



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 98812076.3

[45] 授权公告日 2007 年 4 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1311242C

[22] 申请日 1998.11.20 [21] 申请号 98812076.3

[30] 优先权

[32] 1997.12.10 [33] US [31] 08/988129

[86] 国际申请 PCT/US1998/024788 1998.11.20

[87] 国际公布 WO1999/030181 英 1999.6.17

[85] 进入国家阶段日期 2000.6.12

[73] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 P·W·登特 H·科拉帕蒂

[56] 参考文献

WO9526510A1 1995.10.5

US5596330A 1997.1.21

审查员 吴东捷

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 王勇 李亚非

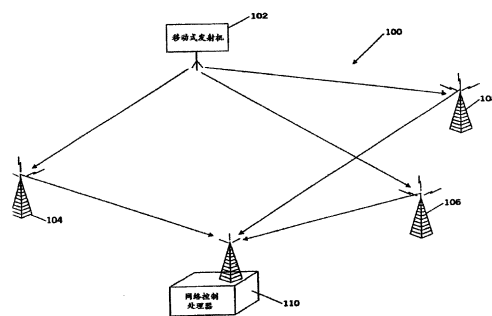
权利要求书 5 页 说明书 20 页 附图 8 页

## [54] 发明名称

用于确定移动式发射机的位置的方法和系统

## [57] 摘要

提供一种用于确定象蜂窝式电话这样的移动式发射机的位置的系统和方法。发射机在第一频率处向第一和第二接收站发射第一信号(例如 RACH 信号)。接收地点位于已知位置。之后,发射机在第一频率处向第一和第二接收站发射第二信号(例如通话信号)。对第一和第二接收地点处的第一和第二信号的相位进行测量。利用所测出的相位以及第一和第二频率值,可计算出距离差。这一距离差确定出一个第一双曲线,它具有作为焦点的第一和第二接收站,在这些焦点上放置有发射机。通过对不同对的接收地点重复上述过程,可确定一个第二双曲线。第一和第二双曲线的交点就确定了发射机的位置。



1. 一种用于确定移动式发射机的位置的方法，包括以下步骤：  
从移动式发射机以第一频率发射第一信号；  
在第一和第二接收站点接收第一信号，作为各自的第一和第二接收信号；  
在第一信号发射之后，从移动式发射机以第二频率发射第二信号；  
在第一和第二接收站点接收第二信号，作为各自的第三和第四接收信号；  
根据所述第一和第二接收信号而进行第一相位差测量；  
根据所述第三和第四接收信号而进行第二相位差测量；以及  
根据所述第一和第二相位差测量以及所述第一和第二频率来确定所述移动式发射机的位置。
2. 如权利要求 1 所述的方法，其中，进行所述第一相位差测量的步骤包括以下步骤：  
确定第一接收信号相对于基准信号的第一相位；  
确定第二接收信号相对于基准信号的第二相位；  
根据所述第一和第二相位进行第一相位差测量。
3. 如权利要求 2 所述的方法，其中，进行第二相位差测量的步骤包括以下步骤：  
确定第三接收信号相对于基准信号的第三相位；  
确定第四接收信号相对于基准信号的第四相位；以及  
根据所述第三和第四相位进行第四相位差测量。
4. 如权利要求 1 所述的方法，其中，确定移动式发射机的位置的步骤包括以下步骤：  
确定第一和第二相位差测量之间的差。
5. 如权利要求 4 所述的方法，其中，确定发射机的位置的步骤包括以下步骤：  
根据所述第一和第二频率确定一个频率差；以及  
根据所述第一和第二相位差以及所述频率差来确定移动式发射机的位置。
6. 如权利要求 4 所述的方法，其中，确定移动式发射机的位置的

步骤包括以下步骤:

确定所述第一和第二频率之间的频率差; 以及  
用所述频率差换算所述第一和第二相位差测量之间的差, 以得到一个范围差。

7. 如权利要求 6 所述的方法, 其中, 确定移动式发射机的位置的步骤包括以下步骤:

将所述移动式发射机的位置确定在一个常量范围差的第一双曲线上。

8. 如权利要求 6 所述的方法, 还包括以下步骤:

为第三接收站点以及所述第一和第二接收站点中的一个而计算第三和第四相位差测量;

将所述发射机定位在与所述第三接收站点和所述第一和第二接收站点中的一个相关的第二双曲线上; 以及

根据所述第一和第二双曲线的交点来确定所述移动式发射机的位置。

9. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述第一和第二接收站点中的至少一个是基于陆地的蜂窝式基站。

10. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述第一和第二接收站点中的至少一个是卫星中继站。

11. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述发射机包括蜂窝式电话。

12. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 以第一频率发射第一信号的步骤包括以下步骤:

以作为随机存取信道的所述第一频率执行发射。

13. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 以第二频率发射第二信号的步骤包括以下步骤:

以作为业务信道的所述第二频率执行发射。

14. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 第一和第二频率中的至少一个被包含在分配给移动式发射机用于跳频通信的频率的集合中。

15. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 所述第一和第二频率中的至少一个由根据时分多路存取格式而格式化的信号脉冲串组成。

16. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 进行第一相位差测量的步骤以及进行第二相位差测量的步骤包括以下步骤:

将所述第一、第二、第三和第四接收信号转换为表示所述第一、第二、第三和第四接收信号的瞬时相位的数字值的一个数字流；以及根据数字值流以及所述第一和第二频率来确定所述发射机的位置。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其中，转换步骤包括以下步骤：  
将第一和第三接收信号下变频到第一中频频率；  
将第二和第四接收信号下变频到第二中频频率；以及  
对所述经下变频的第一、第二、第三和第四接收信号进行采样并进行模数转换。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其中，对所述第一和第三接收信号进行下变频的步骤包括以下步骤：

使用第一本机振荡器来产生第一中频频率，以及  
其中对所述第二和第四接收信号进行下变频的步骤包括以下步骤：

使用第二本机振荡器来产生第二中频频率。

19. 如权利要求 17 所述的方法，进一步包括如下步骤：  
把所述第一和第二中频频率同步到一个公共的基准频率。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其中，还包括如下步骤：  
从卫星导航信号中推导出公共的基准频率。

21. 如权利要求 17 所述的方法，其中，还包括以下步骤：  
把对所述第一、第二、第三和第四接收信号的采样同步到一个公共的时间基准。

22. 如权利要求 21 所述的方法，其中，还包括以下步骤：  
从卫星导航信号中导出所述公共的时间基准。

23. 如权利要求 17 所述的方法，其中，  
所述中频频率近似等于零，并且  
所述采样和模数转换的步骤还包括以下步骤：  
对经下变频的第一、第二、第三和第四接收信号执行正交转换，  
以产生包含复数值的数字值的流。

24. 如权利要求 17 所述的方法，其中，所述采样和模数转换的步骤包括以下步骤：

对经过下变频的第一、第二、第三和第四接收信号执行对数极转

换，以产生包含表示瞬时信号相位和幅度的数字值对的数字值的流。

25. 如权利要求 16 所述的方法，其中，确定位置的步骤包括以下步骤：

为所述第一、第二、第三和第四接收信号确定第一、第二、第三和第四相位差测量。

26. 如权利要求 25 所述的方法，其中，确定位置的步骤包括以下步骤：

对数字值的流进行相关，以确定所述第一和第二接收信号以及所述第三和第四接收信号的到达之间的采样延迟的一个整数，以及确定各自的第一和第二相关相位。

27. 如权利要求 26 所述的方法，其中，执行相关的步骤包括以下步骤：

确定在第一频率处以及第二频率处的相关相位；以及  
利用该相关相位来确定所述第一和第二相位差测量。

28. 如权利要求 1 所述的方法，其中，进行第一相位差测量的步骤包括以下步骤：

以不同时刻执行所述第一相位差测量的多次测量；以及  
内插或外推所述多次测量，以在做出了第二相位差测量的时刻为第一相位差测量确定一个值。

29. 如权利要求 1 所述的方法，还进一步包括以下步骤：

确定所述第一和第二频率之间的频率差；

把所述频率差与一个预先确定的频率值进行比较；以及

如果所确定的频率差小于所述预先确定的频率值，则为所述第一和第二频率中的至少一个频率选择一个新值，使得该频率差更大，并使用用于所述第一和第二频率中的所述至少一个的所述新值来重复执行所述第一和第二相位差测量。

30. 一种用于确定移动式发射机的位置的系统，所述移动式发射机能够分别以第一和第二频率来发射第一和第二信号，第二信号在第一信号之后加以发射，所述系统包括：

相位比较器装置，用于分别确定在第一和第二站接收的第一信号以及在第一和第二站后续地接收的第二信号之间的第一和第二相位差；以及

---

网络控制处理器，用于根据所述第一和第二相位差测量以及所述第一和第二频率来确定所述移动式发射机的不同测量的范围。

31. 如权利要求 30 所述的系统，其中，所述第一和第二接收站中的至少一个包括卫星中继站。

## 用于确定移动式发射机的位置的方法和系统

### 发明背景

本发明一般涉及位置的检测方法和系统，尤其涉及依据在两个或更多个接收地点所接收的两个或更多个频率的发射信号的相位差，而检测象蜂窝式电话这样的移动设备或发射机的位置的方法和系统。

以往的位置检测或导航系统一般可被分为两类：无源导航系统和有源导航系统。在无源导航系统中，移动式设备是依据所接收的来自于已知位置上的发射机的信号而确定其自己的位置的。在有源导航系统中，移动设备发射信号，该信号由一个或多个位于已知位置上的接收机所接收。之后，依据所接收的信号以及接收机的已知位置而确定出移动设备的位置。

过去，无源导航系统一般比有源导航系统更受偏爱。对于这种偏爱的原因就是：在有源系统中，每个移动单元都必须发射信号来确定自己的位置。由于在单个有源系统中的移动单元的数目由可能是成百万的，因此，这些信号可能使有源系统过度拥挤，并有可能引起系统误操作。在需要高精度地连续地在确定移动单元的位置的情况下，这一问题会被加重。例如，飞机由于其非常高的速度，需要实际的连续的位置判定，因此，它需要实际连续地发射信号。由于存在大量的连续发射这种信号的移动单元，因此它们有可能使有源导航系统超载或拥挤。

一种已有的有源导航系统是由 GEOSTAR 公司所支持的。在 GEOSTAR 系统中，至少有一颗轨道卫星向移动式应答器发射信号，并接收来自该移动式应答器的应答。出于计算目的，GEOSTAR 系统假定移动式应答器在地球的表面。通过测量信号从卫星传到移动式应答器，再返回到卫星所花费的时间（环路传播延迟），可以确定出该移动式应答器位于所计算的适当半径的球面的某处。由于所计算的球面和地球表面的交点是一个圆，因此 GEOSTAR 系统可以将移动式发射机放置到这个圆的某处。如果采用了两颗卫星，可以推断移动式应答器还位于第二圆上。由于这两个圆的交点是两个点，GEOSTAR 系统因此可将移动式应答器放置在两个点中的一个点上。

