



등록특허 10-2145095



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년08월18일
(11) 등록번호 10-2145095
(24) 등록일자 2020년08월10일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 19/23 (2010.01) *G01S 5/02* (2010.01)
G01S 5/06 (2006.01)
- (52) CPC특허분류
G01S 19/23 (2013.01)
G01S 5/0215 (2020.05)
- (21) 출원번호 10-2017-7013881
- (22) 출원일자(국제) 2015년10월26일
심사청구일자 2018년01월02일
- (85) 번역문제출일자 2017년05월23일
- (65) 공개번호 10-2017-0086524
- (43) 공개일자 2017년07월26일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2015/057418
- (87) 국제공개번호 WO 2016/065368
국제공개일자 2016년04월28일
- (30) 우선권주장
62/068,537 2014년10월24일 미국(US)
- (56) 선행기술조사문현
US20120293373 A1*
(뒷면에 계속)
- 전체 청구항 수 : 총 15 항

(73) 특허권자
폴테 코포레이션
미국, 텍사스 75081, 리차드슨, 스위트 580, 이
캡벨 로드 801

(72) 발명자
마크호프스키 펠릭스
미국, 텍사스 75254, 달拉斯, 메도우크릭 드라이
브 6711
프레벗 트루먼
미국, 텍사스 75254, 달拉斯, 메도우크릭 드라이
브 6711
(뒷면에 계속)

(74) 대리인
강명구, 박윤원

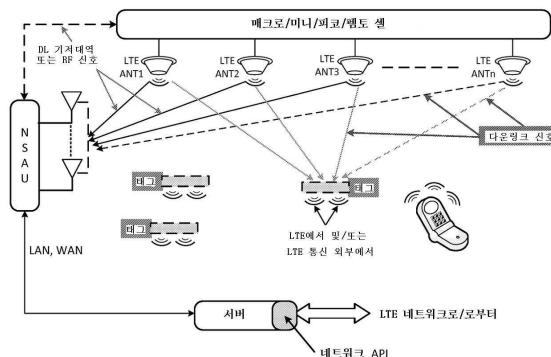
심사관 : 김민성

(54) 발명의 명칭 RF를 사용하여 위치 파악하기 위한 부분적으로 동기화된 다변측량 또는 삼변측량 방법 및 시
스템

(57) 요 약

무선 시스템에서 사용자 장비(UE)의 위치를 결정하기 위한 시스템과 방법은, 2개 이상의 공동 위치 채널을 갖는 위치 관리 유닛(LMU)을 통해 기준 신호들을 수신하는 단계를 포함할 수 있고, 2개 이상의 공동 위치 채널은, UE의 위치를 산출하도록 수신된 기준 신호들을 이용하여 서로 업격하게 동기화된다. 이러한 시스템들은 10ns 이하의 표준 편차를 갖는 다중 채널 동기화를 포함할 수도 있다. 일부 시스템들은 두 개의 LMU를 포함할 수도 있고, 각 LMU는 내부 동기화를 갖거나, 또는 하나의 LMU가 긴밀하게 동기화된 신호를 갖는다.

대 표 도 - 도14



(52) CPC특허분류

G01S 5/06 (2013.01)

(72) 발명자

마크호프스키 러스

미국, 텍사스 75254, 달拉斯, 메도우크릭 드라이브
6711

바이낙 마이클 존

미국, 텍사스 75081, 리차드슨, 스위트 580, 이 캠
벨 로드 801, 씨/오 폴테 코포레이션

(56) 선행기술조사문헌

WO2014093400 A1*

JP2013181876 A

KR1020010108081 A

KR1020020065830 A

KR1020110067120 A

KR1020140068911 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

명세서

청구범위

청구항 1

무선 시스템에서 사용자 장비(user equipment: UE)의 위치를 결정하는(determining) 방법으로서, 둘 이상의 공동 위치 채널(co-located channel)을 갖는 적어도 하나의 안테나를 통해 제1 기준 신호를 수신하는 단계,

적어도 하나의 안테나 각각의 위치를 결정하는 단계 - 상기 결정하는 단계는

상기 적어도 하나의 안테나로부터 적어도 하나의 안테나의 통신 범위 내 각각 알려진 위치를 갖는 셋 이상의 안테나 위치 캘리브레이션 유닛으로 제1 기준 신호와 동일한 유형의 제2 기준 신호를 전송하며,

제2 기준 신호로부터 적어도 하나의 안테나의 위치를 나타내는 데이터를 수집하고,

수집된 데이터를 분석해, 셋 이상의 안테나 위치 캘리브레이션 유닛 각각의 알려진 위치에 대한 적어도 하나의 안테나의 위치를 결정함으로써

이뤄짐 - ,

상기 무선 시스템의 거리 위치 정확도에 기초하여 지정 시간 이하의 표준 편차 내에서 상기 둘 이상의 공동 위치 채널의 타이밍을 동기화하는 단계, 및

UE의 위치를 계산하기 위해 제1 기준 신호 및 적어도 하나의 안테나의 위치를 이용하는 단계

를 포함하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 지정 시간은 3나노초(ns) 내지 10ns인, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 무선 시스템은 하나 이상의 노드를 포함하고, 상기 하나 이상의 노드의 각 노드는 적어도 하나의 섹터를 포함하고, 상기 각 노드의 상기 적어도 하나의 섹터는 위치파악 서버 유닛(Locate Server Unit: LSU)과 통신하도록 구성되고, 상기 수신된 기준 신호를 이용하는 단계는 상기 LSU 또는 상기 LSU와 상기 하나 이상의 노드의 조합에 의해 수행되거나, 상기 UE, 상기 LSU, 상기 하나 이상의 노드, 또는 이들의 조합에 의해 수행되는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 무선 시스템은 네트워크 SUPL 서버, E-SMLC 서버, LCS(LoCation Services) 시스템, 또는 이들의 조합의 LSU의 기능을 포함하고, 하나 이상의 노드를 포함하도록 구성되며, 상기 LSU는 상기 무선 시스템의 하나 이상의 노드와 네트워크 인프라스트럭처를 인터페이싱하도록 구성된, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서, 이용하는 단계는 하나 이상의 위치선(LOP: line of position)을 이용하는 단계를 포함하며, 적어도 하나의 안테나는 지리적으로 분산된 안테나인, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

둘 이상의 공동 위치 채널을 갖는 제1 위치 관리 유닛을 통해 제1 기준 신호가 수신되고,

둘 이상의 공동 위치 채널의 타이밍이 표준 편차 내에서 동기화되고, 상기 방법은

복수의 공동 위치 채널을 갖는 제2 위치 관리 유닛을 통해 제1 기준 신호를 수신하는 단계;

상기 무선 시스템의 거리 위치 정확도에 기초하여 제2 지정 시간 이하의 제2표준 편차 내에서 상기 제2 위치 관리 유닛의 복수의 공동 위치 채널의 타이밍을 동기화하는 단계를 더 포함하고,

상기 이용하는 단계는 UE의 위치를 계산하기 위해 제2 위치 관리 유닛으로부터의 제1 기준 신호를 이용하는 단계를 포함하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 7

제6항에 있어서, 이용하는 단계는 상기 UE의 위치를 계산하기 위해 다중 경로 완화 프로세서를 이용하는 단계를 포함하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 8

제7항에 있어서, 다중 경로 완화 프로세서는, UE와 제1 위치 관리 유닛 간 제1 거리를 계산함으로써 - 제1 거리를 계산하기 전에 제1 위치 관리 유닛으로부터의 제1 기준 신호의 다중 경로 완화 에러를 감소시킴 - , 또는 제2 위치 관리 유닛으로부터의 제1 기준 신호를 기초로 채널 응답을 계산함으로써 UE와 제2 위치 관리 유닛 간 제2 거리를 계산함으로써, UE의 위치를 부분적으로 계산하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 9

제1항에 있어서, 제1 기준 신호는 둘 이상의 공동 위치 채널을 갖는 위치 관리 유닛을 통해 수신되는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 10

제9항에 있어서, 적어도 하나의 안테나는 지리적으로 분산된 안테나이거나 둘 이상의 공동 위치 채널과 통신하는 안테나들의 공유 그룹인, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 11

제9항에 있어서, 상기 위치 관리 유닛 또는 상기 위치 관리 유닛을 서비스하는 안테나는 WiFi 장치와 공동 위치하고, 상기 위치 관리 유닛 또는 상기 위치 관리 유닛을 서비스하는 안테나는 상기 WiFi 장치와 전원을 공유하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 12

제9항에 있어서, 제1 기준 신호의 하나 이상의 소스(source)에 할당된 식별자를 이용해 제1 기준 신호를 위치 관리 유닛을 통해 수신된 타 신호로부터 격리하는 단계를 더 포함하는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 13

제9항에 있어서, 다중경로 완화 프로세서는 제1 기준 신호를 기초로 UE의 위치를 계산하도록 이용되는, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 14

제13항에 있어서, 제1 기준 신호 각각은 하나 이상의 부반송파를 포함하고, 다중 경로 완화 프로세서는, 상기 하나 이상의 부반송파의 위상, 진폭, 또는 이들의 조합에 부분적으로 기초하여 상기 UE의 위치를 계산하도록 구성된, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

청구항 15

제14항에 있어서, 상기 다중 경로 완화 프로세서는, 제1 기준 신호의 측정된 도달 각도(AoA: Angle of Arrival)에 부분적으로 기초하여 상기 UE의 위치를 계산하도록 구성된, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하

는 방법 .

청구항 16

삭제

청구항 17

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

청구항 44

삭제

청구항 45

삭제

청구항 46

삭제

청구항 47

삭제

청구항 48

삭제

청구항 49

삭제

청구항 50

삭제

청구항 51

삭제

청구항 52

삭제

청구항 53

삭제

청구항 54

삭제

청구항 55

삭제

청구항 56

삭제

청구항 57

삭제

청구항 58

삭제

청구항 59

삭제

청구항 60

삭제

청구항 61

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 관련 출원에 대한 상호 참조

[0002] 본 출원은, "PARTIALLY SYNCHRONIZED MULTILATERATION/TRILATERATION METHOD AND SYSTEM FOR POSITIONAL FINDING USING RF"이라는 명칭으로 2014년 10월 24일자로 가출원된 미국 특허 출원 제62/068,537호인 우선권

을 주장한다.

[0003] 본 실시예는, 무선 통신, 무선 네트워크 시스템, 및 RTLS(실시간 위치파악 서비스: Real Time Locating Service) 및 LTE 기반 위치파악 서비스를 포함한 오브젝트의 무선 주파수(RF) 기반 식별, 추적, 및 위치파악을 위한 시스템에 관한 것이다.

배경기술

[0004] 오브젝트의 상대적 위치 또는 지리적 위치를 결정(determination)하기 위한 RF 기반 식별 및 위치파악 시스템은, 일반적으로 단일 오브젝트 또는 오브젝트들의 그룹을 추적하고 또한 개인을 추적하는 데 사용된다. 종래의 위치파악 시스템은 개방된 실외 환경에서의 위치 결정에 사용되어 왔다. RF 기반, GPS(전지구 측위 시스템)/GNSS(전지구 위성 항법 시스템) 및 보조 GPS/GNSS가 통상적으로 사용된다. 그러나, 종래의 위치파악 시스템에서는, 실외뿐만 아니라 폐쇄(즉, 실내) 환경에서 오브젝트를 찾을 때 소정의 부정확성이 있다.

[0005] 셀룰러 무선 통신 시스템은 실내 및 GPS에 적합하지 않은 환경에 있는 사용자 장비(user equipment: UE) 위치를 위치파악하는 다양한 방법을 제공한다. 가장 정확한 방법은 다변측량/삼각측량 방법에 기초하는 위치파악 기술이다. 예를 들어, LTE(Long Term Evolution) 표준 릴리스(Release) 9는 DL-OTDOA(다운링크 판측 도달 시간차)를 특정하고, Release 11은 다변측량/삼각측량 방법들의 파생물인 U-TDOA(업링크 도달 시간차) 기술을 특정한다.

[0006] 시간 동기화 에러가 위치 정확도에 영향을 끼치므로, 다변측량/삼각측량 기반 시스템의 기본 요구 사항은 단일 공통 기준 시간에 대한 시스템의 완전하고 정확한 시간 동기화이다. 셀룰러 네트워크에서, DL-OTDOA 및 U-TDOA 위치파악 방법도, DL-OTDOA의 경우에 다중 안테나로부터의 송신이 시간 동기화되는 것을 요구하거나, U-TDOA의 경우에 다수의 수신기가 시간 동기화되는 것을 요구한다.

[0007] 또한, 다변측량/삼각측량 방법에 있어서, 예를 들어, UE 위치 등의 타깃 위치는 안테나들(즉, UE 위치 대 안테나 위치)에 대해 결정될 수도 있다. 따라서, 안테나 위치 데이터베이스(DL-OTDOA에 대한 송신 안테나 및 U-TDOA에 대한 수신 안테나)의 부정확성이 UE 위치파악 에러에 기여할 수도 있다.

[0008] LTE 표준 Release 9 및 Release 11은, 위치파악을 위해, 시간 동기화 정확도를 특정하지 않고, 무선/셀룰러 서비스 제공자에 넘긴다. 반면, 이러한 표준들에서는 범위 지정 정확도에 한계가 있다. 예를 들어, 10m 범위 지정(ranging) 신호 대역폭을 사용하는 경우, 요구 사항은 DL-OTDOA에 대해 50미터 @67% 신뢰도이고 U-TDOA에 대해 100미터 @67% 신뢰도이다.

[0009] 상술한 한계는, 정밀 동기화의 부족으로 인해, 예를 들어, 시간 동기화 에러로 인해 야기된 에러 및 범위 지정 측정 에러의 조합의 결과이다. 관련된 LTE 테스트 규격(3GPP TS 36.133 버전 10.1.0 Release 10) 및 다른 문서들로부터, 동기화 에러가 균일하게 분산된다고 가정하면, 시간 동기화 에러를 추정하는 것이 가능하다. 하나의 이러한 추정은 200ns(피크-투-피크 100ns)의 양에 해당한다. 동기화 에러가 균일하게 분산된다고 가정할 때 보이스 오버(Voice over) LTE(VoLTE) 기능이 또한 150나노초(75ns 피크-투-피크)까지 셀룰러 네트워크 동기화를 요구한다는 점에 주목해야 한다. 따라서, 향후, LTE 네트워크의 시간 동기화 정확도는 150ns 이내에 있다고 가정할 수도 있다.

[0010] 거리 위치 정확도와 관련하여, FCC 지침 NG 911은 50미터 및 100미터의 위치 정확도 요구 사항을 특정한다. 그러나, 위치 기반 서비스(LBS) 시장의 경우, 실내 위치 요구 사항이 훨씬 더 엄격하며, 즉, 3미터 @67%의 신뢰도를 요구한다. 이처럼, 시간 동기화 에러 150ns(표준 편차 43ns)에 의해 야기된 범위 지정 및 위치파악 에러는 3m 범위 지정 에러보다(표준 편차 10ns)보다 훨씬 크다.

[0011] 셀룰러 네트워크의 시간 동기화가 강제적 FCC NG E911 응급 위치 요구 사항을 충족시키는 데 충분할 수도 있지만, 이 동기화 정확도는 훨씬 더 정확한 위치파악을 요구하는 LBS 또는 RTLS 시스템 사용자의 요구에 미치지 못한다. 따라서, 1) LBS 및 RTLS를 지원하도록 셀룰러/무선 네트워크에 대한 정확한 시간 동기화의 결여 및 2) 셀룰러/무선 안테나 위치 데이터베이스의 부정확성으로 인해 유발되는 위치파악 에러를 완화할 필요가 있다.

발명의 내용

[0012] 본 개시 내용은, 기존 시스템에 연관된 단점들 중 하나 이상을 실질적으로 제거하는 RTLS(실시간 위치파악 서비스) 시스템을 포함하여, 오브젝트의 무선 주파수(RF) 기반 식별, 추적, 및 위치파악을 위한 방법 및 시스템에 관한 것이다. 이 방법 및 시스템은 (시간적으로) 부분적으로 동기화된 수신기 및/또는 송신기를 사용할 수

있다. 일 실시예에 따르면, RF 기반 추적 및 위치파악은, 셀룰러 네트워크에서 구현되지만, 임의의 무선 시스템 및 RTLS 환경에서도 구현될 수 있다. 제안된 시스템은 소프트웨어 구현 디지털 신호 처리 및 소프트웨어 정의 무선 기술(software defined radio technologies: SDR)을 사용할 수 있다. 디지털 신호 처리(digital signal processing: DSP)도 사용할 수 있다.

[0013] 본원에 설명된 한 가지 방법에서는, 각 클러스터 내에서 정확하게 시간 동기화된 수신기 및/또는 송신기의 클러스터를 사용하는 한편, 클러스터 간 시간 동기화는 훨씬 덜 정확하거나 전혀 필요하지 않을 수 있다. 본 실시예는, 모든 무선 시스템/네트워크에서 사용될 수 있으며, 단방향, 반이중(half-duplex), 및 전이중(full duplex) 동작 모드들을 포함한다. 이하에서 설명되는 실시예는 OFDM 변조 및/또는 그 파생 형태를 포함하는 다양한 변조 유형을 사용하는 무선 네트워크로 동작한다. 따라서, 이하에서 설명되는 실시예는 LTE 네트워크로 동작하며, 다른 무선 시스템/네트워크에도 적용 가능하다.

[0014] 일 실시예에서 설명하는 바와 같이, 3개의 GPP LTE 셀룰러 네트워크에서 구현되는 기반 추적 및 위치파악은, (시간적으로) 정확하게 동기화된 수신기 및/또는 송신기 클러스터로부터 상당한 이점을 얻을 수도 있다. 제안된 시스템은 소프트웨어 및/또는 하드웨어 구현 디지털 신호 처리를 사용할 수 있다.

[0015] 실시예들의 추가 특징들 및 장점들은 다음의 설명에서 설명될 수도 있으며, 부분적으로는 그 설명으로부터 명백 할 수도 있고, 또는 실시예의 실시에 의해 학습될 수도 있다. 실시예의 이점들은 첨부된 도면뿐만 아니라 상세한 설명 및 청구범위에서 구체적으로 지적된 구조에 의해 실현되고 달성될 수도 있다.

[0016] 전술한 일반적인 설명 및 다음의 상세한 설명은 예시적이고 설명적인 것이며 청구되는 바와 같은 실시예의 추가 설명을 제공하기 위한 것이라는 점을 이해해야 한다.

도면의 간단한 설명

[0017] 실시예의 추가 이해를 제공하기 위해 포함되며 본 명세서에 통합되어 그 일부를 구성하는 첨부도면은, 실시예를 도시하고 설명과 함께 실시예의 원리를 설명하는 역할을 한다. 도면에서,

도 1과 도 1a는 일 실시예에 따라 협대역폭 범위 지정 신호 주파수 성분들을 도시한 도면;

도 2는 예시적인 광대역폭 범위 지정 신호 주파수 성분들을 도시한 도면;

도 3a, 도 3b, 및 도 3c는 일 실시예에 따라 RF 모바일 추적 및 위치파악 시스템의 마스터 유닛과 슬레이브 유닛의 블록도를 도시한 도면;

도 4는 동기화된 광대역 기저대역 범위 지정 신호의 일 실시예를 도시한 도면;

도 5는 일 실시예에 따라 소거에 의한 신호 프리커서의 제거를 도시한 도면;

도 6은 일 실시예에 따라 적은 반송파에 의한 프리커서 소거를 도시한 도면;

도 7은 단방향 전송 함수 상(one-way transfer function phase)의 일 실시예를 도시한 도면;

도 8은 위치파악 방법의 일 실시예를 도시한 도면;

도 9는 LTE 기준 신호 맵핑을 도시한 도면;

도 10은 향상된 셀 ID+RTT 위치파악 기술의 일 실시예를 도시한 도면;

도 11은 OTDOA 위치파악 기술의 일 실시예를 도시한 도면;

도 12는 일 실시예에 따라 조작자의 eNB 시설에 설치된 시간 관측 유닛(TMO)의 동작을 도시한 도면;

도 13은 무선 네트워크 위치파악 장비의 일 실시예를 도시한 도면;

도 14는 기업 애플리케이션을 위한 무선 네트워크 위치파악 다운링크 에코시스템의 일 실시예를 도시한 도면;

도 15는 네트워크 와이드 애플리케이션을 위한 무선 네트워크 위치파악 다운링크 에코시스템의 일 실시예를 도시한 도면;

도 16은 기업 애플리케이션을 위한 무선 네트워크 위치파악 업링크 에코시스템의 일 실시예를 도시한 도면;

도 17은 네트워크 와이드 애플리케이션을 위한 무선 네트워크 위치파악 업링크 에코시스템의 일 실시예를 도시

한 도면;

도 18은 하나 이상의 DAS 및/또는 펨토/스몰 셀 안테나(femto/small cell antenna)를 포함할 수도 있는 UL-TDOA 환경의 일 실시예를 도시한 도면;

도 19는 DAS 기지국 및/또는 펨토/스몰 셀을 대신하여 사용될 수 있는 하나 이상의 셀 타워를 포함할 수도 있는 도 18의 것과 유사한 UL-TDOA의 일 실시예를 도시한 도면;

도 20은 셀 레벨 위치파악의 일 실시예를 도시한 도면;

도 21은 서빙 셀 및 섹터 ID 위치파악의 일 실시예를 도시한 도면;

도 22는 E-CID 플러스 AoA 위치파악의 일 실시예를 도시한 도면;

도 23은 AoA 위치파악의 일 실시예를 도시한 도면;

도 24는 수신 안테나 간의 넓은 거리와 가까운 거리를 이용한 TDOA의 일 실시예를 도시한 도면;

도 25는 3 섹터 배치의 일 실시예를 도시한 도면;

도 26은 안테나 포트 맵핑의 일 실시예를 도시한 도면;

도 27은 LTE Release 11 U-TDOA 위치파악 기술의 일 실시예를 도시한 도면;

도 28은 멀티채널 위치 관리 유닛(Location Management Unit: LMU) 하이 레벨 블록도의 일 실시예를 도시한 도면;

도 29는 위치 서버(location Server)가 있는 무선/셀룰러 네트워크의 DL-OTDOA 기술의 일 실시예를 도시한 도면;

도 30은 위치 서버가 있는 무선/셀룰러 네트워크의 U-TDOA 기술의 일 실시예를 도시한 도면;

도 31은 랙마운트 인클로저를 나타내는 일 실시예를 도시한 도면;

도 32는 랙마운트 인클로저에 클러스터링된(통합된) 다중 단일 채널 LMU들의 하이 레벨 블록도의 일 실시예를 도시한 도면;

도 33은 랙마운트 인클로저에 클러스터링된(통합된) 통합된 LMU를 갖는 다중 스몰 셀들의 하이 레벨 블록도(일 대일 안테나 접속 맵핑)의 일 실시예를 도시한 도면;

도 34는 LMU와 DAS 통합의 하이 레벨 블록도의 일 실시예를 도시한 도면;

도 35는 LMU와 WiFi 인프라스트럭처 통합의 하이 레벨 블록도의 일 실시예를 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0018] 이제, 본 실시예들의 바람직한 실시예를 상세하게 참조할 수도 있으며, 그 예들이 첨부 도면에 도시되어 있다.

[0019] 본 실시예들은 RTLS를 포함하는 오브젝트의 RF 기반 식별, 추적, 및 위치파악을 위한 방법 및 시스템에 관한 것이다. 일 실시예에 따르면, 방법 및 시스템은 협대역폭 범위 지정 신호를 사용한다. 실시예는, VHF 대역에서 동작하지만, UHF 대역 및 고주파수뿐만 아니라 HF, LF, 및 VLF 대역에서도 사용될 수 있다. 이것은 다중 경로 완화 프로세서를 사용한다. 다중 경로 완화 프로세서를 사용하면, 시스템에 의해 구현되는 추적 및 위치파악의 정확성이 향상된다.

[0020] 실시예는, 사용자가 다수의 사람 및 오브젝트를 추적, 위치파악, 및 감시할 수 있게 하는 작고 휴대성이 높은 기본 유닛을 포함한다. 각 유닛은 자신의 고유한 ID를 갖는다. 각 유닛은 자신의 ID가 있는 RF 신호를 브로드캐스팅하고, 각 유닛은, ID, 및 음성, 데이터, 추가 정보를 포함할 수 있는 리턴 신호를 되돌려 보낼 수 있다. 각 유닛은, 다른 유닛들로부터의 리턴 신호를 처리하고, 삼각측량 또는 삼변측량 및/또는 사용되는 다른 방법에 따라 상대 위치 및/또는 실제 위치를 연속적으로 결정한다. 바람직한 실시예는, 또한, GPS 장치, 스마트폰, 양방향 무선 라디오 및 PDA와 같은 제품과 쉽게 통합될 수 있다. 그 결과에 따른 제품은, 기존 디스플레이, (고도계, GPS, 가속도계, 및 컴퍼스 등의) 센서, 및 호스트의 처리 용량을 활용하면서 독립형 장치들의 모든 기능을 가질 수도 있다. 예를 들어, 본원에 기술되는 장치 기술을 이용한 GPS 장치는, 지도 상의 사용자의 위치를 제공할 수도 있고 또한 그룹의 다른 멤버들의 위치를 맵핑할 수도 있다.

- [0021] FPGA 구현에 기초한 바람직한 실시예의 크기는, 집적 회로 기술이 향상됨에 따라 약 2x4x1 인치 내지 2x2x0.5인치 이하이다. 사용되는 주파수에 따라, 안테나는 장치에 통합되거나 장치 인클로저를 통해 돌출될 수도 있다. 장치의 ASIC(주문형 집적 회로) 기반 버전은 FPGA 및 기타 전자 부품들의 대부분의 기능을 유닛 또는 태그에 통합할 수도 있다. 제품의 ASIC 기반 독립형 버전의 경우, 장치 크기가 1x0.5x0.5인치 이하일 수도 있다. 안테나 크기는 사용되는 주파수에 의해 결정될 수도 있으며, 안테나의 일부는 인클로저에 통합될 수 있다. ASIC 기반의 실시예는 칩셋에 불과한 제품에 통합되도록 설계된다. 마스터 또는 태그 유닛들 간에는 어떠한 상당한 크기 차이도 없어야 한다.
- [0022] 이 장치는, 다중 경로 완화 알고리즘을 처리하기 위해 다수의 주파수 범위(대역)에서 동작하는 표준 시스템 구성 요소(기성품 구성요소)를 사용할 수 있다. 디지털 신호 처리 및 소프트웨어 정의 라디오용 소프트웨어를 사용할 수 있다. 최소한의 하드웨어와 결합된 신호 처리 소프트웨어는, 소프트웨어에 의해 정의된 과정을 송수신한 라디오들을 조립할 수 있게 한다.
- [0023] 미국 특허 제7,561,048호는 협대역폭의 범위 지정 신호 시스템을 개시하고 있는데, 협대역폭의 범위 지정 신호는, (낮은 대역폭 채널들 중 일부가 수십 킬로헤르츠로 확장될 수도 있지만) 예를 들어 겨우 수 킬로헤르츠의 음성 채널을 사용하여 낮은 대역폭의 채널에 적합하도록 설계된다. 이것은 수백 킬로헤르츠 내지 수십 메가헤르츠의 채널을 사용하는 종래의 위치파악 시스템과는 대조적이다.
- [0024] 이러한 협대역폭의 범위 지정 신호 시스템의 장점들은 다음과 같다. 1) 낮은 동작 주파수/대역에서, 종래의 위치파악 시스템의 범위 지정 신호 대역폭이 반송(동작) 주파수 값을 초과한다. 따라서, 이러한 시스템은 LF/VLF 및 HF를 포함한 기타 낮은 주파수 대역에서 사용될 수 없다. 종래의 위치파악 시스템과는 달리, 미국 특허번호 제7,561,048호에 개시된 협대역폭의 범위 지정 신호 시스템은, 범위 지정 신호 대역폭이 반송 주파수 값보다 상당히 작기 때문에 LF, VLF, 및 기타 대역에서 성공적으로 사용될 수 있으며, 2) 예를 들어 UHF 대역까지의 RF 스펙트럼의 하단(일부 VLF, LF, HF 및 VHF 대역)에서는, FCC가 허용가능 채널 대역폭(12 내지 25kHz)을 엄격하게 제한하기 때문에 종래의 위치파악 시스템을 사용할 수 없으며, 이는 종래의 범위 지정 신호를 사용할 수 없게 한다. 종래의 위치파악 시스템과는 달리, 협대역폭의 범위 지정 신호 시스템의 범위 지정 신호 대역폭은 FCC 규정 및 기타 국제 스펙트럼 규제 기관을 완벽하게 준수하며, 3) 동작 주파수/대역과는 독립적으로, 협대역폭 신호가 광대역폭 신호에 비해 본질적으로 더욱 높은 SNR(신호대 잡음비)을 갖는다는 것은 공지되어 있다(MRI: the basics, by Ray H. Hashemi, Mayiam G. Bradley ... - 2003을 참조). 이는, UHF 대역을 포함하여 동작하는 주파수/대역과는 독립적으로 협대역폭 범위 지정 신호 위치파악 시스템의 동작 범위를 증가시킨다.
- [0025] 따라서, 종래의 위치파악 시스템과는 달리, 협대역폭 범위 지정 신호 위치파악 시스템을 RF 스펙트럼의 하단에서, 예를 들어, 다중 경로 현상은 덜 두드러지는, VHF 및 저주파 대역, LF/VLF 대역까지 사용할 수 있다. 동시에, 협대역폭의 위치파악 시스템은, 또한, UHF 대역 이상에서 사용되어, 신호 SNR을 개선하고 결과적으로 위치파악 시스템의 동작 범위를 증가시킬 수 있다.
- [0026] 다중 경로, 예컨대, RF 에너지 반사를 최소화하기 위해, VLF/LF 대역에서 동작하는 것이 바람직하다. 그러나, 이러한 주파수들에서는, 휴대용/모바일 안테나의 효율이 매우 낮다(RF 파장에 비해 안테나 길이가 짧기 때문에 약 0.1% 이하이다). 또한, 이러한 저 주파수에서, 자연적 소스 및 인공 소스로부터의 잡음 레벨은 예를 들어 VHF 등의 고 주파수/대역보다 훨씬 높다. 이러한 두 현상은 위치파악 시스템의 적용가능성, 예를 들어, 동작 범위 및/또는 이동성/휴대성을 함께 제한할 수도 있다. 따라서, 동작 범위 및/또는 이동성/휴대성이 매우 중요한 특정 애플리케이션의 경우에는, 예를 들어, HF, VHF, UHF 및 UWB와 같은 더욱 높은 RF 주파수/대역을 사용할 수도 있다.
- [0027] VHF 및 UHF 대역에서, 자연 소스 및 인공 소스로부터의 잡음 수준은 VLF, LF, 및 HF 대역에 비해 현저히 낮고, VHF 및 HF 주파수에서, 다중 경로 현상(예를 들어, RF 에너지 반사)은 UHF 이상의 고 주파수보다 덜 심각하다. 또한, VHF에서, 안테나 효율은 HF 및 저 주파수에서 현저하게 우수하며, VHF에서, RF 침투 성능은 UHF보다 훨씬 우수하다. 따라서, VHF 대역은 모바일/휴대용 애플리케이션을 위한 양호한 절충안을 제공한다. 반면, 예를 들어, VHF 주파수(또는 더 낮은 주파수)가 전리층을 통과할 수 없는(또는 편향/굴절되는) GPS와 같은 일부 특수한 경우에는, UHF가 좋은 선택이 될 수 있다. 그러나, 어느 경우(및 모든 경우들/응용 분야들)에서든, 협대역 범위 지정 신호 시스템은 종래의 광대역 범위 지정 신호 위치파악 시스템에 비해 장점을 가질 수도 있다.
- [0028] 실제 애플리케이션(들)은 정확한 기술 사양(예를 들어, 전력, 방출, 대역폭, 및 동작 주파수/대역)을 결정할 수도 있다. 협대역폭 범위는, 협대역 범위가 FCC에 명시되어 있으며 적절한 섹션을 위한 대응하는 기술적 요구 사항에 부합하는 6.25kHz, 11.25kHz, 12.5kHz, 25kHz and 50kHz 등의 가장 엄격한 협대역폭을 포함하는 서로 다른 많은

대역폭/주파수에서의 동작을 가능하게 하기 때문에, 사용자가 라이센스 또는 라이센스 면제를 수신할 수 있게 하거나 FCC에 명시된 바와 같은 비인가 대역을 사용할 수 있게 한다. 그 결과, 이러한 섹션들 내의 다수의 FCC 섹션 및 면제가 적용될 수도 있다. 적용가능한 주요 FCC 규정은 다음과 같다: 47 CFR Part 90- Private Land Mobile Radio Services, 47 CFR Part 94 personal Radio Services, 47 CFR Part 1 – Radio Frequency Devices (비교를 위해, 광대역 신호는 수백 KHz 내지 최대 10 내지 20MHz이다).

[0029] 통상적으로, Part 90 및 Part 94에 대하여, VHF 구현은, 사용자가 장치를 소정의 면제(저 전력 무선 서비스가 일례임) 하에서 최대 100mW에서 동작시킬 수 있게 한다. 소정의 애플리케이션에 대하여, VHF 대역에서의 허용가능한 송신 전력은 2 내지 5와트이다. 900MHz(UHF 대역)에 대하여, 허용가능한 송신 전력은 1W이다. 160kHz 내지 190kHz 주파수(LF 대역)에 대하여, 허용가능한 송신 전력은 1W이다.

[0030] 협대역 범위는, 서로 다른 스펙트럼 허용들의 전부는 아니더라도 많은 것을 준수할 수 있으며, 가장 엄격한 규정 요건을 여전히 준수하면서 정확한 범위 지정을 가능하게 한다. 이는 FCC뿐만 아니라 유럽, 일본 및 한국을 포함한 전 세계 스펙트럼 사용을 규제하는 기타 국제기구에서도 마찬가지이다.

[0031] 다음에 따르는 것은, 통상적인 전력 사용 및 태그가 실제 환경에서 다른 리더와 통신할 수 있는 거리와 함께 사용되는 공통 주파수들의 리스트이다(Indoor Propagation and Wavelength Dan Dobkin, WJ Communications, V 1.4 7/10/02 참조).

[0032] 915MHz 100mW 150피트

[0033] 2.4GHz 100mW 100피트

[0034] 5.6Ghz 100mW 75피트

[0035] 제안된 시스템은, VHF 주파수에서 동작하며, RF 신호를 전송 및 처리하기 위한 독점적인 방법을 사용한다. 보다 구체적으로, 제안된 시스템은, VHF 주파수에서 협대역폭 요구 사항의 한계를 극복하기 위해 DSP 기술과 소프트웨어 정의 라디오(SDR)를 사용한다.

[0036] 저 주파수(VHF)에서 동작하면, 산란이 감소하고 벽 침투가 더욱 양호해진다. 최종 결과로, 일반적으로 사용되는 주파수보다 범위가 대략 10배 증가한다. 예를 들어, 프로토타입의 측정 범위를 위에 나열된 RFID 기술의 측정 범위와 비교한다.

[0037] 216MHz 100mw 700피트

[0038] 협대역 범위 지정 기술을 이용하여, 통상적인 전력 사용 및 태그 통신 범위가 실제 환경에서 다른 리더와 통신 할 수 있는 거리와 함께 일반적으로 사용되는 주파수의 범위가 상당히 증가할 것이다:

[0039] 915MHz 100mW 150피트에서 500피트로

[0040] 2.4GHz 100mW 100피트에서 450피트로

[0041] 5.6Ghz 100mW 75피트에서 400피트로.

[0042] 배터리 소모는, 설계, 전송 전력(transmitted power), 및 장치의 뉴티 사이클, 예를 들어, 2개의 연속적인 거리 (위치) 측정 사이의 시간 간격의 합수이다. 많은 애플리케이션에서, 뉴티 사이클은 10X 내지 1000X로 크다. 뉴티 사이클이 큰, 예를 들어, 100X인 애플리케이션에서, 100mW의 전력을 전송하는 FPGA 버전의 가동 시간은 최대 약 3주가 소요될 수도 있다. ASIC 기반 버전은 가동 시간을 10배까지 증가시킬 것으로 예상된다. 또한, ASIC은 본질적으로 잡음 수준이 낮다. 따라서, ASIC 기반 버전은 또한 동작 범위를 약 40%까지 증가시킬 수도 있다.

[0043] 통상의 기술자는, 실시예가 시스템의 장거리 동작 범위를 타협하지 않으면서 RF 도전 환경(예를 들어, 건물, 도시의 복도 등)에서 위치파악 정확도를 상당히 증가시킨다는 것을 이해할 수 있다.

[0044] 통상적으로, 추적 및 위치파악 시스템은 트랙-로케이트-네비게이트 방법을 사용한다. 이러한 방법에는 TOA(도달 시간: Time-Of-Arrival), 차등 도달 시간(Differential-Time-Of-Arrival: DTOA), 및 TOA와 DTOA의 조합이 포함된다. 거리 측정 기술로서의 도달 시간(TOA)은 일반적으로 미국 특허 제5,525,967호에 기술되어 있다. TOA/DTOA 기반 시스템은 거리 범위로 변환된 시간 지연과 같은 RF 거리 지정 측정 신호 디렉트-라인-오브-사이트(DLOS) 비행 시간을 측정한다.

[0045] RF 반사(예를 들어, 다중 경로)의 경우에, 다양한 지연 시간을 갖는 RF 측정 신호의 다수의 복제본이 DLOS RF 측정 신호 상에 중첩된다. 협대역폭 범위 지정 신호를 사용하는 트랙 위치파악 시스템은 다중 경로 완화 없이

DLOS 신호와 반사 신호를 구별할 수 없다. 결과적으로, 이러한 반사된 신호는 추정된 범위 지정 신호 DLOS 비행 시간에 에러를 유도하고, 이는 다시 범위 추정 정확도에 영향을 끼친다.

[0046] 실시예는 DLOS 신호 및 반사된 신호를 분리하기 위해 다중 경로 완화 프로세서를 유리하게 사용한다. 따라서, 실시예는 추정된 범위 지정 신호 DLOS 비행 시간에서의 에러를 상당히 감소시킨다. 제안된 다중 경로 완화 방법은 모든 RF 대역에서 사용될 수 있다. 또한, 이 방법은 광대역폭의 범위 지정 신호 위치파악 시스템에 사용될 수 있다. 이 방법은, DSS(Direct Spread Spectrum: 직접 확산 스펙트럼) 및 FH(Frequency Hopping: 주파수 흡평)와 같은 확산 스펙트럼 기술을 포함한 다양한 변조/복조 기술을 지원할 수 있다.

[0047] 또한, 방법의 정확도를 더욱 개선하도록 잡음 감소 방법이 적용될 수 있다. 이러한 잡음 감소 방법은, 코히어런트 합산, 넌코히어런트 합산, 매칭 필터링, 시간 다이버시티 기술 등을 포함할 수 있지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 최대 우도 추정(예를 들어, 비터비 알고리즘(Viterbi Algorithm)), 최소 분산 추정(칼만 필터) 등의 후처리 기술을 적용함으로써 다중 경로 간섭 에러의 나머지를 더욱 감소시킬 수 있다.

[0048] 이 실시예는 단방향 동작 모드, 반이중 동작 모드, 및 전이중 동작 모드를 갖는 시스템에서 사용될 수 있다. 전이중 동작은, RF 트랜시버의 복잡성, 비용, 및 실행 계획 측면에서 매우 까다로우며, 이는 휴대용/모바일 장치 구현시 시스템 동작 범위를 제한한다. 반이중 동작 모드에서, 리더(흔히 "마스터"라고 함)와 태그(때로는 "슬레이브" 또는 "타깃"이라고도 함)는, 어느 때라도 마스터 또는 슬레이브가 전송할 수 있는 프로토콜에 의해 제어된다.

[0049] 송수신을 번갈아 사용하면 거리 측정에 단일 주파수를 사용할 수 있다. 이러한 구성은 전이중 시스템에 비해 시스템의 복잡성 및 비용을 감소시킨다. 단방향 동작 모드는, 개념적으로는 단순하지만, 범위 지정 신호 시퀀스의 시작을 포함하여 마스터와 타깃 유닛(들) 간의 이벤트를 보다 엄격하게 동기화해야 한다.

[0050] 본 실시예들에서, 협대역 범위 지정 신호 다중 경로 완화 프로세서는 범위 지정 신호 대역폭을 증가시키지 않는다. 이 프로세서는, 유리하게 서로 다른 주파수 성분들을 사용하여 협대역폭의 범위 지정 신호를 전파를 가능하게 한다. 추가 범위 지정 신호 처리는, RELAX와 같은 통계적 알고리즘 및/또는 초고 해상도 스펙트럼 추정 알고리즘(MUSIC, rootMUSIC, ESPRIT)을 사용하여 주파수 영역에서 실행될 수 있고, 또는 합성 범위 지정 신호를 비교적 광대역폭과 조립하고 이 신호에 추가 처리를 적용함으로써 시간 영역에서 실행될 수 있다. 협대역폭 범위 지정 신호의 상이한 주파수 성분은 의사 랜덤하게 선택될 수 있고, 또한, 주파수에 있어서 연속적이거나 이격될 수 있으며, 주파수에 있어서 균일한 공간 및/또는 불균일한 공간을 가질 수 있다.

[0051] 실시예는 다중 경로 완화 기술을 확장한다. 협대역 범위 지정을 위한 신호 모델은, 지연이 다중 경로와 관련된 시간 지연에 의해 정의된 유사 조건 더하기 주파수가 범위에 의해 정의된 지연에 직접 비례하는 (본원의 다른 곳에서 도입되는 바와 같은) 복소 지수이다. 이 모델은, 신호 구조의 실제 구현, 예를 들어, 스텝형 주파수, 선형 주파수 변조 등과는 독립적이다.

[0052] 직접 경로와 다중 경로 간의 주파수 분리는 명목상으로 극히 작으며, 일반적인 주파수 영역 처리는 직접 경로 범위를 추정하는 데 충분하지 않다. 예를 들어, 30미터(100.07나노초 지연)의 범위에서 5MHz 초파의 100kHz 스텝 평 속도의 스텝형 주파수 범위 지정 신호는 0.062875라디안/초의 주파수를 발생시킨다. 경로 길이가 35미터인 다중 경로 반사는 0.073355의 빈도를 야기한다. 분리는 0.0104792이다. 관측가능한 50개 샘플의 주파수 해상도는 0.12566Hz의 고유 주파수 해상도를 갖는다. 결과적으로, 직접 경로를 반사 경로로부터 분리하고 직접 경로 범위를 정확하게 추정하기 위해서는 종래의 주파수 추정 기술을 사용할 수 없다.

[0053] 이러한 제한을 극복하기 위해, 실시예들은, 하위 공간(subspace) 분해 고 해상도 스펙트럼 추정 방법 및 멀티모드 클러스터 분석의 구현의 고유한 조합을 사용한다. 하위 공간 분해 기술은, 관측된 데이터의 추정된 공분산 행렬을 2개의 직교 하위 공간인 잡음 하위 공간과 신호 하위 공간으로 나누는 것에 의존한다. 하위 공간 분해 방법론의 이론은, 관측 부분을 잡음 하위 공간으로 투영하는 것이 잡음으로 구성되고 관측 부분을 신호 하위 공간으로 투영하는 것이 신호로 구성된다는 것이다.

[0054] 초고 해상도 스펙트럼 추정 알고리즘 및 RELAX 알고리즘은, 잡음이 있는 경우 스펙트럼에서 밀접하게 배치된 주파수들(사인 곡선)을 구별할 수 있다. 주파수들은 고조파와 관련될 필요가 없으며, 디지털 푸리에 변환(DFT)과는 달리, 신호 모델은 어떠한 인공적인 주기성도 도입하지 않는다. 주어진 대역폭의 경우, 이러한 알고리즘들은 푸리에 변환보다 훨씬 높은 해상도를 제공한다. 따라서, DLOS는 다른 다중 경로(MP)와 높은 정확도로 확실하게 구분될 수 있다. 유사하게, 인위적으로 생성된 합성 광대역폭 범위 지정 신호에 후술할 임계화된 방법을 적용함으로써, DLOS를 다른 경로들과 높은 정확성으로 신뢰성 있게 구별하는 것이 가능하게 된다.

[0055] 실시예에 따르면, 디지털 신호 처리(DSP)는 다중 경로 완화 프로세서에 의해 DLOS를 다른 MP 경로와 확실하게 구별할 수 있다. 스펙트럼 분석(스펙트럼 추정) 기술에는 다양한 초고 해상도 알고리즘/기술이 존재한다. 예로는, MUSIC(다중 신호 특징화) 알고리즘 또는 root-MUSIC 알고리즘, ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 알고리즘, PHA(Pisarenko Harmonic Decomposition) 알고리즘, RELAX 알고리즘 등을 통한 신호 매개변수의 추정 등의 하위 공간 기반 방법들이 있다.

[0056] 상술한 모든 초고 해상도 알고리즘에서, 인입(즉, 수신된) 신호는 복소 지수들과 이들의 복소 진폭들의 선형 조합으로서 모델링된다. 다중 경로의 경우, 수신된 신호는 다음과 같을 수도 있다:

$$r(t) = \beta \times e^{i2\pi f \times t} \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i2\pi f \times \tau_k} \quad (1)$$

[0057]

[0058] 여기서, $\beta \times e^{i2\pi f \times t}$ 는 전송 신호이고, f 는 동작 주파수이고, L 은 다중 경로 성분의 개수이고, $\alpha_k = |\alpha_k| \times e^{j\theta_k}$ 와 τ_k 는 각각 k 번째 경로의 복소 감쇠 및 전파 지연이다. 다중 경로 구성요소는, 전달 지연이 오름차순으로 고려되도록 인덱싱된다. 그 결과, 이 모델에서, τ_0 은 DLOS 경로의 전달 지연을 나타낸다. 분명하게, τ_0 값은, 모든 τ_k 중 최소값이므로, 가장 중요하다. 위상 θ_k 는 일반적으로 균일한 확률 밀도 함수 $U(0, 2\pi)$ 를 사용하여 한 측정 사이클에서 다른 측정 사이클로 랜덤하게 가정된다. 따라서, $\alpha_k = \text{const}$ (즉, 상수값)라고 가정한다.

[0059] 매개 변수들인 α_k 와 τ_k 는 건물 안팎의 사람과 장비의 움직임을 반영하는 랜덤한 시변 함수들이다. 그러나, 측정된 시간 간격과 비교하여 이들의 변동 속도가 매우 느리므로, 이러한 매개 변수는 주어진 측정 사이클 내에서 시불변의 랜덤 변수로서 취급될 수 있다.

[0060] 이러한 모든 매개 변수는, 전송 계수 및 반사 계수와 같은 무선 신호 특징들과 관련되어 있으므로 주파수 의존적이다. 그러나, 실시예에서, 동작 주파수는 거의 변하지 않는다. 따라서, 전술한 매개 변수는 주파수 독립적이라고 상정할 수 있다.

[0061] 식 (1)은 아래와 같이 주파수 영역에서 제시될 수 있다:

$$A(f) = \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i(2\pi \times \tau_k) \times f} \quad (2)$$

[0062]

[0063] 여기서, $A(f)$ 는 수신 신호의 복소 진폭이고, $(2\pi \times \tau_k)$ 는 초고 해상도 알고리즘에 의해 추정될 인공 "주파수 들"이고, 동작 주파수 f 는 독립 변수이고, α_k 는 k 번째 경로 진폭이다.

[0064] 식 (2)에서, $(2\pi \times \tau_k)$ 인 초고 해상도 추정과 후속하는 τ_k 값들은 연속 주파수를 기반으로 한다. 실제로는, 측정 횟수가 제한적이다. 따라서, 변수 f 는 연속 변수가 아니라 이산적 변수일 수도 있다. 따라서, 복소 진폭 $A(f)$ 는 다음과 같이 계산될 수 있다:

$$\hat{A}(f_n) = \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i(2\pi \times \tau_k) \times f_n} \quad (3)$$

[0065]

[0066] 여기서, $\hat{A}(f_n)$ 는 이산 주파수 f_n 에서의 이산적 복소 진폭 추정값(즉, 측정값)이다.

