



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107407732 B

(45)授权公告日 2020.10.13

(21)申请号 201580071160.8

(22)申请日 2015.10.26

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 107407732 A

(43)申请公布日 2017.11.28

(30)优先权数据  
62/068,537 2014.10.24 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2017.06.26

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2015/057418 2015.10.26

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02016/065368 EN 2016.04.28

(73)专利权人 波尔特公司  
地址 美国得克萨斯州

(72)发明人 菲力克斯·马克霍夫斯凯  
杜鲁门·普雷瓦特  
鲁斯·马克霍夫斯凯

(74)专利代理机构 北京清亦华知识产权代理事  
务所(普通合伙) 11201

代理人 宋融冰

(51)Int.Cl.  
G01S 19/23(2006.01)

(56)对比文件  
US 2013288692 A1,2013.10.31  
US 7974627 B2,2011.07.05  
US 2005085257 A1,2005.04.21  
US 6275186 B1,2001.08.14  
US 2012009948 A1,2012.01.12  
CN 102137488 A,2011.07.27  
CN 102379141 A,2012.03.14  
US 2004203429 A1,2004.10.14  
WO 2014093400 A1,2014.06.19  
US 2007053340 A1,2007.03.08  
US 2012232367 A1,2012.09.13

审查员 王海峰

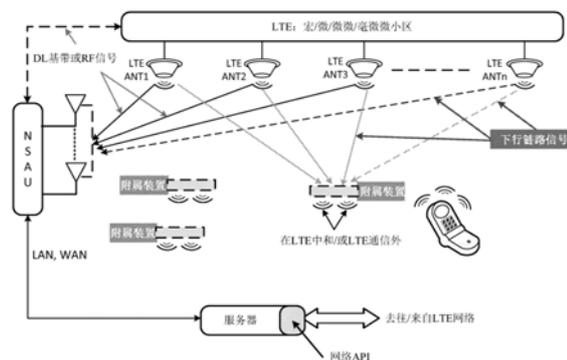
权利要求书3页 说明书61页 附图34页

(54)发明名称

用于使用RF的位置寻找的经部分同步多边  
测量或三边测量方法和系统

(57)摘要

用于确定无线系统中的用户设备(UE)的位  
置的系统和方法可包括经由具有两个或更多个  
位于一处的信道的信道的位置管理单元(LMU)接收参考  
信号,其中所述两个或更多个位于一处的信道彼此  
紧密地同步且利用所述接收到的参考信号计算  
所述UE的位置。一些系统可包含具有小于或等  
于10ns的标准偏差的多信道同步。一些系统可包  
含两个LMU,其中每一LMU具有内部同步,或者可  
包含具有紧密地同步信号的一个LMU。



1. 一种用于确定无线系统中的用户设备UE的位置的方法,所述方法包括:  
经由两个或更多个位于一处的信道接收参考信号,所述两个或更多个位于一处的信道包括以软件和/或硬件实施的信号处理组件;  
基于所述无线系统的距离定位精确性在小于或等于预定时间的标准偏差内使所述两个或更多个位于一处的信道的时序同步;以及  
利用所述接收到的参考信号计算所述UE的所述位置。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述两个或更多个位于一处的信道中的每一个包括位置管理单元卡或小小区。
3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述预定时间在3纳秒与10纳秒之间。
4. 根据权利要求1所述的方法,其中所述接收到的参考信号是上行链路参考信号、下行链路参考信号、分布式天线系统参考信号,或其组合。
5. 根据权利要求1所述的方法,其中所述无线系统包含一个或多个节点且所述一个或多个节点当中的每一节点包含至少一个扇区,其中每一节点的所述至少一个扇区经配置以与定位服务器单元LSU通信,且其中所述利用步骤是由所述LSU或所述一个或多个节点与所述LSU的组合执行。
6. 根据权利要求1所述的方法,其中所述无线系统包含一个或多个节点且所述一个或多个节点中的每一个包含至少一个扇区,其中每一节点的扇区经配置以与定位服务器单元LSU通信,且其中所述利用步骤是由所述UE、所述LSU、所述一个或多个节点或其组合执行。
7. 根据权利要求6所述的方法,其中所述UE经配置以与所述LSU通信。
8. 根据权利要求7所述的方法,其中所述UE、所述LSU、所述一个或多个节点或其组合经配置以支持多径抑制和参考信号处理以计算所述UE的所述位置。
9. 根据权利要求1所述的方法,其中所述无线系统经配置以包含网络SUPL 服务器、E-SMLC服务器、定位服务LCS系统或其组合中的定位服务器单元LSU的功能性。
10. 根据权利要求1所述的方法,其中所述无线系统包含定位服务器单元LSU和一个或多个节点,且其中所述LSU经配置以介接所述无线系统的所述一个或多个节点和网络基础设施。
11. 根据权利要求1所述的方法,其中所述利用步骤包含利用一个或多个位置线LOP。
12. 根据权利要求1所述的方法,其中从地理上分布的天线接收所述参考信号。
13. 根据权利要求1所述的方法,其中利用所述接收到的参考信号计算所述UE的所述位置包含使用多径抑制处理器基于所述接收到的参考信号对所述UE进行测距。
14. 根据权利要求13所述的方法,其中所述多径抑制处理器经配置以对所述接收到的参考信号加时间戳且进行处理以对所述UE进行测距。
15. 根据权利要求13所述的方法,其中所述多径抑制处理器经配置以支持半双工、全双工或单工操作模式。
16. 根据权利要求13所述的方法,其中所述多径抑制处理器通过基于所述接收到的参考信号计算信道响应而对所述UE进行测距。
17. 一种用于确定无线系统中的用户设备UE的位置的方法,所述方法包括:  
经由具有第一多个位于一处的信道的第一位置管理单元接收参考信号;  
基于所述无线系统的距离定位精确性在小于或等于第一预定时间的第一标准偏差内

使所述第一多个位于一处的信道的时序同步；

经由具有第二多个位于一处的信道的第二位置管理单元接收参考信号；

基于所述无线系统的所述距离定位精确性在小于或等于第二预定时间的第二标准偏差内使所述第二位置管理单元的所述第二多个位于一处的信道的时序同步；以及

利用来自所述第一位置管理单元的所述接收到的参考信号和来自所述第二位置管理单元的所述接收到的参考信号计算所述UE的所述位置。

18. 根据权利要求17所述的方法，其中所述第一预定时间和所述第二预定时间在3纳秒与10纳秒之间。

19. 根据权利要求17所述的方法，其中所述第二预定时间在3纳秒与10纳秒之间。

20. 根据权利要求17所述的方法，其中所述接收到的参考信号是上行链路参考信号、下行链路参考信号、分布式天线系统参考信号，或其组合。

21. 根据权利要求17所述的方法，其中所述利用步骤包含利用一个或多个位置线LOP。

22. 根据权利要求17所述的方法，其中所述第一位置管理单元从地理上分布的天线接收参考信号。

23. 根据权利要求17所述的方法，其中所述第二位置管理单元从地理上分布的天线接收参考信号。

24. 根据权利要求17所述的方法，其中所述第一预定时间和所述第二预定时间大于10纳秒。

25. 根据权利要求17所述的方法，其中使用多径抑制处理器计算所述UE的所述位置。

26. 根据权利要求25所述的方法，其中所述多径抑制处理器部分地通过基于来自所述第一位置管理单元的所述接收到的参考信号计算所述UE与所述第一位置管理单元之间的第一距离而计算所述UE的所述位置。

27. 根据权利要求26所述的方法，其中所述多径抑制处理器在计算所述第一距离之前减少来自所述第一位置管理单元的所述接收到的参考信号中的多径抑制误差。

28. 根据权利要求25所述的方法，其中所述多径抑制处理器部分地通过基于来自所述第二位置管理单元的所述接收到的参考信号计算所述UE与所述第二位置管理单元之间的第二距离而计算所述UE的所述位置。

29. 根据权利要求28所述的方法，其中所述多径抑制处理器部分地通过基于来自所述第二位置管理单元的所述接收到的参考信号计算信道响应而计算所述第二距离。

30. 一种用于确定无线系统中的用户设备UE的位置的方法，所述方法包括：

经由具有两个或更多个位于一处的信道的的位置管理单元接收参考信号，其中所述两个或更多个位于一处的信道彼此紧密地时间同步；以及

利用所述接收到的参考信号计算所述UE的位置。

31. 根据权利要求30所述的方法，其中所述两个或更多个位于一处的信道中的每一个包括位置管理单元卡或小小区。

32. 根据权利要求30所述的方法，其中所述两个或更多个位于一处的信道中的每一个与单个机架安放系统整合。

33. 根据权利要求30所述的方法，其中基于所述无线系统的距离定位精确性在预定时间的标准偏差内使所述位于一处的信道同步。

34. 根据权利要求33所述的方法,其中所述预定时间在3纳秒与10纳秒之间。
35. 根据权利要求30所述的方法,其中所述利用步骤包含利用一个或多个位置线LOP。
36. 根据权利要求30所述的方法,其中从地理上分布的天线接收所述参考信号。
37. 根据权利要求30所述的方法,其中从与所述两个或更多个位于一处的信道通信的一组共享天线接收所述参考信号。
38. 根据权利要求30所述的方法,其中所述位置管理单元或服务于所述位置管理单元的天线与WiFi装置位于一处。
39. 根据权利要求38所述的方法,其中所述位置管理单元与所述WiFi装置共享电源。
40. 根据权利要求38所述的方法,其中所述服务于所述位置管理单元的天线与所述WiFi装置共享电源。
41. 根据权利要求30所述的方法,其进一步包括使用指派给所述接收到的参考信号的一个或多个源的标识符来隔离所述接收到的参考信号与经由所述位置管理单元接收的其它信号。
42. 根据权利要求30所述的方法,其中利用多径抑制处理器基于所述接收到的参考信号而计算所述UE的所述位置。
43. 根据权利要求42所述的方法,其中所述接收到的参考信号中的每一个包含一个或多个子载波,且其中所述多径抑制处理器经配置以部分地基于所述一个或多个子载波的相位、振幅或其组合而计算所述UE的所述位置。
44. 根据权利要求43所述的方法,其中所述多径抑制处理器经配置以部分地基于所述接收到的参考信号的测得的到达角度AoA计算所述UE的所述位置。

## 用于使用RF的位置寻找的经部分同步多边测量或三边测量方法和系统

[0001] 相关申请案的交叉参考

[0002] 本申请案要求2014年10月24日申请的标题为“用于使用RF的位置寻找的经部分同步多边测量/三边测量方法和系统 (PARTIALLY SYNCHRONIZED MULTILATERATION/TRILATERATION METHOD AND SYSTEM FOR POSITIONAL FINDING USING RF)”的第62/068, 537号美国临时申请案的权益。

### 技术领域

[0003] 本发明的实施例涉及无线通信和无线网络系统以及用于对象的基于射频 (RF) 的标识、追踪和定位 (包含RTLS (实时定位服务) 和基于LTE的定位服务) 的系统。

### 背景技术

[0004] 用于确定对象的相对或地理位置的基于RF的标识和位置寻找系统一般用于追踪单一对象或多组对象以及用于追踪个人。传统的位置寻找系统已经用于开放的户外环境的位置确定。通常使用基于RF的全球定位系统 (GPS) /全球导航卫星系统 (GNSS) 和辅助GPS/GNSS。然而,传统的位置寻找系统在定位封闭的 (即,室内) 环境以及户外的对象时存在一些不精确性。

[0005] 蜂窝式无线通信系统提供定位室内和较不适用于GPS的环境中的用户设备 (UE) 位置的各种方法。最精确的方法是基于多边测量/三边测量方法的定位技术。例如,LTE (长期演进) 标准第9版指定DL-OTDOA (下行链路观测到达时间差) 且第11版指定U-TDOA (上行链路到达时间差) 技术,所述技术是多边测量/三边测量方法的衍生。

[0006] 由于时间同步误差影响定位精确性,因此基于多边测量/三边测量的系统的基本要求是系统与单一共用参考时间的完全和精密时间同步。蜂窝式网络、DL-OTDOA和U-TDOA定位方法还要求在DL-OTDOA情况下来自多个天线的发射经过时间同步,或在U-TDOA情况下多个接收器经过时间同步。

[0007] 另外,在多边测量/三边测量方法中,目标位置 (例如,UE位置) 可相对于天线来确定 (即,UE位置对天线位置)。因此,天线位置数据库 (用于DL-OTDOA的发射天线和用于U-TDOA的接收天线) 中的不精确性可能带来UE定位误差。

[0008] LTE标准第9版和第11版未指定用于定位目的的时间同步精确性,将此留给了无线蜂窝式服务供应商。另一方面,这些标准未提供对测距精确性的限制。例如,当使用10MHz测距信号带宽时,对于DL-OTDOA的要求是50米@67%可靠性且对于U-TDOA是100米@67%可靠性。

[0009] 上述限制是距离测量误差和由缺乏精密同步引起的误差 (例如,时间同步误差) 的组合的结果。根据相关LTE测试规范 (3GPP TS 36.133版本10.1.0的第10版) 和其它文档,有可能估计时间同步误差,假设所述同步误差是一致分布的。一个此类估计总计为200ns (100ns峰-峰)。应注意,LTE上的语音 (VoLTE) 功能还要求蜂窝式网络同步下降到150纳秒

(75ns峰-峰),假设所述同步误差是一致分布的。因此,下一步,LTE网络的时间同步精确性可以假设为在150ns内。

[0010] 关于距离定位精确性,FCC指令NG 911指定50米和100米的定位精确性要求。然而,对于基于位置的服务(LBS)市场,室内定位要求更为严格-3米@67%可靠性。因而,由150ns的时间同步误差(43ns的标准偏差)引起的测距和定位误差比3米的测距误差(10ns的标准偏差)大得多。

[0011] 虽然蜂窝式网络的时间同步可能足以符合强制性FCC NG E911应急定位要求,但是这种同步精确性未达到LBS或RTLS系统用户的需求,所述用户要求明显更精确的定位。因此,此项技术中需要缓解由以下各项引起的定位误差:1)缺乏用于支持LBS和RTLS的目的的蜂窝式/无线网络的精确时间同步;以及2)蜂窝式/无线天线位置数据库中的不精确性。

### 发明内容

[0012] 本发明涉及用于对象的基于射频(RF)的标识、追踪和定位的方法和系统,包含基本上排除与现有系统相关的一个或多个缺点的实时定位服务(RTLS)系统。所述方法和系统可以使用(在时间上)部分同步的接收器和/或发射器。根据实施例,基于RF的追踪和定位是在蜂窝式网络中实施的,但是也可以在任何无线系统和RTLS环境中实施。所提出的系统可以使用软件实施数字信号处理和软件定义的无线电技术(SDR)。也可以使用数字信号处理(DSP)。

[0013] 本文中所述的一个方法采用接收器和/或发射器的集群,每个集群内经过精密时间同步,而集群间时间同步可以不那么精确或完全不需要。本发明的实施例可以用于所有无线系统/网络中并且包含单工、半双工和全双工的操作模式。下述实施例以采用包含OFDM调制和/或其衍生物的各种调制类型的无线网络操作。因此,下述实施例以LTE网络操作并且其还适用于其它无线系统/网络。

[0014] 如在一个实施例中所描述,在3GPP LTE蜂窝式网络上实施基于RF的追踪和定位可明显得益于(在时间上)精密同步的接收器和/或发射器集群。所提出的系统可以使用软件和/或硬件实施的数字信号处理。

[0015] 以下说明可阐述本发明的额外特征和优点,并且这些特征和优点的一部分可在说明中显而易见,或者可以通过实践实施例习得。通过书面说明中具体指出的结构和于此的权利要求以及附图可认识并实现实施例的优点。

[0016] 应理解,上述总体描述和以下详细描述都是示例性和解释性的,并且意在提供对所主张的实施例的进一步解释。

### 附图说明

[0017] 包含在内以提供实施例的进一步理解并且结合在本说明书中且构成本说明书的一部分的附图说明了实施例并且与所述描述一起用来阐释实施例的原理。在附图中:

[0018] 图1和图1A说明根据实施例的窄带宽测距信号频率分量;

[0019] 图2说明示例性宽带测距信号频率分量;

[0020] 图3A、图3B和图3C说明根据实施例的RF移动追踪和定位系统的主控单元和从属单元的方块图;

- [0021] 图4说明实施例合成宽带基带测距信号；
- [0022] 图5说明根据实施例的通过抵消消除信号前兆；
- [0023] 图6说明根据实施例的具有较少载波的前兆抵消；
- [0024] 图7说明单向传递函数相位的实施例；
- [0025] 图8说明定位方法的实施例；
- [0026] 图9说明LTE参考信号映射；
- [0027] 图10说明增强型小区ID+RTT定位技术的实施例；
- [0028] 图11说明OTDOA定位技术的实施例；
- [0029] 图12说明根据实施例的安装在运营商的eNB设施处的时间观察单元(TMO)的操作；
- [0030] 图13说明无线网络定位设备图的实施例；
- [0031] 图14说明针对企业应用的无线网络定位下行链路生态系统的实施例；
- [0032] 图15说明针对网络宽泛应用的无线网络定位下行链路生态系统的实施例；
- [0033] 图16说明针对企业应用的无线网络定位上行链路生态系统的实施例；
- [0034] 图17说明针对网络宽泛应用的无线网络定位上行链路生态系统的实施例；
- [0035] 图18说明可以包含一个或多个DAS和/或毫微微/小小区天线的UL-TDOA环境的实施例；
- [0036] 图19说明类似于图18的UL-TDOA的可以包含能代替DAS基站和/或毫微微/小小区使用的一个或多个小区信号塔的UL-TDOA的实施例；
- [0037] 图20说明小区层级定位的实施例；
- [0038] 图21说明服务小区和扇区ID定位的实施例；
- [0039] 图22说明E-CID加上AoA定位的实施例；
- [0040] 图23说明AoA定位的实施例；
- [0041] 图24说明在接收天线之间具有宽泛而接近的距离的TDOA的实施例；
- [0042] 图25说明三个扇区的部署的实施例；
- [0043] 图26说明天线端口映射的实施例；
- [0044] 图27说明LTE第11版U-TDOA定位技术的实施例；
- [0045] 图28说明多信道位置管理单元(LMU)高层级方块图的实施例；
- [0046] 图29说明具有定位服务器的无线/蜂窝式网络中的DL-OTDOA技术的实施例；
- [0047] 图30说明具有定位服务器的无线/蜂窝式网络中的U-TDOA技术的实施例；
- [0048] 图31说明描绘机架安放壳体的实施例；
- [0049] 图32说明在机架安放壳体中集群(整合)的多个单一信道LMU的高层级方块图的实施例；
- [0050] 图33说明具有在机架安放壳体中集群(整合)的整合LMU(一对一天线连接/映射)的多个小小区的高层级方块图的实施例；以及
- [0051] 图34说明LMU和DAS整合的高层级方块图的实施例。
- [0052] 图35说明LMU和WiFi基础设施整合的高层级方块图的实施例。

### 具体实施方式

- [0053] 现可详细参考本发明的实施例的优选实施例,其实例在附图中说明。

[0054] 本发明的实施例涉及一种用于对象的基于RF的标识、追踪和定位(包含RTLS)的方法和系统。根据实施例,所述方法和系统采用窄带宽测距信号。所述实施例在VHF频带中操作,但是也可以用于HF、LF和VLF频带以及UHF频带和更高频率。其采用多径抑制处理器。采用多径抑制处理器能提供系统实施的追踪和定位的精确性。

[0055] 实施例包含小的非常便携的底座单元,其允许用户追踪、定位和监视多个人和对象。每个单元具有其自身的ID。每个单元以其ID广播RF信号,并且每个单元能够发送回返回信号,所述返回信号可以包含其ID以及语音、数据和额外信息。每个单元处理来自其它单元的返回信号,并且取决于三角测量或三边测量和/或所使用的其它方法,不断地确定其相对和/或实际定位。优选实施例还可以容易地与例如GPS装置、智能电话、双向无线电和PDA等产品集成。所得产品可具有单独装置的所有功能,同时利用其主机的现有显示器、传感器(例如高度计、GPS、加速度计和罗盘)和处理容量。例如,具有本文中描述的装置技术的GPS装置可能提供用户在地图上的定位以及映射群组的其它成员的定位。

[0056] 随着集成电路技术的改进,基于FPGA实施方案的优选实施例的大小在大致 $2 \times 4 \times 1$ 英寸与 $2 \times 2 \times 0.5$ 英寸之间或更小。取决于所使用的频率,天线可集成到装置中或伸出穿过装置壳体。装置的基于ASIC(专用集成电路)的版本可能将FPGA和大多数其它电子组件的功能并入于单元或附属装置中。产品的基于ASIC的独立版本可产生 $1 \times 0.5 \times 0.5$ 英寸或更小的装置大小。天线大小可由所使用的频率决定并且天线的部分可以集成到壳体中。基于ASIC的实施例设计为集成到产品中,可以由仅仅芯片组构成。在主导单元或附属单元之间不应存在任何相当大的物理大小差。

[0057] 装置可以使用在多个频率范围(频带)下操作的标准系统组件(现成的组件)处理多径抑制算法。可以使用用于数字信号处理的软件和软件定义无线电。组合最小硬件的信号处理软件允许组合已经发射和接收由软件定义的波形的无线电。

[0058] 第7,561,048号美国专利案公开了一种窄带宽测距信号系统,由此窄带宽测距信号设计为适应小带宽信道,例如使用仅几千赫兹宽的语音信道(但是小带宽信道中的一些可以延伸为几万赫兹)。这与使用从几十万赫兹到几十兆赫兹的信道的传统位置寻找系统形成对比。

[0059] 此窄带宽测距信号系统的优点如下:1)在较低工作频率/频带处,传统位置寻找系统测距信号带宽超过载波(操作)频率值。因此,此类系统无法在LF/VLF和其它较低频率频带(包含HF)处部署。与传统位置寻找系统不同,第7,561,048号美国专利案中描述的窄带宽测距信号系统可以成功地在LF、VLF和其它频带上部署,因为其测距信号带宽远低于载波频率值;2)在RF频谱的低端(一些VLF、LF、HF和VHF频带),例如,高达UHF频带,无法使用传统位置寻找系统,因为FCC严格限制允许的信道带宽(12到25kHz),这使得不可能使用传统测距信号。与传统位置寻找系统不同,窄带宽测距信号系统的测距信号带宽与FCC规定和其它国际频谱监管机构完全兼容;以及3)众所周知(见Ray H.Hashemi、Mayiam G.Bradley...的“MRI:基础(MRI:the basics)”,2003年),无关操作频率/频带,窄带宽信号本身具有与宽带信号相比更高的SNR(信噪比)。这增大了窄带宽测距信号位置寻找系统的操作范围而无关其操作频率/频带,包含UHF频带。

[0060] 因此,与传统位置寻找系统不同,窄带宽测距信号位置寻找系统可以在RF频谱的低端(例如,VHF和更低频率频带,低至LF/VLF频带,多径现象不太明显之处)部署。同时,窄

带宽测距位置寻找系统也可以在UHF频带以及更高的频带上部署,从而提高测距信号SNR并且因此增大位置寻找系统操作范围。

[0061] 为了最小化多径(例如,RF能量反射),期望在VLF/LF频带上操作。然而,在这些频率处,便携/移动天线的效率极小(由于相对于RF波长而言小的天线长度(大小),约为0.1%或更小)。另外,在这些较低频率处,自然和人工源的噪音级比在更高频率/频带(例如,VHF)上的噪音级高得多。这两个现象可以一起限制位置寻找系统的适用性,例如,其操作范围和/或移动性/便携性。因此,对于其中操作范围和/或移动性/便携性非常重要的一些应用,可以使用较高RF频率/频带,例如HF、VHF、UHF和UWB。

[0062] 在VHF和UHF频带处,自然和人工源的噪音级相比于VLF、LF和HF频带明显更低;并且在VHF和HF频率处,多径现象(例如,RF能量反射)相比在UHF和更高频率处不那么强烈。另外,在VHF处,天线效率明显比在HF和更低频率上更好,并且在VHF处,RF穿透能力比在UHF处好得多。因此,VHF频带提供对移动/便携应用的良好折衷方案。另一方面,在一些特定情况下,例如在VHF频率(或更低频率)无法穿透电离层(或变得偏转/折射)的GPS中,UHF可以是良好的选择。然而,在任何情况(和所有情况/应用)下,窄带宽测距信号系统均可具有优于传统宽带测距信号位置寻找系统的优点。

[0063] 实际应用可确定确切的技术指标(例如功率、辐射、带宽和操作频率/频带)。窄带宽测距允许使用者接收许可或接收许可豁免,或使用如FCC中阐述的未经许可的频带,因为窄带测距允许在许多不同的带宽/频率上操作,包含FCC中阐述的并符合适当章节的相应技术要求的最严格的窄带宽:6.25kHz、11.25kHz、12.5kHz、25kHz和50kHz。因此,多个FCC章节和此类章节内的豁免条款可为适用的。适用的主要FCC法规是:47CFR第90部分-私人陆地移动无线电服务,47CFR第94部分-个人无线电服务,47CFR第15部分-射频装置。(相比来说,在此上下文中的宽带信号是从数百kHz直到10-20MHz。)

[0064] 通常,对于第90部分和第94部分,VHF实施方案允许使用者在一些豁免情况下(一个实例是低功率无线电业务)操作装置达100mW。对于某些应用,在VHF频带处的可允许发射功率在2瓦与5瓦之间。对于900MHz(UHF频带),其是1W。在160kHz到190kHz频率(LF频带)上,可允许发射功率是1瓦。

[0065] 窄带测距可以符合许多(如果不是全部)不同频谱允许范围,并允许精确测距同时仍符合最严格的监管要求。这不仅对FCC有效,而且对监管全世界包含欧洲、日本和韩国的频谱使用的其它国际组织来说也有效。

[0066] 以下是所使用的常见频率的列表,列出了典型功耗以及附属装置可以与现实世界环境中的另一个读取器通信的距离(见“室内传播和波长(Indoor Propagation and Wavelength)”,Dan Dobkin,WJ通信,V 1.4 7/10/02):

915 MHz    100 mW    150 英尺

[0067]    2.4 GHz    100 mW    100 英尺

5.6 Ghz    100 mW    75 英尺

[0068] 所提出的系统在VHF频率处工作并且采用专有方法来发送和处理RF信号。更确切地说,其使用DSP技术和软件定义无线电(SDR)来克服VHF频率处窄带宽要求的限制。

[0069] 在较低频率(VHF)处操作减少了散布并提供更好的穿墙。最终结果是相对于常用

频率在范围上增加大致十倍。例如,比较技术原型的测得范围与上文所列的RFID技术的测得范围:

[0070] 216MHz 100mw 700英尺

[0071] 利用窄带测距技术,常用频率的范围与典型功耗以及附属装置通信范围可能能够与现实世界环境中的另一个读取器通信的距离将明显增加:

			从:	到:
[0072]	915 MHz	100 mW	150 英尺	500 英尺
	2.4 GHz	100 mW	100 英尺	450 英尺
	5.6 Ghz	100 mW	75 英尺	400 英尺

[0073] 蓄电池功耗取决于装置的设计、发射功率和占空比,例如,两个连续距离(位置)测量之间的时间区间。在许多应用中,占空比较大,10倍到1000倍。在具有大占空比(例如100倍)的应用中,发射100mW功率的FPGA版本可具有大致三周的可运用时间。基于ASIC的版本的运用时间预期增加10倍。另外,ASIC本身具有较低噪音级。因此,基于ASIC的版本的运用范围也可以增大约40%。

[0074] 所属领域的技术人员可了解,实施例不会有损系统的长操作范围而是明显提高RF挑战性环境(例如,建筑物、城市通道等)中的位置寻找精确性。

[0075] 通常,追踪和定位系统采用追踪-定位-导航方法。这些方法包含到达时间(TOA)、到达时间差(DTOA)以及TOA和DTOA的组合。第5,525,967号美国专利案中总体描述了如距离测量技术的到达时间(TOA)。基于TOA/DTOA的系统测量RF测距信号直达线路(DLOS)飞行时间,例如,时间延迟,其接着转换成距离范围。

[0076] 在RF反射(例如,多径)的情况下,具有各种延迟时间的RF测距信号的多个副本叠加到DLOS RF测距信号上。使用窄带宽测距信号的追踪-定位系统无法区分DLOS信号与不具有多径抑制的反射信号。因此,这些反射信号引起估计的测距信号DLOS飞行时间的误差,这又影响范围估计精确性。

[0077] 实施例有利地使用多径抑制处理器来分隔DLOS信号和反射信号。因此,实施例明显减少估计的测距信号DLOS飞行时间的误差。所提出的多径抑制方法可以用在所有RF频带上。其还可以用于宽带宽测距信号位置寻找系统。并且其可以支持各种调制/解调技术,包含扩频技术,例如DSS(直接扩频)和FH(跳频)。

[0078] 另外,为了进一步改进所述方法的精确性,可以应用降噪方法。这些降噪方法可以包含(但不限于)相干求和、非相干求和、匹配滤波、时间分集技术等。通过应用后处理技术,例如,最大似然估计(例如,维特比算法)、最小方差估计(卡尔曼滤波)等,可以进一步减少多径干扰误差的残余。

[0079] 实施例可以用于具有单工、半双工和全双工的操作模式的系统中。全双工操作就关于RF收发器的复杂性、成本和算术运算而言要求是非常高的,这限制便携/移动装置实施方案中的系统操作范围。在半双工操作模式中,读取器(通常被称为“主控装置”)和附属装置(有时还称为“从属装置”或“目标装置”)通过协议控制,所述协议允许主控装置或从属装置在任何给定时间进行发射。

[0080] 发送和接收的交替允许在距离测量中使用单一频率。此类布置相较于全双工系统减少了系统的成本和复杂性。单工操作模式在概念上更简单,但是要求主控单元与目标单

元之间更严格的事件同步,包含测距信号序列的开始。

[0081] 在本发明的实施例中,窄带宽测距信号多径抑制处理器不会增加测距信号带宽。有利的是,其使用不同频率分量来允许窄带宽测距信号的传播。在频域中借助于采用超分辨率频谱估计算法(MUSIC、rootMUSIC、ESPRIT)和/或比如RELAX的统计算法,或在时域中通过组合合成测距信号与相对较大带宽并对此信号应用进一步处理,可以实施进一步测距信号处理。窄带宽测距信号的不同频率分量可以经过伪随机选择,其还可以在频率上相连或隔开,并且其可以在频率上具有均匀的和/或不均匀的间隔。

[0082] 实施例扩展多径抑制技术。窄带测距的信号模型是复指数(如本文档中其它地方所介绍),其频率与由范围定义的延迟加上其延迟由与多径相关的时间延迟定义的类似术语成正比。所述模型与信号结构的实际实施方案(例如,步进频率、线性频率调制等)无关。

[0083] 直接路径与多径之间的频率分隔名义上极其小,并且普通频域处理不足以估计直接路径范围。例如,30米范围处5MHz上100KHz步进比率的步进频率测距信号(100.07纳秒的延迟)产生0.062875弧度/秒的频率。具有35米路径长度的的多径反射将产生0.073355的频率。分隔是0.0104792。50样本可观察量的频率分辨率具有0.12566Hz的固有分辨率。因此不可能对来自反射路径的直接路径的分隔使用传统频率估计技术并精确地估计直接路径范围。

[0084] 为了克服此限制,实施例使用子空间分解高分辨率频谱估计方法和多模式集群分析的实施方案的独特组合。子空间分解技术依赖于将观察到的数据的估计协方差矩阵分成两个正交子空间:噪音子空间和信号子空间。子空间分解方法背后的理论是:可观察量到噪音子空间上的投射由噪音构成,并且可观察量到信号子空间上的投射由信号构成。

[0085] 超分辨率频谱估计算法和RELAX算法能够辨别在存在噪音的情况下频谱中的紧密安置的频率(正弦波)。频率无须是谐波相关的,并且与数字傅里叶变换(DFT)不同,信号模型不引入任何仿真周期。对于给定带宽,这些算法提供比傅里叶变换明显更高的分辨率。因此,可以高精度可靠地辨别直达视距(DLOS)与其它多径(MP)。类似地,将后文可阐述的阈值化方法应用到人为产生的合成的较宽带宽测距信号会使得有可能以高精度可靠地辨别DLOS与其它路径。

[0086] 根据实施例,可以通过多径抑制处理器采用数字信号处理(DSP)来可靠地辨别DLOS路径与其它MP路径。在频谱分析(频谱估计)技术中存在各种超分辨率算法/技术。实例包含基于子空间的方法:多重信号表征(MUSIC)算法或root-MUSIC算法、经由转动不变技术的信号参数估计(ESPRIT)算法、Pisarenko谐波分解(PHD)算法、RELAX算法等。

[0087] 在所有上述超分辨率算法中,传入(即,接收到的)信号建模为频率的复指数及其复振幅的线性组合。在多径的情况下,接收信号可为如下:

$$[0088] \quad r(t) = \beta \times e^{i2\pi f \times t} \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i2\pi f \times \tau_k}, \quad (1)$$

[0089] 其中 $\beta \times e^{i2\pi f \times t}$ 是发射的信号, $f$ 是操作频率, $L$ 是多径分量的数目,且 $\alpha_k = |\alpha_k| \times e^{j\theta_k}$ 和 $\tau_k$ 分别是第 $k$ 路径的复衰减和传播延迟。为多径分量编索引使得以升序考虑传播延迟。因此,在此模型中 $\tau_0$ 表示DLOS路径的传播延迟。显然, $\tau_0$ 值是最关注的,因为其是所有 $\tau_k$ 的最小值。相位 $\theta_k$ 是从一个测量循环到另一测量循环正常假定为随机的,其具有

统一概率密度函数 $U(0, 2\pi)$ 。因此,我们假定 $\alpha_k = \text{const}$  (即,常数值)

[0090] 参数 $\alpha_k$ 和 $\tau_k$ 是反映建筑物中和周围的人和设备的运动的随机时变函数。然而,由于其变化率与测量时间间隔相比是极慢的,因此这些参数可视为给定测量循环内的时变随机变量。

[0091] 所有这些参数是取决于频率的,因为其与无线电信号特征(例如,发射和反射系数)有关。然而,在实施例中,操作频率的改变非常少。因此,可以假设上述参数是与频率无关的。

[0092] 等式(1)可以在频域中表示为:

$$[0093] \quad A(f) = \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i(2\pi \times \tau_k) f} \quad , \quad (2)$$

[0094] 其中: $A(f)$ 是所接收信号的复振幅, $(2\pi \times \tau_k)$ 是通过超分辨率算法将估计的人工“频率”,且操作频率 $f$ 是独立变量; $\alpha_k$ 是第 $k$ 路径振幅。

[0095] 在等式(2)中, $(2\pi \times \tau_k)$ 和随后 $\tau_k$ 值的超分辨率估计是基于连续频率。实际上,存在有限数目的测量值。因此,变量 $f$ 可能不是连续变量,而是离散变量。因此,复振幅 $A(f)$ 可计算如下:

$$[0096] \quad \hat{A}(f_n) = \sum_{k=0}^{k=L-1} \alpha_k \times e^{-i(2\pi \times \tau_k) \times f_n} \quad , \quad (3)$$

[0097] 其中 $\hat{A}(f_n)$ 是在离散频率 $f_n$ 下的离散复振幅估计(即,测量值)。

[0098] 在等式(3)中, $\hat{A}(f_n)$ 可解译为具有频率 $f_n$ 的正弦信号在其传播通过多径信道之后的振幅和相位。应注意,所有基于频谱估计的超分辨率算法要求复输入数据(即复振幅)。

[0099] 在一些情况下,可能将实信号数据(例如, $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$ )转换为复信号(例如,分析信号)。例如,可以通过使用希尔伯特变换或其它方法完成此类转换。然而,在短距离的情况下,值 $\tau_0$ 是极小的,这导致极低的 $(2\pi \times \tau_k)$ “频率”。

[0100] 这些低“频率”在希尔伯特变换(或其它方法)实施方案的情况下造成问题。另外,如果将使用振幅值(例如, $\text{Re}(\hat{A}(f_n))$ ),那么待估计的频率数目可以不仅包含 $(2\pi \times \tau_k)$ “频率”,而且包含其组合。按一般规则,增加未知频率的数目影响超分辨率算法的精确性。因此,DLLOS路径与其它多径(MP)路径的可靠且精确的分离需要复振幅估计。

[0101] 下文是在多径的存在下在获得复振幅 $\hat{A}(f_n)$ 的任务期间的方法以及多路径抑制处理器操作的描述。应注意,虽然所述描述集中于半双工操作模式,但是其可以容易地延伸用于全双工模式。单工操作模式是半双工模式的子集,但是将要求额外事件同步。

[0102] 在半双工操作模式中,读取器(常常称为“主控装置”)和附属装置(也被称作“从属装置”或“目标”)可通过协议来控制,所述协议允许所述主控装置或从属装置在任何给定时间进行发射。在此操作模式中,附属装置(目标装置)充当应答器。附属装置从读取器(主控装置)接收测距信号,将所述测距信号存储在存储器中,且接着在某些时间(延迟)之后,将

所述信号再次传回至主控装置。

[0103] 图1和图1A中示出了测距信号的实例。示例性测距信号采用相连的不同频率分量。只要测距信号带宽保持窄,也可以使用在频率和/或时间上间隔开或正交等的包含伪随机的其它波形。在图1中,每一频率分量的持续时间 $T_f$ 可能长到足以获得测距信号窄带宽性质。

[0104] 图2上示出了测距信号随不同频率分量的另一变化。其包含在长时间周期上发射的多个频率( $f_1, f_2, f_3, f_4, f_n$ )以形成个别频率窄带。此类信号更有效,但是其占用较宽带宽,并且宽带测距信号影响SNR,SNR又会减小操作范围。另外,此类宽带测距信号可能违反关于VHF频带或更低频率频带的FCC要求。然而,在某些应用中,此宽带测距信号允许更容易地整合到现有信号和发射协议中。另外,此类信号减少追踪-定位时间。

[0105] 这些多频( $f_1, f_2, f_3, f_4, f_n$ )突发也可以是相连的和/或伪随机的,在频率和/或时间上间隔开或正交等。

[0106] 与宽带测距相比,窄带测距模式可以瞬时宽带测距形式产生精确性同时增大可以实现此精确性的范围。实现此性能是因为在固定发射功率下,窄带测距信号的接收器处的SNR(适当信号带宽中)大于宽带测距信号的接收器处的SNR。SNR增益近似宽带测距信号的总带宽与窄带测距信号的每个信道的带宽的比。这在不需要非常快速的测距时(例如,对于静止和慢速移动的目标,例如散步或跑步的人)提供良好的折衷方案。

[0107] 主控装置和附属装置相同并且可以主控模式或应答器模式操作。所有装置包含数据/远程控制通信信道。装置可以交换信息并且主控装置可以远程地控制附属装置。在图1中描绘的此实例中,在主控装置(即,读取器)的操作期间,多径抑制处理器向附属装置发起测距信号,并且在某些延迟之后,主控装置/读取器从附属装置接收重复测距信号。

[0108] 随后,主控装置的多径抑制处理器将所接收测距信号与原始从主控装置发送的测距信号进行比较,且确定呈每一频率分量 $f_n$ 的振幅和相位形式的 $\hat{A}(f_n)$ 估计。应注意在等式(3)中, $\hat{A}(f_n)$ 是针对单向测距信号行程而界定。在实施例,测距信号进行往返。换句话说,其双向行进:从主控装置/读取器到目标/从属装置以及从目标/从属装置返回至主控装置/读取器。因此,通过主控装置接收回的此往返信号复振幅可以计算如下:

$$[0109] \quad |\hat{A}_{RT}(f_n)| = |\hat{A}(f_n)|^2 \text{ 和 } \angle \hat{A}_{RT}(f_n) = 2 \times (\angle \hat{A}(f_n))$$

$$[0110] \quad (4)$$

[0111] 存在许多技术可用于估计复振幅和相位值,包含例如匹配滤波 $|\hat{A}(f_n)|$ 和 $\angle \hat{A}(f_n)$ 。根据实施例,复振幅确定是基于从主控装置和/或附属装置接收器RSSI(接收信号强度指示符)值得出的 $|\hat{A}(f_n)|$ 值。相位值 $\angle \hat{A}_{RT}(f_n)$ 是通过将由读取器/主控装置接收的返回的基带测距信号相位与原始(即,由读取器/主控装置发送)基带测距信号相位而获得。另外,因为主控装置和附属装置具有独立时钟系统,所以通过分析时钟精确性对相位估计误差的影响来强化装置操作的详细解释。如以上描述所示,单向振幅 $|\hat{A}(f_n)|$ 值可从目标/从属装置直接获得。然而,单向相位 $\angle \hat{A}(f_n)$ 值无法直接测量。

[0112] 在实施例,测距基带信号与图1中描绘的测距基带信号相同。然而,为简单起见,

此处是测距基带信号由两个频率分量组成,其各自含有不同频率的余弦或正弦波的多个周期: $F_1$ 和 $F_2$ 。应注意 $F_1=f_1$ 且 $F_2=f_2$ 。第一频率分量中的周期的数目是 $L$ 且第二频率分量中的周期的数目是 $P$ 。应注意 $L$ 可或可不等于 $P$ ,因为对于 $T_f=$ 常数,每一频率分量可具有不同的周期数目。而且,每一频率分量之间不存在时间间隙,且 $F_1$ 和 $F_2$ 均从等于零的初始相位开始。

[0113] 图3A、3B和3C描绘RF移动追踪和定位系统的主控装置或从属单元(附属装置)的框图。 $F_{OSC}$ 指代装置系统时钟(图3A中的晶体振荡器20)的频率。装置内产生的所有频率均由此系统时钟晶体振荡器产生。使用以下定义: $M$ 是主控装置(单元); $AM$ 是附属(目标)装置(单元)。附属装置以应答器模式操作并且被称为应答器(AM)单元。

[0114] 在优选实施例中,装置由RF前端和RF后端、基带以及多径抑制处理器构成。RF后端、基带和多径抑制处理器实施于FPGA 150中(见图3B和3C)。系统时钟产生器20(见图3A)在: $F_{OSC}=20\text{MHz}$ 或者 $\omega_{OSC}=2\pi\times 20\times 10^6$ 下振荡。这是理想频率,因为在实际装置中系统时钟频率并不始终等于 $20\text{MHz}$ : $F_{OSC}^M = F_{OSC}\gamma^M$ ;  $F_{OSC}^{AM} = F_{OSC}\gamma^{AM}$