但非常不幸，GEOSTAR 系统显示出某些重大缺陷。首先，GEOSTAR 系统遇到了拥挤的问题，正象其它已有的有源导航系统所表现的那样。其次，GEOSTAR 系统依赖于在可能性或精确性方面不太可靠的环路延迟测量。例如，环路延迟测量的精度受到了应答器硬件内的时间误差的有害影响，这种误差可能是由许多已知因素引起的，例如温度、不准确的制造公差等。另外，GEOSTAR 系统一般使用宽带信号传输，以确保精确的环路延迟测量。不幸的是，这种宽带信号传输要占据大部分的可用带宽，这样，这造成了前面所提到的拥挤的问题。

容量是蜂窝式通信系统和基于卫星的移动通信系统的一个核心问题。通过将服务区分割成众多的小单元，而这些小单元具有在充分分离的不同的小蜂窝中重新使用有限数目的可用的无线电频率的能力，由此保证了对所有用户的充足的容量。于 1997 年 4 月 8 日颁发给 Dent 的美国专利号 5,619,503，其中描述了对多单元或多波束通信系统的改进，它允许更高的容量，这是通过密集的频率复用——最终允许在每个单元或波束中每个频率信道能用于不同的目的。本文包括进美国专利号 5,619,503 所公开的内容，仅供参考，该文件提供了对容量的改进，这对允许实现有源导航系统来说是必须的。这篇文献也描述了获取初始的粗略的位置估测的方法，该方法也可以用于本发明之中。

在本技术领域中还存在着这样一种需要，即需要用于提供能提高位置判定的精度的对移动式发射机的有源位置判定的系统和方法。

#### 发明概述

这种需要通过使用依据本发明的方法和系统得以满足，在这种方法和系统中，由第一和第二接收站接收来自发射机的在第一频率处的第一信号以及在第二频率处的第二信号。依据在第一和第二接收站处所接收的信号的相移，计算出距离差，其将发射机放置在具有以站作为焦点的第一双曲线上。

依据本发明的一个方面，提供了一种用于相对于第一和第二接收点而判定象蜂窝式电话这样的移动式发射机的位置的方法。第一和第二接收点中的任何一个或两者可以是一个陆地蜂窝基站或一个卫星中继站。在第一频率处的第一信号被移动式发射机所发射，并被当作第一和第二接收信号而被分别在第一和第二接收点处接收。在第二频



率处的第二信号由移动式发射机所发射，并被当作第三和第四接收信号而被分别在第一和第二接收点处接收。依据第一和第二接收信号而进行第一相差测量。依据第三和第四接收信号而进行第二相差测量。依据该第一和第二相差测量、第一和第二频率以及第一和第二已知定位，而确定出移动式发射机的位置。具体地，依据第一和第二频率对第一和第二相差测量进行换算，并确定出距离差。例如，频率差可被确定在第一和第二频率之间，并由该频率差对第一和第二相差测量间的差进行换算，以获取一个距离差。

第一相差测量最好是这样实现的，即通过对第一接收信号判定一个第一相移；对第二接收信号判定一个第二相移；依据该第一和第二相移而产生所述第一相差测量。与此相似，第二相差最好是这样实现的，即通过对第三接收信号判定一个第三相移；对第四接收信号判定一个第四相移；根据该第三和第四相移而形成所述第二相差测量。

所计算出的距离差将发射机放置在第一双曲线上，该双曲线的焦点在第一和第二接收站上。为进一步限定发射机的位置，本方法可能还包括以下步骤：为第三接收点和第一或第二接收点中的一个而计算第三或第四相差测量；将发射机定位在与第一接收点以及第一和第二接收点中的一个相关的一个第二双曲线上；依据所述第一和第二双曲线的交点而确定出移动式发射机的位置。

第一频率可以是一个随机存取信道，第二频率可以是一个话务信道（traffic channel）。最好是，第一和第二频率中至少有一个频率被包含在某个频率集合中，这个频率集合是被分配给所述移动式发射机用于跳频通信的。在所述第一和第二频率中的至少一个频率上的信号可以由依据时分多路存取格式而编排的脉冲串构成。

本发明的一个方面是用于进行所需测量的一个过程。例如，进行第一相差测量的步骤以及进行第二相差测量的步骤可以包括以下步骤：将第一、第二、第三和第四接收信号转换为表示第一、第二、第三和第四接收信号的瞬时相位的数字值的一个数字流；依据该数字值的流以及第一和第二频率来确定发射机的位置。

另外，转换步骤可能又包括以下一些步骤：将第一和第三接收信号下变频到第一中频频率；将第二和第四接收信号下变频到第二中频频率；并且对经下变频的第一、第二、第三和第四接收信号进行采样，

并对其进行模-数转换。可由本机振荡器产生第一和第二中频频率，该本机振荡器可被校准到一个公共的基准频率上。可以从卫星导航信号中推导出该公共的基准频率。

如果中频频率被设置到大约为零，则采样以及模-数转换步骤可以包括这样一个步骤：即对经下变频的第一、第二、第三和第四接收信号进行正交转换，以产生包含复数值的数字值的数据流。另一种方法是，采样和模-数转换步骤可以包括这样一个步骤：即对经下变频的第一、第二、第三和第四接收信号进行对数极（logpolar）转换，以产生包含数字值对的数字值的数据流，该数字值对表示瞬时信号的相位和幅度。

确定位置的步骤可以包括对于第一、第二、第三和第四接收信号而确定第一、第二、第三和第四相差测量的步骤。之后，使对数字值的数据流相关，从而确定在第一和第二接收信号以及第三和第四接收信号到达之间的采样延迟的整数，并确定相应的第一和第二相关相位。相关步骤可以包括确定在第一频率和第二频率处的相关相位，并使用该相关相位来确定第一和第二相差测量。

本发明还提供了对相位测量的时间上的变换。例如，产生第一相差测量的步骤包括这样一个步骤：即在时间的不同瞬间执行对第一相差测量的多次测量，并内插或外插多个测量值，以便对某一个瞬间的第一相差测量确定出一个值，在该瞬间生成了第二相差测量。

通过依据本发明来改变第一和第二频率之间的差异，可以调节精度。尤其是，第一和第二频率之间的频率差得到了确定。之后，将该频率差与预定的频率值相比。所述所确定的频率差小于预定频率值，则选择一个新值用于所述第一和第二频率中的至少一个，从而使频率差较大。之后，第一和第二相差测量反复使用用于所述第一和第二频率中至少一个频率的新值。

依据本发明的另一个方面，提供一个用于确定移动式发射机的位置的系统。这种移动式发射机能在相应的第一和第二频率处发射第一和第二信号。该系统包括用于接收第一信号的第一和第二接收站，以及用于依据在第一和第二接收站处所接收的第一信号来计算第一相差的网络控制处理器。第一和第二接收站还接收第二信号，所述网络控制处理器依据在两个接收站处所接收的第二信号来计算第二相

差。之后，网络控制处理器依据该第一和第二相差测量以及第一和第二频率来确定该移动式发射机的距离差测量。第一接收站包括一个第一相位测量电路，用于为在第一接收站处所分别接收的第一和第二信号确定第一和第三相位值。与此相似，第二接收站包括一个第二相位测量电路，用于为在第二接收站处所分别接收的第一和第二信号确定第二和第四相位值。

通过以下详细的说明、附图以及附加的权利要求书，可使本发明的这些以及其它特征和优点更加清楚。

### 附图的简要说明

图 1 是依据本发明的包括一个移动式发射机以及三个接收站的一个系统图；

图 2 是在图 1 所示的发射机正在进行跳频时所进行的连续的相差测量的图形表示；

图 3 是在相继的不同频率上进行相差测量的图形表示；

图 4 是一张图，它显示了非同时到达图 1 所示的两个接收站的信号；

图 5 是一张图，它显示了并不是同时到达两个接收站的信号之间的相差测量；

图 6a 和 6b 是随机数字调制信号的示例性的自相关函数的图形表示；

图 7 是依据本发明的系统的示意图，其中至少有一个接收站是一颗卫星；以及

图 8 是依据本发明的一个方面的一个示例性的双通道接收系统的示意图。

### 发明的详细说明

图 1 显示了依据本发明的用于确定移动式发射机 102 的位置的一个系统 100。移动式发射机 102 可以是一个蜂窝式电话、卫星通信器或任何能发射信号的其它的移动式设备。位于已知位置上的第一、第二、第三接收站或地点 104、106 以及 108 接收由移动式发射机 102 所发射的信号。接收站 104、106 和 108 可以是属于移动式电话网络的陆地蜂窝基站，可以是与至少一个陆地站进行通信的轨道卫星中继站，或可以是它们的组合形式。网络控制处理器 110 可以控制接收站

104、106 和 108，接收来自接收站 104、106 和 108 的信息，并依据这一信息，计算移动式发射机 102 的位置。网络控制处理器 110 也可以向接收站 104、106 和 108 提供相位或频率基准信号  $S_R$ 。应当理解，接收站 104、106 和 108 以及网络控制处理器 110 可能相隔非常远，这样信号是在象无线电通信链路这样的通信链上的设备之间进行传送。

虽然只显示成一个单独的单元，但网络控制处理器 110 是由各种用于执行计算的电路和处理器构成的。正如本领域技术人员能很容易理解的那样，这些电路和处理器还可以被包含在接收站 104、106 和 108 中的一个之中，或者是被分散到若干接收点上。对于传统器件和电路的结构、控制以及排列的最主要的部分已经在附图中得以显示，这种显示是通过容易理解的框图表示法以及原理图而进行的。只显示那些与本发明有关的特定细节，以便不会用本领域人员显而易见的结构细节来冲淡对本发明的公开，这对本发明的说明很有益处。

使用两个或更多个接收站可能会更有利于本发明的实现。详细来说，移动式发射机 102 在第一频率  $w_1$  处发射一个第一信号  $S_1$ ，该信号作为第一和第二接收信号分别被第一和第二接收站 104 和 106 接收。第一频率  $w_1$  可以是一个随机存取信道 (RACH)，它在发射机 102 首次启动与站 104、106 和 108 以及处理器 110 的联系时使用。正如大家所知道的那样，第一信号  $S_1$  将在传送到第一接收站期间经历一个第一相移  $\phi_{A1}$ ，在传送到第二接收站 106 期间经历一个第二相移  $\phi_{B1}$ 。相移  $\phi_{A1}$  和  $\phi_{B1}$  的大小依赖于第一信号  $S_1$  到相应的站 104 和 106 的传播距离。因此，第一和第二相移  $\phi_{A1}$  和  $\phi_{B1}$  将不会相等，除非移动式发射机 102 与第一和第二接收站 104 和 106 是等距离的。

第一和第二接收站 104 和 106 接收来自象网络控制处理器 110 的 GPS 卫星系统这样的公共源的频率和相位基准信号。站 104 和 106 利用公共的相位基准信号来测量所接收的第一信号  $S_1$  的相位  $\phi_{A1}$  和  $\phi_{B1}$ ，并将该相位测量传递到网络控制处理器。

网络控制处理器 110 依据以下等式来确定第一相差测量  $\Delta\phi_1$ ：

$$\Delta\phi_1 = \phi_{A1} - \phi_{B1} \quad (1)$$

接下来，移动式发射机 102 在第二频率  $w_2$  处发射一个第二信号  $S_2$ ，与第一信号的情况相似，该信号  $S_2$  被分别当作第三和第四接收信

