, 타워에 다양한 높이를 더하는 또 다른 방법은 동일한 물리적 타워(동일한 위도와 경도를 가진)에 서로 다른 높이로 복수의 WAPS 송신기(서로 다른 코드 시퀀스를 사용하여)를 가지는 것이다. 동일한 타워 상의 송신기는 니어-과 문제를 발생시키지 않기 때문에, 동일한 물리적 타워 상의 서로 다른 코드 시퀀스는 동일한 슬롯을 사용할 수 있다는 것을 주목하라.

[0096] WAPS 송신기는 하나 이상의 다른 시스템(가령 셀룰러 타워)으로 사용되는 기존 또는 새로운 타워 상에 배치될 수 있다. WAPS 송신기 전개 비용은 동일한 물리적 타워 또는 지점을 공유함에 의해 최소화될 수 있다.

[0097] 지역 영역(가령, 예를 들어 창고 또는 물)에서 성능을 개선시키기 위하여, 추가적인 타워가 그 영역에 배치되어 광역 커버리지로 사용되는 송신기를 증가시킬 수 있다. 대안적으로, 전체 송신기 설치 비용을 낮추기 위하여 리피터가 관심 영역에서 배치될 수 있다.

[0098] 상기 논의된 포지셔닝으로 사용되는 송신 비콘 신호는 독점적으로 WAPS를 위하여 설치된 송신기일 필요는 없고, 원래 제 시간에 동기화된 다른 시스템 또는 동기화가 추가 타이밍 모듈을 통하여 증가된 시스템으로부터의 신호일 수 있다는 것을 주목하라. 대안적으로, 신호는 상대적인 동기화가 기준 수신기를 통해 결정될 수 있는 시스템으로부터 나올 수 있다. 이들 시스템은 가령, 이미 전개되거나 추가 동기 능력으로 새로 전개될 수 있다. 이러한 시스템의 예는 디지털 TV와 아날로그 TV 또는 미디어플로(MediaFlo)와 같은 방송 시스템일 수 있다.

[0099] WAPS 네트워크가 구성될 때, 일부 송신 지점은 네트워크 내에서 설계에 의해 또는 현장측정에 의해 결정된 다른 것보다 우수할 수 있다(클러터, 전력 레벨 위의 비콘의 높이). 이러한 비콘은 코딩된 데이터 비트에 의해 직접 또는 간접적으로 수신기에 확인될 수 있는데, 상기 코딩된 데이터 비트는 비콘의 "질"을 표시하고, 그리고 나서, 수신기는 이러한 비콘으로부터 수신된 신호를 가중치 두는데 사용한다.

[0100] 도 12는 실시예에서, 리피터 구성을 사용하는 포지셔닝 시스템의 블럭도이다. 리피터 구성은

[0101] 1) 공통 WAPS 수신 안테나(안테나 1)

[0102] 2) RF 전력 증폭기와 스플리터/스위치는 다양한 WAPS 송신기 안테나(로컬 안테나 1-4)와 연결됨

[0103] 3) WAPS 사용자 수신기의 구성요소를 포함한다.

[0104] 안테나 1은 혼합 신호를 수신하고, 증폭하여 로컬 안테나 1-4로 분배(스위칭)한다. (바람직하게는) 스위칭은 어떤 방식으로 수행되어서 사용자 수신기에서 서로 다른 리피터로부터의 송신의 중첩(충돌)이 없어야 한다. 송신의 충돌은 가드 인터벌(guard interval)의 사용을 통해 방지할 수 있다. 스위치에서 송신 안테나까지 알려진 케이블 지연량은 모든 로컬 리피터에 대한 전반적인 지연량을 균일하게 하기 위하여 리피터-증폭기 송신기에서 지연량을 추가함에 의하여, 또는 사용자-수신기에서 케이블 지연량에 의하여 특정 리피터로부터의 추정된 도착 시간을 조절함에 의하여 보상되어야 한다. TDMA가 광역 WAPS 네트워크에 사용될 경우, 리피터 슬롯 스위칭 속도는 각각의 광역 슬롯(각각의 슬롯은 하나의 광역 WAPS 타워를 포함할 것임)이 모든 리피터 슬롯에서 발생하도록 선택된다. 한 예시적인 구성은 복수의 광역 TDMA 프레임 기간과 동일한 리피터 슬롯 기간을 사용할 것이다. 구체적으로, 광역 TDMA 프레임이 1초라면, 리피터 슬롯은 정수 초가 될 수 있다. 이 구성은 가장 간단하나, 케이블 상의 RF 신호 분배 때문에, 작고, 제한된 영역에서 전개를 위해서만 적절하다. 사용자 WAPS 수신기는 위치를 계

산하고 리피터 슬롯팅 기간동안에 정지된(또는 준 정지된) 추정하에서 작동하기 위하여 리피터 타워를 정취할 때, 도착 시간-차이를 사용한다. 리피터로부터의 송신이라는 사실은 각각의 WAPS 타워 신호가 하나의 리피터 슬롯에서 다음 슬롯까지 동일한 타이밍 차이(점프)를 나타낸다는 사실에 의해 자동적으로 검출된다.

[0105] 도 13은 대안적인 실시예에서, 리피터 구성을 사용하는 포지셔닝 시스템의 블럭도이다. 이 구성에서, 각각의 리피터는 WAPS 리피터-수신기와 로컬 안테나를 가진 관련된 커버리지-증가 WAPS 송신기(가령, 실내용일 수 있음)를 포함한다. WAPS 리피터 수신기는 하나의 광역 WAPS 송신기에 대응하는 WAPS 데이터 스트림 뿐만아니라 WAPS 시스템 타이밍 정보도 추출할 수 있어야한다. 하나의 광역 WAPS 송신기에 해당하는 WAPS 시스템 타이밍과 데이터는 해당 로컬 영역 WAPS 송신기로 전달되고, 상기 로컬 영역 WAPS 송신기는 WAPS 신호를 (가령, 다른 코드와 동일한 슬롯을 사용하여) 재송신할 수 있다. 송신기는 데이터 송신에서 로컬 안테나의 위도, 경도 및 고도와 같은 추가 데이터를 포함할 수 있다. 이 구성에서, WAPS 사용자 수신기 작동(범위 측정 및 위치 측정)은 신호가 리피터로부터 온다는 사실에 대해 명백할 수 있다. 리피터에서 사용된 송신기는 GNSS 타이밍을 추출하기 위한 GNSS 타이밍 유닛을 가질 필요가 없다는 점에서, 리피터에서 사용된 송신기가 전체 WAPS 비콘보다 더 싸다는 사실을 주목하라.

[0106] 수신기 유닛의 작동 모드에 따라, 단말기-기반 포지셔닝 또는 네트워크-기반 포지셔닝이 시스템에 제공된다. 단말기 기반 포지셔닝에서, 수신기 유닛은 수신기 자체에 대한 사용자의 위치를 계산한다. 이는 턴-바이-턴 방향(turn-by-turn direction), 지오-펜싱(geo-fencing) 등과 같은 활용에 유용하다. 네트워크 기반 포지셔닝에서, 수신기 유닛은 타워로부터 신호를 수신하고, 수신된 신호를 서버로 통신 또는 송신하여 사용자의 위치를 계산한다. 이는 E911과 중앙 서버에 의한 자산 추적 및 관리와 같은 활용에 유용하다. 서버에서 위치 계산은 많은 소스(가령, GNSS, 차동화 WAPS 등)로부터의 데이터로 거의 실시간 또는 후-처리로 행해져서, 서버에서 정확도를 개선할 수 있다. 또는, WAPS 수신기는 서버(이와 유사하게, 가령, SUPL(Secure User PLane server))로부터의 정보를 제공하고 얻어서 네트워크 기반 포지셔닝을 용이하게 한다.

[0107] 실시예의 타워는 자체적으로 또는 네트워크-기반 동기화를 사용하여 서로 동기화를 유지한다. 도 5는 실시예에서, 타워 동기화를 도시한다. 다음 파라미터는 동기화의 태양을 기술하는데 사용된다.

[0108] 시스템 송신기 시간 = $t_{WAPS-tx}$

[0109] 절대 시간 기준 = $t_{WAPS-abs}$

[0110] 시간 조정 = $\Delta_{system} = t_{WAPS-tx} - t_{WAPS-abs}$

[0111] 절대 시간 기준에 대한 WAPS 시스템 시간을 동기화하는 것이 중요한게 아니라는 것을 주목하라. 그러나, 모든 WAPS 송신기는 공통 WAPS 시스템 시간(즉, 모든 WAPS 송신기의 상대적인 타이밍 동기화)에 동기화된다. WAPS 시스템 시간(만일 있다면)에 대한 각각의 송신기의 타이밍 보정이 계산되어야 한다. 타이밍 보정은 직접 에어 WAPS 지원 송신을 통하거나 어떤 다른 통신 수단을 통하여 수신기에 대해 가능해야 한다. 지원은 예를 들어, 셀룰러(또는 다른) 모뎀 또는 시스템(가령, 이리듐 또는 디지털 TV 또는 미디어플로 또는 셀룰러 시스템의 방송 채널)으로부터의 방송 데이터를 통하여 WAPS 수신기로 전달될 수 있다. 대안적으로, 타이밍 보정은 서버로 보내져서, 서버에서 위치를 계산할 때 사용될 수 있다. 실시예의 타워 동기화의 설명은 후술한다.

[0112] 네트워크 기반 동기화에서, 타워들은 로컬 영역에서 서로 동기화한다. 일반적으로, 본 명세서에 자세히 기술된 바와 같이, 타워들 사이의 동기화는 펄스의 송신(이는 더 나은 시간 레졸루션을 위하여, 캐리어 및/또는 스프레딩 코드를 사용하는 스프레드 상의 임의의 형태의 변조를 사용하여 변조될 수 있고, 이에 의해, 캐리어를 변조함)과 수신기 상의 펄스 에지에 동기화하는 것을 포함한다.

[0113] 실시예의 자체적인 동기화 모드에서, 타워들은 모든 로컬 타이밍 기준을 사용하여 동기화된다. 타이밍 기준은 예를 들어, GPS 수신기, 고정밀 클럭원(예를 들어, 원자형), 로컬 타임원(가령, 잘 조절되는 GPS 클럭) 및 신뢰할만한 클럭원의 다른 네트워크 중 하나 일 수 있다. 정확히 시간 동기화된 XM 위성 라디오, LORAN, eLORAN, TV 신호 등으로부터의 신호의 사용은 타워들에 대한 코스 타이밍 기준(coarse timing reference)으로서 사용될 수 있다. 한 실시예에서의 예시와 같이, 도 15은 실시예에서, 루비듐, 세슘 또는 수소 마스터(hydrogen master)와 같은 정확하고 안정된 타이밍원을 잘 조절하는데 사용되는 GPS 수신기로부터의 PPS 펄스원의 블럭도이다. 대안적으로, 도 16에 도시된 바와 같이, 잘 조절되는 GPS 루비듐 클럭 오실레이터가 사용될 수 있다.

[0114] 도 15을 참조하면, 정확한 클럭원의 PLL의 시상수는 충분히 큰 수(가령, 0.5-2 시간의 범위)로 설정되고, 이는 더 우수한 단기(short term) 안정성(또는 등가적으로 단기 GPS PPS 변화의 필터링)을 제공하고 GPS-PPS는 장

기(long term) 안정성과 더 넓은 영역 '코스(coarse)' 동기화를 제공한다. 송신기 시스템은 이들 두 PPS 펄스(GPS 유닛과 정확한 클럭원으로부터의)를 계속 모니터링하고 어떠한 변칙을 보고한다. 변칙은 두 PPS원이 몇 시간 동안 잠긴 후에 있을 수 있는데, PPS원들 중 하나는 타워 네트워크 관리자에 의해 결정된 주어진 시간-문턱값에 의한 다른 소스(source)으로부터 가버린다. 제3 로컬 클럭원은 변칙을 검출하는데 사용될 수 있다. 변칙 행동일 경우에, 올바른 행동을 나타내는 PPS 신호가 송신기 시스템에 의해 선택되고, 모니터링 스테이션으로 다시 보고된다. 또한, 정확한 시간원(시간원에 의해 보고된 바와 같이)의 PPS 입력과 PPS 출력간의 즉각적인 시간 차이는 송신기에 의해 방송되거나 후 처리될 때, 사용될 서버로 보내질 수 있다.

[0115] 송신기 시스템에서, PPS 펄스 입력의 상승 에지와 송신기의 아날로그 섹션이 데이터를 송신하도록 하는 신호의 상승 에지간의 시간 차이는 내부적으로 생성된 고속 클럭을 사용하여 측정된다. 도 8은 실시예에서, PPS 신호와 송신기의 아날로그 섹션이 데이터를 송신하도록 하는 신호간의 시간 차이를 계수하기 위한 신호도를 도시한다. 그 차이를 의미하는 계수는 데이터 스트림의 일부로서 각각의 수신기로 보내진다. 루비덤 클럭(이 클럭은 몇 시간/몇 일에 걸쳐 안정함)과 같은 고도로 안정된 클럭 기준의 사용은 장치가 특정 타워 데이터를 더 이상 변조하지 못하는 경우에, 시스템이 장치 상의 타워마다의 이 보정을 저장/송신할 수 있도록 한다. 또한, 이 보정 데이터는 만일 하나가 가능하다면, 통신 매개체를 통하여 장치로 보내질 수 있다. 타워로부터의 보정 데이터는 기준 수신기 또는 다른 타워 방송을 청취하는 타워 상에 장착된 수신기에 의해 모니터링 될 수 있고, 중앙 서버에 전달될 수 있다. 또한, 타워는 이 계수 정보를 중앙 서버에 주기적으로 보낼 수 있고, 상기 중앙 서버는 이 정보를 통신 링크를 통하여 그들 타워의 근처의 장치로 퍼트릴 수 있다. 대안적으로, 서버는 타워(가령, 로컬 내의)에서 주변 타워로 정보를 전달하여 이 정보가 주변 타워를 위한 지원 정보로서 방송될 수 있다. 주변 타워를 위한 지원 정보는 주변 타워에 대한 위치(타워는 정적이기 때문) 및 타이밍 보정 정보를 포함할 수 있다.

[0116] 실시예의 송신기 타이밍 보정과 마찬가지로, 진(true) PPS가 사용가능할 때, 다중 경로 바이어스와 정확한 진짜 범위를 추정하는데 사용될 수 있다. 수신기는 가령, ADC로부터의 신호의 샘플을 사용하여 범위를 추정한다. 실시예의 수신기는 고속 클럭을 사용하여 PPS의 발생과 샘플 ADC 클럭의 첫 번째 에지간의 차이를 결정한다. 이는 ADC 샘플을 기초하여 수신기에 의해 추정된 범위가 진 PPS가 발생할 때와 ADC가 데이터를 샘플링할 때의 차이에 대하여 수정되도록 하여, ADC의 샘플 클럭 레졸루션보다 더 정확한 수신기의 진짜 범위를 추정할 수 있도록 한다. 이 단락에서 논의된 맥락에서, PPS는 정렬된 펄스를 말하거나 상기 펄스의 에지는 GPS 펄스-퍼-세컨드(pulse-per-second, PPS) 타이밍과 같은 표준 타이밍 기초로부터의 오프셋으로 알려져 있다.

[0117] 또 다른 실시예에서, 광역 차동 포지셔닝 시스템은 타워로부터의 타이밍 에러를 수정하는데 사용될 수 있다. 도 9는 실시예에서, 차동 WAPS 시스템의 블럭도이다. 기준 수신기(사전-조사된 위치에 위치됨)는 근처의 모든 타워로부터 신호를 수신하는데 사용된다. 차동 GPS의 원리가 본 방법에 적용되더라도, 지상과의 경우에서 논-라인-오브-사이트(non-line-of-sight)의 효력을 다루는 것은 특이하다. 각각의 타워에 대한 기준 수신기의 의사 거리(코드 위상) 측정은 타임-태그되고, 서버로 보내진다. 기준 수신기에서 타워 j 와 i 에 대하여 측정된 수신된 코드 위상-기반의 범위는 다음과 같이 기재될 수 있다.

$$R_{ref}^j(t) = \rho_{ref}^j + c(dt_{ref} - dt^j) + \epsilon_{R,ref}^j$$

$$R_{ref}^i(t) = \rho_{ref}^i + c(dt_{ref} - dt^i) + \epsilon_{R,ref}^i$$

[0118]

[0119] 여기서, ρ_{ref}^j 는 송신 타워 j 지리적 범위에 대한 기준 수신기이고, dt_{ref} 와 dt^j 는 각각 공통 기준 시간(즉, GPS 시간)에 대하여 각각의 안테나를 참조한 기준 수신기와 송신 클럭 오프셋이며, c 는 광속이고, $\epsilon_{R,ref}^j$ 는 측정 잡음이다.

[0120] 타워들(i 와 j) 사이의 클럭 타이밍 차이, $dt^i - dt^j$ 는 상기 두 방정식을 뺄셈하고 기준 수신기에서 송신 타워까지의 알려진 지리적 범위를 사용하여 계산된다. 이는 로버/모바일 스테이션 측정에서 송신기들 사이의 타이밍 차이를 감소할 수 있다. 송신 타워에서 사용된 클럭이 상대적으로 안정적일 때, 더 우수한 시간차($dt^i - dt^j$)의 추정을 얻는데 에버리징 오버 타임(averaging over time)이 사용될 수 있다.

[0121] 또한, 로버/모바일 스테이션의 의사 거리 측정은 타임 태그되어 서버로 보내진다. 로버/모바일 스테이션에서 측정된 수신된 코드 위상 기반 범위는

$$R_m^i(t) = \rho_m^i + c(dt_m - dt^i) + \varepsilon_{R,m}^i$$

$$R_m^j(t) = \rho_m^j + c(dt_m - dt^j) + \varepsilon_{R,m}^j \quad \text{일 수 있다.}$$

상기 두 방정식을 뺄셈하고 재 배열하면, 그 결과는

$$(\rho_m^j - \rho_m^i) = (R_m^j(t) - R_m^i(t)) - c(dt^i - dt^j) + (\varepsilon_{R,m}^j - \varepsilon_{R,m}^i) \quad \text{이다. } R_m^i(t) \text{ 와 } R_m^j(t) \text{ 는 측정된 양이고, 양}(dt^i - dt^j)\text{은}$$

기준 수신기 측정으로부터 계산된다. 각각의 ρ_{ref}^j 와 ρ_{ref}^i 는 수신기의 알려지지 않은 좌표와 송신 타워(i 와 j)의 알려진 좌표의 측면에서 기재될 수 있다. 3개의 범위 측정으로, 상기와 같이 2개의 범위 차이 방정식이 형성되어서 2-차원 위치 솔루션을 얻을 수 있고, 4개의 범위 측정으로, 상기와 같이 3개의 범위 차이 방정식이 형성되어서 3-차원 위치를 얻을 수 있다. 추가 측정으로, 적어도 2차 솔루션이 사용되어 잡음 양 $\varepsilon_{R,m}^i$ 과 $\varepsilon_{R,m}^j$ 의 효과를 최소화하는데 사용될 수 있다.

대안적으로, 타이밍 차이 보정은 모바일 스테이션으로 다시 보내져서 원 위치에서의 에러에 대하여 보정하고, 모바일 스테이션에서 위치 계산을 용이하게 할 수 있다. 차이 보정은 기준과 모바일 스테이션 모두에 의해 관측되는 바와 같이, 많은 송신기에 적용될 수 있다. 본 방법은 개념적으로 시스템이 타워 동기화없이 작동할 수 있거나 대안적으로 대충 동기화된 시스템에서 잔여 클럭 에러를 보정할 수 있도록 한다.

또 다른 접근법은 상기 차동 접근법과 반대되는 스탠드 얼론(standalone) 타이밍 접근법이다. 타이밍 동기화를 설정하는 한 방법은 특정 영역 내의 각 송신 타워에서 GPS 타이밍 수신기를 가짐에 의하여 동일한 영역에서 DGPS 기준 수신기로부터 DGPS 보정을 수신하는 것이다. 알려진 위치에 설치된 DGPS 기준 수신기는 그 자체 클럭을 기준 클럭으로 간주하고, 의사-범위 측정에 대한 보정치를 찾아서 GPS가 그 트랙을 위성 중계한다. 일반적으로, 특정 GPS 위성에 대한 DGPS 보정은 위성 위치와 클럭 에러에 의한 전체 에러와 전리층 및 대류층 지연량을 포함한다. 이 전체 에러는 DGPS 기준 수신기의 이웃(일반적으로 중심에서 DGPS 수신기에서 반경 약 100 Km의 범위 이내)에서의 다른 GPS 수신기에 의해 제조된 임의의 의사-범위 측정에 대해 동일할 것인데, 왜냐하면, DGPS 기준 수신기와 GPS 위성간의 라인 오브 사이트(line of sight)가 이 이웃 내에 방향으로 크게 변하지 않기 때문이다. 이에 따라, 특정 GPS 위성에 대한 DGPS 기준 수신기에 의해 송신된 DGPS 보정을 사용하는 GPS 수신기는 그 위성에 대한 의사-범위 측정에서 전체 에러를 감소하기 위하여 보정치를 사용한다. 그러나, 그 과정에서, GPS 시간과 관련된 DGPS 기준 수신기의 클럭 바이어스를 그 의사-범위 측정에 추가할 것이다. 그러나, 이 클럭 바이어스가 모든 DGPS 의사-범위 보정치에 대하여 공통이기 때문에, 다양한 GPS 수신기의 타이밍 솔루션에 대한 효과는 공통 바이어스일 것이다. 그러나, 이 공통 바이어스는 다양한 GPS 수신기의 타이밍에서 상대적인 타이밍 에러를 주지 않는다. 특히, 이들 GPS 수신기가 타이밍 GPS 수신기(알려진 위치에서)라면, 그들 모두는 DGPS 기준 수신기의 클럭에 동기화된다. 이들 GPS 타이밍 수신기가 다양한 송신기를 구동하는 경우, 송신 또한 동기화된다.

DGPS 기준 수신기로부터의 보정치를 사용하는 대신에, 광역 증가 시스템(WAAS) 위성에 의해 전송된 유사한 보정치는 GPS 타이밍 수신기에 의해 사용되어 상기 GPS 타이밍 수신기가 구동하는 송신기의 송신을 동기화시킨다. WAAS의 이점은 기준 시간이 DGPS 기준 시스템이 아니라 일련의 정확한 원자 클럭에 의해 유지되는 바와 같은 GPS 시간 자체라는 것이다.

광역에 걸친 타워들 간의 정확한 시간 동기화를 달성하기 위한 또 다른 접근법은 타워들의 쌍들 사이의 타이밍을 설정하기 위한 시각 전송 기술을 사용하는 것이다. 적용될 수 있는 한 기술은 "커먼 뷰 방식의 시각 전송"이라 불리운다. 도 10은 실시예에서, 커먼 뷰 방식의 시각 전송을 도시한다. 공통 위성의 뷰를 가진 송신기 내의 GPS 수신기는 이러한 목적으로 사용된다. 커먼 뷰 방식의 위성에 대한 각각의 타워들로부터의 코드 위상 및/또는 캐리어 위상 측정은 GPS 수신기에 의하여 주기적으로(최소 매초) 타임 태그되고 이 측정이 분석될 때 서버로 보내진다.

GPS 코드 관측가능한 R_p^i 은
$$R_p^i(t) = \rho_p^i + c(\delta_r^i + \delta_{R,p} + T_p^i + I_p^i) + c(dt_p - dt^i) + \varepsilon_{R,p}$$

[0130] 로 기재될 수 있다. 여기서, R_p^i 은 $|\bar{X}_p - \bar{X}^i|$ 과 동일한 수신기-위성 지리적 범위이고, \bar{X}_p 은 신호 수신 시간에서 수신기 안테나 위치이며, \bar{X}^i 은 신호 송신 시간에서 위성 위치를 나타내고, I_p^i 와 T_p^i 은 각각 전리층 지연량과 대류층 지연량이고, δ_{R_p} 과 δ_{R}^i 은 수신기 하드웨어 그룹 지연량과 위성 하드웨어 그룹 지연량이다. 변수 δ_{R_p} 는 안테나, 상기 안테나와 수신기를 연결하는 케이블 및 수신기 자체의 지연량의 효과를 포함한다. 더구나, dt_p 와 dt^i 는 각각 GPS 시간과 관련된 수신기 클럭 오프셋과 위성 클럭 오프셋이고, c 는 광속이고, ϵ_{R} 은 측정 잡음이다.

[0131] 커먼 뷰 방식의 시각 전송 방법은 단일차이 코드 관측(R_{pq}^i)을 계산하고, 이는

$$R_{pq}^i = \underbrace{\rho_p^i - \rho_q^i}_{\text{geometrical range difference}} + \underbrace{c(dt_p - dt_q)}_{\text{time difference between clocks}} + \underbrace{c(T_p^i - T_q^i) + c(I_p^i - I_q^i)}_{\text{Troposphere \& Ionosphere delay difference}} + \underbrace{c(\delta_{R,p} - \delta_{R,q})}_{\text{Group delay difference between receivers}} + (\epsilon_{R,p} - \epsilon_{R,q})$$

와 같이, 두 개의 수신기("p"와 "q"로 불리움)에서 동시에 측정된 코드 관측들 사이의 차이이다. 단일차이 관측을 계산하는데, 위성의 클럭 에러뿐만 아니라 위성의 그룹 지연량도 상쇄된다. 또한, 상기 방정식에서, 대류층과 전리층 변화는 상쇄된다(또는 가령, 수신기 분리가 클 경우에 모델링될 수 있음). 수신기들 사이의 그룹 지연량이 교정되고 나면, 수신기 클럭들 사이의 원하는 시간 차이 $c(dt_p - dt_q)$ 는 방정식으로부터 찾을 수 있다. 복수의 시간 및 위성 측정에 걸친 단일차이 추정된 시간 차이의 질을 더욱 개선하는데 결합될 수 있다.

[0132] 유사한 방식으로, 커먼 뷰 방식의 시각 전송에 대한 단일차이 캐리어 위상 방정식이

$$\Phi_{pq}^i = \underbrace{\rho_p^i - \rho_q^i}_{\text{geometrical range difference}} + \underbrace{c(dt_p - dt_q)}_{\text{time difference between clocks}} + \underbrace{c(T_p^i - T_q^i) + c(I_p^i - I_q^i)}_{\text{Troposphere \& Ionosphere delay difference}} + \underbrace{c(\delta_{\phi,p} - \delta_{\phi,q})}_{\text{Group delay difference between receivers}} + \underbrace{\lambda(\phi_p^i - \phi_q^i)}_{\text{initial ambiguity in phase}} + \underbrace{\lambda(N_p^i - N_q^i)}_{\text{integer ambiguity in phase measurement}} + (\epsilon_{\phi,p} - \epsilon_{\phi,q})$$

으로 기재될 수 있다. 초기 위상 모호성(phase ambiguity)와 정수 모호성(integer ambiguity)가 상기 방정식에 존재하기 때문에, 위상 단일 차이는 시각 전송을 직접 결정하는데 사용될 수 없다. 코드와 위상 관측의 결합된 사용은 코드로부터의 시간 차이에 대한 절대 정보와 캐리어 위상으로부터의 시간 차이의 진화에 대한 정확한 정보의 이점을 가질 수 있도록 한다. 캐리어 위상 단일 차이 내의 에러 변화는 우수한 시각 전송 추적을 야기하는 코드 위상 단일 차이보다 현저히 우수하다.

[0133] 주어진 위성에 대하여 결과로 나온 타워당 에러는 보정을 위하여 타워로 다시 보내져서 타워에 적용되고, 수신기에 의해 추가 보정을 위해 통신 링크를 거쳐 수신기로 보내지거나, 타워로부터의 다른 타이밍 보정과 함께 방송 메시지로 보내진다. 구체적인 예에서, 타워로부터의 측정이 더 우수한 위치 찾기 정확성을 제공하는데 있어 후-처리한다. 단일 채널 GPS 타이밍 수신기 또는 C/A 코드 측정 및/또는 L1 및/또는 L2로부터나 갈릴레오/그로나스와 같은 다른 위성 시스템으로부터의 캐리어 위상 측정을 생산하는 멀티 채널 타이밍 수신기는 커먼 뷰 방식의 시각 전송의 목적으로 사용될 수 있다. 복수의 채널 시스템에서, 커먼 뷰 방식의 복수의 위성으로부터의 정보는 수신기에 의해 동시에 캡처된다.

[0134] "커먼 뷰 방식의 시각 전송"에서 대안적인 메카니즘은 로컬 영역(해당 송신기에 각각 공급함)에서 다양한 타이밍 GPS 수신기가 타이밍 펄스 기원(derivation)(가령, 1초당 한 펄스) 내의 공통 위성만을 사용하나 GPS(또는 UTC)초에 정렬될 타이밍 펄스를 보정하지 않는다는 것을 보장하는 것이다. 커먼 뷰 방식의 위성을 사용하는 것은 타이밍 펄스 내(가령, 공통 GPS 위성 위치와 클럭 에러 및 전리층 지연 및 대류층 지연 보상 에러)의 공통 에러가 거의 동일한 크기에 의한 타이밍 펄스 내의 에러를 끌어내는 것을 보장하고, 타이밍 펄스 내의 상대적인 에러는 감소된다. 포지셔닝에서, 단지 상대적인 타이밍 에러만 중요하기 때문에, 서버-기반 타이밍 에러 보정이 필요하지 않다. 그러나, 서버는 다양한 GPS 수신기로 명령을 줄 수 있고, GPS 위성은 상기 GPS 수신기상에서 타

이밍 펄스를 얻는데 사용된다.

[0135] 시각 전송의 대안적인 방법은 "투-웨이 시각 전송" 기술이다. 도 11은 실시예에서, 투-웨이 시각 전송을 도시한다. 서로에 대한 시간에 사용되는 두 타워를 상정한다. 두 송신기 각각으로부터의 송신은 PPS 펄스에서 시작하고, 시간 인터벌 계수기는 송신 타워의 수신 섹션(WAPS 수신기)에서 시작된다. 수신된 신호는 양 측면에서 시간 인터벌 계수기를 정지시키는데 사용된다. 시간 인터벌 계수기로부터의 결과는 데이터 모델 링크를 지나 WAPS 서버로 보내지고, 여기서, 송신 시간과 함께 이들 결과가 비교되고 두 타워들 간의 타이밍에서의 에러가 계산될 수 있다. 이에 따라, 타워의 수를 확장할 수 있다. 이 방법에서, 타워 i 에서의 계수기 측정 ΔT_i 와 타워 j 에서 측정 ΔT_j 사이의 관계와 i 와 j 에서의 클럭 간의 시간 차이 dt_{ij} 는

$$dt_{ij} = T_i - T_j = \frac{1}{2}(\Delta T_i - \Delta T_j) + \frac{1}{2}[(\tau_i^{Tx} + \tau_j^{Rx}) - (\tau_j^{Tx} + \tau_i^{Rx})]$$

와 같이 기재될 수 있고, 여기서, τ_i^{Tx} 와 τ_j^{Tx} 은 타워의 송신기 지연량이고, τ_i^{Rx} 와 τ_j^{Rx} 는 타워의 수신기 지연량이다. 송신기 지연량과 수신기 지연량이 교정되고나서 시간차이가 추정될 수 있다.

[0136] 타워들 간의 시간 전송뿐만 아니라, GPS 시간에 관한 타워의 타이밍은 커먼 뷰 방식의 시각 전송에서 사용된 GPS 타이밍 수신기에 의해 발견될 수 있다.

$$R_p^i(t) = \rho_p^i + c(\delta_R^i + \delta_{R,p} + T_p^i + I_p^i) + c(dt_p - dt^i) + \epsilon_{R,p}$$

와 같은 범위 측정을 사용하여, 수신기의 지연량, 위성 클럭 에러 및 전리층/대류층 에러를 설명한 후에, GPS 시간 dt_p 에 관한 로컬 클럭의 시간 보정치가 계산된다. 수신기의 지연량 $\delta_{R,p}$ 은 그룹 지연량의 측정에 의해 교정될 수 있다. GPS 위성 네비게이션 메세지로부터(복조를 통하거나 서버로부터 얻은)의 정보는 위성 타이밍 보정치를 계산하는데 사용될 수 있고, 이는 dt_i 와 δ_R^i 의 효과를 감소한다. 마찬가지로, 대류층 지연량 효과와 이온층 지연량 효과는 외부 모델로부터의 보정치를 사용하여 최소화된다. 전리층 보정은 가령 WAAS 메세지로부터 얻을 수 있다. 대안적으로, 클럭과 전리층/대류층 보정치의 조합은 사용 가능할 때, 의사 거리에 대한 RTCM DGPS 보정치로부터 얻을 수 있다.

[0137] 또한, GPS 시간에 관한 오프셋은 타워로부터 데이터의 일부로서 보내질 수 있다. 이는 WAPS 신호를 포착하는 임의의 WAPS 수신기가 정확한 GPS 시간과 주파수를 지원하여 GNSS 수신기의 GNSS 검색 요구사항(search requirement)을 현저히 감소시킨다.

[0138] 시스템의 실시예에서, 방송 송신기는 애드 호크(ad hoc)에 사용되어 국부적인 실내 위치 결정을 제공할 수 있다. 예를 들어, 화재-보안 활용에서, WAPS 송신기는 3개 이상의 방송 스테이션(가령 소방차)에 설치될 수 있다. 타워는 이전에 기술된 많은 수단과 방송 신호 중 하나에 의해 서로 동기화된다. 대역폭과 칩율(chipping rate)은 그 당시의 활용 영역에서 스펙트럼 사용 유효성과 정확도 요구사항에 근거하여 스케일 조절될 수 있다. 수신기는 통신 링크를 통하여 시스템 파라미터를 장치로 알려줄 수 있다.

[0139] 도 21은 실시예에서, 수신기 유닛의 블럭도이다. 비콘 신호는 수신기 유닛의 안테나에서 수신되고, 다운-컨버트되며, 복조되고, 복호되어 포지셔닝 엔진으로 전달된다. 수신기는 신호를 정확히 재건하기 위하여 모든 정보를 제공한다. 수신 안테나는 전-방향 안테나 일 수 있고, 또는 대안적으로 다이버시티 등을 제공하는 복수의 안테나/어레이 수 있다. 또 다른 실시예에서, 믹싱(mixing)과 다운 컨버전은 디지털 도메인에서 행해질 수 있다. 각각의 수신기 유닛은 유일한 하드웨어 식별 번호 및 개인키가 생성된 컴퓨터를 포함하거나 사용한다. 일반적으로, 각각의 수신기 유닛은 비휘발성 메모리 내에 지난 몇몇의 지점을 저장하고, 나중에 지난 몇몇의 저장된 지점을 위하여 원격으로 문의될 수 있다. 주어진 지역에서 스펙트럼의 사용가능성에 기초하여, 송신기와 수신기는 사용가능한 대역폭에 맞춰질 수 있고, 칩율을 변화시킬 수 있으며, 더 우수한 정확성과 다중 경로 레졸루션을 위하여 대역폭을 필터링 할 수 있다.

[0140] 일 실시예에서, 수신된 신호의 디지털 베이스밴드 처리가 WAPS RF 모듈을 가지진 GPS RF 섹션으로부터 신호를 멀티플렉싱/피딩함에 의하여 상업적으로 시판되는 GPS 수신기를 사용하여 구현된다. 도 22는 실시예에서, WAPS RF 모듈을 가진 수신기의 블럭도이다. RF 모듈은 몇 가지 예만 들면, 하나 이상의 저잡음 증폭기(Low noise amplifier, LNA), 필터, 다운-컨버터 및 AD 컨버터를 포함한다. 이들 구성뿐만 아니라, 신호는 더욱 조절되어 칩 상의 추가 처리 또는 커스텀 ASIC 또는 FPGA 또는 DSP 또는 마이크로프로세서를 사용하는 GPS 수신기의 입력

요구사항에 맞춰질 수 있다. 신호 조절은 밴드내 잡음 또는 밴드의 잡음(ACI-주변 채널 간섭과 같은)을 위한 디지털 필터링, 증계기 또는 WAPS 수신기의 주파수로부터 GPS IC에 대한 입력의 베이스밴드 주파수의 증계, GPS IC가 WAPS 신호를 처리하기 위한 디지털 신호 강도 조절, WAPS 프론트엔드(frontend) 등을 제어하기 위한 자동 이득 제어(automatic gain control, AGC)를 포함할 수 있다. 특히, 주파수 증계는 WAPS RF 모듈이 상업적으로 시판되는 GPS 수신기와 함께 작동할 수 있도록 하므로 매우 유용한 특징이다. 또 다른 실시예에서, WAPS 시스템을 위한 신호 조절 회로를 포함하는 전체 RF 프론트엔드 체인은 GPS RF 체인을 포함하는 기존의 GPS 다이상에 통합될 수 있다.

[0141] 또 다른 실시예에서, 디지털 베이스밴드 입력에 대한 접근이 불가능하다면, 신호는 임의의 밴드에서 GPS 밴드까지 업-컨버트/다운-컨버트되고 GPS 수신기의 RF 섹션으로 전달될 수 있다. 도 23은 실시예에서, 신호 업-컨버전 및/또는 다운-컨버전을 도시한다.

[0142] 또 다른 실시예에서, 멀티플 RF 체인 또는 튜닝 가능한 RF 체인은 WAPS 시스템의 송신기와 수신기 모두에 부가되어 주어진 지역에서 최고 효율적인 주파수 작동을 사용할 수 있다. 주파수의 선택은 스펙트럼, 전파 요구사항 등의 청정도에 의해 결정될 수 있다.

[0143] 마찬가지로, WAPS는 복수의 수신 채널을 포함하는 수신기 시스템에서 수신 체인을 일시적으로 사용할 수 있다. 예를 들어, 광대역 CDMA(W-CDMA) 수신기 시스템은 수신 다이버시티를 개선시키기 위하여 두 개의 수신 체인을 포함한다. 이에 따라, WAPS가 W-CDMA 수신기 시스템에 사용될 때, W-CDMA의 두 원래 수신 체인 중 하나는 WAPS 신호를 수신하고 처리하는데 일시적으로 사용될 수 있다. 도 24는 실시예에서, 복수의 수신 체인을 가진 수신기 시스템의 블럭도이고, 여기서, 상기 수신 체인 중 하나는 WAPS 신호를 수신하고 처리하는데 일시적으로 사용될 수 있다. 이에에서, 다이버시티 수신 체인은 WAPS 신호를 수신하고 처리하는데 일시적으로 사용될 수 있다. 대안적으로, GPS 수신 체인은 WAPS 신호를 수신하고 처리하는데 일시적으로 사용될 수 있다.

[0144] 라디오 프론트-엔드는 WAPS와 또 다른 어플리케이션 사이에서 공유될 수 있다. 프론트엔드의 일부는 공유되고, 일부는 상호 독점적인 기저로 사용될 수 있다. 예를 들어, 다이/시스템이 안테나를 포함하는 TV(NTSC 또는 ATSC 또는 DVB-H, 미디어플러와 같은 시스템) 튜너 프론트-엔드를 이미 가진다면, TV 튜너 라디오와 안테나는 WAPS 시스템과 공유될 수 있다. TV 튜너 라디오와 안테나는, 시스템이 언제라도 TV 신호 또는 WAPS 신호를 수신한다는 점에서, 상호 독점적 기저로 작동할 수 있다. 또 다른 실시예에서, WAPS RF 섹션을 이러한 시스템에 부가하는 것이 용이하다면, 안테나는 양 시스템이 동시에 작동하도록 하는 TV 튜너와 WAPS 시스템 사이에 공유될 수 있다. 시스템/다이아 FM 라디오와 같은 라디오를 가지는 경우, RF 프론트-엔드는 WAPS 시스템과 FM 라디오를 수용하기 위해 수정될 수 있고, 이들 라디오는 상호 독점적 기반으로 작동할 수 있다. 유사한 수정은 시스템을 위해 행해질 수 있는데, 이는 WAPS RF 밴드에 근접한 가까운 주파수에서 작동하는 일부 RF 프론트 엔드를 가지는 시스템을 위해 행해질 수 있다.

[0145] 수정, 수정 발진기(XO), 전압 제어 온도 보상 수정 발진기(VCTCXO), 디지털-제어 수정 발진기(DCXO), 온도 보상 수정 발진기(TCXO)와 같은 GNSS 부-시스템에 사용되는 클럭원 기준은 WAPS 수신기와 공유되어 기준 클럭을 WAPS 수신기에 제공할 수 있다. 이 공유는 다이 상 또는 오프-칩에서 행해질 수 있다. 대안적으로, 셀룰러 폰 상의 어떤 다른 시스템에 의해 사용된 TCXO/VCTCXO는 WAPS 시스템과 공유될 수 있다. 도 25는 실시예에서, 포지셔닝 시스템에 클럭 공유를 도시한 블럭도이다. 트랜시버 또는 프로세서 시스템 블럭은 다양한 시스템을 말할 수 있다는 것을 주목하라. WAPS 시스템과 함께 클럭을 공유하는 트랜시버 시스템은 모뎀 트랜시버(가령, 셀룰러 또는 WLAN 또는 BT 모뎀) 또는 수신기(가령, GNSS, FM 또는 DTV수신기)일 수 있다. 이들 트랜시버 시스템은 주파수 제어를 위하여 VCTCXO 또는 DCXO를 선택적으로 제어할 수 있다. 트랜시버 시스템과 WAPS 시스템은 하나의 다이로 통합되거나 별도의 다이일 수 있고 클럭 공유에 영향을 주지 않을 수 있다는 것을 주목하라. 프로세서는 클럭원을 사용하는 임의의 CPU 시스템(가령, ARM 부-시스템, 디지털 신호 프로세서 시스템)일 수 있다. 일반적으로, VCTCXO/DCXO가 공유될 때, 다른 시스템에 의해 적용된 주파수 보정은 WAPS 작동을 용이하게 하기 위하여 가능한 많이 늦추어질 수 있다.

[0146] 구체적으로, WAPS 수신기에 사용되는 최대 통합 시간 내의 주파수 업데이트는 WAPS 수신기를 위해 더 우수한 성능(즉, SNR 손실의 최소화)을 허용하는데 제한될 수 있다. WAPS 수신기의 상태에 관한 정보(구체적으로, 사용된 통합 레벨, WAPS 시스템의 포착 상태와 추적 상태)는 주파수 업데이트의 더 우수한 조절을 위해 다른 시스템과 교환될 수 있다. 예를 들어, 주파수 업데이트는 WAPS 포착 위상 동안에 정지될 수 있거나, 주파수 업데이트는 WAPS수신기가 휴지 상태(sleep state)일 때에 스케줄 될 수 있다. 통신은 제어 신호의 형태일 수 있거나, 대안적으로, 트랜시버 시스템과 WAPS 시스템 사이에서 교환된 메시지의 형태일 수 있다.