[0115] 应注意 $\gamma^M = \frac{F_{OSC}^M}{F_{OSC}}$ ,  $\gamma^{AM} = \frac{F_{OSC}^{AM}}{F_{OSC}}$ ;且 $\beta^M = \frac{1}{\gamma^M}$ ,  $\beta^{AM} = \frac{1}{\gamma^{AM}}$

[0116] 应注意,除 $20\text{MHz}$ 外,可以在不对系统性能产生任何影响的情况下使用 $F_{OSC}$ 频率。

[0117] 两个装置(主控装置和附属装置)的电子组成是相同的,并且不同操作模式是可软件编程的。通过主控装置的FPGA 150,方块155到180(见图2B)以数字格式产生基带测距信号。其由两个频率分量构成,每个频率分量含有不同频率的余弦波或正弦波的多个周期。在开始, $t=0$ ,主控装置(图3B)中的FPGA 150经由I/Q DAC 120和125将数字基带测距信号输出到其上变频器50。FPGA 150以 $F_1$ 频率开始,且在时间 $T_1$ 之后开始在 $T_2$ 的持续时间中产生 $F_2$ 频率。

[0118] 由于晶体振荡器的频率可能不同于 $20\text{MHz}$ ,因此由FPGA产生的实际频率可以是 $F_1\gamma^M$ 和 $F_2\gamma^M$ 。而且,时间 $T_1$ 可为 $T_1\beta^M$ 且 $T_2$ 可为 $T_2\beta^M$ 。还假定 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $F_1$ 、 $F_2$ 使得 $F_1\gamma^M*T_1\beta^M=F_1T_1$ 且 $F_2\gamma^M*T_2\beta^M=F_2T_2$ ,其中 $F_1T_1$ 和 $F_2T_2$ 都是整数。这意味着 $F_1$ 和 $F_2$ 的初始相位等于零。

[0119] 由于所有频率是从系统晶体振荡器20时钟产生,因此主控装置的基带I/Q DAC 120和125输出如下: $F_1 = \gamma^M 20\times 10^6 \times K_{F_1}$ 且 $F_2 = \gamma^M 20\times 10^6 \times K_{F_2}$ ,其中 $K_{F_1}$ 和 $K_{F_2}$ 是常数系数。类似地,来自频率合成器25的输出频率TX\_LO和RX\_LO(用于混频器50和85的LO信号)可以通过常量系数表达。这些常量系数对于主控装置(M)和应答器(AM)相同-差别在于每个装置的系统晶体振荡器20的时钟频率。

[0120] 主控装置(M)和应答器(AM)以半双工模式工作。主控装置的RF前端使用正交上变频器(即,混频器)50使由多径抑制处理器产生的基带测距信号上变频转换并且发射此上变频转换信号。在发射基带信号之后,主控装置使用RF前端TX/RX交换器15从TX模式切换到RX模式。应答器接收并使用其RF前端混频器85(产生第一IF)和ADC 140(产生第二IF)使接收信号下变频转换返回。

[0121] 之后,在应答器RF后端处理器中使用数字滤波器190对此第二IF信号用数字方式滤波,并且使用RF后端正交混频器200、数字I/Q滤波器210和230、数字正交振荡器220和求和器270将其进一步下变频转换为基带测距信号。使用RAM数据总线控制器195和控制逻辑180将此基带测距信号存储在应答器的存储器170中。

[0122] 随后,应答器使用RF前端开关15从RX切换到TX模式,且在某一延迟 $t_{\text{RTX}}$ 之后开始重新发射所存储基带信号。应注意,所述延迟是在AM(应答器)系统时钟中测得的。因此, $t_{\text{RTX}}^{\text{AM}} = t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}}$ 。主控装置接收应答器发射,并且使用其RF后端正交混频器200、数字I和Q滤波器210和230、数字正交振荡器220(见图3C)使接收信号下变频转换回为基带信号。

[0123] 随后,主控装置使用多径抑制处理器反正切块250和相位比较块255计算所接收(即,所恢复)基带信号中的 $F_1$ 与 $F_2$ 之间的相位差。振幅值是从RF后端RSSI块240导出。

[0124] 为了提高估计精确性,始终需要改进来自方块240的振幅估计值和来自方块255的相位差估计值的SNR。在优选实施例中,多径抑制处理器针对历经测距信号频率分量持续时间( $T_f$ )的许多时间实例计算振幅和相位差估计值。当求平均时,这些值能改进SNR。SNR改进可以约与 $\sqrt{N}$ 成正比,其中N是当获得(即,确定)振幅和相位差值时的多个实例。

[0125] SNR改进的另一个方法是通过在一段时间内应用匹配滤波技术确定振幅和相位差值。又另一个方法将是:通过针对呈I/Q形式的原始的(即,通过主控装置/读取器发送的)基带测距信号频率分量对接收到的(即,重复的)基带测距信号频率分量进行取样,并且经过周期 $T \leq T_f$ 进行整合,来估计接收到的(即,重复的)基带测距信号频率分量的相位和振幅。所述整合具有对呈I/Q格式的振幅和相位的多个实例求平均的效果。随后,相位和振幅值可以从I/Q格式变换为 $|\hat{A}(f_n)|$ 和 $\angle \hat{A}(f_n)$ 格式。

[0126] 让我们假设在 $t=0$ 处,在主控装置的多径处理器控制下,主控装置基带处理器(两者均在FPGA 150中)开始基带测距序列。

$$[0127] \quad \varphi_{\text{FPGA}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(t) \right), t < T_1 \beta^{\text{M}}, t < T_1 \beta^{\text{M}};$$

$$[0128] \quad \varphi_{\text{FPGA}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}}) \right), t > T_1 \beta^{\text{M}},$$

[0129] 其中 $T_f \geq T_1 \beta^{\text{M}}$ 。

[0130] 主控装置的DAC 120和125输出处的相位如下:

$$[0131] \quad \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}}) \right) + \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(0), t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}};$$

$$[0132] \quad \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}}) \right) + \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(0), t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}}$$

[0133] 应注意,DAC 120和125具有内部传播延迟 $t_{\text{DAC}}^{\text{M}}$ ,其不取决于系统时钟。

[0134] 类似地,发射器电路组件15、30、40和50可引入额外延迟 $t_{\text{TX}}^{\text{M}}$ ,其不取决于系统时钟。

[0135] 因此,通过主控装置发射的RF信号的相位可以计算如下:

$$[0136] \quad \varphi_{\text{RF}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}}) + K_{\text{SYN\_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}}) \right) + \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0),$$

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

$$[0137] \quad \varphi_{\text{RF}}^{\text{M}}(t) = \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{F_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{F_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}}) + K_{\text{SYN\_TX}}(t - t_{\text{TX}}^{\text{M}}) \right) + \varphi_{\text{DAC}}^{\text{M}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0),$$

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

[0138] 来自主控装置 (M) 的RF信号经历相移  $\varphi^{MULT}$ , 其取决于主控装置与附属装置之间的多径现象。

[0139]  $\varphi^{MULT}$  值取决于发射频率, 例如  $F_1$  和  $F_2$ 。应答器 (AM) 接收器由于接收器的RF部分的有限 (即, 窄的) 带宽而不能解析每一路径。因此, 在某个时间之后, 例如, 在1微秒 (相当于约300米的飞行) 之后, 当所有反射信号已经到达接收器天线时, 应用下式:

$$[0140] \quad \varphi_{ANT}^{AM}(t) = \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M)) + \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{DAC}^M(0) + \varphi_{SYN\_TX}^M(0),$$

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

$$[0141] \quad \varphi_{ANT}^{AM}(t) = \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M)) + \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{DAC}^M(0) + \varphi_{SYN\_TX}^M(0),$$

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

[0142] 第一下变频器元件85处的AM (应答器) 接收器中的输出 (例如, 第一IF), 即信号的相位如下:

$$[0143] \quad \varphi_{IF\_1}^{AM}(t) = \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM})) -$$

$$\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times (K_{SYN\_RX\_1}(t) + \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^{AM}(0)), 10^{-6} < t < T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM};$$

$$[0144] \quad \varphi_{IF\_1}^{AM}(t) = \gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM}) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM})) -$$

$$\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times (K_{SYN\_RX\_1}(t) + \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^{AM}(0)), t > T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^{AM} + 10^{-6}$$

[0145] 应注意, 接收器RF区段 (元件15和60到85) 中的传播延迟  $t_{RX}^{AM}$  不取决于系统时钟。在通过RF前端滤波器和放大器 (元件95到110和125) 之后, 第一IF信号由RF后端ADC 140取样。假定ADC 140在对输入信号 (例如, 第一IF) 进行下取样。因此, ADC也用作产生第二IF的下变频器。第一IF滤波器、放大器和ADC增加传播延迟时间。在ADC输出处 (第二IF):

$$[0146] \quad \varphi_{ADC}^{AM}(t) =$$

$$\gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(t - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM})) -$$

$$\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times (K_{SYN\_RX\_1}(t - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{ADC}(t)) + \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^{AM}(0) - \varphi_{ADC\_CLK}^{AM}(0),$$

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

$$[0147] \quad \varphi_{ADC}^{AM}(t) =$$

$$\gamma^M \times \omega_{OSC} \times (K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{SYN\_TX}(t - t_{TX}^M - t_{RX}^{AM} - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM})) -$$

$$\gamma^{AM} \times \omega_{OSC} \times (K_{SYN\_RX\_1}(t - t_{IF\_1}^{AM} - t_{ADC}^{AM}) + K_{ADC}(t)) + \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^{AM}(0) - \varphi_{ADC\_CLK}^{AM}(0),$$

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

[0148] 在FPGA 150中, (来自ADC输出的) 第二IF信号通过RF后端数字滤波器190滤波, 并通过第三下变频器 (即, 正交混频器200、数字滤波器230和210以及数字正交振荡器220) 进一步下变频转换回为基带测距信号, 在求和器270中求和并且存储在存储器170中。在第三下变频器输出 (即, 正交混频器) 处:

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{BB}}^{\text{AM}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{F}_1} (t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + \right) - \\
[0149] & \left( K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) \right) \\
& \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{SYN\_RX}_1} (t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX}_2} t \right) + \\
& \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0), \\
& 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}};
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{BB}}^{\text{AM}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{F}_1} (T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2} (t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + \right) \\
[0150] & \left( K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) \right) \\
& - \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{SYN\_RX}_1} (t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX}_2} t \right) + \\
& \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0), \\
& t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + 10^{-6}
\end{aligned}$$

[0151] 应注意, FIR区段190中的传播延迟  $t_{\text{FIR}}^{\text{AM}} = t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}}$  并不取决于系统时钟。

[0152] 在RX→TX延迟之后,重新发射来自主控装置(M)的(在存储器170中)存储的基带测距信号。应注意RX→TX延迟  $t_{\text{RTX}}^{\text{AM}} = t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}}$ 。

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{RF}}^{\text{AM}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{F}_1} (t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right) - \\
[0153] & \left( K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) \\
& \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{SYN\_RX}_1} (t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right) \\
& \left( K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right) \\
& \left( K_{\text{SYN\_RX}_2} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) \\
& \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{AM}}(0), \\
& 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}};
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{RF}}^{\text{AM}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{F}_1} (T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2} (t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right) \\
[0154] & \left( K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) \\
& - \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( K_{\text{SYN\_RX}_1} (t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \right) \\
& \left( K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX}_2} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - \right) \\
& \left( K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \right) \\
& + \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{AM}}(0), \\
& t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + 10^{-6}
\end{aligned}$$

[0155] 在来自应答器的信号到达主控装置(M)的接收器天线的时候,来自应答器(AM)的RF信号经历另外的相移  $\varphi^{\text{MULT}}$ , 所述相移取决于多径。如上文所论述, 此相移在所有反射信

号均已到达主控装置的接收器天线时的某一段时间之后发生：

$$\begin{aligned}
 & \varphi_{\text{ANT}}^{\text{M}}(t) = \\
 & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{F}_1} (t - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right) - \\
 [0156] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_RX}_1} (t - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_RX}_2} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right) + \\
 & 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{AM}}(0), \\
 & 2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \varphi_{\text{ANT}}^{\text{M}}(t) = \\
 & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{F}_1} (T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2} (t - T_1 \beta^{\text{M}} - t_{\text{DAC}}^{\text{M}} - t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + \\ & 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}}) \end{aligned} \right) - \\
 [0157] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & 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}}) + \\ & K_{\text{ADC}} (t - t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX}_2} (t - t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) - \\ & K_{\text{SYN\_TX}} (t - t_{\text{TX}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right) + \\
 & 2 \times \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{M}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_1}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{ADC\_CLK}}^{\text{AM}}(0) - \varphi_{\text{SYN\_RX}_2}^{\text{AM}}(0) + \varphi_{\text{SYN\_TX}}^{\text{AM}}(0), \\
 & t > T_1 \beta^{\text{M}} + t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF}_1}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + 2 \times 10^{-6}
 \end{aligned}$$

[0158] 在 主 控 装 置 接 收 器 中，来 自 应 答 器 的 信 号 经 过 与 在 应 答 器 接 收 器 中 相 同 的 下 变 频 转 换 过 程。结 果 是 通 过 主 控 装 置 原 始 发 送 的 恢 复 的 基 带 测 距 信 号。

[0159] 对于第一频率分量F<sub>1</sub>：

$$\begin{aligned}
 & \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
 & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & 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}}) + \\ & 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}}) - \\ & 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}}) - \\ & K_{\text{SYN\_RX}_2} (t) \end{aligned} \right) - \\
 [0160] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & 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}}) + \\ & 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}}) + \\ & 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}}) - \\ & 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}}) \end{aligned} \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}} - \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}$$

[0161] 对于第二频率分量F<sub>2</sub>：

$$\begin{aligned}
& \varphi_{BB\_RECOV}^M(t) = \\
& \left. \begin{aligned}
& \left( K_{F_1}(T_1\beta^M) + K_{F_2}(t - T_1\beta^M - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M) + \right. \\
& \left. K_{SYN\_TX} \left( t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\
& \left. K_{SYN\_RX\_1} \left( t - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{ADC} \left( t - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\
& \left. K_{SYN\_RX\_2}(t) \right) \\
& \left. \left( K_{SYN\_RX\_1} \left( t - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. K_{ADC} \left( t - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_RX\_2} \left( t - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_TX} \left( t - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) \right) \right) + \\
& 2 \times \varphi_{F_2}^{MULT} + \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^M(0) - \varphi_{ADC\_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_2}^M(0) + \varphi_{SYN\_TX}^M - \varphi_{SYN\_RX\_1}^M(0) - \varphi_{ADC\_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_2}^M(0), \\
& t > T_1\beta^M + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF\_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^{AM} + t_{RTX}\beta^{AM} + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF\_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^M + 2 \times 10^{-6}
\end{aligned}
\right.
\end{aligned}$$

[0163] 代换:

$$[0164] \quad T_{D\_M-AM} = t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF\_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^{AM} + t_{RTX}\beta^{AM} + t_{DAC}^M + t_{TX}^M + t_{RX}^M + t_{IF\_1}^M + t_{ADC}^M + t_{FIR}\beta^M;$$

[0165] 其中 $T_{D\_M-AM}$ 是通过主控装置(M)和应答器(AM)电路的传播延迟。

$$\begin{aligned}
& \varphi_{BB\_MAM}(0) = \varphi_{SYN\_TX}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_1}^M(0) - \\
& \varphi_{ADC\_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_2}^M(0) + \varphi_{SYN\_TX}^M - \varphi_{SYN\_RX\_1}^M(0) - \varphi_{ADC\_CLK}^M(0) - \varphi_{SYN\_RX\_2}^M(0) = Const
\end{aligned}$$

[0167] 其中: $\varphi_{BB\_MAM}(0)$ 是在时间 $t=0$ 从包含ADC的主控装置(M)和应答器(AM)混频器的LO相移。

[0168] 而且: $K_{SYN\_TX} = K_{SYN\_RX\_1} + K_{ADC} + K_{SYN\_RX\_2}$

[0169] 第一频率分量F1:

$$\begin{aligned}
& \varphi_{BB\_RECOV}^M(t) = \\
& \left. \begin{aligned}
& \left( K_{F_1}(t - T_{D\_M-AM}) - K_{SYN\_TX}(t) + K_{SYN\_RX\_1}(t) - K_{ADC}(t) - K_{SYN\_RX\_2}(t) + \right. \\
& \left. K_{SYN\_TX} \left( -t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M - t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - \right. \\
& \left. K_{SYN\_RX\_1} \left( -t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{ADC} \left( -t_{FIR}\beta^M \right) \right) \\
& \left. \left( K_{SYN\_RX\_1}(t) + K_{ADC}(t) + K_{SYN\_RX\_2}(t) - K_{SYN\_TX}(t) + \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_RX\_1} \left( t - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) + K_{ADC} \left( -t_{FIR}\beta^{AM} - t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_RX\_2} \left( -t_{RTX}\beta^{AM} - t_{DAC}^M \right) \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_RX\_1} \left( -t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + K_{ADC} \left( -t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. K_{SYN\_RX\_2} \left( -t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) - K_{SYN\_TX} \left( -t_{TX}^M - t_{RX}^M - t_{IF\_1}^M - t_{ADC}^M - t_{FIR}\beta^M \right) \right) \right) + \\
& 2 \times \varphi_{F_1}^{MULT} + \varphi_{BB\_M-AM}(0), \\
& 2 \times 10^{-6} < t < T_1\beta^M + T_{D\_M-AM};
\end{aligned}
\right.
\end{aligned}$$

[0171] 第一频率分量F1继续:

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{F}_1}(t - T_{\text{D\_M-AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_TX}}(-t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{aligned} \right) - \\
[0172] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) + K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_RX\_2}}(-t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right) + \\
& 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB\_M-AM}}(0), \\
& 2 \times 10^{-6} < t < T_1\beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}};
\end{aligned}$$

[0173] 第二频率分量F2:

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{F}_1}(T_1\beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2}(t - T_1\beta^{\text{M}} - T_{\text{D\_M-AM}}) - K_{\text{SYN\_TX}}(t) + K_{\text{SYN\_RX\_1}}(t) - K_{\text{ADC}}(t) - K_{\text{SYN\_RX\_2}}(t) + \\ & K_{\text{SYN\_TX}}(-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}}) - \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{aligned} \right) - \\
[0174] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(t) + K_{\text{ADC}}(t) + K_{\text{SYN\_RX\_2}}(t) - K_{\text{SYN\_TX}}(t) + \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX\_2}}(-t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-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}}) + K_{\text{ADC}}(-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}}) + \\ & K_{\text{SYN\_RX\_2}}(-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}}) - K_{\text{SYN\_TX}}(-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} \right) + \\
& 2 \times \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB\_M-AM}}(0), \\
& t > T_1\beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} + 2 \times 10^{-6}
\end{aligned}$$

[0175] 第二频率分量F2,继续:

$$\begin{aligned}
& \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{F}_1}(T_1\beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2}(t - T_1\beta^{\text{M}} - T_{\text{D\_M-AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_TX}}(-t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{aligned} \right) - \\
[0176] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}}) + K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{SYN\_RX\_2}}(-t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right) + \\
& 2 \times \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB\_M-AM}}(0), \\
& t > T_1\beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} + 2 \times 10^{-6}
\end{aligned}$$

[0177] 进一步代换:

$$\begin{aligned}
& \alpha = \\
& \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_TX}}(-t_{\text{TX}}^{\text{M}} - t_{\text{RX}}^{\text{AM}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} - t_{\text{TX}}^{\text{AM}} - t_{\text{RX}}^{\text{M}} - t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - \\ & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} - t_{\text{ADC}}^{\text{M}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) - K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{M}}) \end{aligned} \right) - \\
[0178] \quad & \gamma^{\text{AM}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left( \begin{aligned} & K_{\text{SYN\_RX\_1}}(-t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} - t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} - t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}}) + \\ & K_{\text{ADC}}(-t_{\text{FIR}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) + K_{\text{SYN\_RX\_2}}(-t_{\text{RTX}}\beta^{\text{AM}} - t_{\text{DAC}}^{\text{AM}}) \end{aligned} \right),
\end{aligned}$$

[0179] 其中 $\alpha$ 是常数。

[0180] 最终相位等式为:

$$\begin{aligned}
 & \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
 [0181] \quad & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{F}_1}(t - T_{\text{D\_M-AM}})) + 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB\_M-AMN}}(0) + \alpha, \\
 & 2 \times 10^{-6} < t < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}}; \\
 & \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t) = \\
 [0182] \quad & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{F}_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2}(t - T_1 \beta^{\text{M}} - T_{\text{D\_M-AM}})) + 2 \times \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} + \varphi_{\text{BB\_M-AM}}(0) + \alpha, \\
 & t > T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} + 2 \times 10^{-6} \tag{5}
 \end{aligned}$$

[0183] 根据等式 (5) :

$$[0184] \quad \angle \hat{A}_{\text{RT}}(f_n) = \left\langle \begin{array}{l} 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} ; 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2} ; 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_3} ; 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} + \\ 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_4} ; \dots ; 2 \times \varphi_{\text{F}_i}^{\text{MULT}} + 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_i} ; \end{array} \right\rangle$$

[0185] 其中  $i=2, 3, 4, \dots$  ; 且  $2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_i}$  等于  $2 \times (\varphi_{\text{F}_i}^{\text{MULT}} - \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}})$  。举例来说, 在时间实例  $t_1$  和  $t_2$  处的差  $2 \times (\varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} - \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}})$  :

$$\begin{aligned}
 & 2 \times \varphi_{\text{F}_2}^{\text{MULT}} - 2 \times \varphi_{\text{F}_1}^{\text{MULT}} = 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2} = \\
 [0186] \quad & \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_2) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_1) - \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times [K_{\text{F}_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + (K_{\text{F}_2}(t_2 - T_1 \beta^{\text{M}} - T_{\text{D\_M-AM}})) - (K_{\text{F}_1}(t_1 - T_{\text{D\_M-AM}}))] \\
 & 2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} ; t_2 > T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} + 2 \times 10^{-6}
 \end{aligned}$$

[0187] 为了找到  $2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2}$  差, 我们需要知道  $T_{\text{D\_M-AM}}$  :  $T_{\text{D\_M-AM}} = T_{\text{LB\_M}} \beta^{\text{M}} + T_{\text{LB\_AM}} \beta^{\text{AM}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{AM}}$  ;

$$[0188] \quad T_{\text{LB\_M}} = t_{\text{DAC}}^{\text{M}} + t_{\text{TX}}^{\text{M}} + t_{\text{RX}}^{\text{M}} + t_{\text{IF\_1}}^{\text{M}} + t_{\text{ADC}}^{\text{M}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{M}} ; T_{\text{LB\_AM}} = t_{\text{DAC}}^{\text{AM}} + t_{\text{TX}}^{\text{AM}} + t_{\text{RX}}^{\text{AM}} + t_{\text{IF\_1}}^{\text{AM}} + t_{\text{ADC}}^{\text{AM}} + t_{\text{FIR}} \beta^{\text{AM}},$$

[0189] 其中  $T_{\text{LB\_M}}$  和  $T_{\text{LB\_AM}}$  是通过使装置置于环回模式中而测得的通过主控装置 (M) 和应答器 (AM) TX 和 RX 电路的传播延迟。应注意, 主控装置和应答器装置可自动测量  $T_{\text{LB\_M}}$  和  $T_{\text{LB\_AM}}$  ; 且我们也知道  $t_{\text{RTX}}$  值。

[0190] 从以上公式和  $t_{\text{RTX}}$  值, 可确定  $T_{\text{D\_M-AM}}$ , 且因此对于给定的  $t_1$  和  $t_2$ , 可如下找到  $2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2}$  值:

$$\begin{aligned}
 & 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2} = \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_2) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_1) - \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \\
 [0191] \quad & \left[ \begin{array}{l} K_{\text{F}_1}(T_1 \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_2} t_2 - K_{\text{F}_2} T_1 \beta^{\text{M}} - K_{\text{F}_1} t_1 - K_{\text{F}_2} T_{\text{LB\_M}} \beta^{\text{M}} + K_{\text{F}_1} T_{\text{LB\_M}} \beta^{\text{M}} - \\ K_{\text{F}_2}(T_{\text{LB\_AM}} \beta^{\text{AM}} \beta^{\text{M}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{M}}) + K_{\text{F}_1}(T_{\text{LB\_AM}} \beta^{\text{AM}} \beta^{\text{M}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{M}}) \end{array} \right], \\
 & 2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} ; t_2 = t_1 + T_1 \beta^{\text{M}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & 2 \times \Delta\Phi_{\text{F}_1/\text{F}_2} = \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_2) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_1) - \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \\
 [0192] \quad & [K_{\text{F}_2} t_2 - K_{\text{F}_1} t_1 - (K_{\text{F}_2} - K_{\text{F}_1}) \times T_1 \beta^{\text{M}} - (K_{\text{F}_2} - K_{\text{F}_1}) \times T_{\text{LB\_M}} \beta^{\text{M}} - (K_{\text{F}_2} - K_{\text{F}_1}) \times (T_{\text{LB\_AM}} \beta^{\text{AM}} \beta^{\text{M}} + t_{\text{RTX}} \beta^{\text{M}})], \\
 & 2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}} ; t_2 = t_1 + T_1 \beta^{\text{M}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} = \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_2) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_1) - \\
[0193] \quad & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[ K_{F_2} t_2 - K_{F_1} t_1 - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_1 \beta^{\text{M}} - T_{\text{LB\_M}} \beta^{\text{M}} - T_{\text{LB\_AM}} \beta^{\text{AM}} \beta^{\text{M}} - t_{\text{RIX}} \beta^{\text{M}}) \right] \\
& 2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 \beta^{\text{M}} + T_{\text{D\_M-AM}}; t_2 = t_1 + T_1 \beta^{\text{M}}; \tag{6}
\end{aligned}$$

[0194] 或假定  $\beta^{\text{M}} = \beta^{\text{AM}} = 1$  :

$$\begin{aligned}
& 2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} = \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_2) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_1) - \\
[0195] \quad & \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times \left[ K_{F_2} t_2 - K_{F_1} t_1 - (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_1 - T_{\text{D\_M-AM}}) \right] \\
& 2 \times 10^{-6} < t_1 < T_1 + T_{\text{D\_M-AM}}; t_2 = t_1 + T_1; \tag{6A}
\end{aligned}$$

[0196] 根据等式(6),可以推断:在操作频率下,可以根据处理传回基带测距信号得出测距信号复振幅值。

[0197] 初始相位值  $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$  可假定为等于零,因为子空间算法对常数相移不敏感。如果必要,那么可通过使用以全文引用方式并入本文的第7,561,048号美国专利中描述的窄带宽测距信号方法确定TOA(到达时间)而找出  $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$  值(相位初始值)。此方法估计测距信号往返延迟,其等于  $2 \times T_{\text{FLT}} \beta^{\text{M}}$  且  $2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}}$  值可从以下等式找到:

$$[0198] \quad 2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} = 2 \times \beta^{\text{M}} \times \gamma^{\text{M}} \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{SYN\_TX}} + K_{F_1}) \times (T_{\text{FLT}}),$$

[0199] 或:

$$[0200] \quad 2 \times \varphi_{F_1}^{\text{MULT}} = 2 \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{\text{SYN\_TX}} + K_{F_1}) \times (T_{\text{FLT}}),$$

[0201] 在优选实施例中,返回的基带测距信号相位值  $\varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t)$  是由多径处理器的反正切块250计算。为了改善SNR,多径抑制处理器相位比较块255使用等式(6A)针对许多实例n ( $n=2,3,4,\dots$ ) 计算  $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2} = \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_m) - \varphi_{\text{BB\_RECOV}}^{\text{M}}(t_n)$ ,且随后将其求平均以改善SNR。应注意:  $2 \times 10^{-6} < t_n < T_f + T_{\text{D\_M-AM}}; t_m = t_1 + T_f$ 。

[0202] 根据等式5和6将了解,恢复的(即,接收到的)基带测距信号具有与通过主控装置发送的原始基带信号相同的频率。因此,尽管主控装置(M)和应答器(AM)系统时钟会不同,也不存在频率变换。因为基带信号由若干频率分量构成,每个分量由正弦波的多个周期构成,所有也可能通过对接收到的基带信号个别分量频率与相应的原始的(即,通过主控装置发送的)基带信号个别频率分量进行取样并经过周期  $T \leq T_f$  整合所得信号来估计接收到的测距信号的相位和振幅。

[0203] 此操作产生呈I/Q格式的所接收测距信号的复振幅值  $\hat{A}_{\text{RT}}(f_n)$ 。应注意,由主控装置发送的每一基带信号个别频率分量必须在时间上移位  $T_{\text{D\_M-AM}}$ 。整合操作产生对振幅和相位的多个实例求平均的效果(例如,提高SNR)。应注意,相位和振幅值可以从I/Q格式变换为  $|\hat{A}(f_n)|$  和  $\angle \hat{A}_{\text{RT}}(f_n)$  格式。

[0204] 此取样、在  $T \leq T_f$  的周期上的整合以及从I/Q格式到  $|\hat{A}(f_n)|$  和  $\angle \hat{A}(f_n)$  格式的后

续转换的方法可在图3C中的相位比较块255中实施。因此,取决于方块255的设计和实施方案,可以使用基于等式(5)的优选实施例的方法或此部分中描述的替代方法。

[0205] 虽然测距信号带宽为窄,但是频率差 $f_n - f_1$ 可以相对较大,例如,约为几兆赫兹。因此,接收器的带宽必须保持足够宽以通过所有 $f_1 : f_n$ 测距信号频率分量。这种宽的接收器带宽会影响SNR。为了减小接收器有效带宽并改进SNR,可以通过FPGA 150中的RF后端处理器通过针对接收到的基带测距信号的每个个别频率分量调谐的数字窄带宽滤波器对接收到的测距信号基带频率分量进行滤波。然而,这些大量的数字滤波器(滤波器的数目等于个别频率分量的数目 $n$ )对FPGA资源造成额外负担,增加了其成本、大小和功耗。

[0206] 在优选实施例中,仅使用两个窄带宽数字滤波器:一个滤波器始终针对 $f_1$ 频率分量调谐,而另一个滤波器可以针对所有其它频率分量 $f_2 : f_n$ 调谐。通过主控装置发送测距信号的多个实例。每一实例由两个频率组成: $f_1 : f_2 ; f_1 : f_3 ; \dots ; f_1 : f_i ; \dots ; f_1 : f_n$ 。相似策略也是可能的。

[0207] 请注意,也可能将基带测距信号分量保持为两个(或甚至一个),从而通过调整频率合成器(例如,改变 $K_{\text{SYN}}$ )而产生频率分量的其余部分。可能需要使用直接数字合成(DDS)技术产生上变频器和下变频器混频器的LO信号。对于高的VHF频带频率,这会对收发器/FPGA硬件产生不当的负担。然而,对于较低频率,这可能是有利的方法。还可以使用模拟频率合成器,但是可能在改变频率之后花费额外时间来稳定。另外,在模拟合成器的情况下,将必须进行相同频率下的两次测量以抵消在改变模拟合成器的频率之后可能出现的相位偏移。

[0208] 在以上等式中使用的实际 $T_{D\_M-AM}$ 是按以下两者来测量:主控装置(M)和应答器(AM)系统时钟,例如 $T_{LB\_AM}$ 和 $t_{\text{RTX}}$ 以应答器(AM)时钟来计数,且 $T_{LB\_M}$ 以主控装置(M)时钟来计数。然而,当计算 $2 \times \Delta\Phi_{F_1/F_2}$ 时, $T_{LB\_AM}$ 和 $t_{\text{RTX}}$ 都是以主控装置(M)时钟来测量(计数)。这引入了误差:

$$[0209] \quad 2 \times \Delta\Phi_{\text{ERROR}} = \gamma^M \times \omega_{\text{OSC}} \times (K_{F_2} - K_{F_1}) \times (T_{LB\_AM} (\beta^{\text{AM}} \beta^{\text{M}} - \beta^{\text{AM}}) + t_{\text{RTX}} (\beta^{\text{M}} - \beta^{\text{AM}})) \quad (7)$$

[0210] 相位估计误差(7)影响精确性。因此,可能必需使此误差最小化。如果 $\beta^{\text{M}} = \beta^{\text{AM}}$ ,换句话说,所有主控装置和应答器(附属装置)系统时钟经同步,那么消除了来自 $t_{\text{RTX}}$ 时间的贡献。

[0211] 在优选实施例中,主控装置和应答器单元(装置)能够使时钟与任何装置同步。例如,主控装置可以充当参照物。通过使用远程控制通信通道完成时钟同步,由此在FPGA 150的控制下,调整温度补偿晶体振荡器TCXO 20的频率。在可控装置的求和器270的输出处测量频率差同时所选择的应答器装置发射载波信号。

[0212] 之后,主控装置发送命令到应答器以增大/减小TCXO频率。可以重复此过程若干次以通过将求和器270输出处的频率减到最小来获得更大精确性。应注意,在理想情况下,求和器270输出处的频率应变成等于零。替代方法是测量频率差,并且在调整应答器的TCXO频率的情况下校正估计相位。

[0213] 虽然 $\beta^{\text{M}} - \beta^{\text{AM}}$ 可相当大地减少,但当 $\beta^{\text{M}} \neq 1$ 时存在相位估计误差。在此情况下,误差容限取决于参考装置(通常为主控装置(M))时钟产生器的长期稳定性。另外,时钟同步的过程可能花费相当大量的时间,特别是在现场具有大量单元的情况下。在同步过程期间,追踪一定位系统变得部分或完全不可操作,这对系统准备和性能造成负面影响。在这种情况下,不

要求应答器的TCXO频率调整的上述方法是优选的。

[0214] 市售(现成的)TCXO组件具有高度精确性和稳定性。具体来说,用于GPS商业应用的TCXO组件是非常精确的。使用这些装置,可使对定位精确性的相位误差影响小于一米而不需要频繁的时钟同步。

[0215] 在窄带宽测距信号多径抑制处理器获得返回的窄带宽测距信号复振幅  $\hat{A}_{RT}(f_n)$  之后,在作为多径抑制处理器的部分的基于软件的组件中实施进一步处理(即,超分辨率算法的执行)。此软件组件可以实施于主控装置(读取器)主机CPU和/或内嵌在FPGA 150中的微处理器(未示出)中。在优选实施例中,通过主控装置主机CPU执行多径抑制算法的软件组件。

[0216] 超分辨率算法产生  $(2\pi \times \tau_k)$  “频率”的估计,例如  $\tau_k$  值。在最终步骤,多径抑制处理器选择具有最小值(即,DLOS延迟时间)的  $\tau$ 。

[0217] 在测距信号窄带宽要求稍微放宽的某些情况下,可以通过采用连续的(在时间上)线性调频脉冲使DLOS路径与MP路径分隔。在优选实施例中,此连续线性调频脉冲是线性频率调制(LFM)。当然,也可以使用其它线性调频脉冲波形。

[0218] 让我们假设在多径抑制处理器的控制下,发射具有带宽B且持续时间为T的线性调频脉冲。这给出每秒  $\beta = 2\pi \frac{B}{T}$  弧度的线性调频脉冲速率。发射并接收回多个线性调频脉冲。

应注意,以数字方式产生线性调频脉冲信号,其中每个线性调频脉冲在相同相位开始。

[0219] 在多径处理器中,对齐每个接收到的单个线性调频脉冲以使得传回的线性调频脉冲是来自所关注区域中间。

[0220] 线性调频脉冲波形等式为:

[0221]  $s(t) = \exp(i(\omega_0 t + \beta t^2))$ , 其中  $\omega_0$  是对于  $0 < t < T$  的初始频率。

[0222] 对于单一延迟往返行程  $\tau$ , 例如无多径,返回的信号(cirp)是  $s(t - \tau)$ 。

[0223] 多径抑制处理器接着通过执行与原始发射的线性调频脉冲复共轭混频对  $s(t - \tau)$  “去斜坡”。所得信号是复正弦波:

[0224]  $f_\tau(t) = \exp(-i\omega_0 \tau) \exp(-2i\beta \tau t) \exp(i\beta \tau^2)$ , (8)

[0225] 其中  $\exp(-i\omega_0 \tau_k)$  是振幅且  $2\beta \tau$  是频率且  $0 \leq t \leq T$ 。应注意,最后的项是相位且其是可忽略的。

[0226] 在多径的情况下,去斜坡的复合信号由多个复正弦波构成:

[0227] 
$$f_{MP}(t) = \sum_{k=0}^{k=L} \exp(-i\omega_0 \tau_k) \exp(-i2\beta \tau_k t) \quad (9)$$

[0228] 其中L是测距信号路径的数目,包含DLOS路径,并且  $0 \leq t \leq T$ 。

[0229] 发射并处理多个线性调频脉冲。如上文所描述个别地处置/处理每个线性调频脉冲。之后,多径抑制处理器组合个别线性调频脉冲处理的结果:

[0230] 
$$f_{MP}^N(t) = \left[ \sum_{n=0}^{n=N-1} P(t - n\rho) \right] \times \left[ \sum_{k=0}^{k=L} \exp(-i\omega_0 \tau_k) \exp(-i2\beta \tau_k t) \right] \quad (10)$$

[0231] 其中N是线性调频脉冲的数目,  $P(t) = \begin{cases} 1; 0 \leq t \leq T \\ 0; t > T \end{cases}$ ,  $\rho = T + t_{\text{dead}}$ ;  $t_{\text{dead}}$ 是两个连续线性调频脉冲之间的死时间区;  $2B\tau_k$ 是人工延迟“频率”。同样,最受关注的是最低“频率”,其对应于DL0S路径延迟。

[0232] 在等式(10)中,  $f_{MP}^N(t)$ 可视为在以下时间的复正弦的总和的N个样本:

[0233]  $0 \leq t_a \leq T$ ;  $t_1 = t_a + \rho$ ;  $t_2 = t_a + 2\rho \dots$ ;  $t_{m-1} = t_a + (N-1)\rho$ ;  $m \in 0:m-1$ ;

[0234] 因此,样本的数目可以是N的倍数,例如,  $\alpha N$ ;  $\alpha = 1, 2, \dots$ 。

[0235] 根据等式(10),多径抑制处理器产生在进一步处理(即,执行超分辨率算法)时使用的时域中的 $\alpha N$ 个复振幅样本。此进一步处理在软件组件中实施,所述软件组件是多径抑制处理器的一部分。此软件组件可以通过主控装置(读取器)主机CPU和/或通过内嵌在FPGA 150中的微处理器(未示出)或这两者执行。在优选实施例中,通过主控装置主机CPU执行多径抑制算法软件。

[0236] 超分辨率算法产生 $2B\tau_k$ “频率”的估计,例如 $\tau_k$ 值。在最终步骤,多径抑制处理器选择具有最小值(即,DL0S延迟时间)的 $\tau$ 。

[0237] 可解释一种被称为“阈值技术”的特殊处理方法,其可以充当超分辨率算法的替代方案。换句话说,使用所述方法提高使用人为产生的合成的较宽带宽测距信号辨别DL0S路径与MP路径时的可靠性和精确性。

[0238] 图1和图1A中示出的频域基带测距信号可以转换成时域基带信号 $s(t)$ :

$$[0239] \quad s(t) = \frac{\sin \pi(2N+1)\Delta f t}{\sin \pi \Delta f t} \quad (11)$$

[0240] 容易验证 $s(t)$ 以周期 $1/\Delta f$ 为周期性的,且对于任何整数 $k$ ,  $s(k/\Delta f) = 2N+1$ ,其为信号的峰值。其中在图1和图1A中 $n=N$ 。

[0241] 图4示出了对于 $N=11$ 且 $\Delta f=250\text{kHz}$ 的情况的 $s(t)$ 的两个周期。信号表现为由 $1/\Delta f=4$ 微秒分离的高度 $2N+1=23$ 的脉冲序列。在脉冲之间是具有改变的振幅和 $2N$ 零的正弦波。信号的宽带宽可以归因于高脉冲的狭窄度。还可见带宽从零频率延伸到 $N\Delta f=2.75\text{MHz}$ 。

[0242] 在优选实施例中使用的阈值方法的基本想法是提高在辨别DL0S路径与其它MP路径时人为产生的合成的较宽带宽测距的可靠性和精确性。当宽带脉冲的前沿的开始到达接收器时阈值方法进行检测。由于发射器和接收器中进行的滤波,前沿不瞬时上升,而是以平稳增加的斜率上升到噪音之外。通过检测前沿何时越过预定阈值 $T$ 来测量前沿的TOA。

[0243] 需要较小阈值,因为其更早越过,并且脉冲的真正开始与越限之间的误差延迟 $\tau$ 较小。因此,由于多径而到达的任何脉冲复制品在所述复制品的开始具有大于 $\tau$ 的延迟的情况下没有影响。然而,噪音的存在对阈值 $T$ 可小到什么程度施加了限制。减小延迟 $\tau$ 的一种方式是使用接收脉冲的导数而不是脉冲自身,因为导数上升更快。二阶导数具有甚至更快的上升。可能使用高阶导数,但是在实践中它们可以使噪音级提升到不可接受的值,因此使用阈值化二阶导数。

[0244] 虽然图4中描绘的 $2.75\text{MHz}$ 宽的信号具有极其宽的带宽,但是其不适合于通过上述方法的测量范围。所述方法要求发射的脉冲各自具有零信号前兆。然而,有可能通过修正信

号使得基本上抵消脉冲之间的正弦波来实现所述目的。在优选实施例中,通过构造非常近似高脉冲之间的所选区间上的信号的波形且接着从原始信号减去它来实现所述目的。

[0245] 可以通过将所述技术应用于图1中的信号来说明所述技术。波形上示出的两个黑点是在前两个脉冲之间居中的区间I的端点。已经以实验方式确定能提供最佳结果的区间I的左端点和右端点分别处于:

$$[0246] \quad t_1 = \frac{1.1}{(2N+1)\Delta f} = \frac{1.1}{23 \times 250,000} \cong 191.3 \text{ nsec}$$

$$[0247] \quad t_2 = \frac{1}{\Delta f} - t_1 = \frac{1}{250,000} - \frac{1.1}{23 \times 250,000} \cong 3,808.7 \text{ nsec} \quad (12)$$

