



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106324623 B

(45)授权公告日 2019.01.11

(21)申请号 201610282466.4

(22)申请日 2012.08.02

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 106324623 A

(43)申请公布日 2017.01.11

(30)优先权数据  
61/514,369 2011.08.02 US  
13/296,067 2011.11.14 US  
13/412,487 2012.03.05 US  
13/535,626 2012.06.28 US

(62)分案原申请数据  
201280038639.8 2012.08.02

(73)专利权人 内克斯特纳夫有限公司  
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 诺曼·克拉斯纳 阿伦·拉古帕蒂

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

代理人 朱胜 陈炜

(51)Int.Cl.  
G01S 19/11(2010.01)  
G01S 19/45(2010.01)  
G01S 19/48(2010.01)  
G01S 1/04(2006.01)

(56)对比文件  
US 2010073229 A1,2010.03.25,  
US 6564064 B1,2003.05.13,  
Jose Angel et al..On Generalized  
Signal Waveforms for Satellite  
Navigation.《百度文库》.2008,

审查员 李二翠

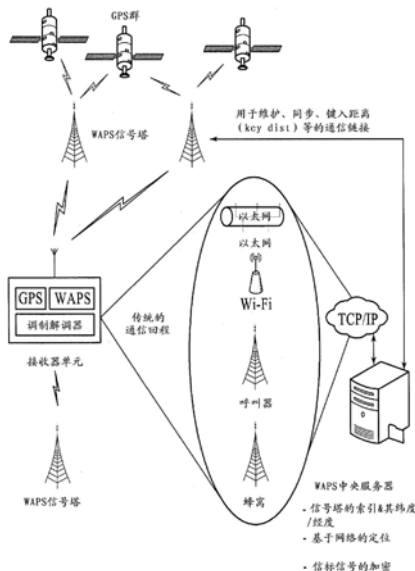
权利要求书4页 说明书77页 附图48页

(54)发明名称

用于减小交叉干扰的方法、处理器可读存储器和系统

(57)摘要

一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的方法包括:通过将接收器调谐到第二定位信号的频率、并且使第二定位信号与基准伪随机测距信号相关,减小第一定位信号对第二定位信号的交叉干扰,基准伪随机测距信号与第二伪随机测距信号匹配。第一定位信号和第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中。多个定位信号中的每一个均包括调制到在具有从有限的值集合中选择的载波频率的载波上的相应伪随机测距信号。第一定位信号的第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上。第二定位信号的第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上。



1. 一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的方法,所述方法包括:

通过将接收器调谐到所述第二定位信号的频率、并且使所述第二定位信号与基准伪随机测距信号相关,来减小所述第一定位信号对所述第二定位信号的交叉干扰,所述基准伪随机测距信号与所述第二伪随机测距信号匹配,

其中,所述第一定位信号和所述第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中,

其中,所述多个定位信号中的每一个相应定位信号均包括调制到在具有从有限的值集合中选择的相应载波频率的载波上的相应伪随机测距信号,

其中,所述第一定位信号的所述第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上,

其中,所述第二定位信号的所述第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,所述第二载波频率与所述第一载波频率偏移了小于或等于所述第一定位信号和所述第二定位信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移,

其中,所述偏移是(i)包括在所述第一定位信号和所述第二定位信号中的伪随机测距信号的帧速率与(ii)所述帧速率的 $1/Q$ 小部分的总和的倍数,其中, $Q$ 是整数,

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号被重复至少 $Q$ 个连续帧,并且

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号在 $Q$ 个伪随机帧的时间段上具有零的循环互相关。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述第一定位信号由所述多个发射器中的第一发射器发送,并且所述第二定位信号由所述多个发射器中的第二发射器发送。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号是不同的。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号是相同的。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中,连续接收所述第一伪随机测距信号多次,并且其中,连续接收所述第二伪随机测距信号多次。

6. 根据权利要求1所述的方法,所述方法包括:接收由不同的发射器非同时地发送的两个附加定位信号。

7. 根据权利要求1所述的方法,所述方法包括:从至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来接收所述多个定位信号以广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数并且 $m$ 小于或等于 $n$ 。

8. 根据权利要求1所述的方法,所述方法包括:从至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来接收所述多个定位信号以广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数并且 $m$ 大于 $n$ 。

9. 根据权利要求1所述的方法,所述方法包括:使用至少两个时间复用帧来接收所述多个定位信号中的一个定位信号,其中,所述至少两个时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中接收所接收的定位信号的定位数据,并且在所述二次帧中接收所接收

的定位信号的安全数据或认证数据。

10. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述载波频率中的每个载波频率与所述载波频率中的另一载波频率之差小于每个所述定位信号的带宽的25%。

11. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述载波频率中的每个相应载波频率是基频加上来自频率偏移的集合的不同偏移的总和,并且所述频率偏移的集合中的每个频率偏移是最小非零偏移的倍数,以及其中,所述频率偏移的集合对应于

$$0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$$

其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于频率偏移的集合中的频率偏移的数量的整数。

12. 根据权利要求11所述的方法,其中,整数 $k_0$ 具有等于或大于二中的至少一个的幅值。

13. 根据权利要求11所述的方法,所述方法包括:对数量等于 $Q$ 或等于 $Q$ 的整数倍的多个定位信号PN帧进行相干积分。

14. 根据权利要求11所述的方法,其中, $Q$ 等于构成发射器超组的发射器组的数量,所述发射器超组包括多个发射器,所述方法包括:对数量大于 $Q$ 的多个定位信号PN帧进行相干积分。

15. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述多个发射器包括发射器超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组均包括按照几何图案布置的多个发射器,以及其中,所述多个组中的每个组使用多个时隙来发送所述多个定位信号。

16. 一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的设备,所述设备包括:

用于通过将接收器调谐到所述第二定位信号的频率并且使所述第二定位信号与基准伪随机测距信号相关来减小所述第一定位信号对所述第二定位信号的交叉干扰的装置,所述基准伪随机测距信号与所述第二伪随机测距信号匹配,

其中,所述第一定位信号和所述第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中,

其中,所述多个定位信号中的每一个相应定位信号均包括调制到具有从有限的值集合中选择的相应载波频率的载波上的相应伪随机测距信号,

其中,所述第一定位信号的所述第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上,

其中,所述第二定位信号的所述第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,所述第二载波频率与所述第一载波频率偏移了小于或等于所述第一定位信号和所述第二定位信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移,

其中,所述偏移是(i)包括在所述第一定位信号和所述第二定位信号中的伪随机测距信号的帧速率与(ii)所述帧速率的 $1/Q$ 小部分的总和的倍数,其中, $Q$ 是整数,

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号被重复至少 $Q$ 个连续帧,并且

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号在 $Q$ 个伪随机帧的时间段上具有零的循环互相关。

17. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述第一定位信号由所述多个发射器中的第一

发射器发送,并且所述第二定位信号由所述多个发射器中的第二发射器发送。

18. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号是不同的。

19. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号是相同的。

20. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述第一伪随机测距信号被连续接收多次,并且其中,所述第二伪随机测距信号被连续接收多次。

21. 根据权利要求16所述的设备,所述设备包括:用于接收由不同的发射器非同时地发送的两个附加定位信号的装置。

22. 根据权利要求16所述的设备,所述设备包括:用于从至少m个发射器在时间复用帧中使用n个时隙来接收所述多个定位信号以广播所述多个定位信号的装置,其中,m和n是正整数并且m小于或等于n。

23. 根据权利要求16所述的设备,所述设备包括:用于从至少m个发射器在时间复用帧中使用n个时隙来接收所述多个定位信号以广播所述多个定位信号的装置,其中,m和n是正整数并且m大于n。

24. 根据权利要求16所述的设备,所述设备包括:用于使用至少两个时间复用帧来接收所述多个定位信号中的一个定位信号的装置,其中,所述至少两个时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中接收所接收的定位信号的定位数据,并且在所述二次帧中接收所接收的定位信号的安全数据或认证数据。

25. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述载波频率中的每个载波频率与所述载波频率中的另一载波频率之差小于每个所述定位信号的带宽的25%。

26. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述载波频率中的每个相应载波频率是基频加上来自频率偏移的集合的不同偏移的总和,并且所述频率偏移的集合中的每个频率偏移是最小非零偏移的倍数,以及其中,所述频率偏移的集合对应于

$$0, k_0R + R/Q, 2k_0R + 2R/Q, 3k_0R + 3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R + (Q-1)R/Q,$$

其中,R表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且Q表示等于频率偏移的集合中的频率偏移的数量的整数。

27. 根据权利要求26所述的设备,其中,整数 $k_0$ 具有等于或大于二中的至少一个的幅值。

28. 根据权利要求26所述的设备,所述设备包括:用于对数量等于Q或等于Q的整数倍的多个定位信号PN帧进行相干积分的装置。

29. 根据权利要求26所述的设备,其中,Q等于构成发射器超组的发射器组的数量,所述发射器超组包括多个发射器,所述设备包括:用于对数量大于Q的多个定位信号PN帧进行相干积分的装置。

30. 根据权利要求16所述的设备,其中,所述多个发射器包括发射器超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组均包括按照几何图案布置的多个发射器,以及其中,所述多个组中的每个组使用多个时隙来发送所述多个定位信号。

31. 一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的系统,其中,所述系统可操作成:

通过将接收器调谐到所述第二定位信号的频率、并且使所述第二定位信号与基准伪随

机测距信号相关,来减小所述第一定位信号对所述第二定位信号的交叉干扰,所述基准伪随机测距信号与所述第二伪随机测距信号匹配,

其中,所述第一定位信号和所述第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中,

其中,所述多个定位信号中的每一个相应定位信号均包括调制到具有从有限的值集合中选择的相应载波频率的载波上的相应伪随机测距信号,

其中,所述第一定位信号的所述第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上,

其中,所述第二定位信号的所述第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,所述第二载波频率与所述第一载波频率偏移了小于或等于所述第一定位信号和所述第二定位信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移,

其中,所述偏移是(i)包括在所述第一定位信号和所述第二定位信号中的伪随机测距信号的帧速率与(ii)所述帧速率的 $1/Q$ 小部分的总和的倍数,其中, $Q$ 是整数,

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号被重复至少 $Q$ 个连续帧,并且

其中,所述第一伪随机测距信号和所述第二伪随机测距信号在 $Q$ 个伪随机帧的时间段上具有零的循环互相关。

32. 根据权利要求31所述的系统,其中,所述第一定位信号由所述多个发射器中的第一发射器发送,并且所述第二定位信号由所述多个发射器中的第二发射器发送。

33. 根据权利要求31所述的系统,其中,所述载波频率中的每个载波频率与所述载波频率中的另一载波频率之差小于每个所述定位信号的带宽的25%。

34. 根据权利要求31所述的系统,其中,所述载波频率中的每个相应载波频率是基频加上来自频率偏移的集合的不同偏移的总和,并且所述频率偏移的集合中的每个频率偏移是最小非零偏移的倍数,以及其中,所述频率偏移的集合对应于

$$0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$$

其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于频率偏移的集合中的频率偏移的数量的整数。

35. 根据权利要求34所述的系统,其中,所述整数 $k_0$ 具有等于或大于二中的至少一个的幅值。

36. 根据权利要求34所述的系统,其中,所述接收器对数量等于 $Q$ 或等于 $Q$ 的整数倍的多个定位信号PN帧进行相干积分。

37. 根据权利要求34所述的系统,其中, $Q$ 等于构成发射器超组的发射器组的数量,所述发射器超组包括多个发射器,其中,所述接收器对数量大于 $Q$ 的多个定位信号PN帧进行相干积分。

38. 根据权利要求31所述的系统,其中,所述多个发射器包括发射器超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组均包括按照几何图案布置的多个发射器,以及其中,所述多个组中的每个组使用多个时隙来发送所述多个定位信号。

39. 一个或更多个处理器可读存储器,其存储适于在至少一个处理器上运行的应用程序,以实现根据权利要求1-15中任一项所述的方法。

## 用于减小交叉干扰的方法、处理器可读存储器和系统

[0001] 本发明申请是申请日期为2012年8月2日、申请号为“201280038639.8”、发明名称为“广域定位系统(WAPS)中的小区组织和传输方案”的发明专利申请的分案申请。

[0002] 相关申请

[0003] 本申请要求2011年8月2日提交的美国(US)专利申请第61/514,369号的权益。

[0004] 本申请是2012年6月28日提交的US专利申请第13/535,626号的部分继续申请。

[0005] 本申请是2012年3月5日提交的US专利申请第13/412,487号的部分继续申请,US专利申请第13/412,487号是2009年9月10日提交的US专利申请第12/557,479号(现在是US专利第8,130,141号)的继续申请。

[0006] 本申请是2011年11月14日提交的US专利申请第13/296,067号的部分继续申请,US专利申请第13/296,067号是2009年9月10日提交的US专利申请第12/557,479号(现在是US专利第8,130,141号)的部分继续申请。

### 技术领域

[0007] 这里的公开主要涉及定位系统。特别地,本公开涉及广域定位系统。

### 发明内容

[0008] 根据本发明的第一方面。提供了一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的方法,该方法包括:通过将接收器调谐到第二定位信号的频率、并且使第二定位信号与基准伪随机测距信号相关,来减小第一定位信号对第二定位信号的交叉干扰,该基准伪随机测距信号与第二伪随机测距信号匹配。第一定位信号和第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中。多个定位信号中的每一个均包括调制到在具有从有限的值集合中选择的载波频率的载波上的相应伪随机测距信号。第一定位信号的第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上。第二定位信号的第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,第二载波频率与第一载波频率偏移了小于或等于第一定位信号和第二定位信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移。

[0009] 根据本发明的第二方面,一种处理器可读存储器,其存储适于在至少一个处理器上运行以实现下述方法的应用程序,该方法用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰,该方法包括:通过将接收器调谐到第二定位信号的频率、并且使第二定位信号与基准伪随机测距信号相关,来减小第一定位信号对第二定位信号的交叉干扰,基准伪随机测距信号与第二伪随机测距信号匹配。第一定位信号和第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中。多个定位信号中的每一个均包括调制到具有从有限的值集合中选择的载波频率的载波上的相应伪随机测距信号。第一定位信号的第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上。第二定位信号的第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,第二载波频率与第一载波频率偏移了小于或等于第一定位信号和第二定位

信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移。

[0010] 根据本发明的第三方面,提供了一种用于减小具有第一伪随机测距信号的第一定位信号对具有第二伪随机测距信号的第二定位信号的交叉干扰的系统,该系统:通过将接收器调谐到第二定位信号的频率、并且使第二定位信号与基准伪随机测距信号相关,来减小第一定位信号对第二定位信号的交叉干扰,基准伪随机测距信号与第二伪随机测距信号匹配。第一定位信号和第二定位信号包括在位于不同位置处的多个发射器同时发送的多个定位信号中。多个定位信号中的每一个均包括调制到具有从有限的值集合中选择的载波频率的载波上的相应伪随机测距信号。第一定位信号的第一伪随机测距信号被调制到具有第一载波频率的一个载波上。第二定位信号的第二伪随机测距信号被调制到具有第二载波频率的一个载波上,第二载波频率与第一载波频率偏移了小于或等于第一定位信号和第二定位信号中的每个定位信号的带宽的25%的偏移。

### 背景技术

[0011] 像全球定位系统(GPS)等定位系统已经使用了许多年。然而,在不良信号条件下,这些传统的定位系统可能具有劣化的性能。

[0012] 通过引用的包含

[0013] 在本说明书中提及的每个专利、专利申请书和/或公开的全部内容,在与像每个单独的专利、专利申请书和/或公开被具体并单独地指出通过引用包含一样相同的程度,通过引用包含于此。

### 附图说明

[0014] 图1是实施例下的广域定位系统的框图。

[0015] 图2示出了实施例下的包括多组小区的示例小区组织,其中,每个组是七小区组。

[0016] 图3示出了实施例下的使用与三组重复模式一起使用的单个最大长度代码的示例小区组织。

[0017] 图4示出了实施例下的包括位于在时隙1期间进行发射的发射器之间的中途的三个接收器的示例配置。

[0018] 图5A和5B示出了实施例下的相干积分排斥对比载波频率偏移(模帧速率)的图表。

[0019] 图6示出了详细说明实施例下的各种小区配置的性能比较的表。

[0020] 图7示出了实施例下的7G/7F和1M/7F配置的0延迟(lag)偏移处的互相关的表。

[0021] 图8示出了实施例下的通过帧积分而获得的最坏情况相干积分增益对比两个发射器之间的差速的图表。

[0022] 图9示出了实施例下的PN代码的7个不同置换。

[0023] 图10示出了实施例下的基于运行长度(即,峰值的任一侧的多少连续相位具有峰值的1/1023倍的自相关)的优先黄金代码列表。

[0024] 图11是实施例下的同步信标的框图。

[0025] 图12是实施例下的使用中继器配置的定位系统的框图。

[0026] 图13是可选实施例下的使用中继器配置的定位系统的框图。

[0027] 图14示出了实施例下的信号塔同步。

- [0028] 图15是实施例下的GPS受律PPS发生器的框图。
- [0029] 图16是实施例下的GPS受律振荡器。
- [0030] 图17示出了实施例下的用于对PPS和使得发射器的模拟部分能够发送数据的信号之间的时间差进行计数的信号图。
- [0031] 图18是实施例下的差分WAPS系统的框图。
- [0032] 图19示出了实施例下的共视时间传递。
- [0033] 图20示出了实施例下的双向时间传递。
- [0034] 图21是实施例下的接收器单元的框图。
- [0035] 图22是实施例下的RF模块的框图。
- [0036] 图23示出了实施例下的信号上转换和/或下转换。
- [0037] 图24是实施例下的具有多个接收链的接收器系统的框图,其中,可以临时使用接收链中的一个用于接收WAPS信号并对其进行处理。
- [0038] 图25是示出实施例下的在定位系统中共享的时钟的框图。
- [0039] 图26是实施例下的从WAPS到GNSS接收器的协助传递的框图。
- [0040] 图27是示出实施例下的从GNSS接收器到WAPS接收器的辅助信息的传递的框图。
- [0041] 图28是实施例下的从WAPS服务器提供WAPS协助信息的示例配置。
- [0042] 图29是实施例下的估计 $h[n]$ 中的最早到达路径的流程图。
- [0043] 图30是实施例下的估计基准相关函数的流程图。
- [0044] 图31是实施例下的估计噪声子空间的流程图。
- [0045] 图32是可选实施例下的估计噪声子空间的流程图。
- [0046] 图33是另一可选实施例下的估计噪声子空间的流程图。
- [0047] 图34是又一可选实施例下的估计噪声子空间的流程图。
- [0048] 图35是再一可选实施例下的估计噪声子空间的流程图。
- [0049] 图36是实施例下的基准海拔压力系统的框图。
- [0050] 图37是实施例下的集成了基准海拔压力系统的WAPS的框图。
- [0051] 图38是实施例下的使用来自各个系统的范围测量值的混合位置估计的框图。
- [0052] 图39是实施例下的使用来自各个系统的位置估计值的混合位置估计的框图。
- [0053] 图40是实施例下的使用来自各个系统的范围和位置估计值的组合的混合位置估计的框图。
- [0054] 图41是实施例下的确定混合位置解的流程图,其中,当GNSS/WAPS位置和/或速度估计值的质量好时,反馈来自WAPS/GNSS系统的位置/速度估计值,以帮助校准不时的传感器的漂移偏置。
- [0055] 图42是实施例下的确定混合位置解的流程图,其中,在不需要明确反馈的情况下,作为GNSS和/或WAPS单元中的位置/速度计算的一部分,来估计传感器参数(例如偏置、比例和漂移)。
- [0056] 图43是实施例下的确定混合位置解的流程图,其中,将传感器校准与各个位置计算单元分离。
- [0057] 图44是实施例下的确定混合位置解的流程图,其中,作为各个位置计算单元的状态的一部分来进行传感器参数估计。

- [0058] 图45示出了实施例下的WAPS和其它系统之间的信息的交换。
- [0059] 图46是示出实施例下的FM接收器和WAPS接收器之间的地点、频率和时间估计值的交换的框图。
- [0060] 图47是示出实施例下的WLAN/BT收发器和WAPS接收器之间的地点、时间和频率估计值的交换的框图。
- [0061] 图48是示出实施例下的蜂窝收发器和WAPS接收器之间的地点、时间和频率估计值的交换的框图。
- [0062] 图49示出了实施例下的并行复合相关器架构。
- [0063] 图50示出了实施例下的从具有并行随机访问读取能力的两个16位移位寄存器单元得出的32位移位寄存器实现。
- [0064] 图51示出了实施例下的移位运算和读出运算速率。
- [0065] 图52示出了实施例下的实现 $1023 \times n$ 位加法器的加法器树的结构。
- [0066] 图53是实施例下的会话密钥设定的框图。
- [0067] 图54是实施例下的加密的流程图。
- [0068] 图55是可选实施例下的用于加密的安全架构的框图。

### 具体实施方式

[0069] 描述用于确定接收器的位置的系统和方法。实施例的定位系统包括发射器网络，发射器网络包括广播定位信号的发射器。定位系统包括远程接收器，远程接收器获取并跟踪定位信号和/或卫星信号。卫星信号是基于卫星的定位系统的信号。远程接收器的第一模式使用基于终端的定位，其中，远程接收器使用定位信号和/或卫星信号计算位置。定位系统包括耦接到远程接收器的服务器。远程接收器的第二工作模式包括基于网络的定位，其中，服务器根据定位信号和/或卫星信号计算远程接收器的位置，其中，远程服务器接收并向服务器传递定位信号和/或卫星信号。

[0070] 实施例的确定位置的方法包括在远程接收器处接收定位信号和卫星信号中的至少一个。从包括多个发射器的发射器网络接收定位信号。从基于卫星的定位系统接收卫星信号。该方法包括使用基于终端的定位和基于网络的定位中的一个，确定远程接收器的位置。基于终端的定位包括使用定位信号和卫星信号中的至少一个，在远程接收器处计算远程接收器的位置。基于网络的定位包括使用定位信号和卫星信号中的至少一个，在远程服务器处计算远程接收器的位置。

[0071] 描述了一种位置定位系统，其包括广播定位信号的发射器。每个广播的定位信号包括伪随机测距信号。该位置定位系统包括远程接收器，远程接收器获取并测量在该远程接收器处接收到的定位信号的到达时间。在时间间隔期间，发射器同时发送并且远程接收器同时接收至少两个定位信号。这两个定位信号具有彼此偏移小于这两个定位信号中的每个定位信号的带宽的近似25%的偏移的载波频率。通过将远程接收器调谐到这两个定位信号中的选择的信号的频率，并且将该选择的信号与和发送的该选择的信号的伪随机测距信号匹配的基准伪随机测距信号相互关联，来减少定位信号之间的交叉干扰。

[0072] 在下面的描述中，引入大量具体细节，来提供对所描述的系统和方法的全面理解并且使得能够对所描述的系统和方法进行描述。然而，相关领域技术人员将认识到，可以在

没有这些具体细节中的一个或更多的情况下或者使用其它部件、系统等实践这些实施例。在其它实例中,不示出或者不详细描述已知结构或者运算,以避免遮蔽公开的实施例的各方面。

[0073] 图1是实施例情况下的定位系统的框图。这里也称为广域定位系统(WAPS)或者“系统”的定位系统包括:同步信标的网络;接收器单元,获取并跟踪信标和/或全球定位系统(GPS)卫星,并且任选地具有地点计算引擎;以及服务器,包括发送信标(例如具有发射器的信号塔)的索引(index)。WAPS还包括收费接口(billing interface)、专用加密算法以及任选地地点计算引擎。系统在许可/未许可的工作频带中工作,并且为了地点和导航目的发送专用波形。WAPS系统可以单独使用、为了更好的地点解(location solution)而与其它定位系统结合使用,或者用来辅助其它定位系统。在这里的上下文中,定位系统包括对纬度、经度和海拔高度坐标中的一个或更多个进行定位的系统。

[0074] 在这里的描述中,对术语‘GPS’的称谓具有比GNSS(全球导航卫星系统)更广泛的意义。仅举几个例子,这里使用的GNSS可以包括诸如Glonass等其它已有卫星定位系统以及诸如Galileo和Compass/Beidou等未来定位系统。

[0075] 当系统在相对小的区域中工作时,使用时分复用(TDMA),可以获得WAPS的良好性能。在TDMA中,通过在不同的时隙中进行发送,来彼此区分来自不同信标的发送。大量的时隙(任选地加上诸如同步信息等辅助信息)通常被布置到时间复用帧中,并且通常(虽然不是总是)信标在一个或更多个时隙中发送每个复用帧。当对于发送,每秒分配少量时隙(例如10个)时,TDMA的效率高。然而,当在较大的地理区域中工作时,除非分配相对大量的时隙(例如50至100个),否则可能出现用户同时接收到来自多个信号塔的发送的情况。实际上,非常可能接收器将接收到来自不同信号塔或发射器的至少两个并发发送,并且要通过附加编码方法来彼此区分这些并发发送。因此,这种变形系统不再是TDMA系统,而是包含TDMA和附加复用方法的混合系统。

[0076] 实施例的附加复用方法可以包括码分复用(CDMA),其中,对不同的信标分配具有从一个到另一个的良好的互相关性质的不同的伪随机(PN)扩展代码。这些PN代码的示例是在GPS中并且在许多其它通信系统中使用的黄金代码。可选地或者另外,复用方法可以包括这里称为“频移复用”(FOM)的方法,其中,使用小的载波频率移位,来区分来自不同信标的发送。在实施例中,使用TDMA、CDMA和/或FOM的一些组合,来区分定位接收器可能同时接收到的来自信标的发送。

[0077] 注意,将伪随机扩展代码的不重复周期称为PN帧周期,并且将不重复序列称为PN帧。特别在将CDMA和TDMA组合为混合系统时,要将这与和上述TDMA相关联的时间复用帧进行区分。作为示例,系统可以使用每个时隙100个PN帧,并且每个(时间)复用帧10个时隙。在这种情况下,时间复用帧周期等于1000个PN帧周期。在下面的描述中,使用术语复用帧和PN帧来区分TDMA帧和PN帧。当上下文清楚时,在提到帧时,可以删除术语“PN”和“复用”。

[0078] 注意,在WAPS中,与多址接入蜂窝通信系统相比,需要定位接收器以接收并测量来自多个发射器的信号的到达时间。实际上,需要接收来自四个或更多个地理位置分散的信标的能量。在诸如郊区和城市等许多环境中,信号阻隔和衰减导致接收到的来自这些源的功率水平分散在高动态范围,也许是40dB或更多上。这对定位接收器以区分接收到的信号彼此的能力设置了非常大的限制。因此,需要对在这种环境下工作的接收器进行定位,以对

在大动态范围上接收到的信号进行接收和处理。此外,这些接收器还同时对从大量信标接收到的信号进行删除和处理。

[0079] 另一考虑关于交叉干扰对位置地点精度的影响。在蜂窝通信系统中,主要关心以低错误概率对数据流进行解调。通过使用纠错编码,使干扰信号对希望的信号的影响最小。然而,对于WAPS系统,干扰信号不仅影响数据,还降低位置测量的精度,因此需要减少交叉干扰的量。在去除干扰之后,希望关注的其余信号相对于背景噪声和残余干扰具有30dB或更大的能量。特别在多路环境中,这使得能够进行准确的测距测量。对于蜂窝通信系统,一般没有这种限制。

[0080] 这里的示例示出了在城市或者广域环境中工作的定位接收器进行的检测和处理,可能需要超过50个的大量信标。如上面所指出的,如果使用纯粹的TDMA来对此进行实现,则将需要大量时隙(例如50或更多个)来对大的地理区域提供服务。这种大量时隙将具有各种负面后果。例如,每个信标必须发送包括其位置和各種定时校正值的数据。大量时隙导致接收所有必要的数据需要非常长的全部帧周期。如果为了克服该问题而以高速率发送数据,则对系统灵敏度不利。这里描述的混合复用方法克服了这些问题。这是因为仅使用少量时隙,但是这使定位接收器同时接收来自多个信标的信号。这里描述的混合复用方法提供用于区分这些同时接收到的信号的信号分离能力。

[0081] 为了清楚地描述这里的实施例的概念,这里提供各自集中在六边形地理区域中的信标或发射器的特定配置。这里描述的实施例不局限于这种配置,但是通过该示例清楚地阐释这里描述的实施例。特别地,这里的描述假设基本TDMA组是以六边形模式布置的七小区“组”,并且每个组使用7个时隙。另外,假设每个发射器使用帧周期为1msec的长度为1023的PN代码。再一次,仅针对该示例引入该限制,并且其它PN代码长度和帧周期同样适用。

[0082] 图2示出了实施例下的包括大量小区或发射器组(例如B、G、N、P、R、W、Y)的示例小区组织200,其中,每个组是七小区组。将例如标记为W的组的特定组与对其进行包围的六个类似组(各自以不同的字母、例如R、B、P、Y、N、G命名)一起称为“超组”。示例性TDMA/CDMA配置使用七(7)个时隙和七(7)个PN代码,从而使得可以对每个七小区组分配一个黄金代码,并且在每个小区中示出的数字表示不同的时隙。在超组中,分配的黄金代码从一个组到下一个组而不同。因此,在该示例配置中,仅需要七个代码,来向超组中的每个小区提供唯一时隙/代码对,在该示例中,超组包含总共49个小区。具有相同代码和时隙的小区之间的距离近似为七个小区的宽度。将这种配置称为1G/7G,以指示每个组仅使用一个黄金代码,并且超组总共使用七(7)个黄金代码。

[0083] 在可选配置中,对构成超组的七(7)个组中的每一个分配不同频率偏移(一般为几kHz)。如果结合上述1G/7G系统对此进行使用,则将其称为1G/7G-7F。因此,在这种情况下,不仅通过具有分配的不同PN,还通过不同频率偏移,来区分不同组。如这里所描述的,使用频率偏移实质上改善了交叉干扰排斥。

[0084] 在这里称为1G/7F的又一可选配置中,超组中的所有小区仅使用一个PN代码。通过分离的时隙来区分组中的每个小区(例如七个小小区),并且通过具有不同频率偏移,来彼此区分每个组。

[0085] 在再一可选实施例中,对组中的每个小区分配不同PN代码,但是不同的组使用相同的七(7)个PN代码的集合。不同的组还使用不同的频率偏移。将这种配置称为7G/7F。

[0086] 在再一可选配置中,对超组中的每个小区分配唯一黄金代码。进一步经由不同频率偏移彼此区分每个组。将这种配置称为7G/7G-7F。

[0087] 上面的多种配置提供多种程度的交叉干扰性能。另外,不同的配置在信号获取方法和时间以及系统复杂度方面具有隐含的意义。这里,参考图6的表,描述这些配置中的一些的性能比较。注意,获取复杂度和时间与总代码数和总频率数的乘积成比例。

[0088] 虽然在上面的示例中,使用黄金代码作为PN代码,但是可以使用其它代码。例如,实施例包括包含单个最大长度PN序列(例如用来形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个)的代码。通过发送时隙数量在小区组内区分这些代码,并且通过偏移频率在小区组之间区分这些代码。这是上述1G/7F系统的变化,这里将其称为1M/7F。与使用黄金代码的类似配置相比,这些代码具有相对更好的互相关性质(好大约5至6dB)。

[0089] 图3示出了实施例下的使用与三组(例如B、R、W)重复模式一起使用的单个最大长度代码的示例小区组织300。对该配置300的每个七小区组分配具有(三个偏移的集合之外的)给定频率偏移的最大长度代码,并且在每个小区组中,示出的数字表示不同的时隙。这里,将这种配置称为1M/3F,其中,与先前的“G”指定黄金代码相比,M指定“最大长度”代码。

[0090] 每个蜂窝布局实施例的特征在于性能的至少两个度量。性能的第一度量是使用相同发送参数(例如时隙数、代码数、频率偏移和代码相位)的发射器之间的距离与小区半径的比(R)。假设损耗指数为3.5,则与R相关联的增益是 $R^{3.5}$ ,并且这提供基于几何结构预计在多大程度上会相对于附近发射器排斥远距离发射器的指示。可以使用不同的损耗指数,来对不同的信令环境(例如城市、郊区、农村等)建模;然而,为了简化说明,这里仅使用3.5损耗指数。考虑到诸如建筑阻挡等其它因素,在特定小区半径处测量的近似40dB增益通常在大多数情形下提供足够的裕量。上面参考图2描述的蜂窝配置200具有13.8的(最小)重复率,暗示 $13.8^{3.5}$ 或者39.9dB的排斥。注意,这不意味着交叉干扰排斥将至少是39.9dB,但是不意味着远距离小区将相对于具有相同复用参数的附近小区(即在等于小区半径的距离处的小区)减弱该数量。这些复用方法本身具有当从位于距接收器可比距离处的小区接收到信号时,通过分配不同的复用参数,在小区之间进行交叉干扰排斥的负担。

[0091] 这里,将性能的第二度量称为“横跨排斥”。假设接收器在占用作为共同条件的同一时隙的两个发射之间的中途或者中途附近,则对接收到的信号中的一个或另一个进行处理的能力取决于使用的复用方法提供的排斥。图4示出了实施例下的包括被定位在时隙1期间进行发射的发射器之间的中途的三个接收器401-403(黑色小圆形)的示例配置400。以接收器401位于到小区组N和W的时隙1发射器最近的点,接收器402位于到小区组G和W的时隙1发射器最近的点,并且接收器403位于到小区组R和W的时隙1发射器最近的点的方式,接收器401-403位于到两个发射器最近的点。在后者的情况下,特定线路(“等距路径”)指示等距轨迹。

[0092] 位于小区组W的小区3和小区组G的小区6之间的线路上的接收器402,位于距小区组W和G的时隙1发射器中的任意一个近似2.55小区半径的距离处。在无遮挡环境中,位于402处的接收器一般将看到最强的、来自组W的小区3和4以及组G的小区6和7的信号。到这些小区的距离分别是1、1.78、1和1.78。因此,从在距离2.55处的W的小区1和G的小区1接收到的信号,理想地相对于附近小区仅在5和14dB之间减弱。因此,通常可观察到来自这些发射器的信号,并且这些信号的信号强度可与四个最近的发射器中的至少两个相比。此外,与这

两个发射器相对应的接收到的信号的强度,由于它们距402的距离相等而很有可比性。相应地,在获得位置固定时,尤其在阻挡情形下,它们可能非常关键。因此,希望在进行信号处理之后,接收到的信号不相关。

[0093] 对于黄金代码,这些等距小区之间的相关排斥、“横跨排斥”近似为24dB,并且如果存在多普勒,则可能更小。对于不同小区组在按照帧速率的倍数间隔开的不同频率处进行发送的最大长度代码,该排斥为30dB。为了实现附加排斥,如下面详细描述,实施例的信号处理可以利用可以在等于多个PN帧周期的时间段上进行相干处理的事实。下面示出了以帧速率的整数倍将组间隔开的频率不允许通过多个帧的相干附加提供增益。然而,特定整数加小数间隔确实提供大幅增益。因此,整数加小数间隔可以将横跨排斥提高到40dB和超过40dB的水平。下面描述在多个帧上通过相干积分获得增益。

[0094] 跨多个PN帧的相干积分在它们的载波频率不同的情况下,可以减小两个代码之间的互相关。然而,这应当根据具有不同的载波,一般产生每个PN帧稍微更高的互相关的事实来进行考虑。数量M个PN帧的总和高效地作为针对相对于希望的信号的频率具有频率 $\delta f$ 的信号的滤波器起作用。该滤波器的幅值响应由下式给出:

[0095]

$$A(f) = \left| \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi k \delta f T_f) \right| = \left| \frac{\sin(M\pi \delta f T_f)}{M \sin(\pi \delta f T_f)} \right| \quad (1)$$

[0096] 方程(1)以关于周期的频率 $1/T_f$ 为周期性的,其中, $T_f$ 是PN帧周期,因此仅需要在区域 $[0, 1/T_f]$ 上考虑积分减小。

[0097] 总体串话减小是与PN代码相关联的减小和与多个帧上的相干积分相关联的减小的产物。为了理解该串话减小,考虑接收器正在接收来自PN代码为 $p(t)$ 并且频率为 $f_1$ 的小区中的发射器的PN信号,并且还考虑来自PN代码为 $q(t)$ 并且频率为 $f_2$ 的不同小区中的另一发射器的PN信号。与在上面的示例中相同,代码 $p$ 和 $q$ 可以相同,或者可以不同。然后,如果接收器正在假定第一信号,则其使接收到的信号能量与 $p(t)$ 的副本相关。可以示出由于 $q(t)$ 的存在而产生的串话为:

[0098]

$$\begin{aligned} & \int_0^{MT_f} p(t) \exp(j2\pi f_1 t + j\theta) q^*(t - \tau) \exp(-j2\pi f_2 t - j\phi + j2\pi f_2 \tau) dt \\ & = C \frac{\sin(\pi(f_1 - f_2) MT_f)}{M \sin(\pi(f_1 - f_2) T_f)} \int_0^{T_f} p(t) q^*(t - \tau) \exp(j2\pi(f_1 - f_2)t) dt \end{aligned} \quad (2)$$

[0099] 其中,假设在等于每个持续时间为 $T_f$ 的数量M个的PN帧(在上面的示例中 $M=7$ )的时间段上进行相关。这里,假设 $\theta$ 和 $\phi$ 是基准相位角和载波相位角,并且 $\tau$ 表示基准信号和接收到的(串话)信号的帧边界之间的时间偏移。在方程(1)中,量C是作为 $\theta$ 、 $\phi$ 、 $\tau$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ 、M和 $T_f$ 的函数的复合常数幅值项。积分内的项是包括频率差 $f_1 - f_2$ 的两个PN代码(中的一个帧)之间的循环互相关。注意,不管 $p(t)$ 和 $q(t)$ 是否相同,只要 $f_1 - f_2$ 比帧速率稍大,则该互相关排斥水平的值一般类似。忽略常数C积分之前的项是由于多个帧周期(这里假设为7个)上的相关而获得的附加排斥,使用识别 $\delta f = f_2 - f_1$ ,其具有等同于方程(1)的幅值。如下面详细描述,

$\delta f$ 的良好选择在多种情形下产生最好的互相关排斥。

[0100] 当选择频率偏移的集合时,可以选择它们,以使得它们是最小偏移的倍数,例如 $\delta f_0$ 。然后,所有频率差也将是该最小值的倍数。如这里所描述的,这使得能够获得针对使用彼此不同的偏移的所有信号对,优化互相关排斥的配置。此外,选择大的 $\delta f$ ,将使由于运动相关多普勒移位的存在而可能产生的任意模糊减小。

[0101] 偏移的良好选择是集合:

[0102]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q$  (3)

[0103] 其中, $R$ 是帧速率, $k_0$ 是小的整数(优选2或更大),并且 $Q$ 是等于偏移的数量的整数(包括0)。如果将 $Q$ 选择为 $M$ ,则进行相干积分的帧的数量提供良好的互相关结果,特别是对于低多普勒移位。注意,如果在该列表中使用另一偏移,则其将是 $Qk_0R+R$ 。但是,这是帧速率 $R$ 的倍数,因此根据(1)的周期性,其相对于偏移0,没有帧积分排斥。

[0104] 图5A和5B示出了实施例下的相干积分排斥对频率偏移(模帧速率)的图表500和501。对于图表501, $Q=M$ ,并且将 $Q$ 选择为七(7)。在图表501上示出了指示可以对这里描述的七小区组的每个小区分配的相等频率偏移的小数位置(星号)。假设第一小区具有0频率偏移。因此,例如,如果频率偏移的整数部分是2\*帧速率的倍数,则可以将七小区组的小区频率偏移选择为0、 $2+1/7$ 、 $4+2/7$ 、 $6+3/7$ 、 $8+4/7$ 、 $10+5/7$ 和 $12+6/7$ ,其中,将这些偏移中的每一个乘以帧速率(例如,对于1kHz帧速率,频率偏移是0、 $2+1/7$ kHz、 $4+2/7$ kHz等)。在图表501中,通过将 $M$ 选择为等于超组中的小区组的数量,理想地可以在超组中的任意两个发射器之间实现零互相关。这是在图表501中示出的情形,其中,“星号”表示超组内的一个组对另一个组中的发射器之间的可能频率差。 $x$ 轴可以被解释为与接收器观察到的两个发射器相对应的频率差(的小数部分)。注意,当存在零多普勒时(当接收器进行非常小的运动或者不进行运动时,例如在步行的情形下),接收到的频率差通常将位于图表501中的空(null)处。作为对比,在500中,将 $Q$ 选择为七(7),但是积分的帧的数量 $M$ 是六(6)。星号的位置示出了这种频率分配使得互相关仅减小大约15.6dB,而对于 $Q=M=7$ 的情况是无限减小。虽然如此,这种减小是大幅的。对于非常大的 $M$ ,可以针对多种 $Q$ 的值,获得大幅减小。在使得大量频率偏移具有良好的互相关减小时,这种情形是有利的,或者可选地,如所讨论的,其可以使多普勒移位的不利影响最小化。例如,如果相干积分的帧的数量是50个,则可以使用大至50的 $Q$ 实现大幅互相关减小(存在多普勒)。相反,如果在该积分时间内使 $Q$ 保持在值七(7),则在具有不同频率分配的任意两个接收到的信号之间实现至少13dB的互相关减小的同时,可以容许几乎127Hz的差分多普勒。

[0105] 在接收器正在进行明显的运动的情形下,结果将是接收到的信号之间的不同的多普勒移位,并且相关频率将发生改变。例如,星号在图表501上的位置可能稍微向左和向右移动。在诸如行走速度等低速时,由于这些多普勒移位产生的劣化小。在速度非常高时,某些发射器对可能失去相干积分的优点。

[0106] 在地面情形下,当两个接收器之间的分配的频率差是最小非零数(例如在上面的示例中为 $2+1/7$ kHz或者最大数 $12+6/7$ kHz)时,可能发生由于多普勒效应而产生的积分增益的显著减小。在其它情形下,对于该示例,增益将至少等于图表501中的最大旁瓣水平,或者近似为12.5dB。这是大幅增益。考虑两个小区场所具有最小可能和最大可能的相对频率偏移(假设它们不相同),并且接收器从这些场所接收到的信号的差分多普勒具有正确的符号

的概率,得到显著劣化的概率。对于具有高多普勒(例如快速移动的接收器)的 $M=Q=7$ 的情况,相干积分增益小于12.5dB的概率低于16.7%。

[0107] 当代替黄金代码,使用最大长度PN序列时,如下面详细描述,与频率偏移帧速率的倍数的另一相同代码相比时的互相关排斥(忽略相干增益积分)几乎正好是序列长度的平方根。对于长度为1023的序列,这总计30.1dB。因此,这比具有零频率偏移的两个不同黄金代码优近似6dB。

[0108] 考虑在 $T_f$ 上是周期性的并且包括最大长度序列 $s(n)$ , $n=0,\dots,L-1$ (一般 $L=1023$ )的恒定幅值波形 $r(t)$ 的情况。然后,对于任意非零整数 $q$ (代码长度的模),乘积 $s(n) \times s(n+q)$ 是最大长度序列的相位移位。此外,由于最大长度代码的循环相关属性的脉冲性质,(循环)频谱 $s$ 的幅值是常数(除了在其几乎为零的DC处之外)。结果是当使用具有作为帧速率的倍数的频率移位的 $r(t)$ 的频率移位形式计算 $r(t)$ 的互相关时,生成恒定幅值函数。更准确地,

[0109]

$$\left| \int_0^{T_f} r(t)r(t-qt_c) e^{j2\pi ft} dt \right| = \left| \int_0^{T_f} r(t-pt_c) e^{j2\pi ft} dt \right| = C, \quad f = d/T_f, \quad q \neq 0 \quad (4)$$

[0110] 其中, $q$ 是整数, $t_c$ 是小片(chip)持续时间, $p$ 是整数,并且 $d$ 是小的非零整数(如果 $d/T_f$ 大,则小片形状将导致(4)相对于频率滚降(roll off))。此外,假设 $r$ 的时间移位实际上是圆形转动。这里, $C$ 是近似为针对 $f=0$ 获得的相关峰值的平方根的常数。因此,对于1023长度序列,互相关的幅值是均匀的(除了在 $q=0$ 处之外),其中,其为零。因此,单位为dB的互相关排斥是 $20 \log_{10}(1/\sqrt{1023}) = -30.1\text{dB}$ 。这遵从Parseval定理,或者遵从能量守恒。

[0111] 对于作为帧速率的整数倍的频率移位 $f$ ,上述内容是准确的。也就是说,上面描述的傅立叶变换属性实际上仅适用于离散傅立叶变换(DFT)。对于(整数加)小数差,依据频率移位,最坏情况互相关排斥可能坏至4.5dB。这反映在这里参考图6描述的表600中。当 $q=0$ 时,互相关增益比在其它间隔时间处差。方程2示出了对于这种情况,互相关增益完全由正弦的积分确定。选择大的频率偏移以信令带宽增大为代价,避免了该问题。表600的数据示出了在0间隔时间处,对于频率偏移倍数是帧速率的 $2+1/7$ 倍的情况,该相关增大可能比其它间隔时间大几乎8dB。使用帧速率的 $3+1/7$ 倍的倍数将0间隔时间处的相关增益提高3dB,并且使用帧速率的 $4+1/7$ 倍的倍数将相关增益另外提高2dB。注意,由于超组的不同的组将具有其发射器使用相同PN、而仅通过频率偏移来区分的小区,因此较差的0间隔时间处的性能不仅适用于最大长度序列情形,还适用于7G/7F的情况。

[0112] 通过针对每个蜂窝组将PN相位移位(更准确地说为转动),可以避免该(零间隔时间性能)问题。例如,如果存在(七个小区各自的)总共七个蜂窝组,则每个蜂窝组将使用不同频率偏移(例如 $(2+1/7)/T_f$ 倍)和不同PN相位,对于先前说明的情况,可以将PN相位选择为将PN长度(近似)除以七(7)的倍数。仅使用七(7)个PN代码来避免零间隔时间问题的另一方法,是从一个组到下一个组相对于时隙编号置换代码。这是7G/7F的变形,我们可以将其称为7G/P-7F。下面通过示例进一步描述这。

[0113] 图6示出了详细说明实施例下的各种小区配置的性能比较的表600。图7示出了实施例下的7G/7F和1M/7F配置的0迟延偏移处的互相关水平的表700。

[0114] 采用每个组七小区六边形配置和每个超组七组配置,在表600中示出的配置具有重复率13.8;频率偏移是 $2+1/7$ 倍帧速率的倍数。表600中的针对配置1G/7G-7F和7G/7F的代码排斥(0多普勒处)的计算,使用第一组七(7)黄金代码,并且在所有代码对和六(6)个频率偏移上进行搜索。对于每个代码对,在所有代码相位和频率偏移上找到了最高互相关峰值。将这视为每个代码对的相关增益。对于这些情况,当示出了范围(例如19.9-23.5)时,这些数字对应于所有代码对上的最差互相关增益到所有代码对上的最好互相关增益。在代码选择不同的情况下,这些值可能发生稍许改变。在表600中针对7G/7G-7F配置示出的代码排斥范围对应于在40个代码的集合上针对每个代码对,相对于代码相位和频率找到最高互相关峰值,然后示出与这些峰值相关联的相关增益范围。

[0115] 参考在表600中针对配置7G/7F和1M/7F示出的代码排斥数据,第一数字仅对应于对于最坏情况频率偏移的代码对之间为零的相对代码相位;可以通过使用大于二(2)的频率偏移的整数部分来改善第一数字。当两个代码本身相同时,出现该最坏情况。第二组数字是如这里所描述的相关增益范围。

[0116] 最大长度代码具有与用来形成GPS黄金代码的两个构成代码中的第一个相同的反馈节拍[3,10]。

[0117] 在表600中示出的最坏情况帧积分增益对应于观察到两个发射器之间的给定差分速度的接收器。在频率偏移的所有非零差上计算最坏情况。例如,接收器可能以50mph向一个发射器行进,并且以50mph远离第二个发射器,这产生总共100mph的差分速度。差分值6mph表示行走速度(最多为3mph)的最坏情况。仅当发送的频率差是帧速率的 $2+1/7$ 或者 $2+6/7$ 倍时,出现该最坏情况情形。

[0118] 表600提供假设频率偏移的集合是帧速率的 $2+1/7$ 倍的倍数的信息。然而,与这里的描述一致,对于7G/7F和1M/7F情况(参见表的脚注4),当比较的PN代码相同时,对于0相对代码相位(0多普勒)情况,代码排斥存在大幅劣化。在这种情况下,相关运算对代码进行有效平方,而只留下差频。然后,在一个帧上对该差频进行积分,以确定有效“代码排斥”。如果差频正好是帧速率的倍数,则排斥(仅在零延迟处)将是无限的。然而,该差是帧速率的倍数加帧速率的几分之一。

[0119] 如果频率偏移是 $\delta f$ ,则零延迟处的最坏情况互相关(单位为dB)是 $20\log_{10}(|\text{sinc}(\delta f)|)$ 。这在表700中列出,在表700中,对于频率偏移的每个整数部分,在小数偏移 $1/7$ 到 $6/7$ 上确定了最坏情况。

[0120] 参考表600和这里描述的7G/7F情况,除了0延迟情况之外,排斥的范围是19.9dB到23dB。根据表700,对于作为帧速率的4倍的整数频率偏移,0延迟排斥等于23dB。即使在三倍的帧速率处,排斥也是20.8dB,其在非零延迟的排斥的范围内。较大的整数偏移的唯一缺点是总带宽增加。如在表700中看到的,对于整数偏移4,带宽的增加为 $24+6/7$ kHz。由于这仅是2MHz(对于1MHz的芯片速率)的总信号带宽的大约1.24%,因此轻微的频率移位的影响小。然后,中心频率的范围将在 $\pm 12+3/7$ kHz上变化。因此,可以使用稍微更宽的发送和接收滤波器,来确保捕获发送的信号频谱的主瓣,或者可以使信号在边缘处稍微更为减弱。在1MHz $\pm 12+3/7$ kHz处,不包括附加发射器滤波,信号频谱本身下降38dB。甚至更明显,区域[1MHz- $12+3/7$ kHz,1MHz]中的能量仅是主瓣能量的 $1.3 \times 10^{-6}$ ,因此可以忽略。

[0121] 接收器速度导致多普勒移位,在许多情况下,这由于相干求和,而使有效处理增益

减小,如在表600的最后三列中所示出的。更有关的是作为接收器观察到的两个发射器的多普勒的差的差分多普勒。在930MHz处,60MPH的速度对应于相对于固定平台的83.2Hz (0.0895ppm)的最大多普勒。然后,原则上,在60MPH处,两个固定平台之间的差分多普勒可能差至166.4Hz。参考图5,这可以使最上面的星号移动到近似1kHz处的曲线的峰值,因此不产生帧总和增益,或者其可以使较低的星号移动到原点。每种情况表示两个平台中的每一个行进的特定方向。然而,由于当两个发射塔沿着车辆行进的的道路时,可能存在许多境况,因此最坏情况情形可能不是不寻常的。然而,可以将蜂窝组布置为使得沿着主道路的频率偏移没有相差1/7或者6/7小部分,由此使这种情形发生的可能性最小。

