(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110794366 A
(43)申请公布日 2020.02.14

(21)申请号 201910973927.6

(22)申请日 2016.10.07

(30)优先权数据
62/239,195 2015.10.08 US
62/290,087 2016.02.02 US

(62)分案原申请数据
201680066742.1 2016.10.07

(71)申请人 波尔特公司
地址 美国得克萨斯州

(72)发明人 杜鲁曼·普雷瓦特

(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 5/10(2006.01)
H04W 4/02(2018.01)
H04W 4/80(2018.01)
H04W 4/029(2018.01)

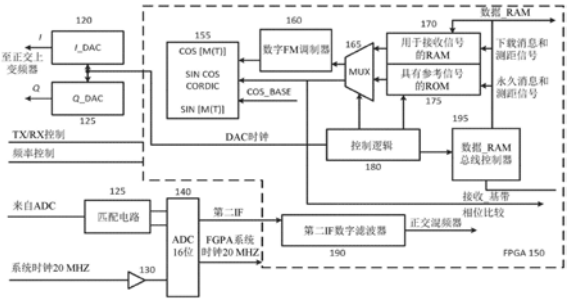
权利要求书1页 说明书60页 附图26页

(54)发明名称

用于追踪对象的到达角度定位系统

(57)摘要

描述使用无线网络的参考信号确定用户设备(UE)在所述无线网络内的位置的系统和方法。所公开的系统和方法使用由与所述无线系统的两个或更多个天线相关联的接收信道所提供的信号产生的多个同相和正交(I/Q)样本。基于接收到的参考信号参数,从所述接收信道之中的每个接收信道识别所述信号内的所述参考信号。基于所述从每个接收信道识别的参考信号,确定所述两个或更多个天线的基线与所述UE到所述两个或更多个天线的入射能量之间的到达角度。接着使用所述到达角度计算所述UE的所述位置。所述到达角度可以是水平到达角度和/或竖直到达角度。



CN 110794366 A

1.一种用于确定用户设备(UE)在无线系统中的位置的方法,所述方法包括:

缓冲由与所述UE内的两个或更多个天线单元相关联的接收信道所提供的信号产生的多个同相和正交(I/Q)样本,其中所述两个或更多个天线单元之中的一个天线单元相对于所述两个或更多个天线单元之中的另一个天线单元移位;

接收描述所述信号内的参考信号的参考信号参数;

基于缓冲的I/Q样本,从所述接收信道之中的每个接收信道识别所述信号内的所述参考信号;

基于从每个接收信道识别的参考信号,确定所述两个或更多个天线单元的基线与被所述两个或更多个天线单元接收的入射能量之间的到达角度;以及

利用所述到达角度计算所述UE的所述位置。

2.根据权利要求1所述的方法,其中所述参考信号包含小区特定的参考信号(CRS)、定位参考信号(PRS)或CRS信号和PRS信号二者。

3.根据权利要求1或2所述的方法,其中所述两个或更多个天线单元位于所述UE的单个外罩中。

4.根据权利要求1或2所述的方法,其中所述识别所述参考信号的步骤包含使用所述参考信号参数和多个缓冲的I/Q样本确定所述参考信号的开始时间。

5.根据权利要求1或2所述的方法,所述识别所述参考信号的步骤包含峰值检测与每个接收信道相关联的匹配滤波器输出以识别多个I/Q样本之中最接近于所述参考信号的开始时间的特定I/Q样本。

6.根据权利要求1或2所述的方法,其中所述确定所述到达角度的步骤包含确定从至少一个基站到所述两个或更多个天线之中的每个天线的直达视线(DLOS)飞行时间的子样本估计值。

7.根据权利要求6所述的方法,其中使用从所述至少一个基站到每个天线的所述DLOS飞行时间来确定所述两个或更多个天线之间的所述参考信号的到达时间差。

8.根据权利要求6所述的方法,其中使用从所述至少一个基站到每个天线的所述DLOS飞行时间来确定所述参考信号的个别子载波之间的相移。

9.根据权利要求1或2所述的方法,其中所述两个或更多个天线之间的距离相对于从所述至少一个基站到所述UE的距离较小。

10.根据权利要求1或2所述的方法,其中所述到达角度与基站和所述UE之间的方位线(LOB)相关联。

11.根据权利要求10所述的方法,进一步包括:

利用所述到达角度来确定所述基站的非服务扇区和所述UE之间的第二LOB。

12.根据权利要求11所述的方法,进一步包括:

利用所述到达角度来确定第二基站的非服务扇区和所述UE之间的第三LOB。

用于追踪对象的到达角度定位系统

[0001] 本申请是申请日为2016年10月7日提交的名为“用于追踪对象的到达角度定位系统”的中国发明专利申请201680066742.1的分案申请。其母案的相关申请作为参考并入本文中。

技术领域

[0002] 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)的识别、追踪和定位、包含实时定位服务(RTLS)的系统。

背景技术

[0003] 用于确定对象的相对或地理位置的基于RF的识别和定位查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。传统的位置查找系统已经用于开放的户外环境的定位。通常使用基于RF的全球定位系统(GPS)和辅助GPS。然而，传统的位置查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。虽然蜂窝无线通信系统提供城市和大部分室内环境中的极好数据覆盖，但是这些系统的定位精确度受到自干扰、多径和非视线传播的限制。

[0004] 室内和室外定位不精确性主要是由于RF传播的物理现象造成的，具体来说，是由于 RF信号的损失/衰减、信号散射和反射造成的。损失/衰减和散射问题可以通过使用窄带测距信号并在低RF频率下操作来解决(见相关的第7,561,048号美国专利)，例如在VHF范围或更低频率下操作。

[0005] 虽然在VHF和更低频率下多径现象(例如，RF能量反射)不及在UHF和更高频率下时那么严重，但是多径现象对定位查找精确度的影响使得定位不及行业所需的那么可靠和精确。因此，需要用于抑制RF能量反射(即，多径现象)在采用窄带测距信号的基于RF 的识别和定位查找系统中的影响的方法和系统。

[0006] 通常，常规的基于RF的识别和定位查找系统通过使用宽带宽测距信号，例如利用多径抑制的宽带信号性质，来抑制多径(参考S.Salous的《使用90MHz带宽的室内和室外UHF测量(Indoor and Outdoor UHF Measurements with a 90MHz Bandwidth)》，关于超视距无线电的传播特征和相关系统技术的IEEE学术研讨会，1997年，第8/1-8/6页)。另外，参考Chen等人的专利US 2011/0124347 A1，在所述专利的表1中示出定位精确度对比所需PRS带宽。从此表中看出对于10米的精确度需要83MHz的带宽。另外，在一些情况下使用空间分集和/或天线分集技术。

[0007] 然而，在许多追踪定位应用中可能不会选择空间分集，因为其会导致增加所需基础设施。类似地，天线分集具有有限的值，因为在较低操作频率下，例如VHF，天线子系统的物理大小会变得太大。比如第6,788,199号美国专利，其中描述了用于定位对象、人、宠物和个人物品的系统和方法。

[0008] 所提出的系统采用天线阵列来抑制多径。任选地，系统在902-926MHz频带中的UHF下操作。众所周知，天线的线性尺寸与操作频率的波长成正比。另外，天线阵列的面积与线

性尺寸比率的平方成正比且体积与线性尺寸比率的立方成正比，因为在天线阵列中天线通常以1/4或1/2波长间隔开。因此，在VHF和更低频率下，天线阵列的大小将明显影响装置的便携性。

[0009] 另一方面，由于频谱非常有限，窄带宽测距信号不适合当前常规的基于RF的识别和定位查找系统所使用的多径抑制技术。原因是对于在存在噪声时进行可靠检测/处理而言，由多径引发的测距信号失真(即，信号的变化)太小。另外，由于带宽有限，当测距信号直达视线(DLOS)路径和延迟测距信号路径间隔较小延迟时，窄带宽接收器无法区分这些路径，这是因为窄带宽接收器缺乏所需时间分辨率，所需时间分辨率与接收器的带宽成正比(例如，窄带宽对传入信号具有集成的影响)。

[0010] 因此，在本领域中需要用于对象识别和定位查找的多径抑制方法和系统，其使用窄带宽测距信号并且在VHF或更低频率以及UHF频带频率和超出所述频率下操作。

[0011] 追踪和定位功能要求主要在无线网络中可见。相关的第7,872,583号美国专利中描述的用于对象识别和定位查找的多径抑制方法和系统可以用于大部分可用的无线网络。然而，某些无线网络具有需要将所述技术集成到无线网络中以完全受益于相关的第7,872,583号美国专利中描述的各种测距和定位信号的通信标准/系统。通常，这些无线系统可以提供广域和大部分室内环境的极好的数据覆盖。然而，这些系统可获得的定位精确度受到自干扰、多径和非视线传播的限制。举例来说，最新的3GPP第9版长期演进(LTE)标准的标准化定位技术具有以下：1)作为主要方法，辅助全球导航卫星系统(A-GNSS)或辅助全球定位系统(A-GPS)；以及2)作为低效运行方法，增强小区ID(E-CID)和观测到达时间差 (OTDOA)，包含下行链路OTDOA(DL-OTDOA)。虽然这些方法可能满足当前强制性的 FCC E911紧急定位要求，但是这些定位方法的精确性、可靠性和可用性达不到基于位置的服务(LBS)或RTLS系统用户的需求，其要求在建筑物、购物中心、城市通道等内的高度精确定位。此外，将来的FCC 911要求比现有的要求更严格，并且除了A-GNSS(A-GPS) 外，将超出现有技术/方法的定位能力。众所周知，A-GNSS(A-GPS)精确度在开放的空间中非常好，但是在城市/室内环境中非常不可靠。

[0012] 同时，其它技术/方法的精确性严重受多径和其它无线电波传播现象的作用影响，由此使得其不可能符合某些监管要求，例如FCC 911要求和LBS要求。以下列出除了 DL-OTDOA和E-CID以外的定位技术/方法。U-TDOA概念类似于OTDOA，但是使用安装在小区信号塔处的位置测量单元(LMU)来计算电话的位置。其是针对原始911要求而设计。LMU仅已部署在2G GSM网络上并且对于3G UMTS网络将需要主要硬件升级。U-TDOA尚未标准化用于支持4G LTE或WiMAX。另外，LMU未在LTE部署中使用。像其它方法一样，U-TDOA的精确度受多径影响。LTE标准化小组可能会放弃LMU的额外硬件，并且在DL-OTDOA之后，也会选择U-TDOA，例如UL-OTDOA。注：DL-OTDOA 在第9版中经过标准化。

[0013] 将来的FCC 911要求的另一个竞争者是RF指纹识别方法。此技术是基于以下原理：每一位置具有唯一射频(RF)签名，比如指纹的图案；可以通过包含邻近小区信号强度的测量值的值的唯一集合识别位置等。指纹识别不需要额外硬件。然而，此技术受限于需要庞大数据库和长期训练阶段。另外，与真正唯一的人类指纹不同，由于RF传播现象，RF 签名在多个不同位置重复。此外，随着包含天气的环境改变，数据库也会变得过时，例如签名快速变陈旧。这使得维护数据库的任务变得繁重。可听小区信号塔的数量对精确度有明显影响--

需要获得来自多个(8个或更多)小区信号塔的读数以得到合理的精确度(60 米,如Polaris Wireless声称)。因此,在郊区环境中,精确度下降到100米(参考Polaris Wireless 定位技术概述,7月29日;来自Polaris Wireless)。另外,使用手机天线定向的估计位置存在明显变化(一直到140%)(参考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)》)。

[0014] 虽然有若干原因导致了RF指纹识别数据库的不稳定性,但是其中一个主要的原因是多径。多径是高度动态的,并且可以瞬时改变RF签名。具体来说,在拥挤的多径环境中,比如在室内--人和电梯的移动;家具、橱柜、设备位置的改变将导致不同的多径分布,例如严重影响RF签名。另外,在室内以及在类似环境中,物理位置(呈三维)的微小变化会引起RF签名的显著变化。这是多径组合的结果,其使得RF签名为三维的且短波长,导致在1/4波的距离上发生显著的RF签名变化。因此,在此类环境中,数据库中的点的数量将必须以指数方式增加。

[0015] 存在不那么精确的定位方法,例如RTT、RTT+CID,包含基于接收信号强度的定位方法。然而,在后一种情况下,RF传播现象使得信号强度在无线网络中可以明显小于1米的波长的距离上改变30dB到40dB。这严重影响了基于接收信号强度的方法的精确性和/或可靠性。同样,所有这些方法的精确性都受多径影响。

[0016] 因此,在本领域中需要无线网络的更精确且更可靠的追踪和定位能力,这可以通过多径抑制技术来实现。

[0017] 在LTE 3GPP的第9版中增加了定位参考信号(PRS),PRS将由用户设备(UE)用来进行OTDOA定位(一种类型的多边测量)。TS 36.211第9版技术规范标题为《演进型通用陆地无线电接入(E-UTRA);物理信道和调制(Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA);Physical Channels and Modulation)》。

[0018] 如所提及,PRS可以由UE用来进行下行链路观测到达时间差(DL-OTDOA)定位。第9版规范还要求使邻近的基站(eNB)同步。这消除了OTDOA方法的最后一个障碍。 PRS还改进多个eNB的UE处的UE可听性。应注意,第9版规范未指定eNB同步的精确度,一些建议推荐100ns。UL-TDOA目前处于研究阶段,预计将在2011年进行标准化。

[0019] 根据第9版规范,在Chen等人的标题为《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)》的第2011/0124347A1号美国专利申请公开案中详细描述了DL-OTDOA方法。第9版中的DL-OTDOA受多径现象影响。通过增加PRS信号带宽可以实现一些多径抑制。然而,这会导致调度复杂性增加,并且 UE定位之间的时间更长。另外,对于操作带宽有限的网络,例如10MHz的网络,最好的可能精确度是约100米,如Chen等人的表1所示。这些数字是在最好情况下的结果。在其它情况下,尤其当DLOS信号强度相较于反射信号强度明显更低(10-20dB)时,这导致明显更大的(从两倍到四倍)定位/测距误差。

[0020] Chen等人描述了UL-TDOA定位的变化形式,它也是基于PRS的,被称为上行链路定位参考信号(UL-PRS)。Chen等人提出了改进邻近小区可听性和/或降低调度复杂度,但是Chen等人并未教示解决抑制多径的任何内容。因此,Chen等人实现的精确性并不比根据第9版DL-OTDOA方法精确性的精确性更好。

[0021] 根据Chen等人。DL-OTDOA和UL-TDOA方法适合于户外环境。Chen等人进一步指出DL-OTDOA和UL-TDOA方法在建筑物、校园等室内环境中表现不佳。Chen等人指出了解释这些方法在室内环境中表现不佳的几个原因。例如，在通常在室内采用的分布式天线系统(DAS)中，每个天线不具有唯一的ID。

[0022] 根据Chen，最终结果是在第9版的系统和比如Chen等人的UL-TDOA等基于小区信号塔的系统中，UE设备均无法区分开多个天线。这种现象妨碍了在第9版的系统和Chen 的UL-OTDOA系统中采用的多边测量方法的使用。为了解决这一问题，Chen等人将硬件和新的网络信号增加到现有室内无线网络系统。此外，在作用中的DAS的情况下，最佳精确度(误差下限)限制在50米。最后，Chen等人并未解决多径对室内环境中的定位精确度的影响，所述影响是最严重的(与室外相比)，并且在许多情况下导致的定位错误比声称的要大得多(2倍-4倍)。

[0023] Chen等人对于室内无线网络天线系统所做的修改并不总是可行的，因为升级现有系统需要付出巨大的努力和高昂的成本。此外，在作用中的DAS的情况下，最佳理论精确度仅为50米，并且在实践中，由于包含多径的RF传播现象，此精确度将明显更低。同时，在 DAS系统中，多个天线产生的信号将显现为反射，例如多径。因此，如果已知所有天线位置，有可能在可以分辨来自单个天线的信号路径的情况下例如通过使用多边测量和位置一致性算法提供DAS环境中的定位，而无需额外硬件和/或新的网络信号。因此，在本领域中需要用于无线网络的精确且可靠的多径解决方案。

发明内容

[0024] 本发明的实施例涉及一种用于对象的基于射频(RF)的识别、追踪和定位、包含实时定位服务(RTLS)的方法和系统，其基本上能消除相关技术的一个或多个缺点。所提出的(示例性)方法和系统使用窄带宽测距定位信号。根据实施例，在VHF频带上实施基于RF的追踪和定位，但是也可以在更低频带(HF、LF和VLF)以及UHF 频带和更高频率上实施基于RF的追踪和定位。其采用包含技术和算法的多径抑制方法。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无线电技术。也可以使用数字信号处理。

[0025] 使用标准的FPGA和标准的信号处理硬件和软件，可以在装置和整个系统上以非常小的增量成本来构造实施例的系统。同时，可以明显改进采用窄带测距信号的基于 RF的识别和定位查找系统的精确度。

[0026] 使用用于VHF等窄带宽测距/定位信号的发射器和接收器来识别人或对象的位置。可以使用数字信号处理(DSP)和软件定义无线电(SDR)技术来生成、接收并处理窄带宽测距信号以及执行多径抑制算法。使用窄带宽测距信号以半双工、全双工或单工操作模式来识别、定位和追踪人或对象。在多径抑制处理器中使用数字信号处理(DSP) 和软件定义无线电(SDR)技术来实施多径抑制算法。

[0027] 本文中描述的方法采用在相关的第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制处理器和多径抑制技术/算法，其能提高无线网络实施的追踪和定位系统的精确度。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。

[0028] 本文中描述的方法是基于网络的一个或多个参考/导频信号和/或同步信号，并且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/同步信号的其它无线网络可以采用如相关的第7,872,583号美国专利中描述的以下类型的替代实施例中的一个或多个：1)其中帧的一部分专用于如相关的第7,872,583号美国专利中描述的测距信号/测距信号元件；2)其中测距信号元件(参考相关的第7,872,583 号美国专利)内嵌到传输/接收信号帧中；以及3)其中测距信号元件(相关的第7,872,583 号美国专利中所描述)嵌入有数据。

[0029] 这些替代实施例采用相关的第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制处理器和多径抑制技术/算法，并且可以采用所有操作模式使用：单工、半双工和全双工。

[0030] 可以在对装置设备和整个系统极少或不增加成本的情况下完成相关的第7,872,583 号美国专利中描述的多径抑制处理器和多径抑制技术/算法与基于OFDM的无线网络以及具有参考/导频信号和/或同步信号的其它无线网络的集成。同时，将明显改进网络系统的定位精确度。如实施例中所描述，在3GPP LTE蜂窝式网络上实施基于RF的追踪和定位将明显受益于相关的第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制方法/技术和算法的定位。所提出的系统可以使用软件或硬件实施的数字信号处理。

[0031] 以下说明将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将在说明中显而易见，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将认识并实现实施例的优点。

[0032] 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，并且意在提供对所要求的实施例的进一步解释。

附图说明

[0033] 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。在图式中：

[0034] 图1和图1A示出根据实施例的窄带宽测距信号频率分量；

[0035] 图2示出示例性宽带宽测距信号频率分量；

[0036] 图3A、图3B和图3C示出根据实施例的RF移动追踪和定位系统的主控单元和从属单元的方块图；

[0037] 图4示出示例性合成宽带基带测距信号；

[0038] 图5示出根据实施例的通过抵消消除信号前兆；

[0039] 图6示出根据实施例的具有较少载波的前兆抵消；

[0040] 图7示出单向传递函数相位；

[0041] 图8示出实施例定位方法；

[0042] 图9示出LTE参考信号映射；

[0043] 图10示出示例性增强型小区ID+RTT定位技术；

[0044] 图11示出示例性OTDOA定位技术；

[0045] 图12示出安装在运营商的eNB设施处的时间观测单元(TMO)的操作；

[0046] 图13示出示例性无线网络定位设备图；

[0047] 图14示出针对企业应用的示例性无线网络定位下行链路生态系统；

[0048] 图15示出针对网络宽度应用的示例性无线网络定位下行链路生态系统；

[0049] 图16示出针对企业应用的示例性无线网络定位上行链路生态系统；

[0050] 图17示出针对网络宽度应用的示例性无线网络定位上行链路生态系统；

[0051] 图18示出示例性无线网络DAS和/或毫微微/小型小区上行链路定位环境；

[0052] 图19示出示例性无线网络小区信号塔定位环境；

[0053] 图20示出无线网络的示例性小区信号塔；

[0054] 图21在概念上示出基于相位差确定到达角度；

[0055] 图22示出实施实施例的过程流程；

[0056] 图23是实施例的群单元的透视图；

[0057] 图24示出由实施例中的群单元实施的过程流程；

[0058] 图25示出实施实施例的过程流程。

具体实施方式

[0059] 现将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。

[0060] 本发明的实施例涉及一种用于对象的基于RF的识别、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度。

[0061] 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等产品整合。所得产品将具有独立装置的全部功能同时利用现有显示器、传感器(例如高度计、GPS、加速计和罗盘)以及其主机的处理能力。例如,具有本文中描述的装置技术的GPS装置将能够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。

[0062] 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2×4×1 英寸与2×2×0.5英寸之间或更小。取决于所使用的频率,天线将整合到装置中或伸出穿过装置外罩。装置的基于专用集成电路(ASIC)的版本将能够结合FPGA以及单元或附属装置中的大多数其它电子组件的功能。产品的基于ASIC的独立版本将产生 1×0.5×0.5英寸或更小的装置大小。天线大小将由所使用的频率决定并且天线的部分可以整合到外罩中。基于ASIC的实施例设计为整合到产品中,可以由仅仅芯片组构成。在主控单元或附属单元之间不应存在任何相当大的物理大小差。

[0063] 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)来处理多径抑制算法。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传输和接收由软件定义的波形的无线电。

[0064] 相关的第7,561,048号美国专利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定位查找

系统形成对比。

[0065] 此窄带宽测距信号系统的优点如下:1)在较低操作频率/频带处,传统定位查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和包含HF 的其它较低频率频带下部署。与传统定位查找系统不同,相关的第7,561,048号美国专利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,达到UHF频带,无法使用传统定位查找系统,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。与传统定位查找系统不同,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(参考Ray H.Hashemi、William 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宽信号相比更高的信噪比(SNR)。这增大了窄带宽测距信号定位查找系统的操作范围而无关其操作频率/频带,包含UHF频带。

[0066] 因此,与传统定位查找系统不同,窄带宽测距信号定位查找系统可以在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,窄带宽测距定位查找系统也可以在UHF频带以及更高的频带上部署,从而改进测距信号SNR并且因此增大定位查找系统操作范围。

[0067] 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波长度而言小的天线长度(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例如 VHF等更高频率/频带上的噪音级高得多。这两个现象可能一起限制定位查找系统的适用性,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。

[0068] 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严重。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,在一些特殊情况下,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会是好的选择。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将具有优于传统宽带宽测距信号定位查找系统的优点。

[0069] 实际应用将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将是适用的。适用的主要FCC规定是: 47CFR第90部分-专用陆上移动无线电业务、47CFR第94部分-个人无线电业务、47CFR 第15部分-射频装置。(相比而言,在此上下文中的宽带信号从几十万Hz直到10-20 MHz。)

[0070] 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频带处的可允许传输功率在2瓦与5瓦之间。对于900MHz(UHF频带),其是1W。在160 KHz到190KHz频率(LF频带)

上,可允许传输功率是1瓦。

[0071] 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。

[0072] 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(参考Dan Dobkin的《室内传播和波长(Indoor Propagation and Wavelength)》,WJ通信,V 1.4 7/10/02):

[0073] 915MHz 100mW 150英尺

[0074] 2.4GHz 100mW 100英尺

[0075] 5.6Ghz 100mW 75英尺

[0076] 所提出的系统在VHF频率下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。

[0077] 在较低频率(VHF)下操作减少了散布并提供更好的穿墙能力。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:

[0078] 216MHz 100mw 700英尺

[0079] 利用窄带测距技术,使用典型功耗的常用频率的范围以及附属装置通信范围将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:

[0080]

		从	到
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

[0081] 蓄电池功耗取决于装置的设计、传输功率和占空比,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,传输100mW功率的FPGA版本将具有大致三周的可运用时间。基于ASIC的版本的可运用时间预期增加10倍。另外,ASIC本身具有较低噪音级。因此,基于ASIC的版本的操作范围也可以增大约40%。

[0082] 所属领域的技术人员将了解,实施例不会有损系统的较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)中的定位查找精确度。

[0083] 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号美国专利中大体描述了作为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,接着将其转换成距离范围。

[0084] 在RF反射(例如,多径)的情况下,具有各种延迟时间的RF测距信号的多个复本叠加到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度。

[0085] 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定位查找系统。并且其可以支持各种调制 /解调技术，包含扩频技术，例如直接扩频(DSS)和跳频(FH)。

[0086] 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。

[0087] 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，所述协议仅允许主控装置或从属装置在任何给定时间进行传输。

[0088] 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。

[0089] 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。

[0090] 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。所述模型与步进频率、线性频率调制等信号结构的实际实施方案无关。

[0091] 直接路径与多径之间的频率间隔名义上极其小，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。路径长度35米的多径反射将产生0.073355 的频率。间隔是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。

[0092] 为了克服这种限制，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仅由噪音构成，并且可观察量到信号子空间上的投射仅由信号构成。

[0093] 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，可以高精确度可靠地辨别直达视线(DLOS)与其它多径(MP)。类似地，将后文将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确度可靠地辨别DLOS与其它路径。

[0094] 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:多重信号分类(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。

[0095] 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,接收信号将为如下:

[0096] $$r(t)=\beta\times e^{i2\pi f\times t}\sum_{k=0}^{k=L-1}\alpha_k\times e^{-i2\pi f\times\tau_K}, \qquad (1)$$

[0097] 其中$\beta\times e^{i2\pi f\times t}$是传输信号,f是操作频率,L是多径分量的数目,并且$\alpha_K=|\alpha_K|\times e^{j\theta_K}$和$\tau_K$分别是第K个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,τ_0表示DLOS路径的传播延迟。显然,τ_0值最受关注,因为其是所有τ_K的最小值。通常假设相位θ_K是从一个测量周期到另一个测量周期随机的,具有均匀概率密度函数U(0,2π)。因此,我们假设α_K=const(即,常量值)。

[0098] 参数α_K和τ_K是反映建筑物中和周围和人和设备的动作的随机时变函数。然而,由于其变化率与测量时间区间相比非常慢,因此这些参数可以处理为给定测量周期内的时不变随机变量。

[0099] 所有这些参数是取决于频率的,因为其与传输和反射系数等无线电信号特征有关。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。

[0100] 等式(1)可以在频域中表示为:

[0101] $$A(f)=\sum_{k=0}^{k=L-1}\alpha_k\times e^{-i(2\pi\times\tau_K)f}, \qquad (2)$$

[0102] 其中:A(f)是接收信号的复振幅,$(2\pi\times\tau_K)$是将通过超分辨率算法估计的仿真“频率”,并且操作频率f是自变量;α_K是第K个路径振幅。

[0103] 在等式(2)中,$(2\pi\times\tau_K)$和随后τ_K的值的超分辨率估计基于连续频率。在实践中,存在有限数目的测量值。因此,变量f将不是连续变量,而实际上是离散变量。因此,复振幅A(f)可以计算如下:

[0104] $$\hat{A}(f_n)=\sum_{k=0}^{k=L-1}\alpha_k\times e^{-i(2\pi\times\tau_k)\times f_n}, \qquad (3)$$

[0105] 其中$\hat{A}(f_n)$是在离散频率f_n下的离散复振幅估计值(即,测量值)。

[0106] 在等式(3)中,$\hat{A}(f_n)$可以解释为在频率f_n的正弦信号传播通过多径信道之后所述信号的振幅和相位。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)。

[0107] 在一些情况下,有可能将实信号数据(例如,$\mathrm{Re}(\hat{A}(f_n))$)转换成复信号(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τ0非常小,这导致非常低的$(2\pi\times\tau_K)$“频率”。

[0108] 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，如果仅将使用振幅值(例如，$\mathrm{Re}\left(\hat{A}(f_n)\right)$)，那么待估计的频率的数目将不仅包含 ($2\pi\times\tau_K$)“频率”，还包含其组合。通常，增加未知频率的数目会影响超分辨率算法的精确度。因此，DLOS路径与其它多径(MP)路径的可靠且精确分隔需要复振幅估计。

[0109] 以下是在存在多径的情况下获得复振幅$\hat{A}(f_n)$的任务期间的方法和多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。

[0110] 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(还称为“从属装置”或“目标装置”)通过协议控制，所述协议仅允许主控装置或从属装置在任何给定时间进行传输。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。

[0111] 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，每个频率分量的持续时间T_f足够长以获得测距信号窄带宽特性。

[0112] 图2示出了具有不同频率分量的测距信号的另一变化形式。其包含历经长时间段传输以形成个别频率窄带的多个频率(f_1、f_2、f_3、f_4、f_n)。此类信号更有效，但是其占用较宽带宽，并且宽带宽测距信号影响SNR，SNR又会减小操作范围。另外，此类宽带宽测距信号将违反关于VHF频带或更低频率频带的FCC要求。然而，在某些应用中，此宽带宽测距信号允许更容易地整合到现有信号和传输协议中。另外，此类信号减少追踪-定位时间。