[0248] 执行产生在此区间上基本上消除信号s(t)的函数g(t)的尝试,但在所述区间外未造成许多危害。由于表达式(11)指示s(t)是由 $1/\sin\pi\Delta ft$ 调制的正弦 $\sin\pi(2N+1)\Delta ft$ ,因此首先找出接近地近似区间I上的 $1/\sin\pi\Delta ft$ 的函数h(t),且随后形成g(t)作为乘积:

$$[0249] \quad g(t) = h(t) \sin\pi(2N+1)\Delta ft \quad (13)$$

[0250] h(t)是通过以下总和而产生:

$$[0251] \quad h(t) = \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) dt, \quad t \in I \quad (14)$$

[0252] 其中

$$[0253] \quad \phi_0(t) \equiv 1, \phi_k(t) = \sin k\pi\Delta ft \text{ for } k=1,2,\dots,M \quad (15)$$

[0254] 且系数 $a_k$ 经过选择以最小化区间I上的最小平方误差

$$[0255] \quad J = \int_{t_1}^{t_2} \left( 1/\sin\pi\Delta ft - \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right)^2 dt \quad (16)$$

[0256] 通过相对于 $a_k$ 取J的偏导数且将其设定为等于零而容易获得解。结果是M+1个等式的线性系统。

$$[0257] \quad \sum_{k=0}^M a_k R_{jk} = R_j, \quad j=0,1,2,\dots,M \quad (17)$$

[0258] 其可针对 $a_k$ 求解,其中

$$[0259] \quad R_j = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j \cdot 1/\sin\pi\Delta ft dt, \quad R_{jk} = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j(t) \phi_k(t) dt \quad (18)$$

[0260] 随后,

$$[0261] \quad g(t) = h(t) \sin\pi(2N+1)\Delta ft \\ = \left( \sum_{k=0}^M a_k \phi_k(t) \right) \sin\pi(2N+1)\Delta ft \quad (19)$$

[0262] 使用由(12)给出的函数 $\phi_k(t)$ 的定义

$$[0263] \quad g(t) = \left( a_0 + \sum_{k=1}^M a_k \sin k\pi\Delta ft \right) \sin \pi(2N+1)\Delta ft \quad (20)$$

[0264] 将 $g(t)$ 从 $s(t)$ 减去以得到函数 $r(t)$ ,其将基本上消除区间I上的 $s(t)$ 。如附录中指示,等式(20)中的求和的上限M的适当选择是 $M=2N+1$ 。使用此值以及来自附录的结果,

$$[0265] \quad \begin{aligned} r(t) &= s(t) - g(t) \\ &= b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k\Delta ft + c \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \end{aligned} \quad (21)$$

[0266] 其中

$$[0267] \quad b_0 = 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1}$$

$$[0268] \quad b_k = 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, N$$

$$[0269] \quad b_k = -\frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \quad \text{for } k = N+1, N+2, \dots, 2N+1$$

$$[0270] \quad c = -a_0 \quad (22)$$

[0271] 根据等式(17),看到需要总共 $2N+3$ 个频率(包含零频率DC项)来获得所需信号 $r(t)$ 。图5示出了针对图1中所示的原始信号 $s(t)$ 的所的信号 $r(t)$ ,其中 $N=11$ 。在此情况下, $r(t)$ 的构造需要25个载波(包含DC项 $b_0$ )。

[0272] 如上构造的 $r(t)$ 的重要特性如下:

[0273] 1. 最低频率是0Hz且最高频率是 $(2N+1)\Delta f$  Hz,如从(14)所见。因此,总带宽是 $(2N+1)\Delta f$  Hz。

[0274] 2. 所有载波是间隔开 $\Delta f$ 的余弦函数(包含DC),作为位于频率 $(N+\frac{1}{2})\Delta f$ 的正弦函数的一个载波除外。

[0275] 3. 虽然原始信号 $s(t)$ 具有周期 $1/\Delta f$ ,但 $r(t)$ 具有周期 $2/\Delta f$ 。作为 $s(t)$ 的完整周期的 $r(t)$ 的每一周期的第一半含有信号的被消除部分,且 $r(t)$ 的第二半周期是大的振荡片段。因此,在 $s(t)$ 的每隔一个周期中可发生前兆的消除。

[0276] 这发生是因为消除函数 $g(t)$ 实际上在 $s(t)$ 的每隔一个周期中加强 $s(t)$ 。一个原因可能在于 $g(t)$ 在 $s(t)$ 的每个峰处反转其极性,而 $s(t)$ 并不如此。下文描述使 $s(t)$ 的每个周期含有被消除部分以使处理增益增加3dB的方法的实例。

[0277] 4.  $s(t)$ 的被消除部分的长度为 $1/\Delta f$ 的约80-90%。因此, $\Delta f$ 需要小到足以使此长度足够长以消除由于多径而来自 $r(t)$ 的先前非零部分的任何残余信号。

[0278] 5. 紧跟随 $r(t)$ 的每一零部分的是振荡部分的第一周期。在优选实施例中,在如上文所描述的TOA测量方法中,此周期的第一半用于测量TOA,确切地说,其上升的开始。有趣的是要注意到,此第一半周期(其可被称作主峰)的峰值比位于大致相同时间点处的 $s(t)$ 的相应峰略大。此第一半周期的宽度与 $N\Delta f$ 大致成反比。

[0279] 6. 通过以下可以获得大量处理增益:

[0280] (a) 使用信号 $r(t)$ 的重复,因为 $r(t)$ 以周期 $2/\Delta f$ 为周期性的。并且,通过稍后描述

的方法,额外3dB的处理增益是可能的。

[0281] (b) 窄带滤波。因为 $2N+3$ 个载波中的每一者是窄带信号,所述信号的占据带宽比跨越整个分配的频带扩展的宽带信号的带宽小得多。

[0282] 对于图5中所示的信号 $r(t)$ ,其中 $N=11$ 且 $\Delta f=250\text{kHz}$ , $s(t)$ 的被消除部分的长度为约3.7微秒或1,110米。这比足以消除由于多径而来自 $r(t)$ 的先前非零部分的任何残余信号的程度更多。主峰具有大致35的值,并且前兆(即,抵消)区域中的最大量值约为0.02,这比主峰低65dB。这对使用如上文所描述的TOA测量阈值技术获得良好性能来说是可取的。

[0283] 图6中描绘较少载波的使用,其图示了使用 $\Delta f=850\text{kHz}$ , $N=3$ 且 $M=2N+1=7$ 产生的信号,总共 $2N+3=9$ 个载波。在此情况下,与图5中的周期为8微秒的信号相比,所述信号的周期是 $2/\Delta f \cong 2.35$ 微秒。由于此实例具有每单位时间更多个周期,因此可期望能获得更多处理增益。

[0284] 然而,由于使用较少载波,因此主峰的振幅约为之前的 $1/3$ 大,这往往会抵消预期的附加处理增益。另外,零信号前兆段的长度更短,约为0.8微秒或240米。这应仍足以消除 $r(t)$ 的先前非零部分因多径引起的任何残余信号。应注意 $(2N+1)\Delta f=5.95\text{MHz}$ 的总带宽与之前大约相同,且主峰的半周期的宽度也大致相同。由于使用较少载波,因此当每个载波在接收器处经过窄带滤波时应存在一些附加处理增益。此外,前兆(即,抵消)区域中的最大量值现在比主峰低约75dB,从先前实例改进了10dB。

[0285] RF频率下的发射:到目前为止,为了简单起见,已将 $r(t)$ 描述为基带信号。然而,其可以被转化直至RF、被发射、接收且接着重建为接收器处的基带信号。为了说明,考虑行进经过由具有索引 $j$ (为标记简单起见使用弧度/秒频率)的多径传播路径之一的基带信号 $r(t)$ 中的频率分量 $\omega_k$ 中的一个会发生什么:

[0286]  $b_k \cos \omega_k t$  (在发射器中在基带处)

[0287]  $b_k \cos (\omega + \omega_k) t$  (通过频率 $\omega$ 变换直到RF)

[0288]  $a_j b_k \cos [(\omega + \omega_k) (t - \tau_j) + \phi_j]$  (在接收器天线处)

[0289]  $a_j b_k \cos [\omega_k (t - \tau_j) + \phi_j + \theta]$  (通过频率 $-\omega$ 变换到基带) (23)

[0290] 这里假设发射器和接收器经过频率同步。参数 $b_k$ 是用于 $r(t)$ 的表达式(21)中的第 $k$ 系数。参数 $\tau_j$ 和 $\phi_j$ 分别是第 $j$ 传播路径的路径延迟和相移(由于反射器的介电性质)。参数 $\theta$ 是接收器中下变频转换到基带所发生的相移。对于等式(21)的正弦分量可以存在类似的函数序列。

[0291] 重要的是应注意,只要 $r(t)$ 中的零信号前兆具有足够大于最大有效传播延迟的长度,等式(20)中的最终基带信号就可仍具有零信号前兆。当然,当所有路径(索引 $j$ )上的所有频率分量(索引 $k$ )组合时,在接收器处的基带信号可为 $r(t)$ 的失真版本,包含所有相移。

[0292] 图1和图1A中说明了顺序载波发射和信号重构。假设发射器和接收器经过时间和频率同步,不必同时发射 $2N+3$ 个发射载波。举例来说,考虑其基带表示为图1A和图6所示的信号的发射。

[0293] 在图6中, $N=3$ ,并且假设依次发射1毫秒的9个频率分量中的每一个。在接收器处已知每次频率发射的开始时间和结束时间,因此其可以在那些相应的时间依次开始和结束其对每个频率分量的接收。由于与1毫秒相比信号传播时间非常短(在预期应用中其可通常小于几微秒),因此应忽略每个接收频率分量的一小部分,并且接收器可以容易地取消它。

[0294] 可以在额外接收的9毫秒区块中重复接收9个频率分量的整个过程以增加处理增益。在一秒的总接收时间中,将存在可用于处理增益的约111个此类9毫秒区块。另外,在每个区块内将存在可从 $0.009(\Delta f) \cong 38$ 个主峰获得的额外处理增益。

[0295] 值得注意的是,一般来说,信号重构可以非常经济的方式进行,并且本身可允许所有可能的处理增益。对于 $2N+3$ 个接收频率中的每一个:

[0296] 1. 测量所述频率的每个1毫秒接收的相位和振幅以形成对应于所述频率的一系列存储向量(相量)。

[0297] 2. 对所述频率存储向量求平均。

[0298] 3. 最后,使用 $2N+3$ 个频率的 $2N+3$ 个向量平均值来重构具有持续时间 $2/\Delta f$ 的基带信号的1个周期,并且使用所述重构来估计信号TOA。

[0299] 此方法不限于1毫秒发射,并且可以增大或减小发射的长度。然而,所有发射的总时间应足够短以停止接收器或发射器的任何动作。

[0300] 获得 $r(t)$ 的交替半周期上的消除:通过简单地反转消除函数 $g(t)$ 的极性, $s(t)$ 的峰之间的消除是可能的,其中 $r(t)$ 是先前振荡的。然而,在一实施例中,为了获得 $s(t)$ 的所有峰之间的消除,必须在接收器处应用函数 $g(t)$ 及其极性反转版本,且这涉及接收器处的系数加权。

[0301] 接收器处的系数加权:必要时,等式(21)中的系数 $b_k$ 用于发射器处 $r(t)$ 的构造,并且可以替代地在接收器处引入。这通过考虑等式(20)中的一系列信号很容易看出,其中当 $b_k$ 在最后步骤而不是在开始处引入时最终信号是相同的。忽略噪音,值如下:

[0302]  $\cos \omega_k t$  (在发射器中在基带处)

[0303]  $\cos(\omega + \omega_k) t$  (通过频率 $\omega$ 变换直到RF)

[0304]  $a_j \cos[(\omega + \omega_k)(t - \tau_j) + \phi_j]$  (在接收器天线处)

[0305]  $a_j \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta]$  (通过频率 $-\omega$ 变换到基带)

[0306]  $a_j b_k \cos[\omega_k(t - \tau_j) + \phi_j + \theta]$  (在基带处通过系数 $b_k$ 加权) (24)

[0307] 发射器接着可以发射具有相同振幅的所有频率,这简化了其设计。应注意,此方法还对每个频率的噪音加权,应考虑其作用。还应注意,应在接收器处进行系数加权以便实行 $g(t)$ 的反极性从而获得两倍的可用主峰。

[0308]  $\Delta f$ 到信道中的中心频率的调节:为了满足FCC要求,在VHF或更低频率处可能需要具有常量信道间隔的信道化发射。在与总分配频带相比较小的具有常量信道间隔的信道化发射频带(即对于VHF和更低频率频带)中,必要时对 $\Delta f$ 的小调整允许所有发射频率处于信道中心而不会实质上改变根据原始设计值的性能。在先前提出的基带信号的两个实例中,所有频率分量是 $\Delta f/2$ 的倍数,因此如果信道间隔除以 $\Delta f/2$ ,那么最低RF发射频率可以在一个信道中居中并且所有其它频率在信道中心下降。

[0309] 在一些基于射频(RF)的标识中,追踪和定位系统除了执行距离测量功能以外,主控单元和附属单元两者还执行语音、数据和控制通信功能。类似地,在优选实施例中,主控单元和附属单元两者还在除了执行距离测量功能以外执行语音、数据和控制通信功能。

[0310] 根据优选实施例,对测距信号进行大量的精密信号处理技术,包含多径抑制。然而,这些技术不可能适于语音、数据和控制信号。因此,所提出的系统(以及其它现有系统)的操作范围可能不是因其可靠及精确测量距离的能力而受限,而是因语音和/或数据和/或

控制通信期间不在范围之内而受限。

[0311] 在其它基于射频 (RF) 的标识中,追踪和定位系统的距离测量功能与语音、数据和控制通信功能分开。在这些系统中,使用单独的RF收发器来执行语音、数据和控制通信功能。这种方法的缺点是系统的成本、复杂度、大小等增加。

[0312] 为了避免上述缺点,在优选实施例中,以相同数据/控制信号并且在语音情况下以数字化语音封包数据来调制窄带宽测距信号或基带窄带宽测距信号的若干个频率分量。在接收器处,解调具有最高信号强度的个别频率分量,并且通过执行“表决”或利用信息冗余的其它信号处理技术可以进一步提高所获得的信息的可靠性。

[0313] 此方法允许避免“空值”现象,在所述现象中来自多个路径的传入RF信号与DL0S路径以及彼此相消地组合,因此明显减小接收信号强度并且与其SNR相关联。此外,此类方法允许发现一组频率,在所述频率处来自多个路径的传入信号与DL0S路径以及彼此相长地组合,因此增大接收信号强度并且与其SNR相关联。

[0314] 如先前所提及,基于频谱估计的超分辨率算法一般使用相同模型:频率的复指数及其复振幅的线性组合。通过以上等式3给出此复振幅。

[0315] 所有基于频谱估计的超分辨率算法均要求预先了解复指数的数目,即,多径路径的数目。此复指数的数目被称为模型大小并且由如等式1到3中所示的多径分量L的数目决定。然而,当估计路径延迟时(即,对于RF追踪-定位应用),此信息不可用。这对经由超分辨率算法的频谱估计过程增加了另外的尺寸,即,模型大小估计。

[0316] 已经证明(Kei Sakaguchi等人,“基于ESPRIT的高分辨率技术中的模型阶数估计误差的影响(Influence of the Model Order Estimation Error in the ESPRIT Based High Resolution Techniques)”),在模型大小低估的情况下,会影响频率估计的精确性,而当过高估计模型大小时,所述算法产生伪频率,例如,不存在的频率。模型大小估计的现有方法,例如AIC(Akaike信息标准)、MDL(最小描述长度)等,对信号之间的相关性(复指数)具有高灵敏度。但是在RF多径的情况下,总是如此。甚至,例如,在应用前向-后向平滑算法之后,可始终存在残余量的相关性。

[0317] 在Sakaguchi的论文中,推荐使用过高估计的模型,并且通过估计实际频率(信号)和伪频率(信号)的功率(振幅)且接着排斥具有极低功率的信号来区分这些信号。虽然此方法是优于现有方法的改进方法,但是其并没有保证。本发明人实施了Kei Sakaguchi等人的方法并且针对具有更大模型大小的更复杂情况进行了模拟。观察到,在一些情况下,伪信号的振幅可能非常接近于实际信号的振幅。

[0318] 所有基于频谱估计的超分辨率算法通过将传入信号复振幅数据分成两个子空间来运作:噪音子空间和信号子空间。如果适当地定义(分隔)这些子空间,那么模型大小等于信号子空间大小(尺寸)。

[0319] 在一个实施例中,使用“F”统计完成模型大小估计。例如,对于ESPRIT算法,以升序排列协方差矩阵(具有前向/后向相关性平滑)的估计值的奇异值分解。之后,进行除法,将 $(n+1)$ 本征值除以第 $n$ 个本征值。此比率是“F”随机变量。最差的情况是具有 $(1, 1)$ 自由度的“F”随机变量。具有 $(1, 1)$ 自由度的“F”随机变量的95%置信区间是161。将所述值设定为阈值决定了模型大小。还应注意,对于噪音子空间,本征值表示噪音功率的估计值。

[0320] 将“F”统计应用到本征值的比率的此方法是估计模型大小的更精确方法。应注意,

“F”统计中的其它自由度也可以用于阈值计算以及因此用于模型大小估计。

[0321] 尽管如此,在一些情况下,由于现实世界测量的不完善,两个或更多个极密集的(在时间上)信号可以简化成一个信号。因此,上述方法可能低估信号的数目,即,模型大小。由于模型大小低估会降低频率估计精确性,因此应谨慎通过增加某一数目来增大模型大小。此数目可以实验方式和/或根据模拟确定。然而,当信号并不密集时,模型大小可能被过高估计。

[0322] 在此些情况下,可能出现伪(即,不存在的)频率。如更早所提到,使用信号振幅用于伪信号检测不会始终有效,因为在某些情况下观测到伪信号具有极接近于实际信号振幅的振幅。因此,除振幅鉴别之外,还可实施滤波器以改善伪频率消除概率。

[0323] 通过超分辨率算法估计的频率是仿真频率(等式2)。实际上,这些频率是多径环境的个别路径延迟。因此,不应存在负频率,并且由超分辨率算法产生的所有负频率都是要排斥的伪频率。

[0324] 此外,可以使用与超分辨率方法不同的方法根据测量期间获得的复振幅  $\hat{A}(f_n)$  值估计DL0S距离范围。虽然这些方法具有较低精确性,但是这种做法能建立用于辨别延迟的范围,即频率。例如,比率

$$[0325] \quad \frac{\Delta[\angle \hat{A}(2\pi\Delta f)]}{2\pi\Delta f}$$

[0326] 在  $\Delta f$  间隔中,其中信号振幅  $|\hat{A}(f_n)|$  接近于最大值,即,避免空值,提供了DL0S延迟范围。虽然实际DL0S延迟可多达两倍更大或更小,但这界定了有助于抑制伪结果的范围。

[0327] 在实施例中,测距信号进行往返。换句话说,其双向行进:从主控装置/读取器到目标/从属装置以及从目标/从属装置返回至主控装置/读取器。

[0328] 主控装置发射音调:  $\alpha \times e^{-j\omega t}$ , 其中  $\omega$  是操作频带中的操作频率,且  $\alpha$  是音调信号振幅。

[0329] 在目标的接收器处,接收信号(单向)如下:

$$[0330] \quad S_{\text{one-way}}(t) = \alpha \times \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega t} \times e^{-j\omega \tau_m} \quad (25)$$

[0331] 其中:  $N$  是多径环境中的信号路径的数目;  $K_0$  和  $\tau_0$  是DL0S信号的振幅和飞行时间;  $|K_0| = 1, K_0 > 0, |K_{m \neq 0}| \leq 1$  且  $K_{m \neq 0}$  可为正或负。

$$[0332] \quad S_{\text{one-way}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \quad (26)$$

[0333] 其中:  $A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} = \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m}$  是频域中的单向

多径RF信道传递函数;且  $A(\omega) \geq 0$ 。

[0334] 目标装置重新发射接收信号:

$$[0335] \quad S_{\text{retransmit}}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \quad (27)$$

[0336] 在目标装置接收器处,往返信号为:

[0337] 
$$S_{round\_trip}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A(\omega) \times e^{-j\theta(\omega)} \times \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m}$$

[0338] 或者:

[0339] 
$$S_{round\_trip}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times e^{-j2\theta(\omega)} \quad (28)$$

[0340] 另一方面,根据等式(26)和(28):

[0341] 
$$S_{round\_trip}(t) = \alpha \times e^{-j\omega t} \times A^2(\omega) \times \left( \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2 \quad (29)$$

[0342] 其中:  $A^2(\omega) \times \left( \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2 = A^2(\omega) \times e^{-j2\theta(\omega)}$  是频域中的往返多径RF信道传递函数。

[0343] 根据等式29,往返多径信道具有比单向信道多径更大数目的路径,因为除了  $\tau_0 \div \tau_N$

路径延迟外  $\left( \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2$  表达式还包含这些路径延迟的组合,例如:  $\tau_0 +$

$\tau_1, \tau_0 + \tau_2, \dots, \tau_1 + \tau_2, \tau_1 + \tau_3, \dots$ , 等。

[0344] 这些组合显著增加信号的数目(复指数)。因此,极密集的(在时间上)信号的概率也可能增加并且可能导致有效模型大小低估。因此,期望获得单向多径RF信道传递函数。

[0345] 在优选实施例中,单向振幅值  $|\hat{A}(f_n)|$  可从目标/从属装置直接获得。然而,单向相位值  $\angle \hat{A}(f_n)$  无法直接测量。有可能根据往返相位测量值观察确定单向的相位:

[0346] 
$$\left( \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right)^2 = e^{-j2\theta(\omega)} \text{ 且 } \left( \sum_{m=0}^{m=N} K_m \times e^{-j\omega \tau_m} \right) = e^{-j\theta(\omega)}$$

[0347] 然而,对于  $\omega$  的每一值,存在相位  $\alpha(\omega)$  的两个值,使得

[0348] 
$$e^{j2\alpha(\omega)} = e^{j\beta(\omega)}$$

[0349] 下文展示解决此模糊性的详细描述。如果测距信号的不同频率分量接近彼此,那么对于大部分,可以通过将往返相位除以二得出单向相位。例外情况可包含接近“空值”的区域,在所述区域相位可以甚至以小频率阶跃经历明显改变。应注意:“空值”现象是来自多个路径的传入RF信号与DL0S路径以及彼此相消地组合因此明显减小接收信号强度并且与其SNR相关联之处。

[0350] 假定  $h(t)$  是通信信道的单向脉冲响应。频域中的对应传递函数是

[0351] 
$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt = A(\omega) e^{j\alpha(\omega)} \quad (30)$$

[0352] 其中  $A(\omega) \geq 0$  是量值且  $\alpha(\omega)$  是传递函数的相位。如果单向脉冲响应通过接收它的同一信道重新发射回来,那么所得双向传递函数是

$$[0353] \quad G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)} = H^2(\omega) = A^2(\omega) e^{j2\alpha(\omega)} \quad (31)$$

[0354] 其中  $B(\omega) \geq 0$ 。假设双向传递函数  $G(\omega)$  对于某个开放频率区间  $(\omega_1, \omega_2)$  中的所有  $\omega$  是已知的。有可能确定在  $(\omega_1, \omega_2)$  上界定的产生  $G(\omega)$  的单向传递函数  $H(\omega)$ ?

[0355] 由于双向传递函数的量值是单向量值的平方, 显然

$$[0356] \quad A(\omega) = \sqrt{B(\omega)} \quad (32)$$

[0357] 然而, 在尝试从  $G(\omega)$  的观测恢复单向传递函数的相位时, 情况较微妙。对于  $\omega$  的每一值, 存在相位  $\alpha(\omega)$  的两个值, 使得

$$[0358] \quad e^{j2\alpha(\omega)} = e^{j\beta(\omega)} \quad (33)$$

[0359] 通过独立地选择两个可能相位值中的一个用于每个不同频率  $\omega$  可能产生大量不同的解。

[0360] 假设任何单向传递函数在所有频率下为连续的以下定理有助于解决这种情况。

[0361] 定理1: 假定  $I$  是不含有双向传递函数  $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$  的零的频率  $\omega$  的开放区

间。假定  $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$  是  $I$  上的连续函数, 其中  $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 。则  $J(\omega)$  和  $-J(\omega)$  是  $I$  上的产生  $G(\omega)$  的单向传递函数, 且不存在其它单向传递函数。

[0362] 证明: 所述单向传递函数的一个解是函数  $H(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}$ , 在  $I$  上连续, 因为其在  $I$  上可区分, 且其中  $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$ 。由于在  $I$  上  $G(\omega) \neq 0$ , 因此  $H(\omega)$  和  $J(\omega)$  在  $I$  上非零。则,

$$[0363] \quad \frac{H(\omega)}{J(\omega)} = \frac{\sqrt{B(\omega)} e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}} = e^{j[\alpha(\omega) - \gamma(\omega)]} \quad (34)$$

[0364] 由于  $H(\omega)$  和  $J(\omega)$  在  $I$  上连续且非零, 因此其比率在  $I$  上连续, 因此 (34) 的右侧在  $I$  上连续。条件  $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$  暗示对于每一  $\omega \in I$ ,  $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$  为  $0$  或  $\pi$ 。然而,  $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$  无法在这两个值之间切换而不造成 (34) 的右侧上的不连续。因此, 对于所有  $\omega \in I$ ,  $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = 0$ , 或者对于所有  $\omega \in I$ ,  $\alpha(\omega) - \gamma(\omega) = \pi$ 。在第一种情况下, 我们得到  $J(\omega) = H(\omega)$ , 且在第二种情况下, 我们得到  $J(\omega) = -H(\omega)$ 。

[0365] 此定理证明为了在不含有传递函数的零的任何开放区间  $I$  上得到单向解  $G(\omega) = B(\omega) e^{j\beta(\omega)}$ , 我们形成函数  $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)} e^{j\gamma(\omega)}$ , 选择满足  $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$  的  $\gamma(\omega)$  的值以便使  $J(\omega)$  连续。由于已知存在具有此性质的解, 即  $H(\omega)$ , 因此总是可能进行此做法。

[0366] 得出单向解的替代过程是基于以下定理:

[0367] 定理2: 假定  $H(\omega) = A(\omega) e^{j\alpha(\omega)}$  是单向传递函数, 且假定  $I$  是不含有  $H(\omega)$  的零的频率  $\omega$  的开放区间。在一实施例中, 则  $H(\omega)$  的相位函数  $\alpha(\omega)$  必须在  $I$  上连续。

[0368] 证明: 假定  $\omega_0$  是区间  $I$  中的频率。在图7中, 复值  $H(\omega_0)$  已经绘制为复平面中的点, 且通过假设,  $H(\omega_0) \neq 0$ 。假定  $\varepsilon > 0$  是任意小的实数, 且考虑图7中所示的指标  $\varepsilon$  的两个角度,

以及以 $H(\omega_0)$ 为中心且与两条射线OA和OB相切的圆。通过假设, $H(\omega)$ 对于所有 $\omega$ 是连续的。因此,如果 $\omega$ 充分接近于 $\omega_0$ ,那么复值 $H(\omega)$ 可位于所述圆中,且可见 $|a(\omega) - a(\omega_0)| < \varepsilon$ 。由于 $\varepsilon > 0$ 是任意选择的,因此我们得出结论:随着 $\omega \rightarrow \omega_0, a(\omega) \rightarrow a(\omega_0)$ ,使得相位函数 $a(\omega)$ 在 $\omega_0$ 处连续。

[0369] 定理3:假定I是不含有双向传递函数 $G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$ 的零的频率 $\omega$ 的开区间。假定 $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$ 是I上的函数,其中 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 且 $\gamma(\omega)$ 在I上连续。则 $J(\omega)$ 和 $-J(\omega)$ 是在I上产生 $G(\omega)$ 的单向传递函数,且不存在其它单向传递函数。

[0370] 证明:证明类似于定理1的证明。我们知道所述单向传递函数的一个解是函数 $H(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}$ ,其中 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega)$ 。由于在I上 $G(\omega) \neq 0$ ,因此 $H(\omega)$ 和 $J(\omega)$ 在I上非零。则,

$$[0371] \quad \frac{H(\omega)}{J(\omega)} = \frac{\sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}} = e^{j[\alpha(\omega) - \gamma(\omega)]} \quad (35)$$

[0372] 通过假设, $\gamma(\omega)$ 在I上连续,且通过定理2, $\alpha(\omega)$ 也在I上连续。因此, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 在I上连续。条件 $\beta(\omega) = 2\alpha(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 暗示对于每一 $\omega \in I, \alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 为0或 $\pi$ 。然而, $\alpha(\omega) - \gamma(\omega)$ 无法在这两个值之间切换而不变为在I上不连续。因此,对于所有 $\omega \in I, \alpha(\omega) - \gamma(\omega) = 0$ ,或者对于所有 $\omega \in I, \alpha(\omega) - \gamma(\omega) = \pi$ 。在第一种情况下,我们得到 $J(\omega) = H(\omega)$ ,且在第二种情况下, $J(\omega) = -H(\omega)$ 。

[0373] 定理3告诉我们,为了得到不含有传递函数 $G(\omega) = B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$ 的零的任何开区间I上的单向解,我们简单地形成函数 $J(\omega) = \sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$ ,选择满足 $\beta(\omega) = 2\gamma(\omega)$ 的 $\gamma(\omega)$ 的值以便使相位函数 $\gamma(\omega)$ 连续。由于已知存在具有此性质的解,即 $H(\omega)$ ,因此总是可能进行此做法。

[0374] 虽然以上定理展示如何重构产生双向函数 $G(\omega)$ 的两个单向传递函数,但它们在不含 $G(\omega)$ 的零的频率区间I上是有用的。大体上, $G(\omega)$ 可以在可能含有零的频率区间 $(\omega_1, \omega_2)$ 上观察到。以下是可能绕开此问题的方法,假定 $(\omega_1, \omega_2)$ 中存在 $G(\omega)$ 的有限数目的零,且单向传递函数在 $(\omega_1, \omega_2)$ 上具有所有阶的导数,其中并非全部都在任何给定频率 $\omega$ 处为零:

[0375] 假定 $H(\omega)$ 是在区间 $(\omega_1, \omega_2)$ 上产生 $G(\omega)$ 的单向函数,且假定 $G(\omega)$ 在 $(\omega_1, \omega_2)$ 上具有至少一个零。 $G(\omega)$ 的零可将 $(\omega_1, \omega_2)$ 分离为有限数目的邻接开放频率区间 $J_1, J_2, \dots, J_n$ 。在每一此类区间上,可使用定理1或定理3来找到解 $H(\omega)$ 或 $-H(\omega)$ 。我们需要将这些解“缝合在一起”,使得缝合的解跨越全部 $(\omega_1, \omega_2)$ 是 $H(\omega)$ 或 $-H(\omega)$ 。为了进行此做法,我们需要知道如何在两个相邻子区间中配对解以使得我们在从一个子区间移动到下一子区间时不会从 $H(\omega)$ 缝合到 $-H(\omega)$ 或从 $-H(\omega)$ 缝合到 $H(\omega)$ 。

[0376] 我们说明以首先两个相邻开放子区间 $J_1$ 和 $J_2$ 开始的缝合程序。这些子区间可以在作为 $G(\omega)$ 的零的频率 $\omega_1$ 处邻接(当然, $\omega_1$ 不包含于任一子区间中)。通过我们以上关于单向传递函数的性质的假设,必然存在最小正整数 $n$ 使得 $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ ,其中上标 $(n)$ 表示第 $n$

阶导数。随后根据 $J_1$ 中的我们的解是 $H(\omega)$ 还是 $-H(\omega)$ ,从左边在 $\omega \rightarrow \omega_1$ 时 $J_1$ 中的我们的单向解的第 $n$ 阶导数的限制可以是 $H^{(n)}(\omega_1)$ 或 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 。类似地,根据 $J_2$ 中的我们的解是 $H(\omega)$ 还是 $-H(\omega)$ ,从右边在 $\omega \rightarrow \omega_1$ 时 $J_2$ 中的我们的单向解的第 $n$ 阶导数的限制可以是 $H^{(n)}(\omega_1)$ 或 $-H^{(n)}(\omega_1)$ 。由于 $H^{(n)}(\omega_1) \neq 0$ ,因此如果 $J_1$ 和 $J_2$ 中的解都是 $H(\omega)$ 或都是 $-H(\omega)$ ,那么所述两个限制可以相等。如果左边和右边限制不相等,那么我们在子区间 $J_2$ 中反转解。否则我们便不这么做。

[0377] 在子区间 $J_2$ 中反转解(如果必要)之后,我们针对子区间 $J_2$ 和 $J_3$ 执行相同程序,从而在子区间 $J_3$ 中反转解(如果必要)。以此方式继续,我们最终在区间 $(\omega_1, \omega_2)$ 上建立完整的解。

[0378] 在以上重构程序中不需要 $H(\omega)$ 的高阶导数将是合意的,因为它们难以在噪音的存在下精确计算。此问题不太可能发生,因为在 $G(\omega)$ 的任何零处,似乎很可能 $H(\omega)$ 的一阶导数可为非零,且如果不是,那么很可能二阶导数可为非零。

[0379] 在实际方案中,可在离散频率处测量双向传递函数 $G(\omega)$ ,所述离散频率必须足够接近以实现 $G(\omega)$ 的零附近的导数的合理精确计算。

[0380] 对于基于RF的距离测量,可能有必要分辨具有先验已知形状的测距信号的未知数目的极密集、重叠且嘈杂的回声。假设所述测距信号是窄带,在频域中,此RF现象可以描述(建模)为多个正弦波的总和,所述多个正弦波各自根据多径分量并且各自具有路径的复衰减和传播延迟。

[0381] 进行上述求和的傅里叶变换可表达时域中的此多径模型。交换此时域表达式中的时间和频率变量的作用,此多径模型可变为谐波信号频谱,其中路径的传播延迟变换为谐波信号。

[0382] 超(高)分辨率频谱估计方法设计为辨别频谱中的紧密安置的频率,并且用于估计多个谐波信号的个别频率,例如,路径延迟。因此,可以精确地估计路径延迟。

[0383] 超分辨率频谱估计利用基带测距信号样本的协方差矩阵的本征结构和协方差矩阵固有的特性来提供对个别频率(例如,路径延迟)的基础估计的解。所述本征结构特性之一在于本征值可以组合并且因此划分成正交噪音和信号本征向量,也称为子空间。另一本征结构特性是旋转不变信号子空间特性。

[0384] 子空间分解技术(MUSIC、rootMUSIC、ESPRIT等)依赖于将观察到的数据的估计协方差矩阵分成两个正交子空间:噪音子空间和信号子空间。子空间分解方法背后的理论是:可观察量到噪音子空间上的投射由噪音构成,并且可观察量到信号子空间上的投射由信号构成。

[0385] 频谱估计方法假设信号是窄带的,并且谐波信号的数目也是已知的,即,需要已知信号子空间的大小。信号子空间的大小被称为模型大小。一般来说,其任何细节无法知晓并且可以随环境改变而快速改变(具体地,在室内)。在应用任何子空间分解算法时最困难和最细致的问题之一是信号子空间的尺寸,其可以视为存在的频率分量的数目,并且其是多径反射加上直接路径的数目。由于现实世界测量缺陷,在模型大小估计中可能始终存在误差,这又可能导致频率估计(即,距离)的精确性的缺失。

[0386] 为了改进距离测量精确性,一个实施例包含六个特征,其推进了子空间分解高分辨率估计的方法的现有技术水平。所包含的是通过使用不同本征结构特性组合两个或更多

个估计个别频率的算法,这进一步减少延迟路径确定的模糊性。

[0387] Root Music得出当可观察量投射到噪音子空间上时个别频率使投射的能量减到最少。Esprit算法根据旋转算子确定个别频率。并且在许多方面中,此运算是Music的共轭,这在于其发现当可观察量投射到信号子空间上时频率使投射的能量达到最大。

[0388] 模型大小可以在这两个算法中使用,并且在实践中,在例如室内测距中所见的复信号环境中,出于下文可论述的原因,为Music和Esprit提供最佳性能的模型大小一般来说不相等。

[0389] 对于Music,优选的是宁可将分解的基础元件标识为“信号本征值”(I型误差)。这可将投射在噪音子空间上的信号能量的量减到最小并且改进精确性。对于Esprit正好相反,优选的是宁可将分解的基础元件标识为“噪音本征值”。这同样是I型误差。这可将噪音对投射到信号子空间上的能量的影响减到最小。因此,对于Music的模型大小一般可稍微大于对于Esprit的模型大小。

[0390] 其次,在复信号环境中,出现这样的时刻:在具有强反射并且可能直接路径实际上比多径反射中的一些弱得多的情况下,很难以足够的统计可靠性估计模型大小。通过估计Music和Esprit两者的“基本”模型大小,并且在由针对每个的基本模型大小定义的模型大小的窗中使用Music和Esprit处理可观察到数据,能解决此问题。这产生每次测量的多个测量值。

[0391] 实施例的第一特征是使用F统计来估计模型大小(见上文)。第二特征是针对Music和Esprit使用F统计中的不同I型误差概率。这实施如上文所论述的Music与Esprit之间的I型误差差别。第三特征是使用基本模型大小和窗以便将检测直接路径的概率增到最大。

[0392] 由于可能快速改变的物理和电子环境,并非每次测量都会提供稳定的答案。这通过对多个测量值使用集群分析以提供稳定的范围估计得以解决。实施例的第四特征是使用多个测量值。

[0393] 因为存在多个信号,所以由多次测量(每次测量使用来自Music和Esprit实施方案两者的多个模型大小)产生的多个答案的概率分布可为多模式的。传统集群分析对于此应用可能是不够的。第五特征是开发多模式集群分析以估计所反射的多径分量的直接范围和等效范围。第六特征是分析通过集群分析提供的范围估计值的统计(范围和标准偏差并且梳理统计上相同的那些估计值)。这形成更精确的范围估计。

[0394] 上述方法还可以用于宽带测距信号位置寻找系统中。

[0395] 对于阈值方法中的 $r(t)$ 的推导,开始于表达式(20),我们得到

$$\begin{aligned}
g(t) &= \left( a_0 + \sum_{k=1}^M a_k \sin k\pi\Delta ft \right) \sin \pi(2N+1)\Delta ft \\
&= a_0 \sin \pi(2N+1)\Delta ft + \sum_{k=1}^M a_k \sin \pi(2N+1)\Delta ft \sin k\pi\Delta ft \\
[0396] \quad &= a_0 \sin \pi(2N+1)\Delta ft \\
&\quad + \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos \pi(2N+1-k)\Delta ft - \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos \pi(2N+1+k)\Delta ft \\
&= a_0 \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \\
&\quad + \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos 2\pi \left( N + \frac{1}{2} - \frac{k}{2} \right) \Delta ft - \sum_{k=1}^M \frac{1}{2} a_k \cos 2\pi \left( N + \frac{1}{2} + \frac{k}{2} \right) \Delta ft
\end{aligned} \tag{A1}$$

[0397] 其中使用三角恒定式  $\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x-y) - \frac{1}{2} \cos(x+y)$ 。

[0398] 除了对于  $a_0$ , 系数  $a_k$  对于偶数  $k$  为零。这里的原因在于在区间  $I$  上, 我们尝试通过  $h(t)$  来近似的函数  $1/\sin \pi \Delta ft$  围绕  $I$  的中心是偶的, 但对于偶数  $k, k \neq 0$ , 基函数  $\sin k\pi \Delta ft$  围绕  $I$  的中心是奇的, 因此在  $I$  上正交于  $1/\sin \pi \Delta ft$ 。因此, 我们可做出代换  $k=2n+1$  且假定  $M$  是奇正整数。事实上, 我们可以假定  $M=2N+1$ 。已以实验方式确定此选择以提供区间  $I$  中的振荡的良好消除量。

$$\begin{aligned}
g(t) &= a_0 \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \\
[0399] \quad &+ \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi(N-n)\Delta ft - \sum_{n=0}^N \frac{1}{2} a_{2n+1} \cos 2\pi(N+n+1)\Delta ft
\end{aligned} \tag{A2}$$

[0400] 现在我们在第一总和中进行替换  $k=N-n$  并在第二总和中进行替换  $k=N+n+1$ , 得到

$$\begin{aligned}
g(t) &= a_0 \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \\
&\quad + \sum_{k=0}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft \\
[0401] \quad &= a_0 \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft \\
&\quad + \frac{1}{2} a_{2N+1} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft - \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft
\end{aligned} \tag{A3}$$

[0402] 从  $s(t)$  减去  $g(t)$  得到

$$\begin{aligned}
r(t) &= s(t) - g(t) \\
&= 1 + 2 \sum_{k=1}^N \cos 2\pi k \Delta ft - \frac{1}{2} a_{2N+1} - \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \cos 2\pi k \Delta ft \\
[0403] \quad &\quad + \sum_{k=N+1}^{2N+1} \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1} \cos 2\pi k \Delta ft - a_0 \sin 2\pi \left( N + \frac{1}{2} \right) \Delta ft
\end{aligned} \tag{A4}$$

[0404] 现在假定

$$[0405] \quad b_0 = 1 - \frac{1}{2} a_{2N+1} \quad b_k = 2 - \frac{1}{2} a_{2(N-k)+1} \quad \text{其中 } k=1, 2, \dots, N$$

[0406]  $b_k = \frac{1}{2} a_{2(k-N)-1}$  其中  $k=N+1, N+2, \dots, 2N+1$

[0407]  $c = -a_0$  (A5)

[0408] 那么 (A4) 可以写成

$$[0409] \quad r(t) = b_0 + \sum_{k=1}^{2N+1} b_k \cos 2\pi k \Delta f t + c \sin 2\pi \left(N + \frac{1}{2}\right) \Delta f t \quad (\text{A6})$$

[0410] 本发明的实施例涉及一种无线通信和其它无线网络中的定位方法,其基本上排除相关技术的缺点中的一个或多个。通过利用第7,872,583号美国专利案中描述的多径抑制处理、技术和算法,本发明的实施例有利地改进多种类型的无线网络中在追踪和定位功能的精确性。这些无线网络包含例如ZigBee和蓝牙的无线个人局域网(WPGAN)、例如WiFi和UWB的无线局域网(WLAN)、通常由多个WLAN组成的无线城域网(WMAN)、为主要实例的WiMax、例如White Space TV频带的无线广域网(WAN),以及通常用于发射语音和数据的移动设备网络(MDN)。MDN通常基于全球移动通信系统(GSM)和个人通信业务(PCS)标准。更为新近MDN是基于长期演进(LTE)标准。这些无线网络通常由装置的组合组成,包含基站、桌上型电脑、平板电脑和膝上型计算机、手持机、智能电话、致动器、专用附属装置、传感器以及其它通信和数据装置(通常,所有这些装置被称为“无线网络装置”)。

