



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2010년01월20일
(11) 등록번호 10-0937619
(24) 등록일자 2010년01월12일

(51) Int. Cl.
G01S 5/14 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2008-7000060(분할)
(22) 출원일자 1999년09월03일
심사청구일자 2008년02월01일
(85) 번역문제출일자 2008년01월02일
(65) 공개번호 10-2008-0016722
(43) 공개일자 2008년02월21일
(62) 원출원 특허 10-2001-7003057
원출원일자 2001년03월09일
심사청구일자 2004년09월03일
(86) 국제출원번호 PCT/US1999/020371
(87) 국제공개번호 WO 2000/14562
국제공개일자 2000년03월16일
(30) 우선권주장
09/150,093 1998년09월09일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
WO199733382 A1
WO199825158 A1

(73) 특허권자
켈컴 인코퍼레이티드
미국 92121-1714 캘리포니아주 샌 디에고 모어하우스 드라이브 5775
(72) 발명자
시 길버트 씨
미국 92129 캘리포니아주 샌 디에고 피펫 플레이스 7804
조우 퀴우즈헨
미국 92126 캘리포니아주 샌 디에고 웨스트뷰 파크웨이 11507
(74) 대리인
특허법인코리아나

전체 청구항 수 : 총 3 항

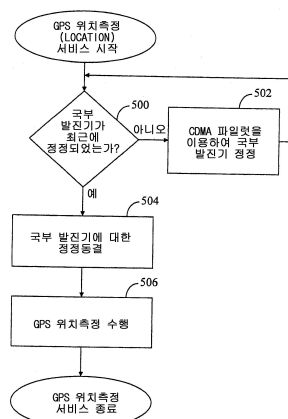
심사관 : 장석환

(54) 낮은 허용오차 발진기를 이용한 위치측정

(57) 요약

본 발명은 무선 통신시스템에서 위치측정을 수행하기 위한 새로운 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다. 본 발명의 일 실시예는, 국부 발진기를 갖는 무선 가입자 유닛에서 위치측정을 수행하는 방법으로서, 위치측정 요구를 수신하는 단계, 국부 발진기가 정정된 후 충분한 시간 기간이 경과되었을 때 타이밍 신호를 획득하고, 상기 타이밍 신호에 기초한 정정 신호를 이용하여 상기 국부 발진기를 정정하는 단계, 상기 정정 신호를 거의 고정시키는 단계, 상기 정정신호를 인가하는 상태로 상기 국부 발진기를 이용하여 위치측정 절차를 수행하는 단계, 및 상기 위치측정 절차를 종료하는 단계를 포함한다.

대표도 - 도6



(81) 지정국

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

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

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

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

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

특허청구의 범위

청구항 1

국부 발진기를 갖는 무선 가입자 유닛에서 위치측정을 수행하는 방법으로서,
 위치측정 요구를 수신하는 단계;
 상기 국부 발진기를 정정한 후의 기간에 타이밍 신호를 획득하는 단계;
 상기 타이밍 신호에 기초한 정정 신호를 이용하여 상기 국부 발진기를 정정하는 단계;
 상기 정정 신호를 실질적으로 고정하는 단계;
 상기 정정 신호를 인가하는 상태로 상기 국부 발진기를 이용하여 위치측정 절차를 수행하는 단계; 및
 상기 위치측정 절차를 종료하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 위치측정 수행방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 상기 정정 단계는,
 상기 국부 발진기가 임계값보다 최근에 정정된 것인지 판정하는 단계; 및
 상기 판정 단계에서 상기 국부 발진기가 상기 임계값보다 최근에 정정된 것으로 나타나는 경우에 정정을 수행하는 단계를 포함하는, 위치측정 수행방법.

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

삭제

청구항 7

삭제

청구항 8

제 1 항에 있어서,
 상기 정정 신호에 기초하여 상기 위치측정 절차의 지속기간을 확립하는 단계를 더 포함하는, 위치측정 수행방법.

청구항 9

삭제

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 위치측정(position location)에 관한 것이다. 더욱 자세하게는, 본 발명은 무선 통신 시스템에서 위치측정을 수행하기 위한 새롭고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 정부의 규제와 소비자의 요구 모두로 인해, 셀룰러 전화에서의 위치측정 기능에 대한 요구가 발생하였다. 현재, 지구 궤도를 선회하는 일련의 위성들과 함께 GPS 수신기를 사용하여 위치측정을 수행하는데 있어서, 전지구 위치측정 시스템(GPS)을 이용할 수 있다. 따라서, GPS 기능을 셀룰러 전화에 도입하는 것이 바람직하다.
- <3> 그러나, 셀룰러 전화는 가격, 중량 및 전력 소비 등의 고려에 매우 민감하다. 따라서, GPS 위치측정(location)을 수행하기 위한 부가 회로를 단순히 추가하는 것만으로는, 위치측정 기능을 셀룰러 전화에 제공하기 위한 해결방법으로 만족스럽지 못하게 된다. 따라서, 본 발명은 하드웨어, 비용 및 전력 소비를 최소로 추가하면서 GPS 기능을 셀룰러 전화 시스템에 제공하기 위한 것이다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <4> 본 발명은 무선 통신시스템에서 위치측정을 수행하기 위한 새롭고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

과제 해결수단

- <5> 본 발명의 일 실시예는, 국부 발진기를 갖는 무선 가입자 유닛에서 위치측정을 수행하는 방법으로서, 위치측정 요구를 수신하는 단계, 국부 발진기가 정정된 후 충분한 시간 기간이 경과되었을 때 타이밍 신호를 획득하고, 상기 타이밍 신호에 기초한 정정 신호를 이용하여 상기 국부 발진기를 정정하는 단계, 상기 정정 신호를 거의 고정시키는 단계, 상기 정정신호를 인가하는 상태로 상기 국부 발진기를 이용하여 위치측정 절차를 수행하는 단계, 및 상기 위치측정 절차를 종료하는 단계를 포함한다.

효 과

- <6> 본 발명은 하드웨어, 비용 및 전력 소비를 최소로 추가하면서 GPS 기능을 셀룰러 전화 시스템에 제공하기 위한 것이다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <7> 이하, 무선 통신 시스템에서 위치측정을 수행하기 위한 새롭고 개선된 방법 및 장치를 설명한다. 예시적인 실시예는, 디지털 셀룰러 전화 시스템의 콘텍스트내에서 설명된다. 이러한 콘텍스트내에서의 이용이 바람직하지만, 본 발명의 다른 실시예들은, 다른 환경 또는 구성에 병합될 수도 있다. 일반적으로, 여기에서 설명된 다양한 시스템들은 소프트웨어 제어 프로세서들, 집적회로 또는 이산 논리를 사용하여 형성될 수 있지만, 집적회로내에서 구현하는 것이 바람직하다. 이 명세서 내내 참조되는 데이터, 명령, 커맨드, 정보, 신호, 기호 및 칩들은, 전압, 전류, 전자기파, 자기장 필드 또는 파티클, 광학 필드 또는 파티클, 또는 그들의 조합에 의해 표현되는 것이 바람직하다. 또한, 각 블록도에 도시된 블록들은 하드웨어 또는 방법 단계들을 나타낸다.
- <8> 도 1 은 전지구 위치측정 시스템(GPS)의 과형 발생기의 블록도이다. 플러스 부호를 갖는 원은 모듈로-2 덧셈을 나타낸다. 일반적으로, GPS 배열은 24개의 위성으로 구성되는데, 21개는 항법(navigation)에 이용되는 우주 차량(SVs; space vehicles)이며 나머지 3 개는 여분이다. 각각의 SV 는 지상의 지국들을 모니터링함으로써 GPS 시간과 동기되는 클록을 포함하게 된다. 위치와 시간을 결정하기 위해서, GPS 수신기는 몇몇 위성들로부터 수신된 신호들을 처리한다. 4 개의 미지수(x, y, z 및 시간)를 풀기 위해서는, 적어도 4개의 위성들을 이용하게 된다.
- <9> 각각의 SV 는, 2개의 마이크로파 반송파, 즉, 표준 위치측정 서비스(SPS; Standard Positioning Service)에 사용되는 신호들을 반송하는 1575.42 MHz L1 반송파 및 정밀 위치측정 서비스(PPS; Precise Positioning Service)에 필요한 신호들을 반송하는 1227.60 MHz L2 반송파를 송신한다. PPS 는 정부기관에 의해 이용되며, 위치측정(positioning)에 있어서 더 높은 정확도를 허용한다.

