

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 7/04

H04B 17/00 H04B 7/26

H04Q 7/20



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03107216. X

[43] 公开日 2004 年 6 月 23 日

[11] 公开号 CN 1507170A

[22] 申请日 1999.4.22 [21] 申请号 03107216. X

分案原申请号 99808199. X

[30] 优先权

[32] 1998. 5. 1 [33] US [31] 60/083875

[71] 申请人 阿雷伊通讯有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 T·波罗斯 C·H·巴拉特

C·R·乌利克 M·D·特罗特

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

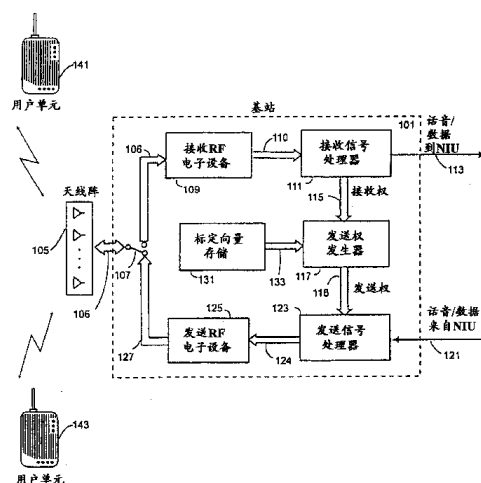
代理人 栾本生 陈 霁

权利要求书 5 页 说明书 39 页 附图 10 页

[54] 发明名称 确定空间特征以便校准具有天线阵的通信站的方法和设备

[57] 摘要

一种部分空间特征, 可被确定以便在校准中使用。 在一种具体实施方案中, 确定该部分空间特征包括接收波形的第一段, 该第一段来自一个从第一天线单元发送组合的信号, 该组合的信号包括第一信号和第二信号的和; 并利用所接收的第一段、第一信号和第二信号来计算第一空间特征有关测量值。 该过程可能还包括接收一个波形的第二段, 该第二段来自一个从第一天线单元发送第一信号的无线电站, 而且该无线电站同时从第二天线单元发送第二信号; 并利用第二个所接收的段、第一信号和第二信号来计算第二空间特征有关测量值。 然后利用第一空间特征有关测量值和第二空间特征有关测量值, 来确定一个部分空间特征。



1. 一种方法, 包括:

接收一个波形的第一段, 该第一段来自一个从第一天线单元发送组合信号的无线电站, 该组合信号包括第一信号和第二信号的和;

5 利用所接收的第一段、第一信号和第二信号来计算第一空间特征相关测量值;

接收一个波形的第二段, 该第二段来自一个从第一天线单元发送第一信号的无线电站, 而且该无线电站同时从第二天线单元发送第二信号;

10 利用第二个接收段、第一信号和第二信号来计算第二空间特征相关测量值; 和

利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值, 来确定一个部分空间特征。

2. 如权利要求 1 的方法, 其中第一信号包括第一音调, 而第二信号包括第二音调。

3. 如权利要求 2 的方法, 其中第一音调和第二音调符合一种相移键入的空中接口。

4. 如权利要求 2 的方法, 其中第一音调是自载波频率中的 24kHz, 而第二音调是载波频率的 72kHz。

20 5. 如权利要求 1 的方法, 其中利用第一段、第一信号和第二信号来计算第一空间特征相关测量值包括:

通过使第一段与第一信号的一个复制品互相关来确定第一相关;

通过使第一段与第二信号的一个复制品互相关来确定第二相关;

和

25 通过将第一互相关除以第二互相关来确定第一空间特征相关测量值。

6. 如权利要求 1 的方法, 其中利用第二段、第一信号和第二信号来计算第二空间特征相关测量值包括:

通过使第二段与第一信号的一个复制品互相关来确定第一相关;

30 通过使第二段与第二信号的一个复制品互相关来确定第二相关;

和

通过将第一互相关除以第二互相关来确定第二空间特征相关测量

值。

7. 如权利要求 1 的方法, 其中利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值来确定该部分空间特征包括: 将第一空间特征相关测量值乘以第二空间特征相关测量值。

5 8. 如权利要求 1 的方法, 其中第一和第二空间特征相关测量值都包含一个定时因数 (timing factor), 并且其中利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值来确定部分空间特征包括: 组合第一空间特征有关测量值和第二空间特征有关测量值, 以便消除该定时因数。

10 9. 如权利要求 1 的方法, 其中第一信号是从该无线电站的第三天线单元发送的。

10. 如权利要求 1 的方法, 其中该部分空间特征包括与在第二无线电站上从该无线电站接收到信号有关的完整的空间特征。

15 11. 如权利要求 10 的方法, 其中该无线电站包括在无线电通信系统中的一个基站, 并且该第二无线电站包括在无线电通信系统中的远程终端。

12. 一种方法, 包括:

在第二无线电站上从第一无线电站的第一天线单元接收第一波形;

20 利用所接收的第一波形计算第一空间特征相关测量值;

在第二无线电站上从第一无线电站的多个天线单元接收第二波形;

利用所接收的第二波形计算第二空间特征相关测量值;

25 利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值来确定部分空间特征。

13. 如权利要求 12 的方法, 其中第一天线单元是该多个天线单元之一。

14. 如权利要求 12 的方法, 其中第一波形来自从第一天线单元发送组合信号的第一无线电站, 该组合信号包括多个信号的组合。

30 15. 如权利要求 14 的方法, 其中第二波形来自从该多个天线单元发送的多个信号的第一无线电站, 每个信号对应一个天线单元。

16. 如权利要求 14 的方法, 其中该多个信号的组合包括该多个信

号的和。

17. 如权利要求 12 的方法，其中第一空间特征相关测量值包括一个定时测量值，并且，确定该部分空间特征包括：利用该定时测量值来纠正第二空间特征相关测量值的定时误差。

5 18. 如权利要求 12 的方法，其中第一波形对于定时偏移是健壮的。

19. 如权利要求 12 的方法，其中该部分空间特征包括一个完整的空间特征，该完整的空间特征与在第二无线电站上从第一无线电站接收信号有关。

10 20. 一种机器可读媒体，具有存储的代表指令的数据，当这些指令被处理器执行时，使处理器执行以下操作：

在第二无线电站上从第一无线电站的第一天线单元接收第一波形；

利用所接收的第一波形计算第一空间特征相关测量值；

15 在第二无线电站上从第一无线电站的多个天线单元接收第二波形；

利用所接收的第二波形计算第二空间特征相关测量值；

利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值确定部分的空间特征。

20 21. 如权利要求 20 的机器可读媒体，其中第一天线单元是该多个天线单元之一。

22. 如权利要求 20 的机器可读媒体，其中第一波形来自一个从第一天线单元发送组合信号的第一无线电站，该组合信号包括多个信号的组合。

25 23. 如权利要求 22 的机器可读媒体，其中第二波形来自从该多个天线单元发送该多个信号的第一无线电站，每个信号对应一个天线单元。

24. 如权利要求 22 的机器可读媒体，其中该多个信号的组合包括该多个信号的和。

30 25. 如权利要求 20 的机器可读媒体，其中第一空间特征相关测量值包括一个定时测量值，并且，确定该部分空间特征包括：利用该定时测量值来纠正第二空间特征相关测量值的定时误差。

26. 如权利要求 20 的机器可读媒体, 其中第一波形对于定时偏移是健壮的。

27. 如权利要求 20 的机器可读媒体, 其中该部分空间特征包括一个完整的空间特征, 该完整的空间特征与在第二无线电站上从第一无线
5 电站接收信号有关。

28. 一种通信设备, 包括:

一个接收机, 用于:

从第一无线电站的第一天线单元接收第一波形; 和

从第一无线电站的多个天线单元接收第二波形; 和

10 一个连接到该接收机的处理器, 该处理器用于:

利用所接收的第一波形计算第一空间特征相关测量值;

利用所接收的第二波形计算第二空间特征相关测量值; 和

利用第一空间特征相关测量值和第二空间特征相关测量值确定部分空间特征。

15 29. 如权利要求 28 的通信设备, 其中第一天线单元是该多个天线单元之一。

30. 如权利要求 28 的通信设备, 其中第一波形来自一个从第一天线单元发送组合信号的第一无线电站, 该组合信号包括多个信号的组合。

20 31. 如权利要求 30 的通信设备, 其中第二波形来自一个从多个天线单元发送多个信号的第一无线电站, 每个信号对应一个天线单元。

32. 如权利要求 30 的通信设备, 其中该多个信号的组合包括该多个信号的和。

25 33. 如权利要求 28 的通信设备, 其中第一空间特征相关测量值包括一个定时测量值, 并且, 确定该部分空间特征包括: 利用该定时测量值来纠正第二空间特征相关测量值的定时误差。

34. 如权利要求 28 的通信设备, 其中第一波形对于定时偏移是健壮的。

30 35. 如权利要求 28 的通信设备, 其中该部分空间特征包括一个完整的空间特征, 该完整的空间特征与在第二无线电站上从第一无线电站接收信号有关。

36. 一种通信设备, 包括:

一个连接到天线阵的发射机，该天线阵包括多个天线单元，该发射机可操作成发送一个校准脉冲串，这可通过：

从该多个天线单元的第一天线单元发送第一波形；和

从该多个天线单元的两个或更多天线单元发送第二波形；

- 5 其中第一波形包括一个组合信号，该组合信号包括两个或更多信号的组合，并且其中第二波形包括两个或更多信号，每个信号对应两个或更多天线单元中的一个天线单元。

确定空间特征以便校准
具有天线阵的通信站的方法和设备

5 技术领域

本发明涉及无线通信系统领域，更具体而言，涉及用于校准包括天线单元阵的通信站的方法和设备。

背景技术

智能天线系统

10 可将天线阵用于任何利用一个天线或若干天线发送或接收射频信号的无线通信接收机或发射机或发送接收机（在此是指在“通信站”之下）中。在这样一种通信站中使用天线阵比起使用单元件的天线在天线性能上有改进。这些天线性能改进包括对于接收信号来说有改进方向性，信号噪声比，和干扰排除，对于发送信号来说有改进方向性，安全性，和
15 降低发射功率要求。可将天线阵只用于信号接收，只用于信号发送，或既用于信号接收又用于信号发送。

天线阵通信站的一种典型应用是在无线通信系统中。例子包括一种蜂窝通信系统，由一个或多个通常称为基站的通信站组成，每个与其也称为远程终端和手机的用户单元通信。在蜂窝系统中，远程终端可以是
20 移动的或在固定的位置上，当处于固定位置上时，这样的一种系统经常被称为无线本地环路系统。天线阵典型情况下位于基站。对于通信方向的术语来自通常的卫星通信，用基站代替卫星。因此从远程终端到基站的通信被称为上行，从基站到远程终端的通信被称为下行，因而，基站天线阵在下行方向发送，在上行方向接收。也可将天线阵用于无线通信
25 系统，以增加空分多址（SDMA）的容量，这是在相同的“通常的”（FDMA，TDMA，或 CDMA）信道上，每次与几个用户通信的能力，以前我们已经公开过利用天线阵增加 SDMA 和非 SDMA 系统的谱效率的自适应智能天线处理方法（包括空间处理）。见共同拥有的美国专利 5, 515, 378 “SPATIAL DIVISION MULTIPLE ACCESS WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM”，美国
30 专利 5, 592, 490 “SPECTRALLY EFFICIENT HIGH CAPACITY WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS,” 美国专利 5, 828, 658 “SPECTRALLY EFFICIENT HIGH CAPACITY WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS WITH SPATIO-

TEMPORAL PROCESSING”，和美国专利申请串号 08/729, 390 “METHOD AND APPARATUS FOR DECISION DIRECTED DEMODULATION USING ANTENNA ARRAYS AND SPATIAL PROCESSING”。将利用天线阵改进通信效率和/或提供 SDMA 的系统有时称为智能天线系统。

5 利用线性空间处理作为自适应智能天线处理的智能天线通信系统，在上行通信期间，在基带中对在天线阵元件上接收到的每个信号进行幅度和相位调节，以选择（也就是优先接收）感兴趣的信号，同时使任何不感兴趣的信号或噪声——也就是干扰，为最小。这样的基带幅度和相位调节可用复数值的权来描述，即接收权，对于天线阵所有元件的接收权
10 可用复数值向量，接收权向量来描述。同样，通过调节由天线阵的每个天线发送的基带信号的幅度和相位对下行信号进行处理。这样的幅度和相位的控制可用复数值的权，即发送权来描述，对于天线阵所有元件的权可用复数值向量，发送权向量来描述。在某些系统中，接收（和/或发送）权包括临时处理，被称为用于空间临时处理的空间临时参数。在
15 这样的情况下，接收（和/或发送）权可以是频率的函数并应用于频率域中，或者等效地，是作为卷积核应用的时间函数。另一种方案是，如果对于被采样的信号，每个卷积核本身可用一组复数来描述，则可将卷积核向量改写为复数值的权向量，对于有 M 个天线，每个核有 K 个表列值的情况，将是一个 KM 个表目的向量。

20 接收空间特征表征基站天线阵在不存在任何干扰或其他用户单元的情况下是如何从一个特定的用户单元接收信号的。可利用不同的技术确定用于特定用户的接收权向量。例如，可从空间特征确定。也可从在天线阵接收到的来自远方用户的上行信号，利用关于这些上行信号的某些知识，例如，所用的调制类型来确定。一个特定用户的发送空间特征表
25 征远方用户在不存在任何干扰的情况下是如何从基站接收信号的。用于在下行与一个特定的用户通信的发送权向量或者从接收权向量（见以下“对校准的需要”栏目）确定，或者从特定用户的发送空间特征和其他用户的发送空间特征以这样的一种方式确定，使得对特定用户的能量最大和对其他用户的能量最小。

30 美国专利 5, 592, 490 “SPECTRALLY EFFICIENT HIGH CAPACITY WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS”描述空间特征和它们的使用，美国专利 5, 828, 658 “SPECTRALLY EFFICIENT HIGH CAPACITY WIRELESS

COMMUNICATION SYSTEMS WITH SPATIO-TEMPORAL PROCESSING”，引入于此作为参考，它描述利用空间临时特征如何将此扩展为空间临时处理。

因此，当在此的描述通过空间特征提供时，增加时间均衡以提供空间临时处理是容易提供的，例如，当临时处理是利用带有 K 个抽头的均衡器（也就是在权卷积函数中卷积核的长度是 K ）时，通过增加可由 MK 向量（既有上行又有下行）描述的空间临时特征的概念来提供。因而，如何修改本发明以适应空间临时处理和空间临时特征，对于本领域的技术人员来说将是清楚的，例如考虑到以上被参考并引入于此作为参考的美国专利 5, 828, 658。因此，本领域的技术人员将理解，在任何时候使用术语空间特征，都可认为是将本发明应用于装备有空间临时处理装置的通信站的范围内的空间临时特征。

对校准的需要

对于一个特定的用户来说，从接收权向量确定发送权向量是所希望的。更一般而言，从由此用户接收到的信号确定适当的发送信号用于发送到特定的用户是所希望的。对于一个特定的用户来说，实际的问题可能难以从接收到的权向量确定发送权向量。频分双工（FDD）系统是这样的，其中与一个特定的远方用户的上行和下行通信是发生在不同的频率上。时分双工（TDD）系统是这样的，其中与一个特定的远方用户的上行和下行通信发生在相同的频率但不同的时隙中。在 TDD 系统中，由于众所周知的互易原理，可以预料，从接收权向量确定发送权向量是简单的。但是，在上行，待处理的接收到的信号可能多少有些畸变，这是由于与天线阵的每个天线元件有联系的接收电子设备（接收设备链路）引起的。接收电子设备链路包括天线元件，电缆，滤波器，RF 接收机和其他部件，物理连接，和模数转换器（“ADC”），如果处理是数字方式的话。在多元件天线阵的情况下，典型做法是，对于每个天线阵元件有分离的接收电子设备链路，因此，在每个天线元件上每个接收到的信号的幅度和相位由每个接收设备链路引起的畸变可能是不同的。另外，在用户单元和特定的接收天线之间的上行发生的 RF 传播效应，这样的效应包括无限度的路径损失，衰落和影区效应，多径，和近场散射，这些效应可以是各个天线元件各不相同的。注意，接收电子设备链路和 RF 传播效应一起组成对于远方用户的上行空间特征。不考虑这些接收电子设

备链路和 RF 传播效应的接收权向量将有差错, 使得在基站低于最佳接收。然而, 实际上, 通信仍然是可能的。当利用接收到的信号的特征的某些知识, 例如, 所用的调制类型, 来确定接收权向量时, 这样一种方法已经考虑到上行接收电子设备链路和 RF 传播效应。当通过天线阵发送下行信号时, 由天线元件辐射的每个信号通过不同的发送电子设备链路。因此, 可能在所发送的信号中引起不同的幅度和相位偏动。另外, 还存在 RF 传播效应。如果发送权向量从接收权向量导出, 不考虑在接收电子设备链路和 RF 传播中的差别, 则从基站的发送可能很难达到。如果发送权向量并不考虑发送电子设备链路和发送 RF 传播效应中的差别, 可能导致进一步的困难, 可能使利用这样一种发送权向量的通信成为不可能。