[0411] 现有位置和定位信息解决方案使用多种技术和网络,包含GPS、AGPS、小区信号塔三角测量和Wi-Fi。使用其中的一些方法以导出此位置信息,包含RF指纹识别、RSSI和TDOA。虽然对于当前E911要求是可接受的,但是现有定位和测距方法不具有支持即将出现的E911要求以及LBS和/或RTLS应用要求所需的可靠性和精确性,特别是室内和城市环境。

[0412] 第7,872,583号美国专利案中描述的方法明显改进了精确地定位和追踪单个无线网络或多个无线网络的组合内的定向装置的能力。实施例是对由无线网络使用的追踪和定位方法的现有实施方案的明显改进,所述方法使用增强型小区ID号和OTDOA(观测到达时间差),包含DL-OTDOA(下行链路OTDOA)、U-TDOA、UL-TDOA等。

[0413] 小区ID定位技术允许估计用户(UE,用户设备)的位置,具有具体扇区覆盖区的精确性。因此,可达到的精确性取决于小区(基站)分段方案和天线射束宽度。为了改进精确性,增强型小区ID技术添加来自eNB的RTT(往返时间)测量值。应注意:此处,RTT构成下行链路DPCH-专用物理信道(DPDCH)/DPCCH:专用物理数据信道/专用物理控制信道)帧的发射与相应上行链路物理帧的开始之间的差。在此实例中,上述帧用作测距信号。基于此信号从eNB传播到UE的长度的信息,可以计算与eNB的距离(见图10)。

[0414] 在观测到达时间差(OTDOA)技术中,计算来自邻近基站(eNB)的信号的到达时间。一旦接收到来自三个基站的信号,就可以在手持机(基于UE的方法)中或在网络(基于NT的UE辅助方法)中估计UE位置。测得的信号是CPICH(共同导频信道)。信号的传播时间与本地产生的复本相关。相关性的峰值指示测得的信号的观察到的传播时间。两个基站之间的到达时间差值确定双曲线。需要至少三个参考点来定义两个双曲线。UE的位置处于这两个双曲线的交叉点(见图11)。

[0415] 下行链路空闲周期(IPDL)是进一步OTDOA增强。OTDOA-IPDL技术是基于与在空闲周期期间获得的常规OTDOA时间测量相同的测量,其中服务eNB停止其发射并且允许此小区覆盖范围内的UE听到来自远处eNB的导频。服务eNB以连续或突发模式提供空闲周期。在连

续模式中,每一下行链路物理帧(10ms)中可以插入一个空闲周期。在突发模式中,空闲周期以伪随机方式发生。进一步改进经由时间校准IPDL(TA-IPDL)获得。时间校准形成共同空闲周期,在此期间,每个基站可停止其发射或发射共同导频。导频信号测量可在空闲周期中发生。存在可以进一步改善DL OTDOA-IPDL方法的若干其它技术,例如累积虚拟消隐、UTDOA(上行链路TDOA)等。所有这些技术能改进听到其它(非服务)eNB的能力。

[0416] 基于OTDOA的技术的一个明显缺点是:为使此方法切实可行,基站时序关系必须已知或测得(同步)。对于非同步UMTS网络,3GPP标准提供了可以如何恢复此时序的建议。然而,网络运营商未实施此类解决方案。因此,提出了代替CPICH信号测量值使用RTT测量值的替代方案(见John Carlson等人的发明名称为“用于通信网络中的网络时序恢复的系统和方法(SYSTEM AND METHOD FOR NETWORK TIMING RECOVERY IN COMMUNICATIONS NETWORKS)”的第20080285505号美国专利公开案)。

[0417] 所有上述方法/技术是基于陆地信号到达时间和/或到达时间差测量值(RTT、CPICH等)。此类测量值存在的问题是这些测量值受多径严重影响。这又明显降低了上述方法/技术的定位/追踪精确性(见Jakub Marek Borkowski:“用于UMTS的小区ID+RTT混合定位方法的性能(Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS)”)。

[0418] 一种多径抑制技术使用来自额外多个eNB或无线电基站(RBS)的检测/测量值。最少是三个,但是对于多径抑制,所需RBS的数目是至少六个到八个(见“用于LTE(长期演进)无线通信系统中的DL-OTDOA(下行链路观测到达时间差)定位的方法和布置(METHOD AND ARRANGEMENT FOR DL-OTDOA(DOWNLINK OBSERVED TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL) POSITIONING IN A LTE(LONG TERM EVOLUTION) WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEM)”,WO/2010/104436)。然而,UE听到此大量eNB的概率比听到三个eNB的概率低得多。这是因为在大量RBS(eNB)的情况下可存在远离UE的若干RBS,并且来自这些RBS的接收信号可能降至低于UE接收灵敏度水平或接收信号可具有低SNR。

[0419] 在RF反射(例如,多径)的情况下,具有各种延迟时间的RF测距信号的多个副本叠加到DL0S(直达线路)信号上。因为CPICH、上行链路DPCCH/DPDCH和各种小区ID和OTDOA方法/技术中使用的其它信号(包含RTT测量值)具有有限带宽,所以无法在不进行适当多径处理/抑制的情况下区分DL0S信号和反射信号;并且在不进行此多径处理的情况下,这些反射信号可引起估计到达时间差(TDOA)和到达时间(TOA)测量值(包含RTT测量值)的误差。

[0420] 例如,3G TS 25.515v.3.0.0(199-10)标准定义RTT为“下行链路DPCH帧(信号)的发射与来自UE的相应上行链路DPCCH/DPDCH帧(信号)的开始(第一明显路径)接收之间的差”。所述标准未定义什么构成了此“第一明显路径”。所述标准继续标注“第一明显路径的定义需要进一步推敲”。例如,在拥挤的多径环境中,常见的现象是DL0S信号(其为第一明显路径)相对一个或多个反射信号严重衰减(10dB到20dB)。如果通过测量信号强度确定“第一明显路径”,那么其可以是反射信号之一而不是DL0S信号。这可导致错误的TOA/DTOA/RTT测量以及定位精确性的缺失。

[0421] 在先前无线网络时代中,定位精确性还受定位方法所使用的帧(信号)-RTT、CPCIH和其它信号的低取样率影响。当前第三代以及后续无线网络时代具有高得多的取样率。因此,在这些网络中,定位精确性实际影响是来自陆地RF传播现象(多径)。

[0422] 实施例可以用于采用参考和/或导频信号和/或同步信号的所有无线网络中,包含单工、半双工和全双工的操作模式。例如,实施例以采用OFDM调制和/或其衍生物的无线网络操作。因此,实施例以LTE网络操作。

[0423] 其还适用于其它无线网络,包含WiMax、WiFi和White Space。不使用参考和/或导频或同步信号的其它无线网络可以采用如第7,872,583号美国专利案中所描述的以下类型的替代调制实施例中的一个或多个:1) 其中帧的一部分专用于如第7,872,583号美国专利案中所描述的测距信号/测距信号元件;2) 其中测距信号元件(第7,872,583号美国专利案)内嵌到发射/接收信号帧中;以及3) 其中测距信号元件(第7,872,583号美国专利案中所描述)嵌入有数据。

[0424] 这些替代实施例采用第7,872,583号美国专利案中所描述的多径抑制处理器和多径抑制技术/算法,并且可以用于所有操作模式中:单工、半双工和全双工。

[0425] 还很可能多个无线网络可同时利用优选的和/或替代实施例。借助于实例,智能电话可以具有蓝牙、WiFi、GSM和LTE功能,具有同时在多个网络上操作的能力。取决于应用需要和/或网络可用性,可以利用不同无线网络来提供定位信息。

[0426] 所提出的实施例方法和系统利用无线网络参考/导频和/或同步信号。此外,参考/导频信号/同步信号测量值可能与RTT(往返时间)测量值或系统时序组合。根据实施例,基于RF的追踪和定位实施于3GPP LTE蜂窝式网络上,但是也可以实施于WiMax、Wi-Fi、LTE、传感器网络等采用各种信令技术的其它无线网络上。示例性和上述替代实施例均采用如第7,872,583号美国专利案中所描述的多径抑制方法/技术和算法。所提出的系统可以使用软件实施的数字信号处理。

[0427] 实施例的系统利用例如手机或智能电话等用户设备(UE)、硬件/软件以及基站(Node B)/增强型基站(eNB)硬件/软件。基站一般由机舱或机柜中通过馈送器连接到天线的发射器和接收器构成。这些基站包含微小区、微微小区、宏小区、伞形小区、小区信号塔、路由器和毫微微小区。因此,对UE装置和整个系统可存在极少或不增加的成本。同时,定位精确性可得到明显改进。

[0428] 改进的精确性来自通过本发明的实施例和第7,872,583号美国专利案提供的多径抑制。实施例使用多径抑制算法、网络参考/导频和/或同步信号以及网络节点(eNB)。这些可能以RTT(往返时间)测量值进行补充。多径抑制算法实施于UE和/或基站(eNB)中或UE和eNB这两者中。

[0429] 实施例有利地使用即使在DL0S信号相对一个或多个反射信号明显衰减(低10dB到20dB)时也允许分隔DL0S信号和反射信号的多径抑制处理器/算法(见第7,872,583号美国专利案)。因此,实施例明显降低估计测距信号DL0S飞行时间以及因此TOA、RTT和DT0A测量值中的误差。所提出的多径抑制和DL0S区分(识别)方法可以用于所有RF频带和无线系统/网络上。并且其可以支持各种调制/解调技术,包含扩频技术,例如DSS(直接扩频)和FH(跳频)。

[0430] 另外,为了进一步改进所述方法的精确性,可以应用降噪方法。这些降噪方法可以包含(但不限于)相干求和、非相干求和、匹配滤波、时间分集技术等。通过应用后处理技术,例如,最大似然估计(例如,维特比算法)、最小方差估计(卡尔曼滤波)等,可以进一步减少多径干扰误差的残余。

[0431] 在本发明的实施例中,多径抑制处理器和多径抑制技术/算法不改变RTT、CPCIH和其它信号和/或帧。本发明的实施例利用用于获得信道响应/估计的无线网络参考、导频和/或同步信号。本发明使用通过UE和/或eNB产生的信道估计统计(见Iwamatsu等人,“用于估计传播路径特征的设备 (APPARATUS FOR ESTIMATING PROPAGATION PATH CHARACTERISTICS),US 2003/008156;US 7167456 B2”)。

[0432] LTE网络使用特定(非数据)参考/导频和/或同步信号(已知的信号),其可中每一下行链路和上行链路子帧中发射且可能横跨整个小区带宽。为简单起见,从现在开始,我们可将参考/导频和同步信号称为参考信号。图9中是LTE参考信号的实例(这些信号散布在LTE资源要素当中)。根据图2,每六个子载波可发射参考信号(符号)。此外,参考信号(符号)在时间和频率两者上交错。总共参考信号可覆盖每第三个子载波。

[0433] 这些参考信号用于通过UE进行的初始小区搜索、下行链路信号强度测量、调度和切换等。参考信号中包含的是针对相干解调的信道估计(响应确定)的UE特定的参考信号。除了UE特定的参考信号以外,还可以使用其它参考信号用于信道估计目的(见Chen等人,第2010/0091826 A1号美国专利公开案)。

[0434] LTE采用OFDM(正交频分复用)调制(技术)。在LTE中,通过在每个OFDM符号的开始处插入循环前缀(CP)来处理由多径引起的ISI(帧间符号干扰)。CP提供足够的延迟使得先前OFDM符号的经延迟反射信号可在到达下一OFDM符号之前逐渐消失。

[0435] OFDM符号由多个极紧密地隔开的子载波构成。在OFDM符号内部,(由多径引起的)当前符号的时间交错的副本导致帧间载波干扰(ICI)。在LTE中,通过确定多径信道响应并在接收器中校正信道响应来处理(抑制)ICI。

[0436] 在LTE中,根据承载参考符号的子载波在接收器中计算多径信道响应(估计)。使用内插来估计关于其余子载波的信道响应。以信道振幅和相位的形式计算(估计)信道响应。一旦(通过已知参考信号的周期性发射)确定了信道响应,就通过在一个子载波接着一个子载波的基础上应用振幅和相移来抑制由多径引起的信道失真(见Jim Zyren,“3GPP长期演进物理层概述(Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer),白皮书”)。

[0437] LTE多径抑制设计为去除ISI(通过插入循环前缀)和ICI,而不是分隔DL0S信号和反射信号。例如,当前符号的时间交错的副本使每个经调制的子载波信号在时间上扩展,因此导致ICI。使用上述LTE技术校正多径信道响应可使经调制的子载波信号在时间上缩小,但是此类型的校正不保证所得的经调制子载波信号(在OFDM符号内部)是DL0S信号。如果经DL0S调制的子载波信号相对于经延迟反射信号显著衰减,那么所得输出信号可为经延迟反射信号且DL0S信号可能丢失。

[0438] 在LTE兼容的接收器中,进一步信号处理包含DFT(数字傅里叶变换)。众所周知,DFT技术可以分辨(去除)信号的延迟了一定时间的副本,所述时间长于或等于与信号和/或信道带宽成反比的时间。此方法的精确性可以适于有效数据传递,而不足够精确用于拥挤的多径环境中的精密距离测量。例如,为了获得三十米的精确性,信号和接收器通道带宽应大于或等于十兆赫兹( $1/10\text{MHz} = 100\text{ns}$ )。对于更好的精确性,信号和接收器通道带宽应更宽:对于三米为一百兆赫兹。

[0439] 然而,CPICH、上行链路DPCCH/DPDCH和各种小区ID和OTDOA方法/技术中使用的其

它信号(包含RTT测量值)以及LTE接收信号子载波具有明显低于十兆赫兹的带宽。因此,(在LTE中)目前采用的方法/技术可产生100米范围内的定位误差。

[0440] 为了克服上述限制,实施例使用子空间分解高分辨率频谱估计方法和多模式集群分析的实施方案的独特组合。第7,872,583号美国专利案中描述的此分析和相关多径抑制方法/技术和算法允许可靠且精确地分隔DL0S路径与其它反射信号路径。

[0441] 与LTE中使用的方法/技术相比,在拥挤的多径环境中,此方法/技术和算法(第7,872,583号美国专利案)通过可靠且精确地分隔DL0S路径与其它多径(MP)路径提供距离测量的20倍到50倍的精确性改进。

[0442] 第7,872,583号美国专利案中描述的方法/技术和算法要求测距信号复振幅估计。因此,用于信道估计(响应确定)的LTE参考信号以及其它参考信号(包含导频和/或同步信号)在第7,872,583号美国专利案中描述的方法/技术和算法中还可以理解为测距信号。在这种情况下,测距信号复振幅是通过LTE接收器计算(估计)的呈振幅和相位形式的信道响应。换句话说,通过LTE接收器计算(估计)的信道响应统计可以提供第7,872,583号美国专利案中描述的方法/技术和算法所需要的复振幅信息。

[0443] 在不具有多径的理想开放式空间RF传播环境中,接收信号(测距信号)的相变,例如,信道响应相位,可与信号的频率成正比(直线);并且可以通过计算相位对比频率的相依性的一阶导数而根据相位对比频率的相依性直接计算此类环境中的RF信号飞行时间(传播延迟)。结果可为传播延迟常量。

[0444] 在理想环境中,初始(或任何)频率下的绝对相位值并不重要,因为导数不受相位绝对值影响。

[0445] 在拥挤的多径环境中,接收信号相变对比频率是复杂曲线(不是直线);并且一阶导数不提供可以用于精确分隔DL0S路径与其它反射信号路径的信息。这是采用第7,872,583号美国专利案中描述的多径抑制处理器和方法/技术和算法的原因。

[0446] 如果在给定无线网络/系统中实现的相位和频率同步(相位同调性)极好,那么第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制处理器和方法/技术和算法可精确地分离DL0S路径与其它反射信号路径且确定此DL0S路径长度(飞行时间)。

[0447] 在此相位相干网络/系统中,不需要额外测量值。换句话说,可以实现单向测距(单工测距)。

[0448] 然而,如果给定无线网络/系统中获得的同步(相位相干性)的程度不够精确,那么在拥挤的多径环境中,接收信号相位和振幅改变对比频率可能非常类似于在两个或更多个不同位置(距离)处进行的测量。这种现象可能导致接收信号DL0S距离(飞行时间)确定的模糊性。

[0449] 为了解决此模糊性,可能有必要知道对于至少一个频率的实际(绝对)相位值。

[0450] 然而,通过LTE接收器计算的振幅和相位对比频率的相依性不包含实际相位值,因为所有振幅和相位值是根据下行链路/上行链路参考信号(例如,相对于彼此)计算的。因此,通过LTE接收器计算(估计)的信道响应的振幅和相位需要至少一个频率(子载波频率)处的实际相位值。

[0451] 在LTE中,此实际相位值可从一个或多个RTT测量值、TOA测量值确定;或

[0452] 从一个或多个接收到的参考信号的加时间戳确定,其条件是1)通过eNB发射这些

信号的这些时间戳在接收器处也是已知的(或反之亦然),2)接收器和eNB时钟在时间上良好同步,和/或3)通过使用多边测量技术。

[0453] 所有以上方法提供一个或多个参考信号的飞行时间值。根据这些参考信号的飞行时间值和频率,可以计算一个或多个频率处的实际相位值。

[0454] 本发明的实施例通过组合第7,872,583号美国专利案中描述的多径抑制处理器、方法/技术和算法与:1)通过LTE UE和/或eNB接收器计算的振幅和相位对比频率的相依性;或2)通过LTE UE和/或eNB接收器计算的振幅和相位对比频率的相依性与经由RTT和/或TOA获得的一个或多个频率的实际相位值的组合;和/或时间戳测量值获得拥挤的多径环境中的极精确DL0S距离确定/定位。

[0455] 在这些情况下,实际相位值受多径影响。然而,这不影响第7,872,583号美国专利案中描述的方法/技术和算法的性能。

[0456] 在LTE中,可以5米的分辨率实施RTT/TOA/TDOA/OTDOA(包含DL-OTDOA、U-TDOA、UL-TDOA等)的测量。在专用连接期间执行RTT测量。因此,当UE处于切换状态时并且当UE周期性地收集测量值并反馈至UE时,可能有多个同时存在的测量值,其中在UE与不同网络(基站)之间交换DPCH帧。类似于RTT,TOA测量提供信号的飞行时间(传播延迟),但是TOA测量无法同时进行(Jakub Marek Borkowski:“用于UMTS的小区ID+RTT混合定位方法的性能(Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS)”)。

[0457] 为了在平面上定位UE,必须至少确定与/到三个eNB的DL0S距离。为了在三维空间中定位UE,将必须确定与/到四个eNB的最少四个DL0S距离(假设至少一个eNB不在相同平面上)。

[0458] 图1中示出了UE定位方法的实例。

[0459] 在极充分同步的情况下,不需要RTT测量。

[0460] 如果同步的程度不够精确,那么可以使用比如OTDOA、小区ID+RTT等方法,例如AOA(到达角度)和其与其它方法的组合,进行UE定位。

[0461] 小区ID+RTT追踪-定位方法的精确性受多径(RTT测量)和eNB(基站)天线射束宽度影响。基站天线射束宽度在33度和65度之间。这些宽的射束宽度导致城市区域中50到150米的定位误差(Jakub Marek Borkowski:“用于UMTS的小区ID+RTT混合定位方法的性能(Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS)”)。考虑到在拥挤的多径环境中,当前LTE RTT距离测量的平均误差是大约100米,LTE小区ID+RTT方法目前采用的整体预期平均定位误差是大约150米。

[0462] 实施例中的一个基于AOA方法的UE定位,由此使用来自UE的一个或多个参考信号用于UE定位目的。其涉及用于确定DL0S AOA的AOA确定装置定位。装置可以与基站点于一处和/或安装在与基站位置无关的另外一个或多个位置。大概已知这些位置的坐标。在UE侧不需要变化。

[0463] 此装置包含小的天线阵列并且是基于第7,872,583号美国专利案中描述的相同多径抑制处理器、方法/技术和算法的变化形式。这一个可能的实施例具有从UE单元精密确定(极窄射束宽度)DL0S RF能量的AOA的优点。

[0464] 在另一选择中,此添加的装置可为仅接收装置。因此,其大小/重量和成本非常低。

[0465] 其中获得精确DL0S距离测量值的实施例与其中可进行精确DL0S AOA确定的实施

例的组合可极大地改善小区ID+RTT追踪-定位方法精度——10倍或更大。此方法的另一优点是可以在任何时刻使用单个信号塔确定UE位置(不要求将UE置于软切换模式中)。因为使用单个信号塔可以获得精确定位,所以不需要使多个小区信号塔同步。确定DL-OTDOA的另一个选项是使用现有eNB天线阵列和eNB设备。此选项可以进一步降低经改善的小区ID+RTT方法的实施方案的成本。然而,因为eNB天线不是设计用于定位应用,所以定位精确性可以降低。另外,网络运营商可能不愿意实施基站中的所要改变(软件/硬件)。

[0466] 在LTE(演进型通用陆地无线接入(E-UTRA);物理信道和调制;3GPP TS 36.211版本9技术指标)中,增加了定位参考信号(PRS)。这些信号由UE用于DL-OTDOA(下行链路OTDOA)定位。另外,此版本9要求eNB同步。因此,为OTDOA方法(见上文第274段)扫清了最后的障碍。PRS改进了多个eNB的UE处的UE收听能力。应注意:版本9并未指定eNB同步精确性(一些提议:100ns)。

[0467] U-TDOA/UL-TDOA处于研究阶段;将在2011版本中标准化。

[0468] 美国专利US 2011/0124347A1(“用于LTE网络中的UE定位的方法和设备(Method and Apparatus for UE positioning in LTE networks)”,Chen等人)中详细描述了DL-OTDOA方法(版本9)。版本9DL-OTDOA存在多径问题。可以经由增大的PRS信号带宽实现一些多径抑制。然而,折衷方案是增大的调度复杂性以及UE定位之间的更长时间。此外,对于具有有限操作带宽(例如,10MHz)的网络,最好的可能精确性是100米,见Chen,表1。

[0469] 以上数字是最好的可能情况。其它情况,特别是当DL-OTDOA信号强度与反射信号强度相比明显更低(10到20dB)时,导致上述定位/测距误差明显更大(2倍到4倍)。

[0470] 本文中描述的实施例对于给定信号带宽允许优于通过版本9的DL-OTDOA方法和背景技术部分中描述的Chen等人的UL-PRS方法获得的性能高达50倍的测距/定位精确性改进。因此,将本文中描述的方法的实施例应用到版本9的PRS处理能使在95%的所有可能情况下定位误差降低到3米或更好。另外,此精确性增益可减少调度复杂性和UE定位之间的时间。

[0471] 使用本文中描述的实施例,对OTDOA方法可能有进一步改进。例如,可以根据其它服务小区的信号确定对服务小区的测距,因此提高邻近小区的可听性并且减少调度复杂性,包含UE定位之间的时间。

[0472] 实施例还使Chen等人的U-TDOA方法和UL-TDOA(背景技术中描述)的精确性能改进高达50倍。将实施例应用到Chen的UL-TDOA变化形式能使在95%的所有可能情况下定位误差降低到3米或更好。此外,此精确性增益将减少调度复杂性和UE定位之间的时间。

[0473] 同样,使用本发明的实施例,可以使Chen的UL-TDOA方法的精确性改进高达50倍。因此,将本发明的实施例应用到Chen的U-TDOA变化形式能使在95%的所有可能情况下定位误差降低到3米或更好。此外,此精确性增益可进一步减少调度复杂性和UE定位之间的时间。

[0474] 上述DL-OTDOA和U-TDOA/UL-TDOA方法依赖于单向测量(测距)。本发明实施例以及实际上所有其它测距技术要求单向测距过程中使用的PRS和/或其它信号将具有频率和相位相干性。基于OFDM的系统,比如LTE,具有频率相干性。然而,UE单元和eNB未通过共同源(比如UTC)在相位或时间上同步到几纳秒,例如,存在随机相位加法器。

[0475] 为避免相位相干性对测距精确性的影响,多径处理器的实施例计算测距信号(例

如,参考信号、个别分量(子载波)之间的微分相位。这免去了随机相位项加法器。

[0476] 如上文在Chen等人的论述中所识别,应用本文中描述的实施例会使得与通过Chen等人获得的性能相比室内环境中的精确性得到明显改进。例如,根据Chen等人,DL-OTDOA和/或U-TDOA/UL-TDOA主要用于户外环境,对于室内(建筑物、校园等),可能不能很好地执行DL-OTDOA和U-TDOA技术。指出了几个原因(见Chen,#161-164),包含室内通常采用的分布式天线系统(DAS),由此每个天线不具有唯一ID。]

[0477] 下文描述的实施例以采用OFDM调制和/或其衍生物的无线网络以及参考/导频/和/或同步信号操作。因此,下文描述的实施例以LTE网络操作,并且其还适用于其它无线系统和其它无线网络,包含其它类型的调制,具有或不具有参考/导频/和/或同步信号。

[0478] 本文中描述的方法还适用于其它无线网络,包含WiMax、WiFi和White Space。不使用参考/导频和/或同步信号的其它无线网络可以采用如第7,872,583号美国专利案中所描述的以下类型的替代调制实施例中的一个或多个:1)其中帧的一部分专用于测距信号/测距信号元件;2)其中测距信号元件内嵌到发射/接收信号帧中;以及3)其中测距信号元件嵌入有数据。

[0479] 本文中描述的多径抑制范围估计算法的实施例(也在第7,969,311号和第8,305,215号美国专利案中描述)通过以由信号的直接路径(DLOS)加上多径反射组成的集合形式提供范围的估计值而运作。

[0480] LTE DAS系统产生到移动接收器(UE)的各种时间偏移处看到的相同信号的多个副本。延迟用于唯一地确定天线与移动接收器之间的几何关系。通过接收器看到的信号类似于在多径环境中所见的,除了由来自多个DAS天线的偏移信号的总和引起的主要“多径”分量之外。

[0481] 通过接收器看到的信号集合与实施例设计利用的信号集合的类型相同,不同之处在于在这种情况下,主要多径分量不是传统的多径。本发明的多径抑制处理器(算法)能够确定DLOS和每个路径的衰减和传播延迟,例如,反射(见等式1到3和相关联描述)。虽然多径可以由于分散的RF信道(环境)而存在,但是此信号集合中的主要多径分量与来自多个天线的发射相关联。本发明的多径算法的实施例可以估计这些多径分量,隔离DAS天线的范围与接收器,并且提供范围数据到位置处理器(在软件中实施)。取决于天线放置几何形状,这种解决方案可以提供X、Y和X、Y、Z位置坐标两者。

[0482] 因此,本发明的实施例不要求任何硬件和/或新网络信号添加。此外,可以通过以下做法明显改进定位精确性:1)抑制多径;和2)在主动DAS的情况下,定位误差的下限可以大幅度减小,例如从大致50米减小至大致3米。

[0483] 假设已知DAS的每个天线的位置(定位)。在实施例中,也必须确定(已知)每一天线(或相对于其它天线)的信号传播延迟。

[0484] 对于主动DAS系统,可以使用回环技术自动地确定信号传播延迟,由此往返发送已知信号并且测量此往返时间。此回环技术还消除了信号传播延迟随温度、时间等的改变(漂移)。

[0485] 使用多个宏小区和相关联天线,微微小区和微小区通过提供额外参考点进一步提高分辨率。

[0486] 通过在以下两个方面中对信号发射结构的改变可以进一步提高来自多个天线的

多个副本的信号集合中的上文描述的个别范围估计值的实施例。首先是时分复用来自每个天线的发射。第二方法是针对天线中的每一个进行频分复用。同时使用时分和频分复用这两种提高能进一步改进系统的测距和定位精确性。另一方法是增加每个天线的传播延迟。将延迟值选择为大到足以超过特定DAS环境(信道)中的延迟扩展,但小于循环前缀(CP)长度以使得由额外延迟造成的多径不会导致ISI(符号间干扰)。

[0487] 针对每个天线的唯一ID或唯一标识符的添加会提高所得解决方案的效率。例如,其无需处理器来估计从来自每一个天线的信号开始的所有范围。

[0488] 在利用LTE下行链路的一个实施例中,使用一个或多个参考信号子载波(包含导频和或同步信号子载波)以确定子载波相位和振幅,所述子载波相位和振幅又应用于多径处理器以进行多径干扰抑制并使用多边测量和位置一致性算法产生基于范围的位置可观测量和定位估计值从而编辑中删除野点。

[0489] 另一实施例利用以下事实:LTE上行链路信令还包含参考信号、到基础的移动装置,其还含有参考子载波。实际上,存在超过一个模式,其中含有来自网络使用的完整探测模式的这些子载波以将到上行链路装置的频带指派到其中使用参考子载波产生信道脉冲响应以辅助上行链路信号的解调等的模式。另外,类似于版本9中增加的DL PRS,可能在即将出现的和未来的标准版本中增加额外UL参考信号。在此实施例中,通过多个基础单元(eNB)使用到相位的相同范围、多径抑制处理来处理上行链路信号以产生范围相关的可观测量。在此实施例中,使用如通过多边测量算法建立的位置一致性算法来编辑野点可观测量并产生位置估计。

[0490] 又一实施例,收集LTE下行链路和LTE上行链路两者的相关的一个或多个参考(包含导频和/或同步)子载波,应用范围到相位的映射,应用多径抑制并且估计范围相关联的可观察量。接着将融合这些数据,以此方式使得将使用多边测量算法和位置一致性算法提供对于位置的更稳定的一组可观测量。优点将是由于下行链路和上行链接的两个不同频率频带而使得改进精确性的冗余,或在TDD(时分双工)的情况下提高系统相干性。

[0491] 在其中多个天线从微小区发射相同下行链路信号的DAS(分布式天线系统)环境中,延伸位置一致性算法以隔离DAS天线的范围与通过多径抑制处理根据参考信号(包含导频和/或同步)子载波产生的可观测量,并且根据多个DAS发射器(天线)范围获得位置估计值。

[0492] 在DAS系统(环境)中,如果可以高精确性解析来自个别天线的信号路径,那么获得精确位置估计可为可能的,借此路径误差是天线之间的距离的分数(10米或更好的精确性)。因为所有现有技术/方法无法在拥挤的多径环境中提供此精确性(来自多个DAS天线的信号可能作为引发的拥挤多径而出现),所以现有技术/方法无法在DAS环境中利用上述对位置一致性算法的扩展和此定位方法/技术。

[0493] 将第7,872,583号美国专利案中描述的用于对象标识和位置寻找的InvisiTrack多径抑制方法和系统应用于范围到信号相位的映射、多径干扰抑制和处理,以利用LTE下行链路、上行链路和/或两者(下行链路和上行链路)、一个或多个参考信号子载波产生基于范围的位置可观测量,并且使用多边测量和位置一致性以产生位置估计。

[0494] 在所有以上实施例中,还可以采用三边测量定位算法。

[0495] LTE版本9中指定DL-OTDOA定位:演进型通用陆地无线接入(E-UTRA);物理信道和

调制;3GPP TS 36.211版本9技术指标。然而,其尚未通过无线运营商(载波)实施。同时,下行链路定位可以通过使用现有物理层测量操作而实施于当前的(例如,未经修改的)LTE网络环境内。

[0496] 在LTE中,要求UE和eNB进行无线电特征的物理层测量。3GPP TS 36.214中指定了测量定义。这些测量周期性地执行并报告给更高层,并且用于各种目的,包含帧内和异频切换、帧间无线电接入技术(帧间RAT)切换、时序测量,以及支持RRM(无线电资源管理)的其它目的。

[0497] 例如,RSRP(参考信号接收功率)是在整个带宽上携带小区特定参考信号的所有资源单元的功率的平均值。

[0498] 另一实例是提供额外信息的RSRQ(参考信号接收质量)测量(RSRQ组合信号强度以及干扰电平)。

[0499] LTE网络为UE提供eNB邻近者(到服务eNB)列表。基于网络知识配置,(服务)eNodeB为UE提供邻近eNB的标识符等。UE接着测量其可以接收的相邻者的信号质量。UE将结果反馈至eNodeB。应注意:UE还测量服务eNB的信号质量。

[0500] 根据本说明书,RSRP定义为在考虑的测量频率带宽内携带小区特定参考信号的资源单元的功率贡献(以[W]为单位)上的线性平均值。供UE使用以确定RSRP的测量带宽由UE实施方案决定,具有必须满足相应测量精确性要求的限制。

[0501] 考虑到测量带宽精确性要求,此带宽极其大,并且可以进一步处理RSRP测量中使用的小区特定的参考信号,以确定这些参考信号子载波的相位和振幅,所述子载波相位和振幅又应用于多径处理器进行多径干扰抑制并且产生基于范围的位置可观测量。另外,还可能使用在RSRP测量中使用的其它参考信号,例如SSS(次要同步信号)。

[0502] 之后,基于来自三个或更多个小区的范围可观测量,可以使用多边测量和位置一致性算法估计定位。

[0503] 如先前提及的,虽然存在RF指纹识别数据库不稳定性的若干原因,但是主要原因之一是多径(RF签名对多径极敏感)。因此,RF指纹识别方法/技术的定位精确性受多径动态严重影响-随时间、环境(例如天气)、人和/或对象移动而改变,包含垂直不确定性:取决于装置Z高度和/或天线定向(见Tsung-Han Lin等人的“基于RSSI签名的室内定位系统的显微镜检查(Microscopic Examination of an RSSI-Signature-Based Indoor Localization System)”) >100%变化。

[0504] 本发明的实施例由于寻找和表征每个个别路径(包含明显衰减的DL0S)的能力(多径处理器)而可以明显改进RF指纹识别定位精确性。因此,关于定位的RF指纹识别决策可以补充有实时多径分布信息。

[0505] 如上所述,定位可要求时间上的位置参考同步。在无线网络中,这些位置参考可以包含接入点、宏/微/微微和毫微微小区,以及所谓的小小区(eNB)。然而,无线运营商并未实施精确的定位所需的同步精确性。例如,在LTE的情况下,标准并未要求用于FDD(频分双工)网络的eNB之间的任何时间同步。对于LTE TDD(时分双工),此时间同步精确性界限是 $\pm 1.5$ 微秒。这相当于400+米的定位不确定性。虽然不是必需的,但是LTE FDD网络也经过同步但是使用(比1.5微秒)甚至更大的界限。

[0506] 无线LTE运营商使用GPS/GNSS信号使eNB在频率和时间上同步。应注意:LTE eNB必

须维持非常精确的载波频率：对于宏/微小区为0.05ppm，并且对于其它类型的小区精确性稍小(0.1-0.25ppm)。GPS/GNSS信号还可以允许比10纳秒更好的所要(用于定位)时间同步精确性。然而，网络运营商和网络设备制造商试图通过采用NTP(网络时间协议)和/或PTP(精确时间协议)(例如，IEEE 1588v2PTP)减小与GPS/GNSS单元相关联的成本，支持分组传送/，例如，互联网/以太网时间同步。

[0507] 基于IP网络的同步具有满足最小频率时间要求的可能性，但是缺少用于定位所需的GPS/GNSS精密性。

[0508] 本文中描述的方法是基于GPS/GNSS信号以及由eNB和/或AP或其它无线网络设备产生的信号。其还可以基于IP网络同步信号和协议以及由eNB和/或AP或其它无线网络设备产生的信号。此方法还适用于其它无线网络，包含WiMax、WiFi和White Space。

[0509] 通过安装在运营商的eNB设施处的时间观察单元(TMO)接收eNB信号(图12)。TMO还包含外部同步源输入。

[0510] 通过TMO处理eNB信号并且使用与外部同步源输入同步的时钟进行加时间戳。

[0511] 外部同步源可以来自GPS/GNSS和/或互联网/以太网，例如PTP或NTP等。

[0512] 带时间戳的经处理信号，例如LTE帧起始(可以是其它信号，特别是在其它网络中)，还包含eNB(小区)位置和/或小区ID，经由互联网/以太网回程发送到中央TMO服务器，所述服务器形成、维持并更新所有eNB的数据库。

[0513] 参与测距和获得定位过程的UE和/或eNB将咨询TMO服务器并且所述服务器可返回所述参与的eNB之间的时间同步偏移。这些时间同步偏移可供参与获得定位过程的UE和/或eNB用来调整所述定位。

[0514] 替代地，当参与测距过程的UE和/或eNB时也可将获得的测距信息供应到TMO服务器时，TMO服务器可实行定位计算和调整。TMO服务器接着可返回精确(经调整的)位置(定位)。

[0515] 如果超过一个小区eNB设备一起位于一处，那么单个TMO可以处理来自所有eNB的信号并对其进行加时间戳。

[0516] RTT(往返时间)测量(测距)可以用于定位。缺点是RTT测距受制于多径，这对定位精确性产生强烈影响。

[0517] 另一方面，一般来说并且在LTE情况下，尤其是对于eNB，RTT定位不要求位置参考同步(在时间上)。

[0518] 同时，当以导频参考和/或无线网络的其它信号操作时，第7,872,583号美国专利案中描述的多径抑制处理器、方法/技术和算法能够确定对RTT信号的信道响应，例如，确定RTT信号经过的多径信道。这允许校正RTT测量结果以使得可确定实际DL0S时间。

[0519] 已知DL0S时间，可能使用三边测量和/或类似定位方法获得定位而不需要在时间上的eNB或位置参考同步。

[0520] 即使TMO和TMO服务器在适当的位置，InvisiTrack的技术整合也可能需要宏/微型/微微和小小区和/或UE(手机)中的改变。虽然这些改变可限于SW/FW(软件/固件)，但是其进行大量工作以翻新现有基础设施。另外，在一些情况下，网络运营商和/或UE/手机制造商/供应器抵抗设备修改。如本文所使用，UE指代无线网络用户设备。

[0521] 如果扩展TMO和TMO服务器的功能以支持InvisiTrack定位技术，此SW/FW改变可以

完全避免。换句话说,下文描述的另一实施例以无线网络信号操作,但是不要求无线网络设备/基础设施的任何修改。因此,下文描述的实施例以LTE网络操作,并且其还适用于其它无线系统/网络,包含Wi-Fi。

[0522] 本质上,此实施例形成使用无线网络信号获得定位的并行无线定位基础设施。

[0523] 类似于TMO和TMO服务器,InvisiTrack的定位基础设施可由一个或多个无线网络信号采集单元(NSAU)和一个或多个定位服务器单元(LSU)构成,所述LSU收集来自NSAU的数据并对其进行分析从而确定范围和位置,并将其转换成在某一时刻的电话/UE ID和位置的表。LSU经由网络的API介接无线网络。

[0524] 可以在大的基础设施中的各种位置部署多个这些单元。如果NSAU具有相干时序,则可以使用所有的结果,这可提供更好的精确性。

[0525] 可以从GPS时钟和/或其它稳定的时钟源导出相干时序。

[0526] NSAU经由LAN(局域网)、城域网(MAN)和/或互联网与LSU通信。

[0527] 在一些设备/实例中,NSAU和LSU可以组合/整合为单个的单元。

[0528] 为了支持使用LTE或其它无线网络的定位服务,发射器需要时钟和事件同步到紧密公差内。通常这通过锁定到GPS的1PPS信号来完成。这可使局部区域中的时序同步到3纳秒1-西格马内。

[0529] 然而,存在此类型的同步并非切实可行的许多实例。本发明实施例提供下行链路发射器与时间偏移的追踪之间的时间偏移估计以便对定位过程提供时延补偿值,因此可以如同发射器经过时钟和事件同步一般进行定位过程。这通过提前了解发射天线(其对于任何定位服务都需要)和具有已知先验天线位置的接收器来完成。称为同步单元的此接收器可从所有下行链路发射器收集数据,并且假定其知晓位置的情况下计算与预先选择基础天线的偏移时序。系统通过使用补偿下行链路发射器的时钟漂移的追踪算法追踪这些偏移。应注意,从接收到的数据导出伪范围的处理可利用InvisiTrack多径抑制算法(第7,872,583号美国专利案中所描述)。因此同步可以不受多径影响。

[0530] 这些偏移数据供定位处理器(定位服务器,LSU)用来适当地校准来自每个下行链路发射器的数据使得其表现为已经通过同步发射器产生。时间精确性可与最好的1-PPS追踪相比并且可支持3米的定位精确性(1-西格马)。

[0531] 出于最佳性能,同步接收器和/或接收器的天线可基于最佳GDOP而定位。在大型设施中可以利用多个同步接收器以在整个网络提供等效的3纳秒1-西格马的同步偏移。通过利用同步接收器,无需下行链路发射器的同步。

[0532] 同步接收器单元可以是与NSAU和/或LSU通信的独立单元。替代地,此同步接收器可以与NSAU整合。

[0533] 图13中描绘示例性无线网络定位设备图。

[0534] 利用LTE信号的完全自治系统(无客户网络投资)的实施例在以下模式中操作:

[0535] 1. 上行链路模式-使用无线网络上行链路(UL)信号用于定位目的(图16和17)

[0536] 2. 下行链路模式-使用无线网络下行链路(DL)信号用于定位目的(图14和15)。

[0537] 3. 双向模式-使用UL和DL信号两者用于定位。

[0538] 在上行链路模式中,多个天线连接到一个或多个NSAU。这些天线位置与无线网络天线无关;选择NSAU天线位置以使GDOP(几何精度衰减因子)减到最小。

[0539] 通过NSAU天线收集来自UE/手机装置的网络RF信号并且通过NSAU进行处理,从而在适用于捕捉所有关注信号的一个或多个实例的时间区间产生经处理的网络RF信号的时间戳样本。

[0540] 任选地,NSAU还可接收、处理下行链路信号的样本并对其进行加时间戳以获得额外信息,例如用于确定UE/电话ID等。

[0541] 根据捕获的带时间戳的样本,可确定(获得)UE/手机装置识别编号(ID)以及与每一UE/手机ID相关联的所关注带时间戳的无线网络信号。此操作可以通过NSAU或通过LSU执行。