号而由第一和第二接收站 104 和 106 接收。第二频率  $w_2$  可以是一个话务信道，例如是分派给发射机 102 的用于对 RACH 信道的初始联系之后传输通信话务的话务信道。移动式发射机 102 可以依据来自网络控制处理器 110 或其它控制机构的命令，按预定的变频方案(跳频方案)在第一和第二频率  $w_1$  和  $w_2$  之间进行变化或进行发射。第二信号  $S_2$  会在对第一接收站 104 的通信过程中经历一个第三相移  $\phi_{A2}$ ，在对第二接收站 106 的通信过程中经历一个第四相移  $\phi_{B2}$ 。相移  $\phi_{A2}$  和  $\phi_{B2}$  的大小将依赖于第二信号  $S_2$  到相应的站 104 和 106 的传播距离。按照类似的方式，第一和第二站 104 和 106 利用公共的基准信号来确定相位  $\phi_{A2}$  和  $\phi_{B2}$ ，并将这些测量传递给网络控制处理器 110。之后，网络控制处理器 110 使用以下算式计算第二相差  $\Delta\phi_2$ ：

$$\Delta\phi_2 = \phi_{A2} - \phi_{B2} \quad (2)$$

使用以下等式来确定时差  $dT$ ：

$$dT = \frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{\omega_1 - \omega_2} \quad (3)$$

时差  $dT$  是第一和第二信号  $S_1$  和  $S_2$  对相应的第一和第二接收站 104 和 106 的传播延迟差的一种度量。由于在传播延迟中的这一差值依赖于站 104 和 106 中的每一个站与移动式发射机 102 之间的距离差，所以时差  $dT$  还是站 104 和 106 中的每一个站与移动式发射机 102 之间的距离差的一种度量。距离差  $dR$  是使用以下等式来计算的，这种计算最好是由网络控制处理器 110 来执行：

$$dR = c * dT \quad (4)$$

其中  $c$  是光速 ( $3 \times 10^8$  m/s)。所计算出的用于距离差  $dR$  的值(距离差测量)将发射机 102 的位置放置到一个第一双曲线上，该第一双曲线被包含在一个双曲线族中，该双曲线族具有作为焦点的第一和第二接收站 104 和 106。

利用第三接收站 108，该第三接收站 108 最好不与第一和第二站 104 和 106 位于一条直线上，网络控制处理器 110 可以接收其它测量，其将发射机 102 定位在第二双曲线上。第一和第二双曲线的交点定义了发射机 102 的位置。或者是，如果可能的话，可以利用环路延迟测量来确定从第一站 104 到发射机 102 的距离、从第二站 106 到发射机 102 的距离，以及从这两个站到发射机 102 的距离，从而确定出发射机 102 所位于的第一双曲线上的一段弧。

在环路延迟测量是不可行的时候，或是在不能象上述方法那样得到精确的增量距离测量的情况下，本发明被认为是非常有用的。在那些情况下，尽管位置的不确定仍然存在于沿第一双曲线的维度上，但环路延迟测量可仅仅被用于解决模糊问题。但是在与第一双曲线垂直的维度上，定位精度要更好一些，这是因为使用了更精确的增量距离测量进行判定。

各种误差源可能会在对增量距离测量  $dR$  的计算中引起错误。由于发射机 102 不在第一和第二频率  $w_1$  和  $w_2$  处相伴发射，如果发射机 102 或接收站 104、106 或 108 中的任何一个正在移动，则可能出现误差源。在这种情况下，对于发射机 102，有可能在一个位置上，在第一频率  $w_1$  处进行发射，之后，在在第二频率  $w_2$  处进行发射之前，它已经移动到另一个位置上。因此，基于来自第二位置的传播距离，在第二频率  $w_2$  处的信号会具有部分的相移特性。解决这个问题一个办法，也很可能是最佳的解决办法，是使用 Kalman 滤波器算法来跟踪所有参数的改变，正如以下将要充分讨论的那样。

公共基准信号中的频率误差以及由于发射机 102 或接收站 104、106 和 108 的运动而引起的任何误差都可能引起相差测量  $\Delta\phi_1$  和  $\Delta\phi_2$  的连续改变。图 2 中显示了在时刻  $t_0$ 、 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ ... 时所进行的相差测量的理想进展。为便于说明，相差测量被标记为  $\phi_{1x}$  和  $\phi_{2x}$ ，其中下标“1”和“2”分别表示第一频率  $w_1$  和第二频率  $w_2$ ，下标“x”表示进行测量的时刻的变量整数。例如，相差测量  $\phi_{16}$  是在时刻  $t_6$  对具有第一频率  $w_1$  的信号所进行的测量。

对于图 2 中所示的例子，发射机 102 在偶数时刻  $t_0$ 、 $t_2$ 、 $t_4$ ... 时，在第一频率  $w_1$  处发射第一信号  $S_1$  和在奇数时刻  $t_1$ 、 $t_3$ 、 $t_5$ ... 时，在第二频率  $w_2$  处发射第二信号  $S_2$  之间交替变换或“跳动”。图 2 中还进一步以模  $2\pi$  的格式对其进行描绘，在这种格式中，相差测量每过  $2\pi$  或  $360^\circ$  就从零开始。正如可看到的那样，对于第一频率  $w_1$  的相差测量  $\phi_{1\text{even-x}}$  以及对于第二频率  $w_2$  的相差测量  $\phi_{1\text{odd-x}}$  沿斜线逐步向上。线的斜率并不会因为所作的测量是在不同的频率上就发生改变，就象在一条线上的所有测量既可以是在第一频率  $w_1$  处作的也可以是在第二频率  $w_2$  处作的。因此，斜率必须由于上述源的频率误差而不同。

表示对第二频率  $w_2$  的相差测量  $\phi_{1\text{odd-x}}$  的斜线可以具有与表示对第

一频率  $w_1$  的的相差测量  $\phi_{\text{even-x}}$  的斜线稍微不同的斜率。这种在斜率上的轻微不同是因为这样一个事实，即由固定频率误差所引起的相位的改变率是恒定的，而由于恒定百分比的频率误差所引起的相位的改变率与频率成正比。事实上，由于两条线之间的斜率差异很可能被忽略掉，所以可以使用这两条线的斜率来确定平均斜率。这样，正如以下所陈述的那样，通过平均来确定平均斜率：

$$A = \frac{\phi_{12} - \phi_{10}}{t_2 - t_0}$$

$$B = \frac{\phi_{14} - \phi_{12}}{t_4 - t_2}$$

$$C = \frac{\phi_{16} - \phi_{14}}{t_6 - t_4}$$

$$D = \frac{\phi_{23} - \phi_{21}}{t_3 - t_1}$$

$$E = \frac{\phi_{25} - \phi_{23}}{t_5 - t_3}$$

以及：

$$F = \frac{\phi_{27} - \phi_{25}}{t_7 - t_5} \quad \dots \dots \text{等等}$$

其中相差是以模  $2\pi$  来计算的（即如果差变为负值则加  $2\pi$ ）。现在可以使用以下等式来确定平均斜率或所确定的斜率  $dW$ ：

$$dW = \frac{A+B+C+D+E+F+\dots}{\text{(所计算出的斜率值)}}$$

利用含有频率误差大小的所确定出的斜率  $dW$ ，在第一频率  $w_1$  处和第二频率  $w_2$  处的相差值可以通过内插而几乎在同一时刻被及时计算出来。

这样对在时刻  $t_1$  时，在第二频率  $w_2$  处进行的相位测量  $\phi_{21}$  可以被这样确定：

$$\phi_{21} = \phi_{10} - dW * (t_1 - t_0) ;$$

或，

$$\phi_{21} = \phi_{12} - dW * (t_2 - t_1) ;$$

或这两个值的平均，

$$\phi_{21} = \frac{\phi_{10} + \phi_{12} + dW * (2t_1 - t_2 - t_0)}{2}$$

后部被简化为： $\frac{\phi_{10} + \phi_{12}}{2}$

如果时刻  $t_0$ 、 $t_1$ 、 $t_2$ ... 在时间上是等间隔的，则噪声的影响可被忽略。

任何已有的内插方法，例如是最小二乘方曲线拟合，也可以被选择用来获取对相位测量  $\phi_{21}$  的最佳估测。这样，现在，可以从在时刻  $t_1$  时在第一频率  $w_1$  处所进行的相位测量中减去在第二频率  $w_2$  处的相位测量值，以得到用于校正斜率误差的一个差值。可以对其它时刻  $t_2$ 、 $t_3$ ... 重复上述步骤，这种重复是通过适当地内插用于对在第一频率  $w_1$  处的相位测量的线或是内插用于对在第二频率  $w_2$  处的相位测量的线，从而获取仅依赖于频率改变的一系列相差。如果发射机 102 和接收站 104、106 和 108 都是已知固定的，这些相位测量必须都与同一距离差  $dR$  相对应，且所计算出的在时刻  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ ... 的距离差被平均，以获得更高的精度。

另一种做法是，在时刻  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ ... 处所计算的连续的距离差  $dR$  可以显示系统漂移、展现未被事先模拟的发射机 102 或接收站 104、106 或 108 的可能的移动。Kalman 滤波器的原理是模拟所有的移动，以便预测在给定时刻的距离差应该是什么样的。例如，可以假定用估算的恒定的速度来模拟发射机 102 的移动。还有一种做法是，可以使用例如是高度、倾角、偏心率等等一套轨道参数来模拟在地球轨道中的两个接收站的移动。当模型预测了与所计算出的在给定时刻的测量不相同的距离差时，Kalman 程序更新模型参数，这样，平均来说，在最小二乘方检测中，预测与测量之间的误差被最小化。当本发明的系统被用来确定大量的移动式发射机的位置时，模拟接收站的移动的参数是公共的，这样使得能依据来自若干移动式发射机的接收信



号，（例如轨道卫星）的移动非常精确的确定一个接收站。这又有益于对每个独立发射机的精确的位置确定。

图 3 显示了当没有采用在两个或多个频率之间的跳频，而是执行了其它的经编程的频率改变时的另一种测量序列。在图 3 中，发射机开始在第一频率  $w_1$  处进行发射，在例如是第一和第二接收站 104 和 106 这样的两个接收站处的信号相差分别是在时刻  $t_0$ 、 $t_1$  和  $t_2$  所确定的相差测量  $\phi_{10}$ 、 $\phi_{11}$  和  $\phi_{12}$ 。例如，第一频率  $w_1$  可以是上面所解释的 RACH 信道频率。之后，发射机改变到第二频率  $w_2$ ，该频率可以是具有与 RACH 信道频率有一个小频率差的第一话务信道，这种频率差例如可以是 50 KHz。之后，在时刻  $t_3$ 、 $t_4$  和  $t_5$  在第二频率  $w_2$  处进行相差测量以便得到相差测量  $\phi_{23}$ 、 $\phi_{24}$  和  $\phi_{25}$ 。之后，发射机可以选择性地在执行相差测量  $\phi_{36}$ 、 $\phi_{37}$  和  $\phi_{38}$  的时刻  $t_6$ 、 $t_7$  和  $t_8$  切换到另一个话务信道频率，或第三频率  $w_3$ 。

