



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년10월19일
(11) 등록번호 10-2166578
(24) 등록일자 2020년10월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 1/20 (2018.01) G01S 5/02 (2010.01)
H04W 64/00 (2009.01)
(52) CPC특허분류
G01S 1/20 (2018.01)
G01S 5/021 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-7005271
(22) 출원일자(국제) 2015년07월31일
심사청구일자 2018년08월22일
(85) 번역문제출일자 2017년02월24일
(65) 공개번호 10-2017-0042613
(43) 공개일자 2017년04월19일
(86) 국제출원번호 PCT/US2015/043321
(87) 국제공개번호 WO 2016/019354
국제공개일자 2016년02월04일
(30) 우선권주장
62/032,371 2014년08월01일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020140068911 A*
US20130130710 A1*
US20140120947 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
폴데 코포레이션
미국, 텍사스 75081, 리차드슨, 스위트 580, 이
캠벨 로드 801
(72) 발명자
마르호브스키 펠릭스
미국, 텍사스 75254, 달라스, 메도우크릭 드라이
브 6711
프리바트 트루만
미국, 텍사스 75254, 달라스, 메도우크릭 드라이
브 6711
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
강명구, 박윤원

전체 청구항 수 : 총 15 항

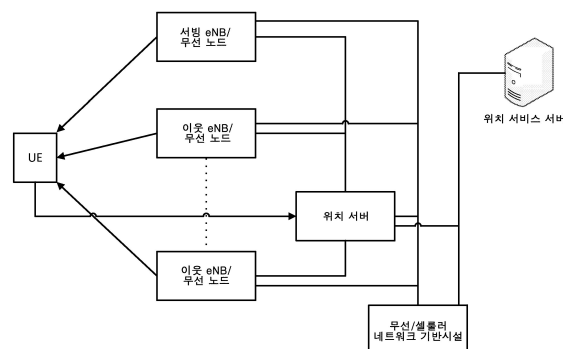
심사관 : 노영철

(54) 발명의 명칭 R F를 사용한 위치 찾기를 위한 부분적으로 동기화된 다변측량/삼변측량 방법 및 시스템

(57) 요약

무선 시스템에서 하나 이상의 사용자 장비(UE)의 위치를 결정하기 위한 시스템들 및 방법들은 둘 이상의 같은 위치에 배치된 채널을 가진 위치 관리 유닛을 통해 기준 신호들을 수신하는 것을 포함할 수 있으며, 여기에서 둘 이상의 같은 위치에 배치된 채널은 서로 엄격하게 동기화되며 하나 이상의 UE 중에서 적어도 하나의 UE의 위치를 산출하기 위해 수신된 기준 신호들을 이용한다. 실시예들은 10 ns 이하의 표준 편차를 가진 다채널 동기화를 포함한다. 실시예들은 두 개의 LMU를 포함할 수 있으며, 각각의 LMU는 내부 동기화를 갖거나, 또는 하나의 LMU는 엄격하게 동기화된 신호들을 가진다.

대표도



(52) CPC특허분류

G01S 5/0215 (2020.05)

H04W 64/00 (2013.01)

(72) 발명자

마르호브스키 루스

미국, 텍사스 75254, 달라스, 메도우크릭 드라이브
6711

바이낙 마이클 존

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

명세서

청구범위

청구항 1

무선 시스템에서 하나 이상의 사용자 장비(UE)의 위치를 결정하기 위한 방법에 있어서,

둘 이상의 수신 안테나 및 둘 이상의 같은 장소에 배치된 채널을 가진 제1 위치 관리 유닛을 통해 기준 신호들을 수신하는 단계;

상기 무선 시스템에 대한 위치의 원하는 정확도에 기초하여 제1 미리 결정된 시간 이하의 제1 표준 편차 내에서 상기 둘 이상의 같은 장소에 배치된 채널의 타이밍들을 동기화시키는 단계;

둘 이상의 수신 안테나 및 둘 이상의 같은 장소에 배치된 채널을 가진 제2 위치 관리 유닛을 통해 기준 신호들을 수신하는 단계;

상기 무선 시스템에 대한 상기 위치의 상기 원하는 정확도에 기초하여 제2 미리 결정된 시간 이하의 제2 표준 편차 내에서 상기 제2 위치 관리 유닛의 상기 같은 장소에 배치된 채널들의 타이밍들을 동기화시키는 단계; 및

상기 하나 이상의 UE 중에서 적어도 하나의 UE의 상기 위치를 산출하기 위해 상기 제1 위치 관리 유닛으로부터의 수신된 상기 기준 신호들 또는 상기 제2 위치 관리 유닛으로부터의 수신된 상기 기준 신호들을 이용하는 단계를 포함하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서, 이용하는 단계는 제1 위치 관리 유닛 및 제2 위치 관리 유닛 중 하나 이상이 적어도 하나의 UE의 위치를 계산하는 단계를 포함하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 3

청구항 2에 있어서, 제1 위치 관리 유닛에 의해 계산되는 위치와 제2 위치 관리 유닛에 의해 계산되는 위치가 조합되어 위치를 계산하고 위치 에러를 감소시키는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 제1 위치 관리 유닛 및 상기 제2 위치 관리 유닛으로부터의 상기 기준 신호들을 수신 및 프로세싱하도록 구성된 다중경로 완화 프로세서를 채용하는 단계를 더 포함하며, 상기 다중경로 완화 프로세서는 상기 제1 위치 관리 유닛 및 상기 제2 위치 관리 유닛의 수신된 상기 기준 신호들과 연관된 공간 모호성을 감소시키기 위해 고-분해능 스펙트럼 추정 분석을 이용하고, 상기 고-분해능 스펙트럼 추정은 상기 제1 위치 관리 유닛 및 상기 제2 위치 관리 유닛의 수신된 상기 기준 신호들의 다수의 주파수 성분들에 대한 모델 크기를 추정하는 것 및 상기 주파수 성분들의 복수의 인공 주파수의 분포에 기초하여 상기 적어도 하나의 UE의 상기 위치를 산출하는 것을 포함하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 5

청구항 4에 있어서,

상기 고-분해능 스펙트럼 추정 분석은 하나 이상의 고-분해능 스펙트럼 추정 알고리즘을 이용하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 6

청구항 4에 있어서, 상기 채용하는 단계는

기준 신호를 기초로 도착 시간 차(TDOA: time difference of arrival)를 계산하는 단계, 및

상기 TDOA를 기초로 기준 신호의 도착 각(AoA: angle of arrival)을 계산하는 단계를 포함하는, 하나 이상의 사

용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 7

청구항 4에 있어서,

상기 제1 미리 결정된 시간 및 상기 제2 미리 결정된 시간은 3 ns 내지 10 ns 범위에 있는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 8

청구항 4에 있어서,

수신된 상기 기준 신호들은 업링크 기준 신호들, 다운링크 기준 신호들, 분산 안테나 시스템 기준 신호들, 셀 안테나 시스템 신호들, 셀 섹터 안테나 시스템 신호들 또는 그것의 조합인, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 9

청구항 1에 있어서,

제1 위치 관리 유닛 및 제2 위치 관리 유닛은 공간적으로 다양한 안테나들(spatially diverse antennae)로부터 기준 신호를 수신하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 10

청구항 1에 있어서,

상기 기준 신호들은 상기 둘 이상의 같은 장소에 배치된 채널과 통신하는 안테나의 공유 그룹으로부터 수신되는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 11

청구항 1에 있어서,

상기 제1 미리 결정된 시간 및 상기 제2 미리 결정된 시간은 10 ns보다 큰, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 12

청구항 1에 있어서,

제1 위치 관리 유닛 및 제2 위치 관리 유닛 중 하나 이상은 WiFi 액세스 포인트 장비와 공동 위치하고 WiFi 액세스 포인트 장비와 전원을 공유하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 13

청구항 1에 있어서,

제1 위치 관리 유닛 및 제2 위치 관리 유닛 중 하나 이상에 서비스하는 안테나는 WiFi 액세스 포인트 장비와 공동 위치하고 WiFi 액세스 포인트 장비와 전원을 공유하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 14

청구항 1에 있어서,

무선 시스템은 제1 위치 관리 유닛 및 제2 위치 관리 유닛과 통신하도록 구성된 LSU(locate server unit)를 포함하는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 방법.

청구항 15

청구항 1에 있어서,

LSU가 무선 시스템의 하나 이상의 서버와 통신하도록 구성되거나 하나 이상의 UE가 LSU와 통신하도록 구성되는, 하나 이상의 사용자 장비의 위치를 결정하기 위한 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

발명의 설명

기술 분야

[0001] 관련 출원들에 대한 상호 참조

[0002] 본 출원은 RF를 사용하여 위치 찾기를 위한 부분적으로 동기화된 다변측량/삼변측량 방법 및 시스템이라는 제목의, 2014년 8월 1일에 출원된, 미국 가 특허 출원 번호 제62/032,371호의 이득을 주장하며; 또한 35 U.S.C. § 119(e) 하에서, 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2011년 8월 3일에 출원된, 미국 가 출원 번호 제61/514,839호; 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2011년 11월 2일에 출원된, 미국 가 출원 번호 제61/554,945호; 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2012년 3월 30일에 출원된, 미국 가 출원 번호 제61/618,472호; 및 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2012년 6월 20일에 출원된 미국 가 출원 번호 제61/662,270호의 이득을 주장하는, 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2012년 8월 3일에 출원된, 미국 특허 출원 번호 제13/566,993호의 일부 계속 출원일 것이며, 이것들은 여기에서 전체적으로 참조로서 통합된다.

[0003] 미국 특허 출원 번호 제13/566,993호는, 여기에서 전체적으로 참조로서 통합되는, 35 U.S.C. § 119(e) 하에서, 다중-대역 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 감소된 감쇠를 위한 방법 및 시스템이라는 제목의, 2005년 12월 15일에 출원된, 미국 가 특허 출원 번호 제60/597,649호의 이득을 주장하는, RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 감소된 감쇠를 위한 방법들 및 시스템이라는 제목의, 2009년 7월 14일에 발행된, 현재 미국 특허 번호 제7,561,048호인, 2006년 12월 14일에 출원된 미국 특허 출원 번호 제11/610,595호의 계속 출원인, RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 감소된 감쇠를 위한 방법들 및 시스템이라는 제목의, 2011년 1월 18일에 발행된, 현재 미국 특허 번호 7,872,583호인, 2009년 7월 14일에 출원된, 미국 특허 출원 번호 제12/502,809호의 일부 계속 출원인, 감소된 감쇠 RF 기술들을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 다중-경로 완화를 위한 방법들 및 시스템이라는 제목의, 2011년 6월 28일에 발행된, 현재 미국 특허 번호 제7,969,311호인, 2011년 1월 18일에 출원된, 미국 특허 출원 번호 제13/008,519호의 계속 출원인, 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때 다중-경로 완화라는 제목의, 2011년 5월 17일에 출원된, 미국 특허 출원 번호 제13/109,904호의 일부 계속 출원이다.

[0004] RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 감소된 감쇠를 위한 방법들 및 시스템이라는 제목의, 2009년 7월 14일에 출원된, 미국 특허 출원 번호 제12/502,809호는, 또한 35 U.S.C. § 119(e) 하에서, 감소된 감쇠 RF 기

술을 사용하여 오브젝트들을 추적할 때 다중-경로 완화를 위한 방법들 및 시스템이라는 제목의, 2008년 10월 7일에 출원된, 미국 가 출원 번호 제61/103,270호의 이득을 주장하며, 이것은 여기에서 전체적으로 참조로서 통합된다.

[0005] 기술분야

[0006] 본 실시예는 무선 통신 및 무선 네트워크 시스템들 및 RTLS(실시간 위치 찾기 서비스) 및 LTE 기반 위치 찾기 서비스들을 포함하여, 오브젝트들의 라디오 주파수(RF)-기반 식별, 추적 및 위치 찾기를 위한 시스템들에 관한 것이다.

배경 기술

[0007] 오브젝트들의 상대적 또는 지리적 위치의 결정을 위한 RF-기반 식별 및 위치-찾기 시스템들은 일반적으로 개개 인들을 추적하기 위해서뿐만 아니라, 단일 오브젝트들 또는 오브젝트들의 그룹들을 추적하기 위해 사용된다. 종래의 위치-찾기 시스템들은 개방된, 옥외 환경에서의 위치 결정을 위해 사용되어 왔다. RF-기반, 전역적 위치 확인 시스템(GPS)/전역적 내비게이션 위성 시스템(GNSS), 및 보조 GPS들/GNSS들이 통상적으로 사용된다. 그러나, 종래의 위치-찾기 시스템들은 옥외뿐만 아니라 폐쇄된(즉, 실내) 환경들에서 오브젝트들의 위치를 찾을 때 특정한 부정확성들을 겪는다.

[0008] 셀룰러 무선 통신 시스템들은 실내에서 및 GPS에 잘 맞지 않는 환경들에서 사용자 장비(UE) 위치를 찾는 다양한 방법들을 제공한다. 가장 정확한 방법들은 다변측량/삼변측량 방법들에 기초하는 위치 결정 기술들이다. 예를 들면, LTE(롱 텀 에볼루션) 표준 릴리즈 9는 DL-OTDOA(다운링크 관측 도착 시간 차)를 특징하며 릴리즈 11은 다 변측량/삼변측량 방법들의 파생물인 U-TDOA(업링크 도착 시간 차) 기술들을 특징한다.

[0009] 시간 동기화 에러들이 위치 정확도에 영향을 미치므로, 다변측량/삼변측량 기반 시스템들에 대한 기본 요건은 단일 공통 기준 시간에 대한 시스템의 완벽하며 정확한 시간 동기화이다. 셀룰러 네트워크들에서, DL-OTDOA 및 U-TDOA 위치 찾기 방법들은 또한, DL-OTDOA의 경우에, 다수의 안테나들로부터의 송신들이 시간 동기화되도록, 또는 U-TDOA의 경우에, 다수의 수신기들이 시간 동기화되도록 요구한다.

[0010] LTE 표준 릴리즈 9 및 릴리즈 11은 위치 찾기의 목적을 위해 시간 동기화 정확도를 특정하지 않으며, 이것을 무 선/셀룰러 서비스 제공자들에게 남긴다. 다른 한편으로, 이들 표준들은 거리 측정 정확도를 위한 제한들을 제공 한다. 예를 들면, 10 MHz 거리 측정 신호 대역폭을 사용할 때, 요건은 DL-OTDOA에 대해 67% 신뢰도에서 50미터 및 U-TDOA에 대해 67% 신뢰도에서 100미터이다.

[0011] 상기 주지된 제한들은 거리 측정 에러들 및 정밀 동기화의 부족에 의해 야기된 에러들, 예로서 시간 동기화 에러들의 조합의 결과이다. 관련 LTE 테스트 규격들(3GPP TS 36.133 버전 10.1.0 릴리즈 10) 및 다른 문서들로부터, 동기화 에러가 균일하게 분포된다고 가정할 때, 시간 동기화 에러를 추정하는 것이 가능하다. 하나의 이러 한 추정은 200 ns(100 ns 피크-대-피크)에 이른다. 보이스 오버 LTE(VoLTE) 기능은 또한, 동기화 에러가 균일하 게 분포된다고 가정할 때, 150 나노초(75 ns 피크-대-피크) 아래로 셀룰러 네트워크 동기화를 요구한다는 것이 주의되어야 한다. 그러므로, 앞으로, LTE 네트워크의 시간 동기화 정확도는 150 ns 내에 있는 것으로 가정될 것 이다.

[0012] 거리 위치 정확도에 대해, FCC 지침 NG 911은 50미터 및 100미터의 위치 찾기 정확도 요건을 특정한다. 그러나, 위치 기반 서비스(LBS) 시장을 위해, 실내 위치 요건들은 훨씬 더 엄격하다 - 67% 신뢰도에서 3미터. 이와 같이, 150 ns(43 ns의 표준 편차)의 시간 동기화 에러에 의해 도입된 거리 측정 및 위치 찾기 에러는 3미터 위 치 측정 에러(10 ns의 표준 편차)보다 훨씬 더 크다.

[0013] 셀룰러 네트워크의 시간 동기화가 필수 FCC NG E911 긴급 위치 요건들을 만족시키기 위해 적절할 수 있지만, 이 러한 동기화 정확도는 상당히 더 정확한 위치 찾기를 요구하는, LBS 또는 RTLS 시스템 사용자들의 요구들에 미 치지 못한다. 따라서, LBS 및 RTLS를 지원하는 목적을 위해 셀룰러/무선 네트워크들을 위한 정확한 시간 동기화 의 부족에 의해 유도된 위치 찾기 에러를 완화시키기 위한 이 기술분야에서의 요구가 있다.

발명의 내용

[0014] 본 개시는 기존의 시스템들과 연관된 단점들 중 하나 이상을 상당히 제거하는 실시간 위치 찾기 서비스(RTLS) 시스템들을 포함하여, 오브젝트들의 라디오 주파수(RF)-기반 식별, 추적 및 위치 찾기를 위한 방법들 및 시스템 들에 관한 것이다. 방법들 및 시스템들은 부분적으로 동기화된(시간적으로) 수신기들 및/또는 송신기들을 사용

할 수 있다. 실시예에 따르면, RF-기반 추적 및 위치 찾기는 셀룰러 네트워크들에서 구현되지만, 임의의 무선 시스템 및 RTLS 환경들에서 또한 구현될 수 있다. 제안된 시스템은 소프트웨어 구현 디지털 신호 프로세싱 및 소프트웨어 정의 라디오 기술들(SDR)을 사용할 수 있다. 디지털 신호 프로세싱(DSP)이 또한 사용될 수 있다.

[0015] 여기에서 설명된 하나의 접근법은 각각의 클러스터 내에서 정확하게 시간 동기화된 수신기들 및/또는 송신기들의 클러스터들을 이용하지만, 클러스터-간 시간 동기화는 훨씬 덜 정확하거나 또는 전혀 요구되지 않는다. 본 실시예는 모든 무선 시스템들/네트워크들에서 사용될 수 있으며 동작의 단방향, 반이중 및 전이중 모드들을 포함할 수 있다. 이하에서 설명되는 실시예는 OFDM 변조 및/또는 그것의 파생물을 포함하여, 다양한 변조 유형들을 이용하는 무선 네트워크들과 함께 동작한다. 따라서, 이하에서 설명되는 실시예는 LTE 네트워크들과 함께 동작하며 그것은 또한 다른 무선 시스템들/네트워크들에 적용 가능하다.

[0016] 일 실시예에서 설명된 바와 같이, 3GPP LTE 셀룰러 네트워크들 상에서 구현된 RF-기반 추적 및 위치 찾기는 정확하게 동기화된(시간적으로) 수신기들 및/또는 송신기들 클러스터들로부터 상당히 이익을 얻을 것이다. 제안된 시스템은 소프트웨어- 및/또는 하드웨어-구현된 디지털 신호 프로세싱을 사용할 수 있다.

[0017] 실시예들의 추가적인 특징들 및 이점들은 이어지는 설명에서 제시될 것이며 부분적으로 설명으로부터 명백할 것이거나, 또는 실시예들의 실시예에 의해 학습될 수 있다. 실시예들의 이점들은 쓰여진 설명 및 그것의 청구항들뿐만 아니라 첨부된 도면들에서 특히 나타내어진 구조에 의해 실현되며 달성될 것이다.

[0018] 앞서 말한 일반적인 설명 및 다음의 상세한 설명 양쪽 모두는 대표적이며 설명적이고 주장된 대로 실시예들의 추가 설명을 제공하도록 의도된다는 것이 이해될 것이다.

도면의 간단한 설명

[0019] 실시예들의 추가 이해를 제공하기 위해 포함되며 이 명세서에 포함되고 그것의 일부를 구성하는, 첨부된 도면들은 실시예들을 예시하며 설명과 함께 실시예들의 원리들을 설명하도록 작용한다.

도 1 및 도 1a는 실시예에 따른, 협 대역폭 거리 측정 신호 주파수 성분들을 예시한다;

도 2는 대표적인 광 대역폭 거리 측정 신호 주파수 성분들을 예시한다;

도 3a, 도 3b, 및 도 3c는 실시예에 따른, RF 모바일 추적 및 위치 찾기 시스템의 마스터 및 슬레이브 유닛들의 블록도들을 예시한다;

도 4는 합성된 광대역 기저 대역 거리 측정 신호의 실시예를 예시한다;

도 5는 실시예에 따른, 소거에 의한 신호 프리커서의 제거를 예시한다;

도 6은 실시예에 따른, 보다 적은 캐리어들을 가진 프리커서 소거를 예시한다;

도 7은 단-방향 전달 함수 단계의 실시예를 예시한다;

도 8은 위치 찾기 방법의 실시예를 예시한다;

도 9는 LTE 기준 신호 매핑을 예시한다;

도 10은 강화된 셀 ID + RTT 위치 찾기 기술의 실시예를 예시한다;

도 11은 OTDOA 위치 찾기 기술의 실시예를 예시한다;

도 12는 실시예에 따른, 운용자의 eNB 설비에 설치된 시간 관측 유닛(TMO)의 동작을 예시한다;

도 13은 무선 네트워크 위치 찾기 장비 다이어그램의 실시예를 예시한다;

도 14는 기업 애플리케이션들을 위한 무선 네트워크 위치 찾기 다운로드 생태계의 실시예를 예시한다;

도 15는 네트워크 와이드 애플리케이션들을 위한 무선 네트워크 위치 찾기 다운로드 생태계의 실시예를 예시한다;

도 16은 기업 애플리케이션들을 위한 무선 네트워크 위치 찾기 업링크 생태계의 실시예를 예시한다;

도 17은 네트워크 와이드 애플리케이션들을 위한 무선 네트워크 위치 찾기 업링크 생태계의 실시예를 예시한다;

도 18은 하나 이상의 DAS 및/또는 펌토/스몰 셀 안테나들을 포함할 수 있는 UL-TDOA 환경의 실시예를 예시한다;

- 도 19는 DAS 기지국들 및/또는 펌프/스몰 셀들 대신에 사용될 수 있는 하나 이상의 셀 타워들을 포함할 수 있는 도 18의 것과 같은 UL-TDOA의 실시예를 예시한다;
- 도 20은 셀 레벨 위치 찾기의 실시예를 예시한다;
- 도 21은 서빙 셀 및 섹터 ID 위치 찾기의 실시예를 예시한다;
- 도 22는 E-CID 더하기 AoA 위치 찾기의 실시예를 예시한다;
- 도 23은 AoA 위치 찾기의 실시예를 예시한다;
- 도 24는 수신 안테나 사이에서 넓은 및 가까운 거리들을 가진 TDOA의 실시예를 예시한다;
- 도 25는 3 섹터 배치의 실시예를 예시한다;
- 도 26은 안테나 포트 매핑의 실시예를 예시한다;
- 도 27은 LTE 릴리즈 11 U-TDOA 위치 찾기 기술의 실시예를 예시한다;
- 도 28은 다채널 위치 관리 유닛(LMU) 고 레벨 블록도의 실시예를 예시한다;
- 도 29는 위치 서버를 가진 무선/셀룰러 네트워크에서 DL-OTDOA 기술의 실시예를 예시한다;
- 도 30은 위치 서버를 가진 무선/셀룰러 네트워크에서 U-TDOA 기술의 실시예를 예시한다;
- 도 31은 랙마운트 엔클로저의 묘사의 실시예를 예시한다;
- 도 32는 랙마운트 엔클로저에서 클러스터링된(통합된) 다수의 단일 채널 LMU들의 고 레벨 블록도의 실시예를 예시한다;
- 도 33은 랙마운트 엔클로저(일-대-일 안테나 연결/매핑)에서 클러스터링된(통합된) 통합 LMU를 가진 다수의 스몰 셀들의 고 레벨 블록도의 실시예를 예시한다;
- 도 34는 LMU들 및 DAS 통합의 고 레벨 블록도의 실시예를 예시한다.
- 도 35는 LMU들 및 WiFi 기반시설 통합의 고 레벨 블록도의 실시예를 예시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0020] 이제 현재 실시예들의 바람직한 실시예들에 대한 참조가 상세히 이루어질 것이며, 그 예들은 첨부한 도면들에 예시된다.
- [0021] 본 실시예들은 RTLS를 포함하여, 오브젝트들의 RF-기반 식별, 추적 및 위치 찾기를 위한 방법 및 시스템에 관한 것이다. 실시예에 따르면, 방법 및 시스템은 협 대역폭 거리 측정 신호를 이용한다. 실시예는 VHF 대역에서 동작하지만, UHF 대역 이상 주파수들뿐만 아니라 HF, LF, 및 VLF 대역들에서 또한 사용될 수 있다. 그것은 다중-경로 완화 프로세서를 이용한다. 다중-경로 완화 프로세서를 이용하는 것은 시스템에 의해 구현된 추적 및 위치 찾기의 정확도를 증가시킨다.
- [0022] 실시예는 사용자들로 하여금 다수의 사람들 및 오브젝트들을 추적하고, 그것의 위치를 찾으며 모니터링하도록 허용하는 소형의, 매우 휴대 가능한 베이스 유닛들을 포함한다. 각각의 유닛은 그 자신의 ID를 갖는다. 각각의 유닛은 그것의 ID를 갖고 RF 신호를 방송하며, 각각의 유닛은 음성, 데이터, 및 부가 정보뿐만 아니라 그것의 ID를 포함할 수 있는, 리턴 신호를 되돌려 보낼 수 있다. 각각의 유닛은 다른 유닛들로부터 상기 리턴된 신호들을 프로세싱하며, 삼각측량 또는 삼변측량 및/또는 사용된 다른 방법들에 의존하여, 그것들의 상대적 및/또는 실제 위치들을 계속해서 결정한다. 바람직한 실시예는 또한 GPS 디바이스들, 스마트폰들, 양-방향 라디오들 및 PDA들과 같은 제품들과 쉽게 통합될 수 있다. 결과적인 제품은 기존의 디스플레이, 센서들(고도계, GPS, 가속도계들 및 나침반들과 같은) 및 그것의 호스트의 프로세싱 용량을 레버리징하면서 독립형 디바이스들의 기능들 모두를 가질 것이다. 예를 들면, 여기에 설명된 디바이스 기술을 가진 GPS 디바이스는 그룹의 다른 구성원들의 위치들을 매핑하기 위해서뿐만 아니라 맵 상에서의 사용자의 위치를 제공할 수 있을 것이다.
- [0023] FPGA 구현에 기초한 바람직한 실시예의 크기는 집적 회로 기술이 개선됨에 따라, 대략 $2 \times 4 \times 1$ 인치들 및 $2 \times 2 \times 0.5$ 인치들 사이에 있거나, 또는 그 이하이다. 사용된 주파수에 의존하여, 안테나는 디바이스로 통합되거나 또는 디바이스 엔클로저를 통해 돌출될 것이다. 디바이스의 ASIC(애플리케이션 특정 집적 회로) 기반 버전은 유닛 또

는 태그로 FPGA 및 다른 전자 구성요소들의 대부분의 기능들을 통합할 수 있을 것이다. 제품의 ASIC-기반 독립형 버전은 $1 \times 0.5 \times 0.5$ 인치 이하의 디바이스 크기를 야기할 것이다. 안테나 크기는 사용된 주파수에 의해 결정될 것이며 안테나의 일부는 엔클로저로 통합될 수 있다. 제품들로 통합되도록 설계된 ASIC 기반 실시예는 단지 칩셋으로 이루어질 수 있다. 마스터(Master) 또는 태그(Tag) 유닛들 사이에서 임의의 실질적인 물리적 크기 차이는 없어야 한다.

[0024] 디바이스들은 다중-경로 완화 알고리즘들의 프로세싱을 위해 다수의 주파수 범위들(대역들)에서 동작하는 표준 시스템 구성요소들(규격품 구성요소들)을 사용할 수 있다. 디지털 신호 프로세싱 및 소프트웨어-정의 라디오를 위한 소프트웨어가 사용될 수 있다. 최소 하드웨어와 조합된 신호 프로세싱 소프트웨어는 소프트웨어에 의해 정의된 송신된 및 수신된 파형들을 가진 라디오들을 어셈블리하는 것을 허용한다.

[0025] 미국 특허 번호 제7,561,048호는 협-대역폭 거리 측정 신호 시스템을 개시하며, 그에 의해 협-대역폭 거리 측정 신호는 예를 들면, 단지 수 킬로헤르츠 폭(저-대역폭 채널들의 일부가 수십 킬로헤르츠로 연장될 수 있지만)인 음성 채널들을 사용하여, 저-대역폭 채널에 맞도록 설계된다. 이것은 수백 킬로헤르츠에서 수십 메가헤르츠 폭까지의 채널들을 사용하는 종래의 위치-찾기 시스템들과 대조를 이룬다.

[0026] 이러한 협-대역폭 거리 측정 신호 시스템의 이점은 다음과 같다: 1) 하위 동작 주파수들/대역들에서, 종래의 위치-찾기 시스템들 거리 측정 신호 대역폭은 캐리어 (동작) 주파수 값을 초과한다. 따라서, 이러한 시스템들은 HF를 포함하여, LF/VLF 및 다른 하위 주파수들 대역들에 배치될 수 없다. 종래의 위치-찾기 시스템들과 달리, 미국 특허 번호 제7,561,048호에 설명된 협-대역폭 거리 측정 신호 시스템은 그것의 거리 측정 신호 대역폭이 캐리어 주파수 값의 훨씬 아래이기 때문에 LF, VLF, 및 다른 대역들 상에 성공적으로 배치될 수 있다; 2) RF 스펙트럼의 하위단(몇몇 VLF, LF, HF 및 VHF 대역들)에서, 예로서 UHF 대역까지, 종래의 위치-찾기 시스템들은 FCC가, 종래의 거리 측정 신호들을 사용하는 것을 불가능하게 하는, 허용 가능한 채널 대역폭(12 kHz 내지 25 kHz)을 엄격하게 제한하기 때문에 사용될 수 없다. 종래의 위치-찾기 시스템들과 달리, 협-대역폭 거리 측정 신호 시스템의 거리 측정 신호 대역폭은 FCC 규정들 및 다른 국제 스펙트럼 규제 기관들을 완전히 따른다; 및 3) 동작 주파수/대역에 독립적으로, 협-대역폭 신호가 광-대역폭 신호에 비교하여, 본질적으로 더 높은 SNR(신호-대-잡음-비)을 갖는다는 것이 잘 알려져 있다(Ray H. Hashemi, William G. Bradley에 의한, MRI: 베이직들 - 2003 참조). 이것은 UHF 대역을 포함하여, 그것이 동작하는 주파수/대역에 독립적으로 협-대역폭 거리 측정 신호 위치-찾기 시스템의 동작 범위를 증가시킨다.

[0027] 따라서, 종래의 위치-찾기 시스템들과 달리, 협-대역폭 거리 측정 신호 위치-찾기 시스템은 LF-VLF 대역들 아래로, RF 스펙트럼의 하위단 - 예를 들면 VHF 이하 주파수들 대역들 상에 배치될 수 있으며, 여기에서 다중경로 현상들이 덜 두드러진다. 동시에, 협-대역폭 거리 측정 위치-찾기 시스템은 또한 UHF 대역 이상에서 배치될 수 있어서, 거리 측정 신호 SNR을 개선하며, 그 결과, 위치-찾기 시스템 동작 범위를 증가시킨다.

[0028] 다중경로, 예로서 RF 에너지 반사들을 최소화하기 위해, VLF/LF 대역들 상에서 동작하는 것이 바람직하다. 그러나, 이들 주파수들에서, 휴대용/모바일 안테나의 효율성은 매우 작다(RF 파장에 대하여 작은 안테나 길이(크기) 때문에 약 0.1% 이하). 또한, 이들 낮은 주파수들에서, 자연 및 인공 소스들로부터의 잡음 레벨은 상위 주파수들/대역들, 예를 들면 VHF 상에서보다 훨씬 더 높다. 함께, 이들 두 개의 현상들은 위치-찾기 시스템의 적용 가능성, 예를 들면 그것의 동작 범위 및/또는 이동성/휴대성을 제한할 수 있다. 그러므로, 동작 범위 및/또는 이동성/휴대성이 매우 중요한 특정 애플리케이션들에 대해, 상위 RF 주파수들/대역들, 예를 들면 HF, VHF, UHF 및 UWB가 사용될 수 있다.

[0029] VHF 및 UHF 대역들에서, 자연 및 인공 소스들로부터의 잡음 레벨은 VLF, LF 및 HF 대역들에 비교하여 상당히 더 낮으며; VHF 및 HF 주파수들에서, 다중-경로 현상들(예로서, RF 에너지 반사들)은 UHF 이상 주파수들에서보다 덜 심각하다. 또한, VHF에서, 안테나 효율은 HF 및 하위 주파수들 상에서보다 상당히 더 양호하며, VHF에서 RF 관통 능력들은 UHF에서보다 훨씬 더 양호하다. 따라서, VHF 대역은 모바일/휴대용 애플리케이션들을 위한 양호한 타협안을 제공한다. 다른 한편으로 몇몇 특수한 경우들, 예를 들면 VHF 주파수들(또는 하위 주파수들)이 이온층을 관통할 수 없는(또는 편향/굴절되는) GPS에서, UHF는 양호한 선택일 수 있다. 그러나, 임의의 경우(및 모든 경우들/애플리케이션들)에서, 협-대역폭 거리 측정 신호 시스템은 종래의 광-대역폭 거리 측정 신호 위치-찾기 시스템들에 비해 이점들을 가질 것이다.

[0030] 실제 애플리케이션(들)은 정확한 기술 규격들(전력, 방출들, 대역폭 및 동작 주파수들/대역과 같은)을 결정할 것이다. 협 대역폭 거리 측정은 사용자로 하여금 라이선스들을 수신하거나 또는 라이선스들로부터의 면제를 수신하거나, 또는 협 대역 거리 측정이 FCC에 제시된 가장 엄중한 협 대역폭들: 6.25kHz, 11.25kHz, 12.5kHz,

25kHz 및 50kHz를 포함하여, 많은 상이한 대역폭들/주파수들 상에서의 동작을 허용하기 때문에 FCC에 제시된 바와 같이 자격이 없는 대역들을 사용하며 적절한 섹션들에 대한 대응하는 기술적 요건들을 따르도록 허용한다. 그 결과, 다수의 FCC 섹션들 및 이러한 섹션들 내에서의 면제들이 적용 가능할 것이다. 적용 가능한 주요 FCC 규정들은: 47 CFR 파트 90- 사설 육상 이동 라디오 서비스들, 47 CFR 파트 94 개인용 라디오 서비스들, 47 CFR 파트 15 - 라디오 주파수 디바이스들이다. (비교에 의해, 이러한 맥락에서 광대역 신호는 수 백 KHz에서 10 내지 20 MHz까지이다.)

[0031] 통상적으로, 파트 90 및 파트 94에 대해, VHF 구현들은 사용자로 하여금 특정한 면제들 하에서 100mW까지 디바이스를 동작시키도록 허용한다(저 전력 라디오 서비스가 예이다). 특정한 애플리케이션들에 대해, VHF 대역에서의 허용 가능한 송신 전력은 2와트 및 5와트 사이에 있다. 900 MHz(UHF 대역)에 대해, 그것은 1W이다. 160 kHz 내지 190 kHz 주파수들(LF 대역) 상에서, 허용 가능한 송신 전력은 1와트이다.

[0032] 협 대역 거리 측정은 상이한 스펙트럼 허용량들의 모두가 아닌 많은 것을 따를 수 있으며 가장 엄중한 규제 요건들을 여전히 준수하면서 정확한 거리 측정을 허용한다. 이것은 단지 FCC를 위해서가 아닌, 유럽, 일본 및 한국을 포함한, 전세계에 걸쳐 스펙트럼의 사용을 규제하는 다른 국제 기구들을 위해 유효하다.

[0033] 다음은 통상적인 전력 사용 및 거리를 갖고, 사용된 공통 주파수들의 리스트이며, 태그는 실세계 환경에서 또 다른 관독기와 통신할 수 있다(실내 전파 및 파장 Dan Dobkin, WJ 통신, V 1.4. 7/10/02 참조):

[0034] 915 MHz 100 mW 150 피트

[0035] 2.4 GHz 100 mW 100 피트

[0036] 5.6 GHz 100 mW 75 피트

[0037] 제안된 시스템은 VHF 주파수들에서 작동하며 RF 신호들을 전송 및 프로세싱하기 위한 독점 방법을 이용한다. 보다 구체적으로, 그것은 VHF 주파수들에서 협 대역폭 요건들의 한계들을 극복하기 위해 DSP 기술들 및 소프트웨어-정의 라디오(SDR)를 사용한다.

[0038] 하위(VHF) 주파수들에서 동작하는 것은 산란을 감소시키며 훨씬 더 양호한 벽 관통을 제공한다. 최종적인 결과는 흔히 사용된 주파수들에 비해 범위에서의 대략 10배 증가이다. 예를 들면, 상기 열거된 RFID 기술들의 것에 프로토타입의 측정된 범위를 비교하자:

[0039] 216 MHz 100 mw 700 피트

[0040] 협 대역 거리 측정 기술들을 이용하여, 태그 통신 범위가 실 세계 환경에서 또 다른 관독기와 통신할 수 있을 통상적인 전력 사용 및 거리를 갖고, 흔히 사용된 주파수들의 범위는 상당히 증가할 것이다:

[0041] 부터: 까지:

[0042] 915 MHz 100 mW 150 피트 500 피트

[0043] 2.4 GHz 100 mW 100 피트 450 피트

[0044] 5.6 GHz 100 mW 75 피트 400 피트

[0045] 배터리 소비는 디바이스의 설계, 송신 전력 및 듀티 사이클, 예를 들면 두 개의 연속적인 거리(위치) 측정들 사이의 시간 간격의 함수이다. 많은 애플리케이션들에서, 듀티 사이클은 크며, 10X 내지 1000X이다. 큰 듀티 사이클, 예를 들면, 100X를 가진 애플리케이션들에서, 100 mW의 전력을 송신하는 FPGA 버전은 대략 3주들의 가동 시간을 가질 것이다. ASIC 기반 버전은 10X만큼 가동 시간을 증가시킬 것으로 예상된다. 또한, ASIC들은 본질적으로 보다 낮은 잡음 레벨을 가진다. 따라서, ASIC-기반 버전은 또한 약 40%만큼 동작 범위를 증가시킬 수 있다.

[0046] 이 기술분야의 통상의 기술자는 RF 도전 환경들(예를 들면, 빌딩들, 도시 회랑들 등과 같은)에서 위치-찾기 정확도를 상당히 증가시키면서 시스템 긴 동작 범위를 손상시키지 않는다는 것을 이해할 것이다.

[0047] 통상적으로, 추적 및 위치 찾기 시스템들은 추적-위치찾기-내비게이션 방법들을 이용한다. 이들 방법들은 도착 시간(TOA), 도착 시간 차(DTOA) 및 TOA 및 DTOA의 조합을 포함한다. 거리 측정 기술로서 도착 시간(TOA)은 일반적으로 미국 특허 번호 제5,525,967호에 설명된다. TOA/DTOA-기반 시스템은 RF 거리 측정 신호 직접 고저선(Direct-Line-Of-Site; DLOS) 플라이트 시간(flight time), 예로서 시간 지연을 측정하며, 이것은 그 후 거리

범위로 변환된다.

- [0048] RF 반사들(예로서, 다중-경로)의 경우에, 다양한 지연 시간들을 가진 RF 거리 측정 신호의 다수의 사본들이 DLOS RF 거리 측정 신호로 겹쳐진다. 협 대역폭 거리 측정 신호를 사용하는 추적-위치 찾기 시스템은 다중-경로 완화 없이 DLOS 신호 및 반사 신호들 사이에서 구별할 수 없다. 그 결과, 이들 반사된 신호들은 추정된 거리 측정 신호 DLOS 플라이트 시간에서 에러를 유발하며, 이것은 결과적으로 거리 추정 정확도에 영향을 준다.
- [0049] 실시예는 유리하게는 DLOS 신호 및 반사 신호들을 분리하기 위해 다중-경로 완화 프로세서를 사용한다. 따라서, 실시예는 추정된 거리 측정 신호 DLOS 플라이트 시간에서의 에러를 상당히 낮춘다. 제안된 다중-경로 완화 방법은 모든 RF 대역들 상에서 사용될 수 있다. 그것은 또한 광 대역폭 거리 측정 신호 위치-찾기 시스템들과 함께 사용될 수 있다. 그것은 DSS(직접 확산 스펙트럼) 및 FH(주파수 홉핑)과 같은, 확산 스펙트럼 기술들을 포함한, 다양한 변조/복조 기술들을 지원할 수 있다.
- [0050] 부가적으로, 잡음 감소 방법들은 방법의 정확도를 추가로 개선하기 위해 이용될 수 있다. 이들 잡음 감소 방법들은, 이에 제한되지 않지만, 간섭성 합산, 비-간섭성 합산, 매칭 필터링, 시간 다이버시티 기술들 등을 포함할 수 있다. 다중-경로 간섭 에러의 나머지들은 최대 우도 추정(예로서, 비터비 알고리즘), 최소 분산 추정(칼만 필터) 등과 같은 후-처리 기술들을 이용함으로써 추가로 감소될 수 있다.
- [0051] 실시예는 동작의 단방향, 반-이중 및 전 이중 모드들을 가진 시스템들에서 사용될 수 있다. 전-이중 동작은 RF 트랜시버 상에서의 복잡도, 비용 및 물류에 대하여 매우 부담이 크며, 이것은 휴대용/모바일 디바이스 구현들에서 시스템 동작 범위를 제한한다. 동작의 반-이중 모드에서, 판독기(종종 "마스터"로서 불리우는) 및 태그들(때때로 또한 "슬레이브들" 또는 "타겟들"로서 불리우는)는 단지 마스터 또는 슬레이브로 하여금 임의의 주어진 시간에 송신하도록 허용하는 프로토콜에 의해 제어된다.
- [0052] 전송 및 수신에 대한 단일 주파수가 거리 측정에 사용되도록 허용한다. 이러한 배열은 전 이중 시스템들과 비교하여 시스템의 비용들 및 복잡도를 감소시킨다. 동작의 단방향 모드는 개념적으로 더 간단하지만, 거리 측정 신호 시퀀스를 포함하여, 마스터 및 타겟 유닛(들) 사이에서의 이벤트들의 보다 철저한 동기화를 요구한다.
- [0053] 본 실시예들에서, 협 대역폭 거리 측정 신호 다중-경로 완화 프로세서는 거리 측정 신호 대역폭을 증가시키지 않는다. 그것은 유리하게는 협 대역폭 거리 측정 신호의 전파를 허용하기 위해 상이한 주파수 성분들을 사용한다. 추가 거리 측정 신호 프로세싱은 초 분해능 스펙트럼 추정 알고리즘들(MUSIC, rootMUSIC, ESPRIT) 및/또는 RELAX와 같은 통계 알고리즘들을 이용함으로써 주파수 도메인에서, 또는 비교적 큰 대역폭을 가진 합성 거리 측정 신호를 어셈블리하며 이 신호에 추가 프로세싱을 적용함으로써 시간-도메인에서 실행될 수 있다. 협 대역폭 거리 측정 신호의 상이한 주파수 성분은 의사 랜덤하게 선택될 수 있으며, 그것은 또한 주파수가 인접하거나 또는 이격될 수 있으며, 그것은 주파수가 균일한 및/또는 균일하지 않은 간격을 가질 수 있다.
- [0054] 실시예는 다중경로 완화 기술을 확장시킨다. 협대역 거리 측정을 위한 신호 모델은 그 주파수가 범위에 의해 정의된 지연에 정비례하는 복소 지수(본 문서에서의 다른 곳에서 소개된 바와 같은) 더하기 그 지연이 다중 경로에 관련된 시간에 의해 정의되는 유사한 조건이다. 상기 모델은 신호 구조, 예로서 스텝 주파수, 선형 주파수 변조 등의 실제 구현에 독립적이다.
- [0055] 직접 경로 및 다중경로 사이에서의 주파수 간격은 명목상 극히 작으며 정상 주파수 도메인 프로세싱은 직접 경로 범위를 추정하기에 충분하지 않다. 예를 들면, 30미터들의 범위에서 5 MHz에 걸친 100 KHz 스텝 레이트에서의 스텝 주파수 거리 측정 신호(100.07 나초 지연)는 0.062875 라디안/초의 주파수를 야기한다. 35미터의 경로 길이를 가진 다중경로 반사는 0.073355의 주파수를 야기할 것이다. 간격은 0.0104792이다. 관측 가능한 50 샘플의 주파수 분해능은 0.12566 Hz의 네이티브(native) 주파수 분해능을 가진다. 결과적으로, 반사된 경로로부터 직접 경로의 분리를 위해 종래의 주파수 추정 기술들을 사용하며 직접 경로 범위를 정확하게 추정하는 것은 가능하지 않다.
- [0056] 이러한 한계를 극복하기 위해, 실시예들은 서브스페이스 분해 고 분해능 스펙트럼 추정 방법들 및 다중모드 클러스터 분석의 구현들의 고유한 조합을 사용한다. 서브스페이스 분해 기술은 관측된 데이터의 추정된 공분산 행렬을 2개의 직교 서브스페이스들, 잡음 서브스페이스 및 신호 서브스페이스로 분해하는 것에 의존한다. 서브스페이스 분해 방법의 이론은 잡음 서브스페이스로의 관측 대상의 투사가 단지 잡음만으로 이루어지며 신호 서브스페이스로의 관측 대상의 투사는 단지 신호로 이루어진다는 것이다.
- [0057] 초 분해능 스펙트럼 추정 알고리즘들 및 RELAX 알고리즘은 잡음의 존재시 스펙트럼에서 가깝게 위치한 주파수들(사인 곡선들)을 식별할 수 있다. 주파수들은 고조파로 관련될 필요는 없으며, 디지털 푸리에 변환(DFT)과

달리, 신호 모델은 임의의 인공 주기성을 도입하지 않는다. 주어진 대역폭에 대해, 이들 알고리즘들은 푸리에 변환보다 상당히 더 높은 분해능을 제공한다. 따라서, 직접 고저선(DLOS)은 높은 정확도를 갖고 다른 다중-경로들(MP)로부터 신뢰성 있게 구별될 수 있다. 유사하게, 나중에 설명될 한계값 방법을 인위적으로 생성된 합성의 보다 넓은 대역폭 거리 측정 신호에 적용하는 것은 높은 정확도를 갖고 다른 경로들로부터 DLOS를 신뢰성 있게 구별하는 것을 가능하게 한다.

[0058] 실시예에 따르면, 디지털 신호 프로세싱(DSP)은 다른 MP 경로들로부터 DLOS를 신뢰성 있게 구별하기 위해 다중-경로 완화 프로세서에 의해 이용될 수 있다. 다양한 초-분해능 알고리즘들/기술들은 스펙트럼 분석(스펙트럼 추정) 기술에 존재한다. 예들은 서브스페이스 기반 방법들을 포함한다: MUSIC(MULtiple Signal Characterization) 알고리즘 또는 root-MUSIC 알고리즘, 회전 불변성 기술들을 통한 신호 파라미터의 추정(ESPRIT) 알고리즘, 피사렌코 고조파 분해(PHD) 알고리즘, RELAX 알고리즘 등.

[0059] 주지된 초-분해능 알고리즘들은 안테나에 충돌하는 신호들이 완전히 상관되지 않는 전제에 대해 작동한다. 따라서, 성능은 다중경로 전파에서 마주하게 될 수 있으므로 고도로 상관된 신호 환경에서 심하게 저하된다. 다중경로 완화 기술들은 공간 평활이라 불리우는 전처리 기법을 수반할 수 있다. 그 결과, 다중경로 완화 프로세스는 계산 집중적이고, 복잡하게 될 수 있으며, 즉 시스템 구현의 복잡도를 증가시킬 수 있다. 보다 낮은 시스템 계산 비용들 및 구현 복잡도를 가진 다중경로 완화는 초-분해능 매트릭스 펜슬(Matrix Pencil; MP) 알고리즘을 사용함으로써 달성될 수 있다. MP 알고리즘은 비-탐색 절차로서 분류된다. 그러므로, 그것은 계산적으로 덜 복잡하며 다른 초-분해능 알고리즘들에서 사용된 탐색 절차들에서 마주하게 되는 문제점들을 제거한다. 게다가, MP 알고리즘은 상관된 신호들에 민감하지 않으며 단지 단일 채널 추정만을 요구하고 또한 간섭성 다중경로 구성요소들과 연관된 지연들을 추정할 수 있다.

[0060] 상기 언급된 초-분해능 알고리즘들 모두에서, 인입(즉, 수신된) 신호는 주파수들의 복소 지수들 및 그것들의 복소 진폭들의 선형 조합으로서 모델링된다. 다중-경로의 경우에, 상기 수신 신호는 다음과 같을 것이다:

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

[0062] 여기에서 $\beta \times e^{i2\pi f_c t}$ 는 송신된 신호이고, f 는 동작 주파수이고, L 은 다중-경로 구성요소들의 수이며, $\alpha_k = |\alpha_k| \times e^{i\theta_k}$ 및 τ_k 는 각각 제 k 경로의 복소 감쇠 및 전파 지연이다. 다중-경로 구성요소들은 전파 지연들이 오름차순으로 고려되도록 인덱싱된다. 그 결과, 이 모델에서, τ_0 은 DLOS 경로의 전파 지연을 나타낸다. 명확하게, τ_0 값은, 그것이 모든 τ_k 의 최소 값이기 때문에, 가장 관심 있다. 상(Θ_k)은 명목상 균일 확률 밀도 함수($U(0, 2\pi)$)를 갖고 하나의 측정 사이클에서 또 다른 것으로 랜덤하게 추정된다. 따라서, 우리는 $\alpha_k = \text{const}$ (즉, 상수 값)이라고 가정한다.