[0122] 在例如3MPH的行人行走速度处,最大差分多普勒将是8.32Hz,如在表600中看到的,这表示性能仅有小的降低。图8示出了当求和的帧的数量是6或7时,通过帧积分获得的最差情况相干积分增益对两个发射器之间的差速的图表800。

[0123] 参考图2,采用具有相同标记的每个组(例如每个B组)具有对其分配的七(7)个PN代码,并且不同的标记(例如B、G、N、P、R、W、Y)表示不同的频率偏移(例如七(7)个偏移)的7G/7F系统。在每个小区中示出的数字表示时隙。在该示例配置中,重复率是13.8,以该点,存在具有与另一个发射器相同的频率偏移、时隙和PN代码的发射器。通过置换这七(7)个PN代码,获得大得多的重复率。也就是说,考虑包括作为七(7)组的组的超组的配置,每个组包括七个小区,与包围各自具有七(7)个小区的组的六(6)个一起,总共49个小区。此外,六(6)个类似的超组包围任意特定超组。如果从一个超组到下一个超组置换PN代码,使得不在与在周围的超组中的任意一个中相同的时隙中发送超组中的PN代码,则临近超组中的小区之间的互相关将至少减小代码互相关排斥(参见表600,19.9-23dB)。小区可能具有相同的频率偏移,因此可能不从相干积分另外获得增益。以这种方式,可以将没有相同[时隙、频率偏移、PN代码]三元组的小区的数量扩展到总共 $7 \times 49 = 343$ 个。具有相同三元组的小区的最小重复率近似为36,由此暗示具有相同三元组的小区的排斥为 $36^{3.5}$ 或者54.5dB,这比在不置换PN代码的情况下可获得的排斥好大约14.6dB。由于置换在超组水平进行,因此可以将上面的配置称为7G/7F/P。注意,这与先前描述的PN代码的置换在组水平进行的7G/P-7F情况不同。

[0124] 图9示出了实施例下的适合7G/P-7F情况的PN代码的七种不同置换900。该置换900假设7小区组中的特定位置(例如顶部)与特定时隙(例如1)相关联,并且编号表示PN代码索引,在时隙中,PN编码不出现两次。实现不同置换的另一种方式是针对给定组将PN代码与时隙相关联,然后通过PN代码相对于时隙编号的循环移位,对其它组分配PN代码。例如,如果在一个组中,分别对时隙1到7分配了PN代码1到7,则超组的另一个组可以对时隙1到7分配PN代码2、3、4、5、6、7、1。类似地,对其它组分配具有作为7个代码的其它循环移位的索引的代码。只要使用的代码的数量等于或超过对组中的发射器分配的时隙的数量,就可以由与时隙的数量相等的数量的组形成超组,使得不由超组的超过一个的成员同时发送PN代码。在前述7G/7F/P情况以及这里讨论的称为7G/7G-7F/P的另一情况下,也可以使用这种循环移位方法。

[0125] 当将包分割为数据片段和测距片段时,或者可选地,当替换包包括数据和测距信息时,可以使用多于一种的复用方法。考虑如上所述具有频率偏移的系统7G/7F。在测距部分期间,假设对六(6)个帧进行相干积分,然后横跨排斥可能在40dB级别或更好。在数据部

分期间,如果符号持续时间是一个帧,则从帧积分得不到益处。对于数据部分,排斥近似为21-23dB。这对于支持数据来说足够了,尤其是因为在最小信号水平处,所需的每个符号的SNR仅仅是小于8dB(这取决于使用的纠错编码的类型)。因此,可以同时实现高数据速率和相干积分的良好排斥属性。当接收器正在进行高速运动时,即使使用相干积分,一些情况下的总排斥也可能差至24dB。然而,预计信号水平更强,这使得定位更容易。此外,几何结构快速改变,这确保快速转变通过差的互相关环境。

[0126] 现在,通过示例,描述上述方法的一个实施例。在该实施例下,根据7G/7F/P配置,在时隙布置中使用等于七(7)个的小区群。使用七个频率偏移(一个是0频率)来区分构成超组的七(7)个不同的具有七(7)个小区的组。使用的偏移分离是 $(4+1/7)$  /帧速率的倍数,这针对0延迟使相干劣化最小。使用七(7)个PN代码的置换,来区分七个不同的超组,其中,超组中的每个组使用相同的置换。高海拔发射器可以移置与具有单个三元组[时间、频率偏移、PN代码]的多个临近小区相对应的复用分配;可选地,可以针对这些发射器保留一个或更多个特定时隙。

[0127] 先前提及的可选配置是7G/P-7F配置。使用频率偏移和PN代码置换两者,来区分构成超组的七(7)个不同的具有七(7)个小区的组。这种配置确保在超组内的组中的任一个中,不在同一时隙中使用同一PN代码。超组可能彼此干扰,因为超组中的相应的小区使用相同的[时隙、PN代码、频率偏移]三元组。然而,这种方法消除了超组中的具有相同PN和不同频率偏移的发射器之间的零延迟处的可能大的互相关。如这里所描述的,另外将必须通过选择被设置为大于另外所需的频率偏移,来消除该限制。

[0128] 称为7G/7G-7F/P的另一变化在给定超组内使用49个不同的PN代码。超组内的每个不同组使用不同偏移频率。以没有超组具有带有与临近超组中的任意小区相同的时隙/频率/PN分配的小区的方式,通过从一个超组到另一个超组的49个PN代码的置换来区分超组。这种方法避免了七(7)个临近超组中的所有小区的集合上的零延迟互相关减小问题。

[0129] 图10示出了实施例下的基于运行长度(即峰值的任一侧的多少连续代码相位具有峰值 $1/1023$ 倍的自相关幅值)的优先黄金代码列表1000。表1000列出了第二PN代码的移位寄存器的初始填充以及延迟,其中,初始填充规范对于实现更有用。第一PN代码的填充总是全部等于1s。第二PN代码的填充如在表1000中所指定的。从左到右阅读的填充表示第二PN生成器的第一组10个输出。将该填充从移位寄存器的末尾开始返回到开头放置在移位寄存器中。第一代码在位置三(3)和10处具有反馈节拍,并且总是假设第一代码具有全部为1s的初始填充。第二PN代码具有反馈节拍(2,3,6,8,9,10),其中,如在表1000中提供初始填充。注意,由于用来构造黄金代码的两个单独的最大长度(ML)代码共享与黄金代码集合的其它代码相关联的互相关属性,因此也可以将它们视为黄金代码。如果包括这些代码,则由于这些代码是ML代码,因此将它们放置在表1000的头处,它们具有除了峰值位置之外,在所有位置具有峰值的 $1/1023$ 倍的幅值的自相关函数。

[0130] 使用作为 $4+1/7$ 倍帧速率的倍数的频率偏移,针对表1000的十个黄金代码的互相关属性,对表1000的十个黄金代码进行了测试。该10个代码的集合上和六(6)个不同的偏移差上的互相关函数的峰值的范围在-20.3dB和-23.1dB之间。在代码之间的延迟(和作为 $2+1/7$ 倍帧速率的倍数的频率偏移)的级别方面,这比在表600(上面参考图6进行了描述)中发现的第一组7个GPS代码的情况相对应的范围稍好。虽然表600列出了十个首选代码,但是只

要需要,该列表可以继续(对于长度为1023的黄金代码,直到1025个),可选地,该列表可以按照运行长度的降序,移用其它类型的代码和/或其它代码长度。

[0131] 在这里的描述中,蜂窝组中的不同发射器一般在不同的时隙中进行发送。不同组中的类似定位的发射器同时进行发送。然而,这里描述的方法,特别是包含偏移频率复用的方法,不限于此。例如,可能存在临近小区中的发射器同时进行发送的情况。例如,一些发射器可以在两个(经常是连续的)时隙中进行发送。在这种情况下,实施例的系统依靠PN和偏移频率复用,来实现必要的互相关排斥。在多于一个的时隙中进行发送,使该发射器的数据吞吐量增加。可以在二次时隙中发送诸如安全或认证数据等辅助数据。在一些情况下,可以对发射器分配一次时隙和二次时隙,并且在二次时隙期间,发射器可以使其发送水平降低少量,例如6dB到10dB。如果二次时隙主要用来发送数据,其次用于测距的目的,则较低的功率水平足够了。在多于一个的时隙中进行发送的另一个原因是为了更快地进行同步。在这种情形下,接收器将具有另外的机会来对信号进行初始获取。使发射器占用多个时隙的再一个原因是每秒提供另外的范围和位置地点测量。

[0132] 存在在彼此附近的多个发射器同时发送相同的波形的情形。也就是说,对于同时发送的多个信号来说,PN和频率偏移加任意数据是共同的。这的示例可能在在进行初始同步的时隙的开头发生。在这些情况下,希望得到近似的定时的接收器能够在不需要在多个代码和/或频率偏移的空间上进行搜索的情况下获得该定时。有时将这称为“联播(simulcast)”发送。在这种联播发送中,希望使用作为最大长度PN代码的PN代码,而不是黄金代码。如上面所指出的,由于这些最大长度代码的循环自相关函数具有相同的最小幅值旁瓣,因此它们具有理想的自相关属性。这种属性可以获得提高的检测概率或者降低的假警报率。注意,最大长度代码可以由黄金代码生成器的简单变形来实现。在用来生成黄金代码的两个生成器中的一个的线性反馈生成器中,将初始填充全部预加载为零。这将产生与另一个生成器相关联的最大长度序列。

[0133] 实施例的频率偏移复用相对于发送的信号中的每一个的总带宽,在发射器之间具有相对小的频率偏移。这确保所有发送的信号占用的总带宽不大幅大于每个单独的发送器。这里提供的示例使用小于信号带宽的1%的偏移。然而,这里的实施例适用于一对发射器之间的频率偏移的差大得多、但是小于信号带宽的情形。为了节约总信号带宽,经常希望保持这些偏移差在信号带宽的近似25%以下,并且一定小于信号带宽的50%。作为示例,如果使用5个不同的频率偏移,并且相邻偏移之间的差是信号带宽的25%,则所需的总通带将是信号中的任意一个的带宽的两倍。

[0134] 使用较大偏移的实施例适用于信号带宽小,并且存在明显的多普勒的情形。在这些情况下,即使当经历大的差分多普勒时,信号之间较大的偏移也使得它们的频率可分离。注意,传统频分复用方法使用至少等于信号带宽(一般大得多)的偏移,并且正交频分复用(OFDM)使用偏移相对于彼此是与每个载波相关联的带宽(如通过空对空通带宽度所测量的)的近似一半的载波频率的集合。

[0135] 在另一实施例中,代替这里描述的伪随机测距信号,使用宽带非伪随机测距信号。例如,可以使用线性调频脉冲(chirp)类型的信号的集合来进行测距,其中,该集合包括具有不同线性调频脉冲速率(即频率对时间速率)的线性调频脉冲信号。这里描述的实施例适用于这种情形。例如,偏移频率复用的使用适用,并且特别地,这里的方程(2)适用,其中,p

(t) 和 $q(t)$  是不同发射器发送的宽带信号, $T_f$ 是宽带信号的不重复持续时间, $M$ 是进行积分的信号的重复的次数,并且其它量与这里所描述的相同。类似地,通过以低速对宽带信号进行适当的调制(例如使用相位反转),可以发送信息符号。

#### [0136] WAPS系统和方法

[0137] 图11是实施例情况下的同步信标的框图。参考图11以及图1,实施例的同步信标(这里也称为信标)形成CDMA网络,并且每个信标使用嵌入式协助数据的数据流,根据诸如黄金代码序列等具有良好互相关性质的伪随机数(PRN)序列,发送信号。可选地,来自每个信标发射器的序列可以在时间上错开成为TDMA格式的分时隙。

[0138] 在地面定位系统中,要克服的主要挑战之一是远近(near-far)问题,其中,在接收器处,远范围发射器将受附近的发射器干扰。为了解决该问题,实施例的信标使用CDMA、TDMA技术和频率偏移技术的组合。由于这种系统不单独是这些方法中的一种,而是组合,因此将这种系统称为混合复用系统。作为示例,本地发射器可以使用分时的时隙(以及任选地不同的代码(CDMA))来减轻远近问题。允许稍微进一步远离的发射器在使用不同的CDMA代码和/或频率偏移的同时,使用相同的时隙。这使得系统具有广域可量测性。时隙可以是确定的以保证远近性能,或者是随机化的以提供良好的平均远近性能。如这里所指出的,也可以将载波信号偏移小的频率差(例如在黄金代码重复频率的级别),以改善代码的互相关性能,因此解决任意“远近”问题。当两个信号塔使用相同的时隙,但是使用不同的代码和/或偏移频率时,可以在检测到较弱的信号之前使用较强信号的干扰抵消,进一步抵制接收器中的互相关。在这里描述的混合定位系统中,使用精密的规划方法来对每个发射器分配时隙、CDMA代码和频率偏移的组合,以使总体系统性能最大化。为了使接收器的信号获取时间是实用的值,限制这些参数的组合的数量。

[0139] 另外,实施例的信标可以使用包括协助数据的前同步码(preamble),或者可以使用用于信道估计和前向误差检测和/或校正的信息,以帮助使数据鲁棒。实施例的协助数据包括、但不限于以下数据中的一个或多个:波形的脉冲的上升或下降沿或者指定信号期(signal epoch)处的精确系统时间;信号塔的地理代码数据(纬度、经度和海拔高度);临近信号塔的地理代码信息和区域中的各个发射器使用的序列的索引;用于发射器(任选)和相邻发射器的时钟定时校正值;本地气压校正值(任选);WAPS定时与GNSS时间的关系(任选);在伪范围解中辅助接收器的城市、半城市、农村环境的指示(任选);以及从PN序列的基本索引或者索引到黄金代码序列的偏移。在广播的发送数据帧中,可以包括包含由于安全和/或许可管理的原因使得单个或者一组接收器失效的信息的字段。

[0140] 将来自实施例的不同信标和信号塔的发送的发送波形定时同步到共同定时基准。可选地,应当知道并且发送来自不同信号塔的发射之间的定时差。除了将以规则间隔递增的定时消息之外,可以由数据块的数量和大小确定的间隔重复协助数据。可以使用加密算法,对协助数据进行加密。为了附加的安全性,还可以对扩展代码进行加密。对信号进行上转换并且以预先定义的频率进行广播。对发射器中的端到端延迟进行准确地校准,以确保信标之间的差分延迟近似小于3纳秒。使用处于收听一组发射器的受调查地点的差分WAPS接收器,可以找到用于该组中的发射器的相对时钟校正值。

[0141] 针对覆盖和地点精确度,优化实施例的信号塔布置。以在网络内的大多数地点以及网络的边缘从3个或更多个信号塔接收信号的方式,布置信号塔的部署,使得这些地点

中的各个中的几何精度稀释 (GDOP) 小于基于精确度要求的预定阈值。将进行RF规划研究的软件程序拓展至包括对网络中和网络周围的GDOP的分析。GDOP是接收器位置和发射器位置的函数。一种将GDOP包含在网络规划中的方法是如下设定优化。要最小化的函数是覆盖体积上的GDOP的平方的体积积分。体积积分针对接收器位置的  $(x, y, z)$  坐标。对于给定覆盖区域中的受到限制的  $n$  个发射器位置坐标  $(x_1, y_1, z_1)$ 、 $(x_2, y_2, z_2)$ 、 $\dots$ 、 $(x_n, y_n, z_n)$  进行最小化, 发射器位置坐标在覆盖体积中: 对于  $i = 1, \dots, n$ ,  $x_{\min} < x < x_{\max}$ 、 $y_{\min} < y < y_{\max}$ 、 $z_{\min} < z < z_{\max}$  的, 其中,  $x_{\min}$ 、 $y_{\min}$  和  $z_{\min}$  是下限,  $x_{\max}$ 、 $y_{\max}$  和  $z_{\max}$  是覆盖体积的上限。可以将要最小化的函数写为

[0142]

$$f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n) = \iiint_{x \in (x_l, x_u), y \in (y_l, y_u), z \in (z_l, z_u)} GDOP^2(x, y, z, x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n)$$

[0143] 另外, 可以根据覆盖区域  $R_j$  的重要性 (即要求的性能质量), 对要最小化的函数进行加权。

[0144]

$$f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n) = \sum_j W_j \iiint_{x, y, z \in R_j} GDOP^2(x, y, z, x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n)$$

[0145] 对信号塔坐标地点的附加限制可以基于在给定区域中已经可使用的信号塔的地点。一般可以在以平均东部为正  $x$ 、以平均北部为正  $y$  并且以平均垂直向上为正  $z$  的本地水平坐标系中, 进行所有坐标的坐标化。解决上述受限制的最小化问题的软件将输出将使函数  $f$  最小化的最优发射器位置  $(x_1, y_1, z_1)$ 、 $(x_2, y_2, z_2)$ 、 $\dots$ 、 $(x_n, y_n, z_n)$ 。

$$[0146] \quad \arg \min_{x_i, y_i, z_i; i=1, 2, \dots, n} (f(x_i, y_i, z_i; i = 1, 2, \dots, n))$$

[0147] 可以针对广域网 (像在城市中) 或者在局部部署中 (像在购物商场中) 应用这种技术。在一个示例配置中, 发射器的网络在每个大城市区域周围以三角形/六角形布置, 以大约30km的范围分开。每个信号塔可以在近似20W至1kW EIRP的范围内直到最大功率经由相应的天线进行辐射。在另一实施例中, 可以对信号塔进行定位, 并且信号塔可以以低至1W的功率水平进行发送。工作的频带包括无线电频谱中的任意许可或者未许可的频带。实施例的发射天线包括全向天线或者可以有助于分集、分成扇形等的多个天线/阵列。

[0148] 使用具有良好互相关性质的不同序列进行发送或者可选地在不同的时间发送相同的序列, 来区分临近的信号塔。可以将这些区分技术组合并且仅应用于给定地理区域。例如, 可以在不同地理区域中的网络上重新使用相同的序列。

[0149] 可以在给定地理区域中放置本地信号塔, 以拓展实施例的广域网络信号塔。当使用本地信号塔时, 本地信号塔可以改善定位的精确度。可以将本地信号塔部署在如校园等环境中, 或者出于共同安全需要, 将本地信号塔分开一定距离 (该距离在几十米直到几千米的范围内)。

[0150] 优选将信号塔放置在各种不同的高度上 (而不是在类似的高度上), 以方便根据位

置解获得质量更好的海拔高度估计值。除了发射器处于具有不同高度的不同纬度/经度之外,向信号塔增加高度分集的另一种方法是在同一物理信号塔(具有相同的纬度和经度)上在不同高度具有多个WAPS发射器(使用不同的代码序列)。注意,同一物理信号塔上的不同代码序列可以使用相同的时隙,因为同一信号塔上的发射器不产生远近问题。

[0151] 可以将WAPS发射器放置在一个或更多个其它系统使用的事先已有或者新的信号塔(例如蜂窝信号塔)上。通过共享同一物理信号塔或者地点,可以使WAPS发射器部署成本最小化。

[0152] 为了改善局部区域(例如仓库或者购物商场)中的性能,可以在该区域中放置附加信号塔,以拓展用于广域覆盖的发射器。可选地,为了降低安装全发射器的成本,可以在关注区域中放置中继器。

[0153] 注意,上面讨论的定位使用的发送信标信号不需要是对于WAPS独有地发射器内置的,而可以是来自原来在时间上同步的任意其它系统或者通过附加定时模块拓展了同步的信号。可选地,信号可以来自可以通过基准接收器确定相对同步的系统。这些系统例如可以已经部署或者新部署了附加同步能力。这些系统的示例可以是诸如数字和模拟TV或者MediaFlo的广播系统。

[0154] 当配置WAPS网络时,一些发送地点可能比网络中的由设计或者通过现场测量确定的一些其它地点好(杂波、功率水平以上的信标的高度)。可以直接或间接,或者通过对指示信标的“质量”(接收器可以使用信标的“质量”对从这些信标接收到的信号进行加权)的数据位进行编码,来使接收器识别这些信标。

[0155] 图12是实施例情况下的使用中继器配置的定位系统的框图。中继器配置包括以下部件:

[0156] 1) 公共WAPS接收天线(天线1)

[0157] 2) RF功率放大器和对于各个WAPS发射器天线(本地天线1-4)的分离器/交换机连接

[0158] 3) WAPS用户接收器

[0159] 天线接收合成信号,对其进行放大,并将其分布(切换)到本地天线1-4。切换应当(优选)以在用户接收器处来自不同中继器的发送不存在重叠(冲突)的方式进行。可以通过使用保护间隔来避免发送的冲突。应当通过在中继器-放大器-发射器处添加延迟,以使所有本地中继器的总体延迟相等,或者通过在用户接收器处将估计的从特定中继器到达的时间调整线缆延迟,来对从交换机到发射天线的已知线缆延迟进行补偿。当在广域WAPS网络中使用TDMA时,选择中继器时隙切换速率,使得在所有中继器时隙中出现每个广域时隙(每个时隙将包含一个广域WAPS信号塔)。一个示例配置将使用等于多个广域TDMA帧持续时间的中继器时隙持续时间。具体地,如果广域TDMA帧是1秒,则中继器时隙可以是整数秒。这种配置是最简单的,但是因为线缆上的RF信号分布的要求,而仅适合于在有限的小区域中部署。用户WAPS接收器在收听中继器信号塔以计算位置时,使用到达的时间差,并且在中继器时隙周期期间在静态(或者准静态)假设下工作。可以通过每个WAPS信号塔信号示出从一个中继器时隙到下一个中继器时隙的相同定时差(跳跃)的事实,自动检测到发送来自中继器的事实。

[0160] 图13是可选实施例情况下的使用中继器配置的定位系统的框图。在这种配置中,

每个中继器包括WAPS中继器-接收器和具有本地天线(例如其可以在室内)的相关联的覆盖拓展WAPS发射器。WAPS中继器-接收器应当能够提取WAPS系统定时信息以及和一个广域WAPS发射器相对应的WAPS数据流。将WAPS系统定时和与一个广域WAPS发射器相对应的数据递送到相应的局域WAPS发射器,然后局域WAPS发射器可以再次发送WAPS信号(例如使用不同的代码和相同的时隙)。发射器将在其发送中包括诸如本地天线的纬度、经度和海拔高度的附加数据。在这种配置中,对于信号来自中继器的事实,WAPS用户接收器操作(范围测量和位置测量)可以是显而易见的。注意,在中继器中使用的发射器比全WAPS信标便宜,因为其不需要具有GNSS定时单元来提取GNSS定时。

[0161] 依据接收器单元的工作模式,系统提供了基于终端的定位或者基于网络的定位。在基于终端的定位中,接收器单元在接收器本身上计算用户的位置。这在像分路段导航(turn-by-turn direction)、地理围栏(geo-fencing)等的应用中是有用的。在基于网络的定位中,接收器单元接收来自信号塔的信号,并且向服务器传送或者发送接收到的信号以计算用户的地点。这在像E911以及由中央服务器进行的资产跟踪和管理的应用中是有用的。服务器中的位置计算可以使用来自许多源的数据(例如GNSS、差分WAPS等)以接近实时或者后处理的方式进行,以改善服务器处的精确度。WAPS接收器还可以提供并获得来自服务器(例如,类似于SUPL安全用户平面服务器(Secure User PLane server))的信息,以方便进行基于网络的定位。

[0162] 实施例的信号塔自主地或者使用基于网络的同步,保持彼此同步。图14示出了实施例情况下的信号塔同步。在描述同步的各方面时,使用以下参数:

[0163] 系统发射器时间 =  $t_{WAPS-tx}$

[0164] 绝对时间基准 =  $t_{WAPS\_abs}$

[0165] 时间调整值 =  $\Delta_{system} = t_{WAPS-tx} - t_{WAPS\_abs}$

[0166] 注意,将WAPS系统时间与绝对时间基准同步不是必须的。然而,将所有WAPS发射器与公共WAPS系统时间同步(即,所有WAPS发射器的相对定时同步)。应当计算每个发射器相对于WAPS系统时间(如果有)的定时校正。应当通过经过空气WAPS协助发送或者通过一些其它通信方式,使得定时校正对于接收器是可直接获得的。例如,可以从系统(例如铱(Iridium)或数字TV或MediaFlo或者蜂窝系统的广播频道),通过蜂窝(或其它)调制解调器或者通过广播数据,将协助递送到WAPS接收器。可选地,可以将定时校正发送到服务器,并且在服务器处计算位置时使用。对实施例的信号塔同步的描述如下。

[0167] 在基于网络的同步下,信号塔在局部区域中彼此同步。如这里详细描述,信号塔之间的同步通常包括脉冲的发射(可以使用任意形式的到载波上的调制和/或使用用于更好的时间解(其继而对载波进行调制)的扩展代码的扩展,对脉冲进行调制)以及同步到接收器上的脉冲边缘。

[0168] 在实施例的自主同步模式下,使用本地定时基准来对信号塔进行同步。定时基准例如可以是以下内容中的一个:GPS接收器;高准确度时钟源(例如原子);本地时间源(例如GPS受律时钟);以及任意其它具有可靠时钟源的网络。可以使用对精确地进行了时间同步的来自XM卫星无线电、LORAN、eLORAN的信号、TV信号等的使用,作为信号塔的粗定时基准。作为一个实施例中的示例,图15是实施例情况下的用来规定诸如铷(Rubidium)、铯(Caesium)或氢主(hydrogen master)的准确/稳定定时源的、来自GPS接收器的PPS脉冲源

的框图。可选地,如图16所示,可以使用GPS受律铷时钟振荡器。

[0169] 参考图15,将准确时钟源中的PLL的时间常数设置为提供更好的短期稳定性(或者等效地对短期GPS PPS变化的滤波)的足够大的数(例如在0.5-2小时的范围内),并且GPS-PPS提供更长期的稳定性和更宽区域的‘粗’同步。发射器系统连续监视这两个PPS脉冲(来自GPS单元和来自准确时钟源),并且报告任何异常。异常可能是在两个PPS源锁定几个小时之后,PPS源之一从另一个源漂移开由信号塔网络管理员确定的给定时间阈值。可以使用第三本地时钟源来检测异常。在异常行为的情况下,发射器系统选择展示正确行为的PPS信号,并且该信息被报告回监视站。另外,可以由发射器广播或者可以向服务器发送准确时间源(如时间源所报告的)的PPS输入和PPS输出之间的瞬时时间差,以在后处理时使用。

[0170] 在发射器系统中,使用在内部生成的高速时钟,测量PPS脉冲输入的上升沿和使得发射器的模拟部分能够发送数据的信号的上升沿之间的时间差。图17示出了实施例情况下的对PPS和使得发射器的模拟部件能够发送数据的信号之间的时间差进行计数的信号图。作为数据流的一部分向每个接收器发送表示该差的计数。仅仅在设备不能再对特定信号塔数据进行调制的情况下,使用诸如铷时钟的高稳定性时钟基准(该时钟在几个小时/几天内稳定),使得系统能够在设备上针对每个信号塔存储/发送该校正值。如果存在可使用的通信介质,也可以经由通信介质向设备发送该校正数据。可以由基准接收器或者安装在收听其它信号塔广播的信号塔上的接收器监视来自信号塔的校正数据,并且可以向中央服务器输送校正数据。信号塔也可以周期性地向中央服务器发送该计数信息,然后中央服务器可以通过到这些信号塔附近的设备的通信链路,向这些设备散布该信息。可选地,服务器可以从信号塔(例如在本地)将该信息递送到相邻的信号塔,以使得可以针对相邻的信号塔广播该信息作为协助信息。针对相邻信号塔的协助信息可以包括关于附近的信号塔的位置(由于信号塔是静态的)和定时校正信息。

[0171] 与实施例的发射器定时校正值类似,当可获得真实PPS时,可以使用其来估计多路偏置和精确真实范围。接收器使用例如来自ADC的信号的样本,来估计范围。实施例的接收器使用高速时钟,来确定PPS的出现和样本ADC时钟的第一个沿之间的差。这使得能够针对在出现真实PSS时和在ADC对数据进行采样时之间的差,校正接收器基于ADC样本估计的范围,由此使得能够将接收器的真实范围估计到比ADC的样本时钟解更好的精度。在上面的段落中的讨论的上下文中,PPS是指与诸如GPS每秒脉冲(PPS(pulse-per-second))的边缘对齐或者与标准定时基准具有已知偏移的脉冲。

[0172] 在另一实施例中,可以使用广域差分定位系统来对来自信号塔的定时误差进行校正。图18是实施例下的差分WAPS系统的框图。使用基准接收器(位于预先调查过的地点),来接收来自附近的所有信号塔的信号。虽然在这种方法中应用差分GPS的原理,但是在地面情况下对非视线的影响进行处理使得其是唯一的。对每个信号塔的基准接收器的伪范围(代码相位)测量值加时间标签,然后将其发送到服务器。可以将接收到的在基准接收器处针对信号塔j和i测量的基于代码相位的范围写为如下:

$$[0173] \quad R_{ref}^j(t) = \rho_{ref}^j + c(dt_{ref} - dt^j) + \varepsilon_{R,ref}^j$$

$$[0174] \quad R_{ref}^i(t) = \rho_{ref}^i + c(dt_{ref} - dt^i) + \varepsilon_{R,ref}^i,$$

[0175] 其中,  $\rho_{ref}^j$  是用于发送信号塔j几何范围的基准接收器,  $dt_{ref}$  和  $dt^j$  分别是与基准接收器和发射器各自的天线有关的基准接收器和发射器时钟相对于公共基准时间(也就是说GPS时间)的偏移,  $c$  是光的速度, 并且  $\varepsilon_{R,ref}^j$  是测量的噪声。

[0176] 通过将上面两个方程相减, 并且使用从基准接收器到发射信号塔的已知几何范围, 在服务器处计算信号塔i和j之间的时钟定时的差  $dt^i - dt^j$ 。这使得能够消除流动站/移动站测量值中的发射器之间的定时差。注意, 当在发射信号塔中使用的时钟相对稳定时, 可以使用在时间上求平均, 来获得更好(例如噪声更少)的时间差  $dt^i - dt^j$  估计值。

[0177] 也对流动站/移动站的伪范围测量值加时间标签, 并且将其发送到服务器。可以将接收到的在流动站/移动站处测量的基于代码相位的范围写作:

$$[0178] \quad R_m^i(t) = \rho_m^i + c(dt_m - dt^i) + \varepsilon_{R,m}^i$$

$$[0179] \quad R_m^j(t) = \rho_m^j + c(dt_m - dt^j) + \varepsilon_{R,m}^j$$

[0180] 通过将上面两个方程相减并且重新布置, 结果是

$$[0181] \quad (\rho_m^j - \rho_m^i) = (R_m^j(t) - R_m^i(t)) - c(dt^i - dt^j) + (\varepsilon_{R,m}^i - \varepsilon_{R,m}^j)。$$

[0182] 注意,  $R_m^j(t)$  和  $R_m^i(t)$  是测量的量, 根据基准接收器测量值计算量  $dt^i - dt^j$ 。可以按照接收器的未知坐标以及发射信号塔i和j的已知坐标, 写出  $\rho_{ref}^i$  和  $\rho_{ref}^j$  中的每个。使用三个范围测量值, 可以如上形成两个范围差方程, 以获得二维位置解, 或者使用四个范围测量值, 可以如上形成三个范围差方程, 以获得三维位置。使用附加测量值, 可以使用最小二乘解, 来将噪声量  $\varepsilon_{R,m}^i$  和  $\varepsilon_{R,m}^j$  的影响最小化。

[0183] 可选地, 可以将定时差校正值发送回移动站, 以对原地的误差进行校正, 并且方便移动站处的位置计算。可以对基准和移动站两者可以看到的一样多的发射器, 应用差分校正值。这种方法可以在概念上使得系统能够在没有信号塔同步的情况下工作, 或者可选地对松散同步的系统中的任何残余时钟误差进行校正。

[0184] 与上面的差分方法相反, 另一方法是独立定时方法。建立定时同步的一种方式是在特定区域中的每个发射信号塔处的GPS定时接收器接收来自同一区域中的DGPS基准接收器的DGPS校正值。安装在已知位置的DGPS基准接收器将其自己的时钟视为基准时钟, 并且找到对其跟踪的GPS卫星的伪范围测量值的校正值。特定GPS卫星的DGPS校正值一般包括由于卫星位置和时钟误差而产生的总体误差以及电离层和对流层延迟。因为DGPS基准接收器和GPS卫星之间的视线的方向在该附近区域内改变不多, 所以该总体误差对于DGPS基准接收器附近(一般在以DGPS接收器为中心、半径为大约100Km的区域中)的其它GPS接收器进行的任意伪范围测量都是相同的。因此, 使用DGPS基准接收器针对特定GPS卫星发送的DGPS校正值的GPS接收器, 使用该校正值从其针对该卫星的伪范围测量值中去除该总体误差。然而, 在该处理中, 其将DGPS基准接收器相对于GPS时间的时钟偏置与其伪范围测量值相加。但是, 由于该时钟偏置对于所有DGPS伪范围校正值都是共同的, 因此其对不同GPS接收器的定时解的影响将是共同偏置。但是, 该共同偏置在不同GPS接收器的定时中, 不给与相对定

时误差。特别地,如果这些GPS接收器是定时GPS接收器(在已知位置处),则将它们全部与DGPS基准接收器的时钟同步。当这些GPS定时接收器驱动不同的发射器时,发射也得到同步。

[0185] 代替使用来自DGPS基准接收器的校正值,GPS定时接收器可以使用由广域拓展系统(WAAS)卫星发送的类似校正值,来对它们驱动的发射器的发射进行同步。WAAS的优点是基准时间不是DGPS基准系统的基准时间,而是由一组准确原子时钟保持的GPS时间本身。

[0186] 实现跨广区域的信号塔之间的准确时间同步的另一方法,是使用在多对信号塔之间建立定时的时间传递技术。将可以应用的一种技术称为“共视时间传递(common view time transfer)”。图19示出了实施例下的共视时间传递。使用具有共同卫星视图的发射器中的GPS接收器,用于该目的。GPS接收器对来自处于共视中的卫星的每个信号塔的代码相位和/或载波相位测量值周期性地(例如最少每隔几秒一次)添加时间标签,并且将其发送到服务器,对这些测量值进行分析。

[0187] 可以将GPS代码观测值 $R_p^i$ (由卫星“i”发射并且由接收器“p”观察到的信号)写作:

$$[0188] \quad R_p^i(t) = \rho_p^i + c(\delta_R^i + \delta_{R,p} + T_p^i + I_p^i) + c(dt_p - dt^i) + \varepsilon_{R,p},$$

[0189] 其中, $\rho_p^i$ 是等于 $|\bar{X}_p - \bar{X}^i|$ 的接收器卫星几何范围, $\bar{X}_p$ 是信号接收时间处的接收器天线位置, $\bar{X}^i$ 表示信号发射时间时的卫星位置, $I_p^i$ 和 $T_p^i$ 分别是电离层和对流层延迟,并且 $\delta_{R,p}$ 和 $\delta_R^i$ 是接收器和卫星硬件组延迟。变量 $\delta_{R,p}$ 包括天线、将其连接到接收器的线缆和接收器本身内的延迟的影响。此外, $dt_p$ 和 $dt^i$ 分别是相对于GPS时间的接收器和卫星时钟偏移, $c$ 是光的速度,以及 $\varepsilon_R$ 是测量噪声。

[0190] 共视时间传递方法计算单差代码观测值 $R_{pq}^i$ ,其是在两个接收器(称为“p”和“q”)处同时测量的代码观测值之间的差,其是

[0191]

$$R_{pq}^i = \underbrace{\rho_p^i - \rho_q^i}_{\text{几何范围差}} + \underbrace{c(dt_p - dt_q)}_{\text{时钟之间的时间差}} + \underbrace{c(T_p^i - T_q^i) + c(I_p^i - I_q^i)}_{\text{对流层\&电离层延迟差}} + \underbrace{c(\delta_{R,p} - \delta_{R,q})}_{\text{接收器之间的组延迟差}} + (\varepsilon_{R,p} - \varepsilon_{R,q})$$

[0192] 在计算该单差观测值时,卫星中的组延迟以及卫星的时钟误差得到抵消。此外,注意,在上面的方程中,对流层和电离层微扰抵消(或者例如在接收器分离大的情况下,可以对其进行建模)。一旦对接收器之间的组延迟差进行了校准,则可以根据方程得到希望的接收器时钟之间的时间差 $c(dt_p - dt_q)$ 。可以将跨多个时间的单差和卫星测量值合成,以进一步改善估计出的时间差的质量。

[0193] 以类似的方式,可以将共视时间传递的单差载波相位方程写作:

[0194]

$$\Phi_{pq}^i = \underbrace{\rho_p^i - \rho_q^i}_{\text{几何范围差}} + \underbrace{c(dt_p - dt_q)}_{\text{时钟之间的时间差}} + \underbrace{c(T_p^i - T_q^i) + c(I_p^i - I_q^i)}_{\text{对流层\&电离层延迟差}} + \underbrace{c(\delta_{\phi,p} - \delta_{\phi,q})}_{\text{接收器之间的组延迟差}}$$

$$+ \underbrace{\lambda(\phi_p^i - \phi_q^i)}_{\text{相位中的初始模糊}} + \underbrace{\lambda(N_p^i - N_q^i)}_{\text{相位测量值中的整数模糊}} + (\varepsilon_{\phi,p} - \varepsilon_{\phi,q})$$

[0195] 注意,由于在上面的方程中存在初始相位模糊和整数模糊,因此不能使用相位单差来直接确定时间传递(time transfer)。代码和相位观测值的组合使用,使得能够利用来自代码的关于时间差的绝对信息和来自载波相位的关于时间差的开方的精确信息。载波相位单差中的误差变化明显比代码相位单差好,这导致更好的时间传递跟踪。

[0196] 将针对给定卫星获得的每个信号塔的误差发送回信号塔进行校正,在信号塔处应用,通过通信链路发送到接收器,由接收器进行附加校正,或者作为广播消息与来自信号塔的其他定时校正值一起进行发送。在具体实例中,可以为了更好的位置精确度,在服务器上对来自信号塔和接收器的测量值进行后处理。可以使用从L1和/或L2或者从诸如Galileo/Glonass等其它卫星系统产生C/A代码测量值和/或载波相位测量值的单通道GPS定时接收器或者多通道定时接收器,用于共视时间传递的目的。在多通道系统中,接收器在同一瞬间捕获来自共视中的多个卫星的信息。

[0197] “共视时间传递”中的可选机制是确保本地区域中的不同定时GPS接收器(每个供给其相应的发射器)在其定时脉冲推导(例如每秒一个脉冲)中仅使用共同卫星,而不尝试来校正定时脉冲与GPS(或UTC)秒对准。共视卫星的使用确保定时脉冲中的共同误差(例如共同GPS卫星位置和时钟误差以及电离层和对流层延迟补偿误差)产生大约相同幅值的定时脉冲中的误差,并且定时脉冲中的相对误差减小。由于在进行定位时仅相对定时误差有关系,因此不需要进行任何基于服务器的定时误差校正。然而,服务器可以向要在推导定时脉冲时使用的GPS卫星的不同GPS接收器给出命令。

[0198] 时间传递的可选方法是“双向时间传递”技术。图20示出了实施例情况下的双向时间传递。考虑用于彼此对照定时的两个信号塔。来自两个发射器中的每个的发送在PPS脉冲上开始,并且在发射信号塔接收部分(WAPS接收器)上启动时间间隔计数器。使用接收到的信号来停止任意一侧的时间间隔计数器。在数据调制解调器链路上向WAPS服务器发送来自时间间隔计数器的结果,在WAPS服务器处将这些结果与发送时间一起进行比较,并且可以计算两个信号塔之间的定时中的误差。然后,可以将这扩展到任意数量的信号塔。在这种方法中,可以将信号塔i处的计数器测量值 $\Delta T_i$ 和信号塔j处的计数器测量值 $\Delta T_j$ 之间的关系以及i和j中的时钟之间的时间差 $dt_{ij}$ 表示为

$$[0199] \quad dt_{ij} = T_i - T_j = \frac{1}{2}(\Delta T_i - \Delta T_j) + \frac{1}{2}[(\tau_i^{Tx} + \tau_j^{Rx}) - (\tau_j^{Tx} + \tau_i^{Rx})],$$

[0200] 其中, $\tau_i^{Tx}$  &  $\tau_j^{Tx}$  是信号塔的发射器延迟,并且 $\tau_i^{Rx}$  &  $\tau_j^{Rx}$  是信号塔的接收器延

迟。一旦对发射器和接收器延迟进行了校正,则可以估计时间差。

[0201] 除了信号塔之间的时间传递之外,还可以由在共视时间传递中使用的GPS定时接收器得到相对于GPS时间的信号塔的定时。使用范围测量值作为

$$[0202] \quad R_p^i(t) = \rho_p^i + c(\delta_R^i + \delta_{R,p} + T_p^i + I_p^i) + c(dt_p - dt^i) + \varepsilon_{R,p},$$

[0203] 在考虑接收器的延迟、卫星时钟误差和电离层/对流层误差之后,计算相对于GPS时间的本地时钟的时间校正值得 $dt_p$ 。可以用组延迟的测量值对接收器的延迟 $\delta_{R,p}$ 进行校准。

可以使用来自GPS卫星导航消息的信息(通过解调或者从服务器获得),来计算消除 $dt^i$ 和 $\delta_R^i$ 的影响的卫星定时校正值。类似地,使用来自外部模型的校正值,使对流层和电离层延迟影响最小化。例如可以从WAAS消息中获得电离层校正值。可选地,当可获得时,可以从针对伪范围的RTCM DGPS校正值,获得时钟和电离层/对流层校正值的组合。

[0204] 也可以作为来自信号塔的数据流的一部分来发送相对于GPS时间的偏移。这使得获取WAPS信号的任意WAPS接收器能够提供准确的GPS时间和频率,其有助于显著地减少GNSS接收器中的GNSS搜索要求。

[0205] 在系统的实施例中,可以专门利用广播发射器,来提供局部的室内位置确定。例如,在火灾安全应用中,可以将WAPS发射器放置在三个或更多个广播站(例如可以是消防车)上。通过早前描述的许多方式中的一种和广播信号,将信号塔彼此同步。基于在该时间针对该应用在该区域中的频谱可用性和精确度要求,对带宽和切削率进行缩放。将通过到设备的通信链路向接收器通知系统参数。

[0206] 图21是实施例情况下的接收器单元的框图。在接收器单元上的天线处接收信标信号,对信标信号进行下转换(down-converted)、解调和解密,并将其馈送到定位引擎。接收器提供所有信息,以准确地重构信号。接收天线可以是全向天线,或者可选地,是提供分集等的多个天线/阵列。在另一实施例中,可以在数字域中进行混合和下转换。每个接收器单元包括或者使用唯一的硬件识别号和计算机生成的专用密钥。通常,每个接收器单元在非易失性存储器中存储最后几个地点,并且随后可以远程地向每个接收器单元询问存储的最后几个地点。基于给定区域中的频谱的可用性,发射器和接收器可以被适配到可用带宽,并且针对更好的精确度和多路解,改变切削率和滤波带宽。

[0207] 在一个实施例中,使用市场上可获得的GPS接收器,通过用WAPSRF模块对来自GPS RF部分的信号进行复用/馈送,来完成对接收到的信号的数字基带处理。图22是实施例情况下的具有WAPS RF模块的接收器的框图。仅举几例,RF模块包括低噪声放大器(LNA)、滤波器、下转换器和模拟到数字转换器中的一个或更多个。除了这些部件之外,还可以使用芯片或定制ASIC上或者FPGA上或者DSP上或者微处理器上的附加处理,进一步对信号进行调节,以配合GPS接收器的输入要求。该信号调节可以包括:对频带内或频带外噪声(例如ACI临近通道干扰)的数字滤波;根据WAPS接收器的频率对GPS IC的输入的中间或基带频率进行变换;调节数字信号强度,使得GPS IC能够对WAPS信号进行处理;用于控制WAPS前端的自动增益控制(AGC)算法等。特别地,频率变换是非常有用的特征,因为这使得WAPS RF模块能够与任意在市场上可获得的GPS接收器一起工作。在另一实施例中,可以将包括WAPS系统的信号调节电路的整个RF前端链集成到包含GPS RF链的已有GPS芯片中。

[0208] 在另一实施例中,如果不能使用对数字基频带输入的访问,则可以将信号从任意

频带上转换/下转换到GPS频带,并且将其馈送到GPS接收器的RF部分中。图23示出了实施例下的信号上转换和/或下转换。

[0209] 在另一实施例中,不管是在广域还是在局域,都可以向WAPS系统的发射器和接收器两者添加多个RF链或者可调谐RF链,以使用在给定区域中工作的最有效的频率。可以由频谱的清洁度、传播要求等确定频率的选择。

[0210] 类似地,WAPS可以临时使用包括多个接收链的接收器系统中的接收链。例如,宽频带CDMA(W-CDMA)接收器系统包括两个接收链,以改善接收分集。因此,当在W-CDMA接收器系统中使用WAPS时,可以临时使用W-CDMA的两个本地接收链中的一个,用于对WAPS信号进行接收和处理。图24是实施例情况下的具有多个接收链的接收器系统的框图,其中,可以临时使用接收链中的一个以对WAPS信号进行接收和处理。在该示例中,可以使用分集接收链,来临时接收并处理WAPS信号。可选地,可以使用GPS接收链,来临时接收并处理WAPS信号。

[0211] 可以在WAPS和另一应用之间共享无线电前端。可以共享前端的一些部分,并且可以在相互排斥的基础上使用一些部分。例如,如果基片(die)/系统已经具有包括天线的TV(NTSC或ATSC或者像DVB-H、MediaFLO的系统)调谐器前端,则可以与WAPS系统共享TV调谐器无线电设备和天线。它们可以在相互排斥的基础上工作,因为系统在任意给定时间接收TV信号或者接收WAPS信号。在另一实施例中,如果使得向这种系统添加WAPS RF部分更容易,则可以在TV调谐器和WAPS系统之间共享天线,这使得两个系统能够同时工作。在系统/基片具有像FM无线电设备的无线电设备的情况下,可以将RF前端修正为包含WAPS系统和FM无线电设备两者,并且这些无线电设备可以在相互排斥的基础上工作。可以对具有一些以接近WAPS RF频带的近频率工作的RF前端的系统进行类似的修正。

[0212] 可以与WAPS接收器共享用于GNSS子系统的诸如晶体、晶体振荡器(XO)、压控温度补偿晶体振荡器(VCTCXO)、数控晶体振荡器(DCXO)、温度补偿晶体振荡器(TCXO)的时钟源基准,以对WAPS接收器提供基准时钟。可以在基片上或者芯片外进行该共享。可选地,可以与WAPS系统共享任意其它系统在蜂窝电话上使用的TCXO/VCTCXO。图25是示出实施例情况下的定位系统中的时钟共享的框图。注意,收发器或者处理器系统块可以指多种系统。与WAPS系统共享时钟的收发器系统可以是调制解调器收发器(例如蜂窝或WLAN或BT调制解调器)或者接收器(例如GNSS、FM或DTV接收器)。这些收发器系统可以任选地控制VCTCXO或者DCXO,以进行频率控制。注意,收发器系统和WAPS系统可以集成到单个基片中,或者可以是分离基片,并且不影响时钟共享。处理器可以是使用时钟源的任意CPU系统(例如ARM子系统、数字信号处理器系统)。通常,当共享VCTCXO/DCXO时,可以尽可能减慢由其它系统施加的频率校正,以方便WAPS操作。具体地,在WAPS接收器中正在使用的最大积分时间(integration time)内的频率更新,可能局限于使得WAPS接收器具有更好的性能(即使SNR损失最小化)。可以与其它系统交换关于WAPS接收器的状态的信息(具体地,正在使用的集成水平、相对于WAPS系统的跟踪状态的捕获),以更好地调节频率更新。例如,可以在WAPS获取阶段暂停频率更新,或者可以在WAPS接收器处于睡眠状态时安排频率更新。通信可以以控制信号的形式,或者可选地以在收发器系统和WAPS系统之间交换的消息的形式。

[0213] WAPS以不需要对传统GPS接收器的基带硬件进行修正的方式,广播来自信号塔的信号和消息,以支持WAPS和传统的GPS系统两者。这的重要性在于虽然WAPS系统仅具有作为GPS C/A代码系统的可用带宽的一半(这影响芯片速率),但是WAPS广播信号被配置为在商

业C/A代码GPS接收器的范围内工作的事实。此外,基于信号可用性,算法将决定是应当使用GPS信号来确定位置,还是应当使用WAPS信号或其组合来获得最准确的地点。

[0214] 在混合GNSS-WAPS的使用场景的情况下,可以使用在WAPS系统上的黄金代码顶部发送的数据来发送用于GNSS的协助信息。协助可以是SV轨道参数(例如星历和年历)形式的。协助也可以专用于在局部区域中可见的SV。

[0215] 另外,可以使用从WAPS系统获得的定时信息,作为辅助GNSS系统的精细时间。由于WAPS系统定时与GPS(或GNSS)时间对准,因此与WAPS信号的代码和比特对齐以及从任意信号塔中读取数据流,提供对GNSS时间的粗略了解。另外,位置解(接收器的时钟偏置是位置解的副产品)准确地确定WAPS系统时间。一旦知道了WAPS系统时间,则可以向GNSS接收器提供辅助的精细时间。可以使用边缘与WAPS的内部时基联系的单硬件信号脉冲,来传递定时信息。注意,WAPS系统时间直接映射到GPS时间上(更通常来说,使用GNSS时间,由于GNSS系统的时基直接相关)。GNSS应当能够在接收到该边缘时,锁定其内部GNSS时基计数。可选地,GNSS系统应当能够生成边缘与其内部时基对齐的脉冲,并且WAPS系统应当能够锁定其内部WAPS时基。然后,WAPS接收器向GNSS接收器发送具有该信息的信息,这使得GNSS接收器能够将其时基映射到WAPS时基。

[0216] 类似地,可以使用本地时钟的频率估计值来提供辅助GNSS接收器的频率。注意,可以使用来自WAPS接收器的频率估计值来细化GNSS接收器的频率估计值,不管它们是否共享共同时钟。当两个接收器具有分离的时钟时,需要附加校准硬件或软件块,来测量一个系统相对于另一个系统的时钟频率。该硬件或软件块可以在WAPS接收器部分中或者在GNSS接收器部分中。然后,可以使用来自WAPS接收器的频率估计值,来改进GNSS接收器的频率估计值。

[0217] 可以从WAPS系统发送到GNSS系统的信息还可以包括地点的估计值。地点的估计值可以是近似的(例如由WAPS信号塔的PN代码确定),或者是基于WAPS系统中的实际位置估计值而更准确的。注意,可以将来自WAPS系统可获得的地点估计值与来自不同系统的另一位置估计值(例如来自基于蜂窝ID的定位的粗略位置估计值)组合,以提供可以用来更好地辅助GNSS系统的更准确的位置估计值。图26是实施例情况下的从WAPS到GNSS接收器的协助传递的框图。