[0067] 식 (3)에서, $\hat{A}(f_n)$ 는, 다중 경로 채널을 통해 전파된 후에 주파수 f_n 에서의 정현파 신호의 진폭과 위상으로서 해석될 수 있다. 모든 스펙트럼 추정 기반의 초고 해상도 알고리즘은 복잡한 입력 데이터(즉, 복소 진폭)를 필요로 한다는 점에 주목한다.

[0068] 일부 경우에, 실제 신호 데이터를, 예를 들어, $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$ 를 복소 신호(예를 들어, 분석 신호)로 변환할 수 있다. 예를 들어, 이러한 변환은 헬버트 변환 또는 다른 방법을 사용함으로써 달성될 수 있다. 그러나, 짧은 거리의 경우, τ_0 값은 매우 작아서, 매우 낮은 $(2\pi \times \tau_K)$ "주파수"가 발생한다.

[0069] 이러한 낮은 "주파수"는, 헬버트 변환(또는 다른 방법) 구현시 문제를 액;힌디/ 또한, 진폭 값(예를 들어, $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$)이 사용될 경우, 추정될 주파수의 수는 $(2\pi \times \tau_K)$ "주파수"뿐만 아니라 그 조합도 포함할 수도 있다. 일반적으로, 알려지지 않은 주파수의 수를 늘리면 초고 해상도 알고리즘의 정확도가 영향을 받는다. 따라서, 다른 다중 경로(MP) 경로로부터 DLOS 경로를 안정적이고 정확하게 분리하려면 복소 진폭 추정이 필요하다.

[0070] 다음은 다중 경로가 있을 때 복소 진폭 $\hat{A}(f_n)$ 을 얻는 작업 동안의 방법 및 다중 경로 완화 프로세서 동작에 대한 설명이다. 이 설명은 반이중 동작 모드에 중점을 두고 있지만 전이중 모드로 쉽게 확장할 수 있다는 점에 주목한다. 단방향 동작 모드는 반이중 모드의 하위 집합이지만 추가적인 이벤트 동기화를 필요로 한다.

[0071] 반이중 동작 모드에서, 리더(흔히 "마스터"라고 함)와 태그(때로는 "슬레이브" 또는 "타깃"이라고도 함)는, 어느 때라도 마스터 또는 슬레이브가 전송할 수 있는 프로토콜에 의해 제어될 수도 있다. 이러한 동작 모드에서, 태그(타깃 장치)는 트랜스폰더로서 기능한다. 태그는, 리더(마스터 장치)로부터 범위 지정 신호를 수신하여 메모리에 저장한 다음, 특정 시간(지연) 후에 그 신호를 마스터에 다시 전송한다.

[0072] 범위 지정 신호의 일 예가 도 1 및 도 1a에 도시되어 있다. 예시적인 범위 지정 신호는 인접한 상이한 주파수 성분을 사용한다. 범위 지정 신호 대역폭이 좁은 한, 주파수 및/또는 시간 또는 직교로 간격을 둔 의사 랜덤을 포함하는 다른 파형들이 또한 사용될 수 있다. 도 1에서, 각 주파수 성분에 대한 지속 시간 T_f 는 범위 지정 신호 협대역 특성을 획득하도록 충분히 길 수도 있다.

[0073] 상이한 주파수 성분을 갖는 범위 지정 신호의 또 다른 변형이 도 2에 도시된다. 이것은 개별 주파수를 협대역으로 만들기 위해 오랜 시간 동안 전송되는 다중 주파수(f_1, f_2, f_3, f_4, f_n)를 포함한다. 이러한 신호는, 보다 효율적이지만, 광대역폭에서 사용되며, 광대역폭의 범위 지정 신호가 SNR에 영향을 주고, 이는 다시 동작 범위를 감소시킨다. 또한, 이러한 광대역폭의 범위 지정 신호는 VHF 대역 또는 저 주파수 대역에 대한 FCC 요건을 위반할 수도 있다. 그러나, 특정 응용 분야에서, 이러한 광대역폭의 범위 지정 신호는 기존의 신호 및 전송 프로토콜과의 통합을 용이하게 한다. 또한, 이러한 신호는 트랙-위치파악 시간을 감소시킨다.

[0074] 이러한 다중 주파수(f_1, f_2, f_3, f_4, f_n) 버스트는, 또한, 주파수 및/또는 시간 또는 직교로 간격을 두고서 연속적 및/또는 의사 랜덤일 수도 있다.

[0075] 협대역 범위 지정 모드는, 광대역 범위 지정에 비해 이 정확도가 실현될 수 있는 범위를 증가시키면서 정확도를 즉각적인 광대역 범위 지정의 형태로 생성할 수도 있다. 이러한 성능은, 고정 송신 전력에서, 협대역 범위 지정 신호의 (적절한 신호 대역폭에서) 수신기에서의 SNR이 광대역 범위 지정 신호의 수신기에서의 SNR보다 크기 때문에 달성된다. SNR 이득은 광대역 범위 지정 신호의 전체 대역폭과 협대역 범위 지정 신호의 각 채널의 대역폭의 비의 차수이다. 이것은, 예를 들어 걷거나 뛰는 사람과 같이 정지 타깃 및 천천히 움직이는 타깃에 대하여 매우 빠른 범위 지정이 필요하지 않을 때 좋은 트레이드 오프를 제공한다.

[0076] 마스터 장치와 태그 장치는 동일하며 마스터 또는 트랜스폰더 모드에서 동작할 수 있다. 모든 장치들은 데이터/원격 제어 통신 채널을 포함한다. 장치들은 정보를 교환할 수 있고, 마스터 장치(들)은 태그 장치들을 원격으로 제어할 수 있다. 도 1에 도시된 이 예에서, 마스터(즉, 리더)의 동작 동안, 다중 경로 완화 프로세서는 태그(들)에 범위 지정 신호를 발신하고, 소정 지연 후에, 마스터/리더는 태그(들)로부터 반복되는 범위 지정 신호를 수신한다.

[0077] 이후, 마스터의 다중 경로 완화 프로세서는, 수신된 범위 지정 신호를 마스터로부터 초기에 전송된 신호와 비교하고, 각 주파수 성분 f_n 에 대하여 진폭과 위상의 형태로 $\hat{A}(f_n)$ 추정값을 결정한다. 식 (3)에서는,

$\hat{A}(f_n)$ 이 일방향 범위 지정 신호 이동을 위해 정의되었다는 점에 주목한다. 실시예에서, 범위 지정 신호는 왕복 이동을 행한다. 다시 말하면, 범위 지정 신호는, 양측으로 이동하는데, 마스터/리더로부터 타깃/슬레이브로 및 타깃/슬레이브로부터 다시 마스터/리더로 이동한다. 따라서, 마스터에 의해 다시 수신되는 이러한 왕복 이동 신호의 복소 진폭은 다음과 같이 산출될 수 있다:

$$|\hat{A}_{RT}(f_n)| = |\hat{A}(f_n)|^2 \quad \text{및} \quad \angle \hat{A}_{RT}(f_n) = 2 \times (\angle \hat{A}(f_n))_{(4)}$$

[0078] 예를 들어, 매칭 필터링 $|\hat{A}(f_n)|$ 과 $\angle \hat{A}(f_n)$ 을 포함하는, 복소 진폭과 위상값을 추정하도록 이용가능한 많은 기술들이 있다. 실시예에 따르면, 복소 진폭 결정은, 마스터 및/또는 태그 수신기 RSSI(수신 신호 강도 표시자) 값으로부터 유도되는 $|\hat{A}(f_n)|$ 값에 기초한다. 위상값 $\angle \hat{A}(f_n)$ 은, 리더/마스터에 의해 수신된 리턴된 기저대역 범위 지정 신호 위상과 원래의(즉, 리더/마스터에 의해 전송된) 기저대역 범위 지정 신호 위상을 비교함으로써 취득된다. 또한, 마스터 및 태그 장치는 독립적인 클록 시스템을 가지고 있으므로, 장치 동작에 대한 자세한 설명은 위상 추정 예리에 대한 클록 정확도의 영향 분석을 통해 보완된다. 전술한 설명에서 알 수 있듯이, 단방향 진폭값 $|\hat{A}(f_n)|$ 은 타깃/슬레이브 장치로부터 직접 취득가능하다. 그러나, 단방향 위상값 $\angle \hat{A}(f_n)$ 은 직접 측정될 수 없다.

[0080] 실시예에서, 범위 지정 기저대역 신호는 도 1에 도시된 것과 동일하다. 그러나, 간략화를 위해, 여기서는, 범위 지정 기저대역 신호는 서로 다른 주파수의 코사인파 또는 사인파의 다수의 주기를 각각 포함하는 2개의 주파수 성분인, F_1 과 F_2 로 구성된다고 가정한다. $F_1=f_1$ 이고, $F_2=f_2$ 이라는 점에 주목한다. 제1 주파수 성분에서의 주기의 수는 L 이고, 제2 주파수 성분에서의 주기의 수는 P 이다. L 은 P 와 같거나 같지 않을 수도 있으며, 그 이유는 $T_f =$ 상수에 대해, 각 주파수 성분이 서로 다른 수의 주기를 가질 수 있기 때문이다. 또한, 각 주파수 성분 간에는 시간차가 없으며, F_1 과 F_2 모두는 제로와 같은 초기 위상에서 시작한다.

[0081] 도 3a, 도 3b 및 도 3c는, RF 모바일 추적 및 위치파악 시스템의 마스터 또는 슬레이브 유닛(태그)의 블록도를 도시한다. F_{OSC} 는 장치 시스템 클록(도 3a의 수정 발진기(20))의 주파수를 나타낸다. 장치 내에서 발생하는 모든 주파수는 이 시스템 클록 수정 발진기로부터 발생한다. 다음에 따르는 정의가 사용되는데, M은 마스터 장치(유닛)이고, AM은 태그(타깃) 장치(유닛)이다. 태그 장치는, 트랜스폰더 모드에서 동작하며 트랜스폰더(AM) 유닛이라 한다.

[0082] 바람직한 실시예에서, 장치는, RF 프론트엔드, RF 백엔드, 기저대역 및 다중 경로 완화 프로세서로 이루어진다. RF 백엔드, 기저대역 및 다중 경로 완화 프로세서는 FPGA(150)에서 구현된다(도 3b와 도 3c 참조). 시스템 클록 발생기(20)(도 3a 참조)는 $F_{OSC}=20\text{MHz}$ 에서 또는 $\omega_{OSC}=2\pi \times 20 \times 10^6$ 에서 발진한다. 이것은, 실제 장치에서, 시스템 클록 주파수들이 항상 20MHz 가 아니기 때문에 이상적인 주파수이며, $F_{OSC}^M = F_{OSC} \gamma^M$, $F_{OSC}^{AM} = F_{OSC} \gamma^{AM}$ 이다.

[0083] $\gamma^M = \frac{F_{OSC}^M}{F_{OSC}}$, $\gamma^{AM} = \frac{F_{OSC}^{AM}}{F_{OSC}}$ 이고 $\beta^M = \frac{1}{\gamma^M}$, $\beta^{AM} = \frac{1}{\gamma^{AM}}$ 라는 점에 주목한다.

[0084] 시스템 성능에 영향을 주지 않고 20MHz F_{OSC} 주파수 이외의 주파수를 사용할 수 있다는 점에 주목해야 한다.

[0085] 양측 유닛의 (마스터 및 태그) 전자 구성은 동일하며, 서로 다른 동작 모드들은 소프트웨어 프로그래밍이 가능하다. 기저대역 범위 지정 신호는 마스터의 FPGA(150), 블록들(155 내지 180)에 의해 디지털 포맷으로 생성된다

(도 2b 참조). 이것은, 각각 다른 주파수의 코사인파 또는 사인파의 여러 주기를 포함하는 2개의 주파수 성분으로 이루어진다. 처음에, $t=0$ 에서, 마스터 장치(도 3b) 내의 FPGA(150)는 디지털 기저대역 범위 지정 신호를 I/Q DAC들(120 및 125)을 통해 자신의 상향 변환기(50)에 출력한다. FPGA(150)는, F_1 주파수로 시작하고, 시간 T_1 후에는, T_2 의 지속 시간동안 F_2 주파수를 생성하기 시작한다.

[0086] 수정 발진기의 주파수는 20MHz와 다를 수도 있으므로, FPGA에 의해 발생하는 실제 주파수는 $F_1\gamma^M$ 및 $F_2\gamma^M$ 일 수도 있다. 또한, 시간 T_1 은 $T_1\beta^M$ 일 수도 있고, T_2 는 $T_2\beta^M$ 일 수도 있다. 또한, $F_1\gamma^M * T_1\beta^M = F_1T_1$ 이고, $F_2\gamma^M * T_2\beta^M = F_2T_2$ 이며, 여기서, F_1T_1 & F_2T_2 모두는 정수이도록 T_1 , T_2 , F_1 , F_2 가 존재한다고 가정한다. 이는, F_1 과 F_2 의 초기 위상이 제로와 같음을 의미한다.

[0087] 모든 주파수들은 시스템 수정 발진기(20) 클록으로부터 발생하므로, 마스터의 기저대역 I/Q DAC(120, 125) 출력은 $F_1 = \gamma^M 20 \times 10^6 \times K_{F_1}$ 및 $F_2 = \gamma^M 20 \times 10^6 \times K_{F_2}$ 와 같고, 여기서, K_{F_1} 과 K_{F_2} 는 상수 계수들이다. 유사하게, 주파수 합성기(25)로부터의 출력 주파수들 TX_LO 및 RX_LO(믹서(50, 85)에 대한 LO 신호들)는 상수 계수들을 통해 표현될 수 있다. 이러한 상수 계수는 마스터(M)와 트랜스폰더(AM)에서 동일하며, 차이점은 각 장치의 시스템 수정 발진기(20) 클록 주파수에 있다.

[0088] 마스터(M)와 트랜스폰더(AM)는 반이중 동작 모드에서 동작한다. 마스터의 RF 프론트엔드는, 다중 경로 완화 프로세서에 의해 생성된 기저대역 범위 지정 신호를 직교 상향 변환기(즉, 믹서)(50)를 사용하여 상향 변환하여 이러한 상향 변환된 신호를 전송한다. 기저대역 신호가 전송된 후, 마스터는 RF 프론트엔드 TX/RX 스위치(15)를 사용하여 TX 모드에서 RX 모드로 전환한다. 트랜스폰더는, RF 프론트엔드 믹서(85)(제1 IF 생성) 및 ADC(140)(제2 IF 생성)을 사용하여 신호를 수신하고 그 수신 신호를 다시 하향 변환한다.

[0089] 이후, 이러한 제2 IF 신호는, 디지털 필터들(190)을 사용하여 트랜스폰더 RF 백엔드 프로세서에서 디지털 필터링되고, RF 백엔드 직교 혼합기(200), 디지털 I/Q 필터들(210 및 230), 디지털 직교 발진기(220), 및 합산기(270)를 사용하여 기저대역 범위 지정 신호로 추가로 하향 변환된다. 이러한 기저대역 범위 지정 신호는, 램 데이터 버스 제어기(195) 및 제어 로직(180)을 사용하여 트랜스폰더의 메모리(170)에 저장된다.

[0090] 후속하여, 트랜스폰더는, RF 프론트엔드 스위치(15)를 사용하여 RX 모드에서 TX 모드로 전환하고, 소정의 지연 t_{RTX} 후에, 저장된 기저대역 신호를 재전송하기 시작한다. 지연은 AM(트랜스폰더) 시스템 클록으로 측정된다는 점에 주목한다. 따라서, $t_{RTX}^{AM} = t_{RTX} \beta^{AM}$ 이다. 마스터는, 트랜스폰더 전송 신호를 수신하고, 수신된 신호를 RF 백엔드 직교 믹서(200), 디지털 I 및 Q 필터(210 및 230), 디지털 직교 발진기(220)(도 3c 참조)를 사용하여 기저대역 신호로 다시 하향 변환한다.

[0091] 이후, 마스터는, 다중 경로 완화 프로세서 아크탄젠트 블록(250) 및 위상 비교 블록(255)을 사용하여 수신된(즉, 복구된) 기저대역 신호에서 F_1 과 F_2 사이의 위상차를 산출한다. 진폭값은 RF 백엔드 RSSI 블록(240)으로부터 유도된다.

[0092] 추정 정확도를 개선하도록, 블록(240)으로부터 진폭 추정값의 SNR을 개선하고 블록(255)으로부터 위상차 추정값을 개선하는 것이 항상 바람직하다. 바람직한 실시예에서, 다중 경로 완화 프로세서는, 범위 지정 신호의 주파수 성분 지속 시간(T_f)에 걸쳐 많은 시간 인스턴스에 대해 진폭과 위상차 추정값들을 산출한다. 이러한 값들은,

평균화되는 경우, SNR을 개선한다. SNR 개선점은, \sqrt{N} 에 비례하는 상태에 있을 수 있는데, 여기서 N은 진폭 및 위상차 값이 취해진(즉, 결정된) 경우의 인스턴스의 수이다.

[0093] SNR 개선을 위한 다른 접근법은 일정 기간 동안 매칭 필터 기술을 적용함으로써 진폭 및 위상차 값을 결정하는 것이다. 또한, 또 다른 접근법은, 수신된(즉, 반복되는) 기저대역 범위 지정 신호 주파수 성분들을 샘플링하고 이러한 성분을 기간 $T \leq T_f$ 에 걸쳐 원래의 (즉, 마스터/리더에 의해 전송된) 것과 I/Q 형태로 통합함으로써

그러한 기저대역 범위 지정 신호 주파수 성분의 위상과 진폭을 추정하는 것이다. 통합은 I/Q 포맷으로 진폭 및 위상의 여러 인스턴스를 평균화하는 효과를 갖는다. 이후, 위상 및 진폭 값들은, I/Q 포맷으로부터 $\hat{A}(f_n)$ 과 $\angle \hat{A}(f_n)$ 포맷으로 변환될 수 있다.

[0094] t=0에서, 마스터의 다중 경로 프로세서의 제어 하에, (FPGA(150)에 모두 있는) 마스터 기저대역 프로세서가 기저대역 범위 지정 시퀀스를 시작한다고 가정해보자.

$$\varphi_{\text{FPGA}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t)), t < T_1 \beta^M, t < T_1 \beta^M;$$

$$\varphi_{\text{FPGA}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M)), t > T_1 \beta^M$$

[0095] 여기서, $T_f \geq T_1 \beta^M$ 이다.

[0097] 마스터의 DAC(들)(120, 125) 출력에서의 위상은 다음과 같다:

$$\varphi_{\text{DAC}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0), t < T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M;$$

$$\varphi_{\text{DAC}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{\text{DAC}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0), t > T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M$$

[0099] DAC(120, 125)는 시스템 클록에 의존하지 않는 내부 전파 지연 t_{DAC}^M 을 갖는다는 점에 주목한다.

[0100] 유사하게, 전송기 회로 구성요소들(15, 30, 40, 50)은 시스템 클록에 의존하지 않는 추가 지연 t_{TX}^M 을 도입할 수도 있다.

[0101] 그 결과, 마스터에 의해 전송되는 RF 신호의 위상은 다음과 같이 산출될 수 있다:

$$\varphi_{\text{RF}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0), \\ t < T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M;$$

$$\varphi_{\text{RF}}^M(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0), \\ t > T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M$$

[0102] 마스터(M)로부터의 RF 신호는, 마스터와 태그 간의 다중 경로 현상의 함수인 위상 시프트 ϕ^{MULT} 를 겪는다.

[0104] ϕ^{MULT} 값은, 예를 들어 F₁과 F₂인 전송 주파수에 의존한다. 트랜스폰더(AM) 수신기는, 수신기의 RF 부분의 제한된(즉, 좁은) 대역폭 때문에 각 경로를 분해할 수 없다. 따라서, 소정의 시간 후에, 예를 들어, (비행 거리 ~300 미터와 같은) 1マイ크로초 후에, 모든 반사된 신호들이 수신기 안테나에 도달한 경우, 다음의 식이 적용된다:

$$\varphi_{\text{ANT}}^{\text{AM}}(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0),$$

$$10^{-6} < t < T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M;$$

$$\varphi_{\text{ANT}}^{\text{AM}}(t) = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{F_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0),$$

$$t > T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + 10^{-6}$$

[0106] AM(트랜스폰더) 수신기에서, 제1 하향 변환기에서, 요소(85), 출력, 예를 들어, 제1 IF, 신호의 위상은 다음과 같다:

$$\begin{aligned} \varphi_{F_1}^{AM}(t) &= \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) + K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) \right) - \\ &\quad \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1} t \right) + \\ &\quad \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0), 10^{-6} < t < T_1 \beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM}; \\ \varphi_{F_1}^{AM}(t) &= \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) + K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) \right) \\ &\quad - \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1} t \right) + \\ &\quad \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0), t > T_1 \beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM} + 10^{-6} \end{aligned}$$

[0107]

[0108] 수신기 RF 셙션(요소(15, 60 내지 85))의 전파 지연 t_{RX}^{AM} 은 시스템 클록에 의존하지 않는다는 점에 주목한다. 제1 IF 신호는, RF 프론트엔드 필터 및 증폭기(요소(95 내지 110 및 125))를 통과한 후, RF 백엔드 AD(140)에 의해 샘플링된다. ADC(140)가 입력 신호(예를 들어, 제1 IF)를 언더 샘플링하는 것으로 가정한다. 따라서, ADC는 또한 제2 IF를 생성하는 하향 변환기처럼 동작한다. 제1 IF 필터, 증폭기, 및 ADC는 전파 지연 시간을 추가한다. ADC 출력(제2 IF)에서,

$$\begin{aligned} \varphi_{ADC}^{AM}(t) &= \\ &\gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) \right) - \\ &\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{ADC}(t) \right) + \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0), \\ &10^{-6} < t < T_1 \beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM} + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM}; \\ \varphi_{ADC}^{AM}(t) &= \\ &\gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) \right) \\ &- \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{ADC}(t) \right) + \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0), \\ &t > T_1 \beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM} + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + 10^{-6} \end{aligned}$$

이다.

[0109]

[0110] FPGA(150)에서, (ADC 출력으로부터의) 제2 IF 신호는, RF 백엔드 디지털 필터(190)에 의해 필터링되고, 제3 하향 변환기(즉, 직교 믹서(200), 디지털 필터(230 및 210) 및 디지털 직교 발진기(220))에 의해 기저대역 범위 지정 신호로 다시 하향 변환되며, 합산기(270)에서 합산되고, 메모리(170)에 저장된다. 제3 하향 변환기 출력(즉, 직교 믹서)에서,

$$\begin{aligned} \varphi_{BB}^{AM}(t) &= \\ &\gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) + \right. \\ &\quad \left. K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) \right) - \\ &\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) + K_{ADC}(t - t_{FIR} \beta^{AM}) + K_{SYN_RX_2}(t) \right) + \\ &\varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^M(0), \\ &10^{-6} < t < T_1 \beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM} + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + t_{FIR} \beta^{AM}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{BB}^{AM}(t) &= \\ &\gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) + \right. \\ &\quad \left. K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) \right) - \\ &\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM}) + K_{ADC}(t - t_{FIR} \beta^{AM}) + K_{SYN_RX_2}(t) \right) + \\ &\varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^M(0), \end{aligned}$$

이다.

[0111]

[0112] FIR 셙션(190)에서의 전파 지연 $t_{FIR}^{AM} = t_{FIR} \beta^{AM}$ 은 시스템 클록에 의존하지 않는다는 점에 주목한다.

[0113] RX->TX 지연 후에, (메모리(170))에 저장된 기저대역 범위 지정 신호가 마스터(M)로부터 재전송된다. RX->TX 지연은 $t_{\text{RTX}}^{\text{AM}} = t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}}$ 이고,

$$\phi_{\text{RF}}^{\text{AM}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_1} (t - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_TX}} (t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) - \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_RX_2}} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right)$$

$$\phi_{F_1}^{\text{MULT}} + \phi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \phi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \phi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \phi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{AM}}(0) + \phi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0),$$

$$10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}},$$

$$\phi_{\text{RF}}^{\text{AM}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_2} (T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2} (t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_TX}} (t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) - \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_RX_2}} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right)$$

$$+ \phi_{F_2}^{\text{MULT}} + \phi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \phi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \phi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \phi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{AM}}(0) + \phi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0),$$

$$t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF_1}}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + 10^{-6}$$

[0114]

[0115] 이라는 점에 주목한다.

[0116]

트랜스폰더로부터의 신호가 마스터(M)의 수신기 안테나에 도달할 때까지, 트랜스폰더(AM)로부터의 RF 신호는 다른 경로의 함수인 다른 위상 시프트 ϕ^{MULT} 를 겪는다. 전술한 바와 같이, 이 위상 시프트는, 아래와 같이 모든 반사 신호들이 마스터의 수신기 안테나에 도달한 특정 시간 후에 발생한다.

$$\varphi_{\text{ANT}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) -$$

$$\gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_2}}(t - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) +$$

$$2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0),$$

$$2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}},$$

$$\varphi_{\text{ANT}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_2}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) - \\ \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_RX_2}}(t - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - \right. \\ \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) +$$

$$2 \times \varphi_{F_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0),$$

$$t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + 2 \times 10^{-6}$$

[0117]

[0118] 마스터 수신기에서, 트랜스폰더로부터의 신호는 트랜스폰더 수신기에서와 같이 동일한 하향 변환 프로세스를 거친다. 그 결과는, 마스터에 의해 원래 전송된 복구된 기저대역 범위 지정 신호이다.

[0119]

제1 주파수 성분 F_1 에 대해서는, 아래와 같다:

$$\varphi_{\text{BB_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) - \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) - K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) - \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_2}}(t) \right) - \\ \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) + \right. \\ \left. K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_2}}(t - t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) - \right. \\ \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}}) \right) +$$

$$2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{M}}(0),$$

$$2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{RTX}}^{\beta^{\text{AM}}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + t_{\text{RX}}^{\text{M}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{M}} + t_{\text{ADC}}^{\text{M}} + t_{\text{FIR}}^{\beta^{\text{M}}};$$

[0120]

[0121] 제2 주파수 성분 F₂에 대해서는, 아래와 같다:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{BB_RECO}}^{\text{M}}(t) = & K_{F_1}(T_B\beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_B\beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) + \\ & \left. \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[\begin{array}{l} K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_2}}(t) \end{array} \right] - \right. \\ & \left. \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[\begin{array}{l} K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) + \\ K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) + \\ K_{\text{SYN_RX_2}}(t - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{array} \right] + \right. \\ & \left. 2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{M}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}} - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{M}}(0), \right. \\ & \left. t > T_B\beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^M + t_{\text{IF_1}}^M + t_{\text{ADC}}^M + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^M + t_{\text{IF_1}}^M + t_{\text{ADC}}^M + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}} + 2 \times 10^6 \right] \end{aligned}$$

[0122]

$$[0123] \quad \text{대입:}$$

$$[0124] \quad T_{D_M-AM} = t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^M + t_{\text{IF_1}}^M + t_{\text{ADC}}^M + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M + t_{\text{RX}}^M + t_{\text{IF_1}}^M + t_{\text{ADC}}^M + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}$$

[0125] 여기서, T_{D_M-AM} 은 마스터(M)와 트랜스폰더(AM) 회로를 통한 전파 지연이다.

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{BB_M-AM}}(0) = & \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{AM}}(0) - \\ & \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{M}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}} - \varphi_{\text{SYN_RX_1}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX_2}}^{\text{M}}(0) = \text{Const}; \end{aligned}$$

[0126]

[0127] 여기서, $\varphi_{\text{BB_M-AM}}(0)$ 은, 시간 $t=0$ 에서, ADC(들)을 포함하는 트랜스폰더(AM)와 마스터(M) 주파수 믹서들로부터의 LO 위상 시프트이다.

[0128] 또한, $K_{\text{SYN_TX}} = K_{\text{SYN_RX_1}} + K_{\text{ADC}} + K_{\text{SYN_RX_2}}$

[0129] 제1 주파수 성분 F₁:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{BB_RECO}}^{\text{M}}(t) = & K_{F_1}(t - T_{D_M-AM}) - K_{\text{SYN_TX}}(t) + K_{\text{SYN_RX_1}}(t) - K_{\text{ADC}}(t) - K_{\text{SYN_RX_2}}(t) + \\ & \left. \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[\begin{array}{l} K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{array} \right] - \right. \\ & \left. \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[\begin{array}{l} K_{\text{SYN_RX_1}}(t) + K_{\text{ADC}}(t) + K_{\text{SYN_RX_2}}(t) - K_{\text{SYN_TX}}(t) + \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M) + K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M) + \\ K_{\text{SYN_RX_2}}(-t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^M) \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) + K_{\text{ADC}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) + \\ K_{\text{SYN_RX_2}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{\text{IF_1}}^M - t_{\text{ADC}}^M - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{array} \right] + \right. \\ & \left. 2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB_MAM}}(0), \right. \\ & \left. 2 \times 10^{-6} < t < T_B\beta^{\text{M}} + T_{D_M-AM}, \right. \end{aligned}$$

[0131] 제1 주파수 성분 F1 계속:

$$\varphi_{\text{BB_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_1}(t - T_{D_{-M-AM}}) + \right. \\ \left. \begin{array}{l} K_{\text{SYN_TX}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) \end{array} \right) \\ \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) + K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_2}}(-t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) \right) + \\ 2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB_MAM}}(0), \\ 2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{D_{-M-AM}};$$

[0132] 제2 주파수 성분 F2:

$$\varphi_{\text{BB_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_2}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - T_{D_{-M-AM}}) - K_{\text{SYN_TX}}(t) + K_{\text{SYN_RX_1}}(t) - K_{ADC}(t) - K_{\text{SYN_RX_2}}(t) + \right. \\ \left. \begin{array}{l} K_{\text{SYN_TX}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) \end{array} \right) - \\ \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) + K_{\text{SYN_RX_2}}(-t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) + \right. \\ \left. \begin{array}{l} K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) + K_{ADC}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) + \\ K_{\text{SYN_RX_2}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - K_{\text{SYN_TX}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) \end{array} \right) + \\ 2 \times \varphi_{F_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB_MAM}}(0), \\ t > T_1 \beta^{\text{M}} + T_{D_{-M-AM}} + 2 \times 10^{-6}$$

[0134] 제2 주파수 성분 F2 계속:

$$\varphi_{\text{BB_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{F_2}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - T_{D_{-M-AM}}) + \right. \\ \left. \begin{array}{l} K_{\text{SYN_TX}}(-t_{\text{TX}}^M - t_{\text{RX}}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - \\ K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) - K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{M}}) \end{array} \right) - \\ \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{SYN_RX_1}}(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}}) + K_{ADC}(-t_{\text{FIR}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) + \right. \\ \left. K_{\text{SYN_RX_2}}(-t_{\text{RTX}}^M \beta^{\text{AM}} - t_{DAC}^M) \right) + \\ 2 \times \varphi_{F_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB_MAM}}(0), \\ t > T_1 \beta^{\text{M}} + T_{D_{-M-AM}} + 2 \times 10^{-6}$$

[0137]

추가 대체:

$$\alpha =$$

$$\gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM} - t_{RTX} \beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR} \beta^M \right) - \right. \\ \left. K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR} \beta^M \right) - K_{ADC} \left(-t_{FIR} \beta^M \right) \right) - \\ \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR} \beta^{AM} - t_{RTX} \beta^{AM} \right) + \right. \\ \left. K_{ADC} \left(-t_{FIR} \beta^{AM} - t_{RTX} \beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) + K_{SYN_RX_2} \left(-t_{RTX} \beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) \right)$$

[0138]

여기서, α 는 상수이다.

[0139]

이어서, 최종 위상 식은 다음과 같다.

$$\varphi_{BB_RECOV}^M(t) = \\ \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(t - T_{D_M-AM}) \right) + 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AM}(0) + \alpha, \\ 2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^M + T_{D_M-AM};$$

$$\varphi_{BB_RECOV}^M(t) = \\ \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - T_{D_M-AM}) \right) + 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AM}(0) + \alpha, \\ t > T_1 \beta^M + T_{D_M-AM} + 2 \times 10^{-6}$$

[0141]

(5)

식 (5)로부터,

$$\hat{A}_{RT}(f_n) = \left\langle 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT}, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_3}, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + \right. \\ \left. 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_4}, \dots, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_i}; \right\rangle$$

[0143]

이고, 여기서, $i=2, 3, 4, \dots$;

$$2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_i} \text{는 } 2 \times (\varphi_{F_i}^{MULT} - \varphi_{F_1}^{MULT}) \text{와 같다.}$$

[0144] 예를 들어, 시간 인스턴스 t_1 과 t_2 에서의 차 $2 \times (\varphi_{F_i}^{MULT} - \varphi_{F_1}^{MULT})$ 는 다음과 같다.

$$2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} - 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} = 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} = \\ \varphi_{BB_RECOV}^M(t_2) - \varphi_{BB_RECOV}^M(t_1) - \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left[K_{F_1}(T_1 \beta^M) + \left(K_{F_2}(t_2 - T_1 \beta^M - T_{D_M-AM}) \right) - \left(K_{F_1}(t_1 - T_{D_M-AM}) \right) \right]$$

$$2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 \beta^M + T_{D_M-AM}; t_2 > T_1 \beta^M + T_{D_M-AM} + 2 \times 10^{-6}$$

[0145]

[0146] $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_i}$ 차를 구하려면, 다음과 같은 T_{D_M-AM} 을 알 필요가 있다.

$$T_{D_M-AM} = T_{LB_M} \beta^M + T_{LB_AM} \beta^{AM} + t_{RTX} \beta^{AM},$$

$$T_{LB_M} = t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR} \beta^M; T_{LB_AM} = t_{DAC}^{AM} + t_{TX}^{AM} + t_{RX}^{AM} + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + t_{FIR} \beta^{AM}$$

[0147]

여기서, T_{LB_M} 과 T_{LB_AM} 은, 장치들을 루프백 모드에 둠으로써 측정되는 마스터(M)와 트랜스폰더(AM) TX 및 RX 회로들을 통한 전파 지연이다. 마스터와 트랜스폰더 장치들은 T_{LB_M} 과 T_{LB_AM} 값을 자동 측정할 수 있으며, 또한 t_{RTX} 값을 안다는 점에 주목한다.

[0149]

위 식들 및 t_{RTX} 값으로부터, T_{D_M-AM} 을 결정할 수 있고, 결국, 소정의 t_1 과 t_2 에 대하여, $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_i}$ 값을 다음과

같이 얻을 수 있다:

$$\begin{aligned} 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} &= \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_2) - \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_1) - \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times \\ &\left[K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}t_2 - K_{F_2}T_1\beta^M - K_{F_1}t_1 - K_{F_2}T_{LB_M}\beta^M + K_{F_1}T_{LB_M}\beta^M - \right. \\ &\left. K_{F_2}(T_{LB_AM}\beta^{\text{AM}}\beta^M + t_{\text{RTX}}\beta^M) + K_{F_1}(T_{LB_AM}\beta^{\text{AM}}\beta^M + t_{\text{RTX}}\beta^M) \right], \\ 2 \times 10^{-6} < t_1 &< T_1\beta^M + T_{D_M-AM}; t_2 = t_1 + T_1\beta^M \\ 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} &= \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_2) - \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_1) - \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times \\ &\left[K_{F_2}t_2 - K_{F_1}t_1 - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times T_1\beta^M - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times T_{LB_M}\beta^M - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_{LB_AM}\beta^{\text{AM}}\beta^M + t_{\text{RTX}}\beta^M) \right] \\ 2 \times 10^{-6} < t_1 &< T_1\beta^M + T_{D_M-AM}; t_2 = t_1 + T_1\beta^M \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} &= \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_2) - \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_1) - \\ &\gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times [K_{F_2}t_2 - K_{F_1}t_1 - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_1\beta^M - T_{LB_M}\beta^M - T_{LB_AM}\beta^{\text{AM}}\beta^M - t_{\text{RTX}}\beta^M)] \quad (6) \\ 2 \times 10^{-6} < t_1 &< T_1\beta^M + T_{D_M-AM}; t_2 = t_1 + T_1\beta^M; \end{aligned}$$

[0150] 또는, $\beta^M = \beta^{\text{AM}} = 1$ 라고 가정하는 경우,

$$\begin{aligned} 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} &= \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_2) - \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_1) - \\ &\gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times [K_{F_2}t_2 - K_{F_1}t_1 - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_1 - T_{D_M-AM})] \quad (6A) \\ 2 \times 10^{-6} < t_1 &< T_1 + T_{D_M-AM}; t_2 = t_1 + T_1; \end{aligned}$$

이다.

[0153] 식 (6)으로부터, 동작 주파수(들)의 범위 지정 신호(들)에서 복소 진폭 값을 리턴된 기저대역 범위 지정 신호를 처리함으로써 알 수 있다고 결론낼 수 있다.

[0154] 초기 위상 값 $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$ 은, 하위 공간 알고리즘이 일정한 위상 오프셋에 민감하지 않기 때문에 제로인 것으로 가정할 수 있다. 필요한 경우, $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$ 값(위상 초기 값)은, 미국 특허 제7,561,048호에 기술된 바와 같이 협대역 범위 지정 신호 방법을 사용하여 TOA(도달 시간)를 결정함으로써 알 수 있다. 이 방법은, $2 \times T_{FLT}\beta^M$ 과 같은 범위 지정 신호 왕복 지연을 추정하고, $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$ 값은 다음에 따르는 식으로부터 알 수 있다.

$$2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} = 2 \times \beta^M \times \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{SYN_TX}} + K_{F_1}) \times (T_{FLT})$$

[0156] 또는

$$2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} = 2 \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{SYN_TX}} + K_{F_1}) \times (T_{FLT})$$

[0158] 바람직한 실시예에서, 리턴된 기저대역 범위 지정 신호 위상 값을 $\varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t)$ 은 다중 경로 프로세서의 아크 탄젠트 블록(250)에 의해 산출된다. SNR을 개선하도록, 다중 경로 완화 프로세서 위상 비교 블록(255)은, 식 (6a)를 사용하여 많은 인스턴스들($n=2, 3, 4, \dots$)에 대하여

$2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_i} = \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_m) - \varphi_{\text{BB_RECOV}}^M(t_n)$ 을 산출한 후, 이들을 평균화하여 SNR을 개선한다. $2 \times 10^{-6} < t_n < T_f + T_{D_M-AM}; t_m = t_1 + T_f$ 라는 점에 주목한다.

[0159] 식 5와 6으로부터, 복구된(즉, 수신된) 기저대역 범위 지정 신호가 마스터에 의해 전송된 원래의 기저대역 신호

와 동일한 주파수를 갖는다는 점은 명백해진다. 따라서, 마스터(M)와 트랜스폰더(AM) 시스템 클록들이 다를 수 있다는 사실에도 불구하고 주파수 변환이 없다. 기저대역 신호는 여러 개의 주파수 성분으로 구성되며, 각 성분은 정현파의 여러 주기로 구성되기 때문에, 수신된 기저대역 신호 개별 성분 주파수를 대응하는 원래(즉, 마스터에 의해 송신된) 기저대역 신호 개별 주파수 성분으로 샘플링하고 그 결과 신호를 $T \leq T_f$ 의 기간에 걸쳐 적분함으로써, 수신된 범위 지정 신호의 위상 및 진폭을 추정하는 것도 가능하다

[0160] 이 동작은, I/Q 포맷으로 수신된 범위 지정 신호의 복소 진폭 값 $\hat{A}_{RT}(f_n)$ 을 생성한다. 마스터에 의해 전송된 각 기저대역 신호 개별 주파수 성분은 T_{D_M-AM} 에 의해 시간 시프트되어야 한다는 점에 주목한다. 적분 연산은 진폭 및 위상의 다수의 인스턴스를 평균화하는 효과를 생성한다(예를 들어, SNR을 증가시킨다). 위상 및 진폭 값은 I/Q 포맷으로부터 $|\hat{A}(f_n)|$ 및 $\angle\hat{A}_{RT}(f_n)$ 포맷으로 변환될 수 있다는 점에 주목한다.

[0161] 이러한 $T \leq T_f$ 의 기간에 걸친 적분 및 후속하는 I/Q 포맷으로부터 $|\hat{A}(f_n)|$ 및 $\angle\hat{A}_{RT}(f_n)$ 포맷으로의 변환을 행하는 샘플링 방법은 도 3c의 위상 비교 블록(255)에서 구현될 수 있다. 따라서, 블록(255)의 설계 및 구현에 따라, 식 (5)에 기초하는 바람직한 실시예의 방법 또는 이 섹션에서 설명되는 다른 방법이 사용될 수 있다.

[0162] 범위 지정 신호 대역폭은 좁지만, 주파수 차 $f_n - f_1$ 은 예를 들어 수 메가헤르츠 정도의 비교적 큰 크기일 수 있다. 결과적으로, 수신기의 대역폭은 $f_1 : f_n$ 범위 지정 신호 주파수 성분 모두를 통과시킬 만큼 충분히 넓게 유지되어야 한다. 이러한 넓은 수신기 대역폭은 SNR에 영향을 끼친다. 수신기 유효 대역폭을 줄이고 SNR을 개선하도록, 수신된 범위 지정 신호 기저대역 주파수 성분은, 수신된 기저대역 범위 지정 신호의 개별 주파수 성분 각각에 대해 조정된 디지털 협대역 필터에 의해 FPGA(150)의 RF 백엔드 프로세서에 의해 필터링될 수 있다. 그러나, 이러한 많은 수의 디지털 필터(개별 주파수 성분의 수 n 과 동일한 수의 필터)는 FPGA 자원에 추가 부담을 주며, 비용, 크기 및 전력 소비를 증가시킨다.

[0163] 바람직한 실시예에서는, 두 개의 협대역 디지털 필터만을 사용하며, 하나의 필터는 주파수 성분 f_1 을 위해 항상 조정되고, 나머지 하나의 필터는 다른 모든 주파수 성분 $f_2 : f_n$ 을 위해 조정될 수 있다. 범위 지정 신호의 다수의 인스턴스는 마스터에 의해 전송된다. 각 인스턴스는, $f_1 : f_2 ; f_1 : f_3 ; \dots ; f_1 : f_i ; \dots ; f_1 : f_n$ 인 2개의 주파수로 이루어진다. 유사한 전략도 가능하다.

[0164] 또한, 주파수 합성을 조정함으로써, 예를 들어, K_{SYN} 을 변경함으로써, 나머지 주파수 성분을 생성하는 기저대역 범위 지정 신호 성분을 2개(또는 심지어 1개)로 유지하는 것이 가능할 수도 있다는 점에 주목한다. 미서의 상향 변환기와 하향 변환기에 대한 LO 신호는 직접 디지털 합성(DDS) 기술을 사용하여 생성되는 것이 바람직할 수도 있다. 높은 VHF 대역 주파수의 경우, 이는 트랜시버/FPGA 하드웨어에 바람직하지 않은 부담을 줄 수 있다. 그러나, 낮은 주파수의 경우, 이것은 유용한 방법이 될 수도 있다. 아날로그 주파수 합성기도 사용할 수 있지만, 주파수를 변경한 후에는 안정화하는 데 더 많은 시간이 걸릴 수도 있다. 또한, 아날로그 합성기의 경우, 아날로그 합성기의 주파수를 변경한 후에 발생할 수도 있는 위상 오프셋을 최소하기 위해 동일한 주파수에서 두 번의 측정을 수행해야 한다.

[0165] 위 식들에서 사용되는 실제 T_{D_M-AM} 은, 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) 시스템 클록들에서 측정되며, 예를 들어, T_{LB_AM} 과 t_{RTX} 는 트랜스폰더(AM) 클록에서 카운팅되고, T_{LB_M} 은 마스터(M) 클록에서 카운팅된다. 그러나, $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}$ 이 산출되는 경우, T_{LB_AM} 과 t_{RTX} 가 마스터(M) 클록에서 측정(카운팅)된다. 이는 예러를 유도한다:

$$2 \times \Delta\Phi_{\text{예러}} = \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_{LB_AM}(\beta^{AM}\beta^M - \beta^{AM}) + t_{RTX}(\beta^M - \beta^{AM})) \quad (7)$$

[0166] [0167] 위상 측정 예러(7)는 정확도를 영향을 끼친다. 따라서, 이 예러를 최소화할 필요가 있을 수도 있다. $\beta^M = \beta^{AM}$ 이면, 다시 말하면, 모든 마스터(들) 및 트랜스폰더(들) 시스템 클록이 동기화되면, t_{RTX} 시간으로 부터의 기여가 제거된다.

[0168] 바람직한 실시예에서, 마스터 및 트랜스폰더 유닛들(장치들)은 클록들을 그 장치들 중 임의의 것과 동기화할 수

있다. 예를 들어, 마스터 장치는 기준으로서 기능할 수 있다. 클록 동기화는 원격 제어 통신 채널을 사용함으로써 달성되며, 이에 의해 FPGA(150) 제어 하에서, 온도 보상된 수정 발진기(TCXO)(20)의 주파수가 조정된다. 선택된 트랜스폰더 장치가 반송파 신호를 송신하는 동안 주파수 차가 마스터 장치의 합산기(270)의 출력에서 측정된다.

[0169] 이후, 마스터는 트랜스폰더에 TCXO 주파수를 증가/감소시키라는 커맨드를 전송한다. 이 절차는 합산기(270) 출력에서 주파수를 최소화하여 정확성을 더욱 높이기 위해 여러 번 반복될 수도 있다. 이상적인 경우에 합산기(270) 출력의 주파수는 제로와 같아야 한다는 점에 주목한다. 다른 방법은, 주파수 차를 측정하고 트랜스폰더의 TCXO 주파수를 조정하지 않고 추정된 위상을 보정하는 것이다.

[0170] $\beta^M - \beta^{AM}$ 은 상당히 감소될 수 있지만, $\beta^M \neq 1$ 일 때 위상 추정 에러가 있다. 이 경우, 예상 마진은 기준 장치(일반적으로 마스터(M)) 클록 발생기의 장기간 안정성에 의존한다. 또한, 클록 동기화 프로세스에는, 특히 현장에서의 많은 수의 유닛이 있는 경우 상당한 시간이 걸릴 수도 있다. 동기화 프로세스 중에, 트랙 위치파악 시스템은, 부분적으로 또는 완전히 동작 불능으로 되며, 이는 시스템 준비 상태와 성능에 악영향을 끼친다. 이 경우, 트랜스폰더의 TCXO 주파수 조정을 필요로 하지 않는 전술한 방법이 바람직하다.

[0171] 시판되고 있는 (기성 제품인) TCXO 부품은 정확도와 안정성이 뛰어나다. 특히, GPS 상용 애플리케이션용 TCXO 구성요소들은 매우 정확하다. 이러한 장치를 사용하면, 위치파악 정확도에 미치는 위상 에러의 영향이, 빈번한 클록 동기화를 필요로 하지 않고 1미터 미만이 될 수 있다.

[0172] 협대역폭 범위 지정 신호 다중 경로 완화 프로세서가 리턴된 협대역 대역폭 범위 지정 신호 복소 진폭 $\hat{A}_{RT}(f_n)$ 을 얻은 후, 추가 처리(즉, 초고 해상도 알고리즘의 실행)이 다중 경로 완화 프로세서의 일부인 소프트웨어 기반 구성요소에서 구현된다. 이 소프트웨어 구성요소는 마스터 (리더) 호스트 컴퓨터 CPU 및/또는 FPGA(150)에 내장된 마이크로프로세서(도시되지 않음)에서 구현될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 다중 경로 완화 알고리즘(들) 소프트웨어 구성요소는 마스터 호스트 컴퓨터 CPU에 의해 실행된다.

[0173] 초고 해상도 알고리즘(들)은 $(2\pi \times \tau_K)$ "주파수"들의 추정값, 예를 들어, τ_K 값을 생성한다. 최종 단계에서, 다중 경로 완화 프로세서는 최소값(즉, DLOS 지연 시간)을 갖는 τ 를 선택한다.

[0174] 범위 지정 신호 협대역폭 요구 사항들이 다소 완화된 일부 경우에, DLOS 경로는 (시간적으로) 연속적 쳐프(chirp)를 사용하여 MP 경로로부터 분리될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 이러한 연속적 쳐프는 선형 주파수 변조(LFM)이다. 그러나, 다른 쳐프 파형도 사용할 수 있다.