[0063] 파라미터들(α_k 및 τ_k)은 빌딩들에서 및 그 주위에서 사람들 및 장비의 모션들을 반영한 랜덤 시변 함수들이다. 그러나, 그것들의 변형들의 레이트가 측정 시간 간격에 비교하여 매우 느리기 때문에, 이들 파라미터들은 주어진 측정 사이클 내에서 시-불변 랜덤 변수들로서 처리될 수 있다.

[0064] 이들 파라미터들 모두는 그것들이 송신 및 반사 계수들과 같은, 라디오 신호 특성들에 관련되므로 주파수-의존적이다. 그러나, 실시예에서, 동작 주파수는 매우 약간 변한다. 따라서, 상기 언급된 파라미터들은 주파수-독립적인 것으로 추정될 수 있다.

[0065] 식(1)은 다음으로서 주파수 도메인에 보여질 수 있다:

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

[0067] 여기에서: $A(f)$ 는 수신 신호의 복소 진폭이고, $(2\pi \times \tau_k)$ 는 초-분해능 알고리즘에 의해 추정될 인공 "주파수들"이며 동작 주파수(f)는 독립 변수이고; α_k 는 제 k 경로 진폭이다.

[0068] 식(2)에서, $(2\pi \times \tau_k)$ 및 그 다음에 τ_k 값들의 초-분해능 추정은 연속 주파수에 기초한다. 실제로, 유한한 수

의 측정치들이 있다. 따라서, 변수(f)는 연속 변수가 아닌, 오히려 이산 변수일 것이다. 따라서, 복소 진폭(A(f))은 다음과 같이 산출될 수 있다:

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

여기에서 $\hat{A}(f_n)$ 은 이산 주파수들(f_n)에서 이산 복소 진폭 추정치들(즉, 측정치들)이다.

식(3)에서 $\hat{A}(f_n)$ 은 그것이 다중-경로 채널을 통해 전파한 후 주파수(f_n)의 정현파 신호의 진폭 및 위상으로서 해석될 수 있다. 모든 스펙트럼 추정 기반 초-분해능 알고리즘들은 복소 입력 데이터(즉, 복소 진폭)를 요구한다는 것을 주의하자.

몇몇 경우들에서, 실제 신호 데이터, 예로서 $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$ 를 복소 신호(예로서, 분석 신호)로 변환하는 것이 가능하다. 예를 들면, 이러한 변환은 힐버트(Hilbert) 변환 또는 다른 방법들을 사용함으로써 실현될 수 있다. 그러나, 짧은 거리들의 경우에, 값(τ_0)은 매우 작으며, 이것은 매우 낮은 ($2\pi \times \tau_K$) "주파수들"을 야기한다.

이들 낮은 "주파수들"은 힐버트 변환(또는 다른 방법들) 구현들이 갖는 문제점들을 생성한다. 또한, 단지 진폭 값들(예로서, $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$)만이 사용된다면, 추정될 주파수들의 수는 ($2\pi \times \tau_K$) "주파수들"뿐만 아니라, 그것들의 조합들을 또한 포함할 것이다. 일반적으로, 알려지지 않은 주파수들의 수를 증가시키는 것은 초-분해능 알고리즘들의 정확도에 영향을 준다. 따라서, 다른 다중-경로(MP) 경로들로부터 DLOS 경로의 신뢰성 있는 정확한 분리는 복소 진폭 추정을 요구한다.

다음은 다중-경로의 존재시 복소 진폭($\hat{A}(f_n)$)을 획득하는 태스크 동안 방법 및 다중-경로 완화 프로세서 동작에 대한 설명이다. 설명이 동작의 반-이중 모드에 초점이 맞춰지지만, 그것은 전-이중 모드에 대해 쉽게 확장될 수 있다는 것을 주의하자. 동작의 단방향 모드는 반-이중 모드의 서브세트이지만, 부가적인 이벤트 동기화를 요구할 것이다.

동작의 반-이중 모드에서, 관독기(종종 "마스터"로서 불리우는) 및 태그들(또한 "슬레이브들" 또는 "타겟들"로서 불리우는)은 단지 마스터 또는 슬레이브가 임의의 주어진 시간에 송신하도록 허용하는 프로토콜에 의해 제어된다. 동작의 이러한 모드에서, 태그들(타겟 디바이스들)은 트랜스폰더(Transponder)들로서 작용한다. 태그들은 관독기(마스터 디바이스)로부터 거리 측정 신호를 수신하고, 그것을 메모리에 저장하며 그 후, 특정 시간(지연) 후, 신호를 마스터로 다시 재-송신한다.

거리 측정 신호의 예가 도 1 및 도 1a에 도시된다. 대표적인 거리 측정 신호는 인접해 있는 상이한 주파수 성분들을 이용한다. 의사 랜덤을 포함하고, 주파수 및/또는 시간적으로 이격되거나 또는 직교하는, 다른 파형들이, 또한 거리 측정 신호 대역폭이 좁은 채로 있는 한 사용될 수 있다. 도 1에서, 모든 주파수 성분을 위한 지속 시간(T_f)은 거리 측정 신호 협-대역폭 속성을 획득하기에 충분히 길다.

상이한 주파수 성분들을 가진 거리 측정 신호의 또 다른 변형이 도 2에 도시된다. 그것은 개개의 주파수들을 협-대역으로 만들기 위해 긴 시간대에 걸쳐 송신된 다수의 주파수들(f_1, f_2, f_3, f_4, f_n)을 포함한다. 이러한 신호는 보다 효율적이지만, 그것은 광 대역폭에서 차지하고 광 대역폭 거리 측정 신호는 SNR에 영향을 주며, 이것은 결과적으로 동작 범위를 감소시킨다. 또한, 이러한 광 대역폭 거리 측정 신호는 VHF 대역 이하 주파수들 대역들에 대한 FCC 요건들을 위반할 것이다. 그러나, 특정한 애플리케이션들에서, 이러한 광-대역폭 거리 측정 신호는 기존의 신호 및 송신 프로토콜들로의 보다 용이한 통합을 허용한다. 또한, 이러한 신호는 추적-위치 찾기 시간을 감소시킨다.

이들 다중-주파수(f_1, f_2, f_3, f_4, f_n) 버스트들은 또한 인접하고 및/또는 의사 랜덤이고, 주파수 및/또는 시간에 이격되거나 또는 직교할 수 있다.

협대역 거리 측정 모드는 광 대역 거리 측정에 비교하여, 이러한 정확도가 실현될 수 있는 범위를 증가시키면서 순시적 광 대역 거리 측정의 형태로 정확도를 생성할 것이다. 이러한 성능은 고정된 송신 전력에서, 협 대역 거

리 측정 신호의 수신기에서의 SNR(적절한 신호 대역폭들에서)이 광대역 거리 측정 신호의 수신기에서의 SNR보다 크기 때문에 달성된다. SNR 이득은 대략 광대역 거리 측정 신호의 총 대역폭 및 협 대역 거리 측정 신호의 각각의 채널의 대역폭의 비이다. 이것은 예를 들면, 걷거나 또는 달리는 사람과 같은, 움직이지 않으며 느리게 움직이는 타겟들에 대해, 매우 빠른 거리 측정이 요구되지 않을 때 양호한 트레이드-오프를 제공한다.

[0080] 마스터 디바이스들 및 태그 디바이스들은 동일하며 마스터 또는 트랜스폰더 모드에서 동작할 수 있다. 모든 디바이스들은 데이터/원격 제어 통신 채널들을 포함한다. 디바이스들은 정보를 교환할 수 있으며 마스터 디바이스(들)는 태그 디바이스들을 원격으로 제어할 수 있다. 도 1에 묘사된 이 예에서, 마스터(즉, 판독기)의 동작 동안, 다중-경로 완화 프로세서는 태그(들)에 대한 거리 측정 신호를 발생시키며, 특정한 지연 후, 마스터/판독기는 태그(들)로부터 반복된 거리 측정 신호를 수신한다.

[0081] 그 후, 마스터의 다중-경로 완화 프로세서는 수신된 거리 측정 신호를 원래 마스터로부터 전송된 것과 비교하며 모든 주파수 성분(f_n)에 대한 진폭 및 위상의 형태로 $\hat{A}(f_n)$ 추정치들을 결정한다. 식(3)에서, $\hat{A}(f_n)$ 은 단-방향 거리 측정 신호 트립에 대해 정의된다는 것을 주의하자. 실시예에서, 거리 측정 신호는 왕복을 한다. 다시 말해서, 그것은 양쪽 방향으로 이동한다: 마스터/판독기로부터 타겟/슬레이브로 및 타겟/슬레이브로부터 다시 마스터/판독기로. 따라서, 마스터에 의해 다시 수신되는 이러한 왕복 신호 복소 진폭은 다음과 같이 산출될 수 있다:

[0082]
$$|\hat{A}_{RT}(f_n)| = |\hat{A}(f_n)|^2 \text{ 및 } \angle \hat{A}_{RT}(f_n) = 2 \times (\angle \hat{A}(f_n)) \quad (4)$$

[0083] 예를 들면, 매칭 필터링($|\hat{A}(f_n)|$ 및 $\angle \hat{A}(f_n)$)을 포함하여, 복소 진폭 및 위상 값들을 추정하기 위해 이용 가능한 많은 기술들이 있다. 실시예에 따르면, 복소 진폭 결정은 마스터 및/또는 태그 수신기 RSSI(수신 신호

세기 표시자) 값들로부터 도출된 $|\hat{A}(f_n)|$ 값들에 기초한다. 상기 위상 값들($\angle \hat{A}_{RT}(f_n)$)은 판독기/마스터 리턴 기저대역 거리 측정 신호 위상에 의해 수신된 것 및 원래(즉, 판독기/마스터에 의해 전송된) 기저대역 거리 측정 신호 위상을 비교함으로써 획득된다. 또한, 마스터 및 태그 디바이스들이 독립적인 클록 시스템들을 갖기 때문에, 디바이스 동작에 대한 상세한 설명은 위상 추정 에러에 대한 클록 정확도 영향의 분석에 의해 증강

된다. 상기 설명이 도시하는 바와 같이, 단-방향 진폭($|\hat{A}(f_n)|$) 값들은 타겟/슬레이브 디바이스로부터 직접 획득 가능하다. 그러나, 단-방향 위상($\angle \hat{A}_{RT}(f_n)$) 값들은 직접 측정될 수 없다.

[0084] 실시예에서, 거리 측정 기저 대역 신호는 도 1에 묘사된 것과 동일하다. 그러나, 단순화를 위해, 거리 측정 기저 대역 신호는 각각이 상이한 주파수: F_1 및 F_2 의 코사인 또는 사인 파들의 다수의 주기들을 포함하는 단지 두 개의 주파수 성분들로 이루어진다고 여기에서 가정된다. $F_1=f_1$ 및 $F_2=f_2$ 임을 주의하자. 제1 주파수 성분에서의 주기들의 수는 L 이며 제2 주파수 성분에서의 주기들의 수는 P 이다. T_f 상수에 대해, 각각의 주파수 성분이 상이한 수의 주기들을 가질 수 있기 때문에, L 은 P 와 같거나 또는 같지 않을 수 있다는 것을 주의하자. 또한, 각각의 주파수 성분 사이에 시간 겹이 없으며, F_1 및 F_2 양쪽 모두는 0과 같은 초기 위상으로부터 시작된다.

[0085] 도 3a, 도 3b 및 도 3c는 RF 모바일 추적 및 위치 찾기 시스템의 마스터 또는 슬레이브 유닛(태그)의 블록도들을 묘사한다. F_{osc} 는 디바이스 시스템 클록(도 3a에서 수정 발진기(20))의 주파수를 나타낸다. 디바이스 내에서 발생된 모든 주파수들은 이러한 시스템 클록 수정 발진기로부터 발생된다. 다음의 정의들이 사용된다: M 은 마스터 디바이스(유닛)이고; AM 은 태그(타겟) 디바이스(유닛)이다. 태그 디바이스는 트랜스폰더 모드에서 동작하며 트랜스폰더(AM) 유닛으로서 불리운다.

[0086] 바람직한 실시예에서, 디바이스는 RF 프론트-엔드 및 RF 백-엔드, 기저-대역 및 다중-경로 완화 프로세서로 이루어진다. RF 백-엔드, 기저-대역 및 다중-경로 완화 프로세서는 FPGA(150)(도 3b 및 도 3c 참조)에서 구현된다. 시스템 클록 발생기(20)(도 3a 참조)는 $F_{osc}=20\text{MHz}$; 또는 $\omega_{osc}=2\pi \times 20 \times 10^6$ 에서 발진한다. 이것은 실제 디바이스들에서, 시스템 클록들 주파수들이 20MHz와 항상 같은 것은 아니기 때문에 이상적인 주파수이다:

$$F_{osc}^M = F_{osc} \gamma^M; F_{osc}^{AM} = F_{osc} \gamma^{AM}$$

$$\gamma^M = \frac{F_{osc}^M}{F_{osc}}, \gamma^{AM} = \frac{F_{osc}^{AM}}{F_{osc}}; \text{ 및 } \beta^M = \frac{1}{\gamma^M}, \beta^{AM} = \frac{1}{\gamma^{AM}}$$

[0087] 임을 주의하자.

[0088] 20 MHz 외의 F_{osc} 주파수들은 시스템 성능에 대한 임의의 영향 없이 사용될 수 있다는 것이 주의되어야 한다.

[0089] 양쪽 유닛들(마스터 및 태그)의 전자 구성은 동일하며 동작들의 상이한 모드들이 소프트웨어 프로그램 가능하다. 기저 대역 거리 측정 신호는 마스터의 FPGA(150), 블록들(155 내지 180)(도 2b 참조)에 의해 디지털 포맷으로 발생된다. 그것은 각각이 상이한 주파수의 코사인 또는 사인파들의 다수의 주기들을 포함한 두 개의 주파수 성분들로 이루어진다. 처음($t=0$)에, 마스터 디바이스(도 3b)에서의 FPGA(150)는 I/Q DAC들(120 및 125)을 통해 디지털 기저-대역 거리 측정 신호를 그것의 상향-변환기(50)로 출력한다. 상기 FPGA(150)는 F_1 주파수로 시작하며 시간(T_1) 후 T_2 의 지속 시간 동안 F_2 주파수를 발생시키기 시작한다.

[0090] 수정 발진기의 주파수가 20 MHz와 상이할 수 있으므로, FPGA에 의해 발생된 실제 주파수들은 $F_1 \gamma^M$ 및 $F_2 \gamma^M$ 일 것이다. 또한, 시간(T_1)은 $T_1 \beta^M$ 일 것이며 T_2 는 $T_2 \beta^M$ 일 것이다. T_1 , T_2 , F_1 , F_2 는 $F_1 \gamma^M * T_1 \beta^M$ 및 $F_2 \gamma^M * T_2 \beta^M$ 이도록 하기 위한 것임이 또한 가정되며, 여기에서 $F_1 T_1$ & $F_2 T_2$ 양쪽 모두는 정수들이다. 그것은 F_1 및 F_2 의 초기 위상들이 0과 같음을 의미한다.

[0091] 모든 주파수들이 시스템 수정 발진기(20) 클록들로부터 발생되므로, 마스터의 기저-대역 I/Q DAC(들)(120 및 125) 출력들은 다음과 같다:

[0092] $F_1 = \gamma^M 20 \times 10^6 \times K_{F_1}$ 및 $F_2 = \gamma^M 20 \times 10^6 \times K_{F_2}$, 여기에서 K_{F_1} 및 K_{F_2} 는 상수 계수들이다. 유사하게, 주파수 합성기(25)(믹서들(50 및 85)을 위한 LO 신호들)로부터의 출력 주파수들(TX_LO 및 RX_LO)은 상수 계수들을 통해 표현될 수 있다. 이들 상수 계수들은 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM)에 대해 동일하며 - 차이는 각각의 디바이스의 시스템 수정 발진기(20) 클록 주파수에 있다.

[0093] 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM)는 반-이중 모드에서 작동한다. 마스터의 RF 프론트-엔드는 직교 상향-변환기(즉, 믹서)(50)를 사용하여, 다중-경로 완화 프로세서에 의해 발생된, 기저-대역 거리 측정 신호를 상향-변환하며 이러한 상향-변환된 신호를 송신한다. 기저-대역 신호가 송신된 후, 마스터는 RF 프론트-엔트 TX/RX 스위치(15)를 사용하여 TX에서 RX 모드로 스위칭한다. 상기 트랜스폰더는 그것의 RF 프론트-엔트 믹서(85)(제1 IF를 생성하는) 및 ADC(140)(제2 IF를 생성하는)를 사용하여 수신된 신호를 수신하며 그것을 다시 하향-변환한다.

[0094] 그 후, 이러한 제2 IF 신호는 디지털 필터들(190)을 사용하여 트랜스폰더 RF 백-엔드에서 디지털로 필터링되며 RF 백-엔트 직교 믹서(200), 디지털 I/Q 필터들(210 및 230), 디지털 직교 발진기(220) 및 합산기(270)를 사용하여 기저-대역 거리 측정 신호로 추가로 하향-변환된다. 이러한 기저-대역 거리 측정 신호는 Ram 데이터 버스 제어기(195) 및 제어 로직(180)을 사용하여 트랜스폰더의 메모리(170)에 저장된다.

[0095] 그 다음에, 트랜스폰더는 RF 프론트-엔트 스위치(15)를 사용하여 RX에서 TX 모드로 스위칭하며, 특정한 지연(t_{RTX}) 후, 저장된 기저-대역 신호를 재-송신하기 시작한다. 상기 지연은 AM(트랜스폰더) 시스템 클록에서 측정

된다는 것을 주의하자. 따라서, $t_{RTX}^{AM} = t_{RTX} \beta^{AM}$. 마스터는 트랜스폰더 송신을 수신하며 그것의 RF 백-엔트 직교 믹서(200), 디지털 I 및 Q 필터들(210 및 230), 디지털 직교 발진기(220)를 사용하여 수신된 신호를 다시 기저-대역 신호로 하향-변환한다(도 3c 참조).

[0096] 그 후, 마스터는 다중-경로 완화 프로세서 arctan 블록(250) 및 위상 비교 블록(255)을 사용하여 수신된(즉, 복원된) 기저-대역 신호에서 F_1 및 F_2 사이에서의 위상 차를 산출한다. 진폭 값들은 RF 백-엔트 RSSI 블록(240)으로부터 도출된다.

[0097] 추정 정확도를 개선하기 위해, 블록(240)으로부터의 진폭 추정치들 및 블록(255)으로부터의 위상 차 추정치들의 SNR을 개선하는 것이 항상 바람직하다. 바람직한 실시예에서, 다중-경로 완화 프로세서는 거리 측정 신호 주파

수 성분 지속 기간(T_f)에 걸쳐 많은 시간 인스턴스들 동안 진폭 및 위상 차 추정치들을 산출한다. 이들 값들은, 평균 내어질 때, SNR을 개선한다. SNR 개선은 \sqrt{N} 에 비례하는 순서에 있을 수 있으며, 여기에서 N은 진폭 및 위상 차 값들이 취해졌을 때(즉, 결정되었을 때) 인스턴스들의 수이다.

[0098] SNR 개선에 대한 또 다른 접근법은 시간대에 걸쳐 매칭 필터 기술들을 적용함으로써 진폭 및 위상 차 값들을 결정하는 것이다. 그렇지만, 또 다른 접근법은 I/Q 형태로 원래(즉, 마스터/판독기에 의해 전송된) 기저-대역 거리 측정 신호 주파수 성분들에 대하여 주기($T \leq T_f$)에 걸쳐 그것들을 샘플링하고 통합함으로써 수신된(즉, 반복된) 기저 대역 거리 측정 신호 주파수 성분들의 위상 및 진폭을 추정하는 것일 것이다. 통합은 I/Q 포맷으로 진폭 및 위상의 다수의 인스턴스들의 평균화의 결과를 가진다. 그 후, 위상 및 진폭 값들은 I/Q 포맷에서 $\left| \hat{A}(f_n) \right|$ 및 $\angle \hat{A}(f_n)$ 포맷으로 변환될 수 있다.

[0099] t=0에서 마스터의 다중-경로 프로세서 제어 하에서 마스터 기저-대역 프로세서(FPGA(150)에서 양쪽 모두)는 기저-대역 거리 측정 시퀀스를 시작한다고 가정하자.

[0100]
$$\begin{aligned} \varphi_{\text{FPGA}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t)) \quad t < T_1 \beta^M, t < T_1 \beta^M; \\ \varphi_{\text{FPGA}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M)) \quad t > T_1 \beta^M \end{aligned}$$

[0101] 여기에서 $T_f \geq T_1 \beta^M$.

[0102] 마스터의 DAC(들)(120 및 125) 출력들에서의 위상은 다음과 같다:

[0103]
$$\begin{aligned} \varphi_{\text{DAC}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0), t < T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M; \\ \varphi_{\text{DAC}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{\text{DAC}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0), t > T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M \end{aligned}$$

[0104] DAC들(120 및 125)은 시스템 클록에 의존하지 않는 내부 전파 지연(t_{DAC}^M)을 갖는다는 것을 주의하자.

[0105] 유사하게, 송신기 회로 구성요소들(15, 30, 40, 및 50)은 시스템 클록에 의존하지 않는 부가적인 지연(t_{TX}^M)을 도입할 것이다.

[0106] 그 결과, 마스터에 의해 송신된 RF 신호의 위상은 다음과 같이 산출될 수 있다:

[0107]
$$\begin{aligned} \varphi_{\text{RX}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0), \\ &\quad t < T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M; \\ \varphi_{\text{RX}}^M(t) &= \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - t_{\text{DAC}}^M - t_{\text{TX}}^M) + K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^M)) + \varphi_{\text{DAC}}^M(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^M(0), \\ &\quad t > T_1 \beta^M + t_{\text{DAC}}^M + t_{\text{TX}}^M \end{aligned}$$

[0108] 마스터(M)로부터의 RF 신호는 마스터 및 태그 사이의 다중-경로 현상들의 함수인 위상 시프트(φ^{MULT})를 경험한다.

[0109] φ^{MULT} 값들은 송신된 주파수들, 예로서 F_1 및 F_2 에 의존한다. 트랜스폰더(AM) 수신기는 수신기의 RF 부분의 제한된(즉, 좁은) 대역폭 때문에 각각의 경로를 분해할 수 없다. 따라서, 특정한 시간, 예를 들면 1 마이크로초(~300미터의 플라이트에 상응하는) 후, 모든 반사된 신호들이 수신기 안테나에 도착하였을 때, 다음의 공식들이 적용된다:

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

[0110]

[0111] 제1 하향 변환기에서의 AM(트랜스폰더) 수신기, 요소(85), 출력, 예로서 제1 IF에서, 신호의 위상은 다음과 같다:

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

[0112]

[0113] 수신기 RF 섹션(요소들(15 및 60 내지 85))에서의 전파 지연(t_{RX}^{AM})은 시스템 클럭에 의존하지 않는다는 것을 주의하자. RF 프론트-엔드 필터들 및 증폭기들(요소들(95 내지 110 및 125))을 통과한 후, 제1 IF 신호는 RF 백-엔드 ADC(140)에 의해 샘플링된다. ADC(140)는 입력 신호(예로서, 제1 IF)를 언더-샘플링한다는 것이 가정된다. 따라서, ADC는 또한 제2 IF를 생성하는 하향-변환기처럼 동작한다. 제1 IF 필터들, 증폭기들 및 ADC는 전파 지연 시간을 부가한다. ADC 출력(제2 IF)에서:

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

[0114]

[0115] FPGA(150)에서, 제2 IF 신호(ADC 출력으로부터)는 RF 백-엔드 디지털 필터들(190)에 의해 필터링되며 제3 하향-변환기(즉, 직교 믹서(200), 디지털 필터들(230 및 210) 및 디지털 직교 발진기(220))에 의해 기저-대역 거리 측정 신호로 다시 추가로 하향-변환되고, 합산기(270)에서 합산되며 상기 메모리(170)에 저장된다. 제3 하향-변환기 출력(즉, 직교 믹서)에서:

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

[0116]

$$\begin{aligned} \varphi_{BB}^{AM}(t) = & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM}) + \right. \\ & \left. K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM}) \right) \\ & - \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM}) + K_{ADC}(t - t_{FIR}\beta^{AM}) + K_{SYN_RX_2}(t) + \right. \\ & \left. \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^{AM}(0) - \varphi_{ADC_CLK}^{AM}(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^{AM}(0), \right. \\ & \left. t > T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + t_{FIR}\beta^{AM} + 10^{-6} \right) \end{aligned}$$

FIR 섹션(190)에서의 전파 지연($t_{FIR}^{AM} = t_{FIR}\beta^{AM}$)은 시스템 클록에 의존하지 않는다는 것을 주의하자.

RX->TX 지연 후, 마스터(M)로부터 저장된(메모리(170)에) 기저-대역 거리 측정 신호가 재송신된다. RX->TX 지연($t_{RTX}^{AM} = t_{RTX}\beta^{AM}$)임을 주의하자.

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

$$\begin{aligned} \varphi_{RF}^{AM}(t) = & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM}) + \right. \\ & \left. K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM}) \right) \\ & - \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{SYN_RX_1}(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM}) + \right. \\ & \left. K_{ADC}(t - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM}) + K_{SYN_RX_2}(t - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM}) - \right. \\ & \left. K_{SYN_TX}(t - t_{TX}^M) \right) \\ & + \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_1}^{AM}(0) - \varphi_{ADC_CLK}^{AM}(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^{AM}(0) + \varphi_{SYN_TX}^{AM}(0), \\ & t > T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_1}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + t_{FIR}\beta^{AM} + t_{RTX}\beta^{AM} + t_{DAC}^{AM} + t_{TX}^{AM} + 10^{-6} \end{aligned}$$

트랜스폰더로부터의 신호가 마스터(M)의 수신기 안테나에 도달할 때까지, 트랜스폰더(AM)로부터의 RF 신호는 다중-경로의 함수인 또 다른 위상 시프트(φ^{MULT})를 경험한다. 상기 논의된 바와 같이, 이러한 위상 시프트는 모든 반사된 신호들이 마스터의 수신기 안테나에 도착하였을 때 특정한 시간대 후 발생한다:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{RXI}}^{\text{M}}(t) = & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{F}_1}(t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ & \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) - \\ & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{SYN_RX}_1}(t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ & \left. K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ & \left. K_{\text{SYN_RX}_2}(t - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) + \\ & 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0), \\ & 2 \times 10^{-6} < t < T_1\beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{RXI}}^{\text{M}}(t) = & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{F}_1}(T_1\beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_1}(t - T_1\beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ & \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) - \\ & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{SYN_RX}_1}(t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right. \\ & \left. K_{\text{ADC}}(t - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN_RX}_2}(t - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - \right. \\ & \left. K_{\text{SYN_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) + \\ & 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN_TX}}^{\text{AM}}(0), \\ & t > T_1\beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + 2 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

마스터 수신기에서, 트랜스폰더로부터의 신호는 트랜스폰더 수신기에서와 동일한 하향-변환 프로세스를 겪는다. 결과는 원래 마스터에 의해 전송된 복원된 기저-대역 거리 측정 신호이다.

제1 주파수 성분(F₁)에 대해:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{RXI_RECOV}}^{\text{M}}(t) = & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left(K_{\text{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_{\text{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) - \varphi_{\text{SYN_RX}_1}^{\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}}; \end{aligned}$$

[0128] 제2 주파수 성분(F2)에 대해:

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_RECO}^M(t) = & \left\{ K_{\beta}(T_1\beta^M) + K_{\beta}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M) + \right. \\ & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_TX} \left(t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_3} \left(t - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{ADC} \left(t - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_2}(t) \right] \\ & \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_RX_1} \left(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \right. \\ & K_{ADC} \left(t - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \\ & K_{SYN_RX_2} \left(t - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \\ & \left. K_{SYN_TX} \left(t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) \right] \\ & 2 \times \varphi_{F_i}^{MULL} + \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0) + \varphi_{SYN_RX}^M(0) - \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN_RX}^M(0), \\ & t > T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^{AM} + t_{RTX}\beta^{AM} + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_3}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^M + 2 \times 10^6 \end{aligned}$$

[0129]

[0130] 치환들:

$$T_{D_M-AM} = t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^{AM} + t_{RTX}\beta^{AM} + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF_3}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^M;$$

[0131]

[0132] 여기에서 T_{D_M-AM} 은 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) 회로로부터의 전파 지연이다.

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_M-AM}(0) = & \varphi_{SYN_TX}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_3}^{AM}(0) - \\ & \varphi_{ADC_CLK}^{AM}(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^{AM}(0) + \varphi_{SYN_TX}^{AM} - \varphi_{SYN_RX_1}^M(0) - \varphi_{ADC_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN_RX_2}^M(0) = Const; \end{aligned}$$

[0133]

[0134] 여기에서: $\varphi_{BB_M-AM}(0)$ 은 시간(t=0)에서, ADC(들)를 포함하여, 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) 주파수 믹서들로부터의, LO 위상 시프트이다.

$$\text{또한: } K_{SYN_TX} = K_{SYN_RX_1} + K_{ADC} + K_{SYN_RX_2}$$

[0135]

[0136] 제1 주파수 성분(F1)에 대해:

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_RECO}^M(t) = & \left\{ K_{\beta}(t - T_{D_M-AM}) - K_{SYN_TX}(t) + K_{SYN_RX_3}(t) - K_{ADC}(t) - K_{SYN_RX_2}(t) + \right. \\ & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_TX} \left(t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_3} \left(t - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{ADC} \left(t - t_{FIR}\beta^M \right) \right] \\ & \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_RX_1}(t) + K_{ADC}(t) + K_{SYN_RX_2}(t) - K_{SYN_TX}(t) + \right. \\ & K_{SYN_RX_3} \left(t - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) + K_{ADC} \left(-t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) + \\ & K_{SYN_RX_2} \left(-t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) \\ & K_{SYN_RX_3} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + K_{ADC} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \\ & \left. K_{SYN_RX_3} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_3}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) \right] \\ & 2 \times \varphi_{F_i}^{MULL} + \varphi_{BB_MAM}(0), \\ & 2 \times 10^{-6} < t < T_1\beta^M + T_{D_M-AM} \end{aligned}$$

[0137]

[0138] 제1 주파수 성분(F1) 계속:

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

[0139]

[0140] 제2 주파수 성분(F2):

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_RECOV}^M(t) = & \left\{ K_{F_2}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - T_{D_M-AM}) - K_{SYN_TX}(t) + K_{SYN_RX_1}(t) - K_{ADC}(t) - K_{SYN_RX_2}(t) + \right. \\ & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - K_{ADC} \left(-t_{FIR}^M \right) \right] - \\ & \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_RX_1}(t) + K_{ADC}(t) + K_{SYN_RX_2}(t) - K_{SYN_TX}(t) + \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} \right) + \right. \\ & \left. K_{ADC} \left(-t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) + K_{SYN_RX_2} \left(-t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) \right] + \\ & \left. K_{SYN_RX_1} \left(-t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) + K_{ADC} \left(-t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) + \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_2} \left(-t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) \right] \Bigg\} + \\ & 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AM}(0), \\ & t > T_1 \beta^M + T_{D_M-AM} + 2 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

[0141]

[0142] 제2 주파수 성분(F2) 계속:

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_RECOV}^M(t) = & \left\{ K_{F_2}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - T_{D_M-AM}) + \right. \\ & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - K_{ADC} \left(-t_{FIR}^M \right) \right] - \\ & \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} \right) + K_{ADC} \left(-t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) + \right. \\ & \left. K_{SYN_RX_2} \left(-t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) \right] \Bigg\} + \\ & 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AM}(0), \\ & t > T_1 \beta^M + T_{D_M-AM} + 2 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

[0143]

[0144] 추가 치환:

$$\begin{aligned} \alpha = & \left\{ K_{SYN_TX} \left(-t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} - t_{TX}^{AM} - t_{RX}^M - t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - \right. \\ & K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}^M \right) - K_{ADC} \left(-t_{FIR}^M \right) \Bigg\} - \\ & \gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times \left[K_{SYN_RX_1} \left(-t_{IF_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM} - t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} \right) + \right. \\ & \left. K_{ADC} \left(-t_{FIR}^{AM} - t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) + K_{SYN_RX_2} \left(-t_{RTX}^{AM} - t_{DAC}^{AM} \right) \right] \Bigg\} \end{aligned}$$

[0145]

[0146] 여기에서 a는 상수이다.

[0147] 그 후, 최종 위상 식은:

$$\begin{aligned} \varphi_{BB_RECOV}^M(t) = & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(t - T_{D_M-AM}) + 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AMN}(0) + \alpha, \\ & 2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^M + T_{D_M-AM}; \\ \varphi_{BB_RECOV}^M(t) = & \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(T_1 \beta^M) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^M - T_{D_M-AM})) + 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{BB_M-AM}(0) + \alpha, \\ & t > T_1 \beta^M + T_{D_M-AM} + 2 \times 10^{-6} \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)로부터:

$$\angle \hat{\lambda}_{RF}(f_s) = \left\langle 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT}, 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_3}, 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_4}, \dots, 2 \times \varphi_{F_i}^{MULT} + 2 \times \Delta\Phi_{F_i/F_1} \right\rangle$$

여기에서 $i=2, 3, 4, \dots$; 및 $2 \times \Delta\Phi_{F_i/F_1} = 2 \times (\varphi_{F_i}^{MULT} - \varphi_{F_1}^{MULT})$ 와 같다.

예를 들면, 시간 인스턴스들(t_1 및 t_2)에서의 차이($2 \times (\varphi_{F_2}^{MULT} - \varphi_{F_1}^{MULT})$):

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

$2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}$ 차이를 찾기 위해, 우리는 T_{D_M-AM} 을 알 필요가 있다:

$$\begin{aligned} T_{D_M-AM} &= T_{LB_M} \beta^M + T_{LB_AM} \beta^{AM} + t_{RTX} \beta^{AM}; \\ T_{LB_M} &= t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{FF}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR} \beta^M; T_{LB_AM} = t_{DAC}^{AM} + t_{TX}^{AM} + t_{RX}^{AM} + t_{FF}^{AM} + t_{ADC}^{AM} + t_{FIR} \beta^{AM}, \end{aligned}$$

여기에서 T_{LB_M} 및 T_{LB_AM} 은 루프-백 모드에 디바이스들을 묶으로써 측정되는 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) TX 및 RX 회로들을 통한 전파 지연들이다. 마스터 및 트랜스폰더 디바이스들은 자동으로 T_{LB_M} 및 T_{LB_AM} 을 측정할 수 있으며; 우리는 또한 t_{RTX} 값을 안다.

공식들 및 t_{RTX} 값으로부터, T_{D_M-AM} 이 결정될 수 있으며 결과적으로, 주어진 t_1 , 및 t_2 에 대해, $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}$ 값이 다음과 같이 발견될 수 있다:

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

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

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

또는, $\beta^M = \beta^{AM} = 1$ 을 가정하면:

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

식(6)으로부터, 동작 주파수(들)에서, 거리 측정 신호(들) 복소 진폭 값들이 리턴된 기저-대역 거리 측정 신호를 프로세싱하는 것으로부터 발견될 수 있다는 결론이 내려질 수 있다.

초기 위상 값($2 \times \varphi_{F_1}^{MULT}$)은 서브스페이스 알고리즘들이 일정한 위상 오프셋에 민감하지 않기 때문에 0과 같은 것으로 추정될 수 있다. 필요하다면, $2 \times \varphi_{F_1}^{MULT}$ 값(위상 초기 값)은 여기에 전체적으로 참조로서 통합된, 미국 특허 번호 제7,561,048호에 설명된 바와 같이 협-대역폭 거리 측정 신호 방법을 사용하여 TOA(도착 시간)을 결정함으로써 발견될 수 있다. 이러한 방법은 $2 \times T_{FLT} \beta^M$ 과 같은, 거리 측정 신호 왕복 지연을 추정하며, $2 \times \varphi_{F_1}^{MULT}$ 값은 다음의 식으로부터 발견될 수 있다:

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

또는:

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

바람직한 실시예에서, 리턴된 기저-대역 거리 측정 신호 위상 값들($\varphi_{BB_RECOV}^M(t)$)은 다중-경로 프로세서의 arctan 블록(250)에 의해 산출된다. SNR을 개선하기 위해, 다중-경로 완화 프로세서 위상 비교 블록(255)은 식(6A)을 사용하여 많은 인스턴스들(n(n=2, 3, 4,))에 대한 $2 \times \Delta \Phi_{F_1/F_2} = \varphi_{BB_RECOV}^M(t_m) - \varphi_{BB_RECOV}^M(t_n)$ 을 산출하며, 그 후 SNR을 개선하기 위해 그것들의 평균을 낸다. $2 \times 10^{-6} < t_n < T_f + T_{D_M-AM}; t_m = t_1 + T_f$ 을 주의하자.

식 5 및 식 6으로부터, 복원된(즉, 수신된) 기저-대역 거리 측정 신호가 마스터에 의해 전송된 원래 기저-대역 신호와 동일한 주파수를 가진다는 것이 분명해진다. 따라서, 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) 시스템 클록들이 상이할 수 있다는 사실에도 불구하고 주파수 변환은 없다. 기저-대역 신호는, 각각의 구성요소가 사인 곡선의 다수의 주기들로 이루어지는, 여러 개의 주파수 성분들로 이루어지기 때문에, 대응하는 원래(즉, 마스터에 의해 전송된) 기저-대역 신호 개개의 주파수 성분을 갖고 수신된 기저-대역 신호 개개의 구성요소 주파수를 샘플링하며 주기($T \leq T_f$)에 걸쳐 결과 신호를 통합함으로써 수신된 거리 측정 신호의 위상 및 진폭을 추정하는 것이 또한 가능하다.

이러한 동작은 I/Q 포맷으로 수신된 거리 측정 신호의 복소 진폭 값들($\hat{A}_{RF}(f_s)$)을 발생시킨다. 마스터에 의해 전송된 각각의 기저-대역 신호 개개의 주파수 성분은 시간이 T_{D_M-AM} 만큼 시프트되어야 한다는 것을 주의하자. 통합 동작은 진폭 및 위상(예로서, SNR을 증가시키는)의 다수의 인스턴스들의 평균을 낸 결과를 생성한다.

위상 및 진폭 값들은 I/Q 포맷에서 $|\hat{A}(f_n)|$ 및 $\angle \hat{A}_{RF}(f_n)$ 포맷으로 변환될 수 있다는 것을 주의하자.

- [0171] 샘플링하고, $T \leq T_f$ 의 주기에 걸쳐 통합하며 I/Q 포맷에서 $|A(f_n)|$ 및 $\angle A(f_n)$ 포맷으로의 후속 변환의 이러한 방법은 도 3c에서 위상 비교 블록(255)에서 구현될 수 있다. 따라서, 블록의 255 설계 및 구현에 의존하여, 식 (5)에 기초한, 바람직한 실시예의 방법, 또는 이 섹션에 설명된, 대안적인 방법이 사용될 수 있다.
- [0172] 거리 측정 신호 대역폭이 좁지만, 주파수 차이($f_n - f_1$)는 비교적 클 수 있으며, 예를 들면, 대략 수 메가헤르츠이다. 그 결과, 수신기의 대역폭은 $f_1:f_n$ 거리 측정 신호 주파수들 구성요소들의 모두를 전달하기에 충분히 넓게 유지되어야 한다. 이러한 넓은 수신기 대역폭은 SNR에 영향을 준다. 수신기 유효 대역폭을 감소시키며 SNR을 개선하기 위해, 수신된 거리 측정 신호 기저-대역 주파수 성분들은 수신된 기저-대역 거리 측정 신호의 각각의 개개의 주파수 성분에 대해 동조된 디지털 협 대역폭 필터들에 의해 FPGA(150)에서 RF 백-엔드 프로세서에 의해 필터링될 수 있다. 그러나, 이러한 다수의 디지털 필터들(필터들의 수는 개개의 주파수 성분들의 수(n)와 같다)은 FPGA 리소스들에 대한 추가적인 부담을 줘서, 그것의 비용, 크기 및 전력 소비를 증가시킨다.
- [0173] 바람직한 실시예에서, 단지 두 개의 협 대역폭 디지털 필터들만이 사용된다: 하나의 필터는 항상 f_1 주파수 성분에 대해 동조되며 다른 필터는 모든 다른 주파수들 구성요소들($f_2:f_n$)에 대해 동조될 수 있다. 거리 측정 신호의 다수의 인스턴스들이 마스터에 의해 전송된다. 각각의 인스턴스는 단지 두 개의 주파수들($f_1:f_2; f_1:f_3, \dots; f_1:f_n$)로 이루어진다. 유사한 전략들이 또한 가능하다.
- [0174] 주파수 합성기들을 조정함으로써, 예로서 K_{SYN} 를 변경함으로써 기저-대역 거리 측정 신호 구성요소들을 주파수 성분들의 나머지를 발생시키는 단지 두 개(또는 심지어 하나)로 유지하는 것이 또한 전적으로 가능하다는 것을 주의하자. 상향 변환기들 및 하향 변환기들 믹서들에 대한 LO 신호들은 직접 디지털 합성(DDS) 기술을 사용하여 발생하는 것이 바람직하다. 고 VHF 대역 주파수들에 대해, 이것은 트랜시버/FPGA 하드웨어에 대한 바람직하지 않은 부담을 줄 수 있다. 그러나, 하위 주파수들에 대해, 이것은 유용한 접근법일 수 있다. 아날로그 주파수 합성기들이 또한 사용될 수 있지만, 주파수가 변경된 후 결정하는데 추가적인 시간이 걸릴 수 있다. 또한, 아날로그 합성기들의 경우에, 동일한 주파수에서 두 개의 측정들이 아날로그 합성기의 주파수를 변경한 후 생길 수 있는 위상 오프셋을 소거하기 위해 이루어져야 할 것이다.
- [0175] 상기 식들에서 사용되는 실제 $T_{D,M-AM}$ 은 양쪽 모두: 마스터(M) 및 트랜스폰더(AM) 시스템 클록들에서 측정되며, 예로서 $T_{LB,AM}$ 및 t_{RTX} 가 트랜스폰더(AM) 클록들에서 카운팅되며 $T_{LB,M}$ 은 마스터(M) 클록에서 카운팅된다. 그러나, $2 \times \Delta\Phi_{F/F_0}$ 이 산출될 때, 양쪽: $T_{LB,AM}$ 및 t_{RTX} 는 마스터(M) 클록에서 측정(카운팅)된다. 이것은 에러를 도입한다:
- [0176]
$$2 \times \Delta\Phi_{\text{ERROR}} = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_0} - K_{F_0}) \times (T_{LB,AM}(\beta^M \beta^M - \beta^{\text{AM}}) + t_{RTX}(\beta^M - \beta^{\text{AM}})) \quad (7)$$
- [0177] 위상 추정 에러(7)는 정확도에 영향을 준다. 그러므로, 이러한 에러를 최소화하는 것이 필요하다. $\beta^M = \beta^{\text{AM}}$ 이면, 다시 말해서, 모든 마스터(들) 및 트랜스폰더들(태그들) 시스템 클록들이 동기화되면, t_{RTX} 시간으로부터의 기어가 제거된다.
- [0178] 바람직한 실시예에서, 마스터 및 트랜스폰더 유닛들(디바이스들)은 디바이스들 중 임의의 것과 클록들을 동기화할 수 있다. 예를 들면, 마스터 디바이스는 기준으로서 작용할 수 있다. 클록 동기화는 원격 제어 통신 채널을 사용함으로써 실현되며, 그에 의해 FPGA(150) 제어 하에서, 온도 보상 수정 발진기(TCXO)(20)의 주파수가 조정된다. 주파수 차이는 선택된 트랜스폰더 디바이스가 캐리어 신호를 송신하는 동안 마스터 디바이스의 합산기(270)의 출력에서 측정된다.
- [0179] 그 후, 마스터는 TCXO 주파수를 증가/감소시키기 위해 명령을 트랜스폰더에 전송한다. 이러한 절차는 합산기(270) 출력에서 주파수를 최소화함으로써 보다 큰 정확도를 달성하기 위해 수 회 반복될 수 있다. 이상적인 경우에, 합산기(270) 출력에서의 주파수는 0과 같게 되어야 한다는 것을 주의하자. 대안적인 방법은 주파수 차이를 측정하며 트랜스폰더의 TCXO 주파수를 조정하지 않고 추정된 위상의 교정을 한다는 것이다.
- [0180] $\beta^M - \beta^{\text{AM}}$ 이 상당히 감소될 수 있지만, $\beta^M \neq 1$ 일 때 위상 추정 에러가 있다. 이 경우에, 에러의 마진은 기준 디바이스(보통 마스터(M)) 클록 발생기의 장기 안정성에 의존한다. 또한, 클록 동기화의 프로세스는 특히 필드에서

의 다수의 유닛들을 갖고, 상당한 양의 시간이 걸릴 수 있다. 동기화 프로세스 동안, 추적-위치 찾기 시스템은 부분적으로 또는 완전히 동작 가능하지 않게 되며, 이것은 시스템 준비도 및 성능에 부정적인 영향을 준다. 이 경우에, 트랜스폰더의 TCXO 주파수 조정을 요구하지 않는 상기 언급된 방법이 선호된다.

[0181] 상업적으로 이용 가능한(규격품) TCXO 구성요소들은 높은 정도의 정확도 및 안정성을 가진다. 구체적으로, GPS 상용 애플리케이션들에 대한 TCXO 구성요소들은 매우 정확하다. 이들 디바이스들을 갖고, 위치 찾기 정확도에 대한 위상 에러 영향은 주파수 클럭 동기화에 대한 요구 없이 1미터보다 적을 수 있다.

[0182] 협 대역폭 거리 측정 신호 다중-경로 완화 프로세서가 리턴된 협 대역폭 거리 측정 신호 복소 진폭 $(\hat{A}_{RT}(f_s))$ 을 획득한 후, 추가 프로세싱(즉, 초-분해능 알고리즘들의 실행)이 다중-경로 완화 프로세서의 일 부인, 소프트웨어-기반 구성요소에서 구현된다. 이러한 소프트웨어 구성요소는 FPGA(150)(도시되지 않음)에 내 장되는 마스터(판독기) 호스트 컴퓨터 CPU 및/또는 마이크로프로세서에서 구현될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 다중-경로 완화 알고리즘(들) 소프트웨어 구성요소는 마스터 호스트 컴퓨터 CPU에 의해 실행된다.

[0183] 초-분해능 알고리즘(들)은 $(2\pi \times \tau_k)$ "주파수들"의 추정치, 예로서 τ_k 값들을 생성한다. 최종 단계에서, 다중-경로 완화 프로세서는 최소 값(즉, DLOS 지연 시간)을 가진 τ 를 선택한다.

[0184] 거리 측정 신호 협 대역폭 요건들이 다소 완화된 특정한 경우들에서, DLOS 경로는 연속(시간적으로) 처프(chirp)를 이용함으로써 MP 경로들로부터 분리될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 이러한 연속 처프는 선형 주파수 변조(Linear Frequency Modulation; LFM)이다. 그러나, 다른 처프 파형들이 또한 사용될 수 있다.

[0185] 다중-경로 완화 프로세서 제어 하에서, B의 대역폭 및 T의 지속 기간을 가진 처프가 송신된다고 가정하자. 그것

은 초당 $\beta = 2\pi \frac{B}{T}$ 라디안의 처프 레이트를 제공한다. 다수의 처프들이 송신되며 다시 수신된다. 처프 신호들은 동일한 위상에서 시작된 각각의 처프를 갖고 디지털로 발생된다는 것을 주의하자.

[0186] 다중-경로 프로세서에서, 각각의 수신된 단일 처프는 리턴된 처프가 관심 영역의 중간으로부터 오도록 정렬된다.

[0187] 처프 파형 식은:

[0188] $s(t) = \exp(i(\omega_0 t + \beta t^2))$ 이며, 여기에서 ω_0 은 $0 < t < T$ 에 대한 초기 주파수이다.

[0189] 단일 지연 왕복 τ , 예로서 무 다중-경로에 대해, 리턴된 신호(처프)는 $s(t - \tau)$ 이다.

[0190] 다중-경로 완화 프로세서는 그 후 원래 송신된 처프와 복소 공액 혼합을 수행함으로써 $s(t - \tau)$ 을 "디램핑(deramping)"한다. 결과 신호는 복소 정현파이다:

$$f_r(t) = \exp(-i\omega_0 \tau) \exp(-i2\beta \tau t) \exp(i\beta \tau^2), \quad (8)$$

[0192] 여기에서 $\exp(-i\omega_0 \tau)$ 는 진폭이며 $2\beta \tau$ 은 주파수 및 $0 \leq t \leq T$ 이다. 마지막 항은 위상이며 그것은 무시해도 될 정도임을 주의하자.

[0193] 다중-경로의 경우에, 합성 디램핑 신호는 다수의 복소 정현파들로 이루어진다:

$$f_{LDP}(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \exp(-i\omega_0 \tau_k) \exp(-i2\beta \tau_k t), \quad (9)$$

[0195] 여기에서 L은, DLOS 경로 및 $0 \leq t \leq T$ 을 포함한, 거리 측정 신호 경로들의 수이다.

[0196] 다수의 처프들이 송신되고 프로세싱된다. 각각의 처프는 상기 설명된 바와 같이 개별적으로 처리되고/프로세싱된다. 그 후, 다중-경로 완화 프로세서는 개개의 처프 프로세싱의 결과들을 어셈블리한다:

$$f_{LDP}^N(t) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} P(t - n\tau) \right] \times \left[\sum_{k=0}^{L-1} \exp(-i\omega_0 \tau_k) \exp(-i2\beta \tau_k t) \right] \quad (10)$$

[0198] 여기서 N 은 처프들의 수이고, $p(t) = \begin{cases} 1; 0 \leq t \leq T \\ 0; t > T \end{cases}$, $\rho = T + t_{\text{dead}} + t_{\text{dead}}$ 는 두 개의 연속 처프들 사이에서의 데드 시간 구역이고; $2\beta \tau_k$ 는 인공 지연 "주파수들"이다. 다시, 가장 흥미로운 것은 최저 "주파수"이며, 이것은 DLOS 경로 지연에 대응한다.