[0113] 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。

[0114] 与宽带测距相比，窄带测距模式将以瞬时宽带测距形式产生精确度同时增大可以实现此精确度的范围。实现此性能是因为在固定传输功率下，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。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，这能提供良好的折衷方案。

[0115] 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。

[0116] 之后，主控装置的多径抑制处理器将接收到的测距信号与从主控装置原始发送的测距信号进行比较，并且确定呈振幅形式的$\hat{A}(f_n)$估计值以及每个频率分量f_n的相位。应注意，在等式(3)中，针对单向测距信号行程定义$\hat{A}(f_n)$。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。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：

[0117] $$\left|\hat{A}_{RT}(f_n)\right| = \left|\hat{A}(f_n)\right|^2 \text{和} \angle \hat{A}_{RT}(f_n) = 2 \times \left(\angle \hat{A}(f_n)\right) \quad (4)$$

[0118] 存在可用于估计复振幅和相位值的许多技术，包含例如匹配滤波$\left|\hat{A}(f_n)\right|$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)值导出的$\left|\hat{A}(f_n)\right|$值。通过对读取器/主控装置接收到的传回基带测距信号相位与原始的(即，通过读取器/主控装置发送的)基带测距信号相位进行比较获得相位值$\angle\hat{A}_{RT}(f_n)$。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度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$\left|\hat{A}(f_n)\right|$值可直接从目标/从属装置获得。然而，无法直接测得单向相位$\angle\hat{A}(f_n)$值。

[0119] 在实施例中，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，在本文中假设测距基带信号仅由两个频率分量构成，每个频率分量含有不同频率F_1和F_2的余弦波或正弦波的多个周期。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＝常量，每个频率分量可以具有不同数目的周期。另外，在每个频率分量之间不存在时间间隙，并且从初始相位开始的F_1和F_2均等于零。

[0120] 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) 的方块图。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。

[0121] 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FPGA150中(见图3B和3C)。系统时钟发生器 20(见图3A)在F_{OSC}＝20MHz；或$\omega_{OSC}=2\pi\times20\times10^6$时振荡。这是理想频率，因为在实际装置中，系统时钟频率不会始终等于20MHz：$F_{OSC}^{M}=F_{OSC}\gamma^{M}$； $F_{OSC}^{AM}=F_{OSC}\gamma^{AM}$。

[0122] 应注意，$\gamma^{M}=\frac{F_{OSC}^{M}}{F_{OSC}'}$， $\gamma^{AM}=\frac{F_{OSC}^{AM}}{F_{OSC}'}$；并且$\beta^{M}=\frac{1}{\gamma^{M}}$， $\beta^{AM}=\frac{1}{\gamma^{AM}}$

[0123] 应注意，除20MHz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。

[0124] 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FPGA150，方块155到180(见图3B)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。在开始处，t＝0，主控装置中的FPGA150(图3B)经由I/Q DAC 120 和125输出数字基带测距信号到其上变频器50。FPGA150以F_1频率开始并且在时间T_1之后开始产生F_2频率并持续时间T_2。

[0125] 由于晶体振荡器的频率可能不同于20MHz，因此FPGA产生的实际频率将是$F_1\gamma^{M}$和$F_2\gamma^{M}$。另外，时间T_1将是$T_1\beta^{M}$并且T_2将是$T_2\beta^{M}$。还假设T_1，T_2，F_1，F_2为$F_1\gamma^{M}*T_1\beta^{M}=F_1T_1$且$F_2\gamma^{M}*T_2\beta^{M}=F_2T_2$，其中$F_1T_1$和$F_2T_2$两者均为整数。这意味着$F_1$和 F_2的初始相位等于零。

[0126] 由于所有频率均由系统晶体振荡器20的时钟产生，因此主控装置的基带I/Q DAC 120和125输出如下：$F_1 = \gamma^M 20\times10^6 \times K_{F_1}$ 且 $F_2 = \gamma^M 20\times10^6 \times K_{F_2}$，其中 K_{F_1} 和 K_{F_2} 是常量系数。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。

[0127] 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传输此上变频转换信号。在传输基带信号之后，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回。

[0128] 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。

[0129] 随后，应答器使用RF前端交换器15从RX模式切换到TX模式，并且在某些延迟t_{RTX}之后开始再次传输所存储的基带信号。应注意，所述延迟是在AM(应答器) 系统时钟中测得的。因此，$t_{RTX}^{AM} = t_{RTX}\beta^{AM}$。主控装置接收应答器传输，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。

[0130] 之后，主控装置使用多径抑制处理器反正切方块250和相位比较方块255计算接收到的(即，恢复的)基带信号中F_1与F_2之间的相位差。从RF后端RSSI方块240导出振幅值。

[0131] 为了改进估计精确度，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。

[0132] 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$T \leqslant T_f$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。之后，可以将相位和振幅值从I/Q格式转化为$\left|\hat{A}(f_n)\right|$和$\angle\hat{A}(f_n)$格式。

[0133] 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。

[0134]
$$\varphi_{FPGA}^{M}(t) = \gamma^{M} \times \omega_{OSC} \times \left(K_{F_1}(t)\right), t < T_1\beta^{M}, t < T_1\beta^{M};$$

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

[0135] 其中$T_f \geqslant T_1\beta^{M}$。

[0136] 主控装置的DAC 120和125输出处的相位如下：

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

[0137]

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

[0138] 应注意，DAC 120和125具有内部传播延迟t_{DAC}^{M}，其不取决于系统时钟。

[0139] 类似地，发射器电路组件15、30、40和50将引入额外延迟$t_{\mathrm{TX}}^{\mathrm{M}}$，其不取决于系统时钟。

[0140] 因此，通过主控装置传输的RF信号的相位可以计算如下：

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

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

[0141]

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

，

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

[0142] 来自主控装置(M)的RF信号经历相移φ^{MULT}，其取决于主控装置与附属装置之间的多径现象。

[0143] φ^{MULT}值取决于传输频率，例如，F_1和F_2。由于应答器(AM)接收器的RF部分的有限(即，窄)带宽，因此所述接收器不能够分辨每个路径。因此，在某个时间之后，例如，在1微秒(相当于～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：

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

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

[0144]

$$\varphi_{\mathrm{ANT}}^{\mathrm{AM}}(t)=\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M})+K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}\right)\right)+\varphi_{F_2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{DAC}}^{\mathrm{M}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)$$

，

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

[0145] 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：

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

[0146]

$$\varphi_{\mathrm{IF\_1}}^{\mathrm{AM}}(t)=\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM})+K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}\right)\right)$$
$$-\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{SYN\_RX\_1}t\right)+$$
$$\varphi_{F2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0),\ t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+10^{-6}$$

[0147] 应注意，接收器RF区段(元件15和60到85)中的传播延迟$t_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{AM}}$不取决于系统时钟。在经过RF前端滤波器和放大器(元件95到110和125)之后，通过RF后端ADC 140对第一IF信号取样。假设ADC 140对输入信号(例如，第一IF)欠取样。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)：

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

[0148] $$10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM};$$

$$\varphi_{\mathrm{ADC}}^{\mathrm{AM}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM})+K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}\right)\right)$$
$$-\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}\right)+K_{ADC}(t)\right)+\varphi_{F2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0),$$

[0149] $$t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+10^{-6}$$

[0150] 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：

$$\varphi_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{AM}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{F_1}(t-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)\end{array}\right)-$$
$$\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)+K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)+K_{SYN\_RX\_2}t\right)+$$
$$\varphi_{F_1}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0),$$
$$10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}};$$

[0151] $$\varphi_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{AM}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)\end{array}\right)$$
$$-\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)+K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}\right)+K_{SYN\_RX\_2}t\right)+$$
$$\varphi_{F_2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0),$$
$$t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+10^{-6}$$

[0152] 应注意，FIR区段190中的传播延迟$t_{\mathrm{FIR}}^{\mathrm{AM}}=t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}$不取决于系统时钟。

[0153] 在RX->TX延迟之后，重新传输来自主控装置(M)的(在存储器170中)存储的基带测距信号。应注意，RX->TX延迟$t_{\mathrm{RTX}}^{\mathrm{AM}}=t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}$。

[0154]
$$\varphi_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{AM}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(t-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}-$$
$$\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)-K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}+$$
$$\varphi_{F_1}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{AM}}(0),$$
$$10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{DAC}^{AM}+t_{TX}^{AM};$$

[0155]
$$\varphi_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{AM}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}$$
$$-\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)-\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}$$
$$+\varphi_{F_2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{AM}}(0),$$
$$t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{DAC}^{AM}+t_{TX}^{AM}+10^{-6}$$

[0156] 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φ^{MULT},所述相移取决于多径。如上文所论述,此相移在所

$$\varphi_{\mathrm{ANT}}^{\mathrm{M}}(t)=$$

$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(t-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}-$$

$$\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)-K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}+$$

$$2\times\varphi_{F_1}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{AM}}(0),$$

$$2\times10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{DAC}^{AM}+t_{TX}^{AM};$$

[0157]

$$\varphi_{\mathrm{ANT}}^{\mathrm{M}}(t)=$$

$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}-$$

$$\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)+K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}\right)-\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{AM}\right)\end{pmatrix}+$$

$$2\times\varphi_{F_2}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)-\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{AM}}(0),$$

$$t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{DAC}^{AM}+t_{TX}^{AM}+2\times10^{-6}$$

有反射信号均已到达主控装置的接收器天线时的某一时间段之后发生：

[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_1：

$$\varphi_{\mathrm{BB\_RECOV}}^{\mathrm{M}}(t)=$$

$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(t-t_{DAC}^{M}-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{M}-t_{RX}^{AM}-t_{IF\_1}^{AM}-t_{ADC}^{AM}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)-\\K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)-K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)-\\K_{SYN\_RX\_2}(t)\end{pmatrix}-$$

[0160]

$$\gamma^{\mathrm{AM}}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}-t_{DAC}^{AM}-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)-\\K_{SYN\_TX}\left(t-t_{TX}^{AM}-t_{RX}^{M}-t_{IF\_1}^{M}-t_{ADC}^{M}-t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}}\right)\end{pmatrix}+$$

$$2\times\varphi_{F_1}^{MULT}+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{M}}(0)\quad\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{AM}}(0)\quad\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{AM}}(0)\quad\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{AM}}(0)+\varphi_{\mathrm{SYN\_TX}}^{\mathrm{AM}}\quad\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_1}}^{\mathrm{M}}(0)\quad\varphi_{\mathrm{ADC\_CLK}}^{\mathrm{M}}(0)\quad\varphi_{\mathrm{SYN\_RX\_2}}^{\mathrm{M}}(0)$$

,

$$2\times10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+t_{DAC}^{M}+t_{TX}^{M}+t_{RX}^{AM}+t_{IF\_1}^{AM}+t_{ADC}^{AM}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{DAC}^{AM}+t_{TX}^{AM}+t_{RX}^{M}+t_{IF\_1}^{M}+t_{ADC}^{M}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}};$$

[0161] 对于第二频率分量F2：

$$\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t)=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(T_1\beta^{M})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{M}-t^{M}_{DAC}-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M})+\\K_{SYN\_TX}\left(t-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(t-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\K_{SYN\_RX\_2}(t)\end{pmatrix}-$$

[0162]

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+\\K_{ADC}\left(t-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(t-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\K_{SYN\_TX}\left(t-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{pmatrix}+$$

$$2\times\varphi^{MULT}_{F_2}+\varphi^{M}_{SYN\_TX}(0)-\varphi^{AM}_{SYN\_RX}(0)-\varphi^{AM}_{ADC\_CLK}(0)-\varphi^{AM}_{SYN\_RX}(0)+\varphi^{AM}_{SYN\_TX}-\varphi^{M}_{SYN\_RX}(0)-\varphi^{M}_{ADC\_CLK}(0)-\varphi^{M}_{SYN\_RX}(0),$$

$$t>T_1\beta^{M}+t^{M}_{DAC}+t^{M}_{TX}+t^{AM}_{RX}+t^{AM}_{IF\_1}+t^{AM}_{ADC}+t_{FIR}\beta^{AM}+t_{RTX}\beta^{AM}+t^{AM}_{DAC}+t^{AM}_{TX}+t^{M}_{RX}+t^{M}_{IF\_1}+t^{M}_{ADC}+t_{FIR}\beta^{M}+2\times10^{6}$$

[0163] 代换：

$$T_{D\_M-AM}=t^{M}_{DAC}+t^{M}_{TX}+t^{AM}_{RX}+t^{AM}_{IF\_1}+t^{AM}_{ADC}+t_{FIR}\beta^{AM}+t_{RTX}\beta^{AM}+t^{AM}_{DAC}+t^{AM}_{TX}+t^{M}_{RX}+t^{M}_{IF\_1}+t^{M}_{ADC}+t_{FIR}\beta^{M}$$

[0164]

;

[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。

[0166]

$$\varphi_{BB\_M\text{-}AM}(0)=\varphi^{M}_{SYN\_TX}(0)-\varphi^{AM}_{SYN\_RX\_1}(0)-\varphi^{AM}_{ADC\_CLK}(0)-\varphi^{AM}_{SYN\_RX\_2}(0)+\varphi^{AM}_{SYN\_TX}-\varphi^{M}_{SYN\_RX\_1}(0)-\varphi^{M}_{ADC\_CLK}(0)-\varphi^{M}_{SYN\_RX\_2}(0)=Const;$$

[0167] 其中：$\varphi_{BB_M\text{-}AM}(0)$是在时间t＝0处来自主控装置(M)和应答器(AM)混频器包含ADC的LO相移。

[0168] 另外：$K_{SYN_TX}=K_{SYN_RX_1}+K_{ADC}+K_{SYN_RX_2}$第一频率分量F1：

$$\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t)=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{F_1}(t-T_{D\_M\_AM})-K_{SYN\_TX}(t)+K_{SYN\_RX\_1}(t)-K_{ADC}(t)-K_{SYN\_RX\_2}(t)+\\K_{SYN\_TX}\left(-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{pmatrix}-$$

[0169]

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\begin{pmatrix}K_{SYN\_RX\_1}(t)+K_{ADC}(t)+K_{SYN\_RX\_2}(t)-K_{SYN\_TX}(t)+\\K_{SYN\_RX\_1}\left(t-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)\\K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+K_{ADC}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+\\K_{SYN\_RX\_2}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{SYN\_TX}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{pmatrix}+$$

$$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+\varphi_{BB\_M\text{-}AM}(0),$$

$$2\times10^{6}<t<T_1\beta^{M}+T_{D\_M-AM};$$

[0170] 第一频率分量F1继续：

$$\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t)=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{F_1}(t-T_{D\_M\_AM})+\\ K_{SYN\_TX}\left(-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{array}\right)-$$

[0171]

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+\\ K_{SYN\_RX\_2}\left(-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)\end{array}\right)+$$

$$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+\varphi_{BB\_M\text{-}AM}(0),$$

$$2\times10^{-6}<t<T_1\beta^{M}+T_{D\_M\text{-}AM};$$

[0172] 第二频率分量F2：

$$\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t)=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{F_1}(T_1\beta^{M})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{M}-T_{D\_M\text{-}AM})-K_{SYN\_TX}(t)+K_{SYN\_RX\_1}(t)-K_{ADC}(t)-K_{SYN\_RX\_2}(t)+\\ K_{SYN\_TX}\left(-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{array}\right)-$$

[0173]

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{SYN\_RX\_1}(t)+K_{ADC}(t)+K_{SYN\_RX\_2}(t)-K_{SYN\_TX}(t)+\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}\right)+\\ K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+K_{SYN\_RX\_2}\left(-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+K_{ADC}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)+\\ K_{SYN\_RX\_2}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{SYN\_TX}\left(-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{array}\right)+$$

$$2\times\varphi^{MULT}_{F_2}+\varphi_{BB\_M\text{-}AM}(0),$$

[0174]

$$t>T_1\beta^{M}+T_{D\_M\text{-}AM}+2\times10^{-6}$$

[0175] 第二频率分量F2,继续：

$$\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t)=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{F_1}(T_1\beta^{M})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{M}-T_{D\_M\_AM})+\\ K_{SYN\_TX}\left(-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{array}\right)-$$

[0176]

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}\right)+K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+\\ K_{SYN\_RX\_2}\left(-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)\end{array}\right)+$$

$$2\times\varphi^{MULT}_{F_2}+\varphi_{BB\_M\text{-}AM}(0),$$

$$t>T_1\beta^{M}+T_{D\_M\text{-}AM}+2\times10^{-6}$$

[0177] 进一步代换：

[0178]

$$\alpha=$$

$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{SYN\_TX}\left(-t^{M}_{TX}-t^{AM}_{RX}-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}-t^{AM}_{TX}-t^{M}_{RX}-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-\\ K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{M}_{IF\_1}-t^{M}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{M}\right)-K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{M}\right)\end{array}\right)-$$

$$\gamma^{AM}\times\omega_{OSC}\times\left(\begin{array}{l}K_{SYN\_RX\_1}\left(-t^{AM}_{IF\_1}-t^{AM}_{ADC}-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}\right)+\\ K_{ADC}\left(-t_{FIR}\beta^{AM}-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)+K_{SYN\_RX\_2}\left(-t_{RTX}\beta^{AM}-t^{AM}_{DAC}\right)\end{array}\right),$$

[0179] 其中a是常量。

[0180] 最终相位等式为：

$$\varphi^{\mathrm{M}}_{\mathrm{BB\ RECOV}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{F_1}(t-T_{D\ M-AM})\right)+2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+\varphi_{\mathrm{BB\ M\text{-}AMN}}(0)+\alpha,$$

$$2\times10^{-6}<t<T_1\beta^{\mathrm{M}}+T_{D\_M-AM};$$

[0181]

$$\varphi^{\mathrm{M}}_{\mathrm{BB\_RECOV}}(t)=$$
$$\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left(K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+K_{F_2}(t-T_1\beta^{\mathrm{M}}-T_{D\ M-AM})\right)+2\times\varphi^{MULT}_{F_2}+\varphi_{\mathrm{BB\ M\text{-}AM}}(0)+\alpha,$$

$$t>T_1\beta^{\mathrm{M}}+T_{D\_M-AM}+2\times10^{-6} \qquad (5)$$

[0182] 根据等式(5)：

[0183] $$\angle\hat{A}_{RT}(f_n)=\left\langle\begin{matrix}2\times\varphi^{MULT}_{F_1};2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2};2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+2\times\Delta\Phi_{F_1/F_3};2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+\\2\times\Delta\Phi_{F_1/F_4};\ldots;2\times\varphi^{MULT}_{F_1}+2\times\Delta\Phi_{F_1/F_i};\end{matrix}\right\rangle$$

[0184] 其中i＝2,3,4...;并且$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_i}$等于$2\times\left(\varphi^{MULT}_{F_i}-\varphi^{MULT}_{F_1}\right)$。

[0185] 例如,在时间实例t1和t2处的差值$2\times\left(\varphi^{MULT}_{F_2}-\varphi^{MULT}_{F_1}\right)$：

[0186]
$$2\times\varphi^{MULT}_{F_2}-2\times\varphi^{MULT}_{F_1}=2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}=$$
$$\varphi^{\mathrm{M}}_{\mathrm{BB\_RECOV}}(t_2)-\varphi^{\mathrm{M}}_{\mathrm{BB\_RECOV}}(t_1)-\gamma^{\mathrm{M}}\times\omega_{OSC}\times\left[K_{F_1}(T_1\beta^{\mathrm{M}})+\left(K_{F_2}(t_2-T_1\beta^{\mathrm{M}}-T_{D\_M-AM})\right)-\left(K_{F_1}(t_1-T_{D\_M-AM})\right)\right],$$

$$2\times10^{-6}<t_1<T_1\beta^{\mathrm{M}}+T_{D\_M-AM};\quad t_2>T_1\beta^{\mathrm{M}}+T_{D\_M-AM}+2\times10^{-6}$$

[0187] 为得出$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}$差值,我们需要知道$T_{D_M-AM}$：

$$T_{D\_M\ AM}=T_{LB\_M}\beta^{\mathrm{M}}+T_{LB\_AM}\beta^{\mathrm{AM}}+t_{\mathrm{RTX}}\beta^{\mathrm{AM}};$$

[0188]
$$T_{LB\_M}=t^{M}_{DAC}+t^{M}_{TX}+t^{M}_{RX}+t^{M}_{IF\_1}+t^{M}_{ADC}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{M}};$$

$$T_{LB\_AM}=t^{AM}_{DAC}+t^{AM}_{TX}t^{AM}_{RX}+t^{AM}_{IF\_1}+t^{AM}_{ADC}+t_{\mathrm{FIR}}\beta^{\mathrm{AM}},$$

[0189] 其中T_{LB_M}和T_{LB_AM}是通过将装置置于回环模式中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以自动地测量T_{LB_M}和T_{LB_AM};并且我们也知道t_{RTX}值。

[0190] 根据以上公式和t_{RTX}值,可以确定T_{D_M-AM},并且因此,对于给定t_1和t_2可以得出$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}$值如下：

$$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}=\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_2)-\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_1)-\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times$$
$$\left[\begin{array}{l}K_{F_1}(T_1\beta^{M})+K_{F_2}t_2-K_{F_2}T_1\beta^{M}-K_{F1}t_1-K_{F_2}T_{LB\ \ M}\beta^{M}+K_{F_1}T_{LB\ \ M}\beta^{M}-\\K_{F_2}(T_{LB\_AM}\beta^{AM}\beta^{M}+t_{RTX}\beta^{M})+K_{F_1}(T_{LB\_AM}\beta^{AM}\beta^{M}+t_{RTX}\beta^{M})\end{array}\right],$$

$$2\times10^{-6}<t_1<T_1\beta^{M}+T_{D\_M\ \ AM};\quad t_2=t_1+T_1\beta^{M}$$

$$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}=\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_2)-\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_1)-\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times$$

[0191] $$\left[K_{F_2}t_2-K_{F1}t_1-(K_{F_2}-K_{F_1})\times T_1\beta^{M}-(K_{F_2}-K_{F_1})\times T_{LB\_M}\beta^{M}-(K_{F_2}-K_{F_1})\times(T_{LB\_AM}\beta^{AM}\beta^{M}+t_{RTX}\beta^{M})\right]$$

,

$$2\times10^{\ -6}<t_1<T_1\beta^{M}+T_{D\_M-AM};\quad t_2=t_1+T_1\beta^{M}$$

$$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}=\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_2)-\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_1)-$$
$$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left[K_{F_2}t_2-K_{F1}t_1-(K_{F_2}-K_{F_1})\times(T_1\beta^{M}-T_{LB\ \ M}\beta^{M}-T_{LB\ \ AM}\beta^{AM}\beta^{M}-t_{RTX}\beta^{M})\right],$$

$$2\times10^{-6}<t_1<T_1\beta^{M}+T_{D\ \ M-AM};\quad t_2=t_1+T_1\beta^{M};$$

[0192] (6)

[0193] 或,假设$\beta^{M}=\beta^{AM}=1$:

$$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}=\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_2)-\varphi^{M}_{BB\_RECOV}(t_1)-$$

[0194] $$\gamma^{M}\times\omega_{OSC}\times\left[K_{F_2}t_2-K_{F1}t_1-(K_{F_2}-K_{F_1})\times(T_1-T_{D\ \ M-AM})\right],$$

$$2\times10^{-6}<t_1<T_1+T_{D\ \ M-AM};\quad t_2=t_1+T_1;$$

[0195] (6A)

[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] 因为子空间算法对常量相位偏移不敏感,所以可以假设初始相位值$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}$等于零。必要时,可以通过使用如第7,561,048号美国专利案中所描述窄带宽测距信号方法确定TOA(到达时间)得出$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}$值(相位初始值),所述美国专利案以全文引用的方式并入本文中。此方法估计测距信号往返延迟,其等于$2\times T_{FLT}\beta^{M}$,并且可以根据以下等式得出$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}$值:

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

[0199] 或:

[0200] $$2\times\varphi^{MULT}_{F_1}=2\times\omega_{OSC}\times(K_{SYN\ \ TX}+K_{F_1})\times(T_{FLT}),$$

[0201] 在优选实施例中,通过多径处理器的反正切方块250计算传回的基带测距信号相位值$\varphi^{M}_{BB_RECOV}(t)$。为了改进SNR,多径抑制处理器相位比较方块255使用等式(6A) 针对许多实例n(n=2,3,4……)计算$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_i}=\varphi^{M}_{BB_REC}(t_m)-\varphi^{M}_{BB_REC}(t_n)$,且接着算出它们的平均值来改进SNR。应注意,$2\times10^{-6}<t_n<T_f+T_{D\_M-AM}$;$t_m=t_1+T_f$。

[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≤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格式的接收到的测距信号的复振幅值$\hat{A}_{RT}(f_n)$。应注意，通过主控装置发送的每个基带信号个别频率分量必须在时间上移位T_{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，可以将相位和振幅值从I/Q格式转化为$\left|\hat{A}(f_n)\right|$和$\angle\hat{A}_{RT}(f_n)$格式。

[0204] 取样、经过周期T≤T_f进行整合以及后续从I/Q格式转换为$\left|\hat{A}(f_n)\right|$和$\angle\hat{A}(f_n)$格式的此方法可以在图3C中的相位比较方块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正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。每个实例仅由两个频率构成：$f_1:f_2$；$f_1:f_3$.....；$f_1:f_i$.....；$f_1:f_n$。类似策略也是可能的。

[0207] 应注意，也完全可能将基带测距信号分量保持为仅两个(或甚至一个)，通过调整频率合成器，例如，改变K_{SYN}，产生其余的频率分量。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] 在主控装置(M)和应答器(AM)系统时钟两者中测量以上等式中使用的实际T_{D_M-AM}，例如，在应答器(AM)时钟中对T_{D_M-AM}和t_{RTX}计数，并且在主控装置(M) 时钟中对T_{LB_M}计数。然而，当计算$2\times\Delta\Phi_{F_1/F_2}$时，在主控装置(M)时钟中测量$T_{LB_AM}$和$t_{RTX}$两者(对其计数)。这引入误差：

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

[0210] 相位估计误差(7)影响精确度。因此，有必要将此误差减到最小。如果$\beta^{M}=\beta^{AM}$，换句话说，如果所有主控装置和应答器(附属装置)系统时钟同步，则消除t_{RTX}时间的作用。

[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信道完成时钟同步,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。在主控装置的求和器270的输出处测量频率差同时所选择的应答器装置传输载波信号。

[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度。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,并且在不调整应答器的TCXO频率的情况下校正估计相位。

[0213] 虽然可以显著减小$\beta^{M}-\beta^{AM}$,但是当$\beta^{M}\neq 1$时存在相位估计误差。在这种情况下,误差容限取决于参照装置(通常是主控装置(M))时钟发生器的长期稳定性。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-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,可使对定位精确度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传回的窄带宽测距信号复振幅$\hat{A}_{RT}(f_n)$之后,在基于软件的组件(其是多径抑制处理器的一部分)中实施进一步处理(即,执行超分辨率算法)。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“频率”($2\pi\times\tau_K$)(例如,τ_K值)的估计。在最终步骤,多径抑制处理器选择具有最小值的T(即,DLOS延迟时间)。

[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,传输具有带宽B且持续时间为T的线性调频脉冲。这得出每秒$\beta=2\pi\frac{B}{T}$弧度的调频斜率。传输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] 对于单个延迟往返τ,例如非多径,传回的信号(线性调频脉冲)是$s(t-\tau)$。

[0223] 多径抑制处理器接着通过执行与原始传输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] $$f_\tau(t)=\exp(-\omega_0\tau)\exp(-2i\beta\tau t)\exp(i\beta\tau^2), \quad (8)$$

[0225] 其中$\exp(-iw_0\tau_k)$是振幅且$2\beta\tau$是频率并且$0\leq t\leq T$。应注意,最后一个术语是相位并且其是可忽略的。

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

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

[0229] 传输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] $$f_{MP}^{N}(t)=\left[\sum_{n=0}^{n=N}P(t-n\rho)\right]\times\left[\sum_{k=0}^{k=L}\exp(-iw_0\tau_k)\exp(-i2\beta\tau_k)t\right] \qquad (10)$$

[0231] 其中N是线性调频脉冲的数目,$P(t)=\begin{Bmatrix}1;0\le t\le T\\0;t>T\end{Bmatrix}$, $\rho=T+t_{dead}$;t_{dead}是两个连续线性调频脉冲之间的死区时间;是仿真延迟“频率”。同样,最受关注的是最低“频率”,其对应于DLOS路径延迟。

[0232] 在等式(10)中,$f_{MP}^{N}(t)$可以被认为是在以下时间的复正弦波的总和的N个样本:

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

[0234] 因此,样本的数目可以是N的倍数,例如,αN;α=1,2,.....。

[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αN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$2\beta\tau_k$“频率”的估计,例如τ_K值。在最终步骤,多径抑制处理器选择具有最小值的τ,即,DLOS延迟时间。

[0237] 将解释一种被称为“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 DLOS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] $$s(t)=\frac{\sin\pi(2N+1)\Delta ft}{\sin\pi\Delta ft} \qquad (11)$$