- <10> L1 반송파는 코오스 획득(C/A; Coarse Acquisition)코드, 즉, 민간 위치측정 서비스용의 1.023 Mcps로 송신되는 1023-칩 의사랜덤(pseudorandom)코드에 의해 변조된다(코오스 획득 코드는, 여기서 설명되며 둘 다 C/A 코드의 사용을 포함하는 코오스 획득 및 미세 획득과 혼동되어서는 안된다). 각 위성은 매 1ms 마다 반복되는 그 자신 고유의 C/A 코드를 가진다. PPS 에 사용되는 P 코드는, 그 길이가 267 일인 10.23 MHz 코드이다. P 코드는 2개의 반송파 모두에 나타나지만, L1 반송파 상의 C/A 코드와는 90 도의 위상차를 보인다. 반송파 변조 이전에, C/A 코드 및 P코드 모두와 배타적 논리합(exclusive-OR)되는, 50Hz의 항법(navigation)메시지는 위성궤도 및 클록 정정 등의 시스템 정보를 제공한다.
- <11> 각각의 위성은 골드 코드로 지칭되는 코드들의 집합에 속하는 서로 다른 C/A 코드를 갖는다. 골드 코드는 그들간의 교차 상관이 적기때문에 사용된다. C/A 코드는, 도 1.4-2.의 아래에 도시되어 있는 2개의 10-스테이지 시프트 레지스터들을 사용하여 생성된다. G1 생성기는 다항식 $1+X^3+X^{10}$ 을 이용하지만, G2 생성기는 다항식 $1+X^2+X^3+X^6+X^8+X^9+X^{10}$ 을 이용한다. C/A 코드는, G1 시프트 레지스터의 출력을 G2 시프트 레지스터의 2비트와 배타적 논리합하여 생성된다.
- <12> 도 2 는 본 발명의 이용에 따라 구성된 셀룰러 전화 시스템의 매우 간략화된 블록도이다. 이동 전화 (10)는 기지국 제어기 (14; BSC) 에 결합된 기지국들 (12) 사이에 위치된다. 이동 스위칭 센터 MSC (16)는 BSC (14) 를 공중전화 교환망(PSTN)에 연결한다. 동작중에, 어떤 이동 전화들은 다른 전화들이 대기 모드에 있는 동안 기지국 (12) 과 인터페이싱 함으로써 전화통화를 수행하게 된다.
- <13> 본 발명의 양수인에게 양도되며, 여기서 참조하고 있는, 발명의 명칭이 "SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING THE POSITION OF A WIRELESS CDMA TRANCEIVER"인 공동 계류중의 미국 특허출원 일련번호 제 09/040,051 호에 설명된 바와 같이, 위치측정은, 이동전화가 GPS 신호를 신속히 획득할 수 있도록 하는 원조(aiding)정보를 포함한 위치 요구 메시지의 송신에 의해 용이하게 된다. 이 정보는 SV의 ID 번호(SV ID), 추정된 코드 위상, 추정된 코드위상 주위의 탐색 윈도우의 크기, 및 추정된 주파수 도플러(Doppler)를 포함한다. 이 정보를 이용하여, 이동 유닛은 더 신속하게, GPS 신호들을 획득하고 그 자신의 위치를 결정할 수 있게 된다.
- <14> 원조 (aiding) 메시지에 응답하여, 이동 유닛은 GPS 주파수로 튜닝하고, 기지국에 의해 표시된 SV 들에 대하여 그 자신의 지역에서 생성된 C/A 시퀀스와, 수신된 신호를 상관시키기 시작한다. 이 이동 유닛은, 원조 정보를 이용하여 탐색 공간을 좁히고 도플러 효과를 보상하며, 시간 상관을 이용하여 각 위성들에 대한 의사범위(pseudo-ranges)를 얻게 된다. 이들 의사범위는, (CDMA 수신기의 컴바이너 시스템 시간 카운터로부터 참조되는)이동 유닛 시간에 기초하고 있으며, 이 이동 유닛 시간은 GPS 시간의 지연된 버전임을 알 수 있다.
- <15> 상기 정보가 계산되면, 이동 유닛은 (바람직하게는, 1/8 칩 해상도로)각 위성에 대한 의사범위와 그 측정이 수행된 시간을 기지국으로 전송한다. 그 후, 이동 유닛은 CDMA 로 재튜닝하여 통화를 계속하게 된다.
- <16> 상기 정보를 수신하면, BSC 는 일방 지연 추정을 이용하여, 의사범위를 이동 유닛 시간으로부터 기지국 시간으로 변환하고, 몇몇의 구면들의 교점의 해를 구하여 이동 유닛의 추정된 위치를 계산한다.
- <17> 원조 메시지에 의해 제공되는 다른 매개변수로는 주파수 도플러 또는 도플러 오프셋이 있다. 도플러 효과는, 송신기와 수신기간의 상대적 레이트로 인한, 수신된 신호 주파수의 명백한 변화로서 나타나게 된다. 반송파 상의 도플러 효과는 주파수 도플러로 지칭되고, 기저대역 신호에서의 도플러 효과는 코드 도플러로 지칭된다.
- <18> GPS의 경우, 주파수 도플러는 수신된 반송파 주파수를 변화시키므로, 그 효과는 반송파 오프셋으로 복조하는 것과 동일하게 된다. 기지국의 GPS 수신기는 소망의 위성을 능동적으로 추적하기 때문에, 위성 움직임으로 인한 주파수 도플러를 알 수 있게 된다. 또한, 위성이 기지국 및 이동 유닛으로부터 매우 멀리 떨어져 있으므로, 이동 유닛에서 관측되는 도플러는 기지국에서 관측되는 도플러와 거의 동일하게 된다. 본 발명의 일 실시예에서는, 주파수 도플러 값을 정정하기 위해, 이동 유닛이 수신기내의 회전자(rotator)를 이용한다. 주파수 도플러는 -4500Hz 내지 +4500Hz 의 범위로 되며 변화 레이트는 대략 1 Hz/s 정도이다.
- <19> 코드 도플러의 효과는 1.023 MHz의 칩 레이트를 변화시키는 것으로서, 수신된 C/A 코드 칩들의 폭을 효과적으로 압축하거나 확장할 수 있게 된다. 본 발명의 일 실시예에서, 이동 유닛은, 주파수 도플러에 1.023/1575.42의 비율을 곱셈하여 코드 도플러를 정정한다. 그 후, 이동 유닛은, 필요한 1/16 칩 증분에서 수신된 IQ 샘플들의 위상을 슬루잉(slewing)(지연을 도입)하여 시간에 대해 코드 도플러를 정정할 수 있게 된다.
- <20> 도 3 은 본 발명의 일 실시예에 따라 구성된 셀룰러 전화(무선 가입자 유닛)의 수신기 부분의 블록도이다.

수신된 파형 (100) 은 주파수 $W_c + W_d$ 에서 반송파로 변조된 C/A 신호 $c(n)$ 으로 모델링되고, 여기서 W_c 는 공칭 반송 주파수 1575.42 MHz 이며 W_d 는 위성의 움직임에 의해 생성되는 도플러 주파수이다. 도플러 주파수는 위성이 바로 머리위에 있을때 0 에서부터 최악의 경우 약 4.5 KHz 의 범위로 된다. 수신기 아날로그 부분은 주파수 W_r 과 랜덤한 위상 " θ " 의 반송파로 복조한 후, 저역통과 필터링하는 것으로서 모델링될 수 있다.