[0218] GNSS接收器通过向WAPS接收器提供地点、频率和GNSS时间估计值,还可以帮助改善WAPS接收器在首次定位时间(TTFF(Time-To-First-Fix))、灵敏度和地点质量方面的性能。作为示例,图27是示出实施例情况下的从GNSS接收器到WAPS接收器的辅助信息的传递的框图。注意,GNSS系统同样可以用LORAN、e-LORAN或者类似的地面定位系统来代替。地点估计值可以是部分(例如海拔高度或者2-D位置)或完整(例如3-D位置)的,或者是原始范围/伪范围数据。应当与SV(或者计算诸如SV轨道参数的SV的地点的装置)的地点一起提供范围/伪范围数据,以使得能够在混合解中使用该范围信息。应当与指示地点辅助信息的质量的度量一起提供所有地点辅助信息。当提供GNSS时间信息(可以使用硬件信号,将其传递到WAPS系统)时,应当提供GNSS时间相对于GPS时间的偏移(如果有),以使得能够在WAPS接收器中使用。可以与置信度量(指示估计值的估计质量,例如估计值中的最大期望误差)一起,作为时钟频率的估计值提供频率估计值。这在GNSS和WAPS系统共享相同的时钟源时足够了。当GNSS和WAPS系统使用分离的时钟时,还应当向WAPS系统提供GNSS时钟,以使得WAPS

系统能够进行校准(即估计WAPS相对于GNSS时钟的相对时钟偏置),或者可选地,WAPS系统应当向GNSS系统提供其时钟,并且GNSS系统应当提供校准估计值(即WAPS相对于GNSS时钟的相对时钟偏置的估计值)。

[0219] 为了进一步改善WAPS接收器的灵敏度和TTFF,可以通过其它通信介质(诸如蜂窝电话、WiFi、SMS等),从WAPS服务器向WAPS接收器提供协助信息(例如,可以根据由信号塔发射的信息以其它方式对协助信息进行解码)。通过已经可获得的“年历”信息,由于接收器仅需要将时间与发送波形对齐(不需要进行比特对齐或者解码),因此WAPS接收器的工作变得简单。对数据比特进行解码的需要的消除减少了TTFF,因此由于不需要对接收器连续供电以对所有比特进行解码,因此节省电力。图28是实施例情况下的从WAPS服务器提供WAPS协助信息的示例配置。

[0220] 可以对接收器添加信标,以进一步改善局域定位。信标可以包括周期性地发送具有基于设备ID的签名的波形的低功率RF发射器。例如,签名可以是唯一地标识发射器的代码。相关联的接收器通过在其在所有方向上进行扫描时进行信号能量峰寻找,或者通过方向寻找(使用来自多个天线元件的信号来确定信号到达的方向),将能够以相对更高的准确度找到发射器的地点。

[0221] 多路信号的方案

[0222] 多路的方案在定位系统中很关键。无线通道的特征经常在于一组具有随机相位和幅值的随机改变的多路分量。为了使定位准确,强制接收器算法在存在视线(LOS)路径的情况下解决LOS路径(其将是首先到达的路径)或者解决首先到达的路径(其可能不一定是LOS分量)。

[0223] 传统方法经常如下工作:(1)将接收到的信号与发送的伪随机序列(例如在接收器处已知的黄金代码序列)互相关;(2)接收器对获得的互相关函数的第一个峰值进行定位,并且估计首先到达的路径的定时与由该峰值的位置指示的定时相同。只要最低多路分离(multipath separation)远大于可使用带宽的倒数(经常不是这种情况),则这些方法有效地工作。带宽是珍贵的商品,并且非常希望可以使用最少量的带宽来解决多路的方法,以改善系统的效率。

[0224] 依据通道环境(包括多路和信号强度),使用适当的用于获得最早到达路径的估计值的方法。为了最佳地方案,使用高分辨率方法,而为了在低SNR处获得合理性能,应用直接使用互相关峰值样本和峰值周围的相关函数的一些性质的更传统的方法。

[0225] 考虑由下式给出的以速率 $f_s$ 采样的量化的接收信号 $y[n]$ :

$$[0226] \quad y[n] = h_{eff}[n] \otimes x[n]$$

$$[0227] \quad y[n] = \sum_{i=n_0}^{\infty} h_{eff}[i] \cdot x[n-i]$$

[0228] 其中, $y[n]$ 是接收到的信号,其是发送的伪随机序列 $x[n]$ 与有效通道 $h_{eff}[n] = h[n] \otimes h_{tx}[n] \otimes h_{rx}[n]$ 的卷积,其中, $h_{tx}[n]$ 是发送滤波器, $h_{rx}[n]$ 是接收滤波器,并且 $h[n]$ 是多路通道。

[0229] 找到峰值位置的一种方法是使用包围明显的峰值位置的值进行峰值插值。插值可

以是使用峰值的任一侧的一个值的二阶的、或者可以使用利用峰值周围的两个或更多个样本的更高阶多项式,或者可以使用最适合的实际脉冲形状。在二阶插值的情况下,使二阶适合峰值和紧接着包围峰值的值。二阶的峰值确定用来测距的峰值位置。这种方法相当鲁棒,并且可以以低SNR良好地工作。

[0230] 可选实施例可以使用峰值位置之外的值作为基准位置。注意,DLL实际使用峰值位置作为相关函数上的基准位置,而这种方法使用不同于峰值的点作为基准。这种方法受相关峰值的早边缘受多路的影响比尾边缘受多路的影响小的事实启发。例如,可以使用来自没有畸变(没有通道影响)的相关函数上的峰值的小片(chip)  $T_c$  的点75%作为基准点。在这种情况下,选择与该75%点匹配的经过插值的  $z[n]$  函数的部分,并且远离该点找到峰值为25%的  $T_c$ 。另一可选基于峰值相关函数的方法可以使用峰值形状(诸如峰值的畸变的测量值,例如峰值宽度)。从峰值地点开始,基于峰值的形状,确定到峰值地点的校正量,以估计最早的到达路径。

[0231] 高分辨率方法是使用本征空间分解来定位多路分量的一类高效的多路分辨率方法。诸如MUSIC、ESPIRIT等方法落在这类解决方案下。它们是非常有力的方案,因为对于相同的给定带宽,它们可以有效地求解比传统方法靠近得多地间隔开的多路分量。高分辨率最早到达时间方法尝试直接估计最早的路径的到达时间,而不根据峰值推断峰值位置。下面假设在接收器处已经可获得发送的信号粗略获取,并且在接收器处大致已知伪随机序列的开始。

[0232] 图29是实施例情况下的估计  $h[n]$  中的最早到达路径的流程图。确定最早路径的方法包括以下操作、但不局限于以下操作:

[0233] 1. 将接收到的样本  $y[n]$  与发送序列  $x[n]$  互相关,以获得结果  $z[n]$ 。当按照卷积写下该互相关时,

$$[0234] \quad z[n] = y[n] \otimes x^*[-n]$$

[0235] 可以将该方程重写为

$$[0236] \quad z[n] = h_{eff}[n] \otimes \phi_{xx}[n]$$

[0237] 其中,  $\phi_{xx}[n]$  是伪随机序列的自相关函数

[0238] 2. 对  $z[n]$  的第一个峰值进行定位,并且将其表示为  $n_{peak}$ 。提取  $z[n]$  的该峰值左边的  $w_L$  个样本和该峰值右边的  $w_R$  个样本,并且将该向量表示为  $pV$ 。

$$[0239] \quad pV = [z[n_{peak}-w_L+1] \cdots z[n_{peak}+w_R]]$$

[0240] 向量  $pV$  表示互相关结果  $z[n]$  的有用部分。在理想的情况下,在没有通道畸变时,并且当不限制通道BW时,选择  $w_L = w_R = f_s T_c$  对于确定接收到的信号的定时将足够了。在存在有限的BW时,对于当伪随机代码  $x[n]$  是  $+1/-1$  的序列时的情况,选择  $w_L$  和  $w_R$  的最佳方法是将它们分别选择为存在于  $p[n] = h_{tx}[n] \otimes h_{tx}[n]$  的峰值的左侧和右侧的非零值(或者更通常,选择值  $\gamma$  定义为峰值的一小部分的特定阈值)。选择  $w_L$  和  $w_R$  时的另一考虑是选择足够不相关的噪声样本,以获得足够的关于噪声子空间的信息。另外,应当选择整数  $w_L$  和  $w_R$ ,以包括尤其在左侧的所有可能多路分量(即通过选择  $w_L$ ),以帮助求解非常远的多路分量。包括太多超过  $f_s T_c$  的样本,使在  $pV$  向量中引入的噪声的量增加,因此必须减少样本。通过仿真和试验,一般  $w_L$  和  $w_R$  的值的集合分别是  $2f_s T_c$  和  $2f_s T_c$ 。

[0241] 注意,  $z[n]$  (继而  $pV$ ) 包含通道  $h[n]$ 、发送滤波器  $h_{tx}[n]$ 、接收滤波器  $h_{rx}[n]$  和伪随机序列的自相关函数  $\phi_{xx}[n]$  的影响。为了估计通道中的最早到达路径, 需要消除其它影响。在许多情况下, 针对最佳噪声性能, 将发送和接收脉冲形状进行匹配, 但是该算法工作不需要该限制。将基准相关函数定义为在可以使用  $pV$  来估计最早到达路径之前需要估计并消除的  $\phi_{ref}[n] = \phi_{xx}[n] \otimes h_{tx}[n] \otimes h_{rx}[n]$ 。

[0242] 3. 接下来估计基准相关函数  $\phi_{ref}[n]$ 。

[0243] 获得基准互相关的一种方法如下: 在理想通道 (所谓的“有线链接”) 上进行步骤1-2, 以获得相应的峰值向量  $pV_{Ref}$ 。 $pV_{Ref}$  包含基准相关函数  $\phi_{ref}[n]$  的有用样本。图30是实施例情况下的估计基准相关函数的流程图。

[0244] “有线链接”方法包含从发射器前端 (旁路功率放大器和发射天线) 通过‘理想’通道 (例如线缆) 向接收器前端 (旁路接收天线) 发送调制信号。注意, ‘理想’通道可以具有一些延迟和衰减, 但是不应当增加任何其它畸变, 并且必须具有高SNR。为了获得最佳性能, 需要针对每个伪随机序列单独生成‘有线’基准, 因为它们具有不同的自相关函数, 因此具有不同的基准。然后, 为了获得最佳自相关函数, 正确地选择PRN也非常关键 (具体地, 与峰值相比, 应当充分地抑制自相关旁瓣中的它们的闭合), 这将导致定时解决方法的最佳总体性能, 因为除非得到了充分衰减, 否则自相关旁瓣可能使多路发生错误。假设对发送滤波器响应进行控制, 在生产期间每个接收器需要对有线链接上的响应进行一次校准。如果可以控制接收器滤波器特性 (例如针对一批接收器), 则可以将对响应的有线链接的校准进一步减少为针对一组接收器的一次校准测量。

[0245] 确定基准相关函数  $\phi_{ref}[n]$  的可选方法是解析地计算各个分量  $\phi_{xx}[n]$ 、 $h_{tx}[n]$  和  $h_{rx}[n]$ , 并且对它们求卷积, 以达到基准相关函数  $\phi_{ref}[n]$ 。注意, 这种方法取决于在实际实现中可以控制发送和接收滤波器脉冲响应的程度。

[0246] 4. 通过跨多个黄金代码、甚至跨多个比特相干地进行平均, 来改善  $pV$  的估计值中的SNR。可以在作出发送各个比特的决定之后, 相干地进行跨多个比特的平均。换句话说, 在跨比特积分之前, 使用决定反馈。注意, 通过在步骤1中的互相关函数估计中执行求平均, 可以等效地获得改善的SNR。

[0247] 5. 使用  $N_{fft} - (wL + wR)$  零的零填充来计算  $pV$  和  $pV_{Ref}$  的长度  $N_{fft}$  的快速傅立叶变换 (FFT), 以分别获得长度  $N_{fft}$  向量  $pV_{Freq}$  和  $pV_{Ref, Freq}$ 。通过使用合成和真实测量通道两者, 通过仿真检查多路的可求解性, 来获得  $N_{fft}$  的最佳值。发现  $N_{fft}$  的一般值大于或等于4096。

[0248]  $pV_{Frea} = \text{FFT}[pV \text{零填充}]$

[0249]  $pV_{Ref, Freq} = \text{FFT}[pV_{Ref} \text{零填充}]$

[0250] 6. 计算  $H_{full}[k] = \frac{pV_{Freq}[k]}{pV_{Ref, Freq}[k]}$ , 以通道  $h[n]$  的获得频域估计值 (与噪声混

合)。如果用  $N_{os}$  (即对于频带限制在  $\pm 1/T_c$  的发送脉冲形状,  $N_{os} = \frac{f_s T_c}{2}$ ),

[0251] 对接收到的序列  $y[n]$  进行了过采样, 并且如果发送和接收脉冲形状滤波器用  $BW = 1/T_c$  进行了极佳的频带限制, 则对于真实通道  $H_{real}[k]$  的估计,  $H_{full}[k]$  的DC周围正好

$N = \frac{N_{fft}}{2N_{os}}$  个正负样本是非零的(即可使用)。根据我们的研究,我们得出结论,为了获得求

解算法的最佳性能,应当拾取DC的任一侧的  $\frac{N_{fft}}{2\alpha N_{os}}$  个样本,其中,基于在发射器和接收器处使用的实际脉冲形状滤波器以及自相关函数  $\phi_{xx}[n]$ ,选择  $\alpha > 1$ 。注意,包括  $\phi_{ref}[n]$  的频率过渡频带导致噪声增大,并且选择足够大的  $\alpha$ ,以在选择的样本中排除这些频率。然而,选择太大的  $\alpha$  将导致信号信息的损失。在实现时,使用基于具有小的额外带宽的上升余弦滤波器形状针对真实频带限制函数的  $\alpha = 1.25$  的优选选择。

[0252] 7. 如果  $H_{full}[k]$  的DC分量在索引0处,则将还原的H向量  $H[ ]$  定义为:

[0253]  $H = [H_{full}[N_{fft}-N+1] \cdots H_{full}[N_{fft}] H_{full}[0] H_{full}[1] \cdots H_{full}[N]]$

[0254] 8. 由还原的通道估计值向量  $H[k]$  构成矩阵  $P$ ,

[0255]

$$P = \begin{bmatrix} H(M) & \cdots & H(2N-1) & \left| & H'(0) & \cdots & H'(2N-M+1) \right. \\ H(M-1) & \cdots & H(2N-2) & \left| & H'(1) & \cdots & H'(2N-M+2) \right. \\ \vdots & \ddots & \vdots & \left| & \vdots & \ddots & \vdots \right. \\ H(0) & \cdots & H(2N-M+1) & \left| & H'(M) & \cdots & H'(2N-1) \right. \end{bmatrix}$$

[0256] 其中,  $1 < M < 2N$  是参数,  $( )'$  表示复数的共轭。

[0257] 将还原通道估计值向量  $H[k]$  的估计的协方差矩阵  $R$  定义为

[0258]  $R = P \times P^t$

[0259] 如果选择的  $M$  太小(接近1),则  $R$  的本征值的数量非常有限,其结果是,不能在信号和噪声之间描绘高分辨率算法。如果选择的  $M$  太大(接近  $2N$ ),则因为在获得协方差时求平均的量不足,并且获得的协方差矩阵  $R$  也是秩亏的,因此协方差矩阵估计值  $R$  不可靠。因此,在  $M$  的允许范围的正中间的  $M$  的值、即  $M = N$  是好的选择。这也得到了经验验证。

[0260] 9. 作为下式,对  $R$  进行奇异值分解(SVD)

[0261]  $R = UDV'$

[0262] 其中,  $U$  是左奇异向量的矩阵,  $V$  是右奇异向量的矩阵,并且  $D$  是奇异值的对角矩阵。

[0263] 10. 作为下式,构造排序奇异值的向量  $sV$

[0264]  $sV =$  按照降序排序的  $D$  的对角元素

[0265] 11. 下一个关键步骤是分离信号和噪声子空间。换句话说,为了选择向量  $sV$  中的索引  $ns$ ,使得奇异值  $sV[ns+1] \dots sV[N]$  对应于噪声。将噪声奇异值的向量定义为  $sV_{noise}$ 。

[0266] 存在多种方法,能够分离与噪声子空间相对应的奇异值,并且找到噪声子空间的基础向量的代表:

[0267] a) 所有小于  $\frac{\max(sV)}{T_1}$  的奇异值,其中,  $T_1$  是作为信噪比(例如片上SNR)的函数的阈值,  $T_1 = f(\text{SNR})$ 。

[0268] 图31是实施例情况下的估计噪声子空间的流程图。

[0269] b) 所有小于  $\min\left(\frac{\max(sV)}{T_1}, \text{mean}(sV(L:M)) \times T_2\right)$  的奇异值,其中,  $L$  是可以被选择为大于延迟扩展(例如  $N/2$ ) 的参数,并且  $T_2$  是根据经验确定的另一阈值(一般的值

可以为1000)。

[0270] 图32是可选实施例下的估计噪声子空间的流程图。

[0271] c) 另一方法包含通过针对噪声和信号加噪声子空间的不同区间重复估计SNR,并且与SNR的另一估计值进行比较,来确定噪声子空间。图33是另一可选实施例情况下的估计噪声子空间的流程图。

[0272] 1) 如下计算SNR的估计值:

[0273] i. 假设噪声由 $sV(i)$   $n_s, n_s+1 \dots M$ , 表示, 则作为下式计算噪声方差:

$$[0274] \quad \sigma_{est}^2(n_s) = \frac{\sum_{i=n_s}^M sV(i)}{M - n_s + 1}$$

[0275] ii. 作为 $P_{sig}(n_s) = \sum_{i=1}^{n_s-1} (sV(i) - \sigma_{est}^2(n_s))$  计算信号功率

$$[0276] \quad \text{iii. SNR的估计值: } SNR_{est}(n_s) = \frac{P_{sig}(n_s)}{\sigma_{est}^2(n_s)}$$

[0277] 2) 通过其它方法(例如片上SNR), 获得SNR的可选估计值。一种直接估计SNR的方法如下:

[0278] i. 如果由通过 $X_i$ 给出接收到的数据样本(在进行频率误差去除和对 $T_c$ 空间的样本的再采样和代码解相关之后)(其中, $X_i$ 是从经过插值的峰值位置开始小片间隔开的(chip-spaced))。

$$[0279] \quad X_i = S + N_i$$

[0280] ii. 作为 $\hat{S} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_i$  估计信号

[0281] iii. 作为 $\hat{N} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} (X_i - \hat{S})^2$  估计噪声

[0282] iv. 作为 $\widehat{SNR}_c = \frac{\hat{S}}{\hat{N}}$  估计SNR

[0283] 3) 作为满足以下条件的 $sV(n_s, n_s+1, \dots, M)$  选择噪声奇异值:

$$[0284] \quad n_{start} = [ \text{最小 } n_s : SNR_{est}(n_s) > \widehat{SNR}_c ]$$

[0285] d) 另一方法包含通过使用c) 1) 针对噪声和信号子空间的不同区间重复估计SNR, 并且选择区间 $n_{start}$ , 使得

$$[0286] \quad n_{start} = \underset{n_s}{\operatorname{argmax}} [SNR_{est}(n_s) - SNR_{est}(n_s - 1)]_{n_s=2}^K,$$

[0287] 来确定噪声子空间。

[0288] 图34是又一可选实施例情况下的估计噪声子空间的流程图。

[0289] e) 图35是再一可选实施例情况下的估计噪声子空间的流程图。

[0290] 1) 定义 $wLen = \frac{wL+wR}{f_s T_c}$  然后, 第一 $wLen$ 奇异值表示明显的信号加噪声子空间或者噪声子空间奇异值(其余奇异值表示相关的噪声和信号以及量化效果)。

[0291] 2) 如下计算SNR的估计值:

[0292] i. 假设噪声由 $sV(i) : i = n_s, n_s+1 \dots wLen$ 表示;  $1 < n_s \leq wLen$ , 则作为下式计算噪声

方差：

$$[0293] \quad \sigma_{est}^2(n_s) = \frac{\sum_{i=n_s}^{wLen} sV(i)}{wLen - n_s + 1}$$

[0294] ii. 作为  $P_{sig}(n_s) = \sum_{i=1}^{n_s-1} [sV(i) - \sigma_{est}^2(n_s)]$  计算信号功率

[0295] iii. SNR的估计值： $SNR_{est}(n_s) = \frac{P_{sig}(n_s)}{\sigma_{est}^2(n_s)}$

[0296] 3) 定义

[0297]  $n_{start} = [\text{最小 } n_s : SNR_{est}(n_s) > (SNR_{est}(wLen - \text{thresDB})]$ 。然后，直到winLen的 $n_{start}$ 表示噪声奇异值。thresDB的一般值是10。

[0298] 12. 选择相应的噪声右奇异向量，以建立 $V_N$ ，即选择 $V$ 中的与噪声奇异值相对应的所有向量，并且建立噪声子空间矩阵 $V_N$ 。

[0299] 13. 第一路径的估计到达时间：

[0300] a) 定义

$$[0301] \quad \omega(\tau) = \left[ 1 \quad e^{\frac{j2\pi}{Nfft}\tau} \quad e^{\frac{j2\pi}{Nfft}2\tau} \quad e^{\frac{j2\pi}{Nfft}3\tau} \quad \dots \quad e^{\frac{j2\pi}{Nfft}(M-1)\tau} \right]^H$$

[0302] b) 针对 $\tau$ 的值的范围 ( $\tau \in [\tau_{max}, -\tau_{max}]$ )，计算  $\Omega(\tau) = \frac{1}{\omega(\tau)^H V_N V_N^H \omega(\tau)}$ 。可以按照

需要选择小的搜索的解  $\Delta \tau$ 。作为示例， $\tau_{max} = 5$ ，并且  $\Delta \tau = 0.05$ ，从而以0.05的步长在范围  $[-5, 5]$  中搜索到 $\tau$ 。

[0303] 14.  $\Omega(\tau)$ 的峰值将提供通道脉冲相对于粗略峰值 $n_{peak}$ 的位置。理论上，第一个峰值将对应于LOS路径。能够基于来自基站的、可能在发送中编码的关于传播环境的信息来控制 $\tau_{max}$ 。例如，如果延迟扩展大，则可以将 $\tau_{max}$ 选择为较大(例如10)，而如果延迟扩展较小，则可以将 $\tau_{max}$ 选择为较小的值(例如4)。

[0304] 组合方法：

[0305] 除了上面讨论的独立方法，还可以使用大量其它组合方法。基于片上SNR的方案的有效组合是有效的方法。下面描述在实践中可以实现的组合方案的列表：

[0306] 1. 对于小于chipSNRRef的chipSNR，选取方法12(d)来选择噪声奇异值。否则，选择方法12(a)。

[0307] 2. 对于大于chipSNRRef的chipSNR，选取方法12(d)来选择噪声奇异值，并且估计峰值位置。否则，使用从互相关函数 $z[n]$ 开始的直接峰值估计技术(例如峰值插值、峰形状)。

[0308] 3. 对于小于chipSNRRef的chipSNR，选取方法12(e)来选择噪声奇异值。否则，选择方法12(a)。

[0309] chipSNRRef的一般值是10dB。

[0310] 位置的计算

[0311] 通过在终端单元或者服务器上可使用的定位引擎，来确定接收器单元的地点。接收器可以使用来自系统的范围测量值，或者将系统范围测量值与来自其它时机的信号的测

量值中的任意一个组合。倘若从已知地点推导出测量值,则足够多的集合的范围测量值产生位置方位 (fix)。由下式给出3D空间中的范围方程

$$[0312] \quad r_i = \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2}$$

[0313] 在一些本地坐标框架中,由  $(x_i, y_i, z_i)$  给出发射器的地点,并且由  $(X, Y, Z)$  给出移动单元的未知地点。三个或更多个发射器产生用来计算方位的三个或更多个范围测量值。测量值同样具有接收器时间偏置附加项,因为接收器时间与WAPS时间不同步。

$$[0314] \quad R_i = r_i + c \Delta t$$

[0315] 将该方程称为“伪范围测量方程”。注意,因为发射器的定时是同步的,因此时间偏置是共同的。必须针对从嵌入来自每个发射器的发送中的数据流可获得的发送定时校正,对伪范围进行校正。该  $\delta$  (delta) 时间偏置创建新的未知参数,因此使用最少四个测量值来进行求解。气压高度表测量值作为下式提供求解需要的信息

$$[0316] \quad \text{Baro} = (z_b - Z)$$

[0317] 一种求解这些非线性联立方程的方法是在任意初始点将问题线性化,然后迭代求得对该初始位置的校正,从而迭代得出最终解。

[0318] 这种方法使用对  $X, Y, Z$  解的初始猜想,因此作为下式使用发射器的形心 (centroid)

$$[0319] \quad (X_0, Y_0, Z_0) = (1/n) \sum_{i=1}^n (x_i, y_i, z_i)$$

[0320] 假设最终位置解是如下形式的

$$[0321] \quad (X, Y, Z, \Delta t) = (X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0 = 0) + (dX, dY, dZ, d\Delta t)$$

[0322] 可以在关于  $(X, Y, Z, \Delta t) = (X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)$  的泰勒 (Taylor) 级数中扩展几何范围

[0323]

$$\begin{aligned} R_i &= \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} + c \Delta t \\ &= \sqrt{(x_i - X_0)^2 + (y_i - Y_0)^2 + (z_i - Z_0)^2} + c \Delta t_0 + \left. \frac{\partial r}{\partial x} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dX \\ &\quad + \left. \frac{\partial r}{\partial y} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dY + \left. \frac{\partial r}{\partial z} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dZ + c d\Delta t \\ &= \hat{r}_i + \left. \frac{\partial r}{\partial x} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dX + \left. \frac{\partial r}{\partial y} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dY \\ &\quad + \left. \frac{\partial r}{\partial z} \right|_{(X_0, Y_0, Z_0, \Delta t_0)} dZ + c d\Delta t \end{aligned}$$

[0324] 其中,估计的范围被计算为

$$[0325] \quad \hat{r}_i = \sqrt{(x_i - X_0)^2 + (y_i - Y_0)^2 + (z_i - Z_0)^2}$$

[0326] 并且由下式给出偏导数

$$[0327] \quad \partial R / \partial x = \partial r / \partial x = (x_i - X) / r_i \qquad \partial R / \partial \Delta t = c$$

$$[0328] \quad \partial R / \partial y = \partial r / \partial y = (y_i - Y) / r_i$$

$$[0329] \quad \partial R / \partial z = \partial r / \partial z = (z_i - Z) / r_i.$$

[0330] 在本实施例中,示出了具有四个未知值的四个线性方程。附加范围估计值将在矩阵中产生更多行。结果是下面的方程的集合

$$[0331] \quad \begin{bmatrix} (x_1 - X_0) / \hat{r}_1 & (y_1 - Y_0) / \hat{r}_1 & (z_1 - Z_0) / \hat{r}_1 & 1 \\ (x_2 - X_0) / \hat{r}_2 & (y_2 - Y_0) / \hat{r}_2 & (z_2 - Z_0) / \hat{r}_2 & 1 \\ (x_3 - X_0) / \hat{r}_3 & (y_3 - Y_0) / \hat{r}_3 & (z_3 - Z_0) / \hat{r}_3 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta X \\ \delta Y \\ \delta Z \\ c \delta \Delta t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 - \hat{r}_1 \\ R_2 - \hat{r}_2 \\ R_3 - \hat{r}_3 \\ z_b - Z_0 \end{bmatrix}$$

[0332] 观测矩阵的最后一行表示气压高度表测量值。三个1的列表示所有三个范围上的相同时间偏置。这些方程是 $Ax=b$ 形式的。解 $x=A^{-1}*b$ 。注意,在没有气压计测量值的情况下,多一个附加测量值将增加与上面的矩阵的1到3行类似的附加行。该附加测量值将使得能够估计接收器的海拔高度。注意,当存在比未知值的数量多的可使用测量值时,则解将基于由 $A_+ = (A^T A)^{-1} A^T$ 给出的A的伪逆,并且由 $x=A_+^{-1}b$ 给出最小二乘解。当测量值的质量不不同时,在最小二乘意义上求解方程 $Ax=b$ 的最佳方式是针对来自每个方程的误差使用与SNR成比例的权重。这产生解 $x=A_+^{-1}b$ ,其中, $A_+ = (A^T W A)^{-1} A^T W$ 。对角加权矩阵W由与测量值的噪声方差成比例的权重形成。这些方程的解产生对X、Y、Z的 $\delta$ 校正值和 $\delta$ 时间估计值,使得

$$[0333] \quad \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \\ \Delta t_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta X \\ \delta Y \\ \delta Z \\ \delta \Delta t \end{bmatrix}.$$

[0334] 这完成了这种方法的第一次迭代。用更新后的位置和时间偏置估计值代替初始猜想,并且继续该算法,直到 $\delta$ 参数在一些阈值以下为止。一般的停止点将以 $\delta$ 值在特定阈值(例如1米)以下为规范。

[0335] 使用最小二乘和关于用户的地点的最初猜想,来对GPS中的线性化方程系进行求解,使得算法收敛到最终用户地点。线性化是基于卫星和用户位置之间的距离大于地球上的用户位置和所猜想的位置之间的距离的基本假设。对于在地面环境(具有小的几何结构)中工作的相同的方程组,初始猜想可以基于形心(如上)、靠近接收到的信号最强的发射器的点,或者通过借助于没有迭代的公式序列给出封闭形式解的直接方法来获得。当初始猜想是形心或者靠近接收到的信号最强的发射器的点时,使用最小二乘法来改善最初猜想。当通过借助于没有迭代的公式序列给出封闭形式解的直接方法获得初始猜想时,初始解本身是最终解,并且仅当存在比未知值多的测量值(因此方程),其中,使用这些测量值中的预期误差(其是根据诸如信号强度和高度角等参数获得的)对各个测量值进行加权时,使用最小二乘来改善初始猜想。此外,如果要及时对测量值的序列进行处理,则可以向卡尔曼(Kalman)滤波器馈送如上获得的解,以获得最佳解“轨迹”。

[0336] 克服地面情况下的线性化问题的另一种方法包含将方程组用公式表示作为非线性最小化问题(具体地,作为加权非线性最小二乘问题)。具体地,将要最小化的非线性目标

函数定义为

[0337]

$$f(X, Y, Z, \Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \times \left[ R_i - \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} - \Delta t \right]^2$$

[0338] 选择权重 $W_i$ 与测量范围 $R_i$ 的SNR成反比。作为使目标函数最小化的 $(X, Y, Z, \Delta t)$ 的集合,获得接收器地点的最佳估计值。当气压计或者其它海拔高度辅助可用时,则将目标函数修正为

[0339]

$$f(X, Y, Z = Z_{baro}, \Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \times \left[ R_i - \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z_{baro})^2} - \Delta t \right]^2$$

[0340] 基于这种方法的位置解将更稳定并且鲁棒,特别在小几何结构地面系统配置下。在这种配置中,小的接收器坐标的改变显著地改变观测矩阵,并且有时导致线性化迭代不收敛。收敛于局部最小值或者发散由于影响目标函数的形状、使得可能存在局部最小值的测量值中的残余偏置而更经常出现。残余偏置可能在室内/城市峡谷环境中相当普遍。上面的非线性公式除了克服小几何结构线性化问题之外,还使位置算法相对于测量值偏置鲁棒。

[0341] 对函数 $f$ 进行最小化以获得最佳 $X, Y, Z$ 的一种方法是使用遗传算法(例如差分进化),以找到函数的全局最小值。使用这种算法使得解能够避免当在范围测量值中存在多路偏置时在小几何结构地面定位中出现的局部最小值。

[0342] 不管使用线性化最小二乘、还是非线性最小二乘法来对伪范围测量值方程求解,重要的是与位置估计值一起提供质量度量。位置质量度量应当是伪范围测量值方程残差、测量值的质量以及信号塔相对于估计的位置的几何结构的函数。由下式给出第 $i$ 个信号塔测量值的伪范围测量值残差

$$[0343] \quad PR_{res,i} = R_i - \left( \sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} + c \Delta t \right)$$

[0344] 由下式给出平均加权rms伪范围残差

$$[0345] \quad PR_{res} = \sqrt{\frac{\sum_i W_i \times PR_{res,i}^2}{\sum_i W_i}}$$

[0346] 根据 $H = (A^T A)^{-1} A^T$ 的对角元素将HDOP、VDOP、PDOP定义为下式

$$[0347] \quad HDOP = \sqrt{H(1,1) + H(2,2)}$$

$$[0348] \quad VDOP = H(3,3)$$

$$[0349] \quad PDOP = \sqrt{H(1,1) + H(2,2) + H(3,3)}$$

[0350] 由下式给出特定SNR处的伪范围RMS(均方根)误差

$$[0351] \quad PRE_{th} = f(\sqrt{SNR})$$

[0352] 其中,  $f$  通常是其自变量的非线性单调递减函数。可以作为信号BW和接收器BW的函数针对特定接收器配置解析地推导出, 或者可选地, 作为将SNR映射到范围误差的表根据仿真获得函数  $f$ 。

[0353] 将2-D位置的质量度量定义为

$$[0354] \quad QM_{2-D} = HDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$$

[0355] 类似地, 由下式给出海拔高度和3-D位置的质量度量

$$[0356] \quad QM_{alt} = VDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$$

$$[0357] \quad QM_{3-D} = PDOP \times \sqrt{PR_{res}^2 + PRE_{th}^2} \times \alpha$$

[0358] 基于希望的置信水平选择质量  $\alpha$ 。例如, 将使用值3来获得95%的置信, 而将使用值1用于68%的置信。

[0359] 使用WAPS系统进行定位的另一种方法包含在差分方案中使用WAPS基准接收器。如在“差分广域定位系统”中所示出并且在定时同步的上下文中所讨论的, 可以与WAPS信号塔和基准接收器的纬度、经度、海拔高度一起使用频带时间戳的基准接收器测量值, 来确定特定时间戳处的WAPS信号塔发射之间的定时  $\delta$ 。一旦已知发射器之间的定时  $\delta$ , 则可以将范围方程还原为再次具有单个共同时间偏置。然后, WAPS接收器可以避免对WAPS数据流进行解调(例如从数据流中提取定时校正值)。可以向服务器发送WAPS接收器测量值, 然后可以在服务器处计算位置, 或者可选地, 可以将基准接收器测量值中继到WAPS接收器, 并且可以在那里计算位置。假设WAPS信号塔的纬度、经度和海拔高度已经知道/可获得, 以在位置计算中使用。在WAPS数据流安全的情况下, 该差分系统可以避免为了获得定时校正值的而从安全的数据流中提取数据的需要。

[0360] 从WAPS系统获得定位的另一种可选方法使用RSSI指纹识别技术(fingerprinting technique)。基于需要定位的区域中的训练测量值, 针对给定目标区域, 建立WAPS信号塔发射功率/地点和RSSI水平的数据库。注意, 还可以用到达角(AOA)信息来拓展RSSI数据库, 以对解进行改善。然后, 使用WAPS接收器RSSI测量值(可能的, AOA测量值), 来查阅该数据库, 以获得地点估计值。使用WAPS RSSI测量值的可选方法将是使用传播模型(或者简单外插/内插技术)将测量值变换为范围估计值, 然后使用三多边形(trilateration)来确定位置。注意, 这些指纹识别技术中的RSSI测量值可以用可以被变换为范围的任意其它测量值来代替。

[0361] 使用WAPS基础架构计算位置的可选方法使用在没有预先获知WAPS信号塔地点的情况下从WAPS系统获得定位的盲方法。在这种方法中, 通过现场测量来确定WAPS信号塔的近似地点(例如通过在GNSS标识的地点从WAPS信号塔周围的许多角度测量RSSI, 然后使用基于这些地点的RSSI的加权平均, 来估计WAPS信号塔地点)。然后, 可以使用RSSI指纹识别方法中的任意一种来确定位置(例如如上面的段落中所描述的)。

[0362] 可以使用利用WAPS基础架构计算位置的可选方法来离线计算位置。该位置计算包含任选地与近似位置和WAPS时间标签一起存储来自WAPS接收器的WAPS信号的样本片段(例如存储的数据可以是低IF处的I数据或基带处的IQ数据)。注意, 足以存储足够的样本以使得能够获取信号。在稍后的时间对样本进行处理, 以搜索、获取并计算到WAPS信号塔的范围

围。这种方法可以使用离线数据来查找可能存储在服务器上的中央数据库中的信号塔地点和定时校正信息。这种离线位置计算方法提供仅以设备上的存储器的成本支持WAPS定位的能力。这种方法的其它优点是存储WAPS IQ数据花费的时间非常短,使得方便用于需要快速地标记位置、但是不立即需要准确位置的应用。这种方法的一个可能应用可以用于对照片进行地理标记。

[0363] 定位的另一种方法除了上面指出的代码相位测量值之外,还使用载波相位测量值。可以将载波相位测量值写作:

$$[0364] \quad \phi_i(t_0) = r_i(t_0) + N_i\lambda + \Delta t$$

[0365] 可以使用各种技术来对载波相位测量值中的整数模糊 $N_i$ 求解。可以使用代码相位测量值、多个频率处的测量值和/或其它方法,来对模糊求解。随后,时间 $t_k$ 处的载波相位测量值可以提供从准确初始位置开始的对位置的准确跟踪。可以将未来时间的载波相位测量值写作

$$[0366] \quad \phi_i(t_k) = r_i(t_k) + N_i\lambda + \Delta t$$

[0367] 只要载波相位测量值没有周跳(即应当通过连续相位锁定跟踪信号),则 $N_i$ 不发生改变,并且可以使用最小二乘计算新的地点。可选地,可以在卡尔曼滤波器中使用这些测量值,来更新新的位置状态。如果相位锁定丢失,则需要计算新的整数模糊值。

[0368] 另一种方法使用如上所述的相对于基准接收器的差分定位。可以使用代码或载波测量值或者两者的组合,来进行差分定位。作为下式,通过从基准接收器 $r$ 和接收器 $s$ 中减去相同信号塔的测量值,针对代码和载波相位计算单差观测值

$$[0369] \quad R_{sr}^i = \underbrace{\rho_s^i - \rho_r^i}_{\text{几何范围差}} + \underbrace{c(dt_s - dt_r)}_{\text{时钟之间的时间差}} + (\varepsilon_{R,s} - \varepsilon_{R,r})$$

$$[0370] \quad \Phi_{sr}^i = \underbrace{\rho_s^i - \rho_r^i}_{\text{几何范围差}} + \underbrace{c(dt_s - dt_r)}_{\text{时钟之间的时间差}} + \underbrace{\lambda(N_s^i - N_r^i)}_{\text{相位测量值中的整数模糊}} + (\varepsilon_{\phi,s} - \varepsilon_{\phi,r})$$

[0371] 注意,发射器中的任何定时误差都不出现在这些观测值中,因此即时当系统不同步或者不完全同步时,也使得能够求得位置解。另外,由于对流层延迟可能在短基线(例如基准接收器 $r$ 和接收器 $s$ 之间的距离)的局部区域中相关,因此测量值中的任何对流层延迟误差接近抵消。使用通信通道从基准接收器 $r$ 向接收器 $s$ 发送范围和载波测量值,以进行位置计算。或者可选地,接收器 $s$ 和接收器 $r$ 需要将范围和载波传送到服务器,以进行位置计算。

[0372] 在任意位置求解方法中,可以使用地形图上的布置或者气压感测来确定接收器的高度。使用地图上的布置,在进行三边测量期间,可以基于地形数据库和确定的用户的高度,将用户的地点限制到某一地形上。还可以将用户的高度限制到该地形以上的某一高度内。例如,可以基于该区域中的最高建筑,限制地形以上的最大海拔高度。(例如通过消除在使用偏置的范围测量值时不时产生的模糊解)这种类型的限制可以改善高度解(height solution)的质量。

[0373] 另外,如果可获得室内建筑图,则可以使用该信息(随同相关联的、对可能的用户地点的限制一起)来辅助位置求解。例如,可以使用物理约束来限制用户运动模型,由此改

善跟踪卡尔曼位置滤波器的质量。建筑图的另一用途是基于从信号塔到室内地点的物理环境,确定/估计特定信号塔的范围测量值的质量。可以使用更好的范围质量的估计值来对位置计算进行加权,以获得更好的位置估计值。

[0374] 当使用气压传感器时,可以随着接收器终端在海拔高度上向上或向下移动,使用校准的气压传感器测量压力差。将这与不同海拔高度上的压力的校准值或者平均值进行比较,以确定接收器的高度。

[0375] 在计算位置解时,当可获得大于二维位置所需的最少三个测量值的附加测量值时,使用基于对测量值的一致性的检查的接收器整体性监视,来消除“孤立”测量值。“孤立”测量值可能是由于在发射器处定时同步的丢失或者由于诸如多路的通道影响。

[0376] 基于高度计的用于确定海拔(elevation)的方法

[0377] 实施例的WAPS系统包括高度计(压力传感器)以辅助对用户海拔的确定。从压力传感器可获得的唯一信息是当时的大气压力和测量地点。为了将这变换为传感器的海拔的估计值,需要多个附加信息。存在基于空气柱的重量,将压力与海拔相关的标准公式,如下:

$$[0378] \quad z_1 - z_2 = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

[0379] 其中, $z_1$ 和 $z_2$ 是两个海拔, $P_1$ 和 $P_2$ 是这些海拔处的压力, $T$ 是空气的温度(单位为K)。 $R=287.052\text{m}^2/\text{Ks}^2$ 是气体常数, $g=9.80665\text{m}/\text{s}^2$ 是由于重力而产生的加速度。注意,该公式提供针对压力差确定海拔差的相对信息。通常在 $z_2=0$ 的情况下使用该公式,从而 $P_2$ 是海平面压力。因为海平面空气压力随着天气条件并且随着地点显著变化,因此除了海拔要被确定的场所的温度和压力之外,还需要海平面压力。当应用 $T=15\text{C}$ 并且 $P=101325\text{Pa}$ 标准大气条件时,发现海拔增加1米对应于压力降低12.01Pa。

[0380] 因此,为了以1m的分辨率确定海拔,必须以明显比36Pa精细的准确度知道海平面压力。还值得注意,因为以绝对温标(Kelvin)为单位测量 $T$ ,因此 $3\text{C}$ (或K)的温度误差近似对应于1%的海拔误差。这可能在确定海平面显著以上的海拔时,并且在尝试对高层建筑中的较高楼层进行求解时,变得显著。因此,为了以1m的分辨率确定海拔,需要具有高精度和分辨率的压力传感器。为了配合移动设备,这些传感器应当具有低成本、低功率和小尺寸。注意,商业气象等级传感器不提供这种级别的准确度和分辨率,并且不以确定海拔所需的速率进行更新。

[0381] 将海拔确定到1m的准确度的关键在于,具有提供足够局部并且足够准确的基准压力信息的系统。必须能够提供温度接近未知地点并且距离和时间接近的测量值,以捕获变化的天气条件;最终,必须足够准确。因此,实施例的海拔确定系统包括、但不限于以下元素:移动传感器,其以足够的准确度确定未知地点处的压力和温度;基准传感器阵列,其以足够的准确度确定已知地点处的压力和温度,并且足够接近未知地点;基于插值的估计算法,其输入所有基准传感器数据、基准传感器地点和其它拓展信息,并且产生WAPS网络内的关注地点处的准确基准压力估计;基准传感器和移动传感器之间的通信链接,用于以足够及时的方式提供基准信息。下面详细描述这些元素中的每个。

[0382] 图36是实施例下的基准海拔压力系统的框图。通常,基准海拔压力系统或者基准系统包括基准传感器阵列,基准传感器阵列包括至少一组基准传感器单元。每组基准传感

器单元包括位于已知地点的至少一个基准传感器单元。系统还包括远程接收器,远程接收器包括大气传感器或者耦接到大气传感器,大气传感器收集远程接收器的位置处的大气数据。在处理器上运行的定位应用程序耦接到远程接收器或者是远程接收器的部件。定位应用程序使用大气数据和来自基准传感器阵列的基准传感器单元的基准数据,生成远程接收器的位置处的基准压力估计值。定位应用程序使用基准压力估计值,计算远程接收器的海拔。

[0383] 更具体地,基准海拔压力系统包括移动传感器,移动传感器以足够的准确度确定未知地点处的压力和温度,并且移动传感器是远程接收器的部件或者耦接到远程接收器。系统包括基准传感器阵列,基准传感器阵列包括至少一个基准传感器单元,基准传感器单元准确地确定适合于远程接收器的地点的已知地点处的压力和温度。基准传感器单元与远程接收器和/或中间设备(例如服务器、中继器等)(未示出)进行通信,以提供基准信息。系统包括定位应用程序,在实施例,定位应用程序是基于插值的估计算法,其输入所有基准传感器数据、基准传感器地点和其它拓展信息,并且产生相对准确的关注地点处的基准压力估计。定位应用程序可以是远程接收器的部件,可以驻留在远程服务器或其它处理设备,或者可以分布在远程接收器和远程处理设备之间。

[0384] 图37是实施例情况下的集成了基准海拔压力系统的WAPS的框图。如这里所描述的, WAPS包括同步信标的网络、获取并跟踪信标和/或全球定位系统(GPS)卫星的接收器单元(并且任选地具有地点计算引擎)以及包括信号塔的索引、收费接口、专用加密算法(和任选地地点计算引擎)的服务器。系统在许可/未许可的工作频带中工作,并且发送用于定位目的和导航目的的专用波形。可以与其它定位系统或者传感器系统结合使用WAPS系统,以提供更准确的地点解。注意,可以使用利用基准压力估计值计算的远程接收器的海拔,明确地作为海拔高度估计值,或者在任意位置定位系统中暗中辅助位置计算。

[0385] 一个示例系统集成了基准海拔压力系统和WAPS。通常,集成系统包括地面发射器网络,地面发射器网络包括广播定位信号的发射器,定位信号至少包括测距信号和定位系统信息。测距信号包括用来测量到广播该测距信号的发射器的距离的信息。系统包括基准传感器阵列,基准传感器阵列包括至少一个位于已知地点的基准传感器单元。远程接收器包括或者耦接到大气传感器,大气传感器收集远程接收器的位置处的大气数据。在处理器上运行的定位应用程序耦接到远程接收器或者是远程接收器的部件。定位应用程序使用大气数据和来自基准传感器阵列的一组基准传感器单元的基准数据,生成远程接收器的位置处的基准压力估计值。定位应用程序使用基准压力估计值以及根据定位信号和作为基于卫星的定位系统的信号的卫星信号中的至少一个推导出的信息,计算包括海拔的远程接收器的位置。

[0386] 更具体地,该集成系统包括移动传感器,移动传感器以足够的准确度确定未知地点处的压力和温度。移动传感器是远程接收器的部件或者耦接到远程接收器,但是不限于此。系统包括基准传感器阵列,基准传感器阵列包括至少一个基准传感器单元,基准传感器单元准确地确定适合于远程接收器的地点的已知地点处的压力和温度。基准传感器单元与远程接收器和/或中间设备(例如服务器、中继器等)(未示出)进行通信,以提供基准信息。可以对基准传感器单元配置一个或更多个WAPS发射器,和/或可以将基准传感器单元单独定位在其它已知位置。系统包括定位应用程序,在实施例,定位应用程序是基于插值的估

计算法,其输入所有基准传感器数据、基准传感器地点和其它拓展信息,并且产生关注地点处的基准压力估计。定位应用程序可以是远程接收器的部件,可以驻留在WAPS服务器或其它处理设备上,或者可以分布在远程接收器和WAPS服务器之间。

[0387] 如上所述,移动传感器应当能够以比36Pa显著精细的分辨率和准确度确定压力,许多压力传感器具有内置温度传感器,以对不理想的传感器性能提供补偿,但是由于自发热效应,这些传感器不能提供外部空气温度的足够准确的测量值。即使在市场上不能获得准确的传感器的情况下,如果可获得具有足够分辨率的传感器,也可以使用它们,用于楼层级别的海拔高度估计的目的。实施例的移动传感器以近似小于36帕斯卡的分辨率确定基准压力数据,并且以近似等于和小于3摄氏度中的至少一个的分辨率确定温度数据。

[0388] 这些传感器具有固有的短期和长期稳定性问题,这可以通过诸如对几个样本求平均的适度滤波技术来进行校正。每个传感器还可能具有可能随着温度改变的偏移,例如,需要通过查找表对偏移进行校准或者补偿。

[0389] 通过充分的校准,这些传感器应当提供需要的准确度。一些传感器还可能对高速率的运动敏感。可以使用一些启发式规则,在识别出高速度或者加速度时限制压力信息的使用。然而,在室内环境中很少经历高速度。当以高速行进时,GPS定位和地图数据一般将提供足够的垂直位置信息。

[0390] 还应当注意,应当以将传感器暴露到外部空气中(但是没有风、气流或者其它空气运动)的方式安装传感器。到一般消费产品内部的安装或者定位应当产生可接受结果。电池舱和连接器提供外部空气到达传感器的非直接路径,同时防止任何直接空气运动。然而,防水设备将需要特殊设置,以向传感器提供与外部的接入。

[0391] 基准传感器将被部署在小得多的体积中并且在专用场所,因此可以在基准系统中获得相对更好的准确度,使得能够向移动传感器分配大多数总体误差预算。绝对压力传感器的已有市场(诸如气象和飞机高度计)不具有与实施例的应用相同的高准确度要求。在参考应用中,实施例使用多个传感器,通过对它们的测量值求平均而用于冗余量并且用于改善的准确度。另外,可以对传感器进行封装,以限制暴露传感器的温度范围,并且针对该有限温度范围对传感器进行最佳校准。

[0392] 基准系统应当对各个测量值求平均,或者以别的方式进行滤波,以使用几秒至几分钟级的时间标度提高准确度。应当将基准传感器的高度测量到‘厘米’水平准确度;应当连续测量并且记录外部空气温度;应当将传感器暴露到外部空气中,以测量空气压力,但是必须不经受风、气流或者其它明显的空气运动(可以使用挡板或者其它封装,沿着不是直接到传感器的路径引导空气);不应当将传感器密封在防水外壳中,因为这可能妨碍对外部空气压力的测量。实施例的基准传感器以近似小于36帕斯卡的分辨率确定基准压力数据,并且以近似等于和小于3摄氏度中的至少一个的分辨率确定温度数据。

[0393] 实施例使得能够进行基于插值的基准压力估计。给定每个WAPS发射器信号塔处的压力和温度测量值以及信号塔地点和其它拓展信息,实施例预测移动用户地点处的海平面大气压力,作为用户高度估计的基准值。因此,生成大气压力表面梯度模型,并且将每个信号塔场所处的压力测量值作用于模型的局部修正的样本数据。因此,该估计算法作为在信标塔处捕获的直接测量值,对用户地点处的可比基准压力准确度进行校准。