[0240] 很容易验证s(t)是周期性的,具有周期1/Δt,并且对于任何整数k,s(k/Δt)=2N+1,其是信号的峰值。其中在图1和图1A中n=N。

[0241] 图4示出了对于N=11且Δf=250kHz的情况的s(t)的两个周期。信号表现为以1/Δf =4微秒分隔开的具有高度2N+1=23的一系列脉冲。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。还可以看到带宽从零频率延伸到NΔf=2.75MHz。

[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DLOS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较小。因此，因多径而到达的任何脉冲复本在所述复本的开始具有大于τ的延迟的情况下不具有影响。然而，噪音的存在对于阈值T可以有多小产生限制。减小延迟τ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2.75MHz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。所述方法要求传输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]
$$t_1 = \frac{1.1}{(2N+1)\Delta f} = \frac{1.1}{23\times 250{,}000} \cong 191.3 \text{ nsec}$$
$$t_2 = \frac{1}{\Delta f} - t_1 = \frac{1}{250{,}000} - \frac{1.1}{23\times 250{,}000} \cong 3{,}808.7 \text{ nsec} \qquad (12)$$

[0247] 进行产生函数g(t)的尝试，其基本上抵消此区间上的信号s(t)，但不会对区间外部造成许多损害。由于表达式(11)指示s(t)是经1/sinπΔft调制的正弦波sinπ(2N+1)Δft，因此首先得出非常近似区间I上的1/sinπΔft的函数h(t)，且接着形成g(t)作为结果：

[0248] $g(t) = h(t)\sin\pi(2N+1)\Delta ft$ (13)

[0249] 通过以下求和产生h(t)：

[0250]
$$h(t) = \sum_{k=0}^{M} a_k \phi_k(t)\, dt,\ t \in \mathbf{I} \qquad (14)$$

[0251] 其中

[0252] $\Phi_0(t) \equiv 1$，$\Phi_k(t) = \text{sjnk}\pi\Delta ft$，对于k＝1,2,...,M(15)

[0253] 并且选择系数a_k以将区间I上的最小平方差减到最小。

[0254]
$$J = \int_{t_1}^{t_2} \left(1/\sin \pi\Delta ft - \sum_{k=0}^{M} a_k \phi_k(t) \right)^2 dt \qquad (16)$$

[0255] 通过相对于a_k获取J的偏导数并将它们设置等于零容易获得解。结果是M+1等式的线性系统

[0256]
$$\sum_{k=0}^{M} a_k R_{jk} = R_j,\ j = 0,1,2,...,M \qquad (17)$$

[0257] 其可以针对a_k求解，其中

[0258]
$$R_j = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j \cdot 1/\sin \pi\Delta ft\, dt \quad R_{jk} = \int_{t_1}^{t_2} \phi_j(t)\phi_k(t)\, dt \qquad (18)$$

[0259] 因而

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

[0260]
$$=\left(\sum_{k-0}^{M}a_k\phi_k(t)\right)\sin\pi(2N+1)\Delta ft \qquad (19)$$

[0261] 使用(12)给出的函数$\Phi_k(t)$的定义

[0262]
$$g(t)=\left(a_0+\sum_{k-1}^{M}a_k\sin k\pi\Delta ft\right)\sin\pi(2N+1)\Delta ft \qquad (20)$$

[0263] 从s(t)减去g(t)以获得函数r(t)，其应基本上抵消区间I上的s(t)。如附录中所指示，对于等式(20)中的总和的上限M的适当选择是M＝2N+1。使用此值和来自附录的结果，

$$r(t)=s(t)-g(t)$$

[0264]
$$=b_0+\sum_{k-1}^{2N+1}b_k\cos 2\pi k\Delta fi+c\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta fi \qquad (21)$$

[0265] 其中

$$b_0=1-\tfrac{1}{2}a_{2N+1}$$

[0266]
$$b_k=2-\tfrac{1}{2}a_{2(N-k)-1} \quad \text{对于 } k=1,2,\ldots,N \qquad (22)$$

$$b_k=-\tfrac{1}{2}a_{2(k-N)-1} \quad \text{对于 } k=N+1,N+2,\ldots,2N+1$$

[0267] $c=-a_0$

[0268] 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示出了图1中示出的原始信号s(t)的所得信号r(t)，其中N＝11。在这种情况下，r(t)的构造需要25个载波(包含DC项b_0)。

[0269] 如以上构造的r(t)的重要特征如下：

[0270] 1.如从(14)看出，最低频率是零Hz并且最高频率是(2N+1)Δf Hz。因此，总带宽是(2N+1)Δf Hz。

[0271] 2.所有载波是间隔开Δf的余弦函数(包含DC)，一个载波除外，所述载波是位于频率$\left(N+\frac{1}{2}\right)\Delta f$处的正弦函数。

[0272] 3.虽然原始信号s(t)具有周期1/Δf，但是r(t)具有周期2/Δf。r(t)的每个周期的第一半(其是s(t)的整周期)含有信号的抵消部分，并且r(t)的第二半周期是大振荡段。因此，前兆的抵消仅在s(t)的每隔一个周期发生。

[0273] 其发生的原因是抵消函数g(t)实际上在s(t)的每隔一个周期强化了s(t)。原因是在 s(t)的每个峰处g(t)反转其极性，而s(t)不会。下文描述使s(t)的每个周期含有抵消部分以使处理增益增加3dB的方法。

[0274] 4.s(t)的抵消部分的长度是1/Δf的约80-90％。因此，Δf需要足够小以使此长度足够长以消除r(t)的先前非零部分因多径引起的任何残余信号。

[0275] 5.紧接r(t)的每个零部分之后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(其将被称作主峰)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NΔf大致成反比。

[0276] 6.通过以下可以获得大量处理增益：

[0277] (a)使用信号r(t)的重复，因为r(t)是周期性，具有周期2/Δf。另外，通过后续将描述的方法可能获得额外的3dB的处理增益。

[0278] (b)窄带滤波。因为2N+3个载波中的每一个是窄带信号，所以信号的占用带宽比跨越频率的整个分配频带扩展的宽带信号的占用带宽小得多。

[0279] 对于图5中示出的信号r(t)，其中N＝11且Δf＝250kHz，s(t)的抵消部分的长度约为3.7微秒或1,110米。这消除r(t)的先前非零部分因多径引起的任何残余信号绰绰有余。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。

[0280] 图6中描绘使用较少载波，图6说明使用Δf＝850kHz、N＝3并且M＝2N+1＝7，对于总共仅2N+3＝9个载波产生的信号。与图5中周期为8微秒的信号相比，在这种情况下，信号的周期仅为2/Δf＝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。

[0281] 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)Δf＝5.95MHz 的总带宽约与之前相同，并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。

[0282] RF频率下的传输：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、被传输、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孤度/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ω_k中的一个会发生什么：

$$b_k \cos\omega_k t \quad \text{（在发射器中的基带处）}$$

$$b_k \cos(\omega+\omega_k)t \quad \text{（由频率}\omega\text{转化直至 RF）} \qquad (23)$$

[0283]

$$a_j b_k \cos\left[(\omega+\omega_k)(t-\tau_j)+\phi_j\right] \quad \text{（在接收器天线处）}$$

$$a_j b_k \cos\left[\omega_k(t-\tau_j)+\phi_j+\theta\right] \quad \text{（由频率-}\omega\text{转化至基带）}$$

[0284] 这里假设发射器和接收器经过频率同步。参数b_k是r(t)的表达式(21)中第k个系数。参数τ_j和Φ_j分别是第j个传播路径的路径延迟和相移(归因于反射器的介电特性)。参数θ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。

[0285] 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将仍具有零信号前兆。当然，当组合所有路径(索引j)上的所有频率分量(索引k)时，接收器处的基带信号将是r(t)的失真版本，包含所有相移。

[0286] 图1和图1A中说明了顺序载波传输和信号重构。假设发射器和接收器经过时间和频率同步，不必同时传输2N+3个传输载波。举例来说，考虑其基带表示为图1A和图6所示的信号的传输。

[0287] 在图6中，N＝3，并且假设依次传输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传输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(在预期应用中其将通常小于几微秒)，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。

[0288] 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 $0.009/(2/\Delta f)\cong 383$ 个主峰获得的额外处理增益。

[0289] 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，并且本身将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：

[0290] 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)。

[0291] 2.对所述频率存储向量求平均。

[0292] 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/Δf的基带信号的1个周期，并且使用所述重构来估计信号TOA。

[0293] 此方法不限于1毫秒传输，并且可以增大或减小传输的长度。然而，所有传输的总时间应足够短以停止接收器或发射器的任何动作。

[0294] 获得对r(t)的交替的半周期的抵消：通过简单地反转抵消函数g(t)的极性，在r(t) 先前为振荡之处可能存在s(t)的峰之间的抵消。然而，为了实现s(t)的所有峰之间的抵消，必须在接收器处应用函数g(t)以及其极性反转的版本，并且这涉及接收器处的系数加权。

[0295] 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：

[0296]
$$\cos\omega_k t \quad \text{（在发射器中的基带处）}$$

$$\cos(\omega+\omega_k)t \quad \text{（由频率 ω 转化直至 RF）}$$

$$a_j\cos\left[(\omega+\omega_k)(t-\tau_j)+\phi_j\right] \quad \text{（在接收器天线处）} \qquad (24)$$

$$a_j\cos\left[\omega_k(t-\tau_j)+\phi_j+\theta\right] \quad \text{（由频率-ω 转化至基带）}$$

$$a_j b_k\cos\left[\omega_k(t-\tau_j)+\phi_j+\theta\right] \quad \text{（由基带处的系数 } b_k \text{ 加权）}$$

[0297] 发射器接着可以传输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。

[0298] Δf到信道中的中心频率的调节：为了满足FCC要求，在VHF或更低频率处将需要具有常量信道间隔的信道化传输。在与总分配频带相比较小的具有常量信道间隔的信道化传输频带(即对于VHF和更低频率频带)中，必要时对Δf的小调整允许所有传输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Δf/2的倍数，因此如果信道间隔除以Δf/2，那么最低RF传输频率可以在一

个信道中居中并且所有其它频率在信道中心下降。

[0299] 在一些基于射频(RF)的识别中,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。

[0300] 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。

[0301] 在其它基于射频(RF)的识别中,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。

[0302] 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别频率分量。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。

[0303] 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DLOS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DLOS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。

[0304] 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。

[0305] 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-定位应用的情况,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。

[0306] 已经证明(Kei Sakaguchi等人的《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度,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(Akaikes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,将始终存在残余量的相关性。

[0307] 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。

[0308] 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)。

[0309] 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。

[0310] 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。

[0311] 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,上述方法将低估信号的数目,即,模型大小。由于模型大小低估会降低频率估计精确度,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,模型大小将被过高估计。

[0312] 在此类情况下,可能出现伪频率,即,不存在的频率。如先前所提到,使用信号振幅进行伪信号检测并不始终有效,因为在一些情况下,观察到伪信号的振幅极接近实际信号的振幅。因此,除了振幅鉴别以外,还可以实施滤波器以改进伪频率消除概率。

[0313] 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。

[0314] 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DLOS距离范围。虽然这些方法具有较低精确度,但是这种做法能建立用于辨别延迟的范围,即频率。例如,Δf区间中的比$\frac{\Delta\left[\angle\hat{A}(2\pi\Delta f)\right]}{2\pi\Delta f}$提供了DLOS延迟范围,其中信号振幅$\left|\hat{A}(f_n)\right|$接近最大值,即,避免空值。虽然实际DLOS延迟可能达到大两倍或小两倍,但是这定义了有助于拒绝伪结果的范围。

[0315] 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。

[0316] 主控装置传输频调:$\alpha\times e^{-j\omega t}$,其中ω是操作频带中的操作频率并且α是单音信号振幅。

[0317] 在目标的接收器处,接收信号(单向)如下:

[0318] $$S_{one-way}(t)=\alpha\times\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega t}\times e^{\ j\omega\tau_m} \qquad (25)$$

[0319] 其中:N是多径环境中的信号路径的数目;K0和τ_0是DLOS信号的振幅和飞行时间;$|K_0|=1$、$K_0>0$、$|K_{m\neq0}|\leq1$和$K_{m\neq0}$可以为正或负。

[0320] $S_{one-way}(t)=\alpha\times e^{-j\omega t}\times A(\omega)\times e^{-j\theta(\omega)}$ (26)

[0321] 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;并且$A(\omega)\geq0$。

[0322] 目标装置重新传输接收信号：

[0323] $S_{retransmit}(t)=\alpha\times e^{-j\omega t}\times A(\omega)\times e^{-j\theta}(\omega)$ (27)

[0324] 在主控装置接收器处，往返信号为：

[0325] $$S_{round\_trip}(t)=\alpha\times e^{-j\omega t}\times A(\omega)\times e^{-j\theta(\omega)}\times\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega\tau_m}$$

[0326] 或

[0327] $S_{round\_trip}(t)=\alpha\times e^{-j\omega t}\times A^2(\omega)\times e^{-j2\theta}(\omega)$ (28)

[0328] 另一方面，根据等式(26)和(28)：

[0329] $$S_{round\_trip}(t)=\alpha\times e^{-j\omega t}\times A^2(\omega)\times\left(\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega\tau_m}\right)^2 \quad (29)$$

[0330] 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。

[0331] 根据等式29，往返多径信道具有比单向信道多径更多的路径，因为表达式$\left(\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega\tau_m}\right)^2$除$\tau_0\div\tau_N$路径延迟以外还包含这些路径延迟的组合，例如：$\tau_0+\tau_1$、$\tau_0+\tau_2$...、$\tau_1+\tau_2$、$\tau_1+\tau_3$...等。

[0332] 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)信号的概率也将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。

[0333] 在优选实施例中，可直接从目标/从属装置获得单向振幅值$\left|\hat{A}(f_n)\right|$。然而，无法直接测得单向相位值$\angle\hat{A}(f_n)$。有可能根据往返相位测量值观察确定单向的相位：

[0334] $$\left(\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega\tau_m}\right)^2=e^{-j2\theta(\omega)}\text{和}\left(\sum_{m=0}^{m=N}K_m\times e^{-j\omega\tau_m}\right)=e^{-j\theta(\omega)}$$

[0335] 然而，对于ω的每个值，存在相位α(ω)的两个值，因此

[0336] $e^{j2\alpha(\omega)}=e^{j\beta(\omega)}$

[0337] 下文展示解决此不明确性的详细描述。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。例外情况将包含接近“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DLOS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。

[0338] 假设h(t)是通信信道的单向脉冲响应。频域中的相应传递函数是

[0339] $$H(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}h(t)e^{-j\omega t}dt=A(\omega)e^{j\alpha(\omega)} \quad (30)$$

[0340] 其中$A(\omega)\geq0$是量值并且α(ω)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传输回来，那么所得双向传递函数是

[0341] $G(\omega)=B(\omega)e^{j\beta(\omega)}=H^2(\omega)=A^2(\omega)e^{j2\alpha(\omega)}$ (31)

[0342] 其中$B(\omega)\geq0$。假设对于一些频率开区间(ω_1,ω_2)中的所有ω已知双向传递函数

G(ω)。有可能确定根据产生G(ω)的(ω_1,ω_2)定义的单向传递函数H(ω)。

[0343] 由于双向传递函数的量值是单向量值的平方,显然

[0344] $$A(\omega)=\sqrt{B(\omega)} \qquad (32)$$

[0345] 然而,在试图根据G(ω)的观察结果恢复单向传递函数的相位时,情况更微妙。对于ω的每个值,存在相位α(ω)的两个值,因此

[0346] $$e^{j2\alpha(\omega)}=e^{j\beta(\omega)} \qquad (33)$$

[0347] 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ω可能产生大量不同的解。

[0348] 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。

[0349] 定理1:假设I是频率ω的开区间,含有双向传递函数$G(\omega)=B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$的非零值。假设$J(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$是关于I的连续函数,其中β(ω)=2γ(ω)。那么J(ω)和-J(ω)是产生关于I的G(ω)的单向传递函数并且不存在其它。

[0350] 论证:单向传递函数的解中的一个是函数$H(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}$,由于其关于I为可微分的,因此其关于I为连续的,并且其中β(ω)=2α(ω)。由于关于I,G(ω)≠0,因此H(ω)和J(ω)是关于I为非零的。所以,

[0351] $$\frac{H(\omega)}{J(\omega)}=\frac{\sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}}=e^{j[\alpha(\omega)-\gamma(\omega)]} \qquad (34)$$

[0352] 由于H(ω)和J(ω)是关于I为连续且非零的,其比率关于I为连续的,因此(34)的右边是关于I为连续的。条件β(ω)=2α(ω)=2γ(ω)暗示对于每个ω∈I,α(ω)-γ(ω)为0或π。然而,α(ω)-γ(ω)无法在不致使(34)的右边不连续的情况下在这两个值之间切换。因此,或对于所有ω∈I,α(ω)-γ(ω)=0,或对于所有ω∈I,α(ω)-γ(ω)=π。在第一种情况下,我们获得J(ω)=H(ω),在第二种情况下,我们获得J(ω)=-H(ω)。

[0353] 这个定理证明,为了获得关于含有传递函数$G(\omega)=B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$的非零值的任何开区间I的单向解,我们要形成函数$J(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$,选择满足β(ω)=2γ(ω)的γ(ω)的值,以此方式使得J(ω)为连续的。由于已知存在具有此特性的解,即H(ω),因此始终可能进行此操作。

[0354] 得出单向解的替代过程是基于以下定理:

[0355] 定理2:假设$H(\omega)=A(\omega)e^{j\alpha(\omega)}$是单向传递函数,并且假设I是频率ω的开区间,含有H(ω)的非零值。那么H(ω)的相位函数α(ω)必须是关于I为连续的。

[0356] 论证:假设ω_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,并且根据假设,$H(\omega_0)\neq 0$。假设ε>0是任意的小实数,并且考虑图7中示出的两个测量角ε,以及以$H(\omega_0)$为中心并与两条射线OA和OB成切线的圆形。根据假设,对于所有ω,H(ω)是连续的。因此,如果ω足够接近ω_0,那么复值H(ω)将位于圆形中,并且看出$|\alpha(\omega)-\alpha(\omega_0)|<\varepsilon$。由于任意地选择ε>0,因为我们推断$\alpha(\omega)\rightarrow\alpha(\omega_0)$为$\omega\rightarrow\omega_0$,使得相位函数α(ω)为在$\omega_0$处连续的。

[0357] 定理3:假设I是频率ω的开区间,含有双向传递函数$G(\omega)=B(\omega)e^{j\beta(\omega)}$的非零

值。假设$J(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$是关于I的函数，其中β(ω)＝2γ(ω)并且γ(ω)是关于I为连续的。那么J(ω)和-J(ω)是产生关于I的G(ω)的单向传递函数并且不存在其它。

[0358] 论证：本论证类似于定理1的论证。我们知道单向传递函数的解中的一个是函数$H(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}$，其中β(ω)＝2α(ω)。由于关于I，G(ω)≠0，因此H(ω)和J(ω)是关于I为非零的。所以，

[0359] $$\frac{H(\omega)}{J(\omega)}=\frac{\sqrt{B(\omega)}e^{j\alpha(\omega)}}{\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}}=e^{j[\alpha(\omega)-\gamma(\omega)]} \qquad (35)$$

[0360] 根据假设，γ(ω)是关于I为连续的，并且根据定理2，α(ω)也是关于I为连续的。因此，α(ω)-γ(ω)是关于I为连续的。条件β(ω)＝2α(ω)＝2γ(ω)暗示对于每个ω∈I，α(ω)-γ(ω)为0或π。然而，α(ω)-γ(ω)无法在不变得关于I不连续的情况下在这两个值之间切换。因此，或对于所有ω∈I，α(ω)-γ(ω)＝0，或对于所有ω∈I，α(ω)-γ(ω)＝π。在第一种情况下，我们获得J(ω)＝H(ω)，在第二种情况下，我们获得J(ω)＝-H(ω)。

[0361] 定理3告诉我们，为了获得关于含有传递函数G(ω)＝B(ω)$e^{j\beta(\omega)}$的非零值的任何开区间I的单向解，我们要简单地形成函数$J(\omega)=\sqrt{B(\omega)}e^{j\gamma(\omega)}$，选择满足β(ω)＝2γ(ω)的γ(ω)的值，以此方式使得相位函数γ(ω)为连续的。由于已知存在具有此特性的解，即H(ω)，因此始终可能进行此操作。

[0362] 虽然以上定理说明了如何重构产生双向函数G(ω)的两个单向传递函数，但是所述单向传递函数仅在含有G(ω)的非零值的频率区间I有用。一般来说，将在可能含有零值的频率区间(ω_1，ω_2)观察到G(ω)。以下是可能解决此问题的方法，假设在(ω_1，ω_2)中仅存在G(ω)的有限数目的零值，并且单向传递函数具有关于(ω_1，ω_2)的所有阶数的导数，并非全部都在任何给定频率ω下为零值：

[0363] 假设H(ω)是在区间(ω_1，ω_2)产生的单向函数G(ω)，并且假设G(ω)具有(ω_1，ω_2)上的至少一个零值。G(ω)的零值将把(ω_1，ω_2)分成有限数目的邻接频率开区间 J_1，J_2，...，J_n。在每个此类区间上，将使用定理1或定理3得出解H(ω)或-H(ω)。我们需要将这些解“结合在一起”使得结合的解在整个(ω_1，ω_2)上为H(ω)或-H(ω)。为了做到这点，我们需要知道如何将两个相邻子区间中的解配对，使得我们在从一个子区间移到下一个子区间时不能从H(ω)切换到-H(ω)或从-H(ω)切换到H(ω)。

[0364] 我们以前两个相邻的开放式子区间J_1和J_2开始来说明结合过程。这些子区间将在频率ω_1下邻接，所述频率是G(ω)的零值(当然，ω_1不包含于任一子区间中)。根据我们关于单向传递函数的特性的以上假设，必须存在最小正整数n使得$H^{(n)}(\omega_1)\neq 0$，其中上标(n)表示第n个导数。接着，根据我们得出的J_1中的解是H(ω)还是-H(ω)，如$\omega\rightarrow\omega_1$的我们得出的$J_1$中的单向解的第n个导数的限值从左开始将是$H^{(n)}(\omega_1)$或 $-H^{(n)}(\omega_1)$。类似地，根据我们得出的J_2的解是H(ω)还是-H(ω)，如$\omega\rightarrow\omega_1$的我们得出的$J_2$中的单向解的第n个导数的限值从右开始将是$H^{(n)}(\omega_1)$或$-H^{(n)}(\omega_1)$。由于 $H^{(n)}(\omega_1)\neq 0$，因此当且仅当J_1和J_2中的解均为H(ω)或均为-H(ω)时，两个限值将相等。如果左边和右边的限值不相等，我们将颠倒子区间J_2中的解。否则就不用。

[0365] 在(必要时)颠倒子区间J_2中的解之后,我们对子区间J_2和J_3执行相同的过程,(必要时)颠倒子区间J_3中的解。照这样继续,最终积累区间(ω_1,ω_2)的完全解。

[0366] 所希望的是,在以上重构过程中不需要H(ω)的高阶导数,因为在存在噪音的情况下很难精确地计算它们。此问题不太可能发生,因为在G(ω)的任何零值处,似乎极可能H(ω)的一阶导数将是非零,如果不是,极可能二阶导数将是非零。

[0367] 在实际方案中,将在离散频率下测量双向传递函数G(ω),其必须足够接近以允许适当地精确计算接近G(ω)的零值的导数。

[0368] 对于基于RF的距离测量,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。

[0369] 进行上述求和的傅里叶变换将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,此多径模型将变为谐波信号频谱,其中路径的传播延迟变换为谐波信号。

[0370] 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。

[0371] 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。

[0372] 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仅由噪音构成,并且可观察量到信号子空间上的投射仅由信号构成。

[0373] 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,在模型大小估计中将始终存在误差,这又将导致频率估计(即,距离)的精确度的缺失。

[0374] 为了改进距离测量精确度,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不明确性。

[0375] 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。

[0376] 模型大小是这些算法的关键,并且在实践中,在例如室内测距中所见的复信号环境中,出于下文将论述的原因,为Music和Esprit提供最佳性能的模型大小一般来说不相等。

[0377] 对于Music,优选的是宁可将分解的基础元件识别为“信号本征值”(I型误差)。这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度。对于Esprit正好相反,优选的是宁可将分解的基础元件识别为“噪音本征值”。这同样是I型误差。这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的模型大小一般将稍微大于对于Esprit的模型大小。

[0378] 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。

[0379] 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。

[0380] 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。

[0381] 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将是多模式的。传统集群分析对于此应用将是不够的。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。

[0382] 上述方法还可以用于宽带宽测距信号定位查找系统中。

[0383] 对于阈值方法中的r(t)的推导,开始于表达式(20),我们得到

[0384]
$$\begin{aligned} g(t) &= \left(a_0 + \sum_{k-1}^{M} a_k \sin k\pi\Delta ft\right)\sin\pi(2N+1)\Delta ft \\ &= a_0 \sin\pi(2N+1)\Delta ft + \sum_{k=1}^{M} a_k \sin\pi(2N+1)\Delta ft \sin k\pi\Delta ft \\ &= a_0 \sin\pi(2N+1)\Delta ft \\ &\quad + \sum_{k=1}^{M} \tfrac{1}{2} a_k \cos\pi(2N+1-k)\Delta ft - \sum_{k=1}^{M} \tfrac{1}{2} a_k \cos\pi(2N+1+k)\Delta ft \\ &= a_0 \sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft \\ &\quad + \sum_{k=1}^{M} \tfrac{1}{2} a_k \cos 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}-\tfrac{k}{2}\right)\Delta ft - \sum_{k=1}^{M} \tfrac{1}{2} a_k \cos 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}+\tfrac{k}{2}\right)\Delta ft \end{aligned} \qquad (A1)$$

[0385] 其中使用三角恒等式$\sin x \sin y = \frac{1}{2}\cos(x-y) - \frac{1}{2}\cos(x+y)$。

[0386] 除a_0以外,系数a_k对于偶数k为零。对于此的原因在于:在区间I,我们试图通过 h(t)近似的函数1/sinπΔft在I的中心附近为偶数,但是对于偶数k(k≠0)的基底函数 sinkπΔft在I的中心附近为奇数,因此与I的1/sinπΔft正交。因此,我们可以进行替换 k=2n+1,并且假设M是奇数正整数。实际上,我们将假设M=2N+1。已经以实验方式确定此选择以提

供区间I中的振荡的充分抵消量。

[0387]
$$g(t)=a_0\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft + \sum_{n=0}^{N}\tfrac{1}{2}a_{2n+1}\cos 2\pi\left(N-n\right)\Delta ft-\sum_{n-0}^{N}\tfrac{1}{2}a_{2n+1}\cos 2\pi\left(N+n+1\right)\Delta ft \quad (A2)$$

[0388] 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

[0389]
$$\begin{aligned} g(t) &= a_0\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft \\ &\quad +\sum_{k=0}^{N}\tfrac{1}{2}a_{2(N-k)+1}\cos 2\pi k\Delta ft-\sum_{k=N+1}^{2N+1}\tfrac{1}{2}a_{2(k-N)-1}\cos 2\pi k\Delta ft \\ &= a_0\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft \\ &\quad +\tfrac{1}{2}a_{2N+1}+\sum_{k=1}^{N}\tfrac{1}{2}a_{2(N-k)-1}\cos 2\pi k\Delta ft-\sum_{k=N+1}^{2N+1}\tfrac{1}{2}a_{2(k-N)-1}\cos 2\pi k\Delta ft \end{aligned} \quad (A3)$$

[0390] 从s(t)中减去g(t),得到

[0391]
$$\begin{aligned} r(t) &= s(t)-g(t) \\ &= 1+2\sum_{k=1}^{N}\cos 2\pi k\Delta ft-\tfrac{1}{2}a_{2N+1}-\sum_{k=1}^{N}\tfrac{1}{2}a_{2(N-k)+1}\cos 2\pi k\Delta ft \\ &\quad +\sum_{k=N+1}^{2N+1}\tfrac{1}{2}a_{2(k-N)-1}\cos 2\pi k\Delta ft-a_0\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft \end{aligned} \quad (A4)$$

[0392] 现在假设

[0393]
$$b_0=1-\tfrac{1}{2}a_{2N+1}$$

$$b_k=2-\tfrac{1}{2}a_{2(N-k)+1},\ \text{对于}\ k=1,2,\ldots,N$$

$$b_k=\tfrac{1}{2}a_{2(k-N)-1},\ \text{对于}\ k=N+1,N+2,\ldots,2N+1 \quad (A5)$$

[0394] c＝-a_0

[0395] 那么(A4)可以写成

[0396]
$$r(t)=b_0+\sum_{k-1}^{2N+1}b_k\cos 2\pi k\Delta ft+c\sin 2\pi\left(N+\tfrac{1}{2}\right)\Delta ft \quad (A6)$$

[0397] 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。通过利用相关的第7,872,583号美国专利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度。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),以及通常用于传输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”)。

[0398] 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定位信息,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。