- <21> 결과로서 생성된 기저대역 신호는 A/D 변환기(도시안함)를 통과하여 디지털 I 및 Q 샘플들을 생산하고, 이들 샘플들은 반복해서 탐색될 수 있도록 저장된다. 이들 샘플들은 미세 탐색 알고리즘을 수행하는 데에 필요한 해상도보다는 낮지만, 적당한 양의 메모리내에 18 ms 의 샘플 데이터가 저장될 수 있도록 하는, C/A 코드칩 레이트의 2배(칩×2)로 생성된다. 일반적으로, 대개의 환경 조건에서 획득을 허용하기 위해서는 10 ms 보다 긴 시간 동안 탐색을 수행하는 것이 바람직하며, 18 ms 는 바람직한 적분 주기로 된다. 이들 환경 조건들은 내부에 있는 것 또는 위성에 대한 직접적인 뷰(view)를 가지지 않는 것을 포함한다.
- <22> 동작 중, 회전자 (102) 에 의해 이들 샘플들을 첫번째 회전하여, 도플러 주파수 오프셋을 정정하게 된다. 회전된 I 및 Q 샘플들은 위성의 C/A 시퀀스의 여러 오프셋들과 상관되고, 결과적인 생성물들은 적분기들 (104) 에 의해 N_c 칩들에 대해 코히어런트(coherent)하게 적분된다. 코히어런트 적분의 합들은 제공되고 서로 가산되어 미지의 위상 오프셋 " θ " 의 효과를 제거한다. 특정 오프셋에 대한 가설 테스트를 증가시키기 위해, 몇몇의 코히어런트 간격들은 넌코히어런트(non-coherent)하게 결합된다. 이와 같은 역확산(despreading)을 여러 시간 오프셋에서 반복적으로 실행하여, 위성 신호의 시간 오프셋을 찾게 된다. 회전자 (102) 는 위성의 움직임에 의해 생성된 주파수 도플러를 제거한다. 이는, 기지국에 의해 규정된(바람직하게는 10 Hz 간격으로 양자화된)도플러 주파수를 이용하고, I 및 Q 샘플들을 회전시켜 주파수 오프셋을 제거한다.
- <23> 본 발명의 일 실시예에서, 회전은 코히어런트 적분 윈도우 상에서만 연속적이다. 즉, 회전자는, 예를 들어 1 ms 의 코히어런트 적분 주기 사이에서 정지한다. 결과로서 생성되는 어떠한 위상 차이도 제곱과 합에 의해 제거된다.
- <24> 도 4 는 본 발명의 일 실시예에 따라 구성된 수신기의 다른 블록도로서, 수신기의 회전자 부분이 더욱 상세히 도시되어 있다.
- <25> 도 5 는 본 발명의 다른 실시예에 따라 구성된 수신기를 도시한 도면이다. 본 발명의 이와 같은 내부 실시예는, 입력 샘플들 대신에 지역적으로 생성된 C/A 시퀀스를 회전시킴으로써, 코히어런트 적분 주기들 사이에서 회전을 정지시키는 능력을 이용한다.
- <26> 도시된 바와 같이, C/A 시퀀스 $c(n)$ 는, 정현파 $\sin(W_d n T_c)$ 및 $\cos(W_d n T_c)$ 에 인가되어 회전된 후, 저장된다. C/A 시퀀스의 회전은 각 위성에 대해 오직 한번만 실행되면 된다. 따라서, C/A 시퀀스를 회전시킴으로써, 요구되는 계산량을 감소시킨다. 또한, 이로 인해, 본 발명의 일 실시예에서는 상기 계산을 수행하는데 사용되는 DSP 내의 메모리를 절약할 수도 있다.
- <27> 위치측정 알고리즘의 성능을 저하시키는 다른 중요한 손상으로는 이동 유닛 내부 클럭에서의 주파수 오차가 있다. 약 1 ms 정도의 짧은 코히어런트 적분 시간을 이용하게 되는 것은 바로 이 주파수 오차때문이다. 더 긴 시간 주기에 대하여 코히어런트 적분을 수행하는 것이 바람직하다.
- <28> 예시적인 구성에서, 모바일 프리러닝 (내부) 국부 발진기 클럭은 ± 5 ppm의 주파수 허용오차를 갖는 19.68 MHz 크리스탈이다. 이로 인해, ± 7500 Hz 정도의 큰 오차가 발생할 수도 있다. 이 클럭은 GPS 신호들의 복조에 사용되는 반송파를 생성하는 데 사용되므로, 이 클럭의 오차는 신호 획득 시간에 가산되게 된다. 탐색에 이용할 수 있는 시간이 매우 짧기때문에, 주파수 허용 오차에 기인한 이 정도 크기의 오차는 허용되지 않으며, 상당히 감소되어야 한다.
- <29> 본 발명의 일 실시예의 경우, 더 긴 코히어런트 적분 시간을 허용하기 위해, CDMA 수신기는 CDMA 파일럿으로부터 획득된 타이밍 또는 이용가능한 타이밍 정보들의 어떤 다른 소스를 사용하여 국부 발진기 오차를 정정한다. 이것은 국부 발진기 클럭을 19.68 MHz 에 가능한 가깝게 튜닝하는데 사용되는 제어 신호를 생성한다. RF 유닛이 CDMA 로부터 GPS 로 전환할때 국부 발진기 클럭에 인가된 제어신호는 고정된다.
- <30> 그러나, 기지국(또는 다른 소스)으로부터의 타이밍 정보를 사용하여 정정을 수행한 후에도, 약간의 부가적인 클럭 오차가 존재하게 된다. 본 발명의 일 실시예에서는, 정정후의 결과적인 주파수 불확실성이 ± 100 Hz 로 된다. 상기 잔여 오차는 여전히 수신기의 성능을 감소시키고, 일반적으로는 더 긴 코히어런트 적분 시간

을 방해하게 된다. 본 발명의 일 실시예에서는, 1 ms 이상의 지속기간 동안 년-코히어런트 적분을 수행함으로써, 성능을 감소시키는 잔여 오차를 간단히 방지하게 된다.

<31> 또한, 도 1 에 도시된 바와 같이, 50 Hz NAV/시스템 데이터도 L1 반송파상에서 변조된다. 만일 코히어런트 적분 윈도우의 2개의 반쪽들 간에서(0에서 1 로 또는 1 에서 0 으로의)데이터 전이가 발생하면, 이 2개의 반쪽들이 서로 상쇄되므로, 코히어런트 적분합의 결과는 제로로 된다. 이는, 최악의 경우에도 년-코히어런트 누산 횟수를 "1" 만큼 효과적으로 감소시킨다. 모든 위성들의 데이터 경계가 동기화되어도, 경로 지연 상의 차이때문에, 이동 유닛에 동시에 도달하지는 않게 된다. 이러한 경로 지연은 수신된 데이터 위상을 효과적으로 랜덤화한다.

<32> 본 발명의 일 실시예에서, 상이한 신호들 상에서의 상이한 데이터 위상들의 문제점은, 기지국으로부터 이동 유닛으로 전송된 원조 정보내에 데이터 위상을 포함한다는 것이다. 기지국은, 50 Hz 데이터를 복조하기 때문에, 각 위성에 대한 데이터 전이가 언제 발생할지를 알 수 있다. 일방향 지연 기술을 이용하여, 기지국은, (20개 간격들 중의)어느 밀리초 간격에서 데이터 전이가 발생할지를 나타냄으로써, 예를 들어 (위성 마다)5비트로 데이터 위상을 인코딩할 수 있다.

<33> 코히어런트 적분 윈도우가 50 Hz 데이터 경계에 걸쳐있는 경우, 코히어런트 적분은 2개의 부분들로 나누어진다. 하나의 부분은 데이터 경계를 선행하고, 다른 부분은 데이터 경계를 뒤따른다. 예를 들어, En1 이 데이터 경계를 선행하는 윈도우, 즉 상기 윈도우의 첫번째 반쪽에 대한 코히어런트 적분합이고, En2 가 데이터 경계를 뒤따르는 윈도우에 대한 코히어런트 적분합인 경우, 이동 유닛은, (데이터가 동일하게 유지된 경우)(En1+En2)와, (데이터가 변화된 경우)(En1-En2)의 (크기의)최대값을 선택하여, 위상 변화를 설명한다. 또한, 이동 유닛은 이 데이터 윈도우에 대해 2개의 반쪽들의 년-코히어런트 결합을 수행하거나 상기 데이터 윈도우를 완전히 회피할 수도 있다.