[0394] 下面描述对该插值的公式化的描述。在一个WAPS网络内,给定n个发射器信号塔处

的基准气压传感器,基于基准传感器输出估计等效海平面大气压力。这以两个步骤进行,但是不限于此。

[0395] 作为第一步骤,给定发射器信号塔*i*处的海平面以上的基准传感器高度 $h_i$ (单位为米)以及从基准传感器读取的压力 $p_i$ (单位为帕斯卡)和温度 $T_i$ (单位为绝对温标),使用下面的公式,计算具有纬度 $x_i$ 和经度 $y_i$ (单位为度)的地点处的等效海平面大气压力 $P_i$ (单位为帕斯卡):

$$[0396] \quad P_i = p_i e^{\frac{gh_i}{RT_i}}$$

[0397] 其中, $g$ 是重力加速度常数, $R$ 是空气的特定气体常数。作为第二步骤,在计算WAPS网络的所有 $n$ 个发射器地点处的等效海平面大气压力,并且使用WAPS获得用户的纬度 $x_0$ 和经度 $y_0$ 信息之后,用下面的公式估计用户地点 $P_0$ 处的等效海平面压力:

$$[0398] \quad P_0 = \sum_{i=1}^n W_i P_i$$

[0399] 其中, $W_i = W_i(x_0, y_0, x_i, y_i)$ 是取决于用户地点和基准场所*i*地点两者的加权函数。

[0400] 实施例的通信链接提供由移动传感器使用的信息。实施例每隔几秒至几分钟广播一次压力更新,但是不限于此。

[0401] 如果基准系统很少广播基准信息,则移动单元进行如下操作中的至少一个:在下一次广播之前需要信息的情况下,连续监视广播,以接收并存储最后的信息;在计算新的海拔之前等待下一次广播;当需要时向基准系统“拉取(pull)”或者询问最新的信息。实施例的拉取方法(而不是使基准系统广播信息)使系统带宽最小化。然而,拉取在基准系统和移动终端之间使用双向通信,并且由于将使用多个基准场所用于任意移动计算,因此其需要移动终端确定其应当询问哪个基准场所。使移动终端进行的监视最少、同时保持低延迟的好的折衷是使基准系统比其更新测量值花费的时间更频繁地广播其数据。

[0402] 实施例针对信息内容包括两种可能方法。第一种方法使移动终端进行所有计算,在这种情况下,由基准(reference)发送的信息包括、但不限于以下:具有一米准确度的基准地点(纬度和经度);具有0.1-0.2m准确度的基准传感器的高度;基准场所处的空气的测量温度(进行一些滤波之后);具有1Pa准确度的基准场所处的空气的测量压力(进行滤波、传感器温度补偿以及诸如偏移的任意其它局部校准之后);以及置信的测量值。

[0403] 可选地,基准场所可以使用其温度和压力测量值,来计算等效海平面压力。如果使用这种方法,则要广播的信息的列表包括、但不限于以下:具有一米准确度的基准地点(纬度和经度);具有0.1-0.2m准确度的基准传感器的高度;基准场所处的计算出的等效海平面压力(具有1Pa准确度);置信的测量值。

[0404] 实施例还减少发送的数据的比特,但是广播每个相对于一些已知常数的数据。例如,基准场所相对地靠近移动场所,因此可以仅发送纬度和经度的分数度(fractional degree),留下要采用的整数部分。类似地,虽然空气压力一般在 $10^5$ 帕斯卡级,但是空气压力从标准大气压开始仅改变几千Pa。因此,实施例广播从标准大气压力的偏移,以减小广播绝对压力时的带宽。

[0405] 从GPS或者类似系统获得的纬度和经度在城市应用中不特别有用。代替地,需要将

纬度和经度映射到街道地址的数据库。海拔在垂直纬度上具有类似限制。有用的参数是人 在哪一楼层上。如果存在对地面标高和建筑中的每个楼层的高度的数据库的访问,则这 可以根据海拔信息准确地确定。对于低至近似3层的建筑,从映射或者类似数据库知道地面 标高并且估计楼层高度可能就足够了。对于更高的建筑,将需要关于楼层高度的更准确 的信息。

[0406] 这呈现了实现智能学习算法的机会。例如,可以假设将在距离地板1m和2m之间 承载蜂窝电话。因此,实施例的系统可以累积建筑中的许多蜂窝电话的海拔,其中,预期 数据聚集在距离每个地板1.5米左右。使用足够的数据库,能够建立关于建筑中的每个 地板的高度的置信。因此,可以随着时间学习并细化数据库。这种算法在具有坡道或者 地板之间的夹层的建筑中变得更复杂,但是仍然可以针对大多数建筑生成有用的数据。

[0407] 可以在制造时对传感器偏移和潜在的其它参数进行校准。这通过使用提供基准 信息的已知良好传感器使传感器循环通过一个范围的温度和压力,应当是可能的。可能 这些校准参数将随着使用年限慢慢漂移。因此,实施例使用随着时间逐渐更新校准值 的算法(例如,当传感器固定在已知高度时,算法识别并在这些条件下更新校准表)。

[0408] 除了通常的确定人的地点的应用之外,实施例还可以包括使用更精确的相对海 拔信息、而不需要绝对海拔信息的专门应用。例如,找到在建筑中被击倒的消防队员需 要知道被击倒的人相对于救援方的位置,但是绝对位置同样重要。相对定位中的附加 精度通过在应用开始时具有额外手动步骤将是可能的。例如,所有消防队员可以在其 进入之前,在诸如建筑入口的已知地点初始化其跟踪器。即使绝对海拔不准确,并且不 能完全补偿天气相关压力变化,也可以在某一时间段内相当准确地确定他们相对于该 点并且由此相对于彼此的位置。类似地,通过使用户按下商场中的已知点处的按钮, 可以实现需要比从绝对测量可获得的精度高的精度的购物相关应用。然后,可以在 某一时间段内相当准确地确定他们相对于该点的位置。

[0409] 可选地,可以利用移动信标作为局部基准,在特定地点提供更高准确度。例如, 购物商场可能具有其自己的基准传感器,以在商场内提供更高的准确度。类似地,可 以对消防车配备基准传感器,以在火灾场景中提供局部基准信息。

[0410] 低成本压力传感器具有的问题在于,它们具有从正确读数的偏移。实验显示 这种偏移在几周到几个月的时间标度上相当稳定。然而,可能这种偏移将在许多个月 至几年的时间段上随着时间缓慢漂移。虽然直接测量这种偏移,并且在制造时对其进 行补偿,但是不可能产品终生补偿都保持准确。因此,需要在现场重新进行校准的手 段。

[0411] 如果实施例的传感器在已知海拔,并且大气压力已知,则可以对实施例的 传感器重新进行校准。实施例辨别在已知海拔传感器将处于的实际情形。例如,如果 传感器在具有GPS能力的设备中,并且正在以高信号强度接收GPS卫星,则GPS推导 出的海拔高度应当相当准确。在良好信号条件下,累积随着时间的、与GPS海拔高度 的偏离,可以提供传感器校准所需的校正值的估计值。

[0412] 类似地,传感器系统可以学习用户的习惯,并且使用该信息稍后对校准进行 校正。例如,如果用户在晚上一直将其电话放置在一个地点,则传感器或许可以在诸 如深夜的特定时间开始跟踪该地点处的海拔高度。最初,将作为该地点的真实海拔高 度累积并存储这些值。在几个月之后,当传感器确定其在夜晚的相同时间在相同的 地点时,其可以开始跟踪

与稍早确定真实海拔高度的偏离。然后,可以累积这些偏离,以缓慢地生成对校准的校正正值。因为这些方法也使用当前大气压力的知识,因此它们使用由WAPS网络提供的基准压力测量值。

[0413] 根据压力读数确定海拔高度的标准处理包含将基准地点处的测量值转换为等效海平面压力,然后使用它来确定未知压力传感器的海拔高度。标准公式是:

$$[0414] \quad z = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P}{P_0}\right)$$

[0415] 注意,由于传统上作为远离地球表面的正移动来测量高度,因此添加了负号。另外,由于这是自然对数,因此将该对数校正为‘ln’。该公式使海平面以上的高度 $z$ 与该点处的大气温度( $T$ )和压力( $P$ )以及该点以下的海平面空气压力( $P_0$ )相关。

[0416] 应用该公式的一个附加问题是,高度直接与温度(不精确知道的测量量)直接成比例。这意味着1%的温度误差将导致1%的高度误差。当在海平面附近使用时,这将是显著的问题。然而,当在高建筑中,特别在诸如丹佛(Denver)的更高海拔的区域中应用该公式时,当尝试求解楼层级别海拔时,1%的高度误差可能非常明显。例如,丹佛的海拔大约是1608m。因此,1%的温度误差将导致海平面以上16m的高度误差。这几乎是5层楼。

[0417] 避免这种对温度准确度敏感的一种方式认识到上面的公式实际上是相对公式。也就是说,可以将该公式推广为:

$$[0418] \quad z_1 - z_2 = -\frac{RT}{g} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

[0419] 其中, $z_1$ 和 $z_2$ 是任意两个海拔, $P_1$ 和 $P_2$ 是这些海拔处的压力。将 $z_2$ 设置为0,由此 $P_2$ 变为海平面压力(这仅仅是约定问题)。

[0420] 代替使用海平面作为基准点,可以使用任意方便的海拔。例如,城市的平均海拔将是合理的,或者用来收集压力数据的基准传感器的平均海拔将是可行的。只要使用保持高度差小的基准海拔,则温度误差的影响将是微不足道的。唯一的要求是包含在系统中的所有设备知道正在使用什么基准海拔。

[0421] 存在如下使地面以上的点的海拔( $z$ )与该点的大气温度( $T$ )和压力( $P$ )以及该点以下的海平面空气压力( $P_0$ )相关的标准公式,

$$[0422] \quad z = \frac{RT}{g} \log\left(\frac{P}{P_0}\right)$$

[0423] 该公式假设在海平面和关注点之间存在处于恒定温度的空气柱。因此,由于关注点可能不在真实海平面附近,因此使用的海平面压力是虚构,而不一定是海平面的真实压力。

[0424] 确定对象的海拔的标准处理是两步处理。首先,通过测量已知海拔的点处的温度和压力,然后逆转该公式以针对 $P_0$ 求解,来确定海平面压力。接下来,测量未知海拔的点处的温度和压力,并且应用该公式,来确定未知海拔。

[0425] 在该处理中隐含了唯一的关注参数是同一水平地点以上的其它对象的高度的假设,如对于接近机场的飞机典型的,使用机场处的测量值供参考。一般地,关注用于其

它目的的高度确定的人将该概念扩展到了确定基准地点的大体附近、而不在其正上方的高度。该扩展假设海平面压力在附近的关注地点和基准地点之间不发生变化。

[0426] 因此,在该处理中存在三个假设。第一个假设是从基准地点到其下面的虚拟海平面点,温度是恒定的。第二个假设是从关注点到其下面的虚拟海平面点,温度是恒定的。第三个假设是在基准地点和关注点处,海平面压力是相同的。然而,由于海平面压力取决于温度,因此假设海平面压力在两个地点处相同,则隐含温度在这两个地点处相同。因此,如果在基准地点和关注点处测量到不同的温度,则违反了这些假设中的一个。测量显示,即使经过几千米的距离,也存在对于海拔确定来说可能显著的温度和压力差。

[0427] 在给定地点处恒定温度随着海拔改变的假设是用于大气的平衡模型的一部分,并且可能是必要的。唯一的可选项将是包括风、表面加热、对流和湍流的影响的大气的全动态模型。大气数据表明,至少在大距离标度上,恒定温度模型在1km以下的海拔处是非常好的近似。在更高的海拔处,经常应用线性递减率。

[0428] 实施例放松了在基准地点和关注点之间海平面压力恒定的假设。实施例的第一种方法取如上确定的基准地点的海平面压力,但是进一步应用理想气体定律将这转换为标准温度处的海平面压力。然后,假设该标准温度处的海平面压力在关注点处将相同。然后,将使用新地点处的温度,将这转换为针对该地点的海平面压力,然后应用上面的公式确定海拔。

[0429] 实施例的第二种方法使用基准地点的网络,来实时确定等效海平面压力相对于水平地点的变化。然后,将这些多个测量值组合,以确定关注点处的海平面压力的最佳估计值。存在至少两种可能的方式来确定最佳估计值:加权平均方法,其中,权重是从特定基准点到关注点的水平距离的函数;最小二乘拟合,以创建最佳地拟合计算的基准地点处的海平面压力的二阶表面,然后可以使用其对关注点处的海平面压力的估计值进行插值。

[0430] 还可以将上述两种方法组合。也就是说,在每个基准地点处,确定标准温度处的海平面压力,并且使用上面的技术之一组合这些数据,以生成关注点处的标准温度处的海平面压力的最佳估计值。

[0431] 另外,当使用高度计时,实施例通过使用将级别数据应用到对地点和高度计数据连续进行运算的硬件或软件滤波器中,来识别诸如在汽车中空调改变状态(例如接通等)或者窗户打开等压力的突然移动。

[0432] 此外,可以在信标处使用风力计,以确定风流动的方向,相信其是大气压力梯度的指示。可以与罗盘一起使用风力计,以确定风流动的精确方向和级别(然后其可以用于对用户的传感器中的变化进行校正和/或滤波)。

[0433] 可以通过包括、但不限于用户通过楼梯在建筑中行走并且收集每个楼层、坡道等的信息各种方法,来确定给定建筑的每个楼层高度。另外,还可以使用电子图,来确定每个楼层的相对高度。

[0434] 当基于WAPS或者高度计估计了高度时,可以使用诸如地形、建筑的高度、周围建筑的高度等信息,来限制高度解。

[0435] 一旦在给定地点处随同经过一段长时间段(几天、几个月、几年)从基准传感器收集的历史基准压力数据一起知道了平均压力,则可以基于该地点处的压力来预测地确定高度(不进行校准或者用户输入)。

[0436] 在一个实施例中,可以通过使用来自用户的传感器的数据,并且将其与来自基准传感器的数据组合,在远程服务器上计算用户的高度。在这种方法中,还可以使用诸如建筑信息、人群来源信息等的其它信息,来确定用户的精确海拔高度。

[0437] 在用户靠近高度已知的另一用户的情况下,可以使用该信息来确定未知用户的高度。

[0438] 在网络的一个实施例中,不一定需要基准传感器与WAPS信标共同定位。具有到服务器的数据连接的独立传感器的更精细或更粗的网格可以用于基准压力测量。中央服务器可以向移动终端发送基准压力信息,或者可以向发射器指示需要作为WAPS数据流的一部分发送到移动终端的数据。

[0439] 在另一实施例中,WAPS系统使用提供诸如例如建筑的较小区域中的压力、温度的附加传感器信息的附加简化信标(补充信标)。该发送可以与主WAPS定时信标同步或者不同步。另外,补充信标可以将传感器数据上传到中央服务器,从中央服务器将其散布到移动单元,或者可以通过由WAPS移动接收器进行解调的预先定义的PRN代码的集合来发送数据。

[0440] 可以基于给定局部区域的准确度要求和历史压力变化数据,优化基准压力网络。例如,在必须进行非常准确的测量的情况下,可以在该建筑或者商场中部署基准传感器。

[0441] WAPS信标网络与基准压力数据一起形成具有非常短的时间间隔的准确压力和温度测量值的封闭网,诸如大地测量等其它应用可以对其进行利用。

[0442] 可以使用与来自其它传感器的数据组合的压力的改变速率,来确定垂直速度,然后可以使用垂直速度来确定用户是否通过电梯移动。这在紧急情形和/或跟踪应用中可能非常有用。

[0443] 在传感器具有比估计楼层高度所需的分辨率低的分辨率的情况下,在静态条件下,可以使用在时间上对压力测量值求平均,以基于基准数据来获得用户高度。

[0444] 混合定位和与其它系统的信息交换

[0445] 实施例的系统可以与任意‘机会信号(signal of opportunity)’组合,以提供定位。机会信号的示例包括、但不限于以下中的一个或多个:GPS接收器;伽利略(Galileo);格洛纳斯(Glonass);模拟或数字TV信号;来自诸如MediaFLO、Wi-Fi等系统的信号;FM信号;WiMax;蜂窝(UMTS、LTE、CDMA、GSM等);蓝牙以及LORAN和e-LORAN接收器。

[0446] 无论信号类型如何,机会信号提供范围测量或者诸如信号强度等范围测量的代表(proxy)。对范围的代表进行加权,并且适当地组合,以得到地点的估计值。加权可以使用接收到的信号的信噪比(SNR),或者可选地使用定义接收器的环境的度量(例如根据协助数据获知城市、郊区、农村环境,基于来自应用的输入获知接收器在室内还是室外)。这一般在实施例的系统不可用或者信号覆盖有限的那些环境中进行。当使用SNR用于针对特定测量值的加权时,权重可以简单地作为SNR的反函数(或者对具有较低SNR的信号提供较低权重的任意其它函数),以使得能够最佳地组合WAPS测量值以及其它系统测量值,以获得位置。可以通过取得来自附加信号源的范围测量值并与WAPS范围测量值组合,并且推导出针对纬度、经度和高度的位置解,或者通过取得来自附加源/设备的位置测量值和来自WAPS系统的位置测量值,并且基于来自不同系统的位置质量度量使用这些地点测量值的组合提供最优化地点解,来计算最终定位解。在图38、图39和图40中示出了使用WAPS测量值/WAPS位置估计值获得混合解的各种配置。可以依据系统的硬件和软件划分,选择下面描述的架构中的任

意一种供使用。

[0447] 图38是实施例情况下的使用来自各个系统的范围测量值的混合位置估计的框图。使用来自GNSS和其它定位系统的范围测量值(与相关联的范围质量度量一起),并且通过混合位置引擎将其在单个最佳位置解中组合。这种架构在使用可用数据来从它们得到最好位置估计值方面是最佳的。

[0448] 图39是实施例情况下的使用来自各个系统的位置估计值的混合位置估计的框图。与位置质量一起使用来自不同系统的独立位置估计值,以选择具有最好质量的一个估计值。由于不同定位系统被良好地隔离,因此这种架构最容易实现并集成。

[0449] 图40是实施例情况下的使用来自各个系统的范围和位置估计值的组合的混合位置估计的框图。例如,可以将来自WLAN定位系统的位置估计值与来自GNSS和WAPS系统的范围测量值中的位置估计值进行比较,以达到最佳解。

[0450] 可以使用诸如加速度计和陀螺仪的惯性导航传感器(INS)、诸如电子罗盘的磁传感器、诸如高度计的压力传感器,向WAPS系统提供地点辅助信息(称为松耦合)或者原始传感器测量值(称为紧耦合),以在跟踪模式中使用。

[0451] 可以在实施例的接收器中使用加速度计,来确定用于对服务器的位置报告进行更新的频率。可以使用位置解和加速度计测量值的序列的组合,来检测静态位置、恒定速度和/或其它移动。然后,可以使用该移动数据或信息,来确定更新的频率,使得例如当存在不均匀运动时,可以将更新的频率设置为相对高的频率,而当接收器在预定时间段内处于恒定速度或者固定时,降低更新的频率,以节省电力。

[0452] 可以在位置滤波器(诸如卡尔曼滤波器)中将传感器或位置测量值组合到位置解中。在图41和图42中示出了两种类型的紧耦合架构,其中,在WAPS混合位置引擎中,将传感器测量值与GNSS和WAPS测量值组合。图41是实施例情况下的确定混合位置解的流程图,其中,当GNSS/WAPS位置和/或速度估计值的质量好时,反馈来自WAPS/GNSS系统的位置/速度估计值,以帮助校准不时的传感器的漂移偏置。这种架构通过将算法的传感器校准和位置计算部分进行划分,使算法公式简化。然而,这种方法的缺点是决定何时是使用WAPS/GNSS估计值对传感器重新进行校准的良好时机的复杂性。

[0453] 图42是实施例情况下的确定混合位置解的流程图,其中,在不需要明确反馈的情况下,作为GNSS和/或WAPS单元中的位置/速度计算的一部分,来估计传感器参数(例如偏置、比例和漂移)。例如,可以包括传感器参数,作为用来跟踪接收器的位置/速度的卡尔曼滤波器的状态向量的一部分。这种架构提供最佳解,因为在一个合成滤波器中使用信息来更新位置和传感器参数两者。

[0454] 在图43和图44中示出了松耦合,其中,选择单元在来自GNSS引擎和WAPS引擎的位置估计值之间进行选择。注意,选择单元可以是WAPS或者GNSS位置单元的一部分。图43是实施例情况下的确定混合位置解的流程图,其中,将传感器校准与各个位置计算单元分离。图44是实施例下的确定混合位置解的流程图,其中,作为各个位置计算单元的状态的一部分来进行传感器参数估计。

[0455] 由于选择仅使用来自一个系统的信息,因此松耦合方法通常比紧耦合方法差。在松耦合或者紧耦合方法中,与原始传感器测量值一起使用范围以在一个最佳滤波器中确定位置和传感器参数的方法,比单独计算传感器参数和位置时更好。其结果是,从性能的角度

来看的优选方法是隐含传感器参数估计的紧耦合系统。然而,依据硬件/软件平台划分,可以容易地实现这些方法中的一个或多个,并且可能由于此原因而选择这些方法中的一个或多个。

[0456] 还可以在同一平台(例如蜂窝电话、膝上型电脑、PND)上在WAPS系统和其它收发器系统之间交换信息。收发器系统例如可以是蓝牙收发器、WLAN收发器、FM接收器/发射器、数字或模拟TV系统、MediaFLO、诸如XM无线电/Iridium的卫星通信系统、诸如GSM/UMTS/cdma20001x/EVDO or WiMax)的蜂窝调制解调器收发器。图45示出了实施例情况下的WAPS和其它系统之间的信息的交换。系统之间的信息交换可以改善任意系统的性能。由于WAPS系统时间与GPS时间对准,因此WAPS系统可以向任意其它系统提供良好质量的定时和频率估计值。WAPS系统中的时间和频率估计值可以减小代码和频率的WAPS获取搜索空间。另外,WAPS系统可以向其它收发器系统提供地点信息。类似地,如果其它系统具有可使用的地点信息(例如海拔高度或2-D位置的部分位置或者例如3-D位置等完整位置或者原始范围/伪范围/范围差),则可以在有或没有地点质量度量的情况下向WAPS系统提供该地点信息。应当随同发射器(或者用于计算从发射器地点到任意接收器地点的范围的其它装置)的地点一起提供范围/伪范围数据,以使得能够在混合解中使用该范围信息。应当与两个发射器的地点一起,提供与两个发射器相对应的范围差。WAPS系统将使用该信息来辅助其位置解。可选地,可以以从已知发射器地点到接收器设备的范围(或伪范围)的形式,提供地点信息。将通过定位算法将这些范围(或伪范围)与WAPS范围组合,以计算混合位置。

[0457] 在图46、图47和图48中示出了具体系统以及可以在它们之间交换的信息的示例。

[0458] 图46是示出实施例情况下的FM接收器和WAPS接收器之间的地点、频率和时间估计值的交换的框图。可以向FM接收器提供来自WAPS系统的地点估计值。然后,可以使用该地点估计值,例如自动确定本地区域中的活动FM无线电站。FM信号同样可以包括RDS(无线电数据服务)发送。如果FM站的地点包含在RDS/RBDS数据流(例如,提供关于发射器场所的数据、给出城市和状态名称并且提供DGPS导航数据的地点和导航(LN)特征)中,则可以使用该信息来提供辅助WAPS接收器的地点。可以容易地使用来自WAPS系统的频率估计值,来减少针对特定站的FM接收器调谐时间。在另一方向上,FM接收器中的估计值的频率质量基于FM无线电站发送质量。WAPS系统中的时间估计值基于GPS时间,并且可以将时间传递到FM接收器,以辅助定时对准。可以使用RDS/RBDS发送的时钟时间(CT)特征,来确定相对于RDS数据流的定时,并且可以将CT特征传递到WAPS接收器。

[0459] 图47是示出实施例情况下的WLAN/BT收发器和WAPS接收器之间的地点、时间和频率估计值的交换的框图。通常,这些WLAN/BT收发器没有准确的频率估计值,其结果是,频率估计值将相当粗糙,因此从WLAN/BT收发器到WAPS接收器的这种估计值的传递可能具有有限的值。在相反方向上,WAPS频率估计值可以减少WLAN系统上的频率获取花费的时间。可以向WAPS系统传递例如从无线LAN AP(接入点)信标上的时间戳中提取的定时信息,以辅助WAPS获取。注意,需要WLAN定时相对于GPS时间的一些基准,以使这对WAPS系统有用。类似地,如果WLAN/BT系统具有可用的地点估计值(例如海拔高度或2-D位置的部分位置或者例如3-D位置等完整位置或者原始范围/伪范围),则可以在有或没有地点质量度量的情况下向WAPS系统提供该地点信息。WLAN位置估计值可以简单地是服务AP或者附近其它“可听到”的AP的地理地点。WLAN位置估计值还可以是部分的,例如是基于有问题的AP的楼层的海拔

高度估计值。WLAN地点信息还可以是到已知发射器AP地点的范围估计值(例如,WLAN系统可以使用往返行程时间(Round Trip Time)测量值,来确定范围估计值)或者两个发送AP之间的范围差估计值。

[0460] 图48是示出实施例下的蜂窝收发器和WAPS接收器之间的地点、时间和频率估计值的交换的框图。可以向WAPS系统提供来自蜂窝系统(例如来自TDOA、AFLT或者其它类似的基于蜂窝信号FL或RL的定位方法)的地点估计值(部分、完整或者原始范围/范围差),WAPS系统将使用这些测量值来获得更好的位置估计值。可以向WAPS系统提供来自蜂窝调制解调器的频率跟踪环的频率估计值,以减小频率搜索空间,由此改善WAPS获取时间(即TTFF)。还可以向WAPS系统提供来自蜂窝系统的时间估计值,以减小代码搜索空间,或者辅助将位和帧对准。例如,与诸如cdma2000/1x EVDO等GPS时间同步的系统可以针对WAPS系统提供优良时间估计值,而诸如GSM/GPRS/EGPRS/UMTS等异步(与诸如GPS等时间标度不准确同步的发送)蜂窝系统可以提供粗略时间估计值。

[0461] 由于WAPS系统时间与GPS时间对准,因此即使不在同一平台上,WAPS系统也可以向任意其它系统提供良好质量的定时和频率估计值。例如,可以使用WAPS系统通过诸如与GPS的第二边界对齐的pps(每秒脉冲)的周期性硬件信号或者具有相关联的GPS时间的单脉冲信号,向微微/毫微微小区BTS提供定时信息。

[0462] 如上所述,实施例的WAPS系统使用的频谱可以包括许可或未许可的频带或频率。可选地,WAPS系统可以使用“白色空间”频谱。将白色空间频谱定义为WAPS系统感测到或者确定在本地区域中空闲(不限于TV白色空间)并且在该频谱中发送地点信标的任意频谱。实施例的发射器可以使用频谱感测技术,来检测未使用的频谱和/或向调整频谱的中央数据库传送地理地点(可以容易地从GPS定时接收器获得)。接收器可以包括频谱感测技术以收听这些信标,或者在另一实施例中,可以使用通信介质向接收器通知向其进行调谐的频率。WAPS系统可以适应动态白色空间可用性或者分配(在需要发射器向中央数据库广播其地理地点、然后中央数据库在其需要进行发送的持续时间中分配用于进行发送的频谱和/或分配其需要进行发送的持续时间的情况下)。如由中央调整服务针对频谱进行的控制,WAPS系统可以在该频谱中连续进行广播,或者可以与其它系统共享该频谱。可以动态地对WAPS系统部件的切削率和数据速率进行修正,以与准确度要求和/或任意给定时间的信号功率和频带宽可用性相配。可以由接收器感测系统参数,或者可以通过通信介质向接收器传送系统参数。发射器可以形成局部网络,或者在频谱在更广的地理区域中可用的情况下,可以形成连续网络。

[0463] 实施例的发射器还可以以时间共享的方式与同一发射系统上的其它网络共存。例如,可以在地点和智能网格应用之间以时间共享的方式使用同一频谱。发射器是使用最大可用功率等级的广播发射器,其可以基于频谱感测或者按照中央调整服务器的请求,动态地调节其功率等级。接收器可以利用频谱感测,或者可以通过通信介质(其也可以是白色空间频谱)向接收器传送系统参数和该时间的唤醒次数。

[0464] 基于频谱可用性,实施例的WAPS系统可以使用TV白色空间的一个通道(6MHz带宽),或者如果多个通道可用,则可以使用多个频带,以获得更好的多路解。如果邻近通道可用,则可以使用通道绑定(例如组合邻近通道)。可以使用增加的带宽,以获得更好的多路解、更高准确度的更高切削率等。可选地,可以在FDMA下使用可用带宽,以帮助解决远近问

题和/或多路解。

[0465] 在两个或更多个白色空间频带中的WAPS波形的白色空间发送/接收,可以使得能够针对WAPS载波相位测量值获得更好并且更快的整数模糊度。这将使得能够使用WAPS实现相对高准确度(<1个波长的级别)的单点定位。

[0466] 也可以在调查地点处的基准接收器和要找到位置的接收器之间,作为WAPS中的通信通道(在使用基准接收器的情况下)使用白色空间频带宽。

[0467] 当在广域网中可使用许可频带中的WAPS系统时,可以使用信号塔的基于白色空间的局部网络,来拓展WAPS接收器的地点准确度。接收器可以被设计为同时收听两个频率,或者在许可频带和白色空间频带之间进行切换,并且调谐到适当的频率。

[0468] 还可以使用白色空间频带,针对像时钟偏置、卫星星历等的地点辅助和其它协助信息,向WAPS、GPS或者AGPS系统发送协助信息。

[0469] 在可获得具有频带分离的多个频率的情况下,WAPS可以被设计为利用频率的多样性,来提供更好的多路性能。

[0470] 相关器实现

[0471] 在任意CDMA接收器(或者使用伪随机代码作为发送位流的一部分的接收器)中,接收到的信号与其PRN代码的相关是必不可少的。可以进行的并行相关越多,则获取通道的时间越快。在图49中示出了使用长度为1023的最大长度序列、以2x对输入信号进行了过采样的信号的并行复合相关器架构的强力实现。偶数和奇数样本对应于2x过采样数据。移位寄存器以‘clk’的速率得到移位。PRN生成器生成基准PRN,并且以clk/2的速率得到移位。使用以下方程计算每个循环的相关和

$$[0472] \quad corrsum[n] = \sum_{k=0}^{2045} gcref[k] * x[k - n]$$

[0473] 其中,x[n]是复合输入,gcref[k]是PRN基准波形,并且corrsum[n]是来自相关器的复合输出。图37示出了偶数和奇数样本共享相同的乘法器和加法器树的一个最优化

[0474] 像上面示出的实现需要用于移位寄存器的2046\*2\*n个输入位触发器、1023个1xn输入乘法器和对1023个积求和的加法器。作为示例,如果输入位宽是2位的样本,则需要1023个1x2乘法器,并且将必须在一个时钟周期中对这些1023个相乘求和。这在硬件的面积、定时和功率方面可能是繁重的实现。特别地,在FPGA实现中,给定有限的资源,乘法器和加法器结构的强力实现可能是不可能实现的。

[0475] 实施例包括针对该实现的新颖方法,其利用在FPGA工艺状态下可用的结构。现代FPGA包括实现逻辑和存储元件的几个可配置逻辑块(CLB)。还可以将形成CLB的必要部分的查找表重新编程为其中进行串行移位的移位寄存器,但是具有对存储元件的并行随机访问。还可以作为计算相关的高效方法并且作为从FPGA(用于作为原型)到ASIC(用于大量批量生产)的容易移植路径,在ASIC实现中使用这种实现。

[0476] 转到移位寄存器实现,特定FPGA具有映射到CLB上的移位寄存器基元。一些FPGA具有16位移位寄存器,而一些具有32位移位寄存器映射。图50示出了从具有并行随机访问读取能力的两个16位移位寄存器基元得出的32位移位寄存器实现。在该示例实现中,使用16位移位寄存器组基元,来建立32位移位寄存器。将32个这种32位移位寄存器串联排成一列,

以形成1024位移位寄存器。如图51所示,以‘clk’速率进行移位操作,并且以时钟速率的32倍进行读出操作。

[0477] 加法器树也可以是复合的,以实现 $1023 \times n$ 位加法器。在特定FPGA的情况下,可使用可以用作 $1023 \times n$ 位序列加法器的48位DSP片。在图52中示出了该实现的硬件结构。将来自32组移位寄存器的32个值分离到4组8个相加中。在该示例中,使用2位输入。每个8号加法器产生10位输出,然后将其在48位加法器中的12位组中对齐。考虑针对和的增长的空间。在32个循环之后,通过将4组12位相加器与一个14位和相加,获得1024位和。

#### [0478] 加密和安全

[0479] 可以使用加密算法对实施例的系统中的开销信息进行加密。这使得用户能够使用该系统,并针对系统的使用向用户收费,并且提供控制信息安全的手段。可以应用密钥来对信号进行解密。可以使用PC、无线网络、硬件加密狗来获得密钥,或者可以以任何不希望之源不可访问的方式,将密钥烧制到设备的非易失性存储器中。

[0480] 实施例的加密提供数据安全和认证两者。使用加密保护的关键部件是发射器、接收器和服务器通信。发射器认证包括明确辨别发射器,从而可以抵制恶意发射器。接收器认证使得应当仅可信接收器能够使用发送的信息。接收器授权使得应当仅允许授权接收器(可信接收器)工作。对服务器通信进行加密,使得接收器和服务器之间以及发射器和服务器之间的通信必须是安全的。还对用户数据保护进行加密,因为地点跟踪用户数据库需要保护免于未经授权的访问。

[0481] 实施例的加密方法可大致分为两种类型:对称密钥加密法和非对称密钥加密法。对称密钥加密提供认证和加密两者,而非对称密钥加密提供对专用密钥所有者的认证,因为任何人都可获得公共密钥。数据的对称密钥加密是更快数量级的给定类似资源。3DES和AES是对称密钥加密法的示例。使用两种方法的组合,作为实施例的加密架构的一部分。

[0482] 空中下载(OTA)广播消息可以包括普通广播消息或者系统消息。普通广播消息包含每个发射器专用的数据,例如地点信息、发射器定时计数和在确定接收器的地点使协助接收器的其它相关信息。使用系统消息来构成加密密钥,使接收器有效/使接收器失效或者以到特定接收器组的单向专用信息交换为目标。

[0483] 实施例的消息的普通格式包括:消息类型(奇偶校验/ECC保护);加密消息;以及加密消息ECC。在对消息进行加密之后,计算加密消息的ECC。

[0484] OTA广播包括周期性地、可能是每秒发送的帧。依据通道数据速率,可以将消息分离(分割)到多个帧上。每个帧包括帧类型和帧数据。帧类型(奇偶校验保护)指示这是否是消息的第一帧,或者其是否是连续帧;其还可以指示可以用于其它用途的低级别格式帧。帧数据实质上是分割的消息或者低级别数据帧。

[0485] 基于系统消息类型,可以通过会话密钥或者通过发射器的专用密钥,对OTA系统消息进行加密。如这里所描述的,使用对称密钥算法用发射器和接收器两者经过协商的会话密钥,对OTA普通广播消息进行加密。这提供相互认证,即接收器可以对发射器进行认证,并且仅经过认证的接收器可以对OTA广播进行解码。会话密钥对于所有发射器和接收器是已知的,并且其周期性地改变。使用过去的几个会话密钥对密钥改变消息进行加密,这使得在特定时间段未活动的接收器能够同步到当前会话密钥。

[0486] OTA广播还包括通过发射器的专用密钥加密的周期性系统消息。接收器可以使用

相关联的公共密钥,明确辨别发射器的真实性。在会话密钥被泄露的情况下,这种机制确保不能实现未经授权的发送。

[0487] 图53是实施例下的会话密钥设定的框图。每个接收器配备有唯一设备ID和设备特定密钥。图54是实施例下的加密的流程图。WAPS系统数据服务器保持设备ID/设备特定密钥对的数据库。使用接收器类型专用的数据连接(GPRS/USB/调制解调器等),方便接收器和WAPS数据服务器之间的接收器初始化。在设备用设备ID辨别出自身之后,使用设备特定密钥对该连接进行加密。在该初始化期间,交换当前会话密钥、发射器公共密钥和许可期(即接收器被授权的持续时间)。可以在接收器丢失了当前会话密钥(初次供电)时,或者在其会话密钥丢失同步(扩展关机)的情况下,进行接收器初始化。周期性地更新会话密钥,使用先前的N个密钥对更新使用的新密钥进行加密。

[0488] 对于用于对接收器进行授权的唯一机制,OTA数据速率可能不够。然而,实施例的系统消息协议支持基于设备ID特定和设备ID范围的接收器授权。

[0489] 会话密钥泄露需要所有接收器重新进行初始化。因此,会话密钥存储在设备中应当是防篡改的。使用设备的安全密钥对存储在设备加密边界外部(即任意种类的附着存储)的会话密钥进行加密。

[0490] 无法使用泄露的会话密钥来伪装发射器,因为发射器使用其专用密钥周期性地发送认证信息。因此,发射器的专用密钥应当永远不被泄露。

[0491] 在图55中示出的可选实施例中,可以从WAPS服务器通过通信链接直接向接收器分发密钥,或者可以通过第三方应用或服务提供商路由密钥。密钥可以具有一定有效期。可以基于与客户的合约按照每个应用或者按照每个设备,使密钥可用。每次接收器上的应用或者网络上的应用作出了位置请求时,在从WAPS引擎中检索位置或用于计算位置的参数之前,检查密钥的有效性。可以使用专用协议或者通过诸如OMA SUPL的标准协议,进行对WAPS服务器的密钥和信息交换。

[0492] 可以作为图53和图55所示的架构的组合,来实现系统的安全架构。

[0493] 可以将参数传感器集成到WAPS系统的接收器中,以对来自传感器的测量值加时间标签和/或加地点标签。仅举几例,参数传感器可以包括、但不限于温度传感器、湿度传感器、重量传感器和扫描器类型的传感器。例如,可以使用X光检测器,来确定跟踪的接收器或者包括跟踪的接收器的设备是否通过了X光机。检测器可以对X光事件的时间和X光机的地点加标签。另外,可以将其它参数传感器集成到WAPS系统中,以对来自传感器的测量值加时间标签和地点标签两者。

[0494] 可以针对个人或资产,按照每次使用、对设备的每次应用、每小时、每天、每星期、每月和每年,针对系统向用户收费。可以使用通信协议向终端上的任意应用或者向网络服务器,发送接收器单元的地点和高度。可选地,可以通过通信协议向网络发送原始范围测量值。通信协议可以是到终端上的应用或者通过标准或专用无线协议到服务器的标准串行或其它数字接口。通过标准协议耦接或连接到服务器的可能方法包括使用到连接到服务器或者可选地通过无线数据服务连接到web(网)服务器的另一电话的SMS消息。发送的信息包括纬度/经度、高度(如果可获得)和时间戳中的一个或多个。服务器或终端单元上的应用可以发起位置定位。可以直接从服务器或者通过服务器上的应用传送用户的地点。

[0495] 可以使用独立于GPS接收器的WAPS独立系统,来确定设备的地点。可以实现WAPS系

统自己或者集成了WAPS和GPS和/或其它定位系统的WAPS系统,在媒体卡上与媒体存储卡(诸如SD卡)共存。可以实现WAPS系统自己或者集成了WAPS和GPS系统和/或其它定位系统的WAPS系统,在蜂窝电话上与订户识别模块(SIM)卡共存,从而可以跟踪SIM卡。

[0496] 通过载波相位的精确定位

[0497] 拓展WAPS系统性能以进一步改善准确度(直到<1m)的一种方法,是实现如下面描述的载波相位定位系统。如通常的WAPS发射器那样设定信标。对于这种方法,理想的(但是不是必需的)是不使用TDMA时隙,以便于连续相位跟踪。当不使用TDMA时,可以通过接收器中的干扰抵消和增加的动态范围,来克服远近问题。支持这种方法的WAPS接收器能够针对所有可见卫星,以连续的方式测量代码和载波相位,并且对其加时间戳。另外,在已知调查地点存在基准接收器,其也可以以连续的方式对代码和载波相位进行类似的测量。可以将来自WAPS接收器和基准接收器的测量值组合,在设备上或者在服务器上计算位置。这种系统的配置与差分WAPS系统相同。

[0498] 载波相位测量比代码相位测量更准确,但是包含称为整数模糊的未知整数个载波相位周期。然而,存在称为模糊解的找到整数模糊的方式。这里考虑一种方法,其使用局部最小搜索算法的扩展,针对用户接收器位置进行迭代求解,并且使用多个时期的测量值来改善准确度。

[0499] 首先,如下考虑单个时期的用户接收器处的载波相位测量值。

$$[0500] \quad (1) \quad \phi_u^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_u^{(k)} + N_u^{(k)} + f \cdot (dt_u - dt^{(k)}) + \varepsilon_u^{(k)}$$

[0501] 其中, $\phi$ 、 $\lambda$ 、 $f$ 和 $N$ 分别是载波相位、波长、频率和整数周期, $dt$ 是时钟偏置, $r$ 是范围, $\varepsilon$ 是测量误差,下标 $u$ 表示用户接收器, $k$ 表示发射器编号。

[0502] 按照用户和接收器位置 $p_u$ 和 $p^{(k)}$ ,作为下式给出范围

$$[0503] \quad (2) \quad r_u^{(k)} = \|p_u - p^{(k)}\| = \sqrt{(p_{ux} - p_x^{(k)})^2 + (p_{uy} - p_y^{(k)})^2 + (p_{uz} - p_z^{(k)})^2}$$

[0504] 为了消除发射器时钟偏置的获知中的误差,使用相应的载波相位方程,考虑已知位置处的另一接收器(称为基准接收器)

$$[0505] \quad (3) \quad \phi_r^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_r^{(k)} + N_r^{(k)} + f \cdot (dt_r - dt^{(k)}) + \varepsilon_r^{(k)}$$

[0506] 其中,下标 $r$ 表示基准接收器,从(1)中减去(2)得到

[0507]

$$[0508] \quad (4) \quad \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot (r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) + (N_u^{(k)} - N_r^{(k)}) + f \cdot (dt_u - dt_r) + (\varepsilon_u^{(k)} - \varepsilon_r^{(k)})$$

[0508] 其写作

$$[0509] \quad (5) \quad \phi_{ur}^{(k)} = \lambda^{-1} \cdot r_{ur}^{(k)} + N_{ur}^{(k)} + f \cdot dt_{ur} + \varepsilon_{ur}^{(k)}$$

[0510] 其中, $(\cdot)_{ur} = (\cdot)_u - (\cdot)_r$ 。

[0511] 由于不关注 $dt_{ur}$ ,因此其可以通过针对索引( $k$ )的差值对(5)求差分来消除,以得到所谓的双差观测值方程

$$[0512] \quad (6) \quad \phi_{ur}^{(kl)} = \lambda^{-1} \cdot r_{ur}^{(kl)} + N_{ur}^{(kl)} + \varepsilon_{ur}^{(kl)}$$

[0513] 其中, $(\cdot)_{ur}^{(kl)} = (\cdot)_{ur}^{(k)} - (\cdot)_{ur}^{(l)}$ 。

[0514] 然后,方程(6)是通过 $r_{ur}^{(kl)}$ 的未知用户位置 $p_u$ 中的方程,如下

[0515]

$$(7) \quad r_{ur}^{(kl)} = (r_u^{(k)} - r_r^{(k)}) - (r_u^{(l)} - r_r^{(l)}) = \left\| p_u - p^{(k)} \right\| - \left\| p_u - p^{(l)} \right\| - \gamma^{(kl)}$$

[0516] 其中,

$$(8) \quad \gamma^{(kl)} = \left| \left| p_r - p^{(k)} \right| \right| - \left| \left| p_r - p^{(l)} \right| \right|$$

[0518] 一般来说,在求双差分使用的发射器1是发送器中的一个,并且为了方便将其标记为1产生如下矩阵形式的方程

[0519]

$$(9) \quad \begin{bmatrix} \phi_{ur}^{(21)} \\ \phi_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \phi_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix} = \lambda^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \left\| p_u - p^{(2)} \right\| - \left\| p_u - p^{(1)} \right\| - \gamma^{(21)} \\ \left\| p_u - p^{(3)} \right\| - \left\| p_u - p^{(1)} \right\| - \gamma^{(31)} \\ \vdots \\ \left\| p_u - p^{(n)} \right\| - \left\| p_u - p^{(1)} \right\| - \gamma^{(n1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{ur}^{(21)} \\ N_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ N_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{ur}^{(21)} \\ \varepsilon_{ur}^{(31)} \\ \vdots \\ \varepsilon_{ur}^{(n1)} \end{bmatrix} \quad \text{或者}$$

$$(10) \quad \phi = \lambda^{-1} \cdot f(p_u) + N + \varepsilon$$

[0521] 方程(10)是未知用户位置 $p_u$ 的非线性方程。局部最小搜索算法在线性方程上工作,因此如下将(10)线性化并且迭代地进行求解。设在迭代 $m$ 处,对 $p_u$ 的近似是 $p_u^m$ ,其中

$$(11) \quad p_u = p_u^m + \Delta p_u$$

[0523] 并且

$$(12) \quad f(p_u) = f(p_u^m + \Delta p_u) \approx f(p_u^m) + \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u^m) \cdot \Delta p_u$$

[0525] 其中,

$$(13) \quad \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u) = \begin{bmatrix} l^{(2)} - l^{(1)} \\ l^{(3)} - l^{(1)} \\ \vdots \\ l^{(n)} - l^{(1)} \end{bmatrix} \quad \text{其中, } l^{(k)} \text{ 是视线行向量 } l^{(k)} = \frac{p_u - p^{(k)}}{\left\| p_u - p^{(k)} \right\|}$$

[0527] 然后,将方程式(10)写作,

$$(13) \quad y = G \cdot x + N + \varepsilon, \text{ 其中, } y = \phi - \lambda^{-1} \cdot f(p_u^m), \quad G = \lambda^{-1} \cdot \frac{\partial f}{\partial p_u}(p_u^m), \text{ 并且}$$

$$x = \Delta p_u$$

[0529] 方程(13)在 $x = \Delta p_u$ 时是线性的,并且使用下面给出的局部最小搜索算法针对 $\Delta p_u$ 进行求解。使用如此获得的 $\Delta p_u$ 的解,使用方程(11)得到迭代 $m$ 处的 $p_u$ ,然后使用如此获得的 $p_u$ 作为下一个迭代( $m+1$ )处的 $p_u^{m+1}$ 。连续进行迭代,直到 $\Delta p_u$ 变得足够小从而决定收敛为止。在迭代开始时,可以从基于代码相位的解中获得 $p_u^0$ 。

[0530] 现在考虑对方程(13)求解。设 $Q_{dd}$ 是双差载波相位误差向量的协方差矩阵。其如下获得。单差观测值 $\phi_{ur}^{(k)} = \phi_u^{(k)} - \phi_r^{(k)}$ 的误差的方差是 $Q_u + Q_r$ ，其中， $Q_u$ 和 $Q_r$ 分别是假设独立于发射器 $k$ 的载波相位误差方差。 $\phi_{ur}^{(k1)} = \phi_{ur}^{(k)} - \phi_{ur}^{(1)}$ 的方差是 $2 \cdot (Q_u + Q_r)$ ，并且 $\phi_{ur}^{(j1)} = \phi_{ur}^{(j)} - \phi_{ur}^{(1)}$ 和 $\phi_{ur}^{(k1)} = \phi_{ur}^{(k)} - \phi_{ur}^{(1)}$ ， $j \neq k$ 之间的交叉方差是 $Q_u + Q_r$ ，其是共同项 $\phi_{ur}^{(1)}$ 的方差。因此，

$$[0531] \quad (14) \quad Q_{dd} = (Q_u + Q_r) \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 2 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 2 \end{bmatrix}$$

[0532] (13)的加权最小二乘解是：

$$[0533] \quad (15) \quad \hat{x} = G^L \cdot (y - N), \text{ 其中, } G^L \text{ 是 } G \text{ 的左逆,}$$

$$[0534] \quad G^L = (G^T \cdot Q_{dd}^{-1} \cdot G)^{-1} \cdot G^T \cdot Q_{dd}^{-1}$$

[0535] 然后,残差的向量是

[0536]

$$[0537] \quad (16) \quad (Y - N) - G \cdot \hat{x} = (y - N) - G \cdot G^L (y - N) = (I - G \cdot G^L)(y - N) = S(y - N)$$

[0537] 其是 $N$ 的函数,局部最小搜索尝试针对 $N$ 将残差的加权范数平方最小化,如下

$$[0538] \quad (17) \quad \min c(N) = (y - N)^T \cdot W \cdot (y - N), \text{ 其中, } W = S^T \cdot Q_{dd}^{-1} \cdot S, \text{ 并且 } S = I - G \cdot G^L$$

[0539] 为了对(17)求解,考虑在 $N$ 是整数的限制下,对下式求解

$$[0540] \quad (18) \quad W \cdot N \approx W \cdot y.$$

[0541] 然后, $W \cdot (y - N) \approx 0$ ,并且

$$[0542] \quad (y - N)^T \cdot W^T \cdot W \cdot (y - N) = (y - N)^T \cdot W \cdot (y - N) = c(N) \approx 0, \text{ 因为 } W \text{ 很重要 } (W^T = W \text{ and } W \cdot W = W).$$

[0543] 一旦求得了 $N$ ,则从方程(15)获得的估计值。分别具有维度 $(n-1) \times 3$ 和 $3 \times (n-1)$ 的矩阵 $G$ 和 $G^L$ 各自具有等级3,因为 $(n-1) > 3$ ,因此 $(n-1) \times (n-1)$ 的矩阵 $S$ 和 $W$ 将比 $(n-1)$ 的全等级短3。

[0544] 对方程(18)上的 $W$ 使用QR分解(也可以使用LU分解),

$$[0545] \quad (19) \quad R \cdot N = Q^T \cdot W \cdot y$$

[0546] 其中, $Q$ 是正交矩阵( $Q^{-1} = Q^T$ ),并且 $R$ 是上三角矩阵,从而

$$[0547] \quad (20) \quad \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Q^T \cdot W \cdot y)_{11} \\ \approx 0 \end{bmatrix}$$

[0548] 然后,

$$[0549] \quad (21) \quad N_1 = \text{round}\{R_{11}^{-1} \cdot ((Q^T \cdot W \cdot y)_{11} - R_{12} \cdot N_2)\}$$

[0550] 因此,通过在具有整数值的3维箱(box)中搜索 $N_2$ ,从(21)获得 $N_1$ ,并且拾取使(17)

中的 $c(N)$ 最小的该 $N$ ,来获得 $N = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix}$ 的解。搜索 $N_2$ 以来自前一迭代的 $N_2$ 的值为中心。在

第零次迭代 $N_2$ 时,作为 $\lambda^{-1} \cdot f(p_u^0)$ 的小数部分获得的 $N$ 的后半部分; $p_u^0$ 是基于代码相位的解。3维搜索箱的大小取决于基于代码相位的解的不确定性。可以将该箱划分为较小的子箱,并且可以尝试每个较小尺寸的子箱的中心作为初始 $p_u^0$ 。

[0551] 上面的方法使用单历元(瞬时)的测量值来确定位置。下面的描述说明对单历元方法的扩展。取时间足够靠近的多历元测量值,其中,用户接收器移动可忽略。此外,初始历元的整数模糊度在随后的历元内保持相同,使得在随后的历元处不引入新的未知整数模糊度。因为发射器地点是固定的,因此多历元测量不给出独立方程(不像在GNSS情况下,其中,卫星发射器的运动改变视线,因此给出独立方程)。因此,多历元测量在作为浮点模糊度针对整数模糊度进行求解时没有帮助(不像在独立方程的数量变得大于未知模糊度加三个未知坐标的数量时的GNSS情况下)。然而,多历元测量允许更大的载波相位测量误差,并且仍然允许成功的模糊度求解。在多历元情况下,方程(13)变为

$$[0552] \quad (22) \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ G \\ \vdots \\ G \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_m \end{bmatrix}$$