[0199] 식(10)에서, $f_{\text{MIP}}^N(t)$ 은 때로는 복소 정현파들의 합의 N 개의 샘플들로서 여겨질 수 있다:

$$[0200] \quad 0 \leq t_a \leq T; t_1 = t_a + \rho; t_2 = t_a + 2\rho; \dots; t_{m-1} = t_a + (N-1)\rho; m \in 0 : m-1;$$

[0201] 따라서, 샘플들의 수는 N 의 배수, 예로서 αN ; $\alpha=1, 2, \dots$ 일 수 있다.

[0202] 식(10)으로부터, 다중-경로 완화 프로세서는 추가 프로세싱(즉, 초-분해능 알고리즘들의 실행)에 사용되는 시간 도메인에서의 αN 개의 복소 진폭 샘플들을 생성한다. 이러한 추가 프로세싱은 다중-경로 완화 프로세서의 일부인, 소프트웨어 구성요소에서 구현된다. 이러한 소프트웨어 구성요소는 마스터(판독기) 호스트 컴퓨터 CPU에 의해 및/또는 FPGA(150)(도시되지 않음)에 내장되는 마이크로프로세서에 의해, 또는 양쪽 모두에 의해 실행될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 다중-경로 완화 알고리즘(들) 소프트웨어는 마스터 호스트 컴퓨터 CPU에 의해 실행된다.

[0203] 초-분해능 알고리즘(들)은 $2\beta \tau_k$ "주파수들"의 추정치, 예로서, τ_k 값들을 생성한다. 최종 단계에서, 다중-경로 완화 프로세서는 최소 값, 즉 DLOS 지연 시간을 가진 τ 을 선택한다.

[0204] 설명은, 초-분해능 알고리즘들에 대한 대안으로서 작용할 수 있는, "한계값 기술(threshold technique)"로 불리우는, 특수한 프로세싱 방법에 대해 주어질 것이다. 다시 말해서, 그것은 인위적으로 발생된 합성의 보다 넓은 대역폭 거리 측정 신호를 사용하여 다른 MP 경로들로부터 DLOS 경로를 구별하는데 신뢰성 및 정확도를 강화하기 위해 사용된다.

[0205] 도 1 및 도 1a에 도시된 주파수 도메인 기저-대역 거리 측정 신호는 시간 도메인 기저-대역 신호($s(t)$)로 변환될 수 있다:

$$[0206] \quad s(t) = \frac{\sin \pi (2N+1) \Delta f t}{\sin \pi \Delta f t} \quad (11)$$

[0207] $s(t)$ 는 주기($1/\Delta f$)로 주기적이며, 임의의 정수(k)에 대해, 신호의 피크 값인, $s(k/\Delta f) = 2N+1$ 임이 쉽게 검증된다. 여기에서 도 1 및 도 1a에서 $n=N$.

[0208] 도 4는 $N=11$ 및 $\Delta f=250$ kHz인 경우에 대한 $s(t)$ 의 두 개의 주기들을 도시한다. 신호는 $1/\Delta f=4$ 마이크로초에 의해 분리된 높이($2N+1=23$)의 펄스들의 시퀀스로서 나타난다. 펄스들 사이에 가변 진폭 및 $2N$ 개의 0들을 가진 정현 파형들이 있다. 신호의 광 대역폭은 높은 펄스들의 협소함에 기인할 수 있다. 대역폭은 0 주파수로부터 $N \Delta f=2.75$ MHz까지 확장된다는 것이 또한 이해될 수 있다.

[0209] 바람직한 실시예에서 사용되는 한계값 방법의 기본 사상은 다른 MP 경로들로부터 DLOS 경로를 구별할 때 인위적으로 발생된 합성의 보다 넓은 대역폭 거리 측정 신뢰성 및 정확도를 강화하는 것이다. 한계값 방법은 광대역 펄스의 리딩 에지의 시작이 수신기에 도착할 때 검출한다. 송신기 및 수신기에서의 필터링 때문에, 리딩 에지는 순간적으로 상승하지 않지만, 평활하게 증가하는 기울기를 갖고 잡음을 올린다. 리딩 에지의 TOA는 리딩 에지가 미리 결정된 임계치(T)를 가로지를 때를 검출함으로써 측정된다.

[0210] 작은 임계치는 그것이 보다 빨리 교차되며 펄스의 실제 시작 및 임계 교차 사이에서의 에러 지연(τ)이 작기 때문에 바람직하다. 따라서, 다중-경로로 인해 도달한 임의의 펄스 레플리카는 레플리카의 시작이 τ 보다 큰 지연을 갖는다면 효과를 갖지 않는다. 그러나, 잡음의 존재는 임계치(T)가 얼마나 작을 수 있는지에 대한 한계를 둔다. 지연(τ)을 감소시키기 위한 하나의 방식은 도함수가 보다 빠르게 증가하기 때문에, 펄스 자체 대신에 수신된 펄스의 도함수를 사용하는 것이다. 2차 도함수가 훨씬 더 빠른 증가를 가진다. 보다 높은 차수 도함수들이 사용될 수 있지만, 실제로 그것들은 잡음 레벨을 수용 가능하지 않은 값으로 올릴 수 있으며, 따라서 한계 2차 도함수가 사용된다.

[0211] 도 4에 묘사된 2.75 MHz 폭 신호는 매우 넓은 대역폭을 갖지만, 그것은 상기 언급된 방법에 의해 범위를 측정하

는데 적합하지 않다. 상기 방법은 각각이 0-신호 프리커서를 갖는 송신 펄스들을 요구한다. 그러나, 펄스들 사이의 정현 파형이 근본적으로 소거되도록 신호를 수정함으로써 목적을 달성하는 것이 가능하다. 바람직한 실시예에서, 그것은 높은 펄스들 사이의 선택된 간격 상에서의 신호를 가깝게 근사시키는 파형을 구성하며, 그 후 그것을 원래 신호로부터 감산함으로써 행해진다.

[0212] 기술은 도 1에서의 신호에 그것을 적용함으로써 예시될 수 있다. 파형 상에 도시된 두 개의 검은 점들은 첫 두 개의 펄스들 사이에 중심이 있는 간격(I)의 엔드포인트들이다. 최상의 결과들을 제공하기 위해 실험적으로 결정되어 온, 간격(I)의 좌측 및 우측 엔드포인트들은 각각 다음에 있다:

$$t_1 = \frac{1.1}{(2N+1)\Delta f} = \frac{1.1}{23 \times 250,000} \cong 191.3 \text{ nsec}$$

$$t_2 = \frac{1}{\Delta f} - t_1 = \frac{1}{250,000} - \frac{1.1}{23 \times 250,000} \cong 3,808.7 \text{ nsec}$$

[0213] (12)

[0214] 이러한 간격 상에서 신호(s(t))를 근본적으로 소거하지만, 간격 밖에서 많은 손해를 야기하지 않는, 함수(g(t))를 발생시키려는 시도가 수행된다. 표현(11)은 s(t)가 $1/\sin \pi \Delta f t$ 에 의해 변조된 정현파($\sin \pi (2N+1) \Delta f t$)임을 나타내므로, 먼저 간격(I) 상에서 $1/\sin \pi \Delta f t$ 에 가깝게 근사하는 함수(h(t))가 발견되며, 그 후 곱으로써 g(t)를 형성한다:

$$g(t) = h(t) \sin \pi (2N+1) \Delta f t$$

[0215] (13)

[0216] h(t)는 다음의 합에 의해 발생된다:

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

[0217] (14)

[0218] 여기에서

$$\phi_0(t) \equiv 1, \quad \phi_k(t) \equiv \sin k\pi \Delta f t \text{ for } k = 1, 2, \dots, M$$

[0219] (15)

[0220] 및 계수들(a_k)은 간격(I)에 걸쳐 최소-제곱 에러를 최소화하기 위해 선택된다

$$J = \int_I \left(1/\sin \pi \Delta f t - \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right)^2 dt$$

[0221] (16)

[0222] 해법은 a_k 에 대하여 J의 부분 도함수들을 취하며 그것들을 0과 같게 설정함으로써 쉽게 획득된다. 결과는 M+1 식들의 선형 시스템이다.

$$\sum_{k=0}^M a_k R_{jk} = R_j, \quad j = 0, 1, 2, \dots, M$$

[0223] (17)

[0224] 그것은 a_k 에 대해 풀릴 수 있으며, 여기에서

$$R_j = \int_I \phi_j \cdot 1/\sin \pi \Delta f t \, dt, \quad R_{jk} = \int_I \phi_j(t) \phi_k(t) \, dt$$

[0225] (18)

[0226] 그 후,

$$g(t) = h(t) \sin \pi (2N+1) \Delta f t$$

$$= \left(\sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right) \sin \pi (2N+1) \Delta f t$$

[0227] (19)

[0228] (12)에 의해 주어진 함수들($\phi_k(t)$)의 정의를 사용하여

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

g(t)는 함수(r(t))를 얻기 위해 s(t)로부터 감해지며, 이것은 근본적으로 간격(1) 상에서 s(t)를 소거해야 한다. 부록에 표시된 바와 같이, 식(20)에서 합산을 위한 상한(M)을 위한 적절한 선택은 M=2N+1이다. 이러한 값 및 부록으로부터의 결과들을 사용하여,

$$r(t) = s(t) - g(t) \\ = b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k\Delta f t + c \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2} \right) \Delta f t \quad (21)$$

여기에서

$$b_0 = 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1} \\ b_k = 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, N \\ b_k = -\frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \quad \text{for } k = N+1, N+2, \dots, 2N+1 \\ c = -a_0 \quad (22)$$

식(17)으로부터, 총 2N+3개 주파수들(0-주파수 DC 항을 포함한)은 원하는 신호(r(t))를 획득하기 위해 요구된다 는 것이 이해된다. 도 5는 도 1에 도시된 원래 신호(s(t))에 대한 결과 신호(r(t))를 도시하며, 여기에서 N=11. 이 경우에, r(t)의 구성은 25개의 캐리어들(DC 항(b₀)을 포함하여)을 요구한다.

상기 구성된 바와 같이 r(t)의 중요한 특성들은 다음과 같다:

1. (14)로부터 보여지는 바와 같이, 최저 주파수는 0 Hz이며 최고 주파수는 (2N+1)Δf Hz이다. 따라서, 총 대역 폭은 (2N+1)Δf Hz이다.

2. 모든 캐리어들은, 주파수 $\left(N + \frac{1}{2} \right) \Delta f$ 에 위치한 사인 함수인, 하나의 캐리어를 제외하고, Δf 이격된 코사 인 함수들(DC를 포함한)이다.

3. 원래 신호(s(t))는 주기(1/Δf)를 갖지만, r(t)는 주기(2/Δf)를 가진다. s(t)의 전체 주기인, r(t)의 각각 의 주기의 제1 반주기는 신호의 소거된 부분을 포함하며, r(t)의 제2 반주기는 큰 진동 세그먼트이다. 따라서, 프리커서의 소거는 단지 s(t)의 모든 다른 주기에서만 발생한다.

이것은 소거 함수(g(t))가 실제로 s(t)의 모든 다른 기간에서 s(t)를 강화하기 때문에 발생한다. 이유는 g(t)가 s(t)의 모든 피크에서 그것의 극성을 역전시키는 반면, s(t)는 그렇지 않다는 것이다. s(t)의 모든 주기를 만드는 방법은 이하에 설명된 3 dB만큼 프로세싱 이득을 증가시키기 위해 소거된 부분을 포함한다.

4. s(t)의 소거된 부분의 길이는 1/Δf의 약 80% 내지 90%이다. 그러므로, Δf는 이러한 길이를 다중-경로로 인 한 r(t)의 이전 비-제로 부분들로부터 임의의 잔여 신호를 제거하기에 충분히 길게 만들기 위해 충분히 작도록 요구한다.

5. 바로 이어지는 r(t)의 각각의 제로 부분은 진동 부분의 제1 사이클이다. 바람직한 실시예에서, 상기 설명된 바와 같은 TOA 측정 방법에서, 이러한 사이클의 제1 절반은 TOA, 구체적으로 그것의 상승의 시작을 측정하기 위 해 사용된다. 이러한 제1 절반-사이클의 피크 값(주 피크로 불리울)은 대략 동일한 시간 포인트에 위치한 s(t) 의 대응 피크보다 다소 더 크다는 것을 주의하는 것이 흥미롭다. 제1 절반-사이클의 폭은 NΔf에 대략 반비례한 다.

6. 다량의 프로세싱 이득이 다음에 의해 달성될 수 있다:

(a) r(t)는 주기(2/Δf)로 주기적이기 때문에, 신호(r(t))의 반복들을 사용하자. 또한, 부가적인 3 dB의 프로세 싱 이득은 나중에 설명될 방법에 의해 가능하다.

(b) 협대역 필터링. 2N+3 캐리어들의 각각은 협대역 신호이기 때문에, 신호의 점유 대역폭은 주파수들의 전체 할당된 대역에 걸쳐 확산된 광대역 신호의 것보다 훨씬 더 작다.

- [0245] 도 5에 도시된 신호($r(t)$)에 대해, $s(t)$ 의 소거된 부분의 길이는 약 3.7 마이크로초 또는 1,110 미터이며, 여기에서 $N=11$ 및 $\Delta f=250\text{kHz}$ 이다. 이것은 다중-경로로 인한 $r(t)$ 의 이전 비-제로 부분들로부터 임의의 잔여 신호를 제거하기에 너무 많다. 주 피크는 대략 35의 값을 가지며, 프리커서(즉, 소거) 영역에서의 최대 크기는 약 0.02 이고, 이것은 주 피크 65 dB 아래이다. 이것은 상기 설명된 바와 같이 TOA 측정 한계 기술을 사용하여 양호한 성능을 얻기 위해 바람직하다.
- [0246] 보다 적은 캐리어들의 사용이 도 6에 묘사되며, 이것은 총 단지 $2N+3=9$ 캐리어들에 대해, $\Delta f=850\text{ kHz}$, $N=3$, 및 $M=2N+1=7$ 을 사용하여 발생하는 신호를 예시한다. 이 경우에, 신호의 기간은 도 5에서의 신호에 비교하여 단지 $2/\Delta f \approx 2.35$ 마이크로초이며, 여기에서 기간은 8 마이크로초이다. 이 예는 단위 시간당 보다 많은 주기들을 가지므로, 그것은 보다 많은 프로세싱 이득이 달성될 수 있다고 예상할 수 있다.
- [0247] 그러나, 보다 적은 캐리어들이 사용되므로, 주 피크의 진폭은 전의 약 1/3이며, 이것은 예상된 추가 프로세싱 이득을 소거하려는 경향이 있다. 또한, 제로-신호 프리커서 세그먼트들의 길이는 더 짧으며, 약 0.8 마이크로초 또는 240 미터이다. 이것은 다중-경로로 인한 $r(t)$ 의 이전 비-제로 부분들로부터 임의의 잔여 신호를 제거하기에 여전히 충분해야 한다. $(2N+1)\Delta f=5.95\text{ MHz}$ 의 총 대역폭은 이전과 대략 동일하며, 주 피크의 반-사이클의 폭이 또한 대략 동일하다는 것을 주의하자. 보다 적은 캐리어가 사용되므로, 각각의 캐리어가 수신기에서 협대역 필터링될 때 몇몇 추가 프로세싱 이득이 있어야 한다. 게다가, 프리커서(즉, 소거) 영역에서의 최대 크기는 이제, 이전 예로부터 10 dB 개선인, 주 피크 약 75 dB 아래이다.
- [0248] RF 주파수들에서의 송신: 이 포인트($r(t)$)까지, 단순화를 위해 기저-대역 신호로서 설명되어 왔다. 그러나, 그것은 RF까지 변환되고, 송신되고, 수신되며, 그 후 수신기에서 기저-대역 신호로서 재구성될 수 있다. 예시하기 위해, 인덱스(j)(라디안/초 주파수들이 표시법 단순화를 위해 사용된다)를 가진 다중-경로 전파 경로들 중 하나를 통해 이동하는 기저-대역 신호($r(t)$)에서 주파수 성분들(ω_k) 중 하나에 일어나는 것을 고려하자:
- [0249] $b_k \cos \omega_k t$ (송신기에서 기저대역으로)
- [0250] $b_k \cos(\omega + \omega_k)t$ (주파수(ω)에 의해 RF까지 변환된)
- [0251] $a_j b_k \cos[(\omega + \omega_k)(t - \tau_j) + \phi_k]$ (수신기 안테나에서)
- [0252] $a_j b_k \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta]$ (주파수($-\omega$)에 의해 기저대역으로 변환된) (23)
- [0253] 송신기 및 수신기는 주파수 동기화된다고 여기에서 가정된다. 파라미터(b_k)는 $r(t)$ 에 대한 식(21)에서 제 k 계수이다. 파라미터들(τ_j 및 ϕ_j)은 각각 제 j 전파 경로의 경로 지연 및 위상 시프트(반사기의 유전체 속성들로 인한)이다. 파라미터(θ)는 수신기에서 기저-대역으로의 하향-변환 시 발생한 위상 시프트이다. 유사한 시퀀스의 함수들이 식(21)의 사인 구성요소를 위해 제공될 수 있다.
- [0254] $r(t)$ 에서 제로-신호 프리커서들이 최대 중요한 전파 지연보다 충분히 더 큰 길이를 갖는 한, 식(20)에서의 최종 기저-대역 신호는 여전히 제로-신호 프리커서들을 가질 것이라는 것을 주의하는 것이 중요하다. 물론, 모든 경로들(인덱스(j))에 걸쳐 모든 주파수 성분(인덱스(k))이 조합될 때, 수신기에서 기저-대역 신호는 모든 위상 시프트들을 포함하여, $r(t)$ 의 왜곡된 버전일 것이다.
- [0255] 순차적 캐리어 송신들 및 신호 재구성은 도 1 및 도 1a에 예시된다. 송신기 및 수신기는 시간 및 주파수 동기화되며, $2N+3$ 송신 캐리어들은 동시에 송신될 필요가 없다고 가정된다. 예로서, 기저-대역 표현이 도 1a 및 도 6의 것인 신호의 송신을 고려하자.
- [0256] 도 6에서, $N=3$ 및 1 밀리초 동안 9개의 주파수 성분들의 각각이 순차적으로 송신된다고 가정하자. 각각의 주파수 송신을 위한 시작 및 종료 시간들은 수신기에서 알려져 있으며, 따라서 그것은 이들 각각의 시간들에서 각각의 주파수 성분의 수신을 순차적으로 시작 및 종료할 수 있다. 신호 전파 시간은 1 밀리초(그것은 보통 의도된 애플리케이션에서 수 마이크로초 미만일 것이다)에 비교하여 매우 짧으므로, 각각의 수신된 주파수 성분의 작은 부분은 무시되어야 하며, 수신기는 그것을 쉽게 지울 수 있다.
- [0257] 9개의 주파수 성분들을 수신하는 전체 프로세스는 프로세싱 이득을 증가시키기 위해 9-밀리초 블록들의 부가적인 수신에서 반복될 수 있다. 총 수신 시간 중 1초에서, 프로세싱 이득을 위해 이용 가능한 약 111개의 이러한 9-밀리초 블록들이 있을 것이다. 부가적으로, 각각의 블록 내에서, $0.009/(2/\Delta f) \approx 383$ 주 피크들로부터 이용

가능한 부가적인 프로세싱 이득이 있을 것이다.

- [0258] 일반적으로 신호 재구성은 매우 경제적이게 만들 수 있으며, 본질적으로 모든 가능한 프로세싱 이득을 허용할 것이라는 것은 중요한 것이 아니다. $2N+3$ 수신 주파수들의 각각에 대해:
- [0259] 1. 상기 주파수에 대응하는 저장된 벡터들(페이저들)의 시퀀스를 형성하기 위해 상기 주파수의 각각의 1-밀리초 수신기의 위상 및 진폭을 측정하자.
- [0260] 2. 상기 주파수에 대한 저장된 벡터들의 평균을 내자.
- [0261] 3. 마지막으로, 지속시간($2/\Delta f$)을 가진 기저-대역 신호의 1 기간을 재구성하기 위해 $2N+3$ 주파수들에 대한 $2N+3$ 벡터 평균들을 사용하며, 신호 TOA를 추정하기 위해 재구성을 사용하자.
- [0262] 이러한 방법은 1-밀리초 송신들에 제한되지 않으며, 송신들의 길이는 증가되거나 또는 감소될 수 있다. 그러나, 모든 송신들에 대한 총 시간은 수신기 또는 송신기의 임의의 모션을 정지시키기 위해 충분히 짧아야 한다.
- [0263] $r(t)$ 의 대안적인 반-사이클들에 대한 소거를 획득하는 것: 소거 함수($g(t)$)의 극성을 간단히 역전시킴으로써, $s(t)$ 의 피크들 사이에서의 소거가 가능하며 여기에서 $r(t)$ 는 이전에 진동하였다. 그러나, $s(t)$ 의 모든 피크들 사이에서 소거를 획득하기 위해, 함수($g(t)$) 및 그것의 극성 역전 버전이 수신기에서 적용되어야 하며, 이것은 수신기에서 계수 가중을 수반한다.
- [0264] 수신기에서의 계수 가중: 원한다면, 식(21)에서의 계수들(b_k)은 송신기에서 $r(t)$ 의 구성을 위해 사용되며 대신에 수신기에서 도입될 수 있다. 이것은 b_k 가 처음에 대신 마지막 단계에서 도입된다면 최종 신호가 동일한 식(20)에서의 신호들의 시퀀스를 고려함으로써 쉽게 이해된다. 잡음을 무시하면, 값들은 다음과 같다:
- [0265] $\cos \omega_k t$ (송신기에서 기저대역에서)
- [0266] $\cos(\omega + \omega_k)t$ (주파수(ω)에 의해 RF까지 변환된)
- [0267] $a_j \cos[(\omega + \omega_k)(t - \tau_j) + \phi_j]$ (수신기 안테나에서)
- [0268] $a_j \cos[(\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta)]$ (주파수($-\omega$)에 의해 기저대역으로 변환된)
- [0269] $a_j b_k \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta]$ (기저대역에서 계수(b_k)만큼 가중된) (24)
- [0270] 송신기는 그 후 동일한 진폭을 갖고 모든 주파수들을 송신할 수 있으며, 이것은 그것의 설계를 단순화한다. 이러한 방법은 또한 각각의 주파수에서 잡음을 가중시키며, 그 효과가 고려되어야 한다는 것이 주의되어야 한다. 계수 가중은 많은 사용 가능한 주 피크들의 두 배를 얻기 위해 $g(t)$ 의 극성 역전을 실시하기 위해 수신기에서 행해져야 한다는 것이 또한 주의되어야 한다.
- [0271] 채널들에서 중심 주파수들로의 Δf 의 스케일링: VHF 이하 주파수들에서 FCC 요건들을 충족시키기 위해, 일정한 채널 간격을 가진 채널화된 송신이 요구될 것이다. VHF 이하 주파수들 대역(들)에 대한 경우인, 총 할당된 대역에 비교하여 작은 일정한 채널 간격을 가진 채널화된 송신 대역에서, Δf 에 대한 작은 조정들은, 필요하다면, 모든 송신된 주파수들이 원래 설계 값들로부터 성능을 실질적으로 변경하지 않고 채널 중심들에 있도록 허용한다. 이전 제공된 기저-대역 신호들의 두 개의 예들에서, 모든 주파수 성분들은 $\Delta f/2$ 의 배수들이며, 따라서 채널 간격이 $\Delta f/2$ 를 나눈다면, 최저 RF 송신 주파수는 하나의 채널에서 중심에 있을 수 있으며 모든 다른 주파수들은 채널들의 중심에서 떨어진다.
- [0272] 몇몇 라디오 주파수(RF)-기반 식별에서, 거리 측정 기능을 수행하는 것 외에 추적 및 위치 찾기 시스템들, 양쪽 모두: 마스터 유닛 및 태그 유닛은 또한 음성, 데이터, 및 제어 통신 기능들을 수행한다. 유사하게, 바람직한 실시예에서, 마스터 유닛 및 태그 양쪽 모두는 거리 측정 기능 외에 음성, 데이터 및 제어 통신 기능들을 수행한다.
- [0273] 바람직한 실시예에 따르면, 거리 측정 신호(들)는 다중-경로 완화를 포함하여, 광대한 정교한 신호 프로세싱 기술들의 대상이 된다. 그러나, 이들 기술들은 자체를 음성, 데이터 및 제어 신호들에 제공하지 않을 수 있다. 그 결과, 제안된 시스템(다른 기존의 시스템들뿐만 아니라)의 동작 범위는 거리를 신뢰성 있게 및 정확하게 측정하기 위한 그것의 능력에 의해서가 아닌, 음성 및/또는 데이터 및/또는 제어 통신 동안 범위 밖에 있음으로써 제한될 수 있다.

- [0274] 다른 라디오 주파수(RF)-기반 식별, 추적 및 위치 찾기 시스템들에서, 거리 측정 기능은 음성, 데이터 및 제어 통신 기능으로부터 분리된다. 이들 시스템들에서, 분리된 RF 트랜시버들은 음성, 데이터 및 제어 통신 기능들을 수행하기 위해 사용된다. 이러한 접근법의 단점은 시스템 증가 비용, 복잡도, 크기 등이다.
- [0275] 상기 언급된 단점들을 회피하기 위해, 바람직한 실시예에서, 협 대역폭 거리 측정 신호 또는 기저-대역 협 대역폭 거리 측정 신호 여러 개의 개개의 주파수 성분들은 동일한 데이터/제어 신호들을 갖고 및 음성의 경우에 디지털화된 음성 패킷들 데이터를 갖고 변조된다. 수신기에서, 최고 신호 세기를 가진 개개의 주파수 성분들은 복조되며 획득된 정보 신뢰성은 정보 리던던시를 이용하는 "보팅(voting)" 또는 다른 신호 프로세싱 기술들을 수행함으로써 추가로 강화될 수 있다.
- [0276] 이러한 방법은 "널(null)" 현상들을 회피하도록 허용하며, 여기에서 다수의 경로들로부터의 인입 RF 신호들은 DLOS 경로와 및 서로 파괴적으로 조합하며, 따라서 수신된 신호 세기를 상당히 감소시키며 그것의 SNR과 연관된다. 게다가, 이러한 방법은 다수의 경로들로부터의 인입 신호들이 DLOS 경로와 및 서로 건설적으로 조합하는 주파수들의 세트를 찾도록 허용하며, 따라서 수신된 신호 세기를 증가시키며 그것의 SNR과 연관된다.
- [0277] 이전에 언급된 바와 같이, 스펙트럼 추정-기반 초-분해능 알고리즘들은 일반적으로 동일한 모델을 사용한다: 주파수들의 복소 지수들 및 그것들의 복소 진폭들의 선형 조합. 이러한 복소 진폭은 상기 식 3에 의해 제공된다.
- [0278] 모든 스펙트럼 추정-기반 초-분해능 알고리즘들은 복소 지수들의 수, 즉 다중경로 경로들의 수에 대한 선형적 지식을 요구한다. 이러한 복소 지수들의 수는 모델 크기로 불리며 식 1 내지 식 3에 도시된 바와 같이 다중-경로 구성요소들(L)의 수에 의해 결정된다. 그러나, RF 추적-위치 찾기 애플리케이션들에 대한 경우인, 경로 지연을 추정할 때, 이러한 정보는 이용 가능하지 않다. 이것은 초-분해능 알고리즘들을 통해 스펙트럼 추정 프로세스에 또 다른 치수, 즉 모델 크기 추정치를 추가한다.
- [0279] 모델 크기 과소 평가의 경우에 주파수 추정의 정확도가 영향을 받으며 모델 크기가 과대 평가될 때 알고리즘이 스푸리어스, 예로서 존재하지 않는, 주파수들을 발생시킨다는 것이 도시되어 있다(Kei Sakaguchi 외, ESPRIT 기반 고 분해능 기술들에서의 모델 차수 추정 에러의 영향). AIC(아카이케 정보 기준), MDL(최소 디스크립션 길이) 등과 같은 모델 크기 추정의 기존의 방법들은 신호들(복소 지수들) 사이에서의 상관관계에 높은 민감도를 가진다. 그러나 RF 다중경로의 경우에, 이것은 항상 그 경우이다. 더 정확히 말하자면, 예를 들면, 순방향-역방향 평활화 알고리즘들이 적용된 후, 항상 남아있는 양의 상관관계가 있을 것이다.
- [0280] Sakaguchi 논문에서, 과대 평가된 모델을 사용하며 이들 신호 전력(진폭)을 추정하고 그 후 매우 낮은 전력을 가진 신호들을 거절함으로써 스푸리어스 주파수들(신호들)로부터 실제 주파수들(신호들)을 구별하는 것이 제안된다. 이러한 방법은 기존의 방법들에 대한 개선이지만, 그것은 보장되지 않는다. 발명자들은 Kei Sakaguchi 외 방법을 구현하였으며 보다 큰 모델 크기를 가진 보다 복잡한 경우들에 대한 시뮬레이션들을 구동하였다. 몇몇 경우들에서, 스푸리어스 신호는 실제 신호 진폭에 매우 가까운 진폭을 가질 수 있다는 것이 관찰되었다.
- [0281] 모든 스펙트럼-추정-기반 초-분해능 알고리즘들은 인입 신호 복소 진폭 데이터를 두 개의 서브-스페이스들: 잡음 서브-스페이스 및 신호 서브-스페이스로 분리함으로써 작동한다. 이들 서브-스페이스들이 적절히 정의(분리)된다면, 모델 크기는 신호 서브-스페이스 크기(치수)와 같다.
- [0282] 일 실시예에서, 모델 크기 추정은 "F" 통계를 사용하여 달성된다. 예를 들면, ESPRIT 알고리즘에 대해, 공분산 행렬(순방향/역방향 상관관계 평활화를 가진)의 추정치의 특이 값 분해는 오름차순으로 순서화된다. 그 후, 그에 의해 (n+1) 고유치가 제n 고유치로 분할되는 분할이 이루어진다. 이 비는 "F" 랜덤 변수이다. 최악의 경우는 (1,1) 자유도의 "F" 랜덤 변수이다. (1,1) 자유도들을 가진 "F" 랜덤 변수에 대한 95% 신뢰도 간격은 161이다. 상기 값을 임계치로 설정하는 것은 모델 크기를 결정한다. 또한 잡음 서브스페이스에 대해, 고유치들은 잡음 전력의 추정치를 나타낸다는 것을 주의하자.
- [0283] 고유치들의 비에 "F" 통계를 적용하는 이러한 방법은 모델 크기를 추정하는 보다 정확한 방법이다. "F" 통계에서 다른 자유도들이 또한 임계치 산출 및 결과적으로 모델 크기 추정을 위해 사용될 수 있다는 것이 주의되어야 한다.
- [0284] 그럼에도 불구하고, 몇몇 경우들에서, 둘 이상의 매우 가깝게 이격된(시간적으로) 신호들이 실-세계 측정 결함들 때문에 하나의 신호로 퇴보할 수 있다. 그 결과, 상기 언급된 방법은 신호들의 수, 즉 모델 크기를 과소평가할 것이다. 모델 크기 과소평가는 주파수 추정 정확도를 감소시키므로, 그것은 특정한 수를 더함으로써 모델 크기를 증가시키는 것에 신중을 기한다. 이러한 수는 실험적으로 및/또는 시뮬레이션들로부터 결정될 수 있다. 그

러나, 신호들이 가깝게 이격되지 않을 때, 모델 크기는 과대 평가될 것이다.

[0285] 이러한 경우들에서, 스푸리어스, 즉 존재하지 않는, 주파수들이 나타날 수 있다. 이전에 주지된 바와 같이, 스푸리어스 신호 검출을 위해 신호 진폭을 사용하는 것은 몇몇 경우들에서 스푸리어스 신호(들)가 실제 신호(들) 진폭에 매우 가까운 진폭을 갖는 것으로 관찰되기 때문에 항상 작동하는 것은 아니다. 그러므로, 진폭 식별 외에, 필터들은 스푸리어스 주파수들 제거 확률을 개선하기 위해 구현될 수 있다.

[0286] 초-분해능 알고리즘들에 의해 추정되는 주파수들은 인공 주파수들(식 2)이다. 사실상, 이들 주파수들은 다중경로 환경의 개개의 경로 지연들이다. 그 결과, 어떤 음의 주파수들도 없어야 하며 초-분해능 알고리즘에 의해 생성되는 모든 음의 주파수들은 거절될 스푸리어스 주파수들이다.

[0287] 더욱이, DLOS 거리 범위는 초-분해능 방법들과 상이한 방법들을 사용하여 측정들 동안 획득된 복소 진폭 ($\hat{A}(f_n)$) 값들로부터 추정될 수 있다. 이들 방법들은 보다 낮은 정확도를 갖지만, 이러한 접근법은 지연들, 즉

주파수들을 식별하기 위해 사용되는 범위를 수립한다. 예를 들면, 신호 진폭 ($|A(f_n)|$)이 최대치, 즉 널들을

$$\frac{\Delta \left[\angle \hat{A}(2\pi\Delta f) \right]}{2\pi\Delta f}$$

회피하는 것에 가까운 Δf 간격들에서 $\frac{\Delta \left[\angle \hat{A}(2\pi\Delta f) \right]}{2\pi\Delta f}$ 의 비는 DLOS 지연 범위를 제공한다. 실제 DLOS 지연은 2배 이상 또는 이하까지일 수 있지만, 이것은 스푸리어스 결과들을 거절하도록 돕는 범위를 정의한다.

[0288] 실시예에서, 거리 측정 신호는 왕복을 한다. 다시 말해서, 그것은 양쪽 방향으로 이동한다: 마스터/관측기에서 타겟/슬레이브로 및 타겟/슬레이브에서 다시 마스터/관측기로.

[0289] 마스터는 톤을 송신한다: $\alpha \times e^{-j\omega t}$, 여기에서 ω 는 동작 대역에서의 동작 주파수이며 α 는 톤 신호 진폭이다.

[0290] 타겟의 수신기에서, 수신 신호(단-방향)는 다음과 같다:

$$S_{one-way}(t) = \alpha \times \sum_{m=0}^{M-1} K_m \times e^{-j\omega t} \times e^{-j\omega \tau_m} \quad (25)$$

[0292] 여기에서: M 은 다중경로 환경에서 신호 경로들의 수이고; K_0 및 τ_0 은 DLOS 신호의 진폭 및 플라이트 시간이고;

$|K_0|=1$, $K_0 > 0$, $|K_{m \neq 0}| \leq 1$ 및 $K_{m \neq 0}$ 은 양 또는 음일 수 있다.

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

[0294] 여기에서: $A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} = \sum_{m=0}^{M-1} K_m \times e^{-j\omega \tau_m}$ 은 주파수 도메인에서 단방향 다중경로 RF 채널 전달 함수이며; $A(\omega) \geq 0$.

[0295] 타겟은 수신 신호를 재송신한다:

$$S_{received}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \quad (27)$$

[0297] 마스터 수신기에서, 왕복 신호는:

$$S_{round-trip}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \times \sum_{m=0}^{M-1} K_m \times e^{-j\omega \tau_m}$$

[0298]

[0299] 또는:

$$S_{round-trip}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times e^{-j2\theta(\omega)} \quad (28)$$

[0301] 다른 한편으로 식(26) 및 식(28)으로부터:

$$S_{\text{received}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times \left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2 \quad (29)$$

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

여기에서: 은 주파수 도메인에서 왕복 다중경로 RF 채널 전달 함수이다.

식(29)으로부터, 왕복 다중경로 채널은 $\tau_0 \div \tau_N$ 경로 지연들 외에 $\left(\sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2$ 표현이 이들 경로 지연들의 조합들, 예를 들면: $\tau_0 + \tau_1$, $\tau_0 + \tau_2, \dots$, $\tau_1 + \tau_2$, $\tau_1 + \tau_3, \dots$, 등을 포함하기 때문에 단-방향 채널 다중경로보다 많은 수의 경로들을 가진다.

이들 조합들은 신호들(복소 지수들)의 수를 극적으로 증가시킨다. 그러므로, 매우 가깝게 이격된(시간적으로) 신호들의 확률이 또한 증가할 것이며 상당한 모델 크기 과소평가를 이끌 수 있다. 따라서, 단-방향 다중경로 RF 채널 전달 함수를 획득하는 것이 바람직하다.

바람직한 실시예에서, 단-방향 진폭 값들($|\hat{A}(f_s)|$)은 타겟/슬레이브 디바이스로부터 직접 획득 가능하다. 그러나, 단-방향 위상 값들($\angle \hat{A}(f_s)$)은 직접 측정될 수 없다. 왕복 위상 측정 관측으로부터 단-방향을의 위상을 결정하는 것이 가능하다:

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

그러나, ω 의 각각의 값에 대해, $e^{j2\alpha(\omega)} = e^{j\theta(\omega)}$ 이도록 하는 위상($\alpha(\omega)$)의 두 개의 값들이 있다.

이러한 모호성을 해결하는 것에 대한 상세한 설명이 이하에서 도시된다. 거리 측정 신호 상이한 주파수 성분들이 서로에 가깝다면, 대부분의 부분에 대해 단-방향 위상은 2로 왕복 위상을 나눔으로써 발견될 수 있다. 예외들은 "널"에 가까운 영역들을 포함할 것이며, 여기에서 위상은 작은 주파수 스텝을 갖고도 상당한 변화를 겪을 수 있다. 주의: "널" 현상들은 다중 경로들로부터의 인입 RF 신호들이 DLOS 경로와 및 서로 파괴적으로 조합하며, 따라서 수신된 신호 세기를 상당히 감소시키며 그것의 SNR과 연관되는 경우이다.

$h(t)$ 를 통신 채널의 단-방향 임펄스 응답이라고 하자. 주파수 도메인에서의 대응하는 전달 함수는 다음과 같다.

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

여기에서 $A(\omega) \geq 0$ 은 크기이며 $\alpha(\omega)$ 는 전달 함수의 위상이다. 단-방향 임펄스 응답이 그것이 수신된 것과 동일한 채널을 통해 다시 재송신된다면, 결과적인 양-방향 전달 함수는 다음과 같으며,

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

여기에서 $B(\omega) \geq 0$. 양-방향 전달 함수($G(\omega)$)가 몇몇 개방 주파수 간격(ω_1, ω_2)에서 모든 ω 에 대해 알려져 있다고 가정하자. $G(\omega)$ 를 생성한 (ω_1, ω_2)에 대해 정의된 단-방향 전달 함수($H(\omega)$)를 결정하는 것이 가능한가?

양-방향 전달 함수의 크기는 단-방향 크기의 제곱이므로, 다음이 명확하다.

$$A(\omega) = \sqrt{B(\omega)} \quad (32)$$

그러나, $G(\omega)$ 의 관측으로부터 단-방향 전달 함수의 위상을 복원하려고 노력할 때, 상황은 더욱 미묘하다. ω 의

각각의 값에 대해, 다음이도록 하는 위상($\alpha(\omega)$)의 두 개의 값들이 있다.

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

다수의 상이한 해법들이 각각의 상이한 주파수(ω)에 대해 두 개의 가능한 위상 값들 중 하나를 독립적으로 선택함으로써 생성될 수 있다.

임의의 단-방향 전달 함수가 모든 주파수들에서 연속적이라고 가정하는, 다음의 정리들은 이러한 상황을 해결하도록 돕는다.

정리 1: I를 양-방향 전달 함수($G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$)의 제로들을 포함하지 않는 주파수들(ω)의 개방 간격이라고 하자. $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$ 를 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 인 경우 I에 대한 연속 함수라고 하자. 그 후 $J(\omega)$ 및 $-J(\omega)$ 는 I에 대한 $G(\omega)$ 를 생성하는 단-방향 전달 함수들이며, 다른 것들은 없다.

증명: 단-방향 전달 함수에 대한 해법들 중 하나는 그것이 I에 대해 구별 가능하기 때문에, I에 대해 연속적인 함수($H(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}$)이며, 여기에서 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$ 이다. I에 대해 $G(\omega) \neq 0$ 므로, $H(\omega)$ 및 $J(\omega)$ 는 I에 대해 비제로이다. 그 후,

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

$H(\omega)$ 및 $J(\omega)$ 는 I에 대해 연속적이며 비제로이므로, 그것들의 비는 I에 대해 연속적이며, 그러므로 (34)의 우측 변은 I에 대해 연속적이다. 조건들($\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$)은 각각의 $\omega \in I$ 에 대해, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 0 또는 π 임을 의미한다. 그러나, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 (34)의 우측 변 상에 비연속성을 야기하지 않고 이들 두 개의 값들 사이에서 스위칭할 수 없다. 따라서, 모든 $\omega \in I$ 에 대해 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = 0$, 또는 모든 $\omega \in I$ 에 대해 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = \pi$. 제1 경우에, 우리는 $J(\omega) = H(\omega)$ 를 얻으며, 제2 경우에 우리는 $J(\omega) = -H(\omega)$ 를 얻는다.

이러한 정리는 전달 함수($G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$)의 비 제로들을 포함한 임의의 개방 간격(I)에 대한 단-방향 해법을 얻기 위해, 우리는 함수($J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$)를 형성하여, $J(\omega)$ 를 연속적이게 하기 위한 방식으로 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 를 만족시키는 $\gamma(\omega)$ 의 값들을 선택한다는 것을 증명한다. 이러한 속성, 즉 $H(\omega)$ 을 가진 해법이 있다는 것이 알려져 있으므로, 이것을 행하는 것은 항상 가능하다.

단-방향 해법을 찾기 위한 대안적인 절차는 다음의 정리에 기초한다:

정리 2: $H(\omega) = A(\omega)e^{j\alpha(\omega)}$ 을 단-방향 전달 함수라고 하며 I를 $H(\omega)$ 의 비 제로들을 포함한 주파수들(ω)의 개방 간격이라고 하자. 그 후 $H(\omega)$ 의 위상 함수($\alpha(\omega)$)는 I에 대해 비연속적이어야 한다.

증명: ω_0 을 간격(I)에서의 주파수라고 하자. 도 7에서, 복소 값($H(\omega_0)$)은 복소 평면에서의 포인트로서 그려지며, 가설에 의해, $H(\omega_0) \neq 0$. $\varepsilon > 0$ 을 임의의 작은 실수라고 하며, 도 7에 도시된 측정치(ε)의 두 개의 각도들, 뿐만 아니라 $H(\omega_0)$ 에 중심이 있으며 두 개의 레이블(OA 및 OB)에 접하는 원을 고려하자. 가정에 의해, $H(\omega)$ 는 모든 ω 에 대해 연속적이다. 따라서, ω 가 ω_0 에 충분히 가깝다면, 복소 값($H(\omega)$)은 원에 있을 것이며, $|\alpha(\omega) - \alpha(\omega_0)| < \varepsilon$ 임이 이해된다. $\varepsilon > 0$ 이 임의로 선택되었기 때문에, 우리는 $\omega \rightarrow \omega_0$ 으로서 $\alpha(\omega) \rightarrow \alpha(\omega_0)$ 임을 결론 내리며, 따라서 위상 함수($\alpha(\omega)$)는 ω_0 에서 연속적이다.

정리 3: I를 양-방향 전달 함수($G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$)의 비 제로들을 포함한 주파수들(ω)의 개방 간격이라고 하자. $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$ 를 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 및 $\gamma(\omega)$ 가 I에 대해 연속적인 I에 대한 함수라고 하자. 그

후, $J(\omega)$ 및 $-J(\omega)$ 는 I 에 대한 $G(\omega)$ 를 생성하는 단-방향 전달 함수들이며, 다른 것들은 없다.

[0330] 증명: 증명은 정리 1의 증명과 유사하다. 우리는 단-방향 전달 함수에 대한 해법들 중 하나가 함수 $(H(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)})$ 임을 알고 있으며, 여기에서 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$. I 에 대해 $G(\omega) \neq 0$ 이므로, $H(\omega)$ 및 $J(\omega)$ 는 I 에 대해 비제로이다. 그 후,

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

[0332] 가설에 의해 $\gamma(\omega)$ 는 I 에 대해 연속적이며 정리 2에 의해 $\alpha(\omega)$ 가 또한 I 에 대해 연속적이다. 따라서, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 I 에 대해 연속적이다. 조건들($\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$)은 각각의 $\omega \in I$ 에 대해, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 가 0 또는 π 임을 의미한다. 그러나, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 는 I 에 대해 비연속적이게 되지 않고 이들 두 개의 값들 사이에서 스위칭할 수 없다. 따라서, 모든 $\omega \in I$ 에 대해 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = 0$ 또는 모든 $\omega \in I$ 에 대해 $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = \pi$. 제1 경우에, 우리는 $J(\omega) = H(\omega)$ 를 얻으며, 제2 에서, $J(\omega) = -H(\omega)$.

[0333] 정리 3은 전달 함수($G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$)의 비 제로들을 포함한 임의의 개방 간격(I)에 대한 단-방향 해법을 얻기 위해, 우리는 간단히 함수($J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$)를 형성하여, 위상 함수($\gamma(\omega)$)를 연속적이게 하도록 하는 방식으로 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 를 만족시키는 $\gamma(\omega)$ 의 값들을 선택한다고 말한다. 이러한 속성, 즉 $H(\omega)$ 을 가진 해법이 있다는 것이 알려져 있으므로, 이를 행하는 것이 항상 가능하다.

[0334] 상기 정리들은 양-방향 함수($G(\omega)$)를 발생시키는 두 개의 단-방향 전달 함수들을 재구성하는 방법을 도시하지만, 그것들은 $G(\omega)$ 의 비 제로들을 포함한 주파수 간격(I)에 대해서만 유용하다. 일반적으로, $G(\omega)$ 는 제로들을 포함할 수 있는 주파수 간격(ω_1, ω_2) 상에서 관측될 것이다. 다음은 (ω_1, ω_2) 에서 $G(\omega)$ 의 유한한 수의 제로들만이 있다고 가정하면, 이러한 문제를 해결할 수 있으며, 단-방향 전달 함수가 그 모두가 임의의 주어진 주파수(ω)에서 제로인 것은 아닌, (ω_1, ω_2) 상에서의 모든 차수들의 도함수들을 갖는 방법이다:

[0335] $H(\omega)$ 를 간격(ω_1, ω_2) 상에서 $G(\omega)$ 를 발생시키는 단-방향 함수라 하며, $G(\omega)$ 는 (ω_1, ω_2) 상에서 적어도 하나의 제로를 갖는다고 가정하자. $G(\omega)$ 의 제로들은 (ω_1, ω_2) 를 유한한 수의 인접한 개방 주파수 간격들(J_1, J_2, \dots, J_n)로 분리할 것이다. 각각의 이러한 간격 상에서, 해법($H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$)은 정리 1 또는 정리 3을 사용하여 발견될 것이다. 우리는 스티치 해법이 (ω_1, ω_2) 의 모두에 걸쳐 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 중 하나이도록 이들 해법들을 "함께 스티칭"할 필요가 있다. 이를 행하기 위해, 우리는 우리가 하나의 서브간격에서 다음으로 이동할 때 $H(\omega)$ 에서 $-H(\omega)$ 로 또는 $-H(\omega)$ 로부터 $H(\omega)$ 로 스위칭하지 않도록 두 개의 인접한 서브간격들에서 해법들의 쌍을 이루는 방법을 알 필요가 있다.

[0336] 우리는 첫 두 개의 인접한 개방 서브간격들(J_1 및 J_2)로 시작하는 스티칭 절차를 예시한다. 이들 서브간격들은 $G(\omega)$ 의 제로인(물론, ω_1 은 어느 하나의 서브간격에 포함되지 않는다) 주파수(ω_1)에서 인접해 있을 것이다. 단-방향 전달 함수의 속성들에 대한 우리의 상기 가정에 의해, $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ 이도록 최소 양수(n)가 있어야 하며, 여기에서 위첨자(n)는 제 n 도함수를 나타낸다. 그 후 좌측으로부터 $\omega \rightarrow \omega_1$ 로서 J_1 에서 우리의 단-방향 해법의 제 n 도함수의 한계는 J_1 에서의 우리의 해법이 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 인지에 따라 $H^{(n)}(\omega_1)$ 또는 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 일 것이다. 유사하게, 우측으로부터 $\omega \rightarrow \omega_1$ 로서 J_2 에서 우리의 단-방향 해법의 제 n 도함수의 한계는 J_2 에서의 우리의 해법이 $H(\omega)$ 또는 $-H(\omega)$ 인지에 따라 $H^{(n)}(\omega_1)$ 또는 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 일 것이다. $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ 이므로, 두 개의 한계들은 J_1 및 J_2 에서의 해법들이 양쪽 모두 $H(\omega)$ 이거나 또는 양쪽 모두 $-H(\omega)$ 인 경우에만 동일할 것이다. 좌측 및 우측 한계들이 동일하지 않다면, 우리는 서브간격(J_2)에서 해법을 도치시킨다. 그렇지 않다면, 우리는 하지 않는다.

[0337] 서브간격(J_2)에서 해법을 도치시킨 후(필요하다면), 우리는 서브간격들(J_2 및 J_3)에 대한 동일한 절차를 수행하여, 서브간격(J_3)(필요하다면)에서 해법을 도치시킨다. 이러한 방식으로 계속하면, 우리는 결국 간격(ω_1, ω_2)

상에서 완전한 해법을 구축한다.