[0175] 다중 경로 완화 프로세서 제어 하에서, 대역폭 B와 지속 시간 T를 갖는 쳐프가 전송된다고 가정해보자. 이것은 $\beta = 2\pi \frac{B}{T}$ 초당 라디언스의 쳐프율을 제공한다. 다수의 쳐프가 전송되고 다시 수신된다. 쳐프 신호들은 각 쳐프가 동일한 위상에서 시작되면서 디지털 방식으로 생성된다는 점에 주목한다.

[0176] 다중 경로 프로세서에 있어서, 각각의 수신된 단일 쳐프는, 리턴된 쳐프가 관심 영역의 중간으로부터 온 것이 되도록 정렬된다.

[0177] 쳐프 파형 식은 다음과 같다:

$$s(t) = \exp(i(\omega_0 t + \beta t^2)), \text{ 여기서 } \omega_0 \text{ 는 } 0 < t < T \text{에 대한 초기 주파수이다.}$$

[0179] 단일 지연 왕복 τ 에 대하여, 예를 들어, 다중 경로가 없는 경우에, 리턴된 신호(-chevron)는 $s(t - \tau)$ 이다.

[0180] 이어서, 다중 경로 완화 프로세서는, 초기에 전송된 쳐프와의 복소 공액 믹스를 수행함으로써 "디램프"(deramp)한다. 그 결과 신호가 다음의 복소 정현파이다:

$$f_\tau(t) = \exp(-\omega_0 \tau) \exp(-2i\beta\tau t) \exp(i\beta\tau^2) \quad (8)$$

[0182] 여기서, $\exp(-iw_0\tau_k)$ 는 진폭이고, $2\beta\tau$ 는 주파수이고, $0 \leq t \leq T$ 이다. 최종 항은 위상이며 무시할만한 것이라는 점에 주목한다.

[0183] 다중 경로의 경우에, 복합 디램프된 신호는 다수의 복소 정현파로 이루어진다:

$$f_{MP}(t) = \sum_{k=0}^{k=L} \exp(-iw_0\tau_k) \exp(-i2\beta\tau_k)t \quad (9)$$

[0184] 여기서, L은 DLOS 경로를 포함한 범위 지정 신호 경로의 수이고, $0 \leq t \leq T$ 이다.

[0185] 다수의 쳐프가 전송되어 처리된다. 각 쳐프는 전술한 바와 같이 개별적으로 취급/처리된다. 그 후, 다중 경로 완화 프로세서는 개별적인 쳐프의 결과를 조합한다:

$$f_{MP}^N(t) = \left[\sum_{n=0}^{n=N-1} P(t-n\rho) \right] \times \left[\sum_{k=0}^{k=L} \exp(-iw_0\tau_k) \exp(-i2\beta\tau_k)t \right] \quad (10)$$

[0186] 여기서, N은 쳐프의 수이고, $P(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq T \\ 0; & t > T \end{cases}$, $\rho = T + t_{dead}$ 이고, t_{dead} 는 두 개의 연속하는 쳐프 간

[0187] 의 데드 타임 존이고, $2\beta\tau_k$ 는 인공 지연 "주파수들"이다. 다시, 가장 흥미로운 것은 DLOS 경로 지연에 대응하는 최저 "주파수"이다.

[0188] 식 (10)에서, $f_{MP}^N(t)$ 는 다음과 같은 때의 복소 정현파의 합의 N개 샘플이라 할 수 있다.

$$0 \leq t_\alpha \leq T; t_1 = t_\alpha + \rho; t_2 = t_\alpha + 2\rho; \dots; t_{m-1} = t_\alpha + (N-1)\rho; m \in 0 : m-1$$

[0189] 따라서, 샘플의 수는 N의 배수일 수 있으며, 예를 들어, aN이며, 여기서 a는 1, 2, ...이다.

[0190] 식 (10)으로부터, 다중 경로 완화 프로세서는 추가 처리(즉, 초고 해상도 알고리즘의 실행)에 사용되는 시간 영역에서 N개의 복소 진폭 샘플을 생성한다. 이 추가 처리는 다중 경로 완화 프로세서의 일부인 소프트웨어 구성 요소에서 구현된다. 이 소프트웨어 구성요소는, 마스터(리더) 호스트 컴퓨터 CPU 및/또는 FPGA(150)에 내장된 마이크로프로세서(도시되지 않음), 또는 둘 모두에 의해 실행될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 다중 경로 완화 알고리즘(들) 소프트웨어는 마스터 호스트 컴퓨터 CPU에 의해 실행된다.

[0191] 초고 해상도 알고리즘(들)은 $2\beta\tau_k$ "주파수들"의 추정값, 예를 들어, τ_K 값을 생성한다. 최종 단계에서, 다중 경로 완화 프로세서는 최소값, 즉 DLOS 지연 시간을 갖는 τ 를 선택한다.

[0192] 초고 해상도 알고리즘의 대안으로 사용할 수 있는 "임계 기술"이라는 특수 처리 방법에 대한 설명이 제공될 수도 있다. 다시 말해, 이것은, 인위적으로 생성된 합성 대역폭 범위 신호를 사용하여 DLOS 경로를 다른 MP 경로와 구별하는 데 있어서 신뢰성과 정확성을 향상시키는 데 사용된다.

[0193] 도 1과 도 1a에 도시한 주파수 영역 기저대역 범위 지정 신호는 시간 영역 기저대역 신호 $s(t)$ 로 변환될 수 있다. $s(t)$ 는 주기 $1/\Delta t$ 로 주기적이라는 점, 및 임의의 정수 k에 대하여, 신호의 퍼크값인 $s(k/\Delta t) = 2N + 1$ 라는 점이 실제로 검증되며, 여기서, 도 1과 도 1a에서 n=N이다:

$$s(t) = \frac{\sin \pi(2N+1)\Delta ft}{\sin \pi \Delta ft} \quad (11)$$

[0194] 도 4는, N = 11 및 $\Delta f = 250\text{kHz}$ 인 경우에 대한 2개의 주기를 도시한다. 신호는, 4마이크로초에 의해 분리되는 높이 $2N + 1 = 23$ 의 펄스들의 시퀀스로서 보인다. 펄스 사이에는 진폭이 다양하고 2N개의 제로가 있는 정현파가 있다. 신호의 광대역폭은 큰 펄스의 협소함으로 인해 발생할 수 있다. 또한, 대역폭이 제로 주파수에서

$N\Delta f = 2.75 \text{ MHz}$ 까지 확장되는 것을 알 수 있다.

[0198] 바람직한 실시예에서 사용되는 임계화된 방법의 기본 사상은, DLOS 경로를 다른 MP 경로와 구별함에 있어서 인위적으로 생성된 합성 광대역폭 범위의 신뢰도와 정확도를 향상시키는 것이다. 임계값 방법은 광대역 펄스의 리딩 에지의 시작이 수신기에 도달할 때를 검출한다. 송신기와 수신기에서의 필터링으로 인해, 선단 에지는 순간적으로 상승하지는 않지만 부드럽게 증가하는 기울기로 잡음으로부터 상승한다. 선단 에지의 TOA는 선단 에지가 소정의 임계값 T를 교차할 때를 검출함으로써 측정된다.

[0199] 작은 임계값은, 더 빨리 교차되고 펄스의 실제 시작과 임계 교차점 사이의 에러 지연 τ 가 작기 때문에 바람직하다. 따라서, 다중 경로로 인해 도달하는 임의의 펄스 복제본은, τ 보다 큰 지연을 갖는 복제본의 시작이라면 효과가 없다. 그러나, 잡음의 존재는 임계값 T가 얼마나 작은지에 대한 한계를 설정한다. 지연 τ 를 감소시키는 한 가지 방법은, 유도체가 더 빨리 상승하기 때문에 펄스 자체 대신에 수신된 펄스의 미분을 이용하는 것이다. 2차 미분은 더욱 빠른 상승을 갖는다. 더욱 높은 차수의 미분을 사용할 수도 있지만, 실제로는, 잡음 레벨을 허용할 수 없는 값까지 올릴 수 있으므로, 임계값의 2차 미분 값이 사용된다.

[0200] 도 4에 도시된 2.75MHz 폭의 신호는, 상당히 넓은 대역폭을 가지고 있지만, 전술한 방법에 의한 측정 범위에 적합하지 않다. 이 방법은 각각 제로 신호 프리커서를 갖는 송신 펄스를 필요로 한다. 그러나, 펄스 간의 정현파 과형이 근본적으로 상쇄되도록 신호를 수정함으로써 그 목표를 달성할 수도 있다. 바람직한 실시예에서, 이는, 큰 펄스 사이의 선택된 간격에서 신호를 가깝게 근사한 후 이를 원래의 신호로부터 감산하는 과형을 구성함으로써 행해진다.

[0201] 이 기술은 도 1의 신호에 적용함으로써 예시될 수 있다. 과형에 도시한 두 개의 검은 점들은 처음 두 개의 펄스 사이에 있는 간격 I의 끝점들이다. 최고의 결과를 얻기 위해 실험적으로 결정된 간격 I의 왼쪽 끝점과 오른쪽 끝점은 각각 다음과 같다:

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{1.1}{(2N+1)\Delta f} = \frac{1.1}{23 \times 250,000} \approx 191.3 \text{ nsec} \\ t_2 &= \frac{1}{\Delta f} - t_1 = \frac{1}{250,000} - \frac{1.1}{23 \times 250,000} \approx 3,808.7 \text{ nsec} \end{aligned} \quad (12)$$

[0202] [0203] 이 간격으로 본질적으로 신호 $s(t)$ 를 상쇄하지만 이 간격의 밖에서는 해를 끼치지 못하게 하는 함수 $g(t)$ 를 생성하려는 시도를 수행한다. 식 (11)은, $s(t)$ 가 $1/\sin \pi \Delta ft$ 만큼 변조된 정현파 $\sin \pi(2N+1)\Delta ft$ 임을 나타내므로, 우선, 간격 I으로 $1/\sin \pi \Delta ft$ 를 가깝게 근사화하는 함수 $h(t)$ 를 찾은 후, $g(t)$ 를 곱으로서 형성한다:

$$g(t) = h(t) \sin \pi(2N+1)\Delta ft \quad (13)$$

[0204] [0205] $h(t)$ 는 다음에 따르는 합에 의해 생성된다:

$$h(t) = \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) dt, \quad t \in I \quad (14)$$

[0206] [0207] 여기서, $\phi_0(t) \equiv 1$, $k = 1, 2, \dots, M$ 에 대해서 $\phi_k(t) = \sin k\pi \Delta ft$ $\quad (15)$

[0208] 계수 a_k 는 간격 I에 걸쳐 최소 자승 에러를 최소화하도록 선택된다.

$$J = \int_{t_1}^{t_2} \left(1/\sin \pi \Delta ft - \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right)^2 dt \quad (16)$$

[0209] [0210] 이 해는, a_k 에 대해 J의 편미분을 취하여 0으로 설정하면 쉽게 취득된다. 결과는, a_k 에 대해 해를 구할 수 있는 다음과 같은 $M + 1$ 식의 선형 시스템이다.

[0211] $\sum_{k=0}^M a_k R_{jk} = R_j, \quad j = 0, 1, 2, \dots, M \quad (17)$

[0212] $R_j = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j \cdot 1 / \sin \pi \Delta f t \, dt, \quad R_{jk} = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j(t) \phi_k(t) \, dt \quad (18)$

[0213] 이어서,

[0214]
$$\begin{aligned} g(t) &= h(t) \sin \pi(2N+1) \Delta f t \\ &= \left(\sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right) \sin \pi(2N+1) \Delta f t \end{aligned} \quad (19)$$

[0215] 식 (12)에 의해 주어진 함수 $\phi_k(t)$ 의 정의를 사용함으로써,

[0216]
$$g(t) = \left(a_0 + \sum_{k=1}^M a_k \sin k \pi \Delta f t \right) \sin \pi(2N+1) \Delta f t \quad (20)$$

이다.

[0217] $g(t)$ 는, 함수 $r(t)$ 를 얻도록 $s(t)$ 로부터 감산되며, 이는 본질적으로 간격 I 로 $s(t)$ 를 소거한다. 첨부에 표시되어 있듯이, 식 (20)의 합산에 대한 상한 M 에 대한 적절한 선택은 $M = 2N + 1$ 이다. 이 값과 첨부의 결과를 사용하면,

[0218]
$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) - g(t) \\ &= b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k \Delta f t + c \sin 2\pi(N + \frac{1}{2}) \Delta f t \end{aligned} \quad (21)$$

이며,

[0219] 여기서,

$$\begin{aligned} b_0 &= 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1} \\ b_k &= 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad (k = 1, 2, \dots, N \text{ 에 대해서}) \\ b_k &= -\frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \quad (k = N+1, N+2, \dots, 2N+1 \text{ 에 대해서}) \end{aligned} \quad (22)$$

[0220] $c = -a_0$
이다.

[0221] 식 (17)로부터, 원하는 신호 $r(t)$ 를 얻기 위해 총 $2N+3$ 개의 주파수(제로-주파수 DC 항을 포함)가 필요하다는 것을 알 수 있다. 도 5는 $N=11$ 인 도 1에 도시된 원래 신호 $s(t)$ 에 대한 결과 신호 $r(t)$ 를 도시한다. 이 경우, $r(t)$ 의 구성은 25개의 반송파(DC 항 b_0 을 포함)를 필요로 한다.

[0222] 전술한 바와 같이 구성된 $r(t)$ 의 중요한 특징은 다음과 같다:

- [0223] 1. 식 (14)에서 알 수 있듯이, 최저 주파수가 제로 Hz이고, 최고 주파수고 $(2N+1) \Delta f$ Hz이다. 따라서, 총 대역폭은 $(2N+1) \Delta f$ Hz이다.

- [0224] 2. 모든 반송파는, 주파수 $(N + \frac{1}{2}) \Delta f$ Hz에 위치하는 사인 함수인 하나의 반송파를 제외하고 Δf 간격으로 이격된 코사인 함수(DC 포함)이다.

- [0225] 3. 원래의 신호 $s(t)$ 는 $1/\Delta f$ 의 주기를 갖지만, $r(t)$ 는 $2/\Delta f$ 의 주기를 갖는다. $s(t)$ 의 전체 주기인 $r(f)$ 의 각 주기의 첫 번째 절반 주기는 신호의 상쇄 부분을 포함하고, $r(t)$ 의 두 번째 절반주기는 큰 진동 부분이다. 따라서, 프리커서의 상쇄는 $s(t)$ 의 격 주기마다 발생할 수도 있다.

[0226] 이는 상쇄 함수 $g(t)$ 가 $s(t)$ 의 격 주기마다 $s(t)$ 를 실제로 강화하기 때문에 발생한다. 한 이유는, $g(t)$ 가 $s(t)$ 의 모든 피크에서 극성을 반전시키는 반면 $s(t)$ 는 극성을 반전시키지 않는다는 것일 수도 있다. $s(t)$ 의 모든 주기가 3dB만큼 처리 이득을 증가시키기 위해 상쇄된 부분을 포함하는 방법의 일례를 아래에서 설명한다.

[0227] 4. $s(t)$ 의 상쇄된 부분의 길이는 $1/\Delta f$ 의 약 80 내지 90%이다. 따라서, Δf 는, 다중 경로로 인해 $r(t)$ 의 이전의 네제로 부분들로부터 임의의 잔여 신호를 제거할 수 있을 정도로 이 길이가 충분히 길어지도록 작을 필요가 있다.

[0228] 5. $r(t)$ 의 각각의 제로 부분의 바로 다음에, 발진 부분의 제1사이클이 있다. 바람직한 실시예에서, 전술한 바와 같은 TOA 측정 방법에서, 이 사이클의 첫 번째 절반은, TOA, 특히 그 상승의 시작을 측정하는 데 사용된다. 이러한 첫 번째 절반 주기의 피크값(주 피크라고 할 수도 있음)은 거의 동일한 시점에 위치하는 $s(t)$ 의 해당 피크 보다 약간 크다는 점에 주목한다. 첫 번째 절반 주기의 폭은 대략 $N\Delta f$ 에 반비례한다.

[0229] 6. 아래와 같은 처리에 의해 대량의 처리 이득을 달성할 수 있다:

[0230] (a) $r(t)$ 가 주기 $2/\Delta f$ 로 주기적이기 때문에 신호 $r(t)$ 의 반복 사용. 또한, 후술하는 방법에 의해 3dB의 추가 처리가 가능하다.

[0231] (b) 협대역 필터링. $2N+3$ 개 반송파의 각각은 협대역 신호이기 때문에, 신호의 점유 대역폭은, 할당된 주파수 대역 전체에 분산된 광대역 신호의 점유 대역폭보다 훨씬 작다.

[0232] $N=11$ 이고 $\Delta f=250\text{kHz}$ 인 도 5에 도시한 신호 $r(t)$ 에 대하여, $s(t)$ 의 상쇄 부분의 길이는 약 3.7마이크로초 또는 1,110미터이다. 이는, 다중 경로로 인해 $r(t)$ 의 이전의 네제로 부분으로부터 임의의 잔여 신호를 제거하는 데 충분하다. 주요 피크는 약 35의 값을 갖고, 프리커서(즉, 상쇄) 영역에서의 최대 크기는 약 0.02이며, 이는 주 피크보다 65dB 낮다. 이는 전술한 바와 같이 TOA 측정 임계값 기술을 사용하여 우수한 성능을 얻는 데 바람직하다.

[0233] 더욱 적은 반송파들의 사용이, 총 $2N+3=9$ 개 반송파에 대해 $\Delta f=850\text{kHz}$, $N=3$ 및 $M=2N+1=7$ 을 사용하여 생성된 신호를 나타내는 도 6에 도시된다. 이 경우, 신호의 기간은, 기간이 8마이크로초인 도 5의 신호에 비해 $2/\Delta f \cong 2.35$ 마이크로초이다. 이 예는 단위 시간당 더욱 많은 기간을 가지므로, 더욱 많은 처리 이득을 얻을 수 있을 것으로 기대할 수도 있다.

[0234] 그러나, 적은 반송파들이 사용되므로, 주 피크의 진폭은 이전과 비교하여 약 $1/3$ 정도이며, 예상되는 추가 처리 이득을 다시 상쇄하는 경향이 있다. 또한, 제로-신호 프리커서 세그먼트의 길이는 더욱 짧은 약 0.8마이크로초 또는 240미터이다. 이것은 여전히 다중 경로로 인해 $r(t)$ 의 이전의 네제로 부분으로부터 잔여 신호를 제거하는 데 충분해야 한다. 총 대역폭 $(2N+1)\Delta f=5.95\text{MHz}$ 는 이전과 거의 같으며, 주 피크의 반주기 폭도 대략 동일하다는 점에 주목한다. 적은 반송파들이 사용되므로, 각 반송파가 수신기에서 협대역 필터링될 때 약간의 처리 이득이 있어야 한다. 또한, 프리커서(즉, 상쇄) 영역에서 최대 크기는 주 피크보다 약 75dB 낮아서, 이전의 예보다 10dB 개선된 것이다.

[0235] RF 주파수에서의 전송은, 이 시점 $r(t)$ 까지는 단순화를 위해 기저대역 신호로서 설명되었다. 그러나, 이 신호는 최대 RF로 변환, 전송, 수신된 다음 수신기에서 기저대역 신호로 재구성될 수 있다. 예시를 위해, 인덱스 j (라디안/초 주파수는 표기법의 간결함을 위해 사용됨)를 갖는 다중 경로 전파 경로들 중 하나를 통해 이동하는 기저대역 신호 $r(t)$ 의 주파수 성분들 ω_k 중 하나에 어떤 일이 발생하는지를 고려한다:

$$b_k \cos \omega_k t \text{ (송신기의 기저대역에서)}$$

$$b_k \cos(\omega + \omega_k)t \text{ (주파수 } \omega \text{에 의해 RF까지 변환됨)} \quad (23)$$

$$a_j b_k \cos[(\omega + \omega_k)(t - \tau_j) + \phi_j] \text{ (수신기 안테나에서)}$$

$$a_j b_k \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta] \text{ (주파수 } -\omega \text{에 의해 기저대역으로 변환됨)}$$

[0236]

[0237] 송신기 및 수신기가 주파수 동기화된 것으로 가정한다. 매개변수 b_k 는 $r(t)$ 에 대한 식 (21)의 k 번째 계수이다.

매개변수 τ_j 및 ϕ_j 는, 각각 j 번째 전파 경로의 (반사기의 유전 특성으로 인한) 경로 지연 및 위상 시프트이

다. 매개변수 Θ 는 수신기에서 기저대역으로의 하향 변환에서 발생하는 위상 시프트이다. 식 (21)의 사인 성분에 대해서도 유사한 함수들의 시퀀스를 나타낼 수 있다.

[0238] $r(t)$ 의 제로 신호 프리커서들이 최대 유효 전파 지연보다 충분히 큰 길이를 갖는 한, 식 (20)의 최종 기저대역 신호는 여전히 제로 신호 프리커를 가질 수도 있다는 점에 주목하는 것이 중요하다. 물론, 모든 경로(인덱스 j)에 대한 모든 주파수 성분들(인덱스 k)이 결합될 때, 수신기에서의 기저 대역 신호는 모든 위상 시프트를 포함하여 왜곡된 버전의 $r(t)$ 일 수도 있다.

[0239] 순차적 반송파 전송 및 신호 재구성이 도 1 및 도 1a에 도시된다. 송신기 및 수신기는 시간 및 주파수가 동기화되어 있다고 가정하고, $2N+3$ 개의 송신된 반송파가 동시에 송신될 필요는 없다. 일례로, 기저대역 표현이 도 1과도 6의 기저대역 표현인 신호의 전송을 고려한다.

[0240] 도 6에서, $N=3$ 이고, 1밀리초 동안 9개의 주파수 성분 각각이 순차적으로 전송된다고 가정한다. 각 주파수 전송의 시작 시간과 종료 시간은 수신기에서 알려져 있으므로, 그러한 각 시간에 각 주파수 성분의 수신을 순차적으로 시작하고 종료할 수 있다. 신호 전파 시간이 1밀리초에 비해 매우 짧으므로(의도된 응용 분야에서는 일반적으로 수 마이크로초 미만일 수도 있음), 수신된 각 주파수 성분의 작은 부분을 무시해야 하며, 수신기는 이를 쉽게 지울 수 있다.

[0241] 9개의 주파수 성분을 수신하는 전체 프로세스는 9 밀리초의 추가 수신 블록에서 반복되어 처리 이득을 증가시킬 수 있다. 총 수신 시간의 1초에는, 처리 이득을 위해 이용가능한 그러한 9밀리초 블록이 약 111개 있을 것이다.

또한, 각 블록 내에서, $0.009/(2/\Delta f) \approx 383$ 주 피크로부터 사용할 수 있는 추가 처리 이득이 있다.

[0242] 일반적으로, 신호 재구성은 매우 경제적일 수 있으며 모든 가능한 처리 이득을 본질적으로 협용할 수 있다는 점은 주목할 가치가 있다. $2N+3$ 개의 수신 주파수 각각에 대해:

[0243] 1. 해당 주파수에 해당하는 저장된 벡터(페이저)의 시퀀스를 형성하기 위해 그 해당 주파수의 각 1밀리초 수신의 위상 및 진폭을 측정한다.

[0244] 2. 해당 주파수에 대해 저장된 벡터들을 평균화한다.

[0245] 3. 마지막으로, $2N+3$ 개 주파수에 대해 $2N+3$ 개 벡터 평균을 사용하여 지속 시간 $2/\Delta f$ 를 갖는 1주기의 기저대역 신호를 재구성하고, 신호 TOA를 추정하기 위해 재구성을 사용한다.

[0246] 이 방법은 1밀리초의 전송에 제한되지 않으며, 전송의 길이는 증가되거나 감소될 수도 있다. 그러나, 모든 송신에 대한 총 시간은 수신기 또는 송신기의 임의의 움직임을 정지시키도록 충분히 짧아야 한다.

[0247] $r(t)$ 의 다른 반주기에서의 상쇄 얻기: 간단히 상쇄 함수 $g(t)$ 의 극성을 반대로 함으로써, $r(t)$ 가 이전에 발진하였던 곳에서 $s(t)$ 의 피크들 간의 상쇄가 가능하다. 그러나, 일 실시예에서, $s(t)$ 의 모든 피크 간의 상쇄를 얻기 위해, 수신기에서 $g(t)$ 및 그것의 극성 반전된 버전이 적용되어야 하며, 이는 수신기에서 계수 가중을 포함한다.

[0248] 수신기에서의 계수 가중: 필요하다면, 식 (21)의 계수 b_k 는 송신기에서 $r(t)$ 의 구성을 위해 사용되며 수신기에서 대신 도입될 수도 있다. 이는, b_k 가 처음 단계가 아닌 마지막 단계에서 도입되는 경우 최종 신호가 동일한 식 (20)의 신호의 시퀀스를 고려하면 쉽게 알 수 있다. 잡음을 무시하면, 값들은 다음과 같다:

$$\cos \omega_k t \text{ (송신기의 기저대역에서)}$$

$$\cos(\omega + \omega_k)t \text{ (주파수 } \omega \text{에 의해 RF까지 변환됨)}$$

$$a_j \cos[(\omega + \omega_k)(t - \tau_j) + \phi_j] \text{ (수신기 안테나에서)} \quad (24)$$

$$a_j \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta] \text{ (주파수 } -\omega \text{에 의해 기저대역으로 변환됨)}$$

$$a_j b_k \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta] \text{ (기저대역에서 계수 } b_k \text{에 의해 가중됨)}$$

[0249]

[0250] 이어서, 송신기는 동일한 진폭으로 모든 주파수를 전송할 수 있으므로, 설계가 간단해진다. 이 방법은 또한 각 주파수에서 잡음을 가중하고 그 효과를 고려해야 한다는 점에 주목해야 한다. 또한, $g(t)$ 의 극성 반전을 행하여 사용가능한 주 피크의 2배를 얻으려면 수신기에서 계수 가중을 수행해야 한다는 점에 주목해야 한다.

- [0251] 채널의 중심 주파수에 대한 Δf 의 스케일링: VHF 또는 더 낮은 주파수에서의 FCC 요구 사항을 충족시키기 위해, 일정한 채널 간격으로 채널화된 전송이 필요할 수도 있다. VHF 및 저주파 대역의 경우에 할당된 전체 대역에 비해 일정한 채널 간격을 갖는 채널화된 송신 대역에서, 필요한 경우, Δf 에 대한 작은 조정은, 성능을 원래의 설계 값으로부터 크게 변경하지 않고 모든 송신된 주파수가 채널 중심에 있을 수 있게 한다. 이전에 제시된 기저 대역 신호의 두 개의 예에서, 모든 주파수 성분은 $\Delta f/2$ 의 배수이므로, 채널 간격을 $\Delta f/2$ 로 나누면, 최저 RF 전송 주파수는 한 채널에서 중심에 놓일 수 있고, 다른 모든 주파수는 채널들의 중심에 놓일 수 있다.
- [0252] 거리 측정 기능을 수행하는 것 외에도 RF(무선 주파수) 기반 식별, 추적, 및 위치파악 시스템에서, 마스터 유닛과 태그 유닛 모두는 또한 음성, 데이터, 및 제어 통신 기능을 수행한다. 유사하게, 바람직한 실시예에서, 마스터 유닛과 태그 모두는, 거리 측정 기능에 부가하여 음성, 데이터, 및 제어 통신 기능을 수행한다.
- [0253] 바람직한 실시예에 따르면, 범위 지정 신호(들)는, 다중 경로 완화를 포함하는 광범위한 정교한 신호 처리 기술에 종속된다. 그러나, 이러한 기술들은 음성, 데이터, 및 제어 신호들에 적합하지 않을 수도 있다. 그 결과, 제안된 시스템(및 다른 기존 시스템)의 동작 범위는, 거리를 신뢰성있고 정확하게 측정하는 능력이 아니라 음성 및/또는 데이터 및/또는 제어 통신 중에 범위를 벗어남으로써 제한될 수도 있다.
- [0254] 다른 RF(무선 주파수) 기반 식별, 추적, 및 위치파악 시스템에서, 거리 측정 기능은 음성, 데이터, 및 제어 통신 기능과 분리되어 있다. 이러한 시스템에서, 개별 RF 트랜시버는 음성, 데이터, 및 제어 통신 기능을 수행하는 데 사용된다. 이러한 접근 방식의 단점은, 시스템 비용, 복잡성, 크기 등이 증가한다는 것이다.
- [0255] 전술한 단점을 피하기 위해, 바람직한 실시예에서, 협대역폭 범위 지정 신호 또는 기저대역 협대역폭 범위 지정 신호의 몇몇 개별 주파수 성분들은, 동일한 데이터/제어 신호로 변조되고, 음성의 경우에는 디지털화된 음성 패킷 데이터로 변조된다. 수신기에서는, 가장 신호 강도가 높은 개별 주파수 성분이 복조되고, 취득된 정보 신뢰성은, 정보 중복성을 이용하는 "투표" 또는 기타 신호 처리 기술을 수행함으로써 더욱 향상될 수도 있다.
- [0256] 이 방법은, 다중 경로로부터 인입되는 RF 신호들이 DLOS 경로 및 서로를 파괴적으로 결합하여 수신 신호 강도를 크게 감소시키고 SNR과 관련되는 "널"(null) 현상을 피할 수 있게 한다. 더욱이, 이러한 방법은, 다중 경로로부터의 인입 신호들이 DLOS 경로 및 서로 간에 건설적으로 결합되는 주파수들의 한 세트를 찾을 수 있게 하여, 수신된 신호 강도를 증가시키고 이를 SNR과 관련짓는다.
- [0257] 전술한 바와 같이, 스펙트럼 추정 기반의 초고 해상도 알고리즘은 일반적으로 동일한 모델을 사용하며, 즉, 주파수의 복소 지수와 복소 지수의 복소 진폭의 선형 조합을 사용한다. 이 복소 진폭은 위 식 (3)에 의해 주어진다.
- [0258] 모든 스펙트럼 추정 기반의 초고 해상도 알고리즘은 복소 지수의 수의 선형적 지식, 즉, 다중 경로의 수를 필요로 한다. 이러한 복소 지수의 수는, 모델 크기라고 하며, 식 1 내지 3에 도시된 것처럼 다중 경로 구성요소의 수 L 에 의해 결정된다. 그러나, RF 트랙 위치파악 애플리케이션의 경우인 경로 지연을 예측할 때, 이 정보를 사용할 수 없다. 이는, 또 다른 차원, 즉, 모델 크기 추정을 초고 해상도 알고리즘을 통해 스펙트럼 추정 프로세스에 추가한다.
- [0259] 모델 크기 과소평가의 경우에는, 주파수 추정의 정확도가 영향을 받으며, 모델 크기가 과대평가되는 경우에는, 알고리즘이 스퓨리어스(spurious) 주파수, 예를 들어, 존재하지 않는 주파수를 생성한다는 것이 알려져 있다 (Kei Sakaguchi et al., Influence of the Model Order Estimation Error in the ESPRIT Based High Resolution Techniques). AIC(Akaike's Information Criterion), MDL(Minimum Description Length) 등의 기준의 모델 크기 추정 방법들은, 신호들(복소 지수들) 간의 상관에 대한 고 민감도를 갖는다. 그러나, RF 다중 경로의 경우에는, 항상 그러하다. 예를 들어, 전방향- 역방향 평활화 알고리즘들이 적용된 이후에도, 상관의 잔량이 항상 있을 수도 있다.
- [0260] Sakaguchi 문헌에서는, 이러한 신호 전력(진폭)을 추정한 후 매우 작은 전력을 갖는 신호를 거부함으로써, 과대 평가된 모델을 사용하고 실제 주파수(신호)를 스牖리어스 주파수(신호)로부터 구분하는 것이 제시되어 있다. 이 방법은 기존 방법보다 개선되었지만, 보장되지는 않는다. 발명자들은 Kei Sakaguchi 등의 방법을 구현하였으며, 큰 모델 크기를 갖는 더욱 복잡한 사례에 대한 시뮬레이션을 실행하였다. 일부 경우에는, 스牖리어스 신호가 실제 신호 진폭에 매우 가까운 진폭을 가질 수도 있다는 것이 관찰되었다.
- [0261] 모든 스펙트럼 추정 기반의 초고 해상도 알고리즘은, 인입 신호 복소 진폭 데이터를 두 개의 하위 공간, 즉, 잡음 하위 공간과 신호 하위 공간으로 분할함으로써 동작한다. 이러한 하위 공간들이 적절하게 정의(분리)되면,

모델 크기는 신호 하위 공간 크기(치수)와 동일하다.

[0262] 일 실시예에서, 모델 크기 추정은 "F" 통계를 사용하여 달성된다. 예를 들어, ESPRIT 알고리즘의 경우, (순방향 / 역방향 상관 관계 평활화과 함께) 공분산 행렬의 추정값의 특이 값 분해가 오름차순으로 정렬된다. 그 후, $(n+1)$ 개의 고유값을 제n 고유값으로 나누는 분할이 이루어진다. 이 비가 "F" 확률 변수이다. 최악의 경우는 (1,1) 자유도의 "F" 확률 변수이다. 자유도 (1,1)가 있는 "F" 확률 변수의 95% 신뢰 구간은 161이다. 이 값을 임계값으로서 설정하면, 모델 크기가 결정된다. 잡음 하위 공간에서, 고유값은 잡음 전력의 추정값을 나타낸다는 점도 주목한다.

[0263] 고유값의 비에 "F"통계를 적용하는 이 방법은 모델 크기를 추정하는 더욱 정확한 방법이다. "F" 통계의 다른 자유도가 임계값 계산 및 결과적으로 모델 크기 추정에도 사용될 수 있다는 점에 주목해야 한다.

[0264] 그럼에도 불구하고, 일부 경우에, (시간적으로) 2개 이상의 매우 밀접한 간격의 신호는, 실제 측정 불완전성으로 인해 하나의 신호로 열화될 수 있다. 결과적으로, 전술한 방법은 신호의 수, 즉 모델 크기를 과소평가할 수도 있다. 모델 크기를 과소평가하면 주파수 추정 정확도가 떨어지므로, 특정 수를 추가하여 모델 크기를 늘리는 것이 좋다. 이 수는 실험적으로 및/또는 시뮬레이션으로 결정될 수 있다. 그러나, 신호들이 가까이 있지 않으면, 모델 크기가 과대평가될 수도 있다.

[0265] 이러한 경우에, 스팓리어스 주파수들, 즉, 존재하지 않는 주파수들이 보일 수도 있다. 전술한 바와 같이, 스팓리어스 신호 검출에 신호 진폭을 사용하는 것은, 어떤 경우에는 실제 신호(들) 진폭에 매우 가까운 진폭을 갖는 것으로 관찰되었기 때문에 항상 가능하지는 않는다. 따라서, 진폭 판별에 더하여, 필터를 구현하여 스팓리어스 주파수의 제거 가능성을 개선할 수 있다.

[0266] 초고 해상도 알고리즘에 의해 추정되는 주파수는 인공 주파수(식 2)이다. 실제로, 이러한 주파수는 다중 경로 환경의 개별 경로 지연이다. 결과적으로, 음의 주파수가 없어야 하며, 초고 해상도 알고리즘에 의해 생성된 모든 음의 주파수는 거부될 스팓리어스 주파수이다.

[0267] 게다가, DLOS 거리 범위는, 초고 해상도 방법과는 다른 방법을 사용하여 측정하는 동안 얻은 복소 진폭 $\hat{A}(f_n)$ 값으로부터 추정될 수 있다. 이들 방법은 정확도가 낮지만, 이러한 방법은, 지연, 즉 주파수를 구별하는 데 사용되는 범위를 확립한다. 예를 들어, 신호 진폭 $|\hat{A}(f_n)|$ 이 최대값에 가까운, 즉, 널을 피하는 간격

$\frac{\Delta[\angle \hat{A}(2\pi\Delta f)]}{2\pi\Delta f}$ 에서의 비율은 DLOS 지연 범위를 제공한다. 실제 DLOS 지연은 최대 2배 더 크거나 작을 수 있지만, 이는 스팓리어스 결과를 거부하는 데 도움이 되는 범위를 정의한다.

[0268] 실시예에서, 범위 지정 신호는 왕복 이동한다. 다시 말하면, 이 신호는, 양방향으로 이동하는데, 마스터/리더로부터 타깃/슬레이브로 및 타깃/슬레이브로부터 다시 마스터/리더로 이동한다.

[0269] 마스터는 톤 $\alpha \times e^{-j\omega t}$ 을 전송하며, 여기서, ω 는 동작 대역에서의 동작 주파수이고, α 는 톤 신호 진폭이다.

[0270] 타깃의 수신기에서, 수신된 신호(단방향)는 다음과 같다:

$$S_{\text{단방향}}(t) = \alpha \times \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega t} \times e^{-j\omega \tau_m} \quad (25)$$

[0271] 여기서, N은 다중 경로 환경에서의 신호 경로의 수이고, K_0 과 τ_0 는 DLOS 신호의 진폭 및 비행 시간이며, $|K_0| = 1$, $K_0 > 0$, $|K_{m \neq 0}| \leq 1$ 및 $K_{m \neq 0}$ 은 양이거나 음일 수 있다:

$$S_{\text{단방향}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \quad (26)$$

[0274] 여기서, $A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} = \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m}$ 는 주파수 영역의 단방향 다중 경로 RF 채널 전달 함수이고, $A(\omega) \geq 0$ 이다.

[0275] 타깃은 수신된 신호를 재전송한다:

[0276] $S_{\text{재전송}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)}$ (27)

[0277] 마스터 수신기에서, 왕복 신호(round-trip signal)는 다음과 같다:

[0278] $S_{\text{왕복}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \times \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m}$

[0279] 또는:

[0280] $S_{\text{왕복}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times e^{-j2\theta(\omega)}$ (28)

[0281] 반면, 식 (26)과 (28)로부터:

[0282] $S_{\text{왕복}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times \left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m} \right)^2$ (29) 이다.

[0283] 여기서, $A^2(\omega) \times \left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m} \right)^2 = A^2(\omega) \times e^{-j2\theta(\omega)}$ 는 주파수 영역의 왕복 다중 경로 RF 채널 전달 함수이다.

[0284] 식 29로부터, 왕복 다중 경로 채널은, $\tau_0 \div \tau_N$ 경로 지연에 더하여 식 $\left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m} \right)^2$ 이 이러한 경로 자연들의 조합, 예를 들어, $\tau_0 + \tau_1, \tau_0 + \tau_2, \dots, \tau_1 + \tau_2, \tau_1 + \tau_3$ 등을 포함하기 때문에, 단방향 채널 다중 경로보다 많은 수의 경로를 갖는다.

[0285] 이러한 조합들은 신호(복소 지수)의 수를 극적으로 증가시킨다. 따라서, (시간적으로) 매우 밀접하게 간격을 둔 신호들의 확률도, 증가할 수도 있으며, 상당한 모델 크기가 과소평가될 수도 있다. 따라서, 단방향 다중 경로 RF 채널 전달 함수를 얻는 것이 바람직하다.

[0286] 바람직한 실시예에서, 단방향 진폭 $|\hat{A}(f_n)|$ 은 타깃/슬레이브 장치로부터 직접 측정 가능하다. 그러나, 단방향 위상 $\angle \hat{A}(f_n)$ 은 직접 측정될 수 없다. 왕복 위상 측정 관측으로부터 단방향의 위상을 결정할 수 있다.

$$\left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m} \right)^2 = e^{-j2\theta(\omega)} \quad \text{및} \quad \left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega\tau_m} \right) = e^{-j\theta(\omega)}$$

[0288] 그러나, ω 의 모든 값에 대하여, $e^{j2\alpha(\omega)} = e^{j\beta(\omega)}$ 이도록 위상 $\alpha(\omega)$ 의 두 개의 값이 있다.

[0289] 이 모호성을 해결하는 방법에 대한 자세한 설명은 아래와 같다. 범위 지정 신호의 서로 다른 주파수 성분들이 서로 가깝다면, 대부분의 경우, 왕복 위상을 2로 나누어 단방향 위상을 구할 수 있다. 예외는, 위상이 작은 주파수 단계에서도 큰 변화를 겪을 수 있는 "널"에 가까운 영역을 포함할 수도 있다. "널" 현상은, 다중 경로로부터의 인입 RF 신호들이 DLOS 경로와 서로 파괴적으로 결합하여 수신 신호 강도를 크게 줄이고 SNR과 관련이 있는 경우라는 점에 주목한다.

[0290] $h(t)$ 가 통신 채널의 단방향 임펄스 응답이라고 가정한다. 주파수 영역의 대응하는 전달 함수는 다음과 같다:

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt = A(\omega) e^{j\alpha(\omega)} \quad (30)$$

[0291] 여기서, $A(\omega) \geq 0$ 는 크기이고, ω 는 전달 함수의 위상이다. 단방향 임펄스 응답이 수신될 때와 동일한 채널을 통해 다시 재전송되면, 그 결과에 따른 양방향 전달 함수는 다음과 같다:

$$G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)} = H^2(\omega) = A^2(\omega) e^{j2\alpha(\omega)} \quad (31)$$

[0294] 여기서, $B(\omega) \geq 0$ 이다. 양방향 전달 함수 $G(\omega)$ 가 일부 개방 주파수 간격(ω_1, ω_2)으로 모든 ω 에 대하여 알려져 있다고 가정한다. $G(\omega)$ 를 생성한 (ω_1, ω_2) 에 대하여 정의된 단방향 전달 함수 $H(\omega)$ 를 결정할 수 있다.

[0295] 양방향 전달 함수의 크기는 단방향 크기의 제곱이므로,

$$A(\omega) = \sqrt{B(\omega)} \quad (32) \quad \text{라는 점이 명백하다.}$$

[0297] 그러나, $G(\omega)$ 관측으로부터 단방향 전달 함수의 위상을 복구하고자 하는 경우, 상황은 더욱 미묘하다. ω 의 각 값에 대하여, 다음의 식과 같이 되도록 위상 $\alpha(\omega)$ 의 두 개의 값이 존재한다.

$$e^{j2\alpha(\omega)} = e^{j\beta(\omega)} \quad (33)$$

[0299] 서로 다른 각 주파수 ω 에 대해 가능한 두 개의 위상 값 중 하나를 독립적으로 선택함으로써 많은 수의 다양한 해가 생성될 수도 있다.

[0300] 임의의 단방향 전달 함수가 모든 주파수에서 연속적이라고 가정하는 다음 정리는 이 상황을 해결하는 데 도움이 된다.

[0301] 이론 1: I를 양방향 전달 함수 $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$ 의 넌제로를 포함하는 주파수들 ω 의 간격이라고 한다.

다. $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$ 를 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 인 I에 대한 연속 함수라고 한다. 이어서, $J(\omega)$ 와 $-J(\omega)$ 모두는 I에 대하여 $G(\omega)$ 를 생성하는 단방향 전달 함수이며, 다른 것은 없다.

$$H(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}$$

[0302] 증명: 단방향 전달 함수를 위한 해들 중 하나는 함수

이며, I에 대하여 구분되므로

I에 대하여 연속적이고, $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$ 이다. I에 대하여 $G(\omega) \neq 0$ 이므로, H(ω)와 J(ω)는 I에 대하여 논제로이다. 이에 따라,

$$\frac{H(\omega)}{J(\omega)} = \frac{\sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}} = e^{j[\alpha(\omega) - \gamma(\omega)]} \quad (34)$$

[0303]

H(ω)와 J(ω)는 I에 대하여 연속적이며 논제로이므로, 이들의 비는 I에 대하여 연속적이고, 따라서 식 (34)의 우변은 I에 대하여 연속적이다. 조건 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 은, 각 $\omega \in I$ 에 대하여, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 가 0 또는 π 라는 것을 암시한다. 그러나, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는, 식 (34)의 우변에 대하여 불연속성을 야기하지 않고 이러한 두 개의 값 간에 전환될 수 없다. 따라서, 모든 $\omega \in I$ 에 대하여 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = 0$ 이거나 모든 $\omega \in I$ 에 대하여 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = \pi$ 이다. 첫 번째 경우에는 $J(\omega) = H(\omega)$ 를 얻고, 두 번째 경우에는 $J(\omega) = -H(\omega)$ 를 얻는다.

[0305] 이 이론은, 전달 함수 $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$ 의 논제로를 포함하는 임의의 개방 간격 I에 대하여 단방향 해를

얻기 위해, 함수 $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$ 를 형성하고, J(ω)를 연속적으로 만드는 식으로 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 를 충족시키는 $\gamma(\omega)$ 값을 선택함으로써 증명한다. 이러한 특성을 갖는 해, 즉, H(ω)가 있다고 알려져 있으므로, 이를 항상 행할 수 있다.

[0306] 단방향 해를 찾는 다른 절차는 다음에 따르는 이론에 기초한다.

[0307] 이론 2: $H(\omega) = A(\omega) e^{j\alpha(\omega)}$ 이 단방향 전달 함수이고, I가 H(ω)의 논제로를 포함하는 주파수들 ω 의 개방 간격이라고 한다. 이어서, 일 실시예에서, H(ω)의 위상 함수 $a(\omega)$ 는 I에 대하여 연속적이어야 한다.

[0308] 증명: ω_0 이 간격 I의 주파수라고 한다. 도 7에서, 복소값 H(ω_0)은 복소 평면의 점으로서 플로팅되었으며, 가설로, $H(\omega_0) \neq 0$ 라고 한다. $\varepsilon > 0$ 가 임의의 작은 실수라고 하고, 도 7에 도시한 두 개의 측정 각도 ε , 및 두 개의 선에 대하여 탄젠트이며 H(ω_0)에서 중심을 두는 원을 고려한다. 가정하자면, H(ω)는 모든 ω 에 대하여 연속적이다. 따라서, ω 가 ω_0 에 충분히 가까우면, 복소값 H(ω_0)은 원 내에 있을 수도 있고,

$|\alpha(\omega) - \alpha(\omega_0)| < \varepsilon$ 인 것으로 도시되어 있다. $\varepsilon > 0$ 이 임의적으로 선택되었으므로, $\omega \rightarrow \omega_0$ 에 따라 $a(\omega) \rightarrow a(\omega_0)$ 이어서, 위상 함수 $a(\omega)$ 이 ω_0 에서 연속적이라고 결론낸다.

[0309] 이론 3: I가 양방향 전달 함수 $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$ 의 논제로를 포함하는 주파수들 ω 의 개방 간격이라고

한다. $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$ 가 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 인 I에 대한 함수이고, $\gamma(\omega)$ 가 I에 대하여 연속적이라고 한다. 이어서, J(ω)와 -J(ω)는 I에 대하여 G(ω)를 생성하는 단방향 전달 함수들이며, 다른 것은 없다.

[0310] 증명: 증명은 이론 1의 증명과 유사하다. 단방향 전달 함수를 위한 해들 중 하나는 함수

$H(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}$ 이고, 여기서, $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$ 라는 것을 알고 있다. I에 대하여 $G(\omega) \neq 0$ 으로, $H(\omega)$ 와 $J(\omega)$ 는 I에 대하여 네제로이다. 이에 따라,

$$\frac{H(\omega)}{J(\omega)} = \frac{\sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}} = e^{j[\alpha(\omega) - \gamma(\omega)]} \quad (35)$$

[0311] [0312] 가설에 의하면, $\gamma(\omega)$ 는 I에 대하여 연속적이고, 이론 2에 의하면, $\alpha(\omega)$ 도 I에 대하여 연속적이다. 따라서, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 가 I에 대하여 연속적이다. 조건 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 는, 각 $\omega < 1$ 에 대하여, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 가 0 또는 π 라는 것을 암시한다. 그러나, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는, I에 대하여 불연속적으로 되지 않고 이러한 두 개의 값 간에 전환될 수 없다. 따라서, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 모든 $\omega \in I$ 에 대하여 0이고, 또는 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 모든 $\omega \in I$ 에 대하여 π 이다. 첫 번째 경우에는 $J(\omega) = H(\omega)$ 를 얻고, 두 번째 경우에는 $J(\omega) = -H(\omega)$ 를 얻는다.

[0313] 이론 3은, 전달 함수 $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$ 의 네제로를 포함하는 임의의 개방 간격 I에 대하여 단방향 해를 얻기 위해, 함수 $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$ 를 형성하고, $\gamma(\omega)$ 를 연속적으로 만드는 식으로 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 를 충족시키는 $\gamma(\omega)$ 값을 선택하는 것을 알려준다. 이러한 특성을 갖는 해, 즉, $H(\omega)$ 가 있다고 알려져 있으므로, 이를 항상 행할 수 있다.

