(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104641250 B
(45)授权公告日 2016.10.12

(21)申请号 201280075892.0

(22)申请日 2012.09.24

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104641250 A

(43)申请公布日 2015.05.20

(30)优先权数据
13/624,646 2012.09.21 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2015.03.19

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2012/056930 2012.09.24

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2014/046688 EN 2014.03.27

(73)专利权人 高通股份有限公司
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 A·拉赫祖里 F·科迪卡佩安

(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限责任公司 11287
代理人 宋献涛

(51)Int.Cl.
G01S 5/00(2006.01)
H04B 7/06(2006.01)

(56)对比文件
CN 101174925 A,2008.05.07,
US 8144683 B1,2012.03.27,
CN 1890935 A,2007.01.03,
Chau Yuen et al..Comparative Study of Open-loop Transmit Diversity Schemes for Four Transmit Antennas in Coded OFDM Systems.《Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall.2007 IEEE 66th》.2007, 482-485.
Thomas K. Paul et al..Evolution, Insights and Challenges of the PHY Layer for the Emerging IEEE 802.11n Amendment.《Communications Surveys & Tutorials, IEEE》.2009,第11卷(第4期),131-150.

审查员 李苏宁

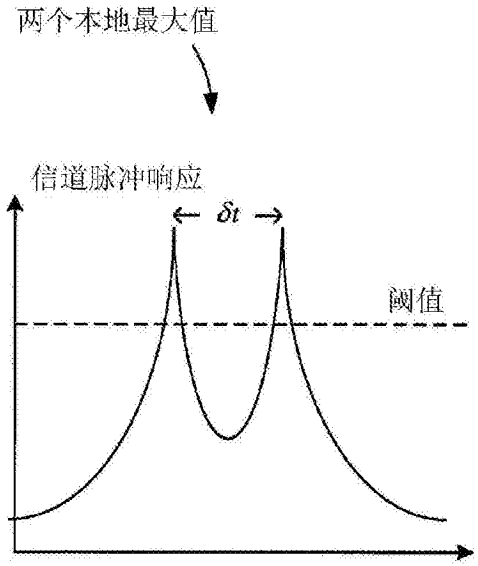
权利要求书2页 说明书11页 附图24页

(54)发明名称

使用信道脉冲响应的循环移位延迟检测

(57)摘要

本文呈现用于确定循环移位分集CSD模式的系统、设备和方法。实例使用信道脉冲响应CIR来确定当前CSD模式。具体来说,来自正交频分多工OFDM符号的信道脉冲响应形成CIR样本。所述CIR样本经检查以找到本地最大值。可基于所述CIR样本中找到的所述本地最大值选择当前CSD模式。



CN 104641250 B

1.一种用于找到循环移位分集CSD的方法，所述方法包括：

在收发器处接收使用特定CSD模式发射的正交频分多路复用OFDM符号；

计算所述OFDM符号的信道脉冲响应CIR以形成CIR样本；

确定所述CIR样本中的本地最大值；以及

基于所述本地最大值选择正在使用的CSD模式。

2.根据权利要求1所述的方法，其中计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以所述形成CIR样本包括正规化所述CIR样本。

3.根据权利要求1所述的方法，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括确定在阈值以上的本地最大值。

4.根据权利要求1所述的方法，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括对所述本地最大值进行计数。

5.根据权利要求1所述的方法，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括确定所述本地最大值中的邻近者之间的时间差。

6.根据权利要求1所述的方法，其中：

接收所述正交频分多路复用OFDM符号包括接收k个OFDM符号；

计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以及确定所述本地最大值包括针对所述k个OFDM符号中的每一第j符号：

计算所述第j OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本的第j集合；

确定所述CIR样本的第j集合中的本地最大值；以及

递增各自表示本地最大值的数目的一组计数器中的一者；且

基于所述本地最大值选择所述CSD模式包括基于所述一组计数器选择所述CSD模式。

7.根据权利要求1所述的方法，其中：

接收所述正交频分多路复用OFDM符号包括接收k个OFDM符号；

计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以及确定所述本地最大值包括针对所述k个OFDM符号中的每一第j符号：

计算所述第j OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本的第j集合；

确定所述CIR样本的第j集合中的本地最大值；以及

确定所述本地最大值中的邻近者之间的时间差；以及

将所述时间差保存到各自表示本地最大值的数目的一组记录中的一者；且

基于所述本地最大值选择所述CSD模式包括基于所述一组记录选择所述CSD模式。

8.一种用于找到循环移位分集CSD的移动装置，所述移动装置包括：

收发器，所述收发器用于接收使用特定CSD模式发射的正交频分多路复用OFDM符号；以及

处理器，其耦合到所述收发器，所述处理器用于：

计算所述OFDM符号的信道脉冲响应CIR以形成CIR样本；

确定所述CIR样本中的本地最大值；以及

基于所述本地最大值选择正在使用的CSD模式。

9.根据权利要求8所述的移动装置，其中计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以所述形成CIR样本包括正规化所述CIR样本。

10.根据权利要求8所述的移动装置，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括确定在阈值以上的本地最大值。

11.根据权利要求8所述的移动装置，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括对所述本地最大值进行计数。

12.根据权利要求8所述的移动装置，其中确定所述CIR样本中的所述本地最大值包括确定所述本地最大值中的邻近者之间的时间差。

13.根据权利要求8所述的移动装置，其中：

接收所述正交频分多路复用OFDM符号包括接收k个OFDM符号；

计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以及确定所述本地最大值包括针对所述k个OFDM符号中的每一第j符号：

计算所述第j OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本的第j集合；

确定所述CIR样本的第j集合中的本地最大值；以及

递增各自表示本地最大值的数目的一组计数器中的一者；且

基于所述本地最大值选择所述CSD模式包括基于所述一组计数器选择所述CSD模式。

14.根据权利要求8所述的移动装置，其中：

接收所述正交频分多路复用OFDM符号包括接收k个OFDM符号；

计算所述OFDM符号的所述信道脉冲响应以及确定所述本地最大值包括针对所述k个OFDM符号中的每一第j符号：

计算所述第j OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本的第j集合；

确定所述CIR样本的第j集合中的本地最大值；以及

确定所述本地最大值中的邻近者之间的时间差；以及

将所述时间差保存到各自表示本地最大值的数目的一组记录中的一者；且

基于所述本地最大值选择所述CSD模式包括基于所述一组记录选择所述CSD模式。

15.一种用于找到循环移位分集CSD的移动装置，所述移动装置包括：

用于接收使用特定CSD模式发射的正交频分多路复用OFDM符号的装置；

用于计算所述OFDM符号的信道脉冲响应CIR以形成CIR样本的装置；

用于确定所述CIR样本中的本地最大值的装置；以及

用于基于所述本地最大值选择正在使用的CSD模式的装置。

16.根据权利要求15所述的移动装置，其中用于计算所述OFDM符号的信道脉冲响应以所述形成CIR样本的装置包括用于正规化所述CIR样本的装置。

17.根据权利要求15所述的移动装置，其中所述用于确定所述CIR样本中的所述本地最大值的装置包括用于确定在阈值以上的本地最大值的装置。

18.根据权利要求15所述的移动装置，其中所述用于确定所述CIR样本中的所述本地最大值的装置包括用于对所述本地最大值进行计数的装置。

19.根据权利要求15所述的移动装置，其中用于确定所述CIR样本中的所述本地最大值的装置包括用于确定所述本地最大值中的邻近者之间的时间差的装置。

使用信道脉冲响应的循环移位延迟检测

[0001] 相关申请案的交叉参考

[0002] 本申请案主张2012年9月21日申请的标题为“使用信令的循环移位延迟检测(Cyclic shift delay detection using a channel impulse response)”的第13/624,646号美国专利申请案的优先权权益,所述专利申请案转让给本受让人且全文以引用的方式并入本文中。

[0003] 2012年9月21日申请的第13/624,646号美国专利申请案与2012年9月21日申请的标题为“使用信令的循环移位延迟检测(Cyclic shift delay detection using signaling)”的第13/624,653号美国专利申请案相关,所述美国专利申请案的内容以引用的方式并入本文中。2012年9月21日申请的第13/624,646号美国专利申请案与2012年9月21日申请的标题为“使用自相关的循环移位延迟检测(Cyclic shift delay detection using autocorrelations)”的第13/624,649号美国专利申请案相关,所述美国专利申请案的内容以引用的方式并入本文中。

技术领域

[0004] 本发明大体上涉及用于移动定位的设备和方法,且更明确地说涉及确定循环移位分集(CSD)信令模式中的最终发射。

背景技术

[0005] 为估计位置,移动装置可从三个或三个以上接入点俘获所接收信号强度指示(RSSI)测量值。服务器或移动装置自身可将三边测量应用于这些RSSI测量值以估计移动装置的位置,然而,这些RSSI测量值具有大标准偏差。遗憾的是,利用此些RSSI测量值的三边测量由于RSSI测量水平的不确定性而导致高程度的不确定性。

[0006] 为减轻与RSSI测量值相关联的高不确定性,可使用往返时间(RTT)测量值。RTT测量值有利地具有比RSSI测量值低得多的水平的不确定性。RTT测量值记录从起始从移动装置到接入点的信号且回到移动装置的往返时间。尽管RTT测量值存在若干不确定性,但这些变量可以与RSSI测量值相关联的较小不确定性来确定和估计。服务器或移动装置可在三边测量中使用RTT测量值来更准确估计移动装置的位置。

[0007] 最近,循环移位分集(CSD)已引入到IEEE 802.11n标准中以通过跨越多个天线空间扩散流且以不同循环移位发射相同信号来改进接收。利用多个发射和多路径的效应,RTT测量值由于多个可能开始时间而不再提供可靠的时间测量值。

[0008] 在IEEE 802.11n标准中界定各种CSD模式。单发射器系统并不使用循环移位(CSD模式1)。换句话说,当在CSD模式1中操作且仅一个发射器正操作时停用CSD。当两个或两个以上发射器正操作时,循环移位可停用且从每一天线发射相同信号。或者,可启用循环移位且从每一天线发射原始信号的不同时间移位信号。在CSD模式2中,两个发射器发射:第一发射器发射原始信号且第二发射器发射通过循环移位前进200ns的时间移位信号。在CSD模式3中,三个发射器发射:第一发射器发射原始信号,第二发射器发射前进100ns的时间移位信

号，且第二发射器发射前进额外100ns的信号。在CSD模式4中，四个发射器发射：第一发射器发射原始信号，第二发射器将信号前进50ns，第三发射器将信号前进额外50ns，且第四发射器将信号前进另外50ns，从原始信号前进总共150ns。将来可界定更多CSD模式。这些CSD模式是建议而非要求。特定制造商可自由利用非标准实施方案。如此，可基于发射器的数目(例如，2、3或4个发射器)连同时间间隔(例如，50ns、100ns、150ns、200ns)界定非标准CSD模式。

[0009] 因此，当启用CSD时，RTT测量值可能因假阳性信号而偏斜。或者，当实际上CSD被停用且仅使用一信号发射器时多路径可呈现为多发射器CSD模式信号。在无某一其它检测和校正处理的情况下，RTT测量值可选择首先到达信号(具有来自第二或后续发射器的使用循环移位的发射器前进信号)而非最后发射(来自第一发射器)。

[0010] 因此，所需的是一种确定是否启用CSD的方式。并且，如果启用，那么确定什么CSD模式正操作，借此提供可用于移动装置定位的精确RTT测量值。

发明内容

[0011] 所揭示的是用于传送且确定CSD模式的系统、设备和方法。

[0012] 根据一些方面，揭示一种用于使用信道脉冲响应(CIR)找到循环移位分集(CSD)的方法，所述方法包括：接收正交频分多路复用(OFDM)符号；计算所述ODFM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本；找到所述CIR样本中的本地最大值；以及基于所述本地最大值选择CSD模式。

[0013] 根据一些方面，揭示一种用于使用信道脉冲响应(CIR)找到循环移位分集(CSD)的移动装置，所述装置包括：收发器，所述收发器用于接收正交频分多路复用(OFDM)符号；以及处理器，其耦合到所述收发器，所述处理器用于：计算所述OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本；找到所述CIR样本中的本地最大值；以及基于所述本地最大值选择CSD模式。

[0014] 根据一些方面，揭示一种用于使用信道脉冲响应(CIR)找到循环移位分集(CSD)的移动装置，所述装置包括：用于接收正交频分多路复用(OFDM)符号的装置；用于计算所述OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本的装置；用于找到所述CIR样本中的本地最大值的装置；以及用于基于所述本地最大值选择CSD模式的装置。

[0015] 根据一些方面，揭示一种非易失性计算机可读存储媒体，其包含存储在其上的程序代码，包括用于以下操作的程序代码：接收正交频分多路复用(OFDM)符号；计算所述OFDM符号的信道脉冲响应以形成CIR样本；找到所述CIR样本中的本地最大值；以及基于所述本地最大值选择CSD模式。

[0016] 应理解，所属领域的技术人员将从以下详细描述而容易地明了其它方面，其中借助于说明展示且描述各种方面。图式和详细描述被视为本质上是说明性的而非限制性的。

附图说明

[0017] 将参看图式仅通过实例方式来描述本发明的实施例。

[0018] 图1说明使用RSSI测量值的三边测量。

[0019] 图2说明使用RTT测量值的三边测量。

[0020] 图3展示与RTT测量值相关联的延迟。

[0021] 图4和5比较RSSI和RTT测量值的相对不确定性。

[0022] 图6到11展示CSD模式的各种标准和非标准实施方案。

[0023] 图12到18展示在利用和不利用循环移位的情况下用于OFDM符号的发射的结构。

[0024] 图19到22说明多路径的效应。

[0025] 图23到26说明循环移位分集的效应。

[0026] 图27到34根据本发明的一些实施例界定用以通过在接入点与移动装置之间信令CSD信息确定CSD模式的第一方法。

[0027] 图35到54展示根据本发明的一些实施例如何通过使用基于延迟的自相关与基于循环移位的自相关的组合确定CSD模式。

[0028] 图55到60说明根据本发明的一些实施例用以通过使用信道脉冲响应计算确定CSD模式的另一方法。

具体实施方式

[0029] 以下结合附图而陈述的详细描述希望作为对本发明的各个方面的描述，而不希望表示其中可实践本发明的仅有方面。提供本发明中所描述的每一方面仅作为本发明的实例或说明，且其不应必然地解释为比其它方面优选或有利。详细描述包含用于提供对本发明的彻底理解的目的的特定细节。然而，所属领域的技术人员将明白，可在没有这些特定细节的情况下实践本发明。在一些例子中，以框图的形式展示众所周知的结构和装置以便避免混淆本发明的概念。首字母缩写词和其它描述性术语可仅出于便利和清楚的目的而使用，且不希望限制本发明的范围。