- [0147] WAPS는 타워로부터 방송 신호와 메시지를 방송하여, 종래의 GPS 수신기의 베이스 밴드 하드웨어는 WAPS와 종래의 GPS 시스템 모두를 지지하기 위하여 수정될 필요가 없다. 이의 중요성은 WAPS 시스템이 GPS C/A 시스템(침울에 영향을 주는)의 단지 절반만 사용가능한 대역폭을 가짐에도 불구하고, WAPS 방송 신호는 상업적 등급 C/A 코드 GPS 수신기의 바운드(bound) 내에서 작동하도록 구성된다. 어구나, 신호 사용가능성에 기초하여, 알고리즘은, GPS 신호가 위치 또는 WAPS 신호를 결정하는데 사용 또는 그들의 조합이 가장 정확한 위치를 얻는데 사용되어야 한다는 것을 결정할 것이다.
- [0148] WAPS 시스템 상의 골드 코드의 탑(top)에서 전송된 데이터는 하이브리드 GNSS-WAPS 사용 시나리오의 경우에서, GNSS에 대한 보조 정보를 보내는데 사용될 수 있다. 이 보조는 SV 오비트 파라미터(SV orbit parameter)(가령, 천문력(ephemeris)과 역법(almanac))의 형태일 수 있다. 또한, 보조는 로컬 지역에서 SV 비저블(visible)에 전문화될 수 있다.
- [0149] 또한, WAPS 시스템으로부터 얻은 타이밍 정보는 GNSS 시스템을 지원하는 미세 시간(fine time)으로 사용될 수 있다. WAOS 시스템 타이밍이 GPS(또는 GNSS) 시간에 정렬되기 때문에, WAPS 신호의 코드와 비트를 정렬하는 것과 임의의 타워로부터의 데이터 스트림을 판독하는 것은 GNSS 시간의 코스 지식(coarse knowledge)을 제공한다. 또한, 위치 솔루션(수신기의 클럭 바이아스는 위치 솔루션의 부산물임)은 WAPS 시스템 시간을 정확히 결정한다. WAPS 시스템 시간이 알려지면, 지원하는 미세 시간은 GNSS 수신기에 제공될 수 있다. 타이밍 정보는 예지가 WAPS의 내부 시간 기저에 묶여진 단일 하드웨어 신호 펄스를 사용하여 전송될 수 있다. WAPS 시스템 시간은 GPS 시간(좀 더 일반적으로, GNSS 시스템의 타임 베이스가 직접 GNSS 시간과 직접 관련 있음) 상에 직접 맵핑된다는 것을 주목하라. GNSS는 이 예지를 수신하면 그 내부 GNSS 타임 베이스 계수를 래치할 수 있다. 대안적으로, GNSS 시스템은 펄스를 생성할 수 있고, 이 펄스의 예지는 내부 타임 베이스에 정렬되고, WAPS 시스템은 그 내부 WAPS 타이 베이스를 래치할 수 있어야 한다. 그런 후에, WAPS 수신기는 GNSS 수신기로 이 정보를 가진 메시지를 보내고, 상기 GNSS 수신기가 그 타임 베이스를 WAPS 타임 베이스로 맵핑하도록 할 수 있다.
- [0150] 마찬가지로, 로컬 클럭에 대한 주파수 추정은 GNSS 수신기에 대한 주파수 지원을 제공하는데 사용될 수 있다. WAPS 수신기로부터의 주파수 추정은 공통 클럭을 공유하는지와 관계없이 GNSS 수신기의 주파수 추정을 정제하는데 사용될 수 있다는 것을 주목하라. 두 수신기가 별도의 클럭을 가질 때, 추가 교정 하드웨어 또는 소프트웨어 블럭은 다른 시스템에 대한 한 시스템의 클럭 주파수를 측정이 요구된다. 하드웨어 또는 소프트웨어 블럭은 WAPS 수신기 섹션 또는 GNSS 수신기 섹션에 있을 수 있다. 그리고 나서, WAPS 수신기로부터의 주파수 추정은 GNSS 수신기의 주파수 추정을 정제하는데 사용될 수 있다.
- [0151] 또한, WAPS 시스템에서 GNSS 시스템으로 보내질 수 있는 정보는 로케이션의 추정을 포함할 수 있다. 로케이션의 추정은 근사화되거나(가령, WAPS 타워의 PN 코드에 의해 결정됨), WAPS 시스템 내의 실제 포지션 추정에 기초하여 좀 더 정확히 근사화될 수 있다. WAPS 시스템으로부터 가능한 로케이션 추정은 다른 시스템(가령, 셀룰러 ID 기초의 포지셔닝으로부터의 코스 포지션 추정)으로부터 포지션의 또 다른 추정과 결합하여, GNSS 시스템을 더 잘 지원하는데 사용될 수 있는 포지션의 좀 더 정확한 추정을 제공할 수 있다. 도 26은 실시예에서, WAPS에서 GNSS 수신기까지의 보조 이송기의 블럭도이다.
- [0152] 또한, GNSS 수신기는 초기 위치 결정 시간(Time-To-First-Fix, TTFF), 민감도 및 로케이션을 제공함에 의한 로케이션 품질의 측면에서 WAPS 수신기, WAPS 수신기에 대한 주파수 및 GNSS 시간 추정의 성능을 개선시키는데 도움을 줄 수 있다. 예로서, 도 27은 실시예에서, GNSS 수신기에서 WAPS 수신기로의 지원 정보의 전송을 도시하는 블럭도이다. GNSS 시스템이 LORN, e-LORN 또는 유사한 지상파 포지셔닝 시스템으로도 대체될 수 있다는 것을 주목하라. 로케이션 추정은 부분적인(가령, 고도 또는 2-D 포지션), 또는 완전한(가령, 3-D 포지션) 또는 원시 범위/의사-범위 데이터(raw range/pseudo-range data)일 수 있다. 범위/의사-범위 데이터는 하이브리드 솔루션에서 이 범위 정보의 사용을 활성화시키기 위하여 SV의 로케이션(또는 SV 오비트 파라미터와 같은 SV의 로케이션을 계산하기 위한 수단)과 함께 제공된다. 정보를 지원하는 모든 로케이션은 그 품질을 표시하는 메트릭(metric)을 따라 제공된다. GNSS 시간 정보를 제공할 때(이는 하드웨어 신호를 사용하여 WAPS 시스템으로 전송될 수 있음), GPS 시간에 대한 GNSS 시간의 오프셋(만일 있다면)은 WAPS 수신기의 사용을 활성화시키기 위하여 제공된다. 주파수 추정은 신뢰 메트릭(confidence metric)을 따라 클럭 주파수의 추정으로서 제공된다(가령, 추정의 최대 기대 에러를 추정하는 추정된 품질을 표시함). GNSS 시스템과 WAPS 시스템이 동일한 클럭원을 공유할 때, 이는 충분하다. GNSS 시스템과 WAPS 시스템이 별도의 클럭을 사용할 때, GNSS 클럭은 WAPS 시스템에도 제공되어서, WAPS 시스템이 교정(즉, GNSS 클럭에 대한 WAPS의 상대적인 클럭 바이어스의 추정) 또는, 대안적으로, WAPS 시스템은 그 클럭을 GNSS 시스템에 제공하고, GNSS 시스템은 교정 추정(즉, GNSS 클럭에 대한 WAPS의 상대

적인 클럭 바이어스의 추정)을 제공한다.

[0153] WAPS 수신기의 민감도와 TTF를 개선시키기 위하여, 보조 정보(타워에 의해 송신된 정보로부터 복호된 다른 것과 같은)는 다른 통신 미디어(셀룰러 폰, WiFi, SMS 등)에 의하여 WAPS 서버로부터 WAPS 수신기에 제공될 수 있다. "알마낙(almanac)" 정보가 이미 사용가능하면서, WAPS 수신기의 일은 수신기가 송신 파형에 정렬되는 시간만 필요하기 때문에(비트 정렬 또는 복호의 요구사항 없이) 간단해진다. 데이터 비트를 복호하기 위한 필요성을 감소하는 것은 TTF를 감소시키고, 따라서, 수신기가 연속적으로 모든 비트를 복호하는데 전압을 공급할 필요가 없기 때문에 전력을 줄인다. 도 28는 실시예에서, WAPS 보조 정보가 WAPS 서버로부터 제공되는 예시적 구성이다.

[0154] 비콘이 수신기에 추가되어 로컬 포지셔닝을 더욱 개선시킬 수 있다. 비콘은 장치 ID에 근거한 시그니처(signature)와 함께 파형을 주기적으로 송신하는 저전력 RF 송신기를 포함할 수 있다. 예를 들어, 시그니처는 송신기를 유일하게 식별하는 코드일 수 있다. 관련된 수신기는, 모든 방향으로 스캔과 같은 신호 에너지 피크 탐지 또는 방향 탐지(복수의 안테나 요소로부터의 신호를 사용하여 신호 도착의 방향을 결정함)를 통하여 더 높은 정확도로 송신기의 로케이션을 찾을 수 있을 것이다.

[0156] 복수 경로 신호의 레졸루션

[0157] 복수 경로의 레졸루션은 포지셔닝 시스템에서 중요하다. 무선 채널이 임의 위상과 진폭을 가지고, 일련의 임의적으로 다양화하는 복수 경로의 구성을 종종 특징으로 한다. 정확한 포지셔닝을 위하여, 수신기 알고리즘이 라인-오브-사이트(LOS) 경로(만일 존재한다면)(먼저 도착하는 경로) 또는 먼저 도착하는 경로(이는 LOS 구성이 필요한 없음)를 분해하는 것이 필수적이다. 종래의 방법은 다음과 같이 종종 시행된다. (1) 수신된 신호는 송신된 의사-랜덤 시퀀스(가령, 골드 코드 시퀀스, 이는 수신기에서 알려짐)와 상호-상관된다. (2) 수신기는 결과값인 상호-상관 함수의 첫 번째 피크를 찾아내고, 도착한 처음 것이 이 피크의 포지션에 의해 표시된 타이밍과 동일한 경로의 타이밍을 추정한다. 최저의 복수 경로 분리는 자주 있지 않은 사용가능한 대역폭의 역수보다 훨씬 더 크다면, 본 방법은 효과적으로 시행될 것이다. 대역폭이 소중한 것이고, 최소의 대역폭을 가진 복수 경로를 분해할 수 있는 방법은 시스템의 효율성을 개선시키는데 매우 바람직하다.

[0158] 채널 환경(복수 경로 및 신호 강도 포함)에 따라, 가장 빠른 도착 경로의 추정을 얻는 적절한 방법이 사용된다. 최고의 분해성을 위하여, 고-레졸루션 방법이 사용되는 반면, 저 SNR에서 합리적인 성능을 위하여, 상관 피크 샘플과 피크 주위의 상관 함수의 어떤 특성을 직접 사용하는 좀 더 종래의 방법이 적용된다.

$$y[n] = h_{eff}[n] \otimes x[n]$$

$$y[n] = \sum_{i=n_0}^{\infty} h_{eff}[i] \cdot x[n-i]$$

[0159] 으로 주어진 속도 f_s 에서 샘플링된 양자화된 수신 신호 $y[n]$ 를 상정하라. 여기서, $y[n]$ 은 전송된 의사-랜덤 시퀀스 $x[n]$ 과 유효 채널 $h_{eff}[n] = h[n] \otimes h_{tx}[n] \otimes h_{rx}[n]$ 의 콘볼루션인 수신된 신호이고, $h_{tx}[n]$ 은 송신 필터이며, $h_{rx}[n]$ 는 수신 필터이고, $h[n]$ 은 복수 경로 채널이다.

[0160] 피크 포지션을 찾는 한 방법은 외관상의 피크 포지션 주위의 값을 사용하여 피크 보간법(interpolation)에 의한 다. 보간법은 피크의 양 쪽 측면 상의 하나의 값을 사용하는 이차이거나, 피크 주위의 둘 이상의 샘플을 사용하는 고차원 다항식을 사용하거나, 실제 펄스 모양에 대한 최적합(best fit)을 사용할 수 있다. 이차 보간법의 경우에, 이차는 피크 값과 피크 바로 주위의 값들에 맞춰진다. 이차의 피크는 범위를 정하는데 사용되는 피크 포지션을 결정한다. 본 방법은 매우 강건하여 낮은 SNR에서 매우 잘 실시된다.

[0161] 대안적인 실시예는 기준 포지션으로서 피크 포지션이외의 값을 사용할 수 있다. DLL이 피크 포지션을 상관 함수에서 기준 포지션으로 사용하는 반면, 본 방법은 피크와 다른 포인트를 기준으로 사용한다는 것을 주목하라. 본 방법은 상관 피크의 얼리 에지(early edge)가 트레일링 에지(trailing edge)보다 복수 경로에 의해 덜 영향을 받는다는 사실에서 동기 부여가 된다. 예를 들어, 외곽되지 않은(채널 효과가 없는) 상관 함수 상의 피크로부터의 칩(Tc)의 75% 포인트는 기준 포인트로서 사용될 수 있다. 이 경우에, 이 75% 포인트와 매칭되는 보간된 $z[n]$ 함수의 포션이 선택되고, 피크는 이 포인트로부터 Tc의 25% 떨어진다. 또 다른 대안적인 피크 상관 함수에 기초한 방법은 피크 모양(피크의 외곽의 측정, 가령, 피크 폭과 같은)을 사용할 수 있다. 피크 로케이션에서 시

작하고 피크의 모양에 기초하여, 피크 로케이션에 대한 보정은 가장 빠른 도착 경로를 추정하기 위해 결정된다.

[0162] 고-레졸루션 방법은 복수 경로 구성을 찾기 위하여 고유-공간 분해(Eigen-space decomposition)를 사용하는 유효 복수 경로-레졸루션 방법의 종류이다. MUSIC, ESPRIT와 같은 방법은 이 종류의 레졸루션 스킴이다. 이들은 이 격된 복수 경로의 구성과 관련하여, 주어진 동일한 대역폭에서, 종래의 방법보다 훨씬 더 효과적으로 분해할 수 있기 때문에 매우 강력한 스킴이다. 도착 방법의 고 레졸루션 가장 빠른 시간은 피크값으로부터 피크 포지션을 유추하는 대신에 가장 빠른 경로의 도착시간을 직접 추정하도록 시도한다. 이하의 내용은 송신된 신호의 코스-포착(coarse-acquisition)이 이미 수신기에서 사용가능하고, 의사-랜덤 시퀀스의 시작이 수신기에서 대강 알려졌다고 가정한다.

[0163] 도 29는 실시예에서, $h[n]$ 에서 가장 빠른 도착 경로를 추정하기 위한 흐름도이다. 가장 빠른 경로를 결정하기 위한 방법은 후술하는 동작을 포함하나 이에 제한되지는 않는다.

[0164] 1. 결과 $z[n]$ 을 얻기 위하여 수신된 샘플 $y[n]$ 을 전송 시퀀스 $x[n]$ 과 상호-상관시킨다. 상호-상관이 콘볼루션으로 기재될 때, $z[n] = y[n] \otimes x^*[-n]$ 로 기재된다. 이 방정식은 $z[n] = h_{eff}[n] \otimes \phi_{xx}[n]$ 로 다시 기재될 수 있다. 여기서, $\phi_{xx}[n]$ 는 의사-랜덤 시퀀스의 자기상관 함수(autocorrelation function)이다.

[0165] 2. $z[n]$ 의 첫 번째 피크를 찾고, n_{peak} 로 표시한다. $z[n]$ 의 피크의 왼쪽을 wL 샘플 및 $z[n]$ 의 피크의 오른쪽을 wR 샘플로 추출하고, 이 벡터를 pV 로 표시한다.

[0166]
$$pV = [z[n_{peak} - wL + 1] \dots z[n_{peak} + wR]]$$

[0167] 벡터 pV 는 상호-상관 결과 $z[n]$ 의 유용한 파트를 표시한다. 이상적인 경우에, 채널 왜곡이 없고, 채널 BW이 제한되지 않을 때, $wL = wR = f_s T_c$ 로 선택하는 것이 수신된 신호의 타이밍을 결정하는데 충분할 것이다. 제한된 BW의 존재하에서, 의사-랜덤 코드 $x[n]$ 이 +1/-1의 시퀀스일 때, wL 과 wR 을 선택하기 위한 최적의 방법은 그들을 0이 아닌 값(또는 일반적으로 피크값의 부분으로 설정된 어떤 문턱값이 선택된 것 보다 큰 값)이

$p[n] = h_{tx}[n] \otimes h_{tx}[n]$ 의 피크의 왼쪽과 오른쪽 각각에 존재하도록 선택하는 것이다. wL 과 wR 의 선택에서 또 다른 생각은 충분히 상관되지 않은 잡음 샘플을 선택하여 잡음 부분-공간(noise sub-space)과 관련하여 충분한 정보를 얻는 것이다. 또한, 정수 wL 과 wR 은 모든 가능한 복수 경로 구성, 특히 파-아웃(far-out) 복수 경로 구성을 분해하는데 도움을 주는 왼쪽 사이드(즉, wL 을 선택하여)를 포함하기 위하여 선택되어야 한다. $f_s T_c$ 이상의 너무 많은 샘플을 포함하는 것은 pV 벡터에 도입된 잡음의 양을 증가시켜서 축소시켜야 한다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 wL 과 wR 에 대한 종래세트의 값은 각각 $3f_s T_c$ 와 $3f_s T_c$ 이다. $z[n]$ (및 그 다음에 pV)가 채널 효

과 $h[n]$, 송신 필터 $h_{tx}[n]$, 수신 필터 $h_{rx}[n]$ 및 의사-랜덤 시퀀스의 자기상관 함수 $\phi_{xx}[n]$ 를 포함한다는 것을 주목하라. 채널에서 가장 빠른 도착 경로를 추정하기 위하여, 다른 효과는 감소될 필요가 있다. 많은 경우에, 송신 및 수신 펄스-모양은 최고의 잡음 성능을 위해 매칭되나, 이 알고리즘이 작동하기에 제한이 요구되지는 않는다. 기준 상관 함수는 $z[n] = h_{eff}[n] \otimes \phi_{xx}[n]$ 와 같이 정의되고, 이는 추정될 필요가 있고, pV 가 가장 빠른 도착 경로의 추정을 위해 사용되기 전에 감소된다.

[0168] 3. 기준 상관 함수 $\phi_{ref}[n]$ 가 이후에 추정된다.

[0169] 기준 상호-상관을 얻기 위한 한 방법은 다음과 같다. '이상' 채널(소위 "케이블 링크(cable link)"에서 1-2 단계를 수행하여 해당 피크 벡터 pV_{Ref} 를 얻는다. pV_{Ref} 는 기준 상관 함수 $\phi_{ref}[n]$ 의 유용한 샘플을 포함한다. 도 30은 실시예에서, 기준 상관 함수를 추정하기 위한 흐름도이다.

[0170] "케이블 링크" 방법은 송신기 프런트-엔드(전력-증폭기와 송신 안테나가 지나감)에서 '이상' 채널(가령, 케이블)을 통하여 수신기 프런트-엔드(수신 안테나를 지나감)로 변조된 신호를 보내는 단계를 포함한다. '이상' 채널이 어떤 지연이나 감쇠를 가질 수 있으나, 다른 왜곡이 추가되어서는 안되고, 고 SNR을 가져야 한다는 것을 주목하라. 최고의 성능을 위하여, 서로 다른 상관함수를 가지므로 서로 다른 기준을 가지기 때문에, '케이블'

기준은 각각의 의사-랜덤 시퀀스에 대해 별도로 생성될 필요가 있다. 또한, 최고의 자기상관 함수(구체적으로, 자기상관 사이드-로브(side-lobe)에서의 그들의 근접도는 피크에 비하여 매우 억제되어야 함)를 위해 적절히 PRN을 선택하는 것이 중요하고, 이는 자기상관 사이드-로브가 충분히 감소되지 않으면 복수 경로에 대해 실수가 생기기 때문에, 타이밍-레졸루션 방법의 최적의 전반적인 성능을 야기할 것이다.

[0171] 송신 필터 응답이 제어된다고 가정하면, 케이블 링크에 대한 응답의 한 교정은 생산시 수신기마다 요구될 것이다. 수신기 필터 특징이 제어된다면(가령, 다량의 수신기), 응답의 케이블 링크 상의 교정은 수신기 세트에 대하여 하나의 교정 측정으로 더욱 감소될 수 있다.

[0172] 기준 상관 함수 $\phi_{ref}[n]$ 를 결정하기 위한 대안적인 방법은 각각의 구성 $\phi_{xx}[n]$, $htx[n]$ 및 $hrx[n]$ 을 분석적으로 계산하고, 이들을 콘볼루션하여 기준 상관 함수 $\phi_{ref}[n]$ 에 도달한다. 이 방법은 송신 및 수신 필터 임펄스 응답이 실제 실행에서 제어될 수 있는 한도에 의존한다.

[0173] 4. pV의 추정에서 복수의 골드 코드와 심지어 복수의 비트에 걸친 계속되는 애버리징(averaging)에 의하여 SNR을 개선시킨다. 복수의 비트에 걸친 애버리징은 개개의 비트가 송신되는 것에 대한 결정 후에 계속 행해질 수 있다. 다시 말해, 비트에 걸쳐 통합 전에 결정 피드백을 사용한다. 1 단계의 상호-상관 함수 추정치에 애버리징을 수행함에 의하여 증가적으로 개선된 SNR을 얻을 수 있다.

[0174] 5. $N_{fft} - (wL+wR)$ 의 제로 패딩(zero padding)과 함께 pV의 길이 N_{fft} 와 pV_{Ref} 의 패스트 푸리에 변화(FFT)를 계산하여, 길이 N_{fft} 벡터 pV_{Freq} 및 $pV_{Ref,Freq}$ 를 각각 얻는다. N_{fft} 에 대한 최적값은 합성 및 실제 측정된 채널을 모두 사용하는 시뮬레이션을 통하여 복수 경로의 분해성을 확인함에 의해 얻는다. N_{fft} 의 종래 값은 4096이사에서 받

$$pV_{Freq} = FFT[pV \text{ zeropad}]$$

견된다. $pV_{Ref,Freq} = FFT[pV_{Ref} \text{ zeropad}]$

[0175] 6. $H_{full}[k] = \frac{pV_{Freq}[k]}{pV_{Ref,Freq}[k]}$ 를 계산하여 채널 $h[n]$ 의 주파수 도메인 추정(잡음으로 손상된)을 얻는다. 수신

된 시퀀스 $y[n]$ 가 N_{os} (즉, $\pm 1/T_c$ 로 밴드-제한된 송신 펄스 모양에 대한 $N_{os} = \frac{f_s T_c}{2}$)에 의하여 오버샘프되고,

송신 및 수신 펄스-모양 필터가 완전히 $BW = 1/T_c$ 로 밴드-제한된다면, 이제, $H_{full}[k]$ 의 DC 주위의 $N = \frac{N_{fft}}{2N_{os}}$

양성 및 음성 샘플은 실제 채널, $H_{real}[k]$ 의 추정에 대하여 정확히 논-제로(즉, 사용가능)이다. 우리의 연구로부

터, 우리는 DC의 양 사이드 상의 $\frac{N_{fft}}{2\alpha N_{os}}$ 샘플(여기서, $\alpha > 1$ 는 송신기, 수신기 및 자기상관 함수 $\phi_{xx}[n]$ 에서 사용되는 실제 펄스-모양 필터에 기초하여 선택됨)은 레졸루션 알고리즘의 최고의 성능을 위해 선택되어야 한다고 결론 지었다. $\phi_{ref}[n]$ 의 주파수 천이 밴드를 포함하는 것은 잡음 증가를 유발하고, α 는 선택된 샘플에서 이들 주파수를 감소하는데 충분히 크게 선택된다. 그러나, α 를 너무 크게 선택하는 것은 신호 정보의 손실을 유발할 것이다. 작은 초과 대역폭을 가진 올림 코사인 필터(raised cosine filter) 모양에 기초한 실제 밴드-제한된 함수에 대하여, $\alpha = 1.25$ 의 바람직한 선택이 실행에서 사용되어 왔다.

[0176] 7. $H_{full}[k]$ 의 DC 구성이 인덱스 0이면, 감소된 H 벡터, $H[]$ 는 다음과 같이 정의된다.

[0177]
$$H = [H_{full}[N_{fft} - N + 1] \cdots H_{full}[N_{fft}] H_{full}[0] H_{full}[1] \cdots H_{full}[N]]$$

[0178] 8. 감소된 채널 추정 벡터 $H[k]$ 로부터 매트릭스 P 를 구성한다.

$$P = \begin{bmatrix} H(M) & \cdots & H(2N-1) \\ H(M-1) & \cdots & H(2N-2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H(0) & \cdots & H(2N-M+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H'(0) & \cdots & H'(2N-M+1) \\ H'(1) & \cdots & H'(2N-M+2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H'(M) & \cdots & H'(2N-1) \end{bmatrix}$$

[0179] 여기서, $1 < M < 2N$ 이 파라미터이고, $()$ 은 복소수의 컨쥁게이트를 나타낸다.
 [0180]

[0181] 감소된 채널 추정 벡터 $H[k]$ 의 추정된 공분산 매트릭스 R 은 $R = P \times P'$ 로 정의한다. M 이 너무 작게 선택되면 (1에 가깝게), R 의 고유값이 합계로 매우 제한되고, 그 결과, 고-레졸루션 알고리즘은 신호와 잡음 사이를 기술할 수 없다. M 이

[0182] 너무 크게 선택되면($2N$ 에 가깝게), 공분산을 얻는데 있어 애버리징의 양이 부정확함에 따라 공분산 매트릭스 추정 R 은 신뢰할 수 없고, 또한 얻어진 공분산 매트릭스 R 은 랭크-부족(rank-deficient)이다. 이에 따라, M 의 값은, 허용된 범위의 정확히 중간 즉, $M = N$ 이 좋은 선택이다. 또한, 이는 실험적으로 입증되었다.

[0183] 9. R 에 $R = UDV'$ 와 같은 특이값 분해(singular value decomposition, SVD)를 수행한다. 여기서, U 는 좌측 특이 벡터의 매트릭스이고, V 는 우측 특이 벡터의 매트릭스이며, D 는 특이값의 대각선 행렬이다.

[0184] 10. $sV =$ 내림차수로 분류된 D 의 대각선 요소와 같이, 분류된 특이값 sV 의 벡터를 구성한다.

[0185] 11. 다음으로 중요한 단계는 신호와 잡음 부분공간을 분리하는 것이다. 다시 말해, 벡터 sV 의 인덱스 n_s 를 선택하여 특이값 $sV[n_s+1] \dots sV[N]$ 은 잡음에 대응된다. 잡음 특이값의 벡터를 sV_{noise} 로 정의한다.

[0186] 잡음 부분 공간에 대응되는 특이값을 분리하고 잡음 부분-공간의 기저 벡터에 대한 표현을 찾을 수 있는 여러 가지 방법이 있다.

[0187] a) $\frac{\max(sV)}{T_1}$ 보다 작은 모든 특이값(여기서, T_1 은 신호 대 잡음비(가령, 칩 상의 SNR)의 함수인 문턱값, $T_1 = f(SNR)$).

[0188] 도 31는 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

[0189] b) $\min\left(\frac{\max(sV)}{T_1}, \text{mean}(sV(L:M)) \times T_2\right)$ 보다 작은 모든 특이값(여기서, L 은 지연-확산(가령, $N/2$)보다 크게 선택될 수 있는 파라미터이고, T_2 는 실험적으로 결정된 또 다른 문턱값이다(일반적으로 값은 1000일 수 있음)).

[0190] 도 32는 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

[0191] 또 다른 방법은 잡음 및 신호-플러스-잡음 부분공간의 서로 다른 파티션에 대한 SNR을 반복적으로 추정함에 의하여 잡음 부분 공간을 결정하는 단계와 SNR의 또 다른 추정을 포함하는 단계하는 것과 관계있다. 도 33은 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

[0192] 1) SNR의 추정 계산은 다음과 같다.

[0193] i. 잡음은 $sV(n_s, n_s+1 \dots M)$ 에 의해 표현된다고 가정하고, 잡음 분산은

$$\sigma_{est}^2(n_s) = \frac{\sum_{i=n_s}^M sV(i)}{M - n_s + 1}$$

로 계산한다.

[0194] ii. 신호 전력은 $P_{sig}(n_s) = \sum_{i=1}^{n_s-1} (sV(i) - \sigma_{est}^2(n_s))$ 으로 계산한다.

$$SNR_{est}(n_s) = \frac{P_{sig}(n_s)}{\sigma_{est}^2(n_s)}$$

[0195] iii. SNR의 추정:

[0196] 2) SNR의 대안적인 추정은 다른 방법을 통하여 얻는다(가령, 칩상의 SNR). SNR을 직접 추정하는 한 방법은 다음과 같다.

[0197] i. 수신된 데이터 샘플(주파수 에러 감소와 Tc-이격된 샘플에 대한 재샘플링과 코드 비상관화 후)이 X_i (여기서, X_i 는 보간된 피크 포지션에서의 칩-스페이스 스타팅(chip-spaced starting)임)에 의해 주어진다.

[0198]
$$\mathbf{X}_i = \mathbf{S} + \mathbf{N}_i$$

[0199] ii. 신호는
$$\hat{\mathbf{S}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_i$$
 로 추정된다.

[0200] iii. 잡음은
$$\hat{N} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} (X_i - \hat{\mathbf{S}})^2$$
 로 추정된다.

[0201] iv. SNR은
$$\widehat{SNR}_c = \frac{\hat{S}}{\hat{N}}$$
 로 추정된다.

[0202] 3) 다음 조건을 만족시키는 $\mathbf{sV}(n_s, n_s+1, \dots, M)$ 와 같은 잡음 특이값을 선택한다.

[0203]
$$n_{start} = [\text{smallest } n_s : SNR_{est}(n_s) > \widehat{SNR}_c]$$

[0204] d) 또 다른 방법은 c)1)을 사용하여 잡음 및 신호 부분공간의 서로 다른 파티션을 위한 SNR을 반복적으로 추정에 의하여 잡음 부분공간을 결정하는 단계와 파티션 n_{start} 를 선택하는 단계와 관계된다.

[0205]
$$n_{start} = \underset{n_s}{\operatorname{argmax}} [SNR_{est}(n_s) - SNR_{est}(n_s - 1)]_{n_s=2}^K$$

[0206] 도 34는 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

[0207] e) 도 35은 또 다른 대안적인 실시예에서, 잡음 부분-공간을 추정하기 위한 흐름도이다.

[0208] 1)
$$wLen = \frac{wL+wR}{f_s T_c}$$
 를 정의한다. 그리고 나서, 첫 번째 $wLen$ 특이값은 유효 신호-플러스-노이즈 부분공간 또는 잡음 부분공간 특이값을 나타낸다(특이값의 나머지는 상관된 잡음과 신호 및 양자화 효과를 나타낸다).

[0209] 2) SNR의 추정은 다음과 같이 계산한다.

[0210] i. 잡음은 $\mathbf{sV}(i): i = n_s, n_s + 1 \dots wLen; 1 < n_s \leq wLen$ 에 의해 나타난다고 가정하고, 잡음 분산은

[0210]
$$\sigma_{est}^2(n_s) = \frac{\sum_{i=n_s}^{wLen} sV(i)}{wLen - n_s + 1}$$
 로 계산한다.

[0211] ii. 신호 전력은
$$P_{sig}(n_s) = \sum_{i=1}^{n_s-1} [sV(i) - \sigma_{est}^2(n_s)]$$
 로 계산한다.

[0212] iii. SNR의 추정:
$$SNR_{est}(n_s) = \frac{P_{sig}(n_s)}{\sigma_{est}^2(n_s)}$$

[0213] 3)
$$n_{start} = [\text{smallest } n_s : SNR_{est}(n_s) > (SNR_{est}(wLen) - \text{thresDB})]$$
 를 정의한다. 그리고 나서, $wLen$ 까지 n_{start} 는 잡음 특이값을 나타낸다. $[\text{thresDB}]$ 의 일반적인 값은 10이다.

[0214] 12. VN를 만들기 위하여 해당하는 잡음 우-특이 벡터(right-singular vector)를 선택, 즉, 잡음 특이값에 해당하고 잡음 부분공간 매트릭스 VN 만드는 V의 모든 벡터를 선택한다.

[0215] 13. 첫 번째 경로의 도착 시간의 추정:

[0216] a) 정의

[0217]
$$\omega(\tau) = \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi}{N_{fft}}\tau} \quad e^{j\frac{2\pi}{N_{fft}}2\tau} \quad e^{j\frac{2\pi}{N_{fft}}3\tau} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi}{N_{fft}}(M-1)\tau} \right]^H$$

[0218] b) $\tau (\tau \in [\tau_{max}, -\tau_{max}])$ 의 값의 범위를 위한 $\Omega(\tau) = \frac{1}{\omega(\tau)^H V_N V_N^H \omega(\tau)}$ 를 계산한다. 탐색의 레졸루션 $\Delta\tau$ 은 요구되는 만큼 작게 선택될 수 있다. 예로서, $\tau_{max} = 5$ 와 $\Delta\tau = 0.05$ 여서, τ 는 [-5, 5]의 범위에서 0.05단계로 탐색된다.

[0219] 14. $\Omega(\tau)$ 의 피크는 코스 피크(n_{peak})에 대한 채널 임펄스의 포지션을 제공한다. 이론적으로, 첫 번째 피크는 LOS 경로에 대응할 것이다. 기지국으로부터의 전송에서 암호화될 수 있는 전파 환경에 대한 정보를 기초로, τ_{max} 를 제어하는 것이 가능하다. 예를 들어, 지연-확산이 크다면, τ_{max} 은 크게 선택될 수 있고(가령, 10), 지연-확산이 작다면, τ_{max} 은 작게 선택될 수 있다(가령, 4).

[0220] 방법들의 조합:

[0221] 상기 논의된 스탠드어론 방법들을 별개로 하고, 만홍나 다른 조합 방법이 가능하다. 칩상의 SNR에 기초한 스킴의 조합은 효과적인 방법이다. 이하는 실제로 실현될 수 있는 조합 스킴의 리스트를 설명한다.

[0222] 1. 칩 SNRRef 보다 적은 칩SNR 대하여, 12(d)를 골라 잡음 특이값을 선택한다. 아니면 12(a)를 선택한다.

[0223] 2. 칩 SNRRefqhek 큰 칩SNR에 대하여, 12(d)를 골라서 잡음 특이값을 선택하고, 피크 포지션을 추정한다. 아니면, 상호-상관 함수 $z[n]$ 으로부터 시작하는 직접적인 피크 추정 기술(가령, 피크 보간법, 피크 모양)을 사용한다.

[0224] 3. 칩 SNRRef 보다 적은 칩SNR 대하여, 12(e)를 골라서 잡음 특이값을 선택한다. 아니면, 12(a)를 선택한다.

[0225] 칩SNRRef 의 일반적인 값은 10dB이다.

[0227] 포지션의 계산

[0228] 수신기 유닛의 로케이션은 단말기 유닛 또는 서버 상에 사용가능한 포지셔닝 엔진에 의해 결정된다. 수신기는 시스템으로부터 범위 측정을 사용할 수 있거나 시스템 범위 측정과 기회의 다른 신호로부터 어떤 측정을 결합할 수 있다. 충분한 세트의 범위 측정은 제공된 포지션 픽스(fix)을 야기고, 이는 알려진 로케이션으로부터 파생된

측정이다. 3D 공간에서 범위 방정식은 $r_i = \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2}$ 로 주어진다.

[0229] 송신기의 로케이션은 (x_i, y_i, z_i) 로 주어지고, 모바일 유닛의 알려지지 않은 로케이션은 어떤 로컬 좌표 프레임에서 (X, Y, Z) 로 주어진다. 3개 이상의 송신기는 3개 이상의 범위 측정을 생산하고, 이는 픽스를 계산하는데 사용된다. 측정은 수신기 시간 바이어스 추가적인 기간(term)도 가지는데, 이는 수신기 시간이 WAPS 타이밍과 동기화되지 않기 때문이다.

[0230] $R_i = r_i + c \Delta t$

[0231] 이 방정식은 후에 "의사범위 측정 방정식"으로 언급된다. 시간 바이어스는 송신기가 타이밍 동기화되기 때문에 일반적이라는 것을 주목하라. 의사범위는 송신기 타이밍 보정으로 위해 수정되어야하는데, 이는 각각의 송신기로부터의 송신에서 내장형의 데이터 스트림으로부터 가능하다. 이 델타 시간 바이어스는 새로운 알려지지 않은 파라미터를 만들고, 그래서 최소 4개의 측정이 솔루션에 사용된다. 기압 고도계(barometric altimeter) 측정은 $Baro = (z_b - Z)$ 과 같은 솔루션을 위해 필요한 정보를 제공한다.

[0232] 이들 비선형 동시적인 방정식을 해결하는 한 방법은 임의적인 초기 포인트에서 문제를 선형화하고, 이 초기 포지션에 대한 보정을 반복적으로 찾아서 최종 솔루션으로 이끄는 것이다.

[0233] 이 방법은 X, Y, Z 솔루션에 대한 초기 추측을 사용하여, 송신기의 중심은 $(X_0, Y_0, Z_0) = (1/n) \sum_{i=1}^n (x_i, y_i, z_i)$ 로 사용된다.

[0234] 최종 포지션 솔루션은 $(X, Y, Z, \Delta t) = (X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0 = 0) + (dX, dY, dZ, d\Delta t)$ 를 형성하는 것으로 가정한다.

[0235] 기하학적 범위는 $(X, Y, Z, \Delta t) = (X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)$ 에 대한 테일러 시리즈로 확장될 수 있다.

$$R_i = \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} + c\Delta t$$

$$= \sqrt{(x_i - X_0)^2 + (y_i - Y_0)^2 + (z_i - Z_0)^2} + c\Delta t_0 + \left. \frac{\partial}{\partial X} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dX + \left. \frac{\partial}{\partial Y} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dY + \left. \frac{\partial}{\partial Z} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dZ + c d\Delta t$$

$$= \hat{r}_i + \left. \frac{\partial}{\partial X} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dX + \left. \frac{\partial}{\partial Y} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dY + \left. \frac{\partial}{\partial Z} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dZ + c d\Delta t$$

[0236]

[0237] 여기서, 추정된 범위는 $\hat{r}_i = \sqrt{(x_i - X_0)^2 + (y_i - Y_0)^2 + (z_i - Z_0)^2}$ 로 계산되고, 편도함수는

$$\frac{\partial R}{\partial x} = \frac{\partial r}{\partial x} = (x_i - X) / r_i \quad \frac{\partial R}{\partial \Delta t} = c$$

$$\frac{\partial R}{\partial y} = \frac{\partial r}{\partial y} = (y_i - Y) / r_i$$

$$\frac{\partial R}{\partial z} = \frac{\partial r}{\partial z} = (z_i - Z) / r_i.$$

으로 주어진다.

[0238] 이 실시예에서, 4개의 알려지지 않고 4개의 선형 방정식이 도식된다. 추가 범위 추정은 매트릭스에서 더 많은 행을 생산할 것이다. 결과는 아래 세트와 같다.

$$\begin{bmatrix} (x_1 - X_0) / \hat{r}_1 & (y_1 - Y_0) / \hat{r}_1 & (z_1 - Z_0) / \hat{r}_1 & 1 \\ (x_2 - X_0) / \hat{r}_2 & (y_2 - Y_0) / \hat{r}_2 & (z_2 - Z_0) / \hat{r}_2 & 1 \\ (x_3 - X_0) / \hat{r}_3 & (y_3 - Y_0) / \hat{r}_3 & (z_3 - Z_0) / \hat{r}_3 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta X \\ \delta Y \\ \delta Z \\ c \delta \Delta t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 - \hat{r}_1 \\ R_2 - \hat{r}_2 \\ R_3 - \hat{r}_3 \\ z_b - Z_0 \end{bmatrix}$$

[0239]

[0240] 관측 행렬(observation matrix)의 마지막 행은 기압 고도계 측정을 나타낸다. 세 번째 열의 1은 모든 세 개의

범위에 대한 동일한 시간 바이어스를 나타낸다. 이들 방정식은 $Ax = b$ 의 형태이다. 솔루션 $x = A^{-1} * b$ 바로 미터 측정없이 추가 측정이 상기 매트릭의 행 1에서 3과 마차가지로 추가 행이 하나 추가되는 것을 주목하라. 이 추가 측정은 수신기의 고도의 측정을 활성화 시킨다. 알려지지 않은 수 보다 더 많은 측정이 가능할 때, 솔루션은 $A_+ = (A^T A)^{-1} A^T$ 로 주어진 A의 의사역행렬(pseudoinverse)에 기초하고, 최소 자승 솔루션(least square solution)은 $x = A_+^{-1} b$ 으로 주어진다 것을 주목하라. 측정의 품질이 동일하지 않을 경우, 최소 자승 센스(least square sense)에서 방정식 $Ax=b$ 를 푸는 적합한 방법은 각각의 방정식으로부터 에러에 대한 SNR에 가중치 비례(weight proportional)를 사용하는 것이다. 이는 $A_+ = (A^T W A)^{-1} A^T W$ 와 함께 솔루션 $x = A_+^{-1} b$ 를 야기한다. 대각선 가중화 매트릭스 W는 측정의 잡음 분산에 대한 가중치 비례에 의해 형성된다. 이들 방정식의 솔루션은 X, Y, Z에 대한 델타 보정과 델타 타임 추정을 생산한다.

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \\ \Delta t_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta X \\ \delta Y \\ \delta Z \\ \delta \Delta t \end{bmatrix}$$

[0241]

[0242]

이는 방법의 첫 번째 반복을 완성시킨다. 업데이트된 위치선과 타임 바이어스 추정은 초기 추측을 바꾸고, 알고리즘은 델타 파라미터가 아래 어떤 문턱값이 될 때까지 계속된다. 일반적인 정지 포인트는 기준을 위해 델타값이 아래 어떤 문턱값(가령, 1미터)일 것이다.

[0243]

GPS에서 선형화된 방정식의 시스템은 알고리즘이 최종 사용자 로케이션으로 수렴하기 위하여 최소 자승과 사용자의 로케이션에 대한 초기 추측을 사용하여 푼다. 선형화는 위성 위치선과 사용자 위치선 사이의 거리가 지구상의 사용자 위치선과 추측된 위치선 사이의 거리보다 크다는 기본적인 가정에 근거한다. 지상과 환경(작은 기하를 가진)에서 동일한 세트의 방정식을 위하여, 초기 추측은 중심(상기한 바와 같이)에 근거할 수 있고, 포인트는 수신된 신호가 가장 강한 송신기로부터 근접하거나, 반복없이 공식의 시퀀스에 의한 폐쇄된 형태 솔루션을 주는 직접적인 방법에 의해 얻는다. 초기 추측이 중심 또는 수신된 신호가 가장 강한 송신기에 근접한 포인트일 경우, 초기 추측은 최소 자승법을 사용하여 개선된다. 초기 추측이 반복없이 공식의 시퀀스에 의해 폐쇄된 형태 솔루션을 주는 직접적인 방법에 의해 얻어질 경우, 초기 솔루션 그 자체는 최종 솔루션이고, 이러한 측정에서 기대 에러(expected error)를 사용함에 의해 가중화된 개개의 측정이 알려지지 않은 것보다 좀 더 많은 측정(그리고 따라서 방정식)이 있을 때만 최소 자승을 사용하여 개선된다(이는 신호 강도와 양각과 같은 파라미터로부터 얻음). 더구나, 측정의 시퀀스가 제 시간에 처리된다면, 상기와 같이 얻어진 솔루션은 칼만 필터(Kalman filter)로 전달되어 최적의 솔루션 "궤도(trajjectory)"를 얻는다.

[0244]

지상과 경우에서 선형화 문제를 극복하는 또 다른 접근법은 비-선형 최소화 문제점(구체적으로, 가중화된 비-선형 최소 자승 문제)과 같은 방정식 세트를 공식화하는 것과 관계된다. 구체적으로, 최소화될 비-선형화 목적 함수

$$f(X, Y, Z, \Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \times \left[R_i - \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} - \Delta t \right]^2$$

수는 와 같이 정
의된다.

[0245]

가중치 W_i 는 측정된 범위 R_i 의 SNR에 반비례하다. 수신기 로케이션의 최고의 추정은 목적함수를 최소화하는 $(X, Y, Z, \Delta t)$ 의 세트로 얻어진다. 바로미터 또는 다른 고도 지원하는 것은 목적 함수가

$$f(X, Y, Z = Z_{baro}, \Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \times \left[R_i - \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z_{baro})^2} - \Delta t \right]^2$$

으로 수정된다.

[0246]

이 방법에 기초한 위치선 솔루션은, 특히 작은 기하 지상과 시스템 구성하에서 좀더 안정적이고 강건하다.

[0247]

이 구성에서, 수신기 좌표에서의 작은 변화가 관측 행렬을 현저하게 변화시키고 가끔은 선형화된 반복의 수렴의 부족으로 이어진다. 로컬 최소화(local minimum)으로의 수렴 또는 발산은 측정에서 잔여 바이어스(residual bias) 때문에 종종 더 발생하고, 이는 목적 함수의 모양에 영향을 주어 로컬 최소화가 존재할 수 있다. 잔여 바이어스는 실내/도시 캐년 환경에서 매우 흔하다. 상기 비-선형 공식화는 작은 기하 선형화 문제를 극복하는 것 말고도 측정 바이어스에 대하여 위치선 알고리즘을 강건하게 만든다.

[0248]

옵티멀 X, Y, Z 를 얻기 위한 함수 f 의 최소화를 수행하기 위한 한 접근법은 일반적인 알고리즘(가령 차분진화(differential evolution))을 사용하여 함수의 글로벌 최소화를 찾는 것이다. 이러한 알고리즘의 사용은, 복수-경로 바이어스가 범위 측정에 존재할 때, 솔루션은 작은 기하 지상과 위치선에서 발생하는 로컬 최소화를 방지하도록 한다.

[0249]

선형화된 최소 자승 또는 비-선형화된 최소 자승 방법이 의사-범위 측정 방정식을 푸는데 사용되는 것과 관계없이, 품질 메트릭이 위치선 추정과 함께 제공되는 것이 중요하다. 위치선 품질 메트릭은 의사-범위 측정 방정식 잔여, 추정된 위치선에 대한 타워의 기하형상뿐만 아니라 측정의 품질의 함수여야 한다. i 번째 타워 측정에 대한 의사-범위 측정 잔여는 $PR_{res,i} = R_i - \left(\sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} + c \Delta t \right)$ 로 주어진다.

[0251]

*에버리지 가중화된 rms 의사-범위 잔여는

$$PR_{res} = \sqrt{\left(\frac{\sum_i W_i \times PR_{res,i}^2}{\sum_i W_i} \right)}$$

로 주어진다.

$$HDOP = \sqrt{H(1,1) + H(2,2)}$$

$$VDOP = H(3,3)$$

[0252]

HDOP, VDOP, PDOP는 $H = (A^T A)^{-1} A^T$ 의 대각선 원소로부터 다.

$$PDOP = \sqrt{H(1,1) + H(2,2) + H(3,3)}$$

로 정의된다.

[0253]

특정 SNR에서의 의사-범위 RMS(root-mean-square) 에러는 $PRE_{th} = f(\sqrt{SNR})$ 로 정의된다. 여기서, f는 일반적으로 그 인수의 비-선형 단조 감소 함수이다. 함수 f는 신호BW와 수신기 BW의 함수로서 특정 수신기 구성에서 분석적으로 파생될 수 있고, 테이블 맵핑 SNR로서의 시뮬레이션에서 범위 에러까지 찾을 수 있다.