校准的目的是确定校准因数, 用以补偿在接收链路和上行 RF 传播的信号中产生的不同的幅度和相位误差, 用以补偿在发送链路和下行 RF 传播中产生的不同幅度和相位误差, 在通信站中所用的校准因数用以从由远方用户接收到的信号组确定供发送到远方用户的发送权向量。应该补充的是, 因为在接收和发送设备链路中产生的相位和幅度偏动, 一般, 是与频率有关的, 所以通常校准因数是与频率有关的。

在 TDD 系统的情况下, 上行和下行 RF 传播效应抵消, 使得校准因数与用户单元的位置无关。

大家知道, 通过将由天线元件接收或发送的 M 个信号中的每一个与校准因数 (也就是复数值时间序列) 卷积可以实现补偿, 其中每个校准函数描述为补偿当信号通过发送和接收设备链路时信号经受的增益和相位误差所需的传递函数校正。在某些系统中, 这可被简化为倍数校正, 其中每个校准函数是一个校准因数 - 一个复数值的数, 描述为补偿所需的幅度和相位校正。一般, 校准函数组规定校准向量函数, 每个元件一个校准函数。在倍数校正的情况下, 校准因数组规定校准向量, 每个元件一个校准因数。

从接收权向量确实发送权向量, 在 FDD 系统的情况下对于一个特定用户来说是比较困难的, 因为可能不再可假定互易性。需要另外考虑在上行和下行上传播中的差别。一旦考虑到这些差别, 仍然需要确定校准因数, 用心补偿在接收链路和上行 RF 传播中的信号中产生的不同幅度和相位误差, 和补偿在发送链路和下行 RF 传播中产生的不同的幅度和相位误差。一般, 与远方用户的位置无关的单个校准因数是不可能的。

在这样一种情况中，需要能确定上行和下行空间特征。

在没有可能独立于远方用户位置的校正因数的情况下，当存在某些函数关系，使得能够从接收到信号和某些参数，例如，到达的角度，确定发送权向量供使用时，仍然需要确定一组校准函数，用于补偿在接收链路和上行 RF 传播的信号中产生的不同的幅度和相位误差和在发送链路和下行 RF 传播中产生的不同的幅度和相位误差，这些函数与远方用户的一个或多个参数有关，例如到达的角度。

对特征估计的需要

当简单的校准（如以上所定义的）不可能时，仍然需要补偿在接收链路和上行 RF 传播的信号中产生的不同的幅度和相位误差，和在发送链路和下行 RF 传播中产生的不同的幅度和相位误差。特征估计的目的是确定表征这些差别的上行和下行空间特征。因此，当或者 1) RF 传播效应抵消，使得下行权可从上行信号或权确定，或 2) 存在某些简单的 RF 传播效应的函数关系，使得上行权可从上行信号和远方用户的某些参数，例如上行信号的到达角度，被确定时，校准是特征估计的一种特殊情况。

其他方法

已知的用于确定天线阵校准的方法，每种都有一个或多个相关的缺点。大多数已知的方法需要外部测量设备，它们可能是昂贵的，对于重复使用来说，显得笨重和麻烦。其次，通常的校准方法对系统参数中的漂移敏感，例如，在测量进行的延续时间上的频率参考，这些漂移导致所测量的天线阵校准的不精确。另外，某些已知技术只确定倍增而不是卷积核校准，不管对校准天线阵中频率有关组分的需要。为了消除这种频率依赖关系，并仍然使用倍增校准，必须为每个通信的频率信道校准天线阵。第三，RF 电子设备的传递特征取决于改变着的环境条件，例如温度和湿度，这就使重复地在它们的周围环境中校准天线阵是必不可少的。

Harrison 等在美国专利 No. 5,274,844 (1993, 12, 28) 中公开了一种方法，用于在两个实验中分开校准发送和接收链路（作为复数值向量传递函数），该实验包括将资源控制器连到远程终端的数据总线。在第一个实验中，数据总线对远程终端指明发送已知信号到基站。这就确定了接收设备链路的校准。在第二个实验中，将在远程终端接

收到的信号通过数据总线回送到资源控制器，使得确定发送设备链路的校准。

1996年8月13日颁布的，并转让给本发明的受让人的共同拥有的美国专利 5,546,090，公开了一种校准方法，利用一个与远程终端在一起的简单的转发器，将在远程终端上从基站接收到信号重发到基站，可以既确定发送又确定接收校准，这样一种方法并不需要 Harrison 等发明的有线的数据总线。但仍需要附加的转发器设备。

PCT 专利申请出版 WO 95/34103(1995, 12, 14 出版)，标题是“ANTENNA ARRAY CALIBRATION”，发明人 Johannison 等，公开了一种方法和设备，用于校准天线阵的发送（和接收）。对于发送校准，将输入发送信号每次输入到一个天线的每个天线元件。在输入发送信号已经通过各自的功率放大器后，由每个天线元件发送的信号被校准网络采样。将所得到的信号送入接收机，和一种计算装置将接收到的信号与对每个天线元件的原来的发送信号相联系。然后可为每个天线元件构成校正因数。利用该校正因数可以调节天线元件（幅度和相位，或者同相 I 和正交 Q 分量），以保证每个元件在发送期间被正确地校准。对于接收校准，产生已知的输入信号并利用校准网络（无源的分布式网络）注入天线阵的每个天线元件。来自天线元件的信号通过各自的低噪声放大器，因此由每个天线元件接收到的信号通过波束形成设备进行测量。然后，波束形成设备可通过将被注入的信号与所测量的信号作比较，以便单独地校准每个天线元件。可将该校正描述为幅度和相位校正，或同相 I 和正交 Q 分量的校正。

Wachs 等人的美国专利 5,530,449，标题为“PHASED ARRAY ANTENNA MANAGEMENT SYSTEM AND CALIBRATION METHOD”（在此用“Wachs”表示）描述一种管理系统和校准方法，用于相控阵天线，采用在波节操作期间进行的系统级的幅度和相位的测量。在逐个元件的基础上确定，用于天线的各个链路的跟踪性能。该系统和方法利用探查载波测量各个元件链路的幅度和相位。从测得的幅度和相位数据为每个链路确定所需的校正系数，单独地补偿每个单独的元件链路以纠正幅度和相位误差。系统在位于卫星上的相控阵天线通信站上分开地校准前向和回程链路的相控阵天线。在一种实施方案中，使用一种分离的远程校准站。为了校准发送路径，将探测信号被交替地从一个元件（参考元件）和

一个待测元件发送到校准系统上的天线。将在该校准站上接收到的信号比较以确定校正。将分离的通信链路用于提供校准站和卫星之间的通信。在接收方向中，将远程校准站用于发送到相控阵的所有天线元件。但只有两个元件被交替地采样以形成校准载波。然后将该校准载波在 K 频段上下行传送到入口中继站供计算。在一种替代的实施方案中，将在卫星通信站上的一种本地检测天线用于对发送天线元件的输出采样。在两种实施方案中，对接收和发送路径实施分离的校准，需要附加设备，或者是一个分离的远程校准站，带一个附加的链路，或者是一个分离的检测天线系统。Wachs 系统的几个特征是明显的。首先，在分离的校准站或探测天线的形式中需要附加的硬件。其次，为校准需要使用特殊的波形，而不是原先由标准的空中接口支持的通信波形。这意味着通信站需要附加的硬件用于形成和发送这样的波形。校准站需要特殊的接收/解调硬件，不可能再使用标准硬件。因此，有这样的可能性，被适配成在无线通信系统中使用的 Wachs 类的系统可能不允许在某些国家中运行。

因此，这些已知的方法为接收和发送路径提供分离的校准。这些方法需要专门的校准设备。某些已知的方法和系统使用专门的波形，因而需要附加的硬件供处理这样的波形，并且也不符合任何已建立的空中接口标准，所以面临着不允许在某些国家中运行的风险。将那些也为基站天线元件和用户单元之间的不同空中路径的校准的已知系统较适当地归类为在此所采用的校准定义下的空间特征估计技术。

Parish 等在共同拥有的美国专利申请 08/948,772 “METHOD AND APPARATUS FOR CALIBRATING A WIRELESS COMMUNICATION STATION HAVING AN ANTENNA ARRAY”中，描述了一种校准方法，用于带有天线元件阵的基站，它不需要任何附加的校准设备。一方面包括利用天线元件的发送电子设备，从每个天线元件发送规定的信号，同时在至少一个与该天线无联系的接收机电子设备链路中接收所发送的信号。将这个过程的重复，利用其他的发送设备链路从其他的天线元件发送规定的信号，直到所规定的信号已经从为校准因数所需的所有的天线元件发送为止。用于每个天线元件的校准因数被确定为有关的发送电子设备链路和接收电子设备链路传递函数的一个函数。当下行和上行通信发生在相同频率的信道中时，对于任何天线元件确定一个单一的校准因数。在 Parish

等的发明的一种改型中，单一的校准因数在相位上是与特定的天线元件有关的发送设备链路传递函数的相位与接收设备链路传递函数的相位之间的差的函数。在 Parish 等的发明的另一方面中，将这样确定的校准因数用于从一组接收权确定一组发送权。

- 5 虽然 Parish 等的发明能够为基站确定单组的校准因数，能够不需要某些附加的设备，如转发器从上行的权组确定下行的权组，并校准基站电子设备路径中的差别，Parish 等的方法不可能适合于估计空间特征，以便处理可能发生的 RF 传播路径差别。另外，为了实施校准试验，基站需要进入空间校准模式，因此在此期间不可能被用于任何其他目的。
- 10 的。

在现有技术中也没有提到通过组合从多个远程发送接收机测量进行校准的能力。

想望的特征

- 校准过程的主要目的是为基站取得校准信息。这可包含测量上行和下行信道之间的增益和相位差。在这个步骤期间准确性和高的精度是十分重要的。如果校准信息不准确，那么在下行上的波束型式将被严重畸变。将较少的能量朝目标用户辐射，将过多的干扰朝同频道辐射。这将对下行信号质量和下行范围有负面的影响。最终，一个坏的校准策略可能大大地降低无线网的容量。
- 15

- 20 校准方法的一个想望的特征是为校准只需要一个基站和一个用户单元，不需要另外的设备，如信号发生器，转发器，校准站，附加的天线，探测器，或其他的设备。这样一种系统理想情况下应该能够校准接收和发送电子设备中的差别。这些系统也应该使用通常的通信波形，基本上符合它们所在的无线通信系统的特定的空中接口标准。这就能再使用标准硬件，并且也保证不违背标准，保持与利用标准的任何进一步修改的兼容性。我们用“符合空中接口标准”的意思是符合空中接口的信道结构和调制，其中“信道结构”在 FDMA 的情况下是频率隙，在 TDMA 的情况下是时间和频率隙，在 CDMA 的情况下是码信道，“调制”是在该标准中所规定的特定的调制方案。
- 25

- 30 另一个想望的特征是该方法可用于特征估计，以便也计算出 RF 路径中的差别。

校准方法的另一个想望的特征是容易使用，能够快速地，频繁地实施校准，甚至例如，频繁到一分钟几次。这最终增加下行的处理准确度，这对信号质量，容量，覆盖，和可能的其他参数有深远的影响。

校准方法的另一个想望的特征是每个用户单元支持校准。

- 5 对校准系统的另一个想望的特征是能够在用户单元内实施某些或全部为校准对接收到的数据的处理，因此不需要用户单元将接收到的数据送回到基站和不需要基站实施全部的处理。因而通过将负载“分配”到智能用户单元，可大大地降低基站的计算负担。这个特征是特别所希望的，例如，对于服务于许多用户单元的基站，或在每次呼叫以前校准，
10 或在每次呼叫期间甚至有几次的校准的场合。

另一个想望的特征是能够在基站上任何可用的通常信道上启动校准，例如，FDMA/TDMA 系统的任何载波和任何时隙。这种特征增强灵活性，因为可以选择在使用时刻可得到的任何时隙和任何载波。

- 对于校准方法的另一个想望的特征是能够校准一个基站，不必要让
15 基站为校准脱机，因而能够使基站校准被实施，而同时基站服务于成百个呼叫，例如，在 FDMA/TDMA/SDMA 系统中其他载波（频隙）/时隙/空间信道上进行。这种特征对于同时服务于许多通常信道（例如，对于 FDMA/TDMA 系统的载波）的宽带基站特别重要。

- 对于校准方法的另一种想望的特征是能够实施快速校准，甚至在一个
20 个现存的呼叫期间进行几次。

对于校准方法的另一个想望的特征是在进行呼叫期间能够以无接缝的方式实施校准，使得基站能够在若干呼叫期间连续地校准自己。

- 对于校准方法的另一个想望的特征是能够通过组合测量利用几个远
25 方的发送接收机实施校准，其中的每一个可能是只见到通信站天线阵的一个子集，或者其中的每一个可能面对不同的干扰环境。

对于校准方法的另一个想望的特征是能够确定是否校准是准确的，例如通过实施统计测量，连同能够将这样的信息反馈到通信站以确定，是否从几个远方站进行组合可能是必要的。

- 另一个想望的特征是高准确性，以及对在典型情况下与廉价的用户
30 单元通信中可能发生的频率偏置，定时不一致，I/Q 失配，和相位噪声的抵抗能力。

因此，对于包括所有或大多数以上特征的校准方法和设备，在技

术上仍然有需要。例如，需要一种系统和方法，它是准确的并且无论就必要的设备还是所需的时间来说都是简单的，以致校准可被在所要的无论何地，无论何时，重复地，快速地实施。在技术上也需要一种简单的校准技术，它只利用现有的基站电子设备，并不需要专门的校准硬件。在技术上也需要一种方法，能够从接收权向量确定发送权向量，包括对接收电子设备和发送电子设备的校准，所得到的校准利用简单的技术，使用现有的基站和用户单元电子设备，并不需要专门的校准硬件。

因此，在技术上仍需要高效率的方法，以确定上行空间特征，用于校正正在上行 RF 路径和接收电子设备中的差别，和确定下行空间特征，用于校正正在下行 RF 路径和发送电子设备中的差别。

概述

本发明的一个特征是能够校准具有天线阵的通信站在电子设备路径中的差别，该校准只利用该通信站和用户单元。

本发明的另一个特征是提供能够利用已校准的发送权向量的校准，发送权向量本质上由接收权向量确定，校准考虑了电子设备路径中的差别。

本发明的另一个特征是确定能够利用已校准的发送权向量的空间特征、发送权向量本质上由接收权向量确定，校准考虑了电子设备路径和 RF 传播路径中的差别。

本发明的另一个特征是能够确定与通信站通信的用户单元的上行空间特征，确定工作只利用通信站和用户单元。

本发明的另一个特征是能够确定与通信站通信的用户单元的下行空间特征，确定工作只利用通信站和用户单元。

还是本发明的另一个特征是校准一种具有天线阵的通信站，校准容易并且对于那些当前不被校准的通常的信道，未使通信站脱离空中接口。

还是本发明的另一个特征是校准具有天线阵的通信站，校准能够在用户单元上部分地或全部地被实施。

还是本发明的另一个特征是校准通信站，该校准方法提供高准确度，并对典型情况下与廉价的用户单元通信中可能发生的频率偏移，定时不一致，I/Q 失配，和相位噪声有抵抗能力。

本发明的另一个特征是提供一种校准方法和设备，能够容易地在射频系统中被实施并使实行经常的和日常例行的系统校准成为切实可行。校准能够使用已校准的发送权向量，该发送权向量本质上从接收权向量确定，校准包括校正电子在电子设备路径中的差别和 RF 传播效应中的差别。

5 还是另一个特征是能够快速校准，甚至在现存呼叫期间进行几次。

还有另一个特征是在进行呼叫期间能够以一种无缝的方式实施校准。使得通信站可在一个特定的呼叫期间连续地校准自己。

还是另一个特征是能够通过组合测量利用几个远方的发送接收机实施校准，其中每一个可能只“看见”通信站的天线阵的一个子集，或者
10 其中的每一个可能面对不同的干扰环境。

还是另一个特征是能够确定是否校准是准确的，例如，通过实施统计测量，与能够将这样的信息反馈到通信站一起确定，例如，是否从几个远方站进行组合可能是必要的。

通过阅读在此以下所提供的本发明的最佳实施方案详述，这些和其他的特征将更为清楚。
15 他的特征将更为清楚。

附图简述

从本发明的最佳的和某些替代的实施方案的详述将会更充分的理解本发明，然而，不应该将本发明限于任何特定的实施方案，它们只是用于解释和更好的理解而已。借助于以下的图依次解释这些实施方案。

20 图 1 示出在基站上的上行和下行信号流；

图 2 示出将上行和下行信道分解为“传播”和“电子”的因数；

图 3 示出一种典型的 TDD 系统的帧结构；

图 4 示出接收信号处理器和上行权的计算；

图 5 示出上行和下行信号路径之间的对称性；

25 图 6 示出发送权产生器的内部结构；

图 7 示出校准期间的协议顺序；

图 8 示出将 6 元件圆形阵分解为 2 元件子阵；

图 9 示出在基站上的上行特征估计；

图 10 示出在用户单元上的下行特征估计；

30 图 11 用于利用正常的 TCH 脉冲串穿插的校准脉冲串实现确定下行特征的一种方法的一种实施方案的流程图；

图 12 示出本发明的内容可被实现的一种典型的用户单元结构；

图 13 示出用于下行特征估计的一种两天线元件实施方案的测试结果;

图 14 示出利用一种单发射机和天线元件, 进行下行特征估计的方法的一种实施方案的测试结果; 和

- 5 图 15 示出利用一种单发射机和天线元件, 但与用于得到图 14 的结果不同的频率组, 进行下行特征估计的方法的一种实施方案的测试结果.