[0030] 本文所描述的位置确定技术可结合各种无线通信网络来实施，各种无线通信网络例如无线广域网(WWAN)、无线局域网(WLAN)、无线个域网(WPAN)等等。术语“网络”与“系统”常可互换地使用。WWAN可为码分多址(CDMA)网络、时分多址(TDMA)网络、频分多址(FDMA)网络、正交频分多址(OFDMA)网络、单载波频分多址(SC-FDMA)网络、长期演进(LTE)等等。CDMA网络可以实施一或多种无线电接入技术(RAT)，例如cdma2000、宽带CDMA(W-CDMA)等等。Cdma2000包含IS-95、IS-2000和IS-856标准。TDMA网络可实施全球移动通信系统(GSM)、数字先进移动电话系统(D-AMPS)或某一其它RAT。GSM和W-CDMA描述于来自名为“第三代合作伙伴计划”(3GPP)的协会的文献中。cdma2000描述于来自名为“第三代合作伙伴计划2”(3GPP2)的协会的文献中。3GPP和3GPP2文献可公开获得。WLAN可为IEEE 802.11x网络，且WPAN可为蓝牙网络、IEEE 802.15x或某一其它类型的网络。所述技术还可结合WWAN、WLAN及/或WPAN的任何组合来实施。

[0031] 卫星定位系统(SPS)通常包含发射器系统，其经定位以使得实体能够至少部分基于从发射器接收的信号确定其在地球上或上方的位置。此发射器通常发射经标记有所设定数目个芯片的重复伪随机噪声(PN)码的信号且可位于基于地面的控制站、用户设备及/或宇宙飞船上。在特定实例中，此类发射器可位于地球轨道卫星运载火箭(SV)上。举例来说，全球导航卫星系统(GNSS)星群(例如，全球定位系统(GPS)、伽利略(Galileo)、格洛纳斯(GLONASS)或指南针)中的SV可发射经标记有PN码的信号，所述PN码可区别于由星群中的其它SV发射的PN码(例如，对于如GPS中的每一卫星使用不同PN码，或在如GLONASS中的不同频率上使用相同码)。根据某些方面，本文中所呈现的技术不限于SPS的全球系统(例如，

GNSS)。举例来说，本文中所提供的技术可应用于或以其它方式经启用以用于在各种地区性系统中使用，例如，日本上方的准天顶卫星系统(QZSS)、印度上方的印度地区性导航卫星系统(IRNSS)、中国上方的北斗卫星等，和/或可与一或多个全球的及/或地区性导航卫星系统相关联或以其它方式经启用以与一或多个全球的及/或地区性导航卫星系统一起使用的各种扩增系统(例如，基于卫星的扩增系统(SBAS))。以实例说明而非限制，SBAS可包含提供完整性信息、微分校正等的扩增系统，例如，广域扩增系统(WAAS)、欧洲地球同步卫星导航叠加服务(EGNOS)、多功能卫星扩增系统(MSAS)、GPS辅助地理扩增导航或GPS和地理扩增导航系统(GAGAN)，及/或其类似者。因此，如本文所使用，SPS可包含一或多个全球及/或地区性导航卫星系统及/或扩增系统的任何组合，且SPS信号可包含SPS、类似SPS及/或与此类一或多个SPS相关联的其它信号。

[0032] 如本文所使用，移动装置有时被称作移动站(MS)或用户设备(UE)，例如蜂窝式电话、移动电话或其它无线通信装置、个人通信系统(PCS)装置、个人导航装置(PND)、个人信息管理器(PIM)、个人数字助理(PDA)、膝上型计算机或能够接收无线通信及/或导航信号的其它合适的移动装置。术语“移动站”还希望包含(例如)通过短程无线、红外线、有线连接或其它连接与个人导航装置(PND)通信的装置，而不管装置处或PND处是否发生卫星信号接收、辅助数据接收和/或位置相关处理。而且，“移动站”希望包含所有装置，包含无线通信装置、计算机、膝上型计算机等，其能够(例如)经由因特网、WiFi或其它网络与服务器通信，并且不管是在所述装置处、服务器处还是在与所述网络相关联的另一装置处发生卫星信号接收、辅助数据接收和/或与位置相关处理。上述各者的任何可操作组合也被视为“移动装置”。

[0033] 图1说明使用RSSI测量值的三边测量。移动装置(例如，移动台、用户设备或MS 200)从多个接入点(例如，$AP_1$100-1、$AP_2$100-2和$AP_3$100-3)接收信号。MS 200记录来自每一接入点的RSSI测量值(例如，$RSSI_1$、$RSSI_2$和$RSSI_3$)。在知道每一接入点的位置的情况下，MS 200通过RSSI测量值将其位置加权以形成位置估计值。

[0034] 图2说明使用RTT测量值的三边测量。MS 200将信号发送到多个接入点100(例如，$AP_1$100-1、$AP_2$100-2和$AP_3$100-3)。每一接入点100将确认立即发送回去以形成往返信号。可针对每一接入点将往返信号的行进时间分别确定为RTT_1、RTT_2和RTT_3。在了解每一接入点100的位置以及相应RTT的情况下，MS 200可计算其位置估计值。

[0035] 图3展示与RTT测量值相关联的延迟。总延迟称为转向校准因数或TCF 300。TCF300可经近似、假定、测量或估计。在302处，第一延迟为MS发射器延迟(t_{MSTX})。在304处，第二延迟为上行链路路径传播延迟(t_{UP})，其指示范围。在306处，第三延迟表示接入点中的接收器延迟(t_{APRX})。在308处，第四延迟是接入点中的处理器延迟(t_{APPR})。在310处，第五延迟是接入点中的发射器延迟(t_{APTX})。在312处，第六延迟是下行链路路径传播延迟(t_{DOWN})，其也指示范围。在314处，第七延迟是MS 200中的接收器延迟(t_{MSRX})。

[0036] 指示范围的两个延迟(即，t_{UP}和t_{DOWN})可从TCF 300排除。因此，所测得的延迟可由TCF 300调整以产生信号行进时间。也就是说，所测得RTT-TCF＝RTT。最后，RTT可通过计算单向时间且针对光速调整而转换为范围(范围＝c*{RTT/2}，其中c表示光速且{RTT/2}表示信号行进的单向时间)。

[0037] 图4和5比较RSSI和RTT测量值的相对不确定性。在图4中，展示针对从功率[dBm]转

换为范围[m]的RSSI测量值的概率密度函数(PDF)。PDF由RSSI测量值的标准偏差(σ_{RSSI})或方差(σ^2_{RSSI})表示。在图5中,展示针对从时间[s]转换为范围[m]的RTT测量值的PDF。RTT测量值由RTT测量值的标准偏差(σ_{RTT})或方差(σ^2_{RTT})表示。如图所示,RSSI方差的范围估计值不确定性比RTT方差的范围估计值不确定性大得多。因此,如果RTT测量值可用,那么RTT可提供具有比RSSI测量值大的准确性(或小的不确定性)的位置估计值。以等式形式,将方差与($\sigma^2_{RSSI}>>\sigma^2_{RTT}$)比较。

[0038] 图6到11展示CSD模式的各种标准和非标准实施方案。在图6中,表格推荐CSD模式。第一模式(CSD模式1)停用CSD且仅使用一个发射器。剩余模式启用CSD。第二模式(CSD模式2)使用隔开200纳秒(ns)的两个发射器。第一发射器发射不具有时间移位的原始信号。第二发射器将原始信号前进200ns且包裹最后200ns作为前200ns。第三模式(CSD模式3)使用三个发射器,每一者时间上隔开100ns。第一发射器发射具有0ns循环移位的原始信号。第二发射器发射具有100ns循环移位的原始信号。第三发射器发射具有200ns循环移位的原始信号。第四模式(CSD模式4)使用四个发射器,每一者时间上隔开50ns。第一发射器发射具有0ns循环移位的原始信号。第二发射器发射具有50ns循环移位的原始信号。第三发射器发射具有100ns循环移位的原始信号。第四发射器发射具有150ns循环移位的原始信号。将来可界定额外模式。此外,接入点或移动电话制造商可通过界定若干发射器以及发射器之间的时间间隔而定制CSD模式。

[0039] 在图7中,展示使用CSD模式1发射的所接收信号的自相关$R_1(\tau)$。所述自相关包含围绕$\tau=0$居中的单一峰值。在图8中,展示使用CSD模式2发射的所接收信号的自相关$R_2(\tau)$。所述自相关包含围绕$\tau=0$及$\tau=-200ns$居中的两个峰值。在图9中,展示使用CSD模式3发射的所接收信号的自相关$R_3(\tau)$。所述自相关包含围绕$\tau=0$、$\tau=-100$及$\tau=-200ns$居中的三个峰值。在图10中,展示使用CSD模式4发射的所接收信号的自相关$R_4(\tau)$。所述自相关包含围绕$\tau=0$、$\tau=-50$、$\tau=-100$及$\tau=-150ns$居中的四个峰值。在图11中,展示使用CSD模式5发射的非标准所接收信号的自相关$R_5(\tau)$。所述自相关包含间隔Xns的n个峰值。

[0040] 图12到18展示在利用和不利用循环移位的情况下用于OFDM符号的发射的结构。在图12中,展示所发射OFDM信号。OFDM信号包含前置码($N_{PRE}=16\mu s$)和信号场($N_{SF}=4\mu s$),之后是包括OFDM符号的有效负载(分别针对可变数目的OFDM符号$N_{SYM}=5$、7或8,$N_{PAYLOAD}=20\mu s$、28μs或32μs)。五个OFDM符号由112位或14字节表示。七个OFDM符号由160位或20字节表示。八个OFDM符号由192位或24字节表示。一个OFDM符号为$N=4\mu s$长。

[0041] 在图13中,展示OFDM符号的结构。从可变数目的8位字节产生可变数目的OFDM符号。在所展示的实例中,14个8位字节或112位需要以6Mbps发射。为确定所需的OFDM符号的数目,112位除以6Mbps向上舍入为整数数目的符号,从4.667个符号到5个OFDM符号。(具有$N=4\mu s$的持续时间或160个样本的)每一OFDM符号包含1扇区长的保护间隔(GI)连同针对4个扇区包括总共5个扇区的信息(从开始到结束,$N_g=0.8\mu s$或32个样本)。通过复制信息的结束秒来产生GI($N-N_g=3.2\mu s$或128个样本)。还展示前向环移位OFDM符号。所述经循环移位OFDM符号展示为针对CSD模式2移位200ns。因此,第一发射器发射OFDM符号,且第二发射器发射经循环移位OFDM符号。

[0042] 图14-18更详细展示产生保护间隔(GI)和循环移位延迟(CSD)的过程。在图14中,展示具有$N=4\mu s$的持续时间的OFDM符号。OFDM符号包含GI和信息。在图15中,展示通过复制

信息的末尾作为GI来产生GI的过程。GI是两个长度的一者(N_g＝0.4μs或0.8μs)。所述信息为N_S＝3.2μs长。在图16中，移位200ns(CSD模式2)、100ns(CSD模式3)或50ns(CSD模式4)的第一经循环移位符号可叠加在先前数字上。

[0043] 在图17中，展示针对第一发射器的两个连续OFDM符号(k和k+1)。在图18中，展示针对第二发射器的具有200ns循环移位的两个连续OFDM符号(k和k+1)。

[0044] 图19到22说明多路径的效应。在图19中，接入点(AP_1 100)发射单一信号。信号遵循到MS 200处的接收器的直接路径(路径A)和间接路径(路径B)。遵循间接路径的信号与直接路径信号相比产生延迟Δ。在图20中，展示三个循序符号的发射。第一符号k-1之后是第二符号k，其后为第三符号k+1，分别在时间t_{k-1}、t_k和t_{k+1}。在图21中，沿着两个路径接收三个符号：直接路径(路径A)和间接路径(路径B)。沿着直接路径，在t_k+D处接收符号k，其中t_k为发射符号k的时间，且D为行进时间。沿着间接路径，在t_k+Δ+D处接收符号k，其中Δ为间接路径与直接路径之间的时间差。在图22中，展示图21的所接收信号的自相关R(τ)。针对每一OFDM符号发生隔开Δ的一对相关峰值。如下文将阐释，所述对相关峰值可解释为CSD模式1信号。

[0045] 图23到26说明循环移位分集的效应。在图23中，展示两个直接路径。AP_1包含第一发射器Tx_1沿着第一路径(路径1)将第一信号发射到MS 200，且第二发射器Tx_2沿着第二路径(路径2)将第二信号发射到MS 200。两个路径之间的时间延迟Δ假定为零。在此情况下，第一信号是原始信号且第二信号是经循环移位信号。在图24中，展示两个信号的三个符号。第一信号包含来自第一发射器Tx_1的三个符号(符号k-1、符号k和符号k+1)，且第二信号包含来自第二发射器Tx_2的相同符号的经循环移位型式(CS符号k-1、CS符号k和CS符号k+1)，但经循环移位-200ns。所述三个符号在t_{k-1}、t_k和t_{k+1}发射。在图25中，接收所述两个信号作为重叠信号。因为Δ假定为零，所以每一符号和符号的经循环移位型式在相同时间t_k+D接收，其中t_k表示发射时间且D表示行进时间的延迟。

[0046] 在图26中，展示图25的所接收信号的自相关R(τ)。针对每一OFDM符号发生隔开200ns的一对相关峰值。所述对相关峰值可解释为CSD模式1信号，因为存在隔开200ns的两个峰值。上文在图22中，如果Δ为200ns，那么多路径信号的图22的自相关可能错误地解释为-200ns的循环移位和CS模式1。

[0047] 图27到34根据本发明的一些实施例界定用以通过在接入点与移动装置之间信令CSD信息确定CSD模式的第一方法。在第一方法中，通过从网络侧向移动装置的信令来传送CSD模式。

[0048] CSD模式可由以下各者表示：(1)来自IEEE 802.11n规范的CSD模式；(2)发射器的数目；(3)发射器之间的循环移位(时间)间隔；(4)用于启用/停用CSD模式的准则；或(5)这些表示的两者或两者以上的任何组合(例如，发射器的数目加上发射器之间的间隔)。

[0049] 在图27中，服务器从服务器向移动装置信令当前CSD模式。图28展示含有用于循环移位操作的发射器的数目的信令消息。图29展示含有发射器之间的循环移位(时间)间隔(例如，50、100或200ns)的信令消息。图30展示含有用于启用/停用CSD模式的准则的信令消息。

[0050] 在图31中，AP 100将含有识别当前CSD模式的辅助数据的信令消息发送到MS 200。MS 200使用辅助数据恰当地解调CSD模式发射。在图32中，服务器300将针对每一AP的包含

哪一CDS模式正操作的辅助数据发送到MS 200。再次，MS 200使用辅助数据恰当地解调CSD模式发射。

[0051] 图33展示以上表示中的两者或两者以上的组合。AP 100将含有辅助数据的信令消息发送到MS 200。辅助数据包含：(1)当前CSD模式；(2)发射器的数目；(3)发射器之间的时间循环移位延迟间隔；和/或(4)用于启用或停用CSD模式的准则。与之前一样，MS 200使用辅助数据恰当地解调CSD模式发射。

[0052] 图34展示众包(crowd sourcing)。在众包中，一个或多个移动装置确定正使用什么CSD模式将将此信息报告给服务器。移动装置还可中继关于当前信令条件的其它信息，因此服务器可尝试确定正使用什么准则启用和停用CSD。第一移动体(MS 200-1)或多个移动体各自向服务器300发送移动报告，所述移动报告包含检测到的CSD模式、检测到的CSD参数、接入点可能用于触发的参数(例如，RSSI值、打包器错误率(PER)、数据速率(DR)等)和/或信道脉冲响应(CIR)。服务器300使用此所报告信息作为众包来确定当前CSD模式和/或触发。随后，服务器300将包含此当前CSD模式和/或触发的辅助数据发送到第二移动体(MS 200-2)。