从图 3 中可以明显地看到，例如是在  $t_2$  或  $t_3$  这样的时刻，在同一瞬间在第一频率  $w_1$  处的以及在第二频率  $w_2$  处的相差测量可以这样得到：可对第二频率  $w_2$  进行斜线的后向外插，或对第一频率  $w_1$  进行斜线的前向外插，或者可以两者都用。这样，就得到了对第一距离差  $dR_1$  的第一估测。与此相似，可以对第三频率  $w_3$  处的斜线进行后向外插，并可以对在第二频率  $w_2$  处的斜线进行前向外插，以获得必须与第一距离差  $dR_1$  为同一量级的一个第二距离差。如果  $w_3 - w_2$  比  $w_2 - w_1$  要大得多，则会出现  $2\pi$  模糊。这种  $2\pi$  模糊可以通过尽可能地加上或减去较高频差中更大的波长的倍数而得以解决，即可通过加上或减去  $2\pi \cdot c / (w_3 - w_2)$  的倍数，直到该距离差靠近对第一距离差  $dR_1$  的第一估测而得以解决。但是，对第二距离差  $dR_2$  的第二估测要比对于第一距离差  $dR_1$  的估测更加精确。在本领域技术人员的能力范围内，还可以依据图 3 对所收集的数据执行其它的处理方法，例如是最小二乘方检测中的最佳拟合直线或是 Kalman 滤波。

上述说明假定发射机 102 发射将在两个分离的接收站分别接收的信号，之后，接收器可以以某种方式将所接收的信号传送到一个公共点，以用于相位比较。进行相位比较意味着当有一个信号从一个站传来时，同时刻来自于另一个站的信号是有效的。

但是用于通信目的的由发射机发射的最佳波形是一种短信号脉

冲串，它拥有重复的 TDMA 帧周期的时隙。在卫星系统中，路径之间的差分延时非常可能会超过时隙的宽度，这样就不会在交叠时间内在第一接收站 104 和第二接收站 106 接收到该信号。在这种情况下，需要用一种不同的方法确定相位差其不依赖于来自站 104 和 106 的同时出现在相位比较器的两个输入端的信号。

这种情况在图 4 中进行了描述。可以看到，在由发射机 102 发射的信号脉冲串被第一站 104 接收期间，以及同一信号脉冲串被第二站 106 接收期间，其间不存在交叠。当等于图 4 中的  $RANGE(1)-RANGE(2)$  的距离差  $dR$  超过光速  $c$  乘以脉冲串宽度所得到的值时，就会发生这种交叠。当信号是可能同时在接收站 104 和 106 存在的连续波信号 (CW) 时，测量相位差当然不存在问题。由此本发明将包括实施指令发射机 102 发射持续时间充分长的一个 CW 信号以确保到达至少两个接收站的信号处于交叠的时间周期。之后该两个接收的信号加到一个相位比较器的输入端，它将确定在当两个信号都存在的交叠时间周期期间的相位差。

如果当两个信号存在时都不存在交叠时间周期，则没有信号施加到一个相位比较器的输入端，而这是显而易见的。因此要求测量两信号间的到达的相位差的新方案，该信号在交叠时间周期不到达该两个站。

图 5 显示了这样一种解决方法的原理。发射机 102 发射一个信号脉冲串，该信号脉冲串被相应的第一和第二接收站 104 和 106 的第一和第二天线 112 和 114 所接收。在第一和第二接收机 RX-A 116 和 RX-B 118 中，相应的接收信号被下变频到一个适当的频率，以用于模-数 (A 到 D) 转换以及采样。例如，用于 A 到 D 转换以及采样的一个合适的频谱是一个复基带。在复基带中，信号被用余弦和正弦振荡器信号混合，以产生同相及正交 (I, Q) 信号，这些信号在谱域内都是从零 (DC) 延伸到半个接收带宽。之后，由采样第一和第二 A 到 D 转换器 120 和 122 对 I 和 Q 信号执行采样以及数字转换，其中应该能理解，在 120 和 122 中的每一个都包括两个转换信道，一个用于 I 信号分量，另一个用于 Q 信号分量。所得到的第一和第二信号采样流  $A_1, A_2, A_3 \dots$  以及  $B_1, B_2, B_3 \dots$  都是既具有实部 (I) 又具有虚部 (Q) 的复数采样。在保持信号的复数矢量表示法的同时，对该信号执行数字转换的另一

种技术是在颁发给 Dent 的美国专利 U. S. 5, 048, 059 中所描述的 对数极 技术，引入该文献仅供参考。

为保持到达信息的相对相位，有必要采用振荡器同步装置 124，以便使在第一和第二接收机 RX-A 116 和 RX-B 118 中所用的所有本机振荡器同步，这样至少会了解下变频处理对信号相位的影响。与此相似，有必要采用转换器同步装置 126，以便使第一和第二 A 到 D 转换器 120 和 122 的采样同步，这样，它们的采样时刻是相同的或至少是具有已知关系的。振荡器和转换器同步装置 124 和 126 例如可以包括位于第一和第二接收站 104 和 106 上的原子时钟，它具有  $10^{13}$  分之一的稳定性，上述同步装置或者也可以包括能提供精确的时间基准的 GPS 卫星导航接收机。GPS 接收机也可用来校准原子时钟的慢漂移。由于计算发射机 102 的位置需要信号接收的位置的精确知识，所以，在任何情况下，GPS 接收机都是可行的，以便精确确定第一和第二接收天线 112 和 114 的定位。因此，假定振荡器和转换器同步装置 124 和 126 能在相位和时间上保持所有本机振荡器和采样时钟，则与到达天线 112 和 114 的发射机信号在时间和相位上相关的所有信息都被包含在复数的第一和第二信号采样流  $A_1, A_2, A_3 \dots$  以及  $B_1, B_2, B_3 \dots$  中。

来自发射机 102 的信号脉冲串作用于由第一接收机 RX-A 116 所产生的采样数  $A_n, \dots, A_{(n+L)}$ ，但由于延迟不同，脉冲串会作用于由第二接收机 RX-B 118 所产生的不同的采样数  $A_m, \dots, A_{(m+L)}$ 。传统的第一信号采样流  $A_x$  与第二信号采样流  $B_x$  之间的互相关被定义为：

$$C(k) = 1/L \cdot \sum_{i=1}^{i=L} [A(j+i) \cdot B^*(j+k+i)]$$

其中\*表示复数共轭， $C(k)$  是相关值。对于‘ $k$ ’的许多连续值，重复进行上述计算，以获取一组相关值  $C(1), C(2) \dots$  等。‘ $k$ ’值的范围应当是围绕所到达的  $m-n$  个采样的从最小的可能延迟值到最大的可能延迟值的标称时间差。

相关值  $C(k)$  表示由  $A(j+1)$  开始的第一采样流与被‘ $k$ ’个采样延迟了的第二采样流  $B$  即  $B(j+k+1)$  的相似性。在  $L$  个连续的信号采样上确定该相似性。相关值  $C(k)$  是一个复数，它具有相关幅度和相关相位。被描绘为‘ $k$ ’的函数的相关幅度显示出—条特性曲线，该曲线被称作是自相关函数，它是由强加给信号的调制模式确定的。

如果信号是有足够长度的一种随机调制模式，或是特意选出的能

产生所需自相关函数的某个序列中的一个，则在图 6 中描绘了这种自相关函数。图 6a 显示了对于不受带宽约束的数字信号的自相关函数的经典形式。幅度在出现在相关器输入端上的信号对齐时在整数处达到峰值，并在离开该峰值正和负一个数字符号周期时降落为零。数字符号周期在该调制为二进制相移键控 (BPSK) 时等于 1 个位周期，而在该调制为四相相移键控 (QPSK) 时等于两个位周期。实际上，调制信号带宽和接收信号带宽都会受到限制，以防止相邻信道间的干扰。更一般地说，Winener-Khintchine 理论阐述认为：自相关函数是信号频谱的傅立叶反变换，它受到了发射机和接收机滤波的影响。正如图 6b 中所显示的那样，一个典型的实际的自相关函数要比图 6a 中所示的函数更圆滑，并随着离峰值越来越远，其振荡幅度逐渐减小。

当绘制自相关函数的幅值时，函数的负摆幅将被反折到正半平面内（如图 6b 中的虚线所示。）。第一零值之间的主波瓣的宽度大约等于信号的主频谱波瓣的倒数。例如，如果信号频谱波瓣为 40 KHz 宽的量级，则自相关峰值将会为 25 微秒宽的量级。这样，可以通过将第一复信号流 A 与第二复信号流 B 相关，并确定采样延迟 'k' 中的哪一个值会使相关幅值最大，从而得到所达到时差的第一近似延迟估测。这种判定的精确性将会为 25 微秒的几分之一，例如是 25 微秒的十分之一或  $\pm 2.5\mu\text{s}$ 。

可以从忽略了相位的相关值  $C(k)$  的幅度中获得近似的延迟估测。但是相关值  $C(k)$  的相位会使对延迟的确定精确很多。更数学化的公式将会说明相位的值。

使用以下等式给出由  $S(t)$  所指定的发射信号：

$$S(t) = Z(t)\text{EXP}(j\omega t)$$

其中  $Z(t)$  是一个复数函数，它（在如果既不是纯相位调制也不是纯幅度调制的情况下）既描述了信号的载波频率的相位调制也描述了幅度调制， $\text{EXP}(j\omega t)$  表示了未经调制的载波频率。发射信号  $S(t)$  被在第一接收站 104 处以第一延迟  $T_1$  接收，被在第二接收站 106 处以第二延迟  $T_2$  接收。在第一接收站 104 所接收的信号  $A(t)$  以及在第二接收站 106 所接收的信号  $B(t)$  被如下给出：

$$A(t) = Z(t-T_1)\text{EXP}(j\omega(t-T_1))$$

$$\text{以及 } B(t) = Z(t-T_2)\text{EXP}(j\omega(t-T_2))$$

在  $t_1, t_2, t_3 \dots t_i = i \cdot dT$  的时刻, 对信号  $A(t)$  和  $B(t)$  进行采样, 其中  $dT$  是在假定两个站 104 和 106 是同步的情况下, 几个采样之间间隔。这样, 就产生了由下式给出的第一和第二信号采样流  $A(i)$ 、 $B(i)$ :

$$A(i) = A(i \cdot dT) = Z(i \cdot dT - T_1) \text{EXP}(j\omega(i \cdot dT - T_1))$$

$$B(i) = B(i \cdot dT) = Z(i \cdot dT - T_2) \text{EXP}(j\omega(i \cdot dT - T_2))$$

之后, 可以如下表达相关值  $C(k)$ :

$$C(k) = 1/L$$

$$\sum_{i=1}^{i=L} [Z(j+i) \cdot dT - T_1] \cdot Z^*[(j+k+i)dT - T_2] \cdot \text{EXP}[j\omega(k \cdot dT - (T_1 - T_2))]$$