[0254]

2-D 포지션에 대한 품질 메트릭은 $QM_{2-D} = HDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$ 로 정의된다. 마찬가지로, 고도

$$QM_{alt} = VDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$$

와 3-D 포지션에 대한 품질 메트릭은 $QM_{3-D} = PDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$ 으로 정의된다.

[0255]

품질 α 는 원하는 신뢰도의 레벨에 기초하여 선택된다. 예를 들어, 3의 값은 95% 신뢰도를 얻는데 사용되나, 1의 값은 68% 신뢰도를 얻는데 사용된다.

[0256]

WAPS 시스템을 사용하는 포지셔닝의 또 다른 방법은 다른 스킴에서 WAPS 기준 수신기의 사용과 관련있다. "차동 광역 포지셔닝 시스템"에서 도시되고, 타이밍 동기화의 맥락에서 논의된 바와 같이, WAPS 타워의 경도, 위도, 고도와 함께 시간 스탬프된(time-stamped) 기준 수신기 측정과 기준 수신기는 특정 시간-스탬프에서 WAPS 타워 송신들간의 타이밍 델타를 결정하는데 사용될 수 있다. 송신들간의 타이밍 델타가 알려지고 나면, 범위 방정식은 하나의 공통 시간 바이어스를 가지는 것으로 다시 감소될 수 있다. 그리고 나면, WAPS 수신기는 WAPS 데이터 스트림의 복조를 막을 수 있다(가령, 데이터 스트림으로부터 타이밍 보정을 추출하기). WAPS 수신기 측정은 서버로 보내질 수 있고, 그리고 나면, 포지션은 서버에서 계산되거나, 대안적으로, 기준 수신기 측정은 WAPS 수신기로 다시 전달될 수 있으며, 포지션은 거기서 계산될 수 있다. WAPS 타워의 위도, 경도 및 고도는 포지션 계산에서 이미 알려지고/사용가능하다고 가정한다. WAPS 데이터 스트림이 안전한 경우에, 이 차동 시스템은 타이밍 보정을 위하여 안전한 데이터 스트림으로부터 데이터를 뽑아낼 필요성을 없도록 할 수 있다.

[0257]

WAPS 시스템으로부터 포지셔닝을 얻기 위한 또 다른 대안적인 방법은 RSSI 핑거-프린팅 기술(finger-printing technique)을 사용한다. WAPS 타워 송신 전력/로케이션 및 RSSI 레벨의 데이터베이스는 포지셔닝이 필요한 지역 내의 훈련 측정(training measurement)에 기초한 주어진 타겟 지역을 위해 설정된다. RSSI 데이터베이스 또한, 도래각(Angle of Arrival, AOA)과 함께 증가되어서 솔루션을 개선시킬 수 있다는 것을 주목하라. WAPS 수신기 RSSI 측정(및 가능한 AOA 측정)은 로케이션 추정을 얻기 위하여 이 데이터베이스를 찾는데 사용된다. WAPS RSSI 측정을 사용하는 대안적인 방법은 전파 모델(propagation model)(또는 단순한 보외법/보간법 기술)을 사용하여 측정을 범위 추정으로 전환하고, 그 다음에 삼변 측량술(tri-lateration)을 사용하여 포지션을 결정한다. 이들 핑거-프린팅 기술의 RSSI 측정은 범위로 변환할 수 있는 다른 측정으로 대체될 수 있다.

[0258]

WAPS 인프라스트럭처를 사용하여 포지션을 계산하는 대안적인 방법은 WAPS 타워 로케이션의 종래의 지식을 사용하지 않고, WAPS 시스템으로부터 포지셔닝을 얻기위한 블라인드 방법(blind method)을 사용한다. 이 방법에서, WAPS 타워의 근사적 로케이션은 현장 측정(가령, GNSS 태그된 로케이션에서 WAPS 타워 주위의 많은 각으로부터 RSSI를 측정하고, 그리고 나서 이들 로케이션의 RSSI에 기초하여 가중화된 에버리지를 사용하여 WAPS 타워 로케이션을 추정함에 의하여)에 의해 결정된다. 그리고 나서, RSSI 핑거-프린팅 방법 중 하나는 포지션을 결정하는데 사용된다(가령, 상기 단락에서 기술된 바와 같이).

[0259]

WAPS 인프라스트럭처를 사용하여 포지션을 계산하는 대안적인 방법은 포지션 오프라인을 계산하는데 사용될 수

있다. 포지션 계산은 선택적으로 근사 포지션 및 WAPS 시간 태그와 함께, WAPS 수신기로부터의 WAPS 신호(가령, 저장된 데이터는 저 IF에서의 I 데이터 또는 베이스밴드에서의 IQ 데이터일 수 있음)의 샘플 세그먼트를 저장하는 것과 관계있다. 그것은 신호를 포착할 수 있는 충분한 샘플을 저장하는데 충분하다는 것을 주목하라. 샘플은 이후 시간에서, 탐색, 포착 및 WAPS 타워에 대한 범위를 계산하기 위하여 처리된다. 방법은 오프라인 데이터를 사용하여 타워 로케이션 및 서버 상의 중앙 데이터베이스에 저장될 수 있는 타이밍 보정 정보를 찾을 수 있다. 오프라인 포지션 계산의 방법은 장치상의 메모리만의 비용으로 WAPS 포지셔닝을 지탱할 수 있는 능력을 제공한다. 이 방법의 다른 이점은 WAPS IQ 데이터를 저장하기 위해 드는 시간이 매우 짧고, 포지션을 태그하는데 필요한 어플리케이션이 빠르고 간편하나, 정확한 포지션이 즉각적으로 요구되지는 않는다. 이 방법에 대한 가능한 하나의 어플리케이션은 사진의 지어-태깅(geo-tagging)일 수 있다.

[0260] 포지셔닝에 대한 또 다른 접근법은 상기 기재된 코드 위상 측정뿐만 아니라 캐리어 위상 측정을 사용한다. 캐리어 위상 측정은 $\phi_i(t_0) = r_i(t_0) + N_i\lambda + \Delta t$ 로 기재될 수 있다.

[0261] 다양한 기술이 캐리어 위상 측정에서의 정수 모호성 N을 분해하는데 사용될 수 있다. 캐리어 위상 측정, 다중 주파수 및/또는 다른 방법에서의 측정이 모호성을 분해하는데 사용될 수 있다. 그 후, 시간 t_k 에서 캐리어 위상 측정은 정확한 초기 포지션으로부터 시작하는 포지션의 정확한 추적을 제공할 수 있다. 미래 시간에서 캐리어 위상 측정은 $\phi_i(t_k) = r_i(t_k) + N_i\lambda + \Delta t$ 로 기재될 수 있다.

[0262] N_i 는 캐리어 위상 측정이 사이클 슬립(cycle slip)을 갖지 않는 한(즉, 신호는 연속적인 위상 고정으로 추적되지 않아야 함) 변하지 않고, 새로운 로케이션은 최소 자승을 사용하여 계산된다. 대안적으로, 이들 측정은 칼만 필터에서 사용되어 새로운 포지션 상태를 업데이트할 수 있다. 위상 고정을 잃으면, 정수 모호성의 새로운 값이 계산될 필요가 있다.

[0263] 또 다른 접근법은 상기 기술된 바와 같이, 기준 수신기와 관련된 차동 포지셔닝을 사용한다. 차동 포지셔닝은 코드 측정 또는 캐리어 측정 또는 이 둘의 조합을 사용하여 행해질 수 있다. 하나의 차이 관측량(observable)은 기준 수신기(r)과 수신기(s)로부터 동일한 타워의 측정을 빼서 코드 위상과 캐리어 위상에 대해 계산된다.

$$R_{sr}^i = \underbrace{\rho_s^i - \rho_r^i}_{\text{geometrical range difference}} + \underbrace{c(dt_s - dt_r)}_{\text{time difference between clocks}} + (\epsilon_{R,s} - \epsilon_{R,r})$$

$$\Phi_{sr}^i = \underbrace{\rho_s^i - \rho_r^i}_{\text{geometrical range difference}} + \underbrace{c(dt_s - dt_r)}_{\text{time difference between clocks}} + \underbrace{\lambda(N_s^i - N_r^i)}_{\text{integer ambiguity in phase measurement}} + (\epsilon_{\phi,s} - \epsilon_{\phi,r})$$

[0264] 송신기에서 임의의 타이밍 에러가 이들 관측량에서 나타나지 않고, 이에 따라 시스템이 비동기화되거나 불완전하게 동기화될 때에도 포지션 솔루션이 가능하도록 하는 것을 주목하라. 또한, 대류층 지연량이 짧은 기준치(즉, 기준 수신기(r)과 수신기(s) 사이의 거리)에 대한 로컬 지역에서 상관되기 쉬우므로, 측정에서의 대류층 지연량 에러는 거의 삭제된다. 통신 채널은 포지션 계산을 위하여 기준 수신기(r)에서 수신기(s)로 보내는데 사용된다. 또는, 대안적으로, 수신기(s)와 수신기(r)는 범위와 캐리어를 포지션 계산을 위하여 서버와 통신될 필요가 있다.

[0265] 임의의 포지션 솔루션 방법에서, 수신기의 높이는 지형 지도 또는 바로메트릭 센싱에 배치하여 결정될 수 있다. 지도에 배치하여, 삼변측량하는 동안 사용자의 로케이션은 지형 데이터베이스와 결정된 사용자의 높이에 기초한 지형에 제한될 수 있다. 또한, 사용자의 높이는 지형 위의 어떤 높이대로 제한될 수 있다. 예를 들어, 그 지역에서 가장 높은 빌딩에 기초하여, 지형 위의 최대 고도는 제한될 수 있다. 이러한 유형의 제한은 높이 솔루션의 품질을 개선시킬 수 있다(가령, 바이어스된 범위 측정을 사용할 때, 가끔 생산되는 모호한 솔루션을 감소함에 의하여).

[0266] 또한, 실내 빌딩 지도가 가능하다면, 정보(가능한 사용자 로케이션과 관련된 제한에 따라)는 포지션 솔루션을 지원하는데 사용될 수 있다. 예를 들어, 물리적 제한은 사용자 모션 모델을 제한하는데 사용될 수 있고, 이에 의해 칼만 포지션 필터를 추적하는 품질을 개선시킬 수 있다. 빌딩 지도의 또 다른 사용은 타워에서 실내 로케이션으로의 물리적 환경에 기초하여 특정 타워의 범위 측정의 품질을 결정/추정하는 것이다. 범위 품질의 더 우수한 추정은 더 우수한 포지션 추정을 유발하는 포지션 계산을 가중화하는데 사용될 수 있다.

[0268] 바로메트릭 센서를 사용할 때, 교정된 바로메트릭 센서는 수신기 단말기가 고도상 위 아래로 움직임에 따른 기압차를 측정하는데 사용될 수 있다. 이는 다양한 고도에 대한 교정값 또는 수신기의 높이를 결정하기 위한 평균값과 비교된다.

[0269] 포지션 솔루션의 계산에서, 2-차원 포지션을 위해 요구되는 최소 3 측정보다 큰 추가 측정이 가능하다.

[0270] 측정의 일관성을 확인하는 것에 기초한 수신기 무결성 모니터링은 "아웃라이어(outlier)" 측정을 감소하는데 사용된다. "아웃라이어" 측정은 송신기에서 타이밍 동기화의 손실 또는 복수 경로와 같은 채널 효과 때문일 수 있다.

[0272] 고도를 결정하기 위한 고도계-기반한 접근법

[0273] 실시예의 WAPS 시스템은 사용자 고도의 결정을 지원하기 위한 고도계(압력 센서)를 포함한다. 압력 센서로부터 사용가능한 유일한 정보는 측정 시간 및 장소에서의 대기압이다. 이를 센서의 고도의 추정으로 변환하기 위하여, 정보의 많은 추가 부분이 요구된다. 다음과 같은, 공기 기둥의 무게에 기초한, 고도에 대한 압력과 관련된 표준 공식이 있다.

[0274]

$$z_1 - z_2 = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

[0275] 여기서, z_1 과 z_2 는 두 개의 고도이고, P_1 과 P_2 는 그 고도에서의 압력이며, T (K로의) 공기의 온도이다. $R = 287.052\text{m}^2/\text{Ks}^2$ 는 기체 상수이고, $g = 9.80665\text{ m/s}^2$ 은 중력 가속도이다. 이 공식은 압력 차이에 대한 고도 차이를 결정하는 상대 정보를 제공한다는 것을 주목하라. 일반적으로 이 공식은 $z_2 = 0$ 으로 함께 사용되어서, P_2 는 해면 기압이다. 해면기압이 날씨와 로케이션에 따라 현저하게 변하기 때문에, 해면기압은 고도가 결정되는 지역에서의 온도와 기압을 추가할 필요가 있다. 표준 기압 상태($T = 15^\circ\text{C}$ 및 $P = 101,325\text{ Pa}$)를 적용할 때, 1 m 고도가 증가함에 따라 12.01 Pa 기압이 감소하는 것으로 밝혀졌다.

[0276] 이에 따라, 1m의 레졸루션에 따라 고도를 결정하기 위하여, 해면기압은 36Pa보다 더욱 세세하고 매우 정확하게 알려져야 한다. 또한, T 는 켈빈 온도로 측정되기 때문에, 온도로 3°C (또는 K) 에러가 고도로 대략 1% 에러에 대응된다는 것을 주목하는 것이 바람직하다. 이는 해면보다 훨씬 위의 고도를 결정할 때, 그리고, 높게 솟은 빌딩에서 윗 층을 분해하는 것을 시도할 때 중요하게 될 수 있다. 이에 따라, 1m의 레졸루션을 가진 고도를 결정하기 위하여, 고정밀 및 고레졸루션을 가진 압력센서가 필요하다. 모바일 장치에 맞추기 위하여, 이들 센서는 저비용, 저전력 및 작은 크기이어야 한다. 상업적 날씨 등급 센서는 이 레벨의 정확도 또는 레졸루션을 제공하지 못하고, 고도를 결정하기에 요구되는 속도에서 업데이트되지 못하다는 것을 주목하라.

[0277] 1 m 정확성 까지 고도를 결정하는 열쇠는 충분히 지역적이고 충분히 정확한 기준 압력 정보를 제공하기 위한 시스템을 갖는 것이다. 변화하는 기상 변화를 포착하기 위하여 온도, 거리 및 시간에 있어서, 알려지지 않은 로케이션에 근접한 측정을 제공할 수 있어야 하고, 최종적으로 충분히 정확해야 한다. 이에 따라, 실시예의 시스템을 결정하는 고도는 다음 요소를 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 충분한 정확성을 가진 알려지지 않은 로케이션에서의 압력과 온도를 결정하는 모바일 센서, 충분한 정확성을 가진 알려진 로케이션에서의 압력과 온도를 결정하고, 비알려진 로케이션에 충분히 근접한 기준 센서의 어레이, 모든 기준 센서 데이터, 기준 센서 로케이션 및 다른 증가 정보를 입력하고 WAPS 네트워크 내의 관심 로케이션에서 정확한 기준 압력 추정을 생산하는 보간법-기반 추정 알고리즘, 충분히 시기 적절한 방식으로 기준 정보를 제공하기 위한 기준 센서와 모바일 센서 사이의 통신 링크이다. 이들 요소 각각은 이하 자세히 기술된다.

[0278] 도 36은 실시예에서, 기준 고도 압력 시스템의 블럭도이다. 일반적으로, 기준 고도 압력 시스템 또는 기준 시스템은 적어도 기준 센서 유닛 세트를 포함하는 기준 센서 어레이를 포함한다. 각 세트의 기준 센서 유닛은 알려진 로케이션에 위치한 적어도 하나의 기준 센서 유닛을 포함한다. 또한, 시스템은 리모트 수신기의 포지션에서 대기 데이터를 수집하는 대기 센서를 포함하거나 연결된 리모트 수신기를 포함한다. 프로세서 상에서 운영되는 포지셔닝 어플리케이션은 리모트 수신기와 연결되거나 리모트 수신기의 부품이다. 포지셔닝 어플리케이션은 대기 데이터와 기준 센서 어레이의 기준 센서 유닛으로부터의 기준 데이터를 사용하는 리모트 수신기의 포지션에서 기준 압력 추정을 생산한다. 포지셔닝 어플리케이션은 기준 압력 추정을 사용하는 리모트 수신기의 고도를

계산한다.

[0279] 좀 더 구체적으로, 기준 고도 압력 시스템은 충분한 정확성을 가지고 비알려진 로케이션에서 압력과 온도를 결정하는 모바일 센서를 포함하고, 모바일 센서는 리모트 수신기의 부품이거나 그와 연결된다. 시스템은 기준 센서 어레이를 포함하고, 상기 기준 센서 어레이는 알려진 로케이션에서 압력과 온도를 정확히 결정하는 적어도 하나의 기준 센서를 포함하며, 상기 기준 센서는 리모트 수신기의 로케이션에 적절하다. 기준 센서 유닛은 리모트 수신기 및/또는 중간 장치(가령, 리피터등, 미도시)와 통신하여 기준 정보를 제공한다. 시스템은 실시예에서, 포지셔닝 어플리케이션을 포함하고, 상기 포지셔닝 어플리케이션은 모든 기준 센서 데이터, 기준 센서 로케이션 및 다른 증가 정보를 입력하고, 관심 로케이션에서 비교적 정확한 기준 압력 추정치를 생산하는 보간법-기반 추정 알고리즘이다. 포지셔닝 어플리케이션은 리모트 수신기의 구성일 수 있고, 리모트 서버 또는 다른 처리장치의 호스트일 수 있으며, 리모트 수신기와 리모트 처리 장치 사이에 분포될 수 있다.

[0280] 도 37은 실시예에서, 기준 고도 압력 시스템을 포함하는 WAPS의 블록도이다. 본 명세서에서 기술된 바와 같이, WAPS는 동기화된 비콘의 네트워크, 비콘 및/또는 글로벌 포지셔닝 시스템(GPS) 위성을 포착하고 추적하는 수신기 유닛(그리고, 선택적으로 위치 계산 엔진을 가짐) 및 타워의 인텍스, 빌딩 인터페이스, 전용 암호 알고리즘(그리고, 선택적으로 위치 계산 엔진)을 포함하는 서버를 포함한다. 시스템은 허가된/비허가된 작동 밴드에서 작동하고 로케이션과 네비게이션을 위한 전용 파형을 전송한다. WAPS 시스템은 좀 더 정확한 로케이션 솔루션을 제공하기 위하여, 다른 포지셔닝 시스템 또는 센서 시스템과 연결되어 사용될 수 있다. 기준 압력 추정을 사용하여 계산되는 리모트 수신기의 고도는 임의의 포지션 로케이션 시스템에서, 고도 추정과 같은 명시적으로 또는 포지션 계산을 지원하는 암시적으로 사용될 수 있다는 것을 주목하라.

[0281] 한 예시적인 시스템은 기준 고도 압력 시스템을 WAPS에 통합시킨다. 일반적으로, 통합된 시스템은 지상과 송신기 네트워크를 포함하고, 상기 지상과 송신기 네트워크는 포지셔닝 신호를 방송하는 송신기를 포함하며, 상기 포지셔닝 신호는 적어도 하나의 범위 신호와 포지셔닝 시스템 정보를 포함한다. 범위 신호는 상기 범위 신호를 방송하는 송신기에 대한 거리를 측정하는데 사용되는 정보를 포함한다. 시스템은 알려진 로케이션에 포지션된 적어도 하나의 기준 센서 유닛을 포함하는 기준 센서 어레이를 포함한다. 리모트 수신기는 상기 리모트 수신기의 포지션에서 대기 데이터를 수집하는 대기 센서를 포함하거나 연결된다. 프로세서 상에서 운영되는 포지셔닝 어플리케이션은 리모트 수신기와 연결되거나 그 구성이다. 포지셔닝 어플리케이션은 기준 센서 어레이의 기준 센서 유닛 세트로부터의 대기 데이터 및 기준 데이터를 사용하는 리모트 수신기의 포지션에서 기준 압력 추정을 생산한다. 포지셔닝 어플리케이션은 리모트 수신기의 포지션을 계산하고, 이는 고도를 포함하고, 적어도 하나의 포지셔닝 신호와 위성 신호로부터 파생된 기준 압력 추정과 정보를 사용하며, 상기 포지셔닝 신호와 위성 신호는 위성-기반 포지셔닝 시스템의 신호이다.

[0282] 좀 더 구체적으로, 이 통합된 시스템은 충분한 정확성을 가지고 비알려진 로케이션에서 압력과 온도를 결정하는 모바일 센서를 포함한다. 모바일 센서는 리모트 수신기의 구성 또는 그와 연결되나, 이에 제한되지 않는다. 시스템은 기준 센서 어레이를 포함하고, 상기 기준 센서 어레이는 적어도 하나의 기준 센서 유닛을 포함하며, 상기 기준 센서 유닛은 알려진 로케이션에서 압력과 온도를 정확히 결정하고, 상기 알려진 로케이션은 리모트 수신기의 로케이션이 적절하다. 기준 센서 유닛은 리모트 수신기 및/또는 중간 장치(가령, 서버, 리피터 등, 미도시)와 통신하여 기준 정보를 제공한다. 기준 센서 유닛은 하나 이상의 WAPS 송신기와 병치될 수 있고, 및/또는 다른 알려진 로케이션에 별도로 위치될 수 있다. 시스템은, 실시예에서, 포지셔닝 어플리케이션을 포함하고, 상기 포지셔닝 어플리케이션은 모든 기준 센서 데이터, 기준 센서 로케이션 및 다른 증가 정보를 입력하고, 관심 로케이션에서 비교적 정확한 기준 압력 추정치를 생산하는 보간법-기반 추정 알고리즘이다. 포지셔닝 어플리케이션은 리모트 수신기의 구성일 수 있고, 리모트 서버 또는 다른 처리장치의 호스트일 수 있으며, 리모트 수신기와 리모트 처리 장치 사이에 분포될 수 있다.

[0283] 상기한 바와 같이, 모바일 센서는 레졸루션과 정확성을 가지고 압력을 결정할 수 있고, 이는 36Pa보다 훨씬 세세해야 한다. 많은 압력 센서는 비-이상 센서 성능에 대한 보상을 제공하기 위하여 내장형 온도 센서를 가지나, 자체-발열 효과(self-heating effect) 때문에, 이들 센서는 외부 공기 온도에 대한 충분히 정확한 측정을 제공하지 못할 수 있다. 정확한 센서가 시판되지 않는 경우라도, 적절한 레졸루션을 가진 센서가 사용가능하다면, 이들 센서는 바닥에서 고도 추정을 위해 사용될 수 있다. 실시예의 모바일 센서는 대략 36 파스칼 보다 적은 레졸루션을 가진 기준 압력 데이터를 결정하고, 대략 십씨 3도 이하의 레졸루션을 가진 온도 데이터를 결정한다.

[0284] 이들 센서는 타고난 단기간 및 장기간 안정성 문제를 가지고, 이는 최신 필터링 기술에 의해 보정되어서 몇 몇 샘플로 평균화할 수 있다. 또한, 각각의 센서는 가령, 참조표에 의해 교정 또는 보상될 필요가 있는 온도 변화

를 가져서 오프셋을 가진다.

[0285] 충분한 교정으로, 이들 센서는 필요한 정확성을 제공해야 한다. 또한, 일부 센서는 고속의 모션에 민감할 수 있다. 고속 또는 가속이 발견될 때, 일부 경험적인 법칙이 압력 정보의 사용을 제한하는데 사용될 수 있다. 그러나, 고속은 실내 환경에서 거의 드물다. 고속으로 이동할때, GPS 포지셔닝과 맵 데이터는 일반적으로 충분한 수직 포지션 정보를 제공한다.

[0286] 또한, 센서는 외부 공기에 노출되나, 바람, 통풍 또는 다른 공기 이동에 노출되지 않는 방식으로 장착되어야 한다는 것을 주목해야 한다. 일반적인 소비자 제품에 장착 또는 내부 포지셔닝은 수용가능한 결과를 생산해야한다. 배터리 구획과 연결부는 센서에 도달하는 외부 공기를 위해 간접적인 경로를 제공하는 반면, 직접적인 공기 이동을 방지한다. 그러나, 방수 장치는 외부에 접근하는 센서를 제공하기 위하여 특별한 준비가 필요할 것이다.

[0287] 기준 센서는 매우 작은 부피와 전용 위치에서 전개되어서, 기준 시스템에서 비교적 우수한 정확성을 얻을 수 있고, 모바일 센서에 전반적인 예러 할당의 부피를 배치하는 것이 가능하도록 한다. 날씨 고도계와 항공기 고도계와 같은 절대 압력 센서를 위한 기준 시장은 실시예의 어플리케이션과 동일한 높은 정확성의 요구사항을 가지지 않는다. 기준 어플리케이션에서, 실시예는 그들 측정을 평균화함에 의해 개선된 정확성을 위하여 그리고 중복성을 위하여, 복수의 센서를 사용한다. 또한, 센서는 온도 범위를 제한하기 위하여 패키징될 수 있고, 센서는 노출되고, 바람직하게는 이 제한된 온도 범위를 위하여 센서가 교정된다.

[0288] 기준 시스템은 대략 몇 초 내지 몇 분의 시간 척도로 정확성을 개선시키기 위하여, 다른 개개의 필터 측정을 평균화해야 한다. 기준 센서의 높이는 '센티미터' 레벨로 정확하게 측정되어야 한다. 외부 공기 온도는 연속적으로 측정되고 기록되어야 한다. 센서는 공기 압력을 측정하기 위하여 외부 공기에 노출되어야 하나 바람, 통풍 또는 다른 유효 공기 이동(칸막이 또는 다른 패키징이 센서로 간접적인 경로를 따라 공기를 안내하는데 사용됨)에 노출되지 않아야 한다. 센서는 외부 공기 압력의 측정을 막기 때문에, 방수 클로저에 밀봉되어서는 안된다. 실시예의 기준 센서는 대략 36 파스칼보다 작은 레졸루션을 가진 기준 압력 데이터를 결정하고, 대략 섭씨 3도 이하인 레졸루션을 가진 온도를 결정한다.

[0289] 실시예는 보간법-기반 기준 압력 추정을 활성화시킨다. 타워 로케이션과 다른 증가 정보뿐만 아니라, 각각의 WAPS 송신기 타워에서의 압력 측정과 온도 측정을 고려해 볼 때, 실시예는 사용자 높이 추정에 대한 기준값으로서, 모바일 사용자 로케이션에서 해면기압을 예측한다. 따라서, 대기압 표면 그래디언트 모델(gradient model)이 생성되고, 각각의 타워 위치에서의 압력 측정은 모델의 로컬 수정을 위한 샘플 데이터로서 제공한다. 따라서, 이 추정 알고리즘은 비콘 타워에서 포착된 직접 측정과 같이, 사용자 로케이션에서 비교되는 기준 압력 정확성을 교정한다.

[0290] 이 보간법의 공식의 설명은 아래에 기술된다. WAPS 네트워크 중 하나네에서, n 개의 송신기 타워에서의 주어진 기준 바로메트릭 압력 센서를 고려하면, 등가적인 해면기압은 기준 센서 출력에 기초하여 추정된다. 이는 두 단계에서 행해지나, 이에 제한되지 않는다.

[0291] 첫 번째 단계로서, 송신기 타워 i 에서의 해발 기준 센서 높이 h_i (미터 단위), 압력 p_i (파스칼 단위) 및 온도 T_i (켈빈 단위)가 기준 센서에서 기재된 것을 고려하면, 등가적인 해면기압 P_i (파스칼 단위)는 로케이션에서 경도

$$P_i = p_i e^{\frac{gh_i}{RT_i}}$$

x_i 위도 y_i (도 단위)로서 공식 을 사용하여 계산되고, 여기서, g는 중력 가속도 상수이고, R 은 공기에 대한 특정 기체 상수이다. 두 번째 단계로서, WAPS 네트워크의 모든 n 개의 송신 로케이션에서의 등가적인 해면기압을 계산하고, WAPS로 사용자의 경도 정보 x_0 와 경도 정보 y_0 를 얻은 후에, 등가적인 해면 압력은

$$P_0 = \sum_{i=1}^n W_i P_i$$

사용자 로케이션 P_0 에서 공식 으로 추정되고, 여기서, $W_i = W_i(x_0, y_0, x_i, y_i)$ 는 사용자 로케이션 과 기준 위치 i 로케이션에 의존하는 가중치 함수이다.

[0292] 실시예의 통신 링크는 모바일 센서에 의해 사용되는 정보를 제공한다. 실시예는 몇 초 내지 몇 분마다 한 번씩 업데이트되는 압력을 방송하나, 이에 제한되지 않는다.

[0293] 기준 시스템이 드물게 기준 정보를 방송한다면, 모바일 유닛은 다음 중 적어도 하나를 수행한다. 마지막 정보를

수신하고 저장하기 위하여 방송을 연속적으로 모니터링 하여, 상기 마지막 정보가 다음 방송 전에 필요한 경우를 대비하거나, 새로운 고도를 계산하기 전에 다음 방송을 기다리거나, 필요시 마지막 정보에 대한 기준 시스템을 "풀(pull)" 또는 쿼리(query)하는 것이다. 정보를 방송하는 기준 시스템을 가지는 것 보다 실시예의 풀 접근법은 시스템 대역폭을 최소화시킨다. 그러나, 풀은 기준 시스템과 모바일 간의 투-웨이 통신을 사용하고, 복수의 기준 위치가 모바일 계산에 사용되기 때문에, 모바일은 어느 기준 위치가 쿼리되었는지를 결정하는 것이 요구된다. 대기 기간을 낮추면서도 모바일에 의하여 모니터링을 최소화시키기 위한 좋은 절충안은 측정을 업데이트하는데 걸리는 시간보다 더 자주 그 데이터를 방송하는 기준 시스템을 가진다.

[0294] 실시예는 정보 내용에 대한 두 개의 가능한 접근법을 포함한다. 첫 번째 접근법은 모든 계산을 수행하는 모바일을 가지고, 이 경우 기준에 의해 보내진 정보는 다음을 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 이는 0.1-0.2 m 정확성을 가진 기준 센서의 높이와 기준 위치의 측정된 온도(어떤 필터링 후에), 1 Pa 정확성을 가진 기준 위치에서 측정된 공기의 압력(필터링, 센서 온도 보상, 및 오프셋과 같은 다른 로컬 교정 후에) 및 신뢰도 측정이다.

[0295] 대안적으로, 기준 위치는 그 온도와 압력 측정으로 사용하여 등가적인 해면기압을 계산할 수 있다. 이 접근법이 사용된다면, 방송도리 정보의 리스트는 다음을 포함하나 이에 제한되지 않는다. 이는 1 미터 정확성을 가진 기준 로케이션(경도와 위도), 0.1-0.2m 정확성을 가진 기준 센서의 높이, 기준 위치에서 계산된 등가적인 해면기압(1 Pa 정확성을 가진), 신뢰도의 측정이다.

[0296] 또한, 실시예는 송신된 데이터의 비트를 감소시키거나, 어떤 알려진 상수에 대한 데이터의 각 부분을 방송한다. 예를 들어, 기준 위치는 모바일 위치에 비교적 근접하여, 역할을 다할 경도와 위도의 정수부분은 남기고, 분수도(fractional degree)만 송신될 수 있다. 마찬가지로, 일반적으로 대략 10^5 파스칼이지만, 기압은 표준 대기압으로부터 몇천 Pa로 달라진다. 이에 따라, 실시예는 표준 대기압으로부터 오프셋을 방송하여 절대 압력을 방송하는 것에 비해 대역폭을 감소시킨다.

[0297] GPS 또는 유사한 시스템으로 부터 얻은 경도와 위도는 도시 어플리케이션에서 특히 유용하지 못하다. 그 대신에, 데이터베이스가 경도와 위도를 거리 주소로 맵핑하는 것이 요구된다. 고도는 수직 디멘전에서 유사한 제한을 가진다. 유용한 파라미터는 어느 층에 사람이 있는지이다. 이는 지면 고도의 데이터베이스와 빌딩의 각 층의 높이에 접근한다면, 고도 정보로부터 정확히 결정될 수 있다. 대략 3층까지의 낮은 빌딩으로서는, 맵핑 또는 유사한 데이터베이스와 층 높이 추정으로부터 지면 고도를 충분히 알 수 있다. 더 큰 빌딩에 대해서는 층 높이에 대한 좀 더 종확한 정보가 요구된다

[0298] 이는 스마트 러닝 알고리즘을 실행하기 위한 기회를 제시한다. 예를 들어, 한 사람은 셀 폰이 바닥에서 1 m 내지 2 m에서 운반될 것이라고 가정한다. 이에 따라, 실시예의 시스템은 빌딩 내의 많은 셀 폰의 고도를 추적할 수 있고, 여기서 데이터는 각 층으로부터 1.5 m 무리로 예상된다. 충분한 데이터로, 빌딩 내의 각 층의 높이에 대한 신뢰도를 성장시킬 수 있다. 이에 따라, 데이터베이스는 시간에 걸쳐 학습되고 정제될 수 있다. 이러한 알고리즘은 층 사이에 경사 또는 층이층을 가진 빌딩내에서 더욱 복잡해지나, 대부분의 빌딩에 대해서 유용한 데이터를 여전히 생산할 수 있다.

[0299] 센서 오프셋과 부분적으로 다른 파라미터는 제조시에 교정될 수 있다. 이는 기준 정보를 제공하는 알려진 우수한 센서로, 온도와 압력의 범위를 통하여 센서를 사이클링(cycling)함에 의하여 가능하다. 이들 교정 파라미터는 수명과 함께 천천히 전전한다. 따라서, 실시예는 알고리즘을 사용하여 점차적으로 시간에 걸쳐 교정을 업데이트한다(가령, 알고리즘은 언제 센서가 알려진 높이에서 정지되고, 이들 조건하에서 교정 테이블을 업데이트하는지 인식함).

[0300] 사람의 로케이션을 결정하는 일반적인 어플리케이션뿐만 아니라, 실상예는 절대 고도 정보를 필요치 않은, 좀 더 정확한 상대적인 고도 정보를 사용하는 특별한 어플리케이션을 포함할 수 있다. 예를 들어, 빌딩내에서 넘어진 소방관을 찾는 것은 절대 위치만큼 중요하지는 않지만, 알려진 구조 그룹에 관하여 넘어진 사람의 위치가 요구된다. 상대적인 포지셔닝에서 추가 정확도는 어플리케이션의 초기에 추가적인 수동 단계를 가짐에 의해 가능해질 수 있다. 예를 들어, 모든 소방관은 들어가기 전에 빌딩 입구와 같은 알려진 로케이션에서 트랙커(tracker)를 개시할 수 있다. 그 포인트에 대한, 이에 따라 서로에 대한 그들의 포지션은 절대 고도는 정확하지 않고, 날씨와 관련된 압력이 완전히 보상하지 못한다 하더라도, 일정 기간 동안 꽤 정확히 결정될 수 있다. 마찬가지로, 절대 측정으로부터 시판되는 것 보다 좀 더 정확성을 요구하는 쇼핑 관련 어플리케이션은 사용자가 몰에서 알려진 포인트에서 버튼을 누름에 의해 실행될 수 있다. 그리고 나서, 그 포인트에 대한 그들의 포지션은 일정 기간 꽤 정확히 결정된다.

[0301] 대아적으로, 모바일 비콘은 로컬 기준으로 사용되어 특정 로케이션에서 좀 더 정확성을 제공할 수 있다. 예를 들어, 쇼핑몰은 자체 기준 센서를 가져서, 몰 내에 좀 더 정확성을 제공할 수 있다. 마찬가지로, 소방차는 기준 센서를 갖추어서 화재 상황에서 로컬 기준 정보를 제공할 수 있다.

[0302] 저비용 압력 센서는 보정 기록으로부터 오프셋을 가진다는 점에서 문제점을 가진다. 실험은 이 오프셋이 주 내 지 달의 시간 척도에서 꽤 안정적이라는 것을 도시한다. 그러나, 이 오프셋은 많은 달 내지 년의 기간에 걸쳐 천천히 전전할 것 같다. 이 오프셋을 측정하고 제조사에서 보상하기에는 간단하지만, 그 보상이 제품의 수명 동안 정확할 것 같지 않다. 따라서, 이 영역에서 재 교정의 수단이 필요하다.

[0303] 실시예의 센서는 그것이 알려진 고도에 있고, 대기압이 알려진다면, 재 교정될 수 있다. 실시예는 센서가 알려진 고도에 있을 실제 상황을 식별한다. 예를 들어, 센서가 GPS 능력을 가진 장치에 있다면, GPS 위성은 높은 신호 강도로 수신되고, GPS 유래된 고도는 매우 정확해야 한다. 우수한 신호 상황에서, 시간에 걸쳐 GPS 고도로부터 파생된 측정물은 센서 교정에 필요한 보정의 추정을 제공한다.

[0304] 마찬가지로, 센서 시스템은 사용자의 습관을 학습하고 이 정보를 나중의 교정을 수정하는데 사용할 수 있다. 예를 들어, 사용자가 밤에 계속 그녀의 폰을 한 곳에 두면, 센서는 이 로케이션에서 늦은 밤과 같은 구체적인 시간에 고도 추적을 시작할 수 있다. 처음에는, 이들 값은 그 로케이션에서 진정한 고도로서 추적되고 저장될 것이다. 수개월 후에, 센서가 그것이 밤의 동일한 시간에서 동일한 로케이션이라는 것을 결정할 경우, 이전에 결정된 진정한 고도로부터의 편차 추적을 시작할 수 있다. 그리고 나서, 이들 편차는 교정에 대한 보정을 생성하기 위해 천천히 추적될 수 있다. 이들 접근법 또한 현 대기압의 정보를 사용하기 때문에, WAPS 네트워크에 의해 제공되는 기준 압력 측정을 사용한다.

[0305] 압력 기록으로부터 고도를 결정하기 위한 표준 절차는 등가적인 해면기압에 대하여 기준 로케이션에서 측정을 전환하고, 그리고 나서 알려지지 않은 압력 센서의 고도를 결정하는 것을 사용하는 것과 관련있다. 표준 공식은

$$z = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P}{P_0}\right)$$

이다. 높이는 종래적으로, 지구 표면으로부터 떨어진 플러스 방향의 움직임으로 측정되기 때문에, 마이너스 사인이 부가된 것을 주목하라. 또한, 알고리즘은 이것이 자연로그이기 때문에, 'ln'에 대해 보정되었다. 이 공식(해면상 높이 z)은 그 포인트에서의 대기 온도(T)와 압력(P)와 그 포인트 아래의 해면기압(P_0)에 관한 것이다.

[0306] 이 공식을 적용하는데 추가적인 한 문제점은 높이가 온도(정확하게 알려지지 않은 측정된 품질)에 직접 비례한다는 것이다. 이는 온도에서의 1% 에러가 높이에서의 1% 에러를 야기할 수 있다는 것을 의미한다. 해면 근처에서 사용될 경우, 이는 큰 문제가 아닐 것이다. 그러나, 이 공식은 높은 빌딩과 특히 덴버(Denver)와 같은 높은 고도 지역에서 적용될 경우, 높이에서의 1% 에러는 바닥면 고도를 분해하려고 할 때 클 수 있다. 예를 들어, 덴버의 고도가 약 1608 m 이다. 따라서, 온도에서의 1% 에러는 해발 16 m의 오차를 야기할 수 있다. 이는 거의 5층 높이이다.

[0307] 온도 정확성에 대한 이 민감성을 피하기 위한 하나의 방법은 상기 공식이 실제로 상대적인 공식이라는 것을 인식하는 것이다. 이 공식은

$$z_1 - z_2 = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

로 일반화될 수 있다. 여기서, z_1 과 z_2 는 임의의 두 고도이고, P_1 과 P_2 는 그들 고도에서의 압력이다. z_2 가 0으로 설정되는 종래의 상황에서, P_2 는 해면기압으로 된다.

[0308] 기준 포인트로서 해면을 사용하는 대신, 임의의 편한 고도가 사용된다. 예를 들어, 도시의 평균 고도가 적합하고, 또는 압력 데이터를 수집하는데 사용되는 기준 센서의 평균 고도가 활용될 수 있다. 기준 고도가 높이차를 작게 유지하도록 사용되는 한, 온도 에러의 효과는 미미할 것이다. 유일한 요구사항은 시스템 내에 관련된 모든 장치는 기준 고도가 사용된다는 것을 알아야 한다는 것이다.

[0309] 지구상의 포인트의 고도(z), 그 포인트에서의 대기 온도(T) 및 압력(P)과 그 포인트 아래의 해면기압(P_0)와 관

$$z = \frac{RT}{g} \log\left(\frac{P}{P_0}\right)$$

련된 표준 공식이다. 이 공식은 해면과 관심 포인트 간의 일정한 온도에서, 공기 기둥이 있다고 가정한다. 따라서, 사용된 해면기압은 가상 구조물이고, 관심 포인트가 실제 해면과 가까이 있지 아니할

수 있기 때문에, 해면에서의 실제 압력일 필요는 없다.

- [0310] 대상물의 고도를 결정하기 위한 표준 절차는 두 단계의 절차이다. 우선, 해면기압이 알려진 고도의 포인트에서 온도와 압력을 측정함에 의하여 결정되고 나서 P_0 에 대하여 풀기 위하여 이 공식을 역변환한다. 다음으로, 알려지지 않은 고도의 포인트에서의 온도와 압력이 측정되고, 이 공식이 알려지지 않은 고도를 결정하는데 적용된다.
- [0311] 이 단계에 내포되어 있는 것은 관심있는 파라미터만이 항공 분야에 접근하는 일반적인 항공기와 같이 기준을 위해 항공 분야에서 측정을 사용하여, 동일한 수평 로케이션 위의 다른 대상물의 높이라는 것을 가정한다. 일반적으로, 다른 목적을 위해 높이 결정에 관심있는 사람들은 기준 로케이션의 일반 주위에서의 높이를 결정하기 위한 이 개념을 확장해왔으나 직접 그 위의 것은 아니었다. 이 확장은 해면기압은 주위의 관심 로케이션과 기준 로케이션 사이에서 변하지 않는다는 것을 가정한다.
- [0312] 이에 따라, 이 절차에서 3개의 가정이 있다. 첫 번째 가정은 기준 로케이션에서 그 아래의 가상 해면 포인트까지 온도는 일정하다는 것이다. 두 번째 가정은 관심 포인트에서 그 밑의 가상 해면 포인트까지 온도는 일정하다는 것이다. 세 번째 가정은 해면기압은 기준 로케이션과 관심 포인트에서 동일하다는 것이다. 그러나, 해면기압은 온도에 의존하기 때문에, 해면기압이 두 로케이션에서 동일하다고 가정하는 것은 이들 로케이션에서 온도가 동일하다는 것을 의미한다. 이에 따라, 서로 다른 온도가 기준 로케이션과 관심 포인트에서 측정되면, 이들 가정들 중 하나는 위반된다. 측정은, 수 킬로미터가 넘는 거리일 지라도, 온도와 압력에서의 차이가 있으면 고도 결정하는데 중요할 수 있다는 것을 보여준다.
- [0313] 주어진 로케이션에서의 고도 변화에 걸쳐 일정한 온도의 가정은 대기에 대한 균형 모델(equilibrium model)의 일부이고, 아마도 필요하다. 유일한 대안은 바람의 효과, 표면 가열, 대류 및 난류의 효과를 포함하는 대기의 전체 다이나믹 모델일 것이다. 대기 데이터는 적어도 큰 거리 척도, 즉, 일정한 온도 모델이 1 km 이하의 고도에서 매우 우수한 근사라는 것을 암시한다. 더 높은 고도에서, 선형 랩스율(linear lapse rate)이 가끔 적용된다.
- [0314] 실시예는 기준 로케이션과 관심 포인트 사이의 일정한 해면기압을 가정하는 것을 완화한다. 실시예의 첫 번째 접근법은 해면기압을 상기한 바와 같이 결정된 기준 로케이션으로 간주하나, 이를 표준 온도에서 해면기압으로 전환하기 위한 이상 기체 법칙을 추가로 적용한다. 그리고 나서, 이 표준 온도에서의 해면기압은 관심 포인트에서 동일할 것으로 가정한다. 새로운 로케이션에서의 온도는 이것을 로케이션에 대한 해면기압으로 전환하는데 사용될 것이고, 그리고 나서 상기 공식을 고도를 결정하는데 적용한다.
- [0315] 실시예의 두 번째 접근법은 기준 로케이션의 네트워크를 사용하여 실시간으로 수평 로케이션을 가진 등가적인 해면기압의 변화를 결정한다. 그리고 나서, 이들 복수의 측정은 관심 포인트에서 해면기압의 최적의 추정을 결정하는데 결합된다. 최적의 추정을 결정하는 적어도 두 개의 방법이 있다. 이는 가중화된 평균 접근법이고, 여기서, 가중화는 특정 기준 포인트에서 관심 포인트까지의 수평 거리의 함수이다. 또 하나는 2차 표면을 생성하기 위한 최소 제곱법(least square fit)이고, 이는 기준 로케이션에서 해면기압을 계산하는데 최적합이고, 관심 포인트에서 해면기압의 추정을 보간법하는데 사용될 수 있다.
- [0316] 상기 기술된 두 개의 접근법은 또한 결합될 수 있다. 즉, 각각의 기준 로케이션에서, 표준 온도에서의 해면기압이 결정되고, 이들 데이터는 관심 포인트에서, 표준 온도에서의 해면 기압의 최적의 추정을 생성하기 위해 상기 기술 중 하나를 사용하여 결합하는 것이다.
- [0317] 추가적으로, 고도계를 사용하는 경우, 실시예는 어플리케이션 레벨 데이터에 의하여 에어컨의 변화 상태(가령, 턴온 등) 또는 차 안에서 창문 여는 것과 같은 압력에서의 갑작스런 이동을 필터의 하드웨어 또는 소프트웨어 내로 인식시키고, 연속적으로 로케이션 데이터 및 고도계 데이터를 작동시킨다.
- [0318] 또한, 바람의 흐름의 방향을 결정하기 위하여 풍속계가 비콘에서 사용될 수 있고, 이는 대기 압력 그래디언트의 표시로 여겨진다. 나침반과 함께 풍속계는 바람의 흐름의 방향과 레벨을 정확히 결정하는데 사용될 수 있고, 이는 사용자의 센서에서 우리의 변형을 보정 및/또는 필터링하는데 사용될 수 있다.
- [0319] 주어진 빌딩의 층 당 높이는 다양한 방법에 의해 결정될 수 있는데, 상기 방법은 사용자가 계단을 통하여 빌딩을 걷는 것과 각 층에 대한 정보(경사 등)를 수집하는 것을 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 또한, 전자도는 각 층의 상대적인 높이를 결정하는데 사용될 수 있다.
- [0320] 높이가 WAPS 또는 고도계에 기초하여 추정될 경우, 지형, 빌딩의 높이, 주변 빌딩의 높이 등과 같은 정보는 높

이 솔루션을 제한하는데 사용된다.