<34> 본 발명의 다른 실시예에서, 이동 유닛은, 1 ms 코히어런트 적분에서의 차이와 합의 제곱크기를 비교함으로써 기지국으로부터의 원조 정보없이 데이터 전이를 찾는 것을 시도하게 된다.

<35> 본 발명의 일 실시예에서는, 펌웨어(firmware)기반 DSP(디지털 신호 처리기)접근 방법을 이용하여, GPS 처리를 수행한다. DSP 는 칩×2(2.046 MHz) 또는 칩×8(8.184 MHz)의 레이트로 I 및 Q 샘플들을 수신하고, 그 자신의 내부 램에 4 비트 I 및 Q 샘플들의 스냅샷(snapshot; 속사)을 저장한다.

<36> 예시적인 실시예에서, DSP 는 C/A 시퀀스를 생성하고, 주파수 도플러를 제거하기 위해 회전(rotation)을 수행하며, 각 위성에 대해 기지국에 의해 제공된 탐색 윈도우 상에서 상관시킨다. DSP 는 코히어런트 적분과 년-코히어런트 결합을 수행하고 코드 도플러를 보상하는 데에 필요한 IQ 샘플 데시메이터를 슬루잉(slew)한다.

<37> 계산량과 메모리를 줄이기 위하여, 최초 탐색은, "1/2" 칩 해상도를 사용하여 수행되고, 1/8 칩(그 이상의)해상도를 얻기 위한 미세 탐색은 최상의 인덱스(또는 인덱스들)주위에서 수행된다. 시스템 시간은, (국부 발진기로부터 얻어진)하드웨어생성 1 ms 인터럽트들을 카운팅하여 유지된다.

<38> 또한, 본 발명의 일 실시예에서, 미세 탐색은, 여러 칩×8 오프셋들에서 하나의 칩의 지속기간동안 칩×8 샘플들(그 이상의 해상도)을 누산하여 수행된다. 상관 코드들은, 특정 칩×8 오프셋에 따라 변화하는 상관 값들을 산출하는 누산값에 인가된다. 이로 인해, 칩×8 해상도로 코드 오프셋을 판정할 수 있게 된다.

<39> 도 6 은 본 발명의 일 실시예에 따라 수행되는 위치측정 절차 중 국부 발진기의 오차를 정정하기 위해 수행되는 단계들을 도시한 흐름도이다. 단계 (500)에서는, 최근에 국부 발진기가 정정되었는지를 판정한다. 정정되지 않은 경우에는, 기지국으로부터 파일럿을 획득하고, 단계 (502)에서의 파일럿 타이밍과 비교하여 국부 발진기의 오차를 판정하며, 그 오차에 기초하여 정정 신호가 생성된다.

<40> 그 후, 플로우는 단계 (504) 로 진행하여, 정정 신호를 현재값으로 고정한다. 단계 (506)에서는, GPS 모드로 들어가며, 정정된 클럭을 이용하여 위치측정을 수행한다. 일단, 위치측정이 수행되면, 이동 유닛은 단계 (508) 에서 GPS 모드를 떠나게 된다.

<41> 도 7 은 본 발명의 일 실시예에 따라 구성된 DSP 수신기 시스템을 설명하는 도면이다. DSP 는 최소의 추가 하드웨어로 전체 탐색 동작을 수행한다. DSP 코어 (308), 모델 (306), 인터페이스 유닛 (300), 롬 (302) 및 메모리 (304; RAM) 는 버스 (306) 를 통해 결합된다. 인터페이스 유닛 (300) 은 RF 유닛(도시 안함)으로부터 RF 샘플들을 수신하여, 이 샘플들을 램 (304) 에 제공한다. RF 샘플들은 코오스 해상도 또는 미세 해상도로 저장될 수 있다. DSP 코어 (308) 는, 메모리 (304) 내에 저장된 명령뿐만 아니라 롬 (302) 에 저장

된 명령도 이용하여 메모리내에 저장된 샘플들을 처리한다. 메모리 (304) 는, 다중 "뱅크" 를 가질수도 있으며, 이 다중 뱅크의 일부는 샘플들을 저장하고 다른 일부는 명령들을 저장한다. 모뎀 (700) 은 공칭 모드에서 CDMA 처리를 수행한다.

- <42> 도 8 은 위치측정 동작중에 수행되는 단계들의 흐름도이다. 위치측정 동작은, 원조 메시지가 수신될 때 시작되며, RF 시스템은 단계 (600) 에서 GPS 주파수로 전환된다. GPS 를 수신하도록 RF 시스템이 전환되면, 주파수 트래킹 루프가 고정된다. DSP 는 전화 마이크로프로세서로부터 원조 정보를 수신하고, 위성들을 도플러 크기로 분류한다.
- <43> 단계 (602) 에서는, 코오스 탐색 데이터가 DSP RAM(램)내에 저장된다. DSP 는 수백 마이크로초의 입력 데이터를 수신하여 Rx AGC 를 설정한다. DSP 는 시스템 시간을 기록하며, 그 자신의 내부 램에 $\text{칩} \times 2$ IQ 데이터의 18 ms 윈도우(DSP 메모리 한계)를 저장하기 시작한다. 인접한 데이터 윈도우를 이용하여 코드 도플러의 효과를 완화시키게 된다.
- <44> 일단 데이터가 저장되면, 단계 (604) 에서 코오스 탐색을 수행한다. DSP 는 코오스($\text{칩} \times 2$ 해상도)탐색을 시작한다. 각각의 위성에 대하여, DSP 는 C/A 코드를 생성하고, 주파수 도플러에 기초하여 코드를 회전시키며, 저장된 코오스 탐색 데이터에 C/A 코드를 반복적으로 인가하여, 기지국에 의해 규정된 탐색 윈도우 상에서 상관시킨다. 위성들은 동일 18ms 데이터 윈도우 상에서 처리되며, 각각의 위성에 대하여 �레시홀드를 초과하는 최상의 $\text{칩} \times 2$ 가설을 얻게 된다. 본 발명의 일 실시예에서는 (9개의 난-코히어런트 적분을 갖는)2ms 코히어런트 적분 시간을 이용하지만, (예를 들어, 18ms)더 길어진 코히어런트 적분 시간을 이용할 수 있으며, 아래에 설명하는 바와 같이 추가로 조정되는 경우에 바람직하다.
- <45> 코오스 탐색이 수행되면, 단계 (606) 에서는 미세 탐색을 실행한다. 미세 탐색을 시작하기 전에, DSP 는 위성들 각각에 대하여 회전된 C/A 코드를 계산한다. 이로 인해, DSP 는 실시간으로 미세 탐색을 처리할 수 있게 된다. 미세($\text{칩} \times 8$ 해상도)탐색 수행시, 위성들은 서로 다른 데이터 상에서 한 번에 하나씩 처리된다.
- <46> 첫번째로, DSP 는 데시메이터를 슬루잉하여, 소정의 위성(들)에 대한 코드 도플러를 보상하게 된다. 또한, DSP 는, $\text{칩} \times 8$ 샘플들의 1ms 코히어런트 적분 윈도우를 저장하기 전에 다음 1ms 경계까지 대기하면서 Rx AGC 값을 리셋한다.
- <47> DSP 는 상기 1ms 코히어런트 적분 윈도우 상에서 5개의 인접한 $\text{칩} \times 8$ 해상도 가설들을 처리하며, 중심 가설은 코오스 탐색에서 얻어진 최상의 가설로 된다. 다음의 1ms 윈도우 처리 후, 이 결과들을 코히어런트하게 결합하고, 이 2ms 합을 모든 N_n 반복들에 대하여 난-코히어런트하게 결합한다.
- <48> (데시메이터를 슬루잉하면서 시작되는)상기 단계는, 모든 위성들이 처리될 때까지 다음 위성에 대하여 동일 데이터 상에서 반복된다. 2개의 위성들에 대한 코드 도플러의 크기가 비슷한 경우, 동일 데이터 상에서 2개의 위성들 모두를 처리하여, 요구되는 데이터 세트의 갯수를 감소시킬 수 있다. 최악의 경우에는, 미세 탐색을 위해, 1ms 의 $2 * N_n$ 데이터 윈도우의 8개의 세트들을 이용하게 된다.
- <49> 마지막으로, 단계 (608) 에서는, 이 결과들이 마이크로프로세서에 보고되고, 호출(통화)을 계속할 수 있도록 보코더 처리는 DSP 내에서 다시 시작된다. DSP 는 의사범위를 마이크로프로세서에 보고하며, 마이크로프로세서는 그 의사범위를 기지국으로 전송한다. 마이크로프로세서가 보코더 프로그램을 DSP 메모리내에 다시 다운로드한 후, DSP 는 그 자신의 데이터 메모리를 지우고 보코더를 다시 시작한다.
- <50> 도 9 는 코오스 탐색 후 수행되는 미세 탐색을 설명하는 도면이다. 코오스 탐색에서 최상의 $\text{칩} \times 2$ 위상을 격리시킨 후, DSP 는 $\text{칩} \times 8$ 해상도를 얻기 위해 상기 위상 주위에서 미세 탐색을 수행한다.
- <51> 미세 탐색에서 비교되는 5개의 위상들은, 직사각형으로 둘러싸여 도시되어 있다. 동일한 세트의 데이터 상에서 비교될 수 있도록, 최상의 $\text{칩} \times 2$ 위상을 다시 평가한다. 이로 인해, 코오스 탐색과 미세 탐색은 서로 다른 적분 시간을 사용할 수도 있다. 각각의 위성들이 코드 도플러에 대하여 서로 다른 값을 가지므로, 미세 탐색은 각각의 위성들에 대하여 개별적으로 수행된다.
- <52> 도 10 은 본 발명의 일 실시예에 따라 수행되는 탐색 프로세스의 타임라인을 제공한다. 본 발명의 일 실시예에서, 전체 처리 시간(코오스 + 미세 탐색)은 약 1.324 초내에 수행되며, 호출(통화)을 인터럽트하지만, 탐색이 수행되면 여전히 호출(통화)을 계속할 수 있도록 한다. DSP 가 모든 8개의 위성들을 탐색해야 하며 각각의 위성은 68개 칩 의 탐색 윈도우를 갖는다고 가정하면, 1.324 초의 전체 탐색 시간이 상한으로 된다. 그러나, 위성 궤도의 기하학으로 인해, 총 1.324 초를 필요로 할 가능성은 적게 된다.