最佳实施方案详述

对参考数字的注解

- 10 在参考数字中的头一个或两个数字指明参考数字首先在哪张图上被引入. 在 100 和 199 之间的参数数字首先在图 1 被引入, 在 200 和 299 之间的参考数字首先在图 2 中被引入, 依次类推. 例如, 参考数字 111 首先在图 1 中被引入, 909 首先在图 9 中被引入, 1009 首先在图 10 中被引入, 1211 首先在图 12 中被引入.

- 15 一般系统描述

- 本发明最好在无线蜂窝通信系统中实施, 该系统包括一个带有多重天线阵的基站 (也就是, 发送接收机, 通信站), 利用智能天线技术供上行或下行或两者通信. 最佳实施方案是在利用个人手持电话 (PHS) 空中接口通信协议运行的系统中进行的. 两种实施方案: 一种是用用户单元在位置上固定的, 另一种是用用户单元可以是移动的. 以上提到的, 引入于此作为参考的共同拥有的美国专利申请 08/729, 390 详细描述了一种移动系统基站的硬件, 基站最好有四个天线单元. 虽然本发明对于移动和固定的用户单元的状况都是有用的. 在此被提供的详细情况是对于将本发明引入带有固定位置的用户单元的系统而言的. 固定位置的无线系统有时被称为无线本地环路 (WLL) 系统. 本发明的某些方面被引入的一种 WLL 基站被描述在美国专利申请 09/020, 049 “POWER CONTROL WITH SIGNAL QUALITY ESTIMATION FOR SMART ANTENNA COMMUNICATION SYSTEMS” 中, 引入于此作为参考, 而供在这样一种 WLL 系统中使用的用户单元被描述在美国专利申请 08/907, 594 “METHOD AND SYSTEM FOR
- 20
- 25
- 30 RAPID INITIAL CONTROL SIGNAL DETECTION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM” 中, 在以上被参考的美国专利申请 09/020, 049 中所描述的 WLL 基站包括 SDMA, 并可拥有任何数量的天线元件, 在此所

描述的许多模拟装置将假定是六天线阵。对于本领域的技术人员将很清楚，本发明可在任何基于智能天线的系统中实施，利用带有每个通常的信道一个或一个以上空间信道的任何空中接口，并具有移动的，固定的，或移动的和固定的用户单元的组合。这样的一种系统可以是模拟的或是数字的，并可利用频分多址(FDMA)，码分多址(CDMA)，或时分多址(TDMA)技术，后者通常与FDMA组合(TDMA/FDMA)。

注意，虽然最佳实施方案将本发明应用到具有基站，每个基站有用户单元的无线通信系统中，本发明也适用于从一种无线电站到另一种无线电站的同级通信。并没有内在的需要规定基站或用户单元的概念，如何修改本描述使适合同级的情况对本领域的技术人员是清楚的。因此，虽然本发明被描述为在通信站和用户单元中实施，在本文中的通信站可以是任何装有天线阵的无线电发送接收机，用户单元可以是任何远离装有天线阵的发送接收机的其他无线电发送接收机，并能够利用某种调制方案与装有天线阵的发送接收机通信。虽然最佳实施方案描述了一种基站，具有既用于上行(接收)处理又用于下行(发送)处理的单一天线阵，利用在上行和下行上进行自适应智能天线处理的装置，本发明也适用于一种基站，只具有供发送处理的天线阵，也适用于一种基站，对上行处理和下行处理使用分离的天线阵。当接收信号只使用单一天线时，校准因数就是下行特征，因为所有接收到的信号通过相同的接收电子设备链路。很清楚天线的“数量”就是“现役的”天线的数量，也就是，用于通信的天线的数量。

虽然在此所描述的实施方案中校准被规定用在自适应智能天线处理中，校准可用于任何其他目的，以致装有天线阵的发送接收机甚至不需要包括用于自适应智能天线处理的装置。

图1描述通过本发明可被实施的一种典型的基站的上行和下行信号流。基站101包括天线元件阵105。基站与一个或多个用户单元，如用户单元141和用户单元143通信。在最佳实施方案中，基站具有单一天线元件阵，既用于接收又用于发送，所以使用一个接收/发送单元107。对于频率域，双工单元107是一个频率双工器，对于时间域，如最佳实施方案中所用的那样，双工单元107是一个开关。在下行，来自用户单元的信号在天线阵被接收，那些信号106通过被设置到接收位置的开关107，而这些信号通过接收RF电子设备109。在本描述中，所有接收RF

电子设备的特征，包括所有的电缆和开关的特征以及 RF 接收机，和其他接收路径的特征全被总括在一起。接收 RF 电子单元 109 将 RF 信号转换为基带信号 110。在最佳实施方案中，接收 RF 电子单元 109 包括模拟 RF 部件，包括模拟下变频，模拟数字转换器，和数字下变频器部件以产生数字基带天线信号 110，这些基带接收到的天线信号被接收信号处理器 111 处理，产生从一个特定的用户单元，例如用户单元 141，接收到的信号。接收信号处理器包括以最佳方式确定复数值（同相 I 和正交 Q）天线信号的加权和，其中加权是在幅度和相位中进行，其中所述的最佳的意思是所希望的信号成分被最大量地增强，不希望的成分被最大量地压制。

通过锁定在已知的训练序列上，或利用某种面向决策的技术，或者“盲目地”利用信号中某种其他的特殊结构来计算复数值接收权。一般，为了实施上行（也就是接收）权的计算，并非一定要了解接收电子设备的相位和幅度关系。对于这些权如何被计算的更详细情况见以下和以上参考过的共同拥有的美国专利申请 08/729,390，提交日期为 1996 年 10 月 11 日。

图 1 示出基站接收机部分的输出是话音或带有指向网络接口单元（NIU）的信号的数据 113 的情形。因此如图 1 中所示，接收信号处理器 111 也包括所有的解调功能。

在下行，基站从图 1 被标记为 121 的 NIU 接收话音/数据。信号被按照系统的技术指标进行调制。发送信号处理器 123 包括分配的已调基带信号的复数值加权的复制品 124（根据一组复数值发送权进行加权），加权的发送天线信号被送到发送 RF 电子单元 125，产生一组 RF 发送信号 127，目的是天线阵 105 的每个天线元件一个信号。这些 RF 天线信号被通过设置在发送位置的 TX/RX 开关 107 送到相应的天线阵元件。发送权被选取，使得天线阵朝一个特定的用户单元（“波束形成”）辐射大部分的能量，朝共同信道的用户发送最少的能量（“空置”）。在最佳实施方案中，发送权组 118 直接从由接收信号处理器 111 产生的接收权组 115 算得，计算是由发送权产生器 117 实时进行的。然而，在此计算期间，发送权产生器 117 必须考虑上行和下行传播信道之间的增益和相位差，其中信道既包括来自和到达用户单元的空中路径，又包括在接收 RF 电子设备内和也在发送 RF 电子设备内不同信号部件之间的变化。在最佳

实施方案中,这种信息被以校准向量 133 的形式存储在校准存储单元 131 中,正如将在以下要描述的那样。确定这种校准信息是本发明的主要目的。

上行和下行信号路径描述

5 在本描述中,在基站天线阵 105 中的元件数将标记为 M 。因此,在上行有 M 个来自用户单元的信号路径,接收信号处理器 111 M 个输入中每个输入一条信号路径。同样,在下行,有 M 个信号路径,从发送信号处理器 123 的 M 个输入中每个输入到用户单元一条。这些信号路径中每一个在此用表征基带信号的相位和幅度畸变的复数值数来描述。作为一种紧凑的表示法,在本描述中,上行和下行信道在数学上分别用标记为 a_{rx} 和 a_{tx} 的 M 维复数值向量来描述,其中 M 是基站天线阵 105 中的元件数,在向量中的每个元素代表与阵 105 中天线元件中的一个元件有关的路径。当来自(或到达)一个远方用户单元和各个天线元件(延时扩展)的传播时间上的差别远小于对于一个利用数字调制方案的系统,如
10 最佳实施方案的系统的符号周期时,这样一种描述尤其准确。向量 a_{rx} 和 a_{tx} 可被辨别为(非正规的)分别对于用户单元和此基站的上行空间特征和下行空间特征。

 整个描述中,上行和下行特征,上行和下行权,将全描述在基带中。对于本领域的技术人员将是清楚的,自适应智能天线处理,包括在幅度和
20 和相位中的任何加权,可交替地在某个其他频段中实施,例如,在中频或通带中。在这样一种情况下,特征和所有它的组分同样将被规定在该频段中。

 本发明的主要目的是校准基站。假定在上行和下行上的 RF 传播相同,一个单一的用户单元可与它的基站一起实现校准。这也将很清楚,
25 本方法能够对任何用户单元分开确定上行和下行特征。利用这种方法这样一些数据可容易获得,使我们能够为任何(甚至每个)现役的用户单元取得完全的特征信息。因此,除了通过利用用户单元之一进行简单的校准试验来校准基站以外,本方法能够为任何用户单元确定用户有关的上行和下行特征,这些特征包括在基站硬件中电子信号路径的影响,对于
30 于用户单元的上行和下行电子信号路径之间的任何差别。当 RF 传播到达和来自用户单元是不同时,利用这样的信息为每个用户单元确定分离的校准。

另一种用法是用于校准基站，但不是利用基站和单一的用户单元获得单一的校准向量，而是利用几个用户单元确定单一的校准向量。在一种实施方案中，单一校准向量是平均校准向量。在另一种实施方案中，是加权的平均校准向量。为利用特定的用户单元进行估计给出的权重取决于由该用户单元接收到的信号质量的一种量度，使得来自用户单元的估计具有较好质量的信号，并在加权平均中加权得更多。一种用于确定信号质量的方法和地被公开在以上参考过的 U. S. 专利申请 9/02, 049 中。现在描述信号质量估计方法的实施方案。

用 N 标记为估计所用的脉冲串的样本数。首先通过组成同相和正交接收信号的平方和取出采样的模信息。然后利用对采样数平均作期望值运算确定平均功率和均方功率。

$$\overline{R^2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I^2(i) + Q^2(i),$$

和

$$\overline{R^4} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(I^2(i) + Q^2(i) \right)^2.$$

注意，一旦瞬时功率 $R^2(t) = I^2(t) + Q^2(t)$ 被确定，确定平方功率 $R^4(t) = [R^2(t)]^2$ 只需要对每个样本进行单次的附加乘法，所估计的信号对于干扰加噪声之比 (SINR) 被确定为信号质量估计，最好利用至少一个平方根运算，利用：

$$\text{SINR} = \frac{\sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}}{1 - \sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}} = \frac{A - \sqrt{A}}{1 - A}, \text{ 其中 } A = 2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}$$

$\frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}$ 之比和量 A 有时被称为峰态。

这种最佳的信号质量估计方法对频率偏移不敏感，所以用于 CM 方法是特别有吸引力的方法，CM 方法也对频率偏置不敏感。

在替代的实施方案中，可以利用几种确定校准向量的某个其他的函数来获得单一的校准向量估计，例如，从每个校准向量只取好的元件质量估计，然后将所有的子集组合得到一个高质量的校准向量。

注意，在以下的描述中，在不同的信号路径中发生的相位和幅度畸变分别用单一的复数值数的幅度和相位来描述，所以对于 1 对 M 或 M 对 1 的系统用 M 维复数值向量来描述。对于 FDMA 或 FDMA/TDMA 系统，对于每个载波（每个频段）可能需要不同的复数来描述相位和幅度畸变。

也注意到，常常虽然电子设备可通过简单的相位和幅度因数来适当地描述，在一个载波的每个频段内的 RF 传播部分不适合用复数来描述，而适合于用传递函数来描述。甚至在这样的一种情况下，利用上行和下行之间 RF 路径中的互易性，当用于校准时，传递函数抵消，所以一个复数适当地描述对于一个天线的上行一下行信号路径的校准，一个复数值 M 维校准向量是适当的。

有时，甚至通过接收机电子设备或发送电子设备或两者的信号路径并不适合用复数来描述，而是由传递函数来描述。在一种替代的实施方案中，考虑到了这点，所以，对于基带信号每个上行和每个下行信号路径用复数值传递函数来描述。如何将在此描述的实施方案延伸到考虑一组频率而不是频率无关的（在一个载波频段内）相位和幅度基带信号路

径的描述, 对于本领域的技术人员将是清楚的, 本发明的范围肯定包括这样的延伸。

图 2 示出上行和下行信道描述如何用以下的方式进一步在数学上被分解为“传播”和“电子设备”因数之积。在每个基站天线元件 (在 105 中的一个元件) 和用户单元天线 205 之间, 存在一个复数值的数, 描述由于在上行和下行上 RF 传播效应, 在基带信号中产生的相位和幅度畸变。这样的传播效应包括无限度的路径损失, 衰落和影区效应, 多径, 和近场散射。对于每个上行和下行, M 这样的数可被组合为 M 维复数值向量。分别规定 g_{rx} 和 g_{tx} 为上行和下行的这些向量。在此 g_{rx} 和 g_{tx} 被称为传播因数。在一种典型的低移动性的环境中, 传播因数在几个帧上仍然是常数 (也就是几十到几百微秒的时间内)。

同样, 存在着一个复数值数, 描述在天线阵 105 的元件和相应的接收信号处理器 111 的输出端之间的接收电子设备引起的, 在基带信号中产生的相位和幅度畸变, 和另一个复数值数, 描述在发送信号处理器 123 的输入端和相应的天线阵 105 的元件之间的发送电子设备链路中基带信号内发生的相位和幅度畸变。这些电子设备链路相位和幅度畸变包括由于电缆损耗, 不完善的物理连接, 在各种有源的接收或发送 RF 电子设备的增益变化, 在 RF 电子设备中所包括的特殊部件, 例如, 表面声波 (SAW) 滤波器和其他部件中的群延时产生的结果。如果基站硬件是稳定的, 电子因数在被延伸的时间周期上 (若干分钟, 小时或天) 仍然是常数。对于每个发送和接收电子设备链路, 有 M 个基于电子设备的因数。对于每个方向, 这些因数可被组合为 M 维复数值向量。规定接收电子设备因数向量 e_{rx} 为 M 个接收电子设备链路的畸变向量, 发送电子设备因数向量 e_{tx} 为 M 个发送电子设备链路的畸变组。

在图 2 中, 上行传播因数向量 g_{rx} 被表示为 211, 上行电子设备因数向量 e_{rx} 被表示为 215, 而下行电子设备因数向量 e_{tx} 被表示为 217, 和下行传播因数向量 g_{tx} 被表示为 219。

对于每个方向每个天线元件, 这些因数的倍增特征在数学上可表达为:

$$\begin{aligned} a_{rx} &= g_{rx} \otimes e_{rx} \\ a_{tx} &= g_{tx} \otimes e_{tx} \end{aligned}$$

其中 $\otimes$ 表示单元积 (也就是 Hadamard 积)。

该最佳实施方案系统是频分多址/时分多址 (FDMA/TDMA) 系统, 其中每个通常的信道是频率信道中的一个时隙 (对于 FDMA/TDMA 系统, 在此频率信道被称为“载波”)。特别是, 时间被划分为时隙帧, 这样的一个帧被示为图 3 中的 301。最佳实施方案的帧 301 包括 8 个时隙。按次序, 在图 3 中有 4 个标记为 0 到 3 的接收时隙 (项 305, 307, 309 和 311), 后面是 4 个标记为 0 到 3 的发送时隙 (项 315, 317, 319 和 321)。因此, 在最佳实施方案中, 上行和下行因数被在顺序的接收和发送时隙上测量, 这些时隙被相对短的时间间隔分开。因而, 根据互易原理, 有理由假定上行和下行传播因数是相同的。

10
$$g_{rx} = g_{tx}$$

在 FDD 系统中, 上行和下行传播因数之间的关系可能是比较复杂的, 但仍然可被确定。

上行权的计算

在该最佳实施方案中, 上行权由接收信号处理器 111 在基站 101 计算。上行权通过复数值 M 维复数值接收权向量 (也称为上行权向量) 115 概要表示, 在此标记为 W_{rx} , 它的每个元素描述在基带接收信号的幅度和相位中的加权情况。采用加权的结果产生来自特定的用户单元的基带信号。参考图 1, 从天线元件接收到的信号 106 被接收 RF 电子设备单元 109 数字化并转换为基带。图 4 示出接收信号处理单元 111 的最佳实施方案 (通过编程), 包括接收 (上行) 权的计算。接收信号处理器 111 首先执行带通滤波并补偿频率偏置, 定时偏置, I/Q 失配, 和其他可能的畸变。这些操作共同被标记为“预处理”, 并在图 4 中用 403 表示的预处理器中实施。