[0542] NSAU可周期性供应数据到LSU。如果对于一个或多个UE/手机ID需要计划外的数据,那么LSU可请求额外数据。

[0543] 对于UL模式操作,无线网络基础设施和/或现有UE/手机中可不需要改变/修改。

[0544] 在下行链路(DL)模式中,可能需要支持InvisiTrack的UE。另外,如果使用电话来获得定位,将必须修改手机FW。

[0545] 在一些情况下,运营商可以使基带信号可从BBU(基带单元)获得。在此类情况下,NSAU还可能处理这些可用基带无线网络信号而不是RF无线网络信号。

[0546] 在DL模式中不需要使UE/手机ID与一个或多个无线网络信号关联,因为这些信号可在UE/手机中处理,或者UE/手机可周期性地产生经处理网络RF信号的带时间戳的样本且将这些发送到LSU;且LSU可将结果发送回到UE/手机。

[0547] 在DL模式中,NSAU可处理并且对经处理的RF或基带(当可用时)无线网络信号进行加时间戳。根据捕捉到的带时间戳的样本,可确定(获得)与网络天线相关联的无线网络信号DL帧起始并且将计算这些帧起始之间的差(偏移)。此操作可以通过NSAU或通过LSU执行。网络天线的帧起始偏移可存储在LSU上。

[0548] 在DL模式中,在装置可使用InvisiTrack技术处理/确定其自身的定位的情况下,网络天线的帧起始偏移可从LSU发送到UE/电话装置。否则,当UE/手机装置可将经处理网络RF信号的带时间戳的样本周期性地发送到LSU时,LSU可确定装置的定位且可将定位数据发送回到装置。

[0549] 在DL模式中,无线网络RF信号可来自一个或多个无线网络天线。为了避免多径对结果精确性的影响,应从天线或到无线网络设备的天线连接寻找RF信号。

[0550] 双向模式涵盖根据UL和DL操作两者确定定位。这允许进一步改进定位精确性。

[0551] 一些企业设置使用一个或多个BBU馈送一个或多个远程无线电头(RRH),其中每个RRH依次馈送具有相同ID的多个天线。在此类环境中,取决于无线网络配置,可能不需要确定网络天线的DL模式帧起始偏移。这包含单个BBU设置以及多个BBU,由此每个BBU的天线指派到某一区并且相邻区的覆盖范围是重叠的。

[0552] 另一方面,配置(借此从多个BBU馈送的天线在同一区中交错的配置)可能要求确定网络天线的DL模式帧起始偏移。

[0553] 在DAS环境中的DL操作模式中,多个天线可以共享相同ID。

[0554] 在本发明的实施例中,延伸/发展位置一致性算法以隔离DAS天线的范围与通过多径抑制处理根据参考信号(包含导频和/或同步)子载波产生的可观测量,并且根据多个DAS发射器(天线)范围获得位置估计值。

[0555] 然而,这些一致性算法对发射相同ID的天线的数目具有限制。有可能通过以下方法减少发射相同ID的天线的数目

[0556] 1. 对于给定覆盖范围的区,交错从扇区化BBU (BBU能够支持多达六个扇区)的不同扇区馈送的天线

[0557] 2. 对于给定覆盖范围的区,交错从扇区化BBU的不同扇区馈送的天线以及从不同BBU馈送的天线

[0558] 3. 对每个天线添加传播延迟元件。将延迟值选择为大到足以超过特定DAS环境(信道)中的延迟扩展,但小于循环前缀(CP)长度以使得由额外延迟造成的多径不会导致ISI(符号间干扰)。对一个或多个天线添加唯一延迟ID能进一步减少发射相同ID的天线的数目。

[0559] 在实施例中,可以提供不具有客户网络投资的自治系统。在此实施例中,系统可以在除LTE频带外的频带上操作。例如,在LTE服务不可用的地方可以使用ISM(工业科学医疗)频带和/或White Space频带。

[0560] 所述实施例还可以与宏/微/微微/毫微微站和/或UE(手机)设备整合。虽然所述整合可能需要客户网络投资,但是其可以降低成本开销并且可以显著改进TCO(总体拥有成本)。

[0561] 如本文中上文所提及,PRS可以供UE用于下行链路观测到达时间差(DL-OTDOA)定位。关于邻近基站(eNB)的同步,3GPP TS 36.305(第2部分:E-UTRAN中的用户设备(UE)定位的功能规格)指定到UE的发射时序,所述时序相对于候选小区(例如,邻近小区)的eNode B服务。3GPP TS 36.305还指定候选小区的物理小区ID(PCI)和全局小区ID(GCI)用于测量目的。

[0562] 根据3GPP TS 36.305,从E-MLC(增强型服务移动定位中心)服务器输送此信息。应注意,TS 36.305未指定上述时序精确性。

[0563] 另外,3GPP TS 36.305指定UE将向E-MLC返回下行链路测量值,其包含参考信号时间差(RSTD)测量值。

[0564] RSTD是在一对eNB之间获得的测量值(见TS 36.214演进型通用陆地无线接入(E-UTRA);物理层测量;版本9)。所述测量值定义为从邻区j接收到的子帧与服务小区i的相应子帧之间的相对时序差。使用定位参考信号获得这些测量值。结果反馈至计算位置的定位服务器。

[0565] 在实施例中,可以定义混合方法以适应最新引入的PRS和已经存在的参考信号两者。换句话说,混合方法可以使用/操作PRS、使用/操作其它参考信号(例如,小区或节点特定的参考信号(CRS))或使用/操作这两种信号类型。

[0566] 此类混合方法提供允许网络运营商取决于环境或网络参数动态地选择操作模式的优点。例如,PRS具有比CRS更好的可听性,但是可能导致高达7%的数据吞吐量减少。另一方面,CRS信号不造成任何吞吐量减少。另外,CRS信号与所有先前LTE版本(例如,Rel-8或更低版本)后向兼容。因而,混合方法为网络运营商提供在可听性、吞吐量和兼容性之间的折衷或平衡的能力。

[0567] 在长期演进(LTE)实施方案中,LTE下行链路基带信号(由小区或无线节点产生并且在本文中称为“节点”)通常组合到下行链路帧中。用于检测和接收此类信号的接收器可

以从多个小区或节点(两个或更多个)检测下行链路帧。每个下行链路帧包含多个CRS或参考信号。在下行链路(DL)帧中,这些参考信号具有时间和频率上的预定位置,例如,在帧起始与给定帧中的每个CRS之间存在确定性的时间偏移。

[0568] 另外,可以特殊代码调制每一CRS。调制和代码也是预定的。对于所有节点,CRS调制相同,但是代码(种子)由节点的ID号(标识号)决定。

[0569] 因此,通过知道节点ID,有可能估计来自每个节点(小区)的每个帧的帧起始时间在参考信号的频谱中的过程位置。为了这样做,首先可能必需确定来自不同节点的所有DL信号的帧起始时间或帧起始。例如,在实施例中,通过使接收到的DL基带信号与经代码调制的CRS的已知复本(在内部通过检测器和/或多径抑制处理器产生)相关,有可能找到所有CRS序列或来自各个节点的其它参考信号,并且通过此信息找到所有可观察节点的粗略位置帧起始。在实施例中,检测器还可以对CRS进行解调制/解码且接着使经解调/经解码CRS与指派给CRS的基带子载波相关。

[0570] 同时,在实施例中,CRS还可以由多径抑制处理器用作测距信号。因此,除了找到粗略帧起始以外,检测器的相关性处理还能够使用用于调制那些信号的代码隔离CRS与帧中的其它信号(例如有效负载)。之后,将这些隔离的CRS和相关联的帧起始传递到多径抑制处理器用于测距。

[0571] 在上行链路模式中可以使用类似方法,由此可以确定不同节点接收器之间的时序偏移。

[0572] 在下行链路实施例中,用于追踪和定位与网络通信的一个或多个无线网络装置的系统包括用户设备接收器,其经配置以从与网络通信的两个或更多个节点接收多个信号,所述多个信号以通过发射所述多个信号的两个或更多个节点中的每个节点的标识确定的代码进行调制,所述用户设备接收器包含:检测器,其经配置以基于所述标识检测并隔离参考信号与所述多个信号;以及处理器,其经配置以将参考信号用作来自每个节点的测距信号进行追踪和定位一个或多个无线网络装置。

[0573] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号组合到包含参考信号的帧中,并且其中检测器进一步经配置以估计来自每个节点的帧起始的过程位置。

[0574] 在实施例中,其中检测器进一步经配置以通过使参考信号与此类参考信号的已知复本相关来估计过程位置。

[0575] 在实施例中,其中检测器进一步经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号,并且其中检测器进一步经配置以隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号。

[0576] 在实施例中,其中处理器是至少一个多径抑制处理器,并且其中多径抑制处理器经配置以接收过程位置和隔离参考信号并估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0577] 在实施例中,其中处理器是至少一个多径抑制处理器。

[0578] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号处于帧中,其中检测器进一步经配置以估计来自每个节点的帧起始的过程位置,其中检测器经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号,其中检测器进一步经配置以隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号,其中检测器经配置以将每个节点的过程位置和隔离参考信号传递到多径抑制处理器,并且其中多径抑制处理器经配置以接收过程位置和隔离参考信号并估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0579] 在实施例中,系统进一步包括上行链路实施例,其中节点接收器经配置以从一个或多个无线网络装置接收装置信号,所述装置信号以通过发射所述装置信号的一个或多个无线网络装置中的每个无线网络装置的装置标识确定的装置代码进行调制,所述节点接收器包含:装置检测器,其经配置以基于装置标识检测并隔离装置参考信号与装置信号;以及第二处理器,其经配置以将装置参考信号用作来自每个无线网络装置的测距信号进行追踪和定位一个或多个无线网络装置。

[0580] 在实施例中,用于追踪和定位与网络通信的一个或多个无线网络装置的系统包括:用户设备接收器,其经配置以从与网络通信的两个或更多个节点接收多个信号,所述多个信号以通过发射所述多个信号的两个或更多个节点中的每个节点的标识确定的代码进行调制;以及处理器,其经配置以基于所述标识检测并隔离参考信号与所述多个信号,并且将参考信号用作来自每个节点的测距信号进行追踪和定位一个或多个无线网络装置。

[0581] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号组合到包含参考信号的帧中,并且其中处理器进一步经配置以估计来自每个节点的帧起始的过程位置。

[0582] 在实施例中,其中处理器进一步经配置以通过使参考信号与此类参考信号的已知复本相关来估计过程位置。

[0583] 在实施例中,其中处理器进一步经配置以基于过程位置和隔离参考信号来估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0584] 在实施例中,其中处理器进一步经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号,并且其中处理器进一步经配置以隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号。

[0585] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号处于帧中,其中处理器进一步经配置以通过使参考信号与参考信号的已知复本相关来估计来自每个节点的帧起始的过程位置,其中处理器进一步经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号并隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号,其中处理器进一步经配置以基于过程位置和隔离参考信号来估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0586] 在实施例中,用于追踪和定位与网络通信的一个或多个无线网络装置的系统包括:检测器,其经配置以从与网络通信的两个或更多个节点接收多个信号,所述多个信号以通过发射所述多个信号的两个或更多个节点中的每个节点的标识确定的代码进行调制,所述检测器还经配置以基于所述标识检测并隔离参考信号与所述多个信号;以及处理器,其经配置以将参考信号用作来自每个节点的测距信号进行追踪和定位一个或多个无线网络装置。

[0587] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号组合到包含参考信号的帧中,并且其中检测器进一步经配置以估计来自每个节点的帧起始的过程位置。

[0588] 在实施例中,其中检测器进一步经配置以通过使参考信号与此类参考信号的已知复本相关来估计过程位置。

[0589] 在实施例中,其中检测器进一步经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号,并且其中检测器进一步经配置以隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号。

[0590] 在实施例中,其中处理器是至少一个多径抑制处理器,并且其中多径抑制处理器经配置以接收过程位置和隔离参考信号并估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0591] 在实施例中,其中处理器是至少一个多径抑制处理器。

[0592] 在实施例中,其中来自两个或更多个节点中的每个节点的多个信号处于帧中,其中检测器进一步经配置以估计来自每个节点的帧起始的过程位置,其中检测器经配置以隔离参考信号与帧中的任何其它信号,其中检测器进一步经配置以隔离用于两个或更多个节点中的每个节点的参考信号,其中检测器经配置以将每个节点的过程位置和隔离参考信号传递到多径抑制处理器,并且其中多径抑制处理器经配置以接收过程位置和隔离参考信号并估计来自每个节点的测距信号的相对到达时间。

[0593] 在实施例中,用于追踪和定位与网络通信的一个或多个无线装置的系统包括节点接收器,其经配置以从一个或多个无线网络装置接收装置信号,所述装置信号以通过发射所述装置信号的一个或多个无线网络装置中的每个无线网络装置的装置标识确定的装置代码进行调制,所述节点接收器包含:装置检测器,其经配置以基于装置标识检测并隔离装置参考信号与装置信号;以及处理器,其经配置以将装置参考信号用作来自每个无线网络装置的测距信号进行追踪和定位一个或多个无线网络装置。

[0594] 此外,混合方法可以对LTE UE定位架构透明。举例来说,混合方法可以在3GPP TS 36.305框架中操作。

[0595] 在实施例中,可以测量RSTD,并且根据3GPP TS 36.305,将RSTD从UE传递到E-SMLC。

[0596] UL-TDOA (U-TDOA) 目前处于研究阶段且预期在即将出现的版本11中标准化。

[0597] 在上文描述了并且还在图16和17中展示了UL-TDOA (上行链路) 的实施例。下文描述的图18和19提供UL-TDOA的替代实施例的实例。

[0598] 图18呈现可以包含一个或多个DAS和/或毫微微/小小区天线的环境。在此实例实施例中,每个NSAU装备有单个天线。如所描绘,需要至少三个NSAU。然而,在实施例中,可添加额外NSAU以改善可听性,因为每一UE必须被至少三个NSAU“听见”。

[0599] 此外,NSAU可以被配置为接收器。例如,每个NSAU在空中接收但是不发射信息。在操作中,每个NSAU可以收听来自UE的无线上行链路网络信号。UE中的每一个可以是手机、附属装置和/或另一UE装置。

[0600] 此外,NSAU可以经配置以通过接口(例如,有线服务或LAN)与定位服务器单元(LSU)通信。反过来,LSU可以与无线或LTE网络通信。通信可以经由网络API,其中LSU可以(例如)与LTE网络的E-SMLC通信,并且可以使用例如LAN和/或WAN等有线服务。

[0601] 任选地,LSU还可以与DAS基站和或毫微微/小小区直接通信。这种通信可以使用同一API或修改后的网络API。

[0602] 在此实施例中,探测参考信号(SRS)可以用于定位目的。当然,也可以采用其它信号。

[0603] NSAU可以将UE上行链路发射信号转换成数字格式,例如I/Q样本,并且可以使用时间戳周期性发送多个转换信号到LSU。

[0604] DAS基站和或毫微微/小小区可以向LSU传递以下数据中的一种或全部:

[0605] 1) SRS、I/Q样本和时间戳;

[0606] 2) 被服务UE ID列表;以及

[0607] 3) 具有UE ID的每个UE的SRS调度,所述调度包含SRS SchedulingRequestConfig信息和SRS-UL-Config信息。

[0608] 传递到LSU的信息可不受上述信息限制。其可包含使每个UE装置上行链路信号(例如,UE SRS)与每个UE ID相关所需的任何信息。

[0609] LSU功能可包含测距计算和获得UE的定位。这些确定/计算可以基于从NSAU、DAS基站和/或毫微微/小小区传递到LSU的信息。

[0610] LSU还可以确定与从NSAU传递到LSU的可用下行链路发射信息的时序偏移。

[0611] 反过来,LSU可以为无线或LTE网络提供UE定位以及其它计算和数据。此类信息可以经由网络API传送。

[0612] 出于同步目的,每个NSAU可以接收、处理并对下行链路信号的样本进行加时间戳。每个NSAU还可以周期性地发送多个此类样本到LSU,包含时间戳。

[0613] 另外,每个NSAU可以包含经配置用于与外部信号同步的输入。

[0614] 图19描绘UL-TDOA的另一实施例。除了图18中描绘的组件以外,此实施例的环境还可以包含一个或多个小区信号塔,其可以代替DAS基站和/或毫微微/小小区使用。来自所述一个或多个小区信号塔的数据可以用来获得UE的定位。

[0615] 因而,此实施例的优点包含以单个小区信号塔(eNB)获得定位。另外,此实施例可经配置以类似如图18所描述的方式操作,除了一个或多个eNB可以替代DAS基站和/或毫微微/小小区。

[0616] UE的上行链路定位的一个方法是小区标识方法(CID)。在基本CID方法中,可以在小区层级确定UE位置。此方法是仅仅基于网络的。因此,UE(例如,手持机)不了解其被追踪的实情。虽然这是相对简单的方法,但是其缺乏精确性,因为定位不确定性等于小区直径。例如,如图20中所示,服务小区信号塔2004的小区直径2002内的任何手持机2000实际上具有相同定位,即使它们并非处于同一位置。当与服务扇区标识(扇区ID)知识组合时可以改进CID方法的精确性。例如,如图21中所示,扇区ID 2100标识小区直径2002内包含多个手机2104的部分2102,已知所述多个手持机2104具有与小区直径2002的其它扇区中的其它手机2000不同的位置。

[0617] 可为可能通过增强型小区ID(E-CID)方法对CID方法进行进一步增强,E-CID方法对上文描述的基本CID方法的进一步改进。一种增强使用时序测量值来计算UE与eNB(网络节点)间隔多远。此距离可以计算为往返时间(RTT)的一半、或LTE中的定时提前(TA)(LTE TA)乘以光速。如果连接了UE,那么RTT或TA可以用于距离估计。在这种情况下,服务小区信号塔或扇区和UE(当服务eNB命令时)可测量Rx子帧与Tx子帧之间的时序差。UE可将其测量值报告给eNB(也在eNB控制下)。应注意,LTE版本9增加了TA 2型测量值,其依赖于根据在随机存取过程期间接收PRACH前导码而估计的定时提前。PRACH(物理/分组随机接入信道)前导码指定当未从被追踪的UE接收到响应时在一个PRACH倾斜上升循环期间发送的前导码的最大数目。LTE的1型TA测量值相当于RTT测量值,如下:

[0618]  $RTT = TA(1型) = eNB(Rx-Tx) + UE(Rx-Tx)$

[0619] 在了解eNB的坐标和服务小区信号塔天线的高度的情况下,可以通过网络计算UE的位置。

[0620] 然而,E-CID定位方法仍受到限制,因为在一个维度中定位精确性取决于扇区宽度与和服务小区信号塔的距离,而在另一个维度中误差取决于TA(RTT)测量精确性。扇区宽度随网络拓扑而变化,并且受传播现象(确切地说,多径)影响。扇区精确性估计值在200米到

超过500米的范围内变化。LTE TA测量值的分辨率是4Ts,其对应于39米的最大误差。LTE TA测量值的实际误差甚至更大,然而,由于校准不精确性和传播现象(多径),实际误差可以达到多达200米。

[0621] 如图22中所示,在加入被称为到达角度(AoA)的特征的情况下可以进一步改进E-CID方法。eNB估计UE使用直线阵的等间隔天线单元2200进行发射的方向。通常,使用参考信号进行AoA确定。当在两个相邻天线单元2200处从UE接收到参考信号时,可以使参考信号相位旋转,如图23中所示,相位旋转的量取决于AoA、载波频率和元件间隔。AoA可要求每个eNB装备有天线阵列/自适应天线。其也易受多径和拓扑变化影响。尽管如此,精密天线阵列可以明显减小扇区2100的宽度2202,这可以产生更好的定位精确性。此外,如果两个或更多个服务小区信号塔2300(eNB的基站装备有定向天线阵列)可以用来进行手持机AoA确定,如图23中所示,就可以显著改进精确性。在这种情况下,精确性仍受制于多径/传播现象。

[0622] 在多个LTE频带上部署天线阵列/自适应天线网络范围就资金、时间、维护等而言要求非常多。因此,尚未出于UE定位的目的部署天线阵列/自适应天线。例如基于信号强度的方法等其它方法不能产生明显的精确性改进。一个此类信号强度方法是指纹识别,其要求创建并且不断更新庞大的、不断变化的(在时间上)指纹数据库(例如,花费大量资金和经常性费用)而不会带来明显的精确性改进。此外,指纹识别是基于UE的技术,由此无法在不具有UE应用程序层级上的UE辅助的情况下确定UE位置。

[0623] 对其它上行链路定位方法的限制的解决方案包括使用AoA功能而不需要天线阵列/自适应天线。此类实施例可以采用TDOA(到达时间差)定位技术进行AoA确定,其可以基于估计来自多个接收器处的源的信号的到达时间的差。具体时间差估计值定义与UE通信的两个接收器之间的双曲线。当接收天线之间的距离相对于发射器(手持机)所位于的距离较小时,TDOA相当于传感器(接收器天线)的基线与来自发射器的入射RF能量之间的角度。如果已知基线与正北之间的角度,那么可以确定走向线(LOB)和/或AoA。

[0624] 虽然已知使用TDOA或LOB(又称为AoA)的一般定位方法,但是尚未使用TDOA定位方法来确定LOB,因为TDOA参考点彼此太接近而使得一种技术的精确性不可接受。实际上,通常使用定向天线和/或波束成形天线确定LOB。然而,本文中描述超分辨率方法使得有可能使用TDOA用于LOB确定同时显著提高精确性。另外,不使用本文中描述的参考信号处理技术,就可能不能(例如)通过非服务扇区和/或天线“听到”(例如,检测)来自服务扇区外部的UE的参考信号。不具有本文中描述的分辨率和处理能力,就可能不能采用TDOA进行LOB确定,因为需要至少两个参考点,例如,两个或更多个扇区和/或天线。类似地,UE可能不能够检测从不同于服务扇区(例如,从非服务扇区和/或天线)到达UE的参考信号。

[0625] 例如,在图24中,说明两种天线间隔情境:宽间隔和近(小)间隔。在这两种情境中,双曲线2400和入射线2402在手持机2000的位置处交叉,但是在天线2404间隔宽的情况下,这会在更陡的角度处发生,这反过来会大量减少定位误差。同时,在天线2404彼此接近的情况下,双曲线2400变得可与RF能量入射线2402或LOB/AoA互换。

[0626] 下文列举的公式可以用来确定来自发射器的入射RF能量,其中通过以下公式给出两个天线(传感器)之间的RF能量的到达时间的的时间差:

$$[0627] \quad \Delta t = \frac{x \sin \theta}{c}$$

[0628] 其中：

[0629]  $\Delta t$ 是以秒计的时间差；

[0630]  $x$ 是以米计的两个传感器之间的距离；

[0631]  $\Theta$ 是以度数计的传感器的基线与入射RF波之间的角度；以及

[0632]  $c$ 是光速。

[0633] 通过使用TDOA定位实施例可获得几种定位策略，包含：(1) 当两个或更多个服务小区之间的TDOA测量(多边测量)可用时，例如，宽间隔；(2) 当TDOA测量来自一个或多个服务小区处的两个或更多个扇区时，例如，小天线间隔，例如LOB/AoA；(3) 策略(2)和(3)的组合；以及(4) TA测量与策略(1)到(3)的组合，例如，改进的E-CID。

[0634] 如下文进一步阐述的，在紧密定位的天线的情况下，当来自两个或更多个天线的信号是来自同一小区信号塔时，TDOA定位实施例可以使用走向线。这些信号可以在接收到的复合信号中检测到。通过了解信号塔位置和每个扇区和/或天线的方位角，可以在定位过程中计算并利用走向线和/或AoA。LOB/AoA精确性可能受到多径、噪音(SNR)等影响，然而，通过可基于超分辨率技术的高级信号处理和上文描述的多径抑制处理技术可以抑制此影响。此类高级信号处理包含(但不限于)信号相关性/相关、滤波、平均化、同步平均化和其它方法/技术。

[0635] 服务小区信号塔2500通常由多个扇区构成，如图25中所示，图25示出了三个扇区(扇区A、扇区B和扇区C)的配置。所说明的三个扇区的部署可以包含每个扇区一个或多个天线2502。单个扇区(例如扇区A)可以受UE(手持机)控制，因为手机发射可在扇区A的主瓣中(主瓣的中心与扇区方位角一致)。同时，手持机发射可落在B和C的主瓣外部，例如进入天线侧瓣。因此，手持机信号可仍在扇区B和C的输出信号频谱中存在，但是相对于来自于扇区B或扇区C的主瓣中的其它手机的信号可能明显衰减。尽管如此，通过使用如上文和下文所描述的高级信号处理，有可能获得关于测距信号的足够处理增益，使得可从邻近扇区的旁瓣(例如，扇区B和扇区C的旁瓣)检测所述测距信号。出于基于网络的定位目的，可以采用LTE上行链路SRS(探测参考信号)作为测距信号。

[0636] 换句话说，虽然UE上行链路参考信号可能处于邻近扇区天线的旁瓣中，但是通过本文中描述的参考信号处理方法获得的处理增益可足以允许计算两个(或更多)扇区天线之间的TDOA。通过上文描述的多径抑制处理算法可以明显增强此实施例的精确性。因此，与通过LTE TA时序计算的圆环域交叉的LOB/AoA可以提供UE定位到大致20米乘100米的误差椭圆内。

[0637] 当可以通过两个或更多个LTE信号塔听到UE时(这在使用上文描述的处理增益和多径抑制技术时极可能)可以获得进一步的定位误差减小。在这种情况下，TDOA双曲线与一个或多个LOB/AoA线的交叉可以产生30乘20米的误差椭圆(针对两个扇区的小区信号塔)。如果每个小区信号塔支持三个或更多个扇区，那么误差椭圆可以进一步减小到10到15米。如果通过三个或更多个eNB的(小区信号塔)听到UE，那么可以获得5到10米的精确性。在高值区域中，例如购物商场、办公楼区等，可以使用额外的小小区或无源收听装置形成覆盖范围。

[0638] 如上文所提及，小区信号塔2500的每个扇区可以包含一个或多个天线2502。在典型安装中，对于给定扇区，在所述扇区的接收器输入处组合来自每个天线的信号。因此，出

于定位目的,两个或更多个扇区天线可以视为具有复合定向性线型、方位角和高度的单个天线。还可以为扇区自身指派假设的天线复合定向性及其(主瓣)方位角和高度。

[0639] 在实施例中,来自每个服务小区信号塔和邻近服务小区信号塔的所有扇区的接收到的信号(呈数字格式)发送到定位服务器单元(LSU)进行位置确定。另外,通过来自每个服务小区信号塔的每个服务扇区将根据每个被服务UE的SRS调度和TA测量值提供给LSU。假设已知每个服务小区信号塔和每个邻近小区信号塔位置坐标、各自具有假设的(复合)扇区天线方位角和高度的每个信号塔的扇区的数目,以及小区信号塔处的每个扇区位置,LSU可以确定相对于服务小区信号塔和/或邻近小区信号塔每个UE位置。所有上述信息可以使用一个或多个标准化或专有接口通过有线网络(例如LAN、WAN等)发送。LSU还可以使用标准化接口和/或网络运营商的定义接口/API介接无线网络基础设施。位置确定还可以在网络节点与LSU之间拆分或仅在网络节点中执行。

[0640] 在实施例中,位置确定可以在UE中执行或在UE和LSU或网络节点之间拆分。在此类情况下,UE可以使用标准网络协议/接口在空中通信。另外,位置确定可以通过UE、LSU和/或网络节点的组合执行,或LSU功能可以实施(内嵌)到SUPL服务器、E-SMLC服务器,和/或接着可以替代LSU使用的LCS(定位服务)系统中。

[0641] 下行链路(DL)定位方法的实施例与上文描述的上行链路(UL)定位实施例相反。在DL实施例中,扇区可以变为发射器,具有匹配所述扇区的接收定向性、方位角和高度的发射线型、方位角和高度。与上行链路实施例不同,在DL实施例中,UE通常具有单个接收天线。因此,对于UE,不存在可以用来确定RF波入射的传感器基线。然而,UE可以确定不同扇区之间的TDOA以及因此扇区之间的双曲线(多边测量),并且因为相同小区信号塔扇区彼此接近,双曲线变得可与RF能量入射线或LOB/AoA互换,如上文参考图24所描述。虽然LOB/AoA精确性可能受多径、噪音(SNR)等影响,但是这种影响可以通过使用基于上文描述的超分辨率技术的高级信号处理和多径抑制处理得以抑制。

[0642] 如所提到,可以类似于UE上行链路定位的方式完成UE DL定位,除无法根据以上公式确定RF波入射角之外。替代地,多边测量技术可以用于确定每个服务小区信号塔的LOB/AoA。

[0643] UE DL定位实施例也采用参考信号。在DL情况下,用于此类基于网络的定位的一个方法可以是LTE小区特定参考信号(CRS)用作测距信号。另外,可以使用LTE版本9中引入的位置参考信号(PRS)。因此,定位可使用CRS、PRS或CRS和PRS两者来完成。

[0644] 如同UE上行链路定位实施例,对于UE下行链路定位实施例,可以将呈数字格式的UE接收信号的抽点发送到LSU用于处理。UE还可以获得TA测量值并将它们提供给LSU。任选地,可以通过来自每个服务小区信号塔(网络节点)的每个服务扇区将根据每个被服务UE的TA测量值提供给LSU。如前文所述,假设已知每个服务小区信号塔和每个邻近小区信号塔位置坐标、各自具有扇区发射线型方位角和高度的每个信号塔的扇区的数目,以及小区信号塔处的每个扇区位置,LSU可以确定相对于服务小区信号塔和/或邻近小区信号塔每个UE位置。在实施例中,位置确定可以在UE中执行或在UE和LSU或网络节点之间拆分。在实施例中,所有位置确定可以在LSU或网络节点中执行或在这两者之间拆分。

[0645] UE可使用标准无线协议/接口在空中传送/接收测量结果和其它信息。可以使用专有和/或一个或多个标准化接口通过有线网络(例如LAN、WAN等)进行LSU与网络节点之间的

信息交换。LSU可以使用标准化接口和/或网络运营商的定义接口/API介接无线网络基础设施。位置确定还可以在网络节点与LSU之间拆分或仅在网络节点中执行。

[0646] 对于上文描述的UE DL定位实施例,还可以使用天线端口映射信息来确定位置。3GPP TS 36.211LTE标准定义用于DL的天线端口。LTE标准中针对每个天线端口定义了不同参考信号(导频信号)。因此,DL信号也携带天线端口信息。此信息包含于PDSCH(物理下行链路共享信道)中。PDSCH使用以下天线端口:0;0和1;0、1、2和3;或5。这些逻辑天线端口指派(映射)到物理发射天线,如图26中所示。因此,此天线端口信息可以用于天线标识(天线ID)。

[0647] 例如,天线端口映射信息可以用来确定天线之间的RF波入射和双曲线(多边测量)(假设已知天线位置)。取决于执行位置确定的位置,天线映射信息必须可用于LSU或UE或网络节点。应注意,通过将CRS信号放置于不同时隙和不同资源单元中指示天线端口。可每DL天线端口发射一个CRS信号。

[0648] 在eNB或网络节点中的MIMO(多输入多输出)部署情况下,接收器可以能够确定来自给定UE的到达时间差。了解天线到接收器的映射,例如,MIMO映射,包含天线位置,还可能确定到天线的RF波入射(LOB/AoA)以及针对给定eNB天线的双曲线(多边测量)。类似地,在UE处,UE接收器可以能够确定来自两个或更多个eNB或网络节点和MIMO天线的到达时间差。了解eNB天线位置与天线映射,可能确定从天线的RF波入射(LOB/AoA)以及针对给定eNB天线的双曲线(多边测量)。取决于执行位置确定的位置,天线映射信息必须可用于LSU或UE或网络节点。

[0649] 存在是MIMO的子集的其他配置,例如,单输入多输出(SIMO)、单输出多输入(SOMI)、单输入单输出(SISO)等。可以通过天线端口映射和/或MIMO天线映射信息定义/确定所有这些配置用于定位目的。

[0650] 在一方面中,本发明的实施例涉及用于对象的基于RF的标识、追踪和定位(包含RTLS)的方法和系统。根据一个实施例,所述方法和系统采用地理上分布的接收器和/或发射器集群,所述集群在时间上精密同步,例如,在每个集群内时间同步为10ns内或更好,但是集群间时间同步可以不那么精确或完全不需要。虽然相对于一个具体实施例描述了10ns或更好的精密同步时间,但是重要的是应注意,获得精确位置所需的预定同步时间取决于所利用的设备。例如,对于其中需要3m的精确性进行精确位置确定的一些无线系统设备,预定时间可能需要为10ns或更好,但是使用其它无线系统设备,50m的位置精确性可能就绰绰有余。因此,预定时间是基于针对无线系统的所需位置精确性。所公开的方法和系统是对追踪和定位DL-OTDOA和U-TDOA技术的现有实施方案的明显改进,其依赖于地理上分布的独立(个别)发射器和/或接收器。

[0651] 例如,在DL-OTDOA技术中,计算来自邻近基站(eNB)的信号之间的相对时序差,并且可以在具有或不具有UE辅助的情况下在具有UE(手持机)的网络中估计UE位置,或在具有网络辅助(具有仅基于SUPL的控制面或用户面)的情况下或在不具有网络辅助的情况下在UE(手持机)中估计UE位置。在DL-OTDOA中,一旦接收到来自三个或更多个基站的信号,UE就测量来自一对基站的信号之间的相对时序差并且产生双曲线位置线(LOP)。需要至少三个参考点(基站不属于直线)来定义两个双曲线。UE的位置(定位)处于这两个双曲线的交叉点(见图11)。UE定位与基站的RF发射器的(天线)位置相关。举例来说,当使用LPP(LTE定位协

议,版本9)时,DL-OTDOA定位是UE辅助的,并且E-SMLC(演进型服务移动定位中心)是基于服务器的。

[0652] U-TDOA技术类似于DL-OTDOA,但是作用颠倒。此处,邻近的位置管理单元(LMU)计算来自UE(手持机)的上行链路信号的相对到达时间,并且可以在不具有UE辅助的情况下在网络中估计UE位置。因此,U-TDOA是LMU辅助的,并且E-SMLC(演进型服务移动定位中心)是基于服务器的。一旦可获得来自三个或更多个LMU的相对到达时间值,网络的E-SMLC服务器就产生双曲线位置线(LOP)和UE的位置(定位)(见图27)。UE定位与LMU天线位置相关。在一个方面中,与DL-OTDOA不同,可能不需要在U-TDOA情况下eNB的(基站的)时间同步,仅LMU可能需要精密时间同步用于定位目的。举例来说,LMU实质上是具有计算功能的接收器。作为另一个实例,LMU接收器采用SDR(软件定义无线电)技术。在另一实例中,LMU可以是小小区、宏小区或仅进行接收的专用小小区类型装置。

[0653] 不论实施方案如何,如通过网络提供的使SRS的定位针对特定UE相关可实现UE的标识和定位。可以在网络层级或在局部扇区(例如,建筑物、小小区或小小区和服务特定区域的宏小区的组合的DAS)内进行SRS的定位。如果并非先验地已知针对UE的SRS的定位,解决方案可能使UE的定位贯穿覆盖领域相关。这样做可显示UE已经行进的位置历史。在一些情况下,可能需要确定UE的位置,即使网络不提供SRS针对具体UE所位于之处的指示。通过确定UE与已知点的位置或接近度,UE的位置可以与SRS相关,由此使UE与其发射的SRS相关。此类定位可以通过其它位置/接近度解决方案(例如,Wi-Fi和蓝牙)完成。用户还可以经由UE应用程序确定其位置或通过行走到预定位置以便确定其UE到位置解决方案。

[0654] 图11和27中示出了宏基站。另外,图27描绘与基站点于一处的LMU。这些描绘是有效选项,但是LTE标准未指定LMU可以放置于何处,只要LMU的放置符合多边测量/三边测量要求。

[0655] 在一个方面中,用于室内环境的共同部署是DAS(分布式天线系统)和/或小小区,其是与RF高度整合的便宜的基站。LMU也可以放置于室内和/或校园型环境中,例如,U-TDOA可以用于DAS和/或小小区环境中。在另一个方面中,可以通过定位在室内的LMUs和定位在外部的宏小区的组合获得基于U-TDOA的精确室内定位,例如,不需要部署DAS和/或小小区;或具有减少的数目的小小区。因此,可以在存在或不存在DAS和/或小小区的情况下部署LMU。在另一方面,LMU可以放置于其中使用蜂窝式信号放大器/增高器的环境中;存在或不存在DAS和/或小小区。

[0656] LTE版本11还考虑LMU和eNB整合成单个单元。然而,这可在个别小小区eNB为地理上分布的情况下对小小区之间的时间同步要求带来额外负担,对此无线/蜂窝式服务供应商并未准备好满足,特别是室内和/或在其它排斥GPS/GNSS的环境中。

[0657] DAS系统本身比地理上分布的宏/微/小小区/LMU时间同步到高得多的程度(精密性)。在DAS环境中使用DL-DTOA解决方案可减轻时间同步问题,但在DAS环境中,单个基站服务于大量分布式天线,以使得多个天线以同一小区ID(标识号)发射同一下行链路信号。因此,传统的DL-OTDOA方法无效,因为不存在可标识的邻近小区(天线)以不同ID产生信号。尽管如此,当采用如第7,872,583号美国专利案中所描述的多径抑制处理器和多径抑制技术/算法,并且延伸如2012年8月3日递交的发明名称为“使用减少衰减RF技术测距并追踪对象时的多径抑制(MULTI-PATH MITIGATION IN RANGE FINDING AND TRACKING OBJECTS USING

REDUCED ATTENUATION RF TECHNOLOGY) ”的第13/566,993号美国非临时申请案中所描述的位置一致性算法的使用时有可能使用DL-OTDOA技术;前述专利案和申请案以全文引用的方式并入本文中。然而,这些一致性算法对以相同ID发射信号的天线的数目具有限制。一个解决方案是减少发射相同ID的天线的数目,例如,将大量DAS天线拆分成具有不同ID的两个或更多个时间同步集群。此类布置会增加系统成本(增加基站数目)并且要求手持机/UE支持上述技术。

[0658] 在DAS环境中采用U-TDOA还会增加关于添加/安装LMU单元的成本。然而,可不需要对UE(手持机)的改变;仅可能必须升级基站软件以支持U-TDOA功能性。另外,有可能使多个LMU与DAS系统整合(整合到DAS系统中)。因此,当在室内、在校园环境中和在其它GPS/GNSS具挑战性的地理上受限的环境中使用,通过LMU使用U-TDOA方法具有许多优点。

[0659] 室内和其它排斥GPS/GNSS的环境中的地理上分布的多个基站和/或小小区和/或LMU之间的精密时间同步比使宏小区和/或宏小区户外(例如,GPS/GNSS友好的环境)使用的LMU设备时间同步更复杂。这是因为户外环境中的宏小区具有升高并且露天的天线。因此,GPS/GNSS信号质量非常好,并且可以使用GPS/GNSS使宏小区天线发射和/或LMU接收器在足够大的面积上同步到非常高的精确性,标准偏差10ns。

[0660] 在一个方面中,对于室内和其它排斥GPS/GNSS的环境,通过使用外部同步源获得多个分布式基站和/或小小区/LMU之间的时间同步,所述外部同步源产生基站和/或小小区和/或LMU共享的同步信号。此同步信号可以来源于GPS/GNSS,例如1PPS信号,和/或互联网/以太网,例如PTP或NTP等。后者是低成本解决方案,但是其无法提供用于精确定位所需的时间同步精密度,源自GPS/GNSS的外部同步信号更精密,标准偏差降至20ns,但是要求额外硬件设备要求,例如,将这些信号用电线连接会更复杂/昂贵。另外,可能需要对基站和/或小小区硬件/低层级固件的改变以使外部同步信号具有更高水平的精密性。另外,20ns标准偏差不足以精确地符合3米的要求,例如,具有约10ns的标准偏差。

[0661] 为了克服上述限制,如通过图28的多信道LMU高层级方块图所示,一个实施例使用具有多个接收天线2802和信号信道2804的LMU装置2800。举例来说,一个或多个信号信道2804可以包括信号处理组件,例如RFE(RF前端)2806、RF下变频器2808和/或上行链路-定位处理器2810。可以使用其它组件和配置。在一方面中,信号信道2804在LMU装置2800内位于一处并且是紧密时间同步的(例如,具有约3ns到约10ns的标准偏差)。在另一实例中,来自每个LMU信号信道2804的天线2802地理地分布(例如,类似于DAS)。作为另一个实例,外部时间同步组件(例如,GPS/GNSS、互联网/以太网等)可以与LMU装置2800通信。相比试图使多个地理上分布的装置紧密地同步,在装置(例如,LMU装置2800)内部更容易实现精密时间同步。

[0662] 举例来说,当部署两个或更多个多信道LMU(例如,LMU装置2800)时,可以放宽这些LMU之间的时间同步,使得可以使用低成本和低复杂性的方法来(使用外部源信号)使多个分布式多信道LMU同步。例如,可以使用互联网/以太网同步或可以部署共用传感器(装置)以提供不同多信道LMU之间的时序同步。

[0663] 另一方面,多信道LMU方法减少了确定定位时可以使用的双曲线位置线(LOP)的数目,但是时间同步改进能克服此不足(见以下解释和实例)。

[0664] 当使用多边测量/三边测量方法时,UE定位精确性取决于两个因素:几何精度因子

(GDOP),其归因于宏小区信号塔/小小区/LMU的几何布置;以及单个测距 $\sigma_{R\_pseudo}$ 测量的精确性(见Günter Seeber,《卫星大地测量学(Satellite Geodesy)》,2003年):

$$[0665] \quad \sigma_{POS} = GDOP \times \sigma_{R\_pseudo}$$

[0666] GDOP取决于发射天线(在DL-OTDOA情况下)或接收天线(在U-TDOA情况下)的地理分布。在有规律放置的天线的情况下,二维GDOP估计值等于 $2/\sqrt{N}$ (H.B.LEE,“双曲线多边测量系统的精确性限制(ACCURACY LIMITATIONS OF HYPERBOLIC MULTILATERATION SYSTEMS),1973年”);其中在蜂窝式网络的情况下,N是UE“可听到的”发射器(宏小区信号塔/小小区/DAS天线)的数目(在DL-OTDOA情况下)或可以“听到”UE上行发射的LMU/LMU接收信道的数目(在U-TDOA情况下)。因此,UE位置误差的标准偏差可以计算如下:

$$[0667] \quad \sigma_{POS} = \frac{2}{\sqrt{N}} \times \sigma_{R\_pseudo}$$

[0668] 假设八个地理上分布的(室内)单接收信道LMU(有规律地放置)正检测UE上行发射,并且这些LMU经由1PPS信号同步(例如,20ns的标准偏差)。在这种情况下, $N=8$ ,并且可能存在可以用于UE定位的七个独立的LOP。进一步假定测距误差标准偏差 $\sigma_R$ 是3米(约10ns);则单个测距测量的精确性是:

$$[0669] \quad \sigma_{R\_pseudo} = \sqrt{(\sigma_R^2) + (\sigma_{SYNC}^2)} = \sqrt{10^2 + 20^2} = 22.4 \text{ ns (6.7 米)};$$