[0399] 相关的第7,872,583号美国专利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号和观测到达时间差(OTDOA),包含下行链路OTDOA(DL-OTDOA)、U-TDOA、UL-TDOA等。

[0400] 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度。因此,可达到的精确度取决于小区(基站)分段方案和天线射束宽度。为了改进精确度,增强型小区ID技术添加来自eNB的往返时间(RTT)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)帧的传输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(参考图10)。

[0401] 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(参考图11)。

[0402] 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停止其传输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,在每个下行链路物理帧(10ms)中插入一个空闲周期。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,每个基站将停止其传输或传输共同导频。导频信号测量将在空闲周期中发生。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。

[0403] 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(参考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)。

[0404] 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(参考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)》)。

[0405] 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(参考《用于长期演进(LTE)无线通信系统中的下行链路观测到达时间差(DL-OTDOA)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) 的情况下将存在远离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将具有低SNR。

[0406] 在RF反射(例如,多径)的情况下,具有各种延迟时间的RF测距信号的多个复本叠加到直达线路(DLOS)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DLOS信号和反射信号;并且在不进行此多径处理的情况下,这些反射信号将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。

[0407] 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) 的传输与来自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DLOS 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DLOS信号。这将导致错误的TOA/DTOA/RTT测量以及定位精确度的缺失。

[0408] 在现有无线网络时代中,定位精确度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,定位精确度实际影响是来自陆地RF传播现象(多径)。

[0409] 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。

[0410] 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/同步信号的其它无线网络可以采用如相关的第7,872,583号美国专利中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相关的第 7,872,583号美国专利中描述的测距信号/测距信号元件;2)其中测距信号元件(相关的第7,872,583号美国专利)内嵌到传输/接收信号帧中;以及3)其中测距信号元件(相关的第7,872,583号美国专利中所描述)嵌入有数据。

[0411] 这些替代实施例采用相关的第7,872,583号美国专利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。

[0412] 还很可能多个无线网络将同时利用优选的和/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。

[0413] 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相关的第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。

[0414] 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装置和整个系统将存在极少或不存在增加的成本。同时,定位精确度将得到明显改进。

[0415] 改进的精确度来自通过本发明的实施例和相关的第7,872,583号美国专利提供的多径抑制。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)。这些可能以往返时间(RTT)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。

[0416] 实施例有利地使用即使在DLOS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DLOS信号和反射信号的多径抑制处理器/算法(参考相关的第7,872,583号美国专利)。因此,实施例明显降低估计测距信号DLOS飞行时间以及因此TOA、RTT和DTOA测量值中的误差。所提出的多径抑制和DLOS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,例如直接扩频(DSS)和跳频(FH)。

[0417] 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。

[0418] 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(参考Iwamatsu 等人的《用于估计传播路径特征的设备(APPARATUS FOR ESTIMATING PROPAGATION PATH CHARACTERISTICS)》,US 2003/008156;US 7167456B2)。

[0419] LTE网络使用在每个下行链路和上行链路子帧传输并且可能跨越整个小区带宽的特定(非数据)参考/导频和/或同步s信号(已知信号)。为简单起见,从现在开始,我们将参考/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资源单元当中)。根据图2,每六个子载波传输参考信号(符号)。此外,参考信号(符号)在时间和频率两者上交错。总体来说,参考信号覆盖每三个子载波。

[0420] 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(参考Chen等人的第2010/0091826A1号美国专利公开案)。

[0421] 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将在到达下一OFDM符号之前逐渐消失。

[0422] 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复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。

[0423] 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传输)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(参考Jim Zyren的《3GPP长期演进物理层概述(Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer)》,白皮书)。

[0424] 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DLOS信号和反射信号。例如,当前符号的时间交错的复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将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DLOS信号。如果DLOS经调制子载波信号相对经延迟反射信号明显衰减,所得输出信号将是经延迟反射信号并且DLOS信号将损失。

[0425] 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)仅信号的延迟了一定时间的复本,所述时间长于或等于与信号和/或信道带宽成反比的时间。此方法的精确度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度,信号和接收器信道带宽应大于或等于十兆赫兹(1/10MHz=100ns)。对于更好的精确度,信号和接收器信道带宽应更宽:对于三米为一百兆赫兹。

[0426] 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/技术将产生100米范围内的定位误差。

[0427] 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。相关的第7,872,583号美国专利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DLOS路径与其它反射信号路径。

[0428] 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(相关的第7,872,583号美国专利)通过可靠且精确地分隔DLOS路径与其它多径(MP)路径提供距离测量的20倍到50倍的精确度改进。

[0429] 相关的第7,872,583号美国专利中描述的方法/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)在相关的第7,872,583号美国专利中描述的方法/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相关的第7,872,583号美国专利中描述的方法/技术和算法所需要的复振幅信息。

[0430] 在不具有多径的理想的开放式空间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,将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)。结果将是传播延迟常量。

[0431] 在此理想环境中,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。

[0432] 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DLOS路径与其它反射信号路径的信息。这是采用相关的第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制处理器和方法/技术和算法的原因。

[0433] 如果给定无线网络/系统中获得的相位和频率同步(相位相干性)非常好,那么相关的第7,872,583号美国专利中描述的多径抑制处理器和方法/技术和算法将精确地分隔DLOS路径与其它反射信号路径并且确定此DLOS路径长度(飞行时间)。

[0434] 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)。

[0435] 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DLOS距离(飞行时间)确定的不明确性。

[0436] 为了解决此不明确性,有必要知道对于至少一个频率的实际(绝对)相位值。

[0437] 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。

[0438] 在LTE中,可以根据一个或多个RTT测量值、TOA测量值确定此实际相位值;或根据一个或多个接收到的参考信号的时间戳确定此实际相位值,前提是,1)通过eNB 传输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 时钟在时间上充分同步,和/或3)通过使用多边测量技术。

[0439] 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。

[0440] 本发明的实施例通过组合相关的第7,872,583号美国专利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DLOS距离确定/定位。

[0441] 在这些情况下,实际相位值受多径影响。然而,这不影响相关的第7,872,583号美国专利中描述的方法/技术和算法的性能。

[0442] 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 的《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)》)。

[0443] 为了在平面上定位UE,必须至少确定与/到三个eNB的DLOS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DLOS距离(假设至少一个eNB 不在相同平面上)。

[0444] 图1中示出了UE定位方法的实例。

[0445] 在极充分同步的情况下,不需要RTT测量。

[0446] 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。

[0447] 小区ID+RTT追踪-定位方法的精确度受多径(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的《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致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致150米。

[0448] 实施例中的一个是基于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DLOS AOA的AOA确定装置定位。装置可以与基站位于一处和/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。

[0449] 此装置包含小的天线阵列并且是基于相关的第7,872,583号美国专利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)DLOS RF能量的AOA的优点。

[0450] 在另一个选项中,此额外的装置仅是接收装置。因此,其大小/重量和成本非常低。

[0451] 获得精确DLOS距离测量值的实施例与可以进行精确DLOS AOA确定的实施例的组合将大大改进小区ID+RTT追踪-定位方法的精确度,增加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DLOS AOA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,所以定位精确度可能降低。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)。

[0452] 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 第9版技术指标)中,增加了定位参考信号(PRS)。这些信号由UE用于DL-OTDA (下行链路OTDOA)定位。另外,此第9版要求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:第9版并未指定eNB同步精确度(一些提议:100ns)。

[0453] U-TDOA/UL-TDOA处于研究阶段;将在2011版中标准化。

[0454] 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(第9版)。第9版DL-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，最好的可能精确度是100米，参考Chen，表1。

[0455] 以上数字是最好的可能情况。其它情况，特别是当DLOS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)。

[0456] 本文中描述的实施例对于给定信号带宽允许优于通过第9版的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/定位精确度改进。因此，将本文中描述的方法的实施例应用到第9版的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，此精确度增益将减少调度复杂性和UE定位之间的时间。

[0457] 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。

[0458] 实施例还使Chen等人的U-TDOA方法和UL-TDOA(背景技术中描述)的精确度能改进高达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，此精确度增益将减少调度复杂性和UE 定位之间的时间。

[0459] 同样，使用本发明的实施例，可以使Chen的UL-TDOA方法的精确度改进高达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，此精确度增益将进一步减少调度复杂性和UE定位之间的时间。

[0460] 上述DL-TDOA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。

[0461] 为避免相位相干性对测距精确度的影响，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。

[0462] 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度得到明显改进。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(参考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。

[0463] 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。

[0464] 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相关的第7,872,583号美国专利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传输/接收信号帧中；以及3) 其中测距信号元件嵌入有数据。

[0465] 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。

[0466] 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复本。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。

[0467] 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(参考等式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传输相关联。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这两种位置坐标。

[0468] 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度: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。

[0469] 假设已知DAS的每个天线的位置(定位)。还必须确定(已知)每个天线(或相对于其它天线)的信号传播延迟。

[0470] 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)。

[0471] 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。

[0472] 通过在以下两个方面中对信号传输结构的改变可以进一步提高来自多个天线的多个复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传输。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度。另一方法是增加每个天线的传播延迟。延迟值将选择得足够大以超过具体DAS环境(信道)中的延迟扩展,但是小于循环前缀(CP)长度使得由额外延迟引起的多径将不会导致ISI(帧间符号干扰)。

[0473] 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。

[0474] 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。

[0475] 另一实施例利用以下事实:LTE上行链路信令还包含移动装置到基础单元的参考信号,其还含有参考子载波。实际上,存在超过一个模式,其中含有来自由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,类似于第9版中增加的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，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。

[0476] 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度的冗余，或在时分双工(TDD)的情况下改进系统相干性。

[0477] 在其中多个天线从微小区传输相同下行链路信号的分布式天线系统(DAS)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。

[0478] 在DAS系统(环境)中，仅在可以高精确性分辨来自个别天线的信号路径时才可能获得精确位置估计值，由此路径误差仅是天线之间的距离的一部分(10米的精确度或更好)。因为所有现有技术/方法无法在拥挤的多径环境中提供此类精确度(来自多个 DAS天线的信号将表现为诱发拥挤的多径)，所以现有技术/方法无法在DAS环境中利用位置一致性算法和此定位方法/技术的上述延伸。

[0479] 将相关的第7,872,583号美国专利中描述的用于对象识别和定位查找的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。

[0480] 在所有以上实施例中，还可以采用三边测量定位算法。

[0481] LTE第9版中指定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第9版技术指标。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。

[0482] 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。

[0483] 例如，RSRP(参考信号接收功率)是在整个带宽上携载小区特定参考信号的所有资源单元的功率的平均值。

[0484] 另一实例是提供额外信息的参考信号接收质量(RSRQ)测量(RSRQ组合信号强度以及干扰电平)。

[0485] 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。

[0486] 根据本说明书，RSRP定义为在考虑的测量频率带宽内携载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度要求的限制。

[0487] 考虑到测量带宽精确度要求,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)。

[0488] 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。

[0489] 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/技术的定位精确度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>100%变化(参考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)》)。

[0490] 本发明的实施例由于查找和表征每个个别路径(包含明显衰减的DLOS)的能力(多径处理器)而可以明显改进RF指纹识别定位精确度。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。

[0491] 如上所述,定位将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度。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),此时间同步精确度界限是+/-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。

[0492] 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度稍小(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)时间同步精确度。然而,网络运营商和网络设备制造商试图通过采用网络时间协议(NTP)和/或精确时间协议(PTP),例如IEEE 1588v2 PTP,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。

[0493] 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。

[0494] 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。

[0495] 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。

[0496] 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时间标记。

[0497] 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。

[0498] 时间标记的经处理信号,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。

[0499] 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将返回所述参与的eNB之间的时间同步偏移。这些时间同步偏移将供参与获得定位过程的UE和/或eNB用来调整所述定位。

[0500] 替代地,当参与测距过程的UE和/或eNB还将向TMO服务器供应获得的测距信息时,可以通过TMO服务器实施定位计算和调整。TMO服务器接着将返回精确(经调整的)位置(定位)。

[0501] 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 的信号并对其进行时间标记。

[0502] 往返时间(RTT)测量(测距)可以用于定位。缺点是RTT测距受制于多径,这对定位精确度产生强烈影响。

[0503] 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)。

[0504] 同时,当以导频参考和/或无线网络的其它信号操作时,相关的第7,872,583号美国专利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RTT测量值的校正使得将确定实际DLOS 时间。

[0505] 已知DLOS时间,将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。

[0506] 即使具有在适当位置的TMO和TMO服务器,InvisiTrack的技术整合也将要求宏/微/微微和小小区和/或UE(手机)中的改变。虽然这些改变仅限于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。应注意:UE是无线网络用户设备。

[0507] 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。

[0508] 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。

[0509] 类似于TMO和TMO服务器,InvisiTrack的定位基础设施将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。

[0510] 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,这将提供更好的精确度。

[0511] 可以从GPS时钟和/或其它稳定的时钟源导出相干时序。

[0512] NSAU经由局域网(LAN)、城域网络(MAN)和/或互联网与LSU通信。

[0513] 在一些设备/实例中,NSAU和LSU可以组合/整合为单个的单元。

[0514] 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。这将使局部区域中的时序同步到3纳

秒1-西格马内。

[0515] 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将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将利用InvisiTrack多径抑制算法(相关的第7,872,583号美国专利中所描述)。因此同步将不受多径影响。

[0516] 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。时间精确度可与最好的 1-PPS追踪相比并且将支持3米的定位精确度(1-西格马)。

[0517] 出于最佳性能,同步接收器和/或接收器的天线将基于最佳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。

[0518] 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。

[0519] 图13中描绘示例性无线网络定位设备图。

[0520] 利用LTE信号的无客户网络投资的完全自治系统的实施例在以下模式中操作:

[0521] 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)

[0522] 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)。

[0523] 3.双向模式-使用UL和DL信号两者用于定位。

[0524] 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天线位置以使几何精度衰减因子(GDOP)减到最小。

[0525] 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所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。

[0526] 任选地,NSAU还将接收、处理下行链路信号的样本并对其进行时间标记以获得额外信息,例如用于确定UE/电话ID等。

[0527] 根据捕捉到的时间标记样本,将连同与每个UE/手机ID相关联的所关注时间标记无线网络信号一起确定(获得)UE/手机装置标识号(ID)。此操作可以通过NSAU或通过LSU执行。

[0528] NSAU将周期性供应数据到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将请求额外数据。

[0529] 对于UL模式操作,无线网络基础设施和/或现有UE/手机中将不需要改变/修改。

[0530] 在下行链路(DL)模式中,将需要支持InvisiTrack的UE。另外,如果使用电话来获得定位,将必须修改手机FW。

[0531] 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还将能够处理这些可用基带无线网络信号而不是RF无线网络信号。

[0532] 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相关联,因为这些信号将在UE/手机中处理,或UE/手机将周期性地产生经处理的网络RF信号的时间标记样本并将这些样本发送LSU;并且LSU将结果发送回至UE/手机。

[0533] 在DL模式中,NSAU将处理并且对经处理的RF或基带(当可用时)无线网络信号进行时间标记。根据捕捉到的时间标记样本,将确定(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将存储在LSU上。

[0534] 在DL模式中,在装置将使用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将从LSU发送到UE/电话装置。否则的话,当UE/手机装置将周期性发送经处理的网络RF信号的时间标记样本到LSU时,LSU将确定装置的定位并将定位数据发送回至装置。

[0535] 在DL模式中,无线网络RF信号将来自一个或多个无线网络天线。为了避免多径对结果精确度的影响,应从天线或到无线网络设备的天线连接查找RF信号。

[0536] 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度。

[0537] 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。

[0538] 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)将要求确定网络天线的DL模式帧起始偏移。

[0539] 在DAS环境中的DL操作模式中,多个天线可以共享相同ID。

[0540] 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。

[0541] 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

[0542] 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

[0543] 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

[0544] 3.对每个天线添加传播延迟元件。延迟值将选择得足够大以超过具体DAS环境(信道)中的延迟扩展,但是小于循环前缀(CP)长度使得由额外延迟引起的多径将不会导致ISI(帧间符号干扰)。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。

[0545] 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。

[0546] 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)。

[0547] 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的传输时序,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。

[0548] 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度。

[0549] 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。

[0550] RSTD是在一对eNB之间获得的测量值(参考TS 36.214演进型通用陆地无线接入(E-UTRA);物理层测量;第9版)。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。

[0551] 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。

[0552] 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信号与例如Rel-8或更低版本等所有先前LTE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。

[0553] 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。

[0554] 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。

[0555] UL-TDOA(U-TDOA)目前处于研究阶段且预期在即将出现的第11版中标准化。

[0556] 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。

[0557] 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,可以添加额外NSAU以改进可听性,因为每个UE必须被至少三个NSAU“听到”。

[0558] 此外,NSAU可以被配置为接收器。例如,每个NSAU在空中接收但是不传输信息。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。

[0559] 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。

[0560] 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。

[0561] 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。

[0562] NSAU可以将UE上行链路传输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。

[0563] 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：

[0564] 1)SRS、I/Q样本和时间戳；

[0565] 2)被服务UE ID列表；以及

[0566] 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。

[0567] 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。

[0568] 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。

[0569] LSU还可以确定与从NSAU传递到LSU的可用下行链路传输信息的时序偏移。

[0570] 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。

[0571] 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时间标记。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。

[0572] 另外，每个NSAU可以包含经配置用于与外部信号同步的输入。

[0573] 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。

[0574] 因而，此实施例的优点包含仅以单个小区信号塔(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。

[0575] 本发明的实施例涉及用于识别、追踪和定位的无线通信、无线网络系统以及基于射频(RF)的系统。所公开的方法和系统使用到达角度(AOA)定位。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以及 RTLS环境中实施。所公开的系统可以使用软件和/或硬件实施数字信号处理(DSP)和 /或软件定义无线电技术(SDR)。

[0576] 本公开改进以引用的方式并入的申请中描述的方法和系统。一个实施例使用AOA定位。此实施例大大改进了当前单个信号塔/扇区定位系统和/或多个信号塔/扇区定位系统的定位精确度，而无需改变任何硬件基础设施。在实施例中，通过使用到达时间差(TDOA)测量来确定AOA和/或方位线(LOB)而改进定位精确度。例如，对于单个信号塔/扇区，精确度可以从几百米改进为小于10米。

[0577] 本发明的实施例还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网络操作并且还适用于其它无线系统/网络，包含 WiFi和

其它无线技术。如本公开中所描述，在LTE蜂窝式网络上实施基于RF的追踪和定位可以明显受益于精确AOA定位。

[0578] 本公开进一步提出在特别适合室内环境的集群中采用多个接收器信道的定位系统，提出将解调参考信号(DMRS)用作测距信号，并且采用一个或多个频谱估计“子空间”和高分辨率非参数算法。本公开还提出以下实施例，其使用仰角LOB测量值和对改进的定位精确度的确定，并且通过使用UTDOA方法的网络解决与定位UE相关的问题(基于LTE第11版)。

[0579] 如上所述，在LTE环境中，当前单个信号塔/扇区定位技术的定位精确度不佳；更具体地说，横向距离长度的UE定位误差非常大，对于服务扇区的非典型的120度射束宽度可能超过3,000米。同时，此类U-TDOA要求并不适合LTE网络基础设施。

[0580] 例如，最新的U-TDOA定位方法(LTE第11版)要求UE至少可被三个信号塔检测到，并且要求明确的小区位置以及小区之间参考信号的充分同步的相对时序，或准确了解小区的时序偏移，精确度在20ns以下。这两个要求都无法通过典型的网络基础设施来保证。然而，即使符合这些要求也不能确保成功，因为a)在实践中，UE常常需要被四个信号塔检测到，以及b)当手机或UE接近服务小区/信号塔时会产生“静锥区”效应。

[0581] “静锥区”效应包括手机或UE当接近服务小区/信号塔时降低传输功率。降低传输功率造成了非服务邻近信号塔的可听性问题，其降低了手机可由非服务邻近信号塔检测到的可检测性。因此，需要解决上述所有问题的解决方案，其不需要精确地同步 TDOA，并且抑制了“静锥区”效应，或在“静锥区”效应无法抑制的情况下提供替代方案。此外，需要抑制对定位精确度的多径影响。

[0582] 图20描绘包括三个LTE扇区(即，扇区一2010、扇区二2020和扇区三2030)的小区信号塔2000的实例。如上所述，对于给定LTE频带，非典型宏小区MIMO扇区采用一对水平地分开的天线外罩，每个天线外罩容纳一组天线阵列。例如，扇区一2010 采用天线外罩2012和2014，扇区二2020采用天线外罩2022和2024，并且扇区三2030 采用天线外罩2032和2034。因而，图20描绘以典型的双重天线阵列外罩扇区配置布置的六个此类天线阵列外罩。

[0583] 每个LTE扇区具有约120度的天线方位角(水平)主瓣射束宽度。仰角(竖直) 主瓣射束宽度仅为约10-20度。这些射束宽度配置可以提高天线效率并减小干扰。为了实现此配置，两个天线阵列外罩的LTE天线扇区中的每个天线阵列外罩(单个外罩) 可以包含定位于竖直方向(即，列)上的多个天线单元。例如，非典型LTE天线外罩阵列可以包含每列八个天线单元。

[0584] 天线单元的这种配置如果其可能访问来自每个单元的数据(信号)则将适用于仰角平面的AOA确定，但是LTE天线的目前的实施方案，例如这些天线，不能将信号从每个单元传递到接收信道。因而，可以使用个别信号进行仰角平面的AOA确定。换句话说，每个阵列外罩的作用是(用作)具有约120度的方位角(水平)主瓣射束宽度和约10-20度的仰角(竖直)主瓣射束宽度的独立天线。通常，MIMO扇区天线由两个上述天线阵列外罩构成，每个充当独立天线。如果控制LTE天线的网络运营商要传递个别信号，则可以如下文进一步描述的使用那些信号进行AOA确定。

[0585] LTE网络在基站处采用MIMO技术，其改进容量和网络性能的其它方面。因为UE 主要分布在相对窄的(仰角方向)方位角平面，所以每个LTE扇区天线包含(水平地间隔开的)两个或更多个前述天线阵列外罩，其仍可以用于方位角平面的AOA确定。实施例针对每个扇

区使用(利用)eNB扇区双重MIMO天线。每个LTE天线扇区具有约120度的射束宽度,并且扇区中的天线阵列外罩(例如,扇区一2010的外罩2012 和2014)在天线阵列之间间隔开距离“d”,其中“d”通常是4到6英尺。虽然实施例公开了在天线扇区中使用两个天线,但是也可以使用大于或等于两个的任何数目的天线阵列。

[0586] 所公开的实施例能改进用于基于网络的UE追踪和定位的现有U-TDOA技术(LTE 3GPP第11版)。应注意,这种U-TDOA方法可以依靠上行链路到达时间差技术和多边测量方法。U-TDOA技术还可以采用探测参考信号(SRS)作为测距信号。所描述的实施例还能改进当前单个信号塔/扇区定位技术的定位精确度而无需改变任何基础设施。当前单个信号塔/扇区定位技术可以采用利用服务小区所确定的往返时间((RTT),也称为时序提前值(TADV))以及服务小区的服务扇区射束宽度的定位过程。参考图10。

[0587] 在实施例中,已知UE传输SRS符号作为测距信号,其利用宏/小区信号塔上的现有基础设施MIMO扇区天线对进行两个MIMO扇区天线的到达角度(AOA)测量。为了支持MIMO功能,每个扇区天线对具有载波频率/相位和时序完全相干的接收/传输信道,包含MIMORF收发器。实施例还利用支持MIMO功能的每个扇区天线对接收信道的演进型Node B(eNB)(每个扇区天线对接收/传输信道的eNB为载波频率/相位和时序完全相干的)。

[0588] 本文中描述的AOA系统和过程是对图21中描绘的传统定位方法的特有调适。图 21提供了传统的AOA定位概念图,其示出在来自天线阵列中的每个单元2100的信号传递到接收信道的情况下可能如何确定AOA,其中基于每个天线单元2100所收集的测距信号的相位差(θ)确定AOA。在图21中,示出具有六个天线的天线阵列。然而,这个原则可以适用于任何大于或等于2的数目,并且基于本公开的测试结果证实两个天线是足够的。

[0589] 到达角度在具有馈送一对时间、相位和频率相干的接收系统的两个或更多个近距离的天线的窄带发射器的情况下相当有效地运作,所述系统对每个天线所收集的信号的相位差进行比较。相位差转化为AOA。AOA方法对于窄带信号效果最好;一般来说,它们不能很好地处理瞬时宽带信号,比如SRS。另一方面,到达时间差(TDOA)技术针对窄带信号表现不佳(并且对于单个未调制的载体完全没有作用),但能很好地处理瞬时宽带信号。

[0590] 虽然MIMO天线扇区和SRS(用于测距)可以用于如本文所公开的AOA确定,但是相较于传统的AOA定位概念,仍存在与将两个MIMO扇区天线和SRS用作测距信号相关联的一些特有问题。这些特有问题需要抑制,如本文进一步描述,以便产生精确的AOA测量值。

[0591] 首先,如果SRS符号信号用于测距,因为SRS符号信号的带宽可能非常宽-高达20MHz,所以存在问题。如上文参考图21所述,传统的AOA技术将对每个天线阵列单元2100所收集的测距信号的相位差进行比较,并且将那些相位差转化为波的AOA。因为相位差还取决于测距信号频率,所以传统的AOA方法在窄带宽测距信号的情况下有效运作,而不能很好地处理瞬时宽带信号,比如SRS信号。

[0592] 第二,由于多径影响,典型的AOA解决方案(如上文所描述)将产生多个方位线(LOB)。因此,与直达线路(DLOS)相关联的所需LOB常常不能从多个LOB中确定。

[0593] 第三,在扇区的两个天线阵列上存在2π概括的相位差。传统的AOA技术可以基于近距离的天线阵列,如图20中。每个天线阵列通常需要位于相对另一个天线小于一个波长的载波频率(最佳间隔是波长/2)。然而,对于小区扇区MIMO天线间隔,情况并非如此。例如,对于在700MHz频带中操作的LTE频带12上行链路,波长是0.422 米或16.6英寸,但是MIMO扇区

天线间隔开d,d通常是4到6英尺,其覆盖多个波长。这可能在两个天线阵列上产生2π概括的相位差并且可能产生AOA不明确性。

[0594] 第四,因较大天线阵列间隔或反射导致的AOA不明确性可能是由于存在所需(真实的)LOB的镜像。天线阵列无法区分开实际波入射角θ(参考图21)与其镜像-θ。因此,将存在两个LOB,一个是手机所位于的所需LOB,而另一个是并非所需的LOB 镜像。

[0595] 本文中描述的AOA系统和方法使用已知UE所传输的SRS符号的基带频谱。一旦移除已知的相位编码,所得突发是OFDM波形的多个正交未调制子载波。此时,可以使用多径抑制(如与本发明相关的申请中所描述)来估计由波到每个天线的飞行时间差(TDOA)造成的子载波之间的较小线性相移。

[0596] 接着可使用这些相移确定(跨所有子载波)来确定明确的AOA LOB。本文中描述的系统和方法的实施例使用所有子载波中的所有信息,对于10MHz带宽(48个资源块)的SRS信号,所述子载波是288个子载波。

[0597] 在交叉引用的申请中描述的多径抑制可以从多径分辨直接路径,并且估计直达视线(DLOS)的飞行时间差,即,最短路径的时间差。此方法可以解决与上述SRS测距信号的宽带宽和SRS测距信号多径相关的AOA不明确性问题。此方法还可以解决由多径引起的多个LOB问题,并且可以产生与直达线路(DLOS)路径相关联的所需 LOB。

[0598] 多径抑制引擎/算法采用高分辨率频谱估计和统计算法(分析),例如矩阵束(MP)、多重信号分类(MUSIC)或root-MUSIC、经由转动不变技术的信号参数估计(ESPRIT)、多窗谱法(MTM)、Pisarenko谐波分解(PHD)和松弛(RELAX)算法(分析)。

[0599] MTM可以使用一组正交窗谱来构造对功率频谱的统计上独立的估计。接着使用F检验对每个谱本中预期的自由度数目与根据个别多窗谱计算出的估计值进行比较。预期直接路径返回在解调之后将具有单线分量,而多径返回则因镜面反射而含有额外的自由度。在指定置信水平上,F检验比的阈值可以用来识别频谱中的线分量。接着所识别的线分量频率可以用来计算直接路径延迟的非参数估计值,或者作为从高分辨率频谱估计器中选择所需的直接路径输出频率的辅助。

[0600] 多径抑制作用在SRS信号基带上,而不是在载波频率上。这允许解决上述2π概括的相位差AOA不明确性问题,因为在基带信号频谱中,最高频率是载波频率的一小部分,例如10MHz对比700MHz。

[0601] 上述第四个AOA不明确项(LOB镜像)的抑制是基于服务扇区的已知辐射图。因为被服务手机(UE)始终在服务扇区辐射图内,所以可以唯一地识别所需LOB。了解服务信号塔/扇区的真实LOB将能确定相同信号塔的一或多个额外非服务扇区和/或一个或多个非服务的邻近信号塔扇区的一或多个额外LOB。例如,取决于UE确切相对服务扇区的波束主瓣中心线的位置,一个或多个额外的信号塔扇区也将会看到UE,并且能够产生唯一LOB。使用来自不同扇区的两个或更多个LOB将进一步提高定位精确度。大部分定位情况都属于这一情形。