在下一个步骤中, 通过利用适当的空间处理和解调技术从已预处理的接收信号 405 组估计被发送的符号序列 411。参考图 4, 通过由接收 (上行) 权向量 115 描述的一组接收权幅度和相位中的加权, 由空间处理器 407 确定来自特定的所希望的用户单元的信号的估计。

注意, 本发明也包含用包括时间均衡的空间临时处理器代替空间处理器 407。利用空间临时处理, 加权由时间域中的卷积运算, 或者等效地, 频率域中的乘法代替。卷积通常是有限的, 对所采样的数据进行, 所以等效于将空间处理与利用带有有效数量均衡器抽头的时间域均衡器的时间均衡组合。也就是, 在权向量中的每个权用有限数量的值代替。如果

每个卷积函数的长度是 K ，那么不是确定复数值 M 权向量 W_{rx} ，而是确定复数值 M 乘 K 矩阵 W_{rx} 。

注意，按照权矩阵，通过用不同规模的矩阵和向量将问题重新表达，空间权确定方法可容易被修改为用于空间临时处理。因为在整个的本描述中，令 M 是天线元件数， N 是样本数，令 K 是每个天线元件的时间均衡器抽头数。一组接收到的信号样本可被写为行向量矩阵，每个行向量代表来自单个天线的单个样本。那么所有的信号样本可用 $(M \times N)$ 接收信号矩阵表示。为了适应空间临时处理， $(M \times N)$ 接收信号矩阵的 N 个样本的每个行向量可被改写为 K 行的第一行移位型，产生规模为 $(MK \times N)$ 的接收信号矩阵，通过规模为 $(MK \times 1)$ 的权向量的 Hermitian 转置（也就是复数共轭转置）进行预乘，产生被估计的 N 个样本的接收信号行向量。因此，空间临时问题已被重新表达为权向量的确定问题。例如，对于基于协方差的方法，权向量是规模为 $(MK \times 1)$ 的“长”权向量。重新安排“长”权向量中的项提供所要的 $(M \times K)$ 权矩阵。因而，虽然本描述在此是依据权和空间处理进行的，其范围被规定包括空间临时处理。

再次参考图 4 和处理器 407，首先利用上行权向量 115 的估值，例如来自以前帧的值。然后，信号估值 408 被解调器和参考信号发生器 411 解调，产生所发送的符号序列 412 的估值，然后进一步由较高等级的处理单元 413 处理，产生语音或数据信号 113，发送到网络接口单元（未示出）。除了产生符号序列 412 外，解调器和参考信号发生器 411 也产生参考信号 410，它是一种由被估计的符号调制的已调信号并具有一种依据所用的特定的调制协议的正确的信号结构。这个参考信号，和已预处理的接收信号组 405 一起由权向量发生器 409 用于产生接收权向量 115 较好的估值。权向量发生器 409 实现一种确定权向量的最佳方法，使权向量的目标函数为最小，目标函数包括利用权向量，通过对参考信号 410 的信号复制品空间处理操作产生的信号偏离的量度。在最佳实施方案中，目标函数也包括限制权向量幅度的项。然后，从权向量发生器 409 获得的下一个权向量的估值可由信号复制品操作 407 使用，也可由发送权发生器 117 使用。对于本发明的方法优先实施的基站结构方面的较详细情况，见以上参考过的美国专利申请 09/020,049。对于上行权向量计算进一步的详细情况，见以上参考过的美国专利申请 08/729,390 和美

国专利申请 S/N 09/153, 110 "METHOD FOR REFERENCE SIGNAL GENERATION IN THE PRESENCE OF FREQUENCY OFFSETS IN A COMMUNICATIONS STATION WITH SPATIAL PROCESSING".

下行权计算

下行权 118 可被表达为 M 维的复数值权向量 W_{tx} (称为发送权向量, 也称为下行权向量)。在最佳实施方案中, 下行权可直接从上行权算得。上行和下行信号路径的对称性被利用。示于图 5A (上行) 和 5B (下行) 中的这种对称性, 可被表达如下:

1. 在由用户单元发送的已调基带信号 (用 503 表示) 和以前的空间处理 (也就是逆多路转换) 信号 (例如, 参考图 4, 参考信号 410) 之间的标量 "信道" (在基带中) 的脉冲响应基本上与从基站发送的以前的空间处理标量基带信号 507 对在用户单元上接收到的基带信号 509 的相反方向的脉冲响应相同。在数学上, 这种对称性可被叙述为上行和下行权向量基本上满足等式

$$w_{rx}^* a_{rx} = w_{tx}^* a_{tx}. \quad (3)$$

2. 对于从相同的用户单元接收和发送到相同的用户单元 (假定用户单元使用相同的天线接收和发送), 在上行和下行上天线阵的波束型式应该是基本上相同的。在互易性条件 ($g_{rx} = g_{tx}$) 基本保持的情况下, 这意味着权向量应该基本上满足

$$W_{rx} \otimes e_{rx} = W_{tx} \otimes e_{tx} \quad (4)$$

其中 $\otimes$ 表示单元积 (也就是 Hadamard 积)。注意, 一般天线阵的波束型式取决于权向量, 以及 RF 电子设备的传递函数。

当等式 (4) 只有一个解时, 等式 (3) 对于 W_{tx} 有许多解:

$$W_{tx} = W_{rx} \otimes e_{rx} \oslash e_{tx}, \quad (5)$$

其中 $\oslash$ 表示单元除, 因此, 控制发送权产生的主要等式由下式给出

$$W_{tx} = W_{rx} \otimes C, \quad (6)$$

其中校准向量 133 (标记为 C) 被定义为

$$C = e_{rx} \oslash C_{tx} \quad (7)$$

发送权发生器 117 的内部结构被示于图 6 中。为了产生发送权向量 118 的元素，相应的校准向量 133 的元素被利用单元乘过程 603 乘以相应的接收权向量 115 的元素。

校准过程

5 校准过程的主要目的是为基站和支持校准步骤的用户单元之一确定校准向量 133。不需要附加的校准设备，如转发器，信号发生器，或测量网络。在一个典型的 TDD 系统中，校准过程由以下步骤组成：

1. 与一个适当的用户单元建立连接；
2. 估计上行信道空间特征 a_{rx} ；
- 10 3. 估计下行信道空间特征 a_{tx} ；
4. 假定互易性，计算校准向量 113 为

$$C = a_{rx} \otimes a_{tx} = e_{rx} \otimes e_{tx}; \quad (8)$$

5. 终止与用户单元的连接。

15 很清楚，为了确定校准函数，并不需要明显地显示或存储上行和下行特征（步骤 2 和 3 以上），代替的是可以直接进行到步骤 4，从与上行和下行特征有关的中间量计算校准函数。对于本发明的用途，从这些中间量计算校准函数是等效于从上行和下行特征计算校准函数。

20 在当前的实现最佳实施方案的 WLL 系统中，每个用户单元能够支持校准方法。然而，为了使信号噪声比最大，通常推荐选择靠近基站的用户单元。校准呼叫可在任何载波和任何时隙上被启动，同时基站正在其他的载波和时隙上服务于校准的通信业务信道（TCH）的呼叫。

25 注意到，虽然在此的描述是用于由基站与用户单元通信发生的校准，很清楚该范围包括与执行在此所描述的功能，而不必执行任何其他功能，例如典型的用户单元执行的典型的功能，的专用发送接收机通信的基站。例如，可以利用包括在用户单元中的硬件和软件的子集实现校准。

30 注意到，最佳实施方案利用一种通信是按脉冲串进行的系统。因此，在此的描述利用术语“脉冲串”，所用的术语如通信业务脉冲串，校准脉冲串等。本发明肯定不限于脉冲串式的系统。一般与“脉冲串”等效的术语，既适用于脉冲串式又适用于在此所用的非脉冲串式的系统的是“波形”，因此，“校准波形”对于脉冲串式的系统是校准脉冲串，“通信业务波形”对于脉冲串式的系统是通信业务（或 TCH）脉冲

串，等等。

图 7 示出一种典型的协议，包括依据本发明的内容的一种校准呼叫。不同的协议可被设计成用于其他的实施方案。序列的次序是从顶到底。箭头的方向指示通信的方向。协议以标准的呼叫建立步骤 703 开始，包括从基站到用户单元的通信联络呼叫 711，从用户单元到基站的连接信道请求 713，在步骤 715 中得到发送到用户的连接信道分配。然后在上行（717），接着在下行（719）上发送同步（“SYNCH”）脉冲串。最后，在步骤 721，通信联络响应被发送到基站。对于协议的校准脉冲串阶段 705，用户单元发送第一上行校准脉冲串或若干脉冲串（723），使得基站可以估计上行信道。紧接此后，在步骤 725，基站发送第一下行校准脉冲串（或若干脉冲串），使得用户单元可以估计下行信道。

注意到，在最佳实施方案中，校准脉冲串是符合特定的空中接口标准，在这种情况下，是 PHS 标准，的校准波形。“符合空中接口标准”，我们的意思是符合一种空中接口的信道结构和调制，其中“信道结构”在 FDMA 的情况下是频率隙，在 TDMA 的情况下是时间和频率隙，或者在 CDMA 的情况下是码信道，“调制”是，例如，在 PHS 的情况下是 $\pi/4$ -DQPSK，或者在 GSM 的情况下是 GMSK，等等。在此以下所描述的两音调和多音调校准方法中，校准波形由两个或多个波形之和组成，每个符合 PHS 空中接口标准。因为这样一些和自然地发生在利用频率重复使用的多用户通信系统中，符合一种空中接口标准的波形之和也被认为符合一种用于本描述的空中接口标准。

虽然一种实施方案将同时校准整个天线阵，在最佳实施方案中，考虑的不是 M 个天线元件的整个阵，而是阵的子阵，每个少于 M 个元件，并独立地校准每个子阵。在这种最佳实施方案中，可能需要一个或多个附加的上行校准脉冲串和一个或多个附加的下行校准脉冲串。每个用于每个附加的子阵，在图 7 中分别用虚线 727 和 729 示出这些附加的步骤。注意到，虽然只有一个下行和一个上行附加步骤被用虚线示出，应该理解，这表示与待校准的附加子阵一样多的附加脉冲串。

在该特定的实施方案中，天线被与相对于一个固定的参考天线校准过的每个天线成对地校准。因此，M 元件的天线阵被看作是一个 2 元件子阵的集合，在每个方向中有 M-1 个脉冲串被用于校准（步骤 727 和

729, 每个执行 $M-2$ 次)。图 8 示出圆形安排的 6 个天线 801, 802, 803, 805, 807, 和 809, 天线 801 被随意地选作固定的参考天线。这些子阵被示出作为虚线范围内的天线。五个子阵是: 天线 801 和 802 的子阵 # 1 (811), 天线 801 和 803 的子阵 # 2 (813), 天线 801 和 805 的子阵 # 3 (815), 天线 801 和 807 的子阵 # 4 (817), 和天线 801 和 809 的子阵 # 5 (819)。

在该最佳实施方案中, 用户单元具有某些智能化信号处理能力, 使其能够分析下行校准脉冲串或若干脉冲串。通常, 某些下行信道估计可由远方用户单元实施, 这部分的特征估计确定部分结果, 在此称为“下行特征有关信号”。在最佳实施方案中, 用户单元具有足够的处理能力全部地计算下行信道的估计。在这种情况下, 下行特征有关的信号是下行信道估计的组分。这些结果(是否完全地或部分地估计-通常, 下行特征有关信号)通过利用某些标准消息协议, 包括无限度的 SACCH, FACCH, 如在 PHS 协议中所描述的 TCH 有效载荷。PHS 协议引入于此作为参考。PHS 标准被描述在, 例如, 无线电工业和商业协会 (ARIB, 日本) 初步标准, 版本 2, RCRSTD-28, 和改型被描述在协议组的 PHS 备忘录的技术标准中(PHS MoU——见 <http://www.phsmou.or.jp>)。这份消息作为步骤 731 示出, 用于第一下行校准脉冲串, 作为虚线 733 示出, 用于使用附加脉冲串的那些实施方案, 例如, 用于其余的子阵。其他的有关信息(例如, 信号质量估计或原始的 I/Q 样本)也可从用户单元回送到基站供功率控制和其他的分析和用途使用。对于用户单元功率控制和信号质量估计方面的描述见以上参考过的美国专利申请 09/020, 049。

在校准过程结束时, 基站计算校准向量并终止校准呼叫。呼叫终止 709 最好包括来自基站的脱离命令 735, 随后是来自用户单元的释放消息 737。

上行特征估计

在该最佳实施方案中, 上行特征估计发生在邻近基站的现役用户单元上。在服务信道被建立以后, 用户单元向基站发送上行校准脉冲串。在我们的特定的实施方案中, 上行校准脉冲串是空闲的(无有效载荷) TCH 脉冲串。在替代的实施方案中, 可采用其他的顺序, 如何修改方法用于其他序列对本领域的技术人员将是清楚的。例如, 在另一种实施方案中, 首先实施下行特征估计。在用户单元上计算下行特征

有关信号，优先是特征估计，然后发送到基站。然后这些信号被用于估计上行特征。

图 9 描述用于确定上行特征 a_{rx} 的部件、在该最佳实施方案中，用户单元（如单元 141）包括上行校准脉冲串合成器 907，作为一组在信号处理器上的编程指令来实现。合成器 907 包括存储器（已经存在的信号处理器存储器的部分），并产生第一校准脉冲串（在步骤 723 中）或第二校准脉冲串（在步骤 727 中）。脉冲串被从用户单元天线 911 利用用户的发送 RF 电子设备 909 发送。最佳实施方案用户单元的结构被描述在以上参考过的美国专利申请 08/907,594 和图 12 中。参考图 12，时间双工器 1203 在发送期间是处于发送位置，并将发送 RF 电子设备 909 的输出连到天线 911。从电话接口单元 1213 通过声码器 DSP1209 得到正常的通信业务脉冲串信号。在连到与另一个 DSP 设备，用于信号接收的 RX DSP1205 共同使用的存储器 1207 的 DSP 设备中形成复数值（I，Q）样本。对于在此描述的上行信道确定实施方案，TX DSP1211 除了其正常的发送信号处理功能外，被编程执行上行校准脉冲串合成器 907 的功能。如图 9 中所示，上行校准脉冲串由基站天线阵 105 接收并由接收 RF 电子设备 109 转换成基带信号 110。然后来自天线元件的信号由接收信号处理器 111 处理，该处理器由一个或多个数字信号处理设备（DSP）组成，被编程履行部件 403，921 和 931 的功能。预处理器 403 实施预处理，包括基带滤波，除去频率偏置，时间偏置，和来自接收信号的 I/Q 失配。在某些实施方案中，如果必要的话，基带均衡也可包括在预处理器 403 中，至于如何包括均衡，对本领域的技术人员将是清楚的并且不是本发明的主要关注之处。单元 921 包括单元 407 和 411，并通过实施信号复制操作，解调和参考信号发生估计所发送的符号序列（参考信号）。在最佳实施方案中，用户单元发送标准的 TCH 脉冲串，从而基站常设的 TCH 解调方法可为此目的使用。在一种替代的实施方案中，用户单元发送预先规定的，明确告知的校准序列，因而可预存在基站上。在这种情况下，不必要对接收信号解调。这种替代方案用虚线示于图 9 中，在其中使用预先规定的脉冲串段 923 代替发送信号估值 410。信道识别单元 931 使用发送信号估值 410 和接收信号 405，它们分别是上行信道 933 的输入和输出信号，用以估计基础的空间特征 933。任何标准的系统识别技术可用于信道识别单元 931 中。以下的方法被用在最佳实施方案中。

使用接收信号 405 的 N 个样本和发送信号估值 410。在最佳实施方案中， $N=50$ 。也就是刚好 50 个脉冲串样本被使用。用 k 标记 N 个样本的时间指数，其中 $k=0, 1, \dots, N-1$ ，用 $x(k)$ 标记在时间 k 上的接收信号向量，用 $s(k)$ 标记在时间 K 上发送信号估值。所得的上行信道特征估计如下：

$$\hat{a}_{rx} = XS^*(SS^*)^{-1} \quad (9)$$

其中矩阵 $X = [x(0)x(1) \dots x(N-1)]$ 和向量 $S = [s(0)s(1) \dots s(N-1)]$ 。本领域的技术人员可将此认作对接收信号用下式模型化的信道特征的最大似然率估计：

$$x(k) = a_{rx}s(k) + v(k), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

其中 $v(k)$ 标记在时间 k 上的相加噪声向量，噪声向量是统计独立的，带有均值 $E\{v(k)\} = 0$ 和协方差矩阵 $E\{v(k)v(k)^*\} = \sigma_v^2 I$ ，其中 I 是单位矩阵，同一分布的高斯随机过程向量。然而，本发明的这部分并不取决于任何模型的假定。在替代的实施方案中，或多或少先进的标准的系统识别技术可被使用以代替等式 (9)。Lyung. L., 的书, System Identification: Theory for the User, Englewood - Cliffs, NJ: Prentice - Hall, 1987, 对于许多替代的系统识别方法是一个很好的来源，可被适配成在本发明中使用。也要指出，等式 (9) 的解和等效的解在此有时归结为最大似然率估值，甚至当接收信号模型和对于最大似然率的其他条件不满足也这样，应该理解，术语“最大似然率估值”意思是当适当的线性信号模型和噪声条件保持时，解将是最大似然率的。例如，对于任何发送的 S 和接收到的 X ，利用任何带有任何类型考虑中的噪声的模型或不利用模型，采用等式 (11) 或等效方法，将落在“最大似然率估值”的名下。