[0670] 其中 $\sigma_{SYNC}$ 是外部时间同步信号标准偏差(20ns)。

[0671] 在此情况下( $N=8$ ),UE位置误差的单个测距测量和标准偏差 $\sigma_{POS}$ 等于4.74米。

[0672] 作为一实例,如果具有有规律放置的分布式天线的两个、四个接收信道LMU(例如,多信道LMU装置2800)在检测UE上行链路发射,那么每一LMU可产生三个紧密时间同步的LOP的集合(例如,约3ns的标准偏差);且对于三个独立LOP, $N=4$ 。在此情况下,产生两个UE位置定位,各自具有3.12米的标准偏差误差 $\sigma_{POS}$ 。通过平均化和/或其它方式/方法组合这两个定位可进一步减少UE定位误差。一种估计是误差减少与UE定位的数目的平方根成正比。在本发明中,此数字等于2,且最终UE位置定位误差 $\sigma_{POS\_FINAL}$ 是2.21米,作为 $3.12/\sqrt{2}$ 而获得。

[0673] 在一个方面中,对于室内和其它排斥GPS/GNSS的环境可以使用若干多信道LMU(例如,LMU装置2800),在这些多信道LMU之间具有放宽的同步。举例来说,在多信道LMU装置内,LMU可以紧密地同步(例如,标准偏差在约3ns与约10ns之间)。另一实施例利用可以使整合有LMU装置电子产品(LMU功能内嵌的到eNB中)的多个单信道小小区/LMU和/或小小区在机架安放壳体(图31、图32和图33)和/或机柜(例如,19英寸机架)中集群(例如,整合、位于一处等)的事实。每个单信道装置天线可以是地理上分布的,如同在DAS中。集群内的装置可以是时间紧密同步的(例如,小于或等于10ns的标准偏差)。多个机架安放壳体可以根据通信要求(例如,VoLTE)同步,由此可以使用低成本且低复杂性的方法。相比使多个地理上分布的装置紧密地时间同步的情况,更容易实现机架安放壳体/机柜内部集群(整合)的多个装置之间的精密(紧密)时间同步并且成本更低。

[0674] 在另一个方面中,多个LMU可以与DAS系统整合(整合到DAS系统中),如图34中所示。举例来说,LMU接收器可以共享每个DAS天线产生的接收信号,例如,共享DAS天线。这些接收信号的实际分布取决于DAS实施方案:有源DAS对比无源DAS。然而,LMU和DAS整合的实施例使得通过LMU接收器通道共享每个DAS天线产生的接收信号并且形成使每个DAS天线坐

标与相应LMU/LMU接收器通道匹配(相关)的年历。同样,集群方法和/或采用多信道LMU是对于LMU和DAS整合优选的方式。

[0675] 另外,以类似方式,有可能通过LMU接收器通道共享每个小小区天线产生的接收信号。此处,可以放宽小小区的时间同步,例如,不需要符合定位要求,但是LMU/LMU信道可能要求精密的时间同步。针对此选项,集群方法和/或采用多信道LMU是对于LMU优选的方式。

[0676] LMU和eNB整合成单个单元具有优于组合独立的eNB和LMU装置的成本优点。然而,与整合的LMU和eNB接收器不同,独立的LMU接收信道无须处理来自UE的数据有效负载。此外,因为UE上行链路测距信号(SRS、探测参考信号,在LTE情况下)可(与服务小区)重复并时间同步,所以每个独立说LMU接收信道可以支持两个或更多个天线(与其时分复用),例如为两个或更多个小小区服务。这反过来可以减少(小小区/DAS和/或其它U-TDOA定位环境中的)LMU的数目并且降低系统成本(同样,见图28)。

[0677] 如果无线/蜂窝式网络E-SMLC服务器不具有DL-OTDOA和/或U-TDOA技术所需要的功能,那么可以通过可与UE和/或LMU和无线/蜂窝式网络基础设施和/或定位服务服务器(见图29和图30)通信的定位服务器实施此功能。可以使用其它配置。

[0678] 在另一个方面中,一个或多个LMU装置(例如,LMU 2802)可以部署有WiFi基础设施,例如,如图35中所示。替代地,可以使用收听装置来以如WiFi基础设施相同的方式监测LMU天线。因而,LMU装置和/或服务于LMU的信道天线可以与一个或多个WiFi/收听装置3500(例如,一个或多个WiFi接入点(AP))位于一处。举例来说,WiFi装置3500可以是地理上分布的。

[0679] 在一个实施例中,WiFi装置3500可以连接到电源。一个或多个LMU装置或信道的RF模拟部分3502(例如,电路)可以与LMU天线整合,使得RF模拟部分3502可以与WiFi装置3500共享电源(见图35)。举例来说,LMU装置或信道的RF模拟部分3502可以经由电缆连接到上行链路-定位处理器电路(例如,上行链路-定位处理器2810),其可包含基带信号处理。作为另一个实例,因为在天线与RF模拟部分3502和基带电路之间的连接电缆之间可存在信号放大,所以此类实施例有助于改进的信噪比(SNR)。此外,RF模拟部分3502可以使接收信号下变频转换(例如,下变频转换到基带),并且因为基带信号频率的若干量值小于天线中接收信号,所以可以放宽电缆要求。电缆要求的此类放宽可以转化为连接成本的减少并且可以明显增加发射距离。

[0680] 建立在室内和其它GPS/GNSS拒绝环境中的多个地理上分布式基站和/或小小区和/或LMU的精确天线位置的数据库比确定室外使用(例如,GPS/GNSS友好环境)的宏小区和/或LMU设备的天线位置更复杂。这是因为室外环境中的宏小区和LMU具有升高且处于开放的天线。因此,GPS/GNSS信号质量极好,且可使用GPS/GNSS以极高的精确性水平(例如,具有标准偏差10ns或更好)确定宏小区和/或LMU天线位置。

[0681] 在一方面中,对于室内和其它GPS/GNSS拒绝环境,多个分布式基站和/或小小区/LMU当中的天线位置的数据库可从包含分布式基站和/或小小区/LMU装置和天线放置的可用建筑/架构图导出。然而,此方法可能容易出错且导致蜂窝式/无线天线位置数据库中的不精确性。

[0682] 然而,当LMU天线位置可与分布式基站和/或小小区天线中的至少一者精确相关时,例如当天线共享或极为接近地位于一处时,可通过确定分布式基站和/或小小区的精确

天线位置而克服以上所提到的限制。

[0683] 在此情况下,可通过部署可经时间同步的三个或更多个天线位置校准单元(DL-APCU)而确定分布式基站和/或小小区的精确天线位置。在实施例中,DL-APCU基本上是具有计算能力的接收器。在另一实施例中,DL-APCU接收器可采用SDR(软件定义的无线电)技术。在另一实施例中,DL-APCU可为小小区、宏小区或仅进行接收的专用小小区型装置。DL-APCU可使用由分布式基站和/或小小区发射的下行链路参考信号作为测距信号,例如CRS(小区特定参考信号)。随后,由DL-APCU收集的数据可由多径抑制处理器以及定位处理器处理以确定分布式基站和/或小小区相对于DL-APCU的天线位置的精确天线位置。可使用独立服务器实时地或离线地实行此确定。

[0684] 此程序可能需要DL-APCU天线坐标的精确了解以确保精确地确立分布式基站和/或小小区的天线位置。这可通过使DL-APCU为便携式的而实现,使得其可放入GPS/GNSS友好区域中紧靠窗口、恰在建筑物之外等。并且,因为下行链路参考信号是先验已知的,所以有可能针对这些信号实现比数据有效负载信号高得多的信号处理增益。因此,参考信号的接收范围可比针对分布式基站和/或小小区指定的通信范围大若干倍。这可使得可能将DL-APCU放置于GPS/GNSS友好区域中。并且,DL-APCU可使用GPS/GNSS来时间同步。

[0685] 当LMU天线位置无法与分布式基站和/或小小区天线中的至少一者精确相关时,例如当例如在图19中说明的可包含一个或多个手机信号塔和多个LMU的UL-TDOA时,可以单个LMU天线位置校准单元(UL-APCU)确定精确LMU天线位置。作为一实例,UL-APCU基本上是具有或不具有计算能力的UE(用户设备)装置,类似于手持机。作为另一个实例,UL-APCU可采用SDR技术。在另一个实例中,UL-APCU可为手持机或专用UE装置。

[0686] 在一个实施例中,UL-APCU可与eNB仿真器和/或手持机测试设备一起使用。此仿真器/测试设备可产生使得UL-APCU能够锁定到此仿真器/测试设备上的所有信号。另外,此仿真器/测试设备可配置UL-APCU以产生预定上行链路参考信号,例如可由LMU用作测距信号的SRS(探测参考信号)。随后,由LMU收集的数据可由多径抑制处理器以及定位处理器处理以确定UL-APCU相对于LMU天线位置的天线位置。如果UL-APCU天线位置是已知的,那么有可能通过当UL-APCU定位在若干不同位置时进行UL-APCU的多个位置测量而确定LMU的精确天线位置。可使用独立服务器实时地或离线地实行此确定。

[0687] 此程序可能需要UL-APCU天线坐标的精确了解以确保精确地确立LMU的天线位置。这可通过使UL-APCU为便携式的并且还放置eNB仿真器和/或手持机测试设备以使得UL-APCU可定位于GPS/GNSS友好区域中紧靠窗口、恰在建筑物外部等而实现。并且,因为上行链路参考信号是先验已知的,所以LMU针对这些信号实现比数据有效负载信号高得多的信号处理增益。因此,参考信号的接收范围比通信范围大若干倍。这允许UL-APCU在GPS/GNSS友好区域中的定位。

[0688] 所描述LMU天线坐标确定的一个可能的缺陷是来自自由eNB仿真器和/或手持机测试设备和UL-APCU产生的信号的干扰的可能性。此现象可通过以下方式减轻:1)经由电缆将UL-APCU接收器连接到eNB仿真器和/或手持机测试设备,以及2)使UL-APCU发射器/天线在带外、即在未使用的LTE频带和/或ISM频带中产生上行链路参考信号,例如915MHz ISM频带。此后面的解决方案是可能的,因为LMU是可容易调谐到多个频带的基于SDR的接收器。并且,经由电缆将UL-APCU连接到eNB仿真器和/或手持机测试设备可进一步促进GPS/GNSS友

好区域中的UL-APCU定位。

[0689] 在又一实施例中,UL-APCU可锁定到操作小区中的一者上,所述小区可能变为用于UL-APCU的服务小区;且此小区可经编程以配置UL-APCU以产生一个或多个预定上行链路参考信号,其接着可由LMU用作测距信号。

[0690] 类似于分布式基站和/或小小区和/或其它LTE设备,DL-ACPU和UL-ACPU时钟可从GPS/GNSS导出以用于稳定性。

[0691] DL-ACPU是任选的,因为UL-ACPU系统和方法可涵盖两种情况:当LMU天线位置可与分布式基站和/或小小区天线中的至少一者精确相关时的情况,以及当LMU的天线位置无法与分布式基站和/或小小区天线中的至少一者精确相关时的情况。

[0692] 应理解,测距信号不仅限于SRS并且可以利用其它参考信号,包含MIMO、CRS(小区特定参考信号)等。

[0693] 因而描述一种系统和方法的不同实施例,对于所属领域的技术人员来说应清楚,所描述的方法和设备的某些优点已经实现。具体来说,所属领域的技术人员应了解,可以使用FGPA或ASIC和标准信号处理软件/硬件组合以成本增加非常小的方式组装用于追踪和定位对象的系统。此类系统适用于各种应用,例如,在室内或户外环境、恶劣和不利环境中定位人。