- <53> 첫번째 18ms (80) 동안, IQ 샘플 데이터는 GPS 주파수로 수집된다. 기간 (82) 동안, 1.13 초까지 지속되는 코오스 탐색이 내부적으로 수행되지만, 위성 신호들이 식별될 때 일찍 종료되게 된다. 일단 코오스 탐색이 수행되면, 시간 기간 (84) 동안에 C/A 코드를 계산하는데, 24 밀리초가 걸린다. 시간 기간 (86) 동안, 코드 도플러에 대하여 슬루 값을 조정하고, Rx AGC 를 더 조정한다. 시간 기간 (86) 동안에 연속 조정을 수행하면서, 시간 기간 (88) 동안에는, IQ 데이터 샘플들 상에서 미세 탐색을 수행한다. 수신된 C/A 코드 위상은 하나의 칩의 1/16 보다 더 적게 시프트되므로, 18 ms 적분 시간을 이용하면, 코드 도플러를 무시할 수 있게 된다. 8개의 조정 시퀀스까지, 8개의 위성들에 대해 미세 탐색이 수행되며, 이 때 위치측정 절차가 종료된다.
- <54> 또한, 본 발명의 어떤 실시예들에서는, 전화가 기지국에 역방향 링크 프레임들을 계속해서 송신하면서, 위치측정 절차가 수행된다. 이들 프레임들은, 단순히 기지국이 가입자 유닛과 동기된 상태로 있도록 하는 널 정보를 포함하거나, 또는 이 프레임들은, 전력 제어 명령 또는 정보 요구 등의 추가 정보를 포함할 수도 있다. RF 회로가 이용가능한 경우에는 GPS 샘플들이 캐더링되지 않을 때, 또는, 충분한 RF 회로를 이용할 수 있는 경우에는 GPS 샘플들을 캐더링하면서, 이들 프레임들의 송신을 수행하는 것이 바람직하다.
- <55> 18 ms 적분 시간의 이용은 코드 도플러 효과를 회피하지만, 데이터 변화가 (상술한 바와 같이) 18 ms 처리 스캔 내에서 발생하면, 50 Hz 레이트로 GPS 신호 상에서의 데이터 송신은 문제점을 일으킬 수 있다. 이 데이터 변화는 신호의 위상이 시프트되도록 한다. 50 Hz 데이터 경계는 각 위성에 대하여 서로 다른 장소에서 발생한다. 각 위성으로부터 전화까지의 경로 길이를 변화시킴으로써, 각 위성에 대한 50 Hz 전이 위상을 효과적으로 랜덤화할 수 있게 된다.
- <56> 최악의 경우, 코히어런트 적분 간격 중간에서 데이터 비트가 반전되면, 코히어런트 적분을 완전히 일소(wiped out)할 수도 있다. 이러한 이유로, 본 발명의 다른 실시예의 경우, (또한, 상술한 바와 같이) 기지국은 각 위성에 대한 데이터 송신 경계를 전화에 전송해야 한다. 또한, 바람직하게는, (각 위성에 대하여 전이가 발생하는 밀리초 간격을 나타내는 5개의 비트 메시지들의 세트와 같은) 기지국으로부터 송신된 원조 메시지에 데이터 송신 경계도 포함된다. 전화는 상기 경계를 이용하여, 각 위성에 대한 코히어런트 적분 간격을 2개의 부분들로 분할하고 이들 2개의 간격들에 코히어런트 적분합을 합산 또는 감산할지의 여부를 판정한다. 따라서, 각 GPS 신호의 데이터 경계도 포함시킴으로써, 위치측정 절차의 신뢰성을 향상시키게 된다.
- <57> 본 발명의 예시적인 실시예에서, 임의의 주파수 불확정성은, 코히어런트 적분 시간에 따라 증가하는 E_c/N_t 에서의 손실을 발생시킨다. 테이블 I 에 나타낸 바와 같이, 예를 들어, ± 100 Hz 의 불확정성, 즉 E_c/N_t 에서의 손실은 코히어런트 적분시간이 증가함에 따라 급속하게 증가한다.

표 1

<58>

N_c	E_c/N_t 에서의 손실
1023(1ms)	0.14dB
2046(2ms)	0.58dB
4092(4ms)	2.42dB
6138(6ms)	5.94dB
8184(8ms)	12.6dB

- <59> 상술한 바와 같이, 이동 유닛내의 국부 발진기에는 임의의 미지 주파수 오프셋이 항상 존재한다. 더 긴 코히어런트 역확산(despreading) 및 적분이 수행되는 것을 방지하는 것은 바로 이 미지의 주파수 오프셋이다. 미지의 주파수 오프셋의 영향을 감소시킬 수 있는 경우, 더 긴 코히어런트는 프로세싱을 향상시키게 된다.
- <60> 본 발명의 일 실시예에서, 상기 미지의 주파수 오프셋은, 주파수 탐색을 포함하도록 2차원으로 탐색 공간을 확장함으로써 설명된다. 각각의 가설에 대하여, 몇몇 주파수 탐색들이 수행되며, 각 주파수 탐색에서는 주파수 오프셋이 기지의 값이라고 가정한다. 주파수 오프셋들을 스페이싱(spacing)함으로써, 추가된 계산과 메모리를 이용하여 임의의 작은 값으로 주파수 불확정성을 감소시킬 수 있다. 예를 들어, 5개의 주파수 가설들을 이용하는 경우에 있어서의, 탐색 공간의 결과는 도 10 에 도시되어 있다.
- <61> 통상적으로 이동 유닛이 동작하는 조건인, ± 100 Hz 주파수 불확정성에 있어서, 상기 구성은 최대 주파수 오프셋을 20 Hz 로 감소시킨다(하나의 가설은 실제 주파수 오프셋의 20 Hz 내에 존재해야 한다). 코히어런트 적분시간이 20 ms 인 경우, 20 Hz 주파수 오프셋을 갖는 E_c/N_t 에서의 손실은 2.42 dB 로 된다. 주파수 가설들의 갯수를 2배로 하여 "10" 으로 하는 경우, 주파수 불확정성이 10 Hz 로 감소되므로, E_c/N_t 에서의 손실이

0.58 dB 로 된다. 그러나, 추가 가설들을 더하는 것은 탐색 공간을 넓히므로, 계산량과 메모리 요구조건을 모두 증가시키게 된다.