[0553] 遵循如上面的方程针对单历元情况的展开,问题还原为寻找 $N$ ,使得下式成立的问题

$$[0554] \quad (23) \quad \min c(N) = \left( y - \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} \right)^T \cdot \bar{W} \cdot \left( y - \begin{bmatrix} N \\ N \\ \vdots \\ N \end{bmatrix} \right)$$

[0555] 其中,

$$\bar{W} = \bar{S}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1} \cdot \bar{S}, \quad \bar{S} = I - \bar{G} \cdot \bar{G}^L, \quad \bar{G}^L = (\bar{G}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1} \cdot \bar{G})^{-1} \cdot \bar{G}^T \cdot \bar{Q}_{dd}^{-1}$$

$$[0556] \quad \bar{G} = \begin{bmatrix} G \\ G \\ \vdots \\ G \end{bmatrix} \quad \bar{Q}_{dd}^{-1} = \begin{bmatrix} Q_{dd}^{-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Q_{dd}^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Q_{dd}^{-1} \end{bmatrix}$$

[0557] 并且,为了针对N对(23)进行求解,考虑使用 $\overline{W} \cdot \overline{I}$ 的QR分解(也可以使用LU分解),并且遵循如上面的方程(19)至(21),对下式进行求解

$$[0558] \quad (24) \quad \overline{W} \cdot \overline{I} \cdot N \approx \overline{W} \cdot y, \text{ 其中, } \overline{I} = \begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}.$$

[0559] 再一次,一旦对N进行了求解,则从方程(15)获得 $x = \Delta p_u$ 的估计值。如果该 $x = \Delta p_u$ 的估计值小,则停止方程(11)中的迭代,以获得用户位置 $p_u$ 。一般地,如果x的每个分量的幅值小于 $1e-6$ ,则宣告收敛,并且停止迭代。

[0560] 下一个步骤是验证收敛的用户位置 $p_u$ 是否是正确的位置。这基于作为 $\text{mod}(\phi - \lambda^{-1} \cdot f(p_u) - N, \lambda)$ 从(10)获得的残差来进行。如果每个历元(epoch)的残差的绝对值的最大值小于 $\kappa \cdot \sqrt{Q_r}$ ,则接受收敛的解作为解,否则通过选择新的子箱,继续进行搜索。一般地,可以将验证测试中的比例因子 $\kappa$ 选择为5。一旦解得到验证,则上述差分WAPS系统可以实现接近或好于1m的准确度。

[0561] 该差分WAPS载波相位系统可以通过增加基准接收器叠加在传统WAPS系统上,或者是独立的。可以使用该差分WAPS载波相位系统,在特定本地化目标区域(例如商场、仓库等)中递送高准确度定位。

[0562] 在W-CDMA系统中,使用两个接收链来改善接收多样性。当WAPS与W-CDMA共存时,可以临时使用接收链中的一个,用于对WAPS信号进行接收和处理。在W-CDMA和CDMA架构的某些情况下,可以再利用整个接收链,通过将接收器调谐到WAPS带,并且对WAPS信号进行处理,同时临时暂停对W-CDMA/CDMA信号的处理,来接收WAPS信号。在与W-CDMA接收链一起复用GSM接收链的某些其它实施例中,可以进一步时间共享接收器,用于WAPS接收。

[0563] 一旦确定使用来自那些信号塔的那些信号,在WAPS或者任意其它TDMA系统中进行位置确定,则为了节省电力,在没有检测到任意信号和/或不使用来自在这些时隙中辐射的信号塔的信号进行位置确定的时隙期间,关闭大多数的实施例的接收器。在检测到位置移动或改变或者信号条件改变的情况下,则在所有时隙内接通实施例的接收器,以确定可以使用哪些时隙,用于下一组位置计算。

[0564] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统,包括:发射器网络,所述发射器网络包括多个发射器,所述多个发射器广播多个定位信号。所述多个定位信号中的每个定位信号包括伪随机测距信号。系统包括远程接收器,所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间。在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号。所述至少两个定位信号具有不同的载波频率。所述不同的载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是小于和等于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个。

[0565] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统,包括:发射器网络,所述发射器网络包括多个发射器,所述多个发射器广播多个定位信号,其中,所述多个定位信号中的每个定位

信号包括伪随机测距信号;以及远程接收器,所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间;其中,在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有不同的载波频率,所述不同的载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是小于和等于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个。

[0566] 实施例的偏移是所述伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。

[0567] 实施例的至少两个定位信号具有不同的伪随机代码。

[0568] 实施例的至少两个定位信号具有相同的伪随机代码。

[0569] 实施例的伪随机测距信号连续重复多次。

[0570] 在实施例的时间间隔期间,所述多个发射器非同时地发送至少两个附加定位信号。

[0571] 实施例的至少两个附加定位信号具有同一伪随机代码。

[0572] 实施例的多个发射器按照几何图案布置,并且使用多个时隙来广播所述多个定位信号。

[0573] 实施例的多个发射器包括至少 $m$ 个发射器,所述至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数。

[0574] 实施例的变量 $m$ 大于 $n$ 。

[0575] 实施例的变量 $m$ 是小于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0576] 实施例的至少 $m$ 个发射器中的至少一个在时间复用帧中在多于一个的时隙中进行发送。

[0577] 实施例的至少 $m$ 个发射器中的每一个使用从 $k$ 个伪随机代码的集合中选择的伪随机代码,来发送所述至少 $m$ 个发射器的伪随机测距信号,其中, $k$ 是大于1的数字。

[0578] 实施例的变量 $k$ 是大于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0579] 实施例的多个发射器中的至少一个发射器在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。

[0580] 实施例的至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0581] 在所述二次帧中发送实施例的辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

[0582] 在所述二次帧中发送实施例的定位数据。

[0583] 由在彼此附近的至少两个发射器同时发送实施例的至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。

[0584] 实施例的至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。

[0585] 实施例的伪随机代码是最大长度伪随机代码。

[0586] 实施例的伪随机代码是黄金代码。

[0587] 实施例的多个发射器包括发射器的超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组包括按照几何图案布置的多个发射器。

- [0588] 实施例的超组的所述多个组包括n组重复图案,其中,n是整数。
- [0589] 实施例的超组的所述几何图案包括组的六边形图案。
- [0590] 实施例的超组的所述多个组包括七(7)个组。
- [0591] 实施例的每个组包括七(7)个发射器。
- [0592] 实施例的超组包括时分复用(TDMA)通信网络、码分复用(CDMA)通信网络和频移复用(FOM)网络中的至少一个。
- [0593] 由所述多个组中的组的至少两个发射器同时发送实施例的至少两个定位信号。
- [0594] 由不同组中的至少两个发射器同时发送实施例的至少两个定位信号。
- [0595] 实施例的多个定位信号包括伪随机代码的集合,其中,发射器的所述多个组中的每个组使用所述伪随机代码的集合的置换。
- [0596] 实施例的伪随机代码的集合的所述置换相对于所述发射器的时隙编号是循环的。
- [0597] 实施例的置换将所述集合中的每个伪随机代码与组中的每个发射器的地理位置相关联。
- [0598] 实施例的每个组中的发射器的位置与发送时隙相关联。
- [0599] 实施例的多个组中的每个组使用多个时隙来广播所述多个定位信号。
- [0600] 实施例的多个组中的每个组包括n个发射器,所述n个发射器使用n个时隙来广播所述多个定位信号,其中,n是整数。
- [0601] 实施例的多个组中的每个组使用同一集合的时隙来广播所述多个定位信号。
- [0602] 实施例的组中的每个发射器在与所述组中的任意其它发射器不同的时隙中进行广播。
- [0603] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的伪随机代码不同的至少一个伪随机代码。
- [0604] 实施例的至少一个伪随机代码包括黄金代码。
- [0605] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0606] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0607] 实施例的超组的所述多个组的所述多个发射器对于它们的发射器中的至少一部分使用共同伪随机代码。
- [0608] 实施例的伪随机代码包括黄金代码。
- [0609] 实施例的伪随机代码包括最大长度伪随机序列。
- [0610] 实施例的最大长度伪随机序列包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。
- [0611] 实施例的组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0612] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与所述多个组中的每个其它组相同的伪随机代码的集合。
- [0613] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0614] 实施例的超组中的每个发射器使用与所述超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0615] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0616] 实施例的超组的所述多个组中的每个组根据最大长度伪随机序列使用至少一个伪随机代码。

[0617] 实施例的超组中的每个组的所述至少一个伪随机代码与所述超组中的任意其它组的伪随机代码不同。

[0618] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0619] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0620] 实施例的超组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组使用的伪随机代码不同的伪随机代码。

[0621] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用同一集合的伪随机代码,其中,将每个组的伪随机代码相对于所述多个组中的每个其它组的时隙编号进行置换。

[0622] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0623] 实施例的多个发射器包括发射器的多个超组,其中,所述多个超组中的每个超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组。

[0624] 实施例的组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0625] 实施例的多个超组中的每个超组使用与所述多个超组中的每个其它超组相同集合的伪随机代码,其中,将每个超组的伪随机代码相对于所述多个超组中的每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0626] 实施例的超组的所述多个组中的每个组使用与该同一超组中的任意其它组的频率偏移不同的频率偏移。

[0627] 在实施例的多个超组中的每个超组中,每个发射器使用与该同一超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0628] 实施例的每个超组使用与每个其它超组所使用的相同集合的伪随机代码,其中,将超组的伪随机代码相对于每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0629] 实施例的与所述几何图案相对应的性能的度量是使用相同发送参数的发射器之间的距离与发射器半径的比。

[0630] 实施例的与所述几何图案相对应的性能的度量是与所述超组使用的复用协议相关联的相关排斥。

[0631] 实施例的每个载波频率是基频加偏移的集合的元素的总和,并且所述偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0632] 实施例的偏移的集合对应于

[0633]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0634] 其中,  $R$ 表示PN帧速率,  $k_0$ 表示非零整数, 并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的数量的整数。

[0635] 实施例的整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0636] 实施例的量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0637] 实施例的由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。

[0638] 实施例的量 $Q$ 等于所述超组中的发射器的组的数量, 并且由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量大于所述超组中的发射器的组的数量。

[0639] 实施例的位置定位系统包括从基频偏移的载波频率的集合, 其中, 所述集合中的每个偏移是等于和小于所述多个定位信号中的每一个的带宽的25%中的至少一个。

[0640] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统, 包括: 发射器网络, 所述发射器网络包括多个发射器, 所述多个发射器广播多个定位信号, 所述多个定位信号包括测距信号。系统包括远程接收器, 所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间。在时间间隔期间, 同时发送至少两个定位信号, 每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送, 并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号。所述至少两个定位信号具有不同的载波频率。所述载波频率彼此偏移一定量, 所述一定量小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的瞬时带宽的50%。

[0641] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统, 包括: 发射器网络, 所述发射器网络包括多个发射器, 所述多个发射器广播多个定位信号, 所述多个定位信号包括测距信号; 以及远程接收器, 所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间; 其中, 在时间间隔期间, 同时发送至少两个定位信号, 每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送, 并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号, 其中, 所述至少两个定位信号具有不同的载波频率, 所述载波频率彼此偏移一定量, 所述一定量小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的瞬时带宽的50%。

[0642] 实施例的远程接收器调谐到所述至少两个定位信号中的选择的定位信号的频率, 并且使所述选择的定位信号与基准伪随机测距信号相关, 所述基准伪随机测距信号与所述选择的定位信号的发送的伪随机测距信号匹配, 其中, 所述相关使由未选择信号产生的对所述选择的定位信号的交叉干扰减小。

[0643] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统中的发射器, 所述位置定位系统包括多个发射器, 所述多个发射器广播多个定位信号。所述多个定位信号包括宽带伪随机测距信号。所述发射器包括处理器, 所述处理器耦接到存储器, 并且运行至少一个应用, 所述至少一个应用根据基频加属于偏移的集合的第一偏移的总和, 选择第一频率。所述应用生成第一定位信号, 所述第一定位信号包括所述第一频率的载波。所述应用与来自所述多个发射器中的第二发射器的第二定位信号的发送同时发送所述第一定位信号。所述第二定位信号具有第二频率的载波, 所述第二频率是所述基频加属于所述偏移的集合的第二偏移的总和。所述第一偏移和所述第二偏移相差一定量, 所述一定量是等于和小于所述多个定位信号中的每个的带宽的25%中的至少一个。

[0644] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统中的发射器, 所述位置定位系统包括多个发射器, 所述多个发射器广播多个定位信号, 其中, 所述多个定位信号包括宽带伪随机测距信号, 所述发射器包括: 处理器, 所述处理器耦接到存储器, 并且运行至少一个应用, 所述

至少一个应用:根据基频加属于偏移的集合的第一偏移的总和,选择第一频率;生成第一定位信号,所述第一定位信号包括所述第一频率的载波;以及与来自所述多个发射器中的第二发射器的第二定位信号的发送同时发送所述第一定位信号,其中,所述第二定位信号具有第二频率的载波,所述第二频率是所述基频加属于所述偏移的集合的第二偏移的总和,以及其中,所述第一偏移和所述第二偏移相差一定量,所述一定量是等于和小于所述多个定位信号中的每个的带宽的25%中的至少一个。

[0645] 实施例的第一定位信号和第二定位信号包括不同的伪随机代码。

[0646] 实施例的第一定位信号和第二定位信号包括相同的伪随机代码。

[0647] 实施例的宽带伪随机测距信号连续重复多次。

[0648] 实施例的至少一个应用在所述第一定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。

[0649] 实施例的至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0650] 在所述二次帧中发送实施例的辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

[0651] 在所述二次帧中发送实施例的定位数据。

[0652] 实施例的第二发射器在所述发射器附近,并且所述第一定位信号和所述第二定位信号具有至少一个共同参数。

[0653] 实施例的至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。

[0654] 实施例的伪随机代码是最大长度伪随机代码。

[0655] 实施例的最大长度伪随机代码包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。

[0656] 实施例的伪随机代码是黄金代码。

[0657] 实施例的发射器和第二发射器属于地理位置彼此临近的同一发射器的组。

[0658] 实施例的发射器和所述第二发射器属于发射器的不同的组,其中,所述不同的组中的每一组具有地理位置彼此临近的发射器。

[0659] 实施例的偏移的集合包括每个是所述带宽伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数的偏移,其中, $n$ 是整数。

[0660] 实施例的偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0661] 实施例的偏移的集合对应于

[0662]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0663] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。

[0664] 实施例的整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0665] 实施例的量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0666] 通过将远程接收器调谐到所述第一定位信号的频率,并且使所述接收器接收到的信号与基准伪随机测距信号相关,在所述远程接收器处使实施例的所述第二定位信号对所述第一定位信号的交叉干扰减小,所述基准伪随机测距信号与所述第一定位信号的发送的伪随机测距信号匹配。

[0667] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统中的接收器。所述接收器包括处理器,

所述处理器耦接到存储器,并且运行至少一个应用,所述至少一个应用的时间间隔期间接收至少两个定位信号,多个发射器中的不同的发射器同时发送每个定位信号。所述至少两个定位信号包括宽带伪随机测距信号,所述宽带伪随机测距信号具有彼此不同的载波频率。所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个。所述应用调谐到所述至少两个定位信号中的选择的定位信号的频率。所述应用使所述选择的定位信号与基准伪随机测距信号相关,所述基准伪随机测距信号与所述选择的定位信号的发送的伪随机测距信号匹配。所述相关使由未选择信号产生的对所述选择的定位信号的交叉干扰减小。

[0668] 这里描述的实施例包括一种位置定位系统中的接收器,所述接收器包括:处理器,所述处理器耦接到存储器,并且运行至少一个应用,所述至少一个应用:在时间间隔期间接收至少两个定位信号,多个发射器中的不同的发射器同时发送每个定位信号,所述至少两个定位信号包括宽带伪随机测距信号,所述宽带伪随机测距信号具有彼此不同的载波频率,所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个;调谐到所述至少两个定位信号中的选择的定位信号的频率;以及使所述选择的定位信号与基准伪随机测距信号相关,所述基准伪随机测距信号与所述选择的定位信号的发送的伪随机测距信号匹配,其中,所述相关使由未选择信号产生的对所述选择的定位信号的交叉干扰减小。

[0669] 实施例的偏移是所述宽带伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。

[0670] 实施例的至少两个定位信号包括不同的伪随机代码。

[0671] 实施例的至少两个定位信号包括相同的伪随机代码。

[0672] 实施例的宽带伪随机测距信号连续重复多次。

[0673] 在实施例的时间间隔期间,接收至少两个附加定位信号,其中,所述多个发射器非同时地发送所述至少两个附加定位信号。

[0674] 实施例的至少两个附加定位信号包括同一伪随机代码。

[0675] 使用实施例的多个时隙来广播多个定位信号,所述多个定位信号包括所述至少两个定位信号。

[0676] 实施例的至少两个定位信号中的每一个包括在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送的定位信号。

[0677] 实施例的至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0678] 在所述二次帧中发送实施例的辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

[0679] 在所述二次帧中发送实施例的定位数据。

[0680] 由在彼此附近的至少两个发射器同时发送实施例的至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。

[0681] 实施例的至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。

[0682] 实施例的伪随机代码是最大长度伪随机代码。

[0683] 实施例的最大长度伪随机代码包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一

个。

[0684] 实施例的伪随机代码是黄金代码。

[0685] 实施例的每个载波频率是基频加偏移的集合的元素的总和,并且每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0686] 实施例的偏移的集合对应于

[0687]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0688] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。

[0689] 实施例的整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0690] 实施例的量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0691] 实施例的至少一个应用对接收到的定位信号的多个PN帧进行相干积分,所述PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。

[0692] 这里描述的实施例包括一种减小位置定位系统中的交叉干扰的方法。所述方法包括:从发射器网络中的多个发射器广播多个定位信号,所述多个定位信号包括伪随机测距信号。在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送。所述至少两个定位信号包括从第一成员发送的第一信号和从第二成员发送的第二信号。所述至少两个定位信号具有不同的载波频率。所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个。所述方法在远程接收器中接收所述至少两个定位信号。所述方法通过将所述远程接收器调谐到所述第一信号的频率,并且使接收到的信号与基准伪随机测距信号相关,来减小所述第二信号对所述第一的交叉干扰,所述基准伪随机测距信号与所述第一信号的发送的伪随机测距信号匹配。

[0693] 这里描述的实施例包括一种减小位置定位系统中的交叉干扰的方法,所述方法包括:从发射器网络中的多个发射器广播多个定位信号,所述多个定位信号包括伪随机测距信号,其中,在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,其中,所述至少两个定位信号包括从第一成员发送的第一信号和从第二成员发送的第二信号,其中,所述至少两个定位信号具有不同的载波频率,所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个;在远程接收器中接收所述至少两个定位信号;以及通过将所述远程接收器调谐到所述第一信号的频率,并且使接收到的信号与基准伪随机测距信号相关,来减小所述第二信号对所述第一的交叉干扰,所述基准伪随机测距信号与所述第一信号的发送的伪随机测距信号匹配。

[0694] 实施例的偏移是所述伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。

[0695] 实施例的方法包括:生成所述至少两个定位信号,所述至少两个定位信号具有不同的伪随机代码。

[0696] 实施例的方法包括:生成所述至少两个定位信号,所述至少两个定位信号具有相同的伪随机代码。

[0697] 实施例的方法包括:将所述伪随机测距信号连续重复多次。

[0698] 实施例的方法包括:所述多个发射器非同时地发送至少两个附加定位信号。

- [0699] 实施例的方法包括:生成所述至少两个附加定位信号,所述至少两个附加定位信号具有同一伪随机代码。
- [0700] 实施例的方法包括:按照几何图案布置所述多个发射器,并且使用多个时隙来广播所述多个定位信号。
- [0701] 实施例的多个发射器包括至少 $m$ 个发射器,所述至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数。
- [0702] 实施例的变量 $m$ 大于 $n$ 。
- [0703] 实施例的变量 $m$ 是小于和等于 $n$ 中的至少一个。
- [0704] 实施例的方法包括:所述至少 $m$ 个发射器中的至少一个在时间复用帧中在多于一个的时隙中进行发送。
- [0705] 实施例的方法包括:从所述至少 $m$ 个发射器中的每一个,使用从 $k$ 个伪随机代码的集合中选择的伪随机代码,来发送所述伪随机测距信号,其中, $k$ 是大于1的数字。
- [0706] 实施例的变量 $k$ 是大于和等于 $n$ 中的至少一个。
- [0707] 实施例的方法包括:从所述多个发射器中的至少一个发射器在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。
- [0708] 实施例的至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。
- [0709] 实施例的方法包括:在所述二次帧中发送辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。
- [0710] 实施例的方法包括:在所述二次帧中发送定位数据。
- [0711] 实施例的方法包括:由在彼此附近的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。
- [0712] 实施例的至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。
- [0713] 实施例的伪随机代码是最大长度伪随机代码。
- [0714] 实施例的伪随机代码是黄金代码。
- [0715] 实施例的多个发射器包括发射器的超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组包括按照几何图案布置的多个发射器。
- [0716] 实施例的超组的所述多个组包括 $n$ 组重复图案,其中, $n$ 是整数。
- [0717] 实施例的超组的所述几何图案包括组的六边形图案。
- [0718] 实施例的超组的所述多个组包括七(7)个组。
- [0719] 实施例的每个组包括七(7)个发射器。
- [0720] 实施例的超组包括时分复用(TDMA)通信网络、码分复用(CDMA)通信网络和频移复用(FDM)网络中的至少一个。
- [0721] 实施例的方法包括:由所述多个组中的组的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。
- [0722] 实施例的方法包括:由不同组中的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。
- [0723] 实施例的多个定位信号包括伪随机代码的集合,其中,发射器的所述多个组中的每个组使用所述伪随机代码的集合的置换。

- [0724] 实施例的伪随机代码的集合的所述置换相对于所述发射器的时隙编号是循环的。
- [0725] 实施例的置换将所述集合中的每个伪随机代码与组中的每个发射器的地理位置相关联。
- [0726] 实施例的方法包括:每个组中的发射器的位置与发送时隙相关联。
- [0727] 实施例的方法包括:所述多个组中的每个组使用多个时隙来广播所述多个定位信号。
- [0728] 实施例的多个组中的每个组包括n个发射器,所述n个发射器使用n个时隙来广播所述多个定位信号,其中,n是整数。
- [0729] 实施例的方法包括:所述多个组中的每个组使用同一集合的时隙来广播所述多个定位信号。
- [0730] 实施例的方法包括:组中的每个发射器在与所述组中的任意其它发射器不同的时隙中进行广播。
- [0731] 实施例的方法包括:超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的伪随机代码不同的至少一个伪随机代码。
- [0732] 实施例的至少一个伪随机代码包括黄金代码。
- [0733] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0734] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0735] 实施例的方法包括:超组的所述多个组的所述多个发射器对于它们的发射器中的至少一部分使用共同伪随机代码。
- [0736] 实施例的伪随机代码包括黄金代码。
- [0737] 实施例的伪随机代码包括最大长度伪随机序列。
- [0738] 实施例的最大长度伪随机序列包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。
- [0739] 实施例的方法包括:组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0740] 实施例的方法包括:超组的所述多个组中的每个组使用与所述多个组中的每个其它组相同的伪随机代码的集合。
- [0741] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0742] 实施例的方法包括:所述超组中的每个发射器使用与所述超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0743] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0744] 实施例的方法包括:超组的所述多个组中的每个组根据最大长度伪随机序列使用至少一个伪随机代码。
- [0745] 实施例的超组中的每个组的所述至少一个伪随机代码与所述超组中的任意其它组的伪随机代码不同。

[0746] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0747] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0748] 实施例的方法包括:所述超组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组使用的伪随机代码不同的伪随机代码。

[0749] 实施例的方法包括:超组的所述多个组中的每个组使用同一集合的伪随机代码,并且将每个组的伪随机代码相对于所述多个组中的每个其它组的时隙编号进行置换。

[0750] 实施例的方法包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0751] 实施例的多个发射器包括发射器的多个超组,其中,所述多个超组中的每个超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组。

[0752] 实施例的方法包括:组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0753] 实施例的方法包括:所述多个超组中的每个超组使用与所述多个超组中的每个其它超组相同集合的伪随机代码,并且将每个超组的伪随机代码相对于所述多个超组中的每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0754] 实施例的方法包括:超组的所述多个组中的每个组使用与该同一超组中的任意其它组的频率偏移不同的频率偏移。

[0755] 实施例的方法包括:在所述多个超组中的每个超组中,每个发射器使用与该同一超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0756] 实施例的方法包括:每个超组使用与每个其它超组所使用的相同集合的伪随机代码,并且将超组的伪随机代码相对于每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0757] 实施例的方法包括:使用具有相同发送参数的发射器之间的距离与发射器半径的比,测量与所述几何图案相对应的性能。

[0758] 实施例的方法包括:使用与所述超组使用的复用协议相关联的相关排斥,测量与所述几何图案相对应的性能。

[0759] 实施例的方法包括:作为基频加偏移的集合的元素的总和生成每个载波频率,其中,所述偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0760] 实施例的偏移的集合对应于

[0761]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0762] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。

[0763] 实施例的整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0764] 实施例的量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0765] 实施例的由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。

[0766] 实施例的量 $Q$ 等于所述超组中的发射器的组的数量,并且由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量大于所述超组中的发射器的组的数量。

[0767] 实施例的方法包括:将载波频率的集合从基频偏移,其中,所述集合中的每个偏移

不大于所述多个定位信号中的每一个的带宽的25%。

[0768] 可以将这里描述的部件定位在一起或者在分离的地点。通信路径耦接这些部件，通信路径包括用于在部件之间传送或传递文件的任意介质。通信路径包括无线连接、有线连接和混合无线/有线连接。通信路径还包括到包括局域网 (LAN)、城域网 (MAN)、广域网 (WAN)、专用网络、局间或后端网络和因特网的网络的耦接或连接。此外，通信路径包括像软盘、硬盘驱动和CD-ROM盘的可移动固定介质以及闪速RAM、通用串行总线 (USB) 连接、RS-232 连接、电话线、总线和电子邮件消息。

[0769] 这里描述的系统和方法的各方面可以作为编程到包括诸如场可编程门阵列 (FPGA)、可编程阵列逻辑 (PAL) 器件、电可编程逻辑和存储器器件及基于标准胞元的器件的可编程逻辑器件 (PLD) 以及专用集成电路 (ASIC) 的各种电路中的任意一个中的功能来实现。实现系统和方法的各方面的一些其它可能包括：具有存储器 (例如电可擦除可编程只读存储器 (EEPROM)) 的微控制器、嵌入式微处理器、固件、软件等。此外，可以在具有基于软件的电路仿真、离散逻辑 (顺序和组合)、定制器件、模糊 (神经) 逻辑、量子器件以及上述器件类型中的任意的混合的微处理器中，实施系统和方法的各方面。当然，可以以各种部件类型，例如像互补金属氧化物半导体 (CMOS) 的金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 技术、像射极耦接逻辑 (ECL) 的双极性技术、聚合物技术 (例如硅共轭聚合物和金属共轭聚合物-金属结构)、混合的模拟和数字等，提供底层设备技术。

[0770] 除非上下文另外清楚地要求，在说明书和权利要求全文中，应当以与排他或者穷尽的意义相反的包含的意义；也就是说，以“包括、但不限于”的意义，解释词语“包括”、“包含”等。使用单数或复数的词语也分别包括复数或单数。另外，当在本申请中使用时，词语“这里”、“下文中”、“上面”、“下面”和具有类似含义的词语，作为整体参考本申请，而非参考本申请的任意特定部分。当在引用两个或更多个项的列表中使用词语“或者”时，该词语覆盖所有以下对该词语的解释：列表中的项中的任意一个，列表中的所有项以及列表中的项的任意组合。

[0771] 上面对系统和方法的实施例的描述不旨在是穷尽的，或者将系统和方法局限于公开的精确形式。虽然为了进行说明，这里描述了系统和方法的具体实施例和示例，但是相关领域技术人员将认识到，可以在系统和方法的范围内，进行各种等同变形。这里提供的系统和方法的技术不仅可以用于上面描述的系统和方法，还可以应用于其它系统和方法。可以组合上面描述的各个实施例的元素和动作，以提供其它实施例。可以根据上面的详细描述，对系统和方法进行这些和其它改变。

[0772] 通常，在所附权利要求中，不应当将使用的术语解释为将系统和方法局限于在说明书和权利要求中公开的具体实施例，而应当将其解释为包括在权利要求下工作的所有系统和方法。相应地，本公开不限制系统和方法，但是代而要由权利要求整体确定范围。虽然下面以特定权利要求的形式呈现了系统和方法的特定方面，但是发明人以任意数量的权利要求的形式，设想了系统和方法的各个方面。相应地，发明人保留在提交申请之后增加附加权利要求的权利，以针对系统和方法的其它方面追加这些附加权利要求形式。

[0773] 关于包括以上各实施例的实施方式，还公开下述附记：

[0774] 附记：

[0775] 1. 一种位置定位系统，包括：

[0776] 发射器网络,所述发射器网络包括多个发射器,所述多个发射器广播多个定位信号,其中,所述多个定位信号中的每个定位信号包括伪随机测距信号;以及

[0777] 远程接收器,所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间;

[0778] 其中,在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有不同的载波频率,所述不同的载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是小于和等于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个。

[0779] 2. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述偏移是所述伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。

[0780] 3. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述至少两个定位信号具有不同的伪随机代码。

[0781] 4. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述至少两个定位信号具有相同的伪随机代码。

[0782] 5. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述伪随机测距信号连续重复多次。

[0783] 6. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,在所述时间间隔期间,所述多个发射器非同时地发送至少两个附加定位信号。

[0784] 7. 根据附记6所述的位置定位系统,其中,所述至少两个附加定位信号具有同一伪随机代码。

[0785] 8. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述多个发射器按照几何图案布置,并且使用多个时隙来广播所述多个定位信号。

[0786] 9. 根据附记8所述的位置定位系统,其中,所述多个发射器包括至少 $m$ 个发射器,所述至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数。

[0787] 10. 根据附记9所述的位置定位系统,其中, $m$ 大于 $n$ 。

[0788] 11. 根据附记9所述的位置定位系统,其中, $m$ 是小于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0789] 12. 根据附记9所述的位置定位系统,其中,所述至少 $m$ 个发射器中的至少一个在时间复用帧中在多于一个的时隙中进行发送。

[0790] 13. 根据附记9所述的位置定位系统,其中,所述至少 $m$ 个发射器中的每一个使用从 $k$ 个伪随机代码的集合中选择的伪随机代码,来发送所述至少 $m$ 个发射器的伪随机测距信号,其中, $k$ 是大于1的数字。

[0791] 14. 根据附记13所述的位置定位系统,其中, $k$ 是大于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0792] 15. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述多个发射器中的至少一个发射器在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。

[0793] 16. 根据附记15所述的位置定位系统,其中,所述至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0794] 17. 根据附记16所述的位置定位系统,其中,在所述二次帧中发送辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

- [0795] 18. 根据附记17所述的位置定位系统,其中,在所述二次帧中发送定位数据。
- [0796] 19. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,由在彼此附近的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。
- [0797] 20. 根据附记19所述的位置定位系统,其中,所述至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。
- [0798] 21. 根据附记20所述的位置定位系统,其中,所述伪随机代码是最大长度伪随机代码。
- [0799] 22. 根据附记20所述的位置定位系统,其中,所述伪随机代码是黄金代码。
- [0800] 23. 根据附记1所述的位置定位系统,其中,所述多个发射器包括发射器的超组,其中,所述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组包括按照几何图案布置的多个发射器。
- [0801] 24. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组包括n组重复图案,其中,n是整数。
- [0802] 25. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述几何图案包括组的六边形图案。
- [0803] 26. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组包括七(7)个组。
- [0804] 27. 根据附记26所述的位置定位系统,其中,每个组包括七(7)个发射器。
- [0805] 28. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,所述超组包括时分复用(TDMA)通信网络、码分复用(CDMA)通信网络和频移复用(FDM)网络中的至少一个。
- [0806] 29. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,由所述多个组中的组的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。
- [0807] 30. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,由不同组中的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。
- [0808] 31. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,所述多个定位信号包括伪随机代码的集合,其中,发射器的所述多个组中的每个组使用所述伪随机代码的集合的置换。
- [0809] 32. 根据附记31所述的位置定位系统,其中,所述伪随机代码的集合的所述置换相对于所述发射器的时隙编号是循环的。
- [0810] 33. 根据附记31所述的位置定位系统,其中,所述置换将所述集合中的每个伪随机代码与组中的每个发射器的地理位置相关联。
- [0811] 34. 根据附记33所述的位置定位系统,其中,每个组中的发射器的位置与发送时隙相关联。
- [0812] 35. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,所述多个组中的每个组使用多个时隙来广播所述多个定位信号。
- [0813] 36. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,所述多个组中的每个组包括n个发射器,所述n个发射器使用n个时隙来广播所述多个定位信号,其中,n是整数。
- [0814] 37. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,所述多个组中的每个组使用同一集合的时隙来广播所述多个定位信号。
- [0815] 38. 根据附记37所述的位置定位系统,其中,组中的每个发射器在与所述组中的任意其它发射器不同的时隙中进行广播。

- [0816] 39. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的伪随机代码不同的至少一个伪随机代码。
- [0817] 40. 根据附记39所述的位置定位系统,其中,所述至少一个伪随机代码包括黄金代码。
- [0818] 41. 根据附记39所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0819] 42. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0820] 43. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组的所述多个发射器对于它们的发射器中的至少一部分使用共同伪随机代码。
- [0821] 44. 根据附记43所述的位置定位系统,其中,所述伪随机代码包括黄金代码。
- [0822] 45. 根据附记43所述的位置定位系统,其中,所述伪随机代码包括最大长度伪随机序列。
- [0823] 46. 根据附记45所述的位置定位系统,其中,所述最大长度伪随机序列包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。
- [0824] 47. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0825] 48. 根据附记47所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组中的每个组使用与所述多个组中的每个其它组相同的伪随机代码的集合。
- [0826] 49. 根据附记48所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0827] 50. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,所述超组中的每个发射器使用与所述超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0828] 51. 根据附记50所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0829] 52. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组中的每个组根据最大长度伪随机序列使用至少一个伪随机代码。
- [0830] 53. 根据附记52所述的位置定位系统,其中,所述超组中的每个组的所述至少一个伪随机代码与所述超组中的任意其它组的伪随机代码不同。
- [0831] 54. 根据附记53所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0832] 55. 根据附记35所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0833] 56. 根据附记55所述的位置定位系统,其中,所述超组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组使用的伪随机代码不同的伪随机代码。
- [0834] 57. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组中的每个组使用同一集合的伪随机代码,其中,将每个组的伪随机代码相对于所述多个组中的每个其它组的时隙编号进行置换。
- [0835] 58. 根据附记57所述的位置定位系统,其中,所述超组的所述多个组中的每个组使

用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0836] 59. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,所述多个发射器包括发射器的多个超组,其中,所述多个超组中的每个超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组。

[0837] 60. 根据附记59所述的位置定位系统,其中,组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0838] 61. 根据附记60所述的位置定位系统,其中,所述多个超组中的每个超组使用与所述多个超组中的每个其它超组相同集合的伪随机代码,其中,将每个超组的伪随机代码相对于所述多个超组中的每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0839] 62. 根据附记61所述的位置定位系统,其中,超组的所述多个组中的每个组使用与该同一超组中的任意其它组的频率偏移不同的频率偏移。

[0840] 63. 根据附记59所述的位置定位系统,其中,在所述多个超组中的每个超组中,每个发射器使用与该同一超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0841] 64. 根据附记63所述的位置定位系统,其中,每个超组使用与每个其它超组所使用的相同集合的伪随机代码,其中,将超组的伪随机代码相对于每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0842] 65. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,与所述几何图案相对应的性能的量度是使用相同发送参数的发射器之间的距离与发射器半径的比。

[0843] 66. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,与所述几何图案相对应的性能的量度是与所述超组使用的复用协议相关联的相关排斥。

[0844] 67. 根据附记23所述的位置定位系统,其中,每个载波频率是基频加上偏移的集合的元素的总和,并且所述偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0845] 68. 根据附记67所述的位置定位系统,其中,所述偏移的集合对应于

[0846]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0847] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。

[0848] 69. 根据附记68所述的位置定位系统,其中,整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0849] 70. 根据附记68所述的位置定位系统,其中,量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0850] 71. 根据附记68所述的位置定位系统,其中,由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。

[0851] 72. 根据附记68所述的位置定位系统,其中,量 $Q$ 等于所述超组中的发射器的组的数量,并且由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量大于所述超组中的发射器的组的数量。

[0852] 73. 根据附记23所述的位置定位系统,包括从基频偏移的载波频率的集合,其中,所述集合中的每个偏移是等于和小于所述多个定位信号中的每一个的带宽的25%中的至少一个。

[0853] 74. 一种位置定位系统,包括:

[0854] 发射器网络,所述发射器网络包括多个发射器,所述多个发射器广播多个定位信号,所述多个定位信号包括测距信号;以及

[0855] 远程接收器,所述远程接收器获取并测量在所述远程接收器处接收到的所述多个定位信号的到达时间;

[0856] 其中,在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,并且在所述远程接收器处同时接收到所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有不同的载波频率,所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的瞬时带宽的50%。

[0857] 75.根据附记74所述的位置定位系统,其中,所述远程接收器调谐到所述至少两个定位信号中的选择的定位信号的频率,并且使所述选择的定位信号与基准伪随机测距信号相关,所述基准伪随机测距信号与所述选择的定位信号的发送的伪随机测距信号匹配,其中,所述相关使由未选择信号产生的、对所述选择的定位信号的交叉干扰减小。

[0858] 76.一种位置定位系统中的发射器,所述位置定位系统包括多个发射器,所述多个发射器广播多个定位信号,其中,所述多个定位信号包括宽带伪随机测距信号,所述发射器包括:

[0859] 处理器,所述处理器耦接到存储器,并且运行至少一个应用,所述至少一个应用:

[0860] 根据基频加上属于偏移的集合的第一偏移的总和,选择第一频率;

[0861] 生成第一定位信号,所述第一定位信号包括所述第一频率的载波;以及

[0862] 与所述多个发射器中的第二发射器发送第二定位信号的同时发送所述第一定位信号,其中,所述第二定位信号具有第二频率的载波,所述第二频率是所述基频加上属于所述偏移的集合的第二偏移的总和,以及其中,所述第一偏移和所述第二偏移相差一定量,所述一定量是等于和小于所述多个定位信号中的每个的带宽的25%中的至少一个。

[0863] 77.根据附记76所述的发射器,其中,所述第一定位信号和所述第二定位信号包括不同的伪随机代码。

[0864] 78.根据附记76所述的发射器,其中,所述第一定位信号和所述第二定位信号包括相同的伪随机代码。

[0865] 79.根据附记76所述的发射器,其中,所述宽带伪随机测距信号连续重复多次。

[0866] 80.根据附记76所述的发射器,其中,所述至少一个应用在所述第一定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。

[0867] 81.根据附记80所述的发射器,其中,所述至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0868] 82.根据附记81所述的发射器,其中,在所述二次帧中发送辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

[0869] 83.根据附记82所述的发射器,其中,在所述二次帧中发送定位数据。

[0870] 84.根据附记76所述的发射器,其中,所述第二发射器在所述发射器附近,并且所述第一定位信号和所述第二定位信号具有至少一个共同参数。

[0871] 85.根据附记84所述的发射器,其中,所述至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。

[0872] 86.根据附记85所述的发射器,其中,所述伪随机代码是最大长度伪随机代码。

[0873] 87.根据附记86所述的发射器,其中,所述最大长度伪随机代码包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。

- [0874] 88. 根据附记85所述的发射器,其中,所述伪随机代码是黄金代码。
- [0875] 89. 根据附记76所述的发射器,其中,所述发射器和所述第二发射器属于地理位置彼此临近的发射器的相同的组。
- [0876] 90. 根据附记76所述的发射器,其中,所述发射器和所述第二发射器属于发射器的不同的组,其中,所述不同的组中的每一组具有地理位置彼此临近的发射器。
- [0877] 91. 根据附记76所述的发射器,其中,所述偏移的集合包括每个是所述带宽伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数的偏移,其中, $n$ 是整数。
- [0878] 92. 根据附记76所述的发射器,其中,所述偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。
- [0879] 93. 根据附记92所述的发射器,其中,所述偏移的集合对应于
- [0880]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$
- [0881] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。
- [0882] 94. 根据附记93所述的发射器,其中,整数 $k_0$ 具有等于或大于二(2)中的至少一个的幅值。
- [0883] 95. 根据附记93所述的发射器,其中,量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。
- [0884] 96. 根据附记76所述的发射器,其中,通过将远程接收器调谐到所述第一定位信号的频率,并且使所述接收器接收到的信号与基准伪随机测距信号相关,使得在所述远程接收器处所述第二定位信号对所述第一定位信号的交叉干扰减小,所述基准伪随机测距信号与所述第一定位信号的发送的伪随机测距信号匹配。
- [0885] 97. 一种位置定位系统中的接收器,所述接收器包括:
- [0886] 处理器,所述处理器耦接到存储器,并且运行至少一个应用,所述至少一个应用:
- [0887] 在时间间隔期间接收至少两个定位信号,多个发射器中的不同的发射器同时发送每个定位信号,所述至少两个定位信号包括宽带伪随机测距信号,所述宽带伪随机测距信号具有彼此不同的载波频率,所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个;
- [0888] 调谐到所述至少两个定位信号中的选择的定位信号的频率;以及
- [0889] 使所述选择的定位信号与基准伪随机测距信号相关,所述基准伪随机测距信号与所述选择的定位信号的发送的伪随机测距信号匹配,其中,所述相关使由未选择信号产生的对所述选择的定位信号的交叉干扰减小。
- [0890] 98. 根据附记97所述的接收器,其中,所述偏移是所述宽带伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。
- [0891] 99. 根据附记97所述的接收器,其中,所述至少两个定位信号包括不同的伪随机代码。
- [0892] 100. 根据附记97所述的接收器,其中,所述至少两个定位信号包括相同的伪随机代码。
- [0893] 101. 根据附记97所述的接收器,其中,所述宽带伪随机测距信号连续重复多次。
- [0894] 102. 根据附记97所述的接收器,其中,在所述时间间隔期间,接收至少两个附加定位信号,其中,所述多个发射器非同时地发送所述至少两个附加定位信号。

- [0895] 103. 根据附记102所述的接收器,其中,所述至少两个附加定位信号包括同一伪随机代码。
- [0896] 104. 根据附记97所述的接收器,其中,使用多个时隙来广播多个定位信号,所述多个定位信号包括所述至少两个定位信号。
- [0897] 105. 根据附记97所述的接收器,其中,所述至少两个定位信号中的每一个包括在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送的定位信号。
- [0898] 106. 根据附记105所述的接收器,其中,所述至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。
- [0899] 107. 根据附记106所述的接收器,其中,在所述二次帧中发送辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。
- [0900] 108. 根据附记107所述的接收器,其中,在所述二次帧中发送定位数据。
- [0901] 109. 根据附记97所述的接收器,其中,由在彼此附近的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。
- [0902] 110. 根据附记109所述的接收器,其中,所述至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。
- [0903] 111. 根据附记110所述的接收器,其中,所述伪随机代码是最大长度伪随机代码。
- [0904] 112. 根据附记111所述的接收器,其中,所述最大长度伪随机代码包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。
- [0905] 113. 根据附记110所述的接收器,其中,所述伪随机代码是黄金代码。
- [0906] 114. 根据附记97所述的接收器,其中,每个载波频率是基频加上偏移的集合的元素的总和,并且每个偏移是最小非零偏移的倍数。
- [0907] 115. 根据附记114所述的接收器,其中,所述偏移的集合对应于
- [0908]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$
- [0909] 其中, $R$ 表示PN帧速率, $k_0$ 表示非零整数,并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。
- [0910] 116. 根据附记115所述的接收器,其中,整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。
- [0911] 117. 根据附记115所述的接收器,其中,量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。
- [0912] 118. 根据附记115所述的接收器,其中,所述至少一个应用对接收到的定位信号的PN帧的数量进行相干积分,所述PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。
- [0913] 119. 一种减小位置定位系统中的交叉干扰的方法,所述方法包括:
- [0914] 从发射器网络中的多个发射器广播多个定位信号,所述多个定位信号包括伪随机测距信号,其中,在时间间隔期间,同时发送至少两个定位信号,每个定位信号由所述多个发射器中的不同成员发送,其中,所述至少两个定位信号包括从第一成员发送的第一信号和从第二成员发送的第二信号,其中,所述至少两个定位信号具有不同的载波频率,所述载波频率彼此偏移一定量,所述一定量是等于和小于所述至少两个定位信号中的每个定位信号的带宽的25%中的至少一个;
- [0915] 在远程接收器中接收所述至少两个定位信号;以及
- [0916] 通过将所述远程接收器调谐到所述第一信号的频率,并且使接收到的信号与基准

伪随机测距信号相关,来减小所述第二信号对所述第一的交叉干扰,所述基准伪随机测距信号与所述第一信号的发送的伪随机测距信号匹配。

[0917] 120.根据附记119所述的方法,其中,所述偏移是所述伪随机测距信号的帧速率和所述帧速率的 $1/n$ 小部分的总和的倍数,其中, $n$ 是整数。

[0918] 121.根据附记119所述的方法,包括:生成所述至少两个定位信号,所述至少两个定位信号具有不同的伪随机代码。

[0919] 122.根据附记119所述的方法,包括:生成所述至少两个定位信号,所述至少两个定位信号具有相同的伪随机代码。

[0920] 123.根据附记119所述的方法,包括:将所述伪随机测距信号连续重复多次。

[0921] 124.根据附记119所述的方法,包括:所述多个发射器非同时地发送至少两个附加定位信号。

[0922] 125.根据附记124所述的方法,包括:生成所述至少两个附加定位信号,所述至少两个附加定位信号具有同一伪随机代码。

[0923] 126.根据附记119所述的方法,包括:按照几何图案布置所述多个发射器,并且使用多个时隙来广播所述多个定位信号。

[0924] 127.根据附记126所述的方法,其中,所述多个发射器包括至少 $m$ 个发射器,所述至少 $m$ 个发射器在时间复用帧中使用 $n$ 个时隙来广播所述多个定位信号,其中, $m$ 和 $n$ 是正整数。

[0925] 128.根据附记127所述的方法,其中, $m$ 大于 $n$ 。

[0926] 129.根据附记127所述的方法,其中, $m$ 是小于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0927] 130.根据附记127所述的方法,包括:所述至少 $m$ 个发射器中的至少一个在时间复用帧中在多于一个的时隙中进行发送。

[0928] 131.根据附记127所述的方法,包括:从所述至少 $m$ 个发射器中的每一个,使用从 $k$ 个伪随机代码的集合中选择的伪随机代码,来发送所述伪随机测距信号,其中, $k$ 是大于1的数字。

[0929] 132.根据附记131所述的方法,其中, $k$ 是大于和等于 $n$ 中的至少一个。

[0930] 133.根据附记119所述的方法,包括:从所述多个发射器中的至少一个发射器在定位信号的至少两个连续时间复用帧中发送定位信号。

[0931] 134.根据附记133所述的方法,其中,所述至少两个连续时间复用帧包括一次帧和二次帧,其中,在所述一次帧中发送定位数据。

[0932] 135.根据附记134所述的方法,包括:在所述二次帧中发送辅助数据,其中,所述辅助数据包括安全数据和认证数据中的至少一个。

[0933] 136.根据附记135所述的方法,包括:在所述二次帧中发送定位数据。

[0934] 137.根据附记119所述的方法,包括:由在彼此附近的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号,其中,所述至少两个定位信号具有至少一个共同参数。

[0935] 138.根据附记137所述的方法,其中,所述至少一个共同参数是伪随机代码和定位信号数据中的至少一个。

[0936] 139.根据附记138所述的方法,其中,所述伪随机代码是最大长度伪随机代码。

[0937] 140.根据附记138所述的方法,其中,所述伪随机代码是黄金代码。

[0938] 141.根据附记119所述的方法,其中,所述多个发射器包括发射器的超组,其中,所

述超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组,并且每个组包括按照几何图案布置的多个发射器。

[0939] 142. 根据附记141所述的方法,其中,超组的所述多个组包括n组重复图案,其中,n是整数。

[0940] 143. 根据附记141所述的方法,其中,所述超组的所述几何图案包括组的六边形图案。

[0941] 144. 根据附记141所述的方法,其中,超组的所述多个组包括七(7)个组。

[0942] 145. 根据附记144所述的方法,其中,每个组包括七(7)个发射器。

[0943] 146. 根据附记141所述的方法,其中,所述超组包括时分复用(TDMA)通信网络、码分复用(CDMA)通信网络和频移复用(FDM)网络中的至少一个。

[0944] 147. 根据附记141所述的方法,包括:由所述多个组中的组的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。

[0945] 148. 根据附记141所述的方法,包括:由不同组中的至少两个发射器同时发送所述至少两个定位信号。

[0946] 149. 根据附记141所述的方法,其中,所述多个定位信号包括伪随机代码的集合,其中,发射器的所述多个组中的每个组使用所述伪随机代码的集合的置换。

[0947] 150. 根据附记149所述的方法,其中,所述伪随机代码的集合的所述置换相对于所述发射器的时隙编号是循环的。

[0948] 151. 根据附记149所述的方法,其中,所述置换将所述集合中的每个伪随机代码与组中的每个发射器的地理位置相关联。

[0949] 152. 根据附记151所述的方法,包括:每个组中的发射器的位置与发送时隙相关联。

[0950] 153. 根据附记141所述的方法,包括:所述多个组中的每个组使用多个时隙来广播所述多个定位信号。

[0951] 154. 根据附记153所述的方法,其中,所述多个组中的每个组包括n个发射器,所述n个发射器使用n个时隙来广播所述多个定位信号,其中,n是整数。

[0952] 155. 根据附记153所述的方法,包括:所述多个组中的每个组使用同一集合的时隙来广播所述多个定位信号。

[0953] 156. 根据附记155所述的方法,包括:组中的每个发射器在与所述组中的任意其它发射器不同的时隙中进行广播。

[0954] 157. 根据附记153所述的方法,包括:超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的伪随机代码不同的至少一个伪随机代码。

[0955] 158. 根据附记157所述的方法,其中,所述至少一个伪随机代码包括黄金代码。

[0956] 159. 根据附记157所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0957] 160. 根据附记153所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。