[0602] 在本文基础上改进的方法和系统的实施例公开了对于两个接收器TDOA方位线(LOB)是双曲线,当这些接收器的天线距离近时,LOB就会接近AOALOB,成为直线。本公开开始于两个或更多个近距离的天线之间的TDOA测量,但是与早期的方法和系统不同,本公开基于测距信号(SRS)的信号结构确定实际AOALOB。因此,能大大改进定位精确度。另外,在早期公开的相关方法和系统中未公开测距信号检测(也称为“触发”)过程。

[0603] 现将参考图22阐述实施本公开的过程流程的实例。使来自一个或多个信号塔/扇区的扇区MIMO天线对2210的信号传递到双重相干接收信道2220。双重相干接收信道 2220产生I/Q样本，其中多个这些样本在I/Q样本缓冲器2230中通过定位处理器2260 的控制周期性地缓冲。因而，双重相干接收信道2220和I/Q样本缓冲器从分配给SRS 的LTE子帧时隙符号中缓冲或收集I/Q样本，所述符号例如上行链路FDD子帧的最后一个符号。测距信号检测处理器2240接收这些缓冲的I/Q样本并且搜索SRS以确定 SRS符号的起始。

[0604] 定位处理器2260将SRS参数提供到测距信号检测处理器2240，所述检测处理器对来自每个接收信道的缓冲的I/Q样本执行匹配滤波。对此匹配后的滤波的输出进行峰值检测以确定与SRS符号的起始最近的I/Q样本。

[0605] 对于使用48个资源块来产生解调SRS资源单元的SRS带宽，应用1024点FFT。这是具有301dB的处理增益的集成过程。此30dB的处理增益能使可靠的测距信号检测降至-10dB到-12dB SNR。在实施例中，测距信号检测在超过预定阈值时是可靠的，所述预定阈值即作为基于所需检测性能计算出的值的阈值SNR，例如15dB的阈值。熟习此项技术者将了解，信号检测处理器进行的此类测距或SRS符号信号检测又称为“触发”)。替代地，这种测距信号检测被称为“链接闭包”。没有链接闭包就不可能确定可靠的AOA可观测量。上述30dB的处理增益和匹配滤波对于数据/语音通信不可用。因此，即使当信号以另外的方式不合适数据/语音通信时(太弱和/或状态太差)也可以实现可靠的定位。

[0606] 在实施例中，如果在每个信道中SRS起始点相同，则使用最强信号的第一样本估计值。这在名义上将是来自服务小区扇区天线中的一个，但是情况并非始终如此。例如，当UE定位于两个扇区的方位角方向之间时，取决于传播路径，任一扇区可以提供更强的信号。然而，如下文进一步描述，多径抑制处理器2250可以检测上述路径以及也可能存在的其它路径中的每一个。

[0607] 接着通过测距信号检测处理器2240将SRS符号起始的指针传递到多径抑制处理器2250。多径抑制处理器2250利用所有SRS子载波数据(基带)并且提供到每个扇区内天线阵列2210的直达线路(DLOS)飞行时间的子样本估计值，根据所述估计值，多径抑制处理器2250可以明确地、极其精确地估计两个扇区内天线阵列2210之间的 TDOA。将TDOA估计值发送到定位处理器2260。

[0608] 定位处理器2260根据TDOA估计值确定到达相位差。到达相位差与TDOA估计值结合能产生明确的且极其精确的AOA估计值。定位处理器2260接着确定到天线阵列扇区的AOA(即，可靠的AOA可观测量)，接着(定位处理器2260)使用所述AOA 确定UE与天线阵列扇区(即，在其上安装天线阵列的信号塔)的LOB。之后，定位处理器2260可以确定所需LOB，例如，执行LOB不明确性抑制，其用以确定UE的位置。

[0609] 为了进一步减小追踪和定位误差并且进一步改进基于弱信号和状态不好的信号的定位可靠性，实施例可以执行一个或多个降噪和/或后处理技术，所述技术可以包含定位一致性方法、最大似然估计(例如，维特比算法)和/或最小方差估计(例如，卡尔曼滤波)。所述降噪方法还可以包含相干求和、非相干求和、匹配滤波和/或时间分集。

[0610] 如上所述，所公开的系统和方法使用所有SRS子载波数据(在48个资源块的情况下为288个子载波)。因此，可以使用因为太弱或状态太差而不适合数据/语音通信的信号实现可靠的定位。这因此能消除“静锥区现象”，因为服务小区将保持SNR等Es/NO 以及其它信号

参数足以进行可靠的通信。另外，在实施例中，采用降噪方法，例如相干求和、非相干求和、匹配滤波和/或时间分集，可以进一步改进弱信号和状态太差的信号的定位可靠性。

[0611] AOA估计值中的角误差由AOA估计值中的标准偏差决定，所述标准偏差取决于 SNR (Es/N0)。对于单个信号塔/扇区，误差椭圆具有沿着范围方向(即，UE到小区信号塔的距离)的一个轴线和在横向范围方向上的另一个轴线，例如垂直于范围方向。基于使用模拟数据的试运行，在Es/N0更好的情况下AOA估计误差的标准偏差将减小。例如，-6dB的Es/N0将与0.375度的标准偏差相关。

[0612] 下表1概括了取决于Es/N0的横向范围AOA估计角误差标准偏差的模拟结果。在此表中，横向范围乘数(即，乘法因数)决定了范围与横向范围误差标准偏差之间的关系。横向范围标准偏差由 $\sigma Cross\ \ Range\ =\frac{R*\sigma_f}{2}$ 决定，其中σf在表1中给出。模拟结果是基于具有30dB的处理增益(48个资源块的SRS带宽)的匹配滤波过程。

[0613]

Es/N0(dB)	横向范围乘数(米/米)：σ_f
-9	.00870
-6	.00670
-3	.00440

[0614] 表1.横向范围误差的乘法因素

[0615] 根据表1，在1500米的范围(即，从UE到小区信号塔的距离)，横向范围(即，垂直于UE的位置处的范围)标准偏差误差在-9dB的Es/N0时为6.5米或在-3dB的 Es/N0时为3.3米。应注意：这些定位精度水平是在存在多径的情况下实现的。

[0616] 如前文所述，实施例即使当信号以另外的方式不合适数据/语音通信时(太弱和/或状态太差)，例如当Es/N0太低时，也可以产生可靠的定位。这种能力可能会增加从两个或更多个信号塔中产生链接闭包和可靠的AOA可观测量的可能性。在实施例中，当来自多个信号塔的AOA可观测量可用时，有可能在不使用独立的范围估计值(例如， RTT)的情况下提高UE定位精度。在一定程度上因多径抑制而可能有这种精确度的改进。

[0617] 举例来说，在来自两个信号塔的UE LOB可用且几何精度衰减因子(GDOP)不超过二的一种情况下，两个LOB的组合横向范围误差标准偏差为：

[0618] $$\sigma_{组合横向范围}=\frac{\sigma_{个别横向范围}}{\sqrt{2}}$$

[0619] 在另一情况下，当UE位于相距服务扇区的射束瓣中心线一定距离时，一或多个其它信号塔扇区可能“见到”UE并且也能够产生唯一LOB。能够使用来自不同扇区的这两个或多个LOB将进一步提高定位精确度。还可能大部分定位将属于后面这种情形，因为仅仅基于简单的概率，在大多数情况下，UE不太可能出现在扇区射束瓣中心线上。

[0620] 从两个或更多个扇区/信号塔产生可靠的AOA可观测量的能力还将大大减少静锥区现象。此外，由于服务小区将保持SNR等Es/N0以及其它信号参数足以进行可靠的通信，因此当使用服务扇区的AOA+RTT(往返时间)定位方法时将消除此静锥区效应。

[0621] 应进一步注意，当前LTE基础设施支持方位角AOA估计，但是不能很好地估计出仰角，即，二维(2D)角(AOA)。同时，假设UE在地平面或例如通过气压测量已知其仰角，了解AOA

方位角和仰角(LOB)两者可以使得有可能从单个扇区/信号塔确定UE位置,而不需要进行独立的(例如,RTT)范围估计。未来的LTE部署可能具有支持方位角和仰角通信的扇区天线阵列拓扑结构,这将用于进一步改善当前实施例。

[0622] 此外,为了实现非常窄的竖直辐射图,所有当前采用的扇区天线阵列外罩由竖直天线阵列构成,例如具有八个天线单元。当前,这些竖直的单元是组合在扇区天线单元内部,从外部不可接近。然而,这种扇区天线配置在未来可能会发生变化,从而为 AOA估计带来更多的可能性。例如,当有可能使用来自方位角和仰角天线阵列的信号时,当前的AOA估计过程的实施例可以应用于两个阵列(或阵列内的天线单元的任何组合),从而从单个信号塔和/或多个信号塔产生方位角和仰角LOB。

[0623] 在实施例中,使用现有无线网络基础设施组件和/或资源,例如实施定位处理器2260的用于接收信道和/或演进型服务移动定位中心(E-SMLC)的基站(eNB),实施本公开的系统和方法。在其它实施例中,不依赖于现有网络基础设施组件和/或资源实施本公开的系统和方法。在一些实施例中,独立的专用组件,例如定位处理器服务器,可以与网络基础设施通信。又一实施例组合无线网络基础设施组件/资源与独立的专用组件/资源。

[0624] 一个实施例利用基站接收信道。另一实施例可以具有与基站接收信道(接收器)共享扇区天线阵列接收信号的独立的接收信道。这些接收信道可以包含外部时序输入,例如GPS、网络时间协议(NTP)、IEEE 1588-PTP(精确时间协议)等。

[0625] 在又另一个实施例中,多个接收信道可以集成为集群,其中接收信道连接到独立的(从网络基础设施)天线阵列。天线阵列和接收信道可以配置为多个天线阵列和接收器(接收信道)集群。在每个集群内,接收器是频率/时序/相位相干的。然而,每个阵列接收器集群之间的同步要求可能不需要相干性。

[0626] 在此类实施例中,一个或多个集群可以分组,从而形成群单元。可以部署多个群单元。群单元可以同步,但是同步要求宽松,并且不要求相干性。可以经由外部时序输入,例如GPS、网络时间协议(NTP)、IEEE 1588-PTP(精确时间协议)等,完成多个群单元同步。可以在网络基础设施或与网络基础设施通信的独立服务器中实施处理软件。另外,每个群单元可以包含额外计算资源以适应一些处理软件,例如,UE定位处理将分布于多个群单元与独立的服务器或网络基础设施之间。

[0627] 图23中示出群单元2300的实例。在此实施例中,群单元2300含于4U×19”的外罩2310内。在图23所描绘的实例中,群单元2300包含两个相干接收器卡2320、I/Q 样本缓冲器卡2330、同步模块卡2340、额外计算资源卡2350、电源2360以及多个外部时序输入2370。

[0628] 下文相对于图24描述当操作时通过群单元(例如,图23群单元2300)实施的过程流程的实例。将来自多个天线阵列2410的信号传递到相干接收器集群2420。相干接收器集群2420产生I/Q样本。同步模块2440控制多个这些I/Q样本,所述样本在I/Q 样本缓冲器2430中周期性地缓冲。测距信号检测处理器2460搜索SRS并且确定SRS 符号的起始。独立的定位处理器服务器2480通过额外计算资源2450将SRS参数提供到测距信号检测处理器2460,所述测距信号检测处理器接着对来自每个接收信道的I/Q 样本执行匹配滤波。对此匹配后的滤波的输出进行峰值检测以确定与SRS符号的起始最近的I/Q样本。

[0629] I/Q样本缓冲器由测距信号检测处理器2460和多径抑制处理器2470共享。测距信号检测处理器2460在I/Q样本缓冲器中搜索SRS符号起始,且接着将符号起始缓冲位置(地

址)提供到多径抑制处理器2470(在交叉引用的申请中描述)。多径抑制处理器 2470利用SRS子载波数据(基带)来提供对从UE到天线阵列2410中的每个天线的直达线路(DLOS)飞行时间的子样本估计。在实施例中,多径抑制处理器2470利用所有SRS子载波数据(基带)来提供对DLOS飞行时间的子样本估计。基于这些DLOS 飞行时间估计值,多径抑制处理器2470或额外的计算资源2450确定天线阵列2410之间的明确的TDOA估计值。

[0630] 作为这一过程的部分,可以通过定位处理器2480或额外的计算资源2450执行多个确定,或在这些实体/元件之间分布多个确定。这些确定包含:(i)确定TDOA估计的到达相位差;(ii)确定天线阵列2410的AOA可观测量;(iii)使用来自所确定的 AOA可观测量的信息确定UE与天线阵列2410的LOB;以及(iv)例如通过消除LOB 不明确性来确定所需LOB。这些确定是基于由多径抑制处理器2470或额外的计算资源 2450或其组合进行的TDOA估计。

[0631] 这些计算的结果可以通过定位处理器2480收集。替代地,可以在额外的计算资源2450中实施测距信号检测处理器2460和多径抑制处理器2470的功能。

[0632] 为了减小任何残余的追踪和定位误差并且进一步改进弱信号和状态不好的信号的定位可靠性,实施例可以执行一个或多个降噪和/或后处理技术,所述技术可以包含定位一致性方法、最大似然估计(例如,维特比算法)和/或最小方差估计(例如,卡尔曼滤波)。降噪方法还可以包含相干求和、非相干求和、匹配滤波和/或时间分集。

[0633] 同步模块2440实施的过程流程的实例可以提供与相干接收器集群2420和与I/Q样本缓冲器2430相关联的控制器的频率/时间/相位相干的时钟和其它定时信号。同步模块2440还可以使时钟和其它同步信号与从例如GPS/GNSS同步或以太网同步等外部时间同步2490输入的一个或多个外部信号同步。同步模块2440还可以与额外的计算资源2450和定位处理服务器2480通信。

[0634] 在实施例中,I/Q样本缓冲器2430中从每个接收器集群2420收集的(缓冲的)I/Q样本可以经过时间对准。如图25所示,此功能可以通过作为I/Q样本缓冲器2430的一部分的控制器2535执行。I/Q样本缓冲器控制器2535向I/Q样本缓冲器2430中的每个缓冲器中的相干接收器集群2420的每个接收器2525分配多个样本并从所述每个接收器存储多个样本。通过I&Q样本命令/控制信号和数据2543,同步模块2440可以控制将被收集的(存储的)I/Q样本的数量。同步模块2440还可以通过时钟和其它定时信号2545提供实现(触发)I/Q样本收集过程的信号。当已经转移指定数量的I/Q样本时可以自动地停止这一过程。

[0635] 可以使用多个缓冲器对准方法/技术,从在每个缓冲器开始处的简单时间戳到将标记物序列插入到I/Q样本流中。这些技术可以用于实时地或离线(在稍后的时间)I/Q 样本对准。虽然实施例当前采用标记物序列机制来进行对准,但也可以进行其各种修改、调适和替代实施例。例如,可以通过I/Q样本缓冲器控制器2535、测距信号检测处理器2460和/或额外的计算资源2450或其某一组合实施对准过程。

[0636] 例如,测距信号检测处理器2460可以搜索SRS并且确定SRS符号的起始。如果可以在搜索之前估计缓冲的帧中的SRS信号的位置,可以进一步加速搜索过程。因此,在实施例中,根据同步模块2440的命令,相干接收器集群2420中的一个或多个从上行链路模式切换到下行链路模式。之后,根据同步模块2440的命令,可以将来自每个接收器2525的多个I/Q样本存储在I/Q样本缓冲器2430中的个别缓冲器中,其中除了在个别缓冲器中存储I/Q样本以外,I/Q样本缓冲器控制器2535还可以在每个缓冲器的开始处提供时间戳。测距信号检测

处理器2460和/或群单元中的另一元件可以确定每个个别缓冲器中的下行链路帧起始时间，并且随后相对于时间戳估计每个服务小区的帧起始时间。

[0637] 接着将此定位下行链路帧起始时间信息转发到同步模块2440。同步模块2440可以具有与I/Q样本缓冲器控制器2535的定时器/计数器同步的定时器/计数器。基于时间戳和定位下行链路帧起始时间，同步模块2440可能够预测一个或多个服务小区的即将出现的下行链路帧/子帧的时间。

[0638] 替代地，同步模块2440可以触发I/Q样本收集过程。接着可以对触发器加时间戳，可以请求缓冲器对准，并且可以相对于缓冲器(触发器)的起始估计每个服务小区的帧起始时间。同步模块2440接着可以确定每个个别缓冲器中的下行链路帧起始时间，并且随后相对时间戳估计每个服务小区的帧/子帧起始时间。应注意，可无需对集群中的每个缓冲器单独地加时间戳和/或标记，因为集群中的所有接收器是相干的。

[0639] 上行链路帧/子帧起始时间经由时序提前值与下行链路帧/子帧起始时间相关，对于每个UE的eNB，所述时序提前值是已知的，在所述UE处，接收到的下行链路子帧的起始与所传输的上行链路子帧之间为负偏移。由于上行链路帧/子帧中的SRS位置是固定的且先验已知的，因此同步模块2440可能够估计即将出现的SRS信号的时间并且此信息将由测距信号检测处理器2460使用。另外，eNB将每个UE的SRS参数、每个被服务UE的系统帧号(SFN)和时间提前信息或往返时间(RTT)提供给定位处理器服务器2480，所述定位处理器服务器将所述参数和信息传递到同步模块2440和群单元中的其它实体。

[0640] 替代地，可以通过同步模块2440和/或群单元中的其它实体导出SFN信息。还可能根据查找一个或多个SRS以及使用SRS参数来确定SRS和下行链路帧的关系。在定位操作期间，可以通过同步模块2440和/或群单元中的其它实体比较实际SRS位置与估计的位置/窗口，并且将其反馈给同步模块2440以调整SRS位置估计。

[0641] 在估计上行链路SRS时序之后，同步模块2440可以命令相干接收器集群2420切换回至上行链路模式。遵循此命令，定位处理器服务器2480可以开始/重新开始。可以根据来自定位处理器服务器2480或额外的计算资源2450的命令重新开始上述SRS信号位置估计过程。

[0642] 如上文所论述，在基于网络的定位标准中已经设想的标准化TDOA具有以下缺点：包含UE可听性/可检测性问题以及针对精确度的严格网络同步(低于20ns)要求。然而，在可以抑制这些问题的情况下，可以执行联合的TDOA和AOA追踪定位。多径抑制引擎2470可以产生针对多个信号塔(服务和邻近信号塔)的精确的TDOA估计值，并且定位处理器服务器2480功能还可以延伸以支持联合的AOA和TDOA或单个的 TDOA定位和追踪。

[0643] 一个此类实例是在集群中整合多个接收器信道的上述实施例。在所述实施例中，由于集群内和集群之间的固有同步能力，以及能够增加更多集群，即，天线阵列，以抑制可听性/可检测性和静锥区问题，因此有可能抑制标准化TDOA缺点。

[0644] 当上述实施例中的一个或多个使用SRS作为测距信号时，由于SRS传输是无线网络控制面的部分，并且受网络基础设施而不是手机/UE控制，因此这些实施例可以对所有手机和UE电话起作用(并且可以在所有手机和UE电话上实施)。

[0645] 以类似方式，本文中所描述的过程可以直接应用于解调参考信号(DMRS)，即，用作测距信号。DMRS用于信道估计并且用于相干解调。如同SRS，DMRS是来自UE/ 手机的上行链

路传输的部分。DMRS信号结构与SRS相同，并且本文描述的相同过程将使用DMRS起作用，而不需要网络基础设施或对上面描述的装置进行更改。由于 DMRS传输是上行链路传输的部分并且在UE处于空闲模式时也传输，因此DMRS由所有手机/UE电话传输。

[0646] 然而，在使用SRS或DMRS信号之间存在差别。SRS可以被配置成跨越许多资源块，即，宽带宽信号，例如，10MHz；AOA误差的标准偏差将随着更大的带宽而减少。相比而言，DMRS通常是窄带，导致精确度更低。另外，DMRS不具有SRS的取决于带宽的处理增益，从而从邻近的非服务信号塔中产生较少的可靠AOA可观测量。因此，当SRS用作测距信号时，有可能实现在距离信号塔1500米的范围内3米到5米之间的定位精确度。使用DMRS，在距信号塔相同的距离处定位精确度下降到20米到40米。

[0647] 然而，与SRS不同，DMRS不消耗任何网络带宽；其始终包含在上行链路传输中并且在UE处于空闲模式时也传输。其不像SRS那样任选地(例如)不必针对定位启用/配置/重新配置。另外，DMRS用于信道估计并且用于相干解调。此外，如果DMRS 不良，或出于一些原因未被基站正确解码，则上行链路传输将不会被解码。

[0648] 在交叉引用的申请中的一个中描述的单个信号塔/扇区服务扇区AOA+RTT(往返时间)定位方法中，UE定位横向范围误差由服务扇区辐射图(通常120度)决定，例如，AOA角误差等于120度，这导致UE到小区信号塔距离1500米处高于3000米的横向范围误差。基于本公开的实施例显著减少了这种单个信号塔/扇区AOA角误差-降至零点几度(见表1)，从而产生对比3000米(在1500米的范围)的几米的横向范围误差，并且不需要基础设施改变。

[0649] 从RTT测量值导出UE到小区信号塔距离，所述RTT测量值具有+/-10米的分辨率，但是RTT测量值受多径影响。这种影响可以通过使用交叉引用的申请中描述的多径抑制引擎来抑制。

[0650] 还应了解，在本公开的范围和精神内可以制得各种修改、调适和其替代实施例。例如，在另一个实施例中，多径抑制处理器可以采用一个或多个超分辨率(子空间) 算法(方法)和/或一个或多个多窗谱法，以可靠且精确地间隔直达线路(DLOS)路径(飞行时间)与其它反射(多径)信号路径。除了SRS和DMRS以外，其它无线网络无线电信号也可以可以用作进行定位的测距信号，例如随机接入前导码信号。