- [0321] 장기간의 시간(일, 월, 년)에 걸쳐 기준 센서로부터 수집된 과거(historical) 기준 압력 데이터와 함께 평균 압력이 주어진 로케이션에서 알려지면, 그 로케이션에서의 압력에 기초하여 (교정이나 사용자 입력없이) 예상대로 높이를 결정하는데 사용될 수 있다.
- [0322] 일 실시예에서, 사용자의 높이는 사용자의 센서로부터의 데이터를 사용하고, 그 데이터를 기준 센서로부터의 데이터와 결합함에 의하여 리모트 서버 상에서 계산될 수 있다. 이 방법에서, 빌딩 정보, 클라우드 소스된(crowd sourced) 정보등과 같은 다른 정보도 사용자의 정확한 고도를 결정하는데 사용될 수 있다.
- [0323] 사용자가 높이가 알려진 다른 사용자와 근접하는 경우, 정보는 알려지지 않은 사용자의 높이를 결정하는데 사용될 수 있다.
- [0324] 네트워크의 일 실시예에서, 기준 센서는 WAPS 비콘과 함께 위치될 필요는 없다. 서버와 연결된 데이터를 가진 독립된 센서의 미세한 또는 코스한 그리드는 기준 압력 측정에 사용될 수 있다. 중앙 서버는 기준 압력 정보를 모바일로 보내거나 WAPS 데이터 스트림의 일부로서 모바일로 보내져야 할 필요가 있는 데이터를 가진 송신기를 지시할 수 있다.
- [0325] 또 다른 실시예에서, WAPS 시스템은 빌딩과 같은 더 작은 지역에서 압력, 온도와 같은 추가 센서 정보를 제공하는 간단한 비콘(보충적인 비콘)을 사용한다. 이 송신은 메인 WAPS 타이밍 비콘에 동기 또는 비동기화될 수 있다. 추가적으로, 보충적 비콘은 센서 데이터를 중앙 서버로 업로드하되, 상기 중앙 서버에서 모바일 유닛으로 퍼뜨려지거나, 기설정된 세트의 PR 코드(WAPS 모바일 수신기에 의해 복조될 수 있음)를 거쳐 데이터를 송신할 수 있다.
- [0326] 기준 압력 네트워크는 정확도 요구사항 및 주어진 로컬 지역에 대한 과거 압력 변화 데이터에 기초하여 최적화될 수 있다. 예를 들어, 매우 정확한 측정일 경우, 기준 센서는 빌딩 또는 물에서 전개될 수 있다.
- [0327] 기준 압력 데이터와 함께 WAPS 비콘 네트워크는 단기간 인터벌로 정확한 압력 및 온도 측정의 폐쇄 네트워크를 형성하고, 측지학과 같은 다른 어플리케이션에 의해 사용될 수 있다.
- [0328] 다른 센서로부터의 데이터와 결합된 압력의 변화율은 수직 속도를 결정하는데 사용될 수 있고, 이는 사용자가 엘리베이터를 통해 갔는지를 결정하는데 사용될 수 있다. 이는 긴급 상황 및/또는 어플리케이션 추적에서 매우 유용하다.
- [0329] 바닥 높이를 추정하기에 필요한 것보다 더 낮은 레졸루션을 가진 센서의 경우, 정지 상황에서, 시간에 걸쳐 압력 측정을 평균화하는 것은 기준 데이터에 기초한 사용자 높이를 얻는데 사용될 수 있다.
- [0331] 하이브리드 포지셔닝 및 다른 시스템과의 정보 교환
- [0332] 실시예의 시스템은 포지셔닝을 제공하기 위하여, 임의의 '기회의 신호(signal of opportunity)'와 결합될 수 있다. 기회의 신호의 예는 하나 이상의 다음을 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 이는 GPS 수신기, 갈릴레오, 글로나스, 아날로그 또는 디지털 TV 신호, 미디어플로, Wi-Fi와 같은 시스템으로부터의 신호, FM 신호, WiMax, 셀룰러(UMTS, LTE, CDMA, GSM 등), 블루투스 및 LORAN와 e-LORAN 수신기이다.
- [0333] 신호 형태와 관계없이, 기회의 신호는 범위 측정 또는 신호 강도와 같은 범위 측정을 위한 프록시(proxy)를 제공한다. 범위를 위한 이 프록시는 로케이션을 위한 추정을 얻기 위해 적절히 가중화 및 결합된다. 가중화는 수신된 신호의 신호 대 잡음비(SNR)를 사용하거나, 대안적으로, 수신기의 환경(보조 데이터로부터의 도시, 준도시, 시골 환경의 지식, 수신기가 어플리케이션으로부터의 입력에 기초한 실내 또는 실외인지 여부)을 정의하는 5 메트릭(5 metric)을 사용한다. 이는 일반적으로 실시예의 시스템이 사용 가능하지 않거나 신호 수렴이 제한되는 그러한 환경에서 행해진다. 특정한 측정용 가중화를 위하여 SNR을 사용할 경우, 가중화는 간단히 SNR의 역함수(또는 낮은 SNR을 가진 신호에 낮은 가중화를 제공하는 다른 함수)여서, 다른 시스템 측정은 물론 WAPS 측정의 최적의 조합이 포지션을 얻는 것을 가능하게 할 수 있다. 최종 포지셔닝 솔루션은 추가 신호원으로부터의 범위 측정을 하여 WAPS 범위 측정과 결합하고, 경도, 위도 및 고도를 위한 포지션 솔루션을 파생하는 것에 의하거나 또는, 추가 소스/장치로부터의 포지션 측정과 WAPS 시스템으로부터 포지션 측정을 하고, 서로 다른 시스템으로부터의 포지션 품질 메트릭에 기초하여 이들 로케이션 측정의 조합을 사용하는 최적화된 로케이션 솔루션을 제공함에 의하여 계산될 수 있다. WAPS 측정/WAPS 포지션 추정을 사용하는 하이브리드 솔루션을 얻는 다

양한 구성이 도 38, 도 39 및 도 40에 도시된다. 아래 기술된 아키텍처 모두는 시스템의 하드웨어 및 소프트웨어 분할에 의존하는 사용을 위해 선택될 수 있다.

- [0334] 도 38는 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 범위 측정을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다. 범위 측정(관련된 범위 품질 메트릭(range quality metric)과 함께)은 GNSS와 다른 위치 시스템으로부터 사용되고, 하이브리드 포지션 엔진에 의한 단일 최적 포지션 솔루션에 결합된다. 이 아키텍처는 사용가능한 데이터를 사용하는 측면에서 최적합이어서, 데이터의 최고의 포지션 추정을 얻는다.
- [0336] *도 39은 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 포지션 추정을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다. 포지션 품질과 함께 다양한 시스템으로부터의 독립적인 포지션 추정은 최고의 품질을 가진 하나를 선택하는데 사용된다. 다른 포지셔닝 시스템이 매우 서로 떨어져 있기 때문에, 이 아키텍처는 실행하기 가장 쉽고 통합적이다.
- [0337] 도 40은 실시예에서, 다양한 시스템으로부터의 범위 추정과 포지션 추정의 조합을 사용하는 하이브리드 포지션 추정의 블록도이다. 예를 들어, WLAN 포지셔닝 시스템으로부터의 포지션 추정은 최고의 솔루션에 이르기 위한 GNSS 시스템과 WAPS 시스템으로부터의 범위 측정에서의 포지션 추정과 비교될 수 있다.
- [0338] 가속도계와 자이로(gyros)와 같은 관성 네비게이션 센서(Inertial Navigation Sensor, INS), 전자 나침반과 같은 자기 센서, 고도계와 같은 압력 센서는 추적 모드 사용을 위한 WAPS 시스템에 대한 정보(소결합(loose coupling)이라 함) 또는 로 센서 측정(raw sensor measurement)을 지원하는 로케이션을 제공하는데 사용될 수 있다.
- [0339] 가속도계는 실시예의 수신기에서 사용되어 서버로 보고하는 포지션을 업데이트하기 위한 주파수를 결정할 수 있다. 포지션 솔루션과 가속도계 측정의 시퀀스의 조합은 정지 포지션, 등속도 및/또는 다른 이동을 검출하는데 사용된다. 이 이동 데이터 또는 정보는 업데이트의 주파수를 결정하여, 가령, 일정하지 않은 모션이 있을 경우 업데이트의 주파수는 비교적 높은 주파수로, 수신기가 기설정된 시간의 기간 동안에 등속도 또는 정지될 경우 업데이트의 주파수는 전력을 아끼기 위하여 감소될 수 있다.
- [0340] 센서 또는 포지션 측정은 포지션 필터(칼만 필터와 같은) 내의 포지션 솔루션으로 결합될 수 있다. 센서 측정이 WAPS 하이브리드 포지션 엔진에서 GNSS와 WAPS 측정과 결합된, 두 유형의 밀결합이 도 41 및 도 42에 도시된다. 도 41은 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, WAPS/GNSS 시스템으로부터의 포지션/속도 추정은 GNSS/WAPS 포지션의 품질 및/또는 속도 추정이 우수할 경우 센서의 드리프팅 바이어스를 교정하는 것을 돕기 위하여 피드백된다. 이 아키텍처는 알고리즘의 센서 교정 파트와 포지션 교정 파트로 분할함에 의하여 알고리즘 포플레이션을 간소화한다. 그러나, 이 방법의 결점은 언제나 WAPS/GNSS 추정을 사용하는 센서를 재교정할 좋은 시간인지를 결정하는데 복잡하다는 것이다.
- [0341] 도 42는 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, 센서 파라미터(바이어스, 척도 및 드리프트와 같은)는 명시적인 피드백이 없는 GNSS 및/또는 WAPS 유닛에서 포지션/속도 계산의 파트로서 추정된다. 예를 들어, 센서 파라미터는 수신기의 포지션/속도를 추적하는데 사용되는 칼만 필터의 상태 벡터의 파트로서 포함될 수 있다. 이 아키텍처는 정보가 포지션 파라미터와 센서 파라미터를 업데이트하기 위한 하나의 결합된 필터에서 사용된다는 점에서 최적의 솔루션을 제공한다.
- [0342] 소결합은 도 43 및 도 44에 도시되고, 여기서, 선택 유닛은 GNSS 엔진으로부터의 또는 WAPS 엔진으로부터의 포지션 추정을 선택한다. 선택 유닛은 WAPS 또는 GNSS 포지션 유닛의 파트일 수 있다는 것을 주목하라. 도 43은 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 결정하기 위한 흐름도이고, 센서 교정은 개개의 포지션 계산 유닛과 떨어져 있다. 도 44는 실시예에서, 하이브리드 포지션 솔루션을 위한 흐름도이고, 센서 파라미터 추정치는 개개의 포지션 계산 유닛의 상태의 파트로서 행해진다.
- [0343] 일반적으로, 선택은 하나의 시스템으로부터의 정보를 사용하기 때문에, 소결합 방법은 밀결합 방법보다 더 나쁘다. 소결합 방법과 밀결합 방법 중에서, 센서 파라미터와 포지션이 별도로 계산되는 경우보다 하나의 최적 필터에서 포지션 파라미터와 센서 파라미터를 결정하기 위한 로 센서 측정과 함께 범위를 사용하는 방법이 더 우수하다. 결과적으로, 성능 관점에서 선호되는 방법은 내포된 센서 파라미터 추정을 가진 밀결합 시스템이다. 그러나, 하드웨어/소프트웨어 플랫폼 구분에 의존하여, 하나 이상의 이들 방법은 용이하게 실행되고, 그 이유로 선택될 수 있다.

[0344] 또한, 정보는 동일한 플랫폼(셀-폰, 랩탑, PND와 같은) 상의 WAPS 시스템과 다른 트랜시버 시스템상에서 교환될 수 있다. 예를 들어, 트랜시버 시스템은 블루투스 트랜시버, WLAN 트랜시버, FM 수신기/송신기, 디지털 또는 아날로그 TV 시스템, 미디어플로, XM 라디오 이리듐과 같은 위성 통신 시스템, GSM/ UMTS/ cdma2000 1x/EVDO 또는 WiMax와 같은 셀룰러 모뎀 트랜시버일 수 있다. 도 45는 실시예에서, WAPS와 다른 시스템 사이의 정보 교환을 나타낸다. 시스템들간의 정보 교환은 시스템의 성능을 개선시킬 수 있다. WAPS 시스템 시간은 GPS 시간에 정렬되기 때문에, WAPS 시스템은 다른 시스템에게 우수한 품질 시간 추정과 주파수 추정을 제공할 수 있다. WAPS에의 시간 추정과 주파수 추정은 코드 및 주파수에서 WAPS 포착 탐색 공간을 감소시킬 수 있다. 또한, WAPS 시스템은 로케이션 정보를 다른 트랜시버 시스템으로 제공할 수 있다. 마찬가지로, 다른 시스템이 가능한 로케이션 정보(부분적인 포지션, 가령, 고도 또는 2-D 포지션, 또는 전체 포지션, 가령 3-D 포지션 또는 로 범위/의사-범위/의사-차이)를 가진다면, 로케이션 정보에는 WAPS 시스템에 대한 로케이션 품질 메트릭이 제공되거나 제공되지 않을 수 있다. 범위/의사-범위 데이터는 송신기(또는 송신기 로케이션에서 임의의 수신기 로케이션까지의 범위를 계산하기 위한 다른 수단)의 로케이션과 함께 제공되어서 하이브리드 솔루션에서 범위 정보의 사용을 활성화시킨다. 두 송신기에 해당하는 범위 차이에는 두 송신기의 로케이션이 함께 제공된다. WAPS 시스템은 정보를 사용하여 그 위치 솔루션을 지원할 것이다. 대안적으로, 로케이션 정보는 알려진 송신기 로케이션에서 수신기 장치까지의 범위(또는 의사-범위)의 형태로 제공될 수 있다. 이들 범위(또는 의사-범위)는 하이브리드 포지션을 계산하기 위한 포지셔닝 알고리즘에 의하여 WAPS 범위와 결합할 것이다.

[0345] 구체적인 시스템과 그들간에 교환될 수 있는 정보의 예시는 도 46, 도 47 및 도 48에 도시된다.

[0346] 도 46은 실시예에서, FM 수신기와 WAPS 수신기 사이의 로케이션, 주파수 추정과 시간 추정의 교환을 도시하는 블록도이다. WAPS 시스템으로부터 로케이션 추정은 FM 수신기로 제공될 수 있다. 이 로케이션 추정이 가령, 로컬 지역에서 활성화 FM 라디오 스테이션을 자동으로 결정하는데 사용될 수 있다. FM 신호는 RDS(Radio Data Service) 송신도 포함할 수 있다. FM 스테이션의 로케이션이 RDS/RBDS 데이터-스트림(예를 들어, 송신 위치에 대한 데이터를 제공하는 로케이션과 네비게이션(LN) 특징, 도시와 주 이름을 주고, DGPS 네비게이션 데이터를 제공함)에 포함된다면, 이 정보는 WAPS 수신기에 로케이션 지원을 제공하는데 사용될 수 있다. WAPS 시스템으로부터의 주파수 추정은 특정 스테이션에 대한 시간을 튜닝하는 FM 수신기를 감소시키는데 용이하게 사용될 수 있다. 다른 방향에서, FM 수신기에서의 추정의 주파수 품질은 FM 라디오 스테이션 송신 품질에 기초한다. WAPS 시스템에서의 시간 추정은 GPS 시간에 기초하고, 시간은 타이밍 정렬을 지원하기 위하여 FM 수신기로 전송될 수 있다. RDS/RBDS 송신상의 클럭 타임(CT) 특징은 RDS 데이터 스트림에 대한 타이밍을 결정하는데 사용될 수 있고, WAPS 수신기로 전송될 수 있다.

[0347] 도 47은 실시예에서, WLAN/BT 트랜시버와 WAPS 수신기 사이의 로케이션, 시간 추정과 주파수 추정을 교환하는 것을 도시하는 블록도이다. 일반적으로, 이들 WLAN/BT 트랜시버는 정확한 주파수 추정을 가지지 못하고, 그런 결과로서, 주파수 추정은 매우 코스하여, WLAN/BT 트랜시버에서 WAPS 수신기로의 이러한 추정의 전송은 제한된 값을 가질 수 있다. 반대 방향으로, WAPS 주파수 추정은 WLAN 시스템 상의 주파수 획득을 위한 시간을 감소시킬 수 있다. 가령, 무선 LAN AP(접근점) 비콘 상의 타임스탬프로부터 추출된 타이밍 정보는 WAPS 포착을 지원하기 위하여 WAPS 시스템으로 전송될 수 있다. GPS 시간에 대한 WLAN 타이밍의 일부 기준이 WAPS 시스템에 유용하도록 만드는데 필요한 것을 주목하라. 마찬가지로, WLAN/BT 시스템이 가능한 로케이션 추정(부분적인 포지션, 가령, 고도 또는 2-D 포지션, 또는 전체 포지션, 가령 3-D 포지션 또는 로 범위/의사-범위/의사-차이)를 가진다면, 로케이션 정보에는 WAPS 시스템에 대한 로케이션 품질 메트릭이 제공되거나 제공되지 않을 수 있다. WLAN 포지션 추정은 주변의 서빙 AP 또는 다른 "청각" AP의 지오-로케이션으로 간소화될 수 있다. 또한, WLAN 포지션 추정은 부분적, 가령, 당해 AP의 바닥에 기초한 고도 추정일 수 있다. 또한, WLAN 로케이션 정보는 알려진 송신기 AP 로케이션에 대한 범위 추정(가령, WLAN 시스템은 범위 추정을 결정하기 위하여 왕복시간 측정을 사용할 수 있음) 또는 두 송신 AP 사이의 범위 차이 추정일 수 있다.

[0348] 도 48은 실시예에서, 셀룰러 트랜시버와 WAPS 수신기 사이에서 로케이션 추정, 시간 추정 및 주파수 추정을 교환하는 것을 도시한 블록도이다. 셀룰러 시스템(TDOA, AFLT 또는 다른 작은 셀룰러 시그널 FL 또는 RL 기반 포지셔닝 방법)으로부터의 로케이션 추정(부분적이거나 완전하거나 로 범위/범위-차이)은 WAPS 시스템에 제공될 수 있고, 이는 더 우수한 포지션 추정을 얻기 위한 이들 측정을 사용할 것이다. 셀룰러 모뎀의 주파수 추적 루프로부터의 주파수 추정은 WAPS 시스템에 제공되어 주파수 탐색 공간을 감소시킬 수 있어서, WAPS 포착 시간(즉, TTFF)을 개선시킬 수 있다. 또한, 셀룰러 시스템으로부터의 시간 추정은 WAPS 시스템에 제공되어 코드 탐색 공간을 감소시키거나 비트 정렬과 프레임 정렬을 지원할 수 있다. 예를 들어, cdma2000/1x EVDO와 같은 GPS 시간에 동기화되는 시스템은 WAPS 시스템을 위한 미세 시간 추정을 제공하는 반면, 비동기(GPS와 같은 시간

척도에 미세하게 동기화되지 않은 송신) 셀룰러 시스템은 코스 타임 추정을 제공할 수 있다.

- [0349] WAPS 시스템 시간이 GPS 시간에 정렬되기 때문에, WAPS 시스템은 동일한 플랫폼 상이 아니라도, 다른 시스템에 우수한 품질 타이밍 추정과 주파수 추정을 제공할 수 있다. 예를 들어, WAPS 시스템은 GPS 초-경계와 정렬된 pps(초 당 펄스)와 같은 주기적 하드웨어 신호 또는 관련 GPS 시간을 가진 단일 펄스 신호를 통하여, 피코/펨토-셀 BTS에 대한 타이밍 정보를 제공하는데 사용될 수 있다.
- [0350] 아래 기술된 바와 같이, 실시예의 WAPS 시스템에 의해 사용되는 스펙트럼은 허가된 또는 비허가된 밴드 또는 주파수를 포함할 수 있다. 대안적으로, WAPS 시스템은 "여백(White Space)" 스펙트럼을 사용할 수 있다. 여백 스펙트럼은 WAPS 시스템이 로컬 영역(TV 여백에 제한되지 않음)에서 자유롭게 감지 또는 결정하고, 그 스펙트럼에서 로케이션 비콘을 송신하는 임의의 스펙트럼으로 정의된다. 실시예의 송신기는 스펙트럼-센싱 기술을 사용하여 사용되지 않은 스펙트럼을 감지하고 및/또는 지오-로케이션(GPS 타이밍 수신기로부터 용이하게 얻어질 수 있음)과 스펙트럼을 조정하는 중앙 데이터베이스와 통신할 수 있다. 수신기는 스펙트럼-센싱 기술을 포함하여 이들 비콘을 청취할 수 있고, 또는 다른 실시예에서, 주파수를 통신 매개체를 사용하여 튜닝하여 알려질 수 있다. WAPS 시스템은 다이내믹 여백 사용가능성 도는 할당량에 적합할 수 있다. WAPS 시스템은 이 스펙트럼에서 연속적으로 방송할 수 있거나, 스펙트럼에 대한 중앙 조절 서버에 의해 제어되면서, 다른 시스템과 공유할 수 있다. WAPS 시스템 구성의 칩율과 데이터 속도는 다이내믹하게 수정되어 어떤 주어진 시간에, 정확도 요구사항 및/또는 신호 전력 및 대역폭 사용가능성에 맞춰질 수 있다. 시스템 파라미터는 수신기에 의해 감지될 수 있거나 통신 매개체를 통하여 수신기에 통신될 수 있다. 송신기는 로컬 네트워크를 형성하거나(더 넓은 지리적 영역에서 스펙트럼 사용가능성의 경우) 연속적인 네트워크를 형성할 수 있다.
- [0351] 또한, 실시예의 송신기는 시간-공유 방식으로 동일한 송신 시스템 상의 다른 네트워크와 공존할 수 있다. 예를 들어, 동일한 스펙트럼은 로케이션과 스마트 그리드 어플리케이션사이에서 시간-공유 방식이 사용될 수 있다. 송신기는 최대 사용가능한 전력 레벨을 사용하는 방송 송신기이고, 스펙트럼 센싱 또는 중앙 조절 서버에 의해 요구되는 것에 기초하여 다이내믹하게 전력 레벨을 조절할 수 있다. 수신기는 스펙트럼 센싱을 사용할 수 있거나, 시스템 파라미터의 통신 매개체(또한 여백 스펙트럼이 될 수 있음)와 그 시간에서의 웨이크업 타임에 의해 통신된다.
- [0352] 스펙트럼 사용가능성에 기초하여, 실시예의 WAPS 시스템은 TV 여백(6MHz 대역폭)의 한 채널을 사용하거나 또는 복수의 채널이 가능하다면, 더 우수한 복수 경로 레졸루션을 위하여 복수의 주파수 밴드를 사용할 수 있다. 인접한 채널이 사용가능하다면, 채널 본딩(가령, 인접한 채널의 결합)이 사용될 수 있다. 증가된 대역폭은 더 우수한 복수 경로 레졸루션, 더 높은 정확성을 위한 더 높은 칩율 등에 사용될 수 있다. 대안적으로, 사용가능한 대역폭은 FDMA하에서 사용되어 니어 파 문제 및/또는 복수 경로 레졸루션을 해결하는것을 도울 수 있다.
- [0353] 둘 이상의 여백 밴드에서, WAPS 파형의 여백 송신/수신은 WAPS 캐리어 위상 측정을 위하여 더 우수하고 더 빠른 정수 모호성 레졸루션을 활성화시킬 수 있다. 이는 WAPS를 사용하는 단일 포인트 포지셔닝에 비교적 더 정확성(대략 1 파장보다 작음)을 높인다.
- [0354] 또한, 여백 대역폭은 조사된 로케이션에서의 기준 수신기와 발견된 포지션에서의 수신기 사이의 WAPS(기준 수신기가 사용되는 경우)에서 통신 채널로서도 사용될 수 있다.
- [0355] 허가된 밴드의 WAPS 시스템은 광역 네트워크에서 사용가능하고, 타워의 로컬 네트워크에 기초한 여백은 WAPS 수신기의 로케이션 정확성을 증가시키는데 사용될 수 있다. 수신기는 양 주파수를 동시에 청취하도록 설계되거나, 주파수 또는 허가된 밴드와 여백 밴드 사이로 스위치되어 적절한 주파수로 튜닝할 수 있도록 설계될 수 있다.
- [0356] 또한, 여백 밴드는 로케이션 지원 및 클럭 바이어스, 위성 위치 추산(ephemeris) 등과 같이 다른 보조 정보를 위하여 보조 정보를 WAPS, GPS 또는 AGPS 시스템에 보내는데 사용될 수 있다.
- [0357] 넓게 분리된 복수의 주파수가 사용가능한 경우, WAPS 시스템은 주파수에서 다이버시티(diversity)의 이점을 취하도록 설계되어, 더 우수한 복수 경로 성능을 제공할 수 있다.
- [0359] 상관기 실행
- [0360] 임의의 CDMA 수신기(또는 송신 비트 스트림의 파트로서의 의사 랜덤 코드를 사용하는 수신기)에서, 수신된 신호와 그 PRN 코드의 상관은 중요하다. 행해지는 상관이 더욱 평행할 수록, 채널을 포착하는 시간이 빨라진다. 길이 1023의 최대 길이 시퀀스와 2x 로 오버샘플링된 입력 신호를 사용하는 신호를 위한 평행한 복소 상관기

(complex correlator) 아키텍처의 부르트 포스(brute force) 실행이 도 49에 도시된다. 홀수와 짝수 샘플은 2x 오버샘플된 데이터에 대응된다. 시프트 레지스터는 'clk'의 속도에서 시프트된다. PRN 생성기는 기준 PRN을 생성하고, clk/2의 속도에서 시프트된다. 각 사이클에서의 상관 합계는 방정식

$$corrsum[n] = \sum_{k=0}^{2045} gcref[k] * x[k - n]$$

을 사용하여 계산되고, 여기서 x[n]은 복소 입력(complex input), gcref[k]는 PRN 기준 파형이며, corrsum[n]은 상관기로부터의 복소 출력(complex output)이다. 도 37은 홀수와 짝수의 샘플이 동일한 승산기(multiplier)와 가산기 트리(adder tree)를 공유하는 한 최적화를 도시한다.

[0361] 상기 도시된바와 같이 실행은 시프트 레지스터에 대한 2046*2*n-입력 비트 플립 플롭, 1023의 1 x n-입력 승산기와 1023 결과물을 더하는 가산기를 요구한다. 예로서, 입력 비트 폭이 2-비트 샘플이라면, 1 x 2의 1023 승산기가 필요하고, 3개의 1023 곱셈이 한 클럭 사이클에서 더해질 것이다. 이는 영역, 타이밍 그리고 하드웨어에서의 전력의 측면에서 부담스런 실행일 수 있다. 특히, FPGA 실행에서, 승산기와 가산기 구조의 부르트 포스 실행은 주어진 제한된 방안을 실행하는 것이 불가능할 수 있다.

[0362] 실시예는 이 실행에 대한 새로운 접근법을 포함하는데, 이는 FPGA 분야에서 가능한 구조의 이점을 가진다. 현대의 FPGA는 논리를 실행하고 요소를 저장하는 몇몇의 설정 가능한 논리 블럭(CLB)을 포함한다. 또한, CLB의 중요한 파트를 형성하는 룩업 테이블은 직렬 시프트가 내장되거나 저장 요소에 병렬 랜덤 접근을 가지는 시프트 레지스터로 재프로그램될 수 있다. 또한, 이 실행은 ASIC 실행에서 상관을 계산하기 위한 효과적인 접근법으로서, 그리고 FPGA(시제품화에서 사용됨)에서 ASIC(대량 생산을 위함)로의 용이한 이동 경로로서 사용될 수 있다.

[0363] 시프트 레지스터 실행을 보면, 특정 FPGA는 CLB 상으로 맵핑되는 시프트 레지스터 프리미티브(primitive)를 가진다. 일부 FPGA는 16-비트 시프트 레지스터를 가지나, 일부는 32-비트 시프트 레지스터 맵핑을 가진다. 도 50은 병렬 랜덤 접근 기록 능력을 가진 16-비트 시프트 레지스터 프리미티브로부터 파생된 32-비트 시프트 레지스터 실행을 도시한다. 이 예시적 실행에서, 16-비트 시프트 레지스터 그룹 프리미티브는 32-비트 시프트 레지스터를 구성하는데 사용된다. 이러한 32-비트 시프트 레지스터의 32가 직렬로 연결되어 1024-비트 시프트 레지스터를 형성한다. 도 51에 도시된 바와 같이, 시프트 작동은 'clk' 속도에서 발생하고, 판독 작업은 클럭 속도에서 32번 발생한다.

[0364] 또한, 가산기 트리는 1023 x n-비트 가산기를 실행하는데 복잡할 수 있다. 특정 FPGA의 경우에서, 48-비트 DSP 슬라이스가 사용가능한데, 이는 1023 x n-비트 연속 가산기로 사용될 수 있다. 이 실행을 위한 하드웨어 구조는 도 52에 도시된다. 시프트 레지스터의 32 그룹으로부터의 32 값은 8개 덧셈의 4개의 그룹으로 분리된다. 이 예에서, 2-비트 입력이 사용된다. 각 8-숫자 가산기는 10-비트 출력을 생산하고, 이는 48-비트 가산기의 12-비트 그룹에서 정렬된다. 룬(room)이 덧셈의 성장을 가능케 한다. 32 사이클 후에, 1024 비트 합계는 12-비트 가산기의 4 그룹을 하나의 14-비트 합과 더하여 얻어진다.

[0366] 암호화 및 보안

[0367] 실시예의 시스템에서의 오버헤드 정보(overhead information)는 암호 알고리즘을 사용하여 암호화될 수 있다. 이는 사용자가 시스템을 사용하고 시스템의 사용에 대한 청구에 사용되며, 정보 보안을 제어하기 위한 수단을 제공하는데 사용하도록 한다. 키(key)는 신호를 복호화하는데 적용될 수 있다. 키는 PC, 무선 네트워크, 하드웨어 동글(dongle)을 사용하여 얻을 수 있거나, 의도치 않은 소스에 의해 접근할 수 없는 방식인 장치의 비휘발성 메모리 내에 번트(burnt) 될 수 있다.

[0368] 실시예의 암호화는 데이터 보안과 인증을 제공한다. 암호를 사용하여 보증된 키 구성은 송신기, 수신기, 및 서버 통신이다. 송신기 인증은 송신기를 분명하게 식별하여 악성(malicious) 송신기는 감소될 수 있다. 수신기 인증은 인증된 수신기만 송신된 정보를 사용할 수 있도록 하는 것이다. 수신기 허가는 허가된 수신기(인증된 수신기)만 작동이 허용되어야 한다는 것이다. 서버 통신은 암호화되어 수신기와 서버 및 송신기와 서버간의 통신이 안정화된다. 또한, 사용자 데이터 보호는 사용자 데이터베이스를 추적하는 로케이션은 비허가된 접근을 막아야 하기 때문에 암호화된다.

[0369] 실시예의 암호화 방법은 크게 두 유형, 즉, 대칭 키 암호법(symmetric key cryptography)과 비대칭 키 암호법(asymmetric key cryptography)으로 분류될 수 있다. 대칭 키 암호는 인증과 암호를 제공하는 반면, 비대칭 키 암호는 공개 키(public key)는 누구나 사용가능하기 때문에, 사용자 개인 키(private key)의 인증을 제공한다.

데이터의 대칭 키 암호는 주어진 유사 방편보다 10배수 빠르다. 3DES와 AES는 대칭 키 암호법의 예시이다. 두 방법의 조합은 실시예의 암호화 아키텍처의 일부로서 사용된다.

- [0370] OTA(Over-the-air) 방송 메시지는 일반적인 방송 메시지 또는 시스템 메시지를 포함할 수 있다. 일반적인 방송 메시지는 로케이션 정보, 송신기 타이밍 계수 및 그 로케이션을 결정하는데 수신기를 도와주는 다른 관련 정보와 같이 각 송신기에 대한 구체적인 데이터를 포함한다. 시스템 메시지는 암호 키, 활성화/불활성 수신기 또는 수신기의 구체적인 세트로 목적된 일-방향 정보 교환을 구성하는데 사용된다.
- [0371] 실시예의 메시지의 일반적인 포맷은 메시지 유형(패리티 ECC 보호된(parity ECC protected)), 암호화된 메시지, 및 암호화된 메시지 ECC를 포함한다. 암호화된 메시지에 대한 ECC는 메시지가 암호화된 후에 계산된다.
- [0372] OTA 방송은 주기적으로(가능한 매초) 송신되는 프레임 포함한다. 채널 데이터 속도에 의존하여, 메시지는 복수의 프레임으로 분리(부분화)될 수 있다. 각 프레임은 프레임 유형과 프레임 데이터를 포함한다. 프레임 유형(패리티 보호된)은 이것이 메시지의 첫 번째 프레임인지 연속 프레임인지 표시한다. 또한, 그것은 다른 목적으로 사용도리 수 있는 낮은 레벨의 포맷 프레임을 표시할 수 있다. 프레임 데이터는 필수적으로 부분화된 메시지 또는 낮은 레벨 데이터 프레임이다.
- [0373] OTA 시스템 메시지는 시스템 메시지의 유형에 따라 세션 키(session key) 또는 송신기의 개인키에 의해 암호화될 수 있다. OTA 일반 방송 메시지는 송신기와 수신기가 아래 기술된 바와 같이 세션 키를 가진 대칭 키 알고리즘을 사용하여 암호화된다. 이는 상호 인증(송신기가 수신기에 의해 인증)을 제공하여 인증된 수신기가 OTA 방송을 복호할 수 있다. 세션 키는 모든 송신기와 수신기에 알려지고, 주기적으로 변한다. 키 변화 메시지는 지난 수 개의 세션 키를 사용하여 암호되고, 어떤 시간 기간에서 활성화되지 않았던 수신기를 현 세션 키와 동기화할 수 있도록 한다.
- [0374] 또한, OTA 방송은 송신기의 개인 키에 의해 암호화된다. 수신기는 관련 공개 키를 사용하여 송신기의 인증성을 명백히 식별한다. 세션 키가 손상되면(compromised), 이 메카니즘이 비허가된 송신기가 실행될 수 없도록 보장한다.
- [0375] 도 53은 실시예에서, 세션 키 셋업의 블록도이다. 각 수신기에는 고유 장치 ID와 장치 특정 키가 구비된다. 도 54는 실시예에서 암호화에 대한 흐름도이다. WAPS 시스템 데이터 서버는 장치 ID/장치 특정 키 쌍의 데이터베이스를 유지한다. 수신기와 WAPS 데이터 서버간의 수신기 초기치 설정은 수신기 유형에 특수한 데이터 연결(GPRS/USB/모뎀 등)을 사용하여 가능하게 된다. 이 연결은 장치가 장치 ID로 상기 장치를 식별한 후에, 장치 특정 키를 사용하여 암호화된다. 이 초기치 설정 동안, 현 세션 키, 송신기 공개 키 및 허가 기간(즉, 수신기가 허가된 기간)은 교환된다. 수신기 초기치 설정은 수신기가 현 세션 키를 잃거나(초기 파워 업) 그 세션 키가 동기화되지 않을 때(연장된 파워 오프) 수행될 수 있다. 세션 키는 주기적으로 업데이트되고, 업데이트에 사용되는 새로운 키는 이전의 N 키를 사용하여 암호화된다.
- [0376] OTA 데이터 속도는 수신기를 허가하기 위한 유일한 메카니즘에 대하여 부적절할 수 있다. 그러나, 실시예의 시스템 메시지 프로토콜은 장치 ID 특정과 장치 ID 범위-기반 수신기 허가를 지지한다.
- [0377] 손상된 세션 키는 모든 수신기가 재-초기화되도록 요구한다. 따라서, 세션 키 저장은 장치 내에 부정 조작이 안 되어야 한다. 장치 비밀 경계의 외부에 저장된 세션 키(즉, 모든 종류의 부착된 저장된)는 장치의 안전 키를 사용하여 암호화될 것이다.
- [0378] 손상된 세션 키는 송신기가 주기적으로 개인 키를 사용하는 인증 정보를 송신하기 때문에, 송신기를 가장하는데 사용될 수 없다. 따라서, 송신기의 개인 키는 절대 손상되어서는 안 된다.
- [0379] 대안적인 실시예에서, 도 55에 도시된 키는 WAPS 서버로부터 통신 링크를 통하여 수신기로 직접 전달될 수 있거나 제3 어플리케이션 또는 서비스 공급자를 통하여 우회될 수 있다. 키는 어떤 유효 기간을 가질 수 있다. 키는 고객과의 계약상의 협정에 기초하여 어플리케이션 기저 마다 또는 장치 기저 마다 사용가능하게 할 수 있다. 포지션 요청은 수신기상의 어플리케이션에 의해 또는 네트워크 상의 어플리케이션에 의해 이루어질 때마다, 키는 WAPS 엔진으로부터 포지션을 계산하기 위하여 포지션 또는 파라미터를 검색하기 전에 유효성에 대해 확인된다. WAPS 서버로의 키와 정보의 교환은 전용 프로토콜을 사용하거나 OMA SUPL과 같은 표준 프로토콜을 통하여 발생할 수 있다.
- [0380] 시스템의 보안 아키텍처는 도 53 및 도 55에 도시된 아키텍처의 조합으로서 실행될 수 있다.
- [0381] 파라미터 센서는 WAPS 시스템의 수신기로 통합되어 센서로부터의 측정에 타임 태그 및/또는 로케이션 태그할 수

있다. 파라미터 센서는 온도 센서, 습도 센서, 무게 센서 및 스캐너 유형에 대한 센서 등을 포함할 수 있으나, 이에 제한되지 않는다. 예를 들어, X-레이 감지기는 추적된 수신기 또는 추적된 수신기를 포함하는 장치가 X-레이 기계를 통과하는지를 결정하는데 사용될 수 있다. X-레이 이벤트의 시간과 X-레이 기계의 로케이션은 감지기에 의해 태그된다. 또한, 다른 파라미터 센서는 센서로부터의 시간 태그와 로케이션 태그 측정을 위해 WAPS 시스템에 통합될 수 있다.

[0382] 사용자는 개개인 또는 자산에 대하여 사용자 마다, 장치상의 어플리케이션 마다, 시간 마다, 일 마다, 주 마다, 월 마다 및 년 마다 시스템에 대하여 청구될 수 있다.

[0383] 수신기 유닛의 로케이션과 높이는 단말기상의 어떤 어플리케이션 또는 통신 프로토콜을 사용하는 네트워크 서버로 보내질 수 있다. 대안적으로, 로 범위 측정은 통신 프로토콜을 통하여 네트워크로 보내질 수 있다. 통신 프로토콜은 표준 시리얼 또는 단말기 상의 어플리케이션에 대한 다른 디지털 인터페이스 또는 서버에 대한 표준 또는 전용 무선 프로토콜일 수 있다. 표준 프로토콜을 통하여 서버를 결합 또는 연결할 가능한 방법은 서버와 연결된 또 다른 폰에 SMS 메시지를 보내는 것 또는 대안적으로, 웹 서버에 무선 데이터 서비스를 통하는 것을 포함한다. 보낸 정보는 하나 이상의 위도/경도, 높이(가능하다면), 타임스탬프를 포함한다. 서버 상의 어플리케이션 또는 단말기 유닛은 포지션 픽스를 게시할 수 있다. 사용자의 로케이션은 서버로부터 직접 또는 서버상의 어플리케이션에 의하여 통신될 수 있다.

[0384] GPS 수신기와 독립적인 WAPS 스탠드어론 시스템은 장치의 로케이션을 결정하는데 사용될 수 있다. WAPS 시스템 혼자서 또는 통합된 WAPS와 GPS 및/또는 다른 포지셔닝 시스템은 미디어 카드 상의 미디어 저장 카드(SD 카드와 같은)와 함께-존재하도록 사용될 수 있다. WAPS 시스템 혼자서 또는 통합된 WAPS와 GPS 및/또는 다른 포지셔닝 시스템은 셀룰러 폰 가입자 식별 모듈(Subscriber Identity Module, SIM) 카드상에 함께-존재하여 SIM 카드는 추적될 수 있다.

[0386] 캐리어 위상으로 정확한 포지셔닝

[0387] 정확성을 더욱 개선시킬(1m 까지) WAPS 시스템 성능을 증가시키는 한 방법은 이하 기술되는 바와 같이, 캐리어 위상 포지셔닝 시스템을 실행하는 것이다. 비콘은 일반적인 WAPS 송신기로서 준비된다. 이 방법에서, 용이한 연속 위상 추적을 가능하게 하기 위하여 TDMA 슬롯팅을 사용하지 않는 것이 바람직할 것이다(필수적은 아님). TDMA가 사용되지 않을 경우, 니어-과 문제는 간섭 감소 및 수신기에서 증가된 다이내믹 범위를 통해 극복될 수 있다. 이러한 방법을 지지하기 위한 WAPS 수신기는 모든 가시적 위성에 대하여 연속적인 방식으로 측정하고 코드와 캐리어 위상을 타임-스탬핑할 수 있다. 또한, 알려진 조사된 로케이션 연속적인 방식으로 코드와 캐리어 위상의 유사한 측정을 할 수 있는 기준 수신기가 있다. WAPS 수신기와 기준 수신기로부터의 측정은 장치 또는 서버 상의 포지션을 계산하기 위해 결합될 수 있다. 이러한 시스템의 구성은 차동 WAPS 시스템과 동일 할 것이다.

[0388] 캐리어 위상 측정은 코드 위상 측정보다 더욱 정확하나, 정수 모호성이라 불리는 캐리어 위상 사이클의 알려지지 않은 정수를 포함한다. 그러나, 모호성 레졸루션이라 불리는 정수 모호성을 발견하는 방법이 있다. 본 명세서에서, 사용자 수신기 포지션에 대하여 반복적으로 해결하고, 개선된 정확성을 위하여 복수의 에포크(epoch)에서의 측정을 사용하기 위한 로컬 최소 탐색 알고리즘의 확장을 사용하는 한 방법이 고려될 것이다.

[0389] 다음과 같이, 단일 에포크의 첫 번째에서의 사용자 수신기에서의 캐리어 위상 측정을 생각한다.

[0390]
$$(1) \quad \phi_u^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_u^{(k)} + N_u^{(k)} + f \cdot (dt_u - dt^{(k)}) + \epsilon_u^{(k)}$$

[0391] 여기서, ϕ , λ , f 및 N 은 각각, 캐리어 위상, 파장, 주파수 및 정수 사이클이고, dt 는 클럭 바이어스, r 은 범위, ϵ 은 측정 에러 및 하첨자 u 는 사용자 수신기를 나타내고, k 는 송신기 숫자를 나타낸다.

[0393] *범위는 사용자 위치 p^u 와 송신기 위치 $p^{(k)}$ 의 측면에서 다음과 같이 주어진다.