下行特征估计

为了估计下行信道，基站 101 朝用户单元 141 发送一个或多个下行校准脉冲串。图 10 描述了用于确定下行特征 a_{tx} 的部件。在最佳实施方案中，在基站 101 中的发送信号处理器 123 被编程作为下行校准脉冲串合成器 1005 以产生下行校准脉冲串（步骤 725 的第一脉冲串或步骤 727

的第二脉冲串取决于在本方法的实施方案中所用的脉冲串的数目，和在实施方案中的步骤)。这样一种脉冲串最好通过从基站 101 中的存储器调用脉冲串来产生。脉冲串被通过利用发送信号处理器 123 发送到用户单元 141 供所需的空分处理（在图 10 中作为单元 1005 的部分示出），
5 然后通过发送 RF 电子设备 125 和天线阵 105 发送。

脉冲串在天线 911 上经用户单元接收电子设备 1009，在用户单元中（例如单元 141）被接收到。再次参考图 12，最佳实施例用户单元包括 RX DSP 1205，对于本实施方案，被编程为预处理器 1011，以产生被标记为 $y(k)$ 的采样接收信号 1012，其中 k 被用作时间指数，并且也被
10 编程为下行信道识别处理器 1013，利用接收到的信号 1012 和标记为 M 向量 $z(k)$ 的发送信号组的被存储型 1019 确定下行信道特征。被存储型 1019 存储在用存储器 1207 组成的缓冲器中，然后用户单元将结果回送到基站。

在该特定的实施方案中，信号被用 $\pi/4$ DQPSK 调制并具有每秒 192
15 Kband 的波特率。接收到的信号 $y(k)$ 被四倍过采样。当用于两音调校准时（见下面），所发送的校准波形是被适当调制的正弦波，在最佳实施方案中，为了保存存储器，在存储器 1207 中只存储每个正弦波的单个周期，存储器 1207 的部分被配置为一种环形缓冲器。然后数据被作为周期序列重复地读出。

20 一个典型的用户单元通常至少有几个天线（在本发明最佳实施的 WLL 系统中是一个天线 911），这就限制对下行特征估计可得到的信息。对于一个典型用户单元的硬件是简单的，因为受尺寸和成本的约束，不能够像典型的基站硬件那样进行先进的、准确的处理。作为结果，在用户单元上的接收信号可能有较大的畸变，包括，没有限度，频率
25 和定时偏置影响，以及相位噪声，这些可以降低下行信道估值的准确度，与例如上行估值相比就是这样。将来，期望较多的信号处理（或其他的计算）能力将在一般的用户单元中可得到，使这些畸变能够在预处理器 1011 中被校正。然而，当较少的信号处理能力可得到时，我们的发明也工作。

30 在一种改进的实施方案中，基站使用专门设计的信号序列，对于以下的影响是健壮的，包括，无限度，频率偏置，定时偏置，I/Q 失配，和相位噪声。这使利用甚至简单的廉价的带有某些，但有限的，信号处

- 理能力的用户单元就能获得准确的结果。例如，下行校准脉冲串可由纯音调组成。这使 RX DSP 1205 能被编程作为用户单元中的预处理器 1011，利用很少的计算实现频率偏置和定时调节的估计。另一种方案，下行校准脉冲串可从伪随机信号序列或线性调频脉冲（扫频）信号序列合成，使其有可能表征在较宽频率范围上的传播信道。

- 让行向量 $z(k) = [z_1(k) z_2(k) \cdots z_M(k)]$ ， $k=0, 1, \cdots, N-1$ 标记 M 个已调基带信号 $z_1(k) z_2(k) \cdots z_M(k)$ 的 N 个样本（基带中），这些信号是从基站 101 由校准脉冲串发送来的。令 $y(k)$ ， $k=0, 1, \cdots, N-1$ 标记在用户单元上接收到的信号（在基带中并在预处理 1011 以后）的 N 个样本。
- 定义向量 y 和矩阵 z 分别为：

$$y = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} \quad z = \begin{bmatrix} z_1(0) & z_2(0) & \cdots & z_M(0) \\ z_1(1) & z_2(1) & \cdots & z_M(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1(N-1) & z_2(N-1) & \cdots & z_M(N-1) \end{bmatrix}$$

下行特征估计 1017 最好在识别处理器 1013 中按下式确定：

$$\hat{a}_{tx} = (Z^* Z)^{-1} Z^* Y. \quad (11)$$

15

本领域的技术人员可能认识到，当接收到的信号样本 1012 符合以下模型（在基带中）：

$$y(k) = z(k) a_{tx} + n(k), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

- 其中 $n(k)$ ， $k=0, \cdots, N-1$ ，标记在接收信号中的某些相加噪声，作为 N 个统计独立，同一分布的高斯随机变量形成的模型时，这就是下行特征的最大似然率估计。注意，本发明并不取决于符合这样一种模型的接收信号样本。也注意到，等式（11）的解和等效的解在此有时归结为最大似然率估值，甚至当接收信号模型和对于最大似然率的其他条件未满足也这样，应该理解，术语“最大似然率估值”意思是当适当的线性信

号模型和噪声条件保持时，解将是最大似然率解。例如，对于任何所发送的 Z 和接收到的 Y ，利用任何带有任何类型所考虑的噪声的模型或不利用任何模型，采用等式 (11) 或等效方法将落在术语“最大似然率估值”的名下。

- 5 将噪声样本标记为一个向量

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n(0) \\ n(1) \\ \vdots \\ n(N-1) \end{bmatrix},$$

那么，等式 (12) 可被表达为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}\mathbf{a}_{tx} + \mathbf{n} \quad (13)$$

- 10 注意，只有若 Z 具有线性独立列的情况下，可依据等式 (11) 确定特征 1017。为此，被校准的阵（或子阵）的每个天线元件在下行校准期间从 M 个（或较少）天线元件发送 M 个（在子阵的情况下较少些）基本上“线性独立的”信号。如果不可能找到恒定的复数值参数 $C_1, C_2, \dots, C_M$ 使得 $\sum_{i=1}^M c_i z_i(k) = 0$ ，对于 $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ ，则 M 个所发送的信号
- 15 $Z_i(k)$ 是线性独立的。实际上，这种要求可用各种不同的方法满足。在一种实施方案中，校准脉冲串可被分成段，使得在任何给定的时间上只有一个天线元件是现用的（在时间域中的正交性）。另一种方案，天线元件可发送不同频率的纯音调（在频率域中的正交性）。线性独立信号也可从伪随机信号序列或线性调频脉冲信号序列合成。其他的技术对于本
- 20 领域的技术人员是清楚的。

两音调下行校准

- 在该最佳实施方案中，将天线阵分成带有一个公共参考元件的 2 元件子阵，如图 8 所示，每个子阵被独立地校准。在一种实施方案中，在校准期间，一个特定的子阵的每个天线元件在不同的频率发送复数值正弦波。分别用 ω_1 和 ω_2 （每秒弧度）标记通过一个特定的子阵的第一天
- 25 线元件的第一校准信号的频率和通过一个特定的子阵的第二天线元件的第二校准信号的频率。在这种情况下，值 M 是 2，依据等式 (11) 的下行信道估值为：

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \frac{e^{j\Delta\omega NT} - 1}{e^{j\Delta\omega T} - 1} \\ \frac{e^{-j\Delta\omega NT} - 1}{e^{-j\Delta\omega T} - 1} & N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_1 kT} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_2 kT} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中 T 标记对于信号的采样周期, $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ 标记在音调之间的频率分隔。如果 N 被选取, 使得观测间隔 NT 是 $2\pi/\Delta\omega$ 的整倍数, 那么
 5 $e^{j\Delta\omega NT}=1$, 我们得到简单的公式

$$\hat{a}_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_1 kT}, \quad (15a)$$

$$\hat{a}_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_2 kT}. \quad (15b)$$

将把这些分别认定为在 ω_1 和 ω_2 上接收到的信号的离散富里哀变换 (DFT 或其快速实现, FFT)。也将把这些分别认定为与带有两个校准脉冲串的接收到的用户单元信号 Y 的互相关成比例。很清楚, 在实施方案
 10 中, $1/N$ 因数并未包括在确定特征的过程中。

对于天线元件之一的相对的下行特征, 比如说第二天线元件, 用第一天线元件作为参考, 是将第二互相关除以第一互相关算得的。

在该最佳实施方案的实施中, RX DSP 1205 被编程作为下行信道识别处理器 1013。接收到的信号样本 $y(k)$ 是四倍过采样的 192 kb/s 的信号。也就是, 每秒有 784K 的样本。所用的两个频率是 24 kHz (对于 K 弧度/秒, 除以 2π) 和 -72 kHz (回忆起, 校准信号是复数值)。一般, 频率差 $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ 越大, 性能越好。在最佳的实施方案中, 信号是通过
 15 对 $\pi/4$ DQPSK 调制器 (对于 PHS 是标准的) 提供特定的位型式合成的。这使音调容易被合成。然而, $\pi/4$ DQPSK 调制和特定的波特率意味着只有带有频率为 +72 kHz, +24 kHz, -24 kHz 和 -72 kHz 的信号可被合成。虽然最大的分离是在音调对 +72 kHz 和 -72 kHz 得到, 72 kHz 信号比起
 20 24 kHz 信号更不像纯音调, 所以在最佳实施方案中所使用的两个音调是

+24 kHz 和-72 kHz. 在此以下的“性能”部分中讨论. 这种方案比利用+24 kHz 和-24 kHz 音调的好. 实现信道识别处理器 1013 的 DSP 程序可被概述如下:

两音调下行的步骤

输入: 用户接收到的序列 $y(0), y(1), \dots, y(N-1)$.

输出: 被估计的下行信道, 形式为 $\begin{bmatrix} 1 \\ C \end{bmatrix}$.

1. 将接收到的序列与第一校准序列 (频率 ω_1 的音调) 互相关:

$$A = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-j\omega_1 kT}.$$

2. 将接收到的序列与第二校准序列 (频率 ω_2 的音调) 互相关:

$$B = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-j\omega_2 kT}.$$

3. 计算所希望的量 $C = B/A$.

5

注意, 替代的实施方案可以使用不同的方法合成音调信号, 并不包括那些音调可用的限制, 这样一些方法可能需要更复杂的实现过程, 或者可以利用不同的正交信号.

10 利用音调校准脉冲串的该方法对于与频率差 $\Delta\omega$ 相比较小的频率偏置和相位噪声来说, 对于相位噪声和频率偏置是健壮的.

当较大的定时偏置出现时, 一种两音调方法的改进实施方案使这样一种定时偏置能被确定, 并且这些量能对定时偏置校正. 令 τ 标记发送信号被延时的恒定时间. 在这种改进的实施方案中, 校准脉冲串被分成两个时间段, 对于两个脉冲串的分离点是相同的. 在第一时间段期间, 15 第一和第二正弦波之和被从相同的天线元件, 比如说第一天线元件发送. 设在第一时间段期间有 N_1 个样本并将在用户单元上接收到的信号用 $y_1(k)$, 标记 $k=0, \dots, N_1-1$. 假定第一段观测间隔 N_1T 是 $2\pi/\Delta\omega$ 的整数倍. 从带有第二相关脉冲串的用户单元接收到信号的互相关与带有第一相关脉冲串的用户单元接收到信号的互相关之比确定对于时间偏置的 20 估值:

$$e^{j\Delta\omega\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N_1-1} y_1(k)e^{-j\omega_2kT}}{\sum_{k=0}^{N_1-1} y_1(k)e^{-j\omega_1kT}}. \quad (16)$$

- 在校准脉冲串的第二段，两个正弦波被通过两个不同的天线发送，像在以前描述过的两音调方法的实施方案那样。设在第二时间段期间有
- 5 N_2 个样本，并将在用户单元上接收到的信号用 $y_2(k)$ 标记， $k=0, \dots, N_2-1$ 。如果 N_2 被选取，使得观测间隔 N_2T 是 $2\pi/\Delta\omega$ 的整倍数，那么

$$\frac{\sum_{k=0}^{N_2-1} y_2(k)e^{-j\omega_2kT}}{\sum_{k=0}^{N_2-1} y_2(k)e^{-j\omega_1kT}} = \frac{\hat{a}_2}{\hat{a}_1} e^{-j\Delta\omega\tau} \quad (17)$$

- 将等式 (16) 和 (17) 组合引至所希望的两个下行特征估值之比。
- 10 为简单起见，两段做成相等的长度， $N_1 = N_2$ 。因为在第一个两音调的实施方案中，所用的两个频率是 24 kHz 和 -72 kHz（回忆起，校准信号是复数值）。用于 RX DSP 1205 依据包括校正定时偏置的第二实施方案实现信道识别处理器 1013 的 DSP 程序可概述如下。

改进的两音调下行步骤

输入：接收到的序列 $y(0), y(1), \dots, y(N), \dots, y(2N-1)$ 。

输出：被估计的下行信道，形式为 $\begin{bmatrix} 1 \\ C \end{bmatrix}$ 。

1. 将接收到的序列的前一半与校准序列 # 1 的前一半互相关：

$$A_1 = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-j\omega_1 kT}.$$

2. 将接收到的序列的前一半与校准序列 # 2 的前一半互相关：

$$B_1 = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-j\omega_2 kT}.$$

3. 计算 $C_1 = B_1/A_1$ 。

4. 将接收到的序列的后一半与校准序列 # 1 的后一半互相关：

$$A_2 = \sum_{k=N}^{2N-1} y(k) e^{-j\omega_1 kT}.$$

5. 将接收到的序列的后一半与校准序列 # 2 的后一半互相关：

$$B_2 = \sum_{k=N}^{2N-1} y(k) e^{-j\omega_2 kT}.$$

6. 计算 $C_2 = B_2/A_2$ 。

7. 计算所希望的量 $C = C_2/C_1$ 。

对本领域的技术人员将清楚，可以对本方法作各种修改，包括无限度，利用不相等长度的段。利用两组两音调信号（用已知的量分隔开），和发送不同的组合。不同的公式也可用于确定校准因数。

利用任何两个点积是纯音调的恒定模数信号是有利的。另一种方案是，可以，例如，对于第一段使用一个音调，对于第二段使用线性调频脉冲信号序列。

也可以将本方法推广到一次与两个以上的天线打交道。以下的替代方法对于任何数量 M 的天线都是成立的。在该段的第一段（比如说头一半）中， M 个不同的单音调信号的和， M 个音调中的每一个是不同的，被从第一（比如说是参考用）天线元件发送。同时没有信号从其他天线元件发送。在第二段中， M 个单音调信号中不同的信号被从 M 个天线元件发送。然后本方法进行如下以估计 M 天线元件阵（或子阵）。所用的标记是头一半的相关由 A_i 标记，脚注 i 标记接收到的信号与哪个音调相关，而后一半相关用 B_i 标记，脚注 i 标记接收到的信号与哪个音调

相关, M 个纯音调信号具有的频率分别用 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$ 标记.

改进的 M 音调下行步骤

输入: 接收到的序列 $y(0), y(1), \dots, y(N), \dots, y(2N-1)$.

输出: 被估计的下行信道, 形式为 $\begin{bmatrix} 1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$.

1. 将接收到的序列的头一半与每个校准序列的头一半互相关以分别获得 M 个相关 $A_1, A_2, \dots, A_M$.
2. 相对于对应参考天线元件的第一相关 A_1 归一化, 以分别获得 M 个数 $1, A_2/A_1, \dots, A_M/A_1$.
3. 将接收到的序列的后一半与 M 个校准序列中每一个的后一半互相关, 以分别获得 M 个相关 $B_1, B_2, \dots, B_M$.
4. 相对于对应参考天线元件的第一相关 B_1 归一化, 以分别获得 M 个数 $1, B_2/B_1, \dots, B_M/B_1$.
5. 分别计算 M 个特征元素如下:
 - 1, $[(B_2/B_1) / (A_2/A_1)], \dots, [(B_M/B_1) / (A_M/A_1)]$.

以上对于同时确定 M 个元件的特征的推广可被修改以避免在第一段中的一个天线元件上发送所有 M 个音调之和. 一般, 可以假定, 对于从基站的所有天线元件的发送来说, 定时偏置是相同的. 在此所描述的实施方案被实现的系统中, 所有的 ADC 和所有的下变换和上变换是同步的. 在这样一种情况下, 例如, 只有从参考天线元件和一个其他的天线音调 (例如第二个) 发送的音调之和被从第一段中的第一元件发送. 如何用这种和许多其他的方法修改以上的推广对于本领域的技术人员将是清楚的.