[0651] 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、恶劣和不利环境等中定位人。

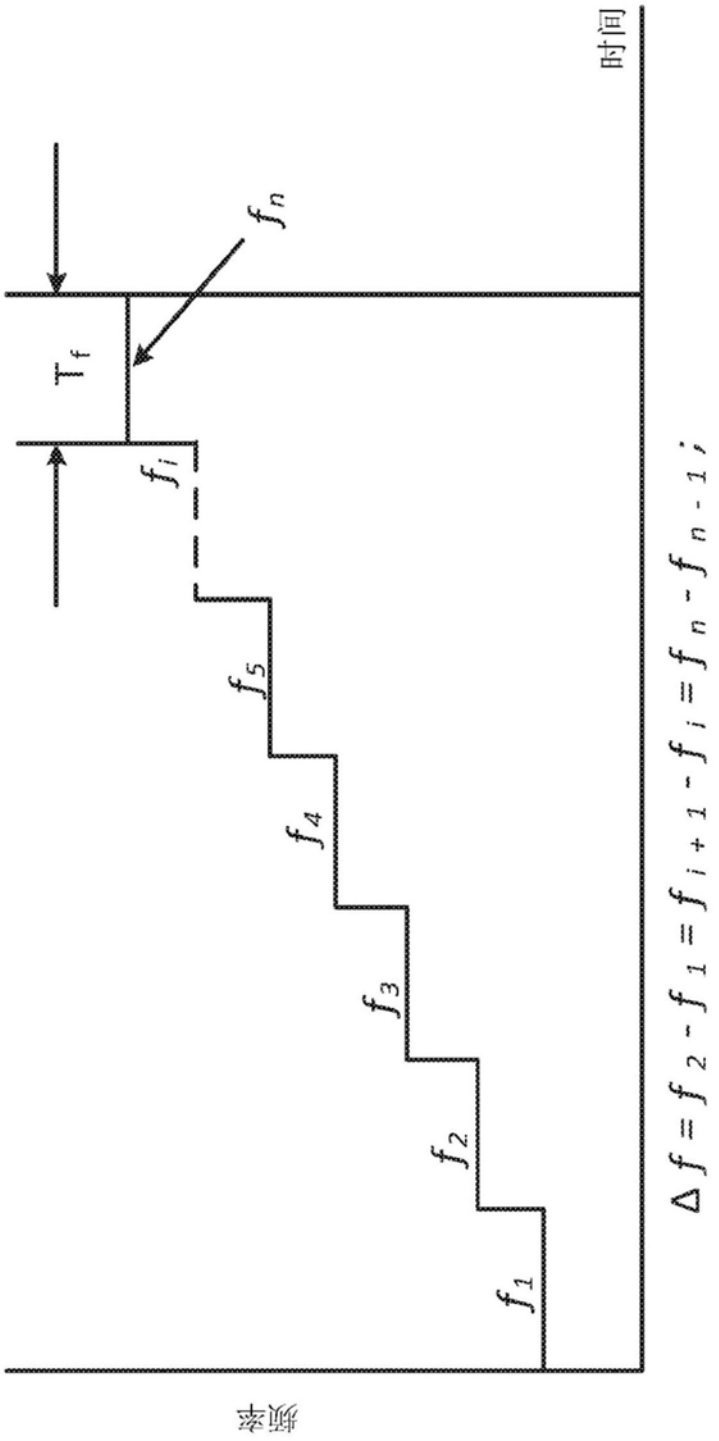


图1

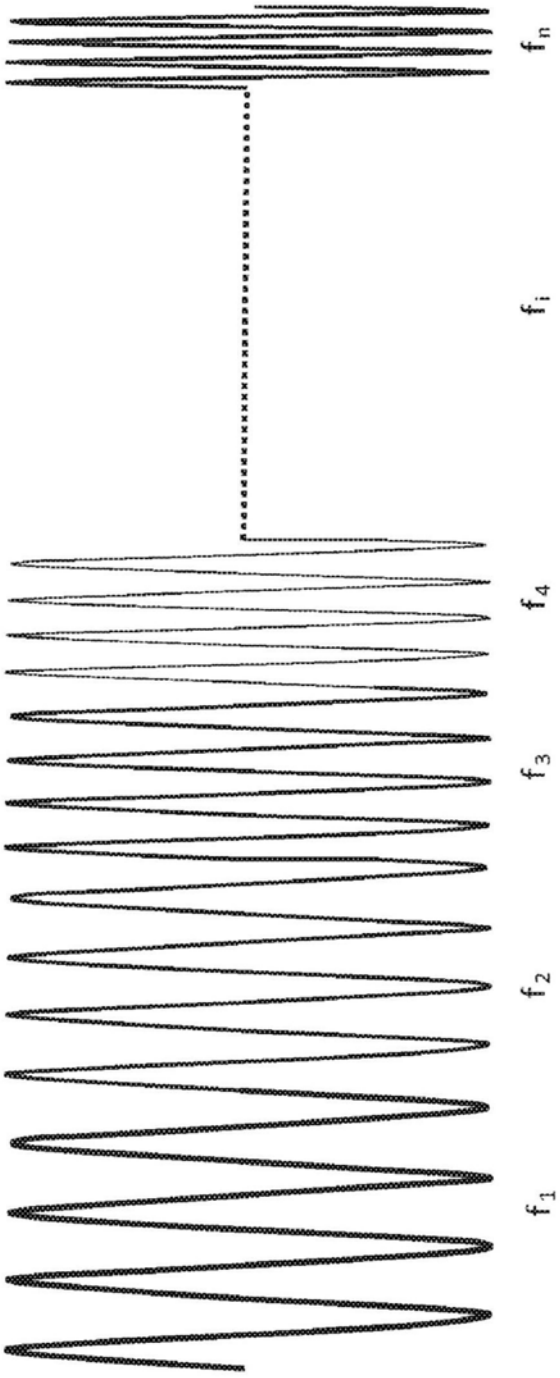


图1A

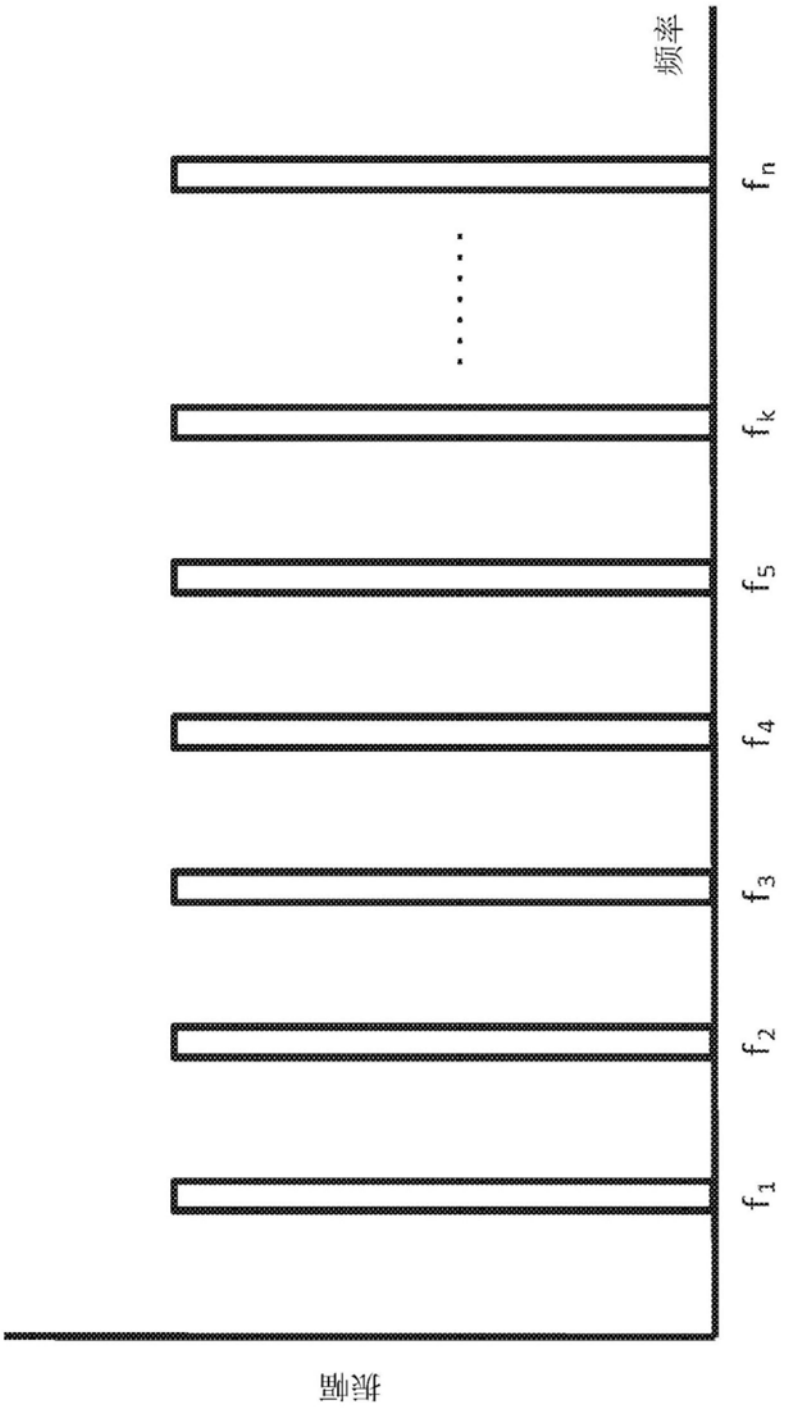


图2

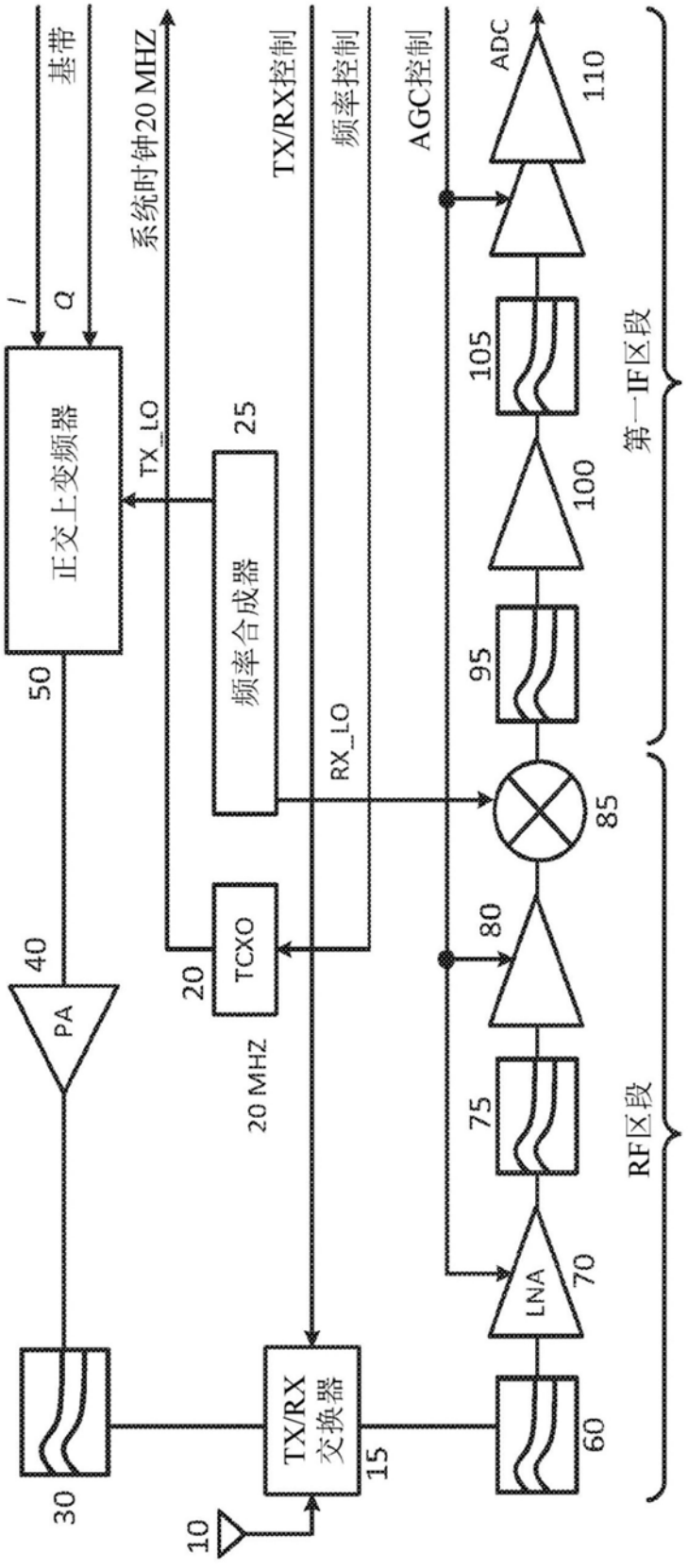

基带
I
Q
系统时钟20 MHZ
TX/RX控制
频率控制
AGC控制
ADC
110
105
100
95
85
80
75
70
60
50
正交上变频器
TX_LO
25
频率合成器
RX_LO
40
PA
20
TCXO
20 MHZ
30
TX/RX
交换器
15
10
LNA
第一IF区段
RF区段

图3A

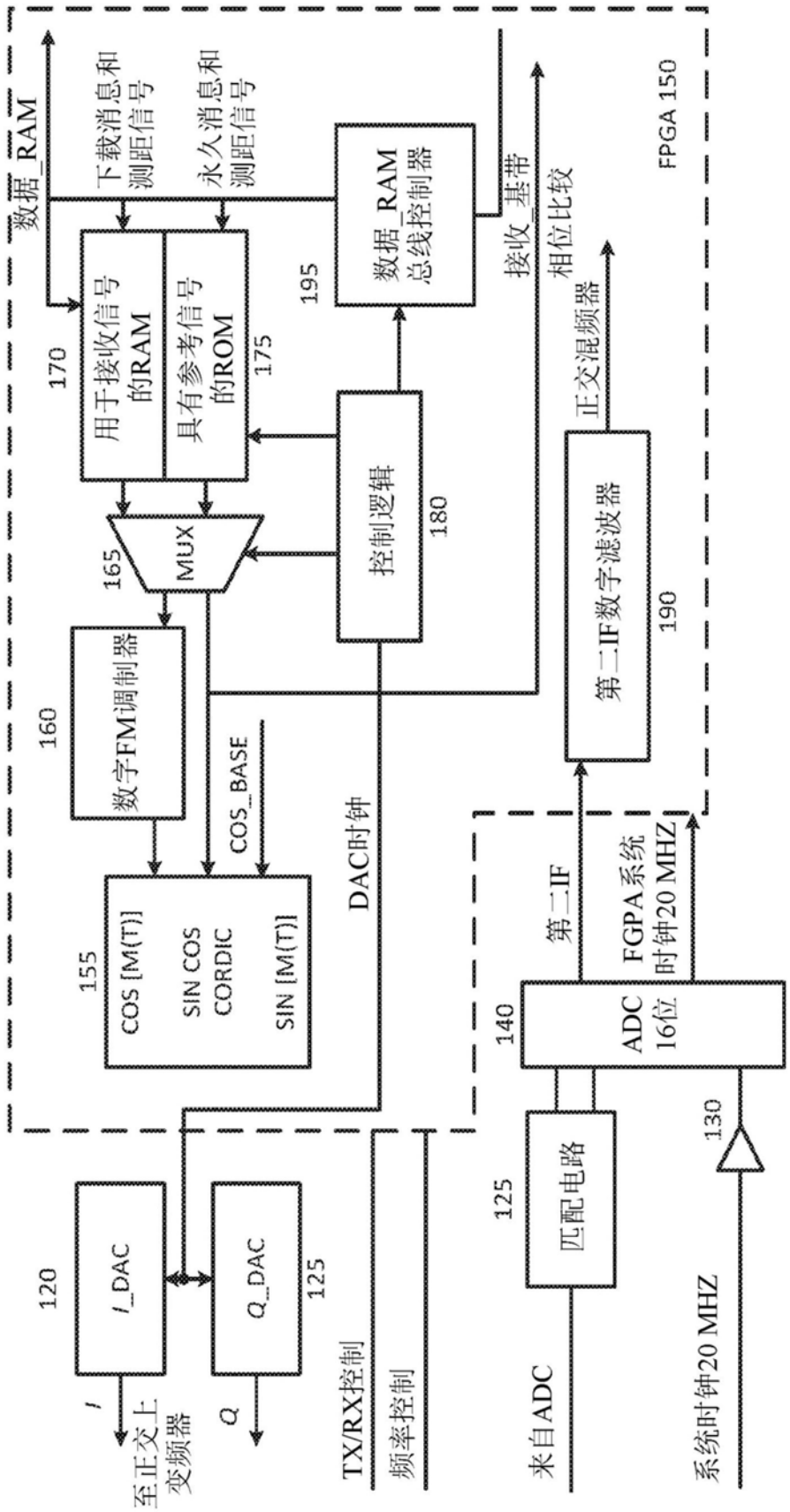

数据_RAM
下载消息和测距信号
永久消息和测距信号
FPGA 150
用于接收信号的RAM
具有参考信号的ROM
数据_RAM总线控制器
接收_基带
相位比较
正交混频器
MUX
控制逻辑
第二IF数字滤波器
数字FM调制器
COS_BASE
DAC时钟
SIN COS CORDIC
COS [M(T)]
SIN [M(T)]
第二IF
FGPA系统时钟20 MHZ
ADC 16位
I_DAC
Q_DAC
匹配电路
TX/RX控制
频率控制
来自ADC
系统时钟20 MHZ
至正交上变频器
I
Q
120
125
130
140
155
160
165
170
175
180
190
195

图3B

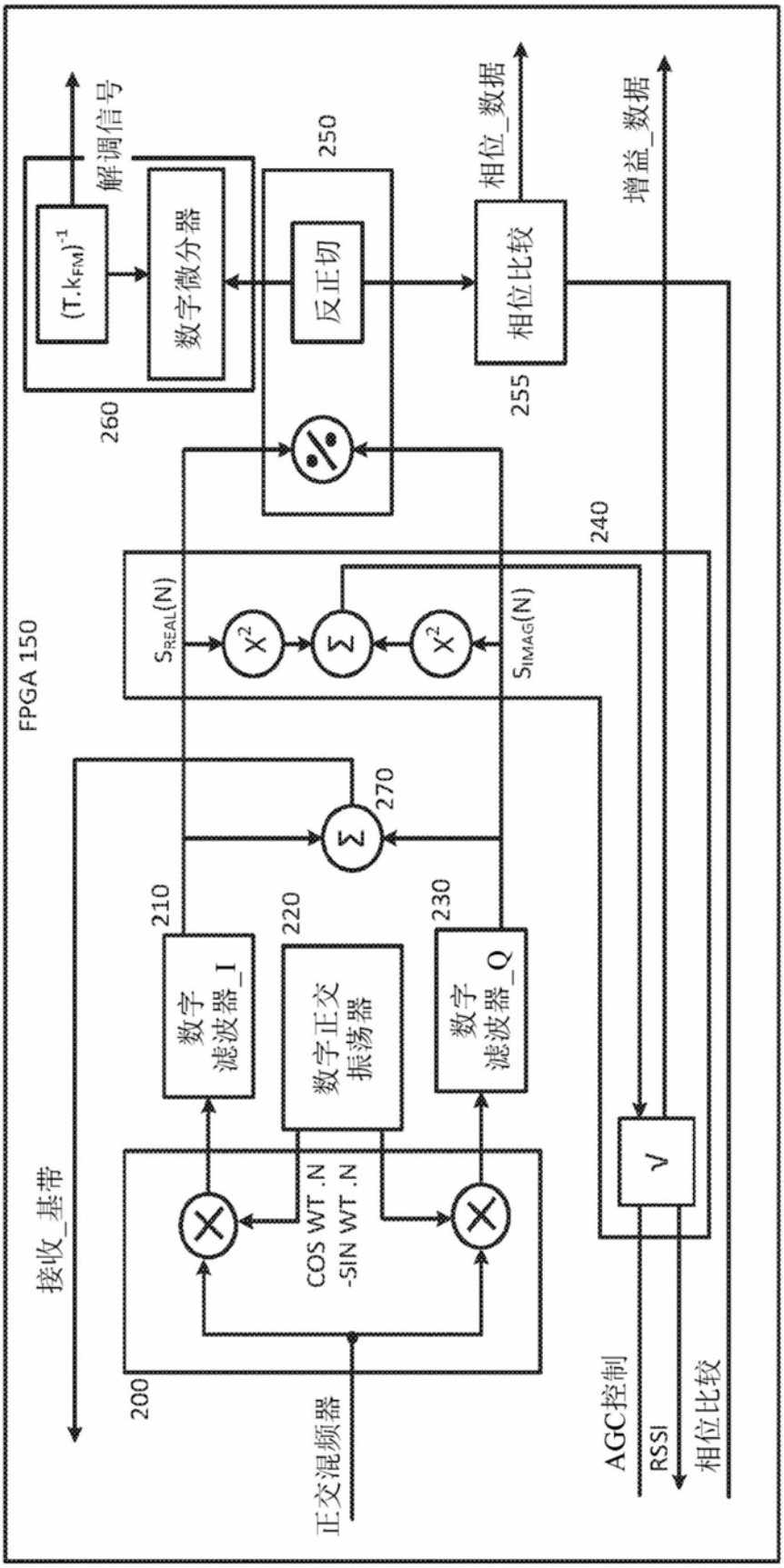

FPGA 150
解调信号
$(T.k_{FM})^{-1}$
数字微分器
260
250
反正切
相位_数据
相位比较
255
增益_数据
240
$S_{REAL}(N)$
X^2
Σ
X^2
$S_{IMAG}(N)$
270
Σ
210
220
230
数字滤波器_I
数字正交振荡器
数字滤波器_Q
接收_基带
COS WT .N
-SIN WT .N
200
正交混频器
AGC控制
RSSI
相位比较

图3C

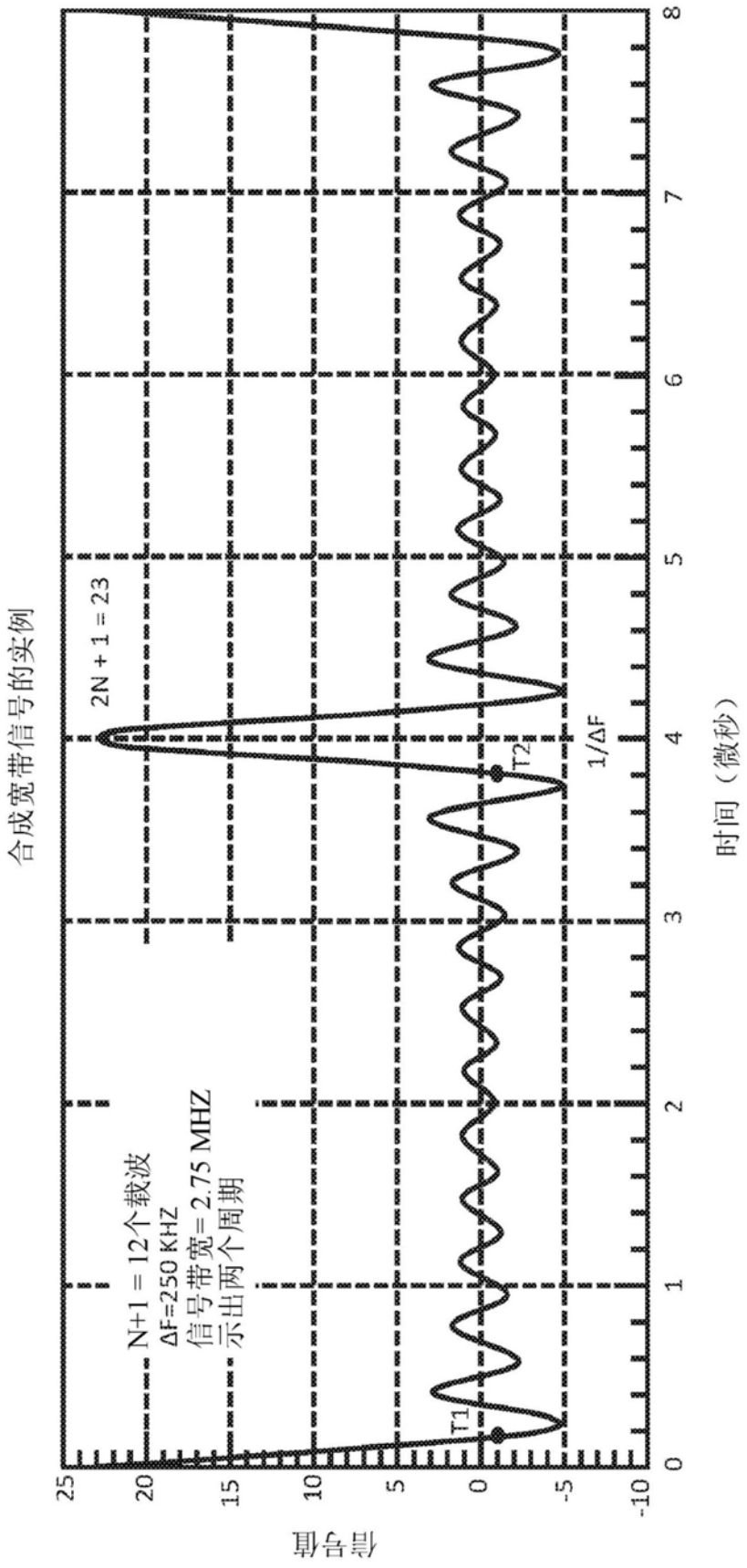

合成宽带信号的实例
N+1 = 12个载波
ΔF=250 KHZ
信号带宽= 2.75 MHZ
示出两个周期
2N + 1 = 23
T1
T2
1/ΔF
信号值
时间（微秒）
25
20
15
10
5
0
-5
-10
0
1
2
3
4
5
6
7
8

图4

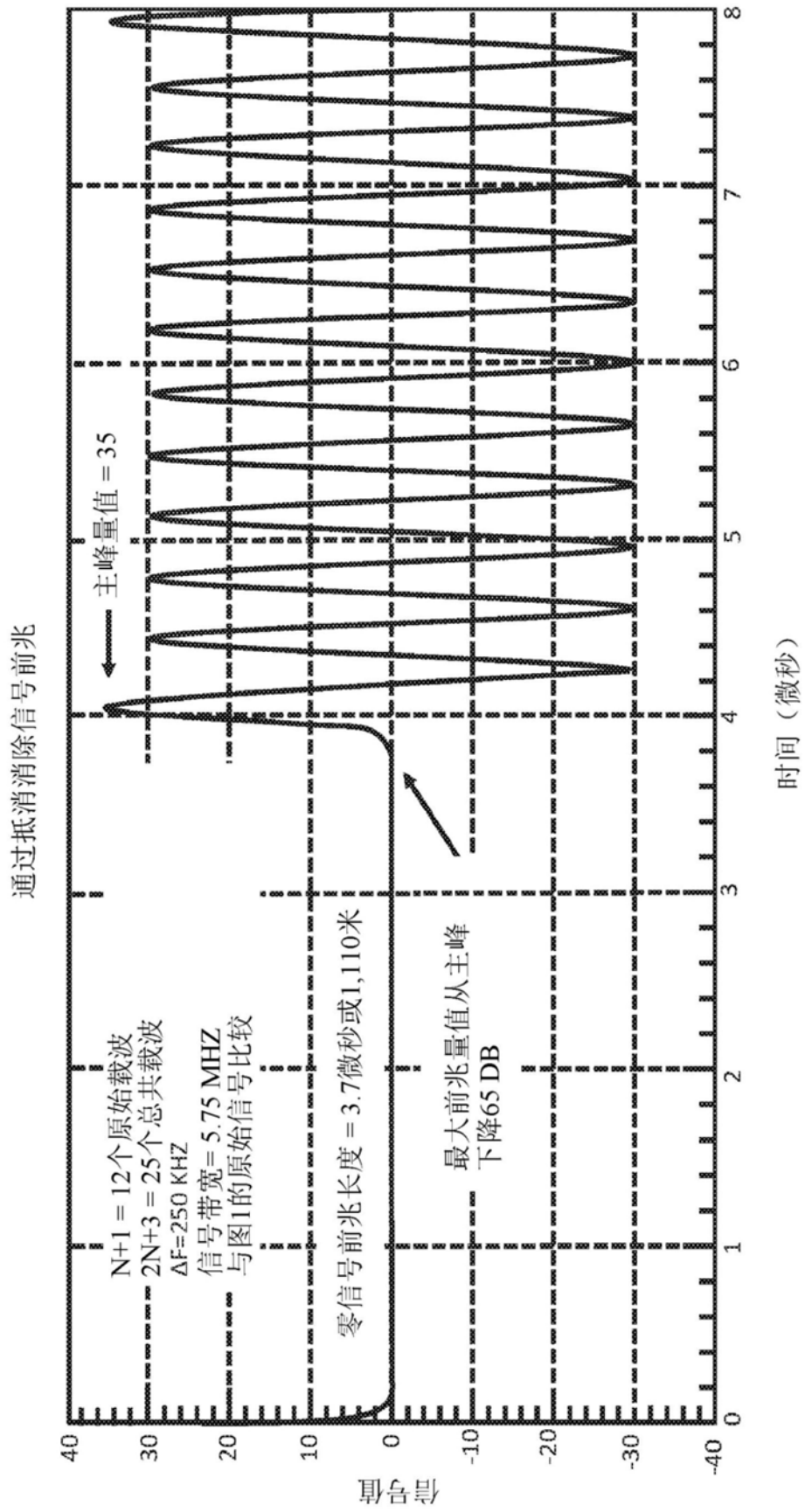

通过抵消消除信号前兆
主峰量值 = 35
N+1 = 12个原始载波
2N+3 = 25个总共载波
ΔF=250 KHZ
信号带宽= 5.75 MHZ
与图1的原始信号比较
零信号前兆长度 = 3.7微秒或1,110米
最大前兆量值从主峰
下降65 DB
信号值
时间（微秒）
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
0
1
2
3
4
5
6
7
8

图5

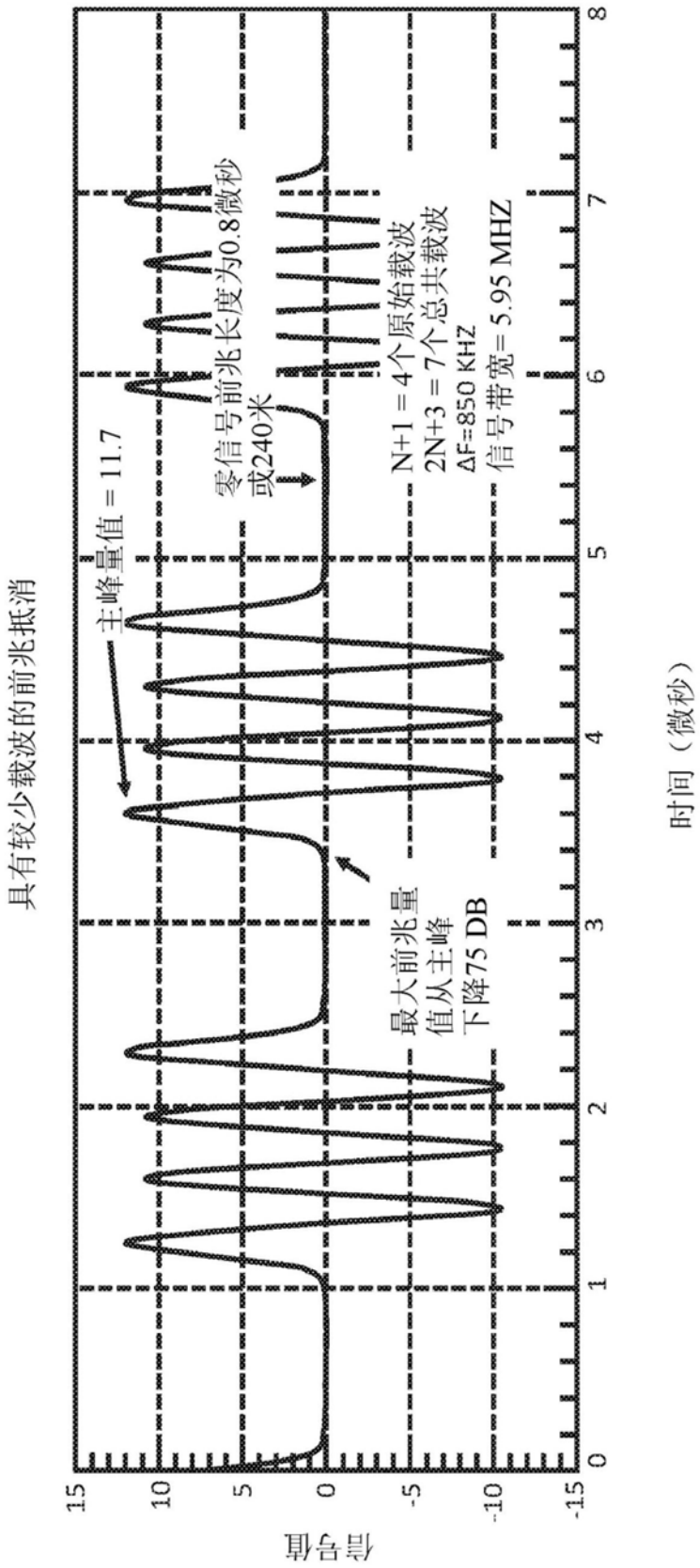

具有较少载波的前兆抵消
主峰量值 = 11.7
零信号前兆长度为0.8微秒
或240米
N+1 = 4个原始载波
2N+3 = 7个总共载波
ΔF=850 KHZ
信号带宽= 5.95 MHZ
最大前兆量
值从主峰
下降75 DB
信号值
时间（微秒）
15
10
5
0
-5
-10
-15
0
1
2
3
4
5
6
7
8