由于复指数项与求和的附标 ‘ $i$ ’ 无关, 因此可以将它移动到求和等式的外部, 这样就得到:

$$C(k) = 1/L \text{EXP}[j\omega(k \cdot dT - (T_1 - T_2))] \cdot \sum_{i=1}^{i=L} [Z(j+i) \cdot dT - T_1] \cdot Z^*[(j+k+i)dT - T_2]$$

$$= C_m(k) \cdot \text{EXP}[j\omega(k \cdot dT - (T_1 - T_2))]$$

其中  $C_m(k)$  是从载波频率 ‘ $\omega$ ’ 中分离出的信号调制  $Z(t)$  的自相关函数, 该自相关函数在图 6b 中得到了显示。

由于复指数项总是单位大小的, 因此它不影响等于自相关函数  $C_m(k)$  的相关值  $C(k)$  的幅度, 但会影响其相位角, 其影响量由以下等式给出:

$$\phi(k) = \omega(k \cdot dT - (T_1 - T_2))$$

在寻找具有最大幅度的相关值  $C(k)$  的过程中, 我们已经发现使  $k \cdot dT$  非常接近真实延迟差  $T_1 - T_2$  的那个 ‘ $k$ ’ 值, 这样使  $\phi(k)$  最小。当然, 总之  $\phi(k)$  是减小了的模  $2\pi$ , 因此不可能确切地说出丢失了多少个完整的载波频率  $\omega$  的周期。这与在不知道载波频率  $\omega$  的波长数目的距离差测量  $dR$  中的模糊相对应。在近似估测中, 对于  $\pm 2.5 \mu\text{s}$  的误差以及载波频率为 2 GHz 的情况, 模糊为  $\pm 500$  个波长。因此, 不可能说这 1000 个可能值中究竟哪一个是真实的延迟值。可以依据本发明, 在发射机使用不同频率时, 通过重复执行相关, 从而解决这一模糊。出于说明的目的, 假定上述实施例的实施是利用了等于第一频率  $\omega_1$  的载波  $\omega$ , 而频率差为第二频率  $\omega_2$ 。这样, 我们得到

$$\phi(1, k) = \omega_1 \cdot (k \cdot dT - (T_1 - T_2))$$

$$\phi(2, k) = \omega_2 \cdot (k \cdot dT - (T_1 - T_2))$$

在接收站处非常仔细地计算这两个值，以便能比较具有同一‘k’值的相关性。在发射机在第一频率  $w_1$  上进行发射的时刻与在第二频率  $w_2$  上进行发射的时刻之间，假定距离差  $dR = T_1 - T_2$  不发生变化，则上述相位值被减去，以得到相位差  $d\phi$ ：

$$d\phi = \phi(1, k) - \phi(2, k) = (w_1 - w_2) \cdot (k \cdot dT - (T_1 - T_2))$$

我们记得已经通过为  $k$  在  $\pm 2.5\mu\text{S}$  的量级上选择一个值而减小了  $k \cdot dT - (T_1 - T_2)$ 。现在，为第一和第二频率  $w_1$  和  $w_2$  选择一个值，使得它们的差  $w_1 - w_2$  小于  $\pi/5\mu\text{S}$ （即频率差为 100 KHz），例如，如上述方法所确定的相位差  $d\phi$  将位于  $\pm\pi/2$  之间，这样将不会引起模糊。这样，我们可以如下为距离差  $T_1 - T_2$  确定一个重新定义的值：

$$T_1 - T_2 = k \cdot dT - \frac{d\phi}{w_1 - w_2}$$

假定，例如  $w_1 - w_2$  为  $2\pi \times 50$  KHz，我们可以用  $\pm 5$  度的精度来测量相位差  $d\phi$ 。则在距离差  $T_1 - T_2$  上的残余误差  $\epsilon_r$  为：

$$\epsilon_r = \pm 5/360.50000 = \pm 0.27\mu\text{S}$$

这样，这一精度可被改进，这种改进几乎是同一数量级的改进，精度从  $2.50\mu\text{S}$  到  $0.27\mu\text{S}$ 。

现在可以使用较大值的频率差  $w_1 - w_2$  来重复进行测量。现在我们使用具有较小不确定性的  $0.27\mu\text{S}$ ，它允许使用 1 MHz 数量级的频率差而不会产生模  $2\pi$  的模糊。利用 1 MHz 的频率差，精度还可以进一步提高 20 倍，变为  $\pm 0.0135\mu\text{S}$ ，它表示  $\pm 4$  米的距离误差。

如果距离差  $T_1 - T_2$  的值在第一频率  $w_1$  处进行发射期间以及在在第二频率  $w_2$  处进行发射期间不是常数，可以使用如图 2 和 3 所示的方法来确定改变率，即通过确定在同一频率上进行的连续测量之间的差别，之后执行内插或外插，以便确定在被转换到同一时刻的不同频率上进行的测量之间的差别。

这样就显示了如何利用不同测量的到达时间以及复相关相位差的计算结果来确定精确的距离差，因此就可以通过解已知的双曲线导航等式来确定发射机的位置。

图 7 显示了将第一和第二轨道卫星 128、130 用作本发明所需要的至少两个分离的接收站。来自移动式发射机 102 的信号被卫星 128 和 130 所接收，在将来自发射机的原始频率转换为馈链（feederlink）频率之后，卫星 128 和 130 将该信号转播给相应的第

一和第二地面天线 132 和 134。天线 132 和 134 最好是位于接近地面上的同一个点，这样便于与公共的双信道接收系统 136 进行联系。

图 8 更详细地显示了具有第一和第二接收信道的一个示例的双信道接收系统。来自第一天线 132 的信号被提供给第一下变频器 201，来自第二天线 134 的信号被提供给第二下变频器 202。第一下变频器 201 包括一个低噪声放大器 201a、一个滤波器 201b、一个混频器 201c 以及本机振荡器 201d。第二下变频器 202 也同样具有相同结构的低噪声放大器 202a、滤波器 202b、混频器 202c 以及本机振荡器 202d。由于使用可弯曲的同轴电缆将中频输出发射到另一个处理电路要比使用波导发射原始微波馈链信号容易，因此下变频器 201 和 202 最好位于各个天线的焦点上。

来自下变频器 201 和 202 的中频输出被在 IF 滤波器放大器 203 和 204 中进一步放大以及滤波。IF 滤波器放大器 203 和 204 的输出被提供给相应的正交下变频器。正交下变频器 205 和 207 被提供所接收的来自第一卫星 128 的信号，正交下变频器 206 和 208 被提供所接收的来自第二卫星 130 的信号。正交下变频器 205、206、207 和 208 将其输入信号与来自第三本机振荡器 210 的余弦和正弦波信号进行混频，其中第三本机振荡器是由两个接收信号所公共的。正交下变频器 205 和 206 向相应的多路分用器/数字转换器 211 和 212 输出 I 波形。正交下变频器 207 和 208 向相应的多路分用器/数字转换器 211 和 212 输出 Q 波形。在美国专利 U. S. 5, 596, 961、5, 555, 271、5, 619, 503、5, 619, 210、5, 574, 967、5, 568, 088 以及 5, 642, 358 中更详细地公开了时分多路复用馈链的操作，引入这些文献仅供参考。

馈链信号包括来自卫星的接收天线单元的时分多路复用信号，同时还有一些已知的检测或定标信号。例如用于星载的定标信号可以被设置为  $1+j0$ ，这样，当在时分多路复用馈链流中出现采样时，可以知道 I 波形值应当为单位 1，而 Q 波形值应当为 0。这样，信号分离单元 211 和 212 就从所接收到的来自正交下变频器 205、206、207 和 208 的 I 和 Q 波形中提出出定标信号采样。这些定标信号采样被提供给自动频率控制 (AFC)、自动增益控制 (AGC) 以及同步 (SYNC) 单元 213 和 214，在上述单元中，将定标样本与期望值进行比较，并产生一个误差信号。该误差信号用于三个目的：(1) 向 IF 滤波器放大器 203 和

204 提供 AGC, 这样可以将定标样本的幅度控制到期望值; (2) 向第一和第二本机振荡器 210d 和 202d 提供 AFC 或自动相位控制 (APC), 这样可以将定标样本的相位控制到期望值; (3) 用于校正多路分用器 211 和 212 内的任意一个采样定时误差, 这样, 可使在最佳采样范围的中间对定标样本进行采样。以这种方式, 就从多路分用器 211 和 212 的输出中消除了来自卫星的通过相应的地面处理信道的在两个馈链信道内的所有相位和幅度匹配误差。

多路分用器 211 和 212 的每一个输出都代表由一个卫星接收天线 132 或 134 所接收的所有信号的合成, 上述信号可以包括许多工作在不同信道频率上的移动式发射机信号。按照每一个相应于不同信道频率  $W_1$ 、 $W_2$ ... $W_n$  的单元数字信道分离单元 215 和 216 首先将来自每个天线单元的信号分割为若干信号。之后, 用于特定频率例如是  $w_1$  的天线单元信号的集合被提供给数字波束成形器, 正如所显示的用于第一卫星 128 的参考号 217 以及用于第二卫星 130 的参考号 218。用于频率  $w_n$  的天线单元信号集合被提供给数字波束成形器 219 和 220。尽管只显示了 4 个波束成形器 217、218、219 和 220, 但对每个频率  $w_1$ 、 $w_2$ 、... $w_n$  都有分开的一对数字波束成形器。

数字波束成形器 217、218、219 和 220 使用复系数对来自每个卫星天线单元的信号进行组合, 以便产生能辨别来自不同方向的信号的多个定向接收波束。虽然示例系统首先执行信道分离, 然后才执行方向分离, 应当理解, 这仅仅是一种最佳方案。也可以通过使用宽带波束成形器, 然后再在每个波束的基础上执行信道分离, 从而可以颠倒信道分离和方向分离的操作顺序。最佳方案的优点是它允许对不同的信道频率上进行波束方向的参差调频 (或甚至是在信号频率的时隙上), 以便通过在地面上进行更多的频率复用而获得更大的频谱效率, 正如在所引入的文献中所充分说明的那样。

当发射机 102 位于如此形成的接收波束中的一个中时, 通过为那一个发射频率所设计的波束成形器的波束输出中适当的一个, 其信号显现出得到了增强。例如, 当发射机 102 在第一频率上或在信道  $w_1$  上进行发射时, 其信号出现在波束成形器 217 的一个波束输出中, 以及出现在波束成形器 218 的一个不同的波束输出中, 这是因为用于第一和第二卫星 128 和 130 的波束数目没有必要是相同的, 以及在第一



和第二卫星 128 和 130 由于空中分隔而在照射地球时有稍微的不同。这样，在图 5 中所显示的复数流  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ ……以及  $B_1$ 、 $B_2$ 、 $B_3$  会在发射机 102 工作于第一频率  $w_1$  时，分别出现在波束成形器 217 和 218 上，或是在发射机 102 工作于第二频率  $w_n$  时，分别出现在波束成形器 219 和 220 上。可以假定发射机 102 的位置已经为其它一些装置所了解，其精度至少是地面上的波束直径的一小部分，这样，就会知道能显现出发射机信号的波束输出。这例如可以通过在用于那个波束的 RACH 检测器（未示出）而不是用于其它波束的检测器中检测来自发射机 102 的随机存取脉冲串而得以确定。

不仅处理采样流  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ ……以及  $B_1$ 、 $B_2$ 、 $B_3$ ，以确定发射机 102 的位置，同时还可以将  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ ……以及  $B_1$ 、 $B_2$ 、 $B_3$  提供给分集解调和译码器，以提取发射信息，正如美国专利申请序列号 No. 08/305,904 中所描述的那样，该申请题目为“Diversity-Oriented Channel Allocation In A Mobile Communications System”，该申请是于 1994 年 12 月 12 日申请的，属于 Dent 以及 Ewerbring，引入该申请的公开内容，仅供参考。