注意, 虽然以上的讨论提到抵消定时偏置, 因数的除法也抵消任何相位偏置.

定时偏置的确定

以上的讨论也建议, 发送多重信号, 例如, 纯音调信号, 如何通过非常少的计算可被用于确定用户单元中的定时偏置.

为了确定定时偏置, 执行以上的“改进的两音调下行方法”的步骤 1, 2 和 3. 在步骤 3 中, 量 $C1$ 基本上就是 $\exp-j(\omega_2 - \omega_1)\tau$. 因此, 取对数并用 $\Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1)$ 除, 给出定时偏置的估值.

在一种改进的定时偏移方法中, 执行以上的“改进的 M 音调下行方法”的步骤 1 和 2. 在步骤 2 中, 量 $1, A_2/A_1, \dots, A_M/A_1$, 分别给出 M 个量 $1, \exp-j(\omega_2-\omega_1)\tau, \dots, \exp-j(\omega_M-\omega_1)\tau$. 取最后的 M-1 个量的对数并对这些量的第一个除以 $(\omega_2-\omega_1)$, 第二个除以 $(\omega_3-\omega_1)$, $\dots$, 最后一个除以 $(\omega_M-\omega_1)$, 分别给出定时偏置 τ 的 M-1 个估值. 这些值可被平均以给出定时偏置的最后估值.

在标准的通信业务信道呼叫期间校准

在另一个替代的实施方案中, 替代利用专用的校准呼叫, 将校准步骤放入用于正常的通信业务功能的两个方向中的标准电话呼叫内是可能的. 正常的通信业务功能依靠空中接口, 并可包括解调, 定时和频率跟踪, 以及各种控制功能, 如功率控制和转交. 例如, 通过利用以上所描述的那样的指向决策的技术, 可以从标准的上行通信业务信道 (TCH) 脉冲串, 估计上行信道特征. 以上所描述的下行信道估计方法被修改如下:

在下行, 基站以随机方式朝用户单元发送 TCH 脉冲串和校准脉冲串的混合体. 也就是, 校准脉冲串被用 TCH 脉冲串点缀. 因为校准脉冲串可以引起听得见的误差发生, 最好不经常地并在无声周期内发送这样的校准脉冲串. 典型的无声周期比脉冲串长, 所以在一种改进的实施方案中, 只在许多空闲的脉冲串被基站发送以后才发送校准脉冲串 (代替 TCH 脉冲串).

一种用作说明由用户单元处理的实施方案示于图 11 中, 其中包括估计下行信道特征. 在步骤 1105 中, 用户单元获得原始的脉冲串并首先在被编程作为预处理器 1011 的接收信号处理器中对脉冲串进行预处理. 这种接收到的预处理过的信号被存储. 接着预处理过的信号在步骤 1109 中被作为一个标准的 TCH 脉冲串解调. 在步骤 1111 中, 确定是否被解调的位符合标准的 TCH 脉冲串. 如大多数标准协议中那样, 在用作说明的实施方案的系统中所用的 PHS 协议包括某种方法, 确定何时一个序列被正确地接收到, 例如根据存在一个特定的预先规定的位序列. 在 PHS 标准中, 有这样一个 32 位的“唯一字”序列, 这是预先安排的, 对每个用户单元都是已知的. 在步骤 1111 中通过检测存在唯一字确定正确接收. 其他的协议使用其他的技术, 在无论什么协议中确定正确接收标准的 TCH 脉冲串的替代方法, 利用该协议的

技术说明对于本领域的技术人员来说将是清楚的。如果脉冲串被确定为一个标准的 TCH 脉冲,那么在步骤 1113 中该位序列被提交到声码器 DSP 1209。如果,不是这样,位序列并未被辨认为一个标准的 TCH 脉冲串,那么用户单元在步骤 1115 中确定是否接收到的脉冲串是一个校准脉冲串。在此以上所描述的两音调方法中,最好通过实施校准方法的第一相关步骤执行此步骤 1115。如果相关程度高,则存在高等级的依赖度,所以这是一个校准脉冲串。如果步骤 1115 的结果为是,这是一个校准脉冲串,那么在步骤 1117 中继续下行特征估计的方法,所得到的下行特征在步骤 1119 中被送到基站。

10 利用 SYNCH 脉冲串校准

在另一种替代的实施方案中,代替使用专用的校准呼叫,将校准脉冲串放入 SYNCH 脉冲串是可能的,校准脉冲串最好是两段的多音调脉冲串(或两段的两音调脉冲串用于成对校准)。

性能

15 对于两音调方法的下行信道估计的准确性是通过利用来自最佳实施方案中所用的 WLL 系统的 PHS 基站和用户单元进行试验测量得到的。在第一试验中,PHS 基站的两个天线使用两个不同组的发送电子设备。40 组校准脉冲串被发送到用户单元,用户单元被编程保存接收到的信号。然后被保存的接收到的信号被用于计算有关的下行特征。计算是利用 20 MATLAB 环境(The Mathworks, Inc., Natick, MA)脱机进行的。结果被示于图 13 中,正如可以看到的那样,对于试验的载波频率,两个发送电子设备/天线元件具有不同的幅度增益并产生相对相位大约 109 度。所用的两个音调是+24 kHz 和-72 kHz。

第二试验被进行,这次使用相同的发送电子设备和相同的天线。也就是从相同的电子设备和天线元件发送两个校准信号(两个音调)。图 25 14 示出当所用的两个音调是+24 kHz 和-72 kHz 时的结果。正如可以看到的那样,相角接近 0.0,幅度接近 1.0,正如所预料的那样。利用两个+24 kHz 和-24 kHz 的音调重复相同的试验。结果示于图 15 中。当利用这两个音调时的误差和方差大于利用图 14 所用频率时的情形。

30 利用几个用户单元

在本发明的另一方面,校准因数可利用一个以上的用户单元得到,并作为从这些用户单元得到的特征的一个函数来确定。这些甚至可以

是所有用户单元。这种函数可以是，例如，主分量，平均，或矩心。在组合步骤的最佳实施方案中，采用主分量方法。通过组成一个矩阵 $A = [a_1 \cdots a_{NS}]$ 将分别从用户 1, ..., NS 收集到的特征 $a_1 \cdots a_{NS}$ 组合，并计算 $A^H A$ 的主分量（相应于最大幅度本征值的本征向量），或者，等效地，找出对应于 A 的最大单数值的左侧单数向量。在一种改进的实施方案中，每个用户单元也得到一个信号质量估值，这些估值被送到基站。任何用户单元实行的信号质量确定方法可被采用，在最佳实施方案中所用的用于确定信号质量的方法（和设备）是基于峰态的方法，被公开在以上参考过的美国专利申请 09/020,049 中，在此以上也被描述过。也注意到，信号质量有关的测量已经可以为功率控制的目的在基站得到。当信号质量估值可得到，就得到加权平均的校准因数，利用用户单元依据对该用户单元的接收到的信号质量对校准因数加权。例如，利用主分量方法，特征估值是加权特征矩阵 $A = [\beta_1 a_1 \cdots \beta_{NS} a_{NS}]$ 的主分量，其中 $\beta_1, \dots, \beta_{NS}$ 是对于各个用户单元 1, ..., NS 的加权因数。

在另一方面中，校准因数再次可作为从几个（甚至全部）用户单元获得的校准因数的一个函数得到。然而，函数考虑来自这些用户中每一个的特征估值的每个元素的相对“质量”。这适用于一个用户单元，基站天线元件中一个或多个比其他元件“弱”的情况。在这样一种情况下，某些特征估值元素和相应的校准因数元素被舍弃。例如，可以舍去具有小于某个幅度阈值的较小（归一化）幅度的特征元素。另一种方案是，可以利用特征估值将预测的接收到的信号与实际的接收到的信号作比较，从而确定每个元素的残差（例如，对一个脉冲串的误差平方平均）并舍去产生较大残差的特征元素。然后，可以将几个这样的“不完全的”校准因数估计组合，包括校准因数元素中每一个的至少一个估值。作为一个例子，假定在一个阵（或子阵）中有四个天线元件，分别在标记为 SU1, SU2 和 SU3 的三个用户单元上，第一和第二元件，第二和第三元件，和第三和第四元件，分别被认为是足够准确的。将利用第 i 个用户单元的第 j 个校准因数元素用 C_{ij} 表示，完全的校准因数估值的四个元素分别被确定为 C_{11} , C_{12} , C_{23} (C_{12}/C_{22})，和 C_{34} (C_{12}/C_{22}) (C_{23}/C_{33})。这可以被推广到任何组的完全的或不完全的 SU 的确定。步骤如下：让 C_{ij} 是从第 i 个用户单元确定的第 j 个校准因数元素， Q_{ij} 是与 C_{ij} 的测量结果有关的估计质量，其中 $i=1, \dots, NS$ 和 $j=1, \dots, M$ 。利用以上提到的确定特征可靠性的方法，如果该分量被认为是不可靠，则 Q_{ij} 值为 0，如果它被认为是可靠的，其值为 1。数学上指明可靠性的其他方法也是可能的，对

于本领域的技术人员将是清楚的。通过对 D 和复数值参数 $B_1, \dots, B_{NS}$ 执行联合最小化确定完全的校准向量 $D = [D_1 D_2 \dots D_M]$ 。也就是，定义 $B = [B_1 \dots B_{NS}]$ ，通过执行操作 $\min_D \min_B \sum_{ij} Q_{ij} |D_j - C_{ij} B_i|^2$ 确定 D ，这种最小化可利用标准的方法实施。例如，通过对 D 执行网格搜索，以近似地定出综合最小值，
 5 然后执行梯度下降操作，以改进估值。替代的方法对于本领域的技术人员将是清楚的。

其他方面

正如本领域的技术人员将理解的那样，可以做以上所描述的方法和
 10 设备方面的许多改变而不偏离本发明的精神和范围。变更包括，（无限度）：

- 本方法可被修改用于估计上行特征或下行特征，而不是只用于确定校准因数，用于从上行权向量估计下行权向量。
- 每个上行特征或下行特征可被确定为传递函数的一个向量。在此所描述的方法将被修改为包括标准的传递函数系统识别技术。
- 15 • 上行或下行信道特征可利用基于对于信道的不同模型和不同的估计技术的公式，而不是从等式（9）或等式（11）导出的公式得到。
- 上行或下行信道特征可不在基带中描述，将适用于上行和下行权在基站上被应用于不在基带中的信号的情况。
- 本方法可适合于不同类型的通信系统，包括，（无限度）带有移动用户单元的系统，或利用不同协议的系统，或两者皆有。本方法也可
 20 适应非数字调制的系统，如普通的 AMPS FDMA 系统。本方法也可适应非 TDMA 数字系统。在这样一些情况下，上行和下行频率一般是不同的，以致需要为每个用户单元获得分开的上行和下行特征。注意，了解对于用户单元的所有下行特征后我们就可以确定下行权向量。
- 25 • 可以使用不同的预先规定的校准信号。
- 可以使用不同的子阵配置（两个以上的天线元件），或者可以同时使用被校准阵中的所有天线元件。
- 或多或少的下行处理可在用户单元中进行，取决于在用户单元和基站中可得到多少计算和存储能力。

30 在此所描述的本发明的几个方面被描述成作为在一个或多个 DSP 设备上运行的程序实现的。给出的足够经济的令人鼓舞的 DSP 功能，包括 DSP 程序，可被并入专用的硬件中，例如作为专用集成电路（ASIC）的部分或作为超大规模集成电路（VLSI）的部分。DSP 的功能也可用其他

的处理器，例如，通用的微处理器来满足。另外，运行程序的 DSP 设备可被转换成一种专用的硬件片。因此，术语数字信号处理器，DSP 和在此所用的 DSP 设备包括这些等效的替代品。

正如本领域的技术人员将理解的那样，有经验的从业者对以上所描述的方法和设备可做许多改变而不偏离本发明的精神和范围。例如，实施本方法的通信站可使用许多协议之一。另外，这些站和用户单元可能有几种结构。本发明可应用在包括任何装有天线阵的发送接收机和另一个与装有阵的发送接收机通信的发送接收机的系统中。众多的变更都是可能的。本发明真正的精神和范围应该只限于以下的权利要求中所提出的内容。