[0394]
$$(2) \quad r_u^{(k)} = \|p_u - p^{(k)}\| = \sqrt{(p_{ux} - p_x^{(k)})^2 + (p_{uy} - p_y^{(k)})^2 + (p_{uz} - p_z^{(k)})^2}$$

[0395] 송신기 클럭 바이어스의 정보에서 에러를 감소하기 위하여, 해당하는 캐리어 위상 방정식을 사용하여 알려진 포

지선에서의 또 다른 수신기(기준 수신기라 불림)를 생각한다.

$$(3) \quad \phi_r^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_r^{(k)} + N_r^{(k)} + f \cdot (dt_r - dt^{(k)}) + \varepsilon_r^{(k)}$$

여기서, 하첨자 r은 기준 수신기를 나타내고, (1)로부터 (2)를 빼면

$$(4) \quad \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot (r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) + (N_u^{(k)} - N_r^{(k)}) + f \cdot (dt_u - dt_r) + (\varepsilon_u^{(k)} - \varepsilon_r^{(k)})$$

를 얻는다. 이는 (5) $\phi_{ur}^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_{ur}^{(k)} + N_{ur}^{(k)} + f \cdot dt_{ur} + \varepsilon_{ur}^{(k)}$ 로 기재되고, 여기서, $(\bullet)_{ur} = (\bullet)_u - (\bullet)_r$ 이다.

dt_{ur}이 관심 부분이 아니므로, 인덱스(k)의 상이한 값에 대하여 미분함에 의하여(5) 감소되어서, 소위 2차 미분 관측량 방정식을 얻을 수 있다.

$$(6) \quad \phi_{ur}^{(kl)} = \lambda^{-1} \cdot r_{ur}^{(kl)} + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{ur}^{(kl)}, \text{ 여기서, } (\bullet)_{ur}^{(kl)} = (\bullet)_{ur}^{(k)} - (\bullet)_{ur}^{(l)}$$

그리고 나서, 방정식 (6)은 $r_{ur}^{(kl)}$ 을 통하여 알려지지 않은 사용자 위치 p_u에서의 방정식이고,

$$(7) \quad r_{ur}^{(kl)} = (r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) - (r_u^{(l)} - r_r^{(l)}) = \|p_u - p^{(k)}\| - \|p_u - p^{(l)}\| - \gamma^{(kl)}$$

$$(8) \quad \gamma^{(kl)} = \|p_r - p^{(k)}\| - \|p_r - p^{(l)}\| \text{ 이다.}$$

일반적으로, 2차 미분에서 사용되는 송신기 1은 송신기 중 하나이고, 편의상 매트릭스의 방정식을 유발하는 것에 대하여 1로 명칭한다. 상기 매트릭스는 다음과 같다.

$$(9) \quad \begin{bmatrix} \phi_{ur}^{(21)} \\ \phi_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \phi_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix} = \lambda^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \|p_u - p^{(2)}\| - \|p_u - p^{(1)}\| - \gamma^{(21)} \\ \|p_u - p^{(3)}\| - \|p_u - p^{(1)}\| - \gamma^{(31)} \\ \vdots \\ \|p_u - p^{(n)}\| - \|p_u - p^{(1)}\| - \gamma^{(n1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(21)} \\ N_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{ur}^{(21)} \\ \varepsilon_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \varepsilon_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix}$$

$$(10) \quad \phi = \lambda^{-1} \cdot f(p_u) + N + \varepsilon$$

방정식 (10)은 알려지지 않은 사용자 포지션 p_u에서의 비선형 방정식이다. 로컬 최소 탐색 알고리즘은 선형 방정식에 대하여 작동되고, (10)은 다음과 같이 선형화되고 반복적으로 해결된다. 반복 m에서, p_u로 근사는 p_u^m 으로 놓고, 여기서,

$$(11) \quad p_u = p_u^m + \Delta p_u \text{ 와}$$

$$(12) \quad f(p_u) = f(p_u^m + \Delta p_u) \approx f(p_u^m) + \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u^m) \cdot \Delta p_u \text{ 여기서,}$$

$$(13) \quad \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u) = \begin{bmatrix} l^{(2)} - l^{(1)} \\ l^{(3)} - l^{(1)} \\ \vdots \\ l^{(n)} - l^{(1)} \end{bmatrix}, \text{ 여기서 } l^{(k)} = \frac{p_u - p^{(k)}}{\|p_u - p^{(k)}\|} \text{ 이다.}$$

[0409] 그리고 나서 방정식(10)은 (13) $y = G \cdot x + N + \varepsilon$ 와 같이 기재되고, 여기서, $y = \phi - \lambda^{-1} \cdot f(p_u^m)$, $G = \lambda^{-1} \cdot \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u^m)$ 및 $x = \Delta p_u$ 이다.

[0410] 방정식 (13)은 $x = \Delta p_u$ 에서 선형이고, 아래 주어진 로컬 최소 탐색 알고리즘을 사용하여 Δp_u 에 대하여 해결된다. Δp_u 의 얻어진 솔루션을 사용하여, 방정식 (11)은 반복 m에서 p_u 을 얻는데 사용되고, 그래서, 얻어진 p_u 는 다음 반복(m+1)에서 p_u^{m+1} 로서 사용된다. 반복은 Δp_u 이 수렴을 결정하기에 충분히 작아질 때까지 연속적이다. 반복의 초기에는, p_u^0 이 솔루션에 기초한 코드 위상으로부터 취할 수 있다.

[0411] 이제, 방정식 (13)을 푸는 것을 생각한다. Q_{dd} 를 2차 미분 캐리어 위상 에러 벡터의 공분산으로 놓는다. 아래 와 같이 얻어진다. 단일 미분 관측량에서 에러의 분산 $\phi_{ur}^{(k)} = \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)}$ 은 $Q_u + Q_r$ 이고, 여기서 Q_u 과 Q_r 는 각각 캐리어 위상 에러 분산이고, 이는 송신기 k에 독립적인 것으로 가정된다. $\phi_{ur}^{(k1)} = \phi_{ur}^{(k)} - \phi_{ur}^{(1)}$ 의 분산은 $2 \cdot (Q_u + Q_r)$ 이고, $\phi_{ur}^{(j1)} = \phi_{ur}^{(j)} - \phi_{ur}^{(1)}$ 와 $\phi_{ur}^{(k1)} = \phi_{ur}^{(k)} - \phi_{ur}^{(1)}$, $j \neq k$ 의 교차-분산은 $Q_u + Q_r$ 이며, 이는 공통 항 $\phi_{ur}^{(1)}$ 의 분산이다. 따라서,

[0412] (14)
$$Q_{dd} = (Q_u + Q_r) \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 2 \end{bmatrix}$$

[0413] (13)의 가중화된 최소 자승 솔루션은 (15) $\hat{x} = G^L \cdot (y - N)$ 이고, 여기서 G^L 은 G의 좌역원이고, $G^L = (G^T \cdot Q_{dd}^{-1} \cdot G)^{-1} \cdot G^T \cdot Q_{dd}^{-1}$

[0414] 그리고 나서, 나머지의 벡터는 (16) $(Y - N) - G \cdot \hat{x} = (y - N) - G \cdot G^L (y - N) = (I - G \cdot G^L)(y - N) = S(y - N)$ 이며 이는 N의 함수이고, 로컬 최소 탐색은 N에 대하여 가중화된 정규 자승을 최소화하도록 시도한다. 여기서 N은 (17) $\min c(N) = (y - N)^T \cdot W \cdot (y - N)$ 이고, 여기서, $W = S^T \cdot Q_{dd}^{-1} \cdot S$ 및 $S = I - G \cdot G^L$ 이다.

[0415] (17)을 풀기 위하여, N이 정수인 제한하에서, (18) $W \cdot N \approx W \cdot y$ 를 푸는 것을 생각한다. 그리고 나서, $W \cdot (y - N) \approx 0$ 와 $(y - N)^T \cdot W^T \cdot W \cdot (y - N) = (y - N)^T \cdot W \cdot (y - N) = c(N) \approx 0$ 인데, 이는 W가 멱등원(idempotent) ($W^T = W$ and $W \cdot W = W$) 이기 때문이다. 따라서, N에

[0416] 대한 탐색이 이러한 N에 제한되고, 이는 (18)을 만족시킨다.

[0417] N이 폴리먼, $x = \Delta p_u$ 의 추정은 방정식 (15)로부터 얻는다. 각각 디멘전 $(n - 1) \times 3$ 과 $3 \times (n-1)$ 인 매트릭스 G 와 G^L 은 랭크 3을 가지는데, 이는 $(n-1) > 3$ 이고, $(n-1) \times (n-1)$ 매트릭스 S와 W는 3만큼 $(n-1)$ 의 전체 랭크에서 부족할 것이다.

[0418] 방정식 (18)에 대하여 W의 QR 분해(decom포지션)을 사용하여(LU 분해도 사용될 수 있음),
 (19) $R \cdot N = Q^T \cdot W \cdot y$, 여기서, Q는 직교-법선 행렬(ortho-normal matrix) ($Q^{-1} = Q^T$)이고, R은

$$(20) \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Q^T \cdot W \cdot y)_{11} \\ \approx 0 \end{bmatrix} \text{ 이고,}$$

상삼각(upper triangular)이어서,

$$(21) N_1 = \text{round} \left\{ R_{11}^{-1} \cdot \left((Q^T \cdot W \cdot y)_{11} - R_{12} \cdot N_2 \right) \right\} \text{ 이다.}$$

[0419] 따라서, $N = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix}$ 의 솔루션은 정수값으로 3차원박스 내의 N_2 에 대하여 탐색함으로써, (21)로부터의 N_1 을 얻음으로서 및 (17)에서 $c(N)$ 을 최소화하는 N 을 선택함에 의하여 얻어진다. N_2 에 대한 탐색은 이전 반복으로부터 N_2 의 값의 중심이 된다. N 의 나중 파트인 0번째 반복에서의 N_2 는 $\lambda^{-1} \cdot f(p_u^0)$ 의 부분 파트로서 얻는다. p_u^0 는 솔루션에 기초한 코드 페이즈이다. 3차원 탐색 박스의 크기는 솔루션에 기초한 코드 페이즈의 불확실성에 의존한다. 이 박스는 더 작은 서브-박스로 나뉘어질 수 있고, 각각의 더 작은 크기의 서브-박스는 초기의 p_u^0 로서 시도될 수 있다.

[0420] 상기 방법은 포지션을 결정하기 위하여 측정의 단일 에포크(즉각적인)를 사용했다. 아래 설명은 단일 에포크 방법까지의 확장을 설명한다. 멀티플 에포크 측정은 제 시간에 충분히 가까이 있고, 여기서 사용자 수신기 이동은 무시한다. 또한, 초기 에포크의 정수 모호성은 계속되는 에포크에 대하여 동일하게 유지되어서, 새롭고 알려지지 않은 정수 모호성이 계속되는 에포크에 소개되지 않는다. 송신기 로케이션이 고정되어서(GNSS 경우와 달리, 위성 송신기의 모션이 라인-오브-사이트상 변하여 독립 방정식을 줌), 멀티플 에포크 측정은 독립 방정식을 주지 않는다. 따라서, 멀티플 에포크 측정은 플로트(float) 모호성(GNSS 경우와 달리, 독립 방정식의 수가 알려지지 않은 모호성의 수 더하기 3 포지션 좌표보다 크게 됨)과 같은 정수 모호성에 대하여 해결하는데 도움을 주지 않는다. 그러나, 멀티플 에포크 측정은 더 많은 캐리어 위상 측정 예러가 가능케 하여 여전히, 성공적인 모호성 레졸루션을 가능케 한다. 멀티플 에포크 경우에, 방정식 (13)은

$$(22) y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ G \\ \vdots \\ G \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \vdots \\ \epsilon_m \end{bmatrix} \text{ 이다.}$$

[0421] 상기 방정식과 같은 단일 에포크 경우에 대한 발전 후에, 문제는 N 을 찾는 문제로 감소되어,

$$(23) \min c(N) = \left(y - \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} \right)^T \cdot \bar{W} \cdot \left(y - \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} \right),$$

[0422] 여기서,

$$\bar{W} = \bar{S}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1} \cdot \bar{S}, \quad \bar{S} = I - \bar{G} \cdot \bar{G}^L, \quad \bar{G}^L = (\bar{G}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1} \cdot \bar{G})^{-1} \cdot \bar{G}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1}$$

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} G \\ G \\ \vdots \\ G \end{bmatrix} \quad \bar{Q}_{dd}^{-1} = \begin{bmatrix} Q_{dd}^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q_{dd}^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Q_{dd}^{-1} \end{bmatrix} \text{ 이다.}$$

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}$$

[0423] N에 대하여 (23)을 풀기 위하여, (24) $\bar{W} \cdot \bar{I} \cdot N \approx \bar{W} \cdot y$, 여기서, \bar{I} 을 $\bar{W} \cdot \bar{I}$ (LU 분해도 사용될 수 있음)의 QR 분해와 상기와 같이 (19) 내지 (21)의 다음 방정식을 사용한다. 다시 말하면, N이 풀린 후에, $x = \Delta p_u$ 의 추정은 방정식 (15)로부터 얻는다. $x = \Delta p_u$ 의 이 추정이 작다면, 방정식 (11)의 반복이 정지되어 사용자 포지션 p_u 를 얻는다. 일반적으로, x 의 각 구성은 크기 $1e-6$ 보다 작다면, 그리고 나서, 수렴이 고표되고, 반복은 정지된다.

[0424] 다음 단계는 수렴된 사용자 포지션 p_u 가 맞는 것인지를 확인하는 것이다. 이는 $\text{mod}(\phi - \lambda^{-1} \cdot f(p_u) - N, \lambda)$ 로서 (10)으로부터 얻어진 나머지에 기초하여 행해진다. 각 에포크에 대한 나머지의 절대값의 최대치가 $\kappa \cdot \sqrt{Q_r}$ 보다 작고, 수렴된 솔루션은 솔루션으로 받아들여지고, 아니면 탐색은 새로운 서브-막스를 선택함에 의하여 계속된다. 일반적으로, 확인 테스트의 척도 요소 κ 는 5로 선택될 수 있다. 솔루션이 확인되면, 상기 기술된 차동 WAPS 시스템은 1 m 보다 우수하거나 근접한 정확성을 달성할 수 있다.

[0425] 이 차동 WAPS 캐리어 위상 시스템은 기준 수신기의 추가를 통하여 종래의 WAPS 시스템의 상단 위에 오버레이드(overlaid)되거나 스탠드어론될 수 있다. 차동 WAPS 캐리어 위상 시스템은 어떤 국부적인 타겟 영역(가령, 물, 창고 등)에서 높은 정확성 포지셔닝을 달성하는데 사용될 수 있다.

[0426] W-CDMA 시스템에서, 두 개의 수신 체인은 수신 다이버시티를 개선시키는데 사용된다. WAPS가 W-DCMA와 함께 존재할 경우, 수신 체인 중 하나는 WAPS 신호를 수신하고 처리하기 위하여 일시적으로 사용될 수 있다. W-CDMA와 CDMA 아키텍처의 어떤 경우에서, W-CDMA/CDMA 신호의 처리가 일시적으로 정지되는 동안, 전체 수신 체인은 수신기를 WAPS 밴드로 돌리고, WAPS 신호를 처리함에 의하여 WAPS 신호를 수신하는데 재사용될 수 있다. GSM 수신 체인이 W-CDMA 수신 체인과 멀티플렉스되는 다른 어떤 실시예에서, 수신기는 더욱 시간-공유되어 WAPS 수신을 위해 사용될 수 있다.

[0427] 어떤 신호가 WAPS 또는 다른 TDMA 시스템에서 포지션 결정에 대한 어떤 타워로부터 사용되는지 결정된 후에, 전력을 아끼기 위해, 실시예의 수신기의 대부분은, 신호가 감지되지 않거나 및/또는 그 슬롯에서 방출하는 타워로부터의 신호가 포지션 결정에 사용되지 않는 동안에 턴 오프된다. 모션 또는 포지션에서의 변화 또는 신호 상태의 변화를 감지한 경우, 실시예의 수신기는 모든 슬롯에 대하여 턴온되어 어떤 슬롯이 포지션 계산의 다음 세트를 위해 사용될 수 있는지 결정한다.

[0428] 본 명세서에 기술되는 실시예는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하는 송신기 네트워크(transmitter network)를 포함하는 포지션 추적 시스템을 포함한다. 복수의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 범위 신호(pseudorandom ranging signal)를 포함한다. 본 시스템은 리모트 수신기에서 수신된 복수의 포지셔닝 신호의 도착시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기(remote receiver)를 포함한다. 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호가 복수의 송신기의 서로 다른 각 부재에 의하여 동시에 전송되고, 리모트 수신기에서 동시에 수신된다. 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가진다. 서로 다른 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset)된다.

[0429] 본 명세서에 기술되는 실시예는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하는 송신기 네트워크 - 복수의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 범위 신호(pseudorandom ranging signal)를 포함함 -와,

[0430] 리모트 수신기에서 수신된 복수의 포지셔닝 신호의 도착시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기를 포함하되,

[0431] 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호가 복수의 송신기의 서로 다른 각 부재에 의하여 동시에 전송되고, 리모트 수신기에서 동시에 수신되며, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가지고, 상기 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset) 되는 것을 특징으로 하는 포지션 추적 시스템을 포함한다.

[0432] 실시예의 오프셋은 의사 랜덤 범위 신호의 프레임 속도의 합의 배수이고, 프레임 속도의 분수 $1/n$ 이며, 여기서

n 은 정수이다.

- [0433] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 의사 랜덤 코드를 가진다.
- [0434] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 동일한 의사 랜덤 코드를 가진다.
- [0435] 실시예의 의사 랜덤 범위 신호는 연속하여 여러 번 반복된다.
- [0436] 실시예의 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 복수의 송신기에 의하여 산발적으로 전송된다.
- [0437] 실시예의 적어도 두 개의 추가적인 포지셔닝 신호는 동일한 의사 랜덤 코드를 가진다.
- [0438] 실시예의 복수의 송신기는 기하학적 패턴으로 배열되고, 복수의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송한다.
- [0439] 실시예의 복수의 송신기는 타임 멀티플렉싱 프레임에서의 n 개의 타임 슬롯을 사용하는 적어도 m 개의 송신기를 포함하여, 복수의 포지셔닝 신호를 방송하고, 여기서, m 및 n 은 양의 정수이다.
- [0440] 실시예의 변수 m 은 n 보다 크다.
- [0441] 실시예의 변수 m 은 n 이하이다.
- [0442] 실시예의 적어도 m 개의 송신기 중 적어도 하나가 타임 멀티플렉싱 프레임에서의 하나 이상의 슬롯 내로 전송한다.
- [0443] 실시예의 적어도 m 개의 송신기의 각각은 k 개의 의사 랜덤 코드 한 세트 중에서 선택된 의사 랜덤 코드를 사용하여, 송신기의 의사 랜덤 범위 신호를 전송하고, 여기서, k 는 1 보다 큰 수이다.
- [0444] 실시예의 변수 k 는 n 이상이다.
- [0445] 실시예의 복수의 송신기 중 적어도 하나의 송신기는 포지셔닝 신호를 포지셔닝 신호의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임에서 전송한다.
- [0446] 실시예의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임은 제1차 프레임 및 제2차 프레임을 포함하고, 포지셔닝 데이터는 제1차 프레임에서 전송된다.
- [0447] 실시예의 보조 데이터는 제2차 프레임에서 전송되고, 여기서, 보조 데이터는 보안 데이터와 인증 데이터 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0448] 실시예의 포지셔닝 데이터는 제2차 프레임에서 전송된다.
- [0449] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 인접한 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송되고, 상기 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 적어도 하나의 공통 파라미터를 가진다.
- [0450] 실시예의 적어도 하나의 공통 파라미터는 의사 랜덤 코드 및 포지셔닝 신호 데이터 중 적어도 하나이다.
- [0451] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이(maximal length) 의사 랜덤 코드이다.
- [0452] 실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드(Gold Code)이다.
- [0453] 실시예의 복수의 송신기는 송신기의 슈퍼그룹(supergroup)을 포함하고, 상기 슈퍼그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 복수의 송신기 그룹(group)을 포함하며, 각 그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 송신기를 포함한다.
- [0454] 실시예의 슈퍼그룹의 복수의 그룹은 n -그룹 반복 패턴을 포함하고, n 은 정수이다.
- [0455] 실시예의 슈퍼그룹의 기하학적 패턴은 그룹의 육각형 패턴을 포함한다.
- [0456] 실시예의 슈퍼그룹의 복수의 그룹은 7 개의 그룹을 포함한다.
- [0457] 실시예의 각 그룹은 7 개의 송신기를 포함한다.
- [0458] 실시예의 슈퍼그룹은 시분할 멀티플렉싱(TDMA) 통신 네트워크, 코드 분할 멀티플렉싱(CDMA) 통신 네트워크 및 주파수 오프셋 멀티플렉싱(FOM) 네트워크 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0459] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 복수 그룹의 그룹의 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송한다.
- [0460] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 그룹에 있는 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송한다.

다.

- [0461] 실시예의 복수의 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 코드 한 세트를 포함하고, 복수 그룹의 송신기의 각 그룹은 의사 랜덤 코드 한 세트의 순열(permutation)을 사용한다.
- [0462] 실시예의 의사 랜덤 코드 한 세트의 순열은 송신기의 슬롯 수에 관하여 순환적이다.
- [0463] 실시예의 순열은 세트 내의 각 의사 랜덤 코드를 그룹의 각 송신기의 지리적인 포지션과 관련 짓는다.
- [0464] 실시예의 각 그룹의 송신기의 포지션은 전송 타임 슬롯(transmit time slot)과 관련 있다.
- [0465] 실시예의 복수의 그룹의 각 그룹은 복수의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송한다.
- [0466] 실시예의 복수의 그룹의 각 그룹은 n 개의 타임 슬롯을 사용하는 n 개의 송신기를 포함하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송하고, 여기서, n 은 정수이다.
- [0467] 실시예의 복수의 그룹의 각 그룹은 동일한 세트의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송한다.
- [0468] 실시예의 그룹의 각 송신기는 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 타임 슬롯에서 방송한다.
- [0469] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은, 다른 그룹의 의사 랜덤 코드와 서로 다른 적어도 하나의 의사 랜덤 코드를 사용한다.
- [0470] 실시예의 적어도 하나의 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 포함한다.
- [0471] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 다른 그룹의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0472] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0473] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 복수의 송신기는 송신기의 전송의 적어도 일부에 대해 공통 의사 랜덤 코드를 사용한다.
- [0474] 실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 포함한다.
- [0475] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스를 포함한다.
- [0476] 실시예의 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스는 골드 코드를 형성하는 제1의 두 최대 길이 시퀀스를 포함한다.
- [0477] 실시예의 그룹의 각 송신기는 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송한다.
- [0478] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 복수의 그룹의 다른 모든 그룹과 동일한 한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용한다.
- [0479] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0480] 실시예의 슈퍼그룹의 각 송신기는 슈퍼그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송한다.
- [0481] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0482] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스에 부합하여 적어도 하나의 의사 랜덤 코드를 사용한다.
- [0483] 실시예의 슈퍼그룹의 각 그룹의 적어도 하나의 의사 랜덤 코드는 슈퍼그룹의 어떠한 다른 그룹의 의사 랜덤 코드와 다르다.
- [0484] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹은 슈퍼그룹의 다른 그룹의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0485] 실시예의 복수 그룹의 슈퍼그룹의 그룹의 각 그룹은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0486] 실시예의 슈퍼그룹의 각 그룹은 슈퍼그룹의 다른 그룹에 의해 사용된 의사 랜덤 코드와 다른 의사 랜덤 코드를

사용한다.

- [0487] 실시예의 복수 그룹의 수퍼 그룹의 각 그룹은 동일한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하고, 각 그룹의 의사 랜덤 코드는 복수의 그룹의 다른 모든 그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치(permuted)된다.
- [0488] 실시예의 복수 그룹의 수퍼 그룹의 각 그룹은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0489] 실시예의 복수의 송신기는 송신기의 복수의 수퍼그룹을 포함하고, 복수의 수퍼 각 수퍼그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 복수 그룹의 송신기를 포함한다.
- [0490] 실시예의 그룹의 각 송신기는 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송한다.
- [0491] 실시예의 복수의 수퍼그룹의 각 수퍼그룹은 복수의 수퍼그룹의 다른 모든 수퍼그룹과 동일한 한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하고, 각 수퍼그룹의 의사 랜덤 코드는 복수의 수퍼그룹의 다른 모든 수퍼그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치된다.
- [0492] 실시예의 복수 그룹의 수퍼그룹의 각 그룹은 동일한 수퍼그룹의 다른 그룹의 주파수에서의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용한다.
- [0493] 실시예의 복수의 수퍼그룹의 각 수퍼그룹 내의 각 송신기는 동일한 수퍼그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송한다.
- [0494] 실시예의 각 수퍼그룹은 다른 모든 수퍼그룹에 의해 사용되는 바와 같이 동일한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하고, 수퍼그룹의 의사 랜덤 코드는 다른 모든 수퍼그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치된다.
- [0495] 실시예의 기하학적 패턴에 해당하는 성능의 측정치는 동일한 전송 파라미터를 사용하는 송신기들 사이의 거리와 송신기 반지름의 비율이다.
- [0496] 실시예의 기하학적 패턴에 해당하는 성능의 측정치는 수퍼그룹에 의해 사용되는 프로토콜의 멀티플렉싱과 관련 있는 상관관계 감소(correlation rejection)이다.
- [0497] 실시예의 각 캐리어 주파수는 기본 주파수와 한 세트의 오프셋의 성분을 더한 것이고, 한 세트의 오프셋의 각 오프셋은 영이 아닌 최소의 오프셋의 배수이다.
- [0498] 실시예의 한 세트의 오프셋은, $0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$ 이고, 여기서, R은 PN 프레임 속도를 나타내고, k_0 는 영이 아닌 정수를 나타내며, Q는 오프셋의 수와 동일한 정수를 나타낸다.
- [0499] 실시예의 정수 k_0 는 2 이상인 크기를 가진다.
- [0500] 실시예의 Q의 수는 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 동일하다.
- [0501] 실시예의 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수는 Q의 정수 배수와 동일하다.
- [0502] 실시예의 Q의 수는 수퍼그룹 내의 송신기의 그룹과 동일하고, 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수는 수퍼그룹 내의 송신기의 수보다 크다.
- [0503] 실시예의 포지션 추적 시스템은 기본 주파수로부터의 한 세트의 캐리어 주파수 오프셋을 포함하되, 세트 내의 각 오프셋은 복수의 포지셔닝 신호 각각의 대역폭의 25 퍼센트 이하이다.
- [0504] 본 명세서에 기술된 실시예는 범위 데이터를 포함하는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하는 송신기 네트워크를 포함한다. 본 시스템은 리모트 수신기에서 수신된 복수의 포지셔닝 신호의 도착시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기를 포함한다. 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 복수의 송신기의 서로 다른 부재에 의하여 각각 동시에 전송되고, 수신기에서 동시에 수신된다. 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가진다. 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 50% 미만인 정도만큼 서로 오프셋된다.
- [0505] 본 명세서에 기술된 실시예는 범위 데이터를 포함하는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하는 송신기 네트워크와, 리모트 수신기에서 수신된 복수의 포지셔닝 신호의 도착시간을 측정하여 얻는 리모트 수신기를 포함하되, 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호가 복수의 송신기의 서로 다른 각 부재에

의하여 각각 동시에 전송되고, 리모트 수신기에서 동시에 수신되며, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가지며, 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 50% 미만인 정도만큼 서로 오프셋 되는 것을 특징으로 하는 포지션 추적 시스템을 포함한다.

- [0506] 실시예의 리모트 수신기는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호 중에 선택된 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝하고, 선택된 포지셔닝 신호를 선택된 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시키며, 상호 관계는 선택되지 않은 신호에 의해 생산된 선택된 포지셔닝 신호에 대한 크로스-간섭을 감소시킨다.
- [0507] 본 명세서에 기술된 실시예는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하는 포지션 추적 시스템에서의 송신기를 포함한다. 복수의 포지셔닝 신호는 광대역의 의사 랜덤 범위 신호를 포함한다. 송신기는 메모리와 연결되고, 한 세트의 오프셋에 속하는 제1 오프셋과 기본 주파수의 합산으로부터 제1 주파수를 선택하는 적어도 하나의 어플리케이션을 운영하는 프로세서를 포함한다. 어플리케이션은 제1 주파수에서 캐리어를 포함하는 제1 포지셔닝 신호를 생성한다. 어플리케이션은 복수의 송신기의 제2 송신기로부터의 제2 포지셔닝 신호의 전송과 동시에 제1 포지셔닝 신호를 전송한다. 제2 포지셔닝 신호는 한 세트의 오프셋에 속하는 제2 오프셋과 기본 주파수를 합산한 제2 주파수에서 캐리어를 가진다. 제1 및 제2 오프셋은 복수의 포지셔닝 신호의 각각의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 다르다.
- [0508] 본 명세서에 기술된 실시예는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 송신기를 포함하되, 복수의 포지셔닝 신호가 광대역의 의사 랜덤 범위 신호를 포함하는 포지션 추적 시스템에 있어서, 상기 송신기는, 한 세트의 오프셋에 속하는 제1 오프셋과 기본 주파수의 합산으로부터 제1 주파수를 선택하고, 제1 주파수에서 캐리어를 포함하는 제1 포지셔닝 신호를 생성하며, 복수의 송신기의 제2 송신기로부터의 제2 포지셔닝 신호의 전송과 동시에 제1 포지셔닝 신호를 전송 - 제2 포지셔닝 신호는 한 세트의 오프셋에 속하는 제2 오프셋과 기본 주파수를 합산한 제2 주파수에서 캐리어를 가지며, 제1 및 제2 오프셋은 복수의 포지셔닝 신호의 각각의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 다름 - 하는 적어도 하나의 어플리케이션을 운영하고, 메모리와 결합되는 것을 특징으로 하는 포지션 추적 시스템에서의 송신기를 포함한다.
- [0509] 실시예의 제1 포지셔닝 신호 및 제2 포지셔닝 신호는 서로 다른 의사 랜덤 코드를 포함한다.
- [0510] 실시예의 제1 포지셔닝 신호 및 제2 포지셔닝 신호는 동일한 의사 랜덤 코드를 포함한다.
- [0511] 실시예의 광대역의 의사 랜덤 범위 신호는 연속하여 여러 번 반복된다.
- [0512] 실시예의 적어도 하나의 어플리케이션은 제1 포지셔닝 신호의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임에서 전송한다.
- [0513] 실시예의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임은 제1차 프레임과 제2차 프레임을 포함하고, 포지셔닝 데이터는 제1차 프레임에서 전송된다.
- [0514] 실시예의 보조 데이터는 제2차 프레임에서 전송되고, 여기서, 보조 데이터는 보안 데이터와 인증 데이터 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0515] 실시예의 포지셔닝 데이터는 제2차 프레임에서 전송된다.
- [0516] 실시예의 제2차 송신기는 송신기에 인접하고, 제1 포지셔닝 신호와 제2 포지셔닝 신호는 적어도 하나의 공통 파라미터를 가진다.
- [0517] 실시예의 적어도 하나의 공통 파라미터는 의사 랜덤 코드와 포지셔닝 신호 데이터 중 적어도 하나이다.
- [0518] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이 의사 랜덤 코드이다.
- [0519] 실시예의 최대 길이 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 형성하는 제1의 두 최대 길이 시퀀스를 포함한다.
- [0520] 실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드이다.
- [0521] 실시예의 송신기와 제2 송신기는 지리적으로 서로 인접한 동일한 그룹의 송신기에 속한다.
- [0522] 실시예의 송신기와 제2 송신기는 송신기들의 서로 다른 그룹에 속하고, 각각의 서로 다른 그룹은 서로 지리적으로 인접한 송신기들을 가진다.
- [0523] 실시예의 한 세트의 오프셋은 각각 광대역의 의사 랜덤 범위 신호의 프레임 속도의 합의 배수이고, 프레임의 속

도는 분수 $1/n$ 이며, 여기서 n 은 정수인 오프셋을 포함한다.

- [0524] 실시예의 한 세트의 오프셋의 각 오프셋은 영이 아닌 최소의 오프셋의 배수이다.
- [0525] 실시예의 한 세트의 오프셋은, $0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$ 이고, 여기서, R 은 PN 프레임 속도를 나타내고, k_0 는 영이 아닌 정수를 나타내며, Q 는 오프셋의 수와 동일한 정수를 나타낸다.
- [0526] 실시예의 상기 정수 k_0 는 2 이상인 크기를 가진다.
- [0527] 실시예의 Q 의 수는 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 동일하다.
- [0528] 실시예의 제1 포지셔닝 신호에 대한 제2 포지셔닝 신호의 크로스-간섭은 리모트 수신기를 제1 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝함에 의하여, 및 수신기에 의해 수신된 신호를 제1 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시킴으로서, 리모트 수신기에서 감소된다.
- [0529] 본 명세서에 기술된 실시예는 포지션 추적 시스템에서의 수신기를 포함한다. 본 수신기는 메모리와 결합되고, 시간 간격 동안에, 복수의 송신기의 서로 다른 송신기에 의해 동시에 각각 전송된 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 수신하는 적어도 하나의 어플리케이션을 운영하는 프로세서를 포함한다. 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가진 광대역의 의사 랜덤 범위 신호를 포함한다. 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset) 된다. 어플리케이션은 적어도 두 개의 포지셔닝 신호 중에서 선택된 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝한다. 어플리케이션은 선택된 포지셔닝 신호를 선택된 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계 시킨다. 상호 관계는 선택되지 않은 신호에 의해 생산된 선택된 포지셔닝 신호에 대한 크로스-간섭을 감소시킨다.
- [0530] 본 명세서에 기술된 실시예는 포지션 추적 시스템의 수신기에 있어서, 상기 수신기는,
- [0531] 시간 간격 동안에, 복수의 송신기의 서로 다른 송신기에 의해 동시에 각각 전송된 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 수신하고 - 상기 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가진 광대역의 의사 랜덤 범위 신호를 포함하고, 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset) 되어 있음 - , 적어도 두 개의 포지셔닝 신호 중에서 선택된 포지셔닝 신호의 주파수로 튜닝하며, 선택된 포지셔닝 신호를 선택된 포지셔닝 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시키는 - 상호 관계는 선택되지 않은 신호에 의해 생산된 선택된 포지셔닝 신호에 대한 크로스-간섭을 감소시킴 - 적어도 하나의 어플리케이션을 운영하고, 메모리에 결합되는 프로세서를 포함한다.
- [0532] 실시예의 오프셋은 광대역의 의사 랜덤 범위 신호의 프레임 속도의 합의 배수이고, 프레임 속도의 분수 $1/n$ 이며, 여기서 n 은 정수이다.
- [0533] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 의사 랜덤 코드를 포함한다.
- [0534] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 동일한 의사 랜덤 코드를 가진다.
- [0535] 실시예의 광대역의 의사 랜덤 범위 신호는 연속으로 여러 번 반복된다.
- [0536] 실시예의 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 추가적인 포지셔닝 신호가 수신되고, 적어도 두 개의 추가적인 포지셔닝 신호는 복수의 송신기에 의하여 산발적으로 전송된다.
- [0537] 실시예의 적어도 두 개의 추가적인 포지셔닝 신호는 동일한 의사 랜덤 코드를 가진다.
- [0538] 실시예의 복수의 타임 슬롯은 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 포함하는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는데 사용된다.
- [0539] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각각은 포지셔닝 신호의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임에서 전송된 포지셔닝 신호를 포함한다.
- [0540] 실시예의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임은 제1차 프레임 및 제2차 프레임을 포함하고, 포지셔닝 데이터는 제1차 프레임에서 전송된다.
- [0541] 실시예의 보조 데이터는 제2차 프레임에서 전송되고, 여기서, 보조 데이터는 보안 데이터와 인증 데이터 중 적

어도 하나를 포함한다.

- [0542] 실시예의 포지셔닝 데이터는 제2차 프레임에서 전송된다.
- [0543] 실시예의 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 인접한 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송되고, 상기 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 적어도 하나의 공통 파라미터를 가진다.
- [0544] 실시예의 적어도 하나의 공통 파라미터는 의사 랜덤 코드 및 포지셔닝 신호 데이터 중 적어도 하나이다.
- [0545] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이 의사 랜덤 코드이다.
- [0546] 실시예의 최대 길이 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 형성하는 제1의 두 최대 길이 시퀀스를 포함한다.
- [0547] 실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드이다.
- [0548] 실시예의 각 캐리어 주파수는 기본 주파수와 한 세트의 오프셋의 성분을 더한 것이고, 한 세트의 오프셋의 각 오프셋은 영이 아닌 최소의 오프셋이다.
- [0549] 실시예의 한 세트의 오프셋은, $0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$ 이고, 여기서, R은 PN 프레임 속도를 나타내고, k_0 는 영이 아닌 정수를 나타내며, Q는 오프셋의 수와 동일한 정수를 나타낸다.
- [0550] 실시예의 정수 k_0 는 2 이상인 크기를 가진다.
- [0551] 실시예의 Q의 수는 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 동일하다.
- [0552] 실시예의 적어도 하나의 어플리케이션은 수신된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 코히런트하게 통합되고, PN 프레임의 수는 Q의 정수 배수와 동일하다.
- [0553] 본 명세서에 기술된 실시예는 포지션 추적 시스템에서 크로스-간섭을 감소시키는 방법을 포함한다. 본 방법은 송신기 네트워크의 복수의 송신기로부터 의사 랜덤 범위 신호를 포함하는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 단계를 포함한다. 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 복수의 송신기의 서로 다른 부채에 의하여 동시에 전송된다. 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 제1 부채로부터 전송된 제1 신호와 제2 부채로부터 전송된 제2 신호를 포함한다. 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가진다. 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset)된다. 본 방법은 리모트 수신기에서 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 수신한다. 본 방법은 리모트 수신기를 제1 신호의 주파수로 튜닝함에 의하여, 및 수신된 신호를 제1 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시킴으로서, 제1 신호에 대한 제2 신호의 크로스-간섭을 줄인다.
- [0554] 본 명세서에 기술된 실시예는 포지션 추적 시스템에서 크로스-간섭을 감소시키는 방법에 있어서, 상기 방법은, 송신기 네트워크의 복수의 송신기로부터 의사 랜덤 범위 신호를 포함하는 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 단계 - 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 복수의 송신기의 서로 다른 부채에 의하여 동시에 전송되고, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 제1 부채로부터 전송된 제1 신호와 제2 부채로부터 전송된 제2 신호를 포함하며, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 서로 다른 캐리어 주파수를 가지고, 상기 캐리어 주파수는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호의 각 포지셔닝 신호의 대역폭의 25 퍼센트 이하인 정도만큼 서로 오프셋(offset) 되는 것을 특징으로 함 - 와, 리모트 수신기에서 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 수신하는 단계와, 리모트 수신기를 제1 신호의 주파수로 튜닝함에 의하여, 및 수신된 신호를 제1 신호의 전송된 의사 랜덤 범위 신호와 매칭된 기준 의사 랜덤 범위 신호와 상관 관계시킴으로서, 제1 신호에 대한 제2 신호의 크로스-간섭을 줄이는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 포지션 추적 시스템에서 크로스-간섭을 감소시키는 방법을 포함한다.
- [0555] 실시예의 오프셋은 의사 랜덤 범위 신호의 프레임 속도의 합의 배수이고, 프레임 속도의 분수 $1/n$ 이며, 여기서 n 은 정수이다.
- [0556] 실시예의 방법은 서로 다른 의사 랜덤 코드를 가지는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 생성하는 단계를 포함한다.
- [0557] 실시예의 방법은 동일한 의사 랜덤 코드를 가지는 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 생성하는 단계를 포함한다.
- [0558] 실시예의 방법은 의사 랜덤 범위 신호를 연속하여 여러 번 반복시키는 단계를 포함한다.
- [0559] 실시예의 방법은 시간 간격 동안에, 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 복수의 송신기에 의하여 산발적으로 전송

하는 단계를 포함한다.

- [0560] 실시예의 방법은 동일한 의사 랜덤 코드를 가지는 적어도 두 개의 추가적인 포지셔닝 신호를 생성하는 단계를 포함한다.
- [0561] 실시예의 방법은 복수의 송신기를 기하학적 패턴으로 배열시키는 단계와 복수의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 단계를 포함한다.
- [0562] 실시예의 복수의 송신기는 타임 멀티플렉싱 프레임에서의 n 개의 타임 슬롯을 사용하는 적어도 m 개의 송신기를 포함하여, 복수의 포지셔닝 신호를 방송하고, 여기서, m 및 n 은 양의 정수이다.
- [0563] 실시예의 변수 m 은 n 보다 크다.
- [0564] 실시예의 변수 m 은 n 이하이다.
- [0565] 실시예의 방법은 타임 멀티플렉싱 프레임에서의 하나 이상의 슬롯 내로 전송하는 적어도 m 개의 송신기 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0566] 실시예의 방법은 k 개의 의사 랜덤 코드 한 세트 중에서 선택된 의사 랜덤 코드를 사용하여, 적어도 m 개의 송신기의 각각으로부터 의사 랜덤 범위 신호를 전송하는 단계를 포함하고, 여기서, k 는 1 보다 큰 수인 것을 특징으로 하는 포지션 추적 시스템에서 크로스-간섭을 감소시킨다.
- [0567] 실시예의 변수 k 는 n 이상이다.
- [0568] 실시예의 방법은 복수의 송신기 중 적어도 하나의 송신기로부터, 포지셔닝 신호를 포지셔닝 신호의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임에서 전송하는 단계를 포함한다.
- [0569] 실시예의 적어도 두 개의 연속적인 타임 멀티플렉싱 프레임은 제1차 프레임 및 제2차 프레임을 포함하고, 포지셔닝 데이터는 제1차 프레임에서 전송된다.
- [0570] 실시예의 방법은 제2차 프레임에서 보조 데이터를 전송하는 단계를 포함하고, 여기서, 보조 데이터는 보안 데이터와 인증 데이터 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0571] 실시예의 방법은 제2차 프레임에서 포지셔닝 데이터를 전송하는 단계를 포함한다.
- [0572] 실시예의 방법은 서로 인접한 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 전송하는 단계를 포함하고, 상기 적어도 두 개의 포지셔닝 신호는 적어도 하나의 공통 파라미터를 가진다.
- [0573] 실시예의 적어도 하나의 공통 파라미터는 의사 랜덤 코드 및 포지셔닝 신호 데이터 중 적어도 하나이다.
- [0574] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이(maximal length) 의사 랜덤 코드이다.
- [0576] *실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드이다.
- [0577] 실시예의 복수의 송신기는 송신기의 슈퍼그룹(supergroup)을 포함하고, 상기 슈퍼그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 복수의 송신기 그룹(group)을 포함하며, 각 그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 송신기를 포함한다.
- [0578] 실시예의 슈퍼그룹의 복수의 그룹은 n -그룹 반복 패턴을 포함하고, n 은 정수이다.
- [0579] 실시예의 슈퍼그룹의 기하학적 패턴은 그룹의 육각형 패턴을 포함한다.
- [0580] 실시예의 슈퍼그룹의 복수의 그룹은 7 개의 그룹을 포함한다.
- [0581] 실시예의 각 그룹은 7 개의 송신기를 포함한다.
- [0582] 실시예의 슈퍼그룹은 시분할 멀티플렉싱(TDMA) 통신 네트워크, 코드 분할 멀티플렉싱(CDMA) 통신 네트워크 및 주파수 오프셋 멀티플렉싱(FOM) 네트워크 중 적어도 하나를 포함한다.
- [0583] 실시예의 방법은 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 복수 그룹의 그룹의 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송하는 단계를 포함한다.
- [0584] 실시예의 방법은 적어도 두 개의 포지셔닝 신호를 서로 다른 그룹에 있는 적어도 두 개의 송신기에 의해 동시에 전송하는 단계를 포함한다.

- [0585] 실시예의 복수의 포지셔닝 신호는 의사 랜덤 코드 한 세트를 포함하고, 복수 그룹의 송신기의 각 그룹은 의사 랜덤 코드 한 세트의 순열(permutation)을 사용한다.
- [0586] 실시예의 의사 랜덤 코드 한 세트의 순열은 송신기의 슬롯 수에 관하여 순환적이다.
- [0587] 실시예의 순열은 세트 내의 각 의사 랜덤 코드를 그룹의 각 송신기의 지리적인 포지션과 관련 짓는다.
- [0588] 실시예의 방법은 각 그룹의 송신기의 포지션을 전송 타임 슬롯(transmit time slot)과 관련 짓는 단계를 포함한다.
- [0589] 실시예의 방법은 복수의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0590] 실시예의 복수의 그룹의 각 그룹은 n 개의 타임 슬롯을 사용하는 n 개의 송신기를 포함하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송하고, 여기서, n 은 정수이다.
- [0591] 실시예의 방법은 동일한 세트의 타임 슬롯을 사용하여 복수의 포지셔닝 신호를 방송하는 복수의 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0592] 실시예의 방법은 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 타임 슬롯에서 방송하는 그룹의 송신기를 포함한다.
- [0593] 실시예의 방법은 다른 그룹의 의사 랜덤 코드와 서로 다른 적어도 하나의 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0594] 실시예의 적어도 하나의 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 포함한다.
- [0595] 실시예의 방법은 다른 그룹의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0596] 실시예의 방법은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0597] 실시예의 방법은 송신기의 전송의 적어도 일부에 대해 공통 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 복수의 송신기를 포함한다.
- [0598] 실시예의 의사 랜덤 코드는 골드 코드를 포함한다.
- [0599] 실시예의 의사 랜덤 코드는 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스를 포함한다.
- [0600] 실시예의 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스는 골드 코드를 형성하는 제1의 두 최대 길이 시퀀스를 포함한다.
- [0601] 실시예의 방법은 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송하는 그룹의 각 송신기를 포함한다.
- [0602] 실시예의 방법은 복수의 그룹의 다른 모든 그룹과 동일한 한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0603] 실시예의 방법은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0604] 실시예의 방법은 슈퍼그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송하는 슈퍼그룹의 각 송신기를 포함한다.
- [0605] 실시예의 방법은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함
- [0606] 실시예의 방법은 최대 길이 의사 랜덤 시퀀스에 부합하여 적어도 하나의 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0607] 실시예의 슈퍼그룹의 각 그룹의 적어도 하나의 의사 랜덤 코드는 슈퍼그룹의 어떠한 다른 그룹의 의사 랜덤 코드와 다르다.
- [0608] 실시예의 방법은 슈퍼그룹의 다른 그룹의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.