[0053] 信令可为唯一且单独的消息或可为现有消息的一部分，例如辅助数据消息的一部分。此信令可在接入点中发起，或者此信令可从服务器发起。可指示服务器：什么CSD模式当前正由例如网络运营商使用。或者，可使用众包来确定当前正使用什么CSD模式。

[0054] 图35到54展示根据本发明的一些实施例如何通过使用基于延迟的自相关与基于循环移位的自相关的组合确定CSD模式。

[0055] 图35展示通过将两个自相关之间的差与阈值比较进行CSD模式确定。第一自相关即基于延迟的自相关602，且第二自相关即基于循环移位的自相关604。所接收OFDM信号y(t)用作到两个相关器的输入。求和器606取自相关输出之间的差且将所述差作为相关输出提供到阈值比较电路608。将相关输出与阈值比较以导出当前CSD模式。

[0056] 图36界定基于延迟的自相关。基于延迟的自相关尝试确定多路径是否已不利地影响接收到的OFDM信号。在一些实施例中，基于延迟的自相关R(τ)被定义为：

[0057] $$R_{delay}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S} y(i)y^{*}(i+\tau)$$，或

[0058] $$R_{delay}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S-\tau} y_k(i)y_k^{*}(i+\tau)+\sum_{i=N_g+N_S-\tau+1}^{N_g+N_S} y_k(i)y_{k+1}^{*}(i+\tau-N_g-N_S)$$。

[0059] 可以看出，基于延迟的相关不考虑任何循环移位。

[0060] 图37界定基于循环移位的自相关。基于循环移位的自相关尝试确定经启动CSD模式是否已影响接收到的OFDM信号。在一些实施例中，基于循环移位的自相关R(τ)被定义为：

[0061] $$R_{CS}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S-\tau} y_k(i)y_k^{*}(i+\tau)+\sum_{i=N_g+N_S-\tau+1}^{N_g+N_S} y_k(i)y_k^{*}(i+\tau-N_S)$$。

[0062] 图38和39展示分别用于多路径信号和循环移位信号上的每一自相关中的范围(N_C)。在图38中，接收到的信号经历多路径，使得$y(t)=x(t)+x(t+\Delta_{MP})$。多路径信号延迟$\Delta_{MP}$。间接路径信号$x(t+\Delta_{MP})$的末端延迟使得直接路径信号上的下一符号的保护间隔干扰。自相关的范围排除此重叠区。具体来说，直接路径信号x(t)的开始在时间零接收。间接

路径信号$x(t+\Delta_{MP})$的开始在时间Δ_{MP}接收。在更坏的情况中，多路径延迟Δ_{MP}为200ns。直接路径信号的保护间隔的末端在N_g接收。直接路径的符号的末端在N_S+N_g发生，其中N_S是符号长度且N_g是保护间隔长度。范围N_C设定为在N_S+N_g处结束。开始处于$N_S+N_g-N_C$。N_C的宽度可变。

[0063] 在图39中，接收到的信号y(t)是两个直接路径循环移位信号之和。也就是说，$y(t)=x(t)+x_{CS}(t)$，其中每一信号的符号的开始在零处发生。未移位信号由x(t)表示且循环移位信号由$x_{CS}(t)$表示。在此情况下，循环移位为$\Delta_{CS}=200ns$。

[0064] 多路径的最差情况为致使两个不同所接收信号延迟200ns、三个不同所接收信号延迟100ns，或三个不同所接收信号各自延迟50ns的多路径。多路径的这些型式呈现为来自循环移位延迟系统且在下文考虑。

[0065] 考虑多路径信号y(t)。图40展示当接收多路径信号y(t)时基于延迟的自相关器$R(\tau)$的输出。在此实例中，多路径信号y(t)沿着两个不同路径(例如，直接路径和间接路径)到达。多路径信号的所产生的基于延迟的自相关展示两个峰值。图41展示当接收相同多路径信号y(t)时基于循环移位的自相关器的输出。多路径信号的所产生的基于循环移位的自相关还展示不可与基于延迟的自相关器输出区分的两个峰值。图42展示多路径信号y(t)的两个自相关器之间的差。所述差不具有阈值以上的峰值。

[0066] 考虑循环移位信号y(t)。图43展示当接收循环移位信号y(t)时基于延迟的自相关器的输出。在此实例中，两个发射器正使用CSD模式(例如，CSD模式2)发射类似信号(一者是另一者的循环移位)。所产生的输出展示单一相关峰值。图44展示当接收相同循环移位信号y(t)时基于循环移位的自相关器的输出。所产生的输出展示两个相关峰值。图45展示循环移位信号y(t)的两个自相关器之间的差。所述差具有一个在阈值以上的峰值。

[0067] 因此，通过比较基于延迟的自相关器与基于循环移位的自相关器的输出，可在多路径信号与循环移位信号之间进行区分。也就是说，当自相关器相差高于阈值时，接收循环移位信号。

[0068] 总而言之，对于纯多路径信号，基于延迟的自相关器的输出类似于基于循环移位的自相关器的输出。然而对于纯循环移位信号，基于延迟的自相关器的输出明显不同于基于循环移位的自相关器的输出。一旦检测到差异，就可从来自循环移位自相关器的输出结果中的阈值以上的峰值的数目(例如，2、3或4)识别发射器的数目。连续峰值之间的时间差识别信号之间的循环移位延迟(例如，50ns、100ns或200ns)。

[0069] 上文应用于双路径多路径信号和CSD模式2信号的相同分析现应用于三路径多路径信号和CSD模式3信号。

[0070] 图46到51展示如图40到45所示的相同曲线，然而所接收信号具有来自第三信号路径的额外多路径或来自第三发射器的额外CSD发射信号。

[0071] 考虑具有一直接路径和两个间接路径的多路径信号y(t)。图46展示当接收多路径信号y(t)时基于延迟的自相关器$R(\tau)$的输出。在此实例中，多路径信号y(t)沿着三个不同路径(例如，一直接路径和两个间接路径)到达。多路径信号的所得基于延迟的自相关展示三个峰值。图47展示当接收相同多路径信号y(t)时基于循环移位的自相关器的输出。多路径信号的所产生的基于循环移位的自相关还展示不可与基于延迟的自相关器输出区分的三个峰值。图48展示多路径信号y(t)的两个自相关器之间的差。所述差不具有在阈值以上的峰值。

[0072] 考虑循环移位信号y(t)。图49展示当接收使用CSD模式3的循环移位信号y(t)时基于延迟的自相关器的输出。在此实例中，三个发射器正使用CSD模式3发射类似信号(两个信号为第一信号的循环移位)。所产生的输出展示两个相关峰值。图50展示当接收相同循环移位信号y(t)时基于循环移位的自相关器的输出。所产生的输出展示三个相关峰值。图51展示循环移位信号y(t)的两个自相关器之间的差。所述差具有两个在阈值以上的峰值。

[0073] 图52展示用以从所接收OFDM信号y(t)确定当前CSD模式的方法500。在502处，处理器接收OFDM信号y(t)。在504处，处理器计算Nc个样本的基于延迟的自相关$R_{delay}^{k}(\tau)$。在506处，处理器计算Nc个样本的基于循环移位的自相关$R_{CS}^{k}(\tau)$。步骤504和506可以任一次序或并行执行。在508处，处理器计算差$R_{CS}^{k}(\tau)-R_{delay}^{k}(\tau)$。在510处，处理器将所述差与阈值比较。在512处，处理器确定是否启用CSD以及启用什么CSD模式。在514处，处理器确定用于位置估计值的适当RTT信号。用于RTT的恰当信号是时间上最末信号，或在无循环移位的情况下从第一发射器发射的信号。

[0074] 图53和54展示如何取随时间的平均相关以提供正规化自相关。

[0075] 在图53中，展示用以正规化基于延迟的自相关的方法600。在602处，处理器计算跨越最后Nc个样本针对K个OFDM符号的每一者的基于延迟的自相关$R_{delay}^{k}(\tau)$。或者，可检查前Nc个样本。接下来，在604处，处理器将跨越K个OFDM符号的平均基于延迟的自相关计算为例如$R_{delay}(\tau)=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}R_{delay}^{k}(\tau)$。最后，在606处，处理器将正规化基于延迟的自相关计算为例如$R_{delay}^{norm}(\tau)=\frac{|R_{delay}(\tau)|}{|R_{delay}(0)|}$。

[0076] 在图54中，展示用以正规化基于循环移位的自相关的方法610。在612处，处理器计算跨越最后Nc个样本针对K个OFDM符号的每一者的基于循环移位的自相关$R_{CS}^{k}(\tau)$。或者，可检查前Nc个样本。接下来，在614处，处理器将跨越K个OFDM符号的平均基于循环移位的自相关计算为例如$R_{CS}(\tau)=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}R_{CS}^{k}(\tau)$。最后，在616处，处理器将正规化基于延迟的自相关计算为例如$R_{CS}^{norm}(\tau)=\frac{|R_{CS}(\tau)|}{|R_{CS}(0)|}$。

[0077] 图55到60说明根据本发明的一些实施例用以通过使用信道脉冲响应计算确定CSD模式的另一方法。通过检查所接收OFDM信号的信道脉冲响应中的阈值以上的本地最大值来确定CSD模式。

[0078] 信道脉冲响应中的阈值以上的本地最大值或峰值的数目确定CSD发射器的数目。通过找到这些峰值之间的时间差来确定CSD发射器的时间间隔。通过将若干OFDM符号周期之后随时间的本地峰值的数目及其时间间隔制成表格，可确定当前正使用什么CSD模式。

[0079] 图55展示来自以循环移位δt发射CSD信号的两个发射器系统的OFDM信号的信道脉冲响应(CIR)的实例。过高的阈值将错过实际(非理论)信道脉冲响应数据中的峰值。过低的阈值将对实际信道脉冲响应数据中的额外峰值计数。具有在其间的阈值的随时间的若干符号(K个OFDM符号)的信道脉冲响应将导致折衷，其中大多数时间找到正确数目的峰值。

[0080] 图56展示来自以连续对峰值之间的循环移位δt发射CSD信号的三个发射器系统的OFDM信号的信道脉冲响应的实例。图57展示当仅使用单一发射器时信道脉冲响应的实际数据。图58展示当仅使用三个发射器时信道脉冲响应的实际数据。所描绘的数据展示测得的OFDM信号中的两个强峰值和一弱峰值。针对单一窗，可能对于单一OFDM符号时间错过峰值的一者。然而，在若干窗上，将找到正确数目的峰值。在典型情况中，所找到的正确数目的峰值将超出峰值被错过的次数。

[0081] 图59展示用以确定在K个OFDM符号的时间内CSD发射器的数目的方法700。在702处，一回路供K个OFDM符号的每一者接收和处理测量值。对于每一符号，更详细展示所述回路。在704处，接收器接收OFDM符号的测量值。在706处，处理器基于接收到的样本计算信道脉冲响应(CIR)。在708处，处理器确定在特定阈值以上的本地最大值的数目。在710处，处理器递增表示随时间发现的本地最大值的数目的计数器。所述回路针对新OFDM符号重复。在712处，一旦回路完成，处理器就选择具有最大数字的计数器来确定所使用的发射器的数目。

[0082] 图60展示用以确定在K个OFDM符号的时间内CSD发射器的数目以及这些CSD发射器间的时间循环移位的方法800。在802处，一回路供K个OFDM符号的每一者接收和处理测量值。对于每一符号，更详细展示所述回路。在804处，接收器接收OFDM符号的测量值。在806处，处理器基于接收到的样本计算信道脉冲响应(CIR)。在808处，处理器确定在阈值以上的本地最大值的数目。在810处，处理器确定在阈值以上的每一对邻近本地最大值之间的时间差(δt)。在812处，处理器将来自一个曲线(δt_1、δt_2或δt_3)的时间差记录为由阈值以上的本地最大值的数目编索引的集合。所述回路针对新OFDM符号重复。在814处，一旦回路完成，处理器就选择具有最多集合的若干最大值且接着确定这些时间差的平均值以确定当前CSD模式。任选地，处理器还确定δt的标准偏差是否低于阈值。

[0083] 取决于应用，可由各种装置来实施本文中所描述的方法。举例来说，这些方法可以硬件、固件、软件或其任何组合来实施。对于硬件实施方案，处理单元可实施于一或多个专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理装置(DSPD)、可编程逻辑装置(PLD)、现场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、电子装置、经设计以执行本文中所描述功能的其它电子单元，或其组合内。

[0084] 对于固件和/或软件实施方案，可用执行本文中所描述的功能的模块(例如，程序、功能等等)实施所述方法。在实施本文中所描述的方法的过程中，可使用任何有形地体现指令的机器可读媒体。举例来说，软件代码可存储在存储器中，且由处理器单元来执行。存储器可实施在处理器单元内或处理器单元外部。如本文中使用，术语“存储器”是指任何类型的长期、短期、易失性、非易失性或其它存储器，且不应限于任何特定类型的存储器或任何特定数目的存储器或上面存储存储器的特定类型的媒体。

[0085] 如果以固件和/或软件实施，那么可将所述功能作为一或多个指令或代码存储在计算机可读媒体上。实例包含编码有数据结构的计算机可读媒体和编码有计算机程序的计算机可读媒体。计算机可读媒体包含物理计算机存储媒体。存储媒体可为可由计算机存取的任何可用媒体。举例来说(且并非限制)，此些计算机可读存储媒体可包括RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM或其它光盘存储装置、磁盘存储装置或其它磁性存储装置，或可用于存储呈指令或数据结构的形式的所要程序代码且可由计算机存取的任何其它媒体；如本文所使

用，磁盘和光盘包含压缩光盘(CD)、激光光盘、光学光盘、数字多功能光盘(DVD)、软性磁盘和蓝光光盘，其中磁盘通常以磁性方式再现数据，而光盘用激光以光学方式再现数据。以上的组合也应包含在计算机可读媒体的范围内。

[0086] 除了存储在计算机可读媒体上之外，还可将指令和/或数据提供为通信设备中包含的发射媒体上的信号。举例来说，通信设备可包含具有指示指令和数据的信号的收发器。所述指令和数据经配置以致使一或多个处理器实施权利要求书中概述的功能。也就是说，通信设备包含具有指示用以执行所揭示的功能的信息的信号的发射媒体。在第一时间，通信设备中所包含的发射媒体可包含用以执行所揭示的功能的信息的第一部分，而在第二时间，通信设备中所包含的发射媒体可包含用以执行所揭示的功能的信息的第二部分。

[0087] 提供对所揭示方面的先前描述以使任何所属领域的技术人员能够制造或使用本发明。所属领域的技术人员将容易明白对这些方面的各种修改，且在不脱离本发明的精神或范围的情况下，本文中所界定的一般原理可应用于其它方面。