图6

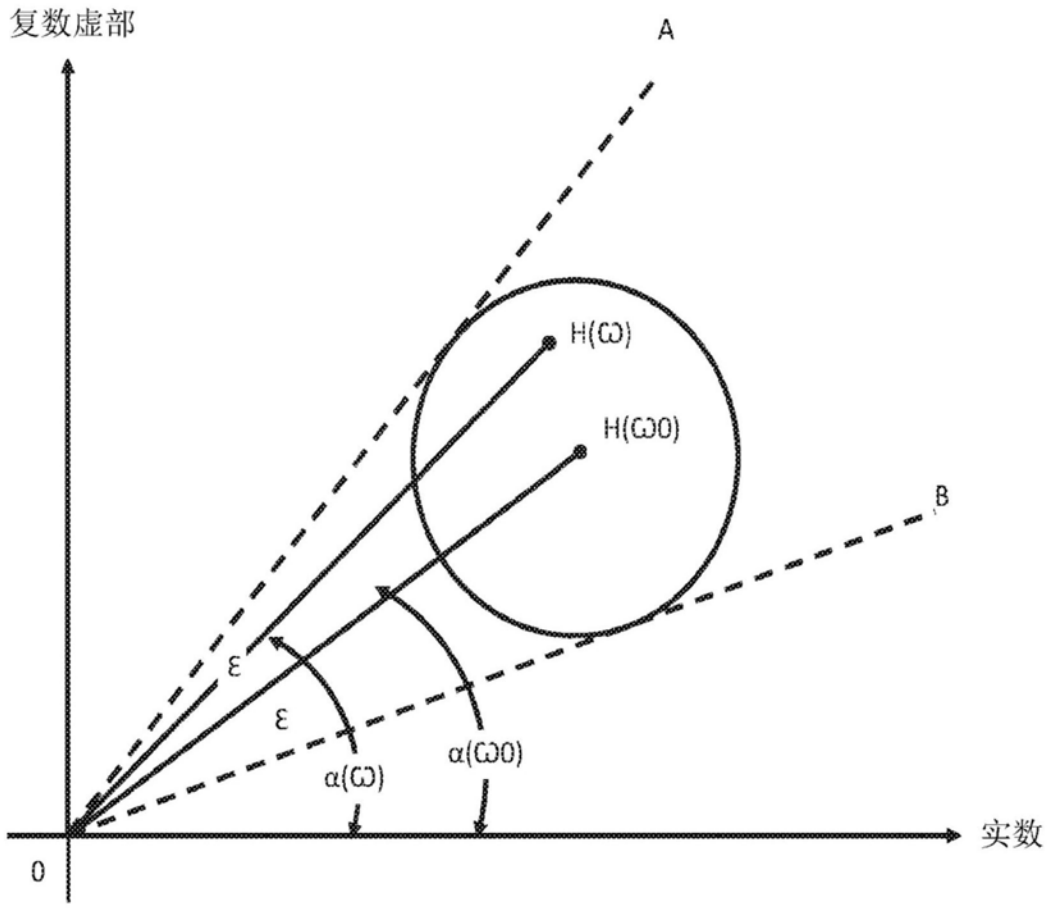


图7

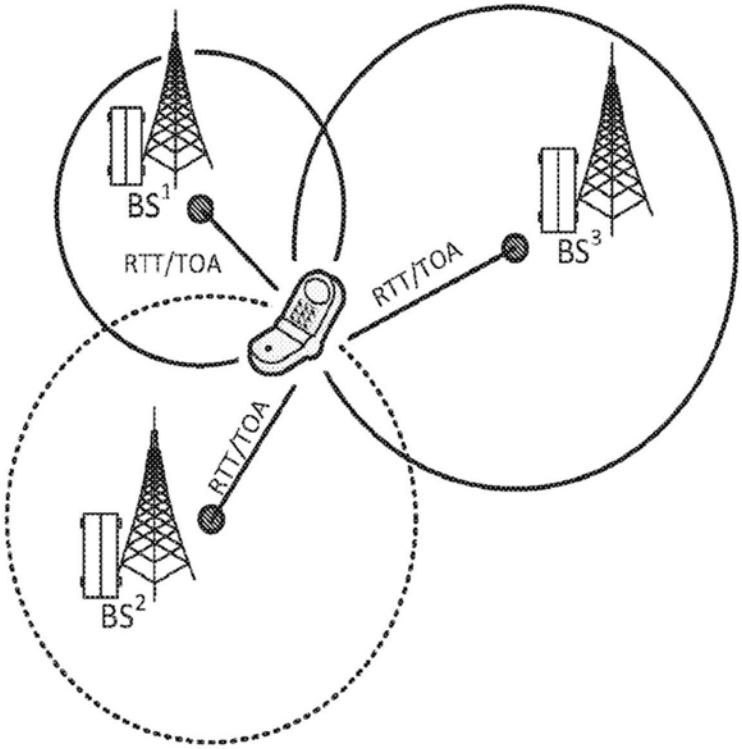


图8

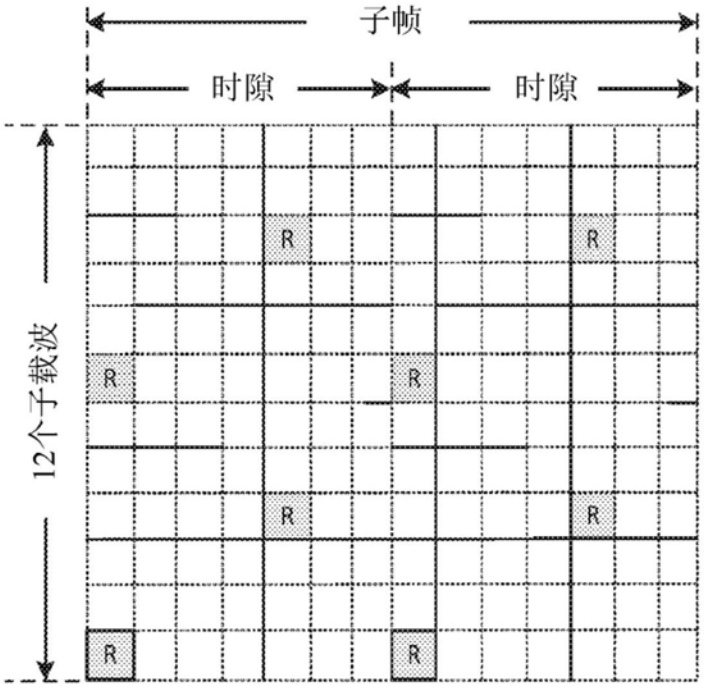


图9

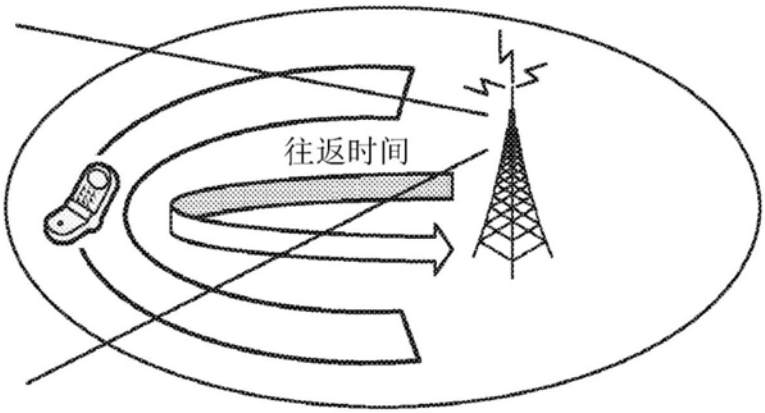


图10

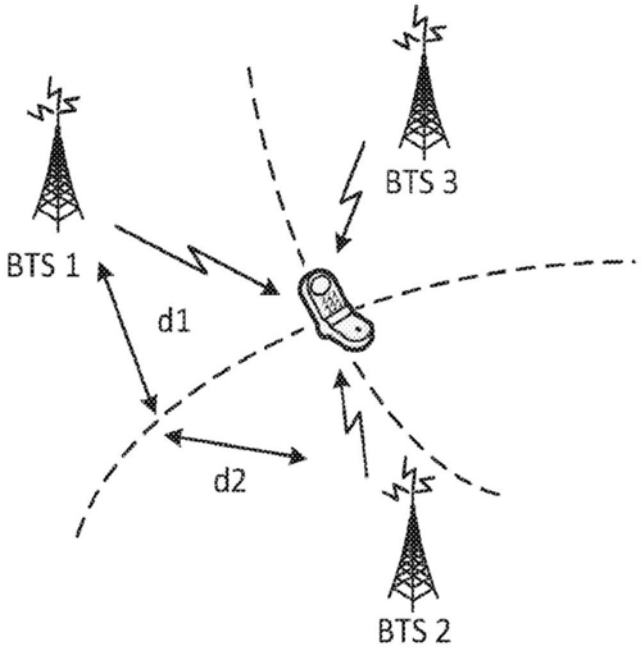


图11

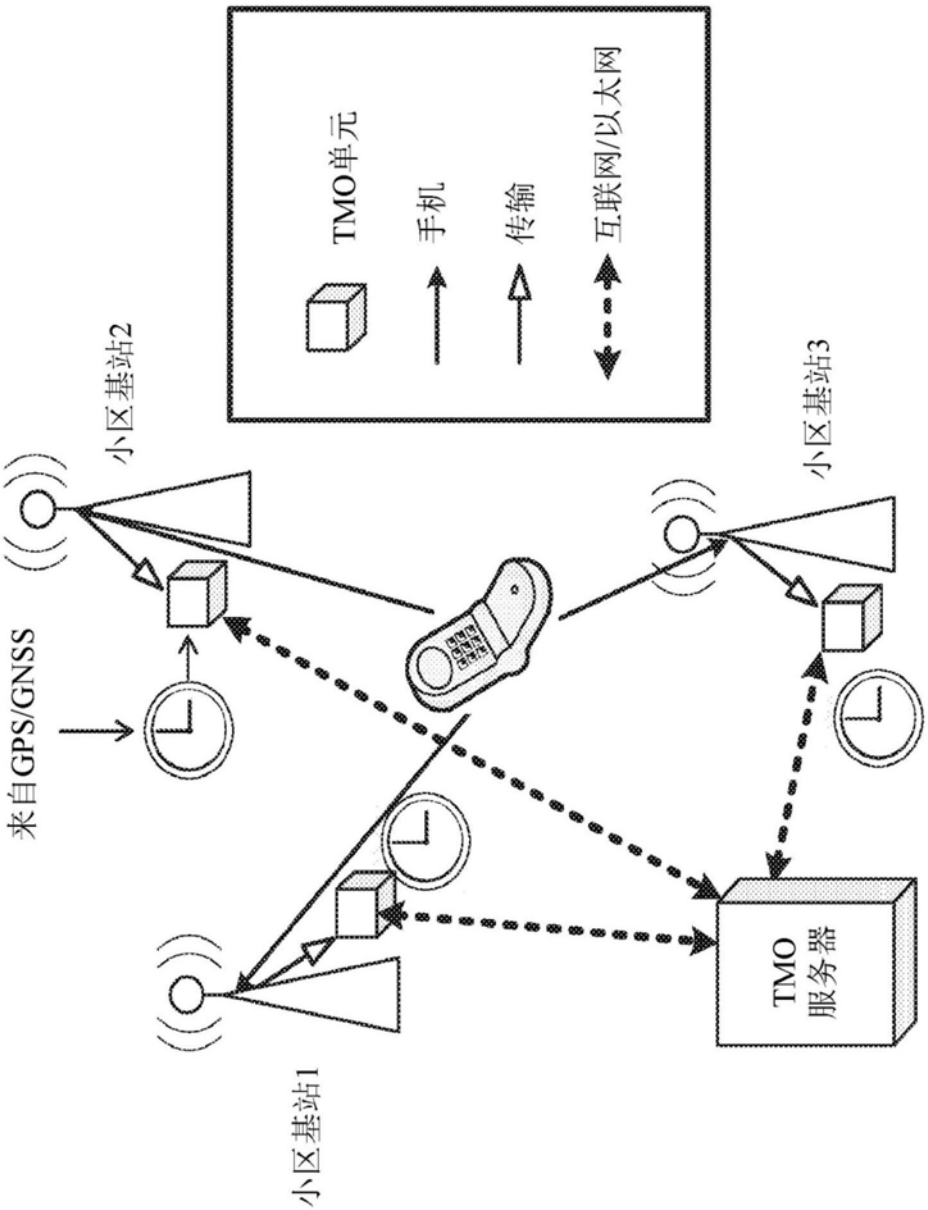


图12

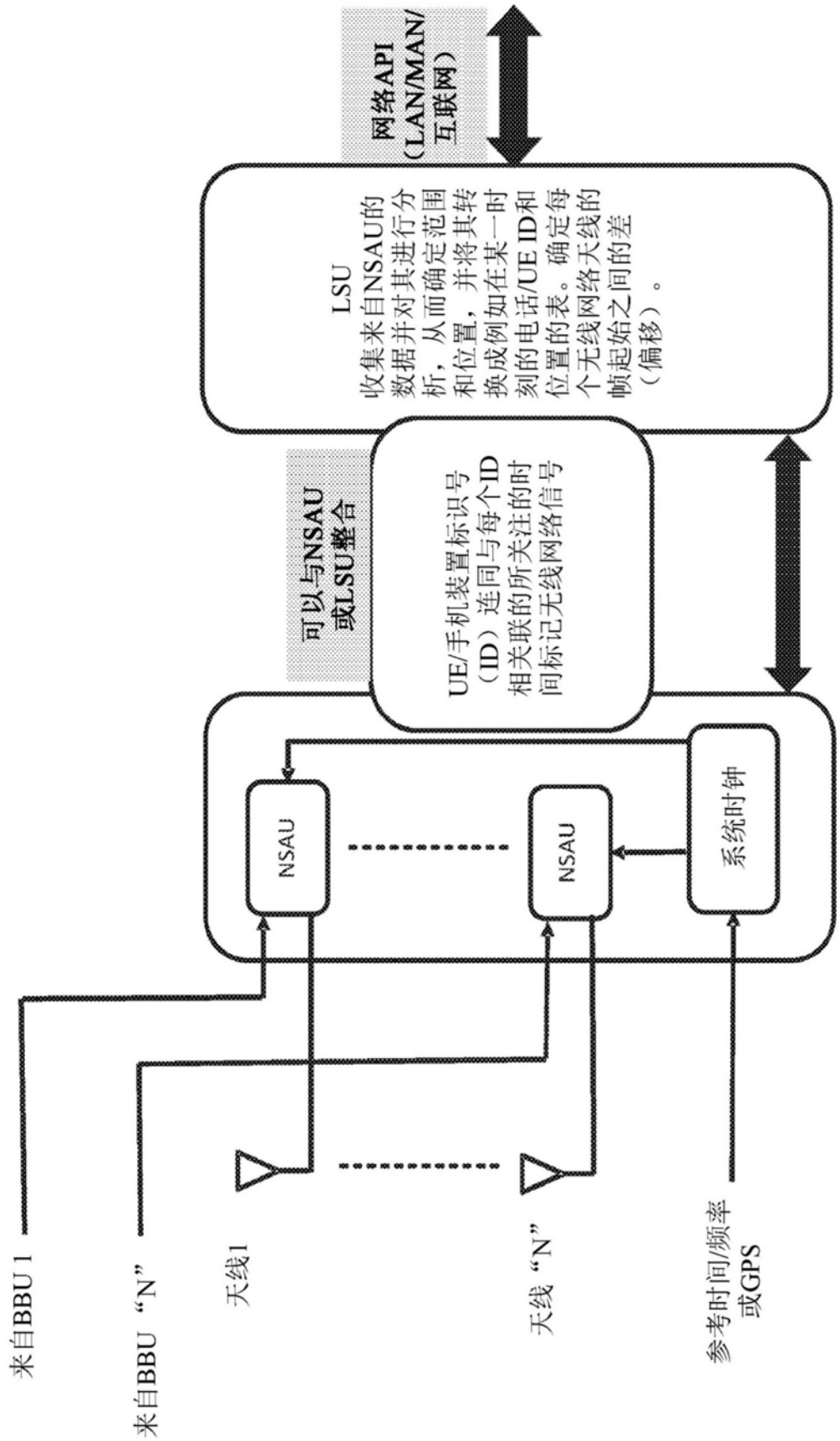

网络API
（LAN/MAN/
互联网）
LSU
收集来自NSAU的
数据并对其进行分
析，从而确定范围
和位置，并将其转
换成例如在某一时
刻的电话/UE ID和
位置的表。确定每
个无线网络天线的
帧起始之间的差
（偏移）。
可以与NSAU
或LSU整合
UE/手机装置标识号
（ID）连同与每个ID
相关联的所关注的时
间标记无线网络信号
NSAU
NSAU
系统时钟
来自BBU 1
来自BBU “N”
天线1
天线 “N”
参考时间/频率
或GPS

图13

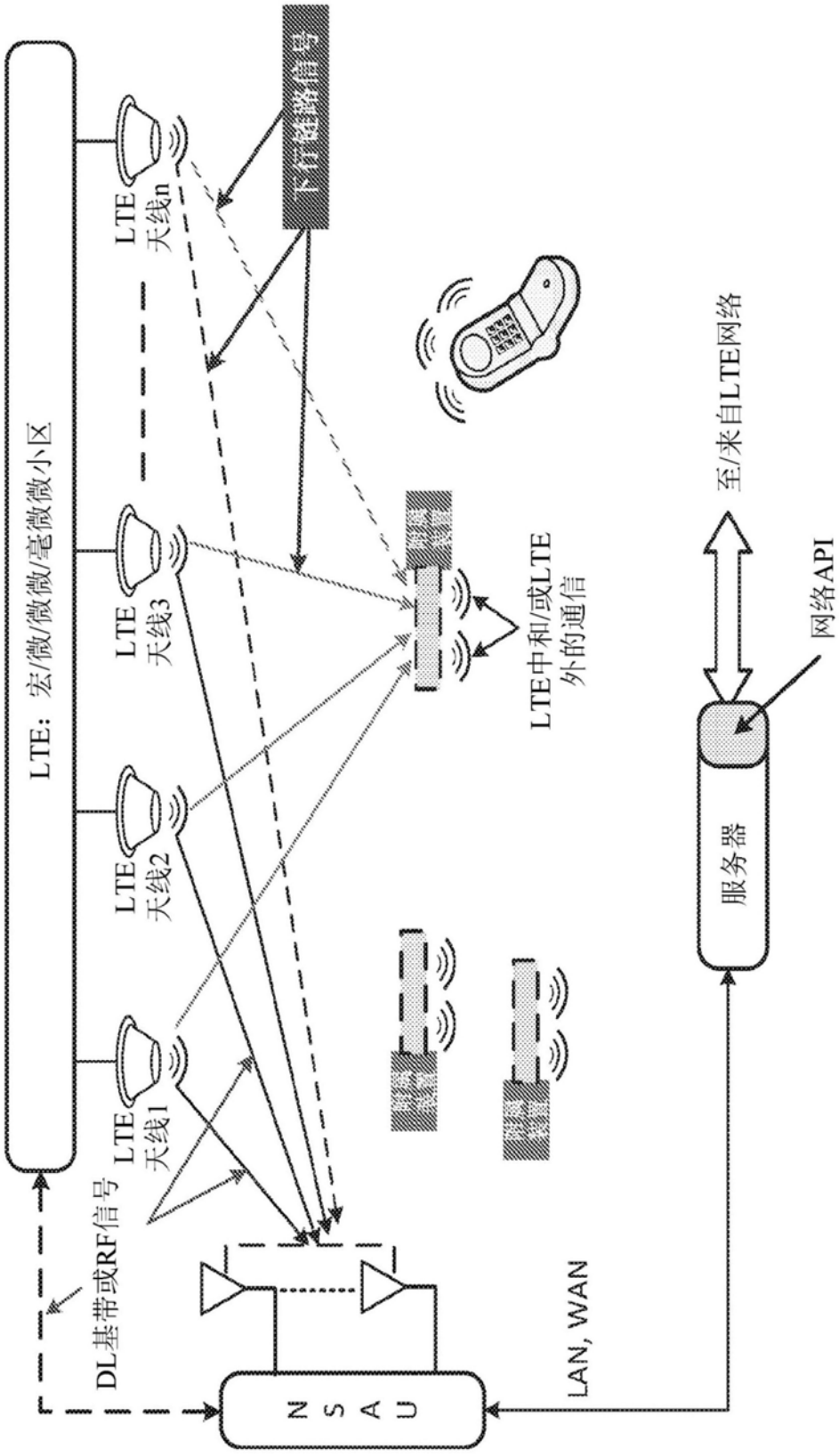

LTE：宏/微/微微/毫微微小区
LTE 天线1
LTE 天线2
LTE 天线3
LTE 天线n
下行链路信号
DL基带或RF信号
LTE中和/或LTE 外的通信
至/来自LTE网络
网络API
服务器
LAN, WAN
N S A U

图14

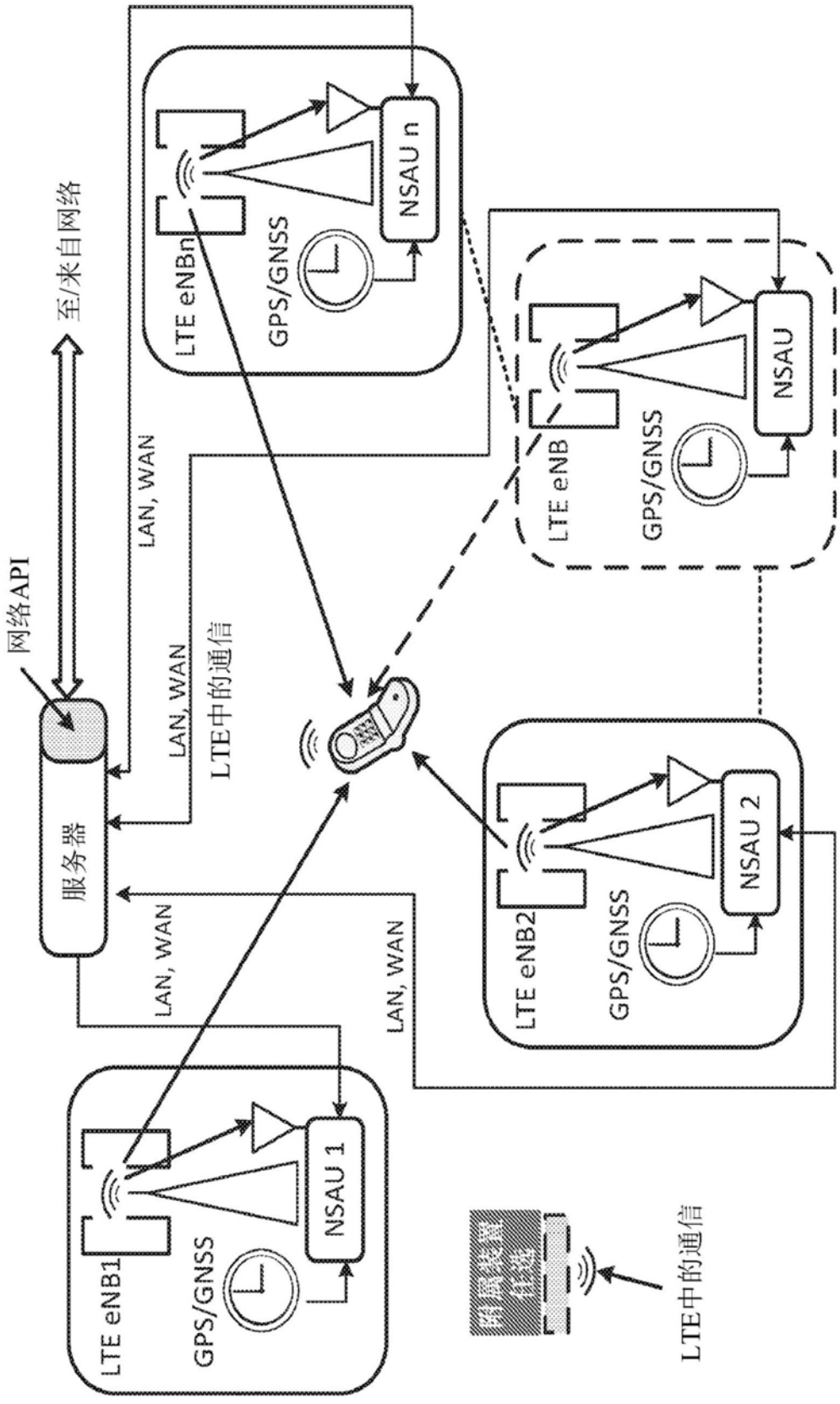

至/来自网络
网络API
服务器
LAN, WAN
LAN, WAN
LTE中的通信
LAN, WAN
LAN, WAN
LTE eNBn
GPS/GNSS
NSAU n
LTE eNB
GPS/GNSS
NSAU
LTE eNB2
GPS/GNSS
NSAU 2
LTE eNB1
GPS/GNSS
NSAU 1
LTE中的通信

图15

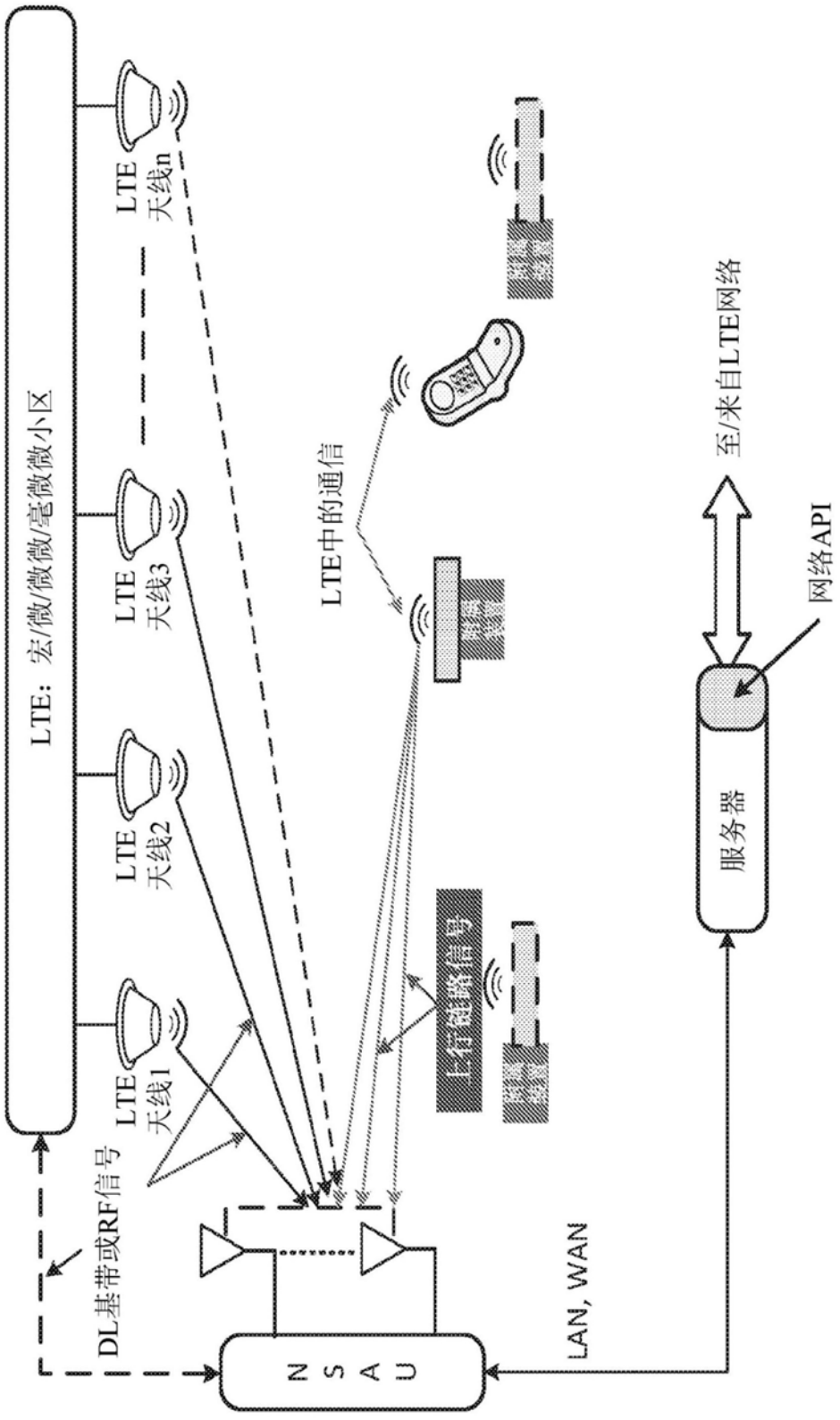

LTE：宏/微/微微/毫微微小区
LTE 天线n
LTE 天线3
LTE 天线2
LTE 天线1
LTE中的通信
至/来自LTE网络
网络API
服务器
上行链路信号
DL基带或RF信号
LAN, WAN
N S A U

图16

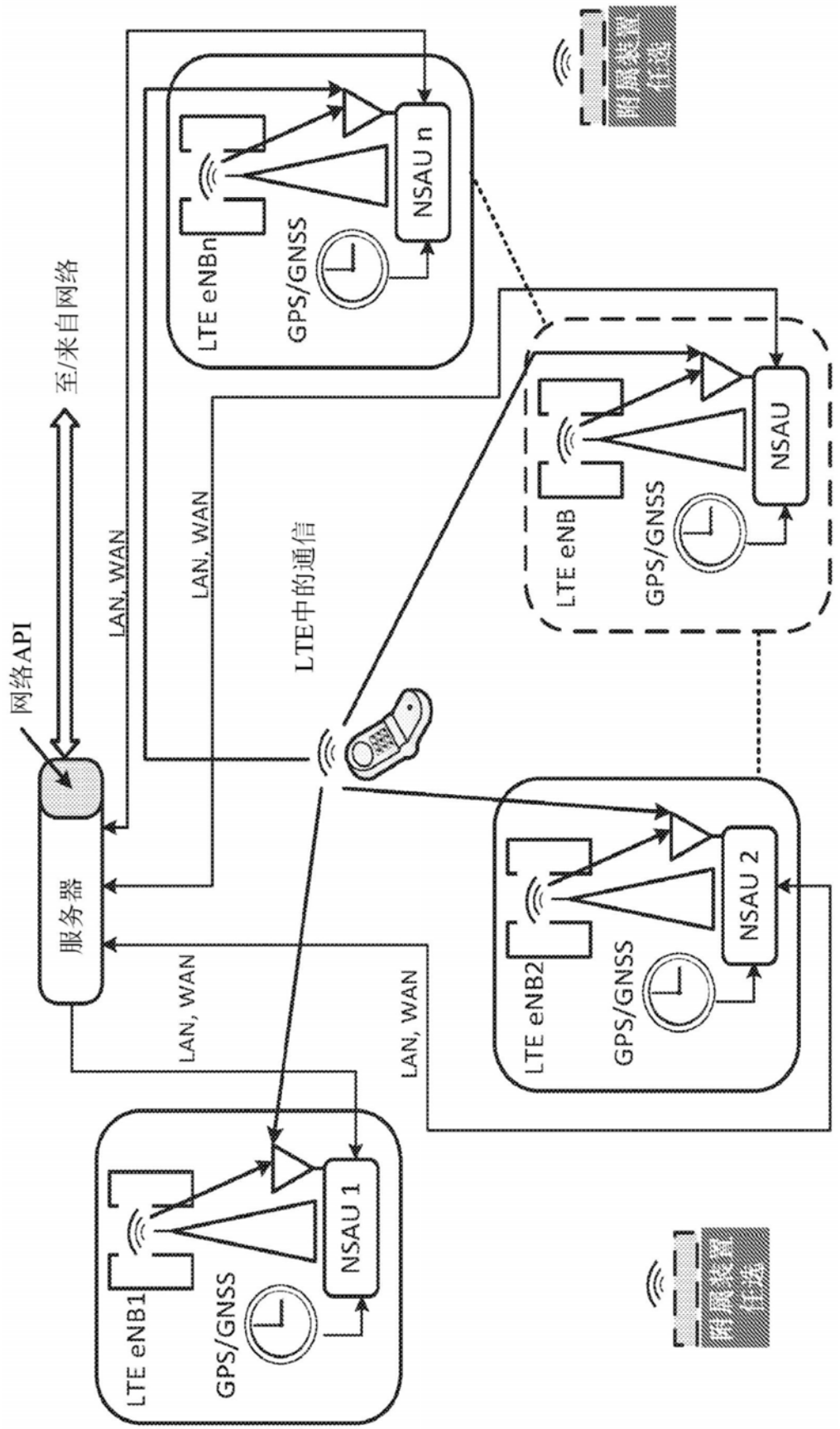

网络API
至/来自网络
服务器
LAN, WAN
LAN, WAN
LAN, WAN
LAN, WAN
LTE中的通信
LTE eNBn
GPS/GNSS
NSAU n
LTE eNB
GPS/GNSS
NSAU
LTE eNB2
GPS/GNSS
NSAU 2
LTE eNB1
GPS/GNSS
NSAU 1
附属设备
任选
附属设备
任选