<62> 본 발명의 일 실시예는, 주파수 도플러로 주파수 오프셋을 럼핑(lumping)하고, 각각의 주파수 가설에 대하여 새로 회전된 PN 코드를 계산함으로써, 주파수 가설을 계산한다. 그러나, 이로 인해, 주파수 가설들의 갯수는 전체 계산에서 곱셈 계수로 되는데, 5개의 주파수 가설들은 5배 많은 계산량을 의미하게 된다.

<63> 다른 방법으로서, 본 발명의 다른 실시예에서는, 주파수 불확정성이 주파수 도플러에 비해 작으므로, 1 ms 의 간격(80 Hz 가설의 경우 주기의 8 %)에 대해 회전 위상을 일정한 것으로 고려할 수 있다. 따라서, 코히어런트 적분간격을 1 ms 의 서브간격들로 분할함으로써, 서브간격들의 적분합을 회전시켜, "3" 정도 크기의 주파수 탐색들을 계산하는 데에 필요한 추가 계산량을 감소시키게 된다. 그 결과로, 더 긴 코히어런트 역확산을 수행할 수 있으며 성능도 향상되게 된다.

<64> 도 12 는 더 긴 코히어런트 역확산 접근방법의 이용에 따라 구성된 수신기의 블록도이다. 제 1 세트의 곱셈기들 (50) 은, IQ 샘플들을 회전된 C/A 코드와 상관시킴으로써 주파수 도플러를 보상한다. 이는, 변경되지 않은 C/A 코드로 상관하기 전에 IQ 샘플들을 회전시키는 것과 동일하다. 주파수 도플러를 4500 Hz 정도로 할 수 있으므로, 모든 칩에 회전이 적용되게 된다. 누산기 (52) 를 이용하여 1 ms 의 간격(1023 칩)상에서 코히어런트하게 적분한 후, 제 2 세트의 곱셈기들 (54) 은 1 ms 의 적분합(S_1 및 S_2)을 회전시켜 주파수 가설을 구현하게 된다. 그 후, 회전된 합을, 전체 코히어런트 적분 간격상에서 더한다.

<65> 상술한 바와 같이, 메모리와 계산량을 줄이기 위하여, "1023" 칩들 상에서 주파수 도플러 회전만을 계산하였다. 1 ms 보다 긴 코히어런트 적분시간의 경우, 각 코히어런트 적분합을 위상 오프셋과 곱셈하여, 회전 위상이 시간 상에서 연속되도록 한다. 이를 수학적으로 표현하면, 주파수 도플러 회전을 갖는 1 ms 의 코히어런트 적분합을,

$$S_1 = \sum_{n=1}^{1023} [I(n) + jQ(n)]c(n)e^{-jw_d nT_c} \quad \text{로서 표현할 수 있으며,}$$

<66> $\sum_1 = \text{Re}\{S_1\}$ 이고 $\sum_2 = \text{Im}\{S_1\}$ 로 된다.

<67> 여기서, I(n) 및 Q(n)은 각각 I 및 Q 채널 상에서 수신된 입력 샘플들이고, c(n)은 회전되지 않은 C/A 코드이며, w_d 는 주파수 도플러이고, T_c 는 칩 간격(0.9775 us)으로 된다. 2 ms 의 코히어런트 적분합은,

$$S(2ms) = \sum_{n=1}^{2046} [I(n) + jQ(n)]c(n)e^{-jw_d nT_c} \\ = \sum_{n=1}^{1023} [I(n) + jQ(n)]c(n)e^{-jw_d nT_c} + e^{-jw_d(1023)T_c} \sum_{n=1}^{1023} [I(n+1023) + jQ(n+1023)]c(n)e^{-jw_d nT_c}$$

<68> $= S_1 + e^{-jw_d(1023)T_c} S_2$ 로 표현할 수 있다.

<69> 여기서, S_1 은 첫번째 1ms 의 적분 합이고, S_2 는 S_1 을 계산하는데 이용되었던 것과 동일한 회전된 C/A 값들을 이용하여 계산된 두번째 1ms 의 적분합이다. $e^{-jw_d(1023)T_c}$ 은 동일한 회전된 값을 이용하는 것을 보상하기 위한 위상 오프셋이다. 유사하게, 3 ms 의 코히어런트 적분 합은 $S(3ms) = S_1 + e^{-jw_d(1023)T_c} S_2 + e^{-jw_d(2046)T_c} S_3$ 로 표현될 수 있다.

<70> 따라서, 회전된 C/A 시퀀스인 동일한 1023-요소를 이용하는 동안 적분 시간을 연장하기 위하여, 전체 합에 더해지기 전에 (n+1) 번째의 1 ms 적분합을 $e^{-jw_d n(1ms)}$ 와 곱셈해야 한다. 이는 1 ms 적분합의 회전이 되므로, 이 연산을 주파수 탐색과 결합함으로써, 2회의 회전을 수행해야만 하는 것을 회피할 수 있게 된다. 즉, $e^{-jw_d n(1ms)} e^{-jw_d n(1ms)} = e^{-j(w_d + w_d)n(1ms)}$ 이므로, (n+1)번째 1ms 적분합과 $e^{-j(w_d + w_d)n(1ms)}$ 를 곱셈하여, 주파수 가설을 탐색하며 주파수 도플러 위상 오프셋을 설명할 수 있게 된다.

<71> 주파수 불확정성은 위성에 따라 다르지 않기 때문에, 하나의 위성을 포착한 후에는 주파수 탐색을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 더 긴 코히어런트 적분이 바람직한 경우에는, 훨씬 더 미세한 주파수 탐색을 수행할 수 있다.