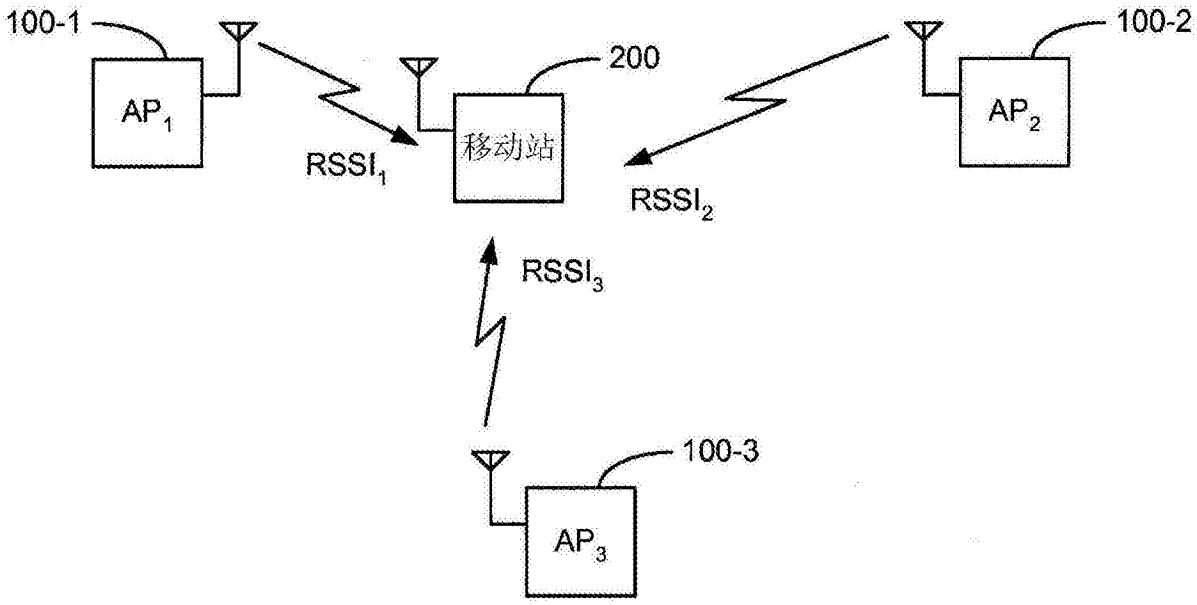

100-1
AP1
RSSI1
200
移动站
RSSI2
100-2
AP2
RSSI3
100-3
AP3

图1

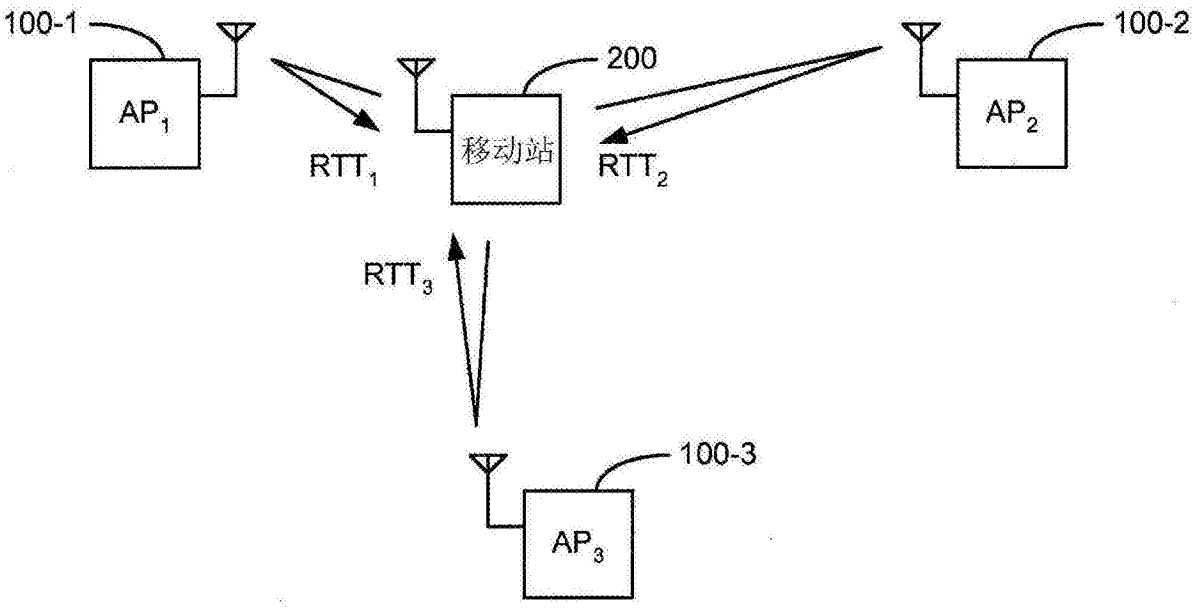

100-1
AP1
RTT1
200
移动站
RTT2
100-2
AP2
RTT3
100-3
AP3

图2

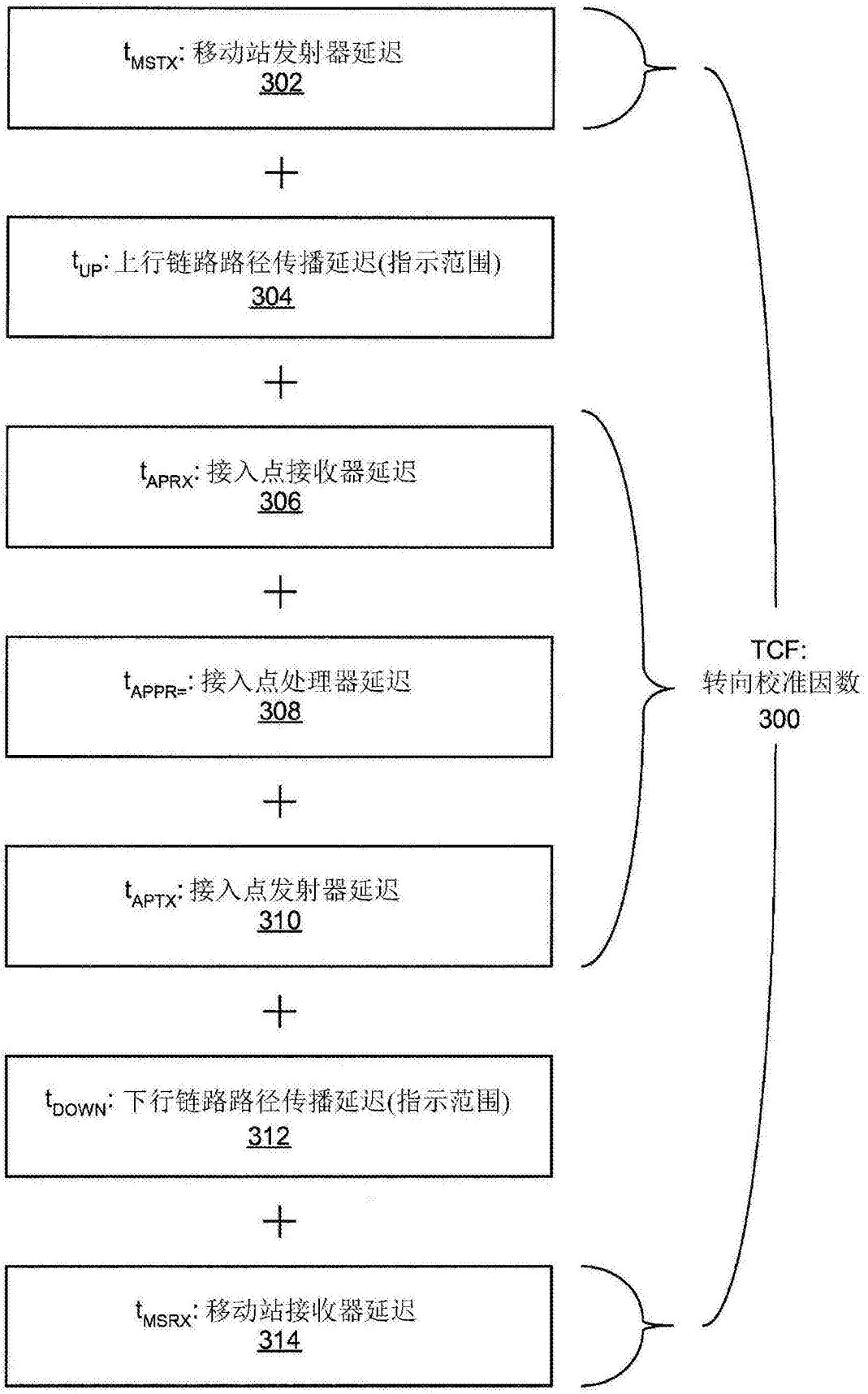

t_{MSTX}: 移动站发射器延迟
302
+
t_{UP}: 上行链路路径传播延迟(指示范围)
304
+
t_{APRX}: 接入点接收器延迟
306
+
$t_{APPR=}$: 接入点处理器延迟
308
+
t_{APTX}: 接入点发射器延迟
310
+
t_{DOWN}: 下行链路路径传播延迟(指示范围)
312
+
t_{MSRX}: 移动站接收器延迟
314
TCF:
转向校准因数
300

图3

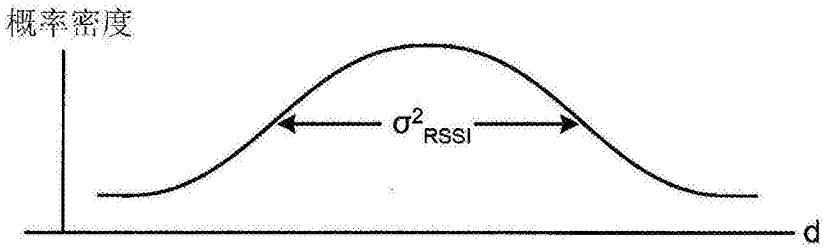


图4

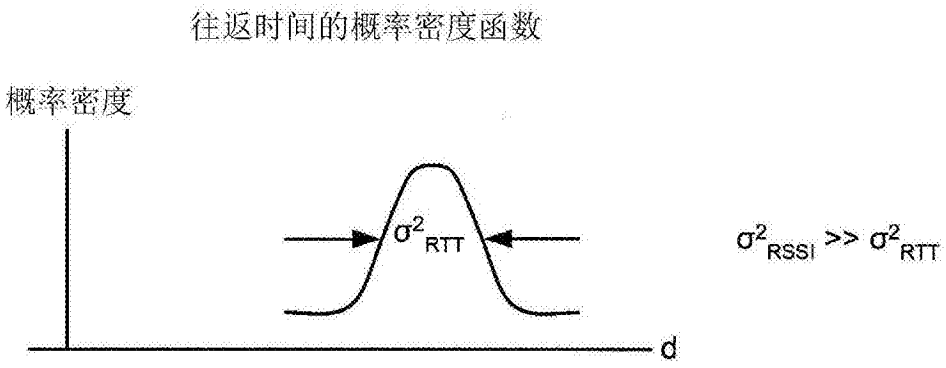


图5

循环移位分集模式	发射器的数目	每一发射器的循环移位延迟(CSD)(ns)			
		1	2	3	4
1	1	0	不适用	不适用	不适用
2	2	0	-200	不适用	不适用
3	3	0	-100	-200	不适用
4	4	0	-50	-100	-150
…	…	…	…	…	…