- [0338] 그것들은 잡음의 존재시 정확하게 계산하는 것이 어려우므로, $H(\omega)$ 의 고차 도함수들이 상기 재구성 절차에서 요구되지 않는 것이 바람직할 것이다. 이러한 문제점은, $G(\omega)$ 의 임의의 제로에서, 그것이 $H(\omega)$ 의 1차 도함수가 비제로일 가능성이 매우 높은 것처럼 보이며, 그렇지 않다면, 2차 도함수가 비제로일 가능성이 매우 높기 때문에, 발생할 가능성이 없다.
- [0339] 실제 기법에서, 양-방향 전달 함수($G(\omega)$)가 이산 주파수들에서 측정될 것이며, 이것은 $G(\omega)$ 의 제로들 가까이에서 도함수들의 적당히 정확한 계산을 가능하게 하기 위해 서로 충분히 가까워야 한다.
- [0340] RF-기반 거리 측정에 대해, 선험적인 알려진 형태를 가진 거리 측정 신호의 알려지지 않은 수의 가깝게 이격된, 중첩하는, 및 시끄러운 예코들을 해결하는 것이 필요하다. 거리 측정 신호가 협-대역이라고 가정하면, 주파수 도메인에서, 이러한 RF 현상들은 각각이 다중경로 구성요소마다 및 각각이 경로의 복소 감쇠 및 전파 지연을 갖고, 다수의 사인 파들의 합으로서 설명(모델링)될 수 있다.
- [0341] 상기 언급된 합의 푸리에 변환을 취하는 것은 시간 도메인에서 이러한 다중경로 모델을 표현할 것이다. 이러한 시간 도메인 표현에서 시간 및 주파수 변수들의 역할을 교환할 때, 이러한 다중경로 모델은 경로의 전파 지연이 고조파 신호로 변환되는 고조파 신호들 스펙트럼이 될 것이다.
- [0342] 초(고) 분해능 스펙트럼 추정 방법들은 스펙트럼에서 가깝게-위치된 주파수들을 구별하도록 설계되며 다수의 고조파 신호들의 개개의 주파수들, 예로서 경로 지연들을 추정하기 위해 사용된다. 그 결과, 경로 지연들이 정확하게 추정될 수 있다.
- [0343] 초 분해능 스펙트럼 추정은 개개의 주파수들, 예로서 경로 지연들의 기본 추정에 대한 해법을 제공하기 위해 기저-대역 거리 측정 신호 샘플들의 공분산 행렬의 고유-구조 및 공분산 행렬 진성 속성들을 이용한다. 고유-구조 속성들 중 하나는 고유치들이 조합될 수 있으며 결과적으로 서브스페이스들이라고도 알려진, 직교 잡음 및 신호 고유벡터들로 분할될 수 있다는 것이다. 또 다른 고유-구조 속성은 회전-불변 신호 서브스페이스 속성이다.
- [0344] 서브스페이스 분해 기술(MUSIC, rootMUSIC, ESPRIT 등)은 관측된 데이터의 추정된 공분산 행렬을 두 개의 직교 서브스페이스들, 즉 잡음 서브스페이스 및 신호 서브스페이스로 분해하는 것에 의존한다. 서브스페이스 분해 방법론에 대한 이론은 잡음 서브스페이스로의 관측 대상의 투사가 단지 잡음으로 이루어지며 신호 서브스페이스로의 관측 대상의 투사가 단지 신호로 이루어진다는 것이다.
- [0345] 스펙트럼 추정 방법들은 신호들이 협-대역이며, 고조파 신호들의 수가 또한 알려져 있는, 즉 신호 서브스페이스의 크기가 알려질 필요가 있다는 것을 가정한다. 신호 서브스페이스의 크기는 모델 크기로서 불리운다. 일반적으로, 그것은 어느 정도 상세히 알려질 수 없으며 환경이 변화함에 따라 - 특히 실내에서 - 빠르게 변할 수 있다. 임의의 서브스페이스 분해 알고리즘을 적용할 때 가장 어려우며 미묘한 이슈들 중 하나는 주파수 성분들의 수가 존재함에 따라 취해질 수 있으며, 다중경로 반사들의 수 더하기 직접 경로인 신호 서브스페이스의 치수이다. 실-세계 측정 결함들 때문에, 모델 크기 추정에 에러가 항상 있을 것이며, 이것은 결과적으로 주파수 추정, 즉 거리들의 정확도의 손실을 야기할 것이다.
- [0346] 거리 측정 정확도를 개선하기 위해, 일 실시예는 서브스페이스 분해 고 분해능 추정의 방법론에서 최첨단 기술을 발전시키는 6개의 특징들을 포함한다. 지연 경로 결정 모호성을 추가로 감소시키는 상이한 고유-구조 속성들을 사용함으로써 개개의 주파수들을 추정하는 둘 이상의 알고리즘들을 조합하는 것이 포함된다.
- [0347] Root Music은 관측 대상이 잡음 서브스페이스로 투사될 때, 투사의 에너지를 최소화하는 개개의 주파수들을 발견한다. Esprit 알고리즘은 회전 연산자로부터의 개개의 주파수들을 결정한다. 많은 점들에서, 이러한 연산은 그것이, 관측 대상이 신호 서브스페이스로 투사될 때, 투사의 에너지를 최대화하는 주파수들을 발견한다는 점에서 Music의 켈레이다.
- [0348] 모델 크기는 이들 알고리즘들의 양쪽 모두에 대한 키이며, 실제로, 실내 거리 측정에서 보여지는 바와 같은 복소 신호 환경에서 - Music 및 Esprit에 대한 최상의 성능을 제공하는 모델 크기는 일반적으로, 이하에 논의될 이유들로 동일하지 않다.
- [0349] Music에 대해, "신호 고유 치"로서 분해의 기본 요소를 식별하는 측면에서 실수를 범하는 것이 바람직하다(유형 I 에러). 이것은 잡음 서브스페이스 상에 투사되는 신호 에너지의 양을 최소화하며 정확도를 개선할 것이다. Esprit에 대해 - 반대가 참이다 - "잡음 고유치"로서 분해의 기본 요소를 식별하는 측면에서 실수를 범하는 것이 바람직하다. 이것은 다시 유형 I 에러이다. 이것은 신호 스페이스로 투사된 에너지에 대한 잡음의 영향을 최

소화할 것이다. 그러므로, Music에 대한 모델 크기는 일반적으로 Esprit에 대한 것보다 다소 더 클 것이다.

[0350] 두 번째로, 복소 신호 환경에서, 강한 반사들 및 직접 경로가 사실상 다중경로 반사들의 몇몇보다 훨씬 더 약한 가능성을 갖고, 모델 크기는 충분한 통계 신뢰성을 갖고 추정하는 것이 어려운 경우들이 발생하고 있다. 이러한 이슈는 Music 및 Esprit 양쪽 모두에 대한 "기초" 모델 크기를 추정하며 각각에 대한 기초 모델 크기에 의해 정의된 모델 크기들의 윈도우에서 Music 및 Esprit를 사용하여 관측 대상 데이터를 프로세싱함으로써 처리된다. 이것은 각각의 측정에 대한 다수의 측정치들을 야기한다.

[0351] 실시예의 제1 특징은 모델 크기(상기 참조)를 추정하기 위한 F-통계의 사용이다. 제2 특징은 Music 및 Esprit에 대한 F-통계에서의 상이한 유형 I 에러 확률들의 사용이다. 이것은 상기 논의된 바와 같이 Music 및 Esprit 사이에서 유형 I 에러 차이들을 구현한다. 제3 특징은 직접 경로를 검출하는 확률을 최대화하기 위해 기초 모델 크기 및 윈도우의 사용이다.

[0352] 잠재적으로 빠르게 변화하는 물리적 및 전자 환경 때문에, 모든 측정이 강력한 응답들을 제공하는 것은 아닐 것이다. 이것은 강력한 범위 추정을 제공하기 위해 다수의 측정들에 대한 클러스터 분석을 사용함으로써 처리된다. 실시예의 제4 특징은 다수의 측정들의 사용이다.

[0353] 존재하는 다수의 신호들이 있기 때문에, 각각이 Music 및 Esprit 구현 양쪽 모두로부터의 다수의 모델 크기들을 사용하는, 다수의 측정들에 기인한 다수의 응답들의 확률 분포는 다중모드일 것이다. 종래의 클러스터 분석은 이러한 애플리케이션에 대해 충분하지 않을 것이다. 제 5 특징은 반사된 다중경로 구성요소들의 직접 범위 및 등가 범위를 추정하기 위한 다중모드 클러스터 분석의 개발이다. 제 6 특징은 클러스터 분석에 의해 제공된 범위 추정치들의 통계(범위 및 표준 편차 및 통계적으로 동일한 이들 추정치들을 조합하는 것)의 분석이다. 이것은 보다 정확한 범위 추정을 야기한다.

[0354] 상기 언급된 방법들은 또한 광 대역폭 거리 측정 신호 위치-찾기 시스템들에서 사용될 수 있다.

[0355] 식(20)으로 시작하는, 한계값 방법에서 $r(t)$ 의 도출을 위해, 우리는 다음을 획득하며,

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

[0356] 여기서 삼각항 등식($\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x-y) - \frac{1}{2} \cos(x+y)$)이 사용된다.

[0358] a_0 을 제외하고, 계수들(a_k)은 짝수 k 에 대해 0이다. 이것에 대한 이유는 간격(I) 상에서, 우리가 $h(t)$ 에 의해 근사하려고 하는 함수($1/\sin \pi \Delta ft$)가 I의 중심에 대해 짝수이지만, 짝수 $k(k \neq 0)$ 에 대한 기본 함수들($\sin \pi \Delta ft$)은 I의 중심에 대해 홀수이며, 따라서 I 상에서 $1/\sin \pi \Delta ft$ 에 직교한다는 것이다. 따라서, 우리는 치환($k=2n+1$)을 할 수 있으며 M 을 양의 홀수라고 하자. 사실상, 우리는 $M=2N+1$ 이라고 할 것이다. 이러한 선택은 간격(I)에서 진동들의 양호한 양의 소거를 제공하기 위해 실험적으로 결정되어 왔다.

$$\begin{aligned} g(t) &= a_0 \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \\ &\quad + \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi (N-n) \Delta ft - \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi (N+n+1) \Delta ft \end{aligned} \quad (A2)$$

[0359] 이제 우리는 다음을 획득하기 위해 제1 합산에서 $k=N-n$ 및 제2 합산에서 $k=N+n+1$ 을 치환하자.

$$\begin{aligned}
 g(t) &= a_0 \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2}\right) \Delta f t \\
 &\quad + \sum_{k=0}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta f t - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta f t \\
 &= a_0 \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2}\right) \Delta f t \\
 &\quad + \frac{1}{2} a_{2N+1} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta f t - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta f t
 \end{aligned} \tag{A3}$$

s(t)로부터 g(t)를 감산하는 것은 다음을 야기한다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= s(t) - g(t) \\
 &= 1 + 2 \sum_{k=1}^N \cos 2\pi k \Delta f t - \frac{1}{2} a_{2N+1} - \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta f t \\
 &\quad + \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta f t - a_0 \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2}\right) \Delta f t
 \end{aligned} \tag{A4}$$

이제 다음이라고 하자

$$\begin{aligned}
 b_0 &= 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1} \\
 b_k &= 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, N \\
 b_k &= \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \quad \text{for } k = N+1, N+2, \dots, 2N+1 \\
 c &= -a_0
 \end{aligned} \tag{A5}$$

그 후 (A4)는 다음으로서 기록될 수 있다.

$$r(t) = b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k \Delta f t + c \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2}\right) \Delta f t \tag{A6}$$

본 실시예들은 관련 기술의 단점들 중 하나 이상을 상당히 제거하는 무선 통신 및 다른 무선 네트워크들에서의 위치 결정/위치 찾기 방법에 관한 것이다. 본 실시예들은 유리하게는 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된, 다중-경로 완화 프로세스들, 기술들 및 알고리즘들을 이용함으로써 다수의 유형들의 무선 네트워크에서 추적 및 위치 찾기 기능의 정확도를 개선한다. 이들 무선 네트워크들은 ZigBee 및 블루투스과 같은 무선 개인 영역 네트워크들(WPAN), WiFi 및 UWB와 같은 무선 근거리 네트워크(WLAN), 통상적으로 다수의 WLAN들로 이루어지는 무선 대도시 영역 네트워크들(WMAN), 주요 예인 WiMax, 화이트 스페이스 TV 대역들과 같은 무선 광역 네트워크들(WAN), 및 통상적으로 음성 및 데이터를 송신하기 위해 사용되는 이동 디바이스 네트워크들(MDN)을 포함한다. MDN들은 통상적으로 이동 통신을 위한 전역적 시스템(GSM) 및 개인 통신 서비스(PCS) 표준들에 기초한다. 보다 최근의 MDN은 롱 텀 에볼루션(LTE) 표준에 기초한다. 이들 무선 네트워크들은 통상적으로 기지국들, 데스크탑, 태블릿 및 랩탑 컴퓨터들, 핸드셋들, 스마트폰들, 작동기들, 전용 태그들, 센서들뿐만 아니라 다른 통신 및 데이터 디바이스들(일반적으로 모든 이들 디바이스들은 "무선 네트워크 디바이스들"로 불리운다)을 포함한, 디바이스들의 조합으로 구성된다.

기존의 위치 및 위치 결정 정보 해법들은 GPS, AGPS, 셀 폰 타워 삼각 측량, 및 Wi-Fi를 포함한, 다수의 기술들 및 네트워크들을 사용한다. 이러한 위치 정보를 도출하기 위해 사용된 방법들 중 몇몇은 RF 핑거프린팅, RSSI, 및 TDOA를 포함한다. 현재 E911 요건들을 위해 수용 가능하지만, 기존의 위치 및 거리 측정 방법들은 특히 실내 및 도시 환경들에서, LBS 및/또는 RTLS 애플리케이션 요건들뿐만 아니라 곧 있을 E911 요건들을 지원하기 위해 요구된 신뢰성 및 정확도를 갖지 않는다.

미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 방법들은 단일 무선 네트워크 또는 다수의 무선 네트워크들의 조합 내에서 정확하게 타겟팅된 디바이스들의 위치를 찾고 그것을 추적하기 위한 능력을 상당히 개선한다. 실시예는 DL-OTDOA(다운링크 OTDOA), U-TDOA, UL-TDOA 및 기타를 포함한 강화된 셀-ID 및 OTDOA(관측된 도착 시간 차)를 사용하는 무선 네트워크들에 의해 사용된 추적 및 위치 찾기 방법들의 기존의 구현에 대한 상당한 개선이다.

셀 ID 위치 기술은 특정한 섹터 커버리지 면적의 정확도를 갖고 사용자(UE-사용자 장비)의 위치를 추정하는 것

을 허용한다. 따라서, 달성 가능한 정확도는 셀(기지국) 섹터화 기법 및 안테나 빔-폭에 의존한다. 정확도를 개선하기 위해, 강화 셀 ID 기술은 eNB로부터 RTT(왕복 시간) 측정들을 부가한다. 주의: 여기에서, RTT는 다운링크 DPCH - 전용 물리 채널, (DPDCH)/DPCCH: 전용 물리 데이터 채널/전용 물리 제어 채널 프레임의 송신 및 대응하는 업링크 물리 프레임의 시작 사이에서의 차이를 구성한다. 이러한 인스턴스에서, 상기 언급된 프레임(들)은 거리 측정 신호로서 동작한다. 이 신호가 얼마나 길게 eNB로부터 UE로 전파하는지에 대한 정보에 기초하여, eNB로부터의 거리가 산출될 수 있다(도 10 참조).

[0372] 관측된 도착 시간 차(OTDOA) 기술에서, 이웃하는 기지국들(eNB)로부터 온 신호의 도착 시간이 산출된다. UE 위치는 일단 3개의 기지국들로부터의 신호들이 수신되면 핸드셋(UE-기반 방법)에서 또는 네트워크(NT-기반, UE-보조 방법)에서 추정될 수 있다. 측정된 신호는 CPICH(공통 파일럿 채널)이다. 신호들의 전파 시간은 국소적으로 발생한 레플리카와 상관된다. 상관관계의 피크는 측정된 신호의 전파의 관측 시간을 나타낸다. 두 개의 기지국들 사이에서의 도착 시간 차 값들은 쌍곡선을 결정한다. 적어도 3개의 기준 포인트들이 두 개의 쌍곡선들을 정의하기 위해 요구된다. UE의 위치는 이들 두 개의 쌍곡선들의 교차점에 있다(도 11 참조).

[0373] 유휴 기간 다운링크(Idle Period Downlink; IPLD)는 추가의 OTDOA 강화이다. 상기 OTDOA-IPDL 기술은 규칙적인 OTDOA 시간 측정치들이 유휴 기간들 동안 취해지는 것과 동일한 측정치들에 기초하며, 여기에서 서빙 eNB는 그것의 송신들을 중단시키며 이러한 셀의 커버리지 내에서의 UE로 하여금 먼 eNB(들)로부터 온 파일럿들을 청취하도록 허용한다. 서빙 eNB는 연속 또는 버스트 모드에서 유휴 기간들을 제공한다. 연속 모드에서, 하나의 유휴 기간은 매 다운링크 물리 프레임(10 ms)에 삽입된다. 버스트 모드에서, 유휴 기간들은 의사 랜덤 방식으로 발생한다. 추가 개선은 시간 정렬 IPDL(TA-IPDL)을 통해 획득된다. 시간 정렬은 공통 유휴 기간을 생성하며, 그 동안 각각의 기지국은 그것의 송신을 중단시키거나 또는 공통 파일럿을 송신할 것이다. 파일럿 신호 측정들은 유휴 기간에 발생할 것이다. DL OTDOA-IPDL 방법을 추가로 강화시킬 수 있는 여러 개의 다른 기술들, 예를 들면, 누적 가상 블랭킹, UTDMA(업링크 TDOA) 등이 있다. 모든 이들 기술들은 다른(비-서빙) eNB(들)를 청취하기 위한 능력을 개선한다.

[0374] OTDOA 기반 기술들의 하나의 중요한 단점은 실행 가능한 이러한 방법에 대해, 기지국들 타이밍 관계들이 알려지거나 또는 측정(동기화)되어야 한다는 것이다. 비동기화된 UMTS 네트워크들에 대해, 3GPP 표준은 이러한 타이밍이 어떻게 복구될 수 있는지에 대한 제안을 제공한다. 그러나, 네트워크들 운용자들은 이러한 해법을 구현하지 않고 있다. 그 결과, CPICH 신호 측정들 대신에 RTT 측정들을 사용하는 대안이 제안된다(미국 특허 공개 번호 제20080285505호, John Carlson 외, 통신 네트워크들에서 네트워크 타이밍 복구를 위한 시스템 및 방법을 참조).

[0375] 모든 상기 언급된 방법들/기술들은 지상과 신호 도착 시간 및/또는 도착 시간 차 측정들(RTT, CPICH 등)에 기초한다. 이러한 측정들이 갖는 이슈는 이것들이 다중-경로에 의해 심하게 영향을 받는다는 것이다. 이것은 결과적으로, 상기 언급된 방법들/기술들 위치 찾기/추적 정확도를 상당히 저하시킨다(Jakub Marek Borkowski: UMTS를 위한 셀 ID+RTT 하이브리드 위치 결정 방법의 성능 참조).

[0376] 하나의 다중-경로 완화 기술은 과도한 수의 eNB(들) 또는 라디오 기지국들(RBS)로부터의 검출들/측정들을 사용한다. 최소치는 3이지만, 다중경로 완화를 위해, 요구된 RBS의 수는 적어도 6 내지 8이다(WO/2010/104436, LTE(롱 텀 에볼루션) 무선 통신 시스템에서 DL-OTDOA(다운링크 관측 도착 시간 차) 위치 결정을 위한 방법 및 장치 참조). 그러나, 이러한 다수의 eNB(들)로부터 청취한 UE의 확률은 3개의 eNB(들)로부터보다 훨씬 더 낮다. 이것은 다수의 RBS(eNB들)를 갖고, UE로부터 멀리 떨어진 여러 개들이 있을 것이며 이들 RBS(들)로부터 수신된 신호가 UE 수신기 민감도 레벨 아래로 떨어질 수 있거나 또는 수신된 신호가 낮은 SNR을 가질 것이기 때문이다.

[0377] RF 반사들(예로서, 다중-경로)의 경우에, 다양한 지연 시간들을 가진 RF 신호의 다수의 사본들이 DLOS(직접 고저선) 신호로 중첩된다. RTT 측정들을 포함하여, CPICH, 업링크 DPCCH/DPDCH 및 및 다양한 셀 ID 및 OTDOA 방법들/기술들에서 사용되는 다른 신호들은 대역폭이 제한되기 때문에, DLOS 신호 및 반사 신호들은 적절한 다중-경로 프로세싱/완화 없이 구별될 수 없으며; 이러한 다중-경로 프로세싱 없이, 이들 반사된 신호들은 RTT 측정들을 포함하여, 추정된 도착 시간 차(TDOA) 및 도착 시간(TOA) 측정들에 에러를 유도할 것이다.

[0378] 예를 들면, 3 G TS 25.525 v.3.0.0 (199-10) 표준들은 RTT를 "다운링크 DPCH 프레임(신호)의 송신 및 UE로부터의 대응하는 업링크 DPCCH/DPDCH 프레임(신호)의 시작(제1 중요 경로)의 수신 사이에서의 차이"로서 정의한다. 상기 표준은 이러한 "제1 중요 경로"를 구성하는 것을 정의하지 않는다. 상기 표준은 "제1 중요 경로의 정의는 추가 정교화를 요구한다"는 것을 주목하기 시작한다. 예를 들면, 많은 다중경로 환경에서, 그에 의해 제1 중요 경로인, DLOS 신호가 하나 이상의 반사 신호(들)에 대해 비교적 심하게 감쇠되는(10 dB 내지 20 dB) 평범한 일

이다. "제1 중요 경로"가 신호 세기를 측정함으로써 결정된다면, 그것은 반사 신호(들) 중 하나이며 DLOS 신호가 아닐 수 있다. 이것은 잘못된 TOA/DTOA/RTT 측정(들) 및 위치 찾기 정확도의 손실을 야기할 것이다.

- [0379] 이전 무선 네트워크들 세대들에서, 위치 찾기 정확도는 또한 위치 찾기 방법들 - RTT, CPCIH 및 다른 신호들에 의해 사용되는 프레임들(신호들)의 낮은 샘플링 레이트에 의해 영향을 받았다. 현재 제3 및 다음의 무선 네트워크 세대들은 훨씬 더 높은 샘플링 레이트를 가진다. 그 결과, 이들 네트워크들에서, 위치 찾기 정확도 실제 영향은 지상 RF 전파 현상들(다중경로)로부터 온다.
- [0380] 실시예는 동작의 단방향, 반-이중 및 전-이중 모드들을 포함하여, 기준 및/또는 파일럿 신호들, 및/또는 동기화 신호들을 이용하는 모든 무선 네트워크들에서 사용될 수 있다. 예를 들면, 실시예는 OFDM 변조 및/또는 그것의 도함수들을 이용하는 무선 네트워크들과 함께 동작한다. 따라서, 실시예는 LTE 네트워크들과 함께 동작한다.
- [0381] 그것은 WiMax, WiFi 및 화이트 스페이스를 포함한, 다른 무선 네트워크들에 또한 적용 가능하다. 기준 및/또는 파일럿 또는 동기화 신호들을 사용하지 않는 다른 무선 네트워크들은 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 바와 같이 다음의 유형들의 대안적인 변조 실시예들 중 하나 이상을 이용할 수 있다: 1) 프레임의 일 부분이 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 바와 같이 거리 측정 신호/거리 측정 신호 요소들에 전용되는 경우; 2) 거리 측정 신호 요소들(미국 특허 번호 제7,872,583호)이 송신/수신 신호들 프레임(들)에 내장되는 경우; 및 3) 거리 측정 신호 요소들(미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된)이 데이터와 함께 내장되는 경우.
- [0382] 이들 대안적인 실시예들은 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 다중-경로 완화 프로세서 및 다중-경로 완화 기술들/알고리즘들을 이용하여 동작의 모든 모드들: 단방향, 반-이중 및 전 이중에서 사용될 수 있다.
- [0383] 다수의 무선 네트워크들은 동시에, 바람직한 및/또는 대안적인 실시예들을 이용할 가능성이 또한 있다. 예로서, 스마트폰은 동시에 다수의 네트워크들 상에서 동작하는 능력을 가진 블루투스, WiFi, GSM 및 LTE 기능을 가질 수 있다. 애플리케이션 요구들 및/또는 네트워크 이용 가능성에 의존하여, 상이한 무선 네트워크들이 위치 결정/위치 찾기 정보를 제공하기 위해 이용될 수 있다.
- [0384] 제안된 실시예 방법 및 시스템은 무선 네트워크 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들을 레버리징한다. 더욱이, 기준/파일럿 신호/동기화 신호 측정치들은 RTT(왕복 시간) 측정치들 또는 시스템 타이밍과 조합될 수 있다. 실시예에 따르면, RF-기반 추적 및 위치 찾기는 3GPP LTE 셀룰러 네트워크들 상에서 구현되지만, 다양한 시그널링 기술들을 이용하는, 다른 무선 네트워크들, 예를 들면, WiMax, Wi-Fi, LTE, 센서 네트워크들 등 상에서 또한 구현될 수 있다. 대표적이며 상기 언급된 대안적인 실시예들 양쪽 모두는 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명되는 다중-경로 완화 방법/기술들 및 알고리즘들을 이용한다. 제안된 시스템은 소프트웨어 구현 디지털 신호 프로세싱을 사용할 수 있다.
- [0385] 실시예의 시스템은 기지국(노드 B)/강화된 기지국(eNB) 하드웨어/소프트웨어뿐만 아니라 사용자 장비(UE), 예로서 셀 전화 또는 스마트폰, 하드웨어/소프트웨어를 레버리징한다. 기지국은 일반적으로 공급기들에 의해 안테나들에 연결된 캐빈 또는 캐비넷에서의 송신기들 및 수신기들로 이루어진다. 이들 기지국들은 마이크로 셀, 피코 셀, 매크로 셀, 엠프렐라 셀, 셀 전화 타워들, 라우터들 및 펌프 셀들을 포함한다. 그 결과, UE 디바이스 및 전체 시스템에 대한 적은 증가 비용이 있거나 또는 어떤 증가 비용도 없을 것이다. 동시에, 위치 찾기 정확도가 상당히 개선될 것이다.
- [0386] 개선된 정확도는 본 실시예들 및 미국 특허 번호 제7,872,583호에 의해 제공되는 다중경로 완화로부터 온다. 실시예들은 다중-경로 완화 알고리즘들, 네트워크 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들 및 네트워크 노드(eNB)를 사용한다. 이것들은 RTT(왕복 시간) 측정들로 보완될 수 있다. 상기 다중-경로 완화 알고리즘들은 UE 및/또는 기지국(eNB), 또는 양쪽 모두: UE 및 eNB에서 구현된다.
- [0387] 실시예들은 유리하게는, DLOS 신호가 하나 이상의 반사 신호들에 대해 비교적 상당히 감쇠(10 dB 내지 20 dB 이하)될 때도, DLOS 신호 및 반사 신호들을 분리하는 것을 허용하는 다중-경로 완화 프로세서/알고리즘들(미국 특허 번호 제7,872,583호 참조)을 사용한다. 따라서, 실시예들은 추정된 거리 측정 신호 DLOS 플라이트 시간 및 결과적으로 TOA, RTT 및 DTOA 측정치들에서 에러를 상당히 낮춘다. 제안된 다중-경로 완화 및 DLOS 구별(인식) 방법은 모든 RF 대역들 및 무선 시스템들/네트워크들 상에서 사용될 수 있다. 그것은 DSS(직접 확산 스펙트럼) 및 FH(주파수 홉핑)와 같은, 확산 스펙트럼 기술들을 포함하여, 다양한 변조/복조 기술들을 지원할 수 있다.
- [0388] 부가적으로, 잡음 감소 방법들이 방법의 정확도를 추가로 개선하기 위해 적용될 수 있다. 이들 잡음 감소 방법들은, 이에 제한되지 않지만, 간섭성 합산, 비-간섭성 합산, 매칭 필터링, 시간 다이버시티 기술들 등을 포함할 수 있다. 다중-경로 간섭 에러의 나머지들은 최대 우도 추정(예로서, 비터비 알고리즘), 최소 분산 추정(칼만

필터) 등과 같은 후-처리 기술들을 적용함으로써 추가로 감소될 수 있다.

- [0389] 본 실시예들에서, 다중-경로 완화 프로세서 및 다중-경로 완화 기술들/알고리즘들은 RTT, CPICH 및 다른 신호들 및/또는 프레임들을 변경하지 않는다. 본 실시예들은 채널 응답/추정을 획득하기 위해 사용되는 무선 네트워크 기준, 파일럿 및/또는 동기화 신호들을 레버리징한다. 본 발명은 UE 및/또는 eNB에 의해 발생하는 채널 추정 통계를 사용한다(Iwamatsu 외, 전파 경로 특성들을 추정하기 위한 장치, 미국 2003/008156; US 7167456 B2 참조).
- [0390] LTE 네트워크들은 모든 다운링크 및 업링크 서브프레임에서 송신되는 특정(비-데이터) 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들(알려진 신호들)을 사용하며, 전체 셀 대역폭을 스패닝할 수 있다. 이제부터 단순화를 위해, 우리는 기준 신호들로서 기준/파일럿 및 동기화 신호들을 참조할 것이다. LTE 기준 신호들의 예가 도 9에 있다(이들 신호들은 LTE 리소스 요소들 중에서 산재된다). 도 2로부터, 기준 신호들(심볼들)이 매 제 6 서브캐리어마다 송신된다. 뿐만 아니라, 기준 신호들(심볼들)은 시간 및 주파수 양쪽 모두에서 스테거링된다. 전체로서, 기준 신호들은 매 제3 서브캐리어마다 커버한다.
- [0391] 이들 기준 신호들은 UE, 다운링크 신호 세기 측정치들, 스케줄링 및 핸드오버 등에 의한 초기 셀 탐색시 사용된다. 간섭성 복조를 위한 채널 추정(응답 결정)을 위한 UE-특정 기준 신호들이 기준 신호들에 포함된다. UE-특정 기준 신호들 외에, 다른 기준 신호들이 또한 채널 추정 목적들을 위해 사용될 수 있다(Chen 외, 미국 특허 공개 번호 제2010/0091826 A1 참조).
- [0392] LTE는 OFDM(직교 주파수 분할 다중화) 변조(기술)를 이용한다. LTE에서, 다중경로에 의해 야기된 ISI(심볼 간 간섭)는 각각의 OFDM 심볼의 처음에 순환 전치(Cyclic prefix; CP)를 삽입함으로써 핸들링된다. CP는 이전 OFDM 심볼의 지연된 반사 신호들이 다음 OFDM 심볼에 도달하기 전에 소멸하도록 충분한 지연을 제공한다.
- [0393] OFDM 심볼은 다수의 매우 밀착하여 이격된 서브캐리어들로 이루어진다. OFDM 심볼 내에서, 현재 심볼의 시간-스태거링된 사본들(다중경로에 의해 야기된)은 캐리어 간 간섭(ICI)을 야기한다. LTE에서, ICI는 다중경로 채널 응답을 결정하며 수신기에서 채널 응답을 교정함으로써 핸들링(완화)된다.
- [0394] LTE에서, 다중경로 채널 응답(추정)은 수신기에서 기준 심볼들을 베어링하는 서브캐리어들로부터 계산된다. 보간이 남아있는 서브캐리어들에 대한 채널 응답을 추정하기 위해 사용된다. 채널 응답은 채널 진폭 및 위상의 형태로 산출(추정)된다. 일단 채널 응답이 결정된다면(알려진 기준 신호들의 주기적 송신에 의해), 다중경로에 의해 야기된 채널 왜곡은 서브캐리어 단위로 진폭 및 위상 시프트를 적용함으로써 완화된다(백서, Jim Zyren, 3GPP 롱 텀 에볼루션 물리 계층의 개요 참조).
- [0395] LTE 다중경로 완화는 ISI(순환 전치를 삽입함으로써) 및 ICI를 제거하도록, 그러나 반사 신호들로부터 DLLOS 신호를 분리하지 않도록 설계된다. 예를 들면, 현재 심볼의 시간-스태거링된 사본들은 각각의 변조된 서브캐리어 신호들이 시간적으로 확산되게 하며, 따라서 ICI를 야기한다. 상기 언급된 LTE 기술을 사용하여 다중경로 채널 응답을 교정하는 것은 시간적으로 변조된 서브캐리어 신호들을 수축시킬 것이지만, 이러한 유형의 교정은 결과적인 변조된 서브캐리어 신호들(OFDM 심볼 내부에서)이 DLLOS 신호임을 보장하지 않는다. DLLOS 변조된 서브캐리어 신호들이 지연된 반사 신호(들)에 대해 비교적 상당히 감소된다면, 결과적인 출력 신호는 지연된 반사 신호(들)일 것이며 DLLOS 신호는 손실될 것이다.
- [0396] LTE 순응 수신기에서, 추가 신호 프로세싱은 DFT(디지털 푸리에 변환)을 포함한다. DFT 기술(들)은 신호 및/또는 채널 대역폭에 반비례하는 시간보다 길거나 또는 그것과 같은 시간들에 대해 지연되는 신호(들)의 사본들만을 해결(제거)할 수 있다는 것이 잘 알려져 있다. 이러한 방법 정확도는 효율적인 데이터 전달을 위해 적절할 수 있지만, 많은 다중경로 환경에서 정확한 거리 측정을 위해 충분히 정확하지 않다. 예를 들면, 30미터 정확도를 달성하기 위해, 신호 및 수신기 채널 대역폭들은 10 메가헤르츠($1/10 \text{ MHz} = 100 \text{ ns}$)보다 크거나 또는 같아야 한다. 보다 양호한 정확도를 위해, 신호 및 수신기 채널 대역폭들은 보다 넓어야 한다 - 3미터에 대해 100 메가헤르츠.
- [0397] 그러나, CPICH, 업링크 DPCH/DPDCH 및 RTT 측정들을 포함하여, 다양한 셀 ID 및 OTDOA 방법들/기술들에 사용되는 다른 신호들, 뿐만 아니라 LTE 수신 신호 서브캐리어들은 10 메가헤르츠보다 상당히 더 낮은 대역폭들을 가진다. 그 결과, 현재 이용된(LTE에서) 방법/기술은 100미터의 범위에서 위치 찾기 에러들을 생성할 것이다.
- [0398] 상기 언급된 한계들을 극복하기 위해, 실시예들은 서브스페이스 분해 고 분해능 스펙트럼 추정 방법론들 및 다중모드 클러스터 분석의 구현들의 고유한 조합을 사용한다. 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된, 이러한 분석 및 관련된 다중-경로 완화 방법/기술들 및 알고리즘들은 다른 반사 신호들 경로들로부터 DLLOS 경로의 신뢰

가능하며 정확한 분리를 허용한다.

- [0399] LTE에서 사용된 방법들/기술들에 비교하여, 많은 다중경로 환경에서, 이러한 방법/기술들 및 알고리즘들(미국 특허 번호 제7,872,583호)은 다른 다중-경로(MP) 경로들로부터 DLLOS 경로의 신뢰 가능하며 정확한 분리를 통해 거리 측정에서의 20X 내지 50X 정확도 개선을 전달한다.
- [0400] 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 방법들/기술들 및 알고리즘들은 거리 측정 신호 복소 진폭 추정을 요구한다. 따라서, 다른 기준 신호들(파일럿 및/또는 동기화 신호들을 포함한)뿐만 아니라 채널 추정(응답 결정)을 위해 사용된 LTE 기준 신호들이 또한 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 방법들/기술들 및 알고리즘들에서의 거리 측정 신호로서 해석될 수 있다. 이 경우에, 거리 측정 신호 복소 진폭은 진폭 및 위상의 형태로 LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답이다. 다시 말해서, LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답 통계는 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 방법/기술들 및 알고리즘들에 의해 요구되는 복소 진폭 정보를 제공할 수 있다.
- [0401] 어떤 다중경로도 없는 이상적인 개방 스페이스 RF 전파 환경에서, 수신 신호(거리 측정 신호)의 위상 변화, 예로서 채널 응답 위상은 신호의 주파수에 정비례할 것이며(직선); 이러한 환경에서 RF 신호 플라이트 시간(전파 지연)은 위상 대 주파수 의존성의 1차 도함수를 계산함으로써 위상 대 주파수 의존성으로부터 직접 계산될 수 있다. 결과는 전파 지연 상수일 것이다.
- [0402] 이러한 이상적인 환경에서, 초기(또는 임의의) 주파수에서의 절대 위상 값은 도함수가 위상 절대 값들에 의해 영향을 받지 않기 때문에 중요하지 않다.
- [0403] 많은 다중경로 환경에서, 수신 신호 위상 변화 대 주파수는 복잡한 곡선(직선이 아닌)이며; 1차 도함수는 다른 반사 신호들 경로들로부터 DLLOS 경로의 정확한 분리를 위해 사용될 수 있는 정보를 제공하지 않는다. 이것은 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 다중경로 완화 프로세서 및 방법(들)/기술들 및 알고리즘들을 이용하기 위한 이유이다.
- [0404] 주어진 무선 네트워크/시스템에서 달성된 위상 및 주파수 동기화(위상 간섭성)가 매우 양호하다면, 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 다중경로 완화 프로세서 및 방법(들)/기술들 및 알고리즘들은 다른 반사 신호들 경로들로부터 DLLOS 경로를 정확하게 분리하며 이러한 DLLOS 경로 길이(플라이트 시간)를 결정할 것이다.
- [0405] 이러한 위상 간섭성 네트워크/시스템에서, 어떤 추가적인 측정들도 요구되지 않는다. 다시 말해서, 1 방향 거리 측정(단방향 거리 측정)이 실현될 수 있다.
- [0406] 그러나, 주어진 무선 네트워크/시스템에서 달성된 동기화의 정도(위상 간섭성)가 충분히 정확하지 않다면, 많은 다중경로 환경에서, 수신 신호 위상 및 진폭 변화 대 주파수는 둘 이상의 상이한 위치들(거리들)에서 행해진 측정들에 대해 매우 유사할 수 있다. 이러한 현상은 수신 신호 DLLOS 거리(플라이트 시간) 결정에서 모호성을 이끌 수 있다.
- [0407] 이러한 모호성을 해결하기 위해, 적어도 하나의 주파수에 대한 실제(절대) 위상 값을 아는 것이 필요하다.
- [0408] 그러나, LTE 수신기에 의해 계산되는 진폭 및 위상 대 주파수 의존성은 모든 진폭 및 위상 값들이 다운링크/업링크 기준 신호들로부터, 예로서 서로에 대해 계산되기 때문에 실제 위상 값을 포함하지 않는다. 따라서, LTE 수신기에 의해 산출(추정)되는 채널 응답의 진폭 및 위상은 적어도 하나의 주파수(서브캐리어 주파수)에서 실제 위상 값을 요구한다.
- [0409] LTE에서, 이러한 실제 위상 값은 1) eNB에 의해 이들 신호들을 송신하는 이들 시간 스탬프들이 또한 수신기에서 알려져 있고(그 역 또한 마찬가지이다), 2) 수신기 및 eNB 클럭들이 시간적으로 잘 동기화되는 경우에, 및/또는 3) 다변측량 기술을 사용함으로써, 하나 이상의 RTT 측정치(들), TOA 측정치들로부터; 또는 하나 이상의 수신된 기준 신호들의 시간-스탬핑으로부터 결정될 수 있다.
- [0410] 상기 방법들의 모두는 하나 이상의 기준 신호들의 플라이트 시간 값들을 제공한다. 이들 기준 신호들의 플라이트 시간 값들 및 주파수들로부터, 하나 이상의 주파수들에서 실제 위상 값들이 산출될 수 있다.
- [0411] 본 실시예들은 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 다중-경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술들 및 알고리즘들을, 1) LTE UE 및/또는 eNB 수신기에 의해 계산되는 진폭 및 위상 대 주파수 의존성 또는 2) LTE UE 및/또는 eNB 수신기에 의해 계산되는 진폭 및 위상 대 주파수 의존성 및 RTT 및/또는 TOA를 통해 획득된 하나 이상의 주파수들에 대한 실제 위상 값(들)의 조합; 및/또는 시간-스탬핑 측정치들과 조합함으로써 많은 다중경로 환경에

서 매우 정확한 DLOS 거리 결정/위치 찾기를 달성한다.

- [0412] 이들 경우들에서, 실제 위상 값(들)은 다중경로에 의해 영향을 받는다. 그러나, 이것은 미국 특허 번호 제 7,872,583호에 설명된 방법들/기술들 및 알고리즘들의 성능에 영향을 주지 않는다.
- [0413] DL-OTDOA, U-TDOA, UL-TDOA 등을 포함한, LTE RTT/TOA/TDOA/OTDOA에서, 측정들은 5미터의 분해능을 갖고 실행될 수 있다. RTT 측정들은 전용 연결들 동안 운반된다. 따라서, 다수의 동시 측정들이 UE가 핸드오버 상태에 있을 때 및 UE가 측정치들을 주기적으로 모으며 그것을 UE로 다시 보고할 때 가능하며, 여기에서 DPCH 프레임들은 UE 및 상이한 네트워크들(기지국들) 사이에서 교환된다. RTT와 유사하게, TOA 측정치들은 신호의 플라이트 시간(전파 지연)을 제공하지만, TOA 측정들은 동시에 이루어질 수 없다(Jakub Marek Borkowski: UMTS를 위한 셀 ID+RTT 하이브리드 위치 결정 방법의 성능).
- [0414] 평면상에서의 UE의 위치를 찾기 위해, DLOS 거리들이 적어도 3개의 eNB(들)로부터/에 대해 결정되어야 한다. 3차원 공간에서 UE의 위치를 찾기 위해, 4개의 eNB(들)로부터/에 대해 최소 4개의 DLOS 거리들이 결정되어야 할 것이다(적어도 하나의 eNB가 동일한 평면상에 있지 않다고 가정하면).
- [0415] UE 위치 결정 방법의 예는 도 1에 도시된다.
- [0416] 매우 양호한 동기화의 경우에, RTT 측정들은 요구되지 않는다.
- [0417] 동기화의 정도가 충분히 정확하지 않다면, OTDOA, 셀 ID + RTT 및 기타들, 예를 들면 AOA(도착 각)와 같은 방법들 및 다른 방법들과의 그것의 조합들이 UE 위치 찾기를 위해 사용될 수 있다.
- [0418] 셀 ID + RTT 추적-위치 찾기 방법 정확도는 다중경로(RTT 측정) 및 eNB(기지국) 안테나 빔폭에 의해 영향을 받는다. 기지국 안테나 빔 폭들은 33 및 65도 사이에 있다. 이들 넓은 빔폭들은 도시 영역들에서 50 내지 150미터의 위치 찾기 에러를 야기한다(Jakub Marek Borkowski: UMTS를 위한 셀 ID+RTT 하이브리드 위치 결정 방법의 성능). 많은 다중경로 환경에서, 현재의 LTE RTT 거리 측정 평균 에러는 대략 100미터임을 고려할 때, LTE 셀 ID + RTT 방법에 의해 현재 이용된 전체 예상된 평균 위치 찾기 에러는 대략 150미터이다.
- [0419] 실시예들 중 하나는 AOA 방법에 기초한 UE 위치 찾기이며, 그에 의해 UE로부터 하나 이상의 기준 신호들이 UE 위치 찾기 목적들을 위해 사용된다. 그것은 DLOS AOA를 결정하기 위한 AOA 결정 디바이스 위치를 수반한다. 디바이스는 기지국과 같은 위치에 배치되며 및/또는 기지국 위치에 독립적인 또 다른 하나 이상의 위치들에 설치될 수 있다. 이들 위치들의 좌표들은 아마도 알려져 있다. 어떤 변화들도 UE 측에서 요구되지 않는다.
- [0420] 이러한 디바이스는 소형 안테나 어레이를 포함하며 미국 특허 번호 제 7,872,583호에 설명된 동일한 다중경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술들 및 알고리즘들의 변형에 기초한다. 이러한 하나의 가능한 실시예는 UE 유닛으로부터 DLOS RF 에너지의 AOA의 정확한 결정(매우 좁은 대역폭)의 이점을 가진다.
- [0421] 하나의 다른 옵션에서, 이러한 부가된 디바이스는 단지 디바이스만을 수신한다. 그 결과, 그것의 크기/무게 및 비용은 매우 낮다.
- [0422] 정확한 DLOS 거리 측정들이 획득되는 실시예들 및 정확한 DLOS AOA 결정이 이루어질 수 있는 실시예들의 조합은 셀 ID + RTT 추적-위치 찾기 방법 정확도를 크게 개선할 것이다 - 10X 이상. 이러한 접근법의 또 다른 이점은 UE 위치가 단일 타워를 갖고 언제 어느 때나 결정될 수 있다는 것이다(소프트 핸드오버 모드에 UE를 위치시키는 것을 요구하지 않는다). 정확한 위치 픽스(fix)가 단일 타워를 갖고 획득될 수 있기 때문에, 다수의 셀 타워들을 동기화시킬 필요가 없다. DLOS AOA를 결정하는 또 다른 옵션은 기존의 eNB 안테나 어레이 및 eNB 장비를 사용하는 것이다. 이러한 옵션은 개선된 셀 ID + RTT 모드의 구현의 비용을 추가로 낮출 수 있다. 그러나, eNB 안테나들은 위치 찾기 애플리케이션들을 위해 설계되지 않기 때문에, 위치 결정 정확도는 저하될 수 있다. 또한, 네트워크 운용자들은 기지국에서 요구된 변화들을 구현하는 것을(소프트웨어/하드웨어) 꺼릴 수 있다.
- [0423] LTE(진화된 범용 지상파 라디오 액세스(E-UTRA); 물리 채널들 및 변조; 3GPP TS 36.211 릴리즈 9 기술 규격)에서, 위치 결정 기준 신호들(PRS)이 부가되었다. 이들 신호들은 UE에 의해 DL-OTDA(다운링크 OTDOA) 위치 결정을 위해 사용될 것이다. 또한, 이러한 릴리즈 9는 eNB(들)가 동기화되도록 요구한다. 따라서, OTDOA 방법들에 대한 마지막 장애물을 제거하자(상기 단락 274 참조). PRS는 다수의 eNB들의 UE에서 UE 가청성을 개선한다. 주의: 릴리즈 9는 eNB 동기화 정확도를 특정하지 않았다(몇몇 제안들: 100 ns).
- [0424] U-TDOA/UL-TDOA는 연구 단계에 있으며; 2011년에 표준화될 것이다.
- [0425] DL-OTDOA 방법(릴리즈 9에서)은 미국 특허 US 2011/0124347 A1(Chen 외, LTE 네트워크들에서 UE 위치 결정을

위한 방법 및 장치)에서 상세히 설명된다. 릴리즈 9 DL-OTDOA는 다중경로를 겪는다. 다중경로 완화의 몇몇은 증가된 PRS 신호 대역폭을 통해 달성될 수 있다. 그러나, 트레이드-오프는 UE 위치 픽스들 사이에서의 증가된 스케줄링 복잡도 및 보다 긴 시간들이다. 게다가, 제한된 동작 대역폭, 예를 들면, 10 MHz를 가진 네트워크들에 대해, 최상의 가능한 정확도는 100미터이며, Chen의 표 1을 참조하자.