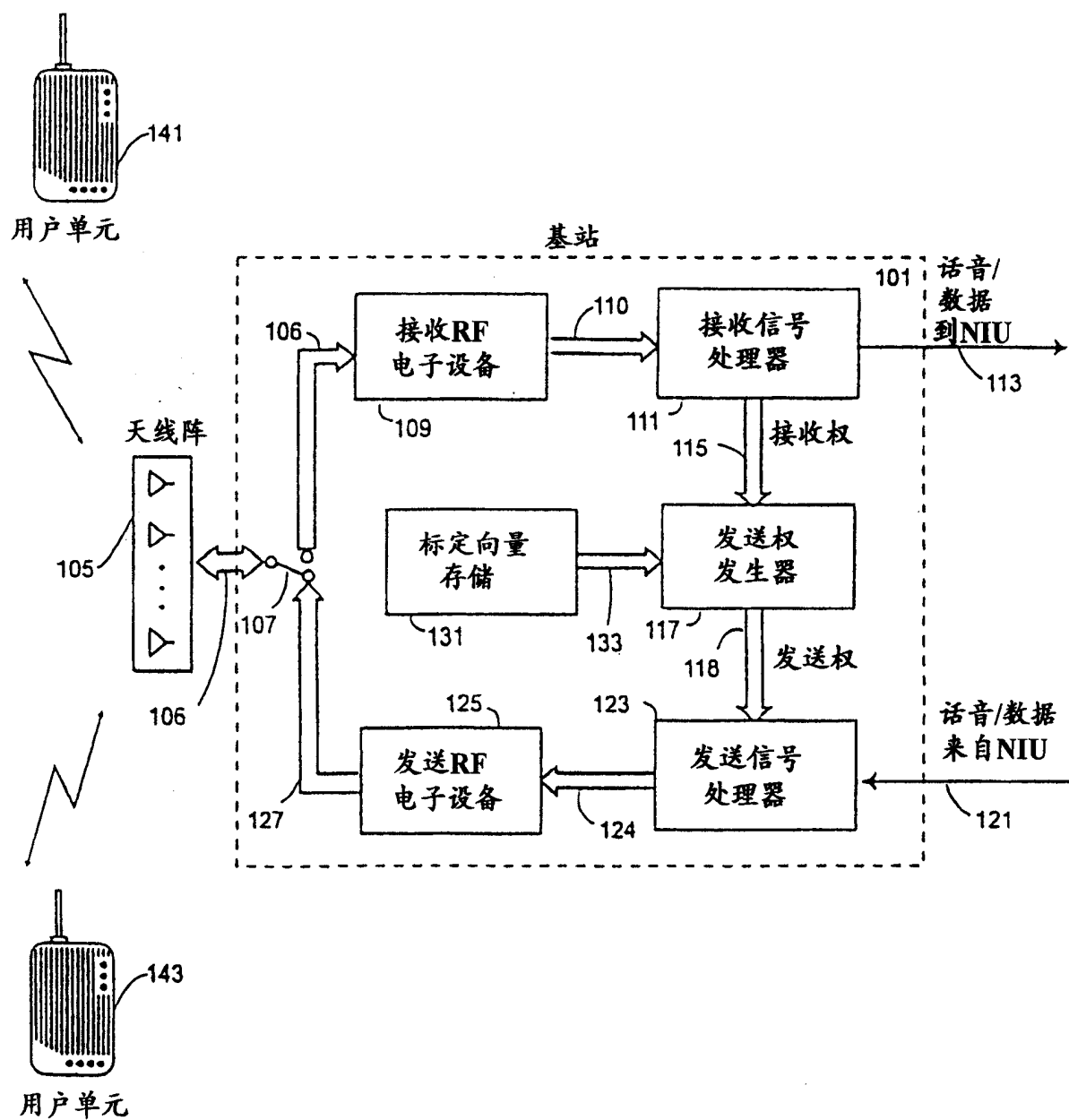


图 1

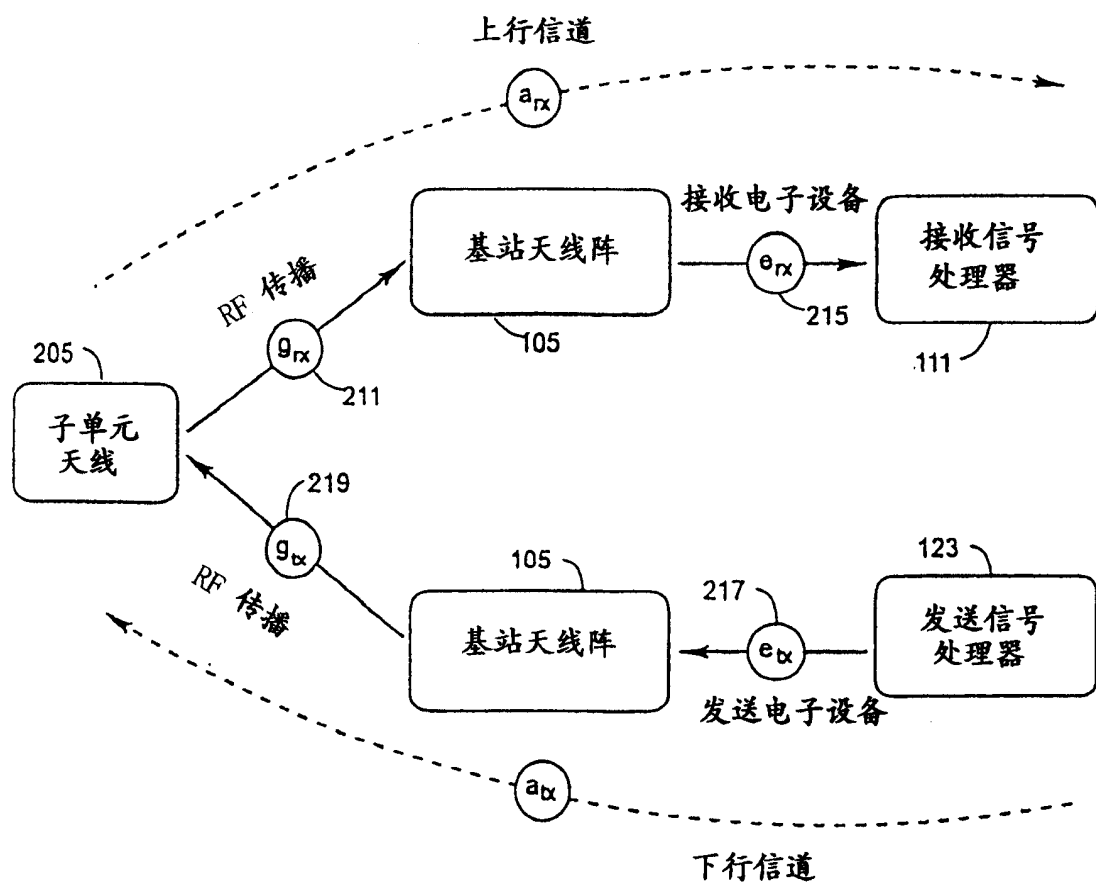


图 2

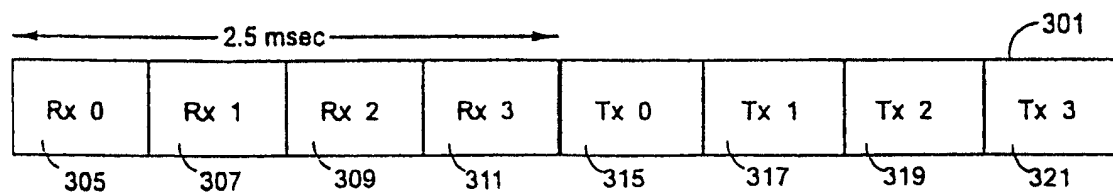


图 3

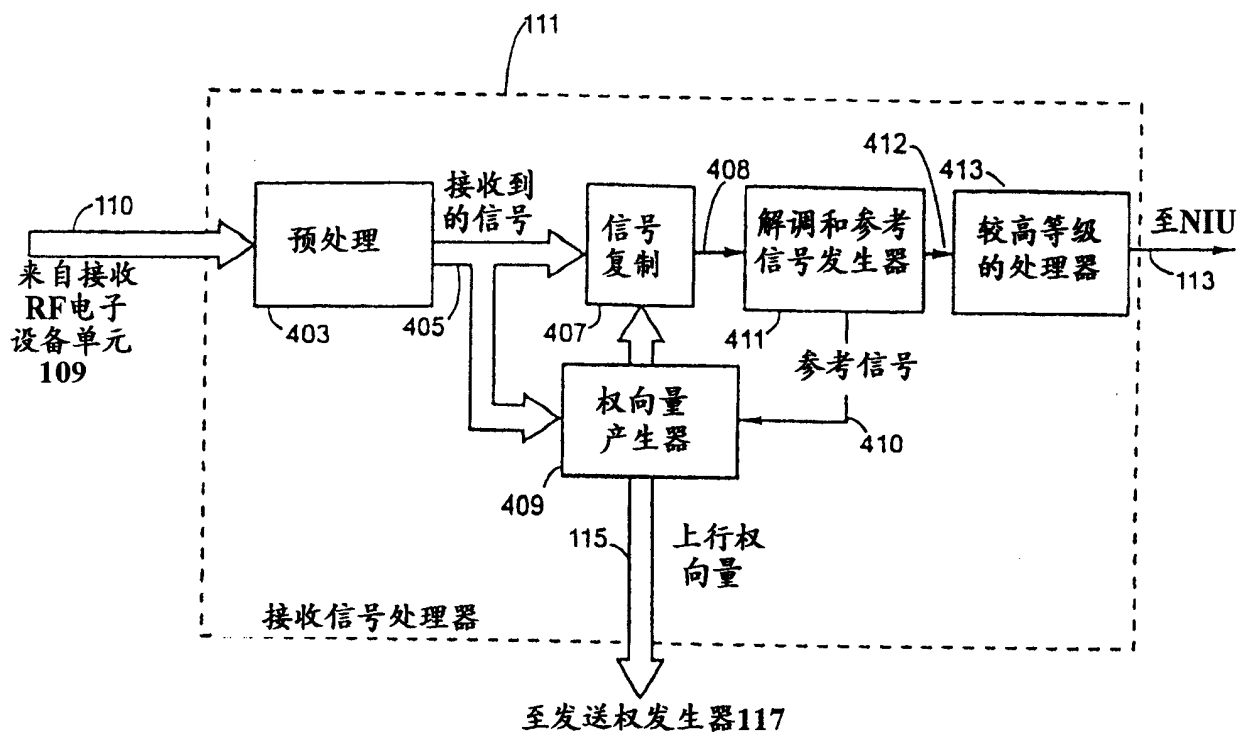


图 4

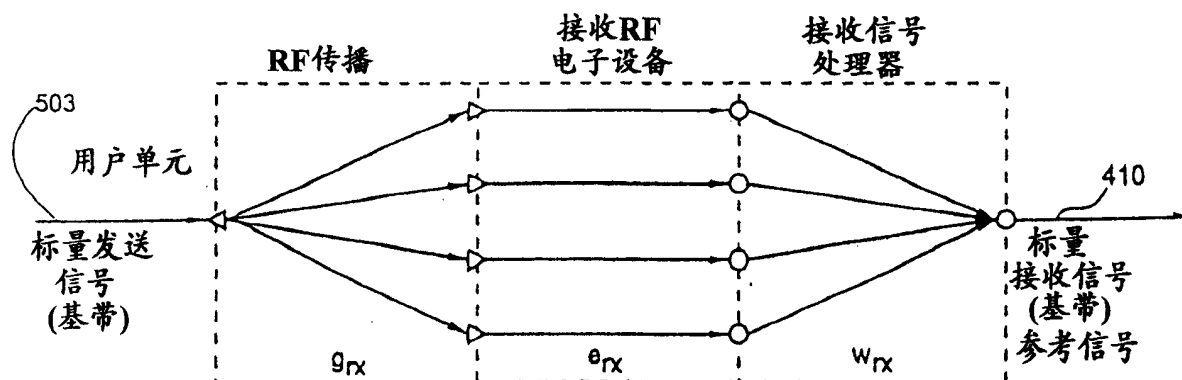


图 5A

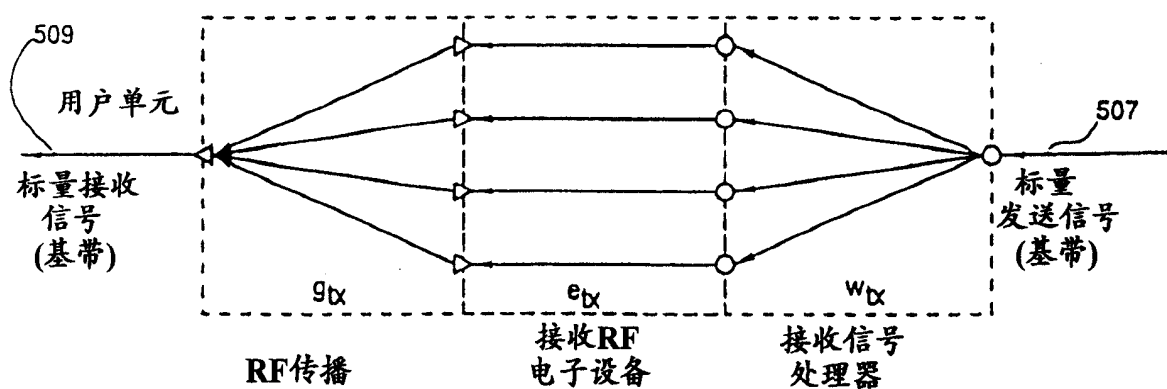


图 5B

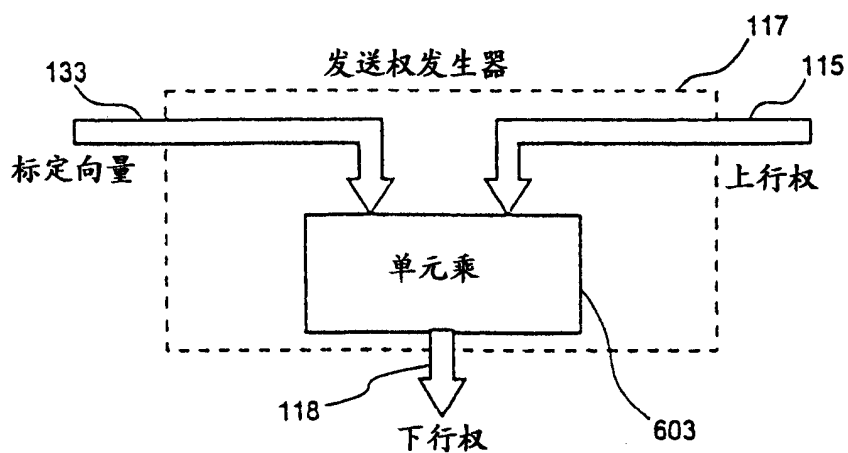


图 6

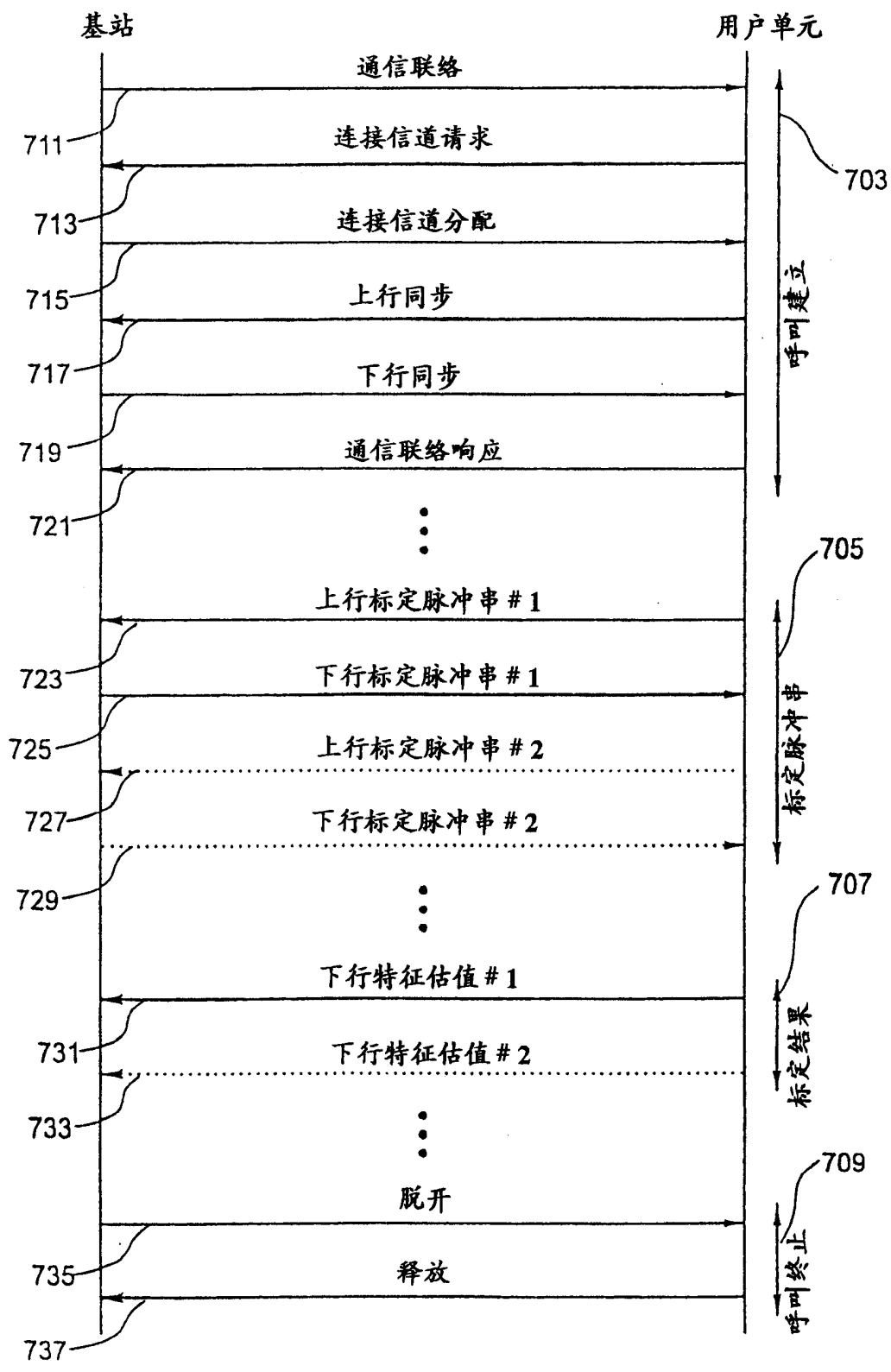


图 7