发射器之间的循环移位延迟间隔

图6

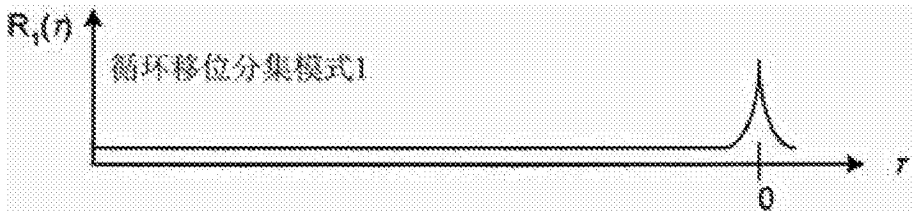


图7

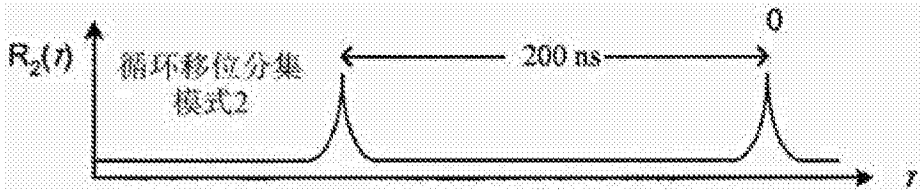


图8

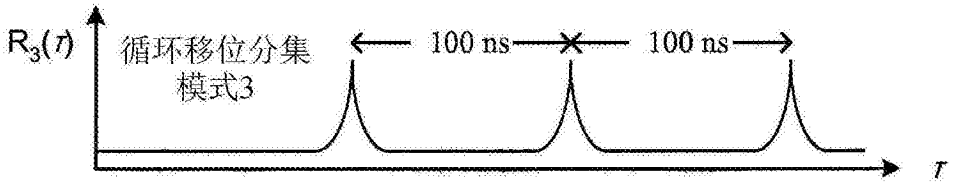


图9

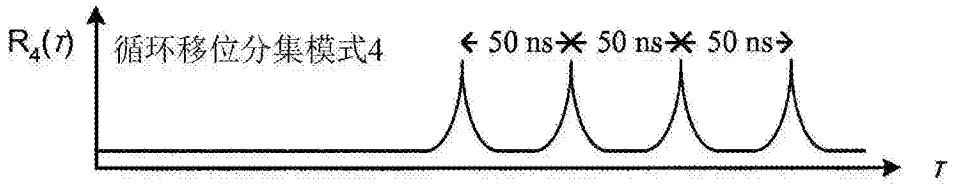


图10

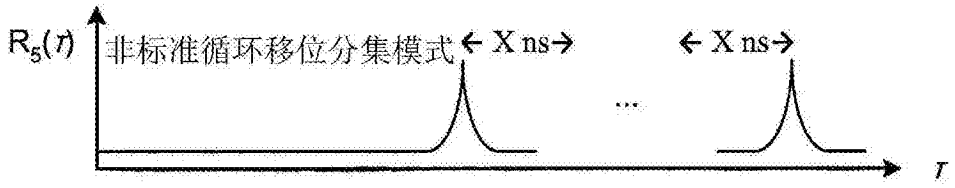


图11

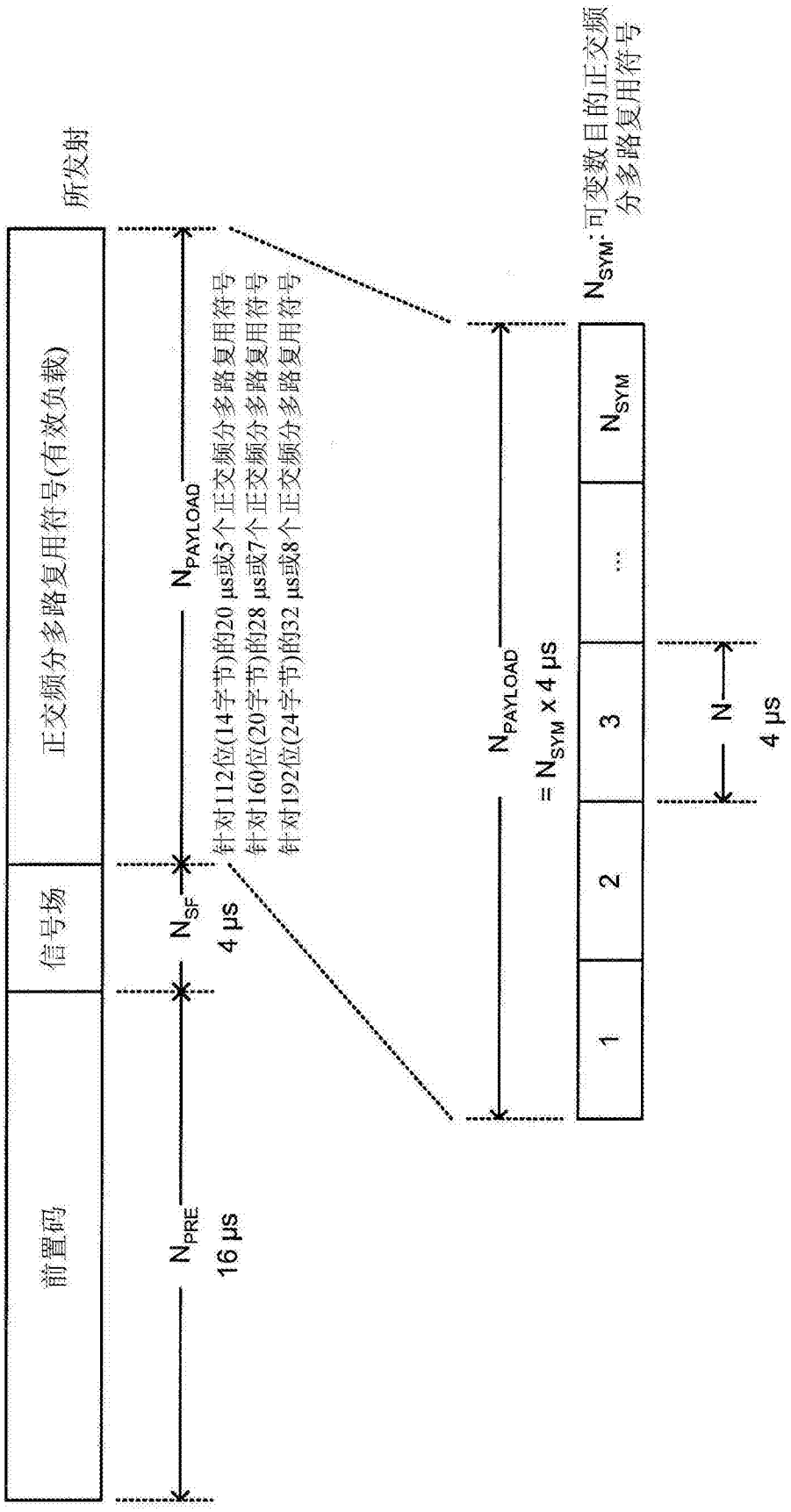

所发射
正交频分多路复用符号(有效负载)
信号场
前置码
$N_{PAYLOAD}$
针对112位(14字节)的20 μs或5个正交频分多路复用符号
针对160位(20字节)的28 μs或7个正交频分多路复用符号
针对192位(24字节)的32 μs或8个正交频分多路复用符号
N_{SF}
4 μs
N_{PRE}
16 μs
N_{SYM}:可变数目的正交频分多路复用符号
$N_{PAYLOAD}$
= N_{SYM} x 4 μs
1
2
3
...
N_{SYM}
N
4 μs

图12

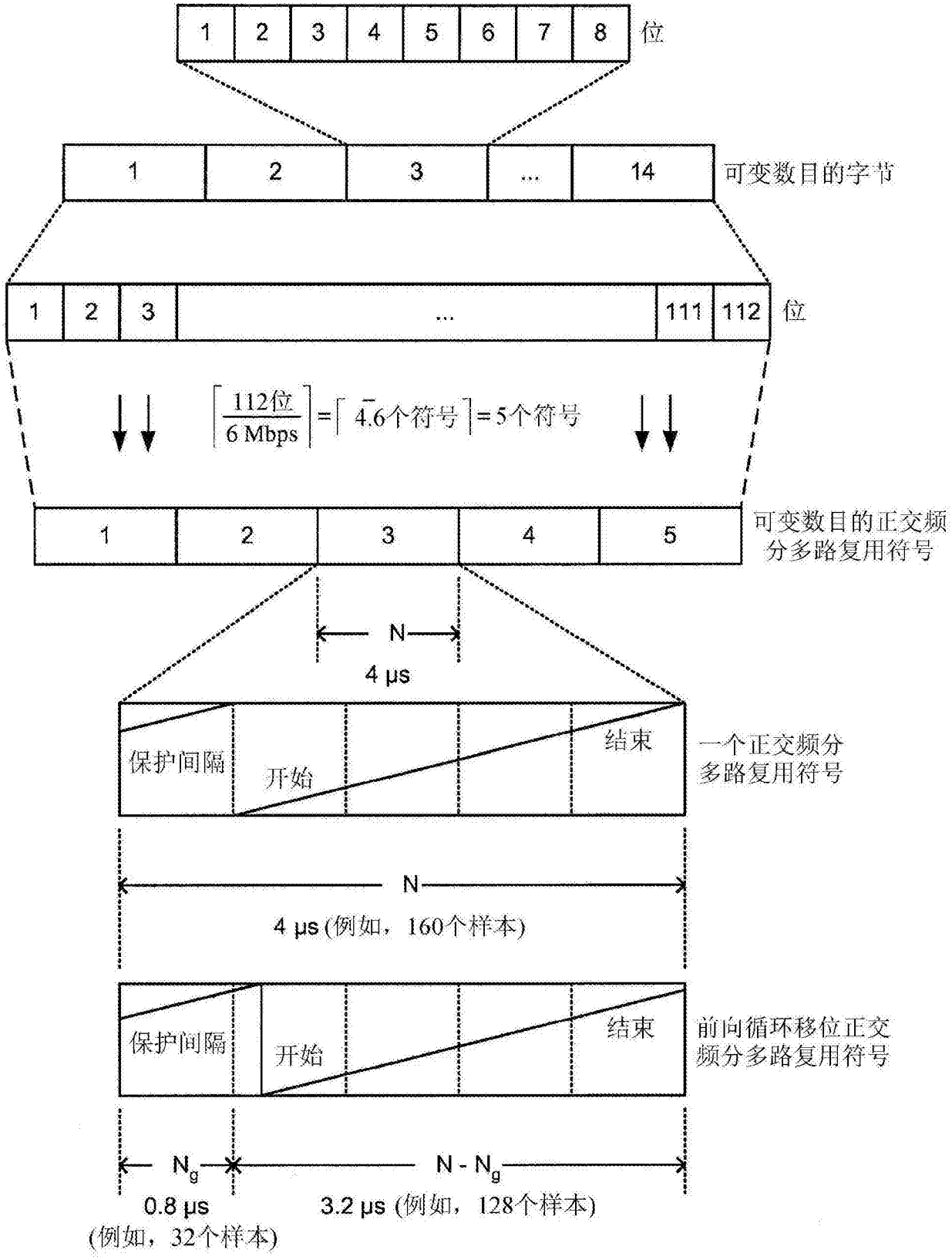

1 2 3 4 5 6 7 8
位
1 2 3 ... 14
可变数目的字节
1 2 3 ... 111 112
位
$\left\lceil \frac{112\text{位}}{6\ \text{Mbps}} \right\rceil = \lceil 4.6\text{个符号} \rceil = 5\text{个符号}$
1 2 3 4 5
可变数目的正交频分多路复用符号
N
4 μs
保护间隔
开始
结束
一个正交频分多路复用符号
N
4 μs (例如，160个样本)
保护间隔
开始
结束
前向循环移位正交频分多路复用符号
N_g
$N - N_g$
0.8 μs
(例如，32个样本)
3.2 μs (例如，128个样本)

图13

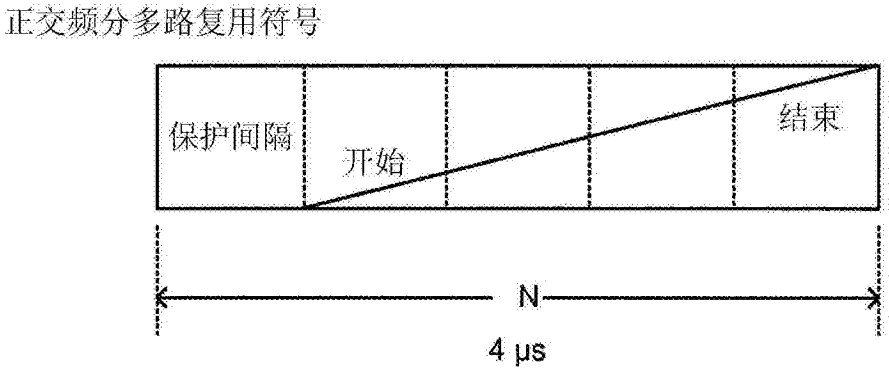

正交频分多路复用符号
保护间隔
开始
结束
N
4 μs

图14

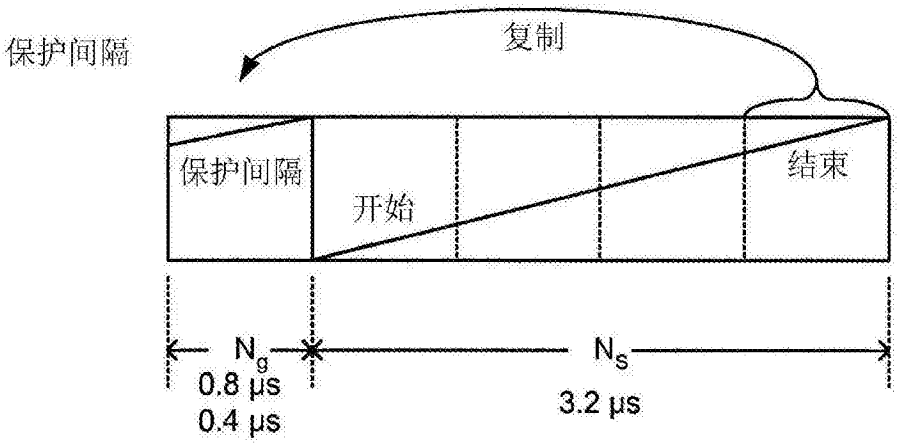

保护间隔
复制
保护间隔
开始
结束
Ng
0.8 μs
0.4 μs
Ns
3.2 μs

图15

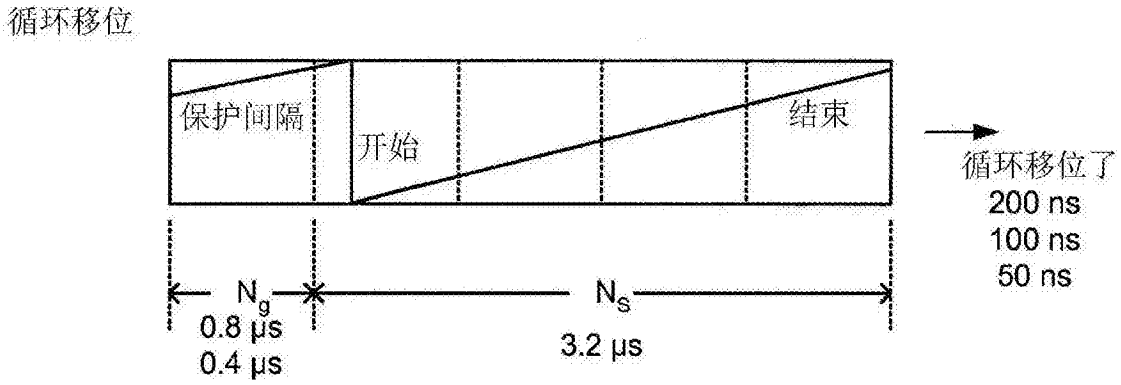

循环移位
保护间隔
开始
结束
循环移位了
200 ns
100 ns
50 ns
Ng
0.8 μs
0.4 μs
Ns
3.2 μs

图16

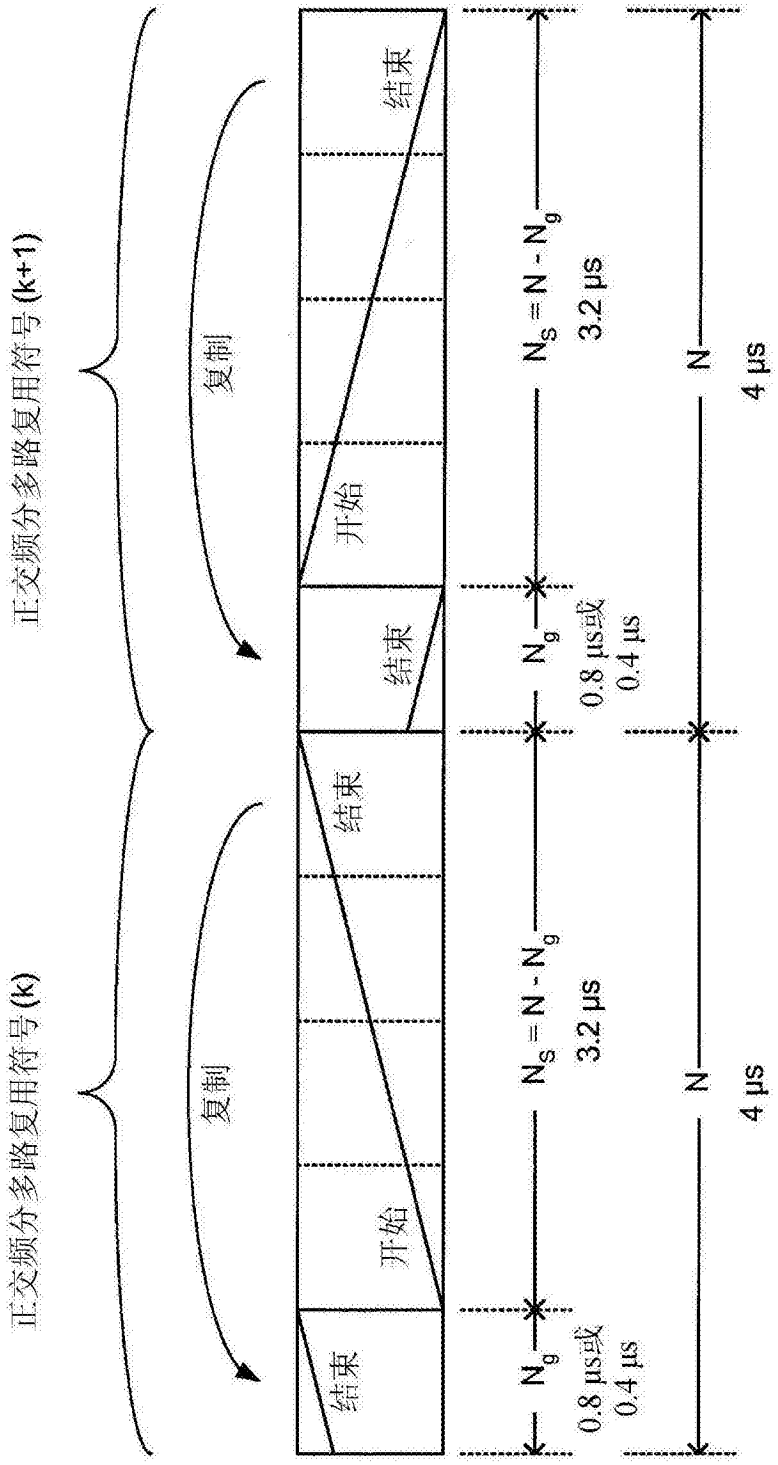

正交频分多路复用符号 (k+1)
正交频分多路复用符号 (k)
复制
复制
结束
开始
结束
结束
开始
结束
$N_S = N - N_g$
3.2 μs
N_g
0.8 μs或
0.4 μs
N
4 μs
$N_S = N - N_g$
3.2 μs
N_g
0.8 μs或
0.4 μs
N
4 μs