一旦产生了采样流  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ ……以及  $B_1$ 、 $B_2$ 、 $B_3$ ，则可以将它们保存起来，或者可以对它们的某些特性例如相关性进行计算，并将其保存起来，以用于脱机处理。这样对发射机位置的确定就不再需要进行实时处理。稍后，可以根据需要，通过回顾性地处理所存储的采样流而推导出这一位置。另外，本发明可包括使用具有精确的已知位置的地面站上的若干固定发射机，以帮助确定必要的参数，例如在指定时间的卫星位置。来自这种发射机的信号可以被周期性地发射出，并且，在出现在适当的信道/地面处理的波束输出之后，可以将其存储，以用于脱机处理。

本发明的要素包括从需要确定位置的发射机发射一个信号，并在两个分开的接收点接收该信号，在每一个接收点，利用同步的或其它已知的本地振荡器频率以及采样时间基准，对上述信号执行下变频、采样以及数字转换。之后，相应的信号采样被传输到一个公共位置，例如是网络处理器，在这里，对这些信号进行处理，以便对发射机到相应的接收点产生出精确的距离差。

在一种实现方法中，两个分开的接收点包括两颗轨道卫星中继

站，它们向地面站转发所接收的信号。在转发信号时，卫星将从发射机接收的频率改变为被称作馈链的一个不同的频率上，正是在这个频率上，转发信号被传送到地面站。在这种情况下，同步装置 124 必须包括使各个飞行器所载的本机振荡器同步的装置，从而使它们之间的任意的相差最好为零，或至少是可预测的。这种装置可以包括从地面站向这两颗卫星发射引导信号，该信号可以分别为每颗卫星予补偿多普勒频移，以说明卫星的移动。上述插入的例举出的专利描述了卫星应答器装置，这种装置与多波束或相控阵卫星接收天线一起，从而使得对于馈链传输，在每颗天线处所接收的所有信号的接收相位都能得到保持，这种属性在本发明的范围内是非常有用的。

通过插入参考文献以及图 1 到 6 的帮助而如上所述地说明了本发明，上述说明中包括允许使用陆地站或机载站或轨道卫星站的各种各样的实现手段，并包括或者是使用 CW 信号或者是使用包括短 TDMA 信号脉冲串在内的任意调制的信号的各种发射机。经过上述教导，本领域技术人员可以在不脱离以下权利要求书中所描述的本发明的精神和范围内，作出许多改变。