- [0609] 실시예의 방법은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼그룹의 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0610] 실시예의 방법은 슈퍼그룹의 다른 그룹에 의해 사용된 의사 랜덤 코드와 다른 의사 랜덤 코드를 사용하는 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0611] 실시예의 방법은 동일한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함하고, 각 그룹의 의사 랜덤 코드는 복수의 그룹의 다른 모든 그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치(permuted)시키는 단계를 포함한다.
- [0612] 실시예의 방법은 다른 그룹으로부터의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼 그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0613] 실시예의 복수의 송신기는 송신기의 복수의 슈퍼그룹을 포함하고, 복수의 슈퍼 각 슈퍼그룹은 기하학적 패턴으로 배열된 복수 그룹의 송신기를 포함한다.
- [0614] 실시예의 방법은 그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송하는 그룹의 각 송신기를 포함한다.
- [0615] 실시예의 방법은 복수의 슈퍼그룹의 다른 모든 슈퍼그룹과 동일한 한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하는 복수의 슈퍼그룹의 각 슈퍼그룹을 포함하고, 각 슈퍼그룹의 의사 랜덤 코드는 복수의 슈퍼그룹의 다른 모든 슈퍼그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치시키는 단계를 포함한다.
- [0616] 실시예의 방법은 동일한 슈퍼그룹의 다른 그룹의 주파수에서의 오프셋과 다른 주파수에서의 오프셋을 사용하는 복수 그룹의 슈퍼그룹의 각 그룹을 포함한다.
- [0617] 실시예의 방법은 동일한 슈퍼그룹의 다른 송신기로부터의 서로 다른 의사 랜덤 코드를 사용하여 방송하는 복수의 슈퍼그룹의 각 슈퍼그룹 내의 각 송신기를 포함한다.
- [0618] 실시예의 방법은 다른 모든 슈퍼그룹에 의해 사용되는 바와 같이 동일한 세트의 의사 랜덤 코드를 사용하는 각 슈퍼그룹을 포함하고, 슈퍼그룹의 의사 랜덤 코드는 다른 모든 슈퍼그룹의 슬롯 수에 대해 순열로 배치시키는 단계를 포함한다.
- [0619] 실시예의 방법은 동일한 전송 파라미터를 사용하는 송신기들 사이의 거리와 송신기 반지름의 비율을 사용하여 기하학적 패턴에 해당하는 성능을 측정하는 단계를 포함한다.
- [0620] 실시예의 방법은 슈퍼그룹에 의해 사용되는 프로토콜의 멀티플렉싱과 관련 있는 상관관계 감소(correlation rejection)를 사용하여 기하학적 패턴에 해당하는 성능의 측정하는 단계를 포함한다.
- [0621] 실시예의 방법은 각 캐리어 주파수는 기본 주파수와 한 세트의 오프셋의 성분을 합산하여 각 캐리어 주파수를 생성하는 단계를 포함하고, 한 세트의 오프셋의 각 오프셋은 영이 아닌 최소의 오프셋의 배수이다.
- [0622] 실시예의 한 세트의 오프셋은, $0, k_0R+R/Q, 2 k_0R+2R/Q, 3 k_0R+3R/Q \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$ 이고, 여기서, R은 PN 프레임 속도를 나타내고, k_0 는 영이 아닌 정수를 나타내며, Q는 오프셋의 수와 동일한 정수를 나타낸다.
- [0623] 실시예의 정수 k_0 는 2 이상인 크기를 가진다.
- [0624] 실시예의 Q의 수는 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수와 동일하다.
- [0625] 실시예의 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수는 Q의 정수 배수와 동일하다.
- [0626] 실시예의 Q의 수는 슈퍼그룹 내의 송신기의 그룹과 동일하고, 리모트 수신기에 의해 코히런트하게 통합된 포지셔닝 신호의 PN 프레임의 수는 슈퍼그룹 내의 송신기의 수보다 크다.
- [0627] 실시예의 방법은 기본 주파수로부터의 한 세트의 캐리어 주파수 오프셋을 포함하되, 세트 내의 각 오프셋은 복수의 포지셔닝 신호 각각의 대역폭의 25 퍼센트 이하이다.
- [0628] 본 명세서에 기술된 구성은 함께 위치되거나 별도의 로케이션에 위치될 수 있다. 통신 경로는 구성들을 결합시키고, 구성들 사이로 파일을 통신 또는 전송하기 위한 어떤 매개체를 포함한다. 통신 경로는 무선 연결, 유선 연결 및 무선/유선 하이브리드 연결을 포함한다. 또한, 통신 경로는 로컬 영역 네트워크(LAN), 메트로폴리탄 영

역 네트워크(MAN), 광역 네트워크(WAN), 전용 네트워크, 사무실간 네트워크 또는 백엔드(backend) 네트워크 및 인터넷을 포함한다. 더구나, 통신 경로는 플래시 RAM, USB 연결, RS-232 연결, 전화선, 버스 및 전자 메일 메시지만 아니라, 플로피 디스크, 하드 디스크 드라이브 및 CD-ROM 디스크와 같은 착탈식 고정 매개체를 포함한다.

[0629] 본 명세서에 기술된 시스템과 방법의 태양은, 응용 주문형 집적 회로(application specific integrated circuit, ASIC)뿐만 아니라, 필드 프로그램 가능 게이트 어레이(field programmable gate array, FPGA), 프로그램 가능 어레이 논리(programmable array logic, PAL) 장치, 전기적으로 프로그램 가능한 논리 및 기억 장치 및 표준 셀-기반 장치와 같은 프로그램 가능 논리 장치(PLD)를 포함하는 다양한 회로내로 기능적으로 프로그램 되어 실행될 수 있다. 시스템과 방법을 실행하는 태양에 대한 다른 가능성은 메모리(전기적으로 삭제 프로그램 가능한 리드 온리 메모리(EEPROM)와 같은)를 가진 마이크로컨트롤러, 내장형 마이크로프로세서, 펌웨어 소프트웨어 등을 포함한다. 더구나, 시스템과 방법의 태양은 소프트웨어-기반 회로 에뮬레이션(emulation), 이산 논리(순차적인 또는 조합의), 맞춤형 장치, 퍼지(신경) 논리, 양자 장치(quantum device) 및 상기 장치 유형의 하이브리드를 포함하는 마이크로프로세서 내에서 구현될 수 있다. 물론, 기초 장치 기술은, 가령, CMOS 기술과 같은 MOSFET 기술, 에미터-결합된 논리(ECL)과 같은 바이폴라 기술, 폴리머 기술(가령, 실리콘-컨주게이트드 폴리머와 메탈-컨주게이트드 폴리머-메탈 구조), 아날로그와 디지털 혼합등과 같은 다양한 구성 유형내에 제공될 수 있다.

[0630] 본 명세서에 개시된 어떠한 시스템, 방법 및/또는 다른 구성은, 해동적, 레지스터 전소, 논리 구성, 트랜지스터, 레이아웃 기하형상 및/또는 다른 특징의 측면에서, 디자인 틀이 지원되고 데이터로서 표현(또는 나타난)된 컴퓨터를 사용하고, 및/또는 다양한 컴퓨터-리더블 미디어에 구현된 명령어를 사용하여 기술된다는 것을 주목해야 할 것이다. 이러한 포맷된 데이터 및/또는 명령어가 구현될 수 있는 컴퓨터-리더블 미디어는 다양한 형태(가령, 광학, 자기성 또는 반도체 저장 미디어)의 불-휘발성 저장 미디어와 무선, 광학 또는 유선 시그널링 미디어 또는 이의 조합을 통한 이러한 포맷된 데이터 및/또는 명령어의 전송에 사용될 수 있는 캐리어파를 포함하나, 이에 제한되지 않는다. 이러한 포맷된 데이터 및/또는 캐리어파에 의한 명령어의 전송의 예는 하나 이상의 데이터 전송 프로토콜(가령, HTTP, HTTPs, FTP, SMTP, WAP 등)을 통하여, 인터넷 및/또는 다른 컴퓨터 네트워크로 전송(업로드, 다운로드, 이-메일 등)하는 것을 포함하나, 이에 제한되지는 않는다. 하나 이상의 컴퓨터-리더블 미디어를 통하여 컴퓨터 시스템 내에서 수신될 경우, 이러한 데이터 및/또는 상기 기술된 구성의 명령어-기반의 표현은 하나 이상의 다른 컴퓨터 프로그램의 실행과 함께 컴퓨터 시스템 내의 개체(entity)를 처리함에 의하여(가령, 하나 이상의 프로세서) 처리될 수 있다.

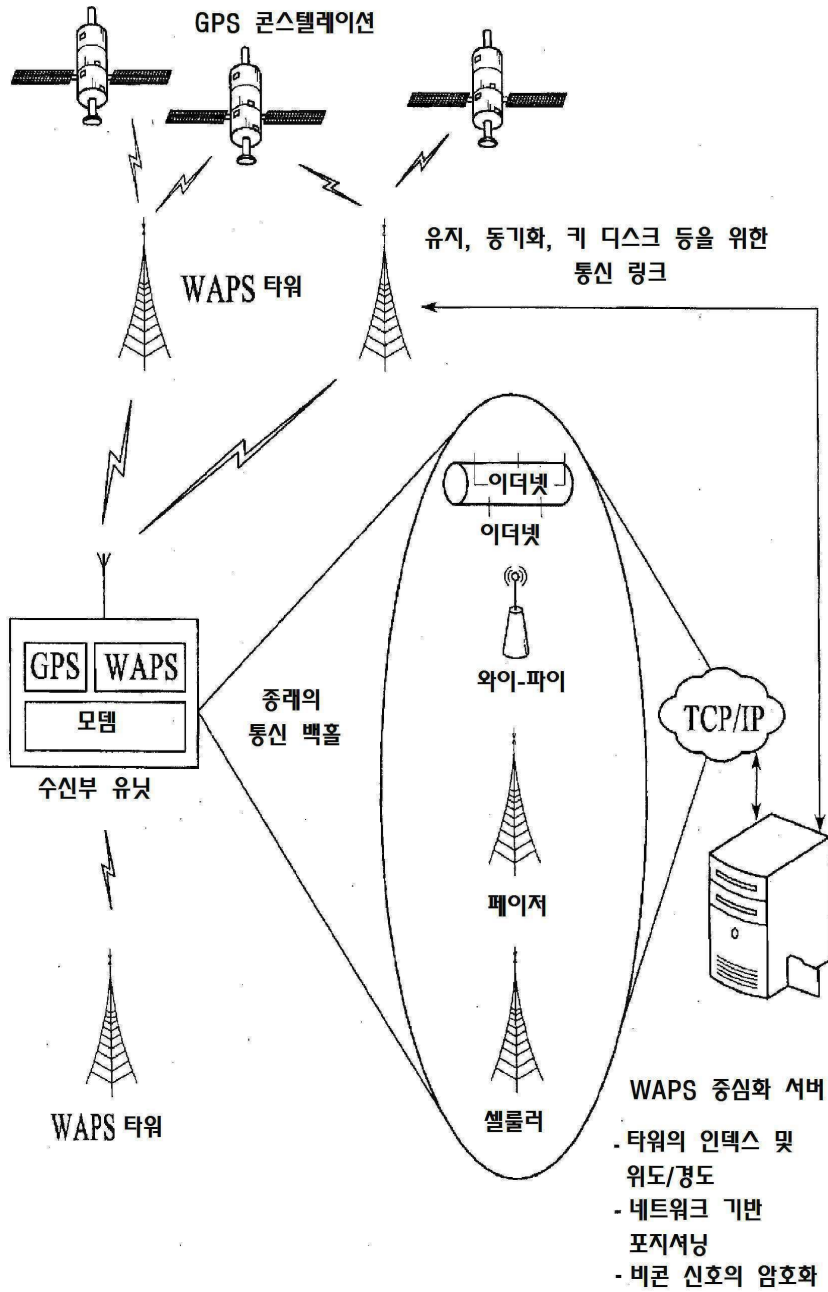
[0631] 문맥상 명백한 다른 표시를 요구하지 않는 한, 발명의 상세한 설명과 청구 범위 전반에 걸쳐, 단어 "포함한다.", "포함하는" 및 이와 유사한 것은 배제의 의미 혹은 철저한 의미(exclusive or exhaustive sense)가 아닌 포함의 의미(inclusive sense)로 해석되어야 한다. 다시 말하면, "포함하나, 이에 제한되지 않는다" 의미이다. 또한, 단수 또는 복수를 사용하는 단어는 각각 단수 또는 복수를 포함한다. 또한, 단어 "본 명세서에서", "여기서", "상기", "이하" 및 이와 유사한 단어는 본 출원에서 사용될 경우, 본 출원의 특정 부분이 아닌 전체로서 본 출원에 관한 것을 나타낸다. 단어 "또는"은 둘 이상의 아이템의 리스트에 관하여 사용될 때, 상기 단어는 단어의 다음 설명(본 리스트의 어떠한 아이템, 리스트의 모든 아이템 및 리스트의 어떤 조합)의 전부를 커버한다.

[0632] 시스템과 방법의 실시예의 상기 설명은 개시된 정확한 형태로 시스템과 방법을 제한하거나 철저하게 맞추려는게 아니다. 시스템 및 방법의 구체적인 실시예와 그 예시가 본 명세서에 설명적 의도로 기술되나, 다양한 등가적인 수정사항이 당업자가 인식하는 한, 시스템과 방법의 범위 내에서 가능하다. 본 명세서에 제공된 시스템과 방법의 기술은 상기 기술된 시스템과 방법에 대한 것 뿐만아니라 다른 시스템과 방법에 적용될 수 있다. 상기 기술된 다양한 실시예의 요소나 기능은 결합되어 추가 실시예를 제공할 수 있다. 이들 및 다른 변형은 상기 자세한 설명을 고려하여 시스템과 방법에 적용될 수 있다.

[0633] 일반적으로, 후술하는 청구항에서, 사용된 용어는 개시된 명세서와 청구항의 구체적인 실시예로 시스템과 방법이 제한되어 해석되어서는 아니되고, 청구항하에서 작동하는 모든 시스템과 방법을 포함하도록 해석되어야 한다. 따라서, 시스템과 방법은 개시물에 의해 제한되지 않고, 그 대신, 범위는 청구항에 의하여 전체적으로 결정되어야 한다. 시스템과 방법의 어떤 태양이 어떤 청구항 형태로 제시되나, 발명자는 다른 청구항 형태인 시스템과 방법의 다양한 태양을 생각한다. 따라서, 발명자는 본 출원서를 제출한 이후에, 시스템과 방법의 다른 태양을 위한 이러한 추가 청구항을 형성할 목적으로, 청구항을 추가할 권리를 가진다.

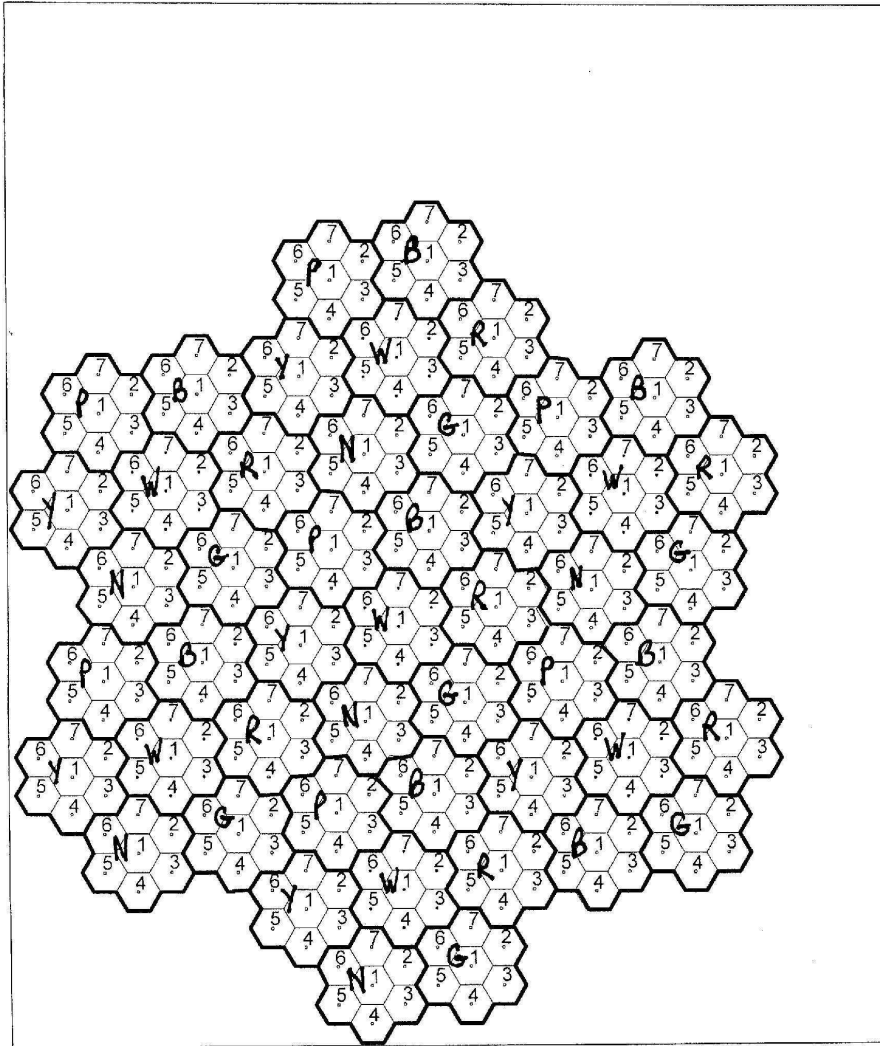
도면

도면1



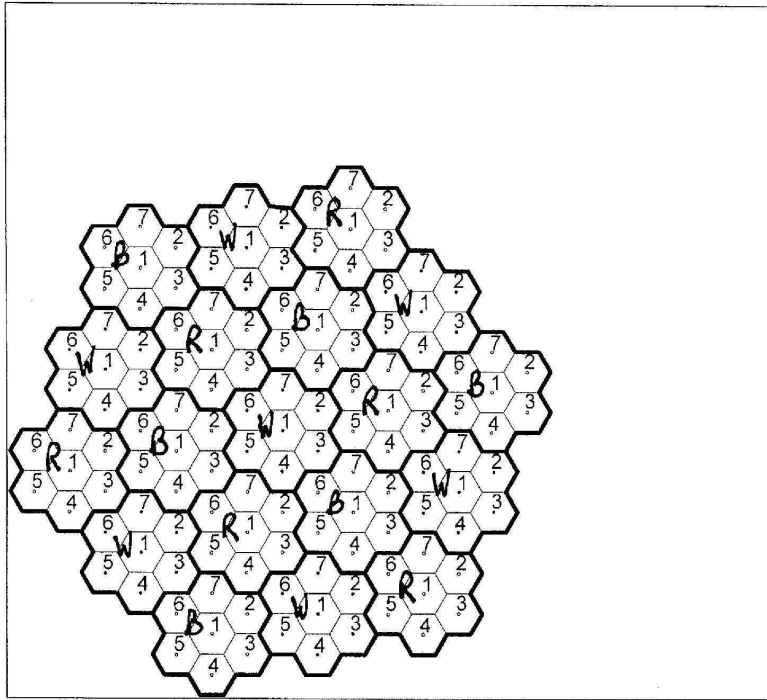
도면2

200



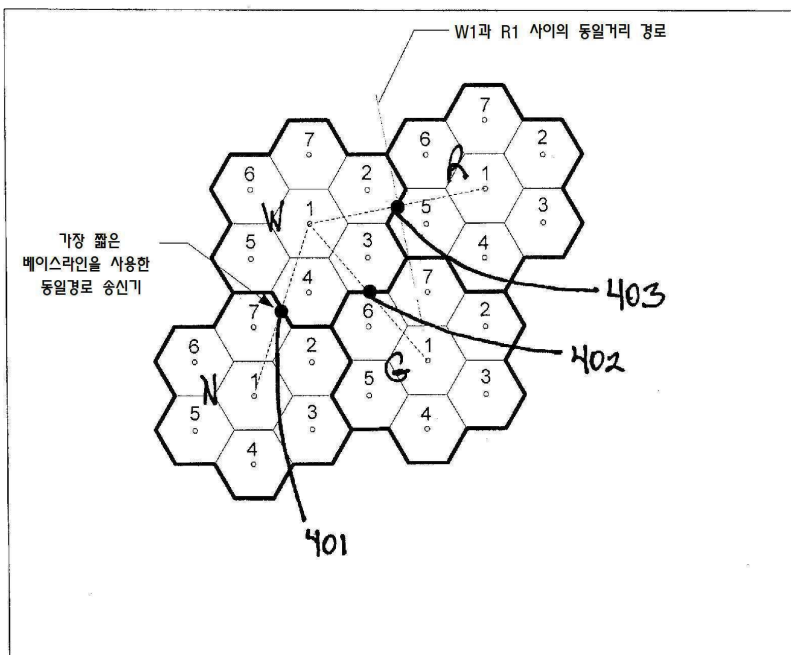
도면3

300



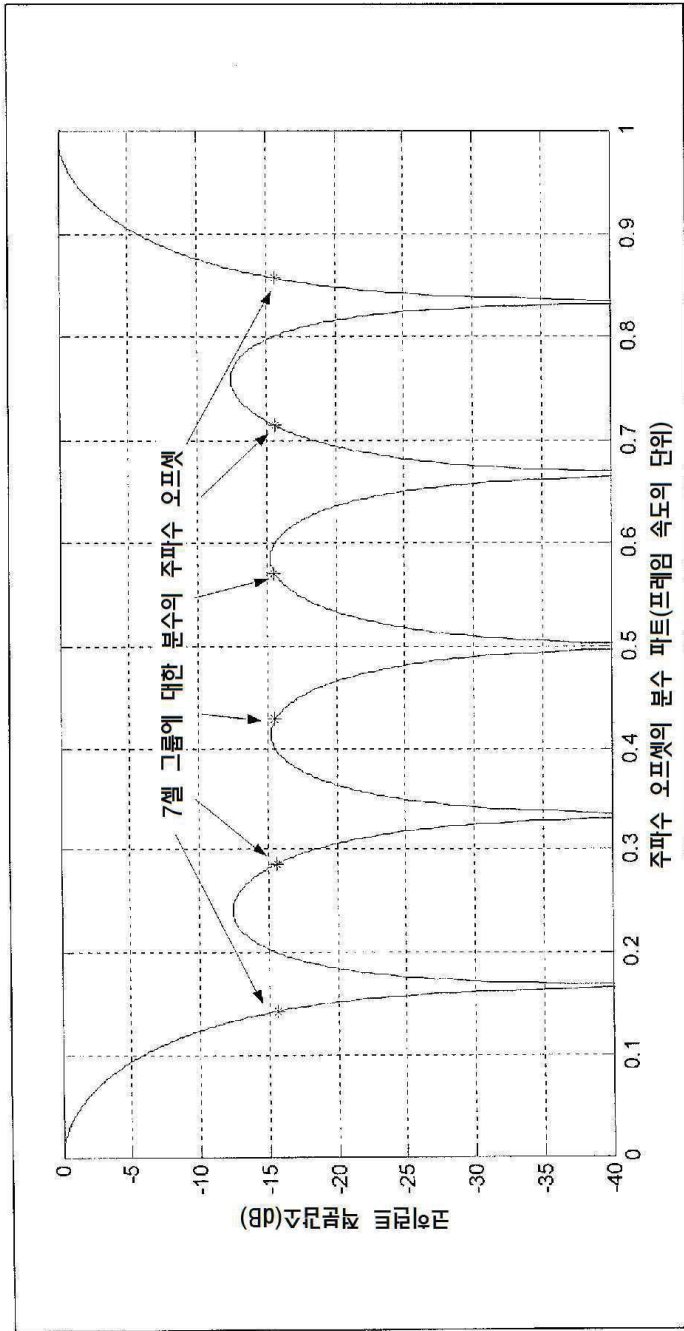
도면4

400



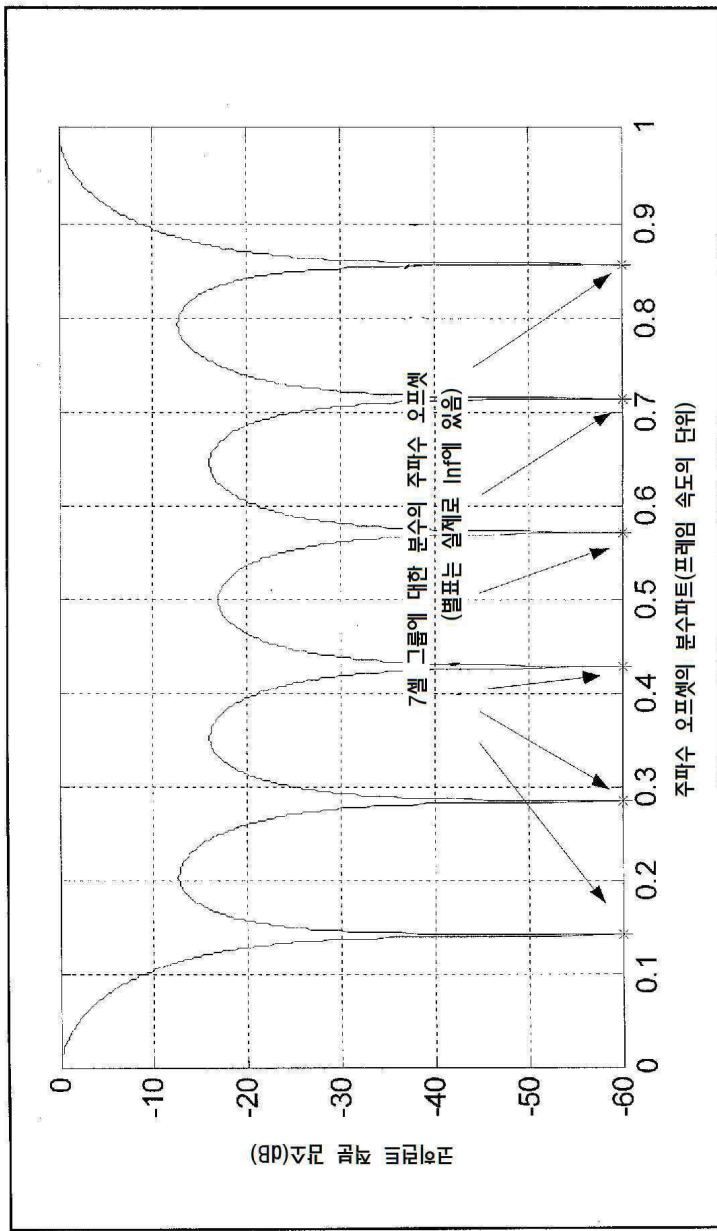
도면5a

500



도면5b

501



도면6

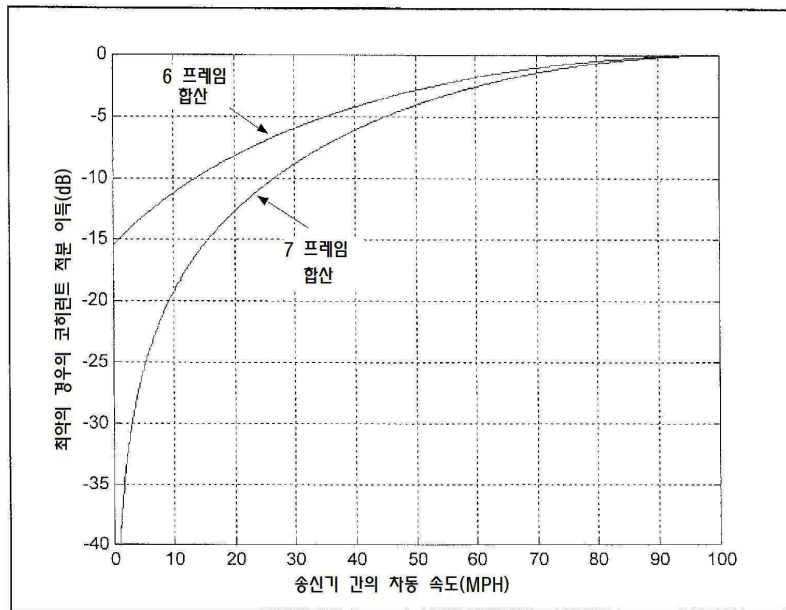
멀티플렉싱 명명법	그룹 (코드 또는 ML) 양 코드 #PN	서로 다른 PN 코드를 가진 #그룹	전계 #PN 코드	전계 #주파수	적분된 #프레임	코드 감소 (0 도플러에서)	멀티 프레임 저분 이득 (0 도플러에서)	최악의 경우 프레임 저분 이득(dB) (@ 다양한 속도)		
								저동 MPH		
								6	30	100
7G/7G	7G	7G	49	1	Any	23.9	0	0	0	
1G/7G	1G	7G	7	1	Any	23.9	0	0	0	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	6	19.9-23.5	15.6	6	0	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	7	19.9-23.5	∞	8.8	0	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	9	19.9-23.5	14.0-26.1	12.9	0	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	6	19.9-23.0	15.6	6	0	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	7	19.9-23.0	∞	8.8	0	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	9	19.9-23.0	14.0-26.1	12.9	0	
7G/7F	7G	1G	7	7	6	17.9; 19.9-23.0	15.6	6	0	
7G/7F	7G	1G	7	7	7	17.9; 19.9-23.0	∞	8.8	0	
7G/7F	7G	1G	7	7	9	17.9; 19.9-23.0	14.0-26.1	12.9	0	
1M/7F	1M	1M	1	7	6	17.9;25.6	15.6	6	0	
1M/7F	1M	1M	1	7	7	17.9;25.6	∞	8.8	0	
1M/7F	1M	1M	1	7	9	17.9;25.6	14.0-26.1	12.9	0	

도면7

주파수 오프셋의 정수 피트 (프레임 속도의 단위)	대역폭/%증가 (kHz)	0 레그에서 최악의 상호 상관관계 (dB)	필요한 주파 대역폭 (kHz)
2	12/0.6	-17.8	8.6/7
3	18/0.9	-20.8	18.6/7
4	24/1.2	-23.0	24.6/7
5	30/1.5	-24.7	30.6/7
6	36/1.8	-26.2	36.6/7

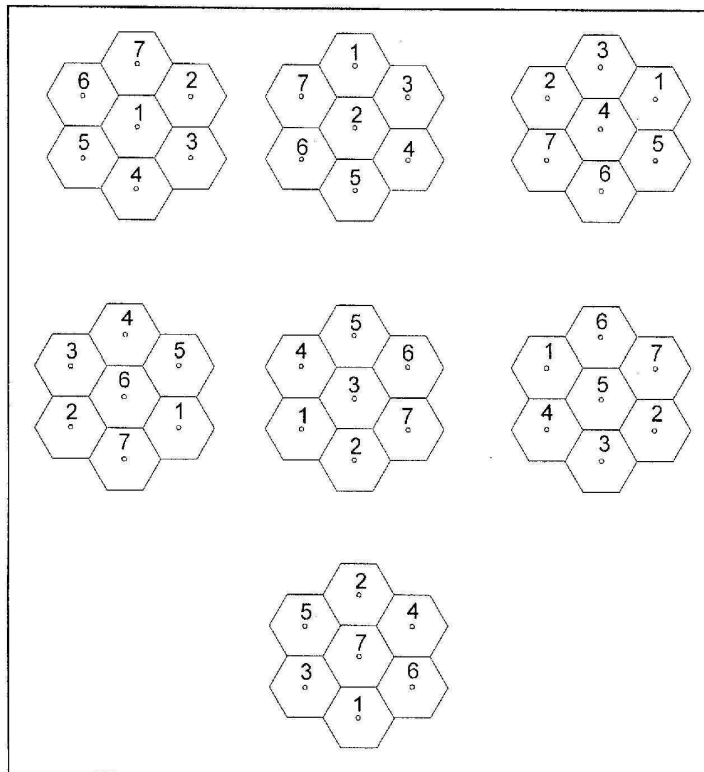
도면8

800



도면9

900

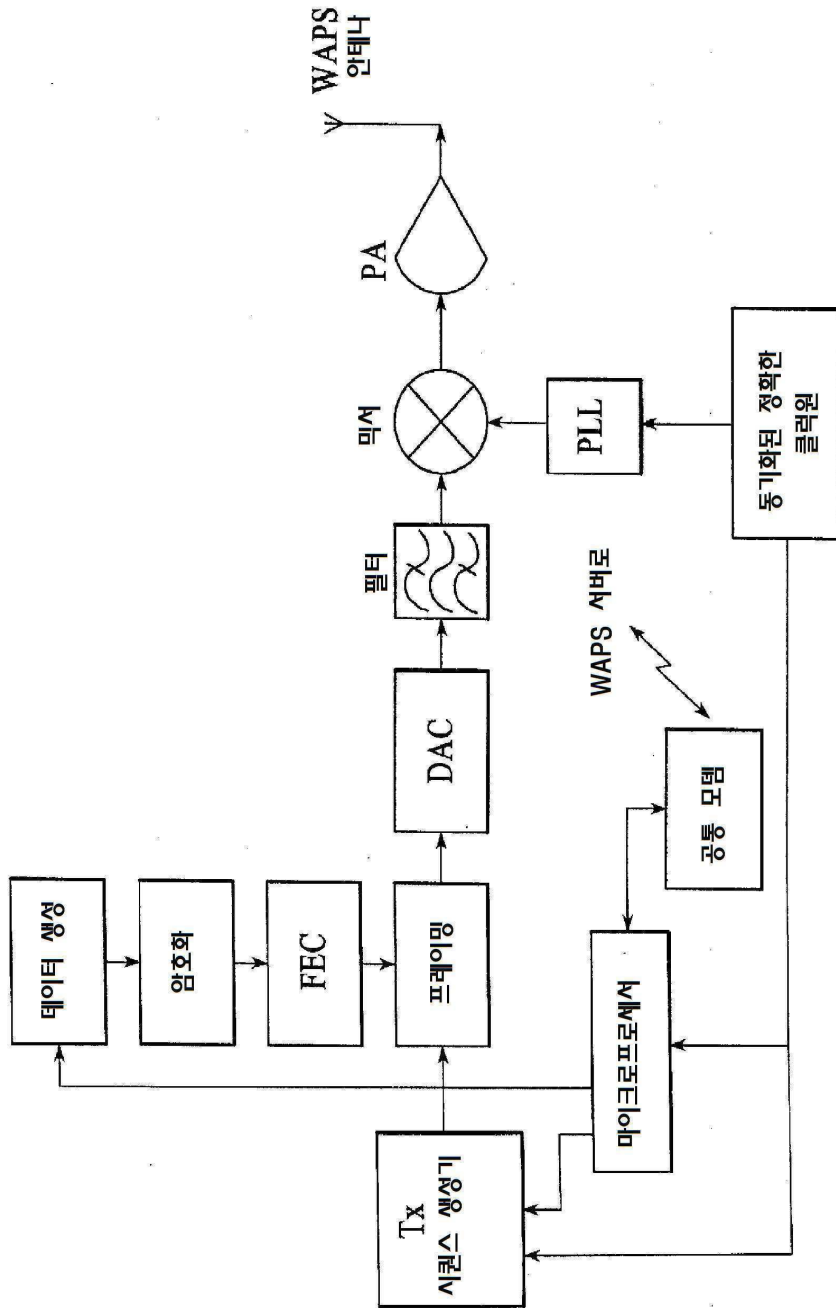


도면10

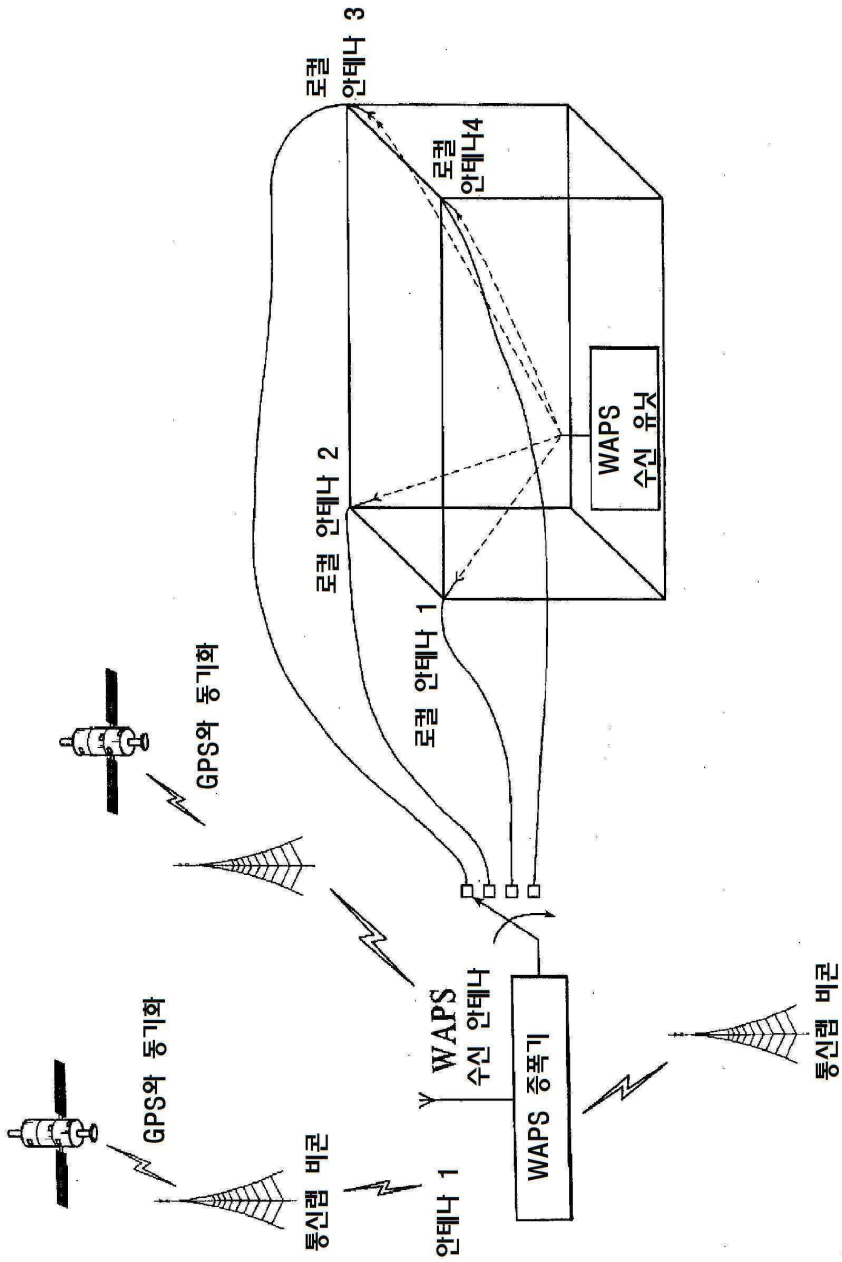
1000

바람직한 순서	코드 사이의 지연	등가 필	+/- 사이드러브 런 길이
1	853	1000100001	25
2	714	0011111100	23
3	797	0011000101	22
4	602	1110110011	21
5	1012	0101101001	18
6	536	0111100110	18
7	456	1110101011	18
8	422	0010110011	18
9	76	0011111110	18
10	476	1000000011	17