图17

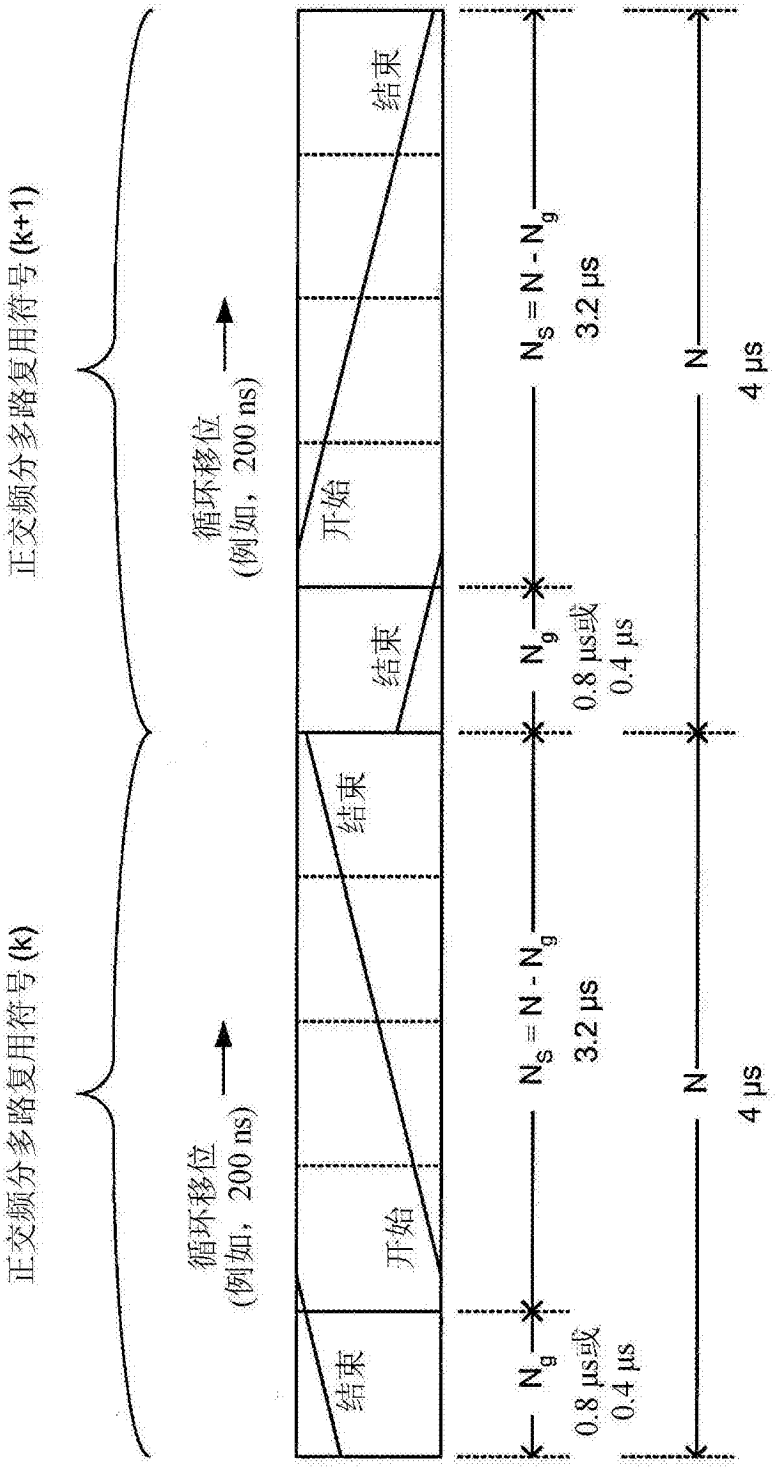

正交频分多路复用符号 (k)
正交频分多路复用符号 (k+1)
循环移位
(例如，200 ns)
循环移位
(例如，200 ns)
结束
开始
结束
开始
结束
N_g
0.8 μs或
0.4 μs
$N_S = N - N_g$
3.2 μs
N
4 μs

图18

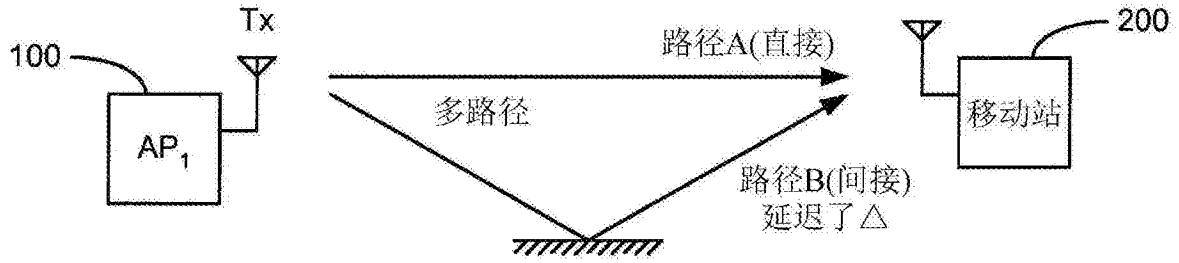


图19

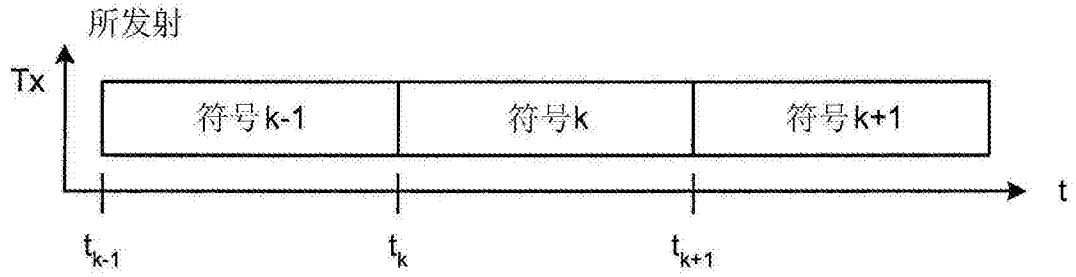


图20

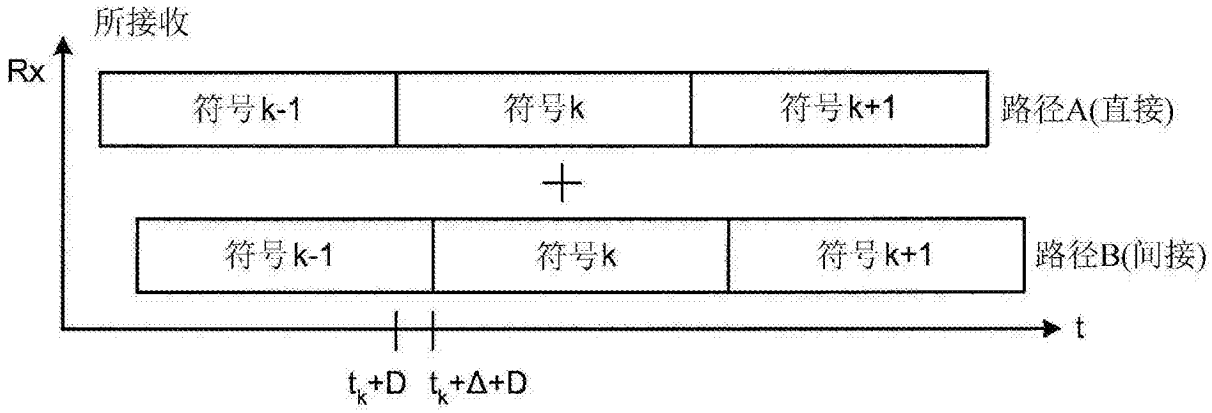


图21

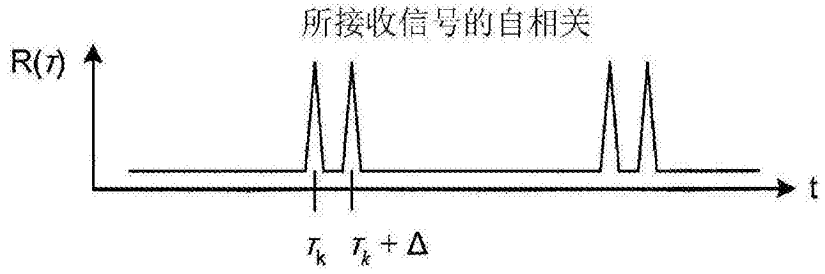


图22

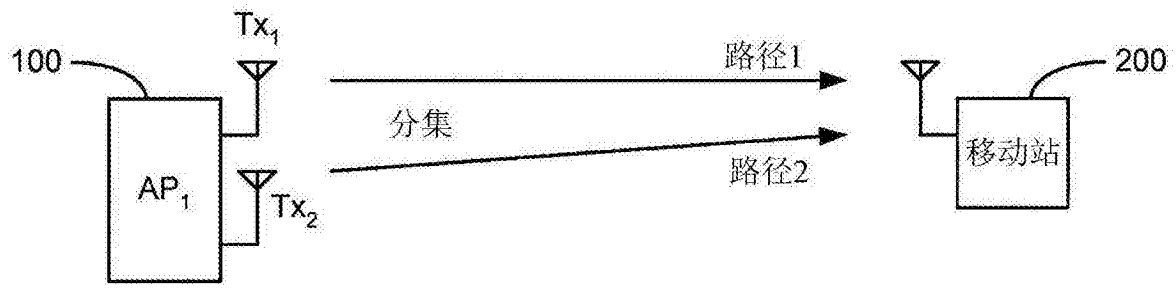

100
Tx1
AP1
Tx2
分集
路径1
路径2
200
移动站

图23

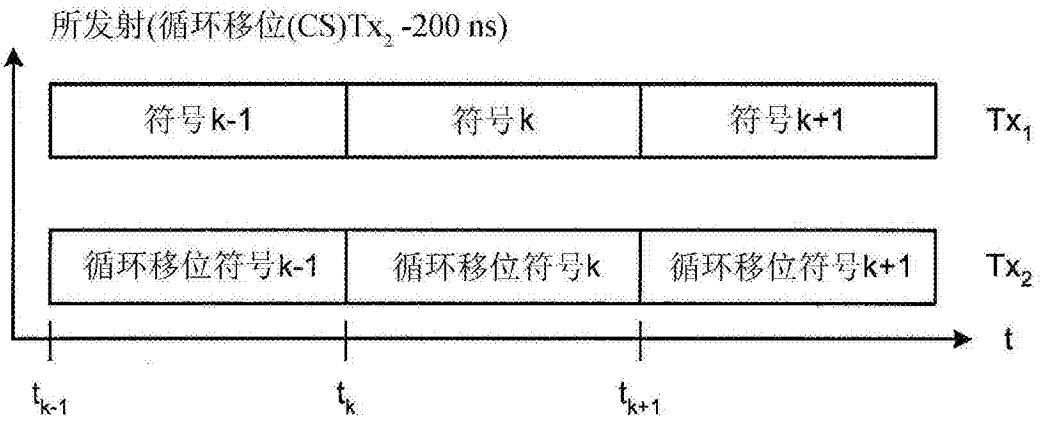

所发射(循环移位(CS)Tx2 -200 ns)
符号k-1
符号k
符号k+1
Tx1
循环移位符号k-1
循环移位符号k
循环移位符号k+1
Tx2
t
tk-1
tk
tk+1