- [0426] 상기 숫자들은 최상의 가능한 경우이다. 다른 경우들은, 특히 DL-PRS 신호 세기가 반사 신호(들) 세기에 비교하여 상당히 더 낮을 때(10 내지 20 dB), 상당히 더 큰(2X 내지 4X) 상기 언급된 위치 찾기/거리 측정 에러들을 야기한다.
- [0427] 여기에 설명된 실시예들은 배경 섹션에 설명된 Chen 외의 UL-PRS 방법 및 릴리즈 9 DL-OTDOA 방법에 의해 달성된 성능에 비해 주어진 신호 대역폭에 대한 50X까지의 거리 측정/위치 찾기 정확도 개선을 허용한다. 따라서, 여기에 설명된 방법들의 실시예들을 릴리즈 9 PRS 프로세싱에 적용하는 것은 모든 가능한 경우들의 95%에서 3미터 이상 아래로 위치 찾기 에러를 감소시킨다. 또한, 이러한 정확도 이득은 UE 위치 픽스들 사이에서의 스케줄링 복잡도 및 시간을 감소시킬 것이다.
- [0428] 여기에 설명된 실시예들을 갖고, OTDOA 방법에 대한 추가 개선들이 가능하다. 예를 들면, 서빙 셀에 대한 거리 측정은 다른 서빙 셀들의 신호들로부터 결정될 수 있으며, 따라서 이웃 셀들 가청성을 개선하며 UE 위치 픽스들 사이에서의 시간을 포함하여, 스케줄링 복잡도를 감소시킨다.
- [0429] 실시예들은 Chen 외로부터(배경에 설명된) U-TDOA 방법 및 UL-TDOA의 정확도를 50배까지 개선될 수 있게 한다. Chen의 UL-TDOA 변형에 실시예들을 적용하는 것은 모든 가능한 경우들의 95%에서 3미터 이상 아래로 위치 찾기 에러를 감소시킨다. 게다가, 이러한 정확도 이득은 UE 위치 픽스들 사이에서의 스케줄링 복잡도 및 시간을 추가로 감소시킨다.
- [0430] 다시, 본 실시예들을 갖고, Chen의 UL-TDOA 방법 정확도는 50X까지 개선될 수 있다. 따라서, 본 실시예들을 Chen의 U-TDOA 변형에 적용하는 것은 모든 가능한 경우들의 95%에서 3미터 이상 아래로 위치 찾기 에러를 감소시킬 것이다. 게다가, 이러한 정확도 이득은 UE 위치 픽스들 사이에서의 스케줄링 복잡도 및 시간을 추가로 감소시킬 것이다.
- [0431] 상기 언급된 DL-TDOA 및 U-TDOA/UL-TDOA 방법들은 단-방향 측정들(거리 측정)에 의존한다. 본 실시예들 및 실질적으로 모든 다른 거리 측정 기술들은 단-방향 거리 측정의 프로세스에서 사용된 PRS 및/또는 다른 신호들이 주파수 및 위상 간섭성일 것을 요구한다. LTE처럼, OFDM 기반 시스템들은 주파수 간섭성이다. 그러나, UE 유닛들 및 eNB(들)은 수 나노 초들까지 UTC처럼 공통 소스에 의해 위상 또는 시간 동기화되지 않으며, 예로서 랜덤 위상 가산기가 존재하고 있다.
- [0432] 거리 측정 정확도에 대한 위상 간섭성 영향을 회피하기 위해, 다중경로 프로세서의 실시예는 거리 측정 신호(들), 예로서 기준 신호들, 개개의 구성요소들(서브캐리어들) 사이에서의 차동 위상을 산출한다. 이것은 랜덤 위상 기간 가산기를 제거한다.
- [0433] Chen 등의 논의에서 상기 식별된 바와 같이, 여기에 설명된 실시예들을 적용하는 것은 Chen 등에 의해 달성된 성능에 비교하여 실내 환경들에서 상당한 정확도 개선을 야기한다. 예를 들면, Chen 등에 따르면, DL-OTDOA 및/또는 U-TDOA/UL-TDOA는 대부분 옥외 환경들, 실내(빌딩들, 캠퍼스들 등)를 위한 것이며, DL-OTDOA 및 U-TDOA 기술들은 잘 수행할 수 없다. 보통 실내에서 이용되는 분산 안테나 시스템들(DAS)을 포함하여, 여러 이유들이 언급되며(Chen, #161 내지 164 참조), 그에 의해 각각의 안테나는 고유 ID를 갖지 않는다.
- [0434] 이하에 설명되는 실시예는 OFDM 변조 및/또는 그것의 도함수들을 이용하는 무선 네트워크들; 및 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들을 갖고 동작한다. 따라서, 이하에 설명되는 실시예는 LTE 네트워크들을 갖고 동작하며 그것은 또한, 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들을 갖고 또는 그것 없이, 다른 유형들의 변조를 포함하여, 다른 무선 시스템들 및 다른 무선 네트워크들에 적용 가능하다.
- [0435] 여기에 설명된 접근법은 또한 WiMax, WiFi 및 화이트 스페이스를 포함한, 다른 무선 네트워크들에 적용 가능하다. 기준/파일럿 및/또는 동기화 신호들을 사용하지 않는 다른 무선 네트워크들은 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 바와 같이, 다음의 유형들의 대안적인 변조 실시예들 중 하나 이상을 이용할 수 있다: 1) 프레임의 일 부분이 거리 측정 신호/거리 측정 신호 요소들에 전용되는 경우; 2) 거리 측정 신호 요소들이 송신/수신 신호들 프레임(들)에 내장되는 경우; 및 3) 거리 측정 신호 요소들이 데이터와 함께 내장되는 경우.
- [0436] 여기에 설명된(또한 미국 특허 번호들 제7,969,311호 및 제8,305,215호에 설명된) 다중경로 완화 범위 추정 알

고리즘의 실시예들은 다중경로 반사들 더하기 신호의 직접 경로(DLOS)로 구성된 총체로 범위들의 추정치들을 제공함으로써 작동한다.

- [0437] LTE DAS 시스템은 이동 수신기(UE)에 대한 다양한 시간 오프셋들에서 보여진 동일한 신호의 다수의 사본들을 생성한다. 지연들은 안테나들 및 이동 수신기 사이에서의 기하학적 관계들을 고유하게 결정하기 위해 사용된다. 상기 수신기에 의해 보여진 신호는 주요 "다중경로" 구성요소들이 다수의 DAS 안테나들로부터의 오프셋 신호들의 합에 기인한다는 것을 제외하고, 다중경로 환경에서 보여진 것과 비슷하다.
- [0438] 수신기에 의해 보여진 신호 총체는 - 이 경우에, 주요 다중경로 구성요소들이 종래의 다중경로가 아니라는 점을 제외하고, 실시예들이 이용하도록 설계되는 신호 총체의 유형과 동일하다. 현재 다중경로 완화 프로세서(알고리즘들)는 DLOS 및 각각의 경로, 예로서 반사의 감쇠 및 전파 지연을 결정할 수 있다, (식 1 내지 식 3 및 연관된 설명들 참조). 다중경로는 분산 RF 채널(환경) 때문에 존재할 수 있지만, 이러한 신호 총체에서의 주요 다중경로 구성요소들은 다수의 안테나들로부터의 송신들과 연관된다. 본 다중경로 알고리즘의 실시예들은 이들 다중경로 구성요소들을 추정하고, 수신기에 대한 DAS 안테나들의 범위들을 분리하며, 범위 데이터를 위치 프로세서(소프트웨어로 구현된)에 제공할 수 있다. 안테나 배치 기하학에 의존하여, 이러한 방법은 X, Y 및 X, Y, Z 위치 좌표들 양쪽 모두를 제공할 수 있다.
- [0439] 그 결과, 본 실시예들은 임의의 하드웨어 및/또는 새로운 네트워크 신호(들) 부가들을 요구하지 않는다. 게다가, 위치 결정 정확도는 1) 다중경로를 완화시키며 2) 능동형 DAS의 경우에, 위치 결정 에러의 하한이, 대략 50미터들에서 대략 3미터들로 감소하는 바와 같이, 극적으로 감소될 수 있음으로써 상당히 개선될 수 있다.
- [0440] DAS의 각각의 안테나의 위치(로케이션)가 알려져 있다고 가정된다. 각각의 안테나(또는 다른 안테나에 대한)의 신호 전파 지연이 또한 결정되어야 한다(알려져야 한다).
- [0441] 능동형 DAS 시스템들에 대해, 신호 전파 지연은 루프백 기술들을 사용하여, 자동으로 결정될 수 있으며, 그에 의해 알려진 신호는 왕복으로 전송되며 이러한 왕복 시간이 측정된다. 이러한 루프백 기술은 또한 온도, 시간 등에 따른 신호 전파 지연 변화들(드리프트)을 제거한다.
- [0442] 다수의 매크로 셀들 및 연관된 안테나들을 사용하여, 피코 셀들 및 마이크로 셀들은 부가적인 기준 포인트들을 제공함으로써 분해능을 추가로 강화한다.
- [0443] 다수의 안테나로부터 다수의 사본들의 신호 총체로 개개의 범위 추정치들에 대한 상기 설명된 실시예는 다음의 두 개의 방식들로 신호 송신 구조에 대한 변화들에 대해 추가로 강화될 수 있다. 첫 번째는 각각의 안테나로부터의 송신들을 시간 다중화하는 것이다. 제2 접근법은 안테나들의 각각에 대해 주파수 다중화하는 것이다. 양쪽 강화들 모두를 사용하여, 동시에 시간 및 주파수 다중화하는 것은 시스템의 거리 측정 및 위치 정확도를 추가로 개선한다. 또 다른 접근법은 각각의 안테나에 전파 지연을 부가하는 것이다. 지연 값들은 특정한 DAS 환경(채널)에서 지연 확산을 초과하기 위해 충분히 크도록 선택될 것이지만, 부가적인 지연들에 의해 야기된 다중경로가 ISI(심볼 간 간섭)를 야기하지 않도록 순환 전치(CP) 길이보다 작을 것이다.
- [0444] 각각의 안테나에 대한 고유 ID 또는 고유 식별자의 부가는 결과적인 해법의 효율을 증가시킨다. 예를 들면, 그것은 안테나들의 각각으로부터 신호들로부터의 범위들 모두를 제거하기 위해 프로세서에 대한 요구를 제거한다.
- [0445] LTE 다운링크를 이용한 일 실시예에서, 파일럿 및 또는 동기화 신호(들) 서브캐리어들을 포함한, 하나 이상의 기준 신호(들) 서브캐리어들은 결과적으로 와일드 포인트들을 잘라내기 위해 다변측량 및 위치 찾기 일관성 알고리즘들을 사용하여 범위 기반 위치 관측 대상들 및 위치 찾기 추정치의 발생 및 다중경로 간섭 완화를 위해 다중-경로 프로세서에 적용되는 서브캐리어들 위상 및 진폭을 결정하기 위해 사용된다.
- [0446] 또 다른 실시예는 LTE 업링크 시그널링이 또한 기준 신호들, 또한 기준 서브캐리어들을 포함하는 베이스에 대한 이동 디바이스를 포함한다는 사실을 이용한다. 사실상, 업링크 디바이스에 주파수 대역을 할당하기 위해 네트워크에 의해 사용된 전체 사운딩 모드로부터 기준 서브캐리어들이 업링크 신호 등의 복조를 돕기 위해 채널 임펄스 응답을 발생시키기 위해 사용되는 모드까지 이들 서브캐리어들을 포함하는 하나 이상의 모드가 있다. 또한, 릴리즈 9에 추가된 DL PRS와 유사하게, 부가적인 UL 기준 신호들은 곧 있을 및 미래 표준 릴리즈들에서 추가될 수 있다. 이 실시예에서, 업링크 신호는 범위 관련 관측 대상들을 발생시키기 위해 위상, 다중경로 완화 프로세싱에 대한 동일한 범위를 사용하여 다수의 베이스 유닛들(eNB)에 의해 프로세싱된다. 이 실시예에서, 위치 일관성 알고리즘들은 와일드 포인트 관측 대상들을 편집하며 위치 추정치를 발생시키기 위해 다변측량 알고리즘에 의해 수립된 바와 같이 사용된다.

- [0447] 또 다른 실시예, LTE 다운링크 및 LTE 업링크 양쪽 모두의 관련 있는 하나 이상의 기준(파일럿 및/또는 동기화를 포함한) 서브캐리어들이 수집되면, 범위 대 위상 매핑이 적용되고, 다중경로 완화가 적용되며 범위 연관 관측 대상이 추정된다. 이들 데이터는 그 후 다변측량 알고리즘 및 위치 일관성 알고리즘들을 사용하여 위치에 대한 관측 대상들의 보다 강력한 세트를 제공하도록 하는 방식으로 융합될 것이다. 이점은 다운링크 및 업링크 두 개의 상이한 주파수 대역들 이래 또는 시스템 간섭성을 개선하는 TDD(시간 분할 이중화)의 경우에 개선된 정확도를 야기하는 리턴던시일 것이다.
- [0448] 다수의 안테나들이 마이크로 셀로부터 동일한 다운링크 신호를 송신하는 DAS(분산 안테나 시스템) 환경에서, 위치 일관성 알고리즘(들)은 기준 신호(들)(파일럿 및/또는 동기화) 서브캐리어들로부터 다중경로 완화 프로세싱에 의해 발생된 관측 대상들로부터 DAS 안테나들의 범위들을 분리하기 위해 및 다수의 DAS 방출기들(안테나들) 범위들로부터 위치 추정치들을 획득하기 위해 확장된다.
- [0449] DAS 시스템(환경)에서, 정확한 위치 추정치를 획득하는 것은, 개개의 안테나들로부터의 신호 경로들이 높은 정확도를 갖고 분해될 수 있는 경우에만 가능하며, 그에 의해 경로 에러는 단지 안테나들 사이에서의 거리의 부분이다(10미터 이상의 정확도). 모든 기존의 기술들/방법들이 많은 다중경로 환경에서 이러한 정확도를 제공할 수 없기 때문에(다수의 DAS 안테나들로부터의 신호들은 유도된 많은 다중경로처럼 나타날 것이다), 기존의 기술들/방법들은 위치 일관성 알고리즘(들) 및 DAS 환경에서의 이러한 위치 찾기 방법/기술의 상기 언급된 확장을 이용할 수 없다.
- [0450] 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된, 오브젝트 식별 및 위치 찾기를 위한 InvisiTrack 다중-경로 완화 방법들 및 시스템들은 LTE 다운링크, 업링크 및/또는 양쪽 모두(다운링크 및 업링크), 하나 이상의 기준 신호(들) 서브캐리어들을 이용하여 위치 추정치를 발생시키기 위해 다변측량 및 위치 일관성을 사용하여 범위 기반 위치 관측 대상들을 발생시키기 위해 범위 대 신호 위상 매핑, 다중경로 간섭 완화 및 프로세스에 적용된다.
- [0451] 모든 상기 실시예들에서, 삼변측량 위치 결정 알고리즘들이 또한 이용될 수 있다.
- [0452] DL-OTDOA 위치 찾기는 LTE 릴리즈 9에 특정되었다: 진화된 범용 지상과 라디오 액세스(E-UTRA); 물리 채널들 및 변조; 3GPP TS 36.211 릴리즈 9 기술 규격. 그러나, 그것은 무선 운용자들(캐리어들)에 의해 구현되지 않았다. 그동안에 다운링크 위치 찾기는 기존의 물리 계층 측정 동작(들)을 사용함으로써 현재의, 예로서 수정되지 않은, LTE 네트워크 환경 내에서 구현될 수 있다.
- [0453] LTE에서, UE 및 eNB는 라디오 특성들의 물리 계층 측정들을 하도록 요구된다. 측정 정의들은 3GPP TS 36.214에 특정된다. 이들 측정들은 주기적으로 수행되며 상위 계층들로 보고되고 주파수-내 및 주파수-간 핸드오버, 라디오-간 액세스 기술(RAT-간) 핸드오버, 타이밍 측정들, 및 RRM(라디오 리소스 관리)을 지지하는 다른 목적들을 포함한 다양한 목적들을 위해 사용된다.
- [0454] 예를 들면, RSRP(기준 신호 수신 전력)는 전체 대역폭에 걸쳐 셀-특정 기준 신호들을 운반하는 모든 리소스 요소들의 전력의 평균이다.
- [0455] 또 다른 예는 부가적인 정보를 제공하는 RSRQ(기준 신호 수신 품질) 측정이다(RSRQ는 간섭 레벨뿐만 아니라 신호 세기를 조합한다).
- [0456] LTE 네트워크는 eNB 이웃(서빙 eNB에 대한) 리스트들을 UE에 제공한다. 네트워크 지식 구성에 기초하여, (서빙) e노드B는 이웃하는 eNB의 식별자들 등을 UE에 제공한다. UE는 그 후 그것이 수신할 수 있는 이웃들의 신호 품질을 측정한다. UE는 결과들을 e노드B로 다시 보고한다. 주의: UE는 또한 서빙 eNB의 신호 품질을 측정한다.
- [0457] 규격에 따르면, RSRP는 고려된 측정 주파수 대역폭 내에서 셀-특정 기준 신호들을 운반하는 리소스 요소들의 전력 기여([W])에 대한 선형 평균으로서 정의된다. RSRP를 결정하기 위해 UE에 의해 사용되는 측정 대역폭은 대응하는 측정 정확도 요건들이 이행되어야 하는 한계를 갖고 UE 구현에 달려 있다.
- [0458] 측정 대역폭 정확도 요건들을 고려하면, 이러한 대역폭은 매우 크며 RSRP 측정들에 사용되는 셀-특정 기준 신호들은 결과적으로 다중경로 간섭 완화 및 범위 기반 위치 관측 대상들의 발생을 위해 다중-경로 프로세서에 적용되는 이들 기준 신호들 서브캐리어들 위상 및 진폭을 결정하기 위해 추가로 프로세싱될 수 있다. 또한, RSRP 측정에 사용되는 다른 기준 신호들, 예를 들면 SSS(2차 동기화 신호)가 또한 사용될 수 있다.
- [0459] 그 후, 3개 이상의 셀들로부터의 범위 관측 대상들에 기초하여 위치 픽스가 다변측량 및 위치 일관성 알고리즘들을 사용하여 추정될 수 있다.

- [0460] 이전에 언급된 바와 같이 RF 핑거프린팅 데이터베이스 불안정의 여러 원인들이 있지만, 주요한 것들 중 하나는 다중경로이다(RF 서명은 다중경로에 매우 민감하다). 그 결과, RF 핑거프린팅 방법(들)/기술 위치 찾기 정확도는, 수직 불확실성: 디바이스 Z-높이 및/또는 안테나 배향에 의존하여 > 100% 가변성을 포함하여, 다중경로 역학들 - 시간에 걸친 변화들, 환경(예를 들면, 날씨), 사람들 및/또는 오브젝트들 움직임에 의해 매우 영향을 받는다(Tsung-Han Lin 외, RSSI-서명-기반 실내 국소화 시스템의 현미경 검사 참조).
- [0461] 본 실시예들은 상당히 감소된 DLOS를 포함하여, 각각의 개개의 경로를 발견하고 특성화하기 위한 능력(다중경로 프로세서) 때문에 RF 핑거프린팅 위치 찾기 정확도를 상당히 개선할 수 있다. 그 결과, 위치 픽스에 대한 RF 핑거프린팅 결정은 실시간 다중경로 분포 정보로 보완될 수 있다.
- [0462] 상기 언급된 바와 같이, 위치 픽스는 시간에서의 위치 기준 동기화를 요구할 것이다. 무선 네트워크들에서, 이들 위치 기준들은 액세스 포인트들, 매크로/미니/피코 및 펌토 셀들, 뿐만 아니라 소위 스몰 셀들(eNB)을 포함할 수 있다. 그러나, 무선 운용자들은 정확한 위치 픽스를 위해 요구되는 동기화 정확도를 구현하지 않는다. 예를 들면, LTE의 경우에, 표준은 FDD(주파수 분할 이중화) 네트워크들을 위해 eNB(들) 사이에서 임의의 시간 동기화를 요구하지 않는다. LTE TDD(시간 분할 이중화)에 대해, 이러한 시간 동기화 정확도는 한계가 +/- 1.5 마이크로초가다. 이것은 400+ 미터들 위치 찾기 불확실성과 같다. 요구되지 않지만, LTE FDD 네트워크들이 또한 동기화되지만 훨씬 더 큰(1.5 마이크로초보다) 한계들을 사용한다.
- [0463] 무선 LTE 운용자들은 주파수 및 시간에서 eNB(들)를 동기화하기 위해 GPS/GNSS 신호들을 사용하고 있다. 주의: LTE eNB는 매크로/미니 셀들에 대해 매우 정확한 캐리어 주파수: 0.05 ppm 및 다른 유형의 셀들에 대해 약간 덜 정확한(0.1 내지 0.25 ppm) 캐리어 주파수를 유지해야 한다. GPS/GNSS 신호들은 또한 10 나노 초들 이상의 요구된(위치 찾기를 위해) 시간 동기화 정확도를 가능하게 할 수 있다. 그러나, 네트워크 운용자들 및 네트워크 장비 제조사들은 NTP(네트워크 시간 프로토콜) 및/또는 PTP(정밀 시간 프로토콜), 예를 들면 IEEE 1588v2 PTP를 이용함으로써 패킷 수송/, 예로서 인터넷/이더넷 네트워킹 시간 동기화를 지지하는 GPS/GNSS 유닛들과 연관된 비용들을 감소시키려고 노력한다.
- [0464] IP 네트워크 기반 동기화는 최소 주파수 및 시간 요건들을 충족시키는 가능성을 갖지만, 위치 찾기 픽스를 위해 요구되는 GPS/GNSS 정밀도가 부족하다.
- [0465] 여기에 설명된 접근법은 GPS/GNSS 신호들 및 eNB 및/또는 AP, 또는 다른 무선 네트워크들 장비에 의해 발생된 신호들에 기초한다. 그것은 또한 IP 네트워킹 동기화 신호들 및 프로토콜들 및 eNB 및/또는 AP, 또는 다른 무선 네트워크들 장비에 의해 발생된 신호들에 기초할 수 있다. 이러한 접근법은 또한 WiMax, WiFi, 및 화이트 스펙트럼을 포함한, 다른 무선 네트워크들에 적용 가능하다.
- [0466] eNB 신호들은 운용자의 eNB 설비(도 12)에 설치된 시간 관측 유닛(TMO)에 의해 수신된다. 상기 TMO는 또한 외부 동기화 소스 입력을 포함한다.
- [0467] eNB 신호들은 상기 TMO에 의해 프로세싱되며 외부 동기화 소스 입력과 동기화되는 클록들을 사용하여 시간 스템핑된다.
- [0468] 상기 외부 동기화 소스는 GPS/GNSS 및/또는 인터넷/이더넷 네트워킹, 예를 들면 PTP 또는 NTP 등으로부터 올 수 있다.
- [0469] 상기 시간-스템핑된 프로세싱 신호, 예를 들면 LTE 프레임 시작(특히 다른 네트워크들에서, 다른 신호들일 수 있다)은 또한 eNB(셀) 위치 및/또는 셀 ID를 포함하고, 인터넷/이더넷 백홀을 통해 모든 eNB들의 데이터베이스를 생성, 유지 및 업데이트하는 중앙 TMO 서버로 전송된다.
- [0470] 위치 픽스의 거리를 측정하며 이를 획득하는 프로세스에 수반된 UE 및/또는 eNB(들)는 TMO 서버를 요구할 것이며 상기 서버는 수반된 상기 eNB(들) 사이에서의 시간 동기화 오프셋들을 리턴할 것이다. 이들 시간 동기화 오프셋들은 위치 픽스를 조정하기 위해 위치 픽스를 획득하는 프로세스에 수반된 UE 및/또는 eNB(들)에 의해 사용될 것이다.
- [0471] 대안적으로, 위치 픽스 산출들 및 조정은 거리 측정의 프로세스에 수반된 UE 및/또는 eNB(들)가 또한 획득된 거리 측정 정보를 상기 TMO 서버에 공급할 때 TMO 서버에 의해 실행될 수 있다. 상기 TMO 서버는 그 후 (조정된) 위치 (위치 찾기) 픽스를 리턴할 것이다.
- [0472] 하나 이상의 셀 eNB 장비가 함께 같은 장소에 배치된다면, 단일 TMO는 모든 eNB(들)로부터의 신호들을 프로세싱

하고 시간 스탬핑할 수 있다.

- [0473] RTT(왕복 시간) 측정들(거리 측정)은 위치 찾기를 위해 사용될 수 있다. 결점은 RTT 거리 측정이 위치 찾기 정확도에 대한 급격한 영향을 갖는 다중경로를 겪는다는 것이다.
- [0474] 다른 한편으로, RTT 위치 찾기는 일반적으로 위치 기준 동기화(시간적으로) 및 LTE의 경우에 특히 eNB를 요구하지 않는다.
- [0475] 동시에, 무선 네트워크의 파일럿 기준 및/또는 다른 신호들을 갖고 동작할 때, 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 다중경로 완화 프로세서, 방법(들)/기술들 및 알고리즘들은 RTT 신호(들)에 대한 채널 응답을 결정할 수 있으며, 예로서 RTT 신호(들)가 겪는 다중경로 채널을 식별한다. 이것은 실제 DLOS 시간이 결정되도록 RTT 측정치들을 교정하도록 허용한다.
- [0476] 알려진 DLOS 시간을 갖고, eNB 또는 시간에서의 위치 기준 동기화의 요구 없이 삼변측량 및/또는 유사한 위치 찾기 방법들을 사용하여 위치 픽스를 획득하는 것이 가능할 것이다.
- [0477] 가동 중인 TMO 및 TMO 서버를 갖고, InvisiTrack의 기술 통합은 매크로/미니/피코 및 스몰 셀들 및/또는 UE(셀 전화)에서 변화들을 요구할 것이다. 이들 변화들은 단지 SW/FW(소프트웨어/펌웨어)에 제한되지만, 그것은 기존의 기반 시설을 개조하기 위해 많은 노력을 취한다. 또한, 몇몇 경우들에서, 네트워크 운용자들 및/또는 UE/셀 전화 제조사들/공급자들은 장비 변경들에 반대한다. 주의: UE는 무선 네트워크 사용자 장비이다.
- [0478] 이러한 SW/FW 변화는 TMO 및 TMO 서버 기능이 InvisiTrack 위치 찾기 기술을 지원하기 위해 확대된다면 완전히 회피될 수 있다. 다시 말해서, 이하에 설명되는 또 다른 실시예는 무선 네트워크 신호들을 갖고 동작하지만, 무선 네트워크 장비/기반시설의 임의의 수정들을 요구하지 않는다. 따라서, 이하에 설명된 실시예는 LTE 네트워크들을 갖고 동작하며 그것은 또한 Wi-Fi를 포함하여, 다른 무선 시스템들/네트워크들에 적용 가능하다.
- [0479] 본질적으로, 이 실시예는 위치 픽스를 획득하기 위해 무선 네트워크 신호들을 사용하는 병렬 무선 위치 찾기 기반 시설을 생성한다.
- [0480] TMO 및 TMO 서버와 유사하게, InvisiTrack의 위치 찾기 기반 시설은 범위 및 위치들을 결정하며, 그것을 예로서 전화/UE ID들 및 시간 인스턴스에서의 위치들의 표로 변환하기 위해, 하나 이상의 무선 네트워크 신호들 획득 유닛들(NSAU) 및 NSAU(들)로부터 데이터를 수집하며 그것을 분석하는 하나 이상의 위치 찾기 서버 유닛들(LSU)로 이루어질 것이다. LSU는 네트워크의 API를 통해 무선 네트워크로 인터페이스한다.
- [0481] 다수의 이들 유닛들은 큰 기반시설에서의 다양한 위치들에 배치될 수 있다. NSAU(들)이 간섭성 타이밍을 갖는다면, 보다 양호한 정확도를 제공할 모두에 대한 결과들이 사용될 수 있다.
- [0482] 상기 간섭성 타이밍은 GPS 클록 및/또는 다른 안정된 클록 소스들로부터 도출될 수 있다.
- [0483] 상기 NSAU는 LAN(근거리 네트워크), 도시 영역 네트워크(MAN) 및/또는 인터넷을 통해 LSU와 통신한다.
- [0484] 몇몇 설치/인스턴스들에서, NSAU 및 LSU는 조합되고/단일 유닛으로 통합될 수 있다.
- [0485] LTE 또는 다른 무선 네트워크들을 사용하여 위치 서비스들을 지원하기 위해, 송신기들은 클로킹되며 엄격한 공차들 내로 이벤트 동기화되도록 요구된다. 보통 이것은 GPS의 1 PPS 신호에 고정됨으로써 달성된다. 이것은 3 나노초 1-시그마로 국소적 영역에서의 타이밍 동기화를 야기할 것이다.
- [0486] 그러나, 이러한 유형의 동기화가 실현 가능하지 않을 때 많은 인스턴스들이 있다. 이러한 본 실시예들은 위치 프로세스에 지연 보상 값들을 제공하기 위해 시간 오프셋들의 추적 및 다운링크 송신기들 사이에서 시간 오프셋 추정치들을 제공하며, 따라서 위치 프로세스는 송신기들이 클로킹되며 이벤트 동기화되는 것처럼 진행할 수 있다. 이것은 알려진 선형적 안테나 위치를 갖고 송신 안테나(임의의 위치 서비스들을 위해 요구되는) 및 수신기에 대한 이전 지식에 의해 실현된다. 동기화 유닛으로 불리우는 이러한 수신기는 모든 다운링크 송신기들로부터 데이터를 수집하며 위치들에 대한 그것의 지식을 고려하면, 사전 선택된 베이스 안테나로부터 오프셋 타이밍을 산출한다. 이들 오프셋들은 다운링크 송신기들의 클록 드리프트들을 보상하는 추적 알고리즘의 사용을 통해 시스템에 의해 추적된다. 주의: 수신된 데이터로부터 의사 범위들을 도출하기 위한 프로세싱은 InvisiTrack 다중경로 완화 알고리즘들(미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된)을 이용할 것이다. 그러므로, 동기화는 다중경로에 의해 영향을 받지 않을 것이다.
- [0487] 이들 오프셋 데이터는 그것이 동기화된 송신기들에 의해 발생되어 온 것처럼 보이도록 각각의 다운링크 송신기

로부터 데이터를 적절히 정렬시키기 위해 위치 프로세서(위치 서버, LSU)에 의해 사용된다. 시간 정확도는 최상의 1-PPS 추적과 비교 가능하며 3미터 위치 정확도(1-시그마)를 지원할 것이다.

- [0488] 동기화 수신기 및/또는 수신기의 안테나들은 최상의 성능을 위해 최적의 GDOP에 기초하여 위치될 것이다. 큰 설치들에서, 다수의 동기화 수신기들은 네트워크 전체에 걸쳐 등가의 3 나노초 1-시그마 동기화 오프셋을 제공하기 위해 이용될 수 있다. 동기화 수신기(들)를 이용함으로써, 다운링크 송신기의 동기화를 위한 요건들이 제거된다.
- [0489] 동기화 수신기 유닛은 NSAU 및/또는 LSU와 통신하는 독립형 유닛일 수 있다. 대안적으로, 이러한 동기화 수신기는 NSAU와 통합될 수 있다.
- [0490] 대표적인 무선 네트워크 위치 찾기 장비 다이어그램은 도 13에 묘사된다.
- [0491] LTE 신호들을 이용하는, 어떤 고객 네트워크 투자도 없는, 완전히 자율적 시스템의 실시에는 다음의 모드들에서 동작한다:
 - [0492] 1. 업링크 모드 - 위치 찾기의 목적을 위해 무선 네트워크 업링크(UL) 신호들을 사용한다(도 16 및 도 17).
 - [0493] 2. 다운링크 모드 - 위치 찾기의 목적을 위해 무선 네트워크 다운링크(DL) 신호들을 사용한다(도 14 및 도 15).
 - [0494] 3. 양-방향 모드 - 위치 찾기를 위해 양쪽 모두: UL 및 DL 신호들을 사용한다.
- [0495] 업링크 모드에서 다수의 안테나들은 하나 이상의 NSAU들에 연결된다. 이들 안테나 위치들은 무선 네트워크 안테나들에 독립적이며; NSAU(들) 안테나 위치들은 GDOP(기하학적 정밀도의 감소)를 최소화하기 위해 선택된다.
- [0496] UE/셀 전화 디바이스들로부터의 네트워크의 RF 신호들은 NSAU(들) 안테나들에 의해 수집되며 모든 관심 신호들의 하나 이상의 인스턴스들을 캡처하기에 적절한 시간 간격 동안 프로세싱된 네트워크의 RF 신호들의 시간 스템핑된 샘플들을 생성하기 위해 NSAU(들)에 의해 프로세싱된다.
- [0497] 선택적으로, NSAU는 추가적인 정보를 획득하기 위해, 예를 들면 UE/전화 ID 등을 결정하기 위해 다운링크 신호들의 샘플들을 수신, 프로세싱 및 시간 스템핑할 것이다.
- [0498] 캡처된 시간 스템핑된 샘플들로부터, 각각의 UE/셀 전화 ID(들)과 연관된 관심 있는 시간 스템핑된 무선 네트워크 신호들과 함께 UE/셀 전화 디바이스들 식별 번호들(ID)이 결정(획득)될 것이다. 이러한 동작은 NSAU에 의해 또는 LSU에 의해 수행될 수 있다.
- [0499] NSAU는 LSU에 데이터를 주기적으로 공급할 것이다. 스케줄링되지 않은 데이터가 하나 이상의 UE/셀 전화 ID(들)를 위해 요구된다면, LSU는 추가적인 데이터를 요청할 것이다.
- [0500] 어떤 변화들/수정들도 UL 모드 동작을 위해 무선 네트워크 기반시설 및/또는 기존의 UE/셀 전화에서 요구되지 않을 것이다.
- [0501] 다운링크(DL) 모드에서, InvisiTrack 가능 UE가 요구될 것이다. 또한, 셀 전화 FW는 전화가 위치 픽스를 획득하기 위해 사용된다면 수정되어야 할 것이다.
- [0502] 몇몇 인스턴스들에서, 운영자들은 기저대역 신호들을 BBU(들)(기저 대역 유닛들)로부터 이용 가능하게 만들 수 있다. 이러한 경우들에서, NSAU(들)는 또한 RF 무선 네트워크 신호들 대신에 이들 이용 가능한 기저 대역 무선 네트워크 신호들을 프로세싱할 수 있을 것이다.
- [0503] DL 모드에서, 이들 신호들은 UE/셀 전화에서 프로세싱되거나 또는 UE/셀 전화가 프로세싱된 네트워크의 RF 신호들의 시간 스템핑된 샘플들을 주기적으로 생성하며 이것들을 LSU에 전송하고; LSU가 결과(들)를 UE/셀 전화로 되돌려 보낼 것이기 때문에 하나 이상의 무선 네트워크 신호들과 UE/셀 전화 ID를 연관시키기 위한 요구는 없다.
- [0504] DL 모드에서, NSAU는 프로세싱된 RF 또는 기저대역(이용 가능할 때) 무선 네트워크 신호들을 프로세싱하고 시간 스템핑할 것이다. 캡처된 시간 스템핑된 샘플들로부터, 네트워크 안테나들과 연관된 무선 네트워크 신호 DL 프레임들 시작들이 결정(획득)될 것이며 이들 프레임 시작들 사이에서의 차이(오프셋)가 산출될 것이다. 이 동작은 NSAU에 의해 또는 LSU에 의해 수행될 수 있다. 네트워크 안테나들에 대한 프레임 시작 오프셋들이 LSU 상에 저장될 것이다.
- [0505] DL 모드에서, 네트워크 안테나들의 프레임 시작 오프셋들은 디바이스가 InvisiTrack 기술을 사용하여 그 자신의

위치 픽스를 프로세싱/결정하는 경우에 LSU로부터 UE/전화 디바이스로 전송될 것이다. 그렇지 않다면, UE/셀 전화 디바이스가 프로세싱된 네트워크의 RF 신호들의 시간 스탬핑된 샘플들을 LSU에 주기적으로 전송할 때, LSU는 디바이스의 위치 픽스를 결정할 것이며 위치 픽스 데이터를 디바이스로 되돌려 보낼 것이다.

- [0506] DL 모드에서, 무선 네트워크 RF 신호들은 하나 이상의 무선 네트워크 안테나들로부터 올 것이다. 결과 정확도에 대한 다중경로 영향을 회피하기 위해, RF 신호는 안테나 또는 안테나 연결로부터 무선 네트워크 장비까지 찾아내어져야 한다.
- [0507] 양-방향 모드는 양쪽 모두: UL 및 DL 동작들로부터의 위치 픽스의 결정을 포함한다. 이것은 위치 찾기 정확도를 추가로 개선하는 것을 허용한다.
- [0508] 몇몇 기업 셋업들은 하나 이상의 원격 라디오 헤드들(RRH)을 공급하는 하나 이상의 BBU들을 사용하며, 각각의 RRH는 결과적으로 동일한 ID를 가진 다수의 안테나들을 공급한다. 이러한 환경들에서, 무선 네트워크 구성에 의존하여, 네트워크 안테나들의 DL 모드 프레임 시작 오프셋들을 결정하는 것은 요구되지 않을 수 있다. 이것은 다수의 BBU들뿐만 아니라 단일 BBU 셋업을 포함하며, 그에 의해 각각의 BBU의 안테나들이 특정한 구역에 할당되며 인접한 구역 커버리지들은 중첩한다.
- [0509] 다른 한편으로, 구성, 그에 의해 다수의 BBU들로부터 공급되는 안테나들이 동일한 구역에서 인터리빙되는 구성은 네트워크 안테나들의 DL 모드 프레임 시작들 오프셋들을 결정하는 것을 요구할 것이다.
- [0510] DAS 환경에서 동작의 DL 모드에서, 다수의 안테나들은 동일한 ID를 공유할 수 있다.
- [0511] 본 실시예들에서, 위치 일관성 알고리즘(들)은 기준 신호(들)(파일럿 및/또는 동기화를 포함한) 서브캐리어들로부터 다중경로 완화 프로세싱에 의해 발생된 관측 대상들로부터의 DAS 안테나들의 범위를 분리하기 위해 및 다수의 DAS 방출기들(안테나들) 범위들로부터 위치 추정치들을 획득하기 위해 확장/개발된다.
- [0512] 그러나, 이들 일관성 알고리즘들은 동일한 ID를 방출하는 안테나들의 수의 제한들을 가진다. 다음에 의해 동일한 ID를 방출하는 안테나들의 수를 감소시키는 것이 가능하다
- [0513] 1. 주어진 커버리지 구역에 대해, 섹터화된 BBU(BBU들은 6개까지의 섹터들을 지원할 수 있다)의 상이한 섹터들로부터 공급되는 안테나들을 인터리빙한다
- [0514] 2. 주어진 커버리지 구역에 대해, 상이한 BBU들로부터 공급되는 안테나들뿐만 아니라 섹터화된 BBU의 상이한 섹터들로부터 공급되는 안테나들을 인터리빙한다
- [0515] 3. 각각의 안테나에 전파 지연 요소를 부가한다. 상기 지연 값들은 특정한 DAS 환경(채널)에서 지연 확산을 초과하기에 충분히 크도록 선택될 것이지만, 부가적인 지연들에 의해 야기된 다중경로가 ISI(심볼 간 간섭)를 야기하지 않도록 순환 전치(CP) 길이보다 작을 것이다. 하나 이상의 안테나에 대한 고유 지연 ID의 부가는 동일한 ID를 방출하는 안테나들의 수를 추가로 감소시킨다.
- [0516] 실시예에서, 어떤 고객 네트워크 투자도 갖지 않는 자율 시스템이 제공될 수 있다. 이러한 실시예에서, 시스템은 LTE 대역이 아닌 대역 상에서 동작할 수 있다. 예를 들면, ISM(공업용 산업용 및 의료용) 대역들 및/또는 하이트 스페이스 대역들이 LTE 서비스들이 이용 가능하지 않은 곳들에서 사용될 수 있다.
- [0517] 실시예는 또한 매크로/미니/피코/펨토 스테이션(들) 및/또는 UE(셀 전화) 장비와 통합될 수 있다. 통합은 고객 네트워크 투자를 요구할 수 있지만, 그것은 비용 오버헤드를 감소시킬 수 있으며 TCO(총 소유 비용)를 극적으로 개선할 수 있다.
- [0518] 여기에서 상기 언급된 바와 같이, PRS는 다운링크 관측 도착 시간 차(DL-OTDOA) 위치 결정을 위해 UE에 의해 사용될 수 있다. 이웃하는 기지국들(eNB들)의 동기화에 관해, 3GPP TS 36.305(E-UTRAN에서 사용자 장비(UE) 위치 결정의 스테이지 2 기능 규격)는 타이밍을 UE에 전달하는 것을 특정하며, 타이밍은 후보 셀들(예로서, 이웃 셀들)의 e노드B 서비스에 대한 것이다. 3GPP TS 36.305는 또한 측정 목적들을 위해 후보 셀들의 물리 셀 ID들(PCI들) 및 전역적 셀 ID들(GCI들)을 특정한다.
- [0519] 3GPP TS 36.305에 따르면, 이러한 정보는 E-MLC(강화된 서빙 모바일 위치 센터) 서버로부터 전달된다. TS 36.305는 상기 언급된 타이밍 정확도를 특정하지 않는다는 것이 주의될 것이다.
- [0520] 부가적으로, 3GPP TS 36.305는 UE가 E-MLC 다운링크 측정들로 리턴할 것임을 특정하며, 이것은 기준 신호 시간 차(RSTD) 측정들을 포함한다.

- [0521] 상기 RSTD는 한 쌍의 eNB들(TS 36.214 진화된 범용 지상과 라디오 액세스(E-UTRA); 물리 계층 측정들; 릴리즈 9 참조) 사이에서 취해진 측정이다. 측정은 이웃 셀(j)로부터 수신된 서브프레임 및 서빙 셀(i)의 대응하는 서브프레임 사이에서의 상대적 타이밍 차로서 정의된다. 위치 결정 기준 신호들은 이들 측정들을 하기 위해 사용된다. 결과들은 위치를 산출하는 위치 서버로 다시 보고된다.
- [0522] 실시예에서, 하이브리드 방법은 새롭게 도입된 PRS 및 이미 존재하는 기준 신호들 양쪽 모두를 수용하기 위해 정의될 수 있다. 다시 말해서, 하이브리드 방법은 PRS를 갖고, 다른 기준 신호들(예로서, 셀 또는 노드-특정 기준 신호들(CRS))을 갖고, 또는 양쪽 신호 유형들 모두를 갖고 사용/동작할 수 있다.
- [0523] 이러한 하이브리드 방법은 네트워크 운용자(들)가 상황들 또는 네트워크 파라미터들에 의존하여 동작의 모드를 동적으로 선택하도록 허용하는 이점을 제공한다. 예를 들면, PRS는 CRS보다 양호한 가청성을 갖지만, 데이터 스트루트에서 7%까지의 감소를 야기할 수 있다. 다른 한편으로, CRS 신호들은 임의의 스트루트 감소를 야기하지 않는다. 또한, CRS 신호들은 모든 이전 LTE 릴리즈들, 예를 들면, 릴리즈 8 이하와 역 호환 가능하다. 이와 같이, 하이브리드 방법은 가청성, 스트루트, 및 호환 가능성 사이에서 트레이드-오프 또는 균형을 이루기 위한 능력을 네트워크 운용자에게 제공한다.
- [0524] 롱 텀 에볼루션(LTE) 구현들에서, LTE 다운링크 기저대역 신호들(셀 또는 무선 노드에 의해 발생되며 여기에서 "노드들"로서 불리우는)은 일반적으로 다운링크 프레임들로 조합된다. 이러한 신호들을 검출 및 수신하기 위한 수신기는 다수의 셀들 또는 노드들(둘 이상)로부터 다운링크 프레임들을 검출할 수 있다. 각각의 다운링크 프레임은 다수의 CRS 또는 기준 신호들을 포함한다. 다운링크(DL) 프레임에서, 이들 기준 신호들은 시간 및 주파수에서 미리 결정된 위치들을 가지며, 예를 들면, 주어진 프레임에서 각각의 CRS 및 프레임 시작 사이에 결정적인 시간 오프셋들이 있다.
- [0525] 또한, 각각의 CRS는 특수 코드를 갖고 변조된다. 상기 변조 및 코드는 또한 미리 결정된다. 상기 CRS 변조는 모든 노드들에 대해 동일하지만, 코드(시드)는 노드의 ID(식별) 번호에 의해 결정된다.
- [0526] 그 결과, 노드 ID(들)를 알고 있음으로써, 기준 신호들의 스펙트럼에서, 각각의 노드(셀)로부터 각각의 프레임에 대한 프레임 시작 시간의 코스 위치를 추정하는 것이 가능하다. 그렇게 하기 위해, 먼저 상이한 노드들로부터 모든 DL 신호들에 대한 프레임 시작들 또는 프레임 시작 시간들을 결정하는 것이 필요하다. 예를 들면, 실시예에서, 코드 변조된 CRS의 알려진 레플리카들(내부적으로 검출기 및/또는 다중경로 완화 프로세서에 의해 발생된)과 수신된 DL 기저대역 신호를 상관시킴으로써, 다양한 노드들로부터 모든 CRS 시퀀스들 또는 다른 기준 신호들을 발견하며, 이러한 정보를 갖고 모든 관측 가능한 노드들의 코스 위치 프레임 시작들을 발견하는 것이 가능하다. 실시예에서, 검출기는 또한 CRS를 복조/디코딩할 수 있으며 그 후 상기 복조된/디코딩된 CRS를 CRS에 할당되는 기저대역 서브-캐리어들과 상관시킬 수 있다.
- [0527] 동시에, 실시예에서, CRS는 또한 다중경로 완화 프로세서에 의해 거리 측정 신호들로서 사용될 수 있다. 그러므로, 코스 프레임 시작들을 발견하는 것 외에, 검출기의 상관 프로세스는 또한 이들 신호들을 변조하기 위해 사용된 코드를 사용하여 프레임에서 다른 신호들(페이로드와 같은)로부터 CRS를 분리할 수 있다. 그 후, 이들 분리된 CRS, 및 연관된 프레임 시작들은 거리 측정을 위해 다중경로 완화 프로세서로 전달된다.
- [0528] 유사한 접근법이 업링크 모드에서 사용될 수 있으며, 그에 의해 상이한 노드 수신기들 사이에서의 타이밍 오프셋들이 결정될 수 있다.
- [0529] 다운링크 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위한 시스템은 네트워크와 통신하는 둘 이상의 노드들로부터 다수의 신호들을 수신하도록 구성된 사용자 장비 수신기로서, 상기 다수의 신호들이 상기 다수의 신호들을 송신하는 둘 이상의 노드들의 각각의 노드의 식별에 의해 결정된 코드를 갖고 변조되고, 상기 사용자 장비 수신기가 상기 식별에 기초하여 기준 신호들을 검출하며 그것을 상기 다수의 신호들로부터 분리하도록 구성된 검출기를 포함하는, 상기 사용자 장비 수신기, 및 상기 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위해 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들로서 상기 기준 신호들을 사용하도록 구성된 프로세서를 포함한다.
- [0530] 실시예에서, 상기 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호들은 상기 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 조합되며, 검출기는 또한 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성된다.
- [0531] 실시예에서, 검출기는 또한 이러한 기준 신호들의 알려진 레플리카들과 기준 신호들을 상관시킴으로써 코스 위치를 추정하도록 구성된다.

- [0532] 실시예에서, 검출기는 또한 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 구성되며, 검출기는 또한 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성된다.
- [0533] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중경로 완화 프로세서이며, 다중경로 완화 프로세서는 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 수신하며 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적인 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0534] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중경로 완화 프로세서이다.
- [0535] 실시예에서, 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터 다수의 신호들은 프레임에 있으며, 여기에서 검출기는 또한 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성되고, 검출기는 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 구성되고, 검출기는 또한 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성되고, 검출기는 각각의 노드에 대한 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 다중경로 완화 프로세서에 전달하도록 구성되며, 다중경로 완화 프로세서는 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 수신하며 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0536] 실시예에서, 시스템은 노드 수신기가 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들로부터 디바이스 신호들을 수신하도록 구성되는 업링크 실시예를 추가로 포함하며, 디바이스 신호들은 디바이스 신호들을 송신하는 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들의 각각의 무선 네트워크 디바이스의 디바이스 식별에 의해 결정된 디바이스 코드를 갖고 변조되고, 노드 수신기는 디바이스 식별에 기초하여 디바이스 기준 신호들을 검출하며 그것을 디바이스 신호들로부터 분리하도록 구성된 디바이스 검출기를 포함하며 제2 프로세서는 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위해 각각의 무선 네트워크 디바이스로부터 거리 측정 신호들로서 디바이스 기준 신호들을 사용하도록 구성된다.
- [0537] 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위한 시스템은 네트워크와 통신하는 둘 이상의 노드들로부터 다수의 신호들을 수신하도록 구성된 사용자 장비 수신기로서, 상기 다수의 신호들은 상기 다수의 신호들을 송신하는 둘 이상의 노드들의 각각의 노드의 식별에 의해 결정된 코드를 갖고 변조되는, 상기 사용자 장비 수신기, 및 상기 식별에 기초하여 기준 신호들을 검출하며 그것을 다수의 신호들로부터 분리하고 상기 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위해 각각의 노드로부터의 거리 측정 신호들로서 상기 기준 신호들을 사용하도록 구성된 프로세서를 포함한다.
- [0538] 실시예에서, 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호들은 상기 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 조합되며, 프로세서는 또한 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성된다.
- [0539] 실시예에서, 프로세서는 또한 기준 신호들을 상기 기준 신호들의 알려진 레플리카들과 상관시킴으로써 코스 위치를 추정하도록 구성된다.
- [0540] 실시예에서, 프로세서는 또한 코스 위치 및 분리된 기준 신호들에 기초하여 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0541] 실시예에서, 프로세서는 또한 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 상기 기준 신호들을 분리하도록 구성되며, 프로세서는 또한 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성된다.
- [0542] 실시예에서, 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호들은 프레임에 있으며, 여기에서 프로세서는 또한 기준 신호들을 상기 기준 신호들의 알려진 레플리카들과 상관시킴으로써 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성되고, 프로세서는 또한 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 및 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성되며, 프로세서는 또한 코스 위치 및 분리된 기준 신호들에 기초하여 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0543] 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위한 시스템은 네트워크와 통신하는 둘 이상의 노드들로부터 다수의 신호들을 수신하는 것으로서, 상기 다수의 신호들이 다수의 신호들을 송신하는 둘 이상의 노드들의 각각의 노드의 식별에 의해 결정된 코드를 갖고 변조되는, 상기 수신하기, 및 상기 식별에 기초하여 다수의 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 구성된 검출기, 및 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위해 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들로서 기준 신호들을 사용하도록 구성된 프로세서를 포함한다.
- [0544] 실시예에서, 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터의 다수의 신호들은 기준 신호들을 포함하는 프레임으로 조

합되며, 검출기는 또한 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성된다.