[0314] 위 이론들은 양방향 함수 $G(\omega)$ 를 생성하는 두 개의 단방향 전달 함수를 재구성하는 방식을 나타내고 있지만, 이들은 $G(\omega)$ 의 네제로를 포함하는 주파수 간격 I에 대하여 유용하다. 일반적으로, $G(\omega)$ 는, 제로를 포함할 수도 있는 주파수 간격 (ω_1, ω_2) 으로 관찰될 수도 있다. 다음에 따르는 것은, (ω_1, ω_2) 에 있어서 $G(\omega)$ 의 유한 개수의 제로가 있다고 가정하고 단방향 전달 함수가, 임의의 주어진 주파수 ω 에서 모두가 제로는 아닌 (ω_1, ω_2) 에 대한 모든 차수의 미분들을 갖는다고 가정할 때, 이러한 문제점을 피할 수도 있는 방법이다.

[0315] $H(\omega)$ 를, 간격 (ω_1, ω_2) 에 대하여 $G(\omega)$ 를 생성하는 단방향 함수라고 하고, $G(\omega)$ 가 (ω_1, ω_2) 에 대하여 적어도 하나의 제로를 갖는다고 가정한다. $G(\omega)$ 의 제로들은, (ω_1, ω_2) 를 유한 개수의 인접하는 개방 주파수 간격들 J_1, J_2, \dots, J_n 으로 분리할 수도 있다. 이러한 각 간격에서, 해 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 는, 이론 1 또는 이론 3을 이용하여 찾을 수도 있다. 뭉어진 해가 (ω_1, ω_2) 모두에 걸쳐 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 이도록 이러한 해를 함께 묶을 필요가 있다. 이를 행하기 위해, 하나의 하위 간격으로부터 다음 하위 간격으로 이동시 $H(\omega)$ 로부터 $-H(\omega)$ 로 또는 $-H(\omega)$ 로부터 $H(\omega)$ 로 전환하지 않도록 두 개의 인접하는 하위 간격들로 해들을 쌍으로 하는 방법을 알 필요가 있다.

[0316] 첫 번째 두 개의 인접한 개방 하위 간격(J_1 및 J_2)에서 시작하는 뮤음 절차를 설명한다. 이러한 하위 간격들은 $G(\omega)$ 의 제로인 주파수 ω_1 에서 접할 수 있다(물론, ω_1 은 어느 하위 간격에도 포함되지 않는다). 단방향 전달

함수의 특성에 대한 위의 가정에 따르면, $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ 이도록 최소 양의 정수 n 이 있어야 하며, 여기서, 위 첨자(n)는 n 번째 미분을 나타낸다. 이어서, 왼쪽에서부터 $\omega \rightarrow \omega_1$ 에 따라 단방향 해의 n 번째 미분의 한계값은,

J_1 에서의 그 해가 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 인지에 따라 $H^{(n)}(\omega_1)$ 또는 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 일 수도 있다. 유사하게, 오른쪽에서부터 $\omega \rightarrow \omega_1$ 에 따라 단방향 해의 n 번째 미분의 한계값은, J_1 에서의 그 해가 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 인지에 따라 $H^{(n)}(\omega_1)$ 또는 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 일 수도 있다. $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ 이므로, J_1 과 J_2 의 해가 모두 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 인

경우 두 개의 한계값이 같을 수도 있다. 왼쪽 한계값과 오른쪽 한계값이 같지 않으면, 하위 간격 J_2 에서의 해를 반전한다. 그렇지 않다면, 반전하지 않는다.

- [0317] (필요한 경우) 하위 간격 J_2 에서 해를 반전한 후, 하위 간격 J_2 및 J_3 에 대해 동일한 절차를 수행하고, (필요한 경우) 하위 간격 J_3 에서 해를 반전한다. 이 방식으로 계속해서, 결국 간격($\omega_1 : \omega_2$)에 대한 완전한 해를 구축한다.

[0318] $H(\omega)$ 의 고차 미분은 잡음의 존재 하에서 정확하게 연산하기가 어렵기 때문에 전술한 재구성 절차에서 요구되지 않는 것이 바람직하다. 이 문제점은, $G(\omega)$ 의 어떤 제로에서도 $H(\omega)$ 의 1차 미분이 널제로일 수도 있는 가능성 이 매우 높고, 아니라면, 2차 미분이 널제로일 수도 있는 가능성이 매우 높기 때문에, 발생하기 어렵다.

[0319] 실질적인 계획에서, 양방향 전달 함수 $G(\omega)$ 는, $G(\omega)$ 의 제로 근처에서 미분을 합리적으로 정확하게 연산할 수 있도록 충분히 근접해야 하는 이산 주파수에서 측정될 수도 있다.

[0320] RF 기반 거리 측정의 경우, 형상이 미리 알려져 있는 범위 지정 신호의 근접하게 이격되고 중첩되며 잡음이 있는 에코들의 미지의 수를 분석할 필요가 있을 수도 있다. 범위 지정 신호가 협대역인 것으로 가정하면, 주파수 영역에서, 이 RF 현상은, 다중 경로 성분마다 그리고 경로의 복소 감쇠 및 전파 지연을 각각 갖는 다수의 사인파의 합으로서 설명(모델링)될 수 있다.

[0321] 전술한 합산을 푸리에 변환하면, 시간 영역에서 이 다중 경로 모델을 나타낼 수도 있다. 이 시간 영역 표현에서 시간 및 주파수 변수의 역할을 바꾸면, 이 다중 경로 모델은, 경로의 전파 지연이 고조파 신호로 변환되는 고조파 신호 스펙트럼이 될 수도 있다.

[0322] 수퍼 (고) 해상도 스펙트럼 추정 방법은, 스펙트럼에서 밀접하게 배치된 주파수를 구별하도록 설계되고 다중 고조파 신호들의 개별 주파수들, 예를 들어, 경로 지연들을 추정하는 데 사용된다. 결과적으로, 경로 지연을 정확하게 추정할 수 있다.

[0323] 초고 해상도 스펙트럼 추정은, 기저대역 범위 지정 신호 샘플들의 공분산 행렬 및 공분산 행렬 고유 특성의 고유 구조를 이용하여 개별 주파수들, 예를 들어, 경로 지연들의 기본 추정에 대한 해를 제공한다. 고유 구조 특성을 중 하나는, 고유값을 결합하여 결과적으로 직교 잡음과 신호 고유 벡터, 즉 하위 공간들로 나눌 수 있다는 것이다. 다른 고유 구조 특성은 회전 불변 신호 하위 공간 특성이다.

[0324] 하위 공간 분해 기술(MUSIC, rootMUSIC, ESPRIT 등)은, 관측된 데이터의 추정된 공분산 행렬을 두 개의 직교 하위 공간인 잡음 하위 공간과 신호 하위 공간으로 나누는 것에 의존한다. 하위 공간 분해 방법론의 이론은, 관찰 대상을 잡음 하위 공간으로 투영하는 것이 잡음으로 구성되고 관찰 부분을 신호 하위 공간으로 투영하는 것이 신호로 구성된다는 것이다.

[0325] 스펙트럼 추정 방법은, 신호가 협대역이고, 고조파 신호의 수 또한 알려져 있으며, 즉 신호 하위 공간의 크기를 알 필요가 있다고 가정한다. 신호 하위 공간의 크기를 모델 크기라고 한다. 일반적으로, 그것은 상세히 알 수 없으며, 환경이 변화함에 따라 특히 실내에서 급변할 수 있다. 임의의 하위 공간 분해 알고리즘을 적용할 때 가장 어렵고 미묘한 문제점들 중 하나는, 존재하는 주파수 성분들의 수로서 취할 수 있는 신호 하위 공간의 차원이며, 이는 다중 경로 반사와 직접 경로를 더한 것이다. 실세계 측정 불완전성 때문에, 모델 크기 추정에 에러가 항상 있을 수도 있으며, 이는 주파수 추정의 정확성, 즉 거리의 손실을 초래할 수도 있다.

[0326] 거리 측정 정확도를 개선하도록, 일 실시예는, 하위 공간 분해 고 해상도 추정의 방법론에서 첨단 기술을 발전시키는 6개의 특징을 포함한다. 지연 경로 결정 모호성을 더욱 감소시키는 상이한 고유 구조 특성을 사용함으로써 개별 주파수들을 추정하는 2개 이상의 알고리즘을 결합하는 것이 포함된다.

[0327] Root Music은, 관측 대상을 잡음 하위 공간에 투영할 때 투영 에너지를 최소화하는 개별 주파수를 찾는다. Esprit 알고리즘은 회전 연산자로부터 개별 주파수를 결정한다. 그리고 많은 면에서, 이 동작은, 관측 대상이 신호 하위 공간으로 투영될 때 투영 에너지를 최대화하는 주파수를 찾는 점에서 Music의 결례이다.

[0328] 모델 크기는, 이러한 알고리즘들 모두에서, 실제로 실내 범위 지정에서 알 수 있는 바와 같이 복잡한 신호 환경에서 사용될 수도 있으며, Music 및 Esprit을 위한 최고의 성능을 제공하는 모델 크기는 후술할 수도 있는 이유 때문에 일반적으로 동일하지 않다.

[0329] Music의 경우, 분해의 기본 요소를 "신호 고유값"(유형 I 에러)으로서 식별하는 면에서 에러를 범하는 것이 바람직하다. 이는 잡음 하위 공간에 투영되는 신호 에너지의 양을 최소화하고 정확도를 향상시킬 수도 있다.

Esprit의 경우, 그 반대가 사실이다. 분해의 기본 요소를 "잡음 고유값"으로서 식별하는 면에서 에러를 범하는 것이 바람직하다. 이것은 다시 유형 I 에러이다. 이는 신호 하위 공간에 투영되는 에너지에 대한 잡음의 영향을 최소화할 수 있다. 따라서, Music의 모델 크기는 일반적으로 Esprit의 모델 크기보다 약간 클 수도 있다.

[0330] 두 번째로, 복잡한 신호 환경에서, 강한 반사 및 직접 경로가 일부 다중 경로 반사보다 사실상 훨씬 약한 잠재성이 있는 경우, 모델 크기가 충분한 통계적 신뢰성으로 추정하기 어려운 경우가 발생한다. 이 문제는, Music 및 Esprit의 "기본" 모델 크기를 추정하고 각각의 기본 모델 크기에 의해 정의된 모델 크기의 차에서 Music 및 Esprit를 사용하여 관찰가능한 데이터를 처리함으로써 다루어진다. 그 결과, 각 측정에 대해 여러 개의 측정이 발생한다.

[0331] 이 실시예의 첫 번째 특징은 모델 크기를 추정하기 위해 F-통계를 사용한다는 것이다(위 참조). 두 번째 특징은 Music과 Esprit에 대한 F-통계에서 다른 유형 I 에러 확률을 사용하는 것이다. 이것은 전술한 바와 같이 Music과 Esprit 간의 유형 I 에러 차이점을 구현한다. 세 번째 특징은 직접 경로를 탐지할 확률을 최대화하기 위해 기본 모델 크기와 차를 사용하는 것이다.

[0332] 잠재적으로 급변하는 물리적 및 전자 환경으로 인해, 모든 측정이 강력한 응답을 제공하지는 않는다. 이는 견고한 범위 추정을 제공하기 위해 여러 측정에서 클러스터 분석을 사용하여 다루어진다. 실시예의 네 번째 특징은 다중 측정의 사용이다.

[0333] 다중 신호들이 존재하기 때문에, Music과 Esprit 구현 모두에서 여러 모델 크기를 사용하는 다중 측정의 결과로 다중 응답의 확률 분포는 다중 모드일 수도 있다. 종래의 클러스터 분석으로는 이 애플리케이션에 충분하지 않을 수도 있다. 다섯 번째 특징은, 반영된 다중 경로 구성요소들의 직접 범위와 등가 범위를 추정하기 위해 다중 모드 클러스터 분석을 전개하는 것이다. 여섯 번째 특징은, 클러스터 분석(범위 및 표준 편차 및 통계적으로 동일한 추정들 조합)에 의해 제공된 범위 추정값들의 통계 분석이다. 그 결과, 보다 정확한 범위 추정이 가능하다.

[0334] 전술한 방법들은, 또한, 광대역폭 범위 지정 신호 위치파악 시스템에서 사용될 수 있다.

[0335] 임계화 방법에서의 $r(t)$ 의 미분을 위해, 식 (20)으로 시작하여 아래와 같은 것을 얻는다:

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \left(a_0 + \sum_{k=1}^M a_k \sin k\pi\Delta f t \right) \sin \pi(2N+1)\Delta f t \\
 &= a_0 \sin \pi(2N+1)\Delta f t + \sum_{k=1}^M a_k \sin \pi(2N+1)\Delta f t \sin k\pi\Delta f t \\
 &= a_0 \sin \pi(2N+1)\Delta f t \\
 &\quad + \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos \pi(2N+1-k)\Delta f t - \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos \pi(2N+1+k)\Delta f t \tag{A1} \\
 &= a_0 \sin 2\pi\left(N+\frac{1}{2}\right)\Delta f t \\
 &\quad + \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos 2\pi\left(N+\frac{1}{2}-\frac{k}{2}\right)\Delta f t - \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos 2\pi\left(N+\frac{1}{2}+\frac{k}{2}\right)\Delta f t
 \end{aligned}$$

[0336] 여기서는, 삼각항등식 $\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x-y) - \frac{1}{2} \cos(x+y)$ 을 사용한다.

[0338] a_0 을 제외하고, 계수 a_k 는 짹수 k 에 대하여 제로이다. 그 이유는, 간격 I에 있어서, $h(t)$ 에 의해 근사화하고자 하는 함수 $1/\sin \pi\Delta f t$ 이 I의 중심 주위에서 짹수이지만, $k \neq 0$ 인 짹수 k 에 대하여 기본 함수 $k\pi\Delta f t$ 가 I의 중심 주위에서 홀수이어서, I에 있어서 $1/\sin \pi\Delta f t$ 에 대하여 직교하기 때문이다. 따라서, $k=2n+1$ 을 대입할 수 있고, M을 양의 홀수라고 한다. 사실상, M=2N+1라고 할 수도 있다. 이러한 선택은, 간격 I에서 벌진 상쇄의 적절한 양을 제공하도록 실험적으로 결정되었다.

$$[0339] g(t) = a_0 \sin 2\pi(N + \frac{1}{2})\Delta ft + \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi(N-n)\Delta ft - \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi(N+n+1)\Delta ft \quad (\text{A2})$$

[0340] 이제, 아래의 식에서 제1합산에 $k=N-n$ 을 대입하고, $k=N+n+1$ 을 제2합산에 대입한다.

$$[0341] g(t) = a_0 \sin 2\pi(N + \frac{1}{2})\Delta ft + \sum_{k=0}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft \\ = a_0 \sin 2\pi(N + \frac{1}{2})\Delta ft + \frac{1}{2} a_{2N+1} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft \quad (\text{A3})$$

[0342] $s(t)$ 로부터 $g(t)$ 를 감산하면 아래와 같다.

$$[0343] r(t) = s(t) - g(t) \\ = 1 + 2 \sum_{k=1}^N \cos 2\pi k \Delta ft - \frac{1}{2} a_{2N+1} - \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft \\ + \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft - a_0 \sin 2\pi(N + \frac{1}{2})\Delta ft \quad (\text{A4})$$

[0344] 이제,

$$[0345] b_0 = 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1} \\ b_k = 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad (k = 1, 2, \dots, N \text{에 대해서}) \\ b_k = \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \quad (k = N+1, N+2, \dots, 2N+1 \text{에 대해서}) \quad (\text{A5})$$

$c = -a_0$

라고 한다.

[0346] 이어서, (A4)는 아래와 같이 표현될 수도 있다:

$$[0347] r(t) = b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k \Delta ft + c \sin 2\pi(N + \frac{1}{2})\Delta ft \quad (\text{A6})$$

[0348] 본 실시예들은, 무선 통신 및 다른 무선 네트워크에서의 위치 결정/위치파악 방법에 관한 것으로서, 종래 기술의 단점을 실질적으로 해결할 수 있다. 본 실시예들은, 미국 특허 제7,872,583호에 기술된 다중 경로 완화 프로세스, 기술, 및 알고리즘을 이용함으로써 다중 유형의 무선 네트워크에서 기능의 추적 및 위치파악의 정확성을 유리하게 개선한다. 이러한 무선 네트워크에는, ZigBee 및 Blue Tooth와 같은 WPAN(Wireless Personal Area Networks), WiFi 및 UWB와 같은 WLAN(Wireless Local Area Network), 통상적으로 다수의 WLAN으로 이루어지며 일반적으로 WiMax가 기본 예인 WMAN(Wireless Metropolitan Area Networks), White Space TV Bands와 같은 WAN(Wide Area Network), 및 일반적으로 음성 및 데이터를 전송하는 데 사용되는 MDN(Mobile Devices Networks)이 있다. MDN은 통상적으로 GSM(Global System for Mobile Communications) 및 PCS(Personal Communications Service) 표준을 기반으로 한다. 보다 최근의 MDN은 Long Term Evolution(LTE) 표준을 기반으로 한다. 이러한 무선 네트워크들은, 통상적으로, 기지국, 데스크톱, 태블릿 및 랩톱 컴퓨터, 핸드세트, 스마트폰, 액추에이터, 전용 태그, 센서, 및 기타 통신 및 데이터 장치(일반적으로 이러한 모든 장치는 "무선 네트워크 장치"라 함)를 포함하여, 장치들의 조합으로 이루어진다.

- [0349] 기존의 위치파악 및 위치 결정 정보 해결책은, GPS, AGPS, 휴대 전화 타워 삼각측량 및 Wi-Fi를 비롯한 여러 기술 및 네트워크를 사용한다. 이 위치 정보를 유도하는 데 사용되는 일부 방법에는 RF Fingerprinting, RSSI, 및 TDOA가 포함된다. 현재의 E911 요구 사항에서는 허용가능하지만, 기존의 위치 및 범위 지정 방법은, 향후 E911 요구 사항 및 LBS 및/또는 RTLS 애플리케이션 요구 사항, 특히 실내 및 도시 환경을 지원하는 데 필요한 신뢰성 및 정확성을 갖추고 있지 않다.
- [0350] 미국 특허 제7,872,583호에 기술된 방법들은, 단일 무선 네트워크 또는 다수의 무선 네트워크의 조합 내의 타깃 장치들을 정확하게 위치파악하고 추적하는 능력을 상당히 개선한킨다. 실시예는, DL-OTDOA(Downlink OTDOA), U-TDOA, UL-TTDOA, 기타를 포함하는 Enhanced Cell-ID 및 OTDOA(Arrival of Observed Time Difference)를 사용하는 무선 네트워크에 의해 사용되는 추적 및 위치 결정 방법의 기존의 구현에 대하여 현저하게 개선된 것이다.
- [0351] 셀 ID 위치 기술은, 특정 섹터 커버리지 영역의 정확도로 사용자(UE-사용자 장비)의 위치를 추정할 수 있게 한다. 따라서, 달성가능한 정확도는 셀(기지국) 섹터 방식 및 안테나 범 폭에 의존한다. 정확성을 개선하도록, Enhanced Cell ID 기술은 eNB로부터 RTT(Round Trip Time) 측정을 추가한다. 주목: 여기서, RTT는, 다운 링크 DPCCH-전용 물리 채널(DPDCH)/DPCCH: 전용 물리 데이터 채널/전용 물리 제어 채널) 프레임과 대응하는 업링크 물리 프레임의 시작 간의 차이를 구성한다. 이 경우, 상기 언급된 프레임(들)은 범위 지정 신호로서 기능한다. 이 신호가 eNB에서 UE로 오랫동안 전파되는 시간에 대한 정보를 기반으로 eNB로부터의 거리를 산출할 수 있다(도 10 참조).
- [0352] 관측 도달 시간(Observed Time Difference of Arrival, OTDOA) 기술에서는, 이웃 기지국(eNB)으로부터 오는 신호의 도달 시간이 산출된다. UE 위치는, 3개의 기지국으로부터의 신호가 수신되면 핸드셋트(UE-기반 방법) 또는 네트워크(NT-기반, UE-보조 방법)에서 추정될 수 있다. 측정된 신호는 CPICH(공통 파일럿 채널)이다. 신호의 전파 시간은 국지적으로 생성된 복제본과 상관된다. 상관 피크는 측정된 신호의 전파의 관찰 시간을 나타낸다. 두 기지국 사이의 도달 간의 시간차가 쌍곡선을 결정한다. 두 개의 쌍곡선을 정의하려면 최소한 세 개의 참조 점이 필요하다. UE의 위치는 이를 2개의 쌍곡선의 교차점에 있다(도 11 참조).
- [0353] 유휴기간 다운링크(IPDL)는 추가 OTDOA 향상점이다. OTDOA-IPDL 기술은, 통상적인 OTDOA 시간 측정이 유휴 기간 동안에 행해지므로 동일한 측정을 기반으로 하며, 유휴기간 동안 서빙 eNB는 그 전송을 중단하고 이 셀의 커버리지 내의 UE가 먼 eNB(들)로부터 오는 파일럿을 들을 수 있게 한다. 서빙 eNB는 연속 또는 버스트 모드에서 유휴기간을 제공한다. 연속 모드에서, 하나의 유휴기간은 각각의 다운링크 물리 프레임(10ms)에 삽입될 수도 있다. 버스트 모드에서 유휴기간은 의사 랜덤 방식으로 발생한다. Time Aligned IPDL(TA-IPDL)을 통해 추가 개선이 이루어진다. 시간 정렬은 공통 유휴기간을 생성하며, 그 동안 각 기지국은 자신의 전송을 중지하거나 공통 파일럿을 전송할 수 있다. 파일럿 신호 측정은 유휴기간에 발생할 수도 있다. 누적 가상 블랭킹, UTDOA(Uplink TDOA) 등과 같은 DL OTDOA-IPDL 방법을 더욱 향상시킬 수도 있는 몇 가지 다른 기술이 있다. 이러한 모든 기술은 다른 (넌서빙) eNB(들)를 들을 수 있는 능력을 개선한다.
- [0354] OTDOA 기반 기술의 한 가지 중요한 단점은, 이 방법이 실행 가능하도록 기지국 타이밍 관계가 알려지거나 측정(동기화)되어야 한다는 것이다. 동기화되지 않은 UMTS 네트워크의 경우, 3GPP 표준은 이러한 타이밍이 어떻게 복구될지에 대한 제안을 제공한다. 그러나, 네트워크 운영자는 이러한 해결책을 구현하지 않는다. 결과적으로, CPICH 신호 측정치 대신에 RTT 측정치를 사용하는 대안이 제안되었다(John Carlson 등의 미국 특허 공개 제20080285505호, SYSTEM AND METHOD FOR NETWORK TIMING RECOVERY IN COMMUNICATIONS NETWORKS를 참조).
- [0355] 상기 언급된 모든 방법/기술은 지상 신호의 도달 시간 및/또는 도달 측정의 시간차(RTT, CPICH 등)에 기초한다. 이러한 측정의 문제점은 다중 경로에 의해 심각하게 영향을 받는다는 것이다. 이는, 다시, 전술한 방법/기술을 위치파악하고/추적하는 정확도를 크게 떨어뜨린다(Jakub Marek Borkowski: Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS 참조).
- [0356] 하나의 다중 경로 완화 기술은 초과 eNB(들) 또는 무선 기지국(RBS)의 탐지/측정을 사용한다. 최소값은 3이지만, 다중 경로 완화의 경우, 필요한 RBS의 수가 6 내지 8이다(METHOD AND ARRANGEMENT FOR DL-OTDOA (DOWNLINK OBSERVED TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL) POSITIONING IN A LTE (LONG TERM EVOLUTION) WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEM, WO/2010/104436 참조). 그러나, 이러한 많은 수의 eNB(들)로부터 청취될 UE의 확률은 3개의 eNB(들)로부터의 확률보다 훨씬 낮다. 이는, 다수의 RBS(eNB)가 있는 경우, UE로부터 멀리 떨어져 있는 몇 개의 RBS가 있을 수도 있고 이들 RBS(들)로부터의 수신 신호가 UE 수신기 감도 레벨 아래로 떨어지거나 수신 신호가 낮은 SNR을 가질 수도 있기 때문이다.

- [0357] RF 반사(예를 들어, 다중 경로)의 경우, 다양한 지연 시간을 갖는 RF 신호들의 다수의 사본이 DLOS(Direct Line of Site) 신호 상에 중첩된다. CPICH, 업링크 DPCCH/DPDCH, 및 RTT 측정을 포함하여 다양한 CELL ID 및 OTDOA 방법/기술에 사용되는 다른 신호들은 제한된 대역폭을 가지므로, 적절한 다중 경로 처리/완화 없이는 DLOS 신호 및 반사 신호를 구별할 수 없으며, 이러한 다중 경로 처리가 없으면, 이러한 반사 신호들은, RTT 측정을 포함하여 추정되는 도달 시간차(TDOA) 및 도달 시간(TOA) 측정에 에러를 유발할 수도 있다.
- [0358] 예를 들어, 3G TS 25.515 v.3.0.0 (199-10) 표준은, RTT를, ".... the difference between transmission of a downlink DPCH frame (signal) and the reception of the beginning (first significant path) of the corresponding uplink DPCCH/DPDCH frame (signal) from UE"로서 정의하고 있다. 표준은, 어떠한 것이 "first significant path"를 구성하는지를 정의하지 않는다. 표준은, "The definition of the first significant path needs further elaboration"라고 계속 언급하고 있다. 예를 들어, 다중 경로가 많은 환경에서는, 첫 번째 중요한 경로인 DLOS 신호가 하나 이상의 반사된 신호(들)에 대하여 상대적으로 심각하게 감쇠(10dB 내지 20dB)되는 것이 일반적이다. "first significant path"는, 신호 강도를 측정하여 결정되는 경우, DLOS 신호가 아닌 반사된 신호(들) 중 하나일 수도 있다. 그 결과, 잘못된 TOA/DTOA/RTT 측정 및 위치 정확도 손실이 발생할 수도 있다.
- [0359] 이전 무선 네트워크 세대에서, 위치파악 정확도는 RTT, CPCIH, 및 기타 신호와 같은 위치파악 방법에 사용되는 프레임(신호)의 낮은 샘플링 속도에 의해 또한 영향을 받았다. 현재 3세대 이후의 무선 네트워크 세대는 훨씬 더 높은 샘플링 속도를 갖는다. 결과적으로, 이러한 네트워크들에서, 위치 정확도의 실제 영향은 지상 RF 전파 현상(다중 경로) 때문이다.
- [0360] 본 실시예는, 단방향, 반이중, 및 전이중 동작 모드를 포함하는 기준 및/또는 파일럿 신호 및/또는 동기 신호를 사용하는 모든 무선 네트워크에서 사용될 수 있다. 예를 들어, 실시예는 OFDM 변조 및/또는 그 파생물을 이용하는 무선 네트워크로 동작한다. 따라서, 실시예는 LTE 네트워크로 동작한다.
- [0361] 또한, WiMax, WiFi, 및 White Space를 포함한 다른 무선 네트워크를 적용할 수 있다. 기준 및/또는 파일럿 또는 동기 신호를 사용하지 않는 다른 무선 네트워크는, 1) 미국특허 제7,872,583호에 설명된 바와 같이 프레임의 일부가 범위 지정 신호/범위 지정 신호 요소들의 전용인 미국특허 제7,872,583호, 2) 범위 지정 신호 요소들(미국 특허 제7,872,583호)이 전송/수신 신호 프레임(들) 내에 임베딩되는 것, 및 3) 범위 지정 신호 요소들(미국특허 제7,872,583호)이 데이터와 함께 임베딩되는 것인 대체 변조 실시예들의 유형들 중 하나 이상을 사용할 수도 있다.
- [0362] 이러한 대체 실시예들은, 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 다중 경로 완화 프로세서 및 다중 경로 완화 기술/알고리즘을 사용하며, 모든 동작 모드, 즉 단방향, 반이중, 및 전이중에서 사용될 수 있다.
- [0363] 다수의 무선 네트워크가 바람직한 및/또는 대체 실시예를 동시에 이용할 수도 있다. 예를 들어, 스마트폰은 블루투스, WiFi, GSM 및 LTE 기능을 다수의 네트워크에서 동시에 동작시킬 수 있다. 애플리케이션 요구 및/또는 네트워크 가용성에 따라, 위치 결정/위치파악 정보를 제공하기 위해 상이한 무선 네트워크들이 이용될 수 있다.
- [0364] 제안된 실시예 방법 및 시스템은 무선 네트워크 기준/파일럿 및/또는 동기 신호를 이용한다. 또한, 기준/파일럿 신호/동기 신호 측정은 RTT(왕복 시간) 측정 또는 시스템 타이밍과 결합될 수도 있다. 일 실시예에 따르면, RF 기반 추적 및 위치파악은, 3GPP LTE 셀룰러 네트워크 상에서 구현되지만, 다양한 무선 네트워크, 예를 들어, 다양한 시그널링 기술을 사용하는 WiMax, Wi-Fi, LTE, 센서 네트워크 등에서 구현될 수도 있다. 예시적이고 전술한 대체 실시예들 모두는 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 다중 경로 완화 방법/기술 및 알고리즘을 사용한다. 제안된 시스템은 소프트웨어 구현 디지털 신호 처리를 사용할 수 있다.
- [0365] 실시예의 시스템은, 사용자 장비(UE, 예를 들어, 핸드폰 또는 스마트폰, 하드웨어/소프트웨어는 물론 기지국(노드 B)/향상된 기지국(eNB) 하드웨어/소프트웨어를 지원한다. 기지국은 일반적으로 피더에 의해 안테나에 연결된 캐빈 또는 캐비닛의 송신기 및 수신기로 구성된다. 이러한 기지국에는 마이크로 셀, 피코 셀, 매크로 셀, 엠브렐라 셀, 셀 타워, 라우터, 및 펌토 셀이 포함된다. 결과적으로, UE 장치 및 전체 시스템에 대한 충분 비용이 거의 없거나 전혀 없을 수도 있다. 동시에, 위치 정확도가 크게 개선될 수도 있다.
- [0366] 개선된 정확도는 본 실시예들 및 미국 특허 제7,872,583호에 의해 제공되는 다중 경로 완화로부터 비롯된다. 실시예들은, 다중 경로 완화 알고리즘, 네트워크 기준/파일럿 및/또는 동기 신호, 및 네트워크 노드(eNB)를 사용한다. RTT(Round Time Trip) 측정으로 보완될 수도 있다. 다중 경로 완화 알고리즘은 UE 및/또는 기지국(eNB), 또는 UE와 eNB 모두에서 구현된다.

- [0367] 실시예들은, DLOS 신호가 하나 이상의 반사된 신호에 대해 상당히 감쇠된 경우(10dB 내지 20dB 낮아진 경우)에도, DLOS 신호와 반사 신호를 분리할 수 있게 하는 다중 경로 완화 프로세서/알고리즘(미국 특허 제7,872,583호 참조)을 유리하게 사용한다. 따라서, 실시예들은, 추정된 범위 지정 신호 DLOS의 비행 시간 및 결과적으로 TOA, RTT, 및 DTOA 측정에서의 에러를 현저하게 낮춘다. 제안된 다중 경로 완화 및 DLOS 차별(인식) 방법은 모든 RF 대역 및 무선 시스템/네트워크에서 사용될 수 있다. 또한, 이 방법은 DSS(Direct Spread Spectrum) 및 FH(Frequency Hopping)와 같은 확산 스펙트럼 기술들을 포함한 다양한 변조/복조 기술을 지원할 수 있다.
- [0368] 또한, 잡음 감소 방법은 방법의 정확도를 더욱 개선하도록 적용될 수 있다. 이러한 잡음 감소 방법은, 코히어런트 합산, 넌코히어런트 합산, 매칭 필터링, 시간 다이버시티 기술 등을 포함할 수 있지만, 이에 국한되지는 않는다. 최대 우도 추정(예를 들어, 비터비 알고리즘, 최소 분산 추정(칼만 필터) 등의 후처리 기술들을 적용함으로써 다중 경로 간섭 에러의 나머지를 더욱 감소시킬 수 있다.
- [0369] 본 실시예들에서, 다중 경로 완화 프로세서 및 다중 경로 완화 기술/알고리즘은 RTT, CPCIH, 및 다른 신호 및/또는 프레임을 변경하지 않는다. 본 실시예들은, 채널 응답/추정을 얻는 데 사용되는 무선 네트워크 기준, 파일럿 및/또는 동기 신호를 이용한다. 본 발명은 UE 및/또는 eNB에 의해 생성된 채널 추정 통계를 사용한다(Iwamatsu et al., APPARATUS FOR ESTIMATING PROPAGATION PATH CHARACTERISTICS, US 2003/008156; US 7167456 B2 참조).
- [0370] LTE 네트워크는, 각 다운링크 및 업링크 서브 프레임에서 전송될 수도 있는 특정(넌-데이터) 기준 /파일럿 및/또는 동기 신호(알려진 신호)를 사용하며, 전체 셀 대역폭에 걸쳐 있을 수도 있다. 지금부터는, 간략성을 위해, 기준/파일럿 및 동기화 신호를 기준 신호로서 참조할 수도 있다. LTE 기준 신호의 예는 도 9에 있다(이들 신호는 LTE 자원 요소들 사이에 산재되어 있다). 도 2로부터, 기준 신호들(심볼)은 제6부반송파마다 전송될 수도 있다. 또한, 기준 신호들(심볼)은 시간 및 주파수 모두에서 엇갈려 있다. 전체적으로, 기준 신호들은 모든 세 번째 부반송파를 커버할 수도 있다.
- [0371] 이러한 기준 신호들은 UE에 의한 초기 셀 검색, 다운 링크 신호 세기 측정, 스케줄링, 및 핸드 오버 등에 사용된다. 기준 신호들에는, 코히어런트 복조를 위한 채널 추정(응답 결정)을 위한 UE-특정 기준 신호들이 포함된다. UE-특정 기준 신호들에 더하여, 다른 기준 신호들이 또한 채널 추정 목적을 위해 사용될 수도 있다(Chen et al., US patent publication No. 2010/0091826 A1 참조).
- [0372] LTE는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조(기술)를 사용한다. LTE에서, 다중 경로로 인한 ISI(Inter Symbol Interference)는, 각 OFDM 심볼의 시작 부분에 CP(Cyclic Prefix)를 삽입하여 처리된다. CP는, 이전 OFDM 심볼의 자연 반사된 신호가 다음 OFDM 심볼에 도달하기 전에 소멸될 수 있도록 충분한 자연을 제공한다.
- [0373] OFDM 심볼은 매우 밀접하게 이격된 다수의 부반송파로 이루어진다. OFDM 심볼 내에서, (다중 경로에 의해 야기된) 현재 심볼의 시간 스태거형 복사본들은 ICI(Inter Carrier Interference)를 초래한다. LTE에서, ICI는, 다중 경로 채널 응답을 결정하고 수신기에서 채널 응답을 수정하여 처리(완화)된다.
- [0374] LTE에서, 다중 경로 채널 응답(추정)은 수신기에서 기준 심볼을 갖는 부반송파로부터 연산된다. 보간은 나머지 부반송파에 대한 채널 응답을 추정하는 데 사용된다. 채널 응답은 채널 진폭 및 위상의 형태로 산출(추정)된다. 일단 (알려진 기준 신호의 주기적 송신에 의해) 채널 응답이 결정되면, 다중 경로에 의해 야기된 채널 왜곡은, 진폭 및 위상 시프트를 부반송파 단위로 적용함으로써 완화된다(Jim Zyren, Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer, white paper 참조).
- [0375] LTE 다중 경로 완화는, (사이클릭 프레픽스를 삽입함으로써) ISI 및 ICI를 제거하지만 DLOS 신호와 반사 신호를 분리하지 않도록 설계된다. 예를 들어, 현재의 심볼의 시간 스태거형 복사본들은 각각의 변조된 부반송파 신호가 시간상으로 확산되도록 하여, ICI를 야기한다. 전술한 LTE 기술을 사용하여 다중 경로 채널 응답을 보정하는 것은 시간으로 변조된 부반송파 신호를 축소시킬 수도 있지만, 이러한 유형의 보정은 (OFDM 심볼 내부의) 결과적인 변조된 부반송파 신호가 DLOS 신호라는 것을 보증하지 않는다. DLOS 변조된 부반송파 신호가 지연된 반사 신호(들)에 대해 상당히 감쇠되면, 결과 출력 신호는 지연된 반사 신호(들)일 수도 있고 DLOS 신호가 손실될 수도 있다.
- [0376] LTE 호환 수신기에서, 추가 신호 처리에는 DFT(Digital Fourier Transformation)가 포함된다. DFT 기술(들)은 신호 및/또는 채널 대역폭에 반비례하는 시간 이상으로 지연된 신호(들)의 복사본을 분해(제거)할 수 있다는 것은 잘 알려져 있다. 이 방법의 정확도는, 효율적인 데이터 전송에는 적합할 수도 있지만, 다중 경로가 많은 환

경에서 정확한 거리를 측정하기에는 정확하지 않을 수도 있다. 예를 들어, 30미터의 정확도를 달성하려면, 신호 및 수신기 채널 대역폭이 10메가헤르츠($1/10\text{MHz} = 100\text{ns}$) 이상이어야 한다. 정확도를 높이려면, 신호 및 수신기 채널 대역폭이 3m에 대해 100메가헤르츠보다 넓어야 한다.

[0377] 그러나, CPICH, 업링크 DPCCH/DPDCH, 및 RTT 측정을 포함하여 다양한 CELL ID 및 OTDOA 방법/기술에서 사용되는 다른 신호들, 및 LTE 수신된 신호 부반송파는, 10메가헤르츠보다 상당히 낮은 대역폭을 갖는다. 결과적으로, 현재 사용되는 (LTE에서의) 방법/기술은 100미터 범위에서 위치 에러를 생성할 수도 있다.

[0378] 전술한 제한들을 극복하기 위해, 실시예들은 하위 공간 분해 고 해상도 스펙트럼 추정 방법 및 멀티 모드 클러스터 분석의 구현의 고유한 조합을 사용한다. 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 이러한 분석 및 관련된 다중 경로 완화 방법/기술 및 알고리즘은, DLOS 경로를 다른 반사 신호 경로로부터 신뢰성 있고 정확하게 분리할 수 있게 한다.

[0379] 다중 경로가 많은 환경에서 사용되는 방법/기술과 비교할 때, 이 방법/기술 및 알고리즘(미국 특허 제7,872,583호)은, DLOS 경로를 다른 다중 경로(MP) 환경으로부터 안정적이고 정확하게 분리함으로써 거리 측정에서 20배 내지 50배 높게 정확도를 개선한다.

[0380] 미국 특허 제7,872,583호에 기재된 방법/기술 및 알고리즘은 범위 지정 신호 복소 진폭 추정을 필요로 한다. 이에 따라, 다른 기준 신호들 (파일럿 및/또는 동기 신호들을 포함)뿐만 아니라 채널 추정(응답 결정)을 위해 사용되는 LTE 기준 신호들도, 미국 특허 번호 제7,872,583호에 기재된 방법/기술 및 알고리즘으로 범위 지정 신호로서 구성될 수 있다. 이 경우, 범위 지정 신호 복소 진폭은 진폭 및 위상의 형태로 LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답이다. 즉, LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답 통계는, 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 방법/기술 및 알고리즘에 의해 요구되는 복소 진폭 정보를 제공할 수 있다.

[0381] 다중 경로가 없는 이상적인 개방 공간 RF 전파 환경에서, 수신 신호(범위 지정 신호)의 위상 변화, 예를 들어, 채널 응답 위상은 신호의 주파수에 직접 비례할 수도 있고(직선), 이러한 환경에서 RF 신호의 비행 시간(전파 지연)은, 위상 대 주파수 의존성의 1차 미분을 연산함으로써 위상 대 주파수 의존성으로부터 직접 연산될 수 있다. 그 결과는 전파 지연 상수일 수도 있다.

[0382] 이상적인 환경에서, 초기(또는 임의의) 주파수에서의 절대 위상값은, 미분이 위상 절대값의 영향을 받지 않기 때문에 중요하지 않다.

[0383] 다중 경로가 많은 환경에서, 수신된 신호 위상 변화 대 주파수는 복잡한 곡선(직선이 아님)이며, 첫 번째 미분은 DLOS 경로를 다른 반사 신호 경로로부터 정확하게 분리하는 데 사용할 수 있는 정보를 제공하지 않는다. 이것이 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 다중 경로 완화 프로세서 및 방법(들)/기술 및 알고리즘을 사용하는 이유이다.

[0384] 주어진 무선 네트워크/시스템에서 달성된 위상 및 주파수 동기화(위상 일관성)가 매우 양호한 경우, 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 다중 경로 완화 프로세서 및 방법/기술 및 알고리즘은 DLOS 경로를 다른 경로 신호 경로로부터 정확하게 분리하고 이러한 DLOS 경로 길이(비행 시간)를 결정한다.

[0385] 이 위상 코히어런트 네트워크/시스템에서는, 추가 측정이 필요하지 않다. 다른 말로하면, 단방향 범위 지정(단방향 동작 모드의 범위 지정)이 실현될 수 있다.

[0386] 그러나, 주어진 무선 네트워크/시스템에서 달성된 동기화 정도(위상 일관성)가 충분히 정확하지 않은 경우, 다중 경로가 많은 환경에서, 수신된 신호 위상 및 진폭 변화 대 주파수는 2개 이상의 상이한 위치(거리)에서 수행되는 측정들에 대해 매우 유사할 수도 있다. 이 현상은 수신 신호 DLOS 거리(비행 시간) 결정에 모호함을 초래할 수도 있다.

[0387] 이러한 모호함을 해결하려면, 적어도 하나의 주파수에 대한 실제 (절대) 위상 값을 알아야 할 수도 있다.

[0388] 그러나, 모든 진폭 및 위상값이 다운링크/업링크 기준 신호로부터 예를 들어 서로에 대하여 계산되기 때문에, LTE 수신기에 의해 연산되는 진폭 및 위상 대 주파수 의존성은 실제 위상값을 포함하지 않는다. 따라서, LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답의 진폭 및 위상은 적어도 하나의 주파수(부반송파 주파수)에서 실제 위상 값을 필요로 한다.

[0389] LTE에서, 이러한 실제 위상값은, 하나 이상의 RTT 측정(들), TOA 측정으로부터 결정될 수 있고, 또는, 1) eNB에 의해 이러한 신호를 전송하는 시간 스탬프가 또한 수신기에서 알려져 있고(또는 그 반대로), 2) 수신기와 eNB

클록이 잘 시간 동기화되고, 및/또는 3) 다변측량 기술들을 사용하는 경우, 하나 이상의 수신된 기준 신호의 시간 스템프으로부터 결정될 수 있다.

- [0390] 위의 모든 방법들은 하나 이상의 기준 신호의 비행 시간값을 제공한다. 이러한 기준 신호의 비행 시간값 및 주파수들로부터, 하나 이상의 주파수에서의 실제 위상값이 산출될 수 있다.
- [0391] 본 실시예들은, 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 다중 경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술 및 알고리즘을, 1) LTE UE 및/또는 eNB 수신기에 의해 계산되는 진폭 및 위상 대 주파수 의존성, 또는 2) RTT 및/또는 TOA를 통해 취득되는 하나 이상의 주파수에 대한 실제 위상값 및 LTE UE 및/또는 eNB 수신기에 의해 계산된 진폭 및 위상 대 주파수 의존성의 조합, 및/또는 시간 스템프 측정과 결합함으로써, 다중 경로가 많은 환경에서 매우 정확한 DLOS 거리 결정/위치파악을 달성한다.
- [0392] 이러한 경우에, 실제 위상값(들)은 다중 경로에 의해 영향을 받는다. 그러나, 이는 미국 특허 제7,872,583호에 설명된 방법/기술 및 알고리즘의 성능에 영향을 끼치지 않는다.
- [0393] DL-OTDOA, U-TDOA, UL-TDOA 등을 포함하는 LTE RTT/TOA/TDOA/OTDOA에서는, 5미터의 해상도로 측정을 수행할 수 있다. RTT 측정은 전용 접속중에 수행된다. 따라서, UE가 핸드오버 상태에 있을 때 UE가 측정치를 주기적으로 수집하여 UE에 수집된 측정치를 다시 보고하는 시간에 다수의 동시 측정이 가능하고, 이 경우, DPCH 프레임들이 UE와 상이한 네트워크들(기지국) 간에 교환된다. RTT와 유사하게, TOA 측정은 신호의 비행 시간(전파 지연)을 제공하지만, TOA 측정은 동시에 수행될 수 없다(Jakub Marek Borkowski: Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS).
- [0394] 평면 상의 DLOS를 위치파악하도록, 적어도 3개의 eNB(s)까지 거리를 결정해야 한다. 3차원 공간에서 UE를 위치파악하기 위해서는, 최소 4개의 DLOS 거리/4개의 eNB를 결정해야 한다(적어도 하나의 eNB가 동일한 평면 상에 없다고 가정한다).
- [0395] UE 위치 결정 방법의 일례가 도 1에 도시되어 있다.
- [0396] 동기화가 매우 양호한 경우에는, RTT 측정이 필요 없다.
- [0397] 동기화 정도가 충분히 정확하지 않은 경우, OTDOA, 셀 ID + RTT, 및 다른 것, 예컨대 AOA(Angle-of-Arrival) 및 다른 방법과의 조합과 같은 방법들이 UE 위치파악에 사용될 수 있다.
- [0398] 셀 ID + RTT 추적 위치파악 방법의 정확도는 다중 경로(RTT 측정) 및 eNB(기지국) 안테나 범 폭의 영향을 받는다. 기지국의 안테나 범 폭은 33도 내지 65도이다. 이러한 넓은 범 폭은, 도시 지역에서 50 내지 150 미터의 위치 에러를 유발한(Jakub Marek Borkowski: Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS). 다중 경로가 많은 환경에서 현재의 LTE RTT 거리 측정 평균 에러가 약 100 미터라고 고려하는 경우, LTE 셀 ID + RTT 방식에 의해 현재 사용되는 전체 예상 평균 위치 에러는 약 150미터이다.
- [0399] 실시예들 중 하나는 AOA 방법에 기초하여 UE를 위치파악하는 것으로서, UE로부터의 하나 이상의 기준 신호가 UE 위치파악을 위해 사용된다. 여기에는 DLOS AOA를 결정하기 위한 AOA 결정 장치 위치가 포함된다. 이 장치는, 기지국과 함께 배치될 수 있고 및/또는 기지국 위치와는 독립적인 다른 하나 이상의 위치에 설치될 수 있다. 이 위치들의 좌표는 아마도 알려져 있다. UE 측에서는 어떠한 변경도 요구되지 않는다.
- [0400] 이 장치는, 소형 안테나 어레이를 포함하며, 미국 특허 제7,872,583호에 기술된 동일한 다중 경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술 및 알고리즘의 변형에 기초한다. 이러한 가능한 한 실시예는, UE 유닛으로부터의 DLOS RF 에너지의 AOA의 정확한 결정(매우 좁은 범폭)이라는 이점을 갖는다.
- [0401] 다른 옵션으로, 이렇게 추가되는 장치는 수신 전용 장치일 수도 있다. 그 결과 그 크기/중량과 비용이 매우 작다.
- [0402] 정확한 DLOS 거리 측정이 취급되는 실시예들과 정확한 DLOSAOA 결정이 이루어질 수 있는 실시예들의 조합은 셀 ID + RTT 추적 위치파악 방법 정밀도를 10배 이상으로 크게 개선할 수 있다. 이 접근법의 또 다른 이점은, UE 위치가 임의의 순간에 단일 타워로 결정될 수 있다는 것이다(UE를 소프트 핸드오버 모드로 놓을 필요가 없다). 단일 타워로 정확한 위치 핏스(fix)가 가능하기 때문에, 여러 셀 타워를 동기화할 필요가 없다. DLOS AOA를 결정하는 또 다른 옵션은 기존 eNB 안테나 어레이 및 eNB 장비를 사용하는 것이다. 이 옵션은 개선된 셀 ID + RTT 방법의 구현 비용을 더욱 낮출 수도 있다. 그러나, eNB 안테나는 위치파악 애플리케이션용으로 설계되지 않았기 때문에, 위치 정확도가 떨어질 수도 있다. 또한, 네트워크 운영자는 기지국(소프트웨어/하드웨어)에서 필요한

변경 사항을 구현하지 않을 수도 있다.