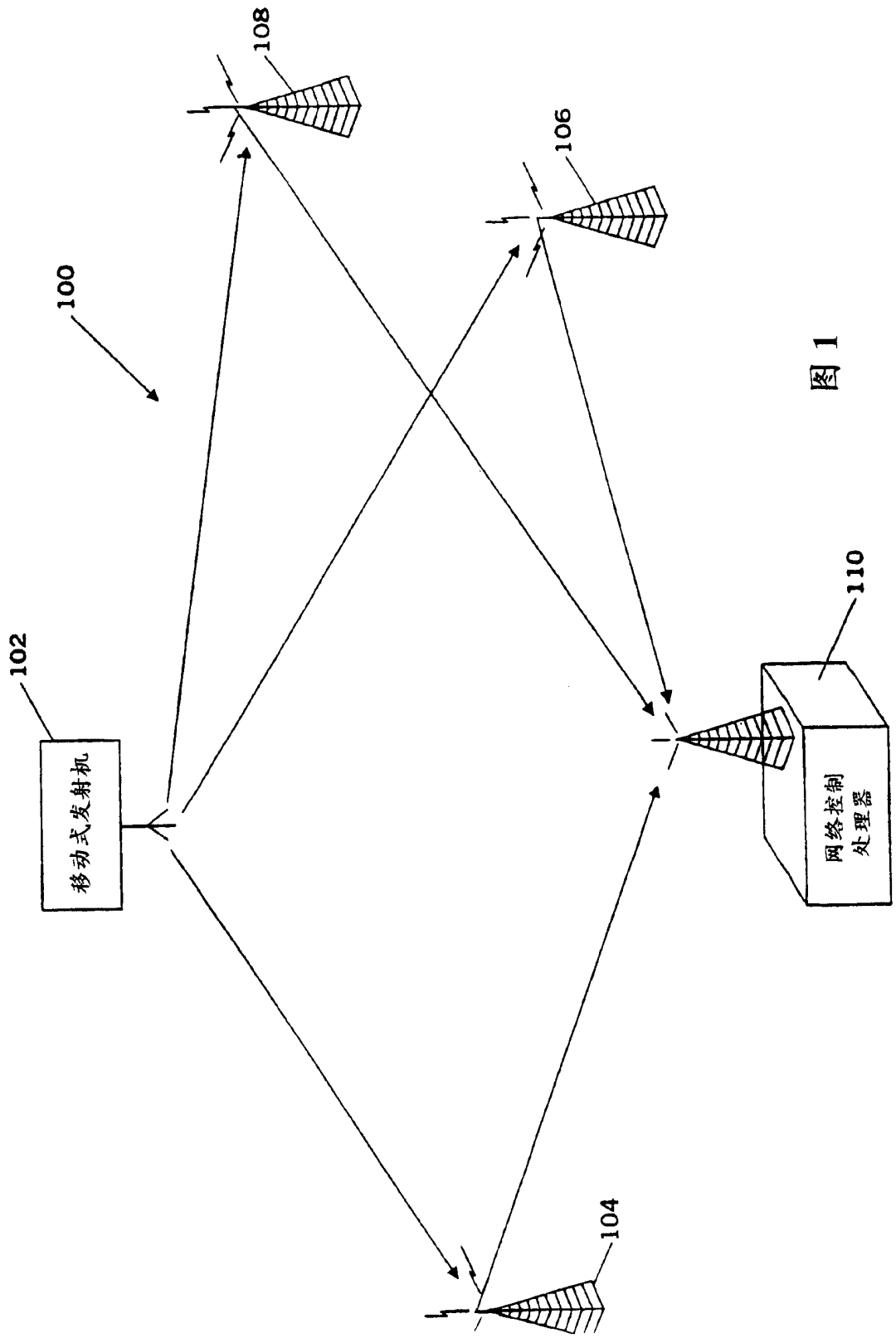


图 1

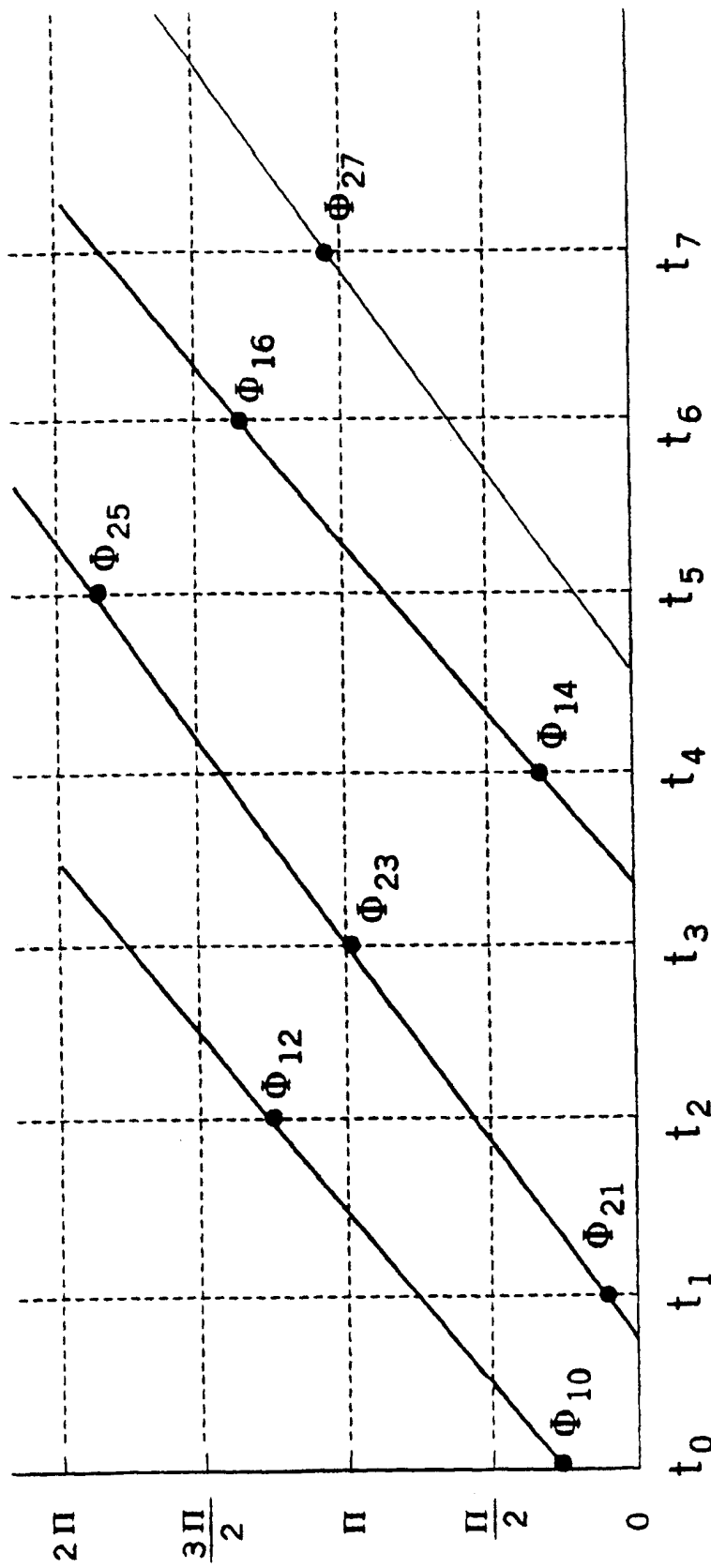


图 2

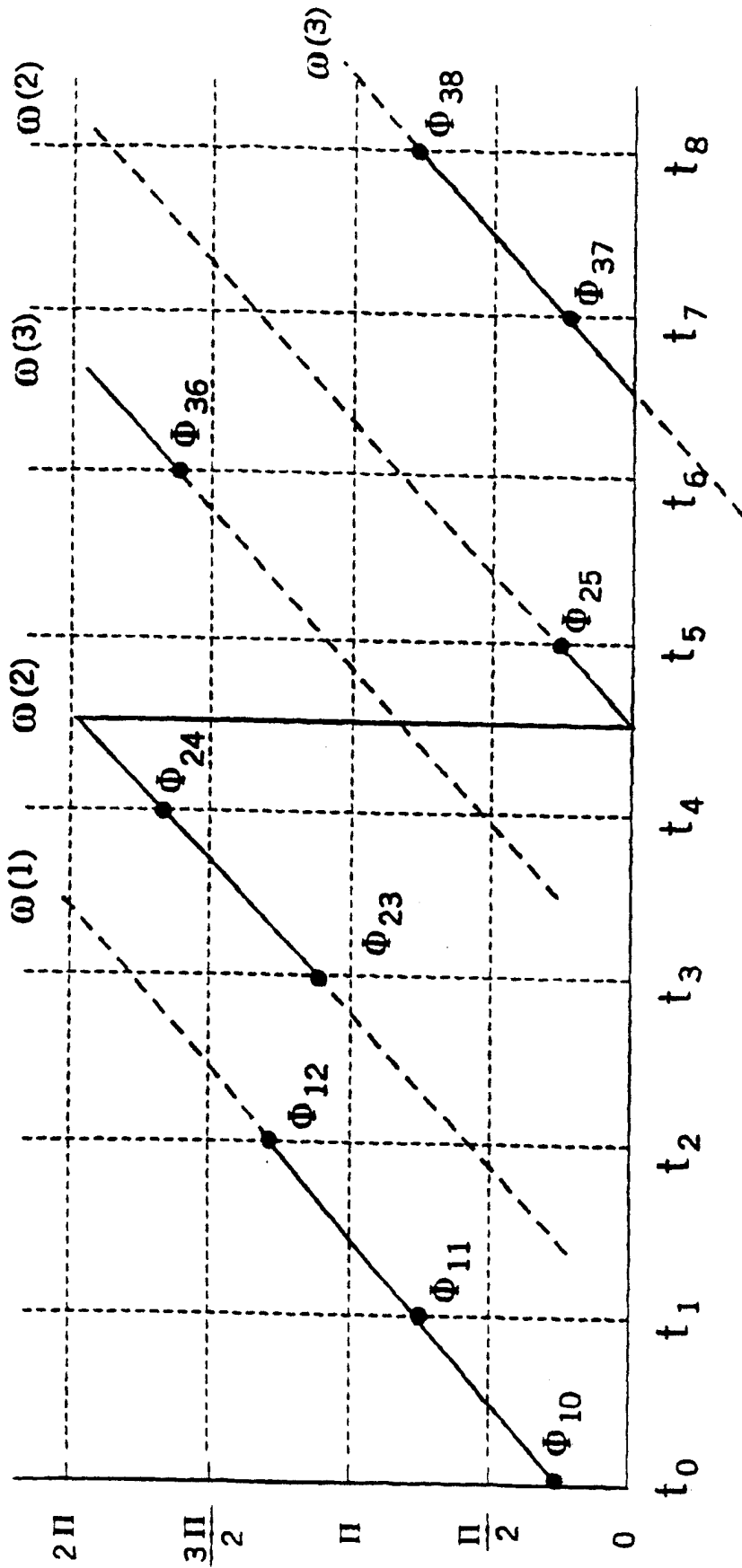


图3

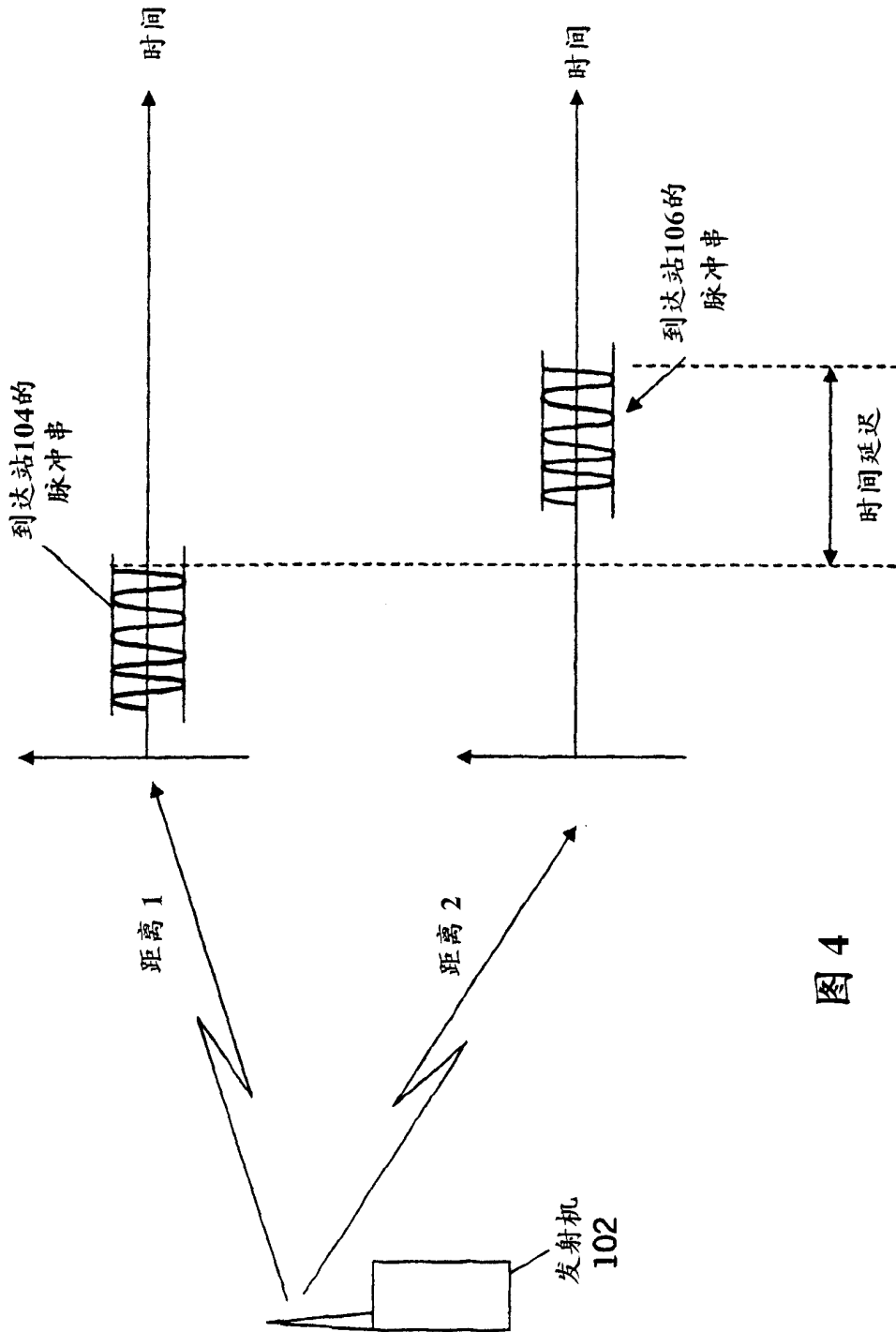


图 4

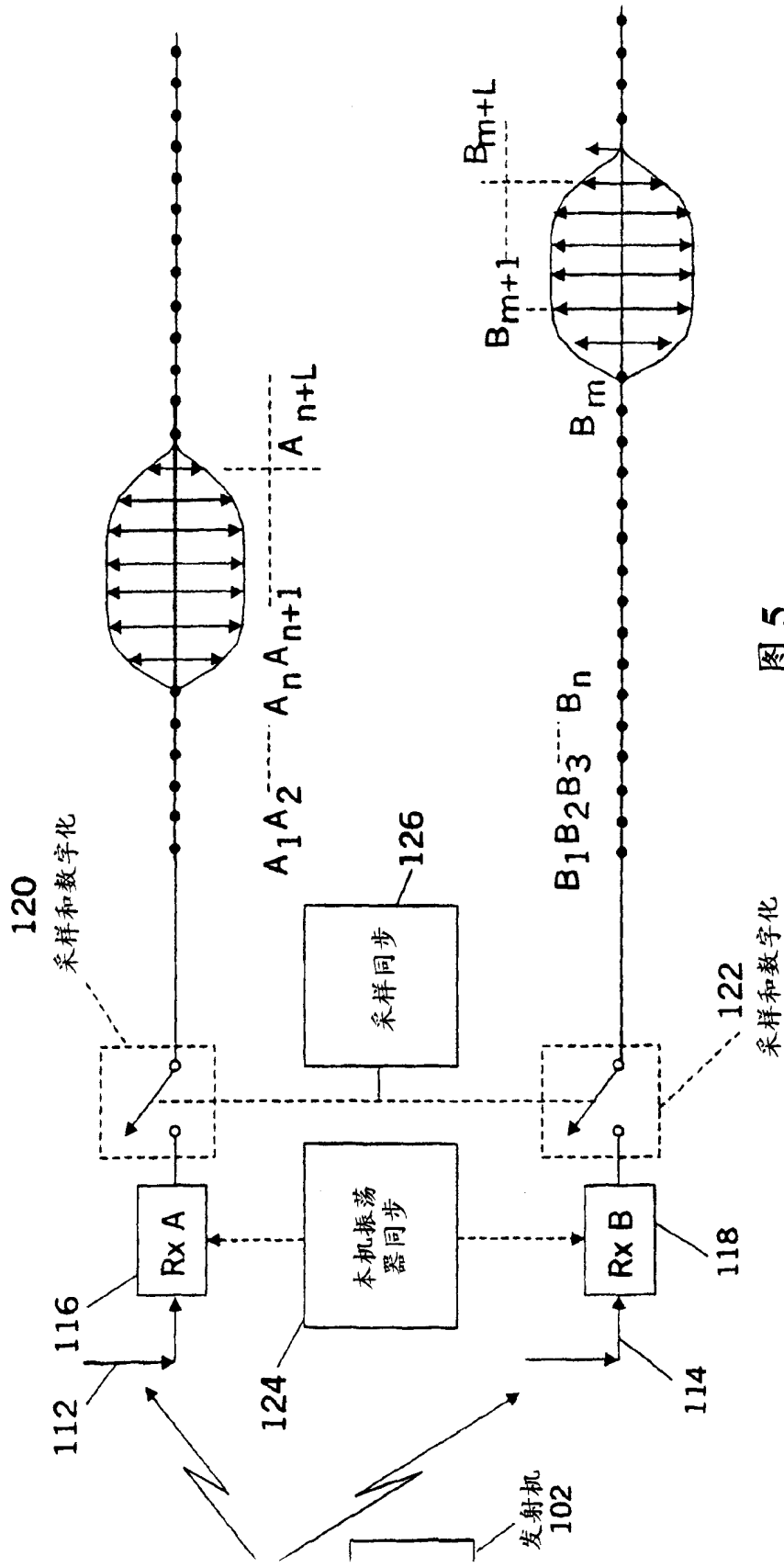