- [0545] 실시예에서, 검출기는 또한 기준 신호들을 이러한 기준 신호들의 알려진 레플리카들과 상관시킴으로써 코스 위치를 추정하도록 구성된다.
- [0546] 실시예에서, 검출기는 또한 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 구성되며, 검출기는 또한 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성된다.
- [0547] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중경로 완화 프로세서이며, 상기 다중경로 완화 프로세서는 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 수신하며 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0548] 실시예에서, 프로세서는 적어도 하나의 다중경로 완화 프로세서이다.
- [0549] 실시예에서, 둘 이상의 노드들의 각각의 노드로부터 다수의 신호들은 프레임에 있으며, 검출기는 또한 각각의 노드로부터 프레임 시작들의 코스 위치를 추정하도록 구성되고, 검출기는 상기 프레임에서 임의의 다른 신호들로부터 기준 신호들을 분리하도록 구성되고, 검출기는 또한 둘 이상의 노드들의 각각의 노드에 대한 기준 신호들을 분리하도록 구성되고, 검출기는 각각의 노드에 대한 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 다중경로 완화 프로세서에 전달하도록 구성되며, 상기 다중경로 완화 프로세서는 코스 위치 및 분리된 기준 신호들을 수신하며 각각의 노드로부터 거리 측정 신호들의 상대적 도착 시간을 추정하도록 구성된다.
- [0550] 실시예에서, 네트워크와 통신하는 하나 이상의 무선 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위한 시스템은, 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들로부터 디바이스 신호들을 수신하도록 구성된 노드 수신기로서, 상기 디바이스 신호들은 디바이스 신호들을 송신하는 상기 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들의 각각의 무선 네트워크 디바이스의 디바이스 식별에 의해 결정된 디바이스 코드를 갖고 변조되고, 상기 노드 수신기는 디바이스 식별에 기초하여 디바이스 기준 신호들을 검출하며 그것을 디바이스 신호들로부터 분리하도록 구성된 디바이스 검출기를 포함하는, 상기 노드 수신기, 및 하나 이상의 무선 네트워크 디바이스들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위해 각각의 무선 네트워크 디바이스로부터 거리 측정 신호들로서 디바이스 기준 신호들을 사용하도록 구성된 프로세서를 포함한다.
- [0551] 더욱이, 하이브리드 방법은 LTE UE 위치 결정 아키텍처에 투명할 수 있다. 예를 들면, 하이브리드 방법은 3GPP TS 36.305 프레임워크에서 동작할 수 있다.
- [0552] 실시예에서, RSTD가 측정될 수 있으며, 3GPP TS 36.305에 따르면, UE에서 E-SMLC로 전달될 수 있다.
- [0553] UL-TDOA(U-TDOA)는 현재 연구 단계에 있으며 곧 있을 릴리즈 11에서 표준화될 것으로 예상된다.
- [0554] UL-TDOA(업링크)의 실시예들이 여기에서 상기에 설명되며 또한 도 16 및 도 17에 도시된다. 여기에서 이하에 설명되는, 도 18 및 도 19는 UL-TDOA의 대안적인 실시예들의 예들을 제공한다.
- [0555] 도 18은 하나 이상의 DAS 및/또는 펌토/스몰 셀 안테나들을 포함할 수 있는 환경을 보여준다. 이러한 예시적인 실시예에서, 각각의 NSAU는 단일 안테나를 구비한다. 묘사된 바와 같이, 적어도 3개의 NSAU들이 요구된다. 그러나, 부가적인 NSAU들은 각각의 UE가 적어도 3개의 NSAU들에 의해 "청취"되어야 하기 때문에 가청성을 개선하기 위해 부가될 수 있다.
- [0556] 더욱이, NSAU(들)은 수신기들로서 구성될 수 있다. 예를 들면, 각각의 NSAU는 공중을 통해 정보를 수신하지만 이를 송신하지 않는다. 동작 시, 각각의 NSAU는 UE들로부터 무선 업링크 네트워크 신호들을 청취할 수 있다. UE들의 각각은 셀 전화, 태그, 및/또는 또 다른 UE 디바이스일 수 있다.
- [0557] 게다가, NSAU들은 유선 서비스 또는 LAN과 같은, 인터페이스를 통해 위치 찾기 서버 유닛(LSU)과 통신하도록 구성될 수 있다. 결과적으로, LSU는 무선 또는 LTE 네트워크와 통신할 수 있다. 통신은 네트워크 API를 통할 수 있으며, 여기에서 LSU는 예를 들면, LTE 네트워크의 E-SMLC와 통신할 수 있으며 LAN 및/또는 WAN과 같은 유선 서비스를 사용할 수 있다.
- [0558] 선택적으로, LSU는 또한 DAS 기지국(들) 및 또는 펌토/스몰 셀들과 직접 통신할 수 있다. 이러한 통신은 동일하거나 또는 수정된 네트워크 API를 사용할 수 있다.
- [0559] 이 실시예에서, 사운딩 기준 신호(Sounding Reference Signal; SRS)는 위치 찾기 목적들을 위해 사용될 수 있다. 그러나, 다른 신호들이 또한 이용될 수 있다.

- [0560] 상기 NASU들은 UE 업링크 송신 신호들을 디지털 포맷, 예를 들면, I/Q 샘플들로 변환할 수 있으며, 다수의 변환된 신호들을 시간 스탬프를 갖고 LSU에 주기적으로 전송할 수 있다.
- [0561] DAS 기지국(들) 및 또는 펌프/스몰 셀들은 다음의 데이터 중 하나 또는 모두를 LSU에 전달할 수 있다:
- [0562] 1) SRS, I/Q 샘플들, 및 시간 스탬프;
- [0563] 2) 서빙된 UE ID들의 리스트; 및
- [0564] 3) UE ID를 가진 UE당 SRS 스케줄, 상기 스케줄은 SchedulingRequestConfig 정보 및 SRS-UL-Config 정보를 포함한다.
- [0565] 상기 LSU에 전달된 정보는 상기 언급된 정보에 의해 제한되지 않을 수 있다. 그것은 UE SRS와 같은, 각각의 UE 디바이스 업링크 신호를, 각각의 UE ID와 상관시키기 위해 요구된 임의의 정보를 포함할 수 있다.
- [0566] 상기 LSU 기능은 거리 측정 산출들 및 UE의 위치 픽스를 획득하는 것을 포함할 수 있다. 이들 결정들/산출들은 NSAU들, DAS 기지국들, 및/또는 펌프/스몰 셀들로부터 LSU로 전달된 정보에 기초할 수 있다.
- [0567] LSU는 또한 NSAU들로부터 LSU로 전달된 이용 가능한 다운링크 송신 정보로부터 타이밍 오프셋들을 결정할 수 있다.
- [0568] 결과적으로, LSU는 UE 위치 픽스 및 다른 산출들 및 데이터를 무선 또는 LTE 네트워크에 제공할 수 있다. 이러한 정보는 네트워크 API를 통해 전달될 수 있다.
- [0569] 동기화 목적들을 위해, 각각의 NSAU는 다운링크 신호들의 샘플들을 수신, 프로세싱, 및 시간 스탬핑할 수 있다. 각각의 NSAU는 또한 시간 스탬프(들)를 포함하여, 다수의 이러한 샘플들을 LSU에 주기적으로 전송할 수 있다.
- [0570] 부가적으로, 각각의 NSAU는 외부 신호(들)와의 동기화를 위해 구성된 입력을 포함할 수 있다.
- [0571] 도 19는 UL-TDOA의 또 다른 실시예를 묘사한다. 도 18 하에서 묘사된 구성요소들 외에, 이 실시예의 환경은 DAS 기지국들 및/또는 펌프/스몰 셀들 대신에 사용될 수 있는 하나 이상의 셀 타워들을 포함할 수 있다. 하나 이상의 셀 타워들로부터의 데이터는 UE의 위치 픽스를 획득하기 위해 사용될 수 있다.
- [0572] 이와 같이, 이 실시예의 이점은 단지 단일 셀 타워(eNB)만을 가진 위치 픽스를 획득하는 것을 포함한다. 또한, 이 실시예는, 하나 이상의 eNB들이 DAS 기지국들 및/또는 펌프/스몰 셀들을 대신할 수 있다는 점을 제외하고, 도 18 하에서 설명된 것과 유사한 방식으로 동작하도록 구성될 수 있다.
- [0573] UE의 업링크 위치 찾기에 대한 하나의 방법은 셀 식별 방법(CID)이다. 기본 CID 방법에서, UE 위치는 셀 레벨 상에서 결정될 수 있다. 이 방법은 전적으로 네트워크 기반이다. 그 결과, UE, 예를 들면, 핸드셋은 추적되는 사실을 알지 못한다. 이것은 비교적 간단한 방법이지만, 그것은 위치 찾기 불확실성이 셀 직경과 동일하기 때문에 정확도가 부족하다. 예를 들면, 도 20에 예시된 바와 같이, 서빙 셀 타워(2004)의 셀 직경(2002) 내에서의 핸드셋들(2000) 중 임의의 것은, 그것들이 동일한 위치에 있지 않을지라도, 실질적으로 동일한 위치를 가진다. CID 방법의 정확도는 서빙 섹터 식별(섹터 ID) 자식과 조합될 때 개선될 수 있다. 예를 들면, 도 21에 예시되는 바와 같이, 섹터 ID(2100)는 셀 직경(2002)의 다른 섹터들에서 다른 핸드셋들(2000)과 상이한 위치를 갖는 것으로 알려진 다수의 핸드셋들(2104)을 포함하는 셀 직경(2002) 내에서의 섹션(2102)을 식별한다.
- [0574] CID 방법에 대한 추가 강화는 강화된 셀 ID(E-CID) 방법을 통해 가능할 수 있으며, 이것은 상기 설명된 기본 CID 방법에 대한 추가 개선들을 제공한다. 하나의 강화는 UE가 eNB(네트워크 노드)로부터 얼마나 멀리 있는지를 산출하기 위해 타이밍 측정들을 사용한다. 이 거리는 왕복 시간(RTT) 절반, 또는 LTE에서의 타이밍 어드밴스(TA)(LTE TA), 곱하기 광의 속도로서 산출될 수 있다. UE가 연결된다면, RTT 또는 TA는 거리 추정을 위해 사용될 수 있다. 이러한 경우 양쪽 모두:서빙 셀 타워 또는 섹션 및 UE(서빙 eNB 명령 시)는 Rx 서브-프레임들 및 Tx 서브-프레임들 사이에서의 타이밍 차를 측정할 것이다. UE는 그것의 측정치들을 eNB(또한 eNB 제어 하에서)에 보고할 것이다. LTE 릴리즈-9는 랜덤 액세스 절차 동안 PRACH 프리앰블을 수신하는 것으로부터 추정된 타이밍 어드밴스에 의존하는 TA 형 2 측정들을 부가한다. PRACH(물리/패킷 랜덤 액세스 채널) 프리앰블은 어떤 응답도 추적되는 UE로부터 수신되지 않을 때 하나의 PRACH 램핑 사이클 동안 전송될 최대 수의 프리앰블들을 특정한다. LTE 형 1 TA 측정은 다음과 같이, RTT 측정에 상응한다:
- [0575] $RTT=TA(\text{유형 } 1)=eNB(Rx - Tx) + UE(Rx - Tx)$
- [0576] eNB의 좌표들 및 서빙 셀 타워 안테나의 높이에 대한 지식을 갖고, UE의 위치가 네트워크에 의해 산출될 수 있

다.

- [0577] E-CID 위치 찾기 방법은, 그러나, 일 차원에서, 위치 찾기 정확도가 서빙 셀 타워로부터의 거리 및 섹터 폭에 의존하며, 다른 차원에서, 에러가 TA(RTT) 측정 정확도에 의존하기 때문에, 여전히 제한된다. 섹터 폭은 네트워크 토폴로지에 따라 변하며 전파 현상들, 구체적으로 다중경로에 의해 영향을 받는다. 섹터 정확도 추정치들은 200미터에서 500미터 이상으로 변한다. LTE TA 측정 분해능은 4 Ts이며, 이것은 39미터의 최대 에러에 대응한다. LTE TA 측정에서의 실제 에러는 그러나, 교정 부정확성들 및 전파 현상들(다중경로)로 인해 훨씬 더 크며, 200미터만큼 도달할 수 있다.
- [0578] 도 22에 예시된 바와 같이, E-CID 방법은 도착 각(AoA)으로서 알려진 특징의 부가에 따라 추가로 개선될 수 있다. eNB는 UE가 동일하게 이격된 안테나 요소들(2200)의 선형 어레이를 사용하여 송신하는 방향을 추정한다. 통상적으로, 기준 신호들은 AoA 결정을 위해 사용된다. 기준 신호들이 두 개의 인접한 안테나 요소들(2200)에서 UE로부터 수신될 때, 기준 신호들은 도 23에 도시된 바와 같이, AoA, 캐리어 주파수, 및 요소 간격에 의존하는 양만큼 위상 회전될 수 있다. AoA는 각각의 eNB가 안테나 어레이들/적응형 안테나들을 구비하도록 요구할 것이다. 그것은 또한 다중경로 및 토폴로지 변형들에 노출된다. 그럼에도 불구하고, 정교한 안테나 어레이들은 섹터(2100)의 폭(2202)을 상당히 감소시킬 수 있으며, 이것은 보다 양호한 위치 찾기 정확도를 이끌 수 있다. 게다가, 둘 이상의 서빙 셀 타워들(2300)(방향성 안테나 어레이들을 구비한 eNB의 기지국들)이 도 23에 예시된 바와 같이, 핸드셋 AoA 결정을 하기 위해 사용될 수 있다면, 정확도는 상당히 개선될 수 있다. 이러한 경우에, 정확도는 여전히 다중경로/전파 현상들을 겪는다.
- [0579] 다수의 LTE 대역들에 걸쳐 안테나 어레이들/적응형 안테나들 네트워크 전체에 걸쳐 배치하는 것은 자본, 시간, 유지 등에 대하여 엄청난 노력을 요구한다. 그 결과, 안테나 어레이들/적응형 안테나들은 UE 위치 찾기 목적을 위해 배치되지 않아야 한다. 신호 세기 기반 방법들과 같은, 다른 접근법들은 상당한 정확도 개선을 생성하지 않는다. 하나의 이러한 신호 세기 접근법은 핑거프린팅이며, 이것은 잘못된, 계속해서 변화하는(시간적으로) 핑거프린트 데이터베이스, 예로서 상당한 정확도 개선 없이 큰 자본 및 재발생 비용들을 생성하며 계속해서 업데이트하는 것을 요구한다. 게다가, 핑거프린팅은 UE 기반 기술이며, 그에 의해 UE 위치는 UE 애플리케이션 레벨 상에서의 UE 보조 없이 결정될 수 없다.
- [0580] 다른 업링크 위치 방법들의 제한들에 대한 해법은 안테나 어레이들/적응형 안테나들에 대한 요구 없이 AoA 능력들의 사용을 수반한다. 이러한 실시예는 AoA 결정을 위한 TDOA(도착 시간 차) 위치 기술들을 이용할 수 있으며, 이것은 다수의 수신기들에서 소스로부터 신호의 도착 시간들에서의 차이를 추정하는 것에 기초할 수 있다. 시간 차 추정치의 특정한 값은 UE와 통신하는 두 개의 수신기들 사이에서 쌍곡선을 정의한다. 수신 안테나들 사이의 거리가 위치되는 방출기(핸드셋)의 거리에 비해 작을 때, TDOA는 센서들(수신기들 안테나들)의 기선 및 방출기로부터의 입사 RF 에너지 사이에서의 각도와 같다. 기선 및 진북 사이에서의 각도가 알려져 있다면, 방위각 선(LOB) 및/또는 AoA가 결정될 수 있다.
- [0581] TDOA 또는 LOB(또한 AOA로서 알려진)를 사용하는 일반적인 위치 찾기 방법들이 알려져 있지만, TDOA 위치 찾기 방법들은 TDOA 기준 포인트들이 서로에 너무 가까워서 이러한 기술의 정확도를 수용 가능하게 만들 수 없기 때문에 LOB를 결정하기 위해 사용되지 않았다. 오히려, LOB는 보통 방향성 안테나들 및/또는 빔-형성 안테나들을 사용하여 결정된다. 그러나, 여기에 설명된 초 분해능 방법들은 정확도를 극적으로 개선하면서 LOB 결정을 위해 TDOA를 사용하는 것을 가능하게 만든다. 또한, 여기에 설명된 기준 신호 프로세싱 기술들 없이, 예로서 비-서빙 섹터들 및/또는 안테나들에 의해, 서빙 섹터들의 바깥쪽에서 UE로부터 온 기준 신호들을 "청취" 예로서 검출하는 것이 가능하지 않을 수 있다. 여기에 설명된 분해능 및 프로세싱 능력들 없이, 적어도 두 개의 기준 포인트들이 요구되기 때문에(예로서, 둘 이상의 섹터들 및/또는 안테나들) LOB 결정을 위해 TDOA를 이용하는 것은 가능하지 않을 수 있다. 유사하게, UE는 서빙 섹터들 외로부터, 예로서 비-서빙 섹터들 및/또는 안테나들로부터 UE에 온 기준 신호들을 검출할 수 없을 것이다.
- [0582] 예를 들면, 도 24에서, 두 개의 안테나 간격 시나리오들이 예시된다: 넓은 간격 및 가까운(작은) 간격. 양쪽 시나리오들 모두에서, 쌍곡선(2400) 및 입사 선(2402)은 핸드셋(2000) 위치에서 교차하지만, 안테나(2404) 간격이 넓은 경우에, 이것은 보다 가까운 각도에서 일어나며, 이것은 결과적으로 위치 찾기 에러를 상당히 감소시킨다. 동시에, 안테나들(2404)이 서로에 가까운 경우에, 쌍곡선(2400)은 RF 에너지 입사 또는 LOB/AoA의 라인(2402)과 상호 교환 가능하게 된다.
- [0583] 이하에 제시된 공식은 방출기로부터 입사 RF 에너지를 결정하기 위해 사용될 수 있으며, 여기에서 두 개의 안테나들(센서들) 사이에서의 RF 에너지의 도착 시간에서의 시간 차는 다음에 의해 제공된다:

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

[0584]

여기에서:

[0585]

Δt 는 초들로의 시간 차이이다;

[0586]

x 는 미터에서의 두 개의 센서들 사이에서의 거리이다;

[0587]

θ 는 도들로, 센서들의 기선 및 입사 RF 파 사이에서의 각도이며;

[0588]

c 는 광의 속도이다.

[0589]

여러 개의 위치 찾기 전략들이 다음을 포함하여, TDOA 위치 찾기 실시예의 사용을 통해 이용 가능하다: (1) 둘 이상의 서빙 셀들 사이에서의 TDOA 측정들(다변측량)이 이용 가능할 때, 예로서 넓은 간격; (2) TDOA 측정들이 단지 하나 이상의 서빙 셀들에서 둘 이상의 섹터들로부터만 올 때, 예로서 LOB/AoA와 같은, 소형 안테나 간격들; (3) 전략(2) 및 전략(3)의 조합; 및 (4) TA 측정들 및 전략(1) 내지 전략(3)의 조합, 예로서 개선된 E-CID.

[0590]

이하에 추가로 설명되는 바와 같이, 가깝게 배치된 안테나들의 경우에, TDOA 위치 찾기 실시예는 둘 이상의 안테나들로부터의 신호들이 동일한 셀 타워로부터 올 때 방위각 선을 사용할 수 있다. 이들 신호들은 수신된 합성 신호에서 검출될 수 있다. 각각의 섹터 및/또는 안테나의 타워 위치 및 방위각을 알게 됨으로써, 방위각 선 및/또는 AoA가 위치 프로세스에서 산출되고 이용될 수 있다. LOB/AoA 정확도는 다중경로, 잡음(SNR) 등에 의해 영향을 받을 수 있다. 그러나, 이러한 영향은 상기 설명된 전진 신호 프로세싱 및 다중경로 완화 프로세싱 기술들에 의해 완화될 수 있으며, 이것은 초 분해능 기술에 기초할 수 있다. 이러한 전진 신호 프로세싱은, 이에 제한되지 않지만, 신호 상관/상관시키기, 필터링, 평균, 동기식 평균 및 다른 방법들/기술들을 포함한다.

[0591]

서빙 셀 타워(2500)는 통상적으로 3 섹터(섹터 A, 섹터 B, 및 섹터 C) 구성을 도시하는, 도 25에 예시된 바와 같이, 다수의 섹터들로 이루어진다. 예시된 3 섹터 배치는 섹터 당 하나 이상의 안테나들(2502)을 포함할 수 있다. 섹터(A)와 같은, 단일 섹터는 핸드셋 송신들이 섹터 A의 주 로브(주 로브의 중심은 섹터 방위각과 일치한다)에 있을 것이기 때문에 UE(핸드셋)의 제어에 있을 수 있다. 동시에, 핸드셋 송신들은 섹터 B의 및 C의 주 로브들의 범위 밖에, 예로서 안테나 측 로브들에 있을 것이다. 따라서, 핸드셋 신호들은 섹터들(B 및 C)의 출력 신호 스펙트럼들에 여전히 존재할 것이지만, 섹터 B의 또는 섹터 C의 주 로브들에 위치되는 다른 핸드셋(들)으로부터의 신호들에 대해 상당히 감소될 것이다. 그럼에도 불구하고, 상기 및 이하에 설명되는 바와 같이, 전진 신호 프로세싱의 사용을 통해, 그것들을 섹터 B 및 섹터 C 측 로브들과 같은, 이웃 섹터의 측 로브들로부터 검출가능하게 하기 위해 거리 측정 신호들에 대한 충분한 프로세싱 이득을 획득하는 것이 가능하다. 네트워크-기반 위치 찾기 목적들을 위해, LTE 업링크 SRS(사운드 기준 신호들)는 거리 측정 신호들로서 이용될 수 있다.

[0592]

다시 말해서, UE 업링크 기준 신호는 이웃 섹터(들) 안테나들의 측 로브에 있을 수 있지만, 여기에 설명된 기준 신호 프로세싱 방법들을 통한 프로세싱 이득은 두 개(이상)의 섹터 안테나들 사이에서 TDOA의 산출을 허용하기에 충분할 수 있다. 이 실시예의 정확도는 상기 설명된 다중경로 완화 프로세싱 알고리즘들에 의해 상당히 강화될 수 있다. 따라서, LTE TA 타이밍에 의해 산출된 고리와 교차한 LOB/AOA는 대략 20미터×100미터의 에러 타원 내로 UE 위치를 제공할 수 있다.

[0593]

추가 위치 찾기 에러 감소는 UE가 상기 설명된 프로세싱 이득들 및 다중경로 완화 기술을 갖고 매우 있을법한, 둘 이상의 LTE 타워들에 의해 청취될 수 있을 때 달성될 수 있다. 이러한 경우에, TDOA 쌍곡선 및 하나 이상의 LOB/AoA 라인들의 교차점은 30×20 미터 에러 타원(2개의 섹터 셀 타워에 대해)을 야기할 수 있다. 각각의 셀 타워가 3개 이상의 섹터들을 지원한다면, 에러 타원은 10 내지 15미터 아래로 추가로 감소될 수 있다. UE가 3개 이상의 eNB들(셀 타워들)에 의해 청취된다면, 5 내지 10미터 정확도가 달성될 수 있다. 몰들, 복합 상업 지구들 등과 같은 중요한(high value) 영역들에서, 부가적인 소몰 셀들 또는 수동형 청취 디바이스들이 필요한 커버리지를 생성하기 위해 사용될 수 있다.

[0594]

언급된 바와 같이, 셀 타워(2500)의 상기 각각의 섹터는 하나 이상의 안테나들(2502)을 포함할 수 있다. 통상적인 설치에서, 주어진 섹터에 대해, 각각의 안테나로부터의 신호들은 섹터의 수신기 입력에서 조합된다. 그 결과, 위치 찾기 목적들을 위해, 둘 이상의 섹터 안테나들이 합성 방향 패턴, 방위각 및 양각을 갖고 단일 안테

[0595]

나로서 보여질 수 있다. 가상적인 안테나 합성 방향 및 그것의(주 로브) 방위각 및 양각은 또한 섹터 자체에 할당될 수 있다.

[0596] 실시예에서, 각각의 서빙 셀 타워 및 이웃 서빙 셀 타워들의 모든 섹터들로부터의 수신된 신호들(디지털 포맷으로)은 위치 결정을 위해 위치 찾기 서버 유닛(LSU)으로 전송된다. 또한, 각각의 서빙된 UE당 SRS 스케줄들 및 TA 측정치들은 각각의 서빙 셀 타워로부터 각각의 서빙 셀 섹터에 의해 LSU에 제공된다. 각각의 서빙 셀 타워 및 각각의 이웃 셀 타워 위치 좌표들, 각각의 가상적인(합성) 섹터 안테나 방위각 및 양각을 가진 타워당 섹터들의 수, 및 상기 셀 타워에서의 각각의 섹터 위치가 알려져 있다고 가정하면, LSU는 상기 서빙 셀 타워 및/또는 이웃 셀 타워들에 대해 각각의 UE 위치를 결정할 수 있다. 상기 언급된 정보의 모두는 하나 이상의 표준화된 또는 독점 인터페이스들을 사용하여, 유선 네트워크들, 예를 들면, LAN, WAN 등을 통해 전송될 수 있다. 상기 LSU는 또한 표준화된 인터페이스 및/또는 네트워크 캐리어의 정의된 인터페이스/API를 사용하여 무선 네트워크 기반시설을 인터페이싱할 수 있다. 위치 결정은 또한 네트워크 노드 및 LSU 사이에서 분리될 수 있거나 또는 네트워크 노드에서만 수행될 수 있다.

[0597] 실시예에서, 위치 결정은 UE에서 수행될 수 있거나 또는 UE 및 LSU 또는 네트워크 노드 사이에서 분리될 수 있다. 이러한 경우들에서, UE는 표준 네트워킹 프로토콜들/인터페이스들을 사용하여 공중에서 통신할 수 있다. 또한, 위치 결정은 UE, LSU 및/또는 네트워크 노드들의 조합을 통해 수행될 수 있거나, 또는 LSU 기능은 그 후 LSU 대신에 사용될 수 있는 SUPL 서버, E-SMLC 서버, 및/또는 LCS(LoCation Services)로 구현(내장)될 수 있다.

[0598] 다운로드(DL) 위치 찾기 방법의 실시예들은 상기 설명된 업링크(UL) 위치 찾기 실시예들에 역들이다. DL 실시예에서, 섹터는 섹터의 수신된 방향성, 방위각 및 양각에 일치하는 송신 패턴, 방위각 및 양각을 가진 송신기가 될 수 있다. 업링크 실시예들과 달리, DL 실시예들에서, UE는 통상적으로 단일 수신 안테나를 가진다. 따라서, UE에 대해, 입사된 RF 파를 결정하기 위해 사용될 수 있는 센서 기선이 없다. 그러나, UE는 상이한 섹터들 사이의 TDOA(들) 및 결과적으로 섹터들 사이에서의 쌍곡선(들)(다변측량)을 결정할 수 있으며, 동일한 셀 타워 섹터들이 서로에 가깝기 때문에, 쌍곡선은 도 24를 참조하여 상기 설명된 바와 같이, LOB/AoA 또는 입사된 RF 에너지의 라인과 상호 교환 가능하게 된다. LOB/AoA 정확도는 다중경로, 잡음(SNR) 등에 의해 영향을 받을 수 있지만, 이러한 영향은 전진 신호 프로세싱 및 다중경로 완화 프로세싱의 사용을 통해 완화될 수 있으며, 이것은 상기 설명된 초 분해능 기술에 기초한다.

[0599] 주지된 바와 같이, UE DL 위치 찾기는 RF 파 입사각이 상기 공식으로부터 결정될 수 없다는 점을 제외하고, UE 업링크 위치 찾기와 유사한 방식으로 실현될 수 있다. 대신에, 다변측량 기술은 각각의 서빙 셀 타워에 대한 LOB/AoA를 결정하기 위해 사용될 수 있다.

[0600] UE DL 위치 찾기 실시예들은 또한 기준 신호들을 이용한다. DL 경우에서, 이러한 네트워크-기반 위치 찾기를 위한 하나의 접근법은 거리 측정 신호들로서 LTE 셀-특정 기준 신호들(CRS)을 이용하는 것일 수 있다. 또한, LTE 릴리즈 9에 도입된 위치 기준 신호들(PRS)이 사용될 수 있다. 따라서, 위치 찾기는 CRS만, PRS만, 또는 CRS 및 PRS 양쪽 모두를 사용하여 행해질 수 있다.

[0601] UE 업링크 위치 찾기 실시예들과 마찬가지로, UE 다운로드 위치 찾기 실시예들에 대해, 디지털 포맷으로 UE 수신 신호의 스냅 샷은 프로세싱을 위해 LSU로 전송될 수 있다. UE는 또한 TA 측정들을 획득하며 이것들을 LSU에 제공할 수 있다. 선택적으로, 각각의 서빙 UE당 TA 측정들은 각각의 서빙 셀 타워(네트워크 노드)로부터 각각의 서빙 섹터에 의해 LSU에 제공될 수 있다. 이전에 언급된 바와 같이, 각각의 서빙 셀 타워 및 각각의 이웃 셀 타워 위치 좌표들, 각각의 섹터 송신 패턴 방위각 및 양각을 가진 타워당 섹터들의 수, 및 타워에서의 각각의 섹터 위치가 알려져 있다고 가정하면, LSU는 서빙 셀 타워 및/또는 이웃 셀 타워들에 대한 각각의 UE 위치를 결정할 수 있다. 실시예들에서, 위치 결정은 UE에서 수행될 수 있거나 또는 UE 및 LSU 또는 네트워크 노드 사이에서 분리될 수 있다. 실시예들에서, 모든 위치 결정들은 LSU 또는 네트워크 노드에서 수행될 수 있거나 또는 둘 사이에서 분리될 수 있다.

[0602] UE는 표준 무선 프로토콜들/인터페이스들을 사용하여 공중에서 측정 결과들 및 다른 정보를 전달/수신할 것이다. LSU 및 네트워크 노드(들) 사이에서의 정보 교환은 독점 및/또는 하나 이상의 표준화된 인터페이스들을 사용하여, 유선 네트워크들, 예를 들면, LAN, WAN 등을 통할 수 있다. LSU는 표준화된 인터페이스 및/또는 네트워크 캐리어의 정의된 인터페이스/API를 사용하여 무선 네트워크 기반시설을 인터페이싱할 수 있다. 위치 결정은 또한 네트워크 노드 및 LSU 사이에서 분리될 수 있거나 또는 네트워크 노드에서만 수행될 수 있다.

- [0603] 상기 설명된 UE DL 위치 실시예들에 대해, 안테나 포트 매핑 정보가 또한 위치를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 3GPP TS 36.211 LTE 표준은 DL에 대한 안테나 포트들을 정의한다. 별개의 기준 신호들(파일럿 신호들)이 각각의 안테나 포트에 대해 LTE 표준에서 정의된다. 따라서, DL 신호들은 또한 안테나 포트 정보를 운반한다. 이 정보는 PDSCH(물리 다운링크 공유 채널)에 포함된다. PDSCH는 다음의 안테나 포트들: 0; 0 및 1; 0, 1, 2 및 3; 또는 5를 사용한다. 이들 논리 안테나 포트들은 도 26에 예시된 바와 같이, 물리 송신 안테나들에 할당(매핑)된다. 그 결과, 이러한 안테나 포트 정보는 안테나 식별(안테나 ID)을 위해 사용될 수 있다.
- [0604] 예를 들면, 안테나 포트 매핑 정보는 안테나들(안테나 위치들이 알려져 있다고 가정하면) 사이에서 쌍곡선(들)(다변측량) 및 입사된 RF 파를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 위치 결정이 수행되는 곳에 의존하여, 안테나 매핑 정보는 LSU 또는 UE, 또는 네트워크 노드에 이용 가능해야 한다. 안테나 포트들은 상이한 시간 슬롯들 및 상이한 리소스 요소들에 CRC 신호들을 위치시킴으로써 표시된다는 것이 주의되어야 한다. 단지 하나의 CRS 신호만이 DL 안테나 포트마다 송신된다.
- [0605] eNB 또는 네트워크 노드에서의 MIMO(다중 입력 다중 출력) 배치의 경우에, 수신기(들)는 주어진 UE로부터의 도착 시간 차들을 결정할 수 있을 것이다. 안테나들 위치들을 포함한, 안테나들 대 수신기(들) 매핑, 예로서 MIMO 매핑에 대한 지식을 갖고, 주어진 eNB 안테나들에 대한 쌍곡선(들)(다변측량) 및 안테나들에 입사된 RF 파(LOB/AoA)를 결정하는 것이 또한 가능할 수 있다. 마찬가지로, UE에서, UE 수신기(들)는 둘 이상의 eNB 또는 네트워크 노드, 및 MIMO 안테나들로부터의 도착(들) 시간 차들을 결정할 수 있을 것이다. eNB 안테나 위치들 및 안테나들 매핑에 대한 지식을 갖고, 주어진 eNB 안테나들에 대한 쌍곡선(들)(다변측량) 및 안테나들로부터 입사된 RF 파(LOB/AoA)를 결정하는 것이 가능할 것이다. 위치 결정이 수행되는 곳에 의존하여; 안테나 매핑 정보는 LSU 또는 UE, 또는 네트워크 노드에 이용 가능해야 한다.
- [0606] 단일 입력 다중 출력들(SIMO), 단일 출력 다중 입력들(SOMI), 단일 입력 단일 출력(SISO) 등과 같은, MIMO의 서브세트들인 다른 구성들이 있다. 이들 구성들의 모두는 위치 찾기 목적들을 위해 안테나 포트 매핑 및/또는 MIMO 안테나 매핑 정보에 의해 정의/결정될 수 있다.
- [0607] 양상에서, 본 실시예들은 RTLS를 포함하여, 오브젝트들의 RF-기반 식별, 추적, 및 위치 찾기를 위한 방법들 및 시스템들에 관한 것이다. 일 실시예에 따르면, 방법들 및 시스템들은 각각의 클러스터 내에서, 예로서, 10 nm 이상 내에서, 시간적으로 정확하게 동기화되는 수신기들 및/또는 송신기들의 지리적으로 분포된 클러스터들을 이용하는 반면, 클러스터-간 시간 동기화는 훨씬 덜 정확하거나 또는 전혀 요구되지 않을 수 있다. 10 ns 이상의 정확한 시간 동기화가 일 특정한 실시예에 관하여 설명되지만, 정확한 위치를 달성하기 위해 요구된 미리 결정된 동기화 시간은 이용되는 장비에 의존한다는 것을 주의하는 것이 중요하다. 예를 들면, 몇몇 무선 시스템 장비에 대해, 3 m의 정확도가 정확한 위치 결정을 위해 요구되는 경우, 미리 결정된 시간은 19 ns 이상이라도 요구할 수 있지만, 다른 무선 시스템 장비를 갖고, 50 m의 위치 정확도가 매우 충분하다. 그러므로, 미리 결정된 시간은 무선 시스템을 위한 원하는 정확도 위치에 기초한다. 개시된 방법들 및 시스템들은 지리적으로 분포된 독립형(개개의) 송신기들 및/또는 수신기들에 의존하는, 추적 및 위치 DL-OTDOA 및 U-TDOA 기술들의 기존의 구현에 대해 상당한 개선이다.
- [0608] 예를 들면, DL-OTDOA 기술에서, 이웃 기지국들(eNB)로부터 온 신호들 사이에서의 상대적 타이밍 차가 산출되며 UE 위치는 UE 도움을 갖거나 또는 그것 없이 UE(핸드셋)를 가진 네트워크에서 또는 네트워크 도움을 갖거나(SUPL 기반 전용을 가진 제어 평면 또는 사용자 평면) 또는 네트워크 도움 없이 UE(핸드셋)에서 추정될 수 있다. DL-OTDOA에서, 3개 이상의 기지국들로부터의 신호들이 수신되면, UE는 기지국들의 쌍으로부터 온 신호들 사이에서의 상대적 타이밍 차를 측정하며 쌍곡선 위치 라인들(LOP들)을 생성한다. 적어도 3개의 기준 포인트들(직선에 속하지 않는 기지국들)은 2개의 쌍곡선들을 정의하기 위해 요구된다. UE의 위치(위치 픽스)는 이들 2개의 쌍곡선들의 교차점에 있다(도 11 참조). UE 위치 픽스는 기지국의 RF 방출기들의(안테나들) 위치들에 상대적이다. 예로서, LPP(LTE 위치 결정 프로토콜, Rel-9)를 사용할 때, DL-OTDOA 위치 찾기는 UE 보조적이며 E-SMLC(진화된 서버 모바일 위치 센터)는 서버 기반이다.
- [0609] U-TDOA 기술은 DL-OTDOA와 유사하지만, 역할들은 반대이다. 여기에서, 이웃하는 위치 관리 유닛(LMU)은 UE(핸드셋)로부터 온 업링크 신호의 상대적 도착 시간을 산출하며 UE 위치는 UE 도움없이 네트워크에서 추정될 수 있다. 따라서, U-TDOA는 LMU 보조적이며 E-SMLC(진화된 서버 모바일 위치 센터)는 서버 기반이다. 일단 3개 이상의 LMU들로부터의 상대적 도착 시간 값들이 이용 가능하다면, 네트워크의 E-SMLC 서버는 쌍곡선 위치 라인들(LOP들) 및 UE의 위치(위치 픽스)를 생성한다(도 27 참조). UE 위치 픽스는 LMU 안테나 위치들에 상대적이다. 일 양상에서, DL-OTDOA와 달리, U-TDOA의 경우에 eNB(기지국의) 시간 동기화는 필요하지 않다 - 단지 LMU

(들)만이 위치 찾기 목적들을 위한 정밀 시간 동기화를 요구할 것이다. 예로서, LMU는 본질적으로 컴퓨팅 능력들을 가진 수신기이다. 추가 예로서, LMU 수신기는 SDR(소프트웨어 정의 라디오) 기술을 이용한다. 추가 예에서, LMU는 스몰 셀, 매크로 셀 또는 단지 수신만 하는 특수 목적 스몰 셀 유형 디바이스일 수 있다.

[0610] 구현에 관계없이, 네트워크에 의해 공급된 바와 같이, 특정 UE에 대한 SRS의 위치를 상관시키는 것은, UE의 식별 및 위치찾기를 가능하게 할 것이다. SRS의 위치찾기는 빌딩, 스몰 셀 또는 특정 영역을 서비스하는 스몰 셀들 및 매크로 셀들의 조합을 위한 DAS와 같은, 네트워크 레벨에서 또는 로컬 섹터 내에서 행해질 수 있다. UE에 대한 SRS의 위치가 선형적으로 알려지지 않았다면, 해법은 커버된 영역을 통해 UE의 위치를 상관시킬 수 있을 것이다. 그렇게 하는 것은 UE가 이동하는 위치 이력을 보여줄 것이다. 몇몇 상황들에서, 네트워크가 SRS가 특정한 UE에 대해 위치되는 곳의 표시를 제공하지 않을지라도, UE의 위치를 결정하는 것은 바람직할 수 있다. UE의 위치는 알려진 포인트로의 UE의 위치 또는 근접성을 결정함으로써 SRS와 상관될 수 있으며, 그에 의해 그것이 송신하는 SRS와 UE를 상관시킨다. 이러한 위치는 Wi-Fi 및 블루투스과 같은, 다른 위치/근접성 해법들을 통해 실현될 수 있다. 사용자는 또한 UE 애플리케이션을 통해 또는 위치 해법에 대해 그것들의 UE를 식별하기 위해 미리 결정된 위치로 걸어옴으로써 그것들의 위치를 식별할 수 있다.

[0611] 도 11 및 도 27에서, 단지 매크로 기지국들만이 도시된다. 또한, 도 27은 기지국들과 같은 장소에 위치되는 LMU들을 묘사한다. 이들 묘사들은 유효한 옵션들이지만, LTE 표준들은 LMU 배치가 다변측량/삼변측량 요건들을 만족시키는 한, LMU들이 위치될 수 있는 곳을 특정하지 않는다.

[0612] 일 양상에서, 실내 환경을 위한 공통 배치는 DAS(분산 안테나 시스템) 및/또는 스몰 셀들이며, 이것은 RF와 고도로 통합된 저렴한 기지국들이다. LMU(들)는 또한 실내에 및/또는 캠퍼스-형 환경 내에 위치될 수 있으며, 예로서 U-TDOA는 DAS 및/또는 스몰 셀 환경에서 사용될 수 있다. 또 다른 양상에서, U-TDOA 기반 정확한 실내 위치 찾기는 실내에 위치된 LMU들 및 예로서 DAS 및/또는 스몰 셀들을 배치하는 요구 없이, 바깥쪽에 위치되거나; 또는 감소된 수의 스몰 셀들을 가진 매크로 셀들의 조합으로 달성될 수 있다. 따라서, LMU들은 존재하는 DAS 및/또는 스몰 셀들을 갖고 또는 그것 없이 배치될 수 있다. 추가 양상에서, LMU들은, 존재하는 DAS 및/또는 스몰 셀들을 갖거나 또는 그것 없이, 셀룰러 신호 증폭기들/부스터들이 사용되는 환경들에 위치될 수 있다.

[0613] LTE 릴리즈 11은 또한 LMU 및 eNB의 단일 유닛으로의 통합을 고려한다. 이것은 그러나, 개개의 스몰 셀들 eNB들이 지리적으로 분산된다면 스몰 셀들 사이에서의 시간 동기화 요건들에 대한 추가적인 부담을 줄 것이며, 무선/셀룰러 서비스 제공자들은 특히 실내에서 및/또는 다른 GPS/GNSS 거부 환경들에서 만날 준비가 되지 않는다.

[0614] DAS 시스템들은 내재적으로 지리적으로 분산된 매크로/미니/스몰 셀/LMU들보다 훨씬 더 높은 정도(정밀도)로 시간 동기화된다. DAS 환경에서 DL-DTOA 해법을 사용하는 것은 시간 동기화 이슈를 완화시킬 것이지만, DAS 환경에서, 단일 기지국은 다수의 분산 안테나들을 제공하며, 따라서 다수의 안테나들은 동일한 셀 ID(식별 번호)를 가진 동일한 다운링크 신호를 송신한다. 그 결과, 종래의 DL-OTDOA 접근법은 상이한 ID를 가진 식별 가능한 이웃 셀들(안테나들) 발생 신호들이 없기 때문에 실패한다. 그럼에도 불구하고, 여기에서 전체적으로 참조로서 통합되는, 미국 특허 번호 제7,872,583호에 설명된 바와 같이, 다중-경로 완화 프로세서 및 다중-경로 완화 기술들/알고리즘들을 이용하며, 감소된 감쇠 RF 기술을 사용하여 오브젝트들을 거리 측정 및 추적할 때의 다중-경로 완화라는 제목의, 2012년 8월 3일에 출원된, 미국 정규 출원 번호 제13/566,993호에서 설명된 바와 같이, 위치 일관성 알고리즘(들)의 사용을 확장할 때 DL-OTDOA 기술을 사용하는 것이 가능하다. 그러나, 이들 일관성 알고리즘들은 동일한 ID를 가진 신호(들)를 방출하는 안테나의 수의 한계들을 가진다. 하나의 해법은 동일한 ID를 방출하는 안테나의 수를 감소시키는, 예로서 다수의 DAS 안테나들을 상이한 ID들을 가진 둘 이상의 시간 동기화된 클러스터들로 분리하는 것이다. 이러한 배열은 시스템 비용을 증가시키며(기지국들의 수를 증가시키며) 상기 언급된 기술을 지원하기 위해 핸드셋/UE를 요구할 것이다.

[0615] DAS 환경에서 U-TDOA를 이용하는 것은 또한 LMU 유닛들을 부가/설치하는 것에 대하여 비용을 부가할 것이다. 그러나, UE(핸드셋)에 대한 어떤 변화들도 요구되지 않을 것이며; 단지 기지국 소프트웨어만이 U-TDOA 기능을 지원하기 위해 업그레이드되어야 할 것이다. 또한, DAS 시스템과(으로) 다수의 LMU들을 통합하는 것이 가능하다. 그러므로, LMU들을 가진 U-TDOA 방법을 사용하는 것은 실내에서, 캠퍼스 환경들에서, 및 다른 GPS/GNSS 도전적인, 지리적으로 제한된 환경들에서 이용될 때 많은 이점들을 가진다.

[0616] 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경에서 지리적으로 분산된 다수의 기지국들 및/또는 스몰 셀들 및/또는 LMU들 중에서도 정밀한 시간 동기화는 옥외 매크로 셀, 예로서 GPS/GNSS 친화적 환경에서 사용된 매크로 셀들 및/또는 LMU장비를 시간 동기화하는 것보다 더 복잡하다. 이것은 옥외 환경에서의 매크로 셀들이 증가되며 널리 알려져 있는 안테나들을 갖기 때문이다. 그 결과, GPS/GNSS 신호(들) 품질은 매우 양호하며 매크로 셀들 안테나 송신들

및/또는 LMU 수신기들은 충분히 큰 면적에 걸쳐, 매우 높은 정확도 - 표준 편차 10ns로 GPS/GNSS를 사용하여 동기화될 수 있다.

[0617] 일 양상에서, 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경들을 위해, 다수의 분산된 기지국 및/또는 스몰 셀들/LMU들 중에서의 시간 동기화는 많은 기지국들 및/또는 스몰 셀들 및/또는 LMU들에 의해 공유된 동기화 신호를 생성하는 외부 동기화 소스를 사용함으로써 달성된다. 이러한 동기화 신호는 GPS/GNSS, 예를 들면 1 PPS 신호, 및/또는 인터넷/이더넷 네트워킹, 예를 들면 PTP 또는 NTP 등으로부터 도출될 수 있다. 후자는 저 비용 해법이지만, 그것은 정확한 위치를 위해 요구된 시간 동기화 정밀도를 제공할 수 없고, GPS/GNSS 도출 외부 동기화 신호(들)가 더 정밀하지만 - 20ns 아래로의 표준 편차, 부가적인 하드웨어 및 설치 요건들, 예로서 이들 신호들을 묶는 것을 요구하고, 더 복잡하며/비싸다. 또한, 기지국 및/또는 스몰 셀들 하드웨어/저 레벨 펌웨어에 대한 변화들은 보다 높은 레벨의 정밀도로 외부 동기화 신호를 수용하기 위해 요구될 수 있다. 게다가 20ns 표준 편차는 3미터 요건들, 예로서 약 10 ns의 표준 편차를 만족시키기에 충분히 정확하지 않다.

[0618] 도 28의 다채널 LMU 고 레벨 블록도에 의해 예시된 바와 같이, 상기 언급된 제한들을 극복하기 위해, 일 실시예는 다수의 수신 안테나들(2802) 및 신호 채널들(2804)을 가진 LMU 디바이스(2800)를 사용한다. 예로서, 하나 이상의 신호 채널들(2804)은 RFE(RF 프론트 엔드)(2806), RF 하향 변환기(2808), 및/또는 업링크-위치 찾기 프로세서(2810)와 같은 신호 프로세싱 구성요소들을 포함할 수 있다. 다른 구성요소들 및 구성들이 사용될 수 있다. 일 양상에서, 신호 채널들(2804)은 LMU 디바이스(2800) 내에서 같은 장소에 위치되며 엄격하게 시간 동기화된다(예로서, 약 3 ns 내지 약 10 ns의 표준 편차). 또 다른 예에서, 각각의 LMU 신호 채널(2804)로부터의 안테나들(2802)은 지리적으로 분산된다(예로서, DAS와 유사하게). 추가 예로서, 외부 시간 동기화 구성요소들(예로서, GPS/GNSS, 인터넷/이더넷 등)은 LMU 디바이스(2800)와 통신할 수 있다. 정밀한 시간 동기화는 그것이 다수의 지리적으로 분산된 디바이스들을 엄격하게 동기화하려고 노력하는 것에 의한 것보다 디바이스(예로서, LMU 디바이스(2800)) 안에서 보다 쉽게 달성된다.

[0619] 예로서, 둘 이상의 다채널 LMU들(예로서, LMU 디바이스(2800))이 배치될 때, 이들 LMU들 사이에서의 시간 동기화는 저 비용 및 저 복잡도 접근법이 다수의 분산된 다채널 LMU들을 동기화하기 위해 사용될 수 있도록(외부 소스 신호를 사용하여) 완료될 수 있다. 예를 들면, 인터넷/이더넷 네트워킹 동기화가 사용될 수 있거나 또는 공통 센서(디바이스)가 상이한 다채널 LMU들 사이에서 타이밍 동기화를 제공하기 위해 배치될 수 있다.

[0620] 다른 한편으로, 다채널 LMU 접근법은 위치 픽스를 결정할 때 사용될 수 있는 쌍곡선 위치 라인들(LOP들)의 수를 감소시키지만, 시간 동기화 개선은 이러한 결점을 극복한다(이하의 설명 및 예 참조).