[0694] 还应了解,在本发明的范围和精神内可以制得各种修改、调适和其替代实施例。

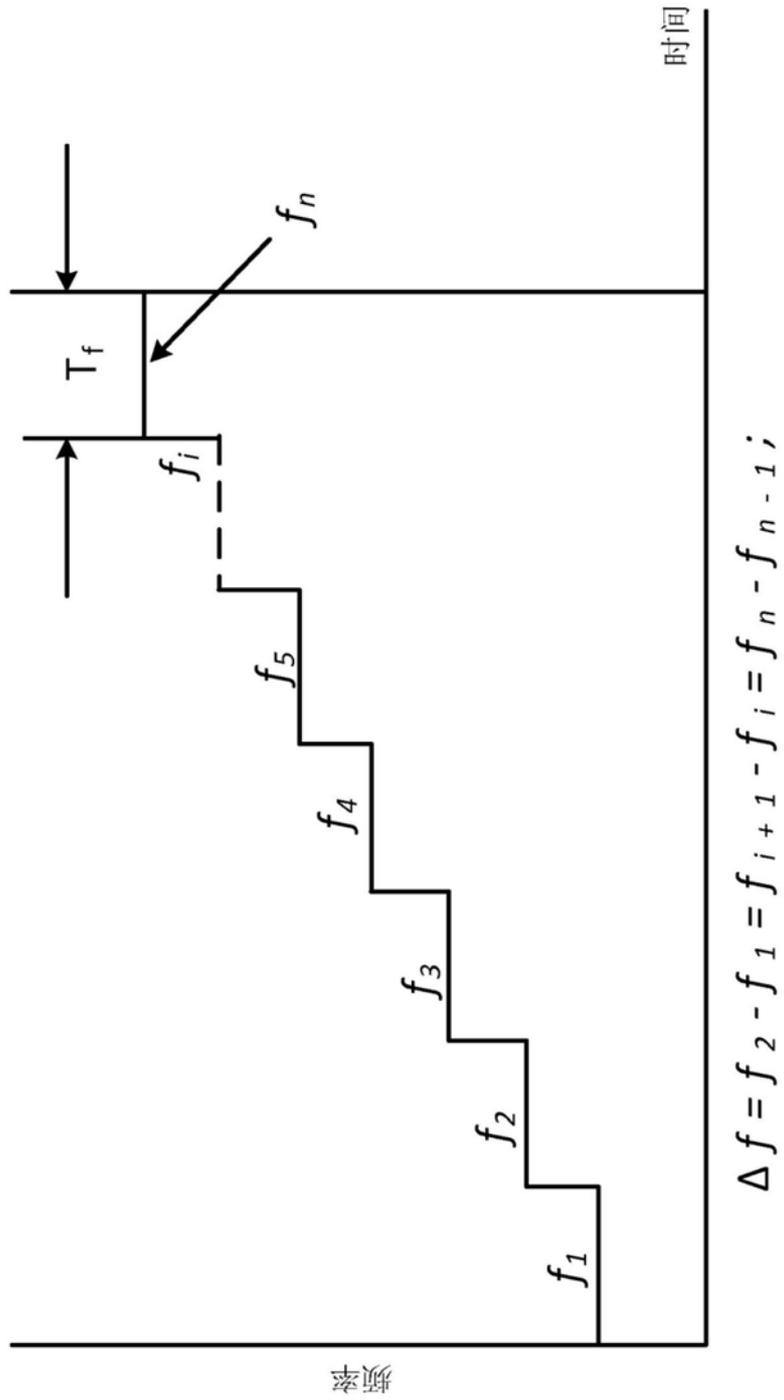


图1

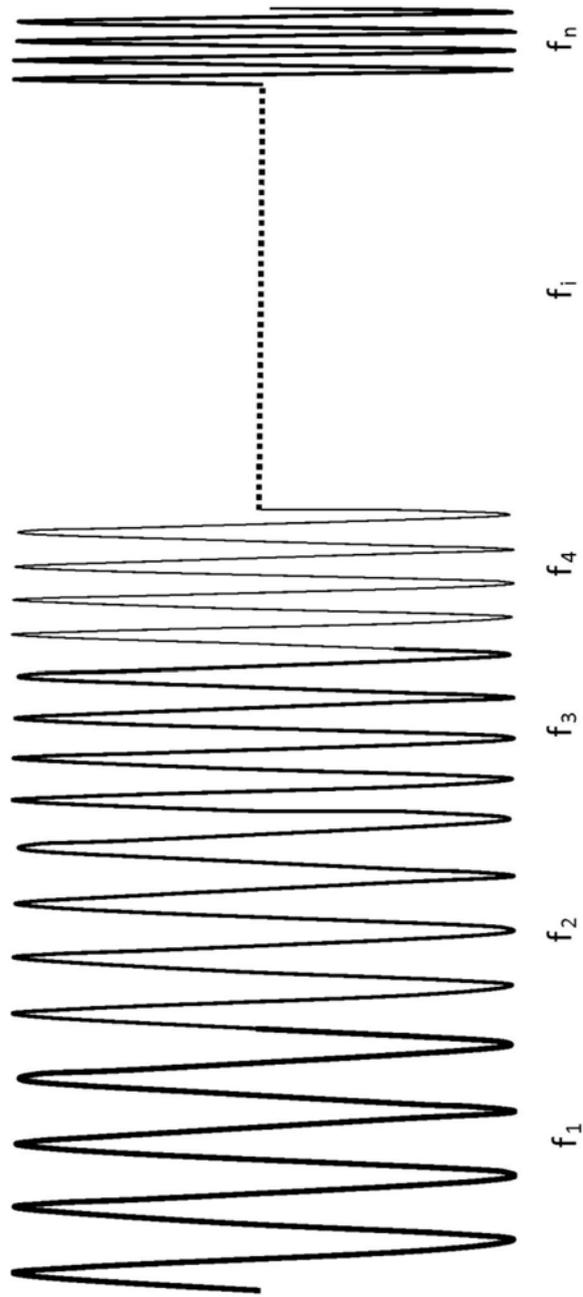


图1A

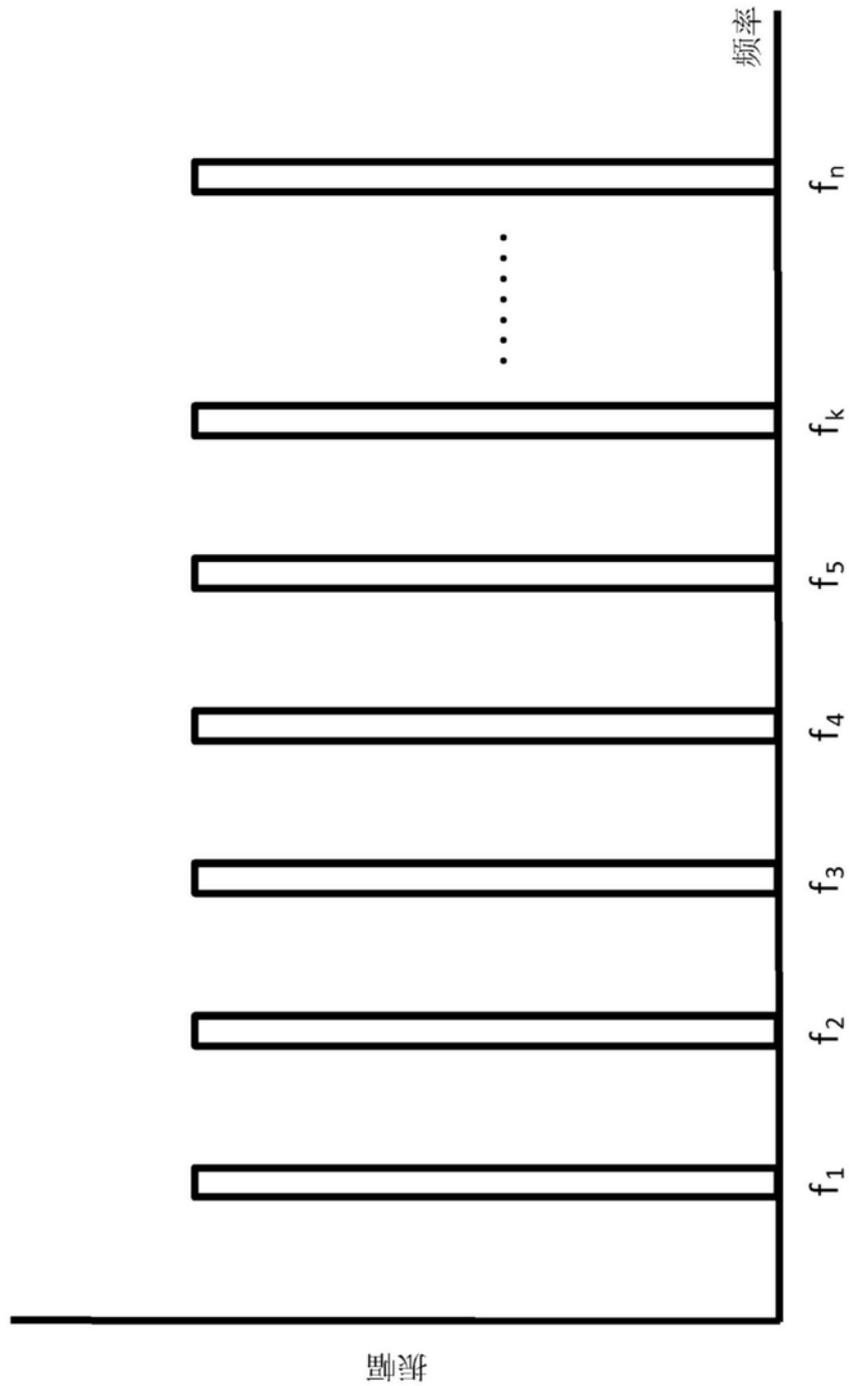


图2

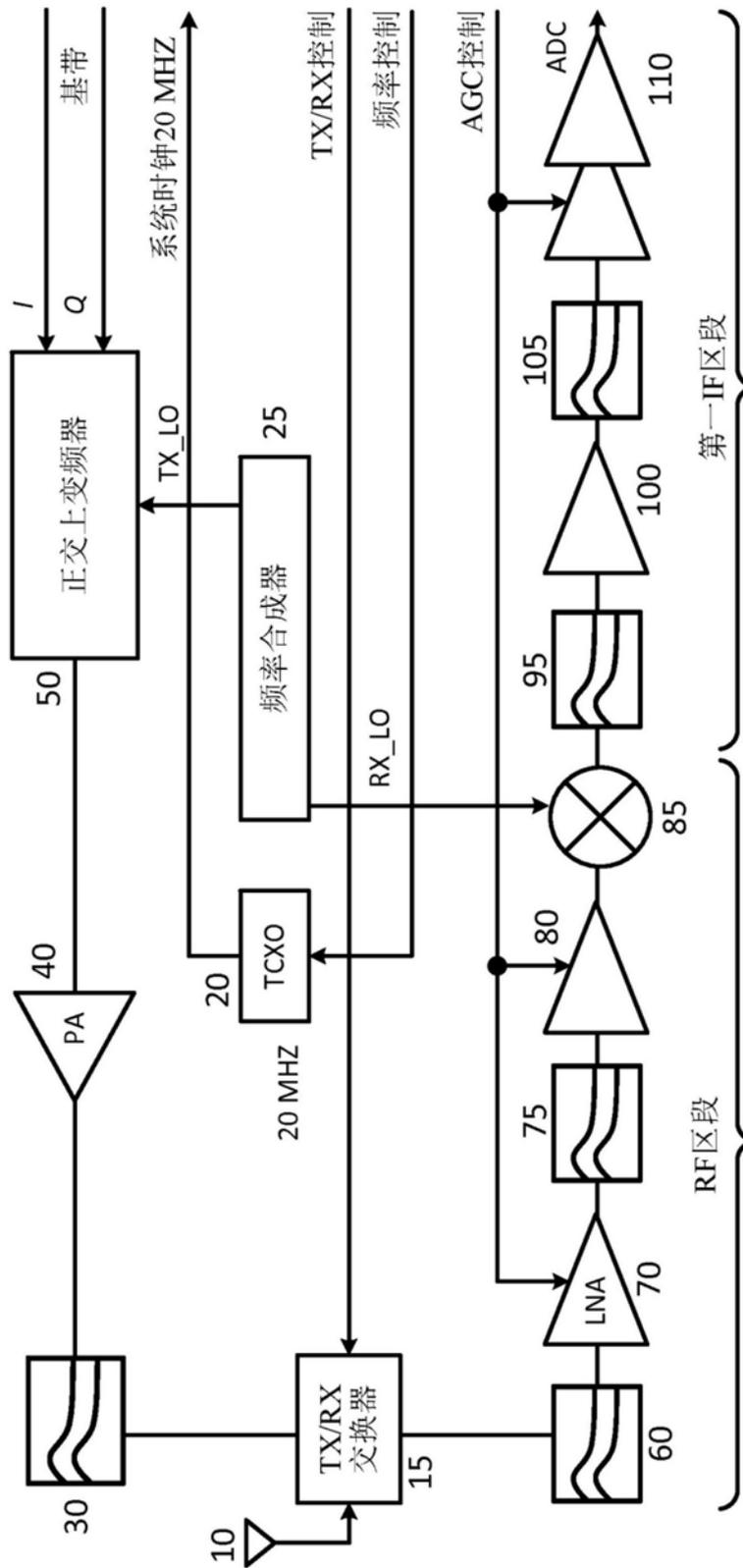


图3A

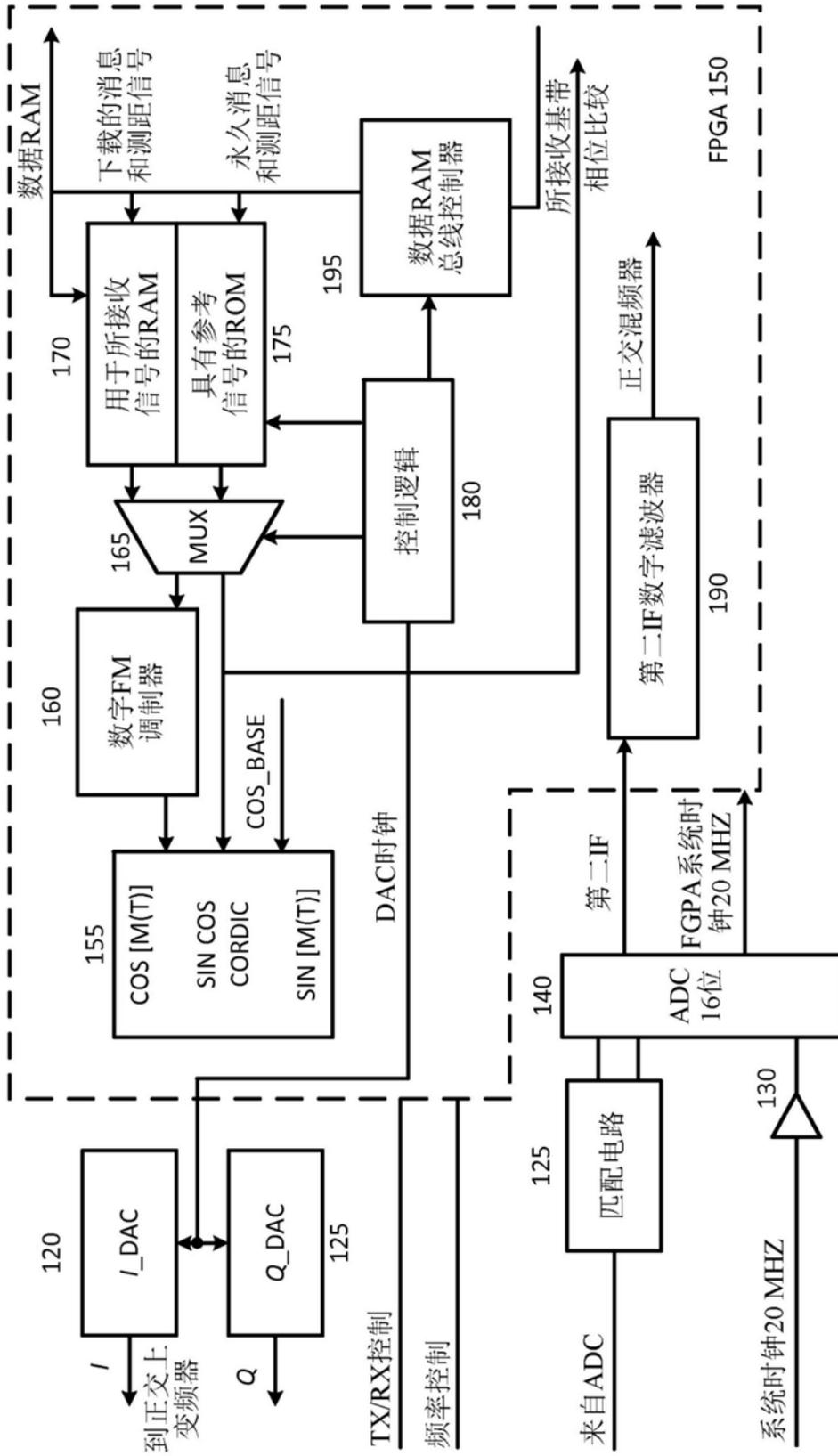


图3B

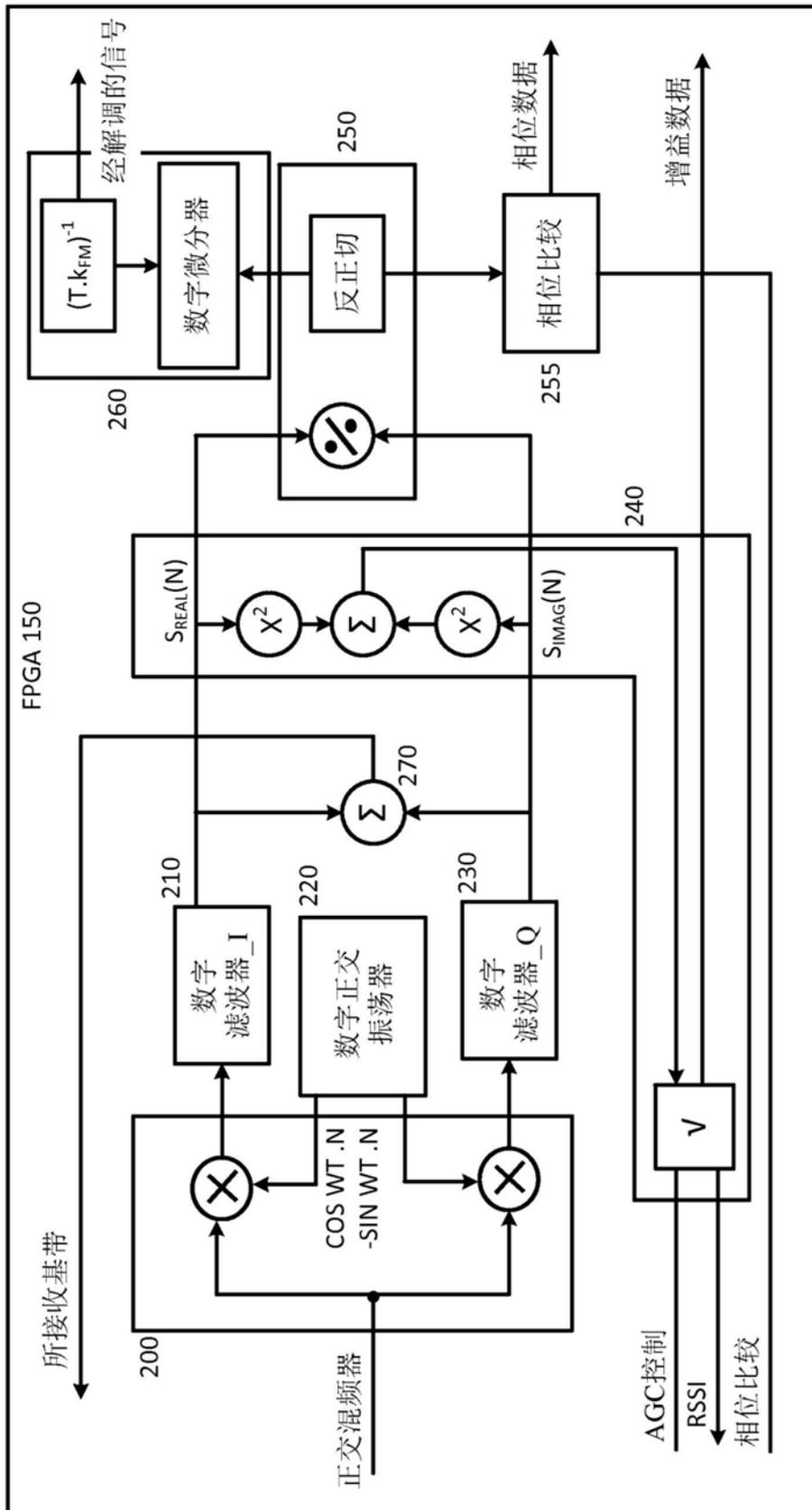


图3C

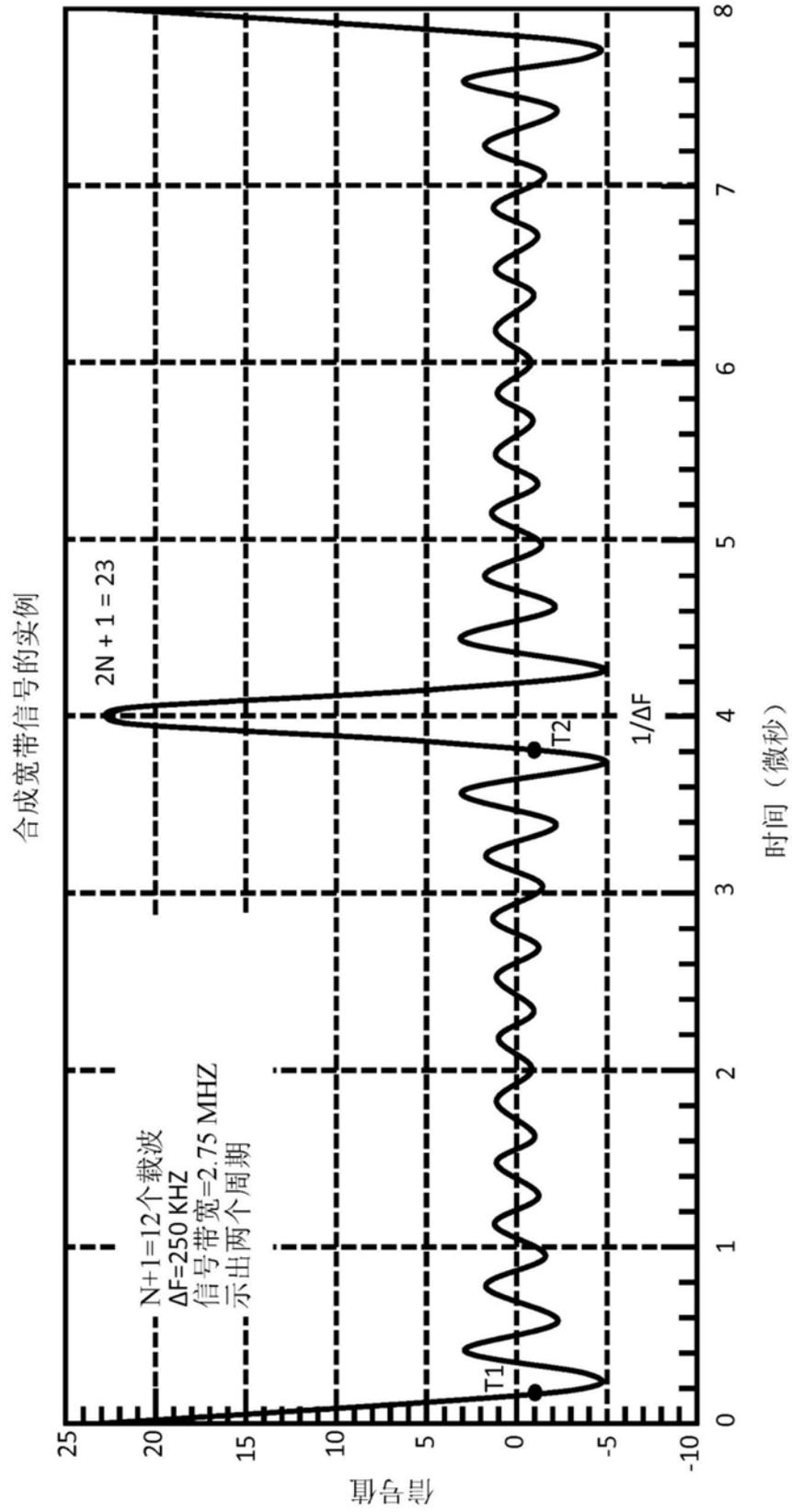


图4

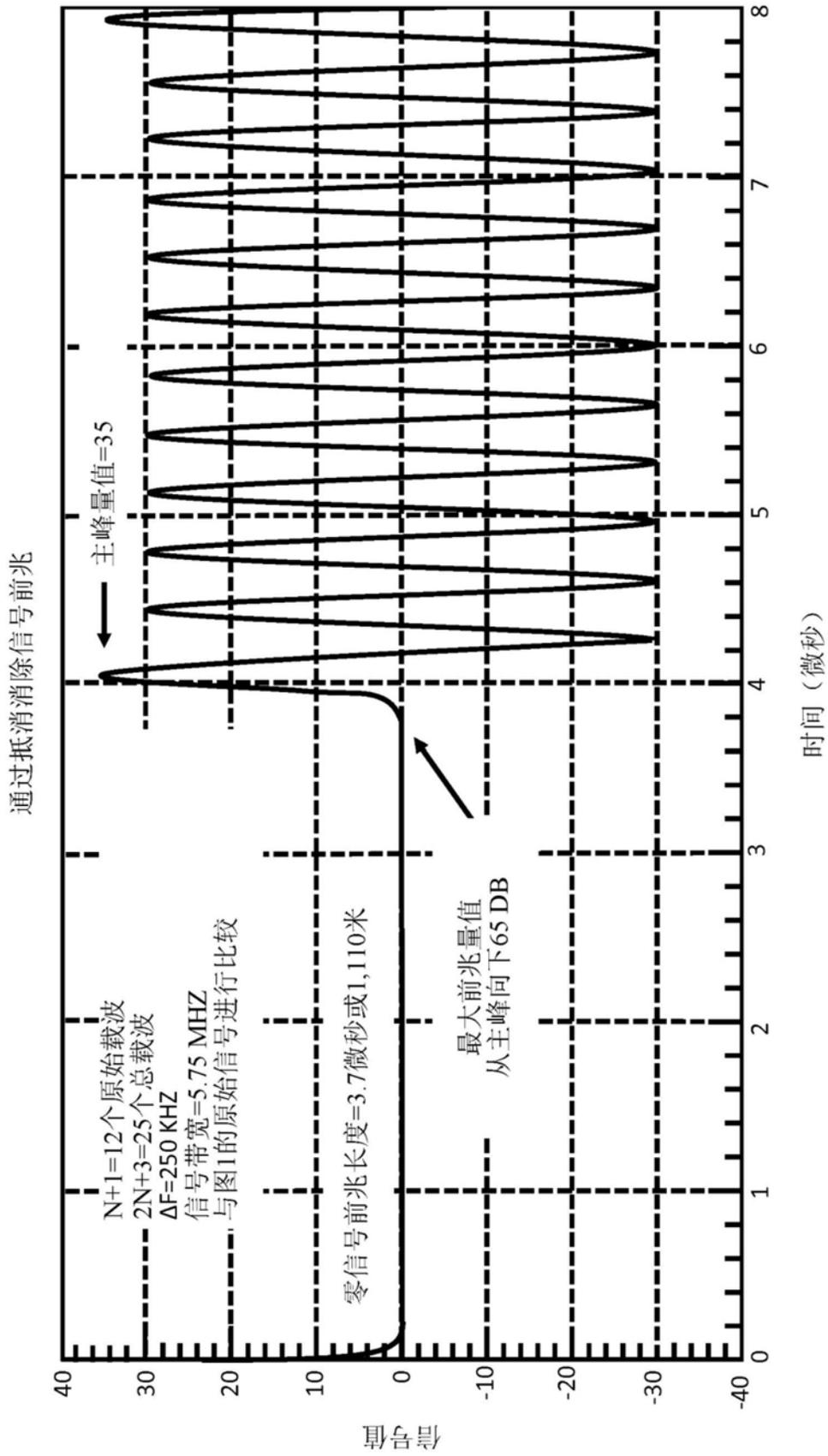


图5

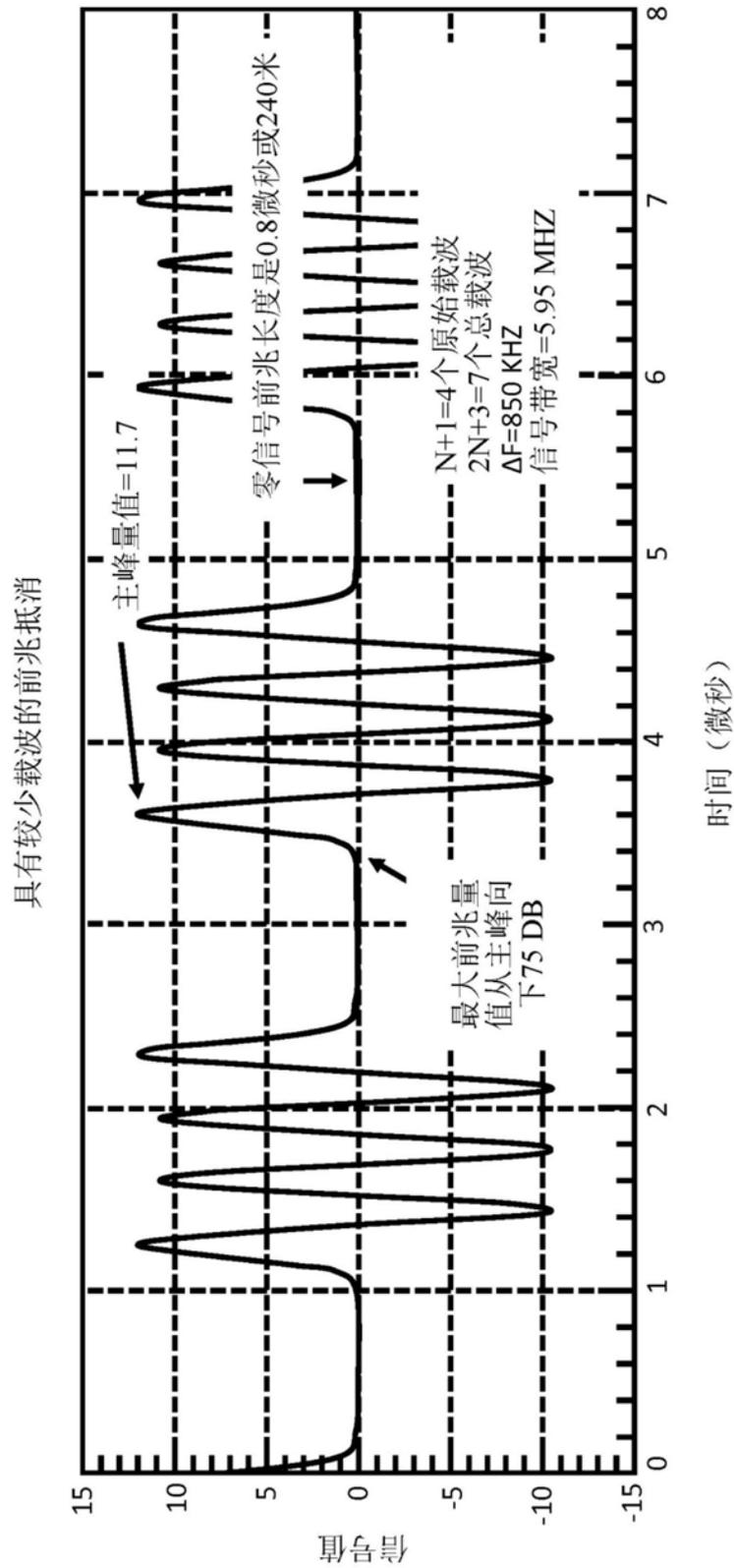


图6

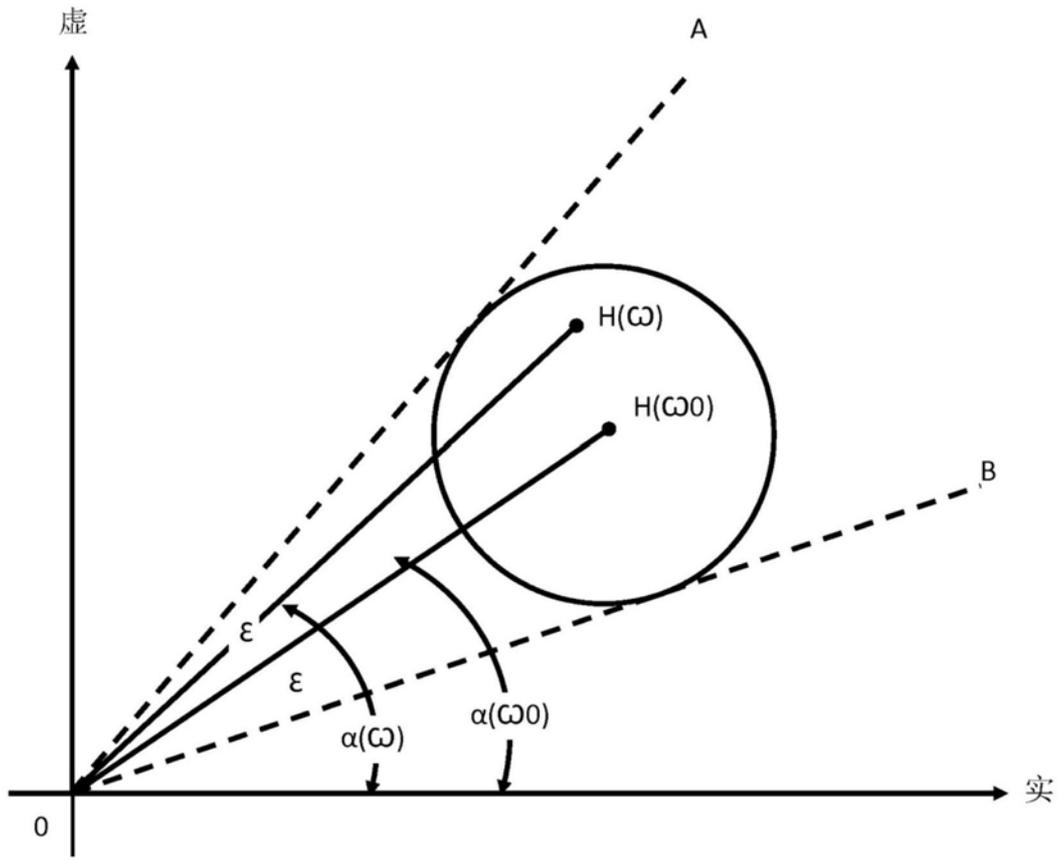


图7

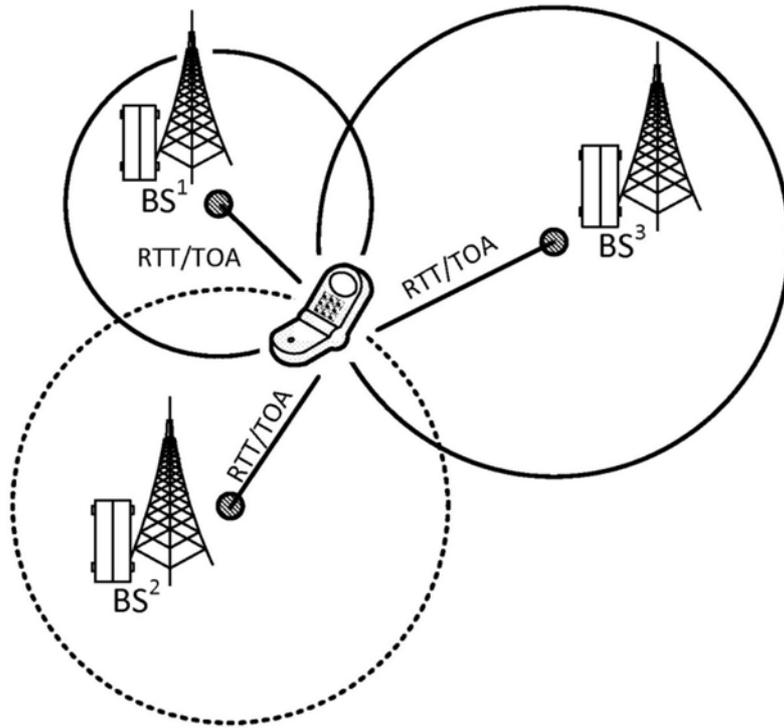


图8

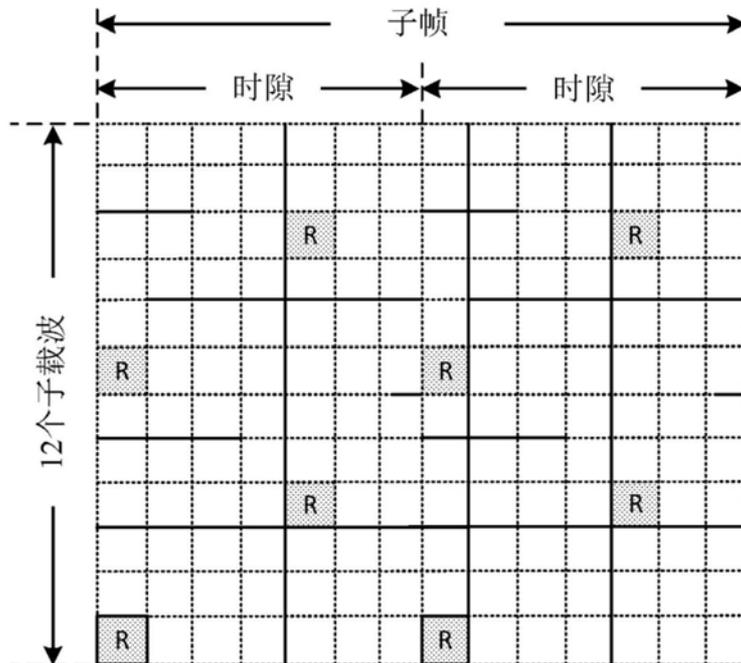


图9

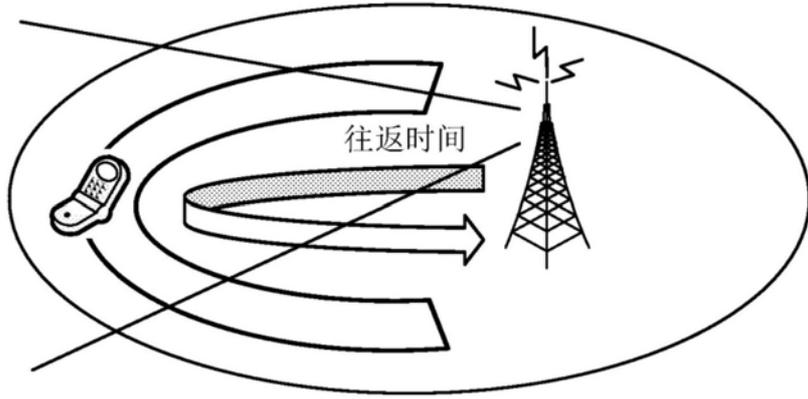


图10

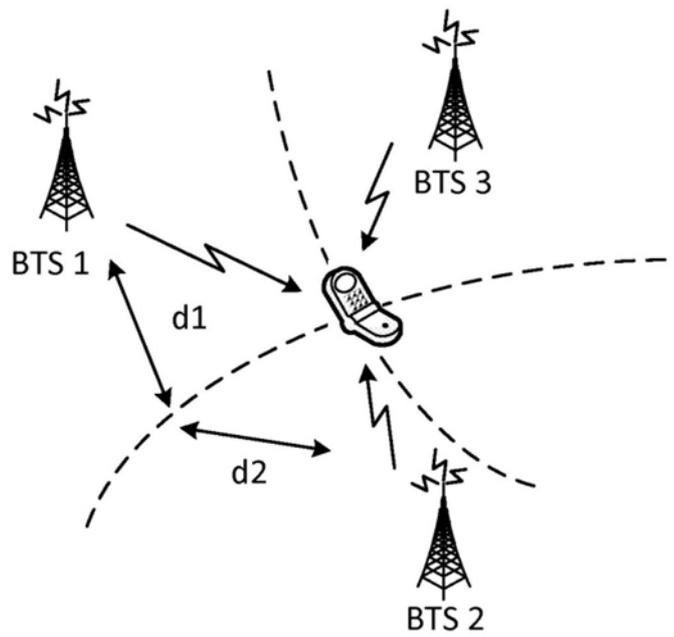


图11

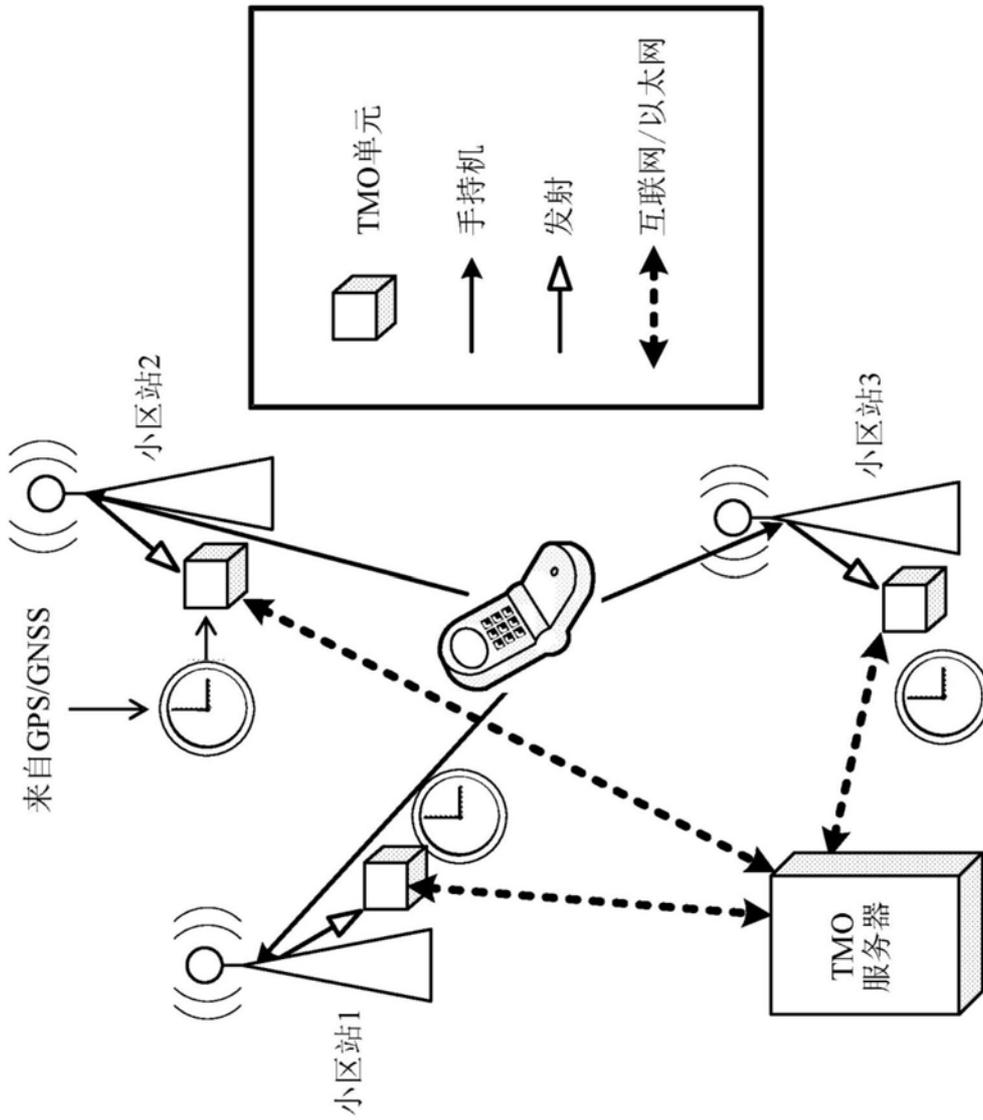


图12



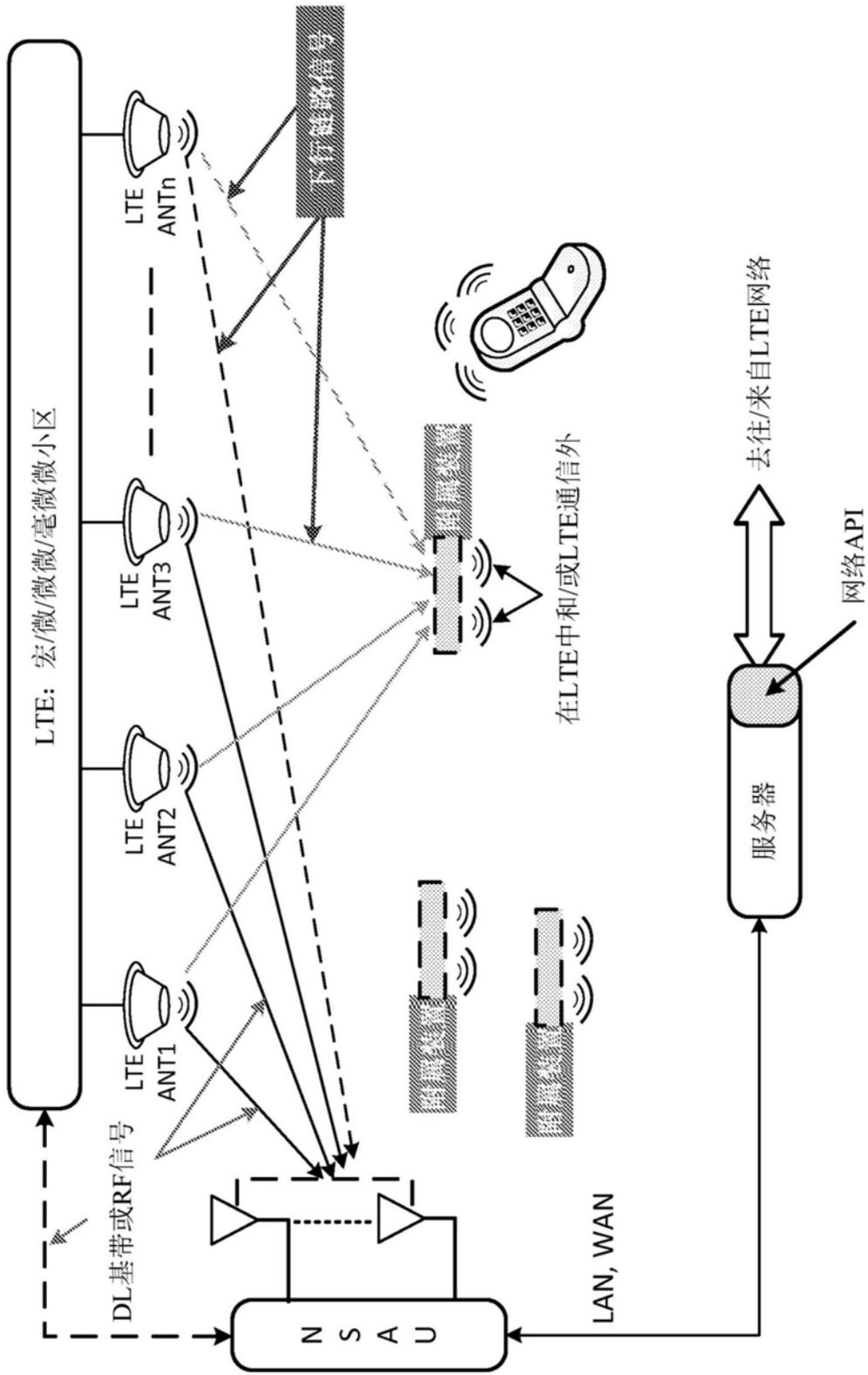


图14

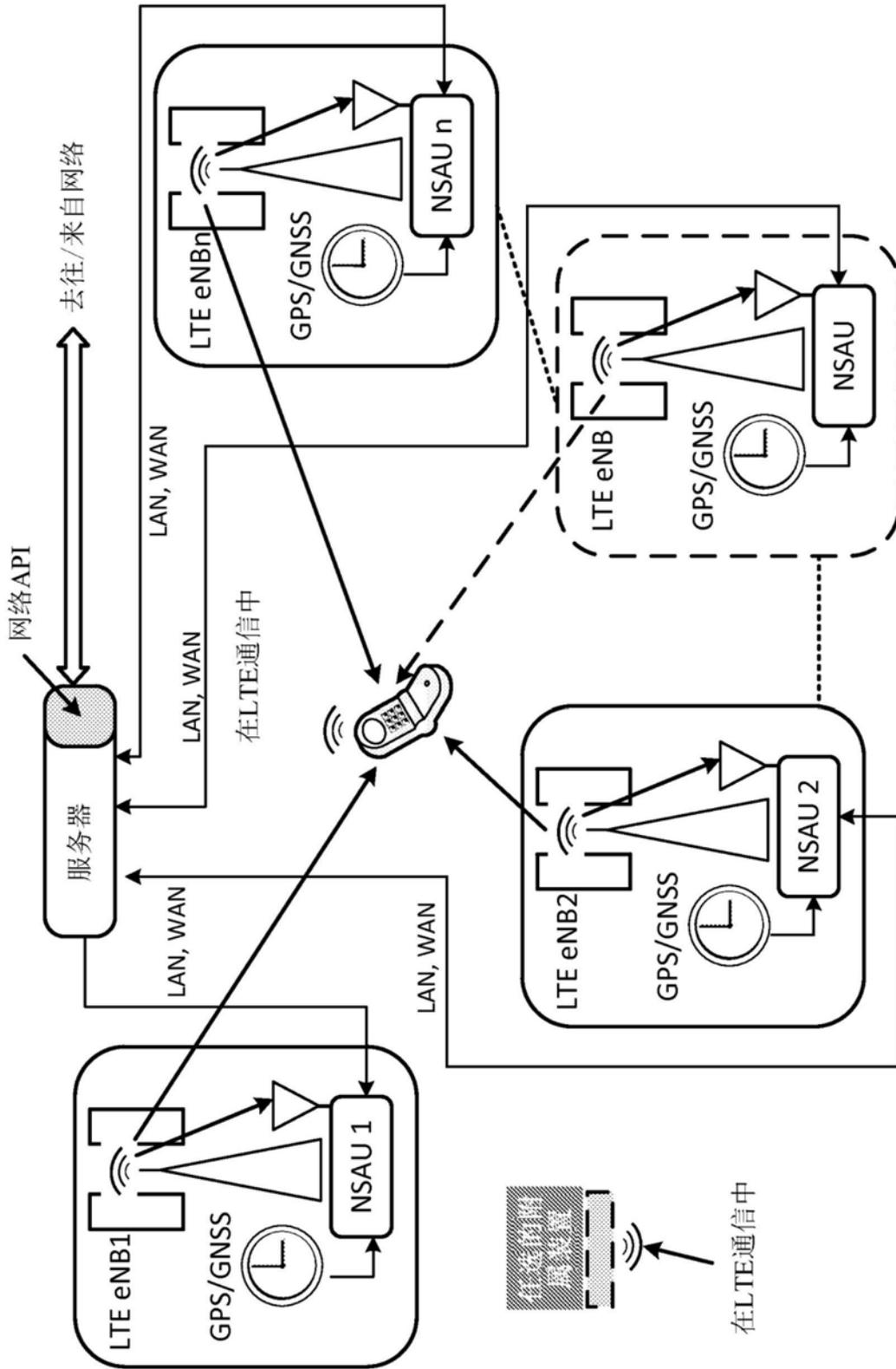


图15

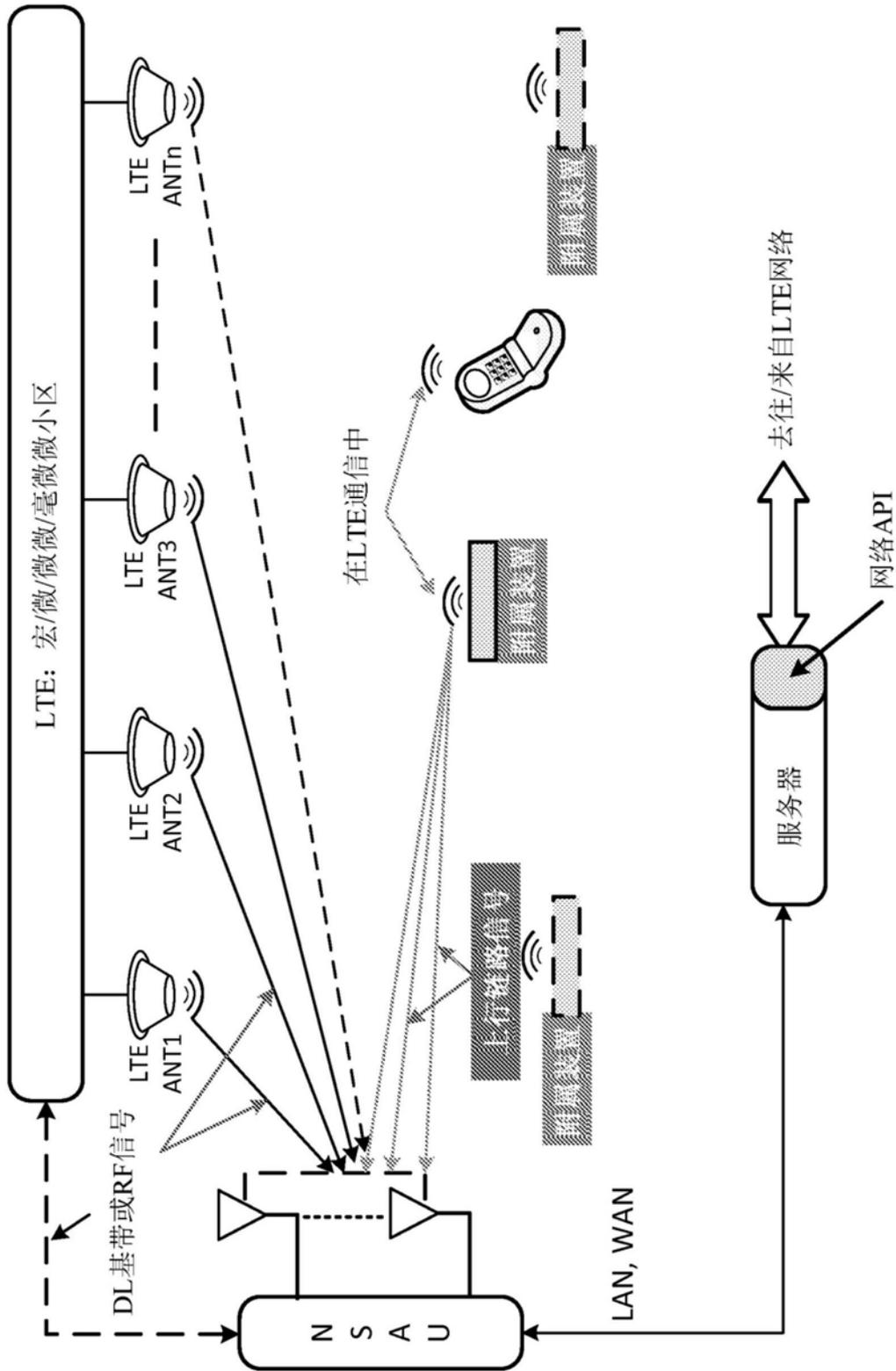


图16