图 5

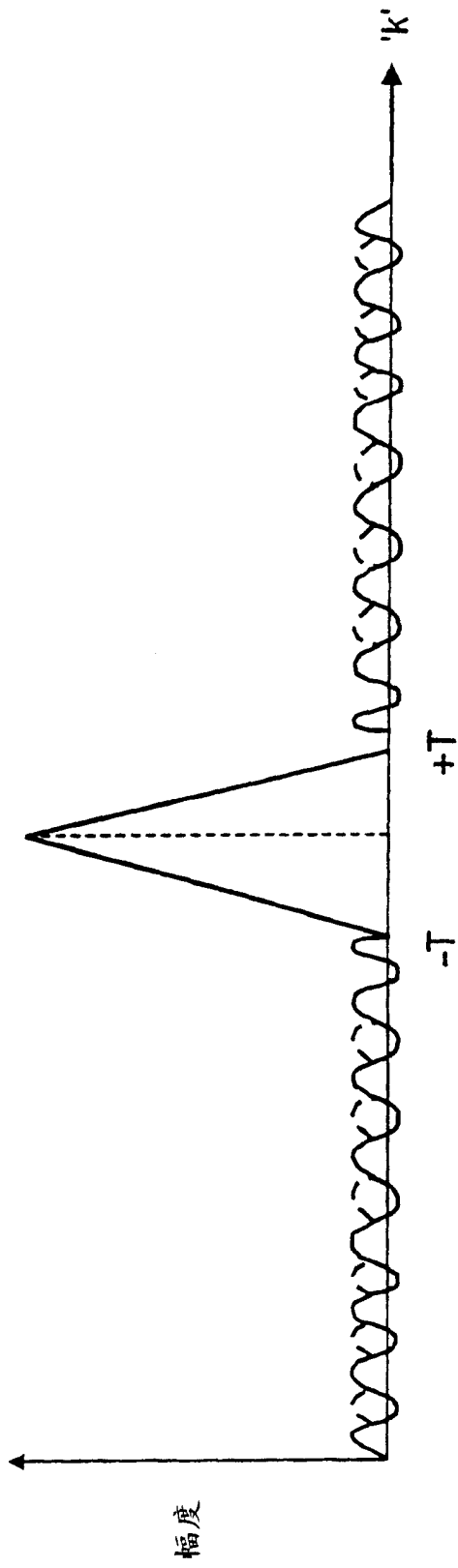


图 6a

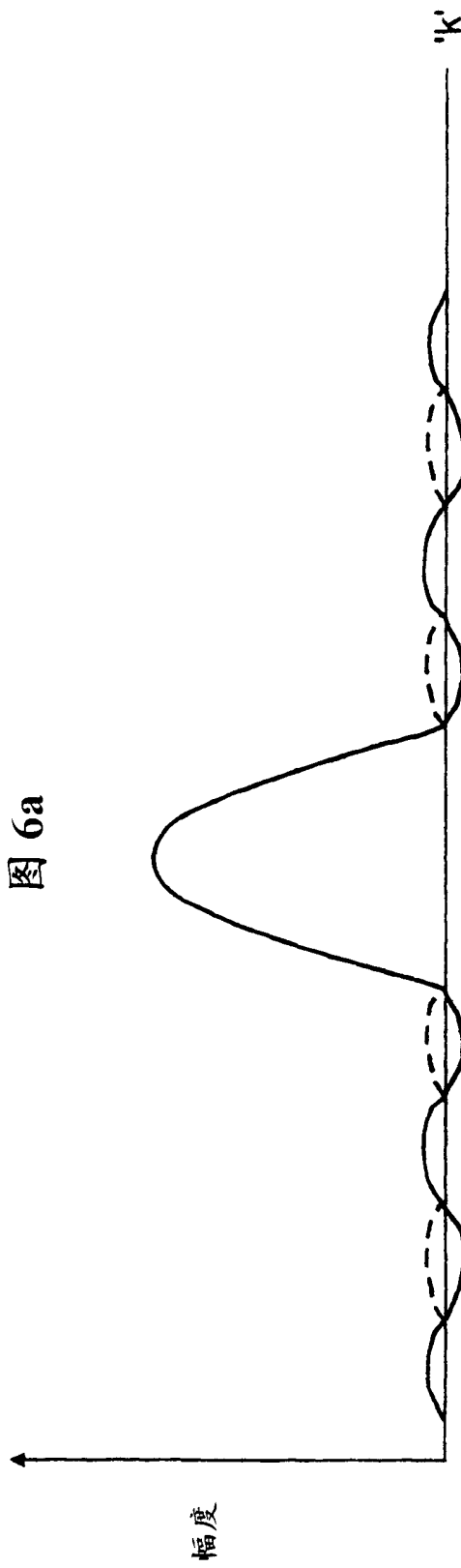


图 6b



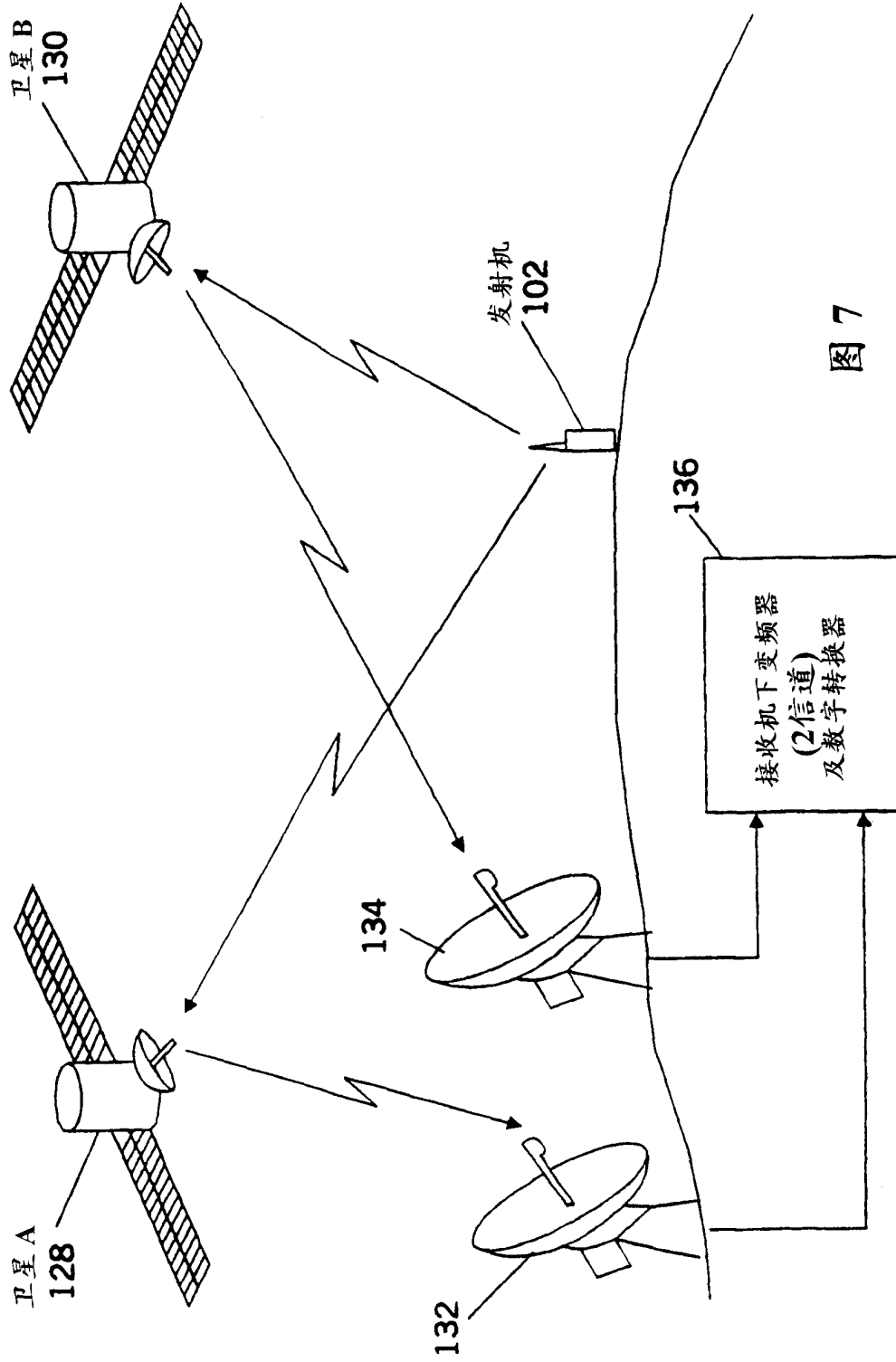


图 7

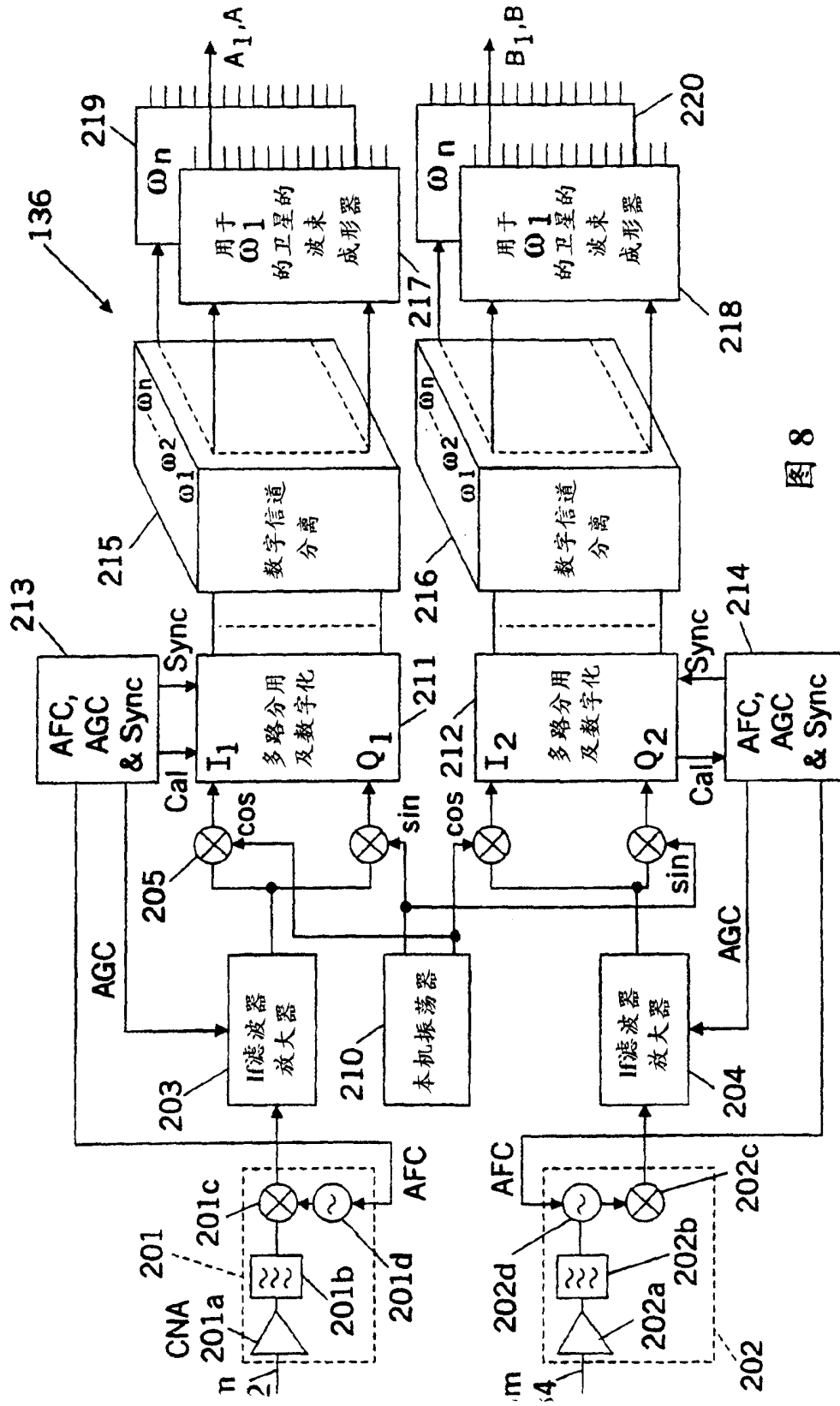


图 8