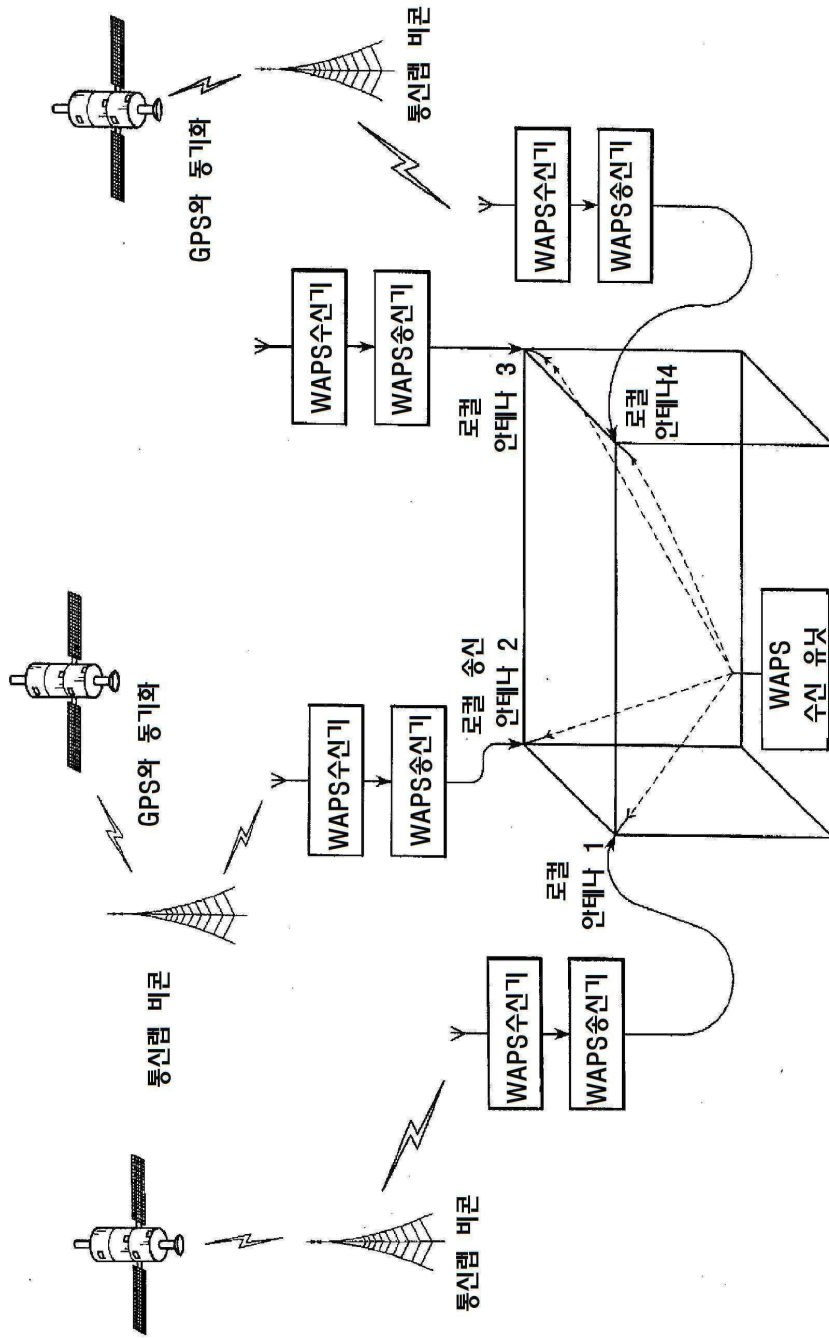
도면11



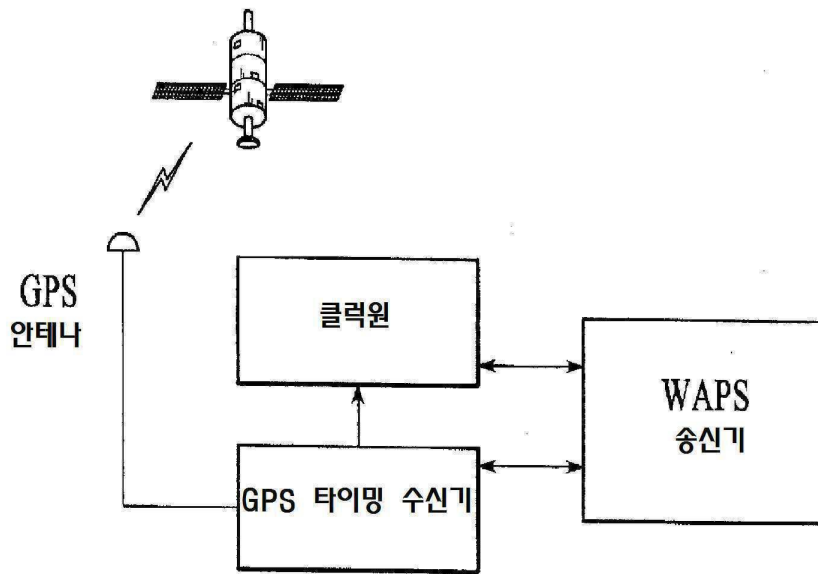
도면12



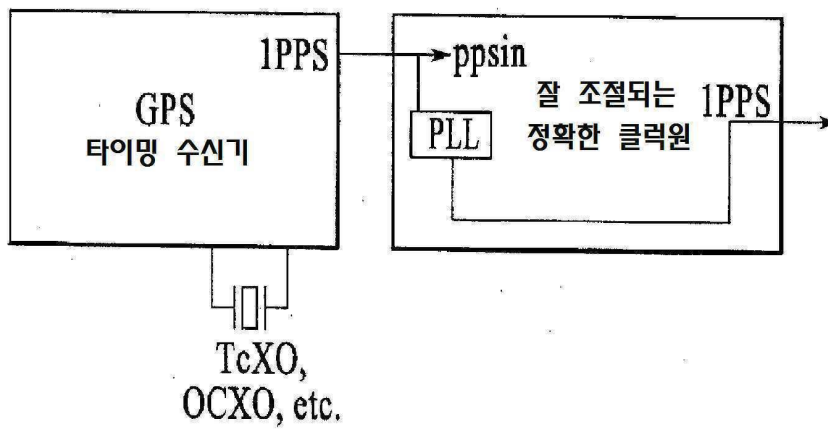
도면13



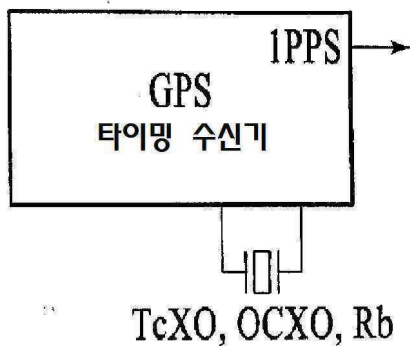
도면14



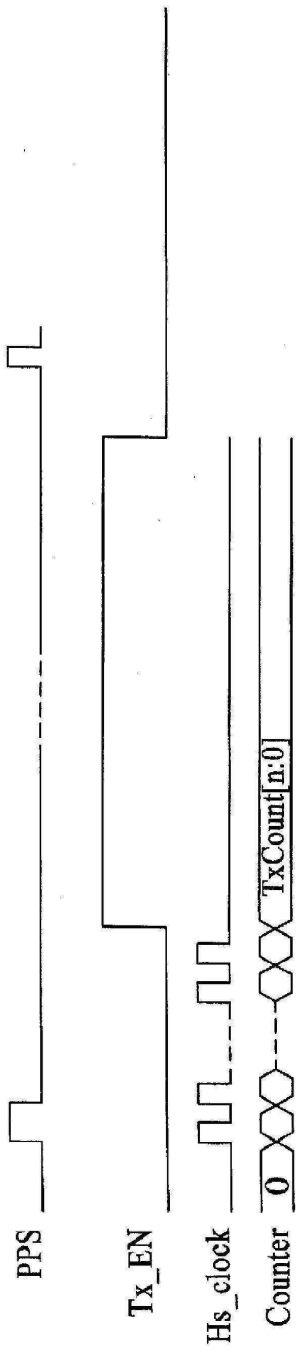
도면15



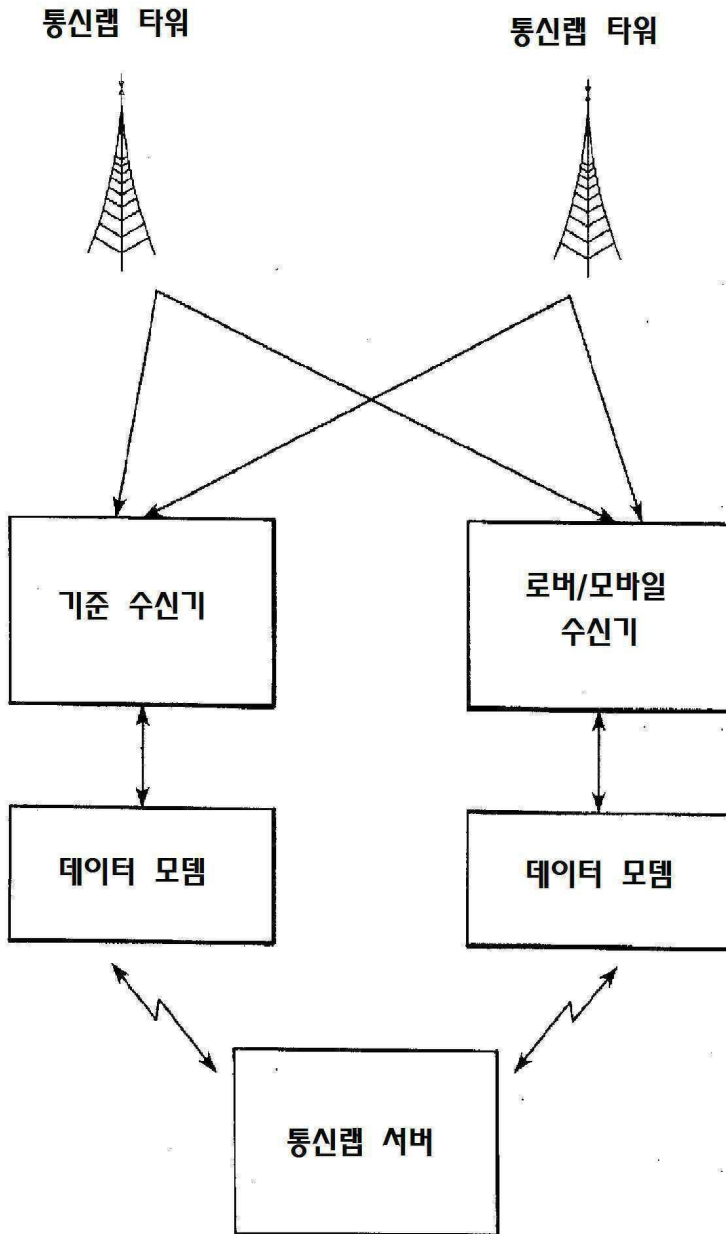
도면16



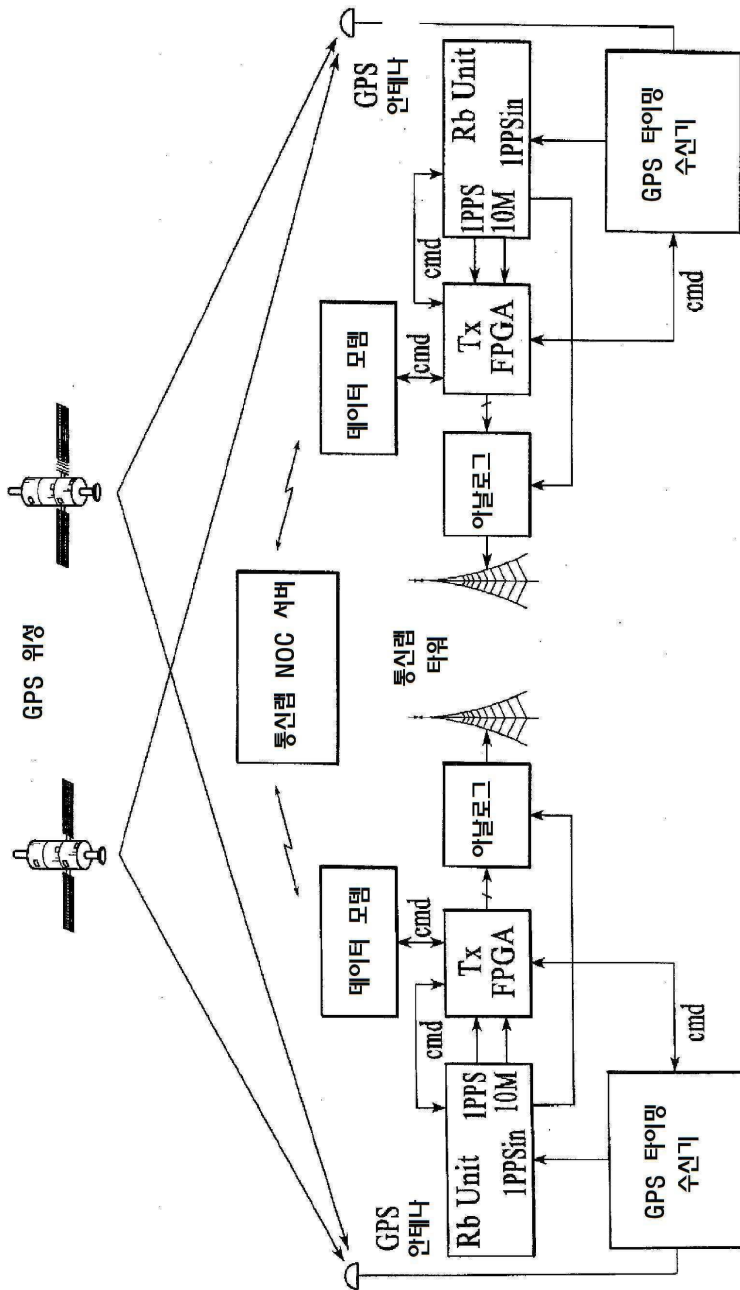
도면17



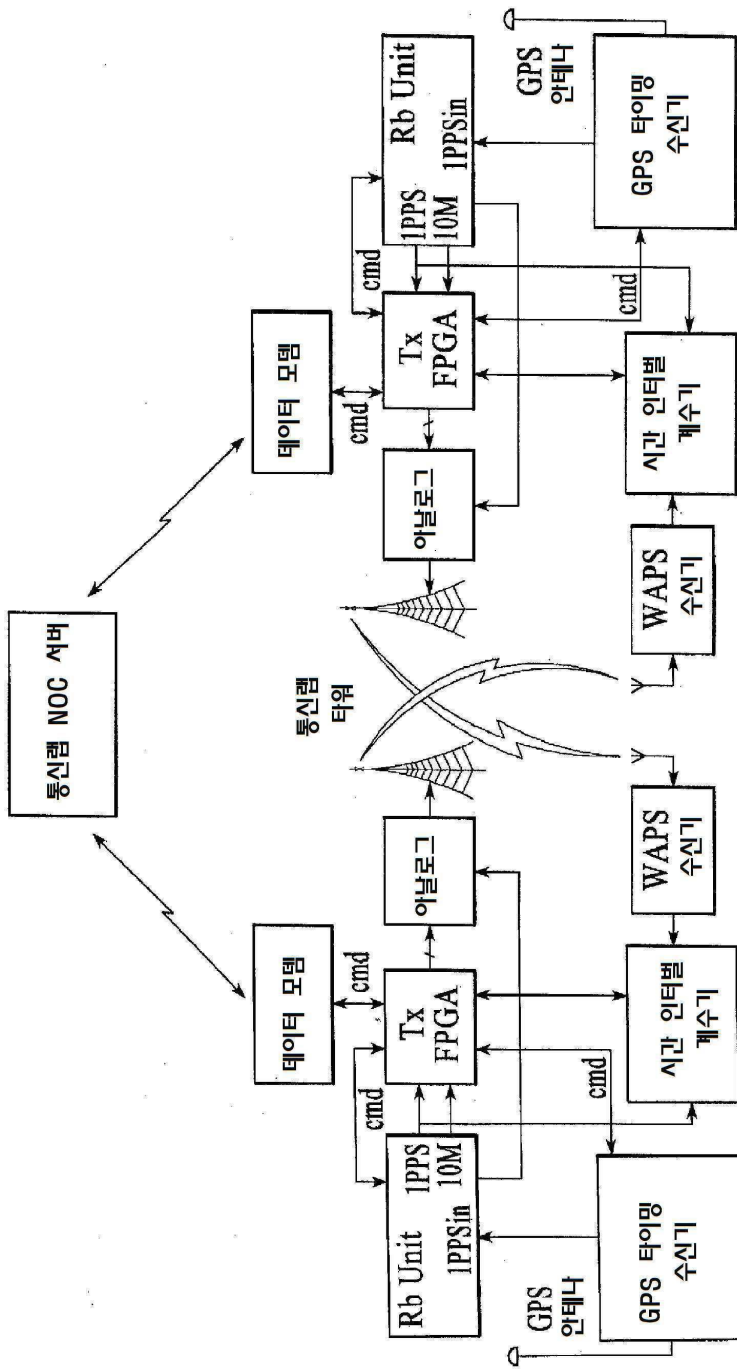
도면18



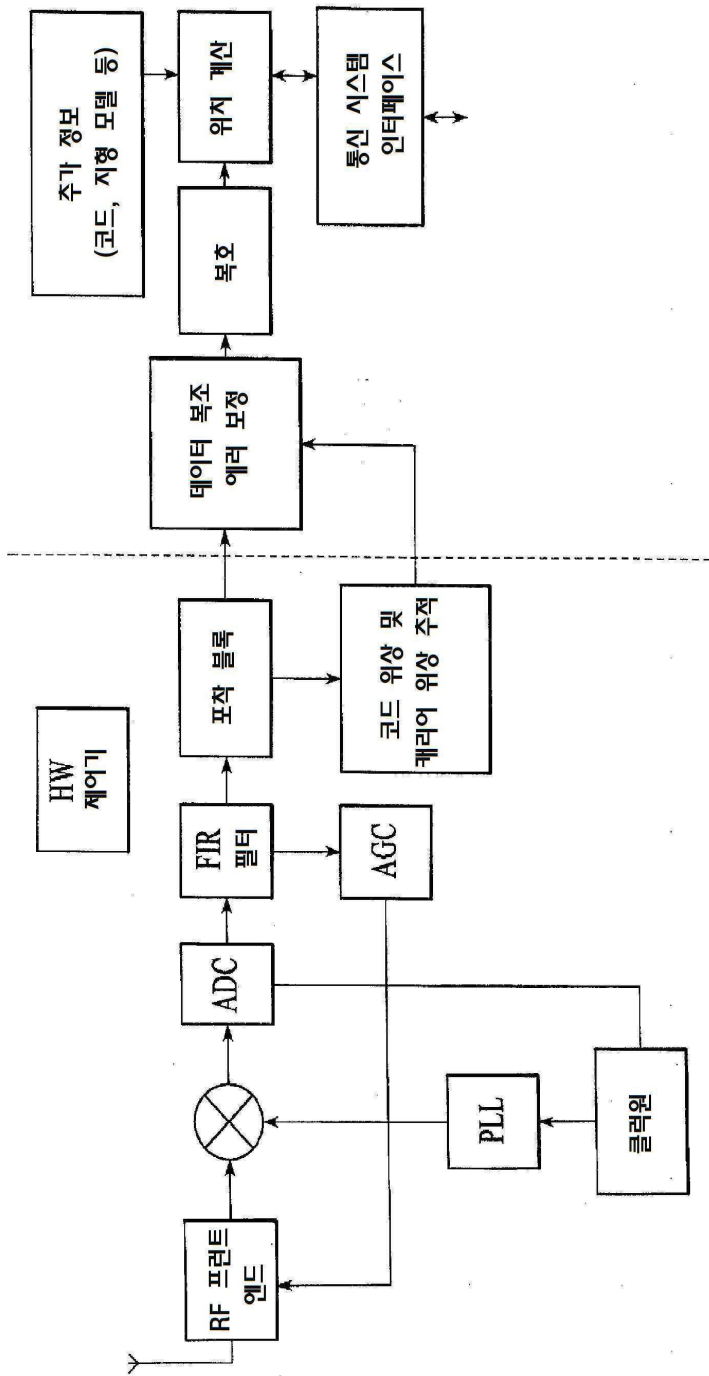
도면19



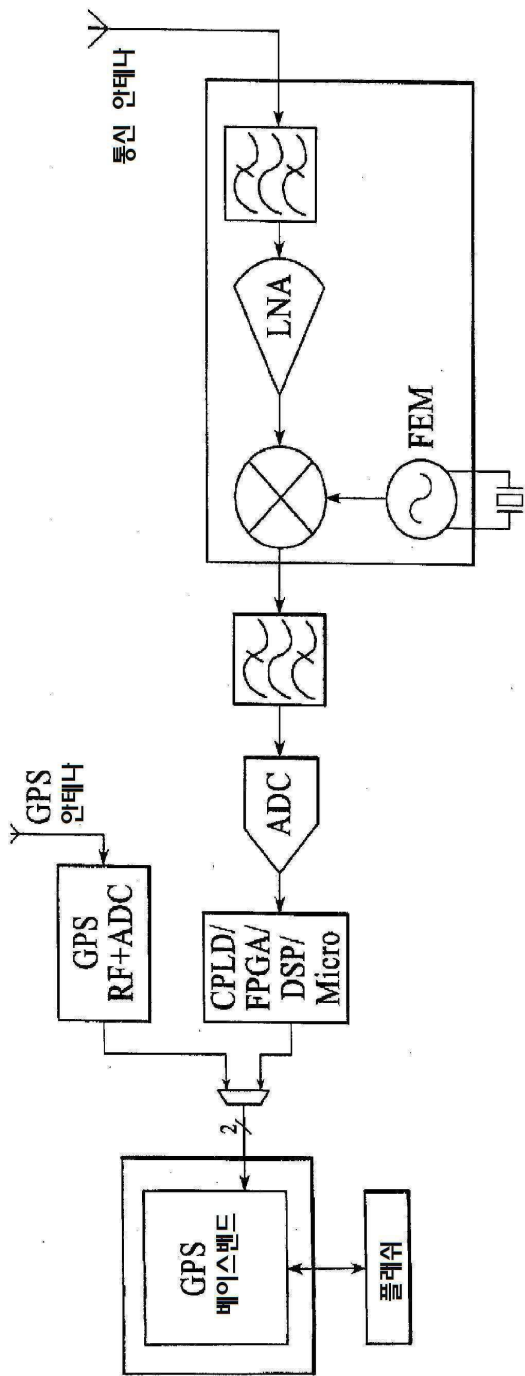
도면20



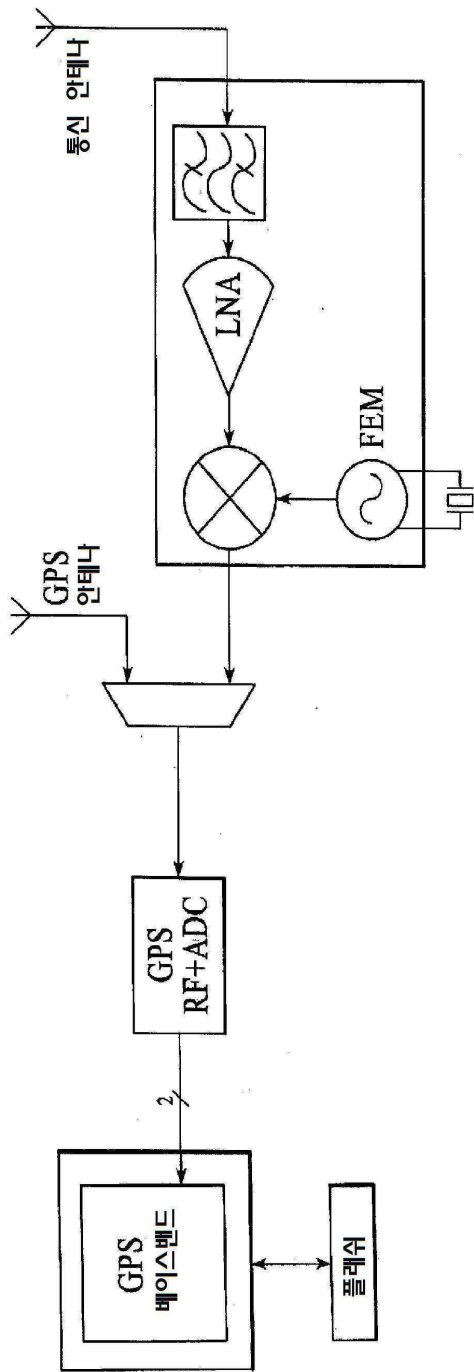
도면21



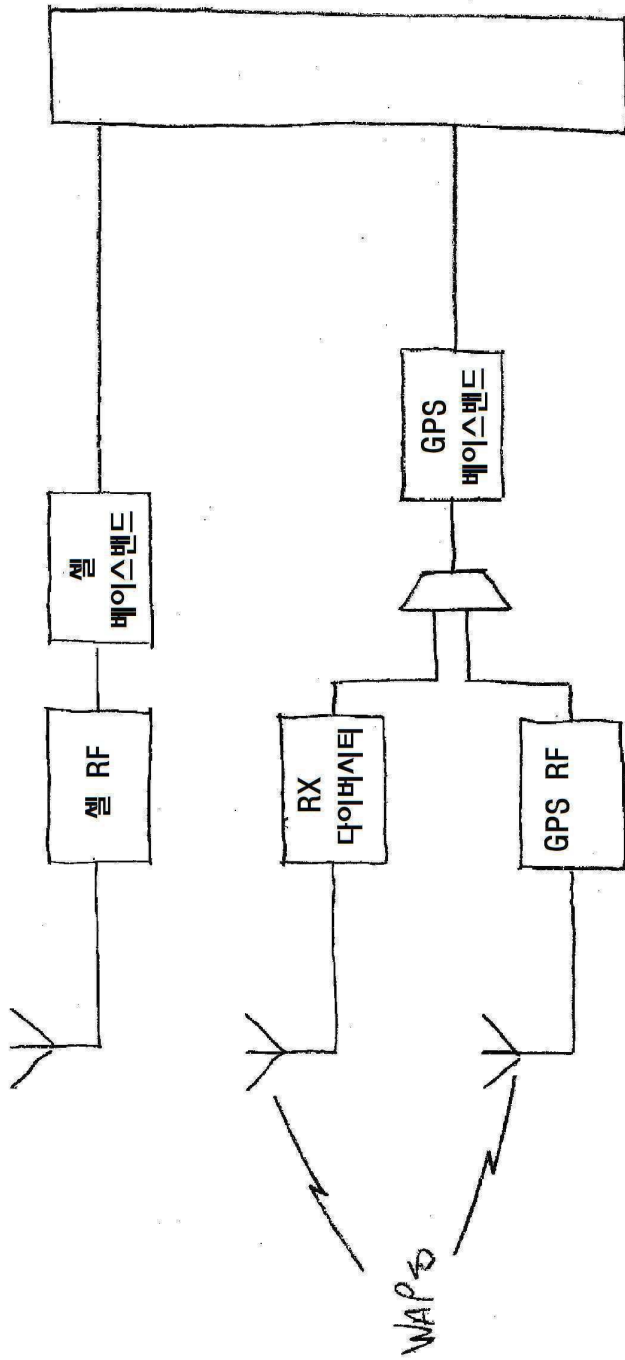
도면22



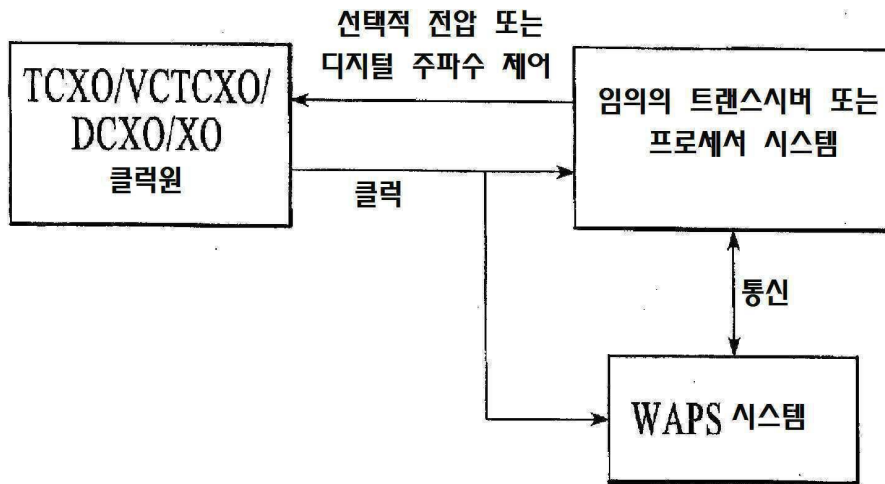
도면23



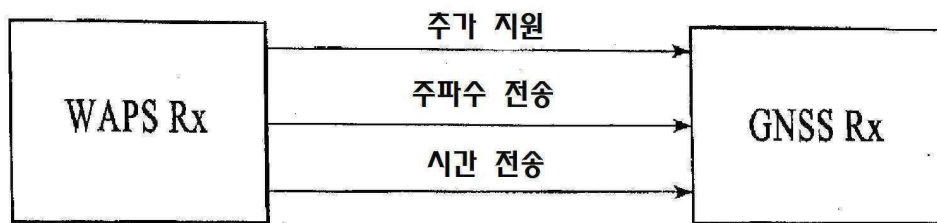
도면24



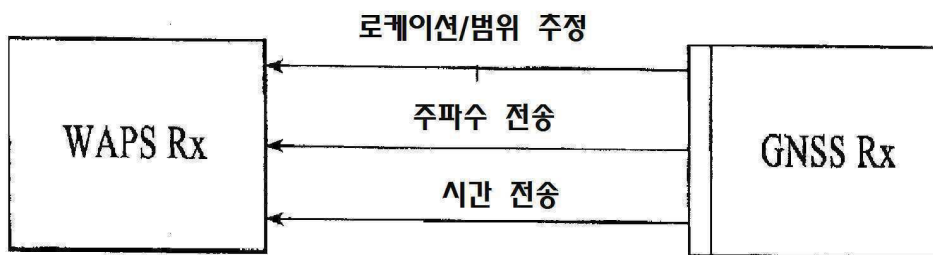
도면25



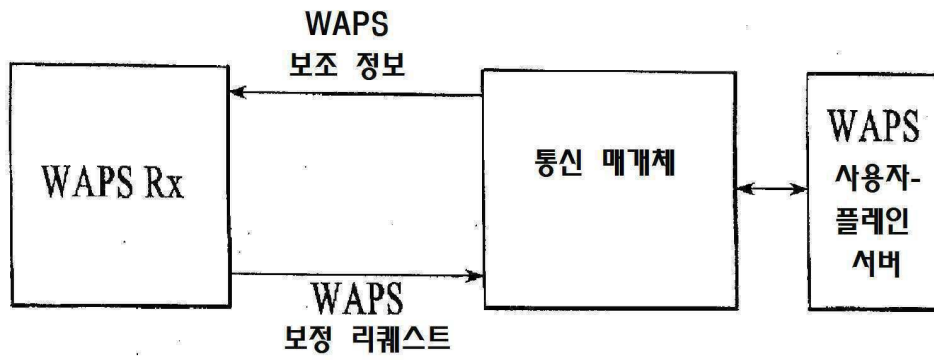
도면26



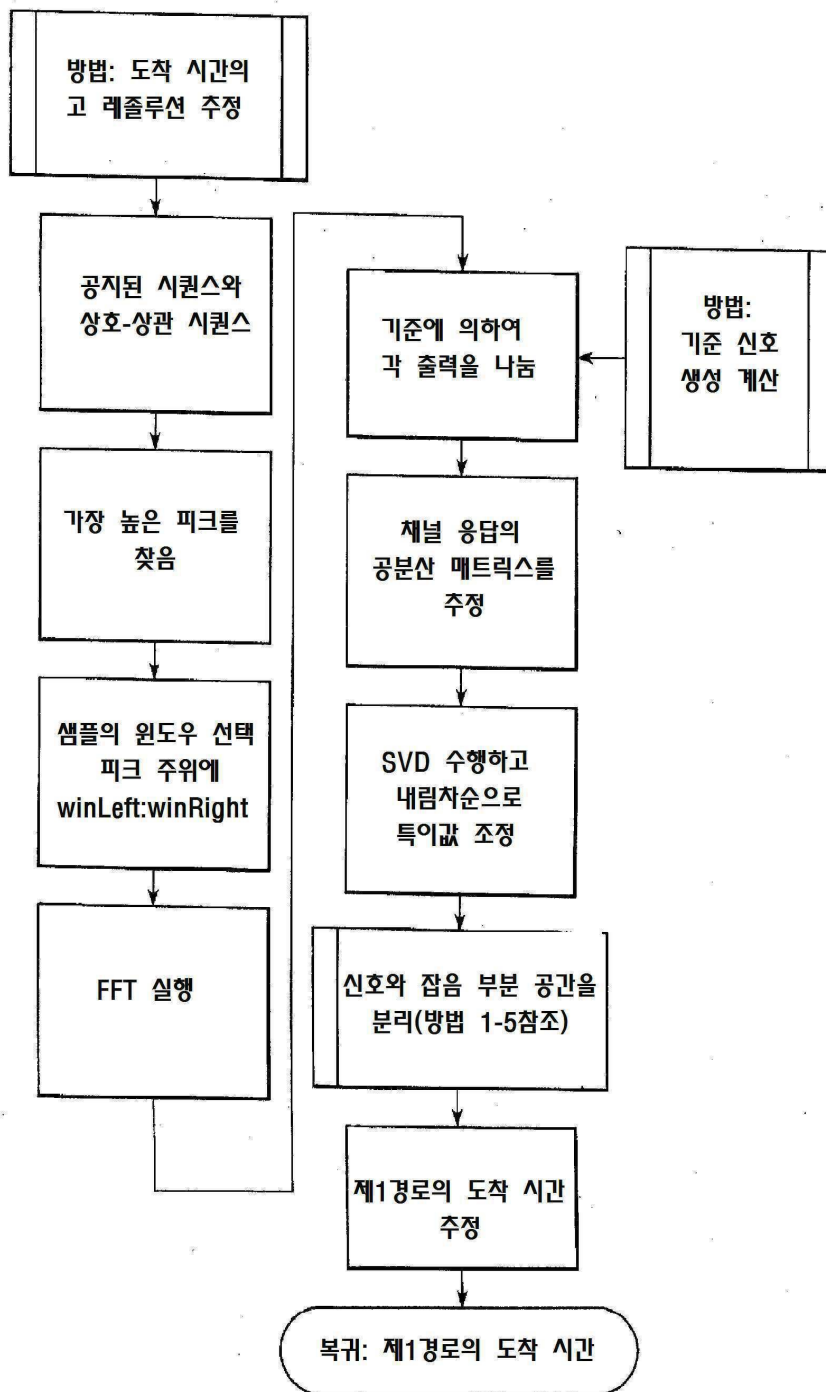
도면27



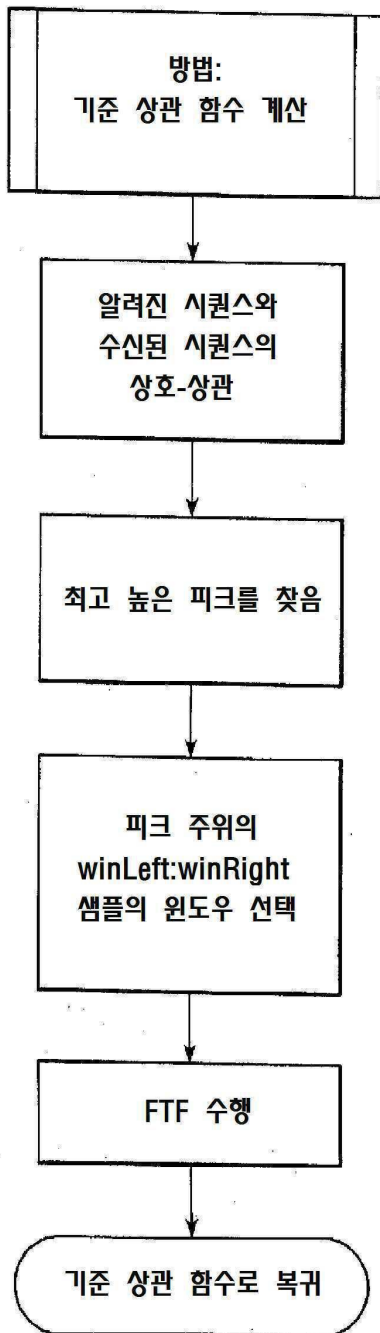
도면28



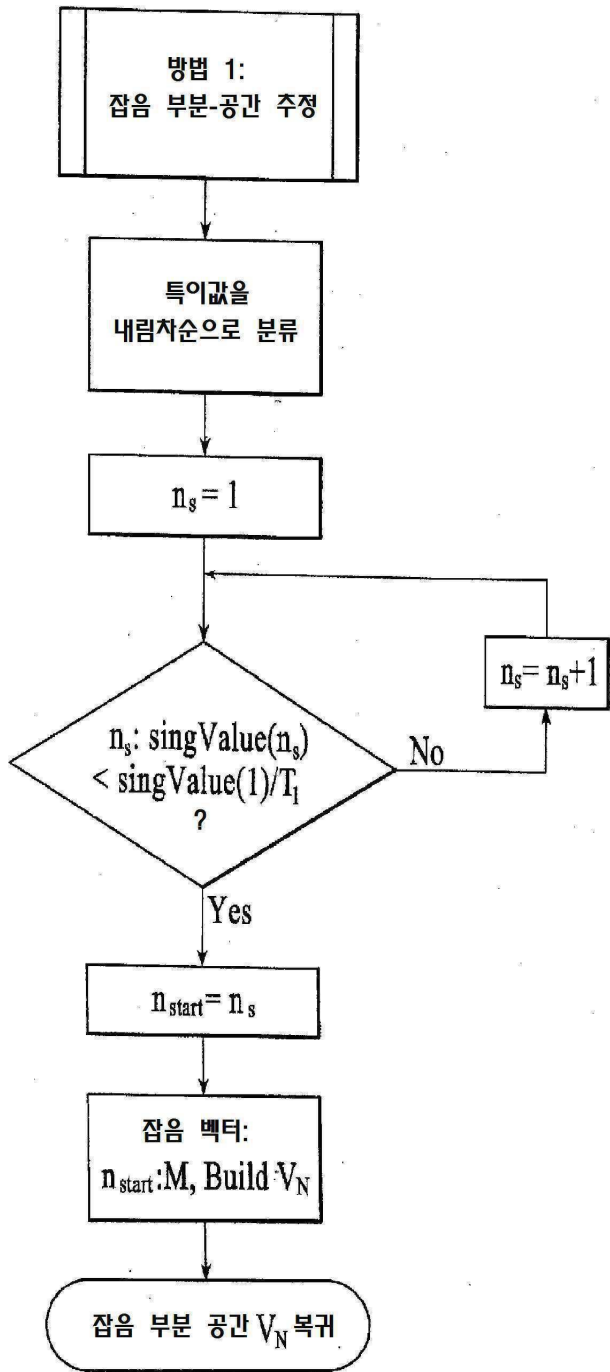
도면29



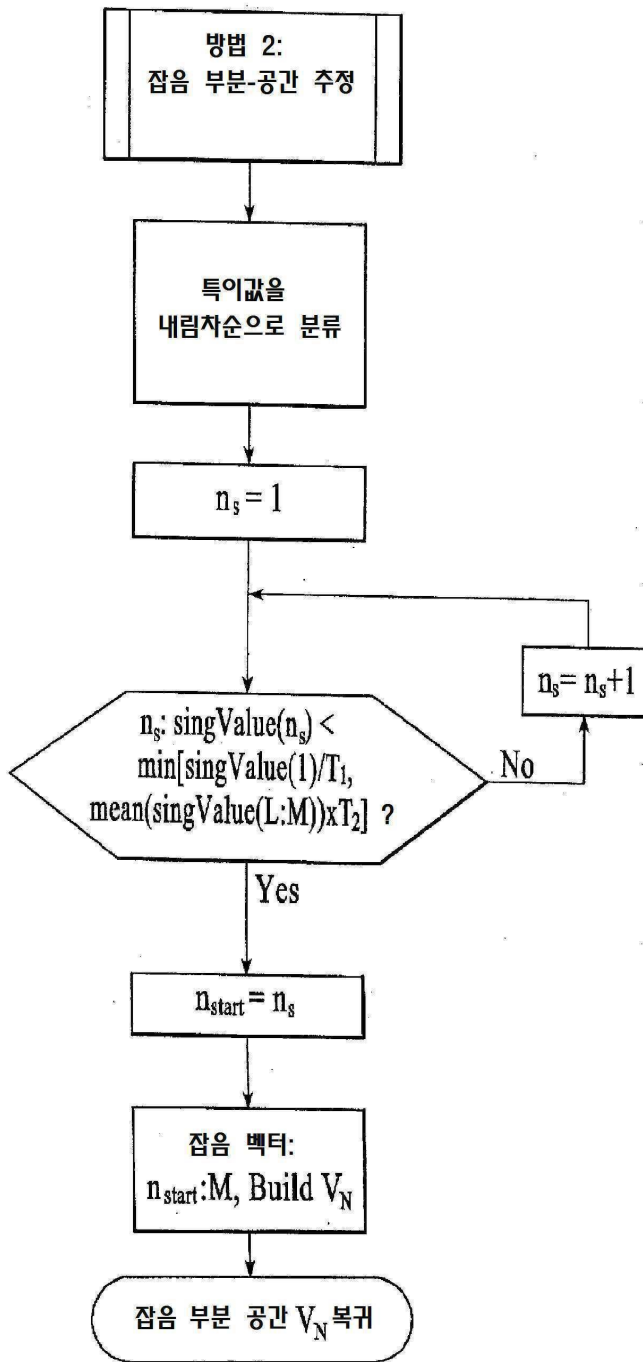
도면30



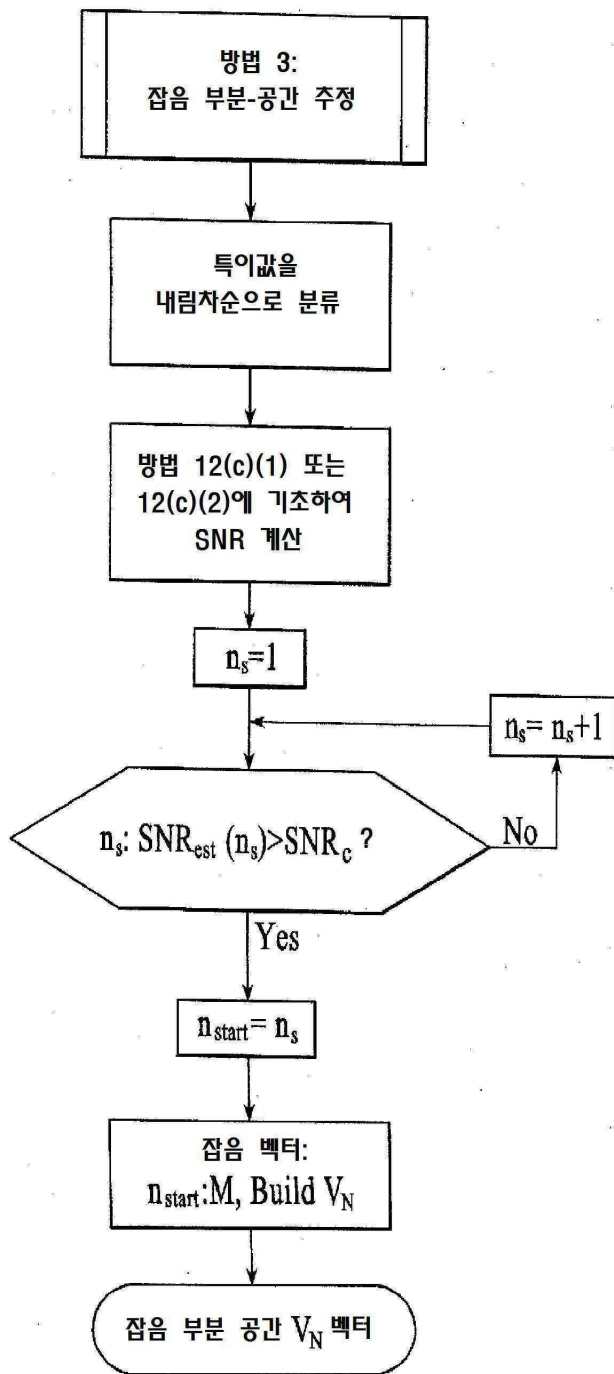
도면31