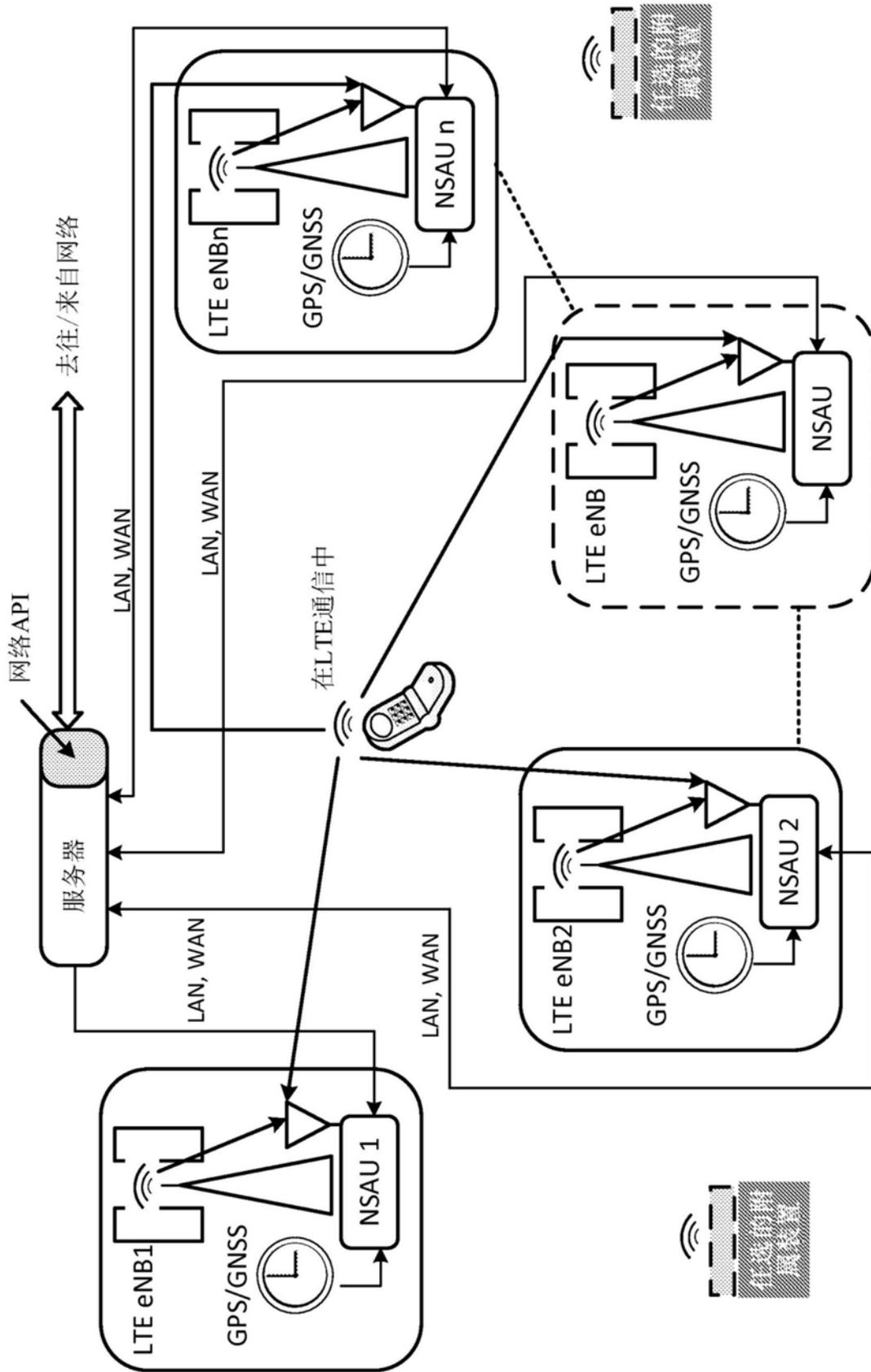


图17

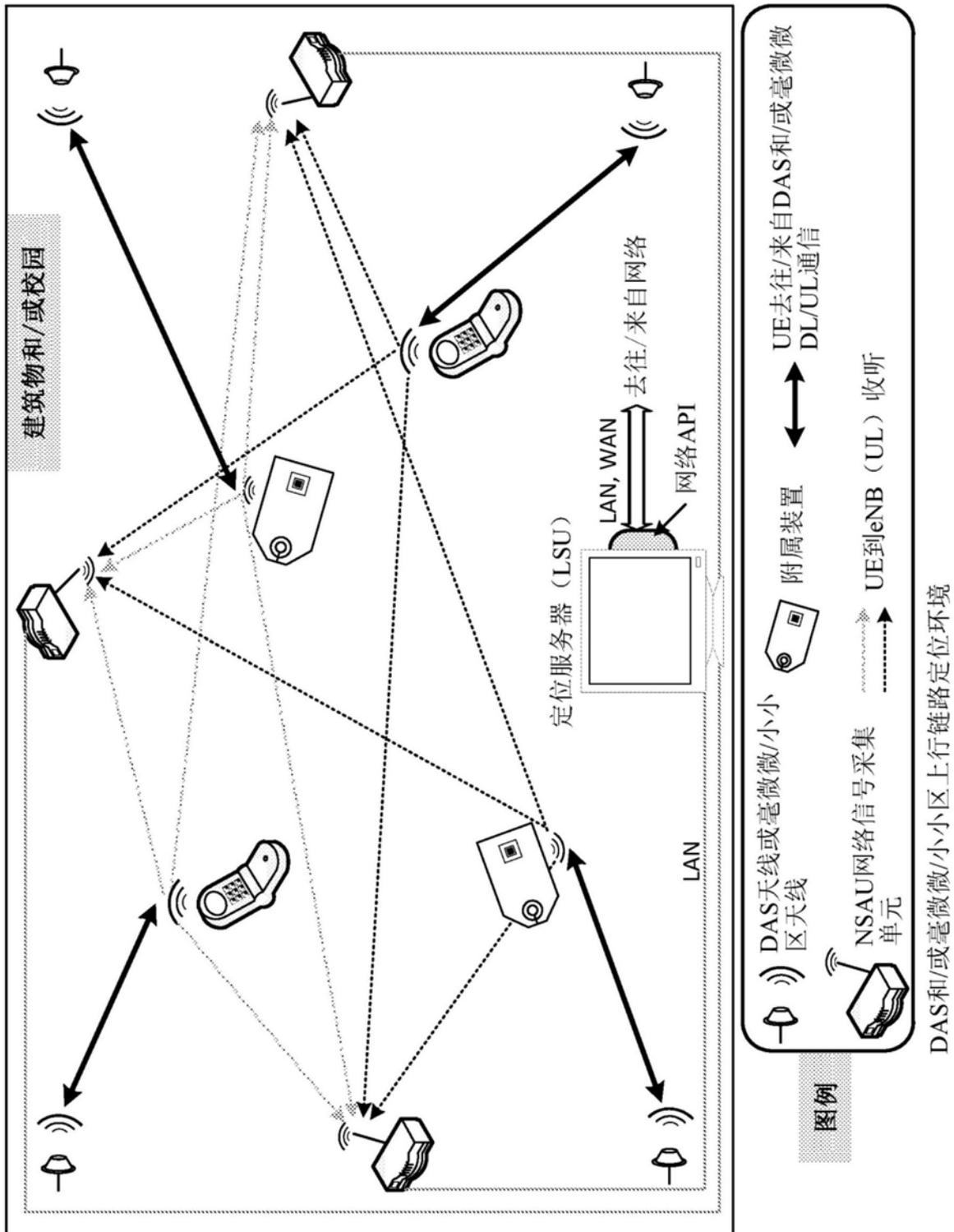


图18

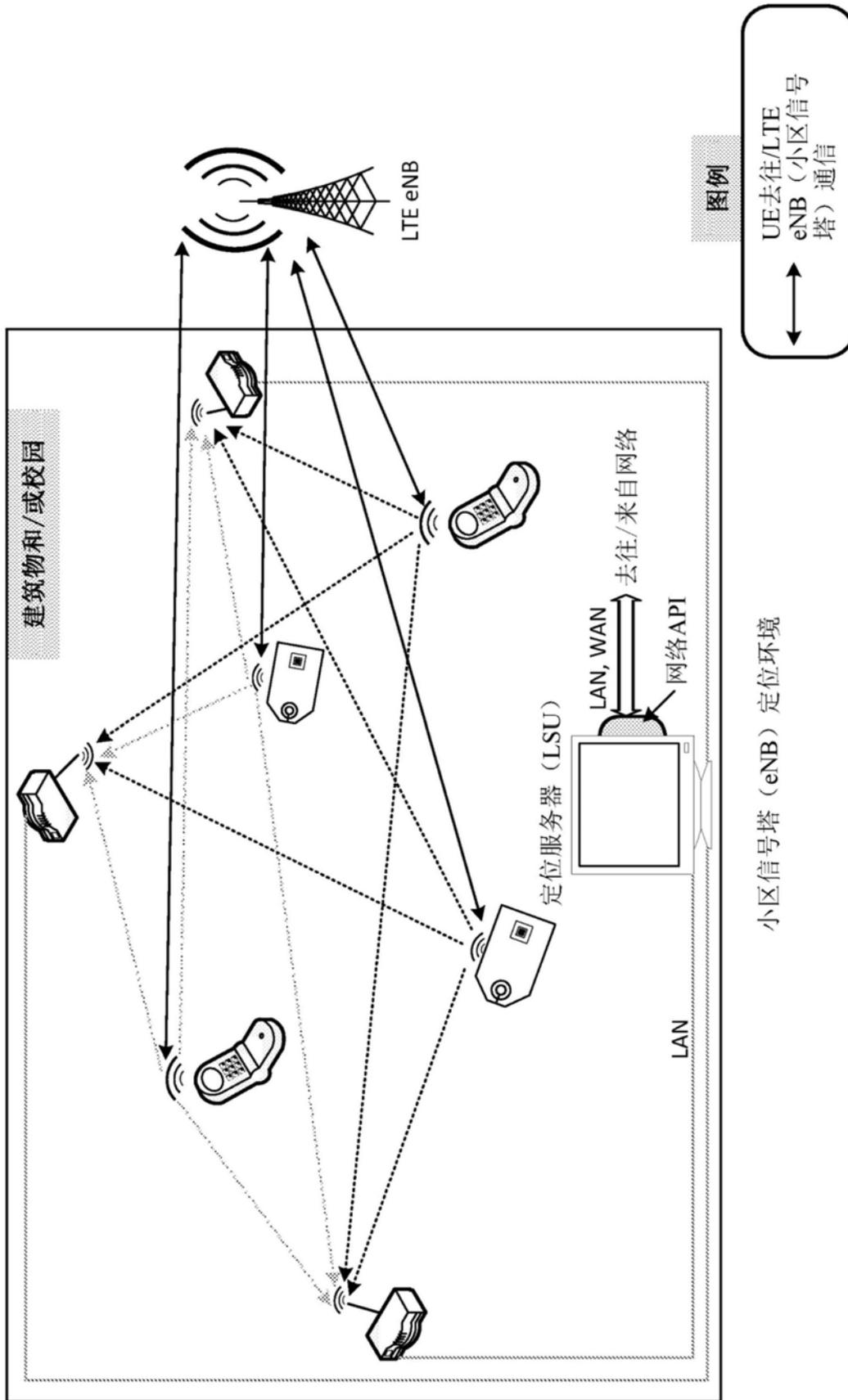


图19

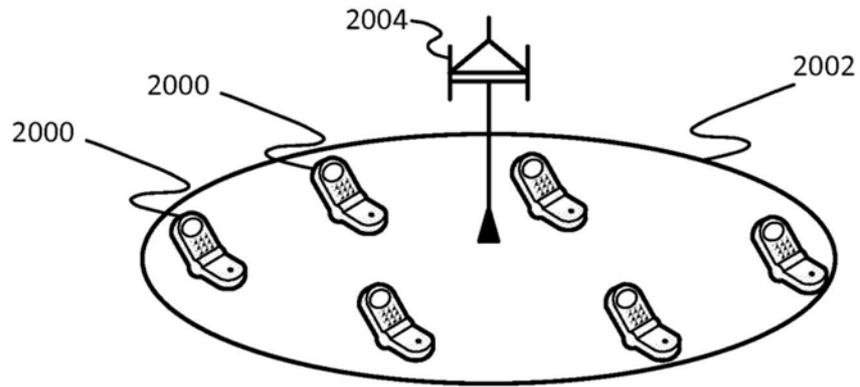


图20

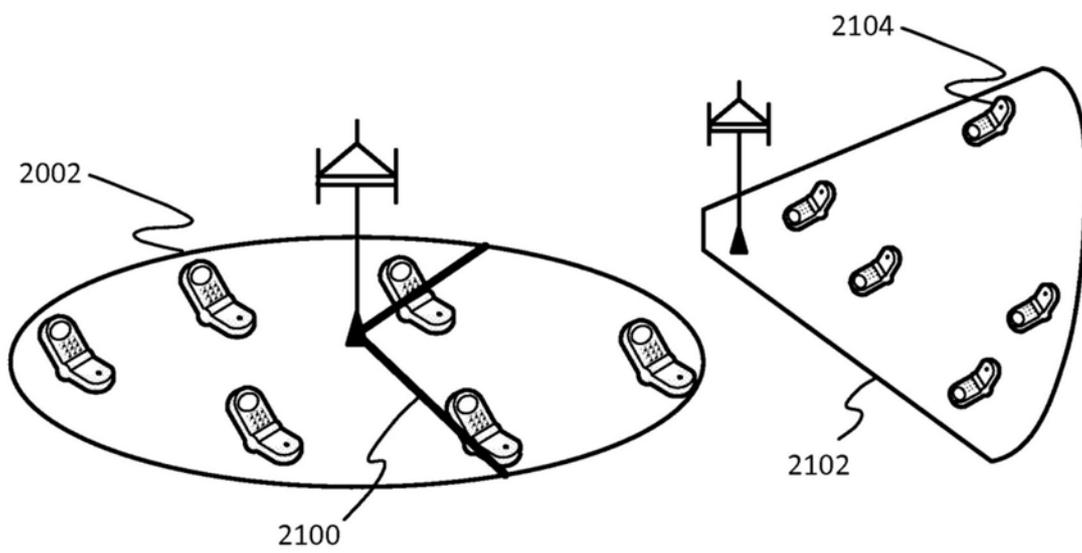


图21

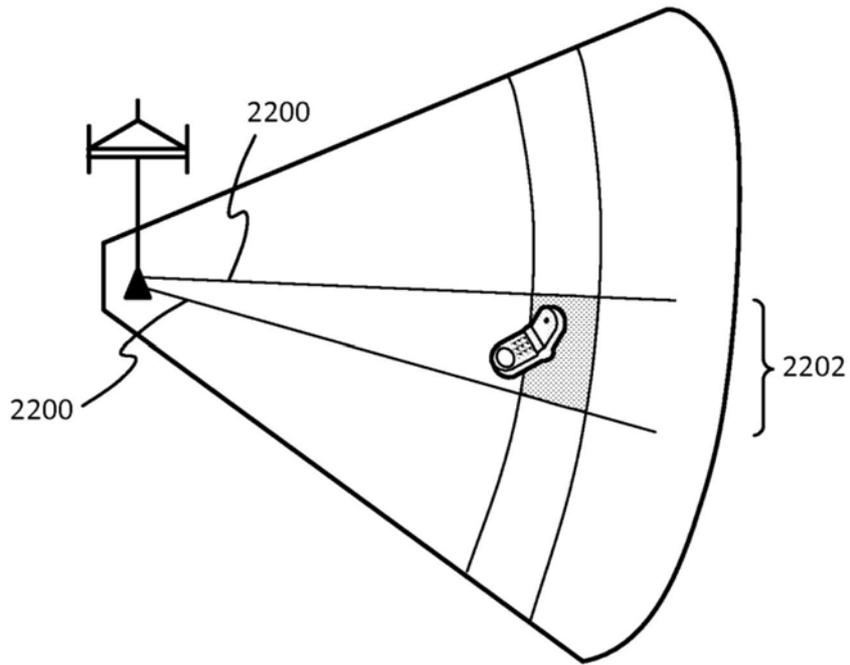


图22

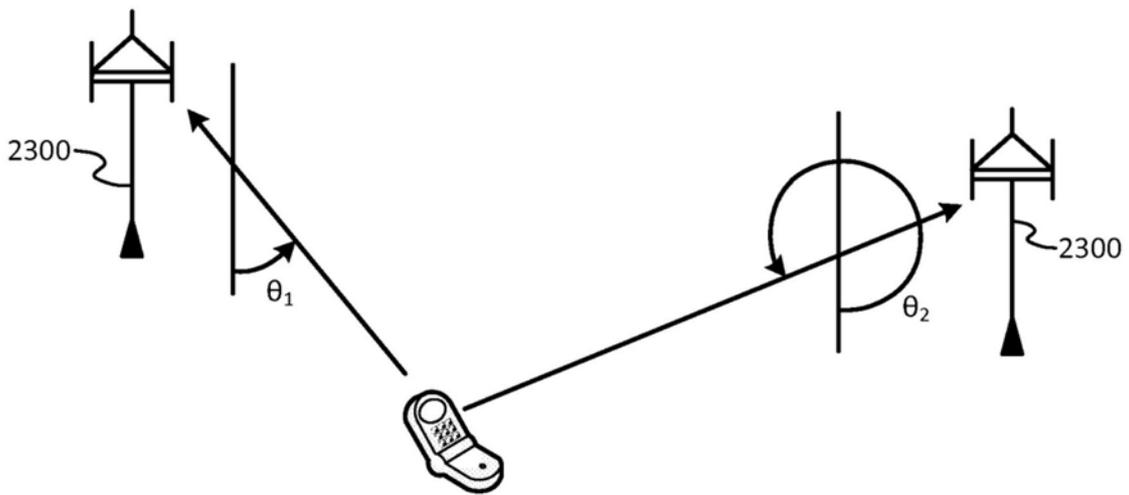


图23

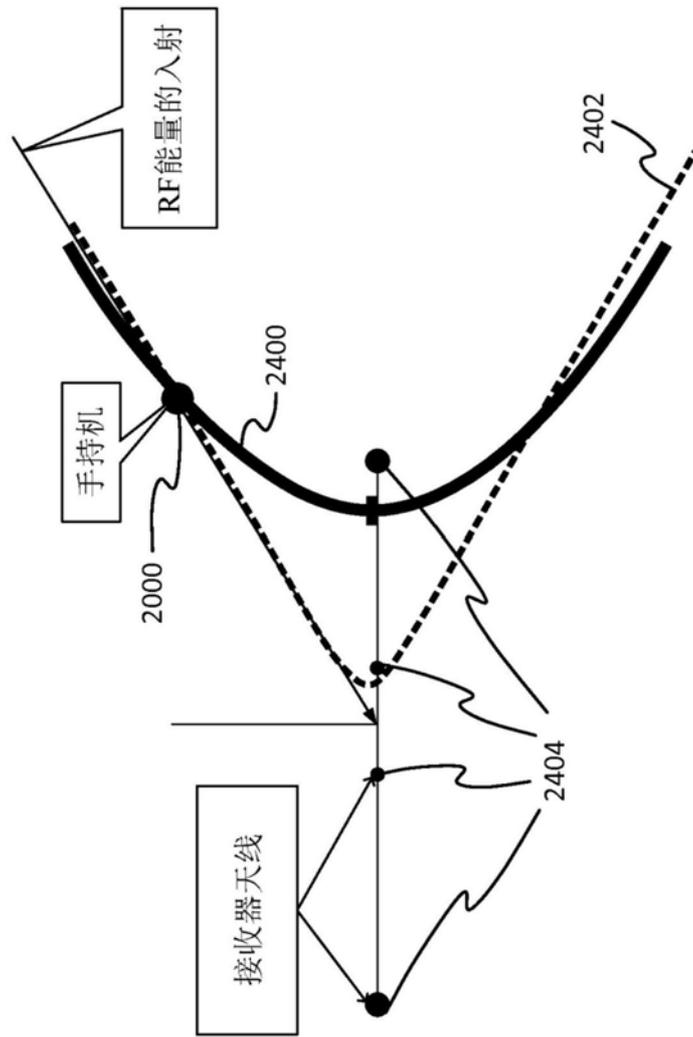


图24

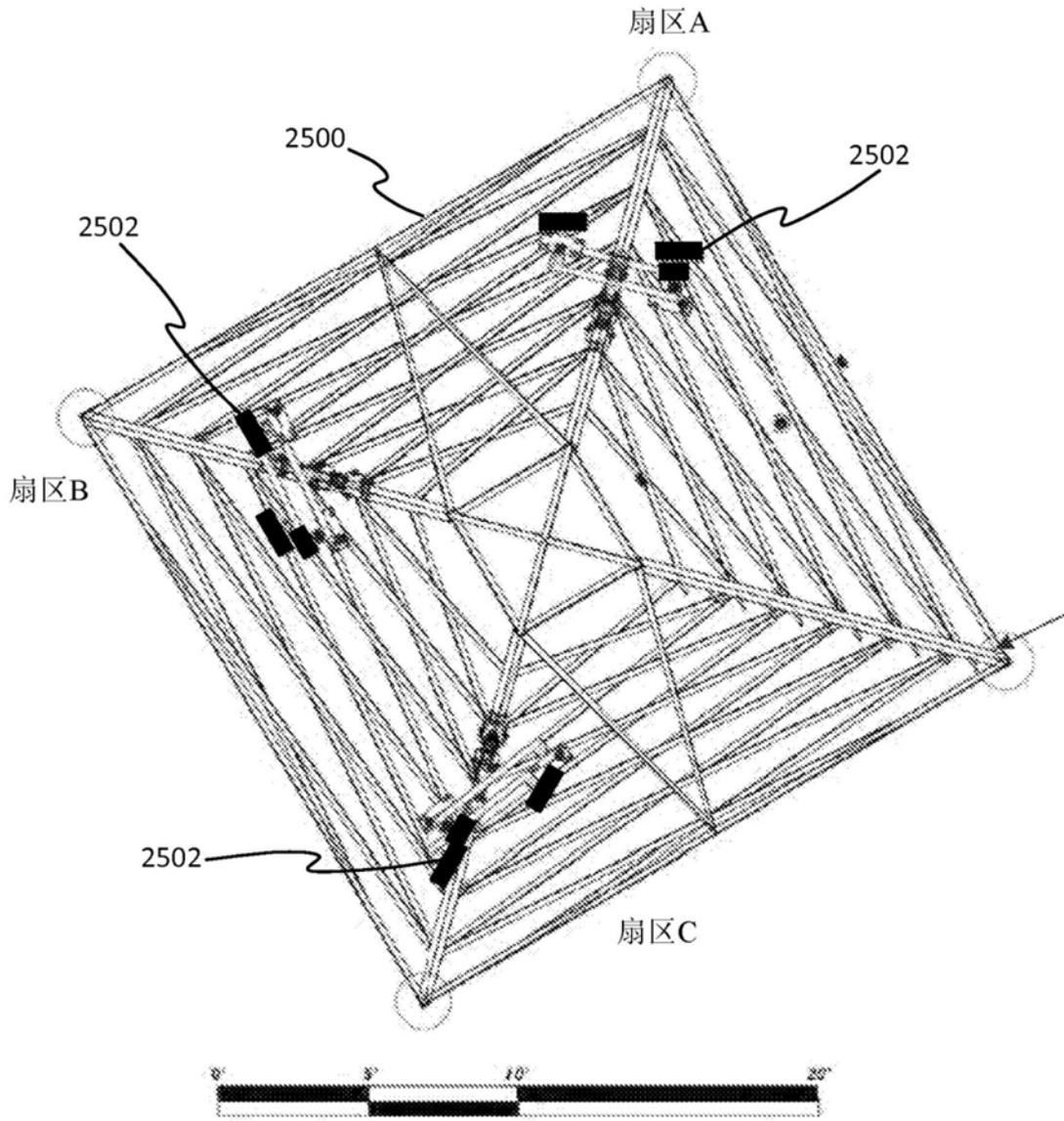


图25

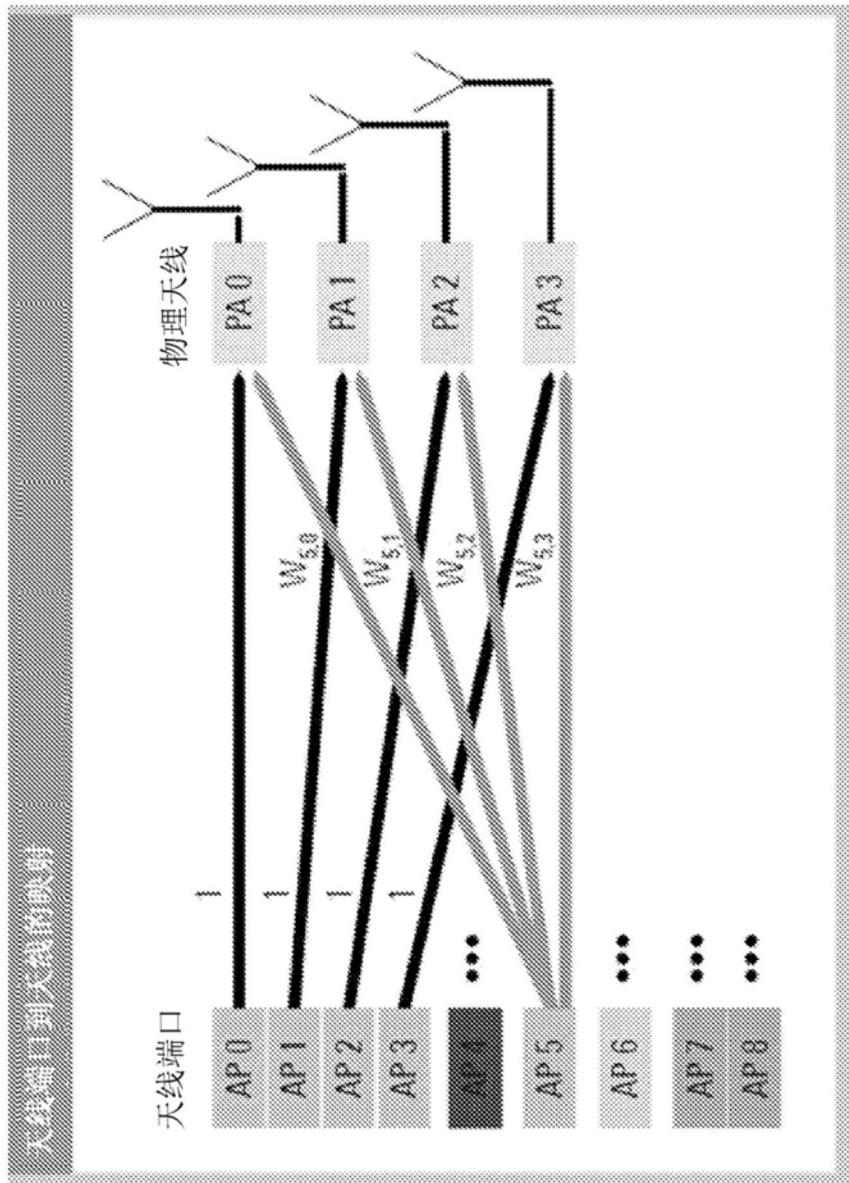


图26

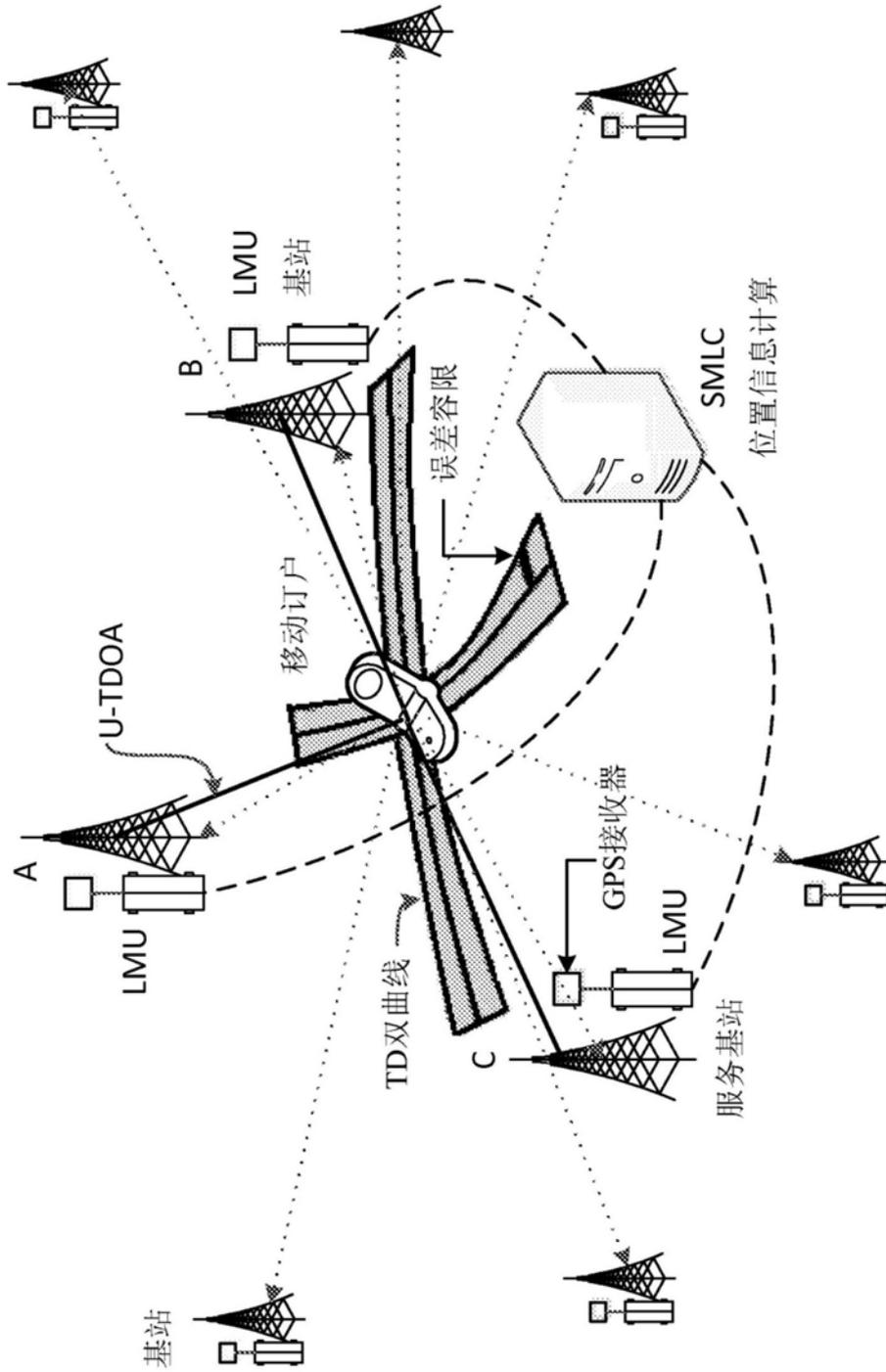


图27

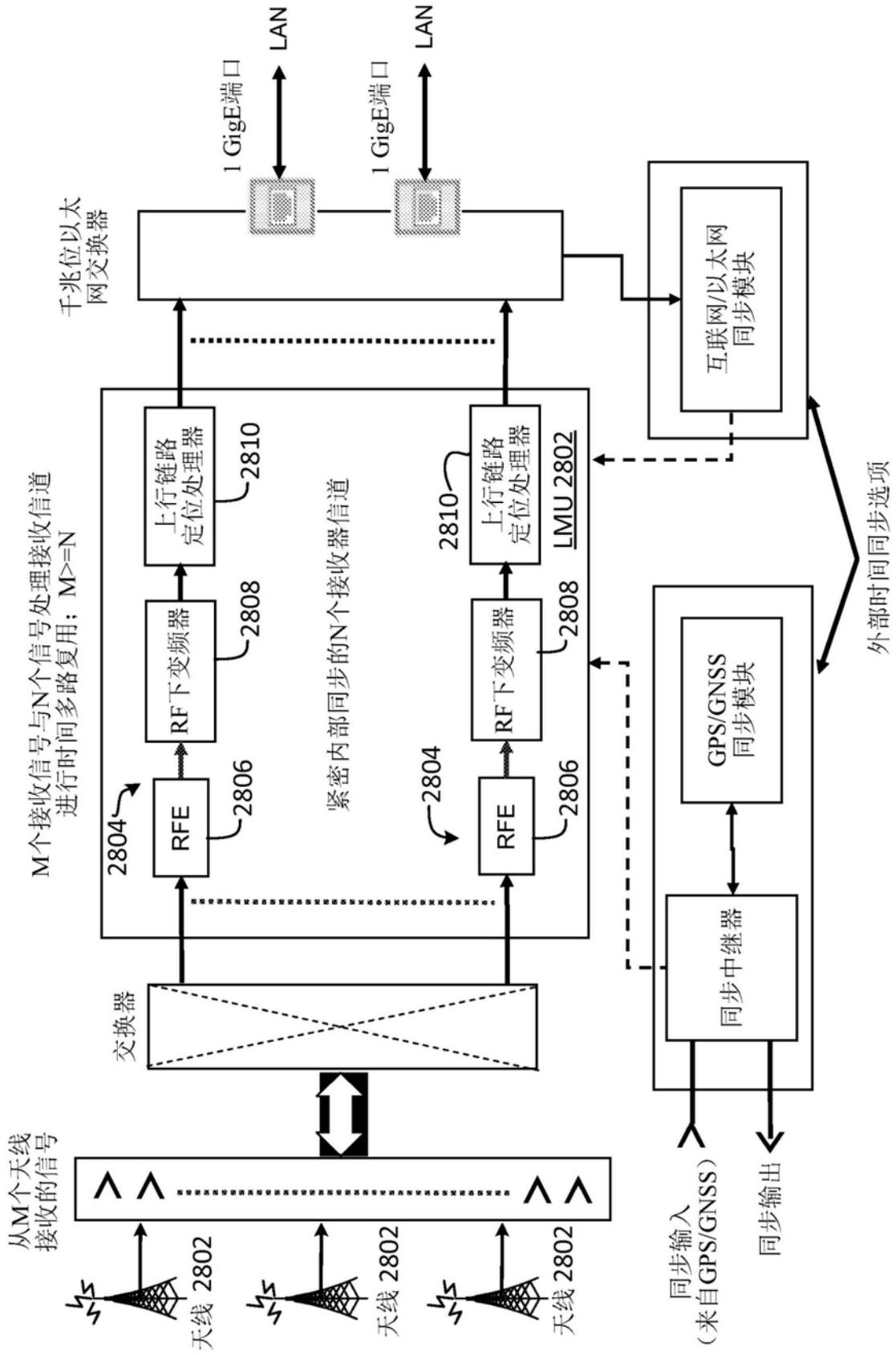


图28

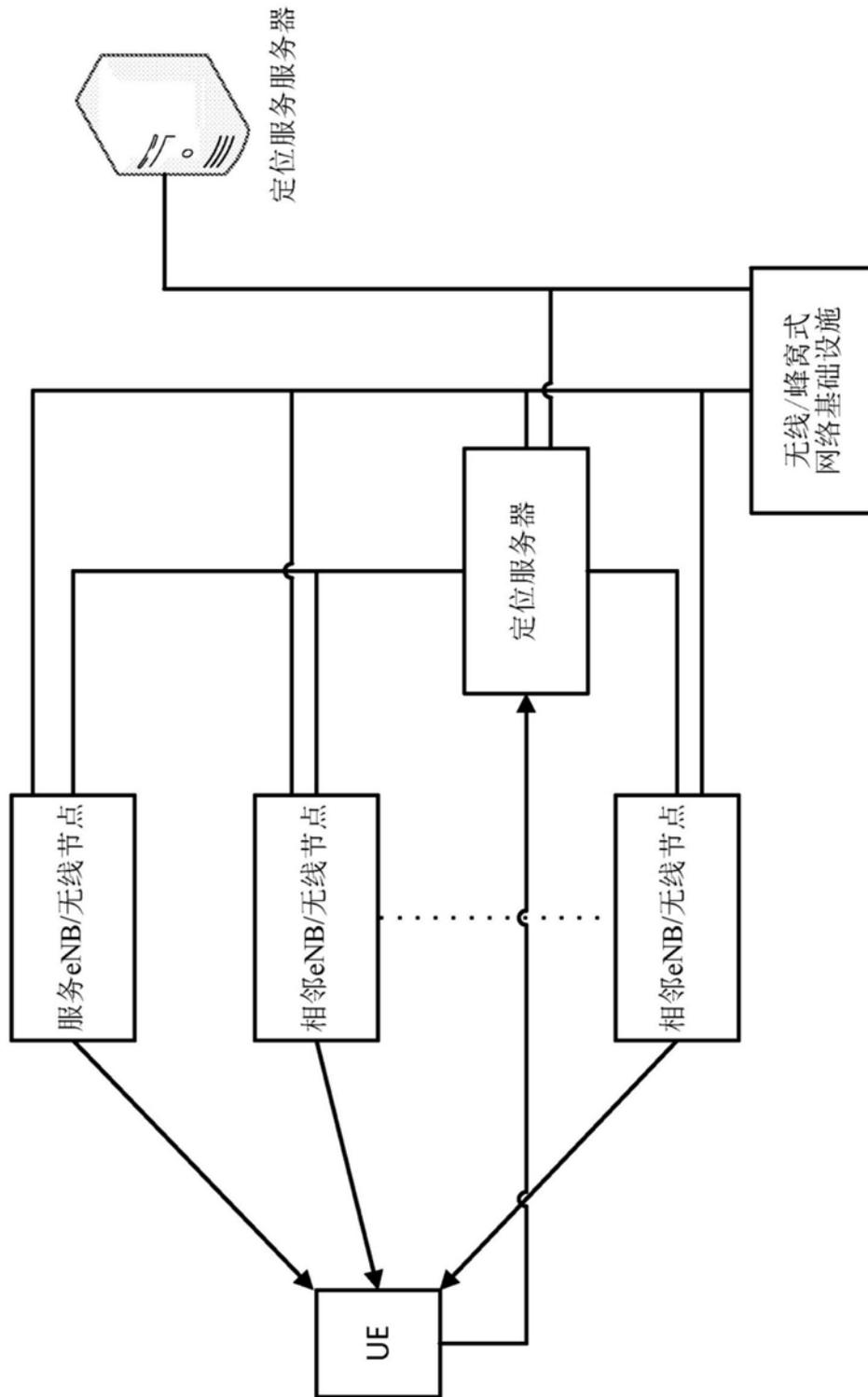


图29

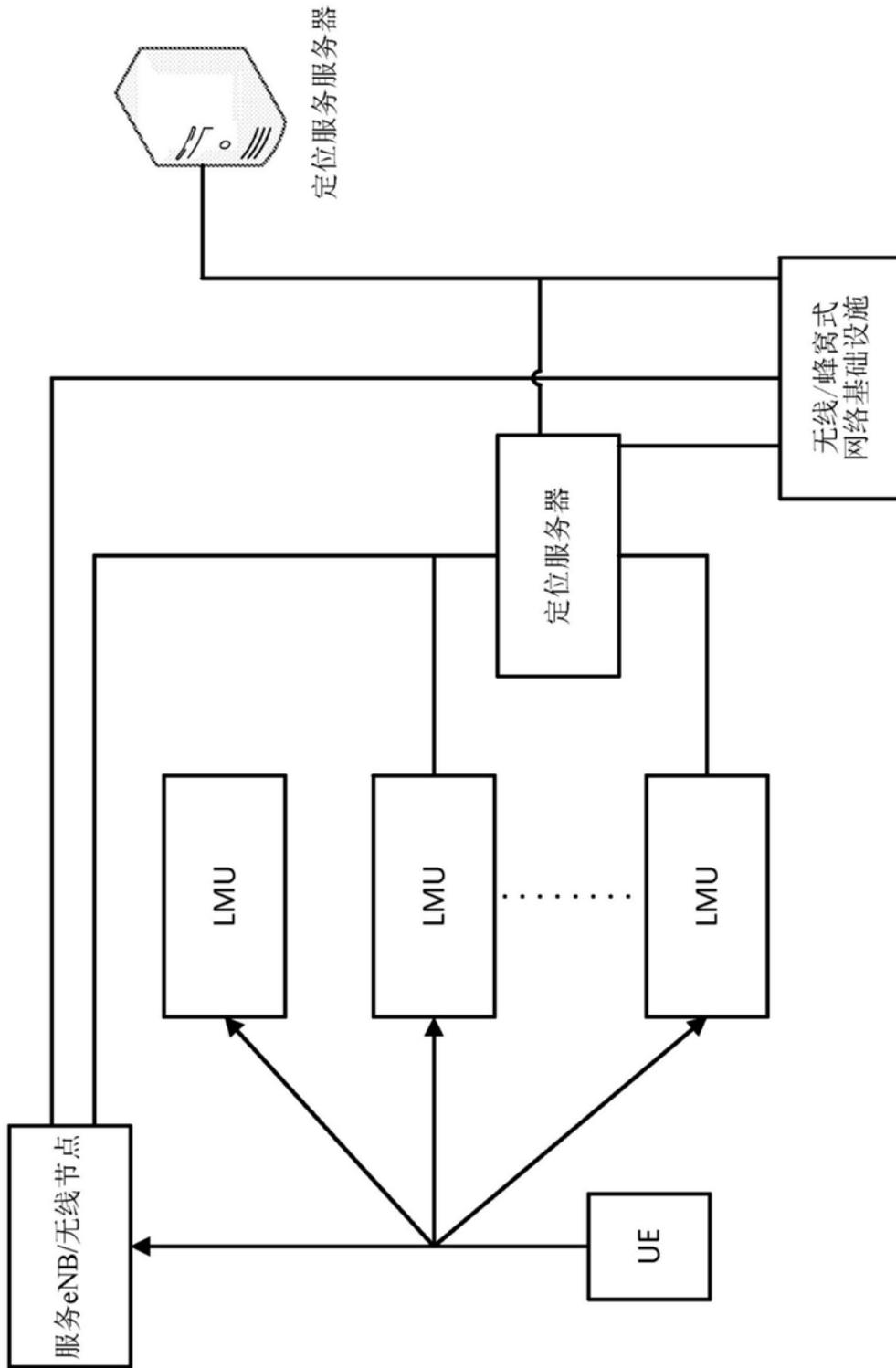


图30

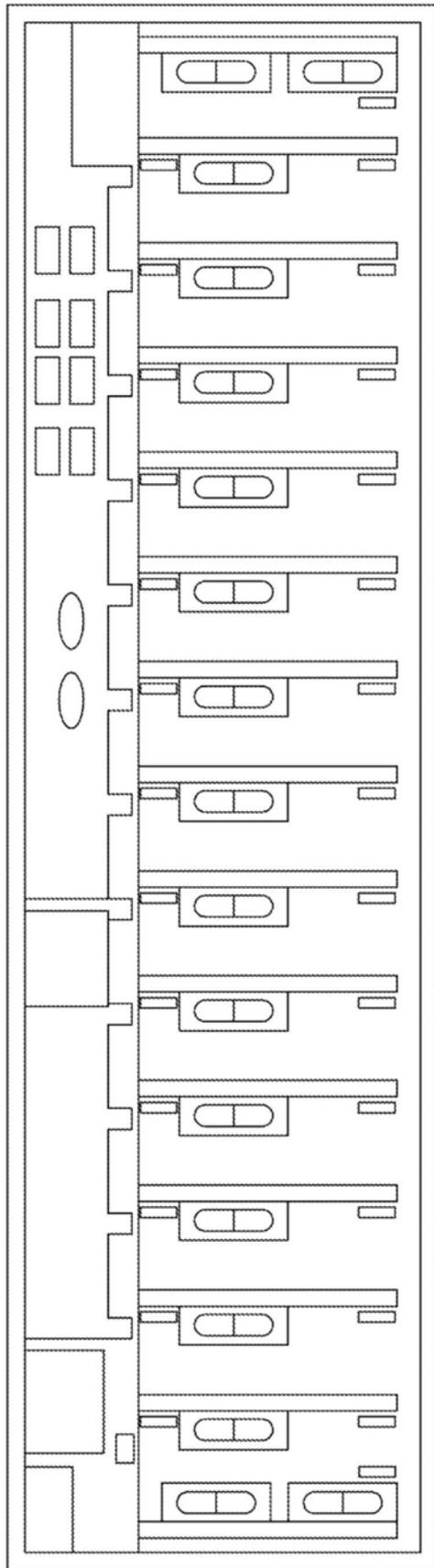


图31

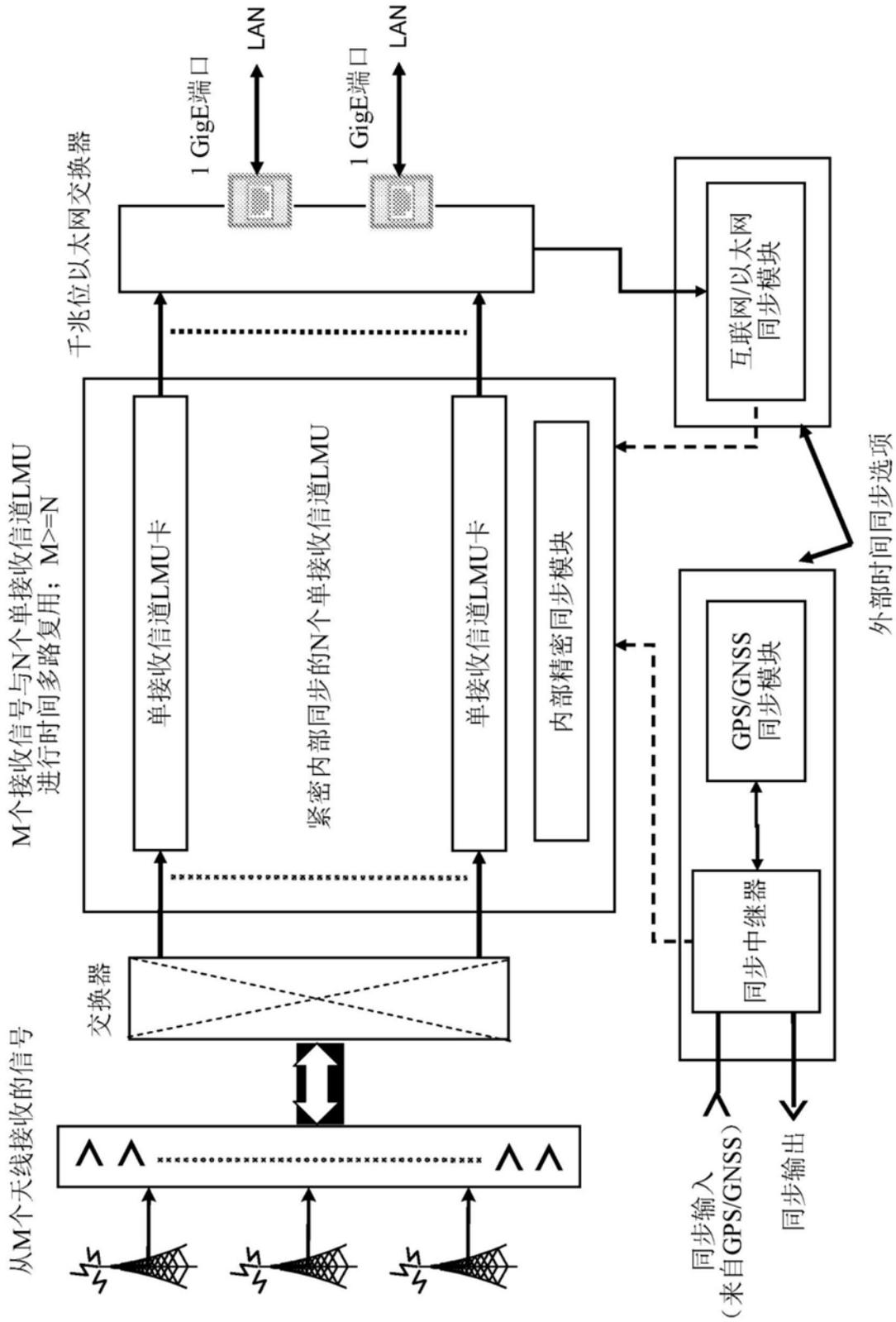


图32

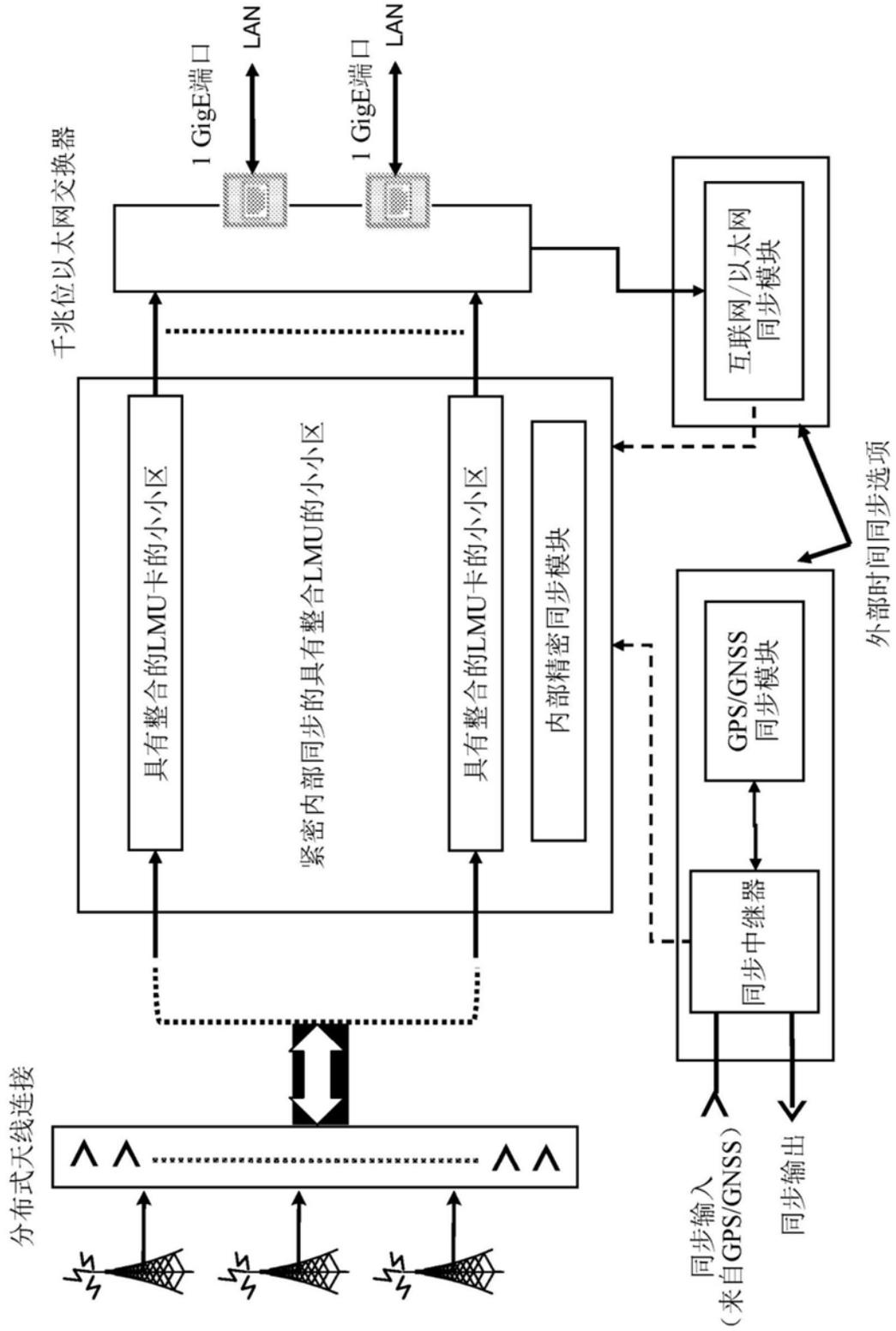


图33

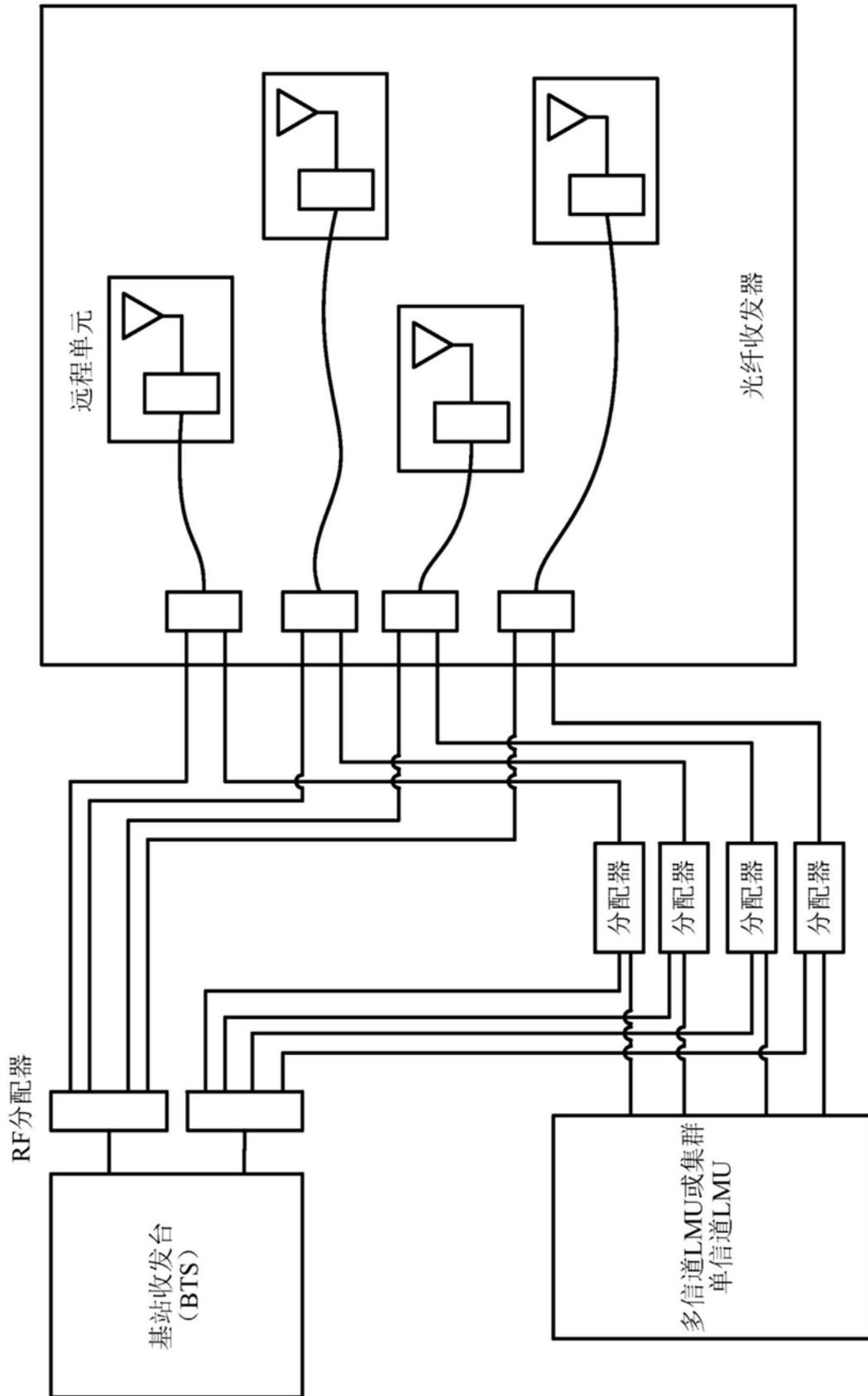


图34

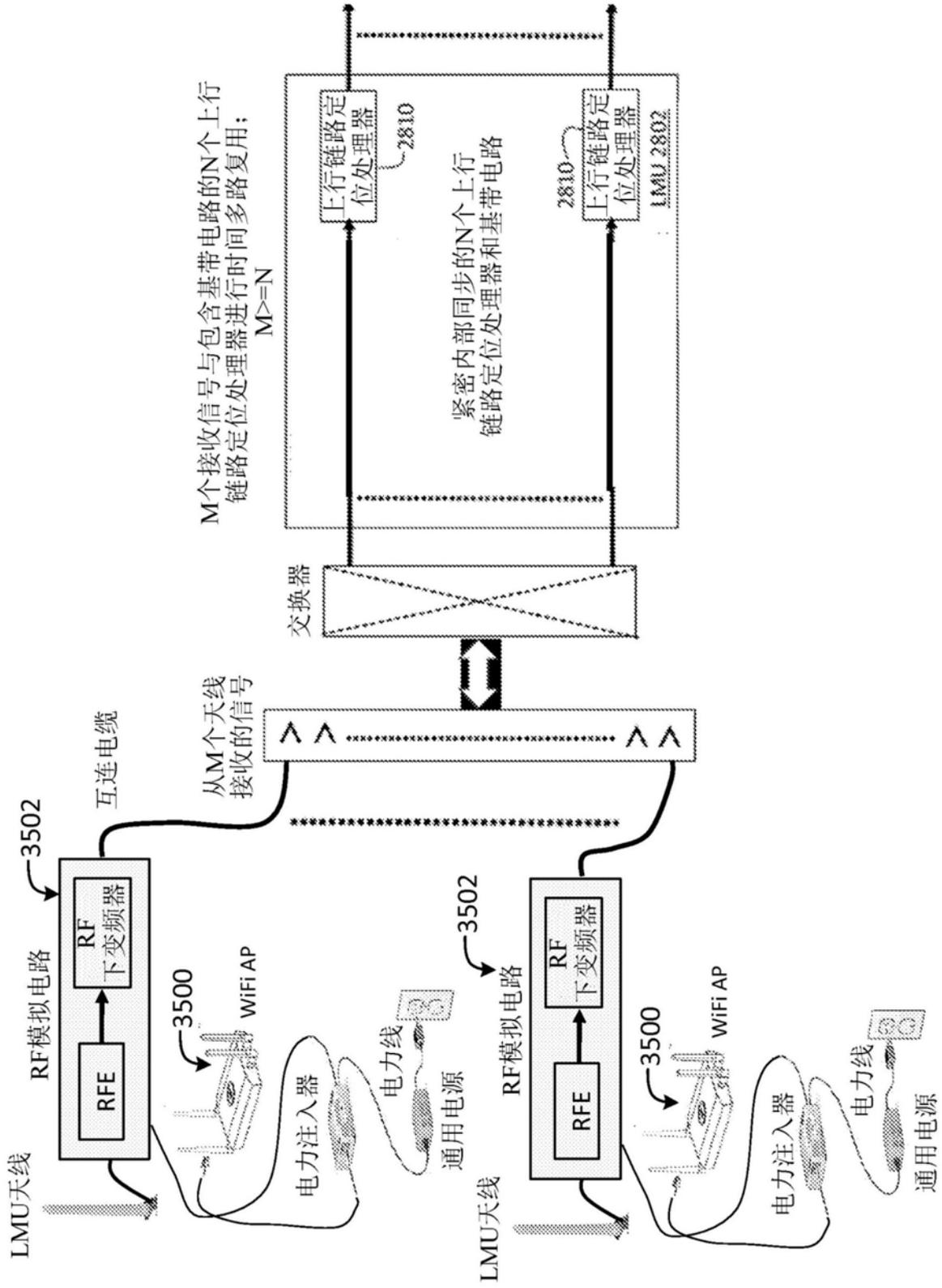


图35