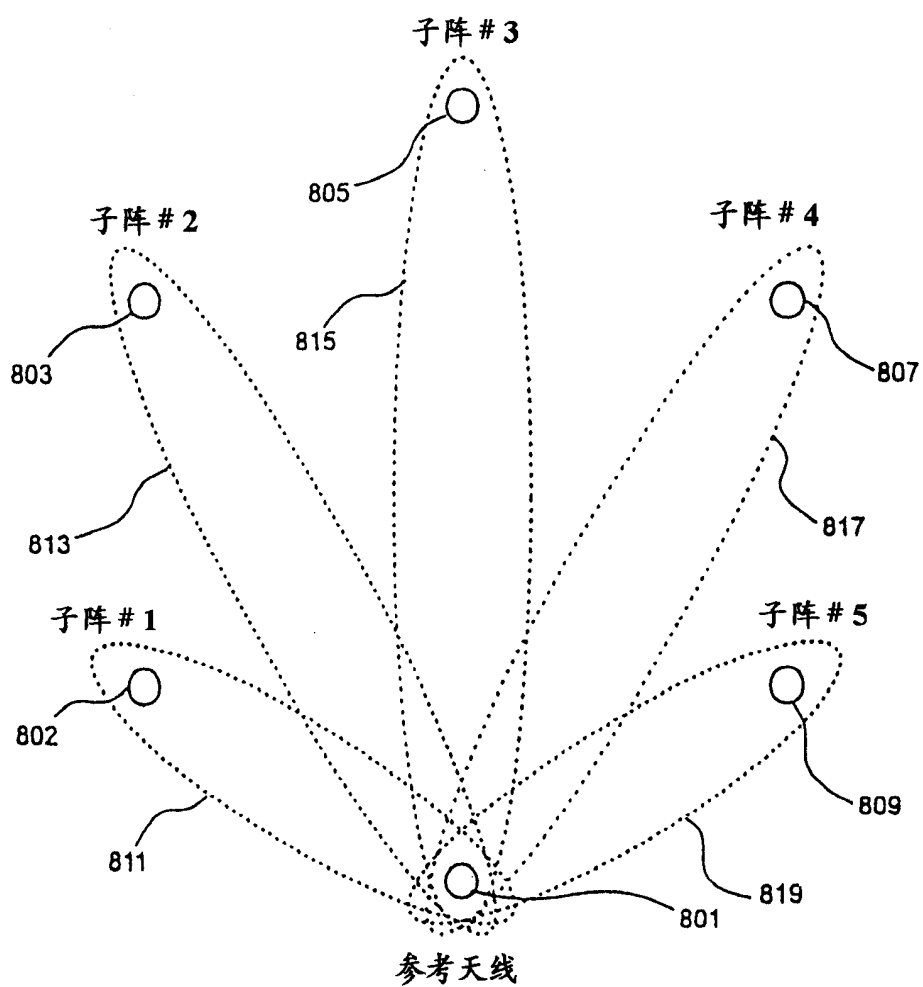


图 8

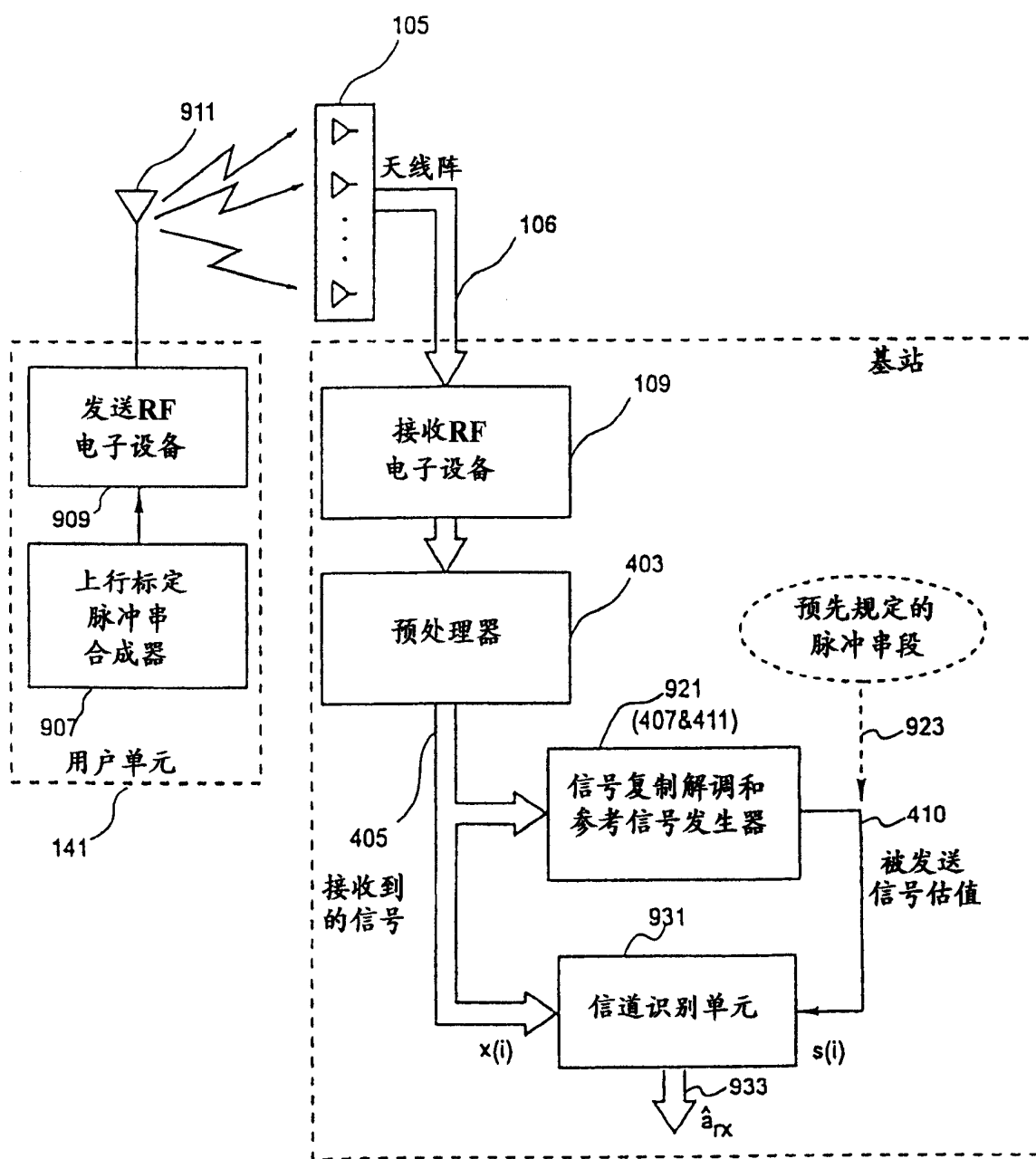


图 9

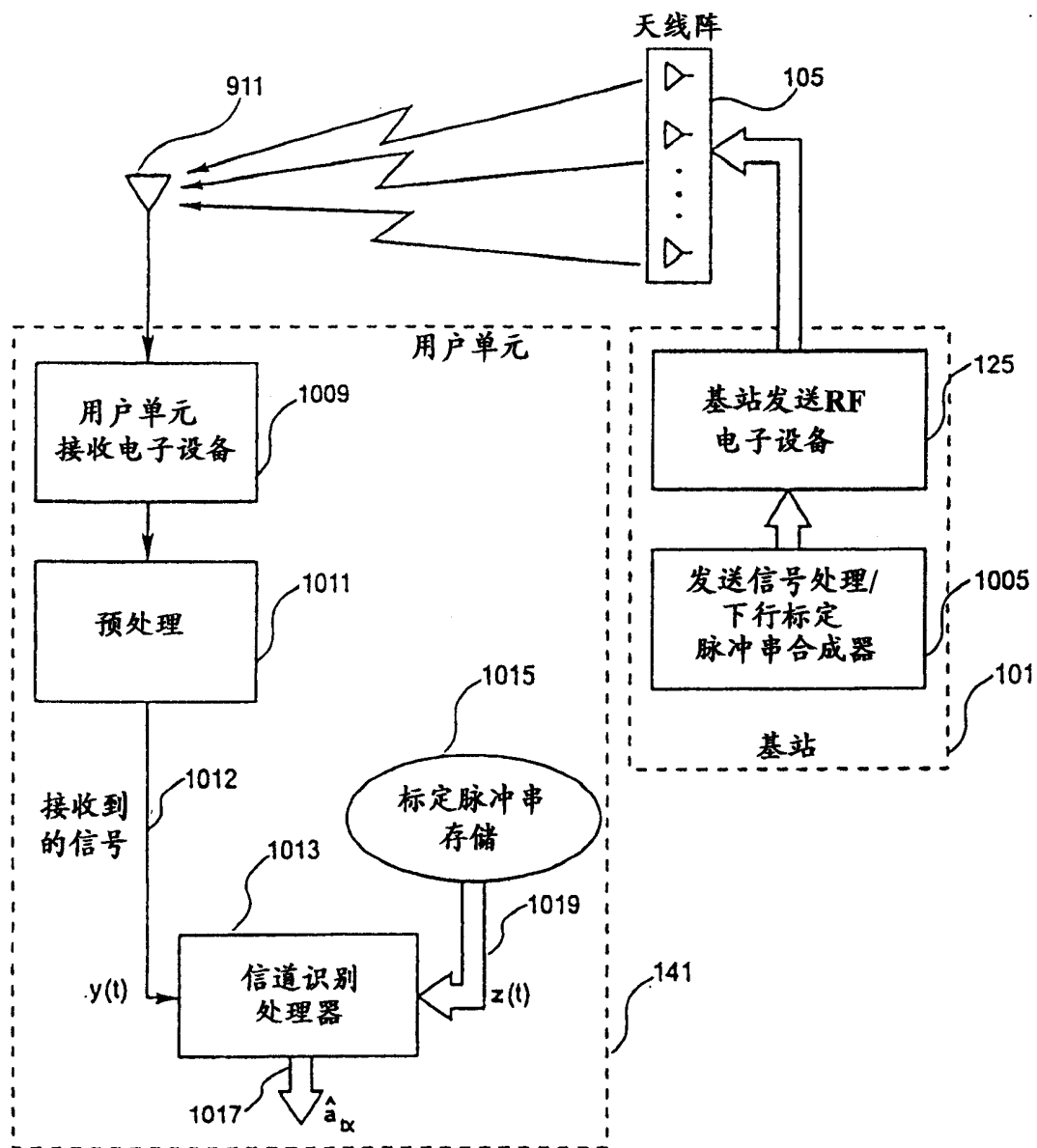


图 10

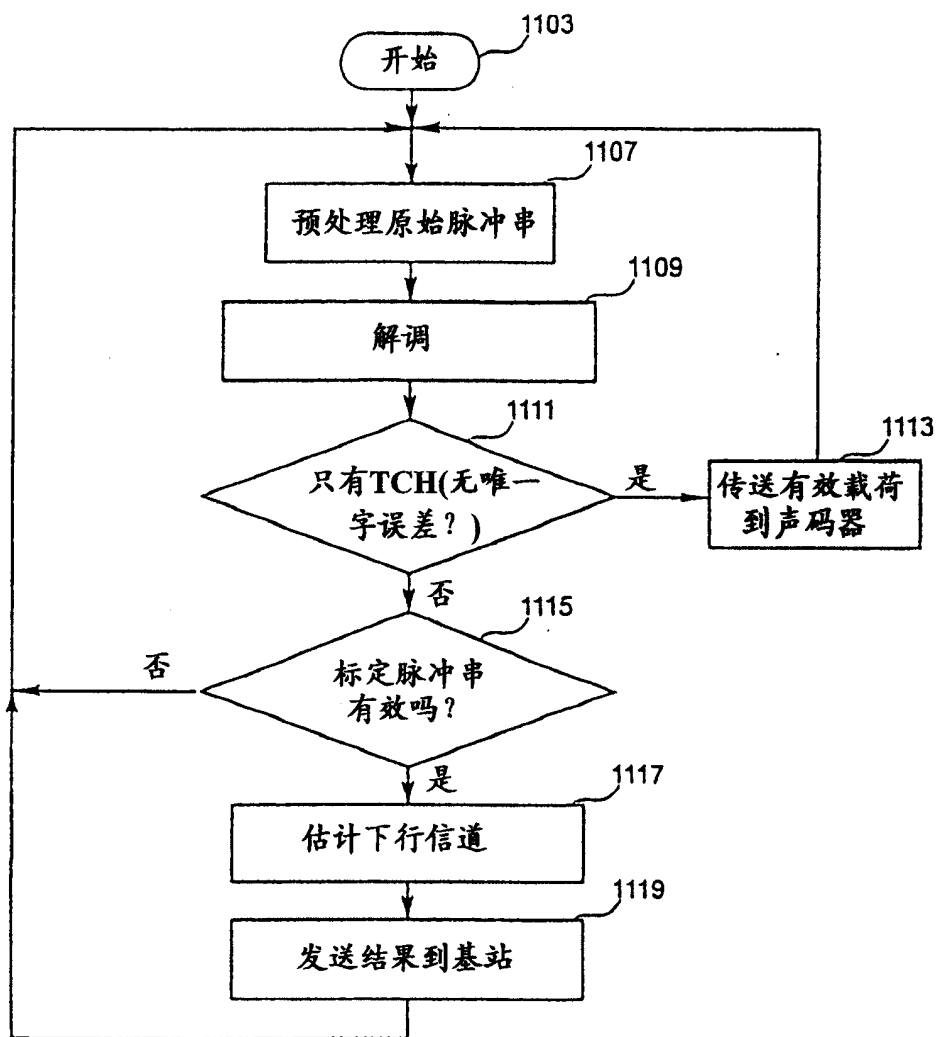


图 11

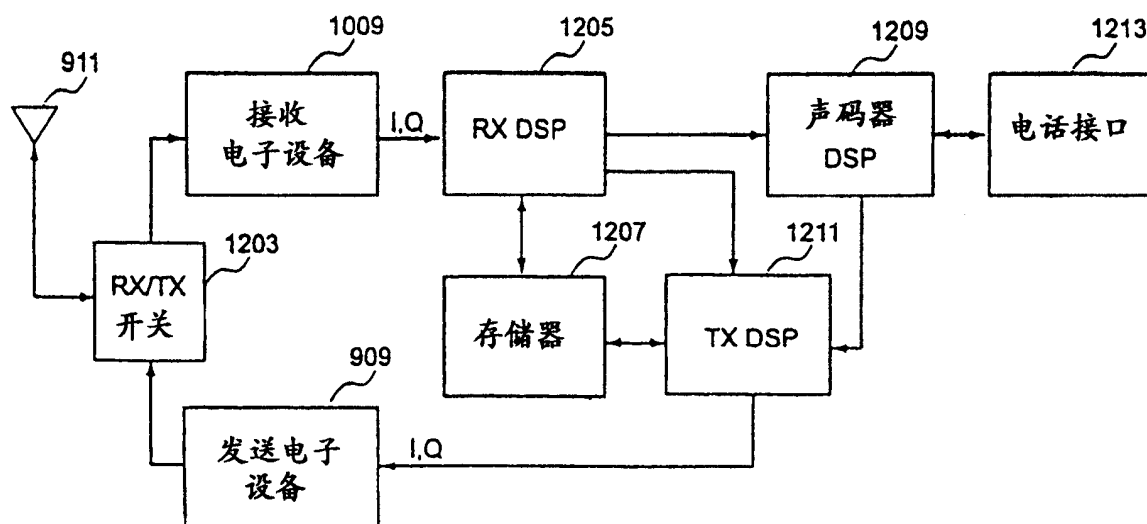


图 12

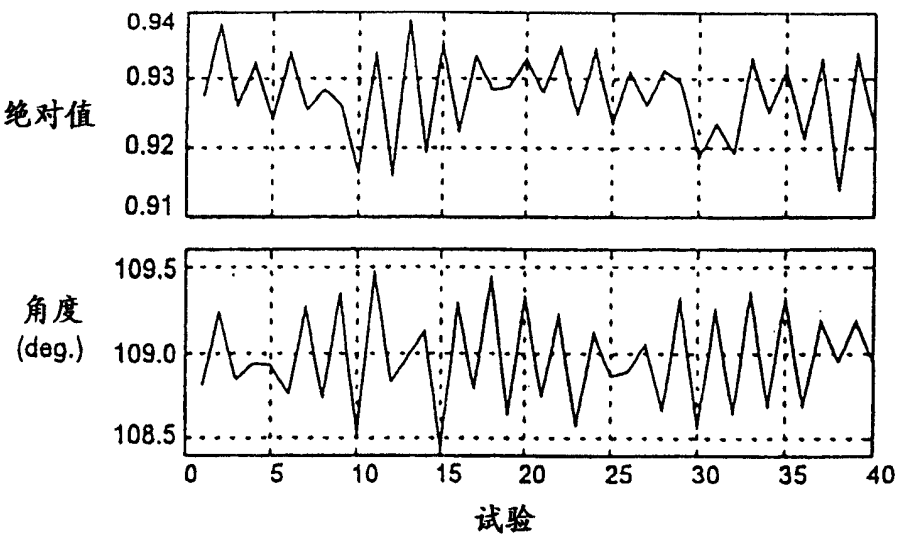


图 13

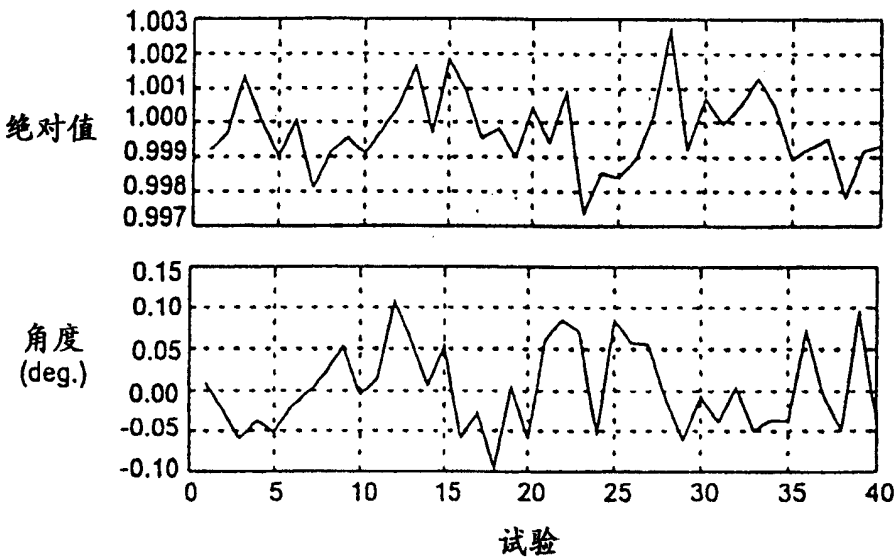


图 14

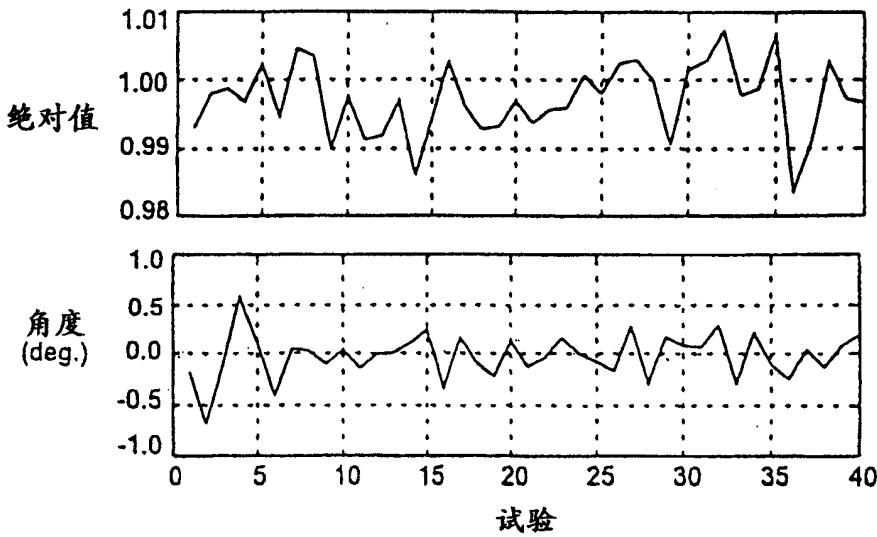


图 15