[0958] 161. 根据附记153所述的方法,包括:超组的所述多个组的所述多个发射器对于它们的发射器中的至少一部分使用共同伪随机代码。

- [0959] 162. 根据附记161所述的方法,其中,所述伪随机代码包括黄金代码。
- [0960] 163. 根据附记161所述的方法,其中,所述伪随机代码包括最大长度伪随机序列。
- [0961] 164. 根据附记163所述的方法,其中,所述最大长度伪随机序列包括形成黄金代码的两个最大长度序列中的第一个。
- [0962] 165. 根据附记153所述的方法,包括:组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0963] 166. 根据附记165所述的方法,包括:超组的所述多个组中的每个组使用与所述多个组中的每个其它组相同的伪随机代码的集合。
- [0964] 167. 根据附记166所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0965] 168. 根据附记153所述的方法,包括:所述超组中的每个发射器使用与所述超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0966] 169. 根据附记168所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0967] 170. 根据附记153所述的方法,包括:超组的所述多个组中的每个组根据最大长度伪随机序列使用至少一个伪随机代码。
- [0968] 171. 根据附记170所述的方法,其中,所述超组中的每个组的所述至少一个伪随机代码与所述超组中的任意其它组的伪随机代码不同。
- [0969] 172. 根据附记171所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0970] 173. 根据附记153所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0971] 174. 根据附记173所述的方法,包括:所述超组中的每个组使用与所述超组中的任意其它组使用的伪随机代码不同的伪随机代码。
- [0972] 175. 根据附记141所述的方法,包括:超组的所述多个组中的每个组使用同一集合的伪随机代码,并且将每个组的伪随机代码相对于所述多个组中的每个其它组的时隙编号进行置换。
- [0973] 176. 根据附记175所述的方法,包括:所述超组的所述多个组中的每个组使用与任意其它组的频率偏移不同的偏移。
- [0974] 177. 根据附记141所述的方法,其中,所述多个发射器包括发射器的多个超组,其中,所述多个超组中的每个超组包括按照几何图案布置的发射器的多个组。
- [0975] 178. 根据附记177所述的方法,包括:组中的每个发射器使用与所述组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。
- [0976] 179. 根据附记178所述的方法,包括:所述多个超组中的每个超组使用与所述多个超组中的每个其它超组相同集合的伪随机代码,并且将每个超组的伪随机代码相对于所述多个超组中的每个其它超组的时隙编号进行置换。
- [0977] 180. 根据附记179所述的方法,包括:超组的所述多个组中的每个组使用与该同一超组中的任意其它组的频率偏移不同的频率偏移。
- [0978] 181. 根据附记177所述的方法,包括:在所述多个超组中的每个超组中,每个发射

器使用与该同一超组中的任意其它发射器不同的伪随机代码进行广播。

[0979] 182. 根据附记181所述的方法, 包括: 每个超组使用与每个其它超组所使用的相同集合的伪随机代码, 并且将超组的伪随机代码相对于每个其它超组的时隙编号进行置换。

[0980] 183. 根据附记141所述的方法, 包括: 使用具有相同发送参数的发射器之间的距离与发射器半径的比, 测量与所述几何图案相对应的性能。

[0981] 184. 根据附记141所述的方法, 包括: 使用与所述超组使用的复用协议相关联的相关排斥, 测量与所述几何图案相对应的性能。

[0982] 185. 根据附记141所述的方法, 包括: 作为基频加上偏移的集合的元素的总和生成每个载波频率, 其中, 所述偏移的集合中的每个偏移是最小非零偏移的倍数。

[0983] 186. 根据附记185所述的方法, 其中, 所述偏移的集合对应于

[0984]  $0, k_0R+R/Q, 2k_0R+2R/Q, 3k_0R+3R/Q, \dots, (Q-1)k_0R+(Q-1)R/Q,$

[0985] 其中,  $R$ 表示PN帧速率,  $k_0$ 表示非零整数, 并且 $Q$ 表示等于偏移的数量的整数。

[0986] 187. 根据附记186所述的方法, 其中, 整数 $k_0$ 具有等于和大于二(2)中的至少一个的幅值。

[0987] 188. 根据附记186所述的方法, 其中, 量 $Q$ 等于由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量。

[0988] 189. 根据附记186所述的方法, 其中, 由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量等于 $Q$ 的整数倍。

[0989] 190. 根据附记186所述的方法, 其中, 量 $Q$ 等于所述超组中的发射器的组的数量, 并且由所述远程接收器进行相干积分的定位信号的PN帧的数量大于所述超组中的发射器的组的数量。

[0990] 191. 根据附记141所述的方法, 包括: 将载波频率的集合从基频偏移, 其中, 所述集合中的每个偏移不大于所述多个定位信号中的每一个的带宽的25%。

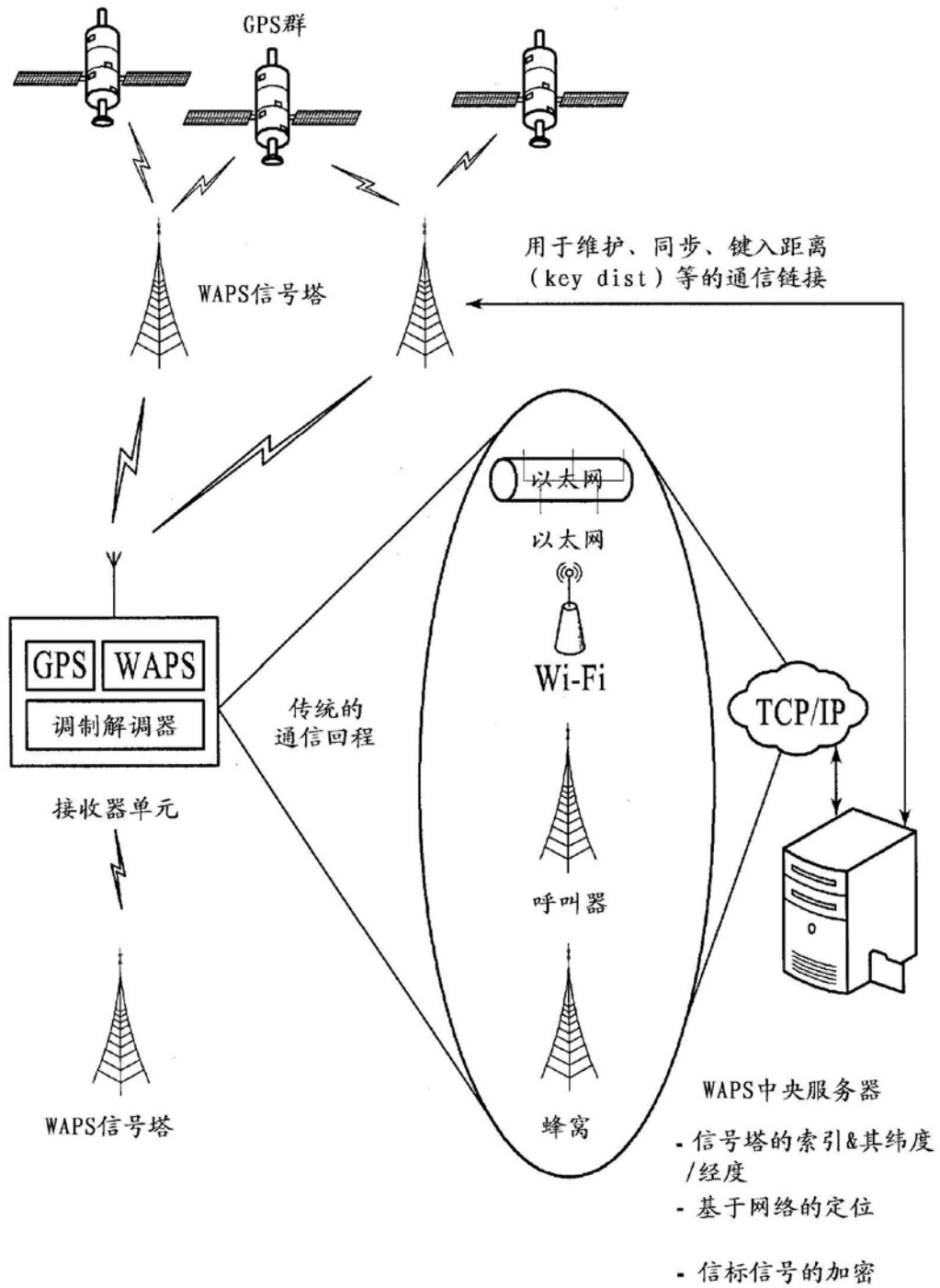


图1

200

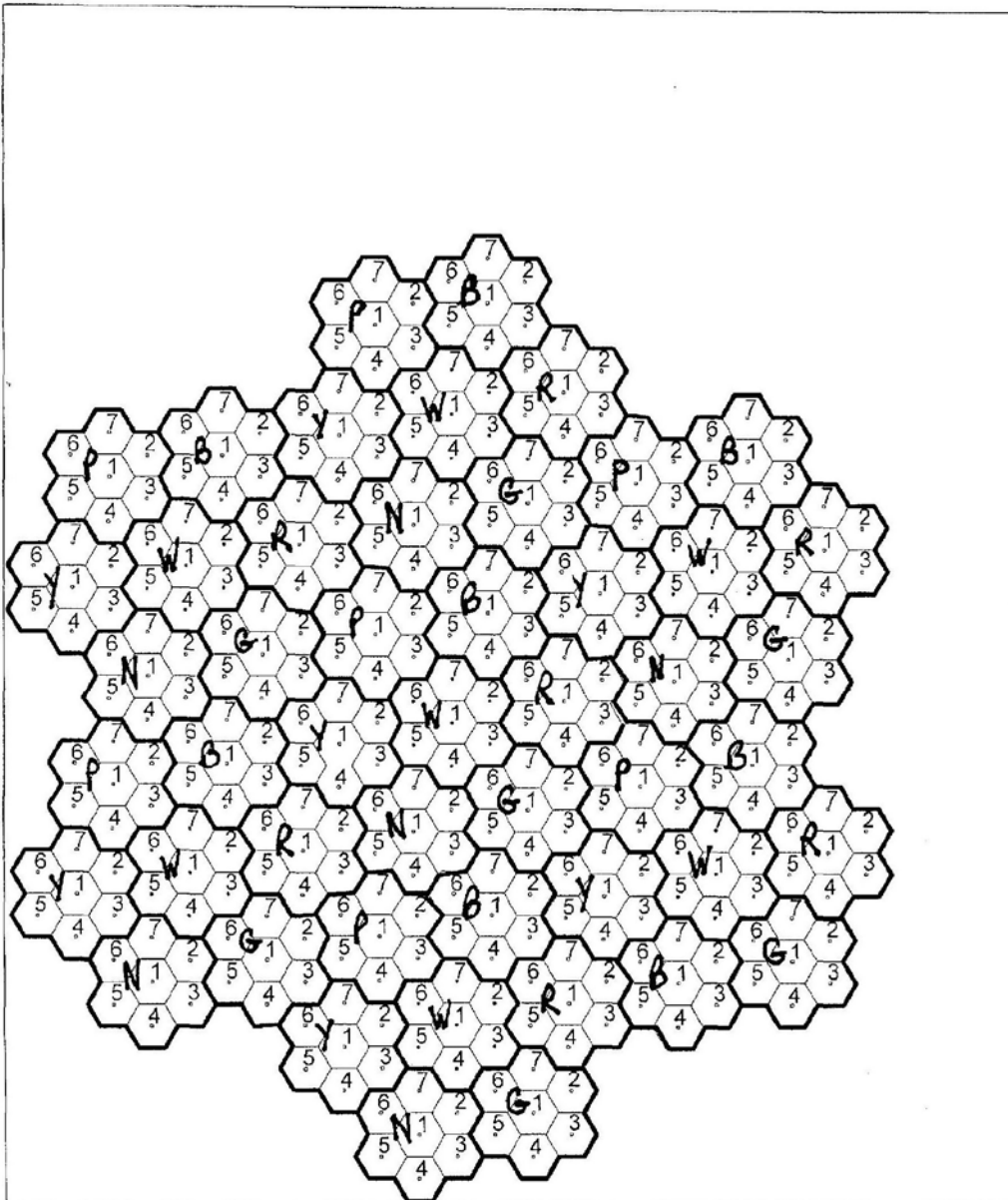


图2

300

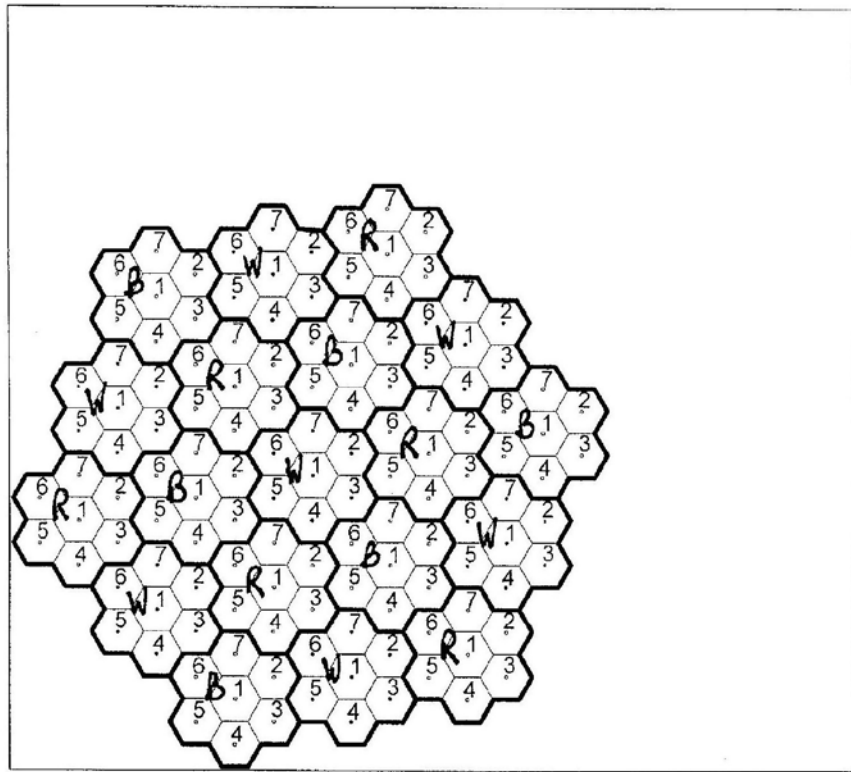


图3

400

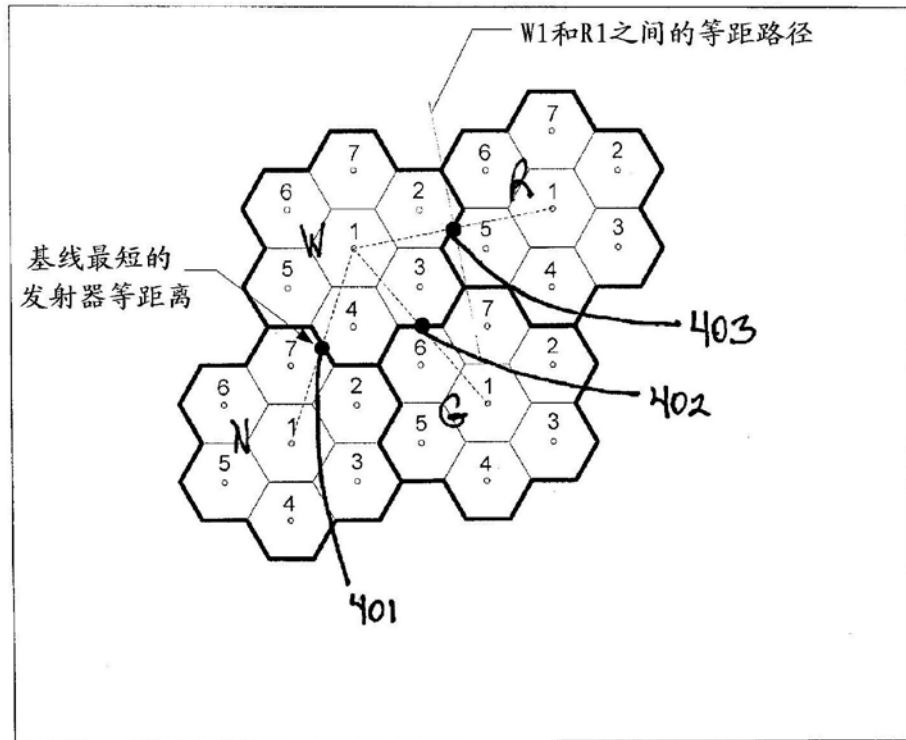


图4

500

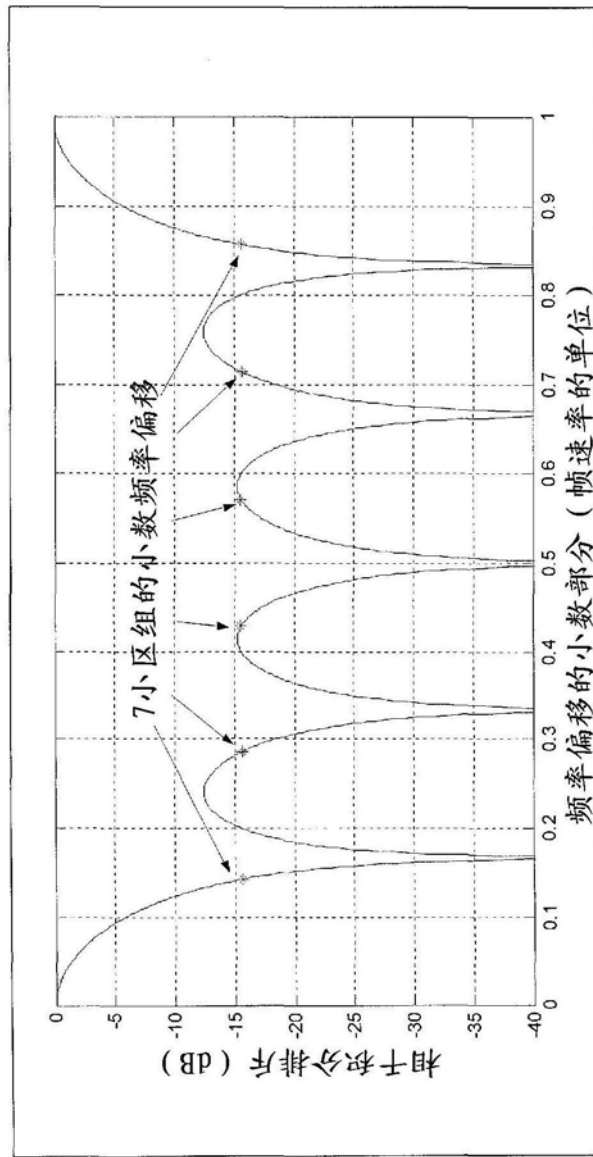


图5A

501

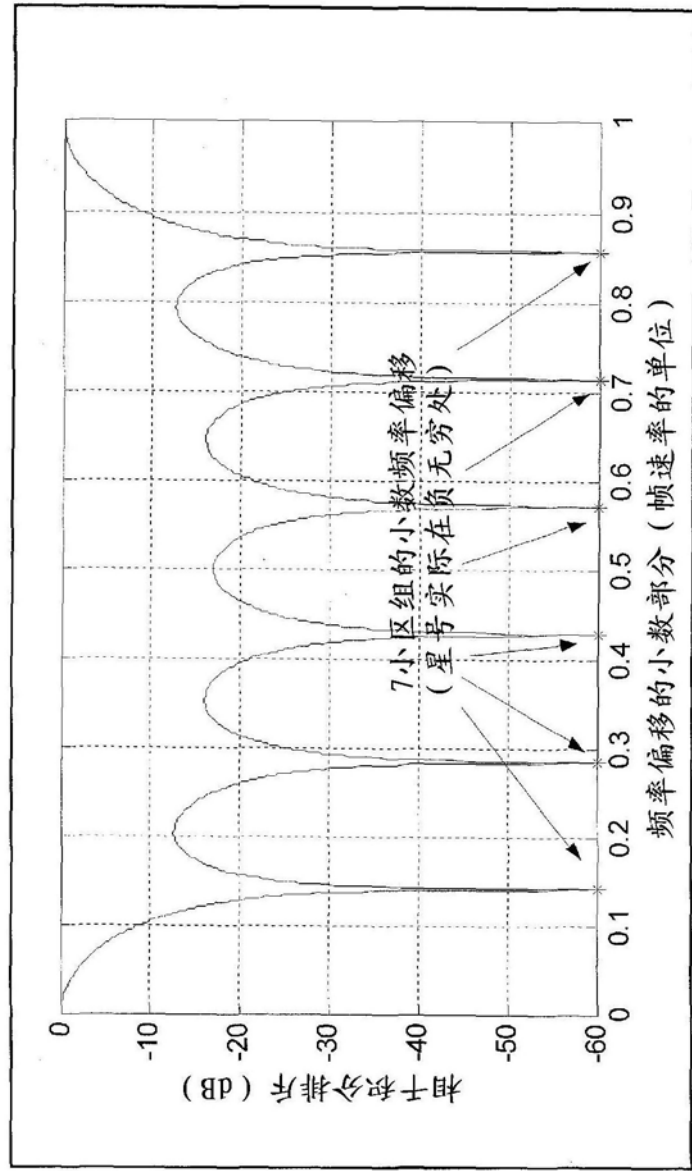


图5B

复用命名	#每组的 PN代码 (黄金 或ML)	#具有不同 PN代码 的组	总#PN 代码	总#频率	#被积分 的帧	代码排斥 (在0 多普勒处)	多帧积分增益 (在0多普勒处)	最坏情况帧积分 增益 (dB) @ 各个速度 差分MPH		
								6	30	100
								7G/7G	7G	7G
1G/7G	1G	7G	7	1	Any	23.9	0	0	0	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	6	19.9-23.5	15.6	12.8	6	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	7	19.9-23.5	$\infty$	24	8.8	
7G/7G-7F	7G	7G	49	7	9	19.9-23.5	14.0-26.1	13.1	12.9	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	6	19.9-23.0	15.6	12.8	6	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	7	19.9-23.0	$\infty$	24	8.8	
1G/7G-7F	1G	7G	7	7	9	19.9-23.0	14.0-26.1	13.1	12.9	
7G/7F	7G	1G	7	7	6	17.9; 19.9-23.0	15.6	12.8	6	
7G/7F	7G	1G	7	7	7	17.9; 19.9-23.0	$\infty$	24	8.8	
7G/7F	7G	1G	7	7	9	17.9; 19.9-23.0	14.0-26.1	13.1	12.9	
1M/7F	1M	1M	1	7	6	17.9;25.6	15.6	12.8	6	
1M/7F	1M	1M	1	7	7	17.9;25.6	$\infty$	24	8.8	
1M/7F	1M	1M	1	7	9	17.9;25.6	14.0-26.1	13.1	12.9	

图6

频率偏移的整数部分 (帧速率的单位)	带宽/%增加 (kHz)	0延迟处的最差 互相关 (dB)	所需的额外带宽 (kHz)
2	12/0.6	-17.8	8 6/7
3	18/0.9	-20.8	18 6/7
4	24/1.2	-23.0	24 6/7
5	30/1.5	-24.7	30 6/7
6	36/1.8	-26.2	36 6/7

图7

800

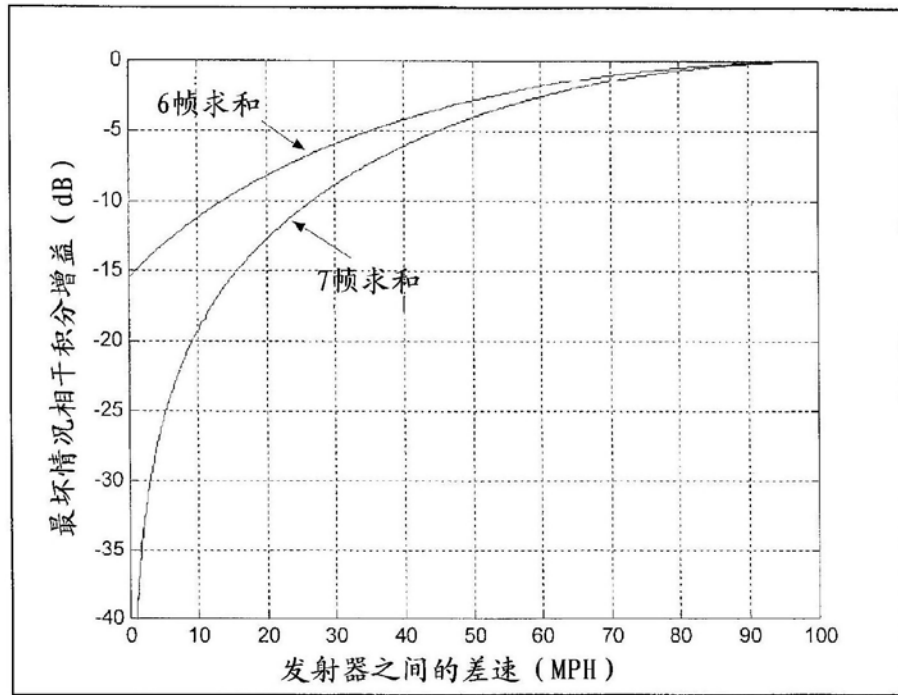


图8

900

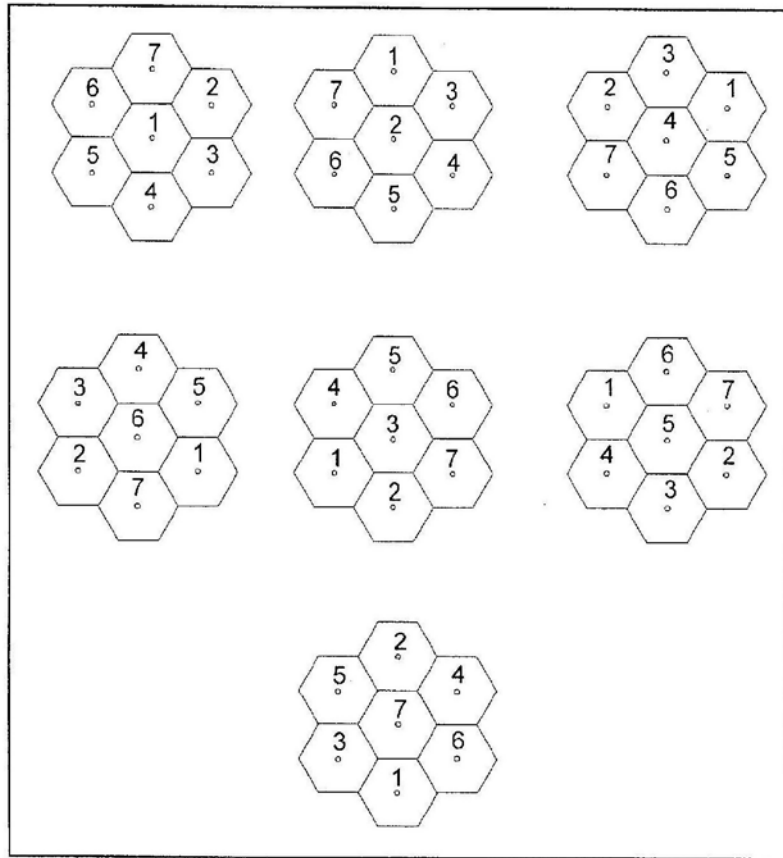


图9

**1000**

优先顺序	代码之间的延迟	等效填充	+/-1旁瓣运行长度
1	853	1000100001	25
2	714	0011111100	23
3	797	0011000101	22
4	602	1110110011	21
5	1012	0101101001	18
6	536	0111100110	18
7	456	1110101011	18
8	422	0010110011	18
9	76	0011111110	18
10	476	1000000011	17