图17

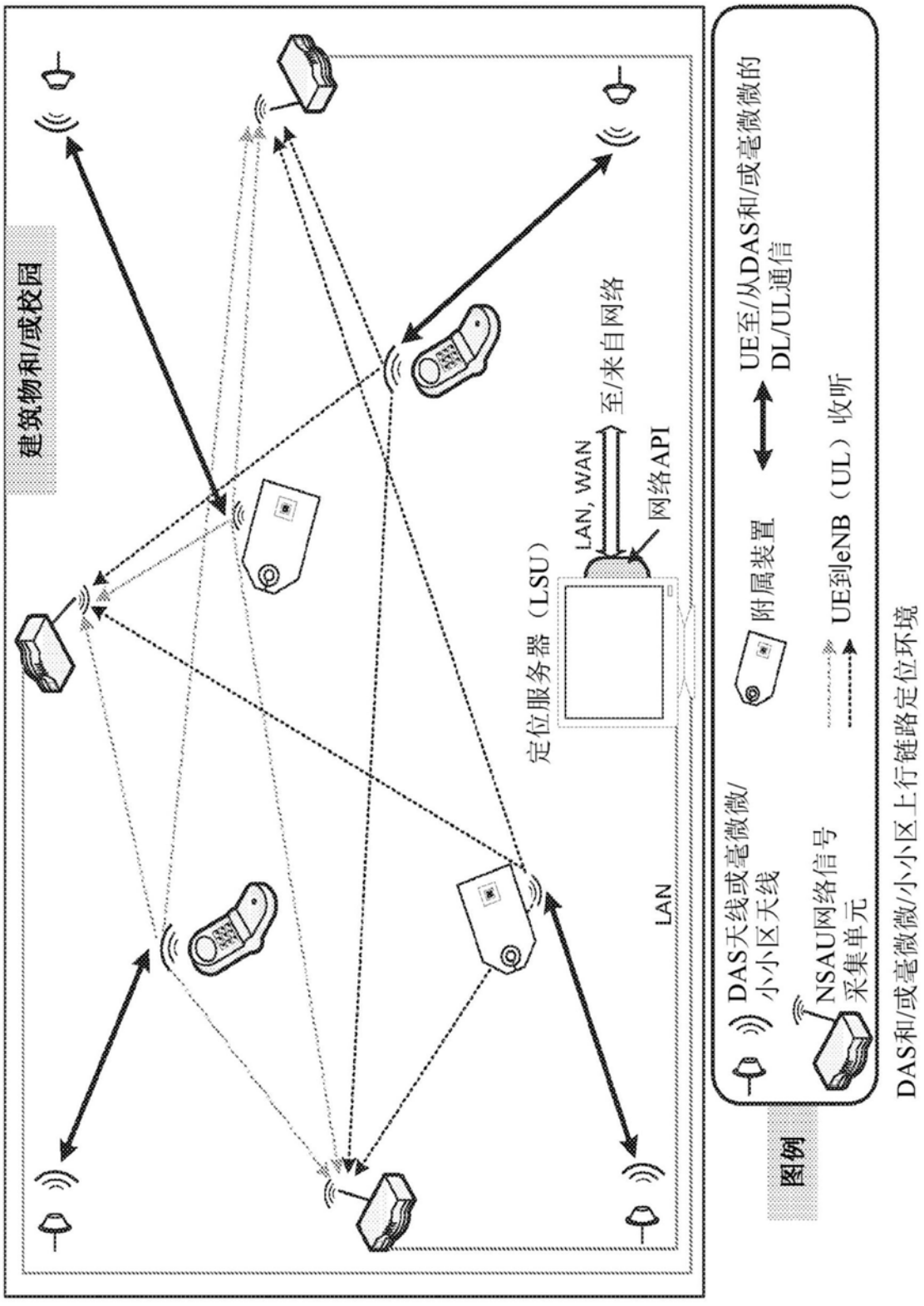

建筑物和/或校园
定位服务器（LSU）
LAN, WAN
网络API
至/来自网络
LAN
图例
DAS天线或毫微微/小小区天线
NSAU网络信号采集单元
附属装置
UE到eNB（UL）收听
UE至/从DAS和/或毫微微的DL/UL通信
DAS和/或毫微微/小小区上行链路定位环境

图18

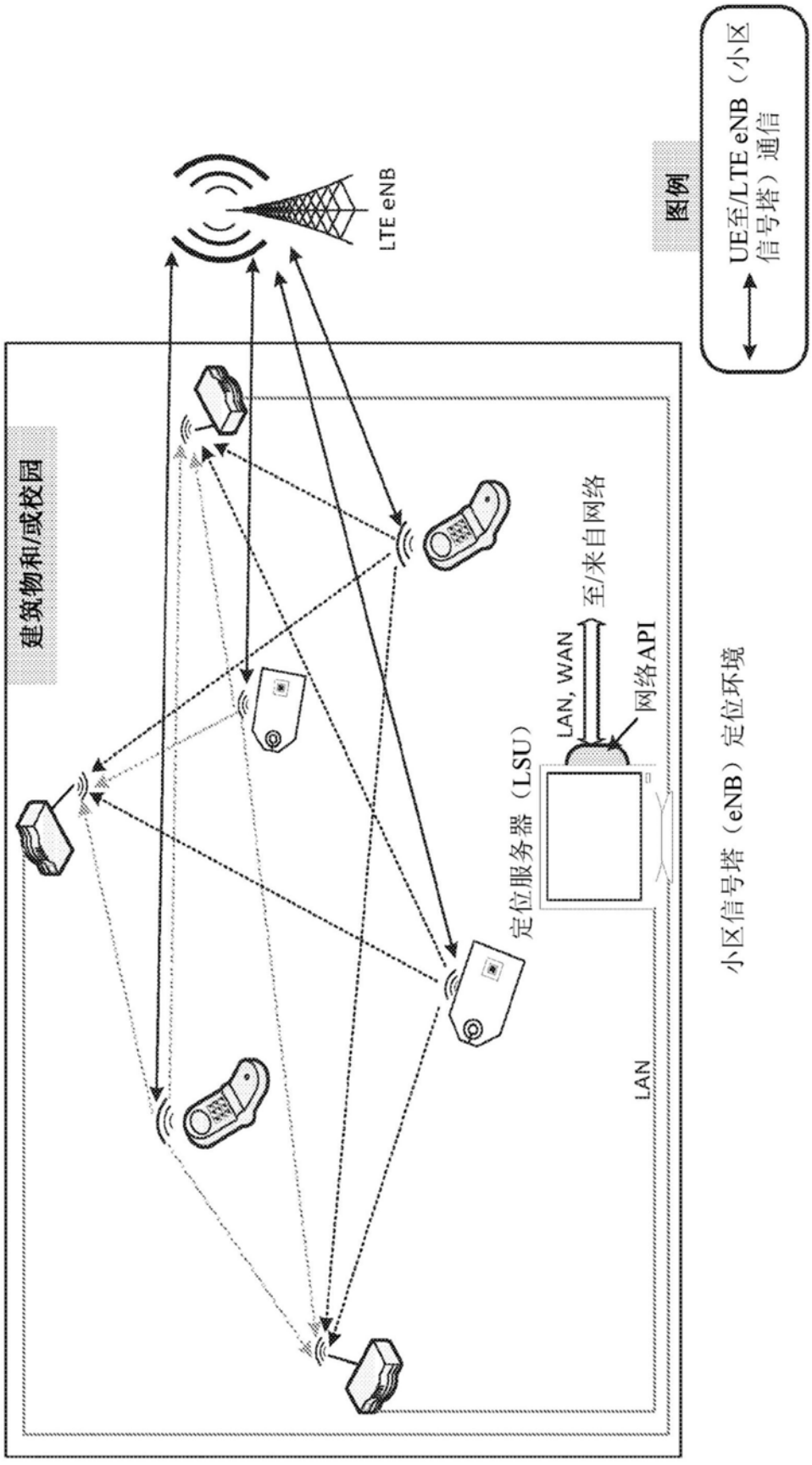

图例
UE至/LTE eNB（小区信号塔）通信
LTE eNB
建筑物和/或校园
至/来自网络
LAN, WAN
网络API
定位服务器（LSU）
LAN
小区信号塔（eNB）定位环境

图19

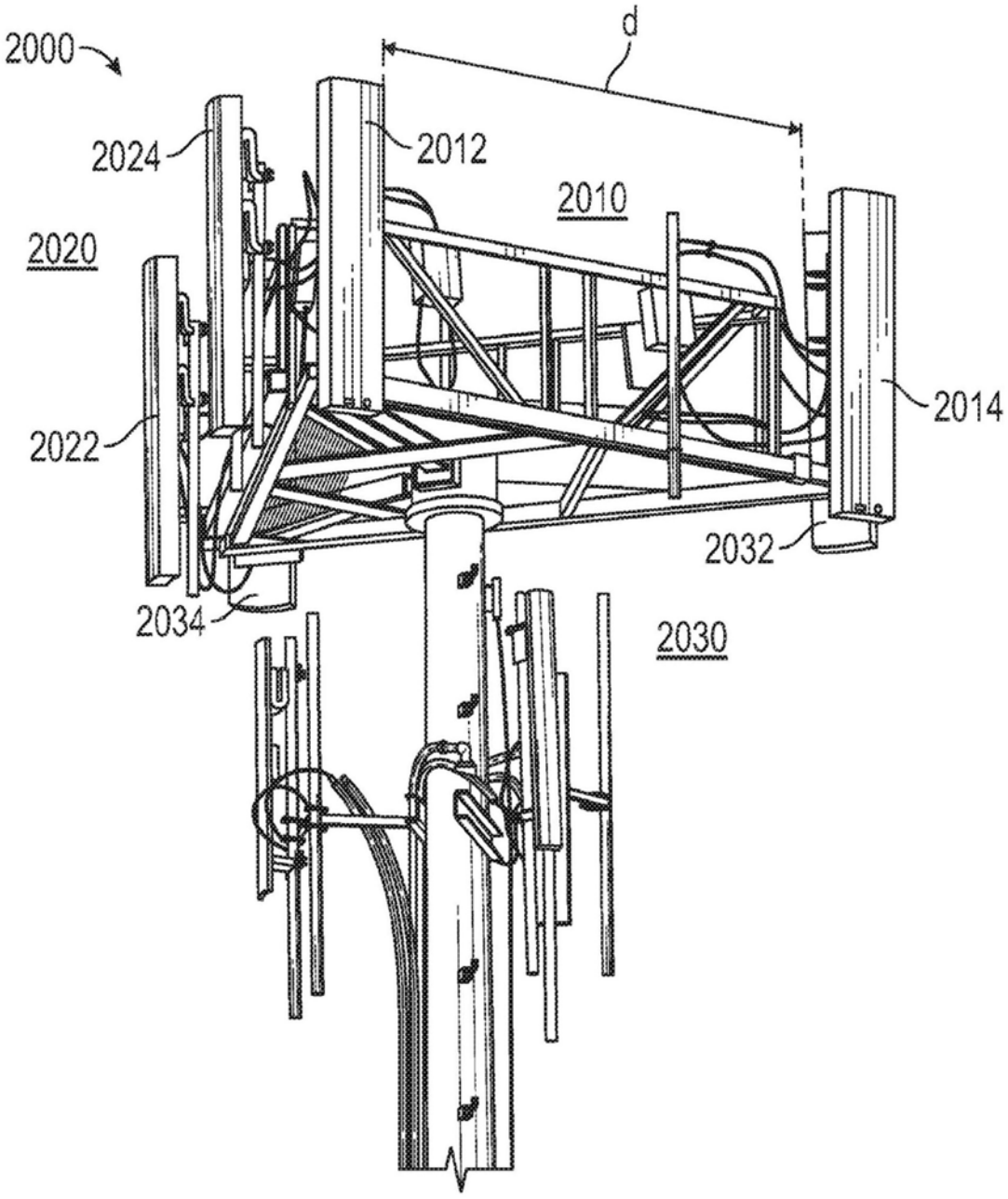


图20

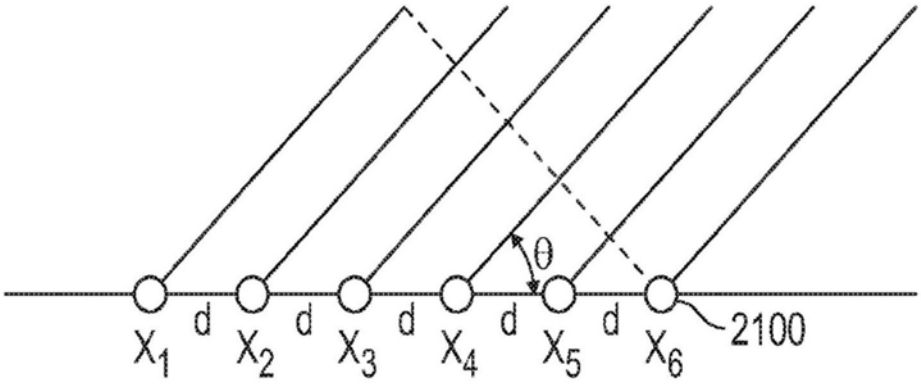


图21

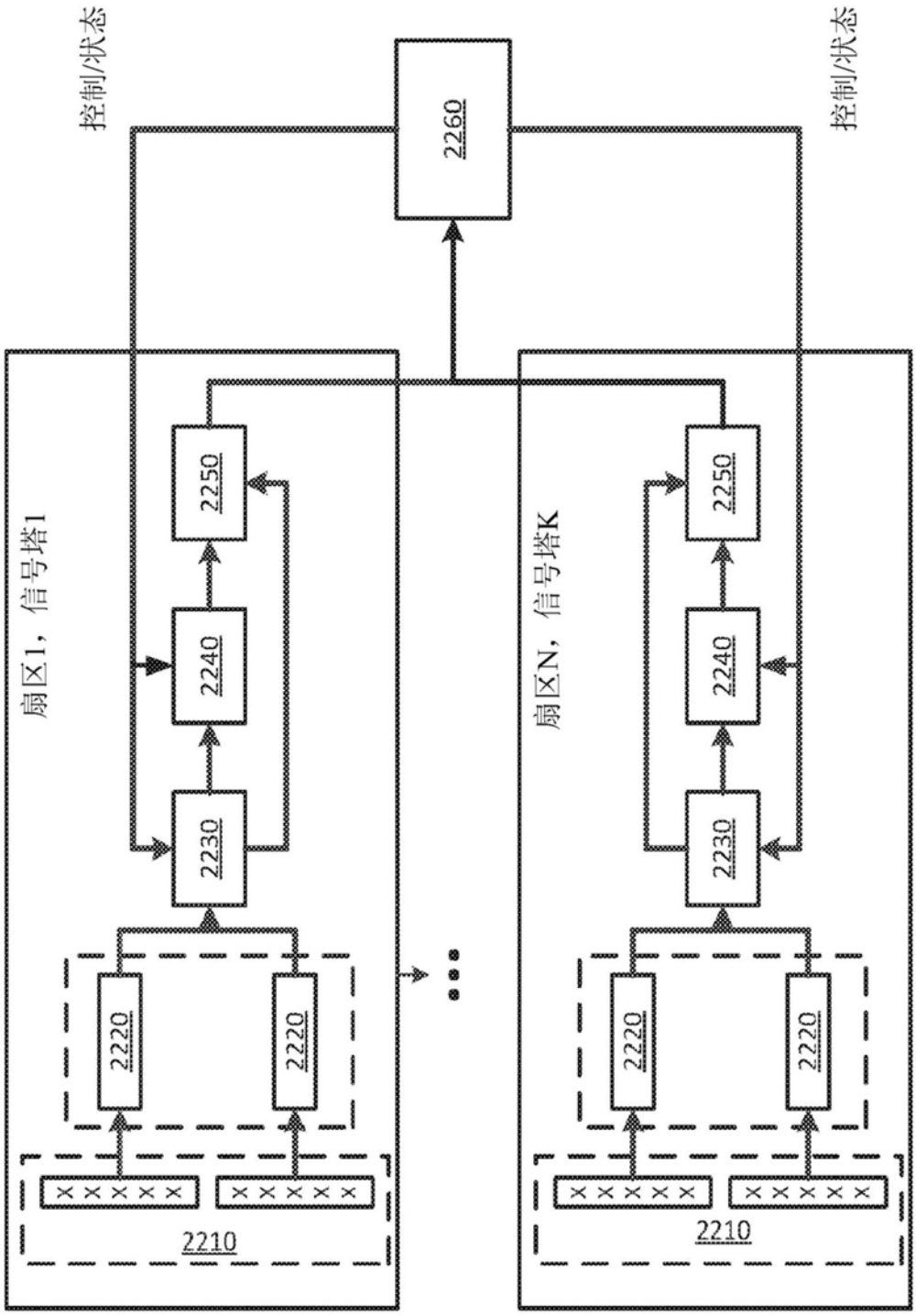

控制/状态
2260
控制/状态
扇区1，信号塔1
2250
2240
2230
2220
2220
2210
扇区N，信号塔K
2250
2240
2230
2220
2220
2210

图22

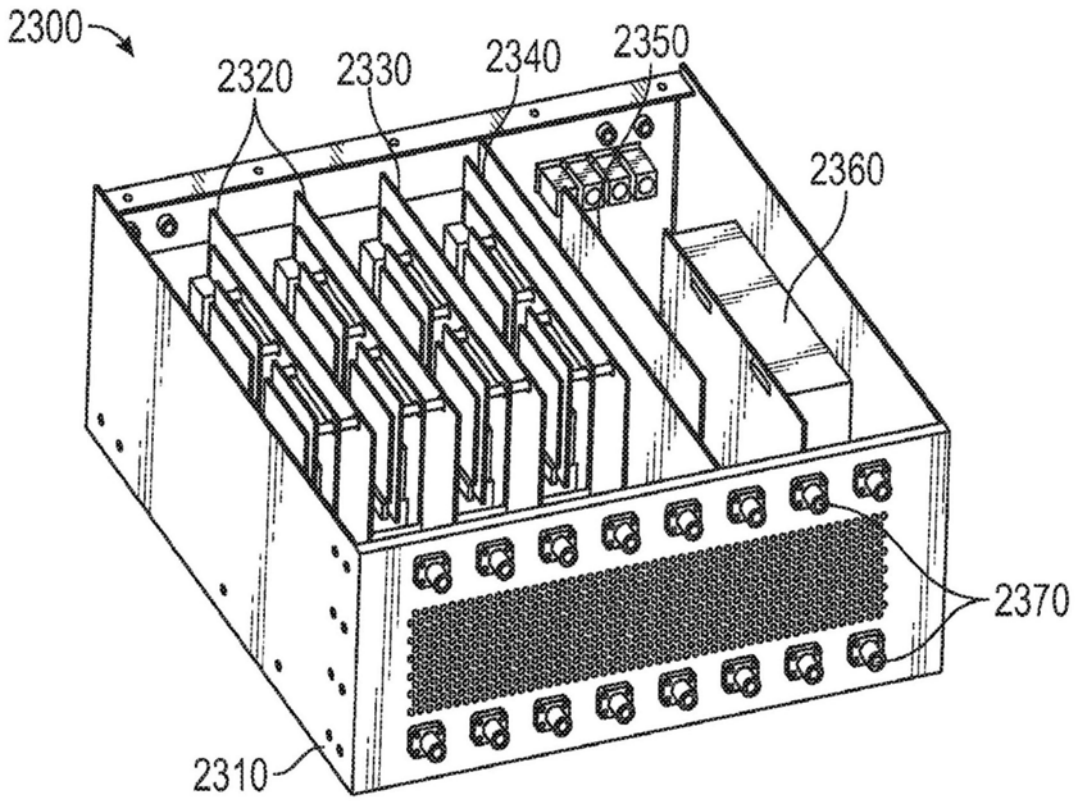


图23

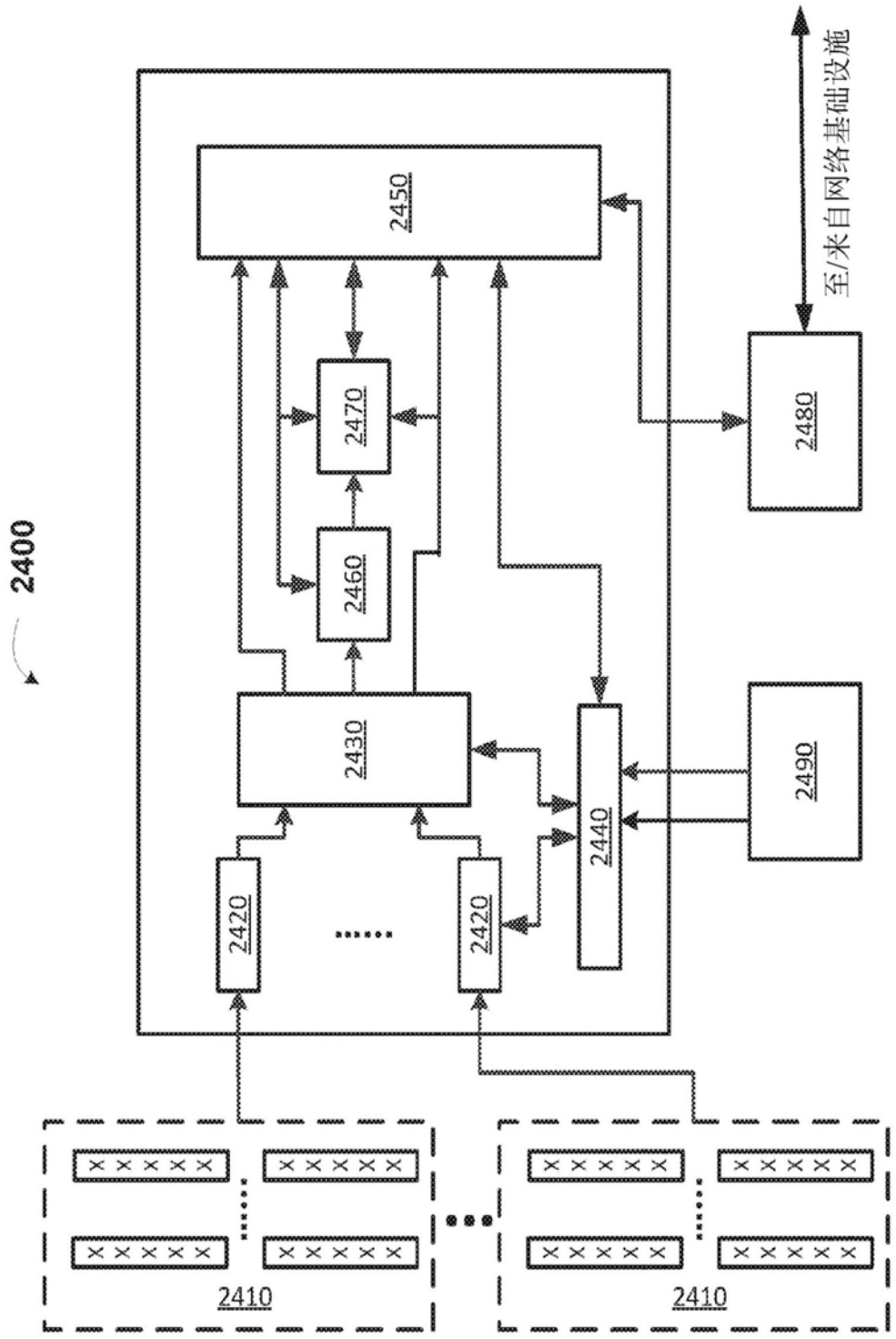

2400
2450
至/来自网络基础设施
2480
2470
2460
2430
2440
2490
2420
2420
2410
2410

图24

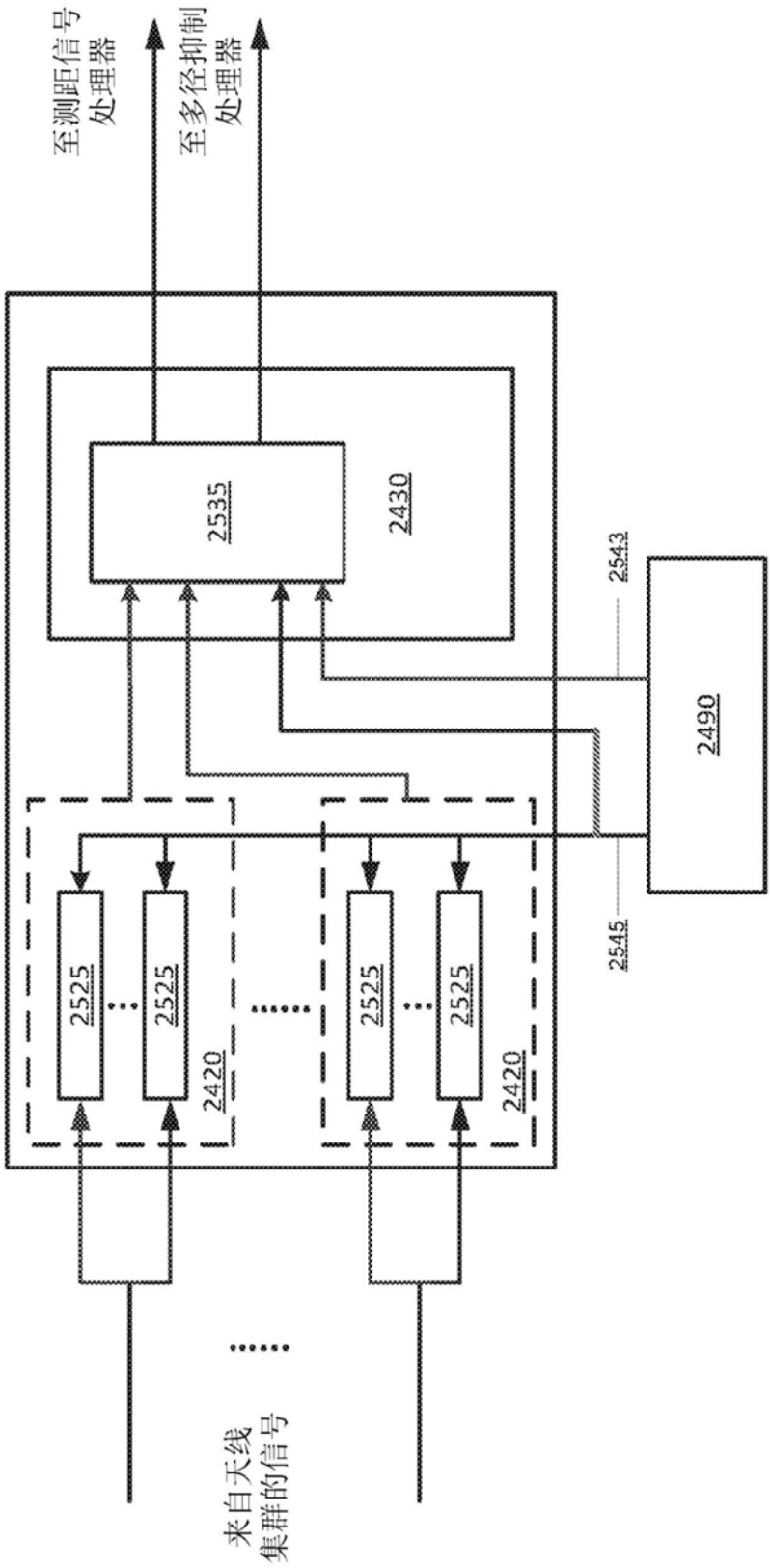

至测距信号处理器
至多径抑制处理器
2535
2430
2543
2490
2545
2525
2525
2525
2525
2420
2420
来自天线集群的信号

图25