- [0403] LTE(Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical channels and modulation; 3GPP TS 36.211 Release 9 technical Specification)에서, 위치 결정 기준 신호(PRS)들이 추가되었다. 이들 신호는 DL-OTDA(다운링크 OTDOA) 위치 결정을 위해 UE에 의해 사용된다. 또한, 이 release 9에서는 eNB가 동기화되어야 한다. 따라서 OTDOA 방법에 대한 마지막 장애물을 제거한다(위 패러그래프 274 참조). PRS는 UE에서 다수의 eNB의 청취 능력을 개선한다. 주목: Release 9는 eNB 동기화 정확도를 특정하지 않았다(일부 제안: 100ns).
- [0404] U-TDOA/UL-TDOA는, 연구 단계에 있으며, 2011년에 표준화될 예정이다.
- [0405] DL-OTDOA 방법(Release 9)은 미국 특허 US2011/0124347 A1(Chen 등의 Method and Apparatus for UE positioning)에 상세히 설명되어 있다. Release 9 DL-OTDOA는 다중 경로로 인해 어려움을 겪는다. 다중 경로 완화의 일부는 증가된 PRS 신호 대역폭을 통해 이루어질 수 있다. 그러나, 트레이드 오프는 스케줄링의 복잡성을 증가시키며, UE 위치 픽스들 간의 시간이 길어지게 한다. 또한, 동작 대역폭이 제한적인 네트워크, 예를 들어, 10MHz의 경우, 최상의 정확도는 100m이다(표 1 Chen 참조).
- [0406] 위 수들은 가장 좋은 경우이다. 다른 경우, 특히 DLOS 신호 강도가 반사된 신호 강도에 비해 상당히 낮으면(10 내지 20dB), 전술한 위치파악/범위 지정 에러보다 훨씬 큰(2X 내지 4X) 결과가 발생한다.
- [0407] 본 명세서에 기술된 실시예들은, 배경 기술에서 설명한, 주어진 신호 대역폭에 대해, 첸(Chen) 등의 Release 9 DL-OTDOA 방법 및 UL-PRS 방법에 의해 달성된 성능에 비해 최대 50X의 범위 지정/위치파악 정확도 개선을 가능하게 한다. 따라서, 본 명세서에 기술된 방법의 실시예들을 Release 9 PRS 처리에 적용함으로써, 모든 가능한 경우의 95%에서 위치 에러를 3미터 이하로 감소시킨다. 또한, 이 정확도 이득은 스케줄링 복잡성 및 UE 위치 픽스 간의 시간을 감소시킬 수도 있다.
- [0408] 여기에 설명된 실시예들을 사용함으로써, OTDOA 방법에 대한 추가 개선이 가능하다. 예를 들어, 서빙 셀에 대한 범위 지정은, 다른 서빙 셀들의 신호들로부터 결정될 수 있으므로, UE 위치 픽스들 간의 시간을 포함하는 이웃 셀 청취 가능성을 개선하고 스케줄링 복잡성을 감소시킬 수 있다.
- [0409] 또한, 실시예들은, (배경 기술에서 설명된) Chen 등의 U-TDOA 방법 및 UL-TDOA의 정확성을 최대 50배까지 개선 할 수 있게 한다. Chen의 UL-TDOA 변형에 실시예를 적용하면, 모든 가능한 경우의 95%에서 위치 에러를 3미터 이상으로 줄일 수 있다. 더욱이, 이러한 정확도 이득은 스케줄링 복잡성 및 UE 위치 픽스 간의 시간을 더욱 감소시킨다.
- [0410] 다시, 본 실시예들에 의하면, Chen의 UL-TDOA 방법 정확도는 50배까지 개선될 수 있다. 따라서, 본 실시 예를 Chen의 U-TDOA 변형에 적용하면, 모든 가능한 경우의 95%에서 위치 에러를 3미터 이하로 감소시킬 수도 있다. 또한, 이 정확도 이득은 스케줄링 복잡성 및 UE 위치 픽스 간의 시간을 더욱 감소시킬 수도 있다.
- [0411] 전술한 DL-TDOA 및 U-TDOA/UL-TDOA 방법은 단방향 측정(범위 지정)에 의존한다. 본 실시예 및 실질적으로 다른 모든 범위 지정 기술은, 단방향 범위 지정 프로세스에서 사용되는 PRS 및/또는 다른 신호들이 주파수 및 위상 코히어런트되어야 함을 요구한다. OFDM 기반 시스템은, LTE와 마찬가지로, 주파수 코히어런트를 유지한다. 그러나, UE 유닛 및 eNB(들)는, UTC와 같은 공통 소스에 의해 수 나노초로 위상 또는 시간 동기화되지 않고, 예를 들어, 랜덤 위상 가산기가 존재한다.
- [0412] 범위 지정 정확도에 대한 위상 코히어런트 영향을 피하기 위해, 다중 경로 프로세서의 실시예는 범위 지정 신호(들), 예를 들어, 기준 신호, 개별 성분(부반송파) 간의 차동 위상을 산출한다. 이것은 랜덤 위상 항 가산기를 제거한다.
- [0413] Chen 등의 설명에서 식별된 바와 같이, 본 명세서에 설명된 실시예를 적용하면, Chen 등이 달성한 성능에 비해 실내 환경에서 상당한 정확도의 향상을 가져온다. 예를 들어, Chen 등에 따르면, DL-OTDOA 및/또는 U-TDOA/UL-TDOA는, 주로 실외 환경, 실내(건물, 캠퍼스 등)에 사용되며, DL-OTDOA 및 U-TDOA 기술들은 잘 수행하지 못할 수도 있다. 여러 이유가 있다(흔히 실내에서 사용되며 이에 따라 각 안테나가 고유한 ID를 갖지 않는 분산형 안테나 시스템(Distributed Antenna System: DAS)을 포함하는 Chen, #161 - 164 참조).
- [0414] 후술하는 실시예는, OFDM 변조 및/또는 그 파생물 및 기준/파일럿 신호 및/또는 동기 신호를 이용하는 무선 네트워크로 동작한다. 따라서, 이하에서 설명되는 실시예는, LTE 네트워크로 동작하며, 기준/파일럿 및/또는 동기 신호를 갖거나 갖지 않는 다른 유형의 변조를 포함하는 다른 무선 시스템 및 다른 무선 네트워크에도 적용 가능

하다.

[0415] 또한, 본원에서 설명하는 방법은 WiMax, WiFi 및 White Space를 포함한 다른 무선 네트워크에 적용할 수 있다. 기준/파일럿 및/또는 동기 신호를 사용하지 않는 다른 무선 네트워크는, 1) 프레임의 일부가 범위 지정 신호/범위 지정 신호 요소의 전용인 것, 2) 범위 지정 신호 요소가 전송/수신 신호 프레임(들) 내에 임베딩되는 것, 및 3) 범위 지정 신호 요소가 데이터와 함께 임베딩되는 것인 미국특허 제7,872,583호에 설명된 대체 변조 실시예의 유형 중 하나 이상을 사용할 수도 있다.

[0416] 본 명세서에 기재된 다중 경로 완화 범위 추정 알고리즘(미국 특허 제7,969,311호 및 제8,305,215 호에도 기술되어 있음)의 실시예들은, 신호의 직접 경로(DLOS)와 다중 경로 반사로 구성된 양상블의 범위의 추정값을 제공함으로써 동작한다.

[0417] LTE DAS 시스템은, 다양한 시간 오프셋에서 본 동일한 신호의 다중 복사본을 모바일 수신기(UE)에 생성한다. 자연은 안테나와 모바일 수신기 간의 기하학적 관계를 고유하게 결정하는 데 사용된다. 수신기에서 보이는 신호는, 다중 DAS 안테나로부터의 오프셋 신호들의 합으로부터 발생하는 주요 "다중 경로" 구성요소를 제외하고 다중 경로 환경에서의 신호와 유사하다.

[0418] 수신기에서 보이는 신호 양상블은, 신호 양상블 실시들이 이용하려 설계된 유형과 동일하지만, 이 경우 주요 다중 경로 구성요소는 전통적인 다중 경로가 아니다. 현재의 다중 경로 완화 프로세서(알고리즘)는, DLOS 및 각 경로의 감쇠 및 전파 지연, 예를 들어, 반사를 결정할 수 있다(식 1 내지 3 및 관련 설명 참조). 분산 RF 채널(환경) 때문에 다중 경로가 존재할 수 있지만, 이 신호 양상블의 주요 다중 경로 구성요소들은 다중 안테나로부터의 전송과 관련된다. 본 다중 경로 알고리즘의 실시예들은, 이러한 다중 경로 구성요소를 추정할 수 있고, 안테나에 대한 DAS 안테나의 범위를 격리할 수 있으며, (소프트웨어로 구현된) 위치 프로세서에 범위 데이터를 제공할 수 있다. 안테나 배치 형상에 따라, 이 해결책은 X, Y, 및 X, Y, Z 위치 좌표 모두를 제공할 수 있다.

[0419] 그 결과, 본 실시예들은 임의의 하드웨어 및/또는 새로운 네트워크 신호(들)를 요구하지 않는다. 또한, 위치 결정 정확도는, 1) 다중 경로를 완화하고 2) 능동형 DAS의 경우, 약 50미터로부터 약 3미터로 감소시키는 것과 같이 위치 결정 에러의 하한을 크게 감소시킬 수 있음으로써, 크게 개선될 수 있다.

[0420] DAS의 각 안테나의 위치(로케이션)가 알려져 있다고 가정한다. 일 실시예에서, 각 안테나의 (또는 다른 안테나에 대한) 신호 전파 지연도 결정되어야(알려져 있어야) 한다.

[0421] 능동형 DAS 시스템의 경우, 루프백 기법을 사용하여 신호 전파 지연이 자동으로 결정될 수도 있으므로, 이에 의해, 알려진 신호가 왕복으로 전송되고 이 왕복 시간이 측정된다. 이 루프백 기술은 또한 온도, 시간 등과 같은 신호 전달 지연 변화(드리프트)를 제거한다.

[0422] 다중 매크로 셀과 관련 안테나를 사용하여 피코 셀과 마이크로 셀이 추가 기준점을 제공함으로써 해상도를 더욱 향상시킨다.

[0423] 다중 안테나로부터의 다중 사본들의 신호 양상블에서의 개별 범위 추정의 상술한 실시예는, 다음의 두 가지 방식으로 신호 송신 구조에 대한 변경에 의해 더욱 향상될 수 있다. 첫 번째는 각 안테나로부터의 송신을 시간 다중화하는 것이다. 두 번째는 각 안테나에 대해 주파수 다중화하는 것이다. 시간과 주파수 다중화인 양측 향상 방식을 동시에 이용함으로써, 시스템의 범위 지정 및 위치 정확도를 더욱 개선한다. 또 다른 방식은 전파 지연을 각 안테나에 추가하는 것이다. 지연값은, 특정한 DAS 환경(채널)에서의 지연 확산을 초과할만큼 충분히 크지만 추가 지연에 의해 야기되는 다중 경로가 ISI(Inter Symbol Interference)를 야기하지 않을 수 있도록 순환 프레픽스(CP) 길이보다는 작도록 선택된다.

[0424] 각 안테나에 대해 고유 ID 또는 고유 식별자를 추가하면, 결과 해결책의 효율성이 높아진다. 예를 들어, 이는, 프로세서가 각 안테나의 신호로부터 모든 범위를 추정할 필요가 없게 한다.

[0425] LTE 다운링크를 이용하는 일 실시예에서, 파일럿 및/또는 동기 신호 부반송파를 포함하는 하나 이상의 기준 신호(들) 부반송파는, 다중 경로 간섭 완화 및 범위 기반 위치 관측값의 생성 및 와일드 포인트를 편집하도록 다변측량 및 위치 일관성 알고리즘을 사용하는 위치 추정을 위해 다중 경로 프로세서에 적용되는 부반송파 위상 및 진폭을 결정하는 데 사용된다.

[0426] 또 다른 실시예는, LTE 업링크 시그널링이 또한 기준 부반송파를 포함하는 베이스에 대한 모바일 장치, 기준 신호를 포함한다는 사실을 이용한다. 실제로, 업링크 신호 등의 복조를 보조하도록 채널 임펄스 응답을 생성하기 위해 기준 부반송파가 사용되는 모드로 업링크 장치에 주파수 대역을 할당하기 위해 네트워크에 의해 사용되는

전체 사운딩(sounding) 모드로부터의 이러한 부반송파를 포함하는 하나보다 많은 모드가 있다. 또한, rel.9에 추가된 DL PRS와 유사하게, 추가 UL 기준 신호들이 다가올 및 미래의 표준 Release들에 추가될 수도 있다. 이 실시예에서, 업링크 신호는, 동일한 범위 대 위상 다중 경로 완화 처리를 사용하여 범위 관련 관측값을 생성하는 다수의 베이스 유닛(eNB)에 의해 처리된다. 이 실시예에서, 위치 일관성 알고리즘은, 와일드 포인트 관측값을 편집하고 위치 추정값을 생성하기 위해 다변측량 알고리즘에 의해 확립된 바와 같이 사용된다.

[0427] 또 다른 실시예에서는, LTE 다운링크 및 LTE 업링크 모두의 관련된 하나 이상의 기준(파일럿 및/또는 동기화 포함) 부반송파가 수집되고, 위상 대 맵핑이 적용되며, 다중 경로 완화가 적용되고, 연관된 관찰 가능 범위가 추정된다. 이어서, 이러한 데이터는, 다변측량 알고리즘 및 위치 일관성 알고리즘을 사용하여 위치에 대해 보다 견고한 관측값 세트를 제공하는 방식으로 융합된다. 이점은, 다운링크 및 업링크 두 개의 서로 다른 주파수 대역 또는 시스템 일관성을 개선하는 TDD(시분할 듀플렉싱)의 경우 개선된 정확도를 초래하는 중복성에 있다.

[0428] 다중 안테나들이 마이크로셀로부터 동일한 다운링크 신호를 전송하는 DAS(분산형 안테나 시스템)에서, 위치 일관성 알고리즘(들)은, (파일럿 및/또는 동기화를 포함하는) 기준 신호(들)로부터 다중 경로 완화 처리에 의해 생성된 관측값으로부터 DAS 안테나의 범위를 분리하고 다중 DAS 이미터들(안테나) 범위로부터 위치 추정값을 취득하도록 확장된다.

[0429] DAS 시스템(환경)에서는, 개별 안테나의 신호 경로를 높은 정확도로 분석할 수 있다면 정확한 위치 추정값을 취득할 수도 있고, 이에 의해 경로 에러는 안테나 간 거리의 일부이다(정확도 10미터 이상). 기준의 모든 기술/방법은 다중 경로가 많은 환경에서 이러한 정확성을 제공할 수 없기 때문에(다중 DAS 안테나로부터의 신호가 유도된 가중 다중 경로로서 나타날 수도 있음), 기준 기술/방법은 DAS 환경에서의 이러한 위치파악 방법/기술 및 전술한 위치 일관성 알고리즘의 확장을 이용할 수 없다.

[0430] 미국 특허번호 제7,872,583호에 개시된 오브젝트 식별 및 위치파악을 위한 InvisiTrack 다중 경로 완화 방법 및 시스템은, 범위 대 신호 위상 맵핑, 다중 경로 간섭 완화 및 프로세스에 적용되어, LTE 다운링크, 업링크, 및/또는 둘 다(다운링크와 업링크) 및 하나 이상의 기준 신호(들) 부반송파를 이용하여 범위 기반 위치 관측값을 생성하고, 다변측량 및 위치 일관성을 이용하여 위치 추정값을 생성한다.

[0431] 전술한 모든 실시예들에서, 삼변측량 위치 결정 알고리즘도 사용할 수 있다.

[0432] DL-OTDOA 위치파악은, LTE Release 9: E-UTRA(Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation; 3GPP TS 36.211 Release 9 technical Specification에서 특정되었다. 그러나, 이는 무선 조작자(반송파)에 의해 구현되지 않았다. 한편, 다운링크 위치파악은, 현재의, 예를 들어, 기존의 물리 계층 측정 작업(들)을 사용하여 수정되지 않은 LTE 네트워크 환경 내에서 구현될 수 있다.

[0433] LTE에서, UE 및 eNB는 무선 특징들의 물리 계층 측정을 행하도록 요구된다. 측정 정의는 3GPP TS 36.214에 특정되어 있다. 이러한 측정은, 주기적으로 수행되어 상위 계층에 보고되며, 주파수 내 및 주파수 간 핸드오버, 무선 간 액세스 기술(inter-RAT) 핸드오버, 타이밍 측정, 및 RRM(Radio Resource Management)을 지원하는 기타 다양한 목적으로 사용된다.

[0434] 예를 들어, RSRP(Reference Signal Received Power)는 전체 대역폭에서 셀 특정 기준 신호를 전송하는 모든 자원 요소들의 평균 전력이다.

[0435] 또 다른 예는, 추가 정보(RSRQ는 신호 강도와 간섭 레벨을 결합함)를 제공하는 RSRQ(Reference Signal Received Quality) 측정이다.

[0436] LTE 네트워크는 (서빙 eNB에 대한) eNB 이웃 리스트를 UE에 제공한다. 네트워크 지식 구성에 기초하여, (서빙) eNodeB는 이웃하는 eNB의 식별자 등을 UE에 제공한다. 이어서, UE는 수신할 수 있는 이웃들의 신호 품질을 측정한다. UE는 그 결과를 다시 eNodeB에 보고한다. 주목: UE는 또한 서빙 기지국의 신호 품질을 측정한다.

[0437] 이 규격에 따르면, RSRP는, 고려된 측정 주파수 대역폭 내에서 셀 특정 기준 신호를 포함하는 자원 요소들의 전력 기여분([W] 단위)에 대한 선형 평균으로서 정의된다. RSRP를 결정하기 위해 UE에 의해 사용되는 측정 대역폭은, 상응하는 측정 정확도 요구 사항들이 충족되어야 한다는 제한 하에 UE 구현까지 남겨져 있다.

[0438] 측정 대역폭 정확도 요건을 고려하면, 이 대역폭은 상당히 크며, RSRP 측정에 사용되는 셀 특정 기준 신호를 추가로 처리하여, 다중 경로 간섭 완화 및 범위 기반 위치 관측값의 생성을 위해 다중 경로 프로세서에 적용되는 이를 기준 신호 부반송파 위상과 진폭을 결정할 수 있다. 또한, RSRP 측정에 사용되는 다른 기준 신호, 예를 들

어, SSS(Secondary Synchronization Signal)가 또한 사용될 수도 있다.

[0439] 이후, 3개 이상의 셀로부터의 범위 관측값에 기초하여, 위치 픽스는 다변측량 및 위치 일관성 알고리즘을 사용하여 추정될 수 있다.

[0440] 앞에서 언급했듯이, RF 평거프린팅 데이터베이스의 불안정성의 원인은 여러 가지가 있지만, 그 주요 원인들 중 하나는 다중 경로이다 (RF 시그널처는 다중 경로에 매우 민감하다). 그 결과, RF 평거프린팅 방법(들)/기술 위치 정확도는, 다중 경로 동역학, 예를 들어, 시간에 따른 변화, 환경(예를 들어, 날씨), 수직 불확실성을 포함한 인물 및/또는 오브젝트 움직임, 장치 Z 높이에 따른 100 % 가변성, 및/또는 안테나 배향에 의해 크게 영향을 받는다(Tsung-Han Lin, et al. Microscopic Examination of an RSSI-Signature-Based Indoor Localization System 참조).

[0441] 본 실시예들은, 현저하게 감쇠된 DLOS를 포함하는 각각의 개별 경로를 찾아 내고 특징화할 수 있는 능력(다중 경로 프로세서) 때문에 RF 평거프린팅의 위치 정확도를 크게 개선할 수 있다. 결과적으로, 위치 픽스에 대한 RF 평거프린팅 결정은 실시간 다중 경로 분산 정보로 보완될 수 있다.

[0442] 전술한 바와 같이, 위치 픽스는 위치 기준 시간 동기화를 필요로 할 수도 있다. 무선 네트워크에서, 이러한 위치 기준은 소위 스몰 셀(eNB)과 마찬가지로 액세스 포인트, 매크로/미니/피코 및 펜토 셀들을 포함할 수도 있다. 그러나, 무선 운영자는 정확한 위치 픽스에 필요한 동기화 정확도를 구현하지 않는다. 예를 들어, LTE의 경우, 이 표준은 FDD(Frequency Division Duplexing) 네트워크에 대해 eNB(들) 간에 시간 동기화를 필요로 하지 않는다. LTE TDD(Time Division Duplexing)의 경우, 동기화 정확도는 +/-1.5마이크로초이다. 이것은 400+미터 위치 불확실성을 찾는 것과 같다. 요구 사항은 아니지만, LTE FDD 네트워크도 동기화되지만 더 큰(1.5마이크로초보다 큰) 제한을 사용한다.

[0443] 무선 LTE 운영자는 GPS/GNSS 신호를 사용하여 eNB를 주파수와 시간 동기화한다. 주목: LTE eNB는, 매크로/미니 셀들의 경우 0.05ppm, 다른 유형의 셀들(0.1 내지 0.25ppm)의 경우 매우 정확한 반송파 주사율을 유지해야 한다. GPS/GNSS 신호는 또한 10나노초보다 빠른 (위치를 위한) 시간 동기화 정확도를 가능하게 할 수 있다. 그러나, 네트워크 운영자와 네트워크 장비 제조자는, NTP(Network Time Protocol) 및/또는 PTP(Precision Time Protocol), 예를 들어, IEEE 1588v2 PTP를 사용함으로써, 패킷 전송, 예를 들어, 인터넷/이더넷 네트워킹 시간 동기화를 위해 GPS/ GNSS에 연관된 비용을 감소시키려 한다.

[0444] IP 네트워크 기반 동기화는, 최소 주파수 및 시간 요구 사항을 충족할 수 있는 잠재력을 지니지만 위치 픽스에 필요한 GPS/GNSS 정밀도가 부족하다.

[0445] 본 명세서에서 설명된 접근법은, GPS/GNSS 신호, 및 eNB 및/또는 AP, 또는 다른 무선 네트워크 장비에 의해 생성된 신호에 기초한다. 또한, 이것은, IP 네트워킹 동기화 신호 및 eNB 및/또는 AP 또는 기타 무선 네트워크 장비에서 생성한 프로토콜 및 신호를 기반으로 할 수 있다. 이 접근법은 또한 WiMax, WiFi 및 White Space를 포함한 다른 무선 네트워크에도 적용될 수 있다.

[0446] eNB 신호는 운영자의 eNB 시설에 설치된 TMO(Time Observation Unit)에 의해 수신된다(도 12). TMO에는 외부 동기화 소스 입력도 포함된다.

[0447] eNB 신호는, TMO에 의해 처리되고, 외부 동기화 소스 입력과 동기화된 클록을 사용하여 타임 스탬프(timestamp)된다.

[0448] 외부 동기화 소스는, GPS/GNSS 및/또는 인터넷/이더넷 네트워킹, 예를 들어, PTP 또는 NTP 등으로부터 온 것일 수 있다.

[0449] 타임 스탬프 처리된 신호, 예를 들어, LTE 프레임 시작(다른 신호일 수 있고, 특히 다른 네트워크에서도 그려함)은, 또한, eNB(셀) 위치 및/또는 셀 ID를 포함하며, 인터넷/이더넷 백홀을 통해 모든 eNB의 데이터베이스를 생성, 유지, 및 업데이트하는 중앙 TMO 서버에 전송된다.

[0450] 범위 지정하고 위치 픽스를 얻는 프로세스에 관련된 UE 및/또는 eNB(s)는 TMO 서버를 조회할 수도 있고, 서버는 관련된 eNB(들) 간의 시간 동기화 오프셋을 리턴할 수도 있다. 이러한 시간 동기화 오프셋은, 위치 픽스를 조정하도록 위치 픽스를 취득하는 프로세스에 관련된 UE 및/또는 eNB(들)에 의해 사용될 수도 있다.

[0451] 대안으로, 위치 픽스 산출 및 조정은, 범위 지정 프로세스에 관련된 UE 및/또는 eNB(들)가 또한 취득된 범위 지정 정보를 TMO 서버에 제공할 수도 있을 때 TMO 서버에 의해 수행될 수 있다. 이어서, TMO 서버는 정확한 (조정

된) 위치 (위치파악) 고정을 리턴할 수도 있다.

[0452] 둘 이상의 셀 eNB 장비가 함께 배치된 경우, 단일 TMO가 모든 eNB(들)로부터의 신호를 처리하고 시간 스탬프할 수 있다.

[0453] RTT (Round Time Trip) 측정(범위 지정)을 사용하여 위치를 파악할 수 있다. 단점은, RTT 범위 지정이 위치 정확도에 큰 영향을 미치는 멀티파라(multipara)의 영향을 받는다는 점이다.

[0454] 반면, RTT 위치파악은 일반적으로 (시간적) 위치 기준 동기화 및 LTE의 경우 특히 eNB를 필요로 하지 않는다.

[0455] 동시에, 파일럿 기준 및/또는 무선 네트워크의 다른 신호들로 동작할 때, 미국 특히 제7,872,583호에 기재된 다중 경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술들, 및 알고리즘들은, RTT 신호(들)에 대한 채널 응답을 결정할 수 있고, 예를 들어, RTT 신호(들)가 통과하는 다중 경로 채널을 식별할 수 있다. 이에 따라, 실제 DLOS 시간이 결정될 수 있도록 RTT 측정값을 보정할 수 있다.

[0456] 알려져 있는 DLOS 시간에 의해, eNB 또는 시간적 위치 기준 동기화의 필요 없이 삼변측량 및/또는 유사한 위치파악 방법을 사용하여 위치 핵스를 취득할 수도 있다.

[0457] TMO 및 TMO Server를 제 위치에 두더라도, InvisiTrack의 기술 통합은 매크로/미니/피코 및 스몰 셀 및/또는 UE(셀폰)의 변경을 필요로 할 수도 있다. 이러한 변경은 SW/FW (소프트웨어/펌웨어)로 제한될 수도 있지만, 기존 인프라스트럭처를 개선하는 데 많은 노력이 필요하다. 또한, 경우에 따라, 네트워크 운영자 및/또는 UE/휴대폰 제조자/공급자가 장비 조작에 저항한다. 본원에 사용되는 바와 같이, UE는 무선 네트워크 사용자 장비를 가리킨다.

[0458] 이 SW/FW 변경은, TMO 및 TMO 서버 기능이 InvisiTrack 위치파악 기술을 지원하도록 확장되면 완전히 피할 수 있다. 즉, 아래에 기술된 다른 실시예는, 무선 네트워크 신호로 동작하지만, 무선 네트워크 장비/인프라스트럭처의 어떠한 수정도 요구하지 않는다. 따라서, 이하에서 설명되는 실시예는, LTE 네트워크로 동작하며, Wi-Fi를 포함하는 다른 무선 시스템/네트워크에도 적용 가능하다.

[0459] 본질적으로, 이 실시예는 무선 네트워크 신호를 사용하여 위치 핵스를 취득하는 별도 무선 위치파악 인프라스트럭처를 생성한다.

[0460] TMO 및 TMO 서버와 유사하게, InvisiTrack의 위치파악 인프라스트럭처는, 하나 이상의 무선 네트워크 신호 획득 유닛(NSAU), 및 NSAU로부터 데이터를 수집하고 분석하여 범위와 위치를 결정하고 이, 예를 들어 전화/UE ID 및 위치의 표로 즉시 변환하는 하나 이상의 위치파악 서버 유닛(Locate Server Unit: LSU)으로 이루어질 수도 있다. LSU는 네트워크 API를 통해 무선 네트워크에 인터페이싱한다.

[0461] 이러한 유닛들 중 다수를 대규모 인프라스트럭처의 여러 위치에 배치할 수 있다. NSAU(들)이 코히어런트 타이밍을 갖는다면, 더욱 양호한 정확성을 줄 수 있는 모든 결과를 사용할 수 있다.

[0462] 코히어런트 타이밍은 GPS 클록 및/또는 다른 안정적인 클록 소스로부터 유도될 수 있다.

[0463] NSAU는 근거리 통신망(LAN), 메트로 에리어 네트워크(MAN), 및/또는 인터넷을 통해 LSU와 통신한다.

[0464] 일부 설치/인스턴스에 따라, NSAU와 LSU를 결합/통합하여 단일 유닛으로 만들 수 있다.

[0465] LTE 또는 다른 무선 네트워크를 사용하여 위치 서비스(location service)를 지원하려면, 송신기는 엄격한 허용 오차 내에서 클록 및 이벤트 동기화를 요구한다. 일반적으로, 이것은 GPS의 1PPS 신호에 동기화됨으로써 수행된다. 이에 따라, 로컬 영역에서 3나노초 1-시그마 이내의 타이밍 동기화가 발생할 수 있다.

[0466] 그러나, 이러한 유형의 동기화가 실용적이지 않은 경우가 많이 있다. 본 실시예들은, 위치 프로세스에 지연 보상 값을 제공하여 송신기가 클록 및 이벤트 동기화된 것처럼 위치 프로세스가 진행될 수 있도록 다운링크 송신기와 시간 오프셋의 추적 사이에 시간 오프셋 추정값을 제공한다. 이것은 (임의의 위치 서비스에 대하여 요구되는) 송신 안테나 및 선형적 안테나 위치를 알고 있는 수신기에 대한 사전 지식에 의해 달성된다. 동기화 유닛이라고 불리는 이 수신기는, 모든 다운링크 송신기들로부터 데이터를 수집할 수도 있고, 위치에 대한 지식이 주어지면, 미리 선택된 베이스 안테나로부터 오프셋 타이밍을 산출할 수도 있다. 이러한 오프셋은, 다운링크 송신기의 클록 디리프트를 보상하는 추적 알고리즘을 사용하여 시스템에 의해 추적된다. 주목: 수신된 데이터로부터 의사 범위를 유도하는 처리는 InvisiTrack Multipath 완화 알고리즘(미국 특히 제7,872,583호에 설명됨)을 이용할 수도 있다. 따라서, 동기화는 다중 경로의 영향을 받지 않을 수도 있다.

- [0467] 이러한 오프셋 데이터는, 위치 프로세서(위치 서버, LSU)가 각 다운링크 송신기의 데이터를 적절히 정렬하여 동기화된 송신기들에 의해 생성된 것처럼 보이도록 그 위치 프로세서에 의해 사용된다. 시간 정확도는, 최상의 1-PPS 추적에 필적하며, 3미터 위치 정확도(1-시그마)를 지원할 수도 있다.
- [0468] 동기화 수신기 및/또는 수신기의 안테나는 최상의 성능을 위해 최적의 GDOP에 기초하여 위치될 수도 있다. 대용량 서비스에서는, 네트워크 전체에 걸쳐 동일한 3ns 1-시그마 동기화 오프셋을 제공하기 위해 여러 동기화 수신기를 이용할 수 있다. 동기화 수신기(들)를 이용함으로써, 다운링크 송신기들의 동기화에 대한 요구 조건이 제거된다.
- [0469] 동기화 수신기 유닛은 NSAU 및/또는 LSU와 통신하는 독립형 유닛일 수 있다. 대안으로, 이 동기화 수신기는 NSAU와 통합될 수 있다.
- [0470] 예시적인 무선 네트워크 위치파악 장비도가 도 13에 도시되어 있다.
- [0471] LTE 신호를 이용하는 완전 자동화 시스템인 Customer Network Investment는 다음과 같은 모드로 동작한다.
1. 업링크 모드 - 위치파악을 위해 무선 네트워크 업링크(UL) 신호를 사용(도 16 및 도 17)
 2. 다운링크 모드 - 위치파악을 위해 무선 네트워크 다운링크(DL) 신호를 사용(도 14 및 도 15).
 3. 양방향 모드 - 위치파악을 위해 UL 및 DL 신호를 모두 사용
- [0472] 업링크 모드에서는, 다수의 안테나가 하나 이상의 NSAU에 접속된다. 이러한 안테나 위치는 무선 네트워크 안테나와 독립적이며, NSAU(들) 안테나 위치는 GDOP(Geometric Dilution of Precision)를 최소화하도록 선택된다.
- [0473] UE/셀폰 장치들로부터의 RF 신호들은, NSAU(들) 안테나에 의해 수집되고 NSAU(들)에 의해 처리되어, 관심 있는 모든 신호의 하나 이상의 인스턴스를 캡처하는 데 적합한 시간 간격 동안 처리된 네트워크의 RF 신호들의 시간 스탬프 샘플들을 생성한다.
- [0474] 선택 사항으로, NSAU는, 또한, 예를 들어 UE/전화 ID 등을 결정하기 위한 추가 정보를 얻기 위해 다운링크 신호의 샘플을 수신, 처리, 및 타임 스탬프할 수도 있다.
- [0475] 캡처된 시간 스탬프 샘플로부터, 각 UE/셀룰러 폰 ID(들)에 연관된 타임 스탬프 무선 네트워크 신호와 함께 UE/셀룰러 폰 식별 번호(ID)가 결정(취득)될 수도 있다. 이 동작은 NSAU에 의해 또는 LSU에 의해 수행될 수 있다.
- [0476] NSAU는 LSU에 데이터를 주기적으로 제공할 수도 있다. 하나 이상의 UE/셀룰러 전화 ID(들)에 예정되지 않은 데 이터가 필요한 경우, LSU는 추가 데이터를 요구할 수도 있다.
- [0477] UL 모드 동작을 위해 무선 네트워크 인프라스트럭처 및/또는 기존 UE/셀폰에 어떠한 변경/수정도 필요하지 않을 수도 있다.
- [0478] 다운링크(DL) 모드에서, InvisiTrack 지원 UE가 필요할 수도 있다. 또한, 위치 픽스를 취득하도록 전화를 사용하는 경우 셀 폰 FW를 수정해야 한다.
- [0479] 일부 경우에, 운영자는 기저대역 유닛(들)(BBU)로부터 이용 가능한 기저대역 신호를 만들 수 있다. 이러한 경우, NSAU(들)는, 또한, RF 무선 네트워크 신호 대신 이러한 이용 가능한 기저대역 무선 네트워크 신호를 처리할 수도 있다.
- [0480] DL 모드에서는, 이를 신호가 UE/셀룰러 전화에서 처리될 수도 있고 또는 UE/셀폰이 처리된 네트워크의 RF 신호의 타임 스탬프된 샘플을 주기적으로 생성할 수도 있기 때문에 UE/셀룰러 전화 ID를 하나 이상의 무선 네트워크 신호와 연관시킬 필요가 없고, LSU는 결과(들)를 다시 UE/셀에 전송할 수도 있다.
- [0481] DL 모드에서, NSAU는, 처리된 RF 또는 기저대역 (사용 가능한 경우) 무선 네트워크 신호를 처리하고 타임 스탬프 할 수도 있다. 캡처된 시간 스탬프된 샘플들로부터, 네트워크 안테나에 연관된 무선 네트워크 신호 DL 프레임 시작이 결정(취득)될 수도 있고, 이러한 프레임 시작들 간의 차(오프셋)가 산출될 수도 있다. 이 동작은 NSAU에 의해 또는 LSU에 의해 수행될 수 있다. 네트워크 안테나에 대한 프레임 시작 오프셋은 LSU에 저장될 수도 있다.
- [0482] DL 모드에서, 네트워크 안테나의 프레임 시작 오프셋은, 장치가 InvisiTrack 기술을 사용하여 자신의 고유 위치 픽스를 처리/결정할 수도 있는 경우에 LSU로부터 UE/전화 장치로 전송될 수도 있다. 그렇지 않으면, UE/셀룰러 전화 장치가 처리된 네트워크의 RF 신호의 타임 스탬프된 샘플을 주기적으로 LSU에 전송할 수도 있을 때, LSU는, 장치의 위치 픽스를 결정할 수도 있으며, 장치에 위치 픽스 데이터를 다시 전송할 수도 있다.

- [0486] DL 모드에서, 무선 네트워크 RF 신호는 하나 이상의 무선 네트워크 안테나로부터 나올 수도 있다. 결과 정확도에 대한 다중 경로 영향을 피하기 위해, RF 신호는 안테나 또는 무선 네트워크 장비에 연결된 안테나로부터 검출되어야 한다.
- [0487] 양방향 모드는, UL 및 DL 동작 모두에서 위치 픽스를 결정하는 것을 포함한다. 이렇게 하면 위치 정확도를 더욱 개선할 수 있다.
- [0488] 일부 기업에서는, 하나 이상의 RRH(Remote Radio Heads)를 공급하는 하나 이상의 BBU를 사용하며, 각 RRH는 여러 안테나에 동일한 ID를 차례로 공급한다. 이러한 환경에서는, 무선 네트워크 구성에 따라, 네트워크 안테나의 DL 모드 프레임 시작 오프셋을 결정하는 것이 필요하지 않을 수도 있다. 이는, 하나의 BBU 설정 및 여러 개의 BBU를 포함하며, 이에 의해 각 BBU의 안테나가 특정 구역에 할당되고 인접하는 구역 커버리지가 중복된다.
- [0489] 다른 구성으로, 다수의 BBU로부터 공급받는 안테나가 동일한 구역에서 인터리빙되는 구성에서는, 네트워크 안테나의 DL 모드 프레임 시작 오프셋의 결정을 필요로 할 수도 있다.
- [0490] DAS 환경의 DL 동작 모드에서, 다수의 안테나는 동일한 ID를 공유할 수도 있다.
- [0491] 본 실시예들에서, 위치 일관성 알고리즘(들)은, 다중 경로 완화 처리에 의해 생성된 관측값으로부터의 DAS 안테나들의 범위를 (파일럿 및/또는 동기화를 포함하는) 기준 신호(들) 부반송파로부터 격리시키고 다수의 DAS 이미터(안테나) 범위로부터 위치 추정값을 취득하도록 확장/전개된다.
- [0492] 그러나, 이러한 일관성 알고리즘은 동일한 ID를 방출하는 안테나들의 수를 제한한다. 아래에 의해 동일한 ID를 방출하는 안테나의 수를 줄일 수도 있다.
- [0493] 1. 주어진 커버리지 구역에 대하여, 섹터화된 BBU의 서로 다른 섹터들로부터 공급받는 안테나들을 인터리빙한다 (BBU는 최대 6개 섹터를 지원할 수 있다).
- [0494] 2. 주어진 커버리지 구역에 대해, 섹터화된 BBU의 서로 다른 섹터들로부터 공급받는 안테나들 및 상이한 BBU들로부터 공급받는 안테나들을 인터리빙한다.
- [0495] 3. 전파 지연 요소를 각 안테나에 추가한다. 지연 값은, 특정 DAS 환경(채널)에서의 지연 확산을 초과할만큼 충분히 크지만 추가 지연에 의해 야기되는 다중 경로가 ISI(Inter Symbol Interference)를 야기하지 않을 수 있게끔 순환 프레픽스(CP) 길이보다 작도록 선택된다. 하나 이상의 안테나에 대한 고유 지연 ID의 추가는 동일한 ID를 방출하는 안테나의 수를 더욱 감소시킨다.
- [0496] 일 실시예에서, 고객 네트워크 투자가 없는 차율 시스템을 제공할 수 있다. 이러한 실시예에서, 시스템은 LTE 대역 이외의 대역에서 동작할 수 있다. 예를 들어, ISM(Industrial Scientific and Medical) 대역 및/또는 White Space 대역은 LTE 서비스를 사용할 수 없는 장소에서 사용될 수 있다.
- [0497] 실시예는, 또한, 매크로/미니/피코/펩토 스테이션(들) 및/또는 UE(셀폰) 장비와 통합될 수 있다. 통합에는 고객 네트워크 투자가 필요할 수도 있지만, 비용 오버헤드를 줄이고 총 소유 비용(TCO)을 획기적으로 개선할 수 있다.
- [0498] 전술한 바와 같이, PRS는, DL-OTDOA(Downlink Observed Observed Time Difference of Arrival) 위치 결정을 위해 UE에 의해 사용될 수 있다. 이웃 기지국들(eNB)의 동기화와 관련하여, 3 GPP TS 36.305(Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in E-UTRAN)는, UE에 타이밍을 전송하는 것을 특정하며, 이 타이밍은 후보 셀들(예를 들어, 이웃 셀들)의 eNode B 서비스에 대한 것이다. 또한, 3 GPP TS 36.305는, 측정 목적으로 후보 셀들의 물리적 셀 ID(PCI) 및 글로벌 셀 ID(GCI)를 특정한다.
- [0499] 3GPP TS 36.305에 따르면, 이 정보는 E-MLC(Enhanced Serving Mobile Location Center) 서버로부터 전달된다. TS 36.305는 위에서 언급한 타이밍 정확도를 특정하지 않는다는 점에 주목해야 한다.
- [0500] 또한, 3 GPP TS 36.305는, UE가 RSTD(Reference Signal Time Difference) 측정을 포함하는 다운링크 측정을 E-MLC에 리턴해야 한다고 특정한다.
- [0501] RSTD는 한 쌍의 eNB 간에 취해진 측정값이다(TS 36.214 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer measurements; Release 9 참조). 측정은, 인접 셀 j로부터 수신된 서브프레임과 서빙 셀 i의 대응하는 서브프레임 간의 상대적 타이밍 차로서 정의된다. 위치 결정 기준 신호는 이러한 측정을 수행하는 데 사용된다. 그 결과는 위치를 산출하는 위치 서버에 다시 보고된다.

- [0502] 일 실시예에서, 하이브리드 방법은, 새로 도입된 PRS 및 이미 존재하는 기준 신호 모두를 수용하도록 정의될 수 있다. 즉, 하이브리드 방법은, 다른 기준 신호(예를 들어, 셀 또는 노드 특정 기준 신호(CRS)) 또는 두 가지 신호 유형 모두와 함께 PRS를 사용/동작할 수 있다.
- [0503] 이러한 하이브리드 방법은, 네트워크 운영자(들)가 상황 또는 네트워크 파라미터에 따라 동작 모드를 동적으로 선택할 수 있게 하는 이점을 제공한다. 예를 들어, PRS는, CRS보다 청취력이 좋지만, 데이터 처리량이 최대 7% 감소될 수도 있다. 반면, CRS 신호는 어떠한 처리량 감소도 발생시키지 않는다. 또한, CRS 신호는 이전의 모든 LTE Release, 예를 들어, Rel-8 이하와 하위 호환된다. 이처럼, 하이브리드 방법은, 네트워크 운영자에게 청취 가능성, 처리량, 및 호환성 간의 균형을 유지하거나 트레이프 오프하는 기능을 제공한다.
- [0504] LTE(Long Term Evolution) 구현에서, (본 명세서에서 "노드"로 지칭되며 셀 또는 무선 노드에 의해 생성되는) LTE 다운링크 기저대역 신호는 일반적으로 다운링크 프레임에 결합된다. 이러한 신호를 검출하고 수신하는 수신기는 다수의 셀 또는 노드(2개 이상)로부터 다운링크 프레임을 검출할 수도 있다. 각 다운링크 프레임은 다수의 CRS 또는 기준 신호를 포함한다. 다운링크(DL) 프레임에서, 이러한 기준 신호들은, 시간 및 주파수에서 미리 결정된 위치를 가지며, 예를 들어, 주어진 프레임에서 프레임 시작과 각 CRS 간에 결정론적 시간 오프셋이 있다.
- [0505] 또한, 각 CRS는 특수 코드로 변조될 수도 있다. 변조 및 코드는 또한 미리 결정된다. CRS 변조는 모든 노드에서 동일하지만, 코드(시드)는 노드의 ID(식별) 번호에 의해 결정된다.
- [0506] 그 결과, 노드 ID(들)를 알면, 기준 신호의 스펙트럼 내에서, 각 노드(셀)로부터 각 프레임에 대한 프레임 시작 시간의 경로 위치를 추정할 수 있다. 이를 위해, 먼저, 상이한 노드들로부터의 모든 DL 신호들에 대한 프레임 시작 시간 또는 프레임 시작을 결정할 필요가 있을 수도 있다. 예를 들어, 일 실시예에서, 수신된 DL 기저대역 신호를 (검출기 및/또는 다중 경로 완화 프로세서에 의해 내부적으로 생성된) 코드 변조된 CRS의 알려진 복제본과 상관시킴으로써, 다양한 노드로부터 모든 CRS 시퀀스 또는 다른 기준 신호를 찾을 수 있고, 이 정보에 의해, 모든 관찰 가능한 노드들의 대략적 위치 프레임 시작을 찾을 수 있다. 일 실시예에서, 검출기는, 또한, CRS를 복조/디코딩한 다음, 복조/디코딩된 CRS를 CRS에 할당된 기저대역 부반송파와 상관시킬 수도 있다.
- [0507] 동시에, 일 실시예에서, CRS는 또한 다중 경로 완화 프로세서에 의해 범위 지정 신호로서 사용될 수도 있다. 따라서, 대략적 프레임 시작을 찾는 것 외에도, 검출기의 상관 관계 프로세스는, 또한, 해당 신호를 변조하는 데 사용된 코드를 사용하여 CRS를 프레임의 다른 신호(예를 들어, 페이로드)로부터 격리할 수 있다. 이어서, 격리된 CRS 및 연관된 프레임 시작이, 범위 지정을 위한 다중 경로 완화 프로세서에 전달된다.
- [0508] 업링크 모드에서 유사한 접근법이 사용될 수 있어서, 상이한 노드 수신기들 간의 타이밍 오프셋들이 결정될 수 있다.
- [0509] 다운링크 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하기 위한 시스템은, 네트워크와 통신하는 2개 이상의 노드로부터 다수의 신호를 수신하도록 구성된 사용자 장비 수신기, 및 프로세서를 포함하고, 다수의 신호는 그 다수의 신호를 전송하는 2개 이상의 노드의 각 노드의 식별에 의해 결정된 코드로 변조되고, 사용자 장비 수신기는, 식별에 기초하여 기준 신호를 검출하고 다수의 신호로부터 격리하도록 구성된 검출기를 포함하고, 프로세서는, 기준 신호를 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하도록 각 노드로부터의 범위 지정 신호로서 사용하도록 구성된다.
- [0510] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호는 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 결합되고, 검출기는 각 노드로부터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.
- [0511] 실시예에서, 검출기는, 기준 신호를 이러한 기준 신호의 알려진 복제본과 상관시킴으로써 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.
- [0512] 실시예에서, 검출기는 프레임 내의 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 격리하도록 추가로 구성되며, 검출기는 2개 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 격리하도록 추가로 구성된다.
- [0513] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중 경로 완화 프로세서이고, 다중 경로 완화 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호를 수신하고 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0514] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중 경로 완화 프로세서이다.
- [0515] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호는 프레임 내에 있고, 검출기는 각 노드로부터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성되며, 검출기는 기준 신호를 프레임의 다른 임의의 신호

로부터 격리하도록 구성되고, 검출기는 2개 이상의 노드의 각각의 노드에 대한 기준 신호를 격리하도록 추가로 구성되고, 검출기는 각 노드에 대한 경로 위치 및 격리된 기준 신호를 다중 경로 완화 프로세서에 전달하도록 구성되며, 다중 경로 완화 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호를 수신하고 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 구성된다.

[0516] 실시예에서, 시스템은, 노드 수신기가 하나 이상의 무선 네트워크 장치로부터 장치 신호를 수신하도록 구성된 업링크 실시예 및 제2프로세서를 더 포함하고, 장치 신호는, 그 장치 신호를 전송하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치의 각 무선 네트워크 장치의 장치 식별에 의해 결정된 장치 코드로 변조되고, 노드 수신기는, 장치 식별에 기초하여 장치 기준 신호들을 검출하고 장치 신호들로부터 격리하도록 구성된 장치 검출기를 포함하고, 제2프로세서는, 장치 기준 신호를, 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적 및 격리하도록 각 무선 네트워크 장치로부터의 범위 지정 신호로서 사용하도록 구성된다.

[0517] 일 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하기 위한 시스템은, 네트워크와 통신하는 2개 이상의 노드로부터 다수의 신호를 수신하도록 구성된 사용자 장비 수신기, 및 프로세서를 포함하고, 다수의 신호는, 다수의 신호를 전송하는 2개 이상의 노드의 각 노드의 식별에 의해 결정된 코드로 변조되고, 프로세서는, 식별에 기초하여 기준 신호를 검출하고 다수의 신호로부터 격리하고, 기준 신호를, 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하도록 각 노드로부터의 범위 지정 신호로서 사용하도록 구성된다.