图10

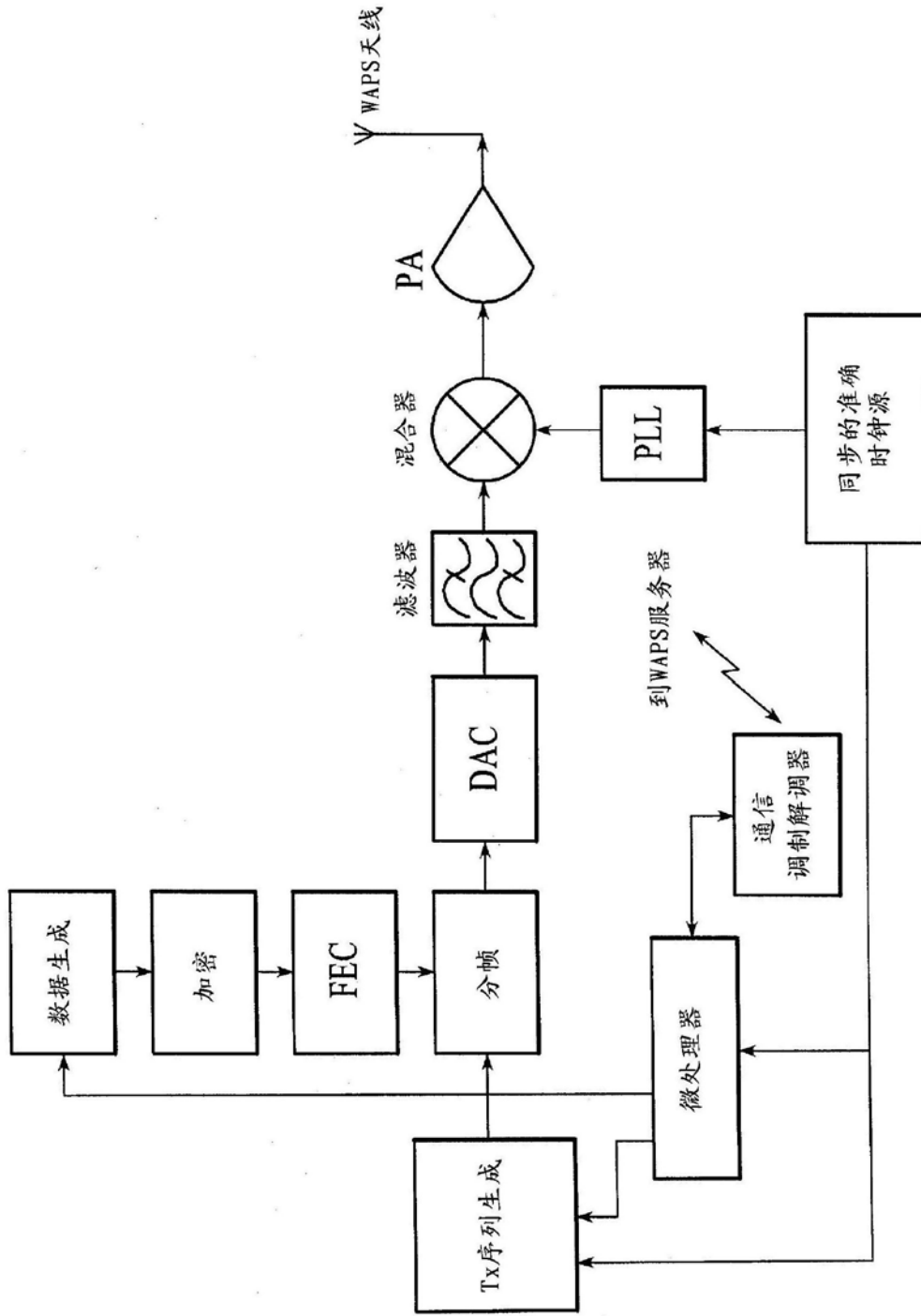


图11

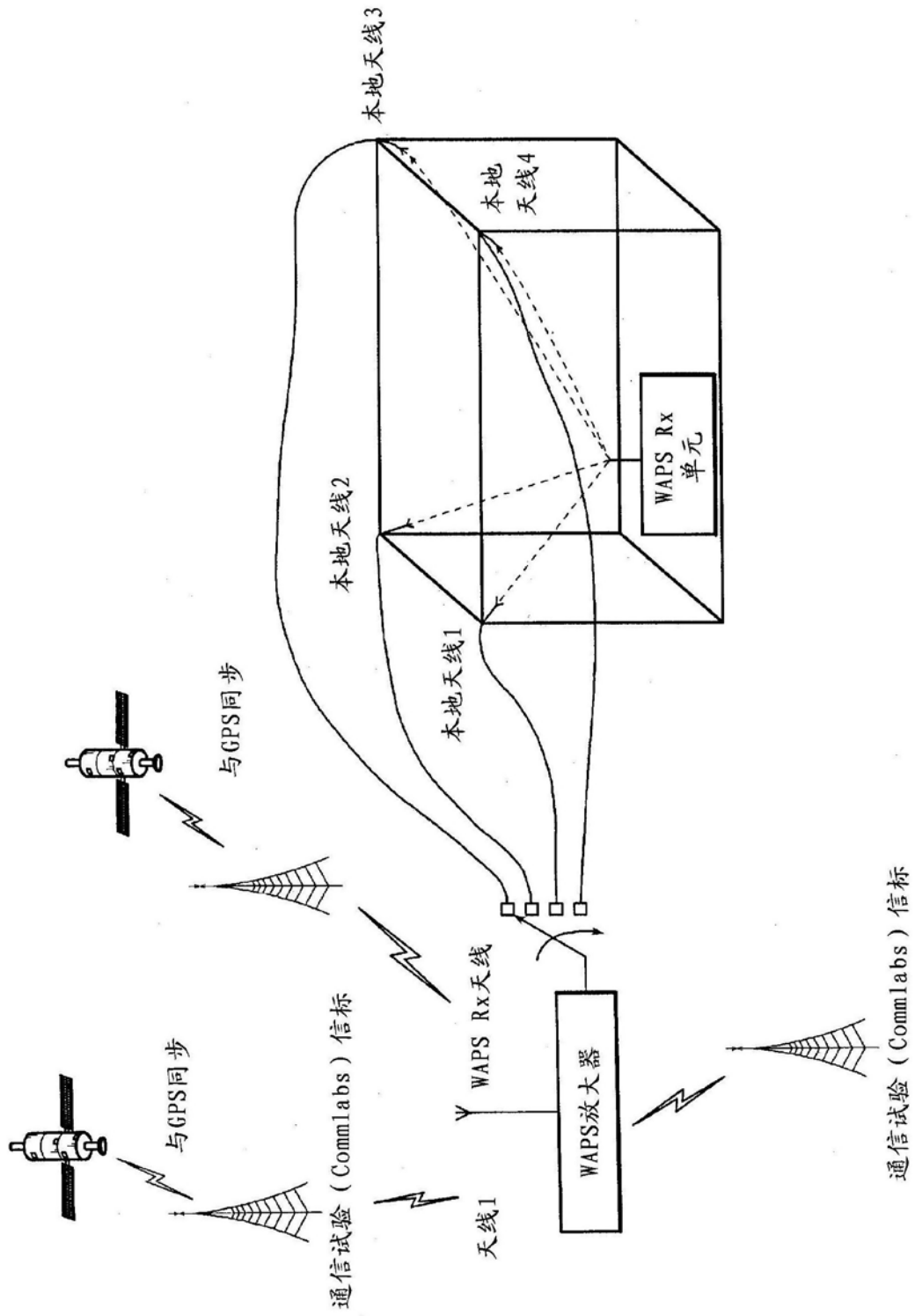


图12

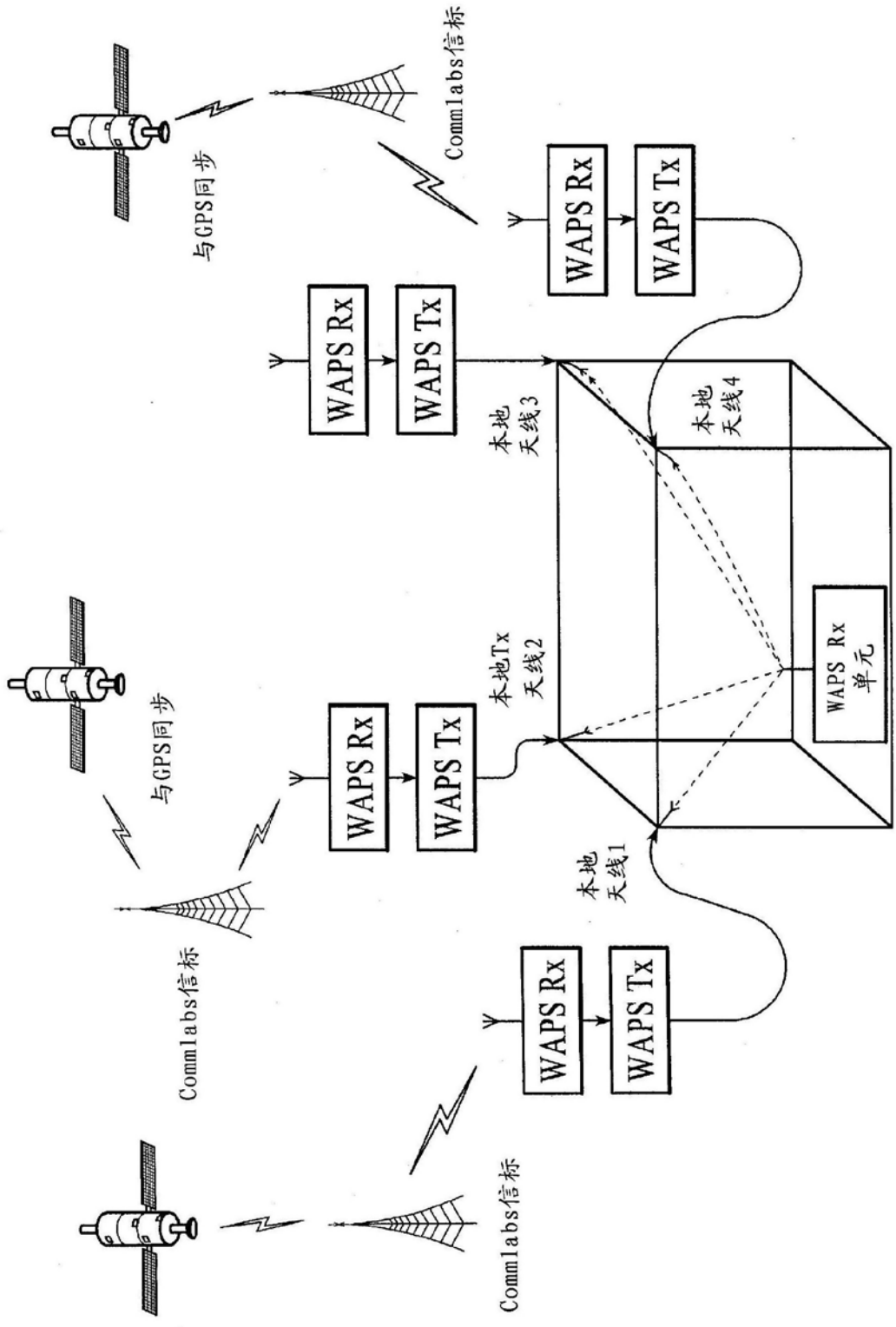


图13

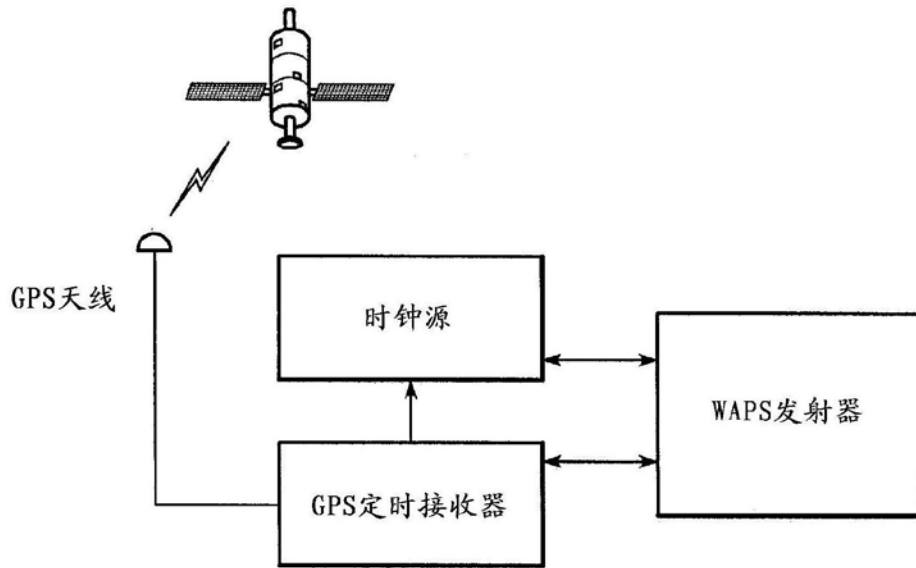


图14

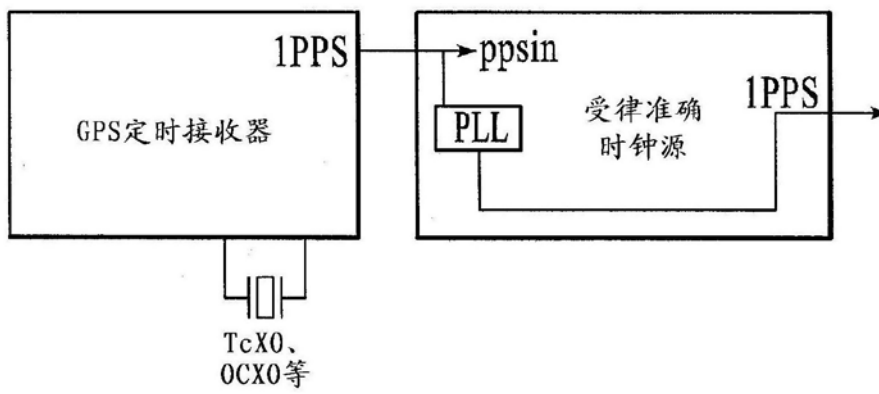


图15

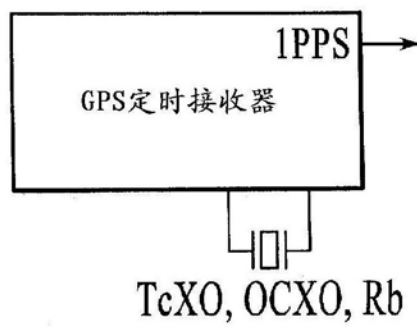


图16

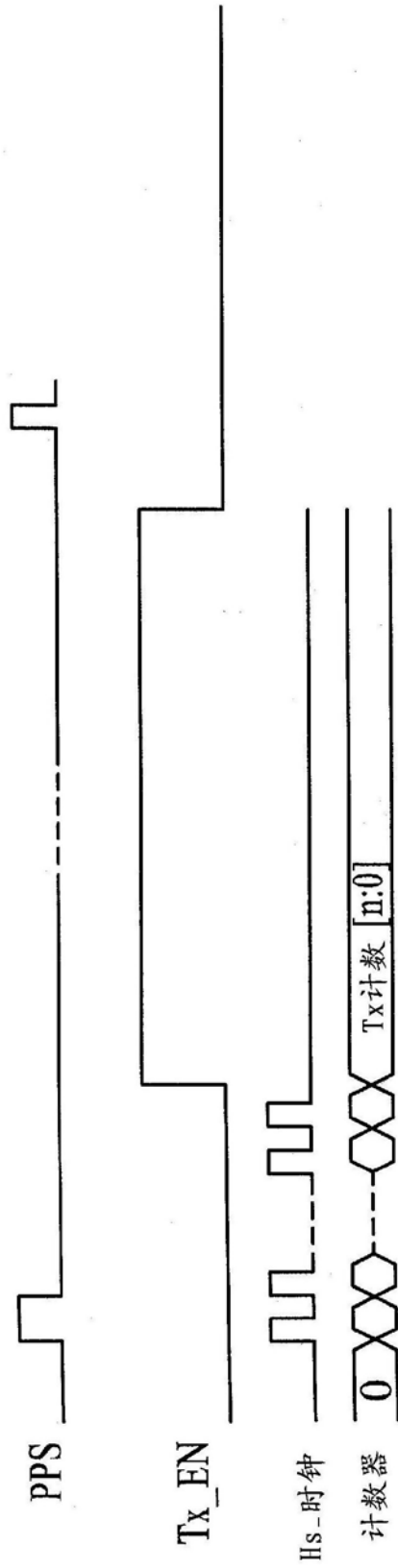


图17

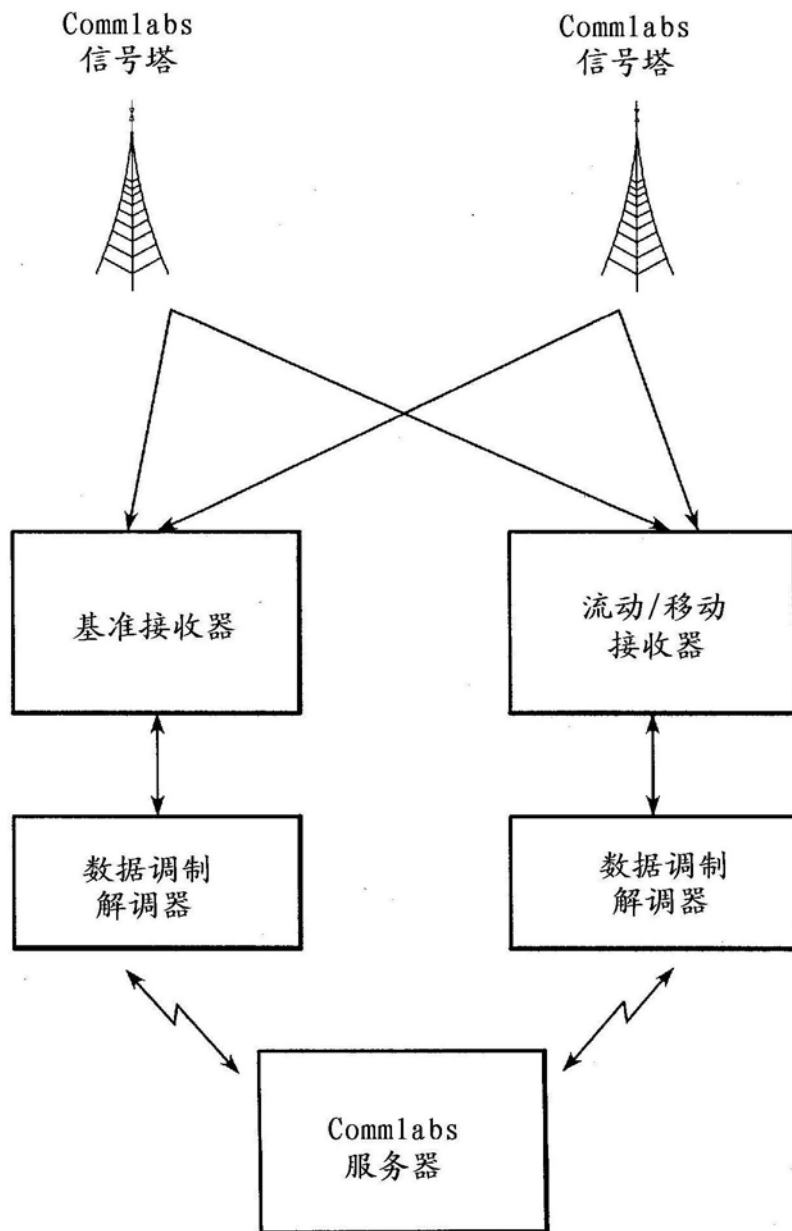


图18

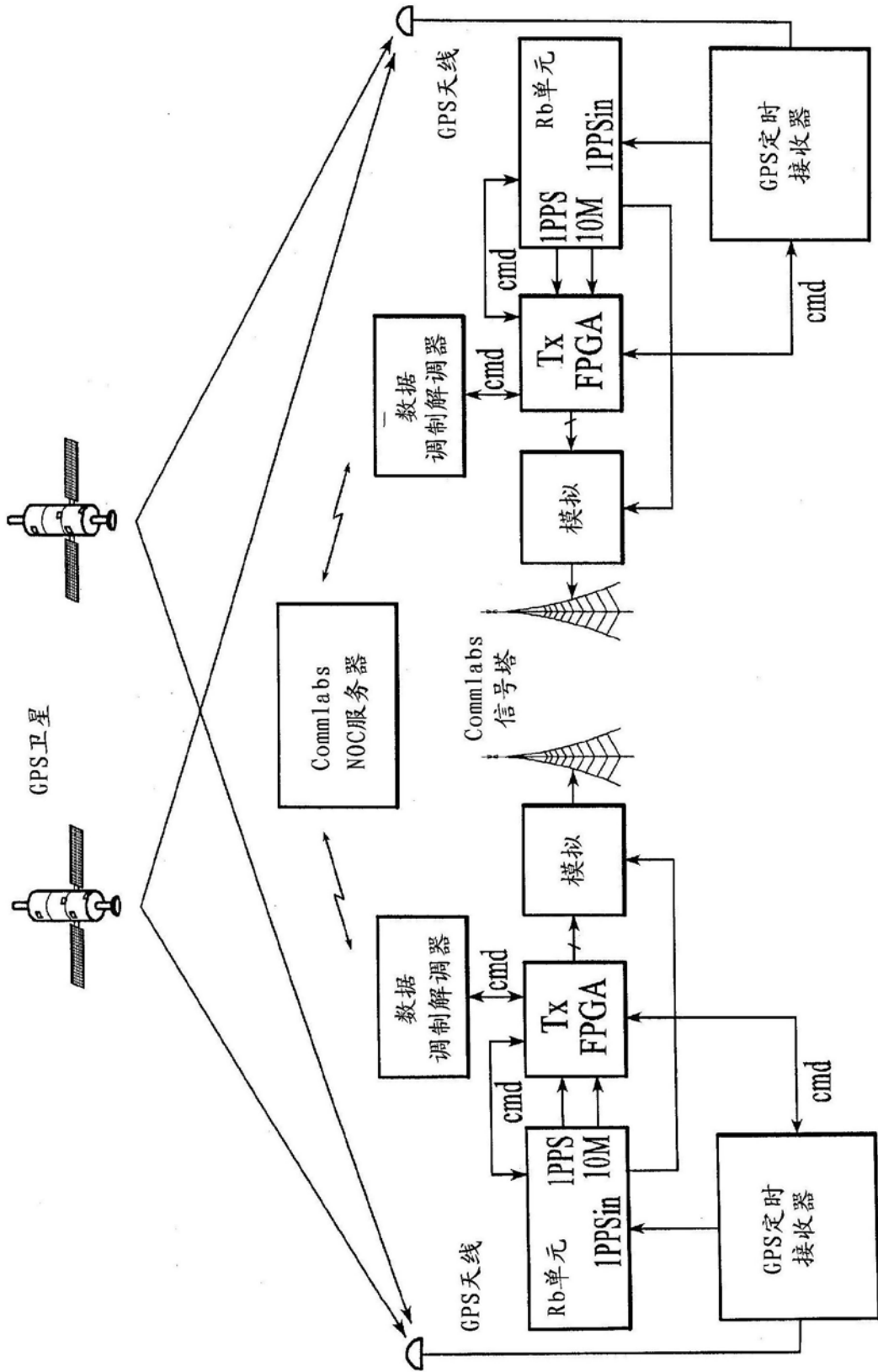


图19

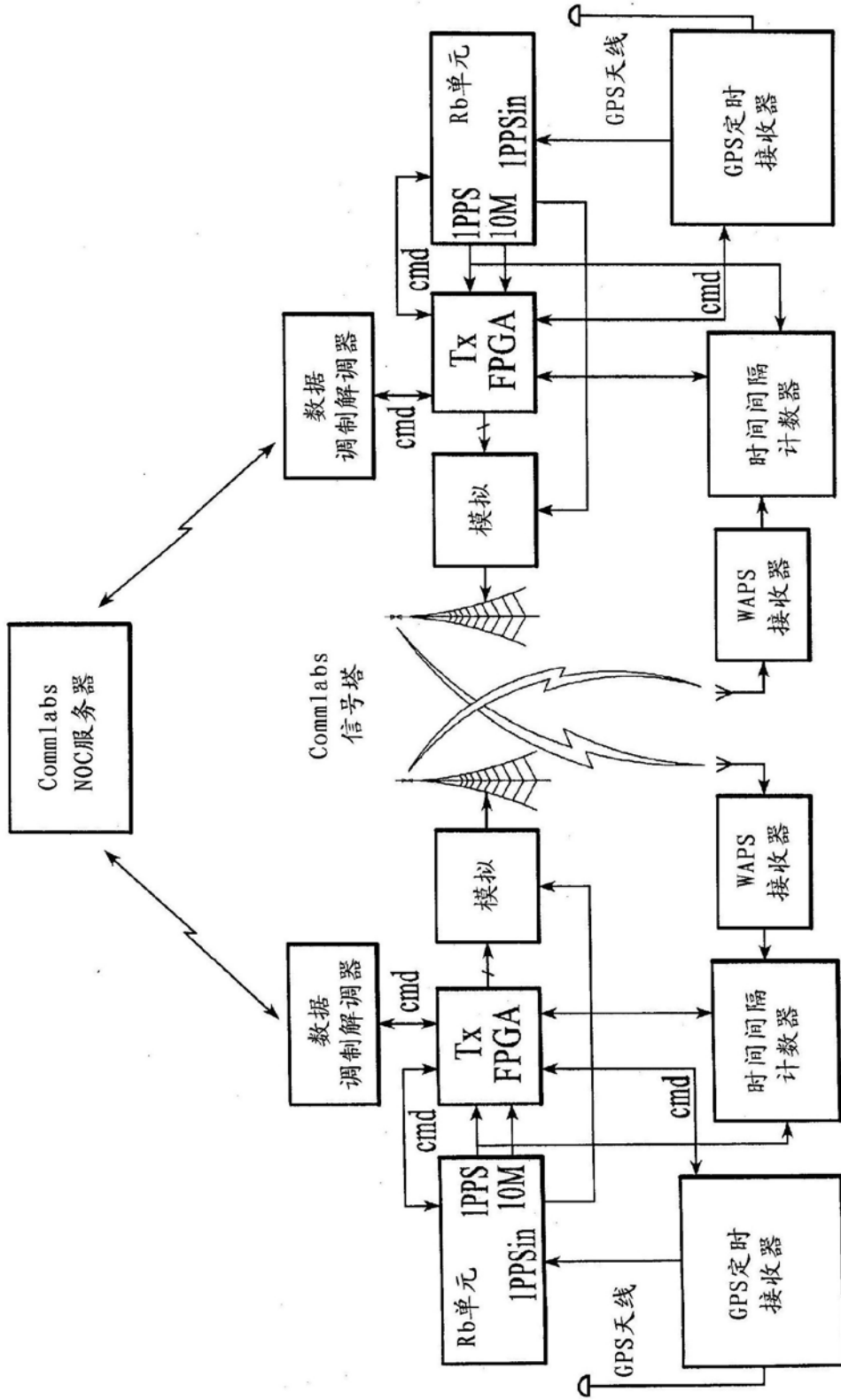


图20

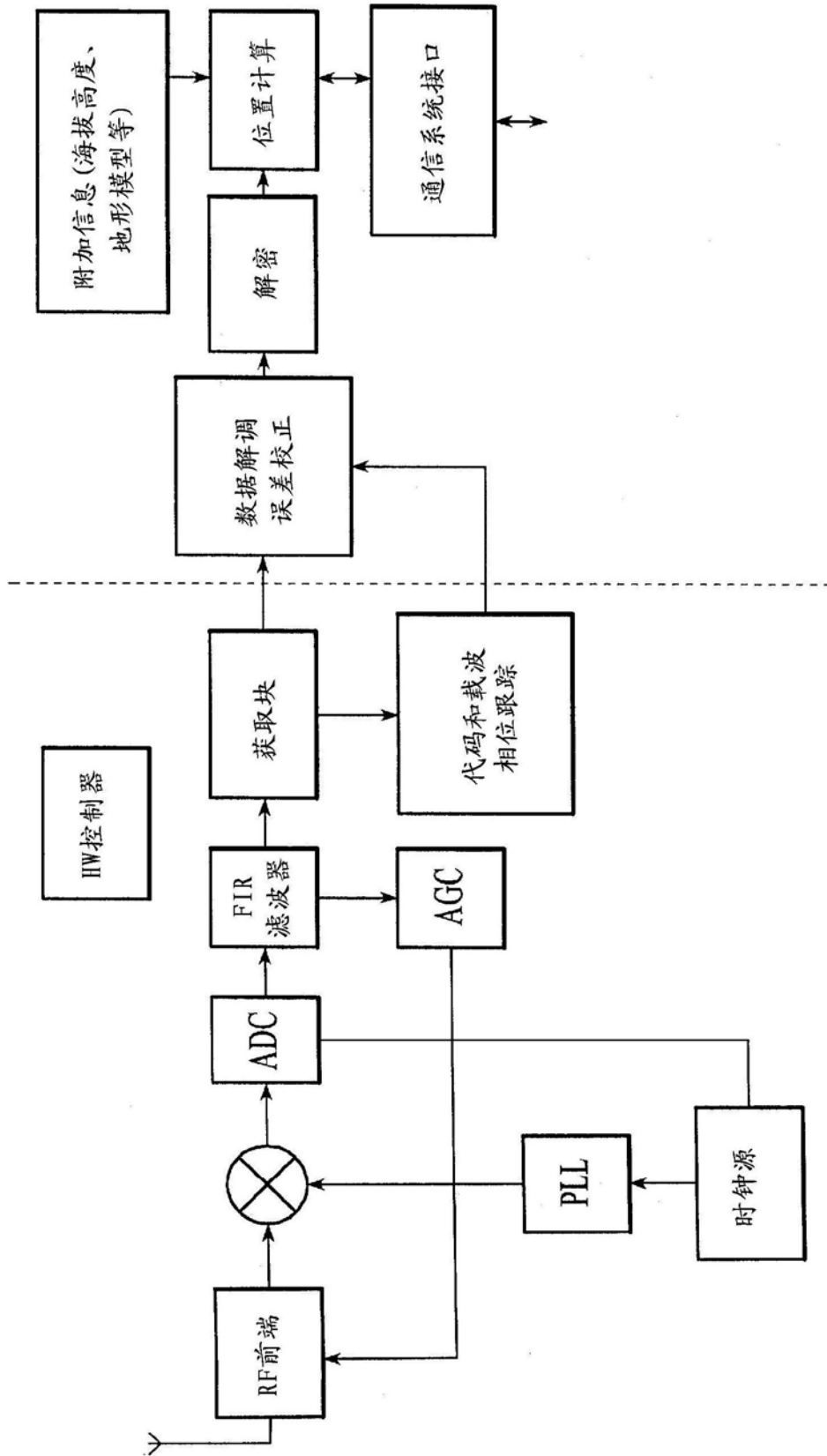


图21

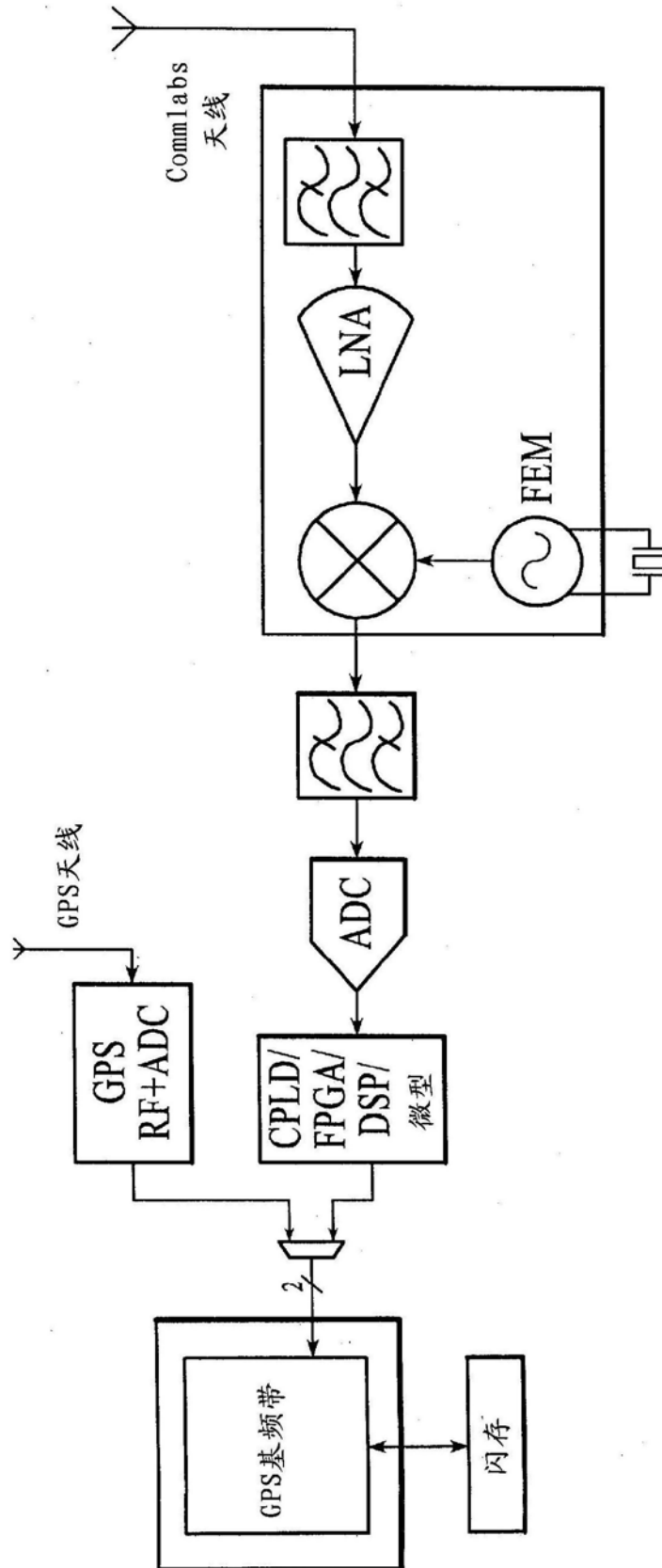


图22

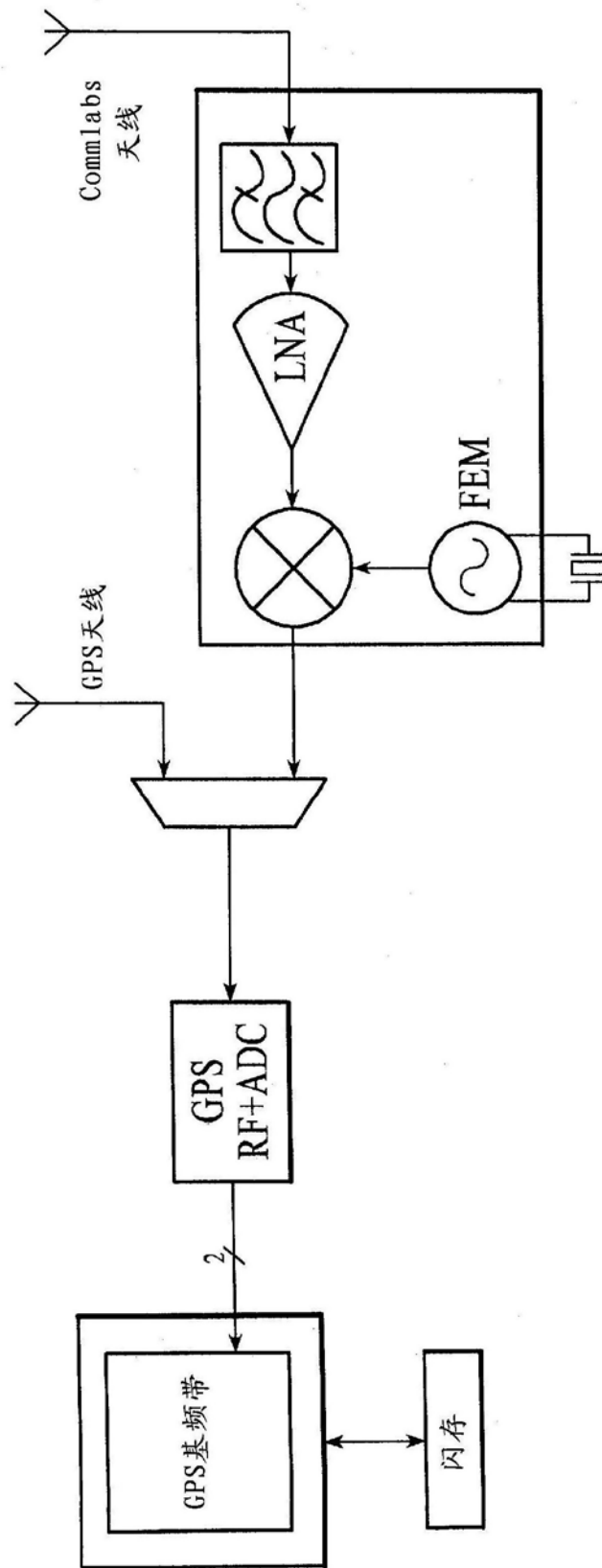


图23

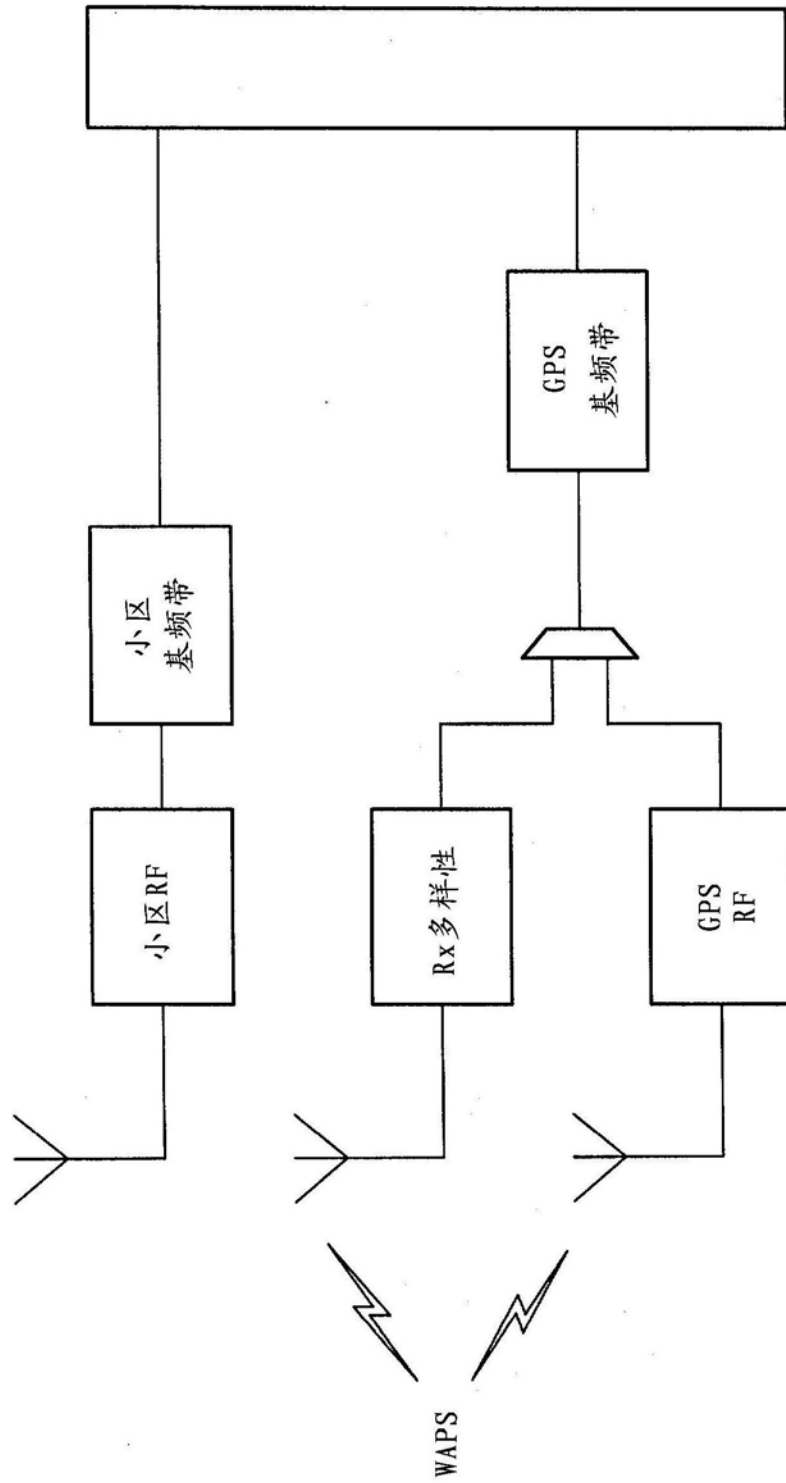


图24

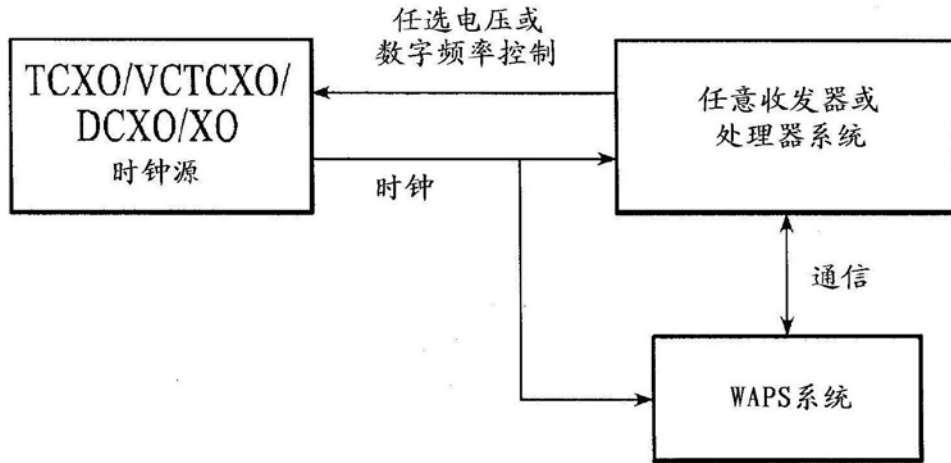


图25

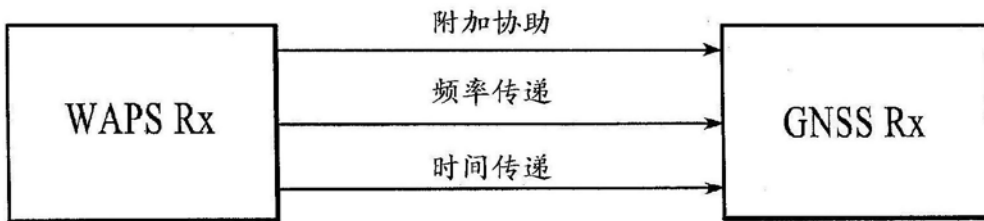


图26

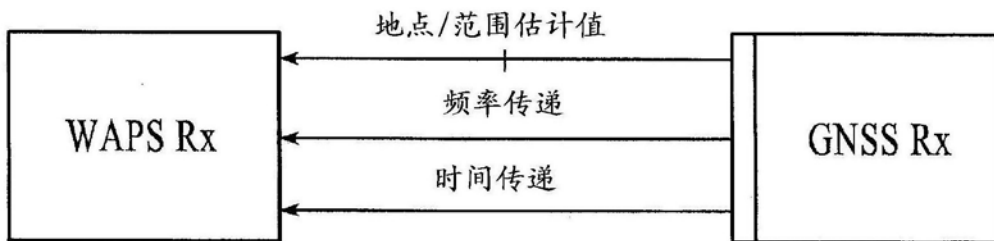


图27

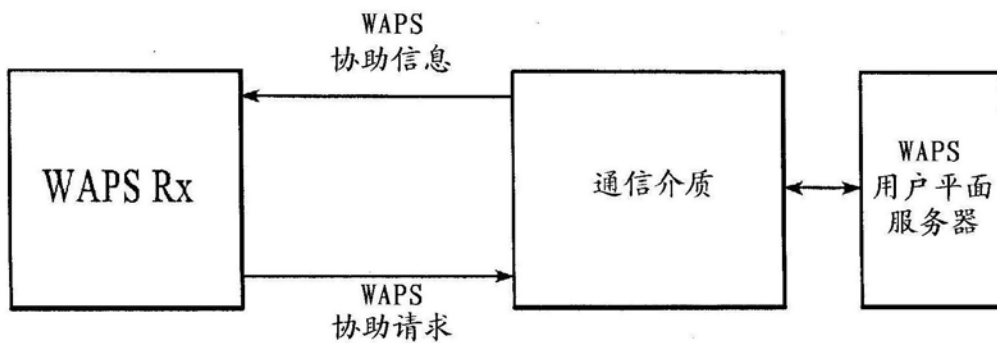


图28

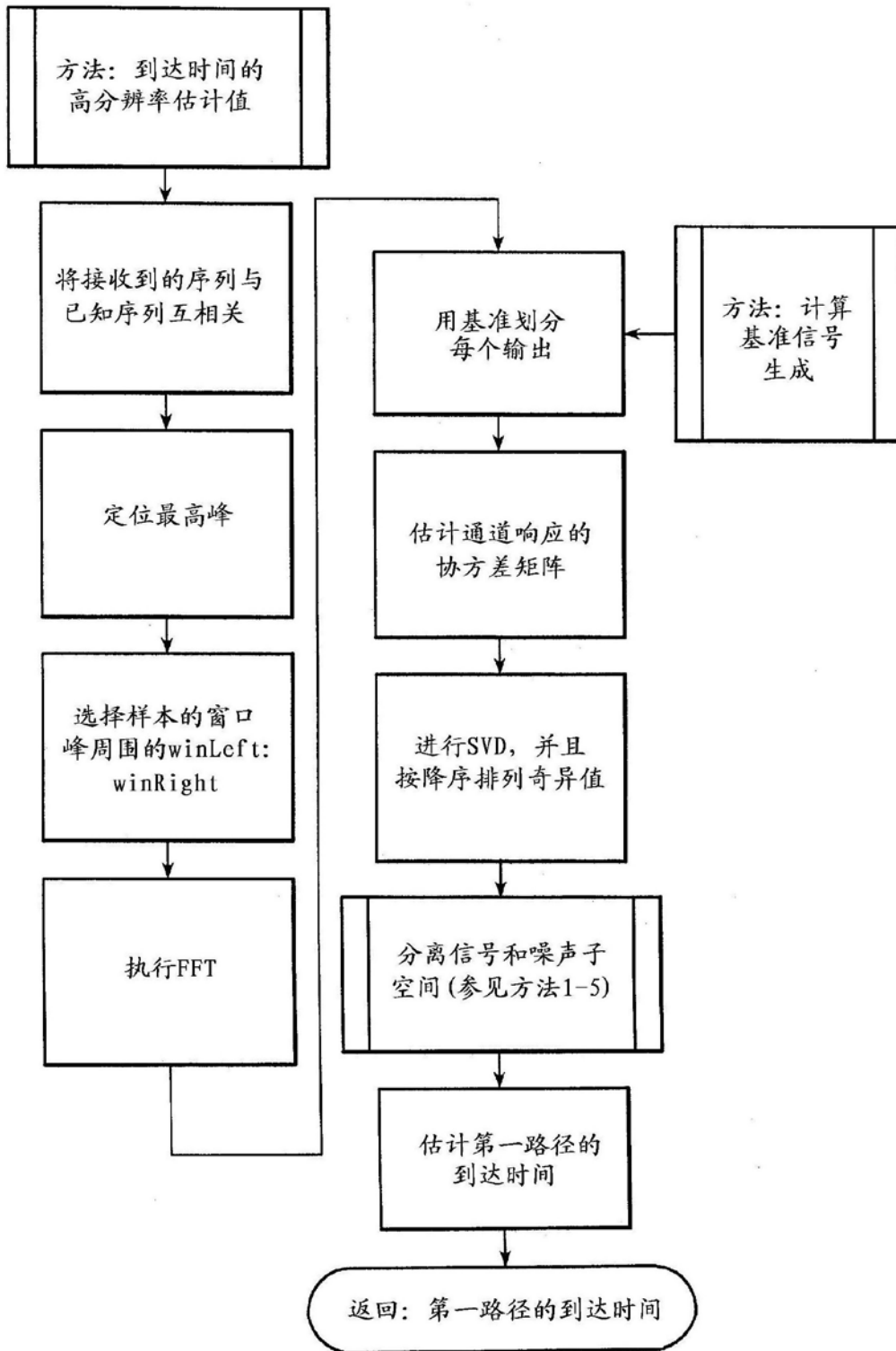


图29

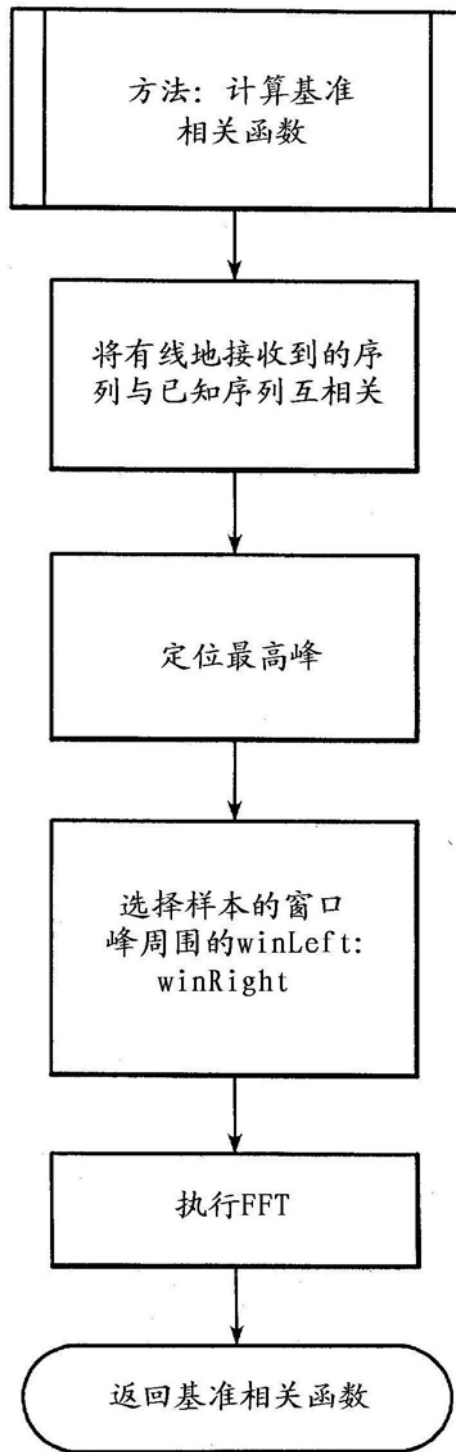


图30

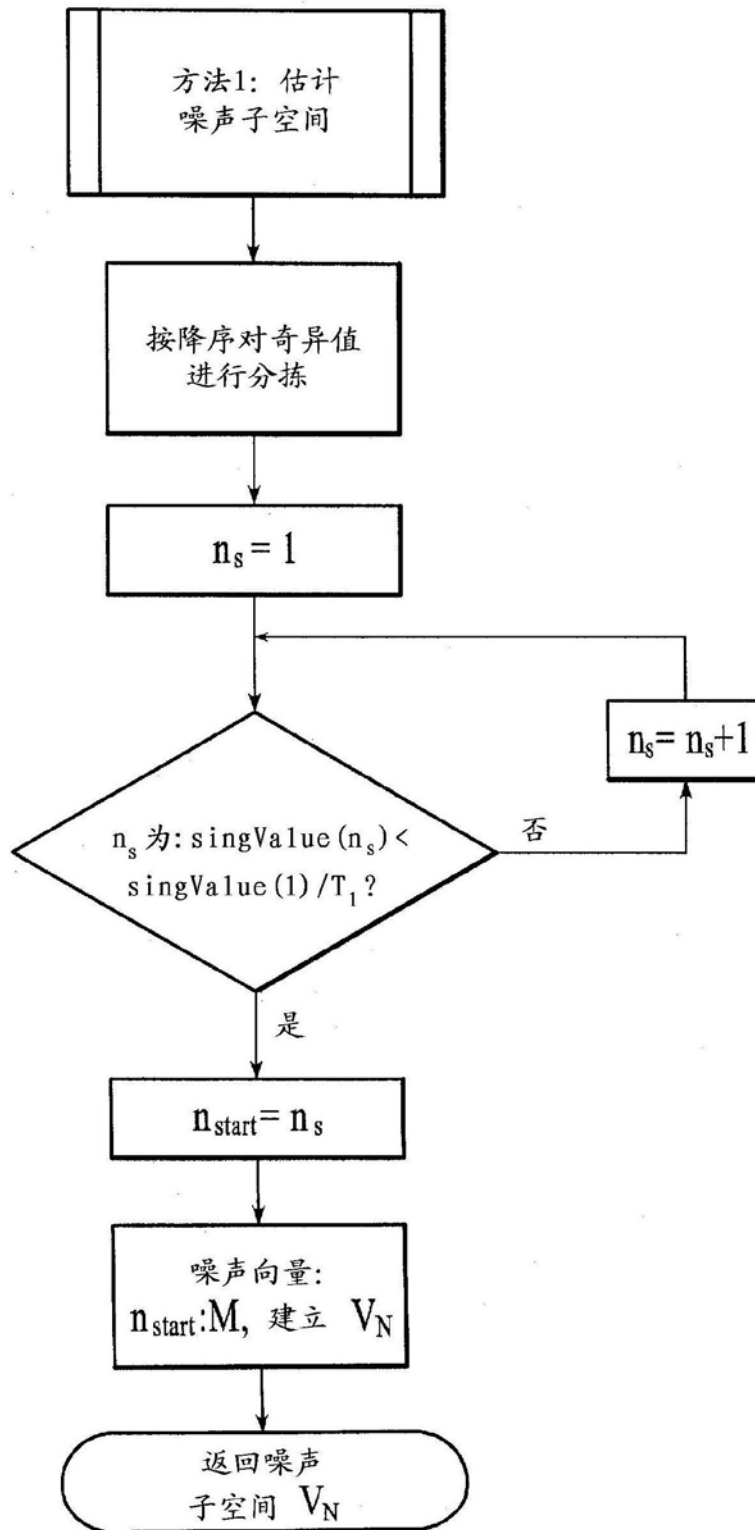


图31

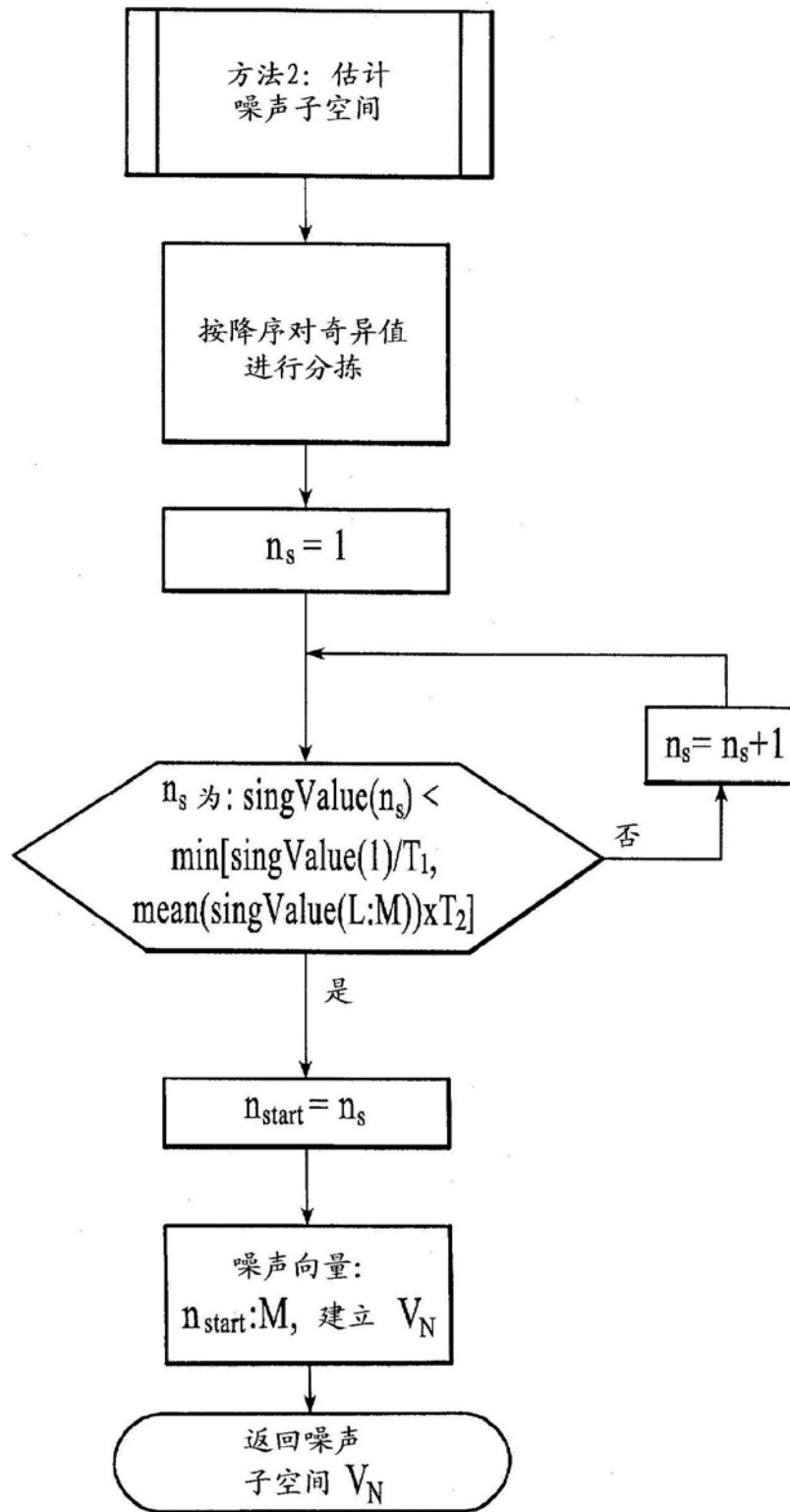


图32