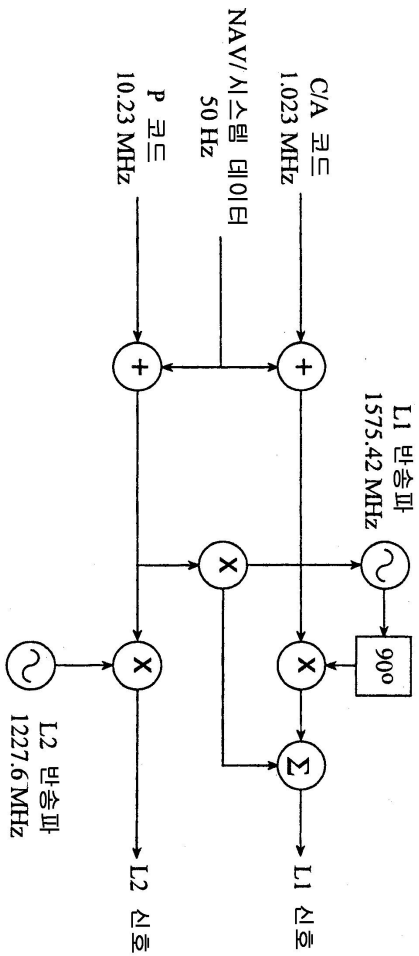
- <73> 본 발명의 예시적인 실시예에서, 미세 탐색은 코오스 탐색과 유사한 방법으로 수행되지만 2가지 차이점들을 갖는다. 첫번째로, 넌코히어런트하게 제공하여 더하지 않고, 항상 코히어런트하게 적분 간격들을 더한다. 두번째로, (코오스 탐색후에 알려지게 되는)주파수 불확정성을 제거하기 위한 회전은, 주파수 도플러 위상 오프셋과 결합되고, 그들을 서로 더하기 전에 1 ms 의 코히어런트 적분 간격들을 회전시키는 데에 이용된다.
- <74> 본 발명의 다른 실시예에서, 칩×2 데이터의 코히어런트 적분 윈도우는 18 ms 보다 긴 적분 시간에 대하여 적분된다. 이 실시예는, 추가 메모리를 이용할 수 있는 경우에 유용하다. 18 ms 보다 긴 코히어런트 적분의 경우, 50 Hz 데이터 경계는 더 짧아진 적분 기간과 동일한 것으로 처리된다. 기지국은 각 위성에 대한 경계가 존재하는 곳을 나타내고, DSP 는 20개의 1 ms 코히어런트 적분 간격들의 합을, 그 자신의 러닝(running) 섬에 더하거나 또는 러닝 섬으로부터 빨긴지의 여부를 판정한다.
- <75> 그러나, 주파수 불확정성과 적분시간 상수의 곱은, E_c/N_t 에서의 손실에 영향을 주기 때문에, 주파수 불확정성은, 긴 코히어런트 적분 간격들에 대해 매우 작은 레벨로 감소되어야 한다. 20 Hz 주파수 불확정성을 갖는 20 ms 적분은 2.42 dB 의 E_c/N_t 에서의 손실을 발생시키고, 400 ms 의 적분 시간으로 동일한 손실을 유지하는 것은, 주파수 불확정성을 1 Hz 로 감소시키는 것을 필요로 한다. 이 문제점을 해결하기 위해서는, 주파수 불확정성이 계층적 방식으로 1 Hz 로 감소되어야 한다. 예를 들어, 첫번째 주파수 탐색은 100 Hz 에서 20 Hz 로 불확정성을 감소시키고, 두번째 탐색은 4 Hz 로 불확정성을 감소시키며, 세번째 탐색은 1 Hz 로 불확정성을 감소시킨다. 또한, 주파수 탐색은 기지국으로부터 얻어진 주파수 도플러내의 오차도 보상하게 된다.
- <76> 또한, 코드 도플러가 각 위성에 따라 다르기 때문에, 더 긴 적분을 수행하기 위해서는, 더 긴 적분시간에 대하여 동일 데이터 상에서 유사한 도플러를 갖는 위성만을 탐색하면 된다. DSP 는, 칩의 1/16 을 슬랩하는데 걸리는 시간을 계산하고, 코히어런트 적분 데이터 윈도우를 수집할 때 데시메이터를 슬루잉한다. 또한, 이 실시예에서는 다중 데이터 윈도우를 이용하고 있다.
- <77> 이상, 상술한 바와 같이, 무선 통신시스템에서 위치측정을 수행하기 위한 방법 및 장치들을 설명하였다. 바람직한 실시예들의 상술한 설명은, 당해 분야에서 숙련된 사람은 어느 누구라도 본 발명을 이용할 수 있도록 제공된다. 이들 실시예들에 대한 여러 변형들은 당해 기술분야에서 숙련된 사람들에게는 명백하며, 여기서 정의된 일반적인 원리들은 본 발명의 특징을 이용하지 않아도 다른 실시예들에 적용될 수도 있다. 따라서, 본 발명은 여기서 나타낸 실시예들에만 한정되지 않으며, 여기서 개시된 원리들 및 새로운 특징들과 부합하는 가장 넓은 범위와 일치하게 된다.

도면의 간단한 설명

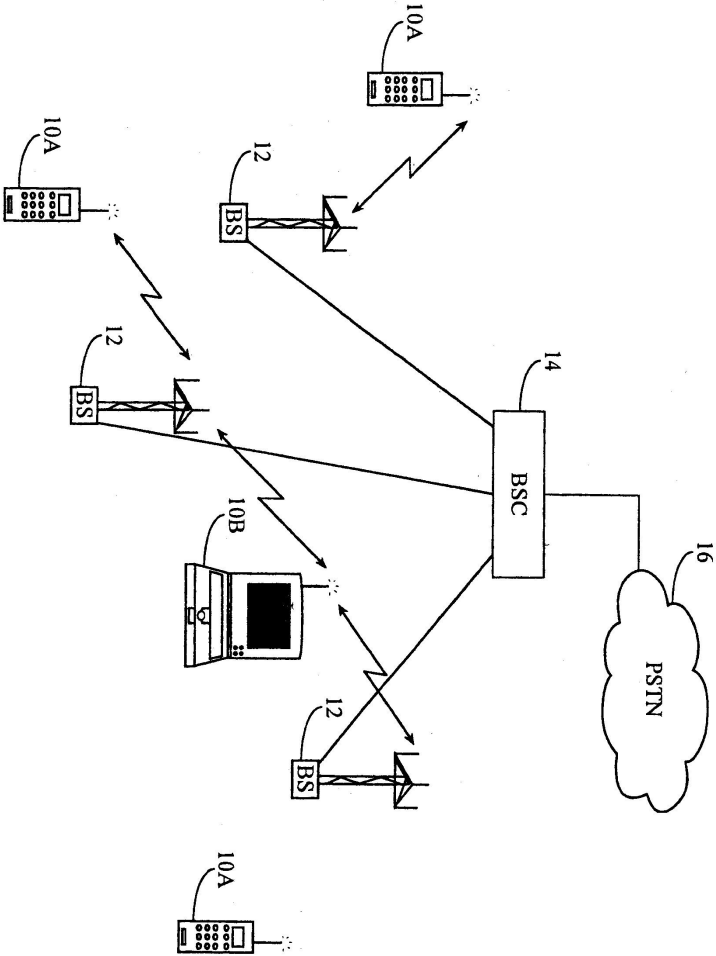
- <78> 본 발명의 특징, 목적 및 이점들은 도면과 관련하여 이하에서 설명될 발명의 상세한 설명으로부터 더욱 명확하게 알 수 있으며, 도면 전체를 통해서 유사한 참조 부호는 대응하여 식별한다.
- <79> 도 1 은 전지구 위치측정 시스템(GPS) 과형 발생기의 블록도이다.
- <80> 도 2 는 본 발명의 이용에 따라 구성된 셀룰러 전화 시스템의 매우 개략화된 블록도이다.
- <81> 도 3 은 본 발명의 일 실시예에 따라 구성된 수신기의 블록도이다.
- <82> 도 4 는 도 3 에 도시된 수신기의 다른 블록도이다.
- <83> 도 5 는 본 발명의 다른 실시예에 따라 구성된 수신기이다.
- <84> 도 6 은 위치측정 동작중 수행되는 단계들의 흐름도이다.
- <85> 도 7 은 본 발명의 일 실시예에 따라 구성된 DSP 의 블록도이다.
- <86> 도 8 은 본 발명의 일 실시예에 따라 탐색을 수행하는 동안 수행되는 단계들을 설명하는 흐름도이다.
- <87> 도 9 는 본 발명의 일 실시예에서 미세 탐색 및 코오스 (coarse) 탐색을 수행하는 동안의 위상들을 설명하는 타임 라인이다.
- <88> 도 10 은 본 발명의 한 실시예에 따라 수행되는 탐색 프로세스의 타임 라인이다.
- <89> 도 11 은 탐색 공간의 도면이다.
- <90> 도 12 는 본 발명의 다른 실시예에 따른 수신기의 블록도이다.