[0518] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호는 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 결합되고, 프로세서는 각 노드로부터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.

[0519] 실시예에서, 프로세서는, 기준 신호들을 그 기준 신호의 알려진 복제본들과 상관시킴으로써 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.

[0520] 실시예에서, 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호에 기초하여 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 추가로 구성된다.

[0521] 실시예에서, 프로세서는, 프레임 내의 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 격리하도록 추가로 구성되고, 프로세서는 2개 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 격리하도록 추가로 구성된다.

[0522] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각 노드로부터의 다수의 신호는 하나의 프레임 내에 있고, 프로세서는, 기준 신호들을 그 기준 신호들의 알려진 복제본들과 상관시킴으로써 각 노드로부터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성되고, 프로세서는, 프레임 내의 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 격리하고 2개 이상의 노드들의 각 노드에 대한 기준 신호들을 격리하도록 추가로 구성되고, 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호에 기초하여 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 추가로 구성된다.

[0523] 일 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하기 위한 시스템은, 네트워크와 통신하는 2개 이상의 노드로부터 다수의 신호를 수신하고, 2개 이상의 노드의 각 노드의 식별에 기초하여 다수의 신호로부터 기준 신호들을 검출하고 격리하도록 도록 구성된 검출기, 및 프로세서를 포함하고, 다수의 신호는, 다수의 신호를 전송하는 2개 이상의 노드의 각 노드의 식별에 의해 결정된 코드로 변조되고, 프로세서는, 기준 신호들을, 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하도록 각 노드로부터의 범위 지정 신호들로서 사용하도록 구성된다.

[0524] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호는 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 결합되고, 검출기는 각 노드로부터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.

[0525] 실시예에서, 검출기는 기준 신호를 이러한 기준 신호의 알려진 복제본과 상관시킴으로써 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성된다.

[0526] 실시예에서, 검출기는 프레임 내의 임의의 다른 신호로부터 기준 신호를 격리하도록 추가로 구성되고, 검출기는 2개 이상의 노드의 각 노드에 대한 기준 신호를 격리하도록 추가로 구성된다.

[0527] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중 경로 완화 프로세서이고, 다중 경로 완화 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호를 수신하고 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 구성된다.

[0528] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중 경로 완화 프로세서이다.

[0529] 실시예에서, 2개 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호는 프레임 내에 있고, 검출기는 각 노드로부터

터 프레임 시작의 경로 위치를 추정하도록 추가로 구성되며, 검출기는 기준 신호를 프레임의 다른 임의의 신호로부터 격리하도록 구성되고, 검출기는 2개 이상의 노드의 각각의 노드에 대한 기준 신호를 격리하도록 추가 구성되고, 검출기는 경로 위치 및 각 노드에 대한 격리된 기준 신호를 다중 경로 완화 프로세서에 전달하도록 구성되며, 다중 경로 완화 프로세서는, 경로 위치 및 격리된 기준 신호를 수신하고 각 노드로부터의 범위 지정 신호의 상대 도달 시간을 추정하도록 구성된다.

[0530] 일 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하기 위한 시스템은, 하나 이상의 무선 장치로부터 장치 신호들을 수신하도록 구성된 노드 수신기, 및 프로세서를 포함하고, 장치 신호들은, 그 장치 신호들을 전송하는 하나 이상의 무선 네트워크 장치의 각 무선 네트워크 장치의 장치 식별에 의해 결정된 장치 코드로 변조되고, 노드 수신기는, 장치 식별에 기초하여 장치 신호들로부터 장치 기준 신호들을 검출하고 격리하도록 구성된 장치 검출기를 포함하고, 프로세서는, 장치 기준 신호들을, 하나 이상의 무선 네트워크 장치를 추적하고 위치파악하도록 각 무선 네트워크 장치로부터의 범위 지정 신호들로서 사용하도록 구성된다.

[0531] 게다가, 하이브리드 방법은 LTE UE 위치 결정 아키텍처에 대해 투명할 수 있다. 예를 들어, 하이브리드 방법은 3GPP TS 36.305 프레임워크에서 동작할 수 있다.

[0532] 일 실시예에서, RSTD는, 측정될 수 있으며, 3 GPP TS 36.305에 따라, UE로부터 E-SMLC로 전송될 수 있다.

[0533] UL-TDOA(U-TDOA)는, 현재 연구 단계에 있으며, 다음 Release 11에서 표준화될 것으로 예상된다.

[0534] UL-TDOA(업링크)의 실시예들은, 본 명세서에서 이미 기술되었으며, 도 16과 도 17에 도시되어 있다. 후술하는 도 18과 도 19는 UL-TDOA의 대체 실시예들의 예를 제공한다.

[0535] 도 18은 하나 이상의 DAS 및/또는 패토/스몰 셀 안테나를 포함할 수도 있는 환경을 나타낸다. 이러한 예시적인 실시예에서, 각 NSAU는 단일 안테나를 구비한다. 도시한 바와 같이, 적어도 세 개의 NSAU가 필요하다. 그러나, 일 실시예에서, 각 UE가 적어도 3개의 NSAU에 의해 "청취"되어야 하기 때문에 청취 가능성을 개선하도록 추가 NSAU가 부가될 수 있다.

[0536] 게다가, NSAU(들)는 수신기로서 구성될 수 있다. 예를 들어, 각 NSAU는 공중을 통해 정보를 수신하지만 전송하지는 않는다. 동작시, 각 NSAU는 UE로부터 무선 업링크 네트워크 신호를 청취할 수 있다. UE들의 각각은 셀폰, 태그, 및/또는 다른 UE 장치일 수 있다.

[0537] 또한, NSAU는 유선 서비스 또는 LAN과 같은 인터페이스를 통해 위치파악 서버 장치(LSU)와 통신하도록 구성될 수 있다. 이어서, LSU는 무선 또는 LTE 네트워크와 통신할 수 있다. 통신은, LSU가 예를 들어 LTE 네트워크의 E-SMLC와 통신할 수 있고 LAN 및/또는 WAN과 같은 유선 서비스를 사용할 수 있는 네트워크 API를 통해 이루어질 수 있다.

[0538] 선택 사항으로, LSU는 또한 DAS 기지국(들) 및/또는 패토/스몰 셀들과 직접 통신할 수도 있다. 이 통신은 동일하거나 수정된 네트워크 API를 사용할 수 있다.

[0539] 본 실시예에서는, 사운딩 기준 신호(SRS)가 위치파악을 위해 사용될 수 있다. 그러나, 다른 신호를 또한 사용할 수도 있다.

[0540] NSAU는, UE 업링크 전송 신호를 디지털 포맷, 예를 들어, I/Q 샘플로 변환할 수 있고, 변환된 다수의 신호는 LSU에 타임 스탬프를 이용하여 주기적으로 전송할 수 있다.

[0541] DAS 기지국(들) 및/또는 패토/스몰 셀들은, LSU에 다음에 따르는 데이터 중 하나 또는 전부를 전달할 수 있다.

[0542] 1) SRS, I/Q 샘플, 및 타임 스탬프

[0543] 2) 서빙된 UE ID들의 리스트, 및

[0544] 3) UE ID를 갖는 UE당 SRS 스케줄로서, 이 스케줄은 SRS SchedulingRequestConfig 정보 및 SRS-UL-Config 정보를 포함함

[0545] LSU로 전달된 정보는 위에서 언급한 정보에 의해 제한되지 않을 수도 있다. 이 정보는, UE SRS와 같은 각 UE 장치 업링크 신호를 각 UE ID와 상관시키는 데 필요한 임의의 정보를 포함할 수 있다.

[0546] LSU 기능은 범위 지정 산출 및 UE의 위치 핵스를 취득하는 것을 포함할 수 있다. 이러한 결정/산출은, NSAU,

DAS 기지국, 및/또는 펨토/스몰 셀에서 LSU로 전달되는 정보를 기반으로 할 수 있다.

[0547] 또한, LSU는, NSAU로부터 LSU로 전달되는 이용가능한 다운링크 전송 정보로부터 타이밍 오프셋을 결정할 수도 있다.

[0548] 이어서, LSU는, 무선 또는 LTE 네트워크에 UE 위치 픽스 및 다른 산출 및 데이터를 제공할 수 있다. 이러한 정보는 네트워크 API를 통해 전달될 수 있다.

[0549] 동기화를 위해, 각 NSAU는 다운링크 신호의 샘플을 수신, 처리, 및 타임 스탬프할 수도 있다. 각 NSAU는, 또한, 타임 스탬프(들)를 포함하는 이러한 샘플들을 LSU에 주기적으로 전송할 수도 있다.

[0550] 또한, 각 NSAU는 외부 신호(들)와의 동기화를 위해 구성된 입력을 포함할 수도 있다.

[0551] 도 19는 UL-TDOA의 다른 실시예를 도시한다. 도 18에 도시된 구성요소들에 추가하여, 이 실시예의 환경은, DAS 기지국 및/또는 펨토/스몰 셀 대신에 사용될 수 있는 하나 이상의 셀 태워를 포함할 수도 있다. 하나 이상의 셀 태워로부터의 데이터는 UE의 위치 픽스를 취득하는 데 사용될 수 있다.

[0552] 이처럼, 이 실시예의 이점은 단일 셀 태워(eNB)로 위치 결정을 얻는 것을 포함한다. 또한, 이 실시예는, 하나 이상의 eNB가 DAS 기지국 및/또는 펨토/스몰 셀을 대체할 수 있다는 점을 제외하고 도 18에서 설명된 것과 유사한 방식으로 동작하도록 구성될 수 있다.

[0553] UE의 업링크 위치파악의 한 방법은 셀 식별 방법(CID)이다. 기본 CID 방법에서, UE 위치는 셀 레벨에서 결정될 수도 있다. 이 방법은 순전히 네트워크 기반 기반이다. 그 결과, 핸드세트과 같은 UE는, 자신이 추적되고 있다는 사실을 알지 못한다. 이것은, 비교적 간단한 방법이지만, 위치 불확실성이 셀 이름과 같기 때문에 정확도가 부족하다. 예를 들어, 도 20에 도시된 바와 같이, 서빙 셀 태워(2004)의 셀 직경(2002) 내의 핸드세트들(2000) 중 임의의 핸드세트는, 이러한 핸드세트들이 동일한 위치에 있지 않더라도 실질적으로 동일한 위치를 갖는다. 서빙 섹터 식별(섹터 ID) 지식과 결합될 때 CID 방법의 정확성이 개선될 수 있다. 예를 들어, 도 21에 도시한 바와 같이, 섹터 ID(2100)는, 셀 직경(2002)의 다른 섹터들에 있는 다른 핸드세트(2000)와는 다른 위치를 갖는 것으로 알려진 다수의 핸드세트(2104)를 포함하는 셀 직경(2002) 내의 섹션(2102)을 식별한다.

[0554] CID 방법에 대한 추가 향상은, 전술한 기본 CID 방법에 대하여 더욱 상세한 개선을 제공하는 E-CID(Enhanced Cell ID) 방법을 통해 가능할 수도 있다. 한 가지 향상은, UE가 eNB(네트워크 노드)로부터 얼마나 멀리 떨어져 있는지를 계산하기 위해 타이밍 측정을 사용한다. 이 거리는, 왕복 시간(RTT)의 절반 또는 LTE(LTE TA)의 타이밍 어드밴스(TA)에 빛의 속도를 곱한 값으로서 산출될 수 있다. UE가 접속되면, RTT 또는 TA가 거리 추정에 사용될 수도 있다. 이 경우, 서빙 셀 태워 또는 섹터와 UE(서빙 eNB 명령시)는 Rx 서브프레임과 Tx 서브프레임 간의 타이밍 차를 측정할 수도 있다. UE는 (또한 eNB 제어 하에서) 자신의 측정값을 eNB에 보고할 수도 있다. LTE Rel-9는 랜덤 액세스 절차 동안 PRACH 프리앰블 수신으로부터 추정된 타이밍 어드밴스에 의존하는 TA 태입 2 측정을 추가한다는 점에 주목해야 한다. PRACH(물리/폐킷 랜덤 액세스 채널) 프리앰블은, 추적되는 UE로부터 응답이 수신되지 않을 때 하나의 PRACH 램프 사이클 동안 전송되는 프리앰블의 최대 수를 특정한다. LTE 태입 1 TA 측정은 다음과 같이 RTT 측정과 동일하다.

$$RTT = TA \text{ (type 1)} = eNB(Rx - Tx) + UE(Rx - Tx)$$

[0555] eNB의 좌표 및 서빙 셀 태워 안테나의 높이에 대한 지식으로, UE의 위치가 네트워크에 의해 산출될 수 있다.

[0556] 그러나, E-CID 위치파악 방법은, 한 차원에서는 위치 정확도가 섹터 폭 및 서빙 셀 태워로부터의 거리에 의존하고 다른 차원에서는 에러가 TA(RTT) 측정 정확도에 의존하기 때문에 여전히 제한적이다. 섹터 폭은, 네트워크 토폴로지에 따라 가변되며, 전파 현상, 특히 다중 경로의 영향을 받는다. 섹터 정확도 추정은 200미터부터 500미터를 초과하여 가변된다. LTE TA 측정 분해능은 4Ts이며, 이는 최대 에러 39미터에 해당한다. 그러나, LTE TA 측정의 실제 에러는, 캘리브레이션 부정확성 및 전파 현상(다중 경로)으로 인해 심지어 더욱 크며, 200미터까지 도달할 수도 있다.

[0558] 도 22에 도시한 바와 같이, E-CID 방법은 도달 각도(Angle of Arrival, AoA)로 알려진 특징의 추가로 더욱 개선될 수도 있다. eNB는, 등 간격으로 이격된 안테나 소자들(2200)의 선형 어레이를 이용하여 UE가 전송하는 방향을 추정한다. 전형적으로, AoA 결정을 위해 기준 신호들이 사용된다. 기준 신호들이 UE로부터 2개의 인접한 안테나 소자(2200)에서 수신되면, 기준 신호들은, 도 23에 도시된 바와 같이, AoA, 반송파 주파수, 및 소자 간격에 의존하는 양만큼 위상 회전될 수도 있다. AoA는, 각 eNB에 안테나 어레이/적응형 안테나가 장착되도록 요구

할 수도 있다. 또한, 이것은, 다중 경로 및 토폴로지 분산에 노출된다. 그럼에도 불구하고, 정교한 안테나 어레이는 섹터(2100)의 폭(2202)을 상당히 감소시킬 수 있으며, 이는 위치 정확도를 더욱 좋게 할 수도 있다. 또한, 도 23에 도시된 바와 같이, 2개 이상의 서빙 셀 타워(2300)(지향성 안테나 어레이를 구비한 eNB의 기지국)가 핸드세트 AoA 결정을 내리기 위해 사용될 수 있다면, 정확도가 상당히 개선될 수도 있다. 이러한 경우, 정확도는 여전히 다중 경로/전파 현상의 영향을 받는다.

[0559] 다수의 LTE 대역에 걸쳐 네트워크 전체에 안테나 어레이/적응형 안테나를 배치하는 것은 자본, 시간, 유지 보수 등의 측면에서 엄청난 노력이 필요하다. 결과적으로, 안테나 어레이/적응형 안테나는 UE 위치파악을 위해 배치되지 않았다. 신호 강도 기반 방법과 같은 기타 접근법들은 정확도를 크게 개선하지는 않는다. 이러한 하나의 신호 강도 접근법은 평거프린팅인데, 이는 엄청나게 지속적으로 변화하는 지문 데이터베이스를 생성하고 지속적으로 업데이트할 것, 예를 들어, 상당한 정확도 개선 없이 큰 자본 및 재발생 비용을 요구한다. 더욱이, 평거프린팅은 UE 기반 기술이며, 이에 의해 UE 위치는 UE 애플리케이션 레벨에 대한 UE 지원 없이는 결정될 수 없다.

[0560] 다른 업링크 위치파악 방법의 한계에 대한 해결책은 안테나 어레이/적응형 안테나의 필요 없이 AoA 능력의 사용을 포함한다. 이러한 실시예는 AoA 결정을 위한 TDOA(Time Difference of Arrival) 위치 기술을 이용할 수도 있으며, 이는 다수의 수신기에서의 소스로부터의 신호의 도달 시간들의 차를 추정하는 것에 기초할 수도 있다. 시간 차 추정의 특정 값은 UE와 통신하는 두 개의 수신기 간의 쌍곡선을 정의한다. 수신 안테나들 사이의 거리가 위치하고 있는 이미터(핸드세트)의 거리에 비해 상대적으로 작은 경우, TDOA는 센서(수신기 안테나)의 기준 선과 이미터의 입사 RF 에너지 사이의 각도와 동일하다. 기준선과 실제 북쪽 사이의 각도를 알고 있으면, 베어링 라인(LOB) 및/또는 AoA를 결정할 수 있다.

[0561] TDOA 또는 LOB(AoA라고도 함)를 사용하는 일반적인 위치파악 방법들은 알려져 있지만, TDOA 기준점들이 서로 너무 가까워 이러한 기술의 정확도를 허용할 수 없기 때문에 LOB를 결정하는 데 TDOA 위치 지정 방법을 사용하지 않았다. 오히려, LOB는 일반적으로 지향성 안테나 및/또는 빔 형성 안테나를 사용하여 결정된다. 그러나, 본원에 설명된 조고 해상도 방법을 사용하면, LOB 결정에 TDOA를 사용하면서 정확도를 크게 개선할 수 있다. 또한, 본 명세서에 기술된 기준 신호 처리 기술 없이는, 예를 들어, 넌서빙 섹터들 및/또는 안테나들에 의해 서빙 섹터들 외부의 UE로부터의 기준 신호들을 "청취", 예를 들어, 검출하지 못할 수도 있다. 본 명세서에 설명된 해상도 및 처리 능력이 없다면, 적어도 2개의 기준점, 예를 들어, 2개 이상의 섹터 및/또는 안테나가 필요하기 때문에, LOB 결정을 위해 TDOA를 사용하지 못할 수도 있다. 유사하게, UE는, 서빙 섹터들 이외에서, 예를 들어, 넌서빙 섹터들 및/또는 안테나들로부터 UE로 오는 기준 신호들을 검출하지 못할 수도 있다.

[0562] 예를 들어, 도 24에는, 넓은 분리와 가까운 (작은) 분리의 두 가지 안테나 분리 시나리오가 예시되어 있다. 양측 시나리오에서, 쌍곡선(2400) 및 입사선인(2402)은 핸드세트(2000) 위치에서 교차하지만, 안테나(2404) 분리가 넓은 경우에, 이는 급격한 각도에서 발생하고, 이에 따라 위치파악 에러를 상당히 감소시킨다. 동시에, 안테나들(2404)이 서로 가깝다면, 쌍곡선(2400)은 입사되는 RF 에너지 또는 LOB/AoA의 선(2402)과 상호 교환 가능하게 된다.

[0563] 아래의 식은 이미터로부터의 입사 RF 에너지를 결정하는 데 사용될 수 있으며, 두 개의 안테나(센서) 간의 RF 에너지 도달 시간의 시간 차는 다음과 같다:

$$\Delta t = \frac{x \sin \theta}{c}$$

[0564] 여기서, Δt 는 초 단위의 시간 차이고,

[0565] x 는 미터 단위의 두 개의 센서 간의 거리이며,

[0566] θ 는 각도 단위의 센서들의 베이스라인과 입사 RF과 간의 각도이고,

[0567] c 는 광속이다.

[0568] TDOA 위치파악 실시예를 사용함으로써, 몇몇 위치 전략들이 이용가능한데, (1) 2개 이상의 서빙 셀들 사이의 TDOA 측정(다면측량)이 이용가능할 때, 예를 들어, 넓은 분리; (2) TDOA 측정값이 하나 이상의 서빙 셀, 예를 들어 LOB/AoA와 같은 작은 안테나 분리에서 2개 이상의 섹터로부터 나온 것인 경우; (3) (2) 전략과 (3) 전략의 조합; 및 (4) 개선된 E-CID와 같은 TA 측정과 전략 (1) 내지 (3), 예를 들어, 개선된 E-CID의 조합을 포함한다.

[0569] 후술하는 바와 같이, 밀접하게 위치된 안테나들의 경우에, TDOA 위치파악 실시예는 2개 이상의 안테나로부터의

신호가 동일한 셀 타워로부터 오는 경우 베어링 라인을 사용할 수도 있다. 이러한 신호들은 수신된 복합 신호에서 검출될 수도 있다. 각 섹터 및/또는 안테나의 방위각 및 타워 위치를 알면, 베어링 라인 및/또는 AoA가 산출되어 위치 프로세스에 이용될 수 있다. LOB/AoA 정확도는 다중 경로, 잡음(SNR) 등의 영향을 받을 수도 있다. 그러나, 이러한 영향은, 초고 해상도 기술에 기초할 수도 있는 상술한 다중 경로 완화 처리 기술들 및 고급 신호 처리에 의해 완화될 수도 있다. 이러한 고급 신호 처리는 신호 상관/상관, 필터링, 평균화, 동기식 평균화, 및 다른 방법/기술을 포함하지만, 이에 한정되지는 않는다.

[0571] 서빙 셀 타워(2500)는, 전형적으로, 3개의 섹터(섹터 A, 섹터 B 및 섹터 C) 구성으로 도시하는 도 25에 도시된 바와 같이 다수의 섹터로 이루어진다. 예시된 3 섹터 배치는 섹터당 하나 이상의 안테나(2502)를 포함할 수도 있다. 섹터 A와 같은 단일 섹터는, 핸드셋 전송이 섹터 A의 메인 로브(메인 로브의 중심이 섹터 방위각과 일치함)에 있을 수도 있기 때문에, UE(핸드셋)의 제어를 받을 수도 있다. 동시에, 핸드셋 전송은 섹터 B 및 섹터 C의 메인 로브의 외부, 예컨대 안테나 사이드 로브들에 속할 수도 있다. 따라서, 핸드셋 신호들은, 섹터 B 및 섹터 C의 출력 신호 스펙트럼에 여전히 존재할 수도 있지만, 섹터 B 또는 섹터 C의 메인 로브에 위치하는 다른 핸드셋(들)로부터의 신호들에 비해 크게 감쇠될 수도 있다. 그럼에도 불구하고, 전술한 바와 같이 및 후술하는 바와 같이, 고급 신호 처리의 사용을 통해, 섹터 B 및 섹터 C의 사이드 로브들과 같은 이웃 섹터들의 사이드 로브들로부터 범위 지정 신호들을 검출할 수 있도록 범위 지정 신호들에 대하여 충분한 처리 이득을 취득할 수 있다. 네트워크 기반 위치파악을 위해, LTE 상향링크 SRS(사운딩 기준 신호)가 범위 지정 신호로서 사용될 수도 있다.

[0572] 다시 말하면, UE 업링크 기준 신호가 이웃하는 섹터(들) 안테나의 사이드 로브에 있을 수도 있지만, 여기에 설명된 기준 신호 처리 방법을 통한 처리 이득은 2개(또는 그 이상)의 섹터 안테나 간의 TDOA의 계산을 허용하는데 충분할 수도 있다. 이 실시예의 정확도는, 상술한 다중 경로 완화 처리 알고리즘에 의해 상당히 향상될 수도 있다. 따라서, LTE TA 타이밍에 의해 계산된 환형과 교차하는 LOB/AOA는 대략 20미터×100미터의 에러 타원 내에서 UE 위치를 제공할 수도 있다.

[0573] UE가 2개 이상의 LTE 타워들에 의해 청취될 수 있는 경우 추가 위치파악 에러 감소가 달성될 수도 있으며, 이는, 상술한 처리 이득들 및 다중 경로 완화 기술에 의해 가능성이 높다. 이 경우, TDOA 쌍곡선과 하나 이상의 LOB/AoA 라인의 교차점은 (2 섹터 셀 타워의 경우) 30×20미터 에러 타원을 야기할 수도 있다. 각 셀 타워가 3개 이상의 섹터를 지원하면, 에러 타원은 10 내지 15미터까지 더 감소될 수도 있다. 3개 이상의 eNB(셀 타워)가 UE를 청취한다면, 5 내지 10미터의 정확도를 얻을 수도 있다. 쇼핑 센터, 사무실 공원 등과 같은 고 부가가치 영역에서는, 추가 스몰 셀 또는 수동 청취 장치를 사용하여 서비스 영역을 생성할 수도 있다.

[0574] 전술한 바와 같이, 셀 타워(2500)의 각 섹터 위에는 하나 이상의 안테나(2502)가 포함될 수도 있다. 전형적인 설치에서, 주어진 섹터에 대해, 각 안테나로부터의 신호가 해당 섹터의 수신기 입력에서 결합된다. 결과적으로, 위치파악을 위해, 2개 이상의 섹터 안테나가, 복합 지향성 패턴, 방위각, 및 고도를 갖는 단일 안테나로서 간주될 수 있다. 가설적인 안테나 합성 지향성 및 이것의 (메인 로브) 방위각 및 고도도 섹터 자체에 할당될 수도 있다.

[0575] 일 실시예에서, 각 서빙 셀 타워 및 이웃하는 서빙 셀 타워의 모든 섹터들로부터 수신된 (디지털 포맷의) 신호들은 위치 결정을 위해 위치파악 서버 유닛(LSU)에 전송된다. 또한, 서빙되는 각 UE당 SRS 스케줄 및 TA 측정값은 각 서빙 셀 타워로부터 각 서빙 섹터에 의해 LSU에 제공된다. 각각의 서빙 셀 타워 및 각각의 이웃하는 셀 타워 위치 좌표, 각 가상(합성) 섹터 안테나 방위각 및 고도, 및 셀 타워에서의 각 섹터 위치가 있는 타워당 섹터의 수를 알고 있다고 가정하면, LSU는, 서빙 셀 타워 및/또는 이웃하는 셀 타워들에 대한 각 UE 위치를 결정할 수도 있다. 위에서 언급한 모든 정보는, 하나 이상의 표준화된 인터페이스 또는 독점적 인터페이스를 사용하여 LAN, WAN 등과 같은 유선 네트워크를 통해 전송될 수도 있다. 또한, LSU는, 표준화된 인터페이스 및/또는 네트워크 사업자가 정의한 인터페이스/API를 사용하여 무선 네트워크 인프라스트럭처를 인터페이싱할 수도 있다. 위치 결정은, 또한, 네트워크 노드와 LSU간에 분할되거나 네트워크 노드에서만 수행될 수도 있다.

[0576] 일 실시예에서, 위치 결정은 UE에서 수행되거나 UE와 LSU 또는 네트워크 노드 사이에서 분할될 수도 있다. 이러한 경우에, UE는 표준 네트워킹 프로토콜/인터페이스를 사용하여 무선으로 통신할 수도 있다. 또한, 위치 결정은, UE, LSU, 및/또는 네트워크 노드의 조합을 통해 수행될 수도 있고, 또는 LSU 기능은, LSU 대신 사용될 수 있는, SUPL 서버, E-SMLC 서버, 및/또는 LCS(LoCation Services) 시스템에 구현(내장)될 수도 있다.

[0577] 다운링크(DL) 위치파악 방법의 실시예들은 상술한 업링크(UL) 위치파악 실시예들의 역이다. DL 실시예에서, 섹터는, 섹터의 수신된 방향성, 방위각, 및 고도와 일치하는 송신 패턴, 방위각, 및 고도를 갖는 송신기가 될 수

도 있다. 업링크 실시예들과는 달리, DL 실시예들에서, UE는 전형적으로 단일 수신 안테나를 갖는다. 따라서, UE의 경우, 입사하는 RF 파를 결정하는 데 사용될 수 있는 센서 베이스라인이 없다. 그러나, UE는 상이한 섹터들 사이의 TDOA(들) 및 섹터들 사이의 쌍곡선(들)(다면측량)을 결정할 수 있고, 동일한 셀 타워 섹터들이 서로 가깝기 때문에, 쌍곡선은, 도 24를 참조하여 전술한 바와 같이 입사 RF 에너지의 라인 또는 LOB/AoA와 상호 교환 가능해진다. LOB/AoA 정확도는 다중 경로, 잡음(SNR) 등에 의해 영향을 받을 수도 있지만, 위에서 언급한 초고 해상도 기술을 기반으로 하는 고급 신호 처리 및 다중 경로 완화 처리를 사용하면, 이러한 영향을 완화할 수도 있다.

[0578] 전술한 바와 같이, UE DL 위치파악은 UE의 상향링크 위치파악과 유사한 방식으로 달성될 수 있지만, RF 파 입사 각은 위의 공식으로부터 결정될 수 없다. 대신, 다면측량 기술은 각 서빙 셀 타워에 대한 LOB/AoA를 결정하는데 사용될 수도 있다.

[0579] UE DL 위치 파악 실시예들도 기준 신호들을 사용한다. DL 경우에, 이러한 네트워크 기반 위치파악을 위한 하나의 접근법은 LTE 셀 특정 기준 신호(CRS)를 범위 지정 신호로서 사용할 수도 있다. 또한, LTE Release 9에서 도입된 위치 기준 신호(PRS)를 사용할 수도 있다. 따라서, CRS, PRS 또는 CRS와 PRS를 사용하여 위치파악을 행할 수도 있다.

[0580] UE 업링크 위치파악 실시예들과 같이, UE 다운링크 위치파악 실시예들에 있어서, 디지털 포맷으로 UE 수신 신호의 스냅 샷이 처리를 위해 LSU로 전송될 수도 있다. UE는, 또한, TA 측정값을 취득하여 LSU에 제공할 수도 있다. 선택 사항으로, 각각의 서빙되는 UE당 TA 측정값은, 각 서빙 셀 타워(네트워크 노드)로부터의 각 서빙 섹터에 의해 LSU에 제공될 수도 있다. 전술한 바와 같이, 각각의 서빙 셀 타워 및 각각의 인접 셀 타워 위치 좌표, 각 섹터 송신 패턴 방위각 및 고도가 있는 타워당 섹터의 수, 및 타워에서의 각각의 섹터 위치가 알려져 있다고 가정하면, LSU는, 서빙 셀 타워 및/또는 이웃하는 셀 타워에 대한 각각의 UE 위치를 결정할 수도 있다. 실시예들에서, 위치 결정은 UE에서 수행되거나 UE와 LSU 또는 네트워크 노드 간에 분할될 수도 있다. 실시예들에서, 모든 위치 결정은 LSU 또는 네트워크 노드에서 수행되거나 또는 그 둘 사이에서 분할될 수도 있다.

[0581] UE는 표준 무선 프로토콜/인터페이스를 사용하여 무선으로 측정 결과 및 다른 정보를 통신/수신할 수도 있다. LSU와 네트워크 노드(들) 간의 정보 교환은, 소유권 및/또는 하나 이상의 표준화된 인터페이스를 사용하는 LAN, WAN 등과 같은 유선 네트워크를 통해 이루어질 수도 있다. LSU는, 표준화된 인터페이스 및/또는 네트워크 사업자가 정의한 인터페이스/API를 사용하여 무선 네트워크 인프라스트럭처를 인터페이싱할 수도 있다. 위치 결정은, 또한, 네트워크 노드와 LSU 간에 분할되거나 네트워크 노드에서만 수행될 수도 있다.

[0582] 상술한 UE DL 위치파악 실시예들에 대해서, 안테나 포트 맵핑 정보는 또한 위치를 결정하는 데 사용될 수 있다. 3GPP TS 36.211 LTE 표준은 DL용 안테나 포트를 정의한다. 별도의 기준 신호(파일럿 신호)가 각 안테나 포트에 대한 LTE 표준에 정의된다. 따라서, DL 신호는 또한 안테나 포트 정보를 반송한다. 이 정보는 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)에 포함된다. PDSCH는 다음에 따르는 안테나 포트를 사용한다: 0; 0, 및 1; 0, 1, 2 및 3; 또는 5. 이들 논리 안테나 포트는 도 26에 도시된 바와 같이 물리적 송신 안테나에 할당(맵핑)된다. 결과적으로, 이 안테나 포트 정보는 안테나 식별(안테나 ID)에 사용될 수 있다.

[0583] 예를 들어, 안테나 포트 맵핑 정보는, (안테나 위치가 알려져 있다고 가정하는 경우) 안테나들 사이의 쌍곡선(다면측량) 및 입사하는 RF 파를 결정하는 데 사용될 수 있다. 위치 결정이 수행되는 위치에 따라, 안테나 맵핑 정보는 LSU 또는 UE 또는 네트워크 노드에 의해 이용가능해야 한다. 안테나 포트들은 상이한 시간 슬롯들 및 상이한 차원 요소들에 CRS 신호들을 위치시킴으로써 표시된다는 점에 주목해야 한다. DL 안테나 포트당 하나의 CRS 신호가 송신될 수도 있다.

[0584] eNB 또는 네트워크 노드에서 MIMO(다중 입력 다중 출력)이 배치되는 경우, 수신기(들)는 주어진 UE로부터의 도달 시간의 차를 결정할 수도 있다. 안테나 대 수신기(들) 맵핑을 아는 경우, 예를 들어, 안테나 위치를 포함한 MIMO 맵핑을 사용함으로써, 주어진 eNB 안테나에 대하여 RF 파(LOB/AoA) 및 안테나에 대한 쌍곡선(들)(다면측량)을 결정할 수도 있다. 유사하게, UE에서, UE 수신기(들)는 2개 이상의 eNB 또는 네트워크 노드 및 MIMO 안테나로부터의 도달 시간 차를 결정할 수도 있다. eNB 안테나 위치 및 안테나 맵핑을 아는 경우, 주어진 eNB 안테나에 대하여 안테나 및 쌍곡선(들)(다면측량)으로부터 입사 RF 파(LOB/AoA)를 결정할 수도 있다. 위치 결정이 수행되는 위치에 따라, 안테나 맵핑 정보는 LSU 또는 UE, 또는 네트워크 노드에 의해 이용가능해야 한다.

[0585] 단일 입력 다중 출력(SIMO), 단일 출력 다중 입력(SOMI), 단일 입력 단일 출력(SISO) 등과 같은 MIMO의 서브 세

트들인 다른 구성들이 있다. 이러한 모든 구성들은, 위치파악을 위해 안테나 포트 맵핑 및/또는 MIMO 안테나 맵핑 정보에 의해 정의/결정될 수도 있다.

[0586] 일 양태에서, 본 실시예들은, RTLS를 포함하는, 오브젝트의 RF-기반 식별, 추적, 및 위치파악을 위한 방법 및 시스템에 관한 것이다. 일 실시예에 따르면, 방법들 및 시스템들은, 예를 들어, 10ns 또는 그보다 양호한 시간 내에 정확하게 시간 동기화되는 수신기들 및/또는 송신기들의 지리적으로 분산된 클러스터들을 사용하는 반면, 클러스터 간 시간 동기화는 훨씬 덜 정확하거나 전혀 필요하지 않을 수 있다. 구체적인 일 실시예와 관련하여 10ns 또는 그 이상의 정확한 동기화 시간이 기술되었지만, 정확한 위치를 파악하기 위해 요구되는 소정의 동기화 시간은 이용되는 장비에 의존한다는 점에 주목하는 것이 중요하다. 예를 들어, 정확한 위치 결정을 위해 3m의 정확도가 요구되는 일부 무선 시스템 장비의 경우, 미리 결정된 시간은 10ns 이상일 필요가 있을 수도 있지만, 다른 무선 시스템 장비의 경우에는, 위치 정확도가 50m이면 충분할 수도 있다. 따라서, 소정의 시간은 무선 시스템에 대한 원하는 정확도 위치에 기초한다. 개시된 방법 및 시스템은, 지리적으로 분산된 독립형 (개별) 송신기 및/또는 수신기에 의존하는 추적 및 위치 DL-OTDOA 및 U-TDOA 기술의 기준의 구현에 대한 현저한 개선점이다.

[0587] 예를 들어, DL-OTDOA 기술에서, 인접 기지국들(eNB)로부터 인입되는 신호들 사이의 상대적인 타이밍 차가 산출되고, UE 위치는, UE 지원이 있거나 UE 지원이 없는 네트워크에서, 또는 네트워크 지원(제어 평면 또는 SUPL 기반 사용자 평면에서만)이 있거나 네트워크 지원이 없는 UE(핸드셋)에서 추정될 수 있다. DL-OTDOA에서, 일단 3개 이상의 기지국으로부터의 신호가 수신되면, UE는, 한 쌍의 기지국으로부터 인입되는 신호들 사이의 상대적인 타이밍 차를 측정하고 위치의 쌍곡선(LOP)을 생성한다. 2개의 쌍곡선을 정의하기 위해서는 최소한 3개의 기준점(직선에 속하지 않는 기지국)이 필요하다. UE의 위치(위치 픽스)는 이들 2개의 쌍곡선의 교차점에 있다(도 11 참조). UE 위치 픽스는 기지국의 RF 이미터(안테나) 위치에 관련된다. 예를 들어, LPP(LTE 위치 결정 프로토콜, Rel-9)를 사용할 때, DL-OTDOA 위치파악은 UE 보조를 받으며, E-SMLC(Evolved Serving Mobile Location Center)는 서버 기반이다.

[0588] U-TDOA 기술은, DL-OTDOA와 유사하지만, 역할이 바뀐다. 여기서, 이웃 위치 관리 유닛(LMU)은 UE(핸드셋)로부터 인입되는 업링크 신호의 상대 도달 시간을 산출하고, UE 지원 없이 네트워크에서 UE 위치를 추정할 수 있다. 따라서, U-TDOA는 LMU 보조를 받고, E-SMLC(Evolved Serving Mobile Location Center)는 서버 기반이다. 일단 3개 이상의 LMU로부터의 도달 시간의 상대 시간 값이 이용가능해지면, 네트워크의 E-SMLC 서버는 LPC(hyperbolic line of position) 및 UE의 위치(위치 픽스)를 생성한다(도 27 참조). UE 위치 픽스는 LMUs 안테나 위치에 관련된다. 일 양태에서, DL-OTDOA와는 달리, U-TDOA의 경우, eNB(기지국) 시간 동기화는 필요하지 않을 수도 있으며, LMU(들)가 위치파악을 위해 정밀한 시간 동기화만을 필요로 할 수도 있다. 예를 들어, LMU는 기본적으로 연산 기능을 갖춘 수신기이다. 추가 예로서, LMU 수신기는 SDR 기술을 사용한다. 추가 예에서, LMU는, 스몰 셀, 매크로 셀, 또는 수신 전용의 특수용 스몰 셀 타입 장치일 수도 있다.

[0589] 구현에 관계없이, 네트워크에 의해 제공되는 바와 같이, 특정 UE에 대한 SRS의 위치를 상관시키는 것은 UE의 식별 및 위치를 가능하게 할 수도 있다. SRS의 위치파악은, 네트워크 레벨에서, 또는 건물의 DAS, 스몰 셀 또는 특정 영역을 서빙하는 스몰 셀과 매크로 셀의 조합과 같은 로컬 섹터 내에서 행해질 수도 있다. UE에 대한 SRS의 위치가 선험적으로 알려지지 않으면, 해결책은 커버된 영역을 통해 UE의 위치를 상관시킬 수도 있다. 이렇게 함으로써, UE가 이동한 위치 이력이 표시될 수도 있다. 일부 환경에서는, SRS가 특정 UE에 대하여 어디에 위치하는지에 대한 표시를 네트워크가 제공하지 않더라도, UE의 위치를 결정하는 것이 바람직할 수도 있다. UE의 위치는, 알려진 지점에 대한 UE의 위치 또는 근접성을 결정함으로써 SRS와 상관될 수도 있으며, 이에 따라 UE를 송신하고 있는 SRS와 상관시킨다. 이러한 위치파악은, Wi-Fi 및 블루투스와 같은 다른 위치/근접 해결책을 통해 달성될 수 있다. 사용자는, 또한, 자신의 UE를 위치 해결책으로 식별하기 위해 UE 애플리케이션을 통해 미리 결정된 위치로 이동함으로써 자신의 위치를 식별할 수도 있다.

[0590] 도 11과 도 27에는, 매크로 기지국들이 도시되어 있다. 또한, 도 27은 기지국들과 함께 배치되는 LMU들을 도시한다. 이러한 묘사는 유효한 옵션이지만, LTE 표준은, LMUs 배치가 다변측량/삼각측량 요구 사항을 충족하는 한, LMU를 배치할 수 있는 위치를 특정하지 않는다.

[0591] 일 양태에서, 실내 환경에 대한 일반적인 배치는, RF와 고도로 통합된 저가 기지국들인 DAS(분산형 안테나 시스템) 및/또는 스몰 셀이다. LMU(들)는, 실내 및/또는 캠퍼스 유형 환경에도 배치될 수 있고, 예를 들어, U-TDOA는 DAS 및/또는 스몰 셀 환경에서 사용될 수 있다. 다른 일 양태에서, U-TDOA 기반의 정확한 실내 위치파악은, 예를 들어, DAS 및/또는 스몰 셀을 배치할 필요 없이, 실내에 위치한 LMU와 외부에 위치한 매크로 셀의 조

함으로 달성될 수 있고, 또는 감소된 개수의 스몰 셀들을 가질 수 있다. 따라서, LMU는, DAS 및/또는 스몰 셀이 존재하는지 여부에 상관 없이 배치될 수 있다. 또 다른 양태에서, LMU는, DAS 및/또는 스몰 셀의 존재 유무에 관계없이 셀룰러 신호 증폭기/부스터가 사용되는 환경에 배치될 수 있다.

[0592] LTE Release 11은, 또한, LMU와 eNB를 단일 유닛으로 통합하는 것을 고려한다. 그러나, 이는, 개별 스몰 셀 eNB들이 지리적으로 분산되어 있는 경우, 특히 실내 및/또는 다른 GPS/GNSS 거부 환경에서 무선/셀룰러 서비스 제공자가 충족할 준비가 되어 있지 않아서, 스몰 셀들 간의 시간 동기화 요구 사항에 추가 부담을 줄 수도 있다.

[0593] DAS 시스템들은, 본질적으로 지리적으로 분산된 매크로/소형/스몰 셀/ LMU보다 훨씬 높은 정도(정밀도)로 시간 동기화된다. DAS 환경에서 DL-DTOA 해결책을 사용하면 시간 동기화 문제가 완화될 수도 있지만, DAS 환경에서는, 단일 기지국이 많은 수의 분산 안테나들을 제공하므로, 다중 안테나들이 동일한 셀 ID(식별 번호)로 동일한 다운 링크 신호를 전송한다. 그 결과, 종래의 DL-OTDOA 접근법은, 상이한 ID를 갖는 신호들을 생성하는 식별 가능한 이웃 셀들(안테나)이 없기 때문에 실패한다. 그럼에도 불구하고, 미국 특허번호 제7,872,583호에 개시된 바와 같이 다중 경로 완화 프로세서 및 다중 경로 완화 기술/알고리즘을 사용하고 "MULTI-PATH MITIGATION IN RANGEFINDING AND TRACKING OBJECTS USING REDUCED ATTENUATION RF TECHNOLOGY"라는 명칭으로 2012년 8월 3일에 출원된 미국 정규 출원 제13/566,993호에 개시된 바와 같이 위치 일관성 알고리즘(들)의 사용을 확장하는 경우, DL-OTDOA 기술을 사용할 수 있으며, 이러한 문헌들의 전문은 본원에 참고로 원용된다. 그러나, 이러한 일관성 알고리즘들은 동일한 ID를 갖는 신호(들)를 방출하는 안테나들의 수를 제한한다. 한 해결책은, 동일한 ID를 방출하는 안테나의 수를 감소시키는 것으로서, 예를 들어, 다수의 DAS 안테나를 서로 다른 ID를 갖는 2개 이상의 시간 동기화된 클러스터로 분할한다. 이러한 구성은, 시스템 비용을 증가시킬 수도 있고 (기지국의 수를 증가시킬 수도 있으며), 핸드셋/UE가 상술한 기술을 지원할 것을 요구할 수도 있다.

[0594] DAS 환경에서 U-TDOA를 사용하면, LMU 유닛들을 추가/설치하는 데 비용이 추가될 수도 있다. 그러나, UE(핸드셋)에 대한 어떠한 변경도 필요하지 않을 수도 있고, U-TDOA 기능을 지원하기 위해 기지국 소프트웨어만이 업그레이드되어야 할 수도 있다. 또한, 여러 LMU를 DAS 시스템과 (DAS 시스템 내로) 통합할 수 있다. 따라서, LMU와 함께 U-TDOA 방법을 사용하면, 실내, 캠퍼스 환경, 및 지리적으로 제한된 기타 어려운 GPS/GNSS 환경에서 활용할 때 많은 이점들이 있다.

[0595] 지리적으로 분산된 여러 기지국 및/또는 실내 및 기타 GPS/GNSS 거부 환경에서의 스몰 셀들 및/또는 LMU들 간의 정확한 시간 동기화는, 매크로 셀 및/또는 실외의, 예를 들어, GPS/GNSS 친화적 환경의 매크로 셀에서 사용되는 LMU 장비를 동기화하는 시간보다 훨씬 복잡하다. 이것은 실외 환경의 매크로 셀들이 높고 개방된 안테나들을 갖기 때문이다. 그 결과, GPS/GNSS 신호 품질(들)은 매우 양호하며, 매크로 셀 안테나 송신 및/또는 LMU 수신기들은, GPS/GNSS를 사용하여 충분히 큰 영역에 걸쳐 매우 높은 정확도인 표준 편차 10ns로 동기화될 수 있다.

[0596] 일 양태에서, 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경에서, 다수의 분산 기지국 및/또는 스몰 셀/LMU 간의 시간 동기화는, 다수의 기지국 및/또는 스몰 셀 및/또는 LMU에 의해 공유되는 동기화 신호를 생성하는 외부 동기 소스를 사용함으로써 달성된다. 이 동기화 신호는, GPS/GNSS, 예를 들어, 1PPS 신호 및/또는 인터넷/이더넷 네트워킹, 예를 들어, PTP 또는 NTP 등으로부터 유도될 수 있다. 후자는, 저가 해결책이지만, 정확한 위치파악에 필요한 시간 동기화 정밀도를 제공할 수 없기 때문에, GPS/GNSS 유도 외부 동기화 신호(들)(표준 편차 20ns)은 추가 하드웨어 및 설치 요구 사항을 필요로 하며, 예를 들어, 이러한 신호들을 배선하는 것은 더욱 복잡하고/비싸다. 또한, 외부 동기화 신호의 높은 수준의 정확도를 수용하려면, 기지국 및/또는 스몰 셀 하드웨어/저 수준 펌웨어로의 변경이 필요할 수도 있다. 게다가, 20ns 표준 편차는, 3미터 요구 사항, 예를 들어, 약 10ns의 표준 편차를 충족할 정도로 정확하지 않다.

[0597] 전술한 제한을 극복하기 위해, 도 28의 다중 채널 LMU 하이 레벨 블록도에 의해 예시된 바와 같이, 일 실시예는 다수의 수신 안테나(2802) 및 신호 채널(2804)을 갖는 LMU 장치(2800)를 사용한다. 일례로, 하나 이상의 신호 채널들(2804)은, RFE(RF 프론트엔드)(2806), RF 하향 변환기(2808), 및/또는 업링크 위치파악 프로세서(2810)와 같은 신호 처리 구성요소들을 포함할 수 있다. 다른 구성요소들 및 구성들을 사용할 수 있다. 일 양태에서, 신호 채널들(2804)은, LMU 장치(2800) 내에 공동 위치하며, 긴밀하게 시간 동기화된다(예를 들어, 약 3ns 내지 약 10ns의 표준 편차). 다른 일례에서, 각각의 LMU 신호 채널(2804)로부터의 안테나들(2802)은 (예를 들어, DAS 와 유사하게) 지리적으로 분산되어 있다. 다른 일례로, 외부 시간 동기화 구성요소들(예를 들어, GPS/GNSS, 인터넷/이더넷 등)은 LMU 장치(2800)와 통신할 수 있다. 정밀 시간 동기화는, 지리적으로 분산된 여러 장치를 긴밀하게 동기화하도록 시도하는 것보다 장치(예를 들어, LMU 장치(2800)) 내에서 더욱 쉽게 달성된다.