图24

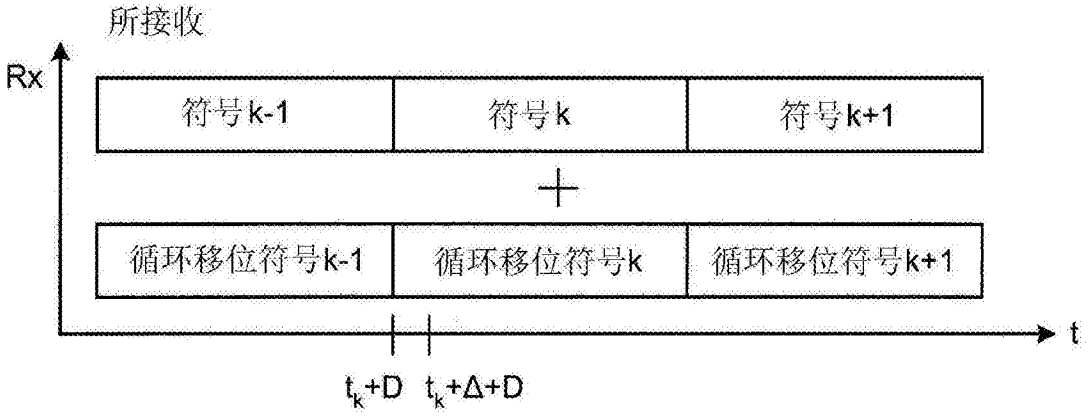

所接收
Rx
符号k-1
符号k
符号k+1
循环移位符号k-1
循环移位符号k
循环移位符号k+1
t
tk+D
tk+Δ+D

图25

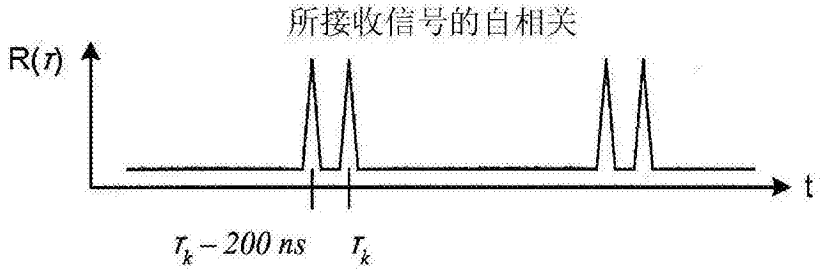


图26



图27

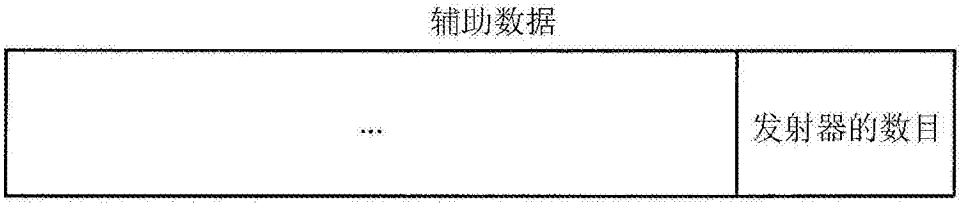


图28

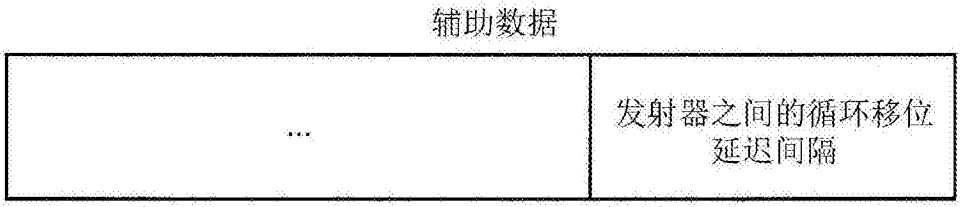


图29

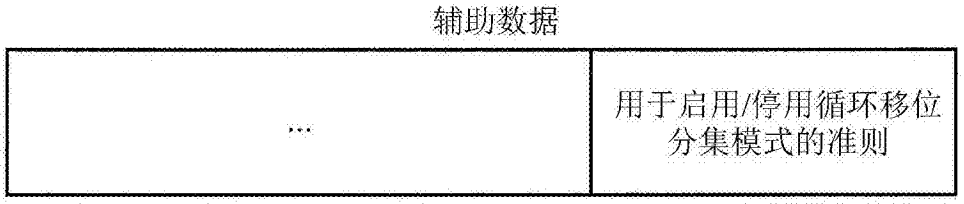


图30

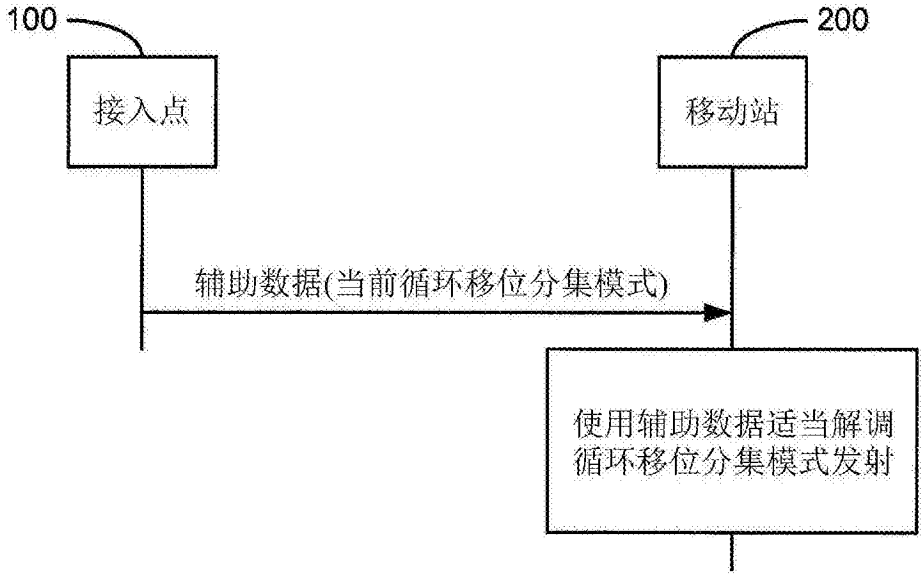

100
接入点
200
移动站
辅助数据(当前循环移位分集模式)
使用辅助数据适当解调
循环移位分集模式发射

图31

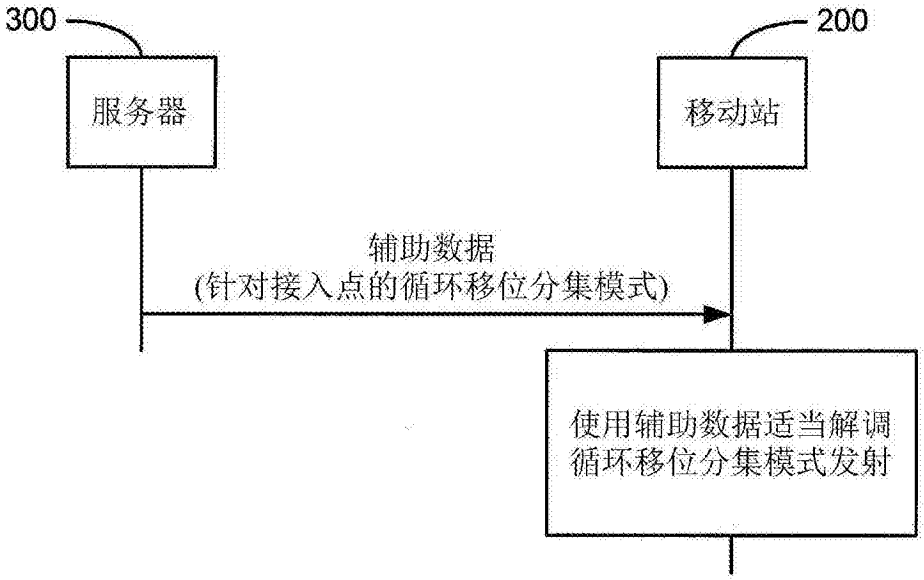

300
服务器
200
移动站
辅助数据
(针对接入点的循环移位分集模式)
使用辅助数据适当解调
循环移位分集模式发射

图32

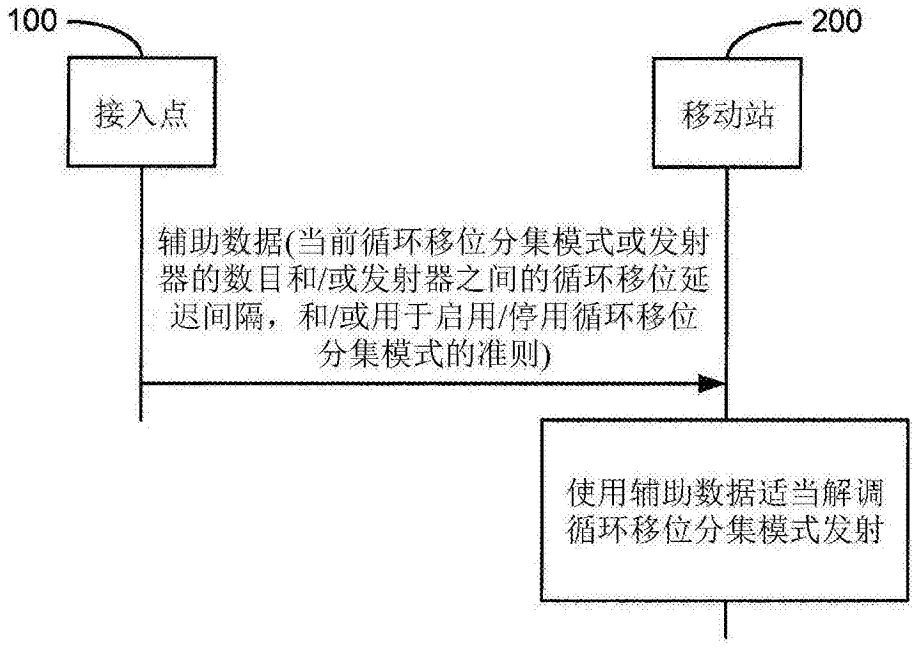

100
接入点
200
移动站
辅助数据(当前循环移位分集模式或发射器的数目和/或发射器之间的循环移位延迟间隔，和/或用于启用/停用循环移位分集模式的准则)
使用辅助数据适当解调循环移位分集模式发射

图33

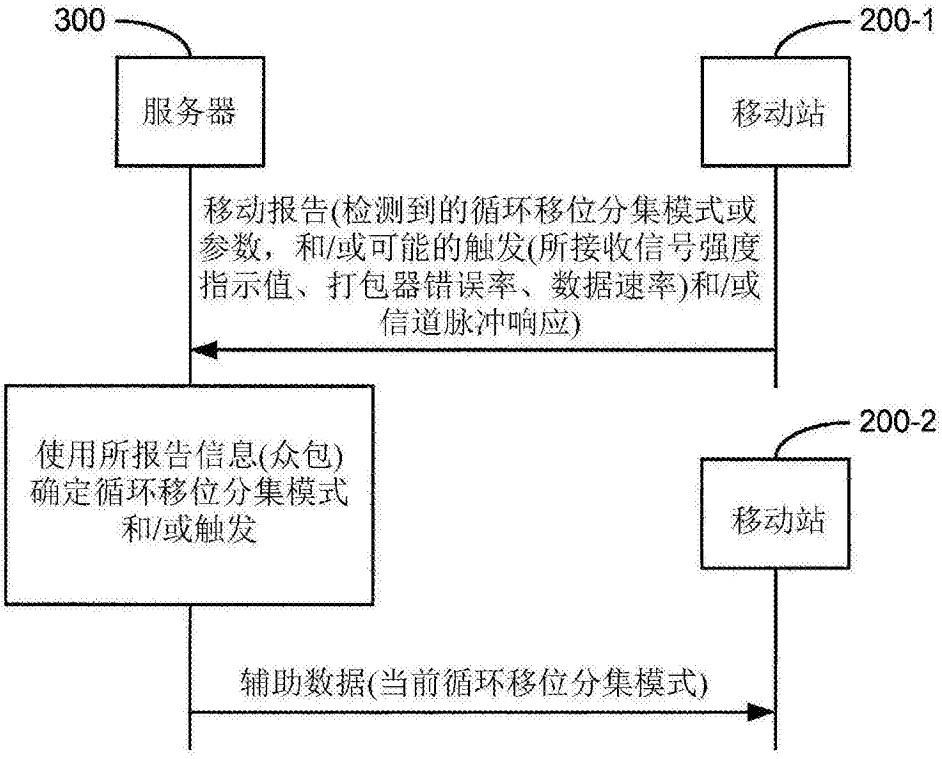

300
服务器
200-1
移动站
移动报告(检测到的循环移位分集模式或参数，和/或可能的触发(所接收信号强度指示值、打包器错误率、数据速率)和/或信道脉冲响应)
使用所报告信息(众包)确定循环移位分集模式和/或触发
200-2
移动站
辅助数据(当前循环移位分集模式)

图34

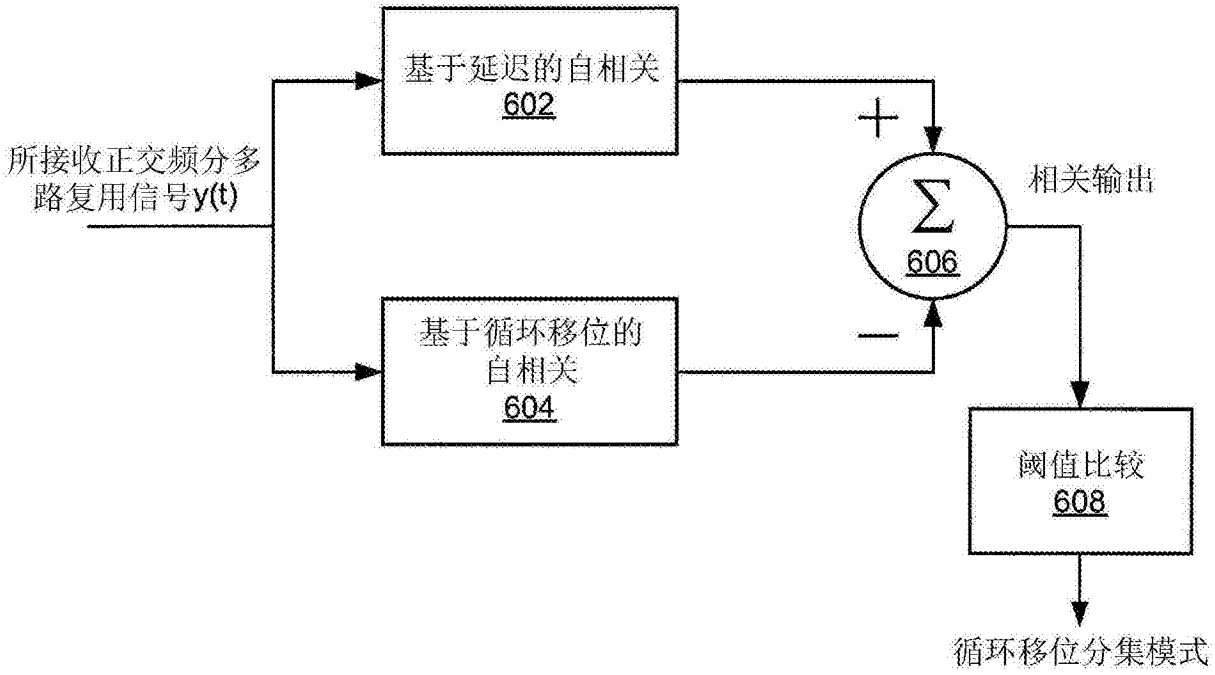


图35

所接收正交频分多路复用信号y(t)的基于延迟的自相关

$$R_{delay}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S} y(i)\,y^{*}(i+\tau)$$

$$R_{delay}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S-\tau} y_k(i)\,y_k^{*}(i+\tau)+\sum_{i=N_g+N_S-\tau+1}^{N_g+N_S} y_k(i)\,y_{k+1}^{*}(i+\tau-N_g-N_S)$$

图36

所接收正交频分多路复用信号y(t)的基于循环移位的自相关

$$R_{CS}^{k}(\tau)=\sum_{i=N_g+N_S-N_C+1}^{N_g+N_S-\tau} y_k(i)\,y_k^{*}(i+\tau)+\sum_{i=N_g+N_S-\tau+1}^{N_g+N_S} y_k(i)\,y_k^{*}(i+\tau-N_S)$$

图37

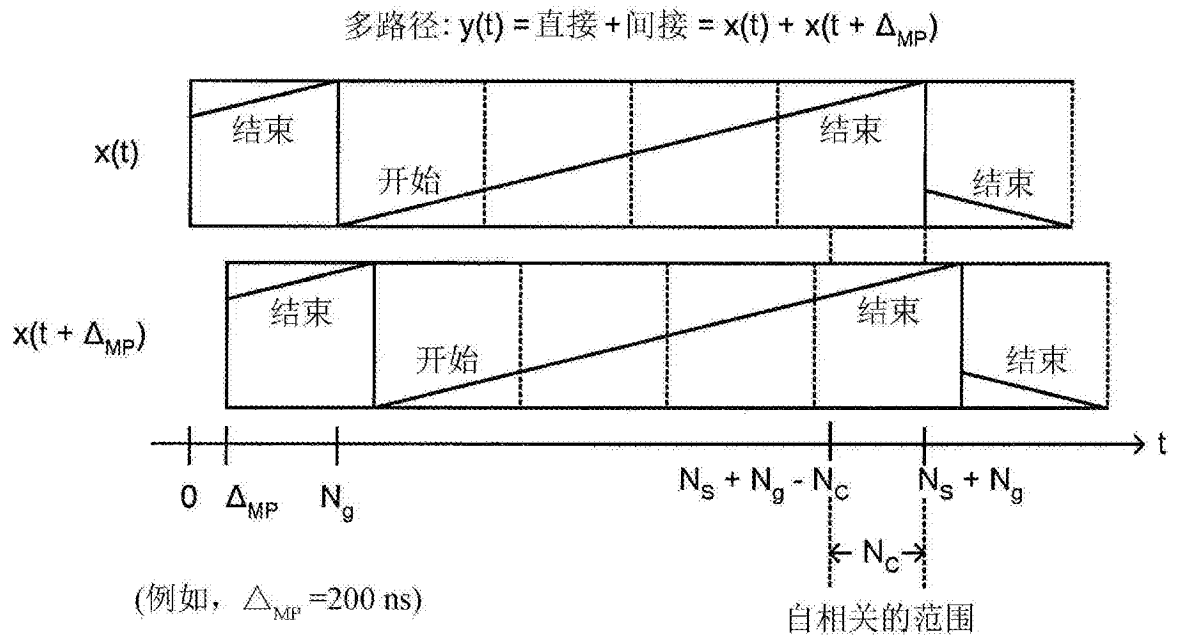

多路径: y(t) = 直接 + 间接 = x(t) + x(t + Δ_MP)
x(t)
结束
开始
结束
结束
x(t + Δ_MP)
结束
开始
结束
结束
t
0
Δ_MP
N_g
N_S + N_g - N_C
N_S + N_g
N_C
(例如，△_MP =200 ns)
自相关的范围