도면

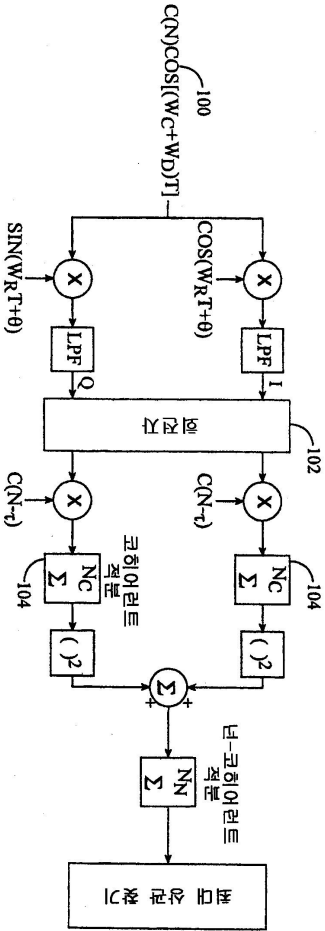
도면1



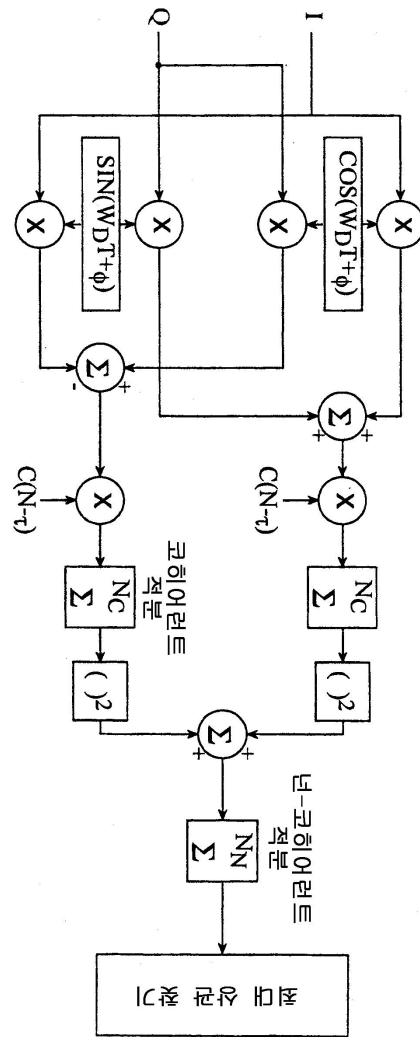
도면2



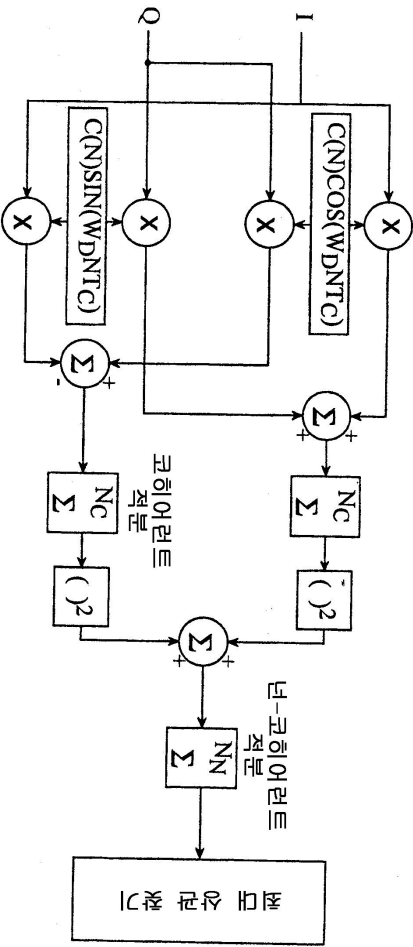
도면3



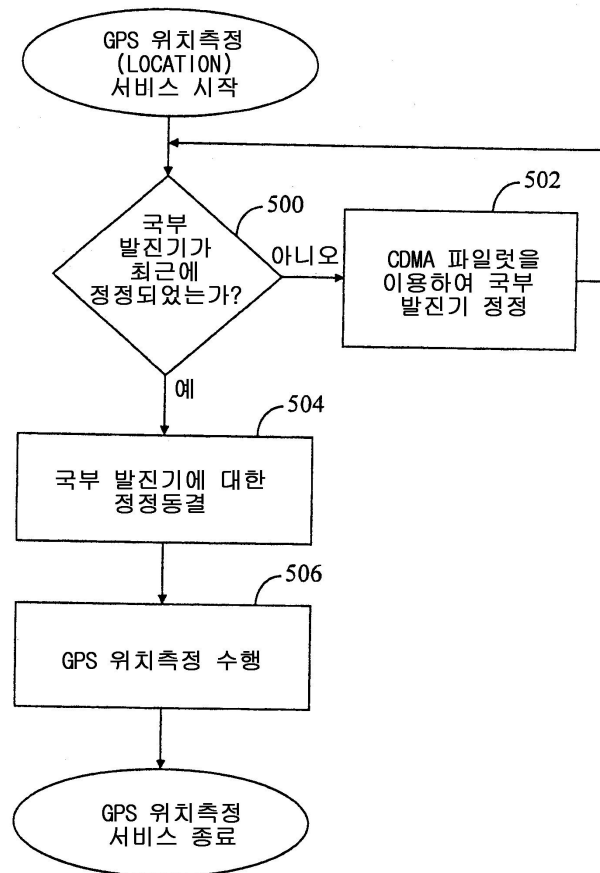
도면4



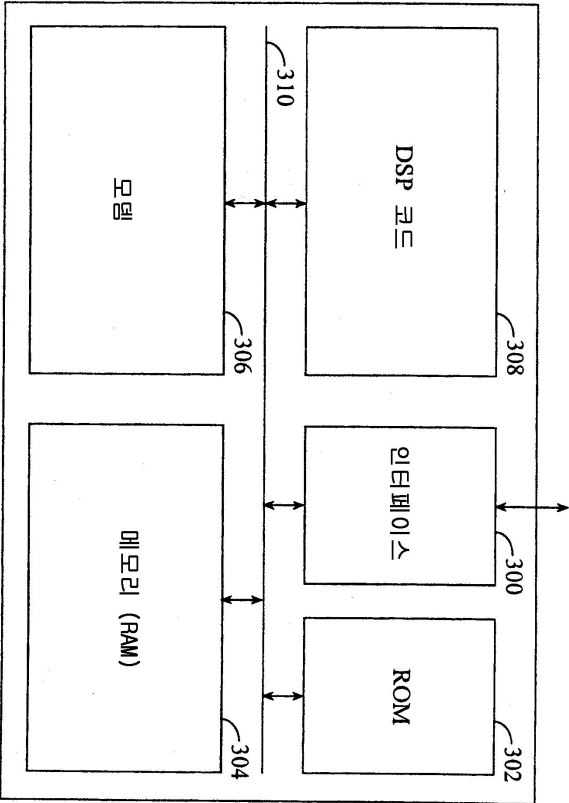
도면5



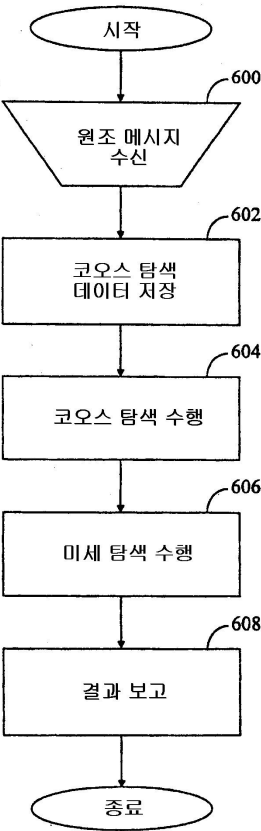
도면6



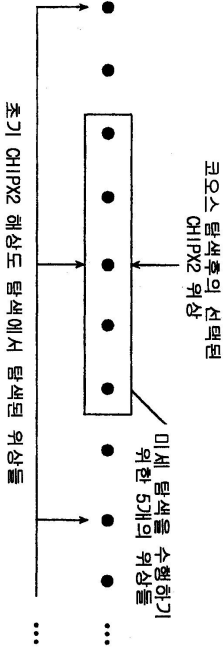
도면7



도면8



도면9



도면12