[0621] 다변측량/삼변측량 방법들을 사용할 때, UE 위치 결정 정확도는 2개의 인자들의 함수이다: 매크로 셀 타워들/스몰 셀들/LMU들의 기하학적 배열로 인한, 기하학적 정도 저하율(geometrical dilution of precision; GDOP), 및 단일 거리 측정 σ_{R_pseudo} 측정의 정확도(2003, Gunter Seeber, 위성 측지학 참조):

[0622]
$$\sigma_{POS} = GDOP \times \sigma_{R_pseudo}$$

[0623] GDOP는 송신 안테나들(DL-OTDOA의 경우에) 또는 수신 안테나들(U-TDOA의 경우에)의 지리적 분포의 함수이다. 규칙적으로 위치한 안테나의 경우에, 2차원 GDOP 추정치는 $2/\sqrt{N}$ 와 같으며(1973, H. B. LEE의, 쌍곡선 다변측량 시스템들의 정확도 제한들); 여기에서 셀룰러 네트워크들의 경우에, N은 UE(DL-OTDOA의 경우에)에 의해 "들을 수 있는" 방출기들(매크로 셀 타워들/스몰 셀들/DAS 안테나들)의 수 또는 UE 업링크 송신(U-TDOA의 경우에)을 "들을" 수 있는 LMU들/LMU 수신 채널들의 수이다. 그러므로, UE 위치 에러의 표준 편차는 다음과 같이 산출될 수 있다:

[0624]
$$\sigma_{POS} = \frac{2}{\sqrt{N}} \times \sigma_{R_pseudo}$$

[0625] 8개의 지리적으로 분산된(실내) 단일 수신 채널 LMU들(규칙적으로 위치한)이 UE 업링크 송신을 검출하며 이들 LMU들이 1 PPS 신호(예로서, 20 ns의 표준 편차)를 통해 동기화된다고 가정하자. 이 경우에 N=8이며 UE 위치 픽스를 위해 사용될 수 있는 7개의 독립 LOP들이 있을 것이다. 거리 측정 에러 표준 편차(σ_R)가 3미터(약 10ns)라고 추가로 가정하면; 그 후 단일 거리 측정 측정치의 정확도는 다음과 같다:

[0626]
$$\sigma_{R_pseudo} = \sqrt{(\sigma_R^2) + (\sigma_{SYNC}^2)} = \sqrt{10^2 + 20^2} = 22.4 \text{ ns (6.7 미터)};$$

- [0627] 여기에서 σ_{SYNC} 는 외부 시간 동기화 신호 표준 편차(20 ns)이다.
- [0628] 이 경우에($N=8$), 단일 거리 측정 측정치 및 UE 위치 에러(σ_{POS})의 표준 편차는 4.74 미터와 같다.
- [0629] 예로서, 규칙적으로 위치한 분산 안테나를 가진 2, 4개의 수신 채널 LMU들(예로서, 다채널 LMU 디바이스(2800))가 UE 업링크 송신을 검출하면, 각각의 LMU는 3개의 엄격하게 시간 동기화된 LOP들(예로서, 약 3 ns의 표준 편차)의 세트를 생성할 것이며; 3개의 독립 LOP들에 대해 $N=4$. 이 경우에, 2개의 UE 위치 픽스들이 생성되며, 각각은 3.12 미터의 표준 편차 에러(σ_{POS})를 가진다. 평균화 및/또는 다른 수단들/방법들에 의해 이들 두 개의 위치 픽스들을 조합하는 것은 UE 위치 픽스 에러를 추가로 감소시킬 것이다. 일 추정에는 에러 감소가 UE 위치 픽스들의 수의 제곱근에 비례한다는 것이다. 본 개시에서, 이 수는 2와 같으며 최종 UE 위치 픽스 에러($\sigma_{\text{POS_FINAL}}$)는 2.21미터이며, $3.12/\sqrt{2}$ 로서 획득된다.
- [0630] 일 양상에서, 이들 다채널 LMU들 사이에 완화된 동기화를 가진 여러 개의 다채널 LMU(예로서, LMU 디바이스(2800))는 실내 및 다른 GPS/GNSS 거부 환경들을 위해 사용될 수 있다. 예로서, 다채널 LMU 디바이스 내에서, LMU들은 엄격하게 동기화될 수 있다(예로서, 약 3ns 및 약 10ns 사이에서의 표준 편차). 또 다른 실시예는 다수의 단일 채널 스몰 셀/LMU 및/또는 통합된 LMU 디바이스 전자 장치(LMU 기능은 eNB로 내장된다)를 가진 스몰 셀들은 랙마운트 엔클로저(도 31, 도 32, 및 도 33) 및/또는 캐비닛, 예로서 19인치 랙에 클러스터링될 수 있다(예로서, 통합되고, 같은 장소에 위치되는 등)는 사실을 이용한다. 각각의 단일 채널 디바이스 안테나는 DAS에 서처럼, 지리적으로 분산될 수 있다. 클러스터 내에서의 디바이스들은 엄격하게 시간 동기화될 수 있다(예로서, 10 ns 이하의 표준 편차). 다수의 랙마운트 엔클로저들은 통신 요건, 예를 들면, VoLTE마다 동기화될 수 있으며, 그에 의해 저 비용 및 저 복잡도 접근법이 사용될 수 있다. 랙마운트 엔클로저/캐비닛 안에서 클러스터링된(통합된) 다수의 디바이스들 사이에서의 정밀한(엄격한) 시간 동기화는 다수의 지리적으로 분산된 디바이스들을 엄격하게 시간 동기화하는 경우에서보다 더 쉽게 달성되며 덜 값비싸다.
- [0631] 또 다른 양상에서, 다수의 LMU들이 도 34에 예시된 바와 같이 DAS 시스템과(으로) 통합될 수 있다. 예로서, LMU 수신기들은 예로서, DAS 안테나들을 공유하는, 각각의 DAS 안테나에 의해 발생된 수신 신호(들)를 공유할 수 있다. 이들 수신된 신호들의 실제 분포는 DAS 구현에 의존한다: 능동형 DAS 대 수동형 DAS. 그러나, LMU 및 DAS 통합 실시예는 LMU 수신기 채널을 갖고 각각의 DAS 안테나에 의해 발생된 수신 신호(들)를 공유하는 것 및 대응하는 LMU/LMU 수신기 채널과 각각의 DAS 안테나 좌표들을 매칭(상관)시키는 역법(almanac)을 생성하는 것을 수반한다. 다시, 클러스터링 접근법 및/또는 다채널 LMU(들)를 이용하는 것은 LMU 및 DAS 통합을 위한 바람직한 방식들이다.
- [0632] 또한, 유사한 방식으로, LMU 수신기 채널과 각각의 스몰 셀 안테나에 의해 발생된 수신 신호(들)를 공유하는 것이 가능하다. 여기에서, 스몰 셀의 시간 동기화는 완화된 수 있으며, 예로서, 위치 찾기 요건을 충족시키도록 요구하지 않지만, LMU/LMU 채널들은 정밀 시간 동기화를 요구할 것이다. 클러스터링 접근법 및/또는 다채널 LMU(들)를 이용하는 것은 이러한 옵션을 위해 LMU(들)에 대한 바람직한 방식이다.
- [0633] 단일 유닛으로의 LMU 및 eNB의 통합은 독립형 eNB 및 LMU 디바이스들의 조합에 비해 비용 이점을 가진다. 그러나, 통합된 LMU 및 eNB 수신기와 달리, 독립형 LMU 수신 채널은 UE로부터의 데이터 페이로드를 프로세싱할 필요가 없다. 더욱이, UE 업링크 거리 측정 신호들(LTE의 경우에, SRS, 사운드링 기준 신호)이 반복 가능하며 시간 동기화되기 때문에(서빙 셀에 대해), 각각의 독립형 LMU 수신 채널은 둘 이상의 안테나들을 지원할 수 있으며(그것과 시간 다중화될 수 있으며), 예를 들면, 둘 이상의 스몰 셀들을 제공한다. 이것은 결과적으로 LMU들의 수를 낮추며(스몰 셀들/DAS 및/또는 다른 U-TDOA 위치 찾기 환경들에서) 시스템의 비용을 감소시킬 수 있다(또한 도 28 참조).
- [0634] 무선/셀룰러 네트워크 E-SMLC 서버가 DL-OTDOA 및/또는 U-TDOA 기술들을 위해 요구된 기능이 없다면, 이러한 기능은 UE 및/또는 LMU 및 무선/셀룰러 네트워크 기반 시설 및/또는 위치 서비스 서버와 통신할 수 있는 위치 서버에 의해 실행될 수 있다(도 29 및 도 30 참조). 다른 구성들이 사용될 수 있다.
- [0635] 또 다른 양상에서, 하나 이상의 LMU 디바이스들(예로서, LMU(2802))이, 예를 들면 도 35에 예시된 바와 같이, WiFi 기반시설을 갖고 배치될 수 있다. 대안적으로, 청취 디바이스는 WiFi 기반시설과 동일한 방식으로 LMU 안테나를 모니터링하기 위해 사용될 수 있다. 이와 같이, LMU 디바이스들 및/또는 LMU들을 서비스하는 채널 안테나들은 하나 이상의 WiFi 액세스 포인트들(AP들)과 같은, 하나 이상의 WiFi/청취 디바이스들(3500)과 같은 장소

에 배치될 수 있다. 예로서, WiFi 디바이스들(3500)은 지리적으로 분산될 수 있다.

[0636] 일 실시예에서, WiFi 디바이스(3500)는 전원에 연결될 수 있다. 하나 이상의 LMU 디바이스들 또는 채널들의 RF 아날로그 부분(3502)(예로서, 회로)은 RF 아날로그 부분(3502)이 WiFi 디바이스(3500)와 전원을 공유할 수 있도록 LMU 안테나들과 통합될 수 있다(도 35 참조). 예로서, LMU 디바이스 또는 채널의 RF 아날로그 부분(3502)은 케이블을 통해 업링크-위치 찾기 프로세서 회로(예로서, 업링크-위치 찾기 프로세서(2810))에 연결될 수 있으며, 이것은 기저대역 신호 프로세싱을 포함할 수 있다. 추가 예로서, 안테나 및 RF 아날로그 부분(3502) 및 기저대역 회로 상에서의 상호 연결 케이블 사이에 신호 증폭이 있을 수 있기 때문에, 이러한 실시예는 개선된 신호-대-잡음 비(SNR)를 가능하게 한다. 게다가, RF 아날로그 부분(3502)은 수신된 신호를 하향-변환할 수 있으며(예로서, 기저대역 아래로), 기저대역 신호 주파수들이 안테나에서 수신 신호보다 작은 여러 개의 크기들이기 때문에, 케이블 요건들이 완화될 수 있다. 이러한 케이블 요건들의 완화는 연결들의 비용 감소로 이어갈 수 있으며 송신 거리를 상당히 증가시킬 수 있다.

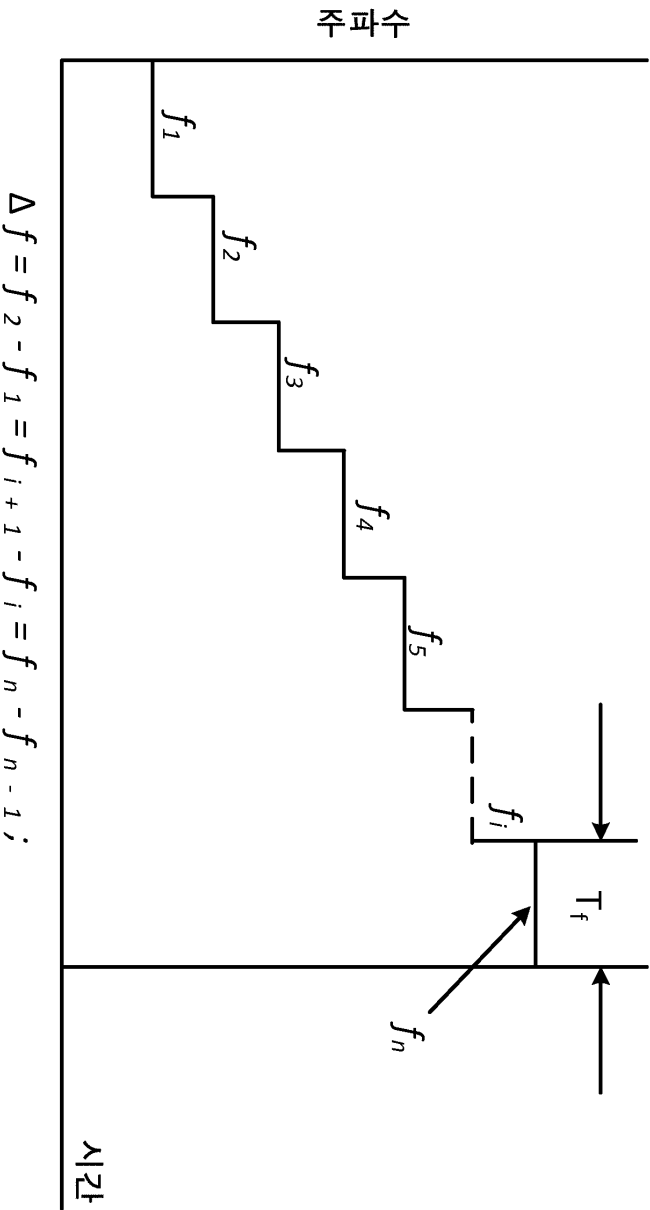
[0637] 거리 측정 신호들은 SRS 전용에 제한되지 않으며, MIMO, CRS(셀-특정 기준 신호) 등을 포함한, 다른 기준 신호들을 이용할 수 있다는 것이 이해된다.

[0638] 시스템 및 방법들의 상이한 실시예들이 그에 따라 설명되면, 설명된 방법 및 장치의 특정한 이점이 달성되었음이 이 기술분야의 통상의 기술자들에게 명백해야 한다. 특히, 오브젝트들을 추적하며 그것의 위치를 찾기 위한 시스템은 매우 작은 증가 비용으로 FPGA 또는 ASIC 및 표준 신호 프로세싱 소프트웨어/하드웨어 조합을 사용하여 어셈블리될 수 있다는 것이 이 기술분야의 통상의 기술자들에 의해 이해되어야 한다. 이러한 시스템은 다양한 애플리케이션들에서, 예로서 실내에서 또는 옥외 환경들, 혹독하며 적대적인 환경들 등에서 사람들의 위치를 찾을 때 유용하다.

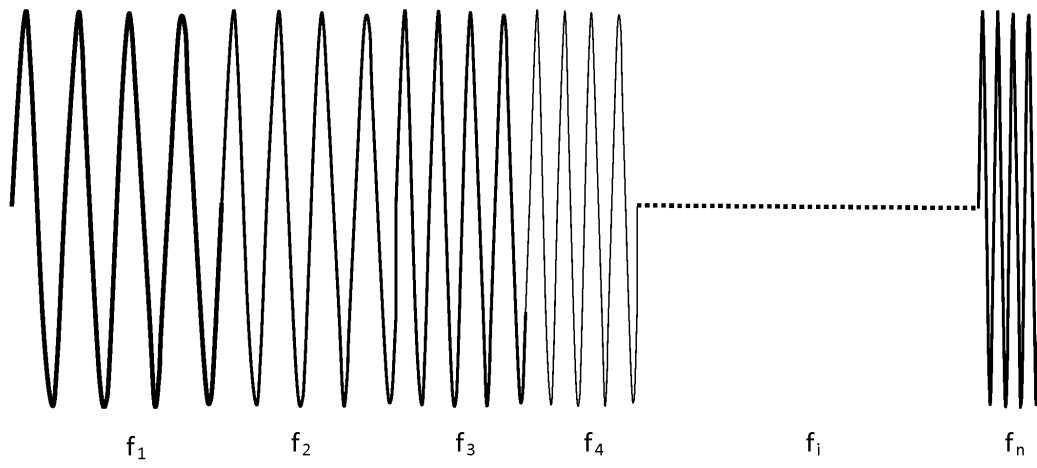
[0639] 그것의 다양한 수정들, 각색들 및 대안적인 실시예들이 본 발명의 사상 및 범위 내에서 이루어질 수 있다는 것이 또한 이해되어야 한다.