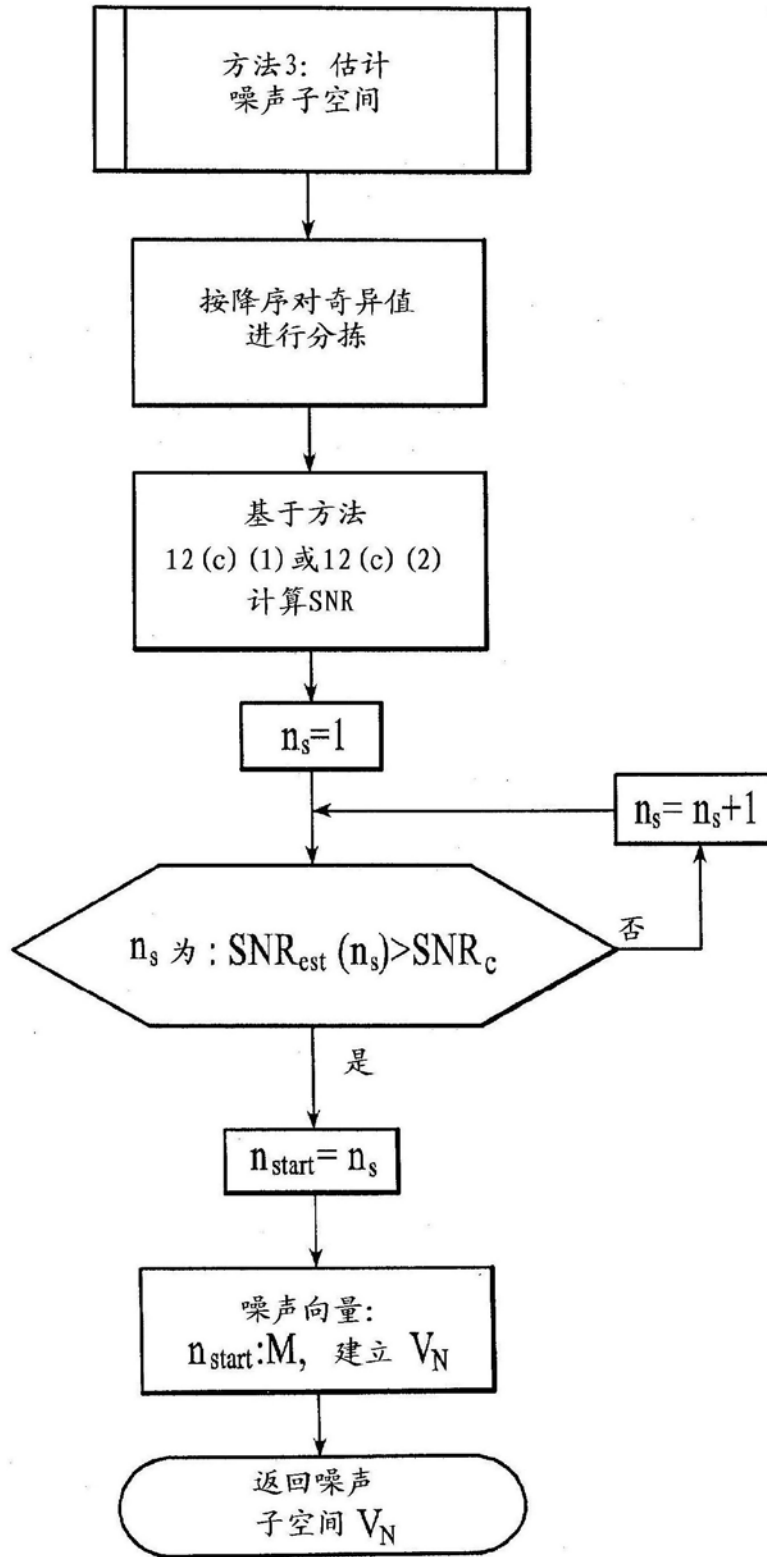


图33

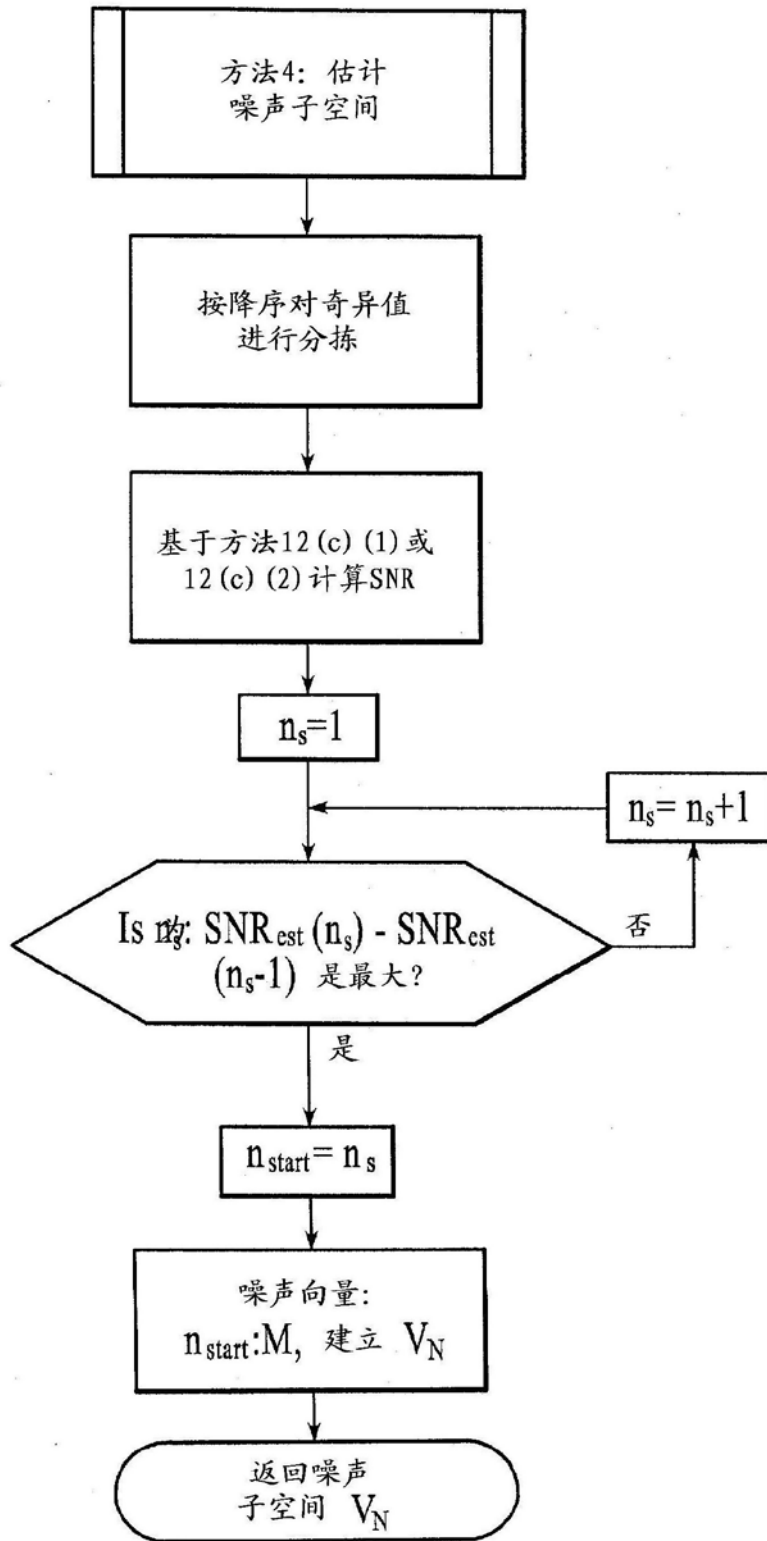


图34

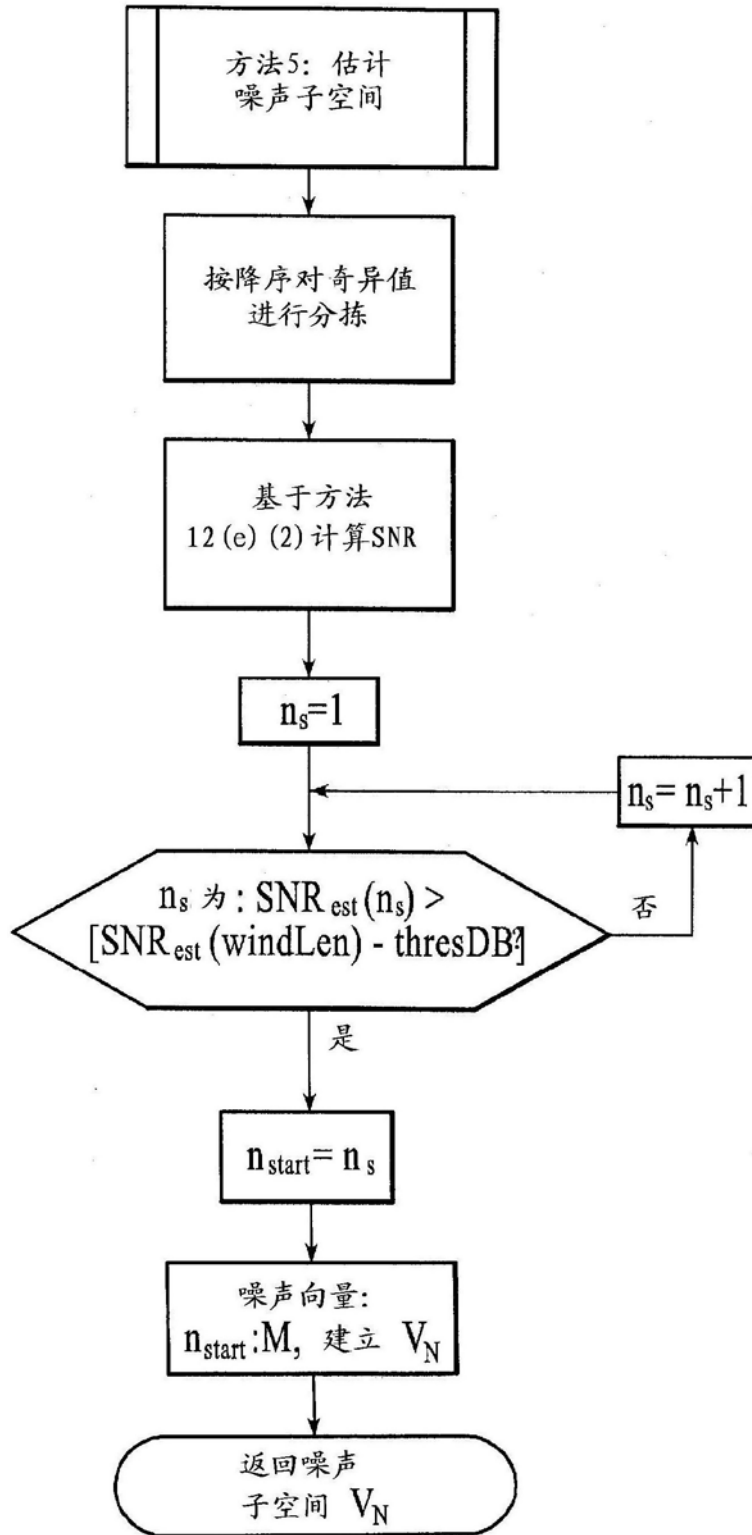


图35

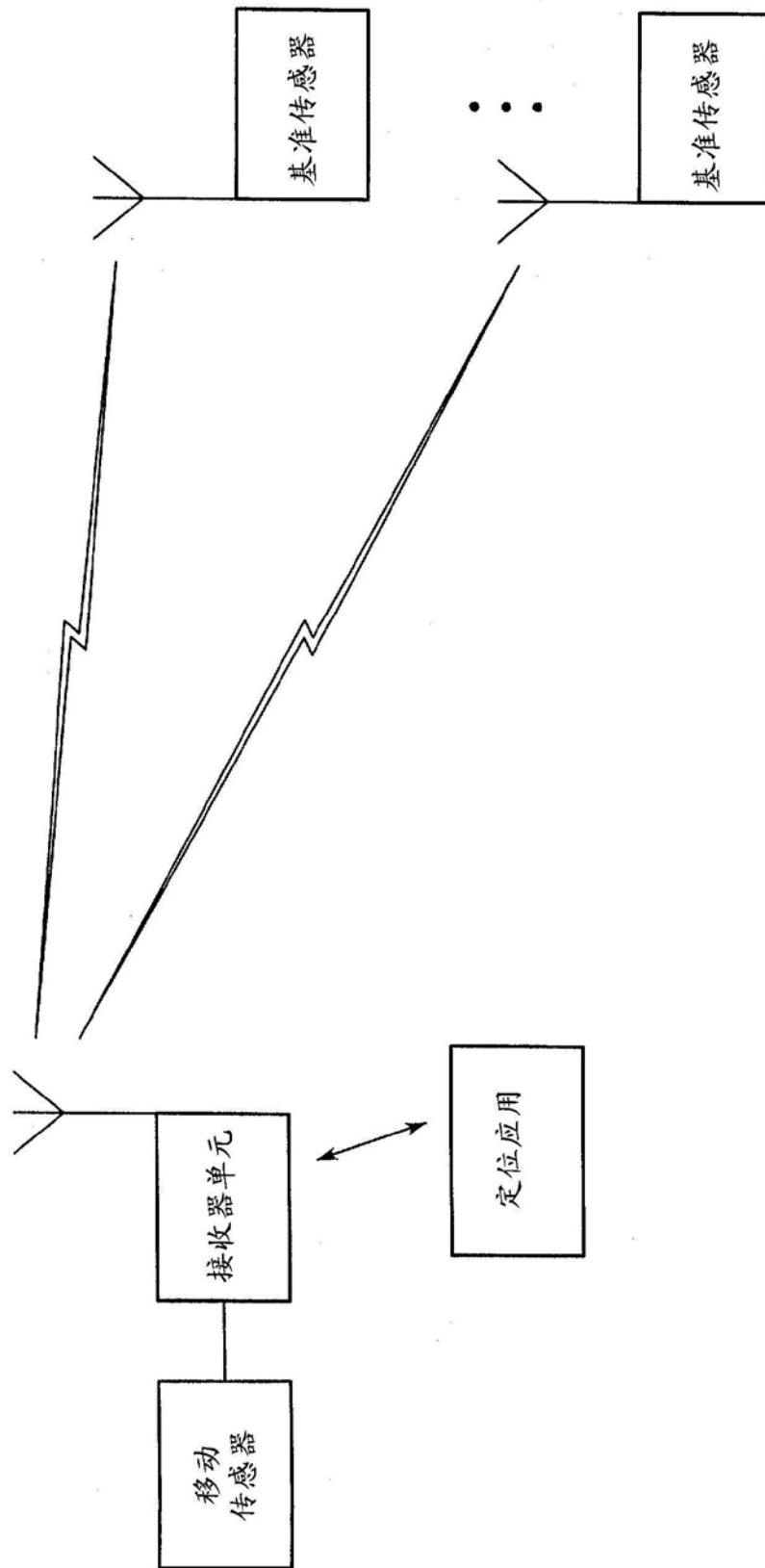


图36

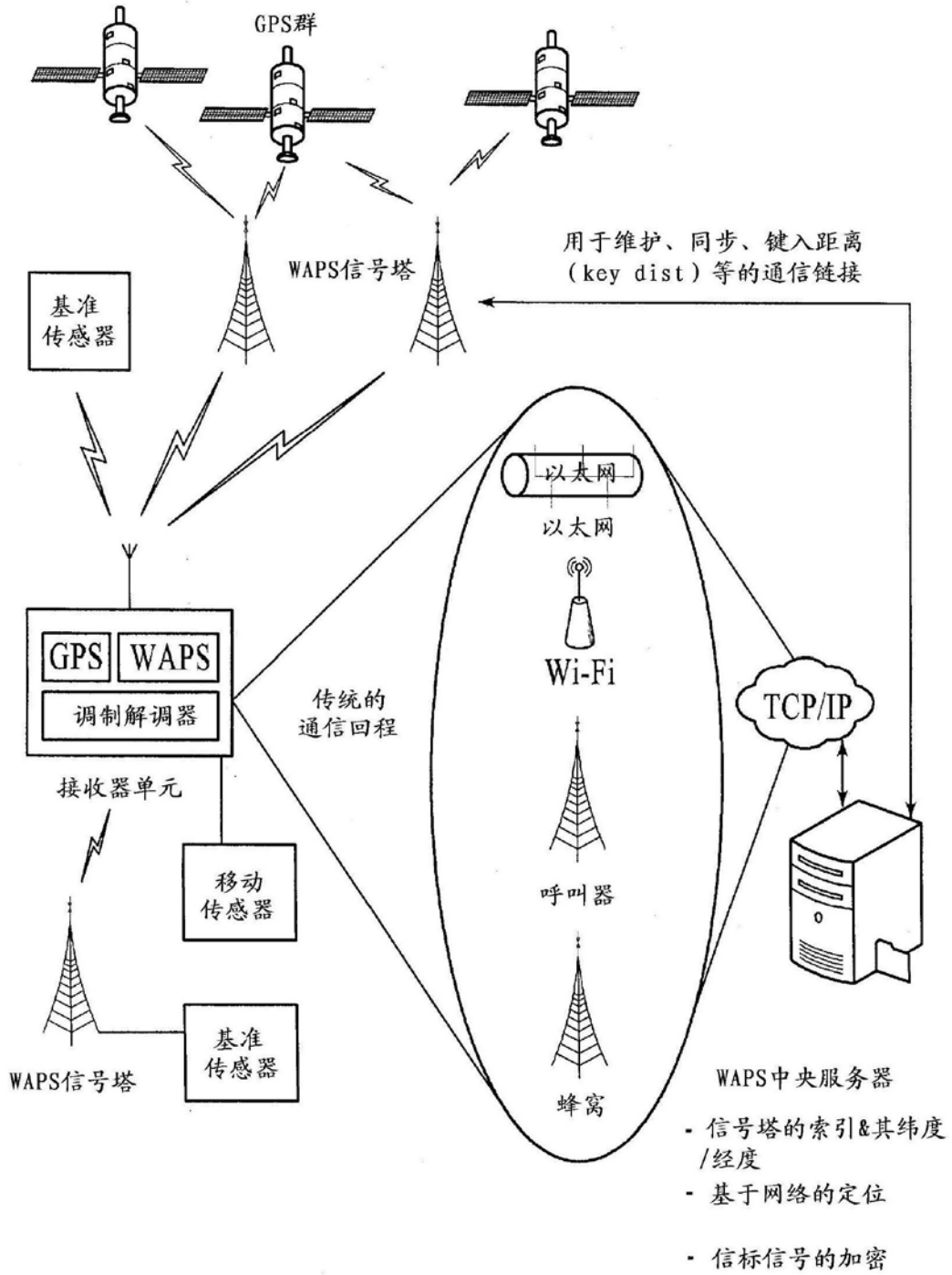


图37

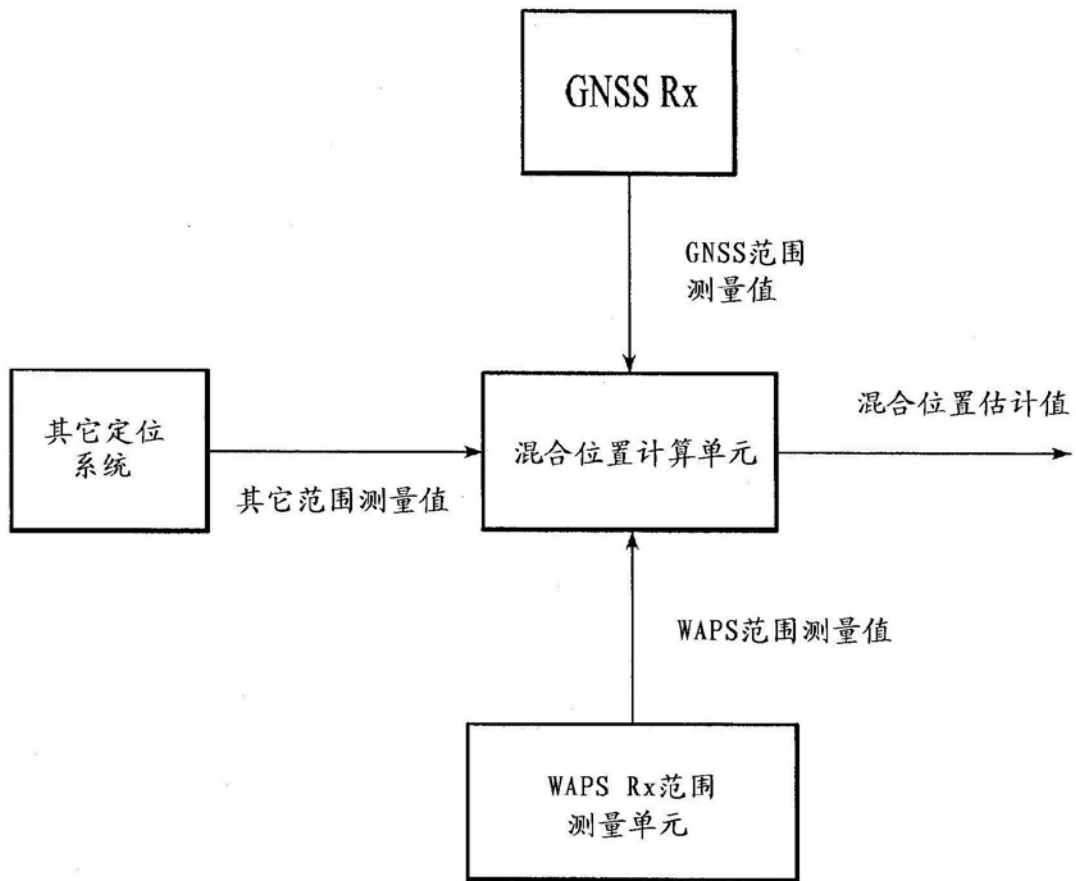


图38

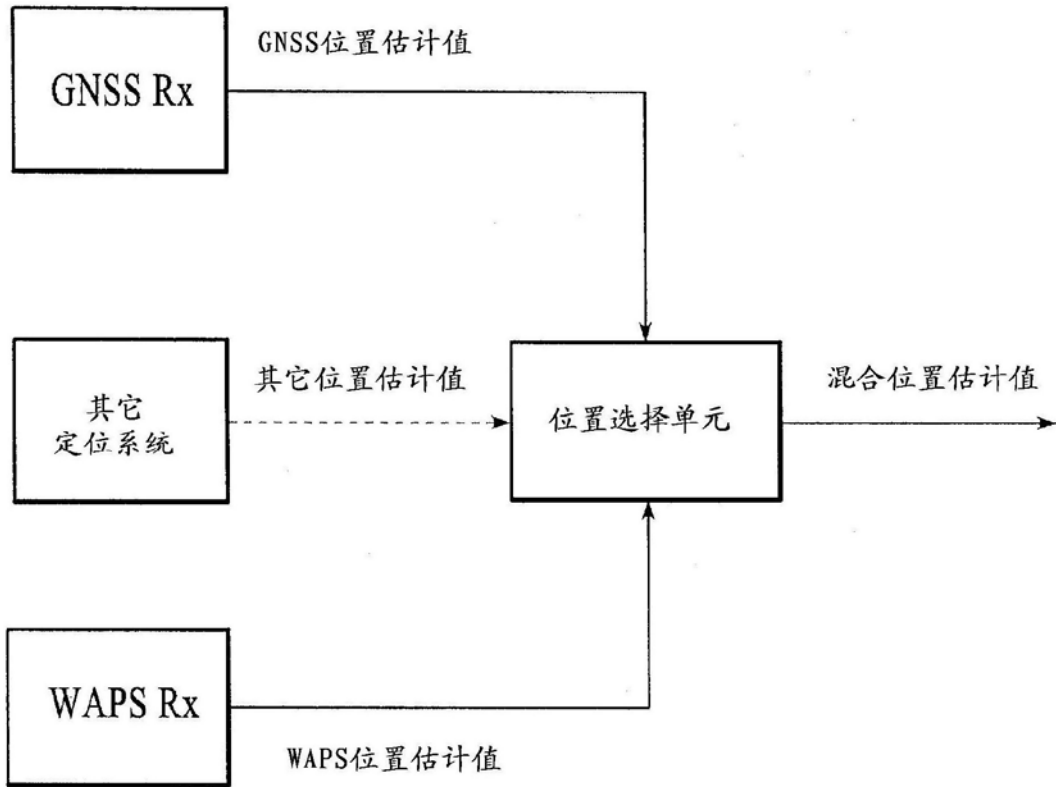


图39

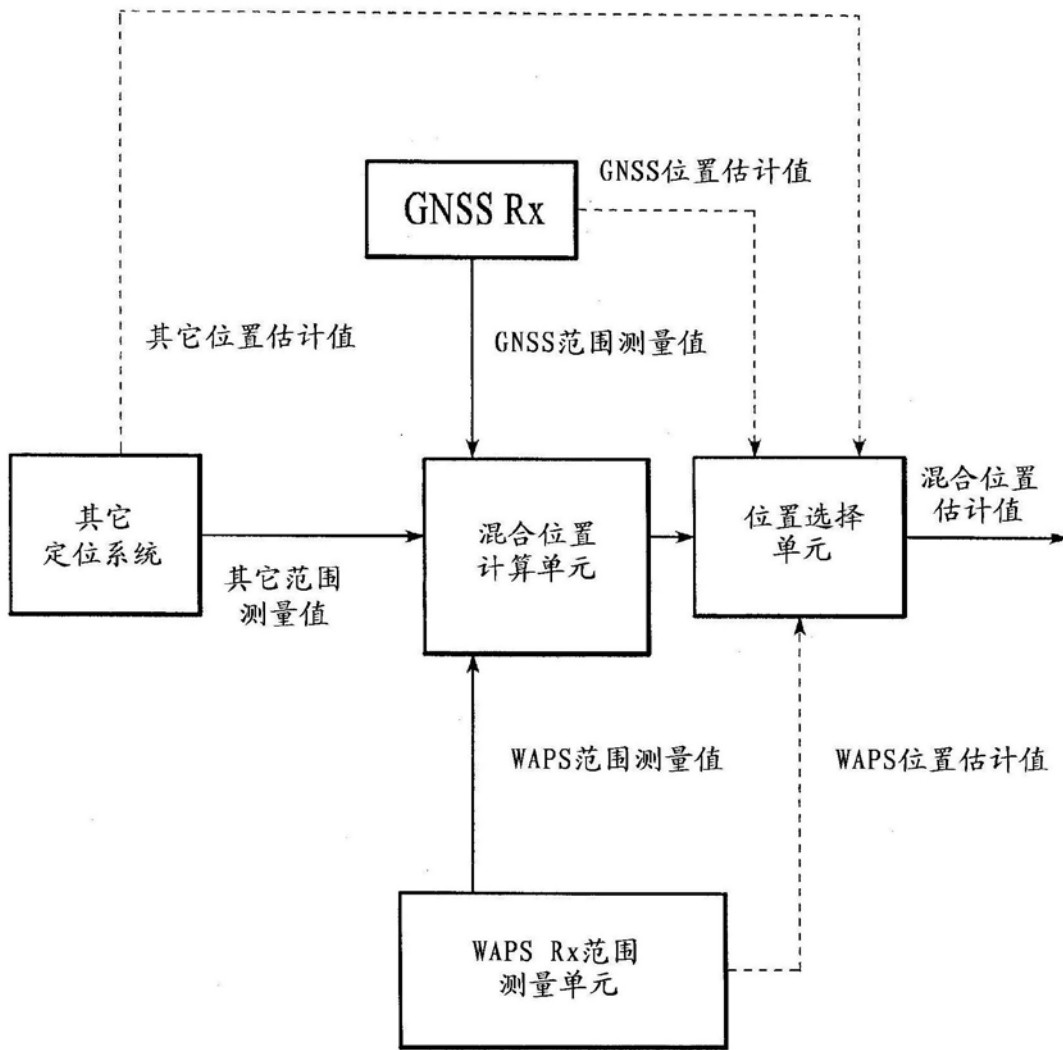


图40

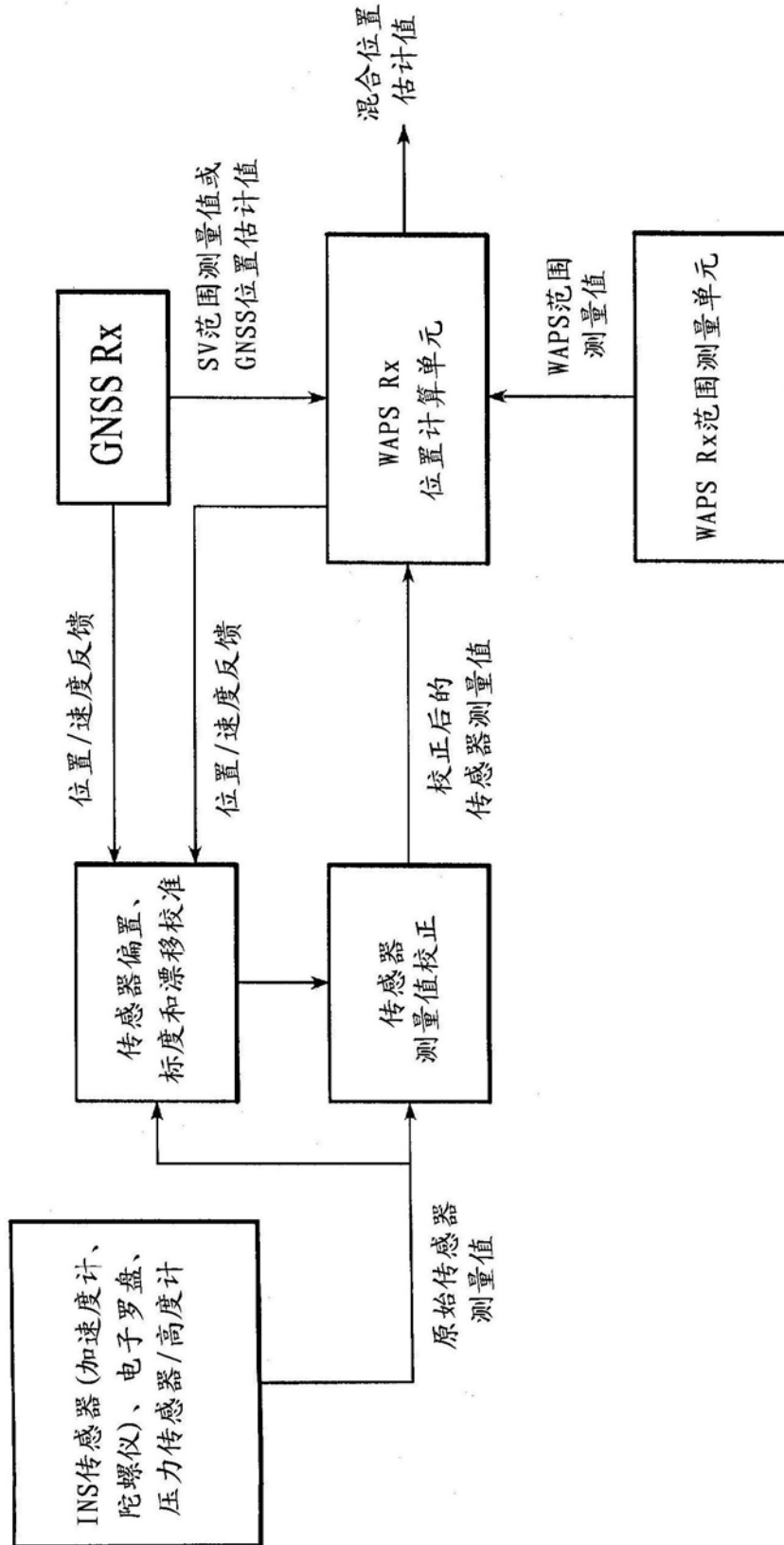


图41

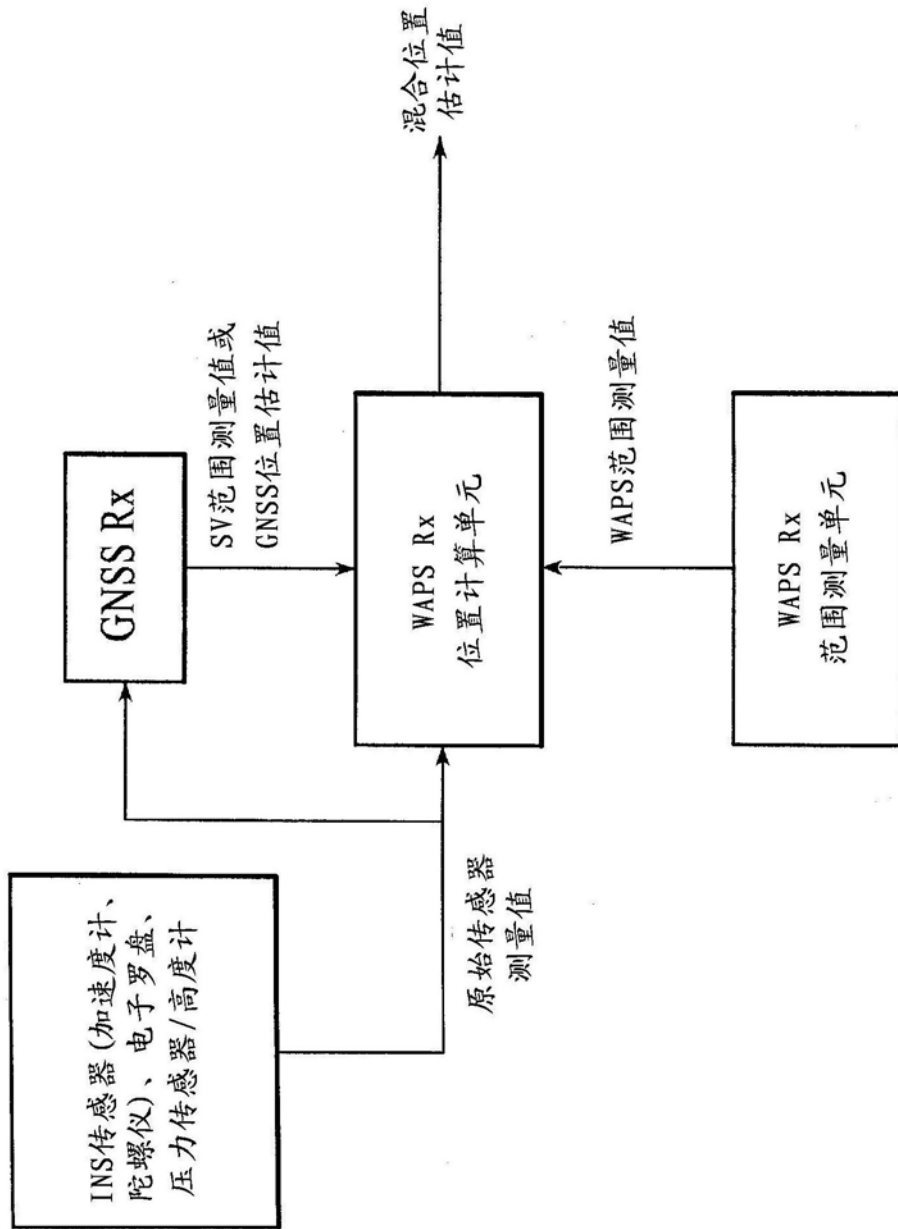


图42

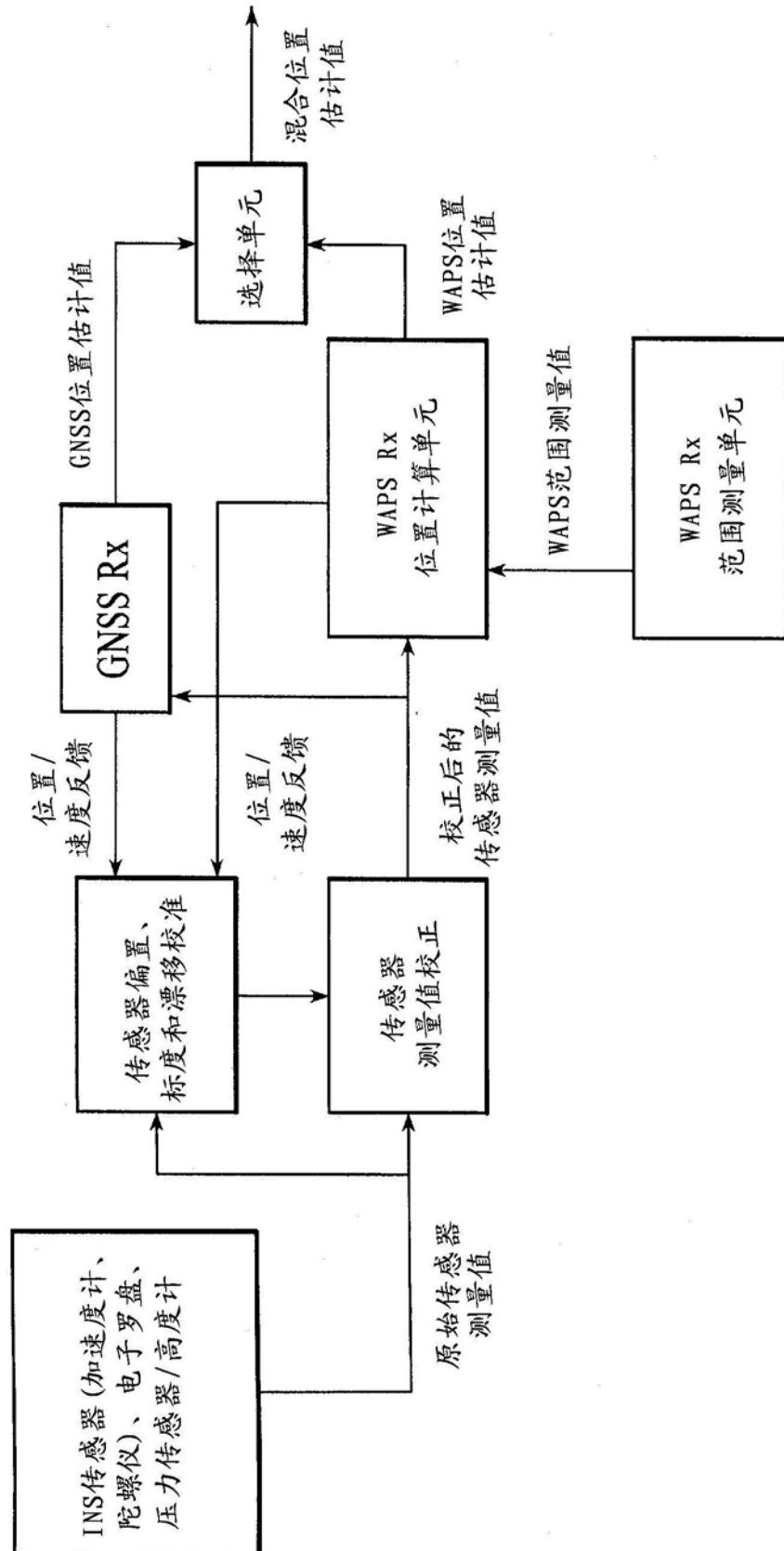


图43

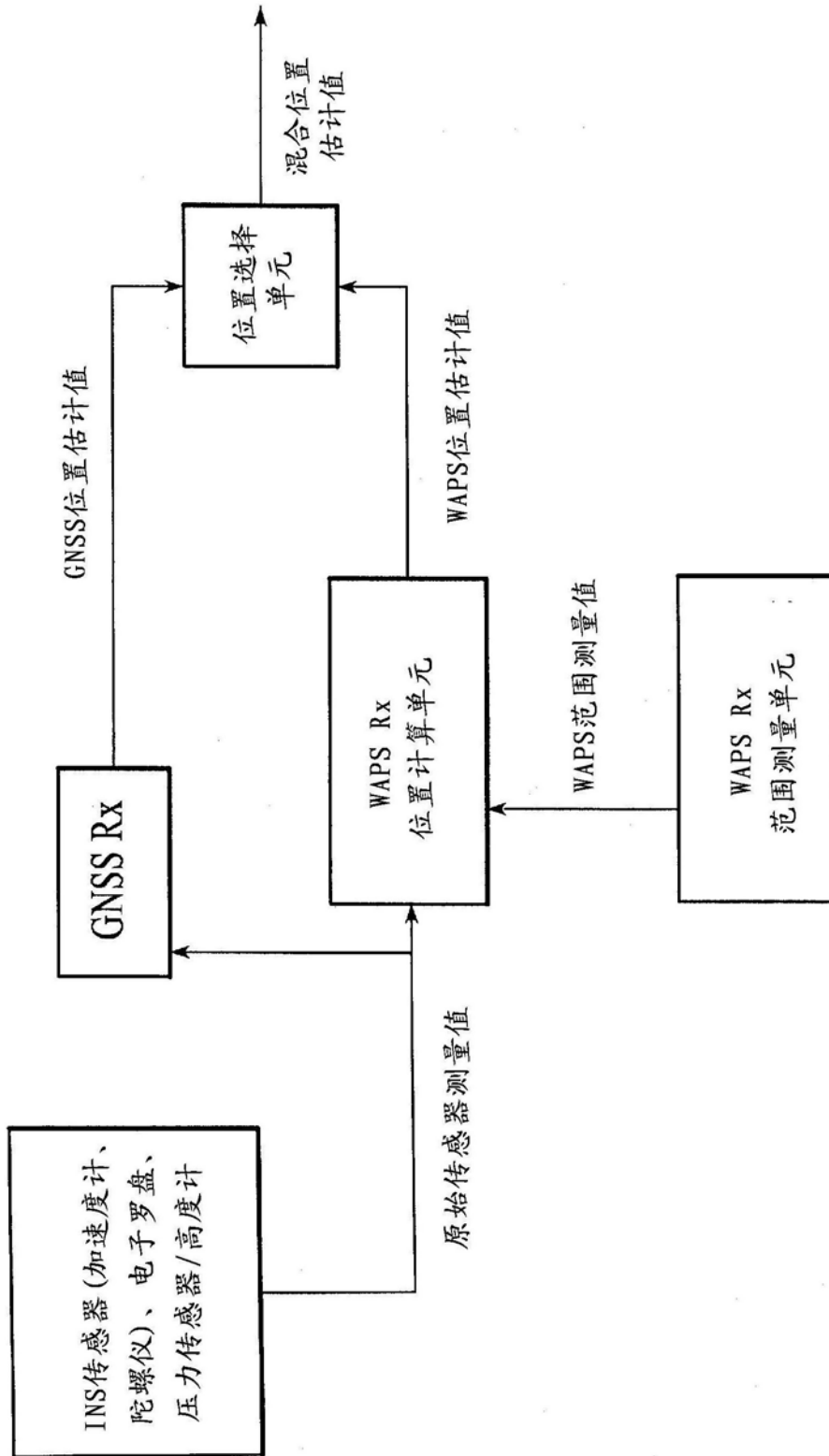


图44

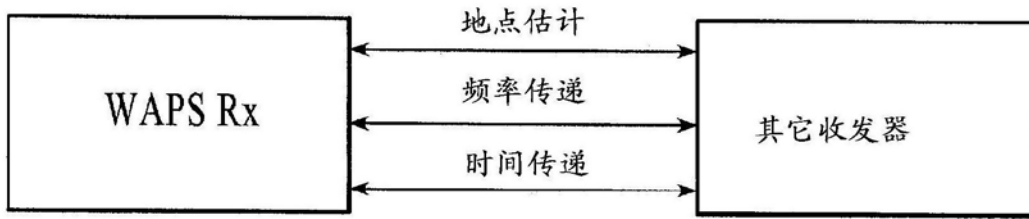


图45

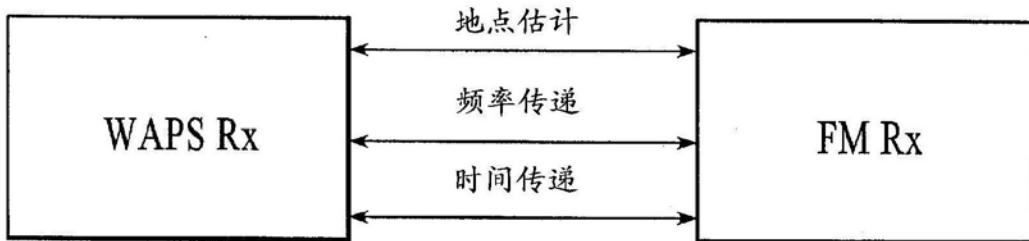


图46

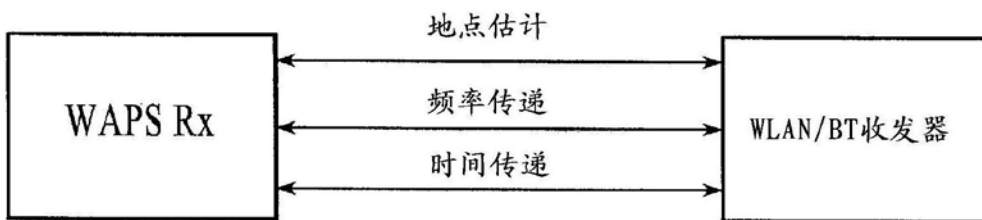


图47

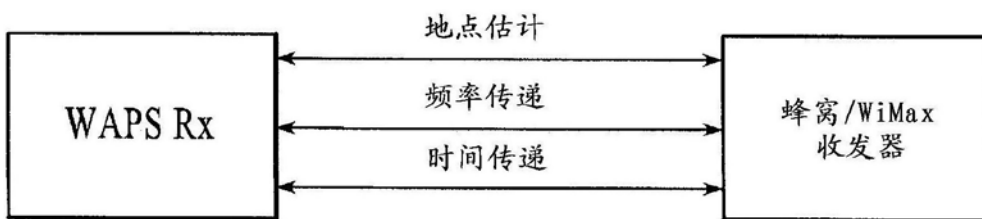


图48

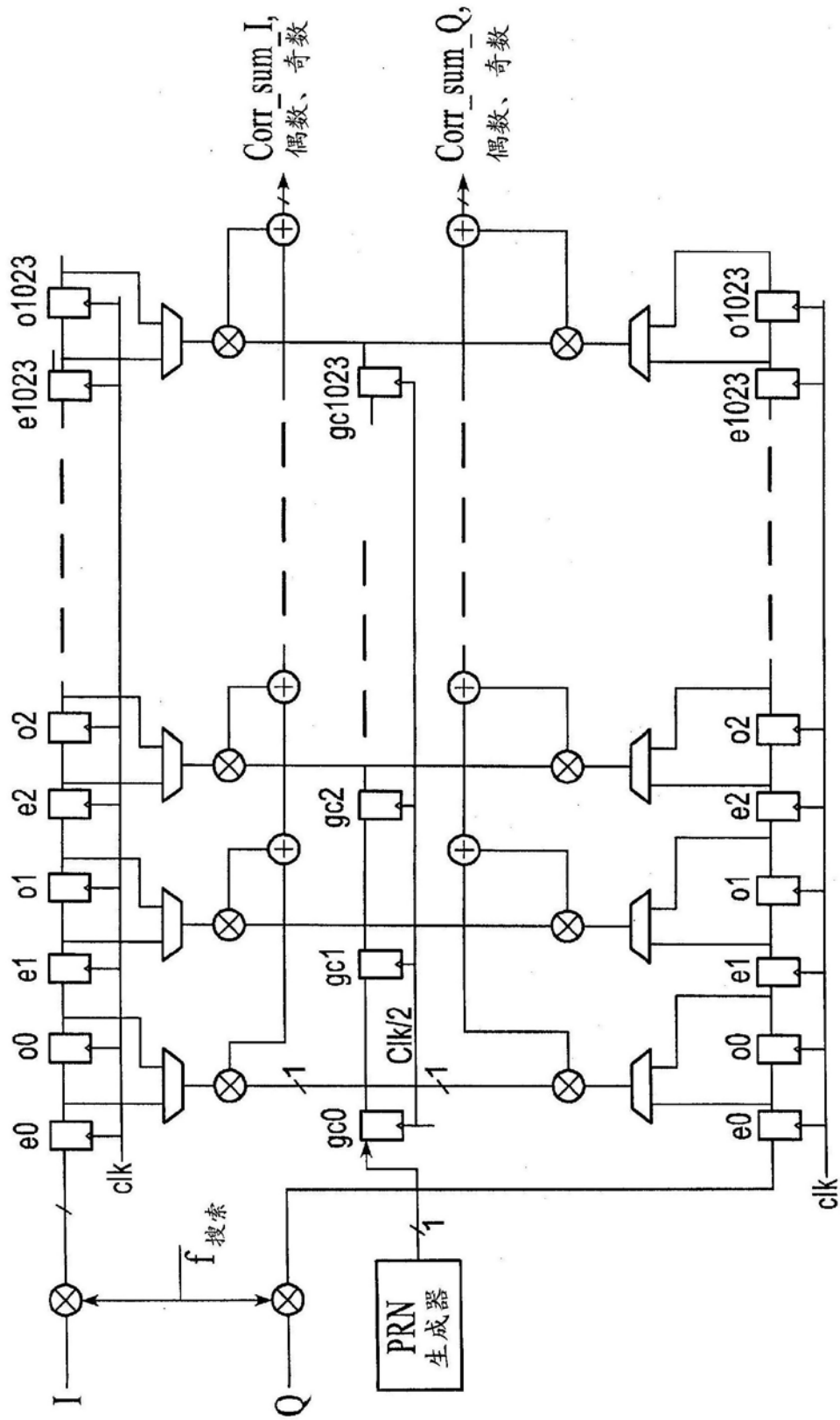


图49

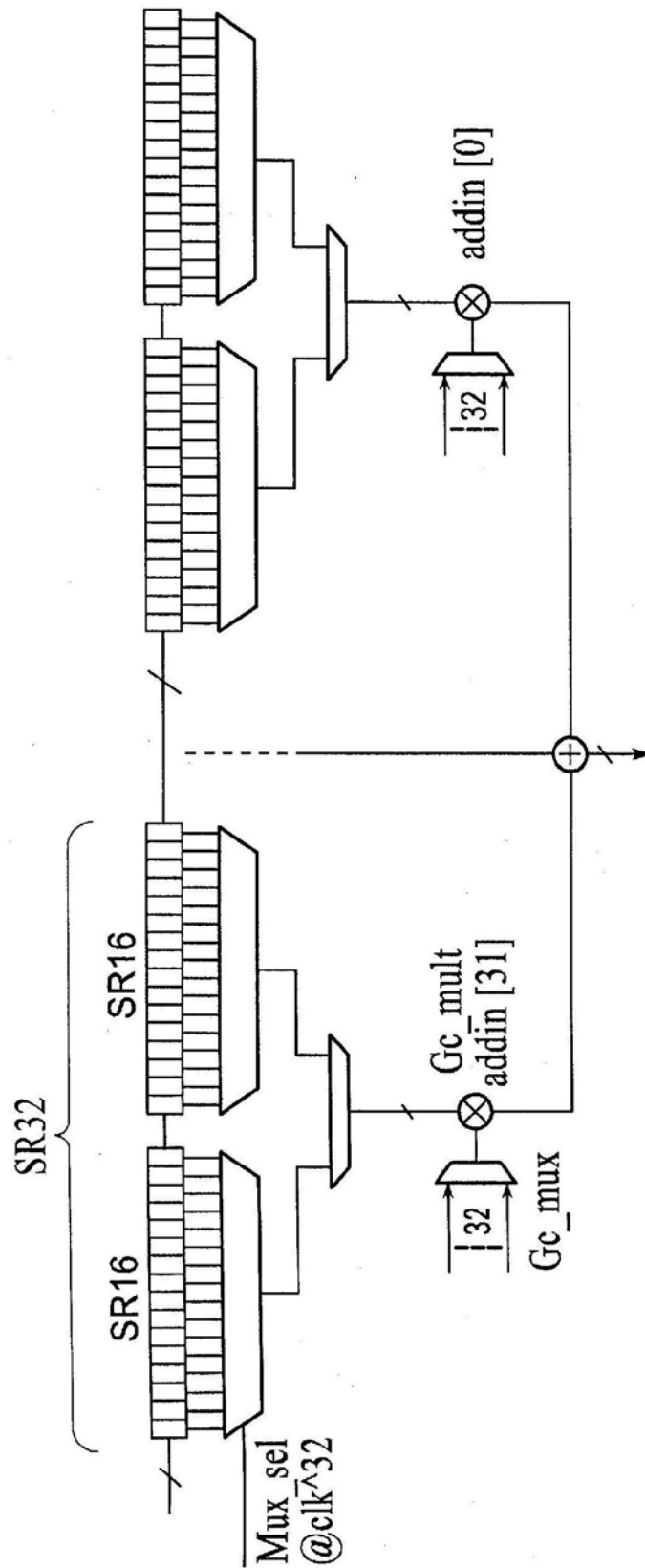


图50

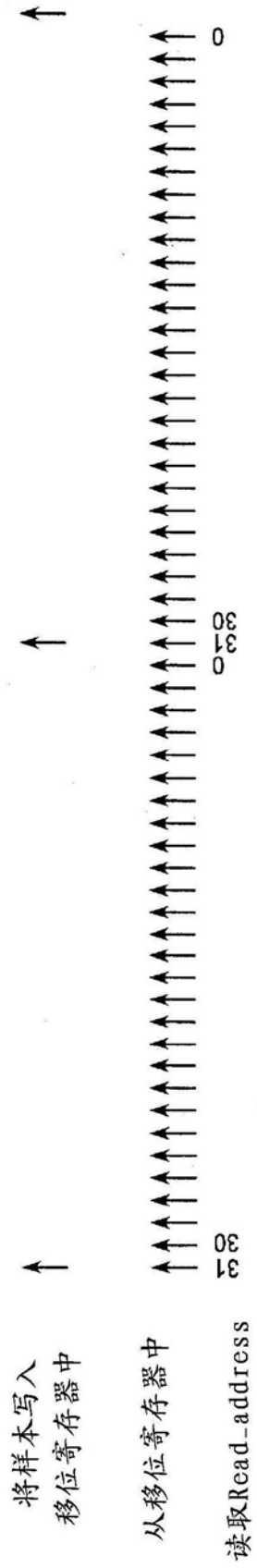


图51

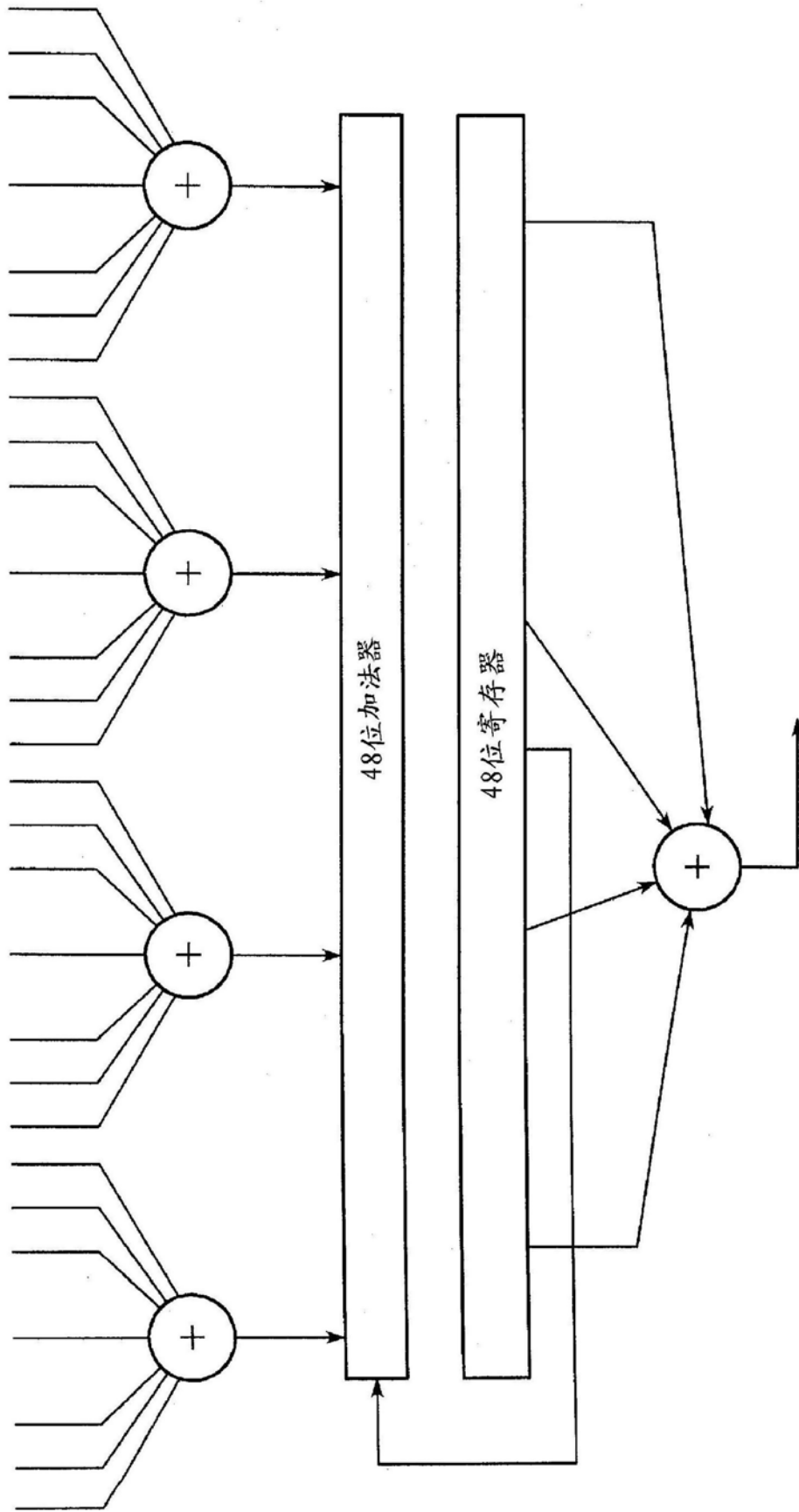


图52

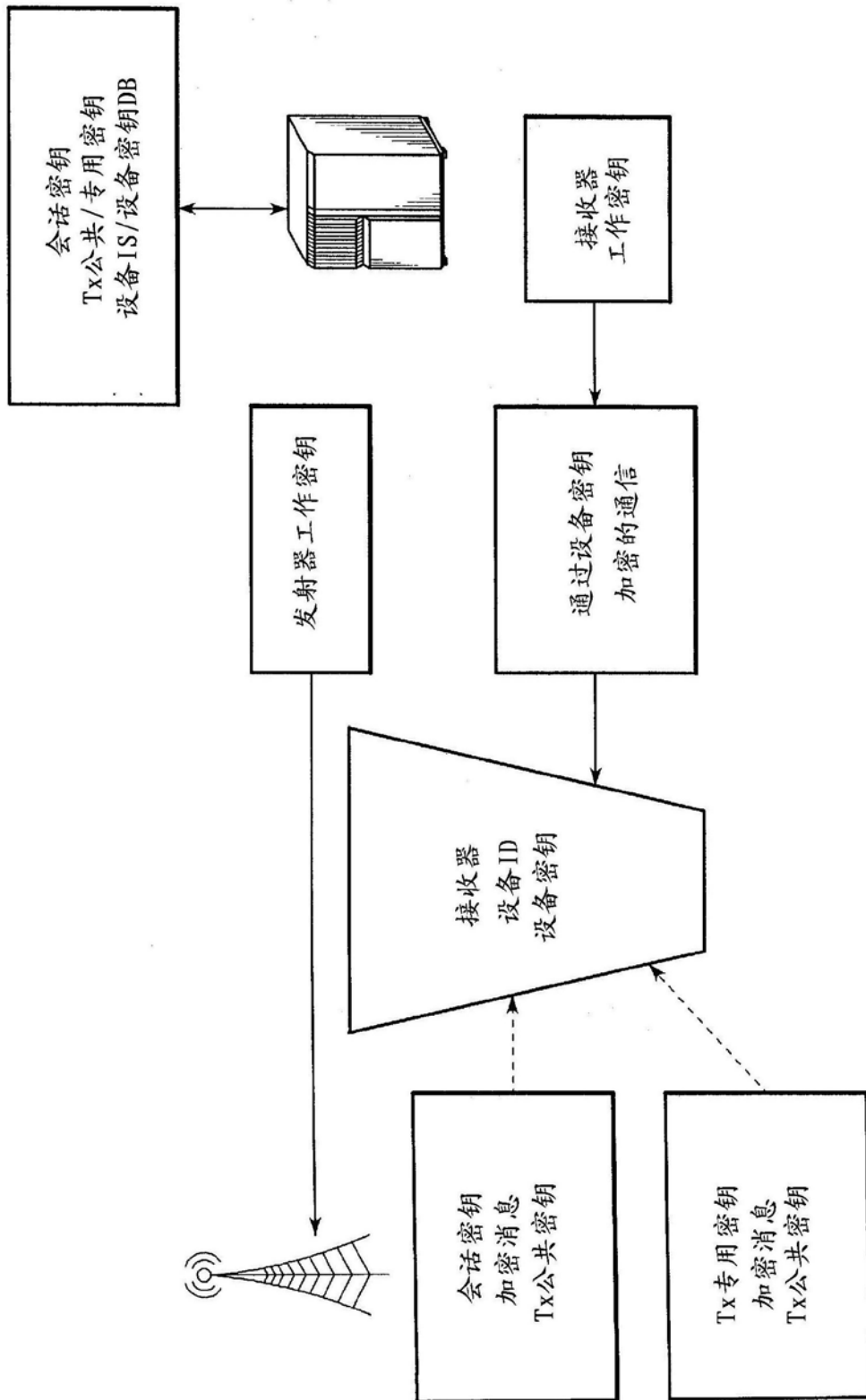


图53

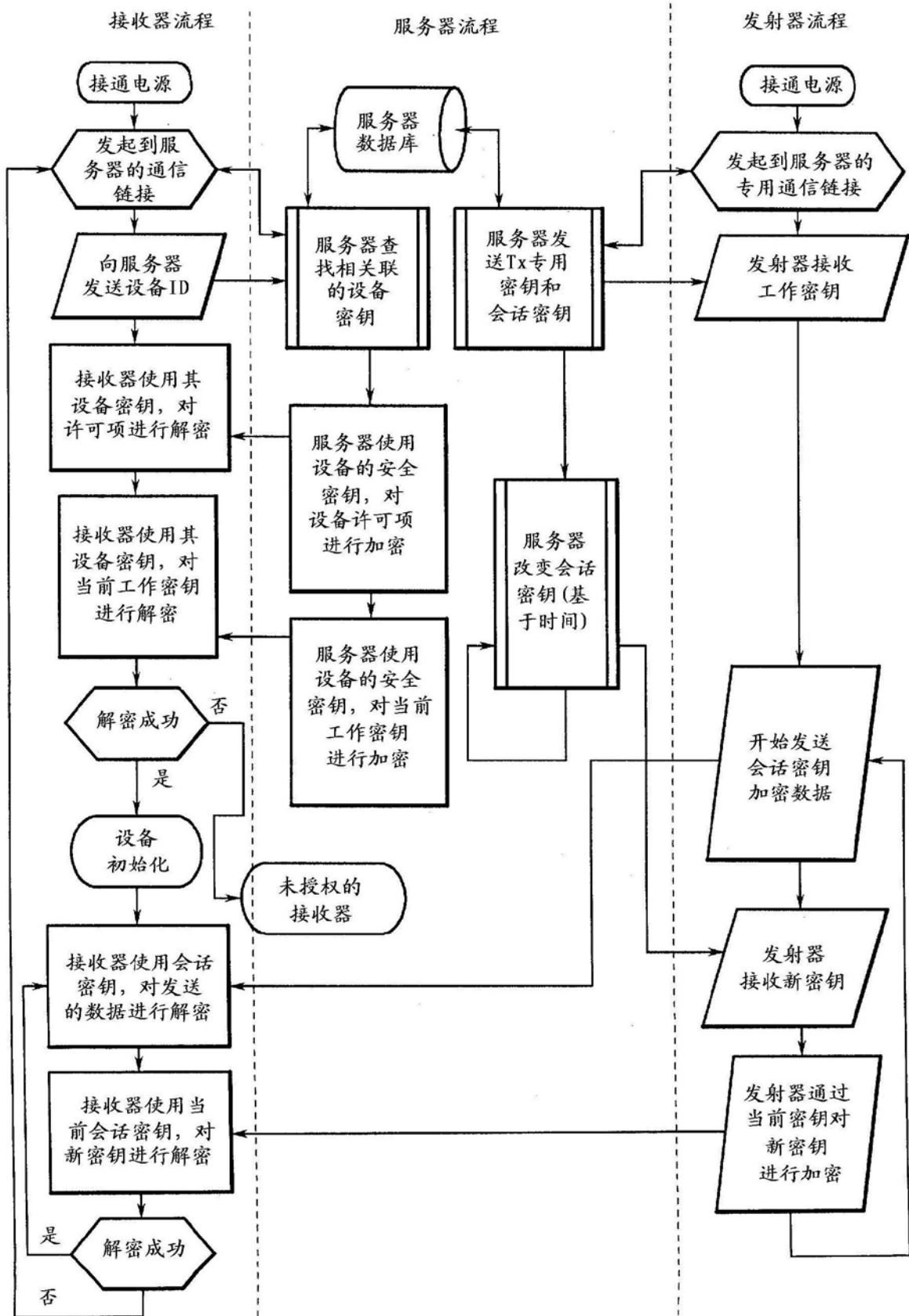


图54

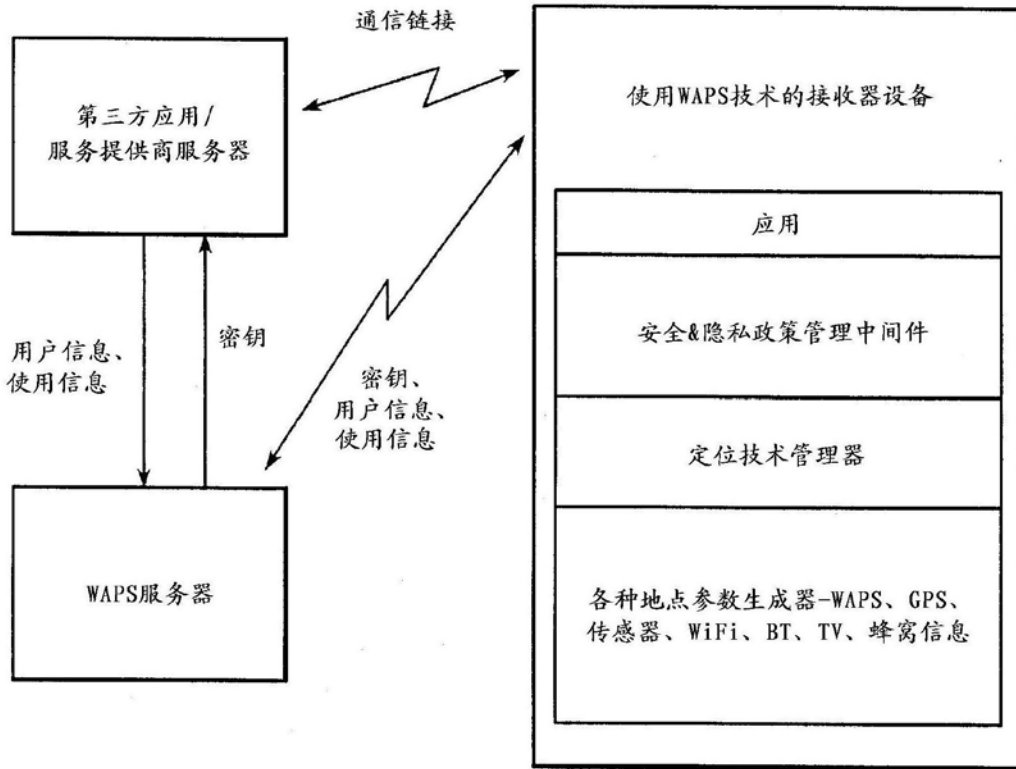


图55