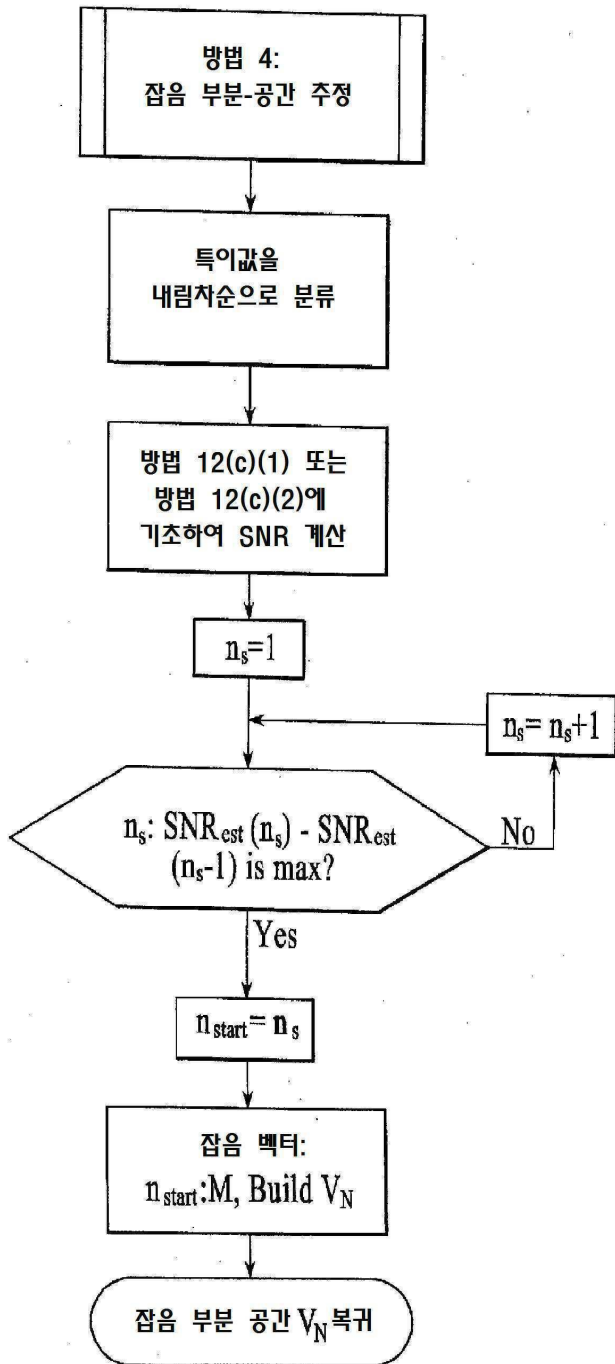
도면32



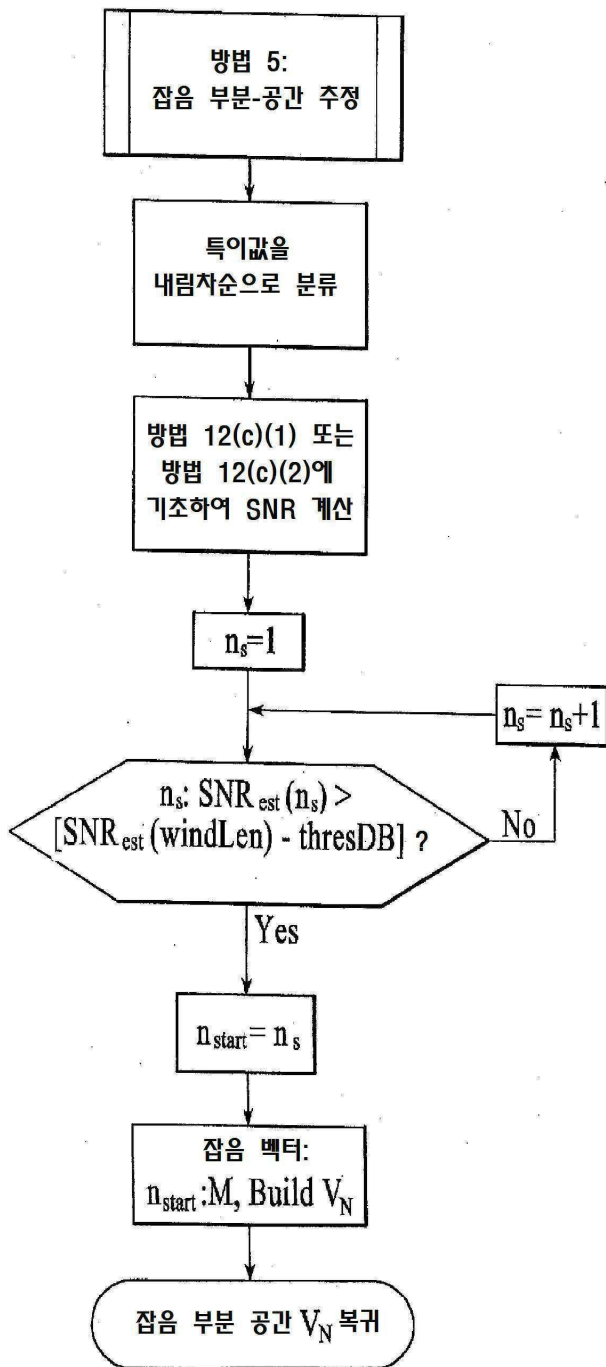
도면33



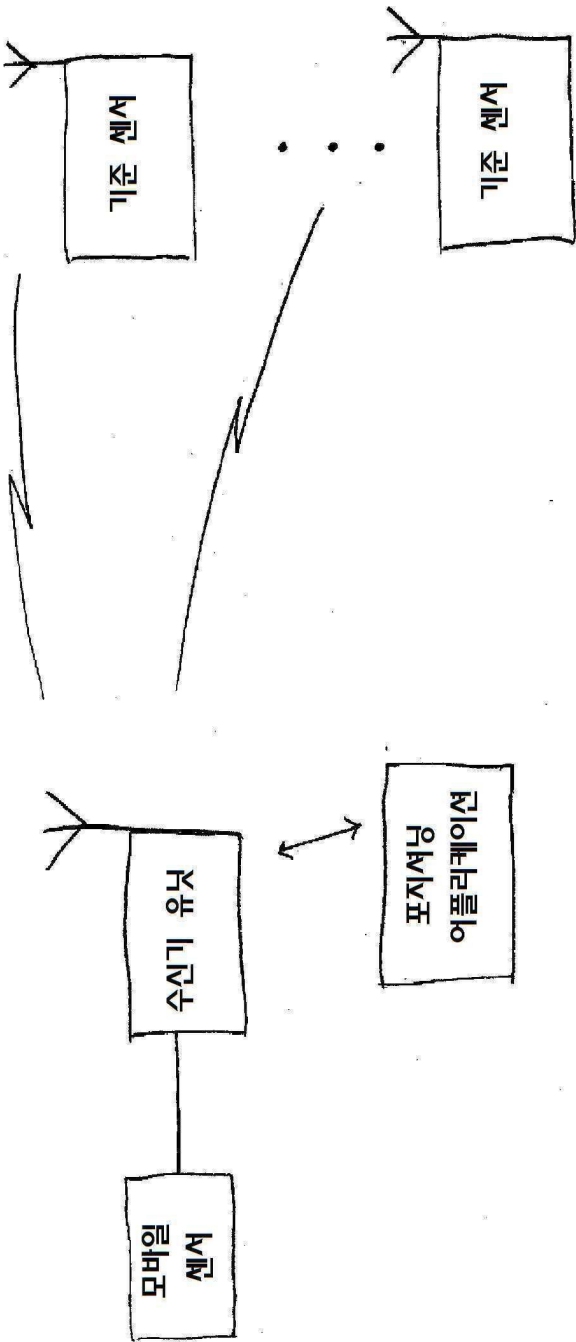
도면34



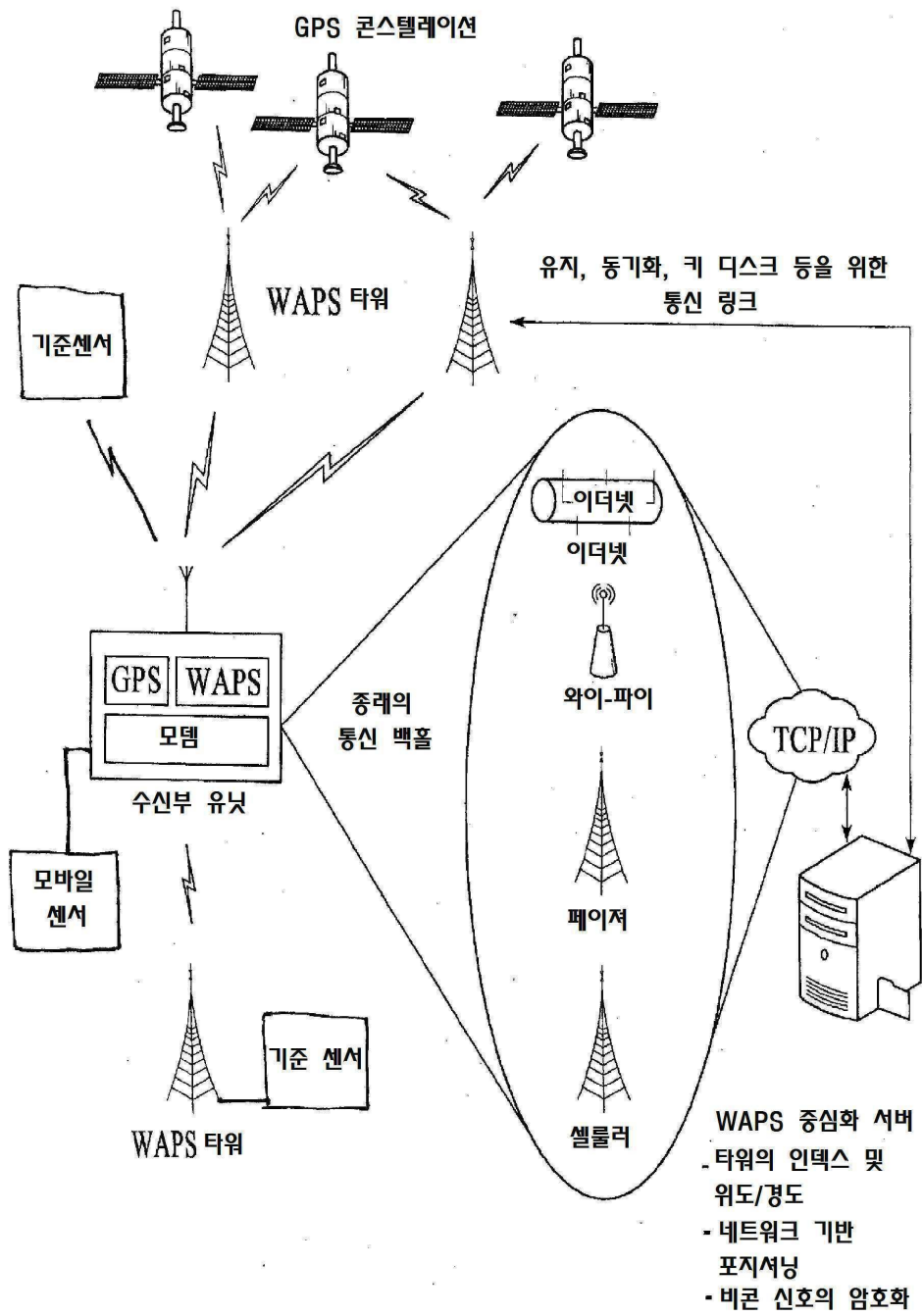
도면35



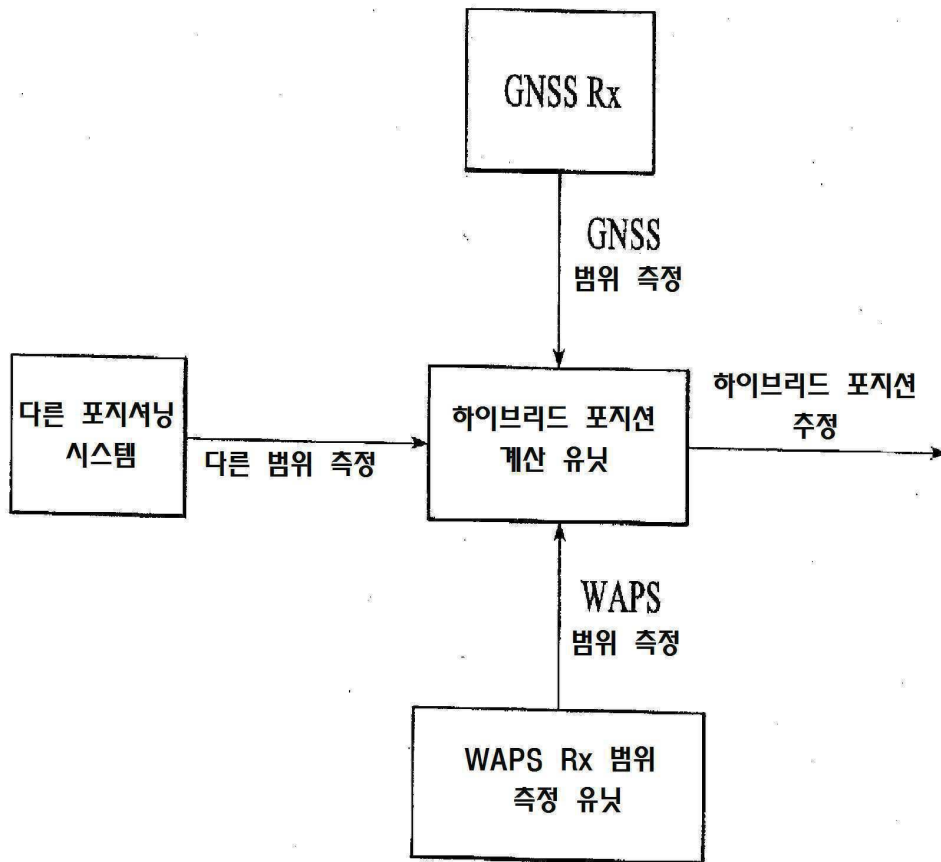
도면36



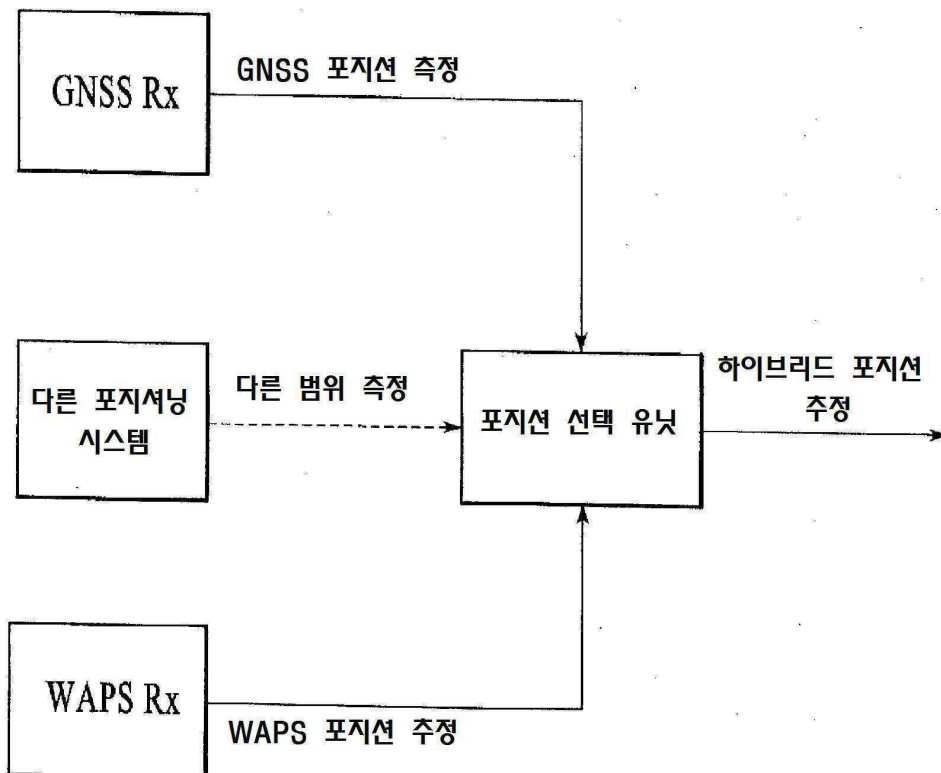
도면37



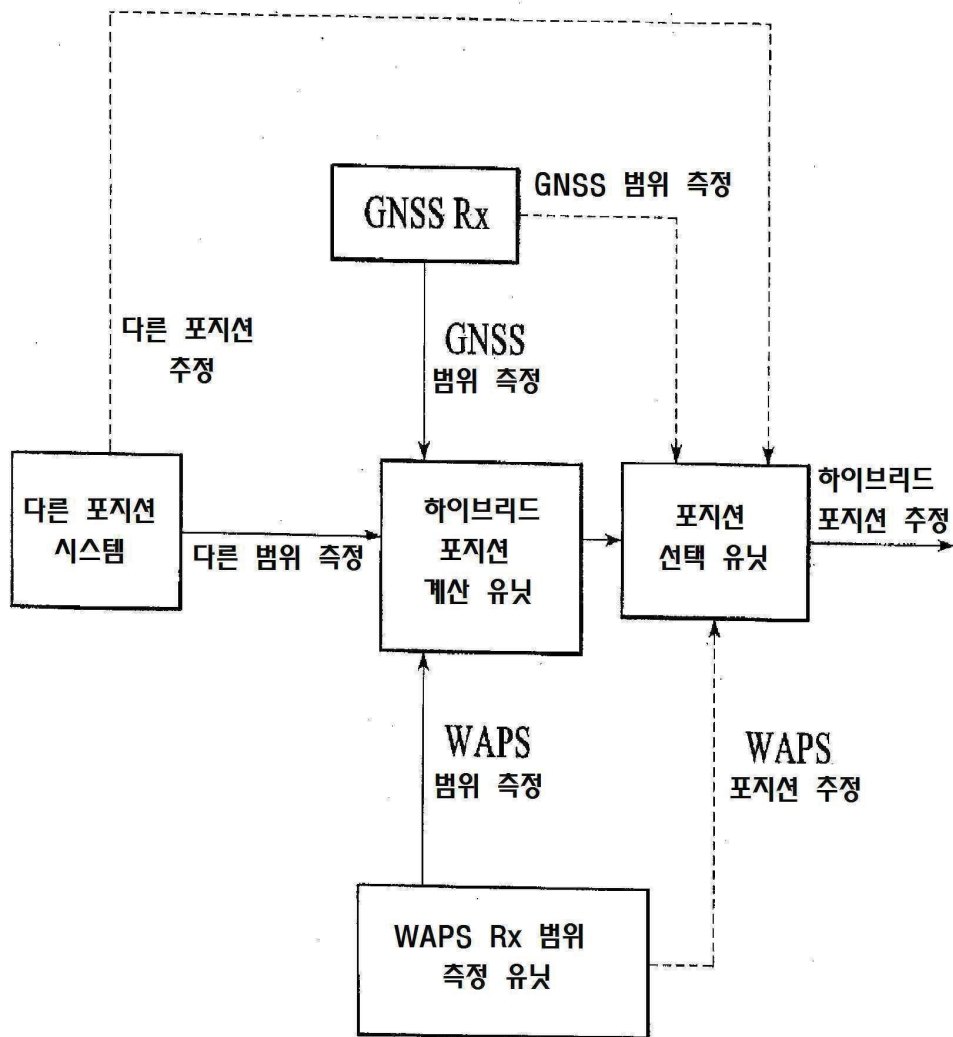
도면38



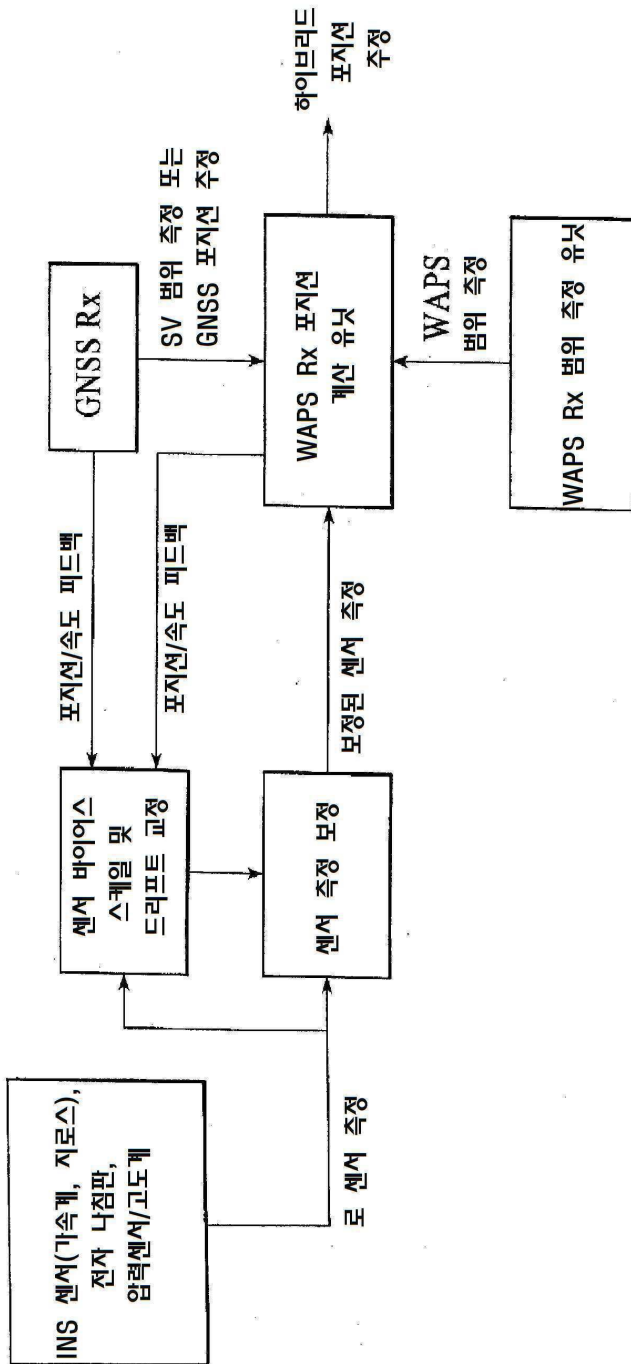
도면39



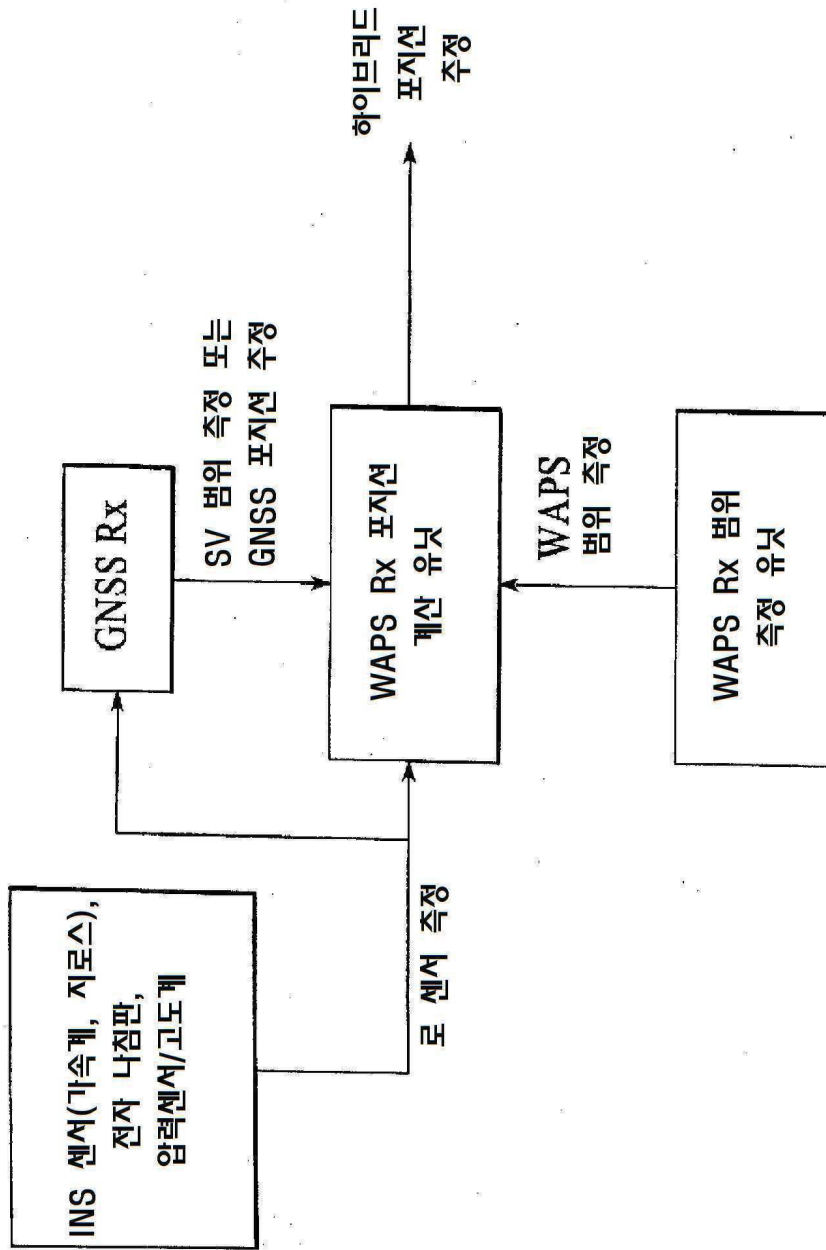
도면40



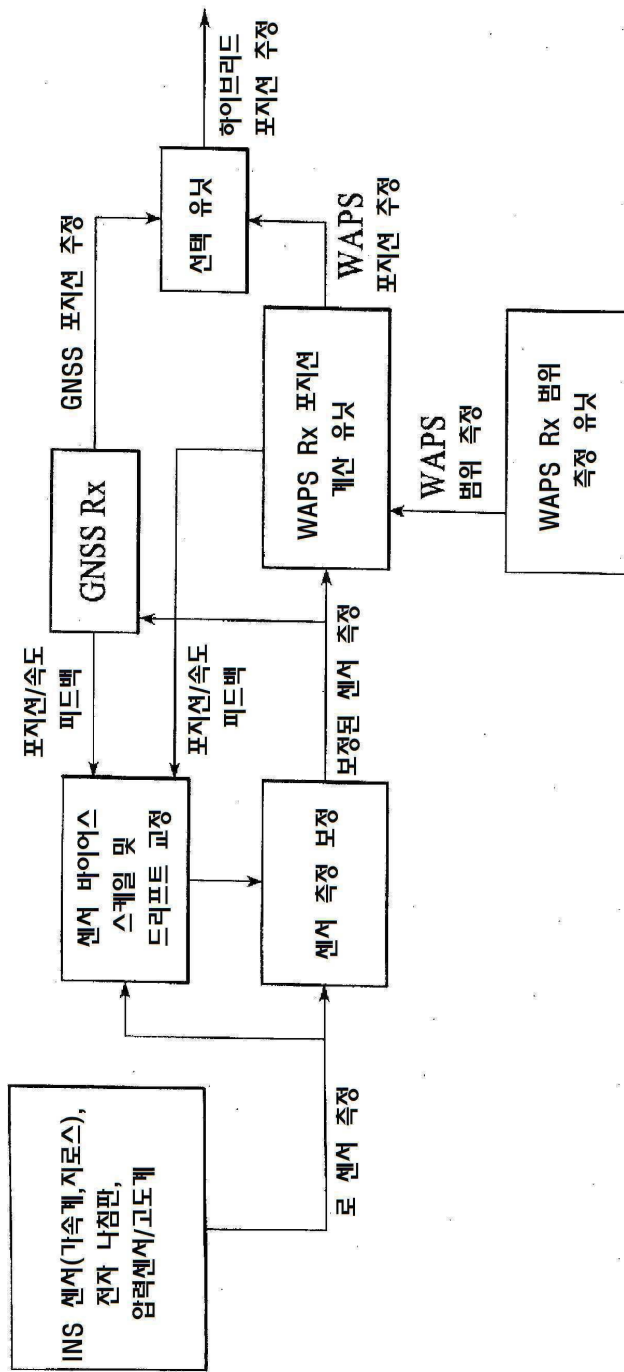
도면41



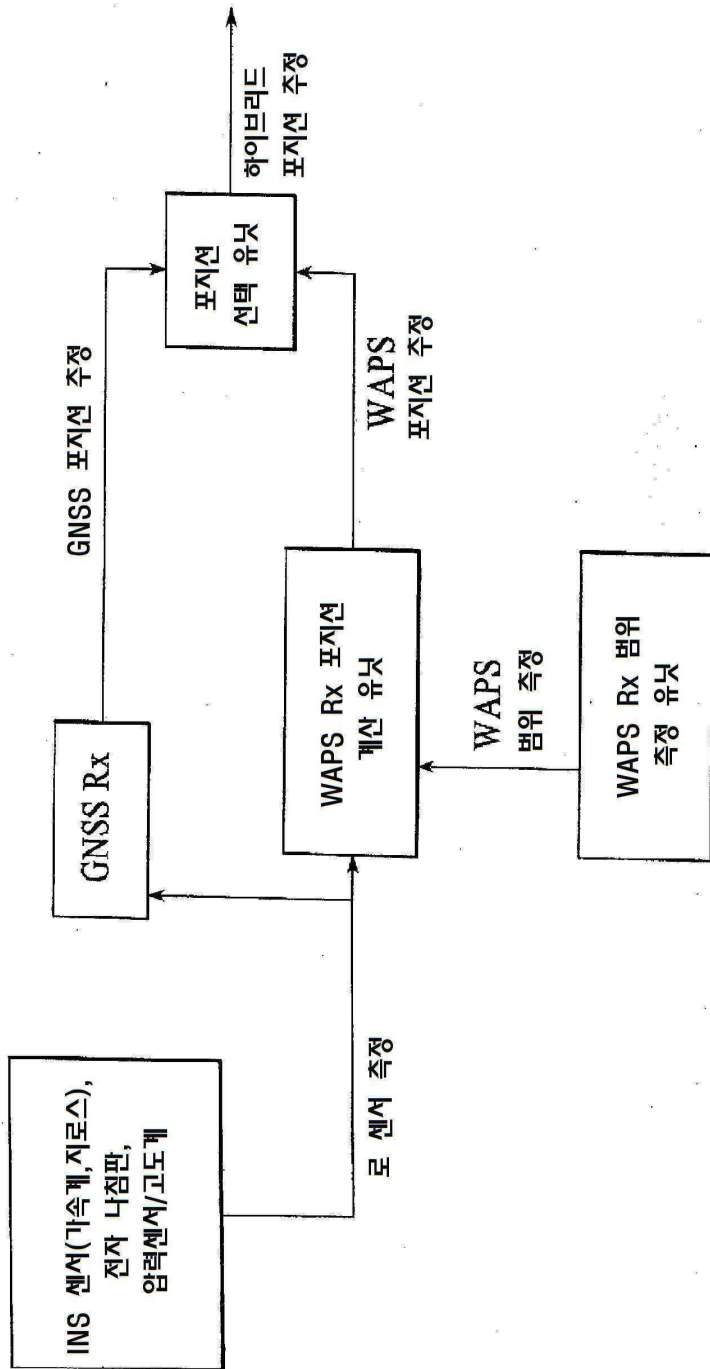
도면42



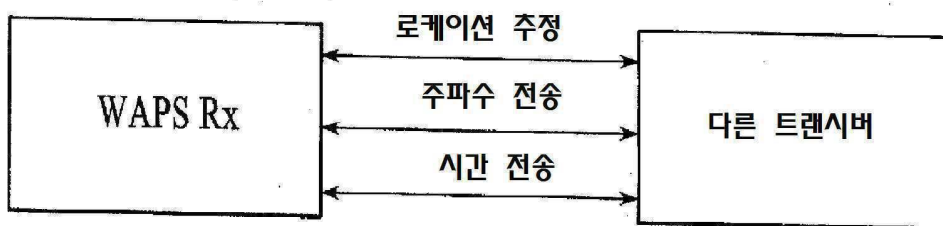
도면43



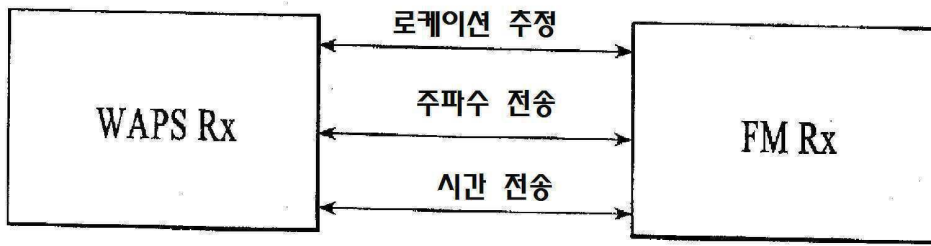
도면44



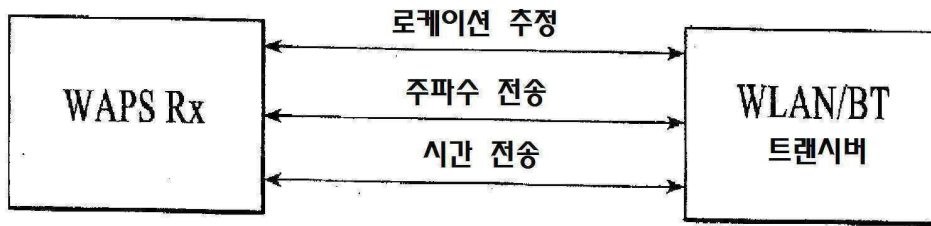
도면45



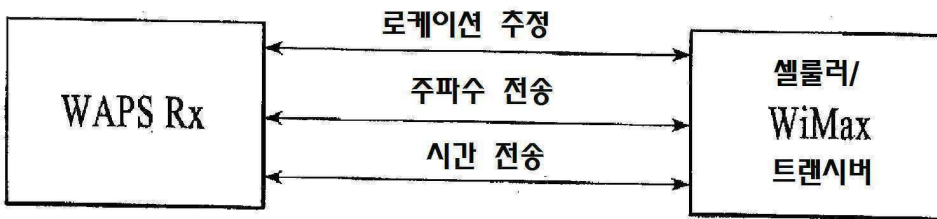
도면46



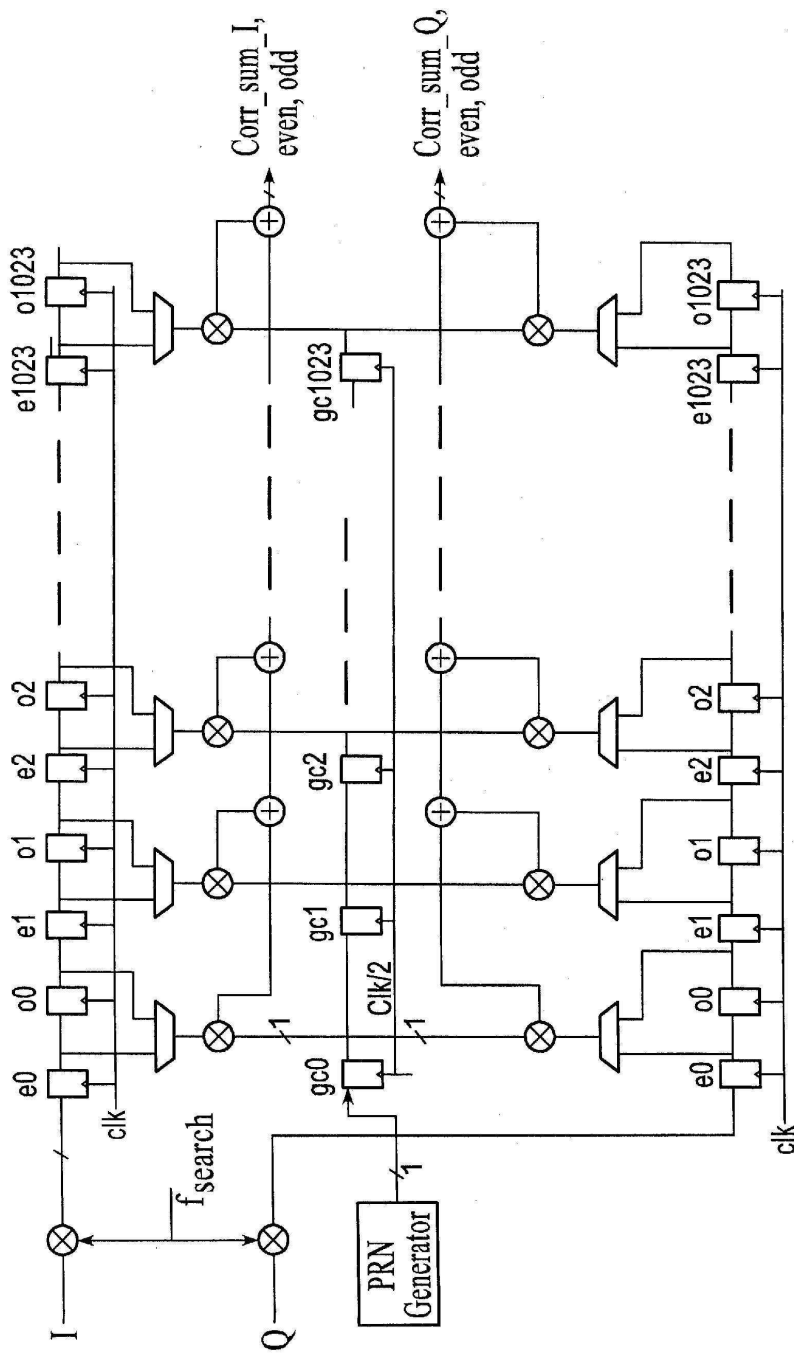
도면47



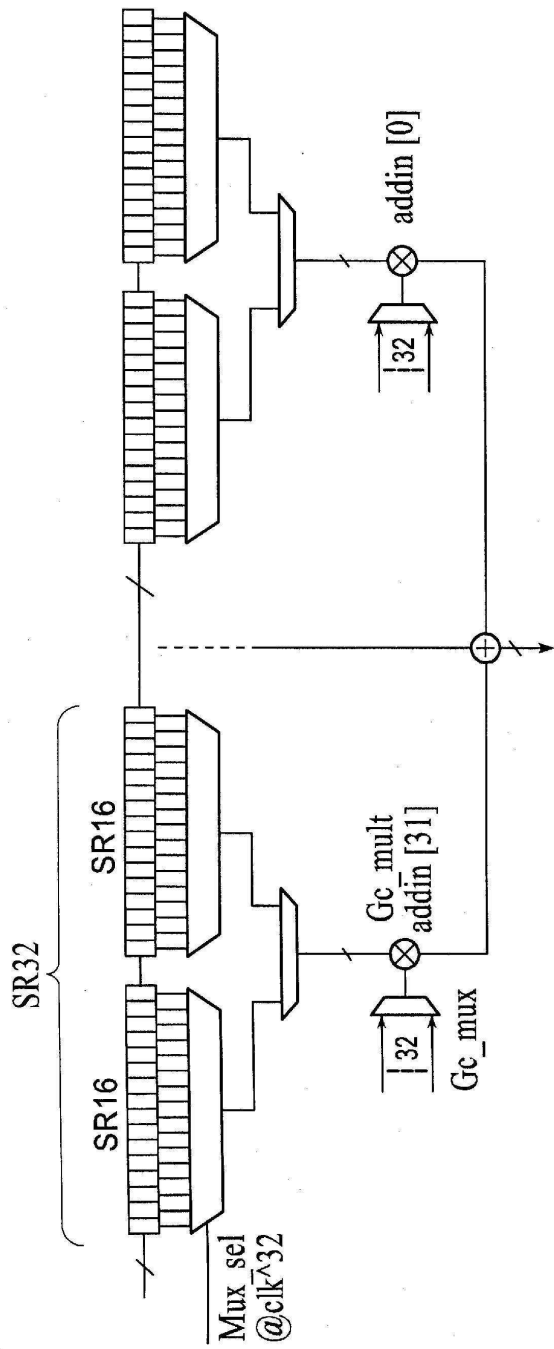
도면48



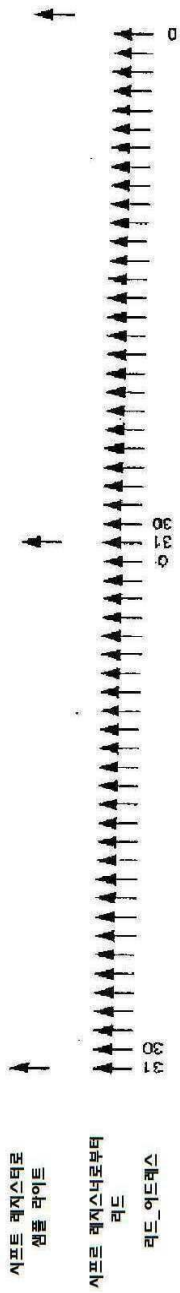
도면49



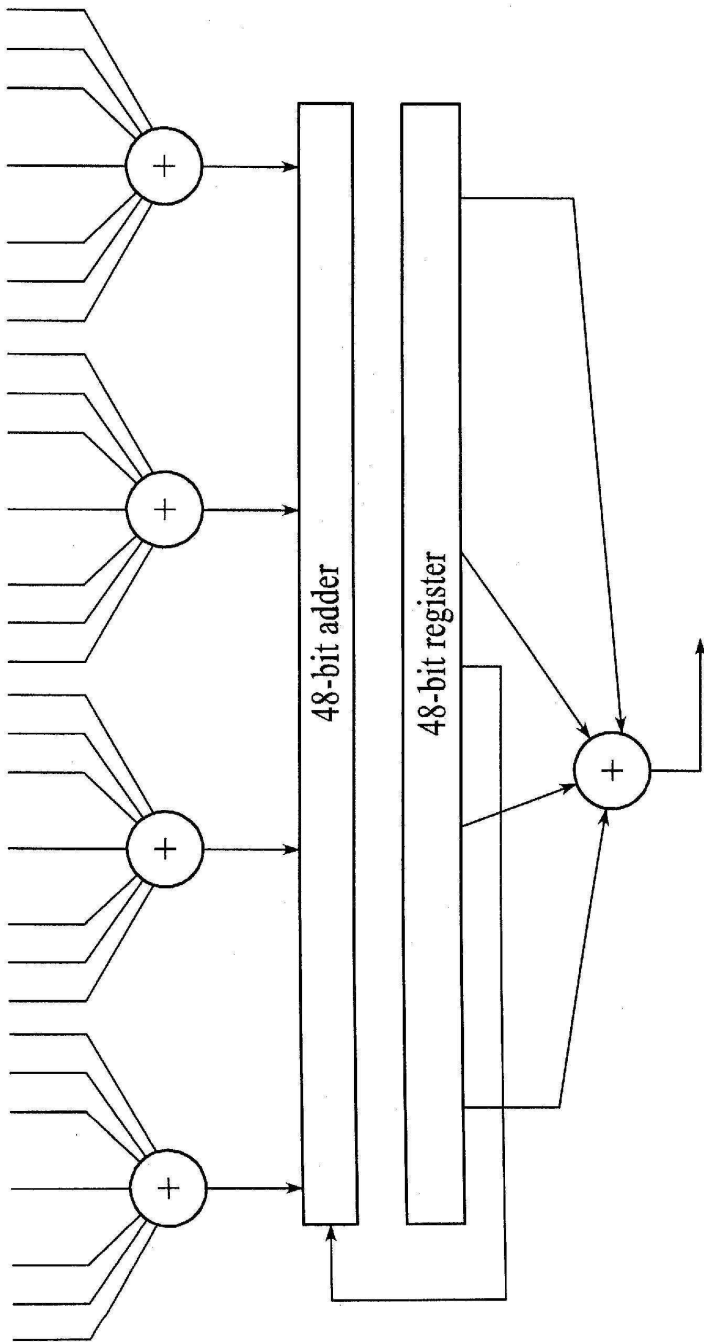
도면50



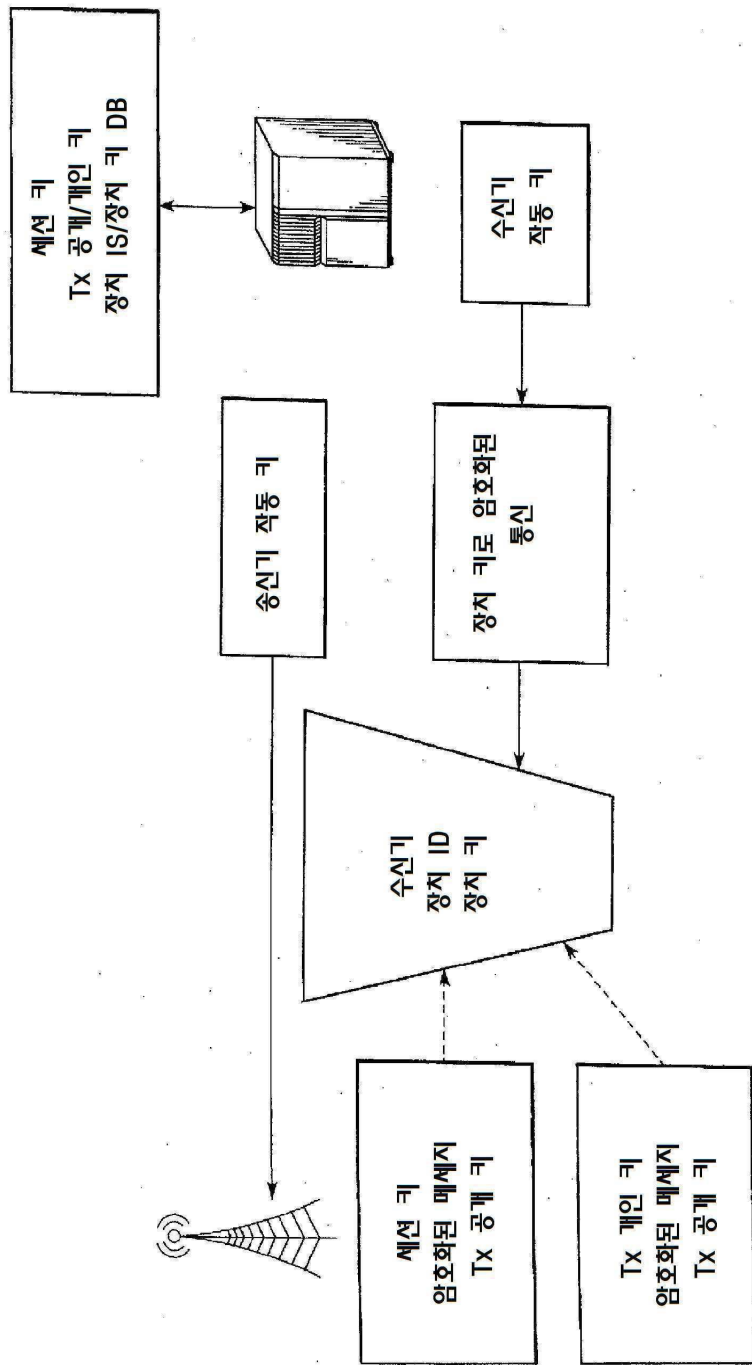
도면51



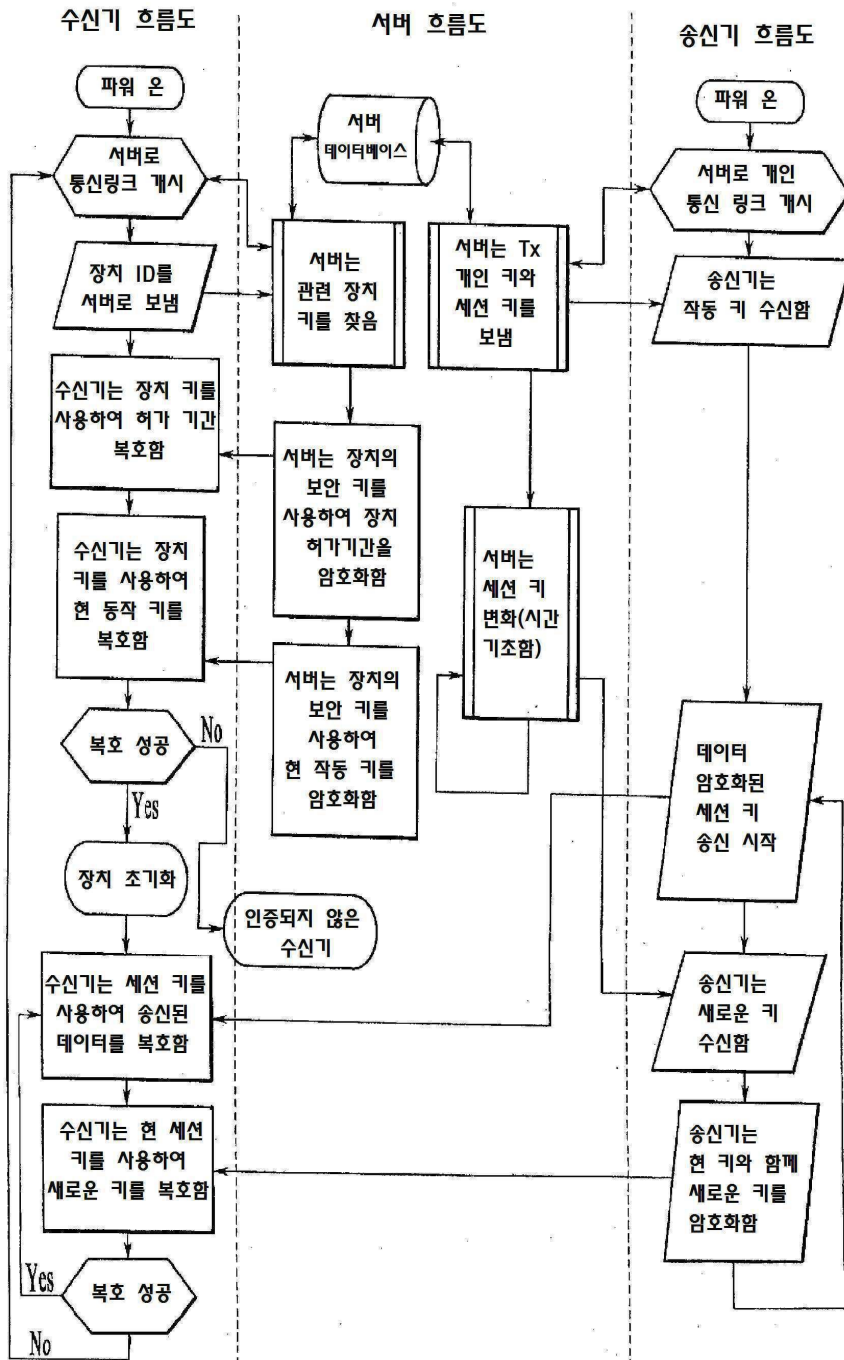
도면52



도면53



도면54



도면55