[0598] 일례로, 2개 이상의 다중 채널 LMU(예를 들어, LMU 장치(2800))가 배치되는 경우, 이들 LMU들 간의 시간 동기화

가 완화될 수 있어서, 저 비용 및 낮은 복잡성 접근법을 이용하여 (외부 소스 신호를 사용하여) 다수의 분산된 다중 채널 LMU를 동기화할 수 있다. 예를 들어, 인터넷/이더넷 네트워킹 동기화를 사용하거나 공통 센서(장치)를 배치하여 서로 다른 다중 채널 LMU들 간에 타이밍 동기화를 제공할 수 있다.

[0599] 반면, 다중 채널 LMU 접근법은 위치 픽스를 결정하는 데 사용될 수 있는 LOP(위치 쌍곡선)의 수를 줄이지만, 시간 동기화 개선점은 이러한 결함을 극복한다(아래 설명 및 예 참조).

[0600] 다변측량/삼각측량 방법들을 사용하는 경우, UE 위치 결정 정확도는, 매크로 셀 타워/스몰 셀/LMU의 기하학적 배열 및 단일 범위 지정 σ_{R_pseudo} 측정의 정확도에 기인한 정밀도의 기하학적 희석(GDOP)인 2개 인자의 합수이다(Gunter Seeber, *Satellite Geodesy*, 2003 참조):

$$\sigma_{POS} = GDOP \times \sigma_{R_pseudo}$$

[0601] GDOP는, (DL-OTDOA의 경우) 송신 안테나들 또는 (U-TDOA의 경우) 수신 안테나들의 지리적 분산의 합수이다. 규칙적으로 배치된 안테나들의 경우, 2차원 GDOP 추정은 $2/\sqrt{N}$ 과 같다(H. B. LEE, ACCURACY LIMITATIONS OF HYPERBOLIC MULTILATERATION SYSTEMS, 1973; 셀루러 네트워크의 경우, N은 (DL-OTDOA의 경우) UE에 의해 "청취 가능한" 이미터들의 수(매크로 셀 타워/스몰 셀/DAS 안테나), 또는 (U-TDOA의 경우) UE 업링크 송신을 "청취"할 수 있는 LMUs/ LMUs 수신 채널들의 수이다). 따라서, UE 위치 에러의 표준 편차는 다음과 같이 산출될 수 있다.

$$\sigma_{POS} = \frac{2}{\sqrt{N}} \times \sigma_{R_pseudo}$$

[0603] [0604] (규칙적으로 배치된) 지리적으로 분산된 (실내) 단일 수신 채널 LMU 8개가 UE 업링크 전송을 검출하고 이들 LMU가 1PPS 신호(예를 들어, 20ns의 표준 편차)를 통해 동기화된다고 가정한다. 이 경우, N=8이며, UE 위치 픽스를 위해 사용될 수 있는 7개의 독립적 LOP가 있을 수도 있다. 거리 에러 표준 편차, σ_R 이 3미터(약 10ns)라고 추가로 가정하면, 단일 범위 지정 측정의 정확도는 다음과 같다.

$$\sigma_{R_pseudo} = \sqrt{(\sigma_R^2) + (\sigma_{SYNC}^2)} = \sqrt{10^2 + 20^2} = 22.4 \text{ ns (6.7 meters)}$$

[0605] [0606] 여기서, σ_{SYNC} 는 외부 시간 동기화 신호 표준 편차(20ns)이다. 이 경우(N=8), UE 위치 에러 σ_{POS} 의 표준 편차와 단일 범위 지정 측정값은 4.74m와 같다.

[0607] 일례로, 규칙적으로 배치된 분산 안테나들을 갖는 2개, 4개의 수신 채널 LMU(예를 들어, 다중 채널 LMU 장치(2800))가 UE 업링크 전송을 검출한다면, 각각의 LMU는, 3개의 긴밀하게 시간 동기화된 LOP들(예를 들어, 표준 편차 약 3ns)의 세트를 생성할 수도 있고, 3개의 독립적 LOP에 대해서는, N=4이다. 이 경우에, 2개의 UE 위치 픽스가 생성되고, 각각은 3.12미터의 표준 편차 에러 σ_{POS} 를 갖는다. 평균화 및/또는 다른 수단/방법들에 의한 이러한 2개의 위치 픽스들을 결합하는 것은 UE 위치 픽스 에러를 더욱 감소시킬 수도 있다. 하나의 추정은, 에러 감소가 UE 위치 픽스의 수의 제곱근에 비례한다는 것이다. 본 개시 내용에서, 이 수는 2이며, 최종 UE 위치 픽스 에러 σ_{POS_FINAL} 은 2.21미터이고, $3.12 / \sqrt{2}$ 로서 얻어진다.

[0608] 일 양태에서, 이러한 다중 채널 LMU들 간의 완화된 동기화를 갖는 몇몇 다중 채널 LMU들(예컨대, LMU 장치(2800))은 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경에 사용될 수 있다. 일례로, 다중 채널 LMU 장치 내에서, LMU들은 긴밀하게 동기화될 수 있다(예를 들어, 약 3ns와 약 10ns 사이의 표준 편차). 또 다른 실시예는, 다수의 단일 채널 스몰 셀/LMU 및/또는 통합된 LMU 장치 전자 장치(LMU 기능은 eNB 내에 내장됨)를 갖는 스몰 셀이 랙마운트 인클로저(도 31, 도 32, 도 33) 및/또는 캐비닛, 예를 들어, 19인치 랙에 클러스터링(예를 들어, 통합, 공동 위치 등)될 수 있다는 있다는 사실을 이용한다. 각 단일 채널 장치 안테나들은 DAS처럼 지리적으로 분산될 수 있다. 클러스터 내의 장치들은 긴밀하게 시간 동기화될 수 있다(예를 들어, 10ns 이하의 표준 편차). 예를 들어, VoLTE와 같은 통신 요구 사항에 따라 여러 랙마운트 인클로저를 동기화할 수 있으므로, 비용이 저렴하고 복잡하지 않은 접근법을 사용할 수 있다. 랙마운트 인클로저/캐비닛 내부에 클러스터링된(통합된) 다수의 장치 간의 정확한(긴밀한) 시간 동기화는, 지리적으로 분산된 여러 장치를 긴밀하게 동기화하는 경우보다 쉽게 달성되고

비용이 적게 든다.

[0609] 다른 일 양태에서, 도 34에 도시된 바와 같이 다수의 LMU가 DAS 시스템과 (DAS 시스템 내에) 통합될 수 있다. 일례로, LMU 수신기들은, 각각의 DAS 안테나, 예를 들어, 공유 DAS 안테나에 의해 생성된 수신된 신호(들)를 공유할 수 있다. 이러한 수신된 신호들의 실제 분포는 DAS 구현에 의존하며, 즉, 활성 DAS 대 수동 DAS에 의존한다. 그러나, LMU 및 DAS 통합 실시예는, 각 DAS 안테나에 의해 생성된 수신 신호(들)를 LMU 수신기 채널과 공유하고 대응하는 LMU/LMU 수신기 채널과 각각의 DAS 안테나 좌표를 일치(상관)시키는 연감(almanac)을 생성하는 것을 수반한다. 다시 말하지만, 클러스터링 접근법 및/또는 다중 채널 LMU(들) 사용은 LMU 및 DAS 통합을 위한 바람직한 방법이다.

[0610] 또한, 유사한 방식으로, 각각의 스몰 셀 안테나에 의해 생성된 수신된 신호(들)를 LMU 수신기 채널과 공유하는 것이 가능하다. 여기서, 스몰 셀의 시간 동기화가 완화될 수 있으며, 예를 들어, LMU/LMU 채널은 정확한 시간 동기화를 요구할 수도 있지만 위치파악 요구 사항을 충족할 필요는 없다. 클러스터링 접근법 및/또는 멀티 채널 LMU(들) 사용은 이러한 옵션을 위한 LMU(들)에 대한 바람직한 방법이다.

[0611] 단일 유닛에 LMU와 eNB를 통합하면, 독립형 eNB와 LMU 장치의 조합에 비해 비용 면에서 유리하다. 그러나, 통합된 LMU 및 eNB 수신기와 달리, 독립형 LMU 수신 채널은 UE로부터의 데이터 페이로드를 처리할 필요가 없다. 게다가, UE 업링크 범위 지정 신호들(LTE의 경우, 사운딩 기준 신호(SRS))은 반복 가능하고 (서빙 셀에 대해) 시간 동기화되기 때문에, 각각의 독립형 LMU 수신 채널은 예를 들어 2개 이상의 안테나들, 예를 들어, 2개 이상의 스몰 셀을 지원할 수 있다(시간 다중화될 수 있다). 이는 다시 (스몰 셀/DAS 및/또는 다른 U-TDOA 위치파악 환경에서) LMU들의 수를 낮추고 시스템의 비용을 감소시킬 수 있다(도 28 참조).

[0612] 무선/셀룰러 네트워크 E-SMLC 서버가 DL-OTDOA 및/또는 U-TDOA 기술에 필요한 기능성을 결여하고 있다면, 이 기능은, UE 및/또는 LMU 및 무선/셀룰러 네트워크 인프라스트럭처 구조 및/또는 위치 서비스 서버(도 29 및 도 30 참조)와 통신할 수 있는 위치 서비스에 의해 실행될 수 있다. 다른 구성도 사용할 수 있다.

[0613] 또 다른 양태에서, 하나 이상의 LMU 장치들(예를 들어, LMU (2802))은, 예를 들어, 도 35에 도시된 바와 같이 WiFi 인프라스트럭처 구조로 배치될 수 있다. 대안으로, 청취 장치를 사용하여 WiFi 인프라와 동일한 방식으로 LMU 안테나를 감시할 수 있다. 이와 같이, LMU를 서빙하는 LMU 장치 및/또는 채널 안테나는, 하나 이상의 WiFi 액세스 포인트(AP)와 같은 하나 이상의 WiFi/청취 장치(3500)와 함께 공동 위치할 수 있다. 일례로, WiFi 장치들(3500)은 지리적으로 분산될 수 있다.

[0614] 일 실시예에서, WiFi 장치(3500)는 전원에 접속될 수 있다. 하나 이상의 LMU 장치들 또는 채널들의 RF 아날로그부(3502)(예를 들어, 회로)는, RF 아날로그부(3502)가 WiFi 장치(3500)와 전원을 공유할 수 있도록 LMU 안테나와 통합될 수 있다(도 35 참조). 예를 들어, LMU 장치 또는 채널의 RF 아날로그부(3502)는, 케이블을 통해 기저대역 신호 처리를 포함할 수 있는 업링크 위치파악 프로세서 회로(예컨대, 업링크 위치파악 프로세서(2810))에 접속될 수 있다. 추가 예로, RF 아날로그부(3502)와 기저대역 회로 사이의 상호접속 케이블과 안테나 사이에 신호 증폭이 있을 수 있기 때문에, 이러한 실시예는 개선된 신호대 잡음비(SNR)를 용이하게 한다. 또한, RF 아날로그부(3502)는, 수신된 신호를 (예를 들어, 기저대역으로) 하향 변환할 수 있고, 기저대역 신호 주파수의 크기는 안테나의 수신 신호보다 몇 개 작기 때문에, 케이블 요구 사항이 완화될 수 있다. 이러한 케이블 요구 사항의 완화는 연결 비용의 절감으로 이어지고, 전송 거리를 상당히 증가시킬 수 있다.

[0615] 실내 및 기타 GPS/GNSS 거부 환경에서 지리적으로 분산된 다수의 기지국 및/또는 스몰 셀 및/또는 LMU에 대한 정확한 안테나 위치 데이터베이스를 구축하는 것은, 매크로 셀 및/또는 실외, 예를 들어, GPS/GNSS 친화적 환경에서 사용되는 LMU 장비의 안테나 위치를 결정하는 것보다 복잡하다. 이것은 실외 환경의 매크로 셀과 LMU가 높고 개방된 안테나를 갖기 때문이다. 결과적으로, GPS/GNSS 신호 품질(들)은 매우 양호하고, 매크로 셀 및/또는 LMU 안테나 위치는, GPS/GNSS를 사용하여 매우 높은 정확도로, 예를 들어, 표준 편차가 10ns 또는 이보다 양호한, 정확도로 결정될 수 있다.

[0616] 일 양태에서, 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경에 대해, 다수의 분산 기지국들 및/또는 스몰 셀들/LMU 간의 안테나 위치들의 데이터베이스는, 분산 기지국 및/또는 스몰 셀/LMU 장치 및 안테나 배치부를 포함하는 이용 가능한 건물/건축 도면들로부터 유도될 수도 있다. 그러나, 이 접근법은 에러가 발생하기 쉬우므로, 셀룰러/무선 안테나 위치 데이터베이스가 부정확할 수도 있다.

[0617] 그러나, LMU 안테나 위치들이 분산형 기지국 및/또는 스몰 셀 안테나 중 적어도 하나와 정확하게 관련될 수 있는 경우, 예를 들어, 안테나들이 공유되거나 근접하여 공동 위치하는 경우, 상기한 제한은, 분산된 기지국 및/

또는 스몰 셀의 정확한 안테나 위치를 결정함으로써 극복될 수 있다.

[0618] 이러한 경우에, 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀의 정확한 안테나 위치는, 시간 동기화될 수도 있는 3개 이상의 안테나 위치 캘리브레이션 유닛들(DL-APCU)을 배치함으로써 결정될 수도 있다. 일 실시예에서, DL-APCU는 본질적으로 연산 능력을 갖는 수신기이다. 추가 실시예에서, DL-APCU 수신기는 SDR(소프트웨어 정의 라디오) 기술을 사용할 수도 있다. 추가 실시예에서, DL-APCU는 수신만 하는 스몰 셀, 매크로 셀, 또는 특수 목적 스몰 셀 탑재 장치일 수도 있다. DL-APCU는, 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀에 의해 송신되는 다운링크 기준 신호들을, 예컨대 CRS(셀-특정 기준 신호)와 같은 범위 지정 신호로서 사용할 수도 있다. 그 후, DL-APCU에 의해 수집된 데이터는, 다중 경로 완화 프로세서 및 위치파악 프로세서에 의해 처리되어 DL-APCU의 안테나 위치에 대한 분산된 기지국들 및/또는 스몰 셀들의 정확한 안테나 위치를 결정할 수도 있다. 이 결정은 독립형 서버 또는 오프라인을 사용하여 실시간으로 수행될 수 있다.

[0619] 이 절차는, 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀의 안테나 위치가 정확하게 확립되는 것을 확보하도록 DL-APCU 안테나 좌표에 대한 정확한 지식을 필요로 할 수도 있다. 이는, DL-APCU를 휴대용으로 만들어서 건물의 바로 외부 등에서 창문 옆의 GPS/GNSS 친화적 영역에 배치함으로써 달성될 수도 있다. 또한, 다운링크 기준 신호들이 선형적으로 알려져 있기 때문에, 데이터 페이로드 신호보다 이러한 신호에 대해 훨씬 높은 신호 처리 이득을 달성할 수도 있다. 그 결과, 기준 신호의 수신 범위는, 분산된 기지국들 및/또는 스몰 셀들에 대해 특정된 통신 범위의 수 배일 수도 있다. 이것은 GPS/GNSS 친화적 영역에 DL-APCU를 배치하는 것을 가능하게 할 수도 있다. 또한, DL-APCU는 GPS/GNSS를 사용하여 시간 동기화될 수도 있다.

[0620] LMU 안테나 위치가 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀 안테나 중 적어도 하나와 정확하게 관련될 수 없는 경우, 예를 들어, 도 19에 도시된 것과 같은 UL-TDOA가 하나 이상의 셀 탑재 및 다수의 LMU를 포함할 수도 있는 경우, 정확한 LMU 안테나 위치는 단일 LMU 안테나 위치 캘리브레이션 유닛(UL-APCU)으로 결정될 수도 있다. 일례로, UL-APCU는 본질적으로 연산 능력을 갖거나 갖지 않는 핸드셋과 같은 UE(사용자 장비) 장치이다. 추가 예로, UL-APCU는 SDR 기술을 사용할 수도 있다. 또 다른 예에서, UL-APCU는 핸드셋 또는 특수 목적 UE 장치일 수도 있다.

[0621] 일 실시예에서, UL-APCU는 eNB 애플레이터 및/또는 핸드셋 테스트 장비와 함께 사용될 수도 있다. 이 애플레이터/테스트 장비는, UL-APCU가 이 애플레이터/테스트 장비에 고정될 수 있도록 모든 신호를 생성할 수도 있다. 또한, 이 애플레이터/테스트 장비는, 미리 결정된 업링크 기준 신호, 예를 들어, LMU에 의해 범위 지정 신호로서 사용될 수도 있는 SRS(사운딩 기준 신호)를 생성하도록 UL-APCU를 구성할 수도 있다. 이후, LMU들에 의해 수집된 데이터는, LMU 안테나 위치들에 대한 UL-APCU의 안테나 위치를 결정하기 위해 다중 경로 완화 프로세서 및 위치파악 프로세서에 의해 처리될 수도 있다. UL-APCU 안테나 위치가 알려진 경우, UL-APCU가 서로 다른 여러 위치에 배치될 때 UL-APCU의 다중 위치 측정값을 취함으로써 LMU에 대한 정확한 안테나 위치를 결정할 수도 있다. 이 결정은 독립형 서버 또는 오프라인을 사용하여 실시간으로 수행될 수 있다.

[0622] 이 절차는, LMU의 안테나 위치가 정확하게 설정되도록 UL-APCU 안테나 좌표에 대한 정확한 지식을 요구할 수도 있다. 이것은, UL-APCU를 휴대 가능하게 만들고 또한 UL-APCU가 건물의 바로 외부의 창문 옆 등의 GPS/GNSS 친화적 영역에 위치할 수 있는 식으로 eNB 애플레이터 및/또는 핸드셋 테스트 장비를 배치함으로써 달성될 수도 있다. 또한, 업링크 기준 신호들은 선형적으로 알려져 있기 때문에, LMU는 데이터 페이로드 신호와 같은 신호에 대해 훨씬 높은 신호 처리 이득을 달성한다. 결과적으로, 기준 신호의 수신 범위는 통신 범위보다 몇 배 더 크다. 이는 GPS/GNSS 친화적 영역에 UL-APCU를 위치 결정할 수 있게 한다.

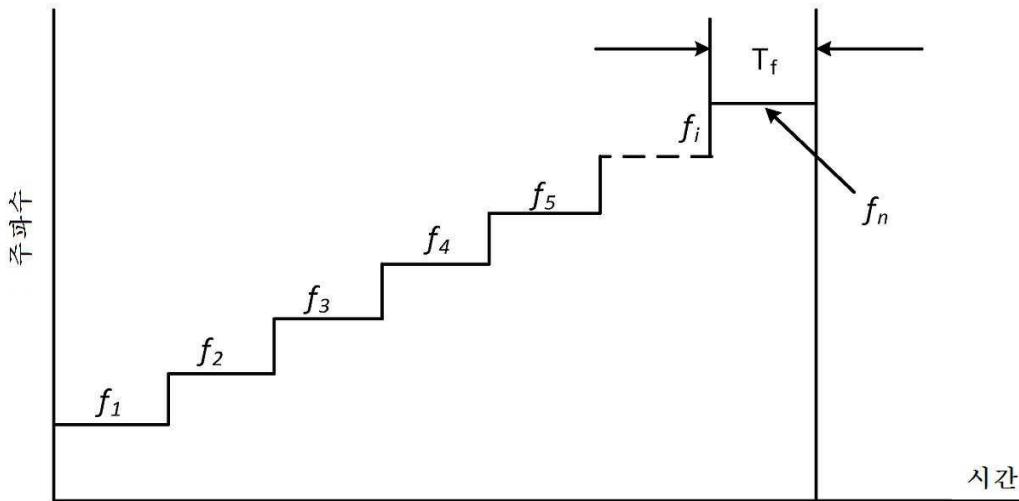
[0623] 전술한 LMU 안테나 좌표 결정의 한 가지 가능한 단점은, eNB 애플레이터 및/또는 핸드셋 테스트 장비 및 UL-APCU에 의해 생성된 신호로부터의 간섭의 가능성이다. 이러한 현상은, 1) 케이블을 통해 UL-APCU 수신기를 eNB 애플레이터 및/또는 핸드셋 테스트 장비에 접속하게 함으로써, 2) UL-APCU 송신기/안테나가 대역외 즉 사용되지 않는 LTE 대역 및/또는 ISM 대역(예를 들어, 915MHz ISM 대역) 업링크 기준 신호를 생성하게 함으로써 완화될 수 있다. 이러한 후자 나중의 해결책은, LMU가 다중 대역들로 쉽게 조정될 수 있는 SDR 기반 수신기이기 때문에, 가능하다. 또한, 케이블을 통해 UL-APCU를 eNB 애플레이터 및/또는 핸드셋 테스트 장비에 접속함으로써, GPS/GNSS 친화적 영역에서의 UL-APCU의 위치 결정을 더욱 용이하게 할 수도 있다.

[0624] 또 다른 일 실시예에서, UL-APCU는 UL-APCU를 위한 서빙 셀이 될 수도 있는 동작 셀들 중 하나에 고정될 수도 있고, 이 셀은, 범위 지정 신호들로서 LMU들에 의해 사용될 수도 있는 하나 이상의 미리 결정된 업링크 기준 신호들을 LM-APCU가 생성하게끔 UL-APCU를 구성하도록 프로그래밍될 수도 있다.

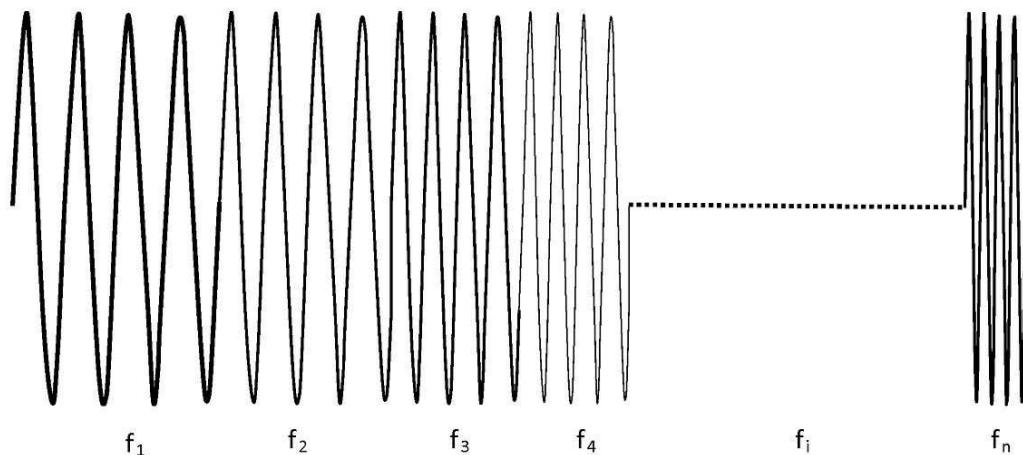
- [0625] 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀 및/또는 다른 LTE 장비와 유사하게, DL-ACPU 및 UL-ACPU 클록은 안정성을 위해 GPS/GNSS로부터 유도될 수도 있다.
- [0626] DL-ACPU은, UL-ACPU 시스템 및 방법이 두 개의 경우를 커버할 수 있기 때문에 선택 사항이며, 한 경우는, LMU 안테나 위치가 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀 안테나 중 적어도 하나에 정확하게 관련될 수 있는 것이고, 나머지 한 경우는, LMU의 안테나 위치가 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀 안테나 중 적어도 하나에 정확하게 관련될 수 없는 것이다.
- [0627] 범위 지정 신호는 SRS에만 한정되지 않고 MIMO, CRS(특정 셀 기준 신호) 등의 다른 기준 신호를 이용할 수 있음을 알 수 있다.
- [0628] 시스템 및 방법의 상이한 실시예들을 상술하였으므로, 기술된 방법 및 장치의 소정의 장점들이 달성되었다는 것은 통상의 기술자에게 자명하다. 특히, 매우 작은 충분 비용으로 FPGA 또는 ASIC 및 표준 신호 처리 소프트웨어/하드웨어 조합을 이용하여 오브젝트를 추적하고 위치파악하는 시스템을 조립할 수 있다는 것은 통상의 기술자라면 이해할 수 있다. 이러한 시스템은, 다양한 응용분야에서 유용하며, 예를 들어, 실내 또는 실외 환경, 혹독하고 적대적인 환경에 있는 사람들의 위치파악하는 데 유용하다.
- [0629] 또한, 본 발명의 범위 및 사상 내에서 다양한 변형, 개조, 및 그 대체 실시예가 이루어질 수도 있음을 이해해야 한다.