도면

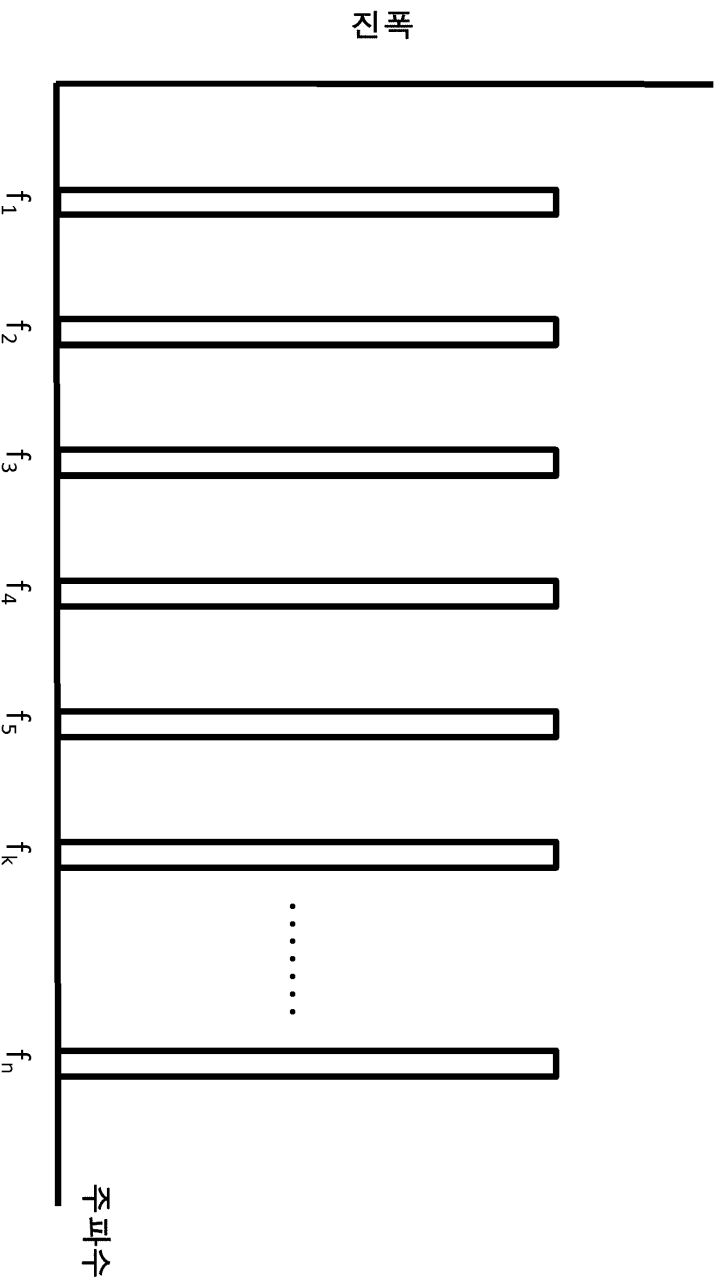
도면1



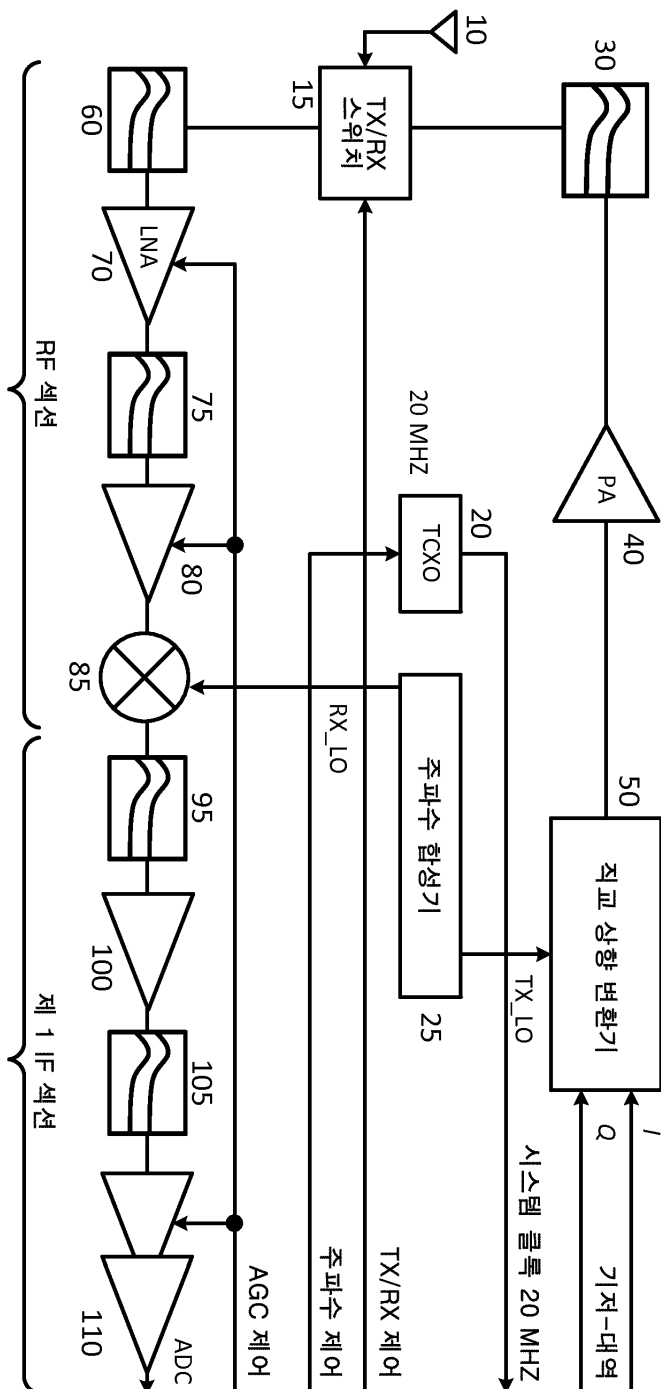
도면1a



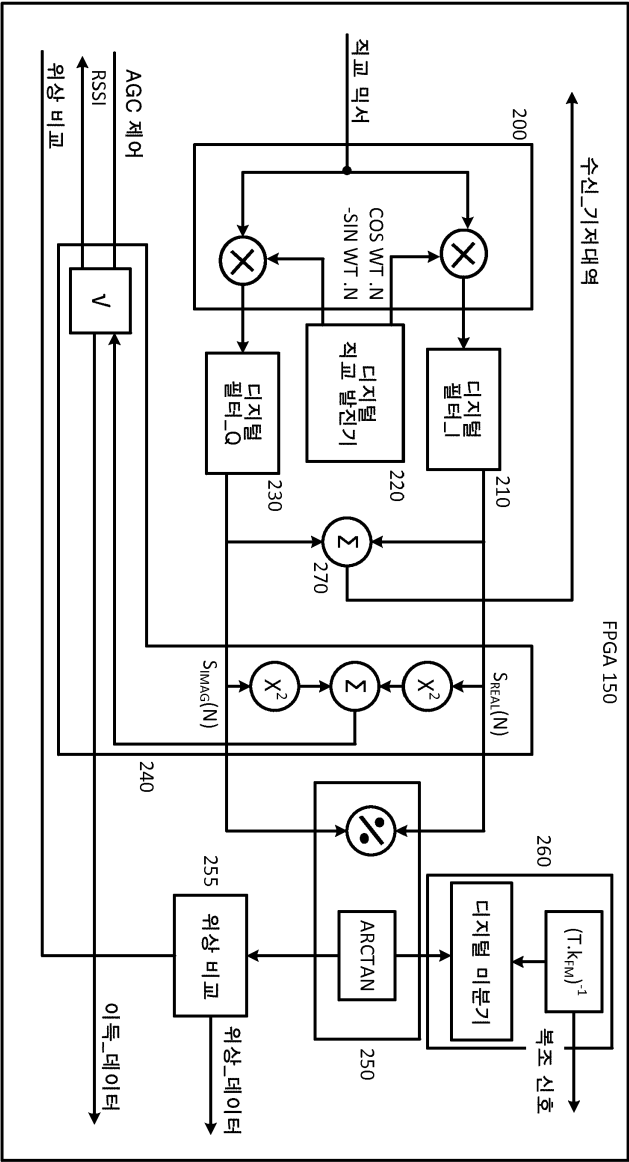
도면2



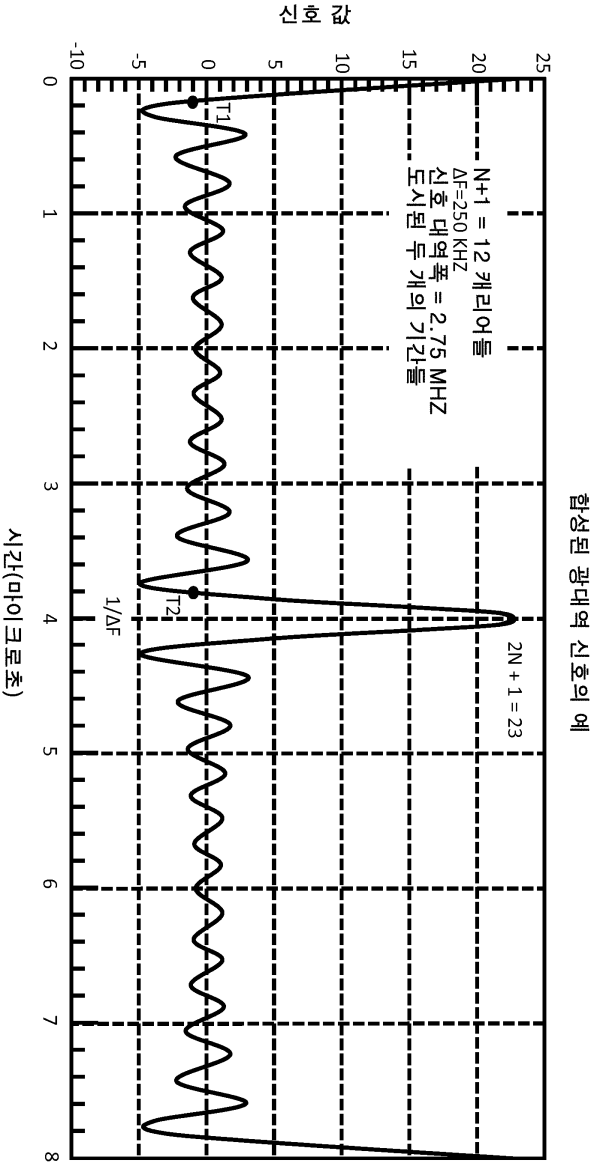
도면3a



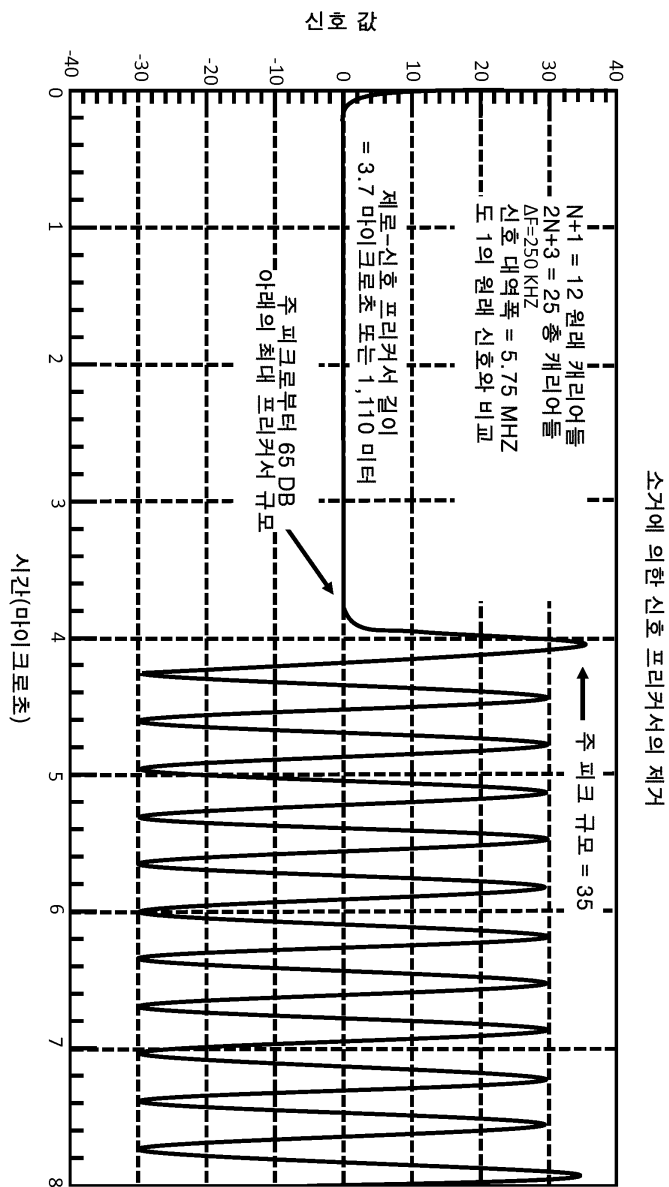
도면3c



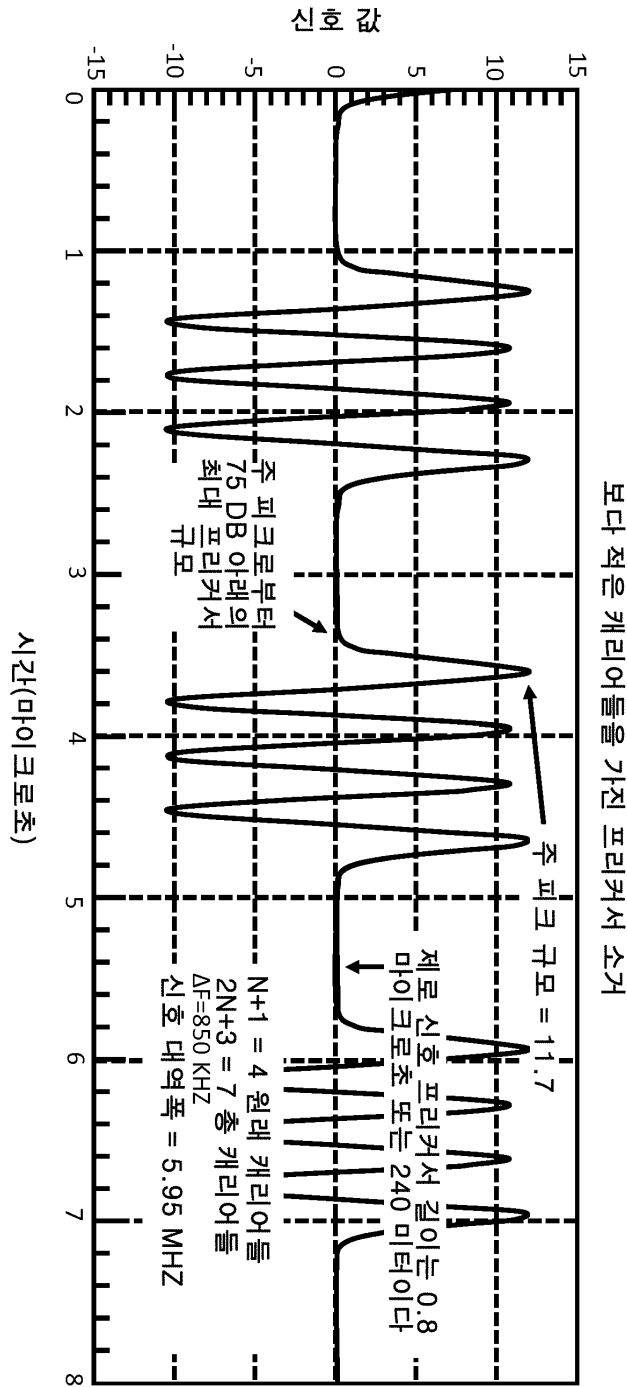
도면4



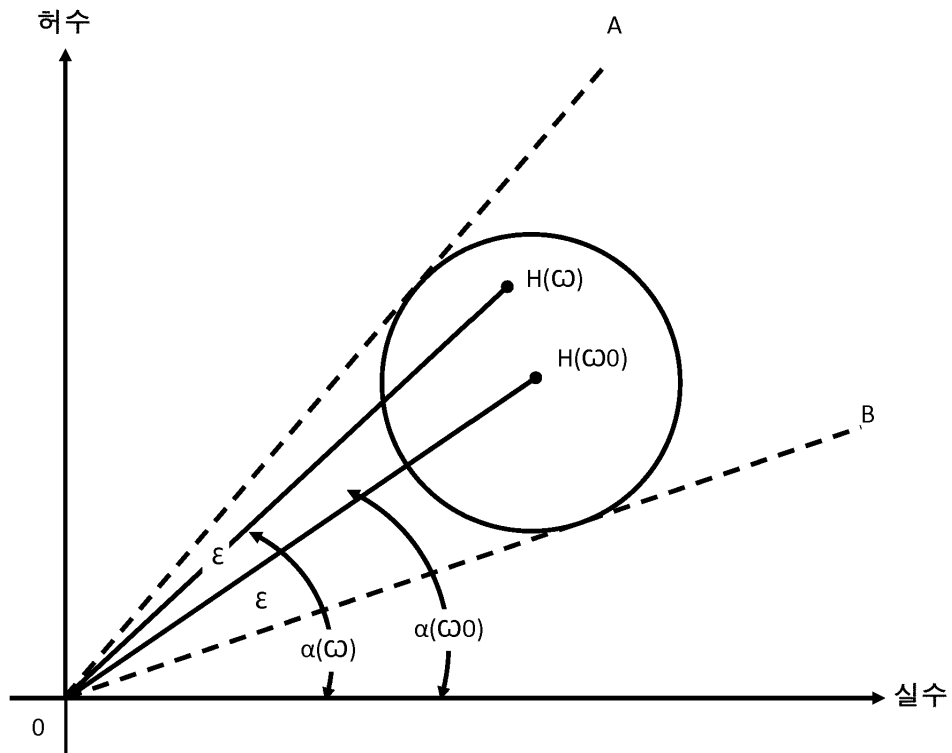
도면5



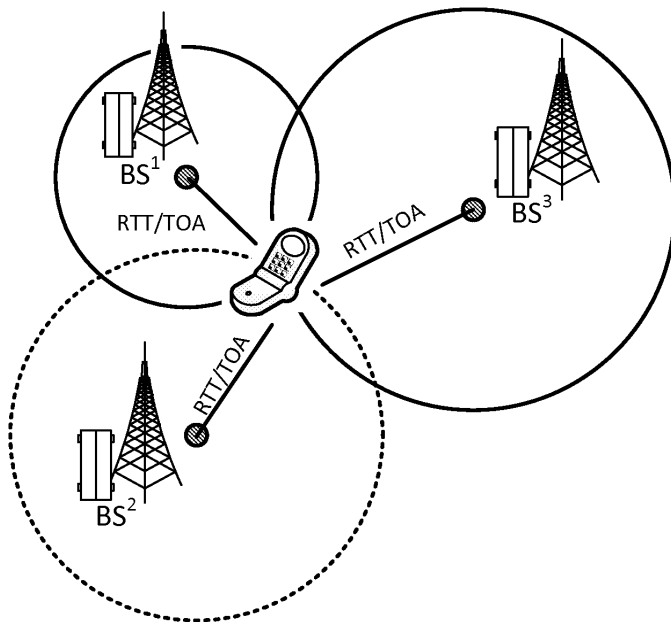
도면6



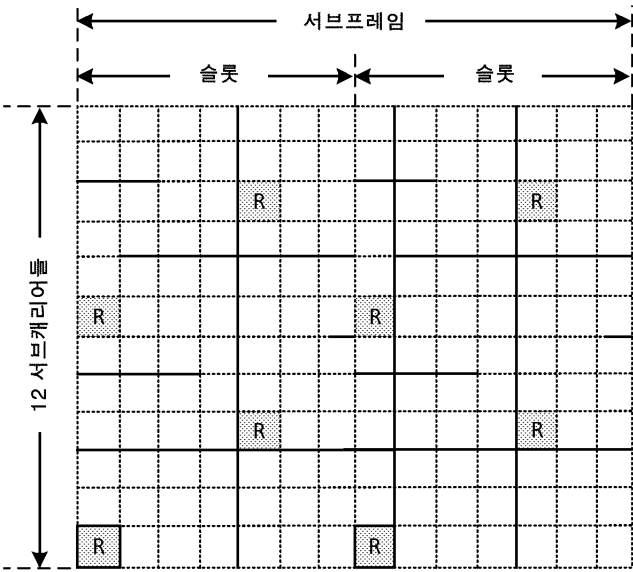
도면7



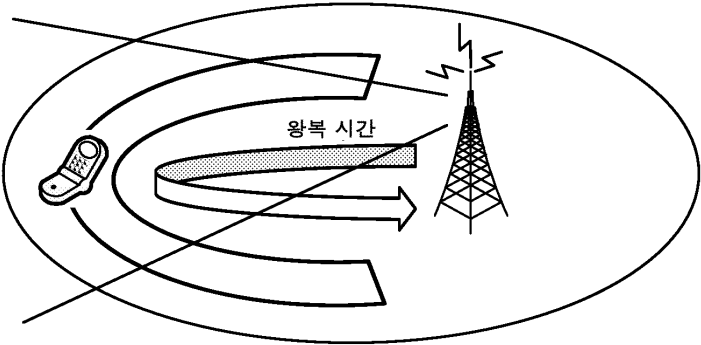
도면8



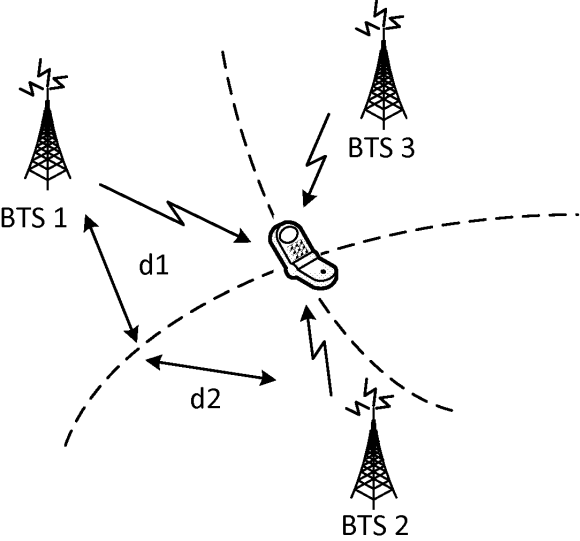
도면9



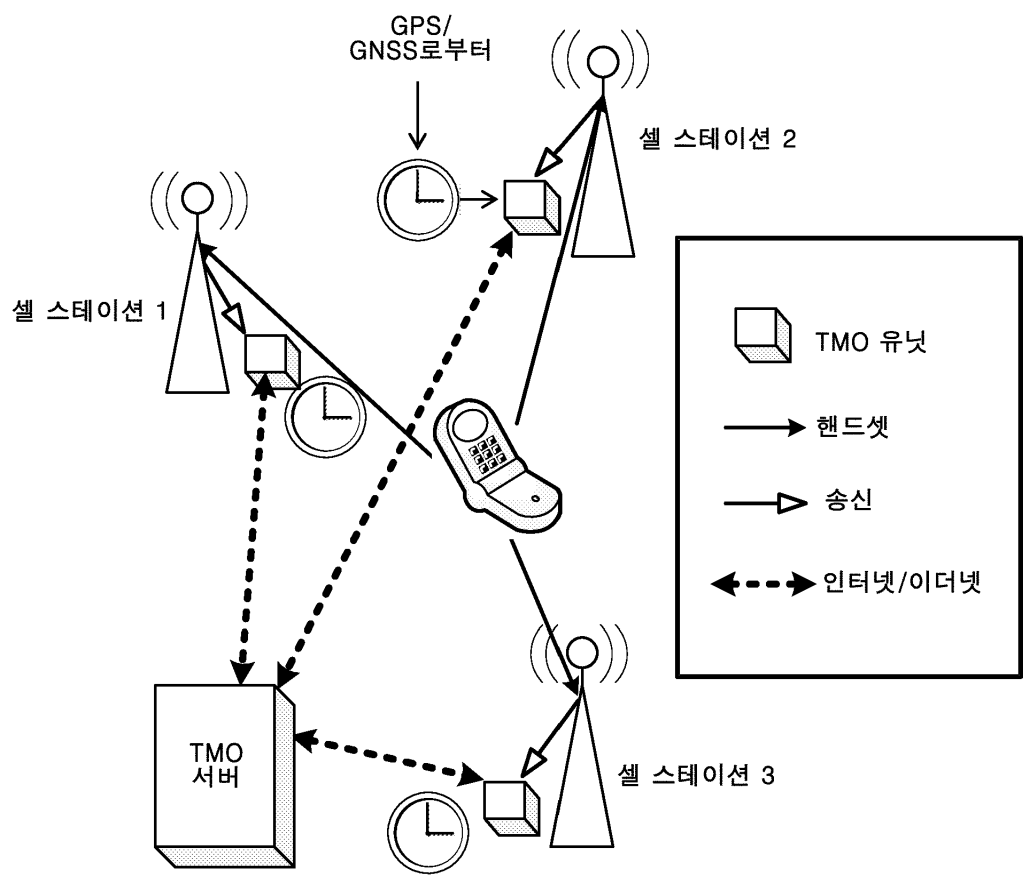
도면10



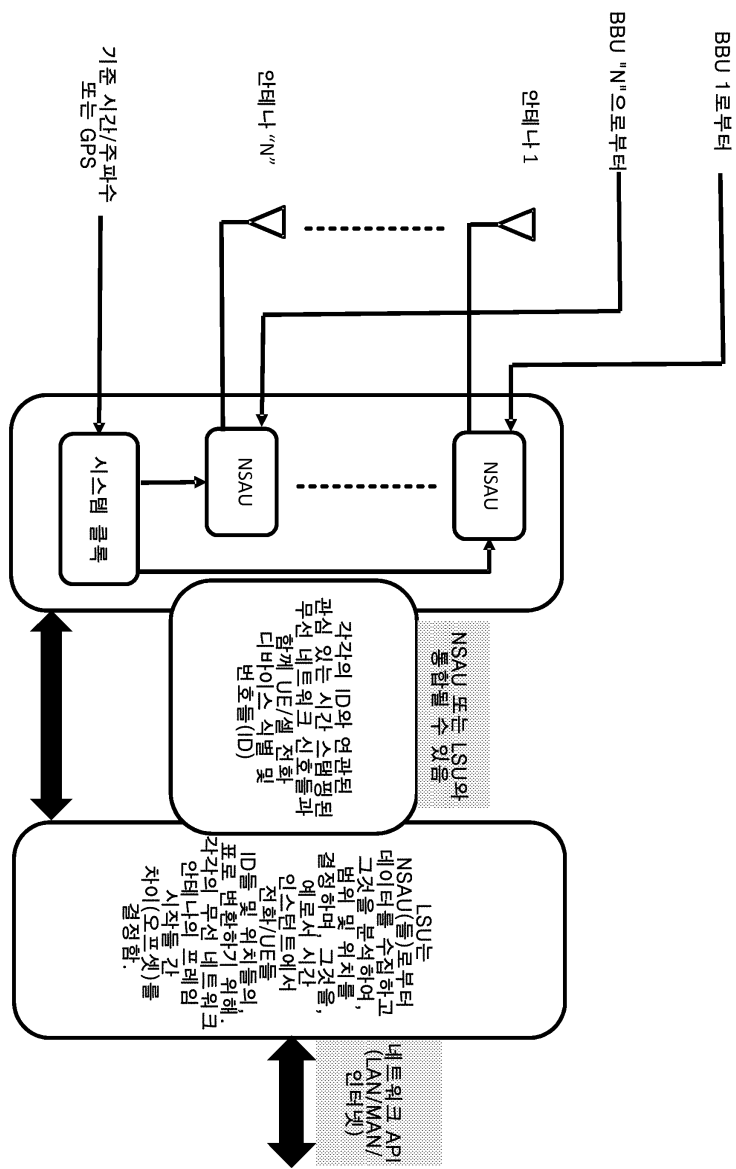
도면11



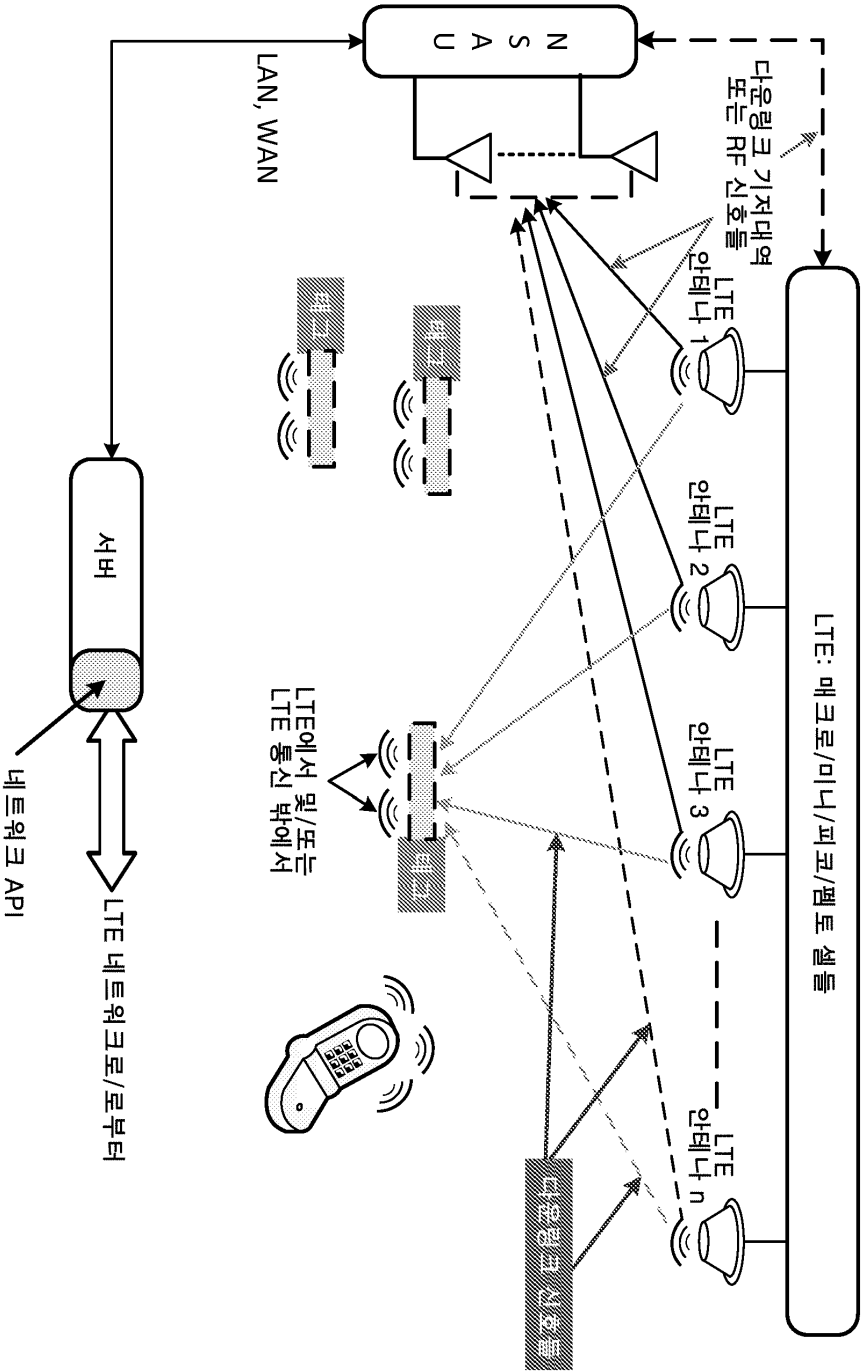
도면12



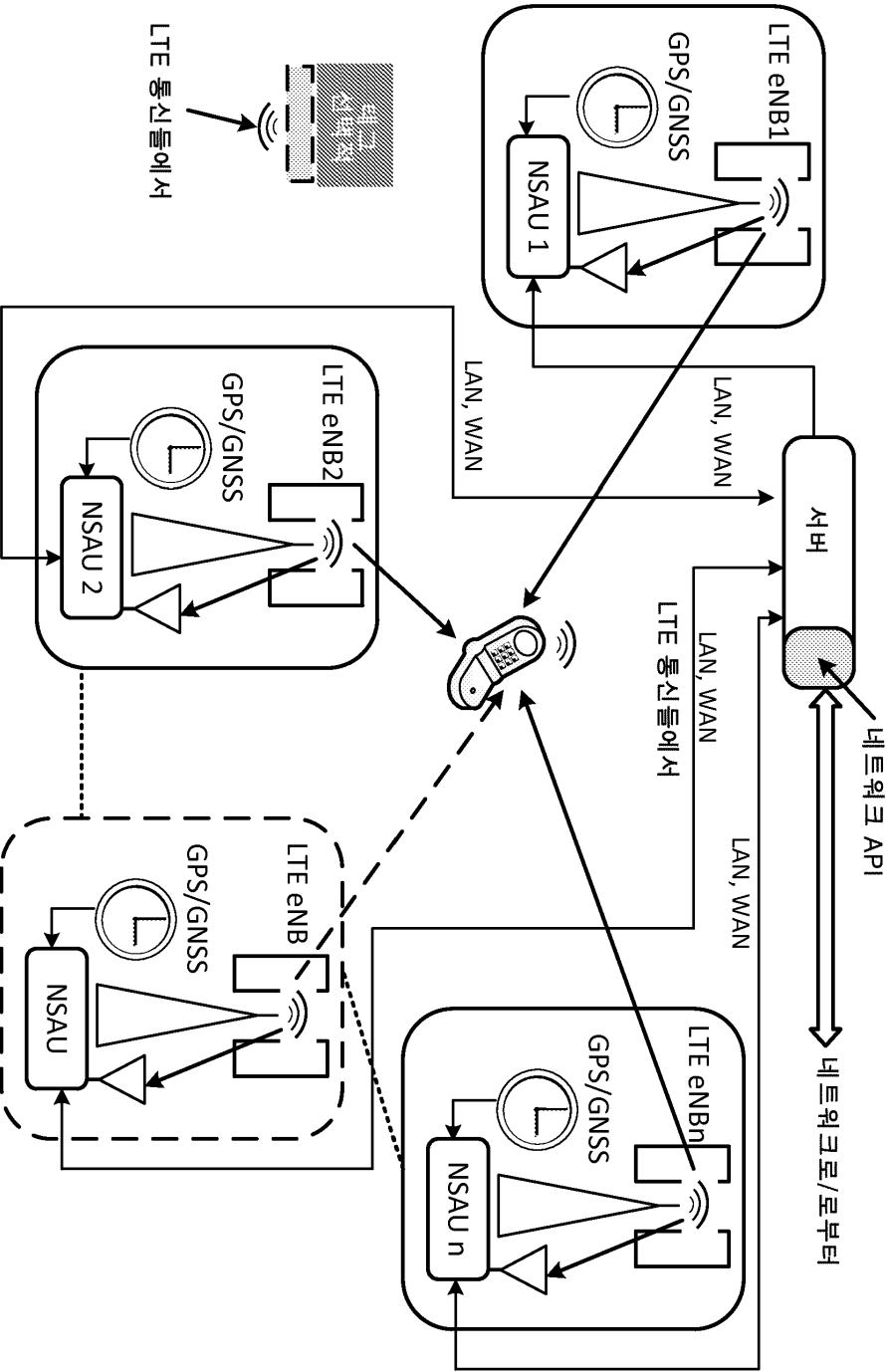
도면13



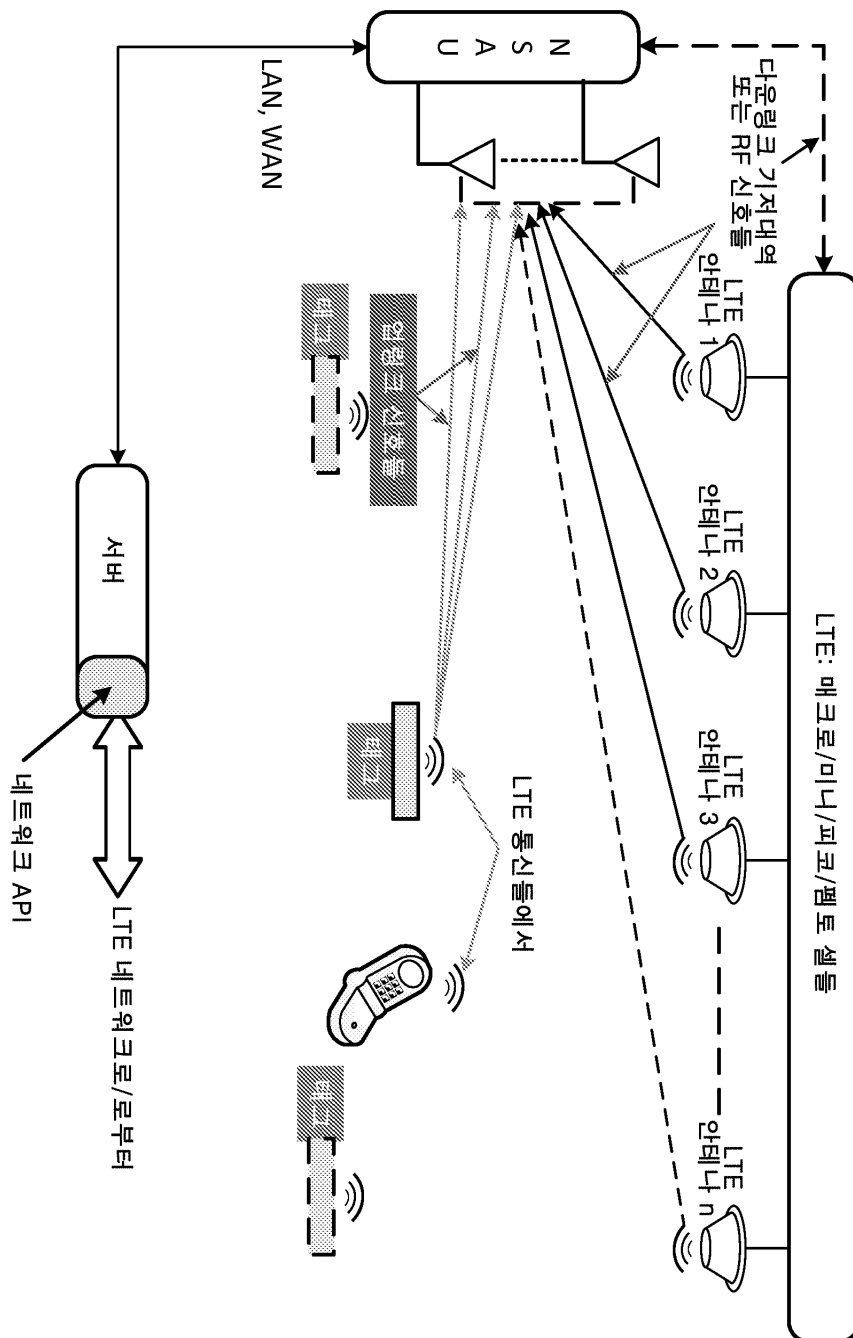
도면14



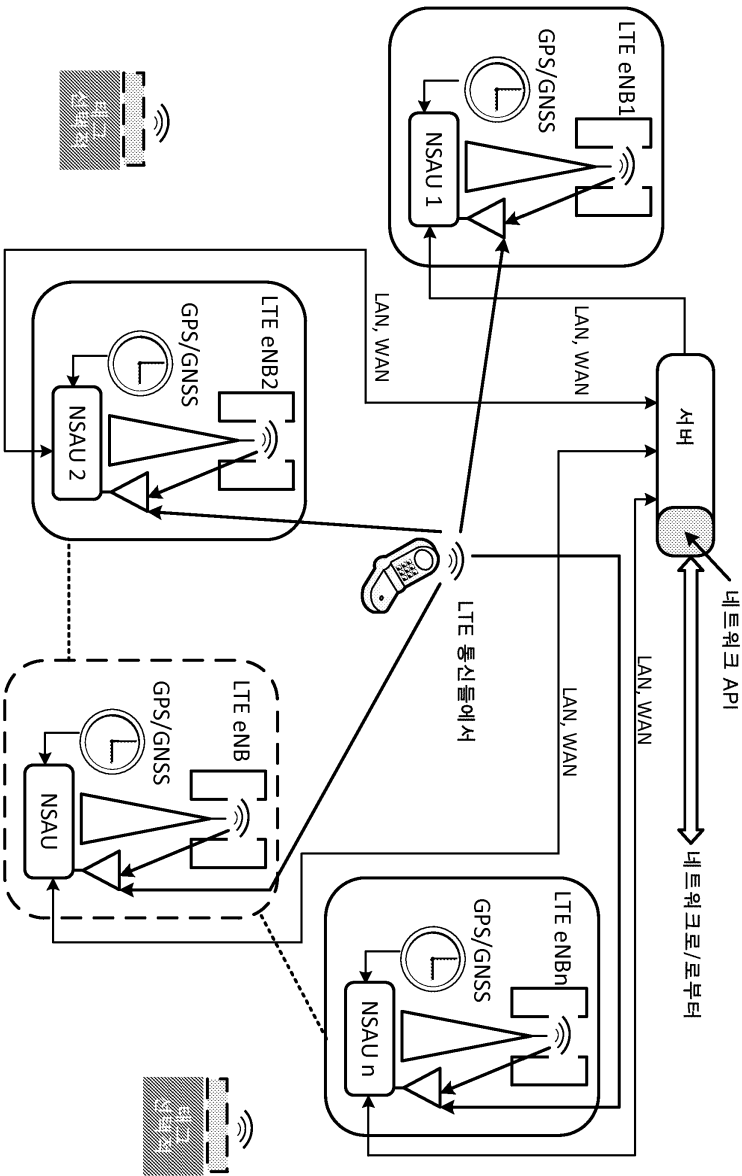
도면15



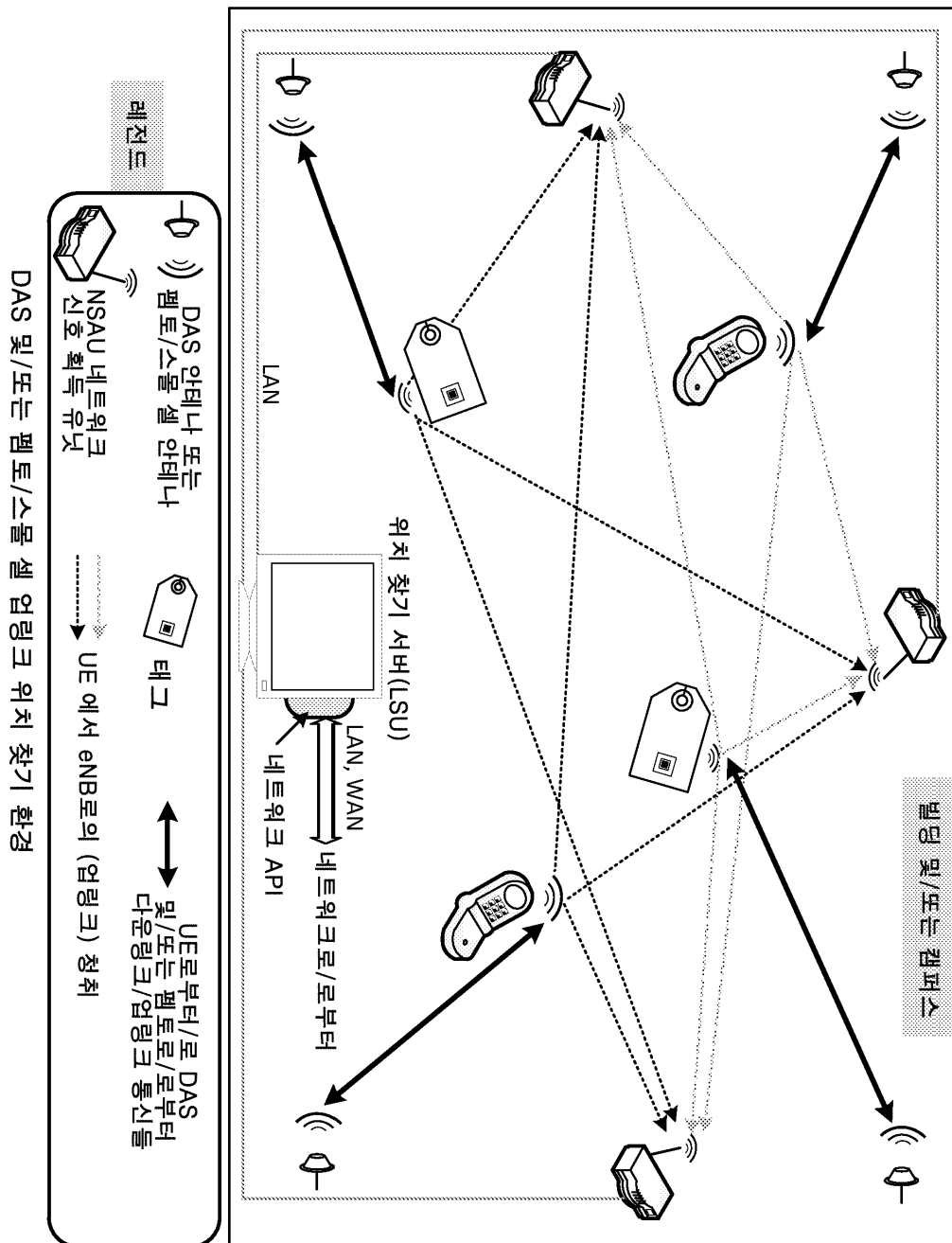
도면 16



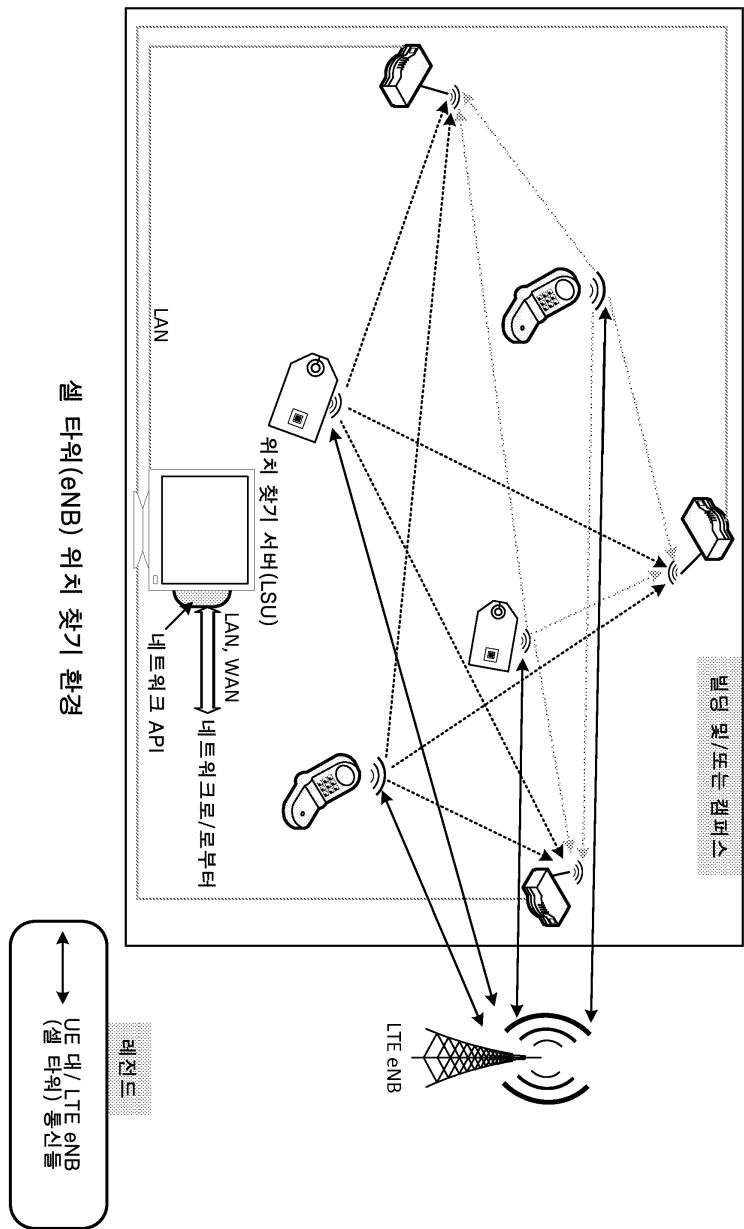
도면17



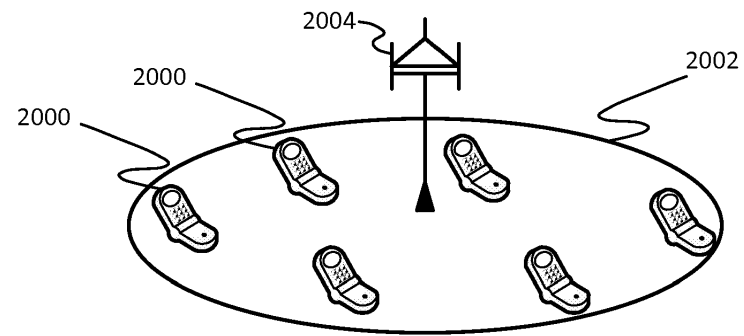
도면18



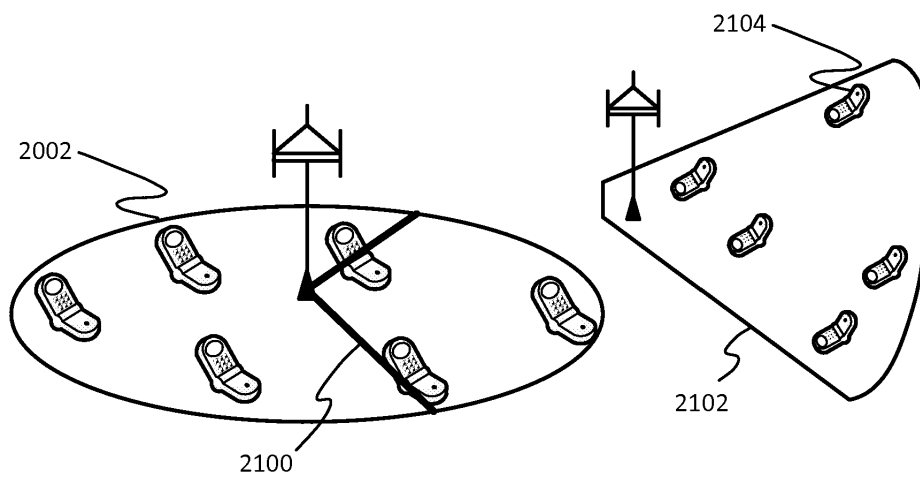
도면19



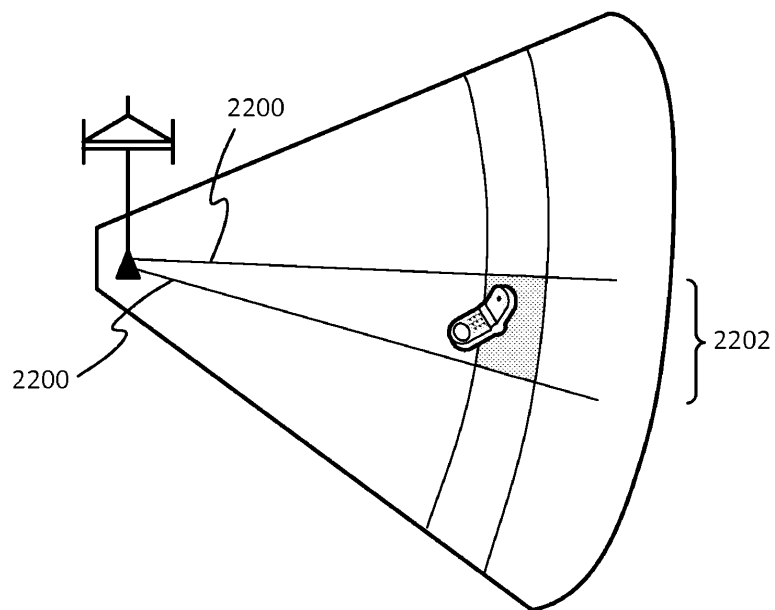
도면20



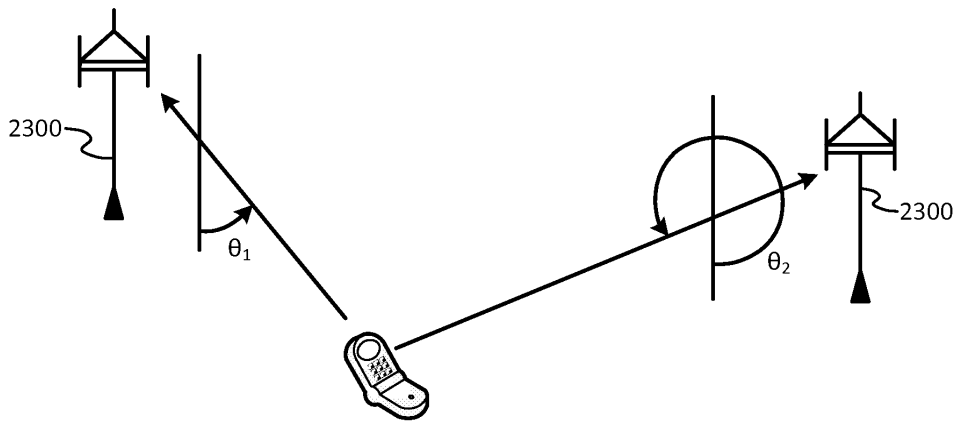
도면21



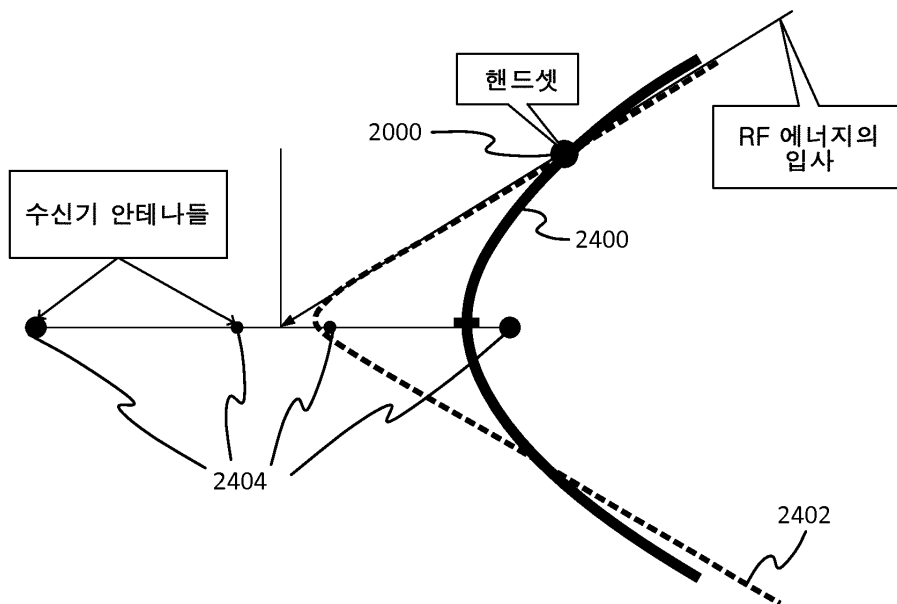
도면22



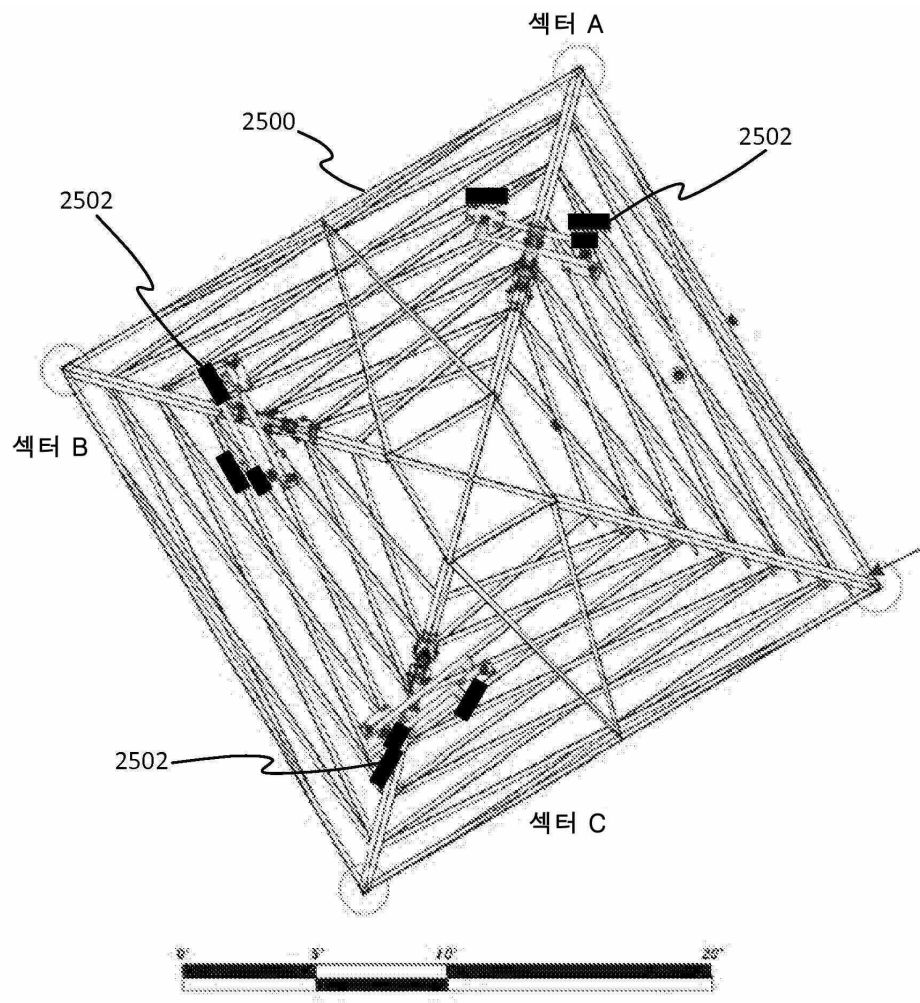
도면23



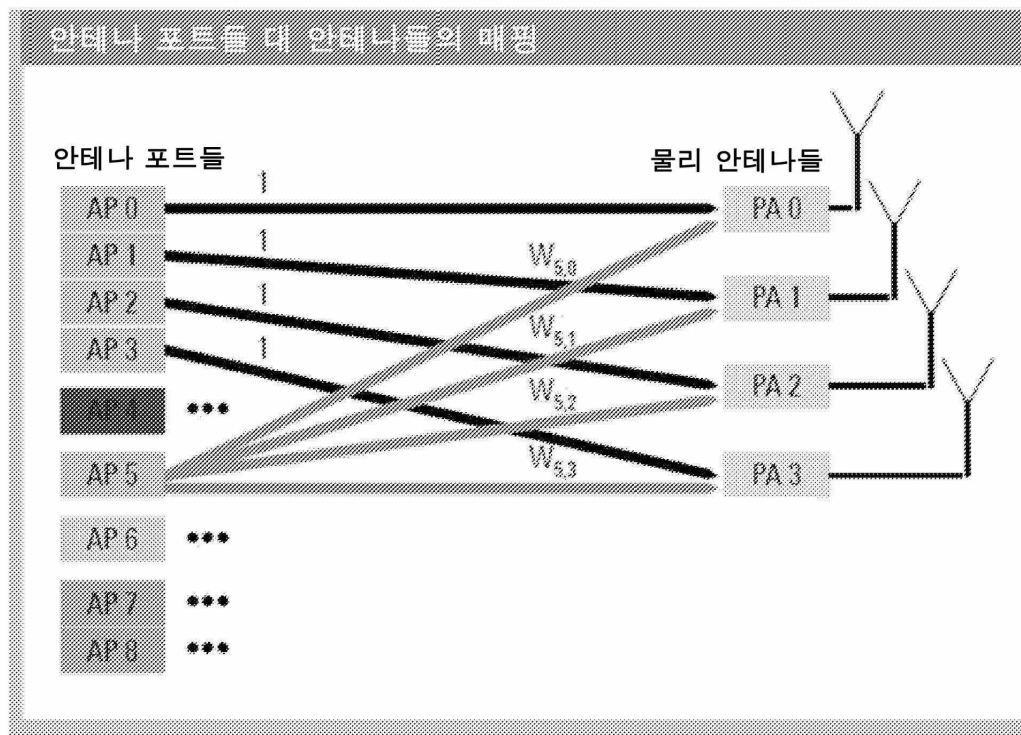
도면24



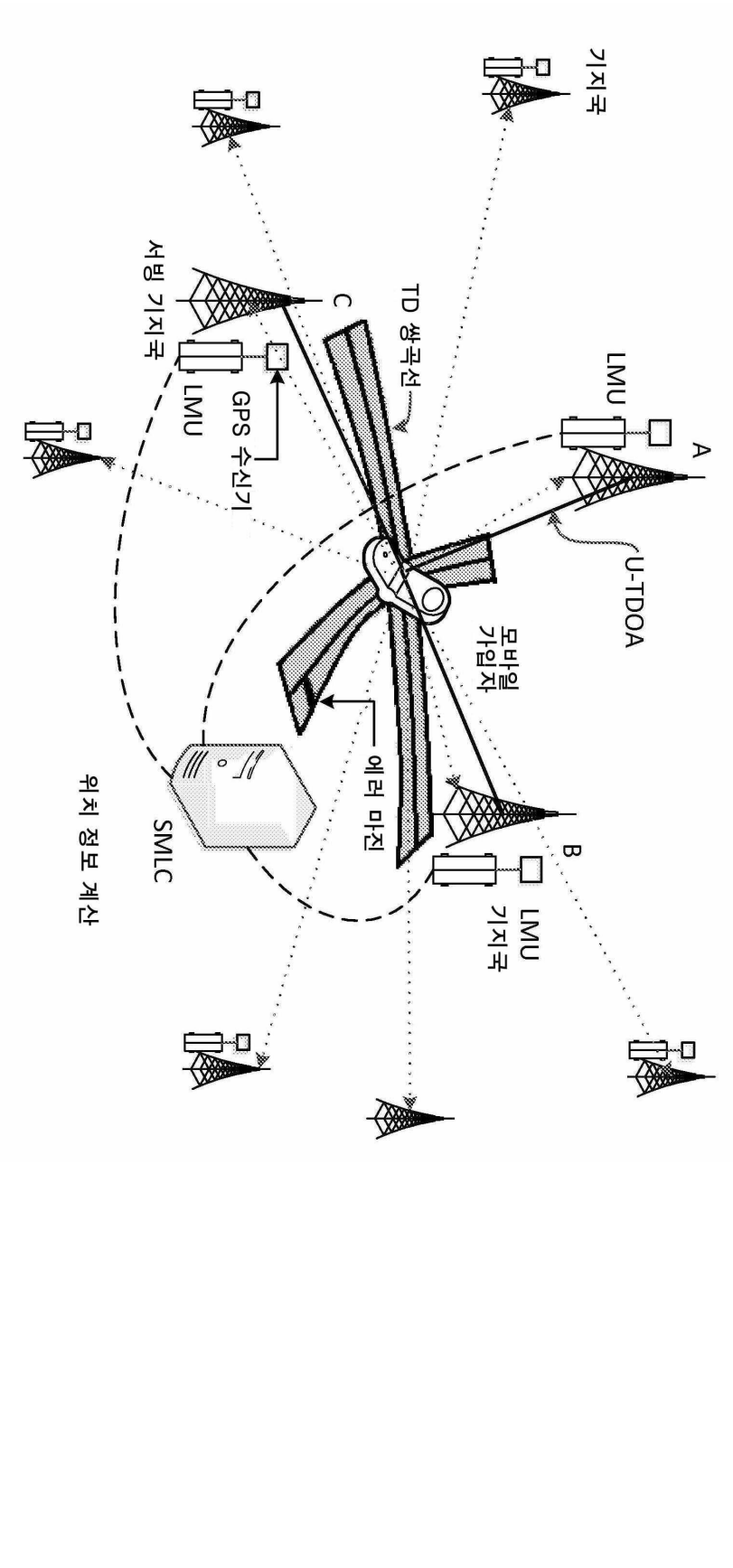
도면25



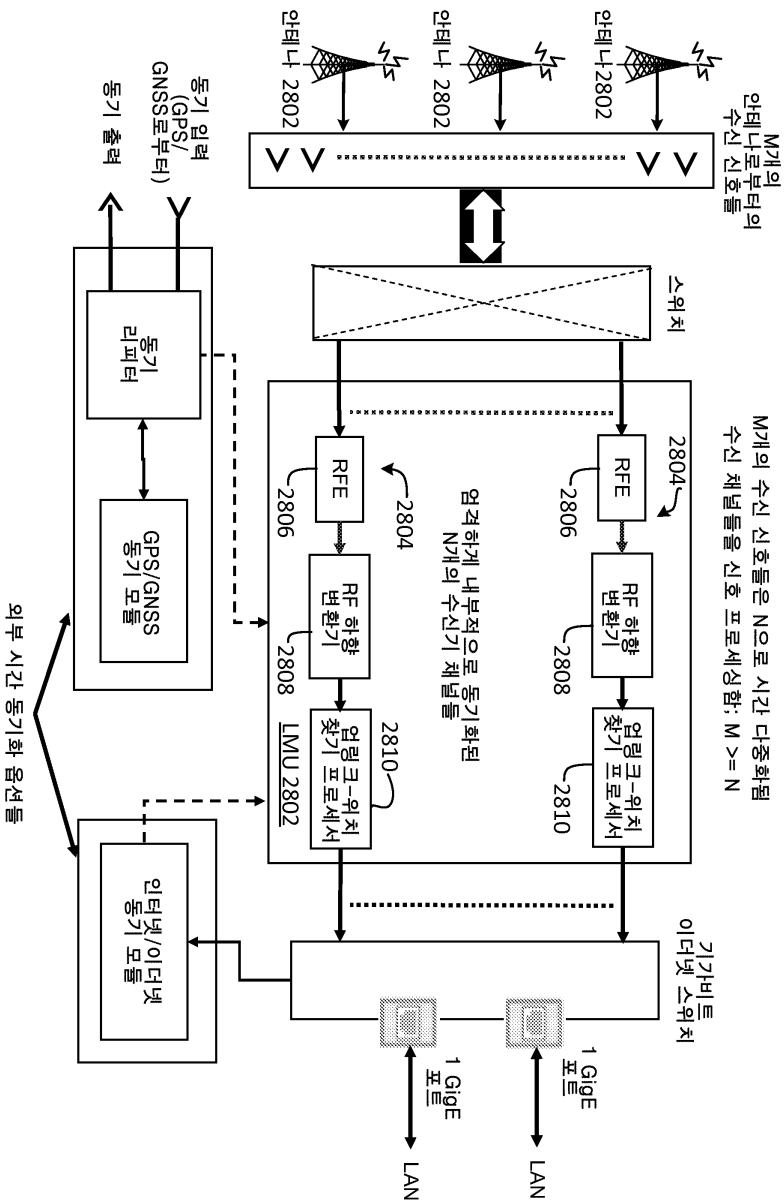
도면26



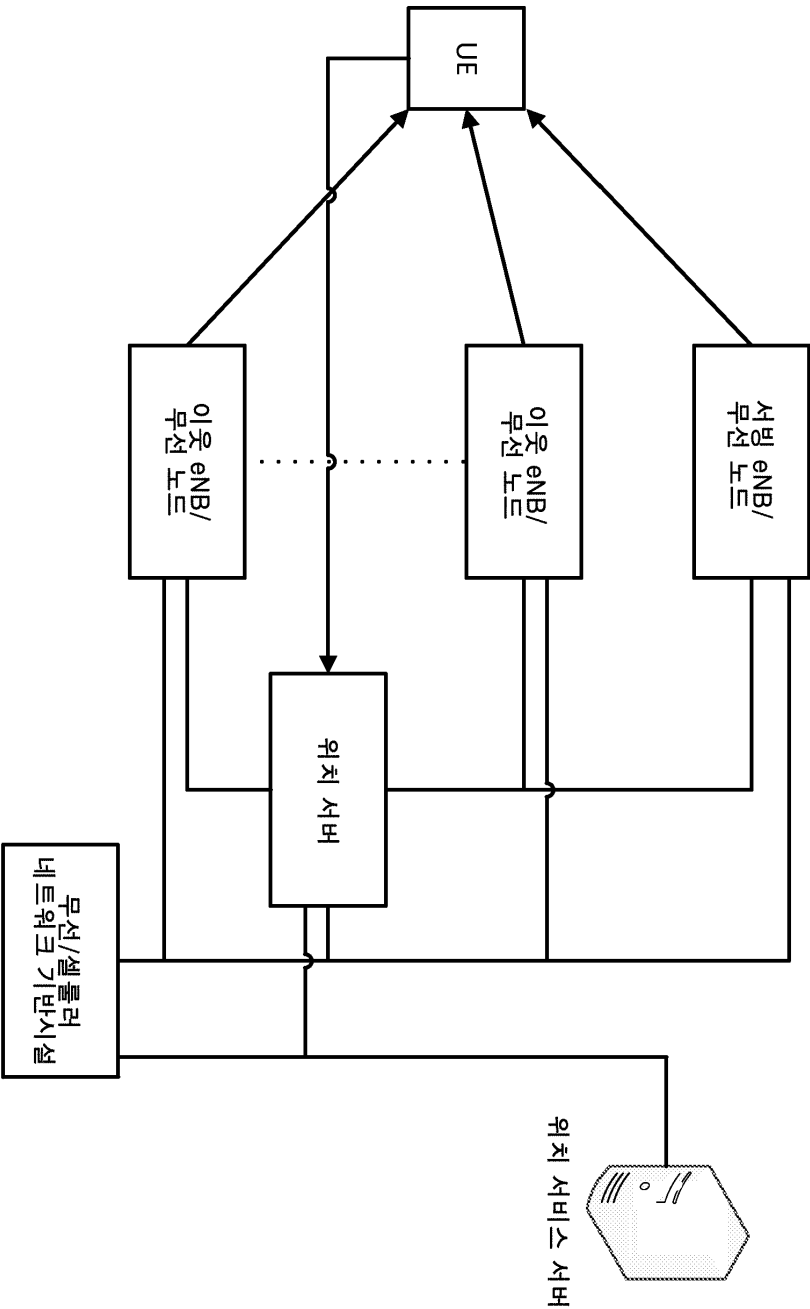
도면27



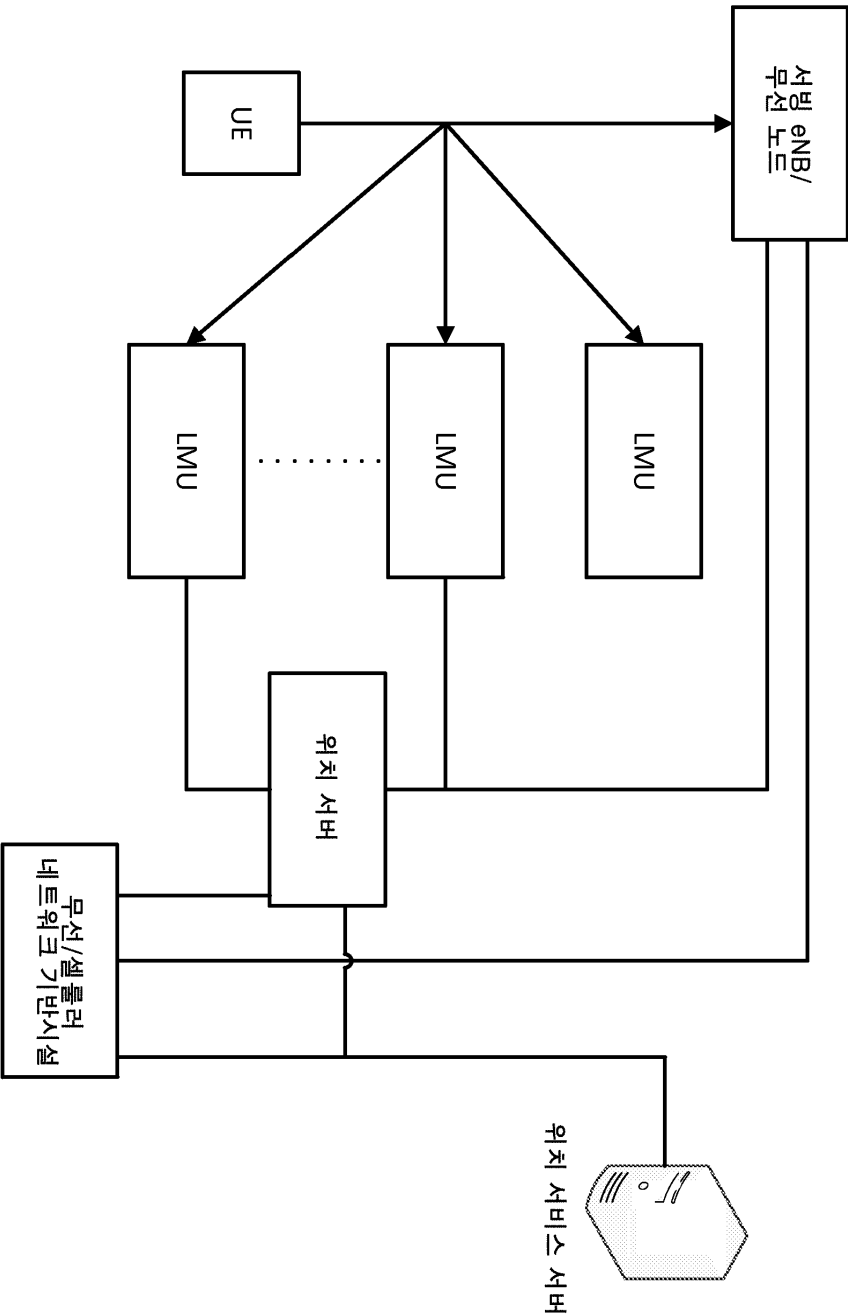
도면28



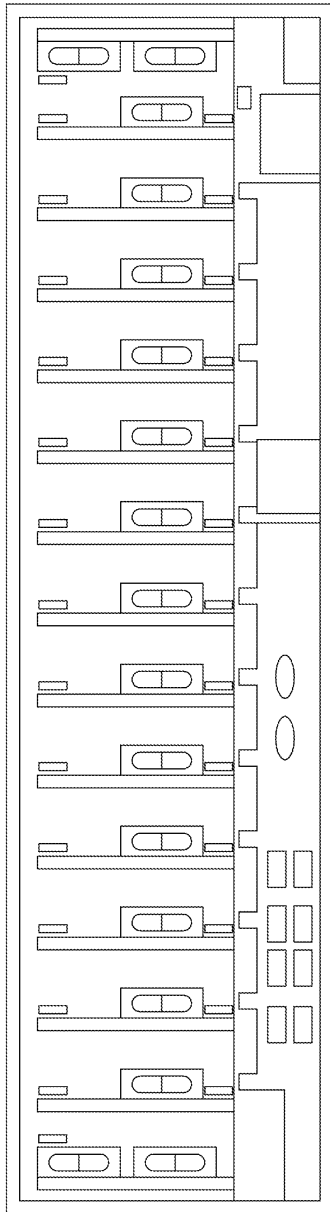
도면29



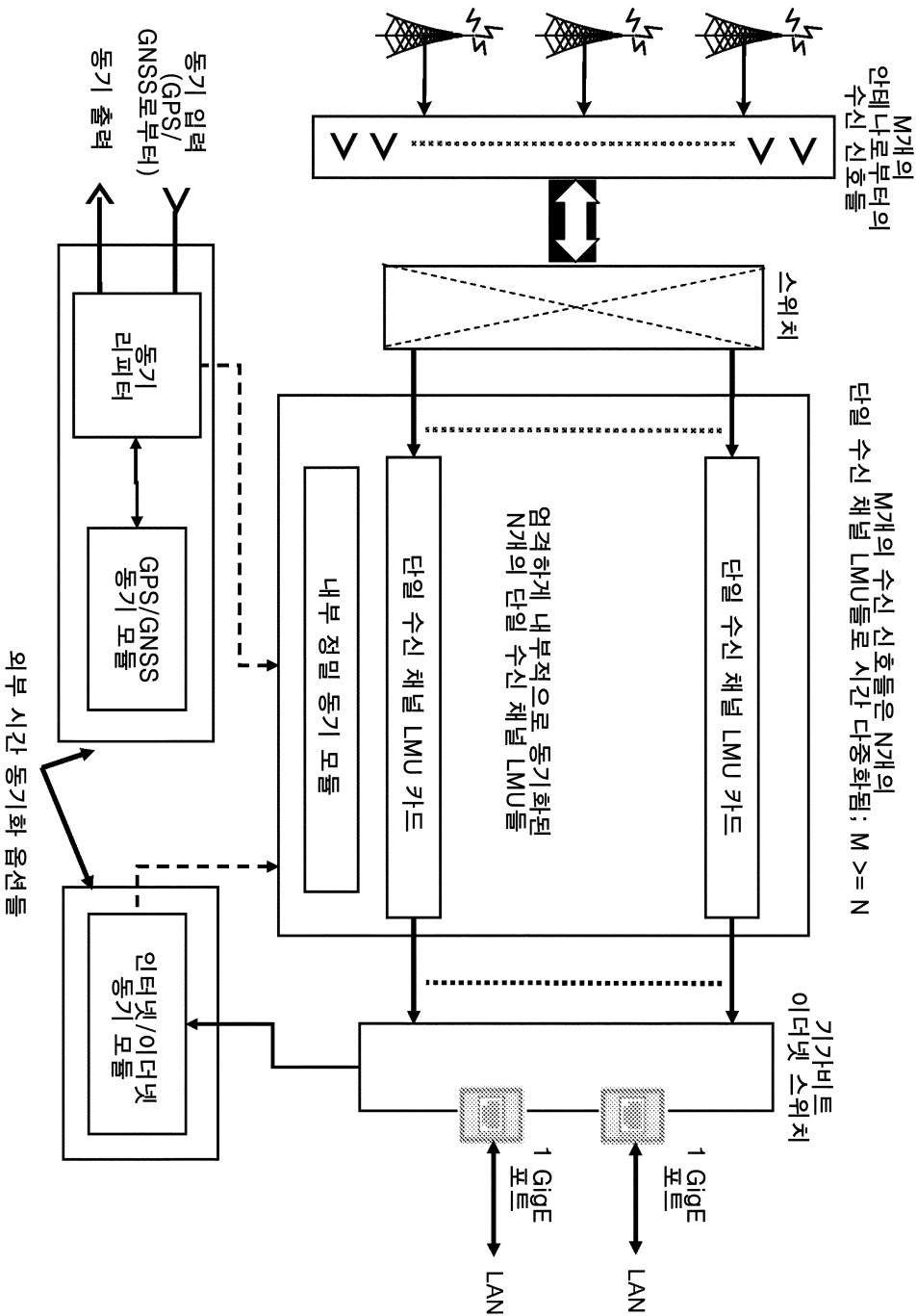
도면30



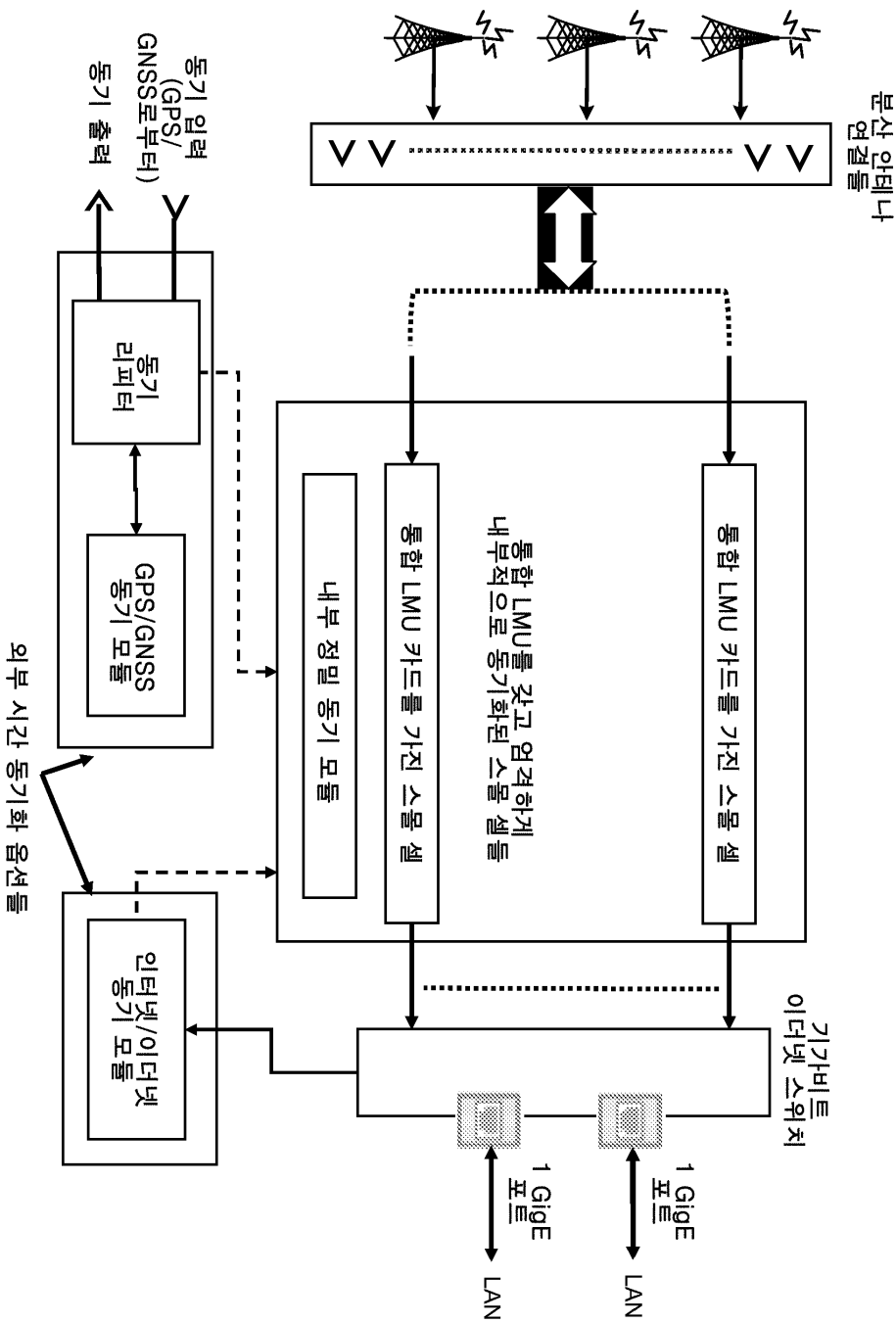
도면31



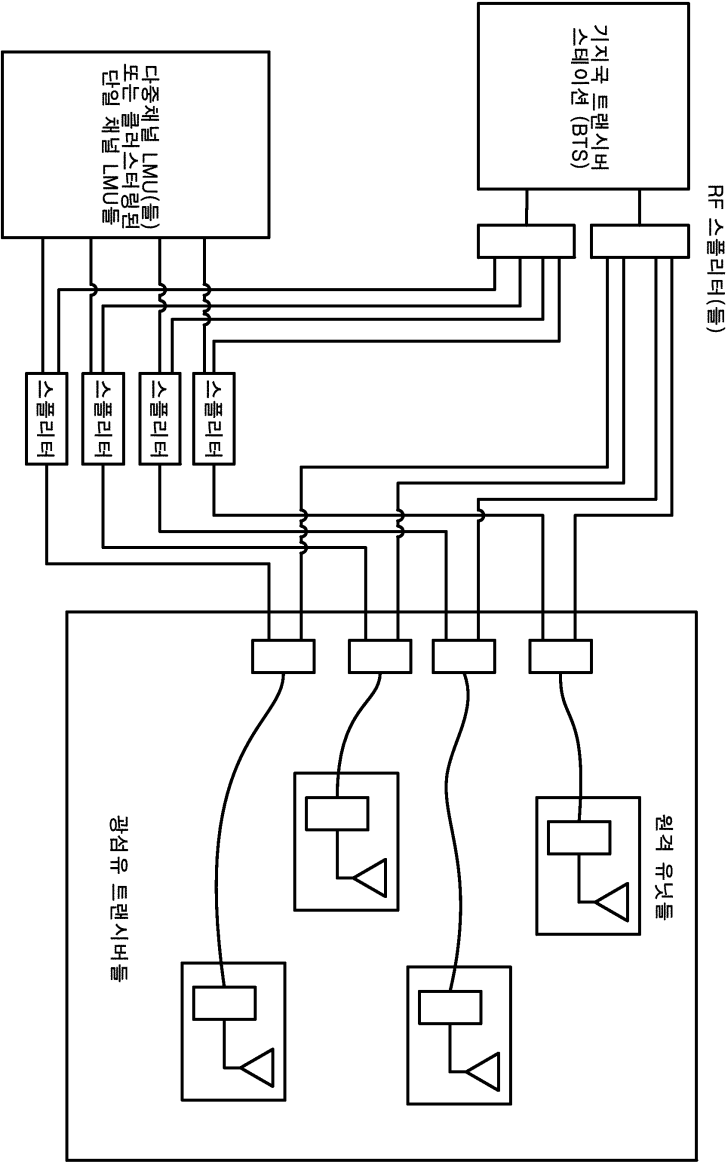
도면32



도면33



도면34



도면35