도면

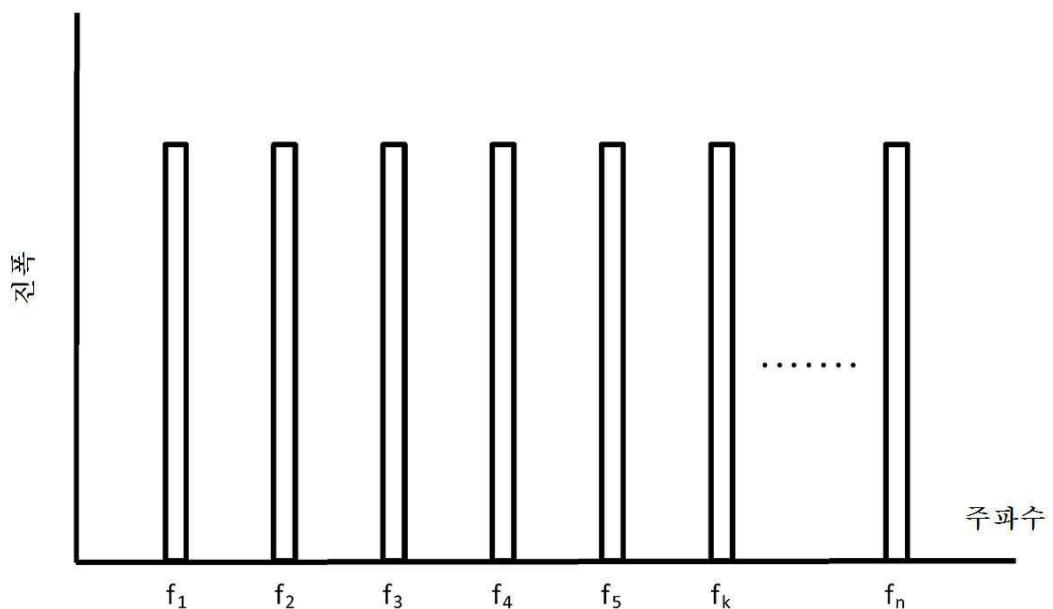
도면1



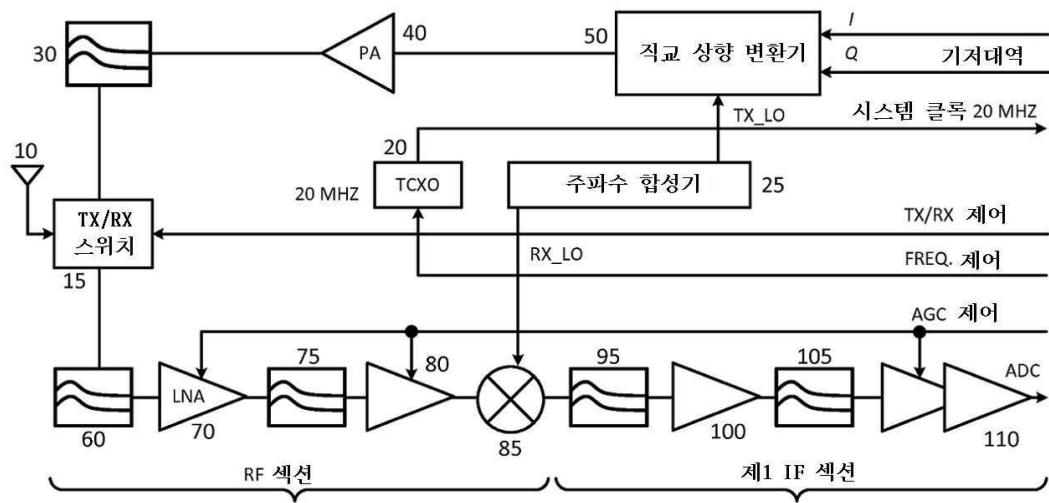
도면1a



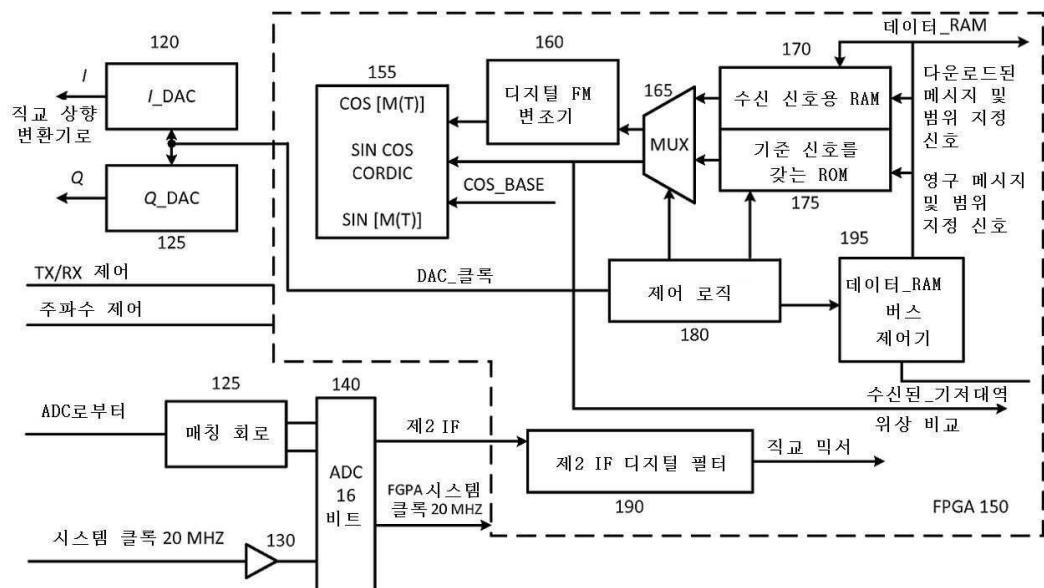
도면2



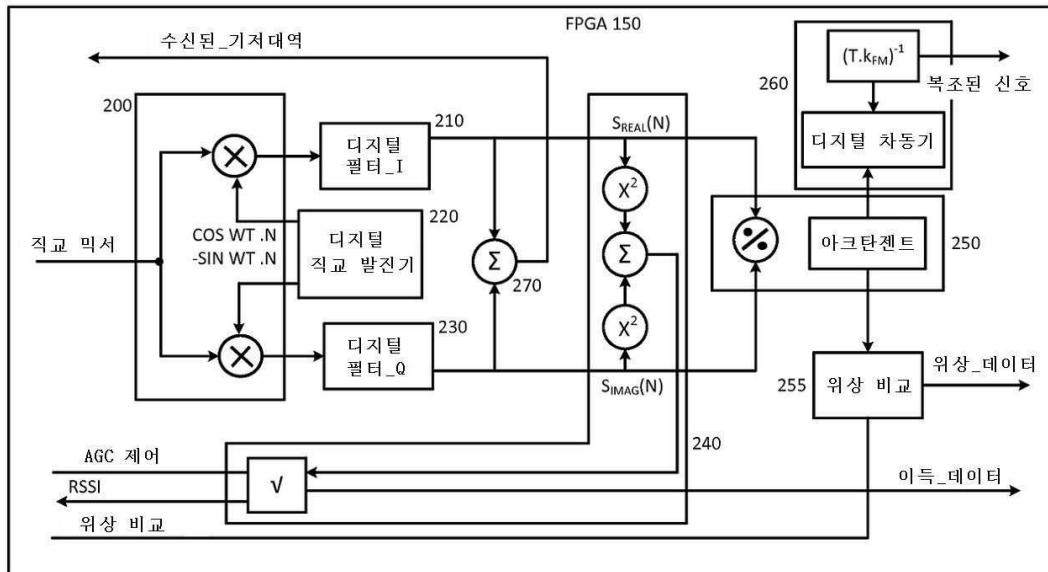
도면3a



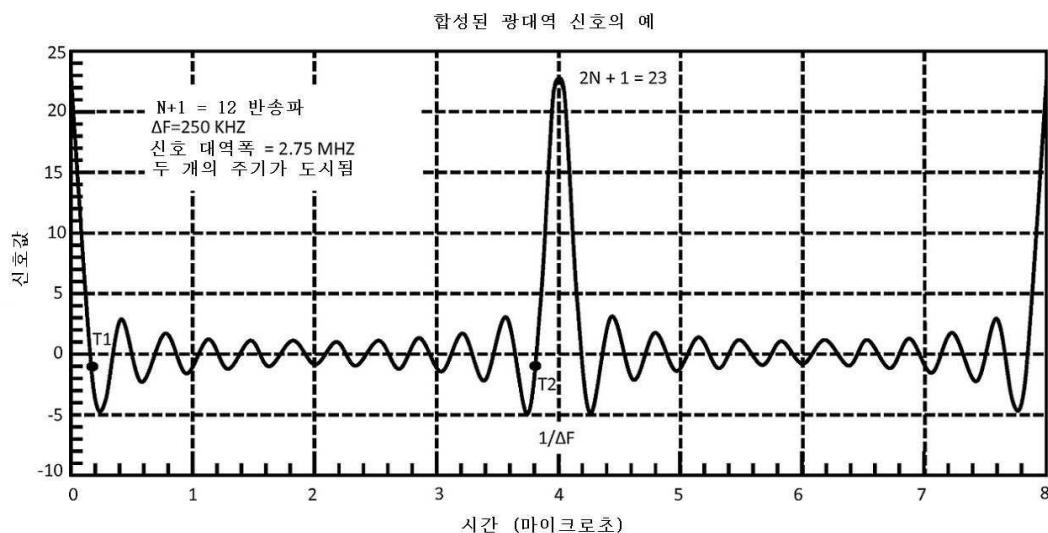
도면3b



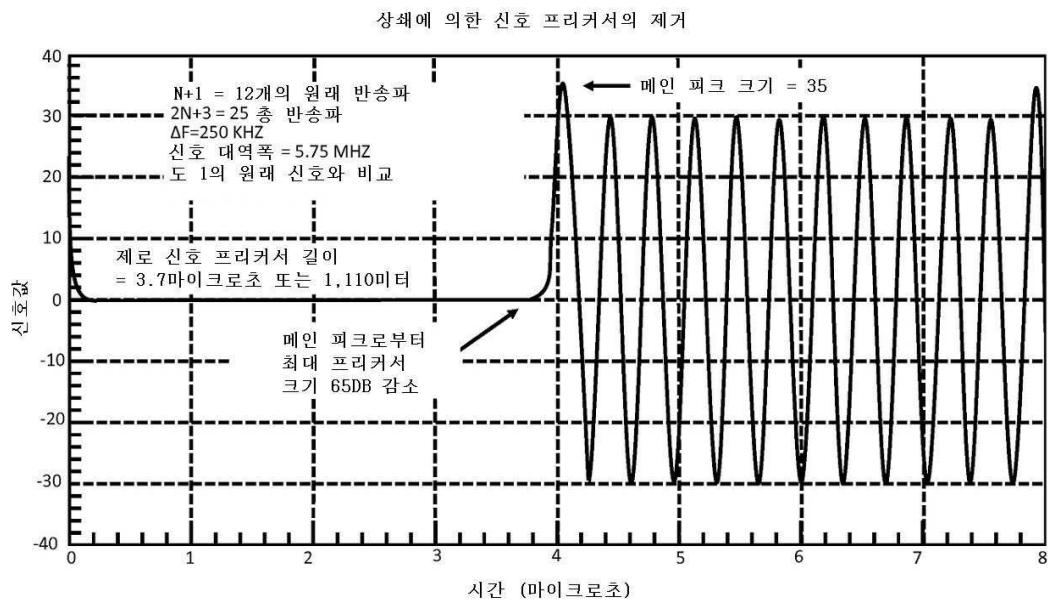
도면3c



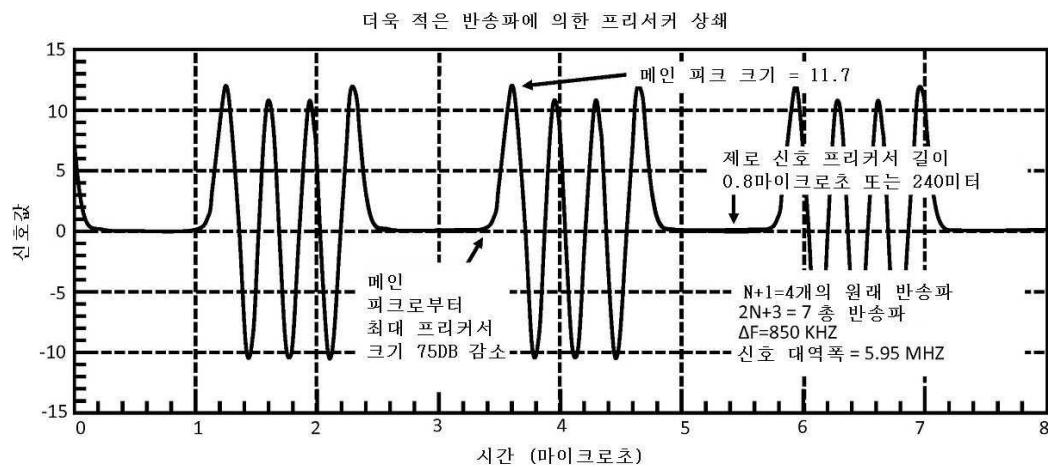
도면4



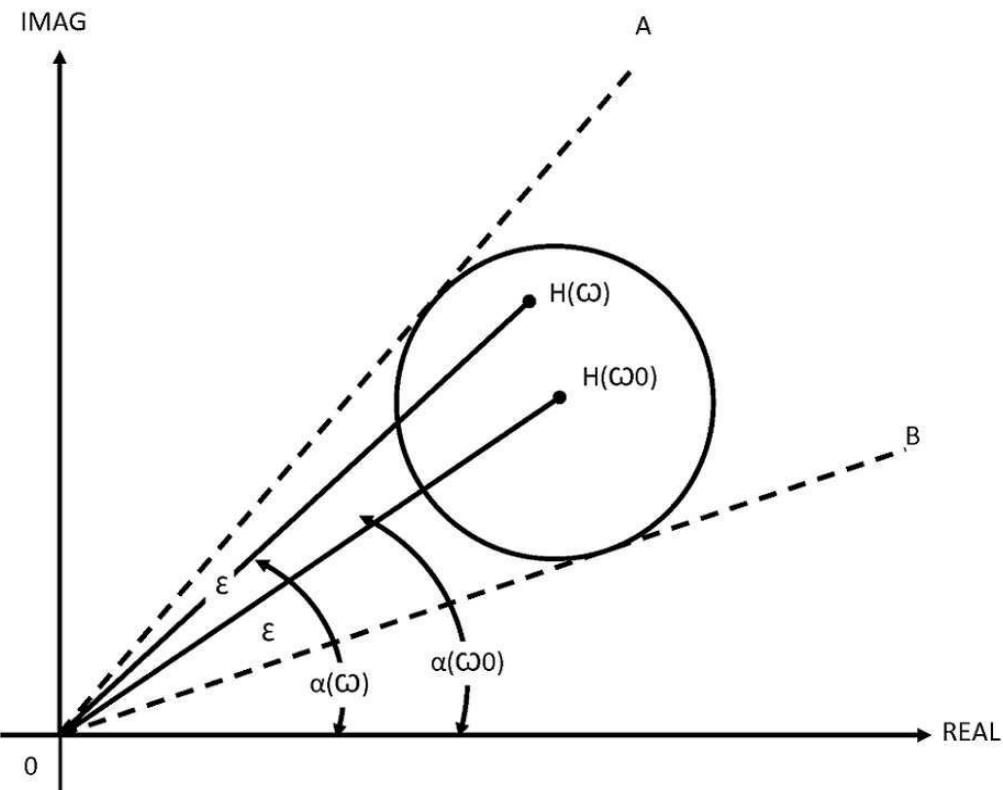
도면5



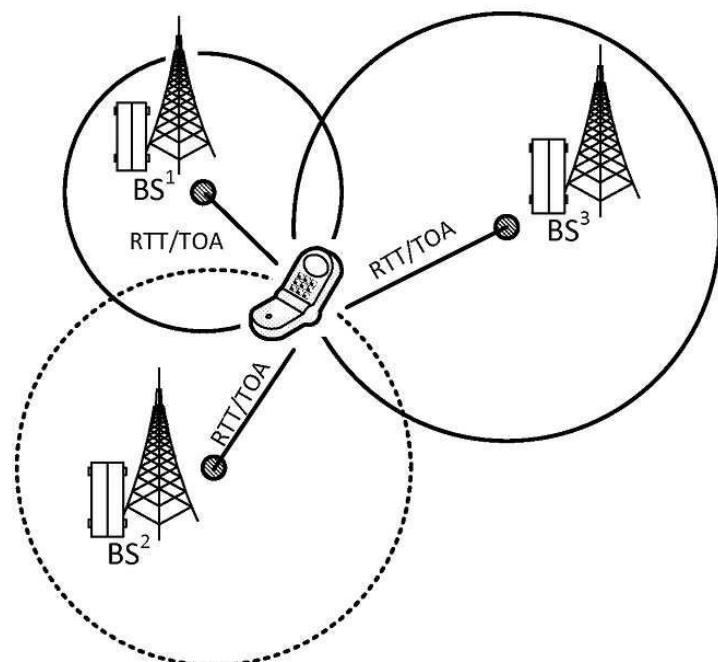
도면6



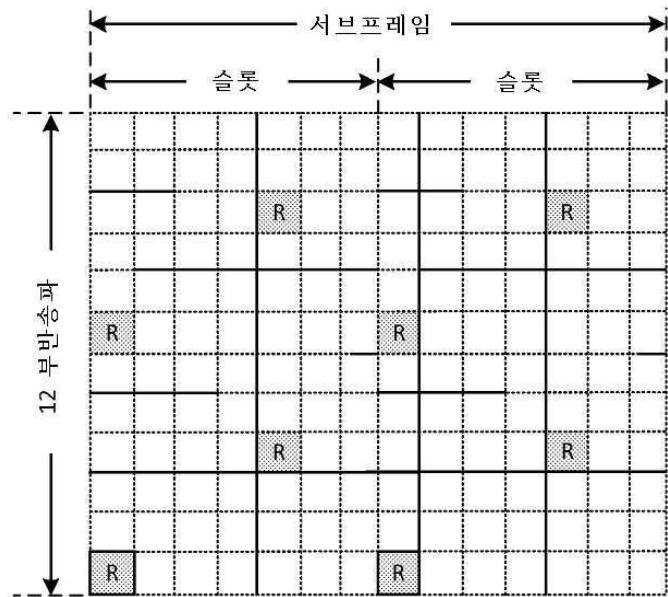
도면7



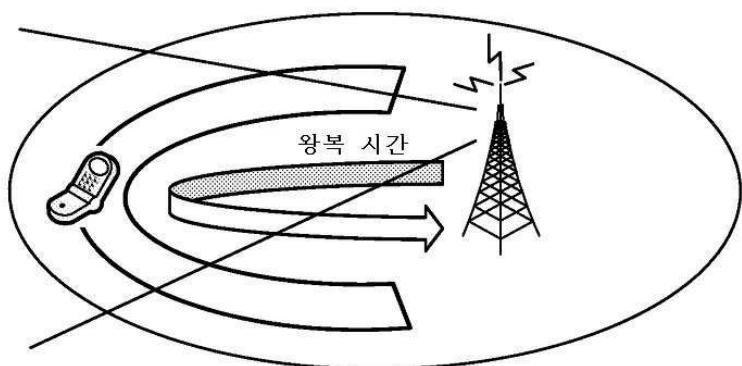
도면8



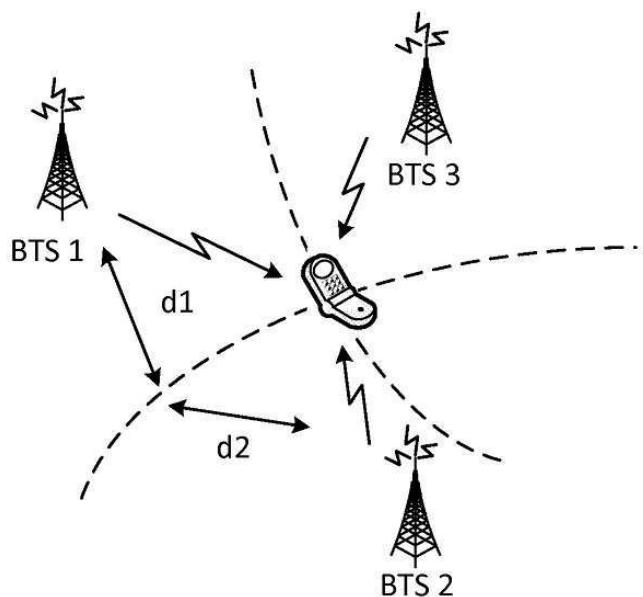
도면9



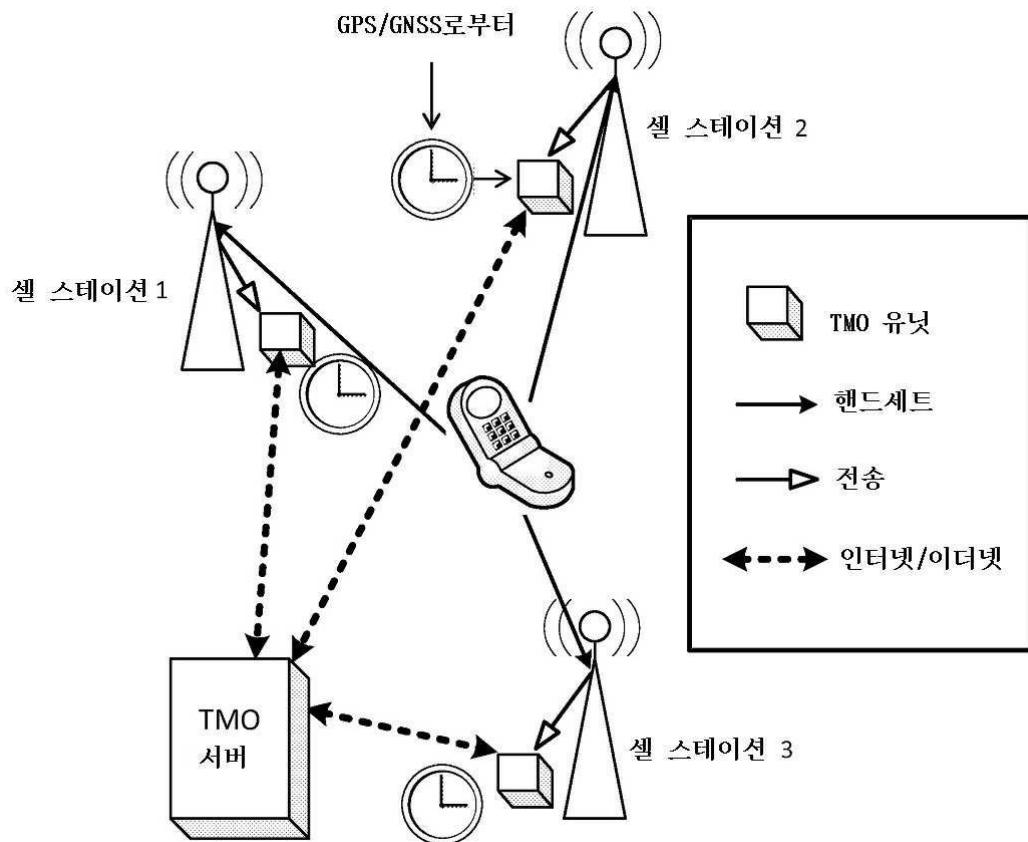
도면10



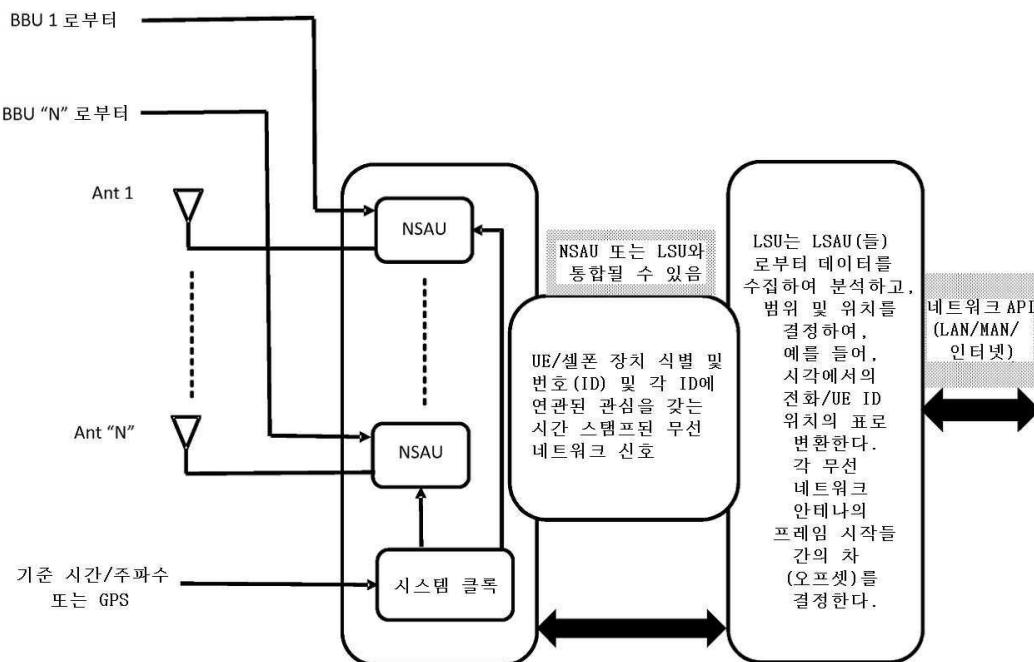
도면11



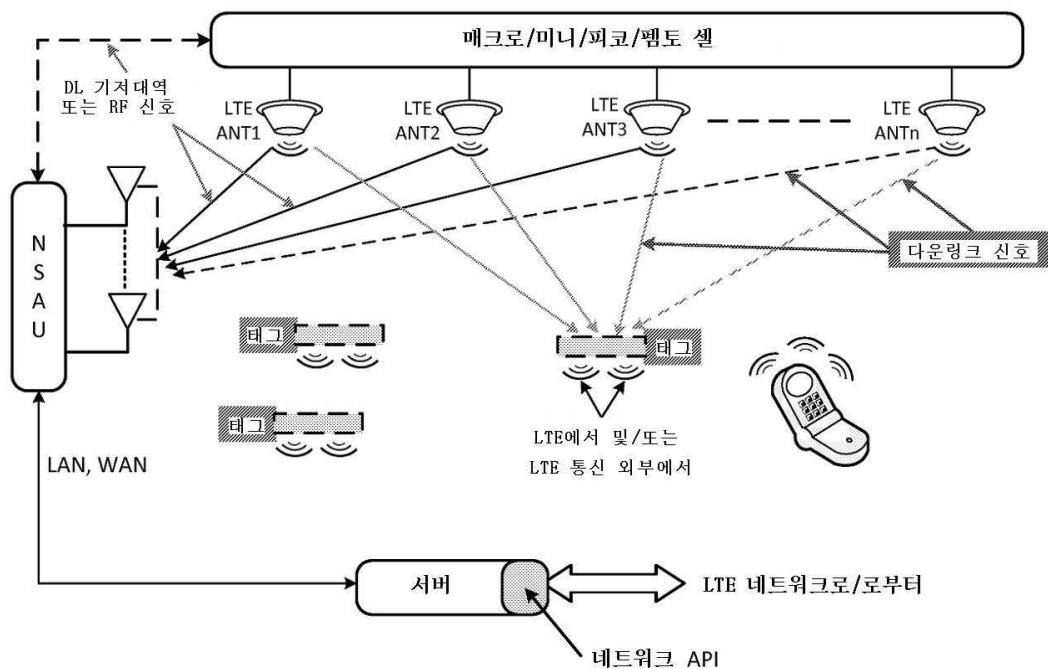
도면12



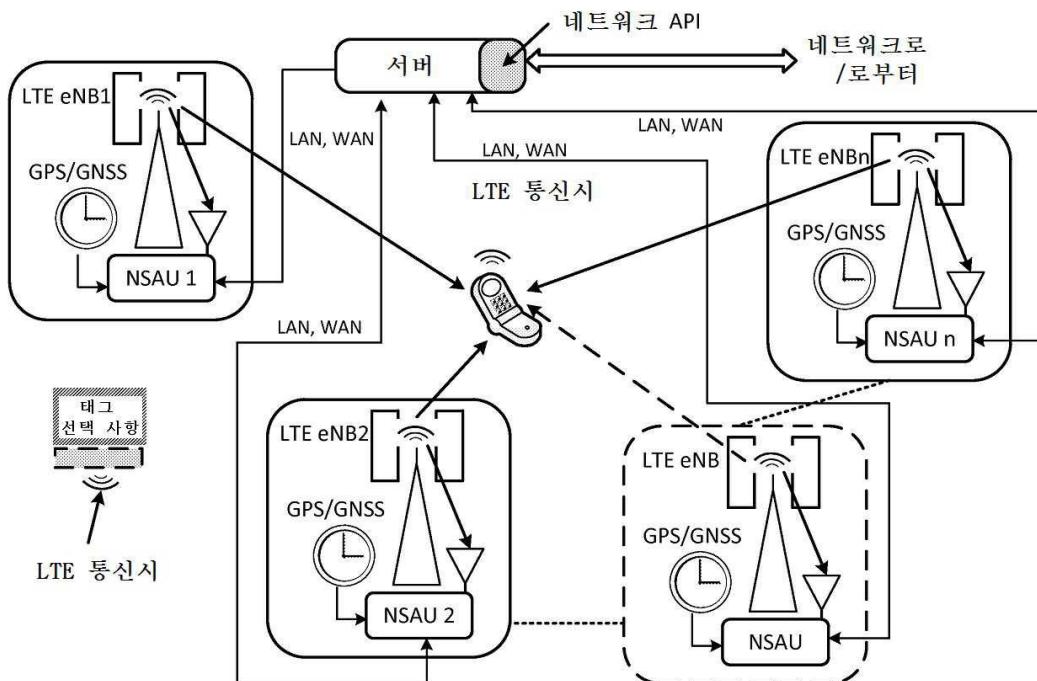
도면13



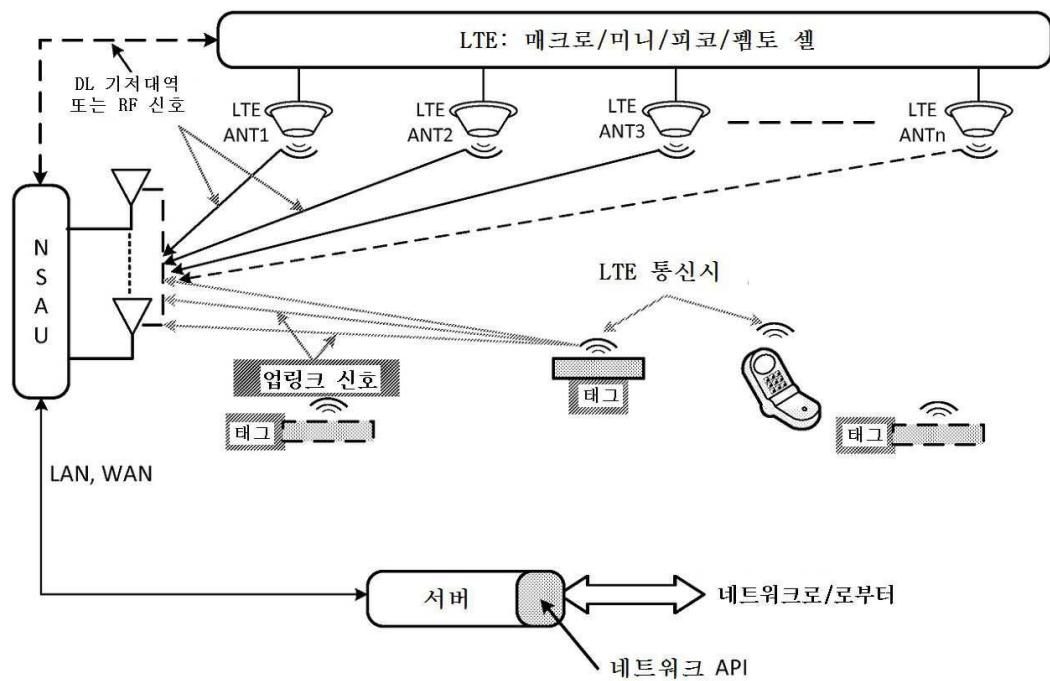
도면14



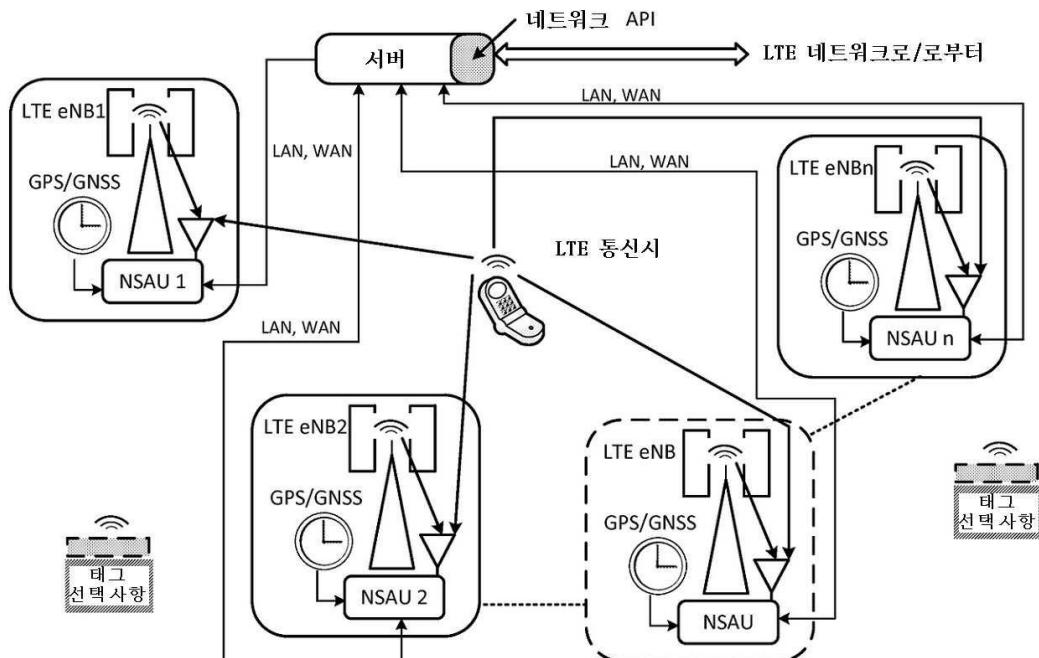
도면15



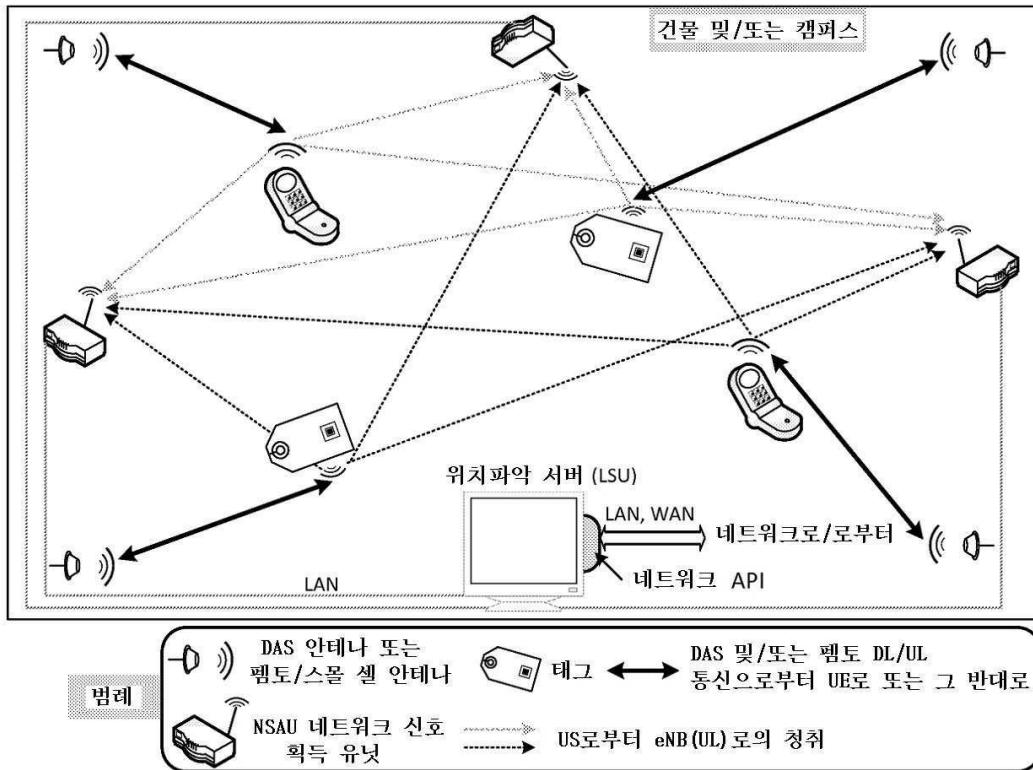
도면16



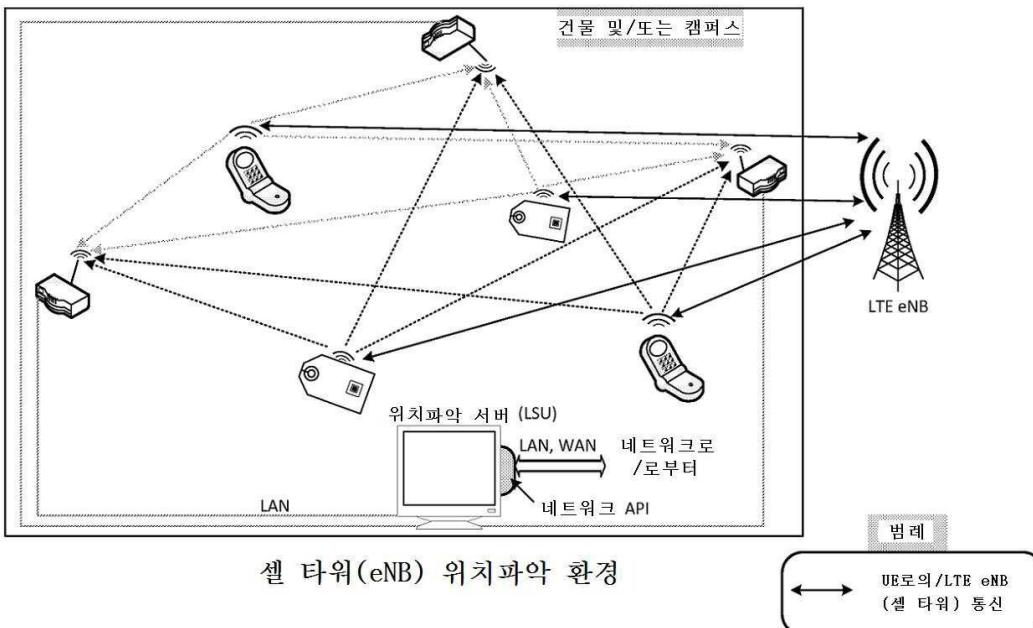
도면17



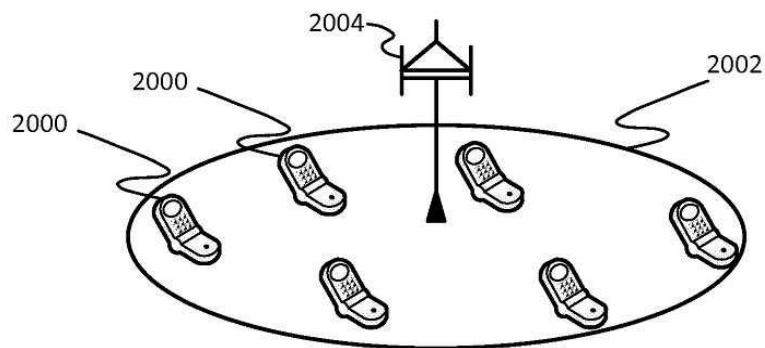
도면18



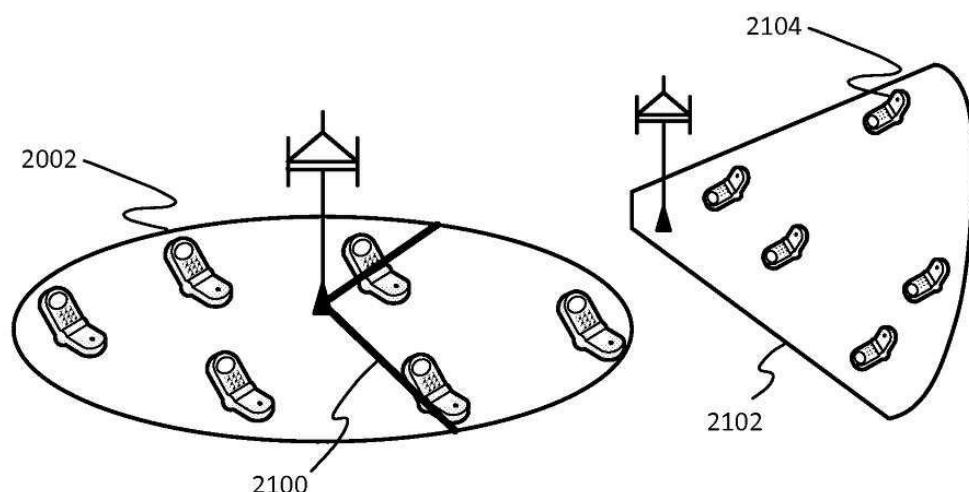
도면19



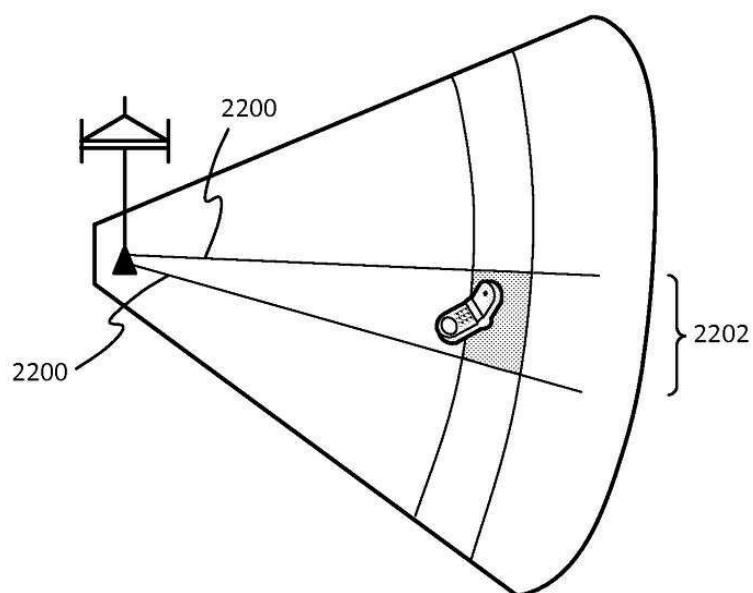
도면20



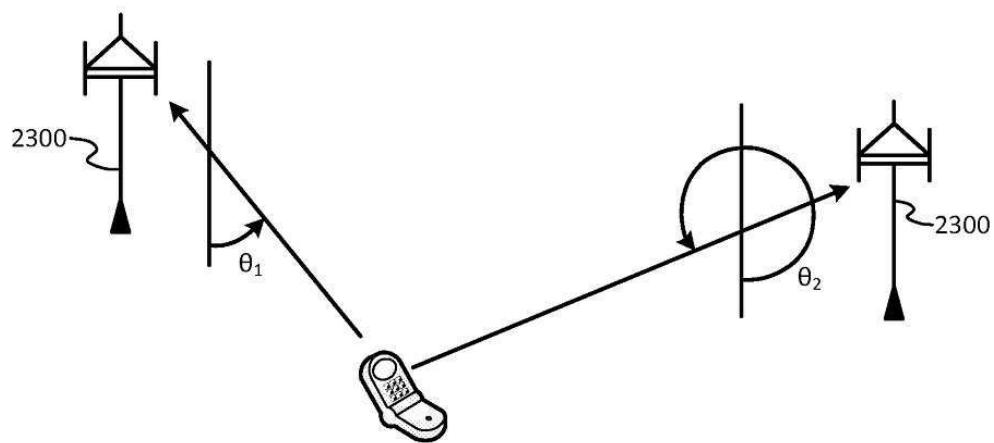
도면21



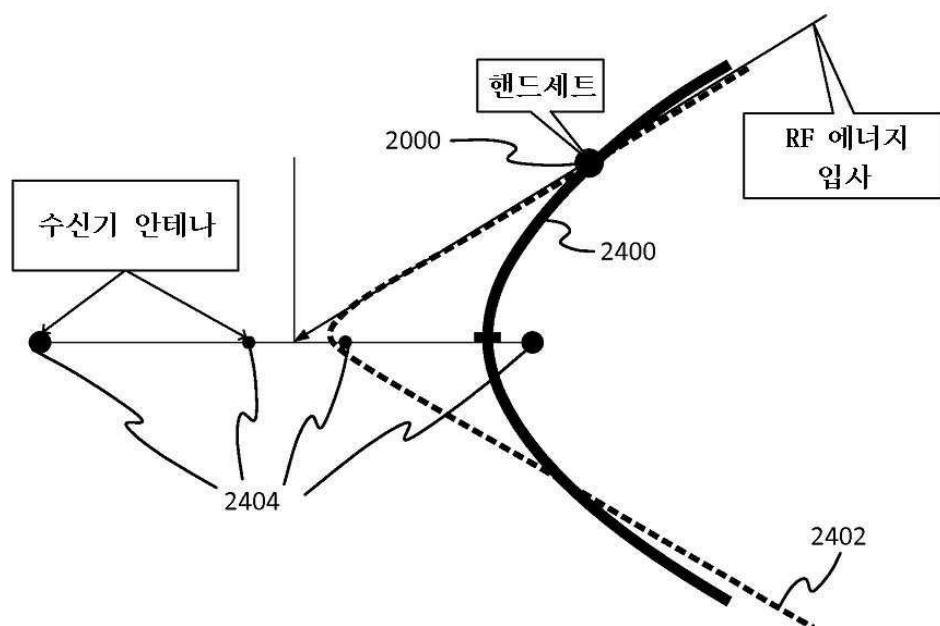
도면22



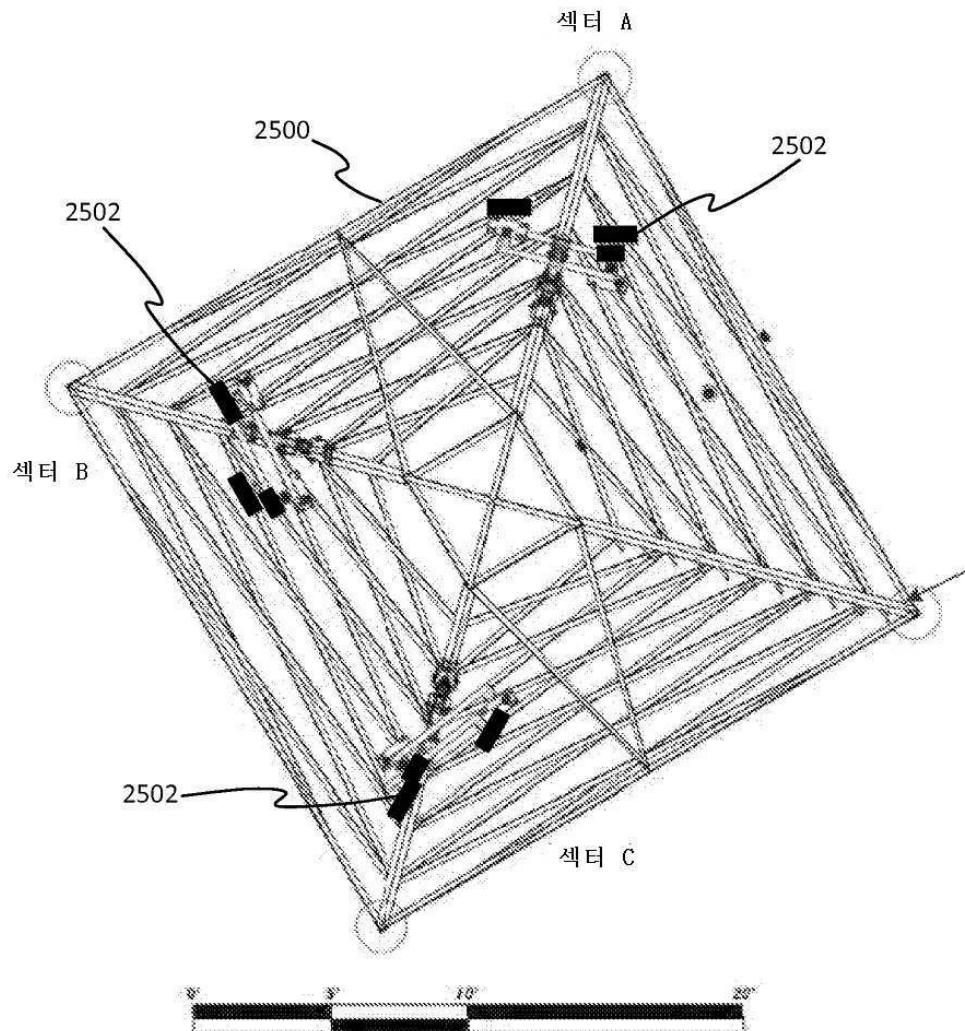
도면23



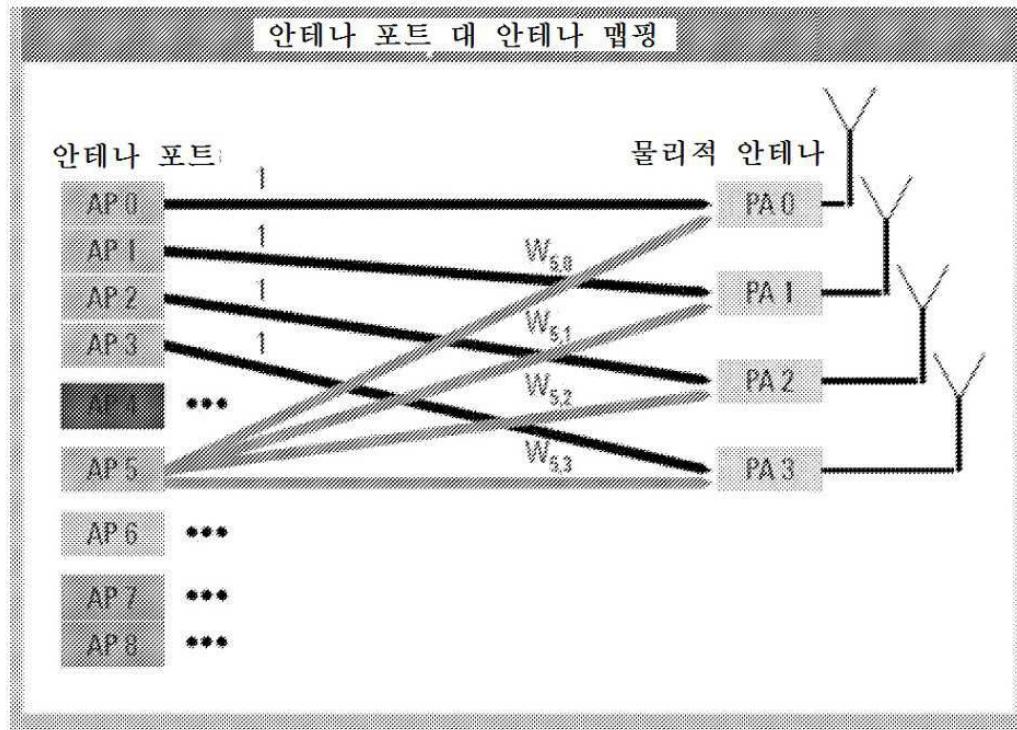
도면24



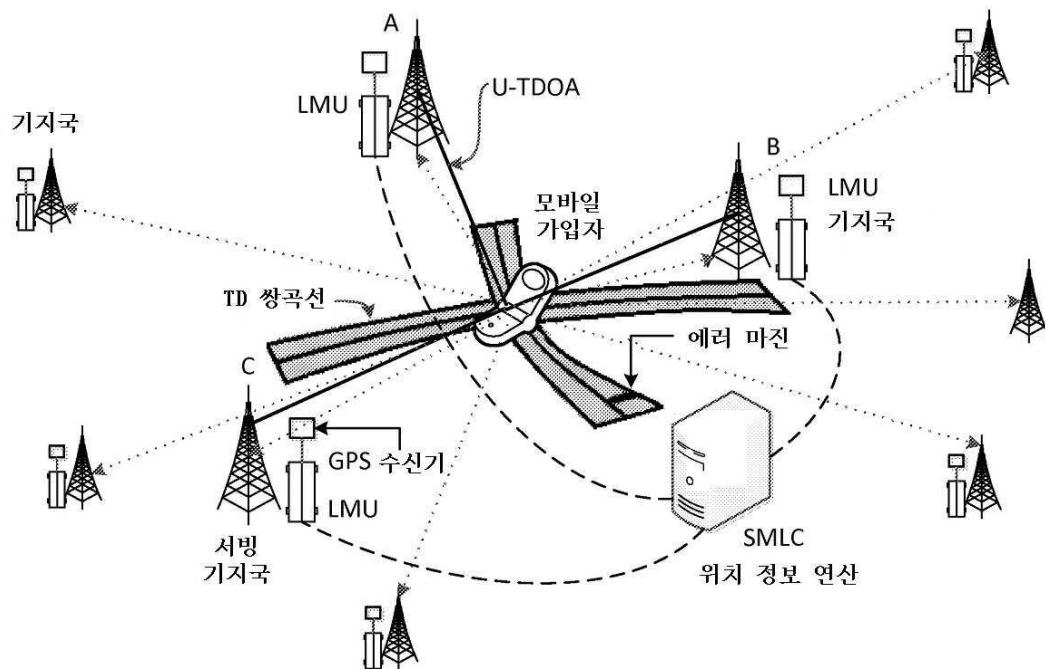
도면25



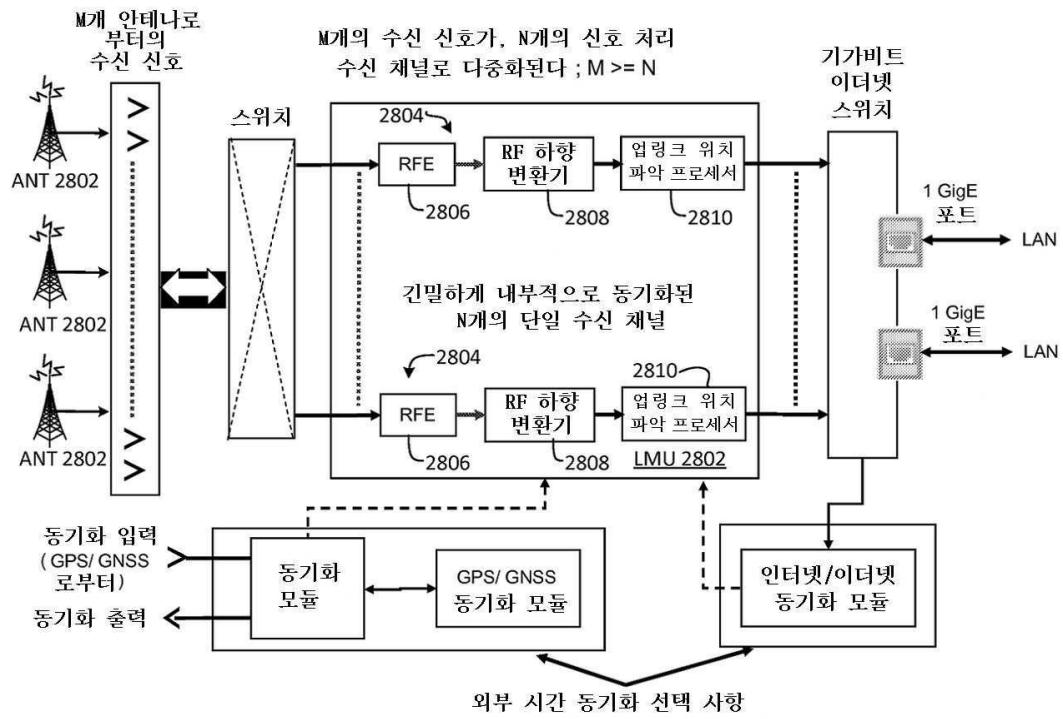
도면26



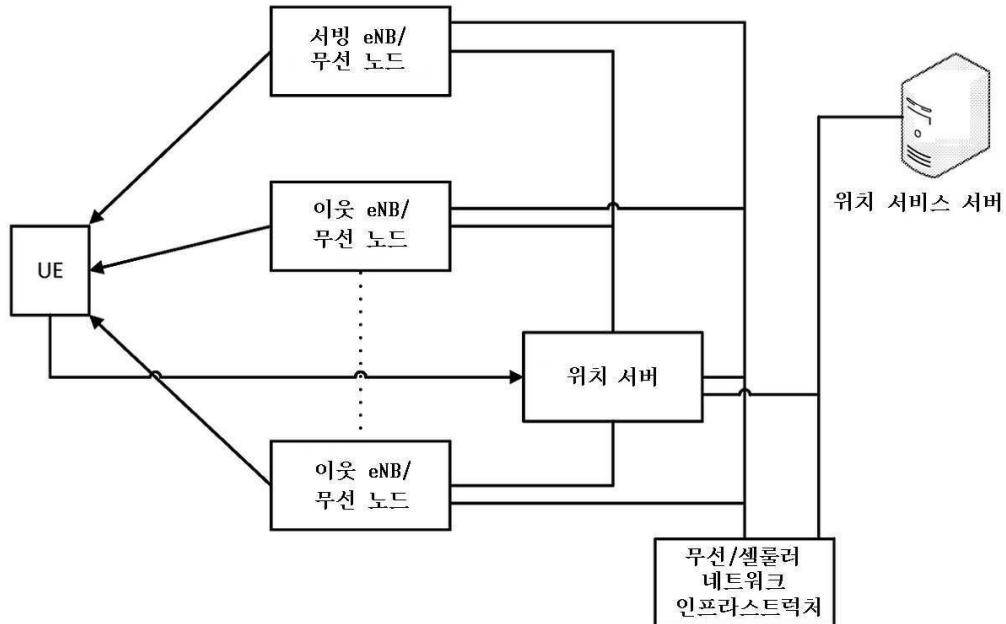
도면27



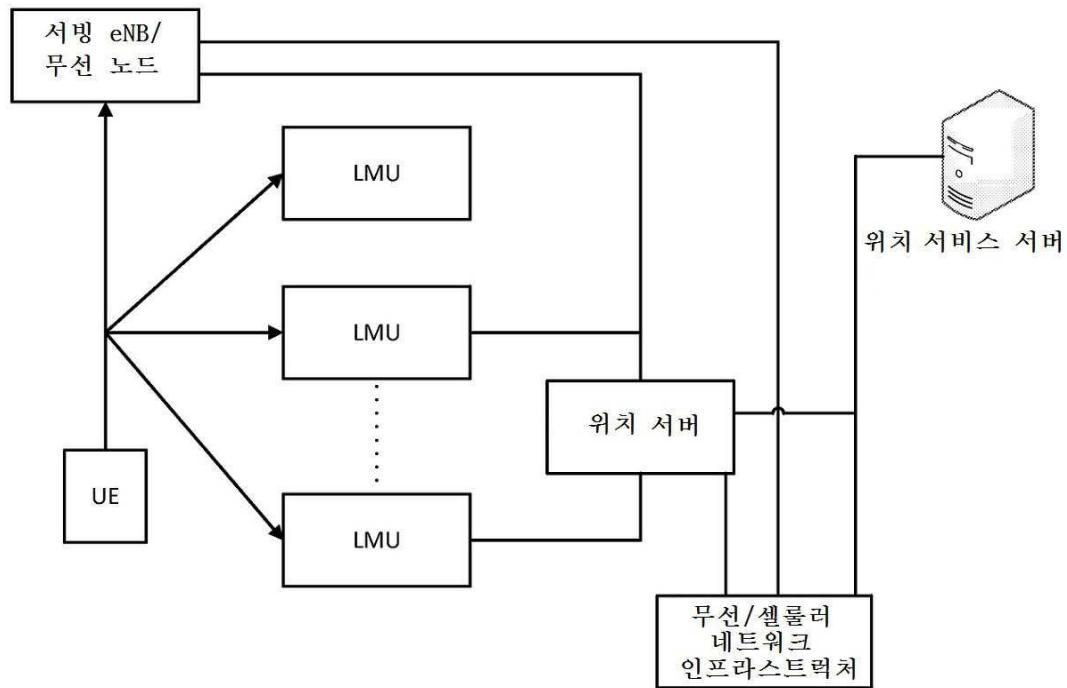
도면28



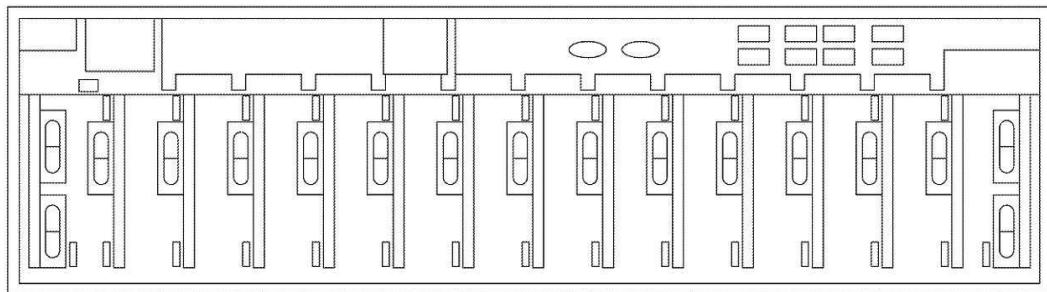
도면29



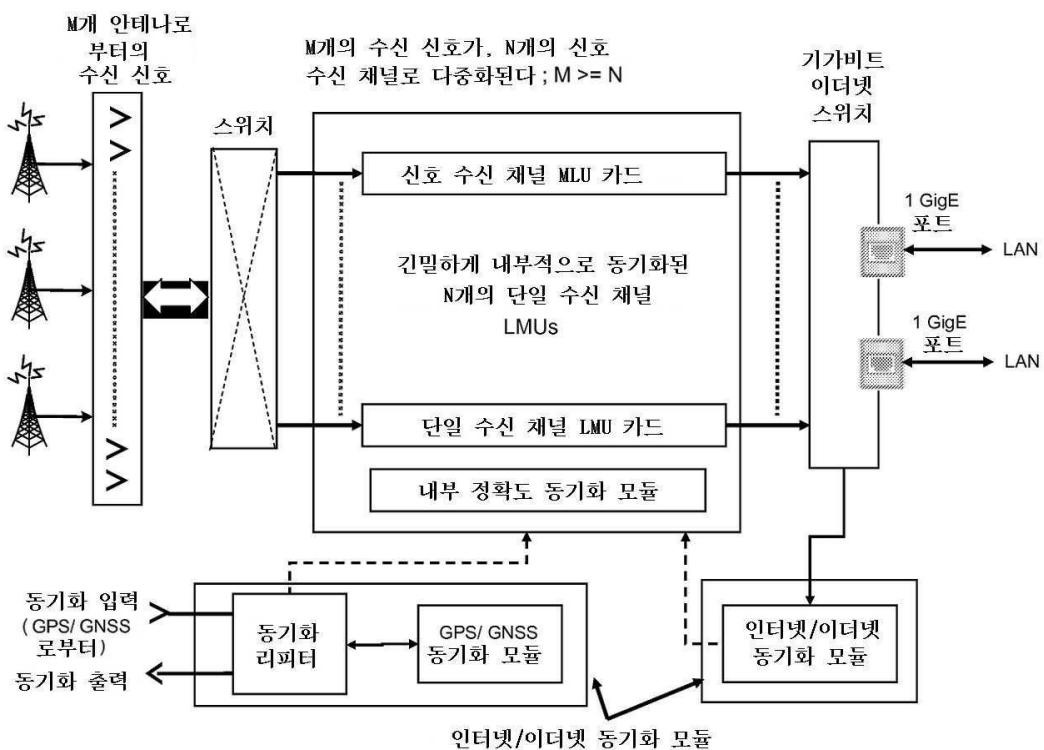
도면30



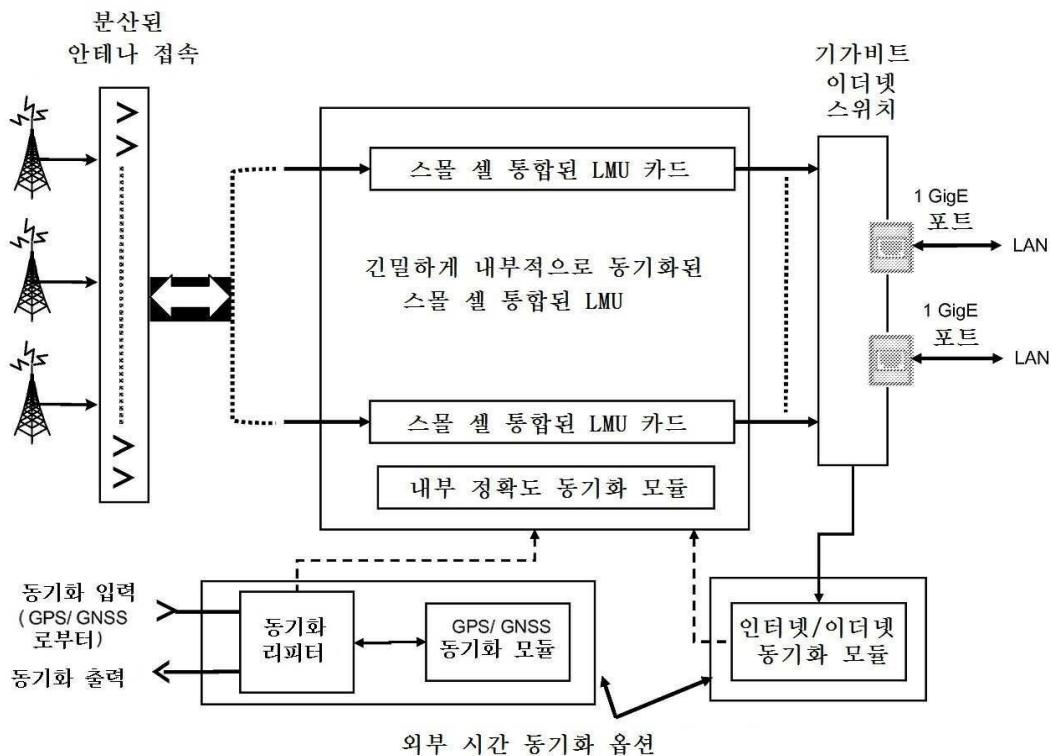
도면31



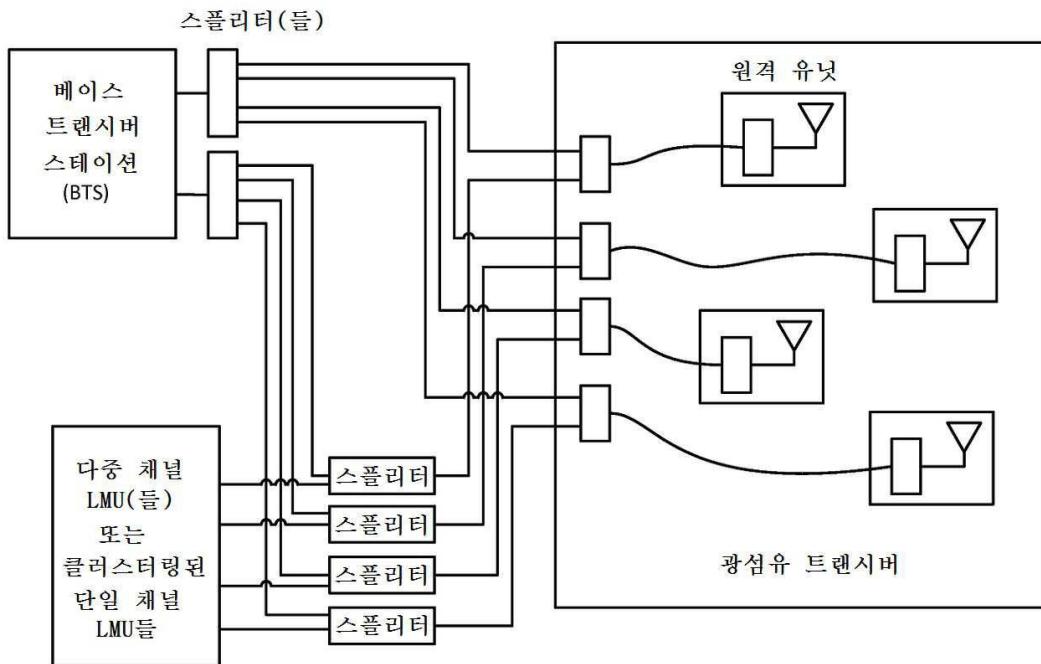
도면32



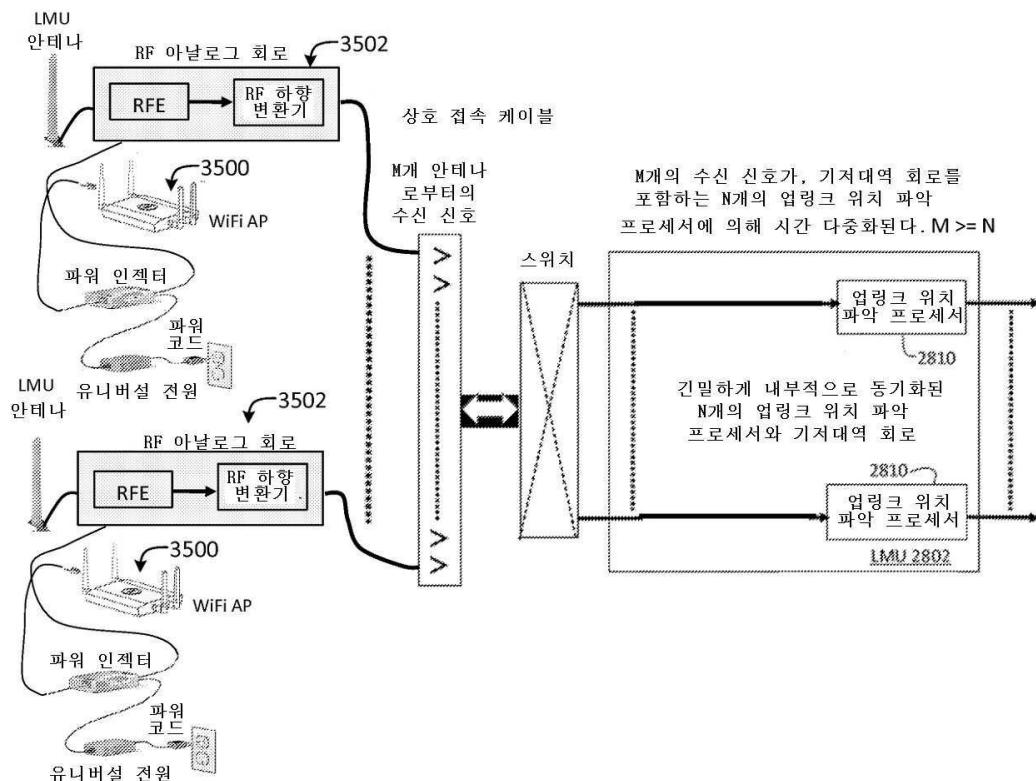
도면33



도면34



도면35



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 2

【변경전】

제1항에 있어서, 상기 미리 정해진 시간은 3나노초(ns) 내지 10ns인, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.

【변경후】

제1항에 있어서, 상기 지정 시간은 3나노초(ns) 내지 10ns인, 무선 시스템에서 사용자 장비의 위치를 결정하는 방법.