图38

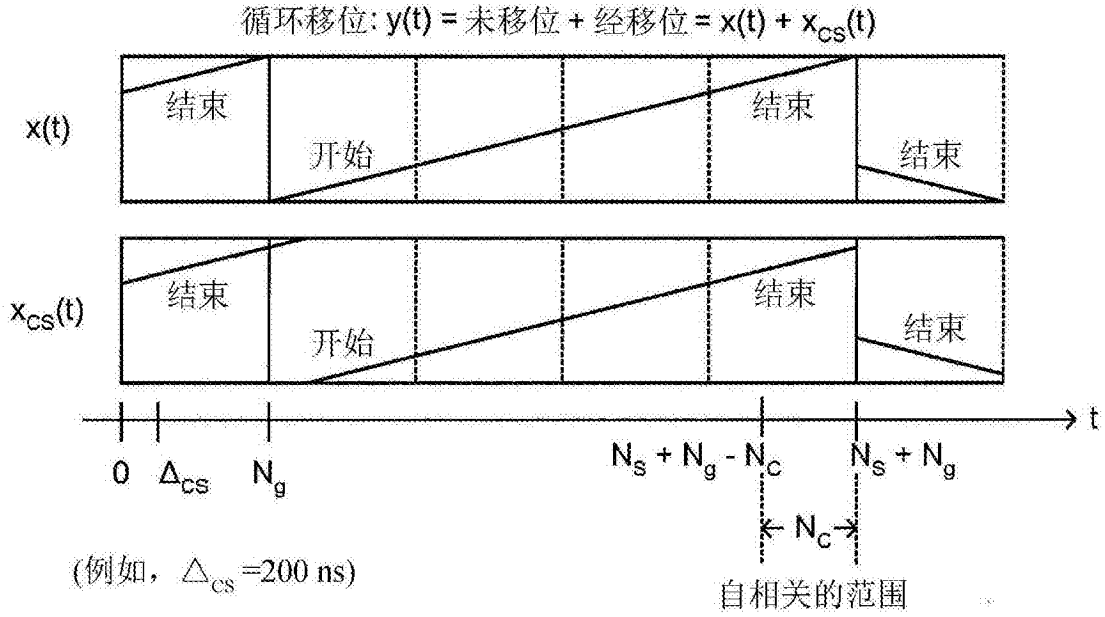

循环移位: y(t) = 未移位 + 经移位 = x(t) + x_CS(t)
x(t)
结束
开始
结束
结束
x_CS(t)
结束
开始
结束
结束
t
0
Δ_CS
N_g
N_S + N_g - N_C
N_S + N_g
N_C
(例如，△_CS =200 ns)
自相关的范围

图39

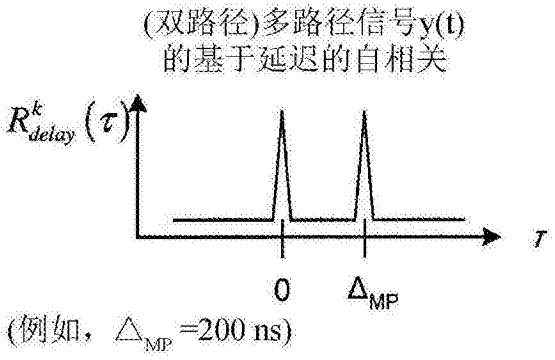


图40

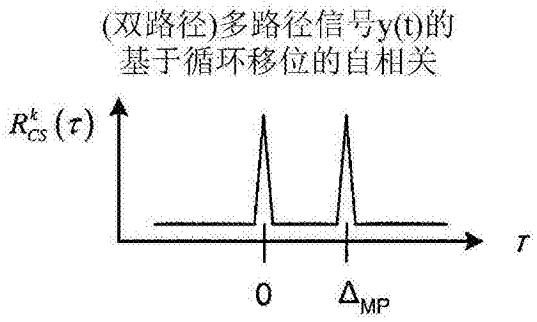


图41

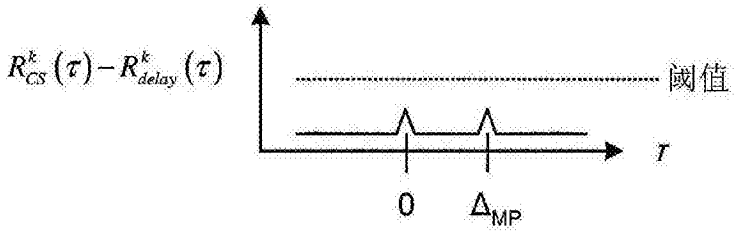


图42

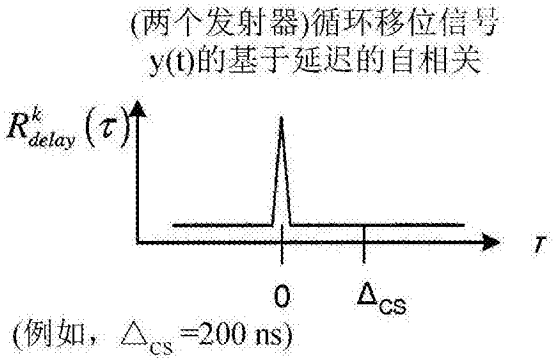


图43

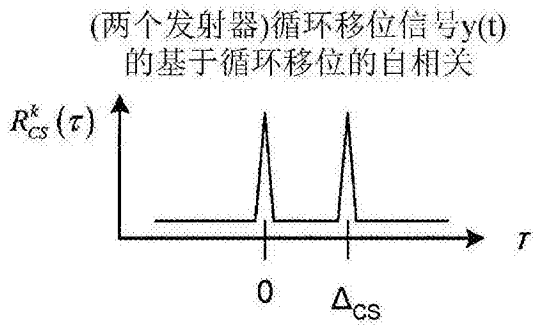


图44

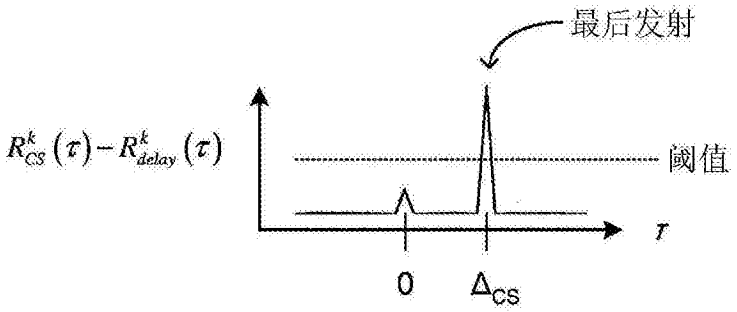
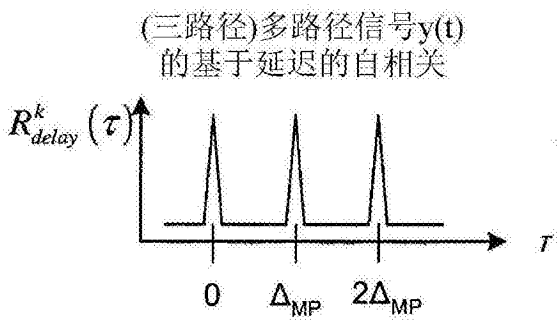


图45



(例如，$\triangle_{MP}$=100 ns)

图46

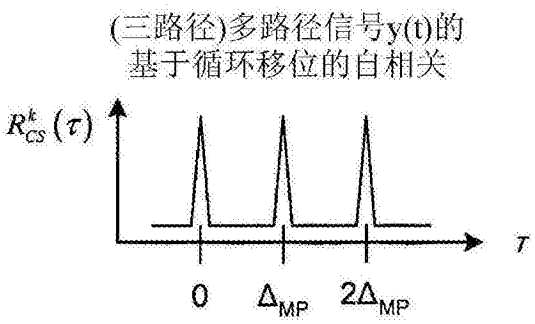


图47

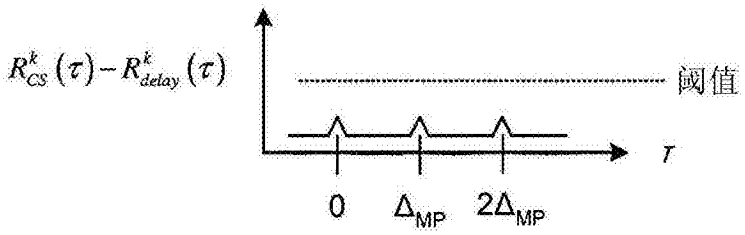
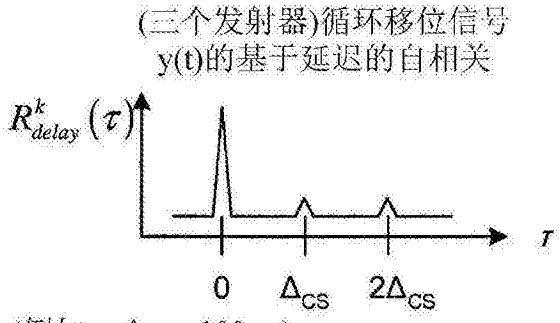


图48



(例如，$\triangle_{CS}$=100 ns)

图49

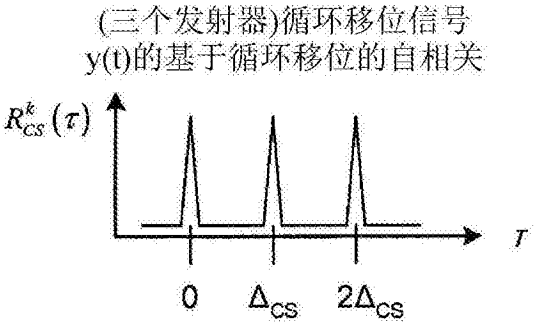


图50

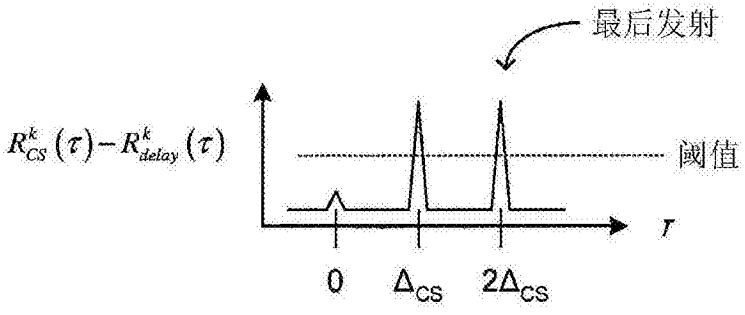


图51

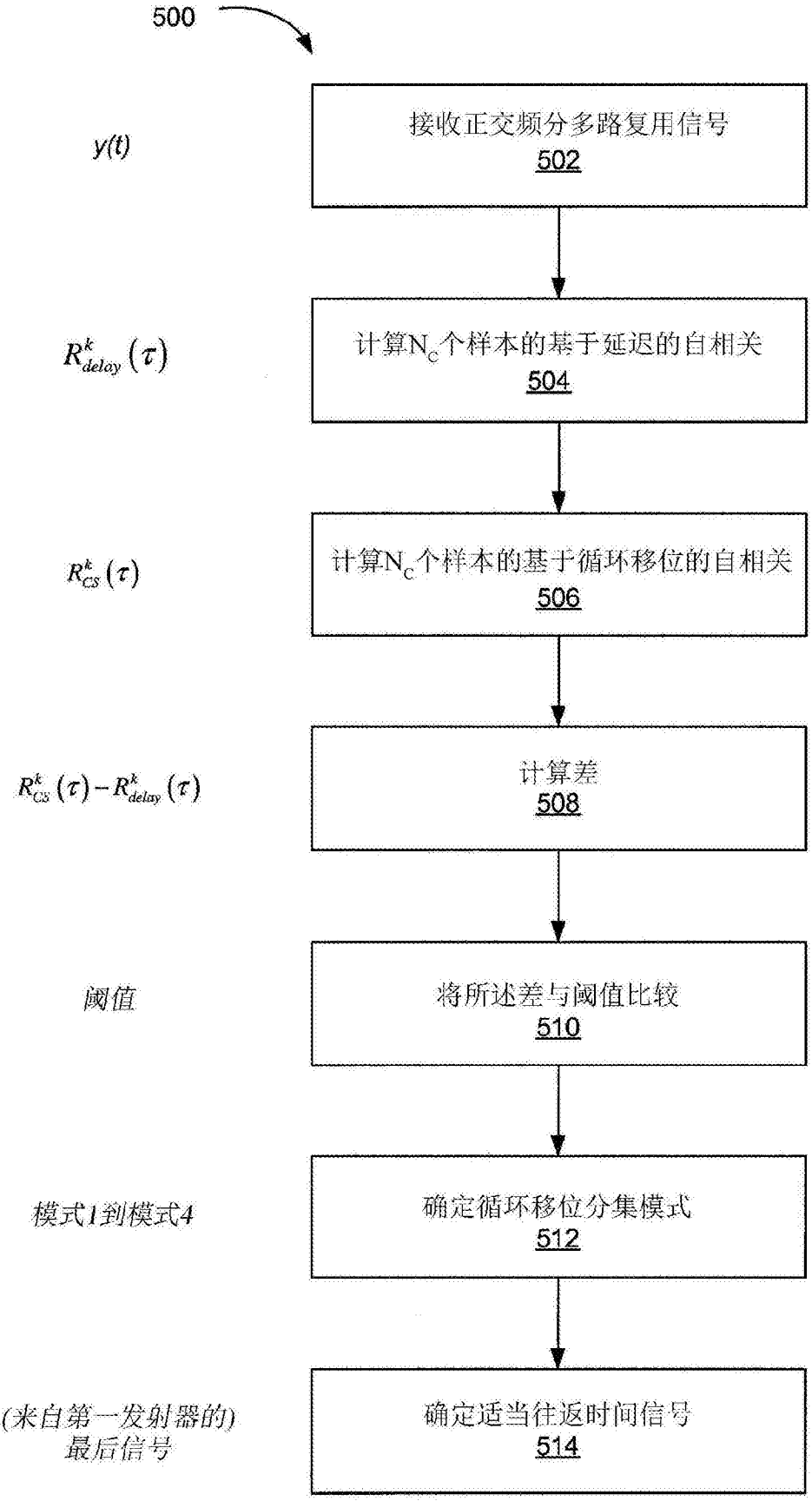

500
y(t)
接收正交频分多路复用信号
502
$R^k_{delay}(\tau)$
计算N_C个样本的基于延迟的自相关
504
$R^k_{CS}(\tau)$
计算N_C个样本的基于循环移位的自相关
506
$R^k_{CS}(\tau)-R^k_{delay}(\tau)$
计算差
508
阈值
将所述差与阈值比较
510
模式1到模式4
确定循环移位分集模式
512
(来自第一发射器的)
最后信号
确定适当往返时间信号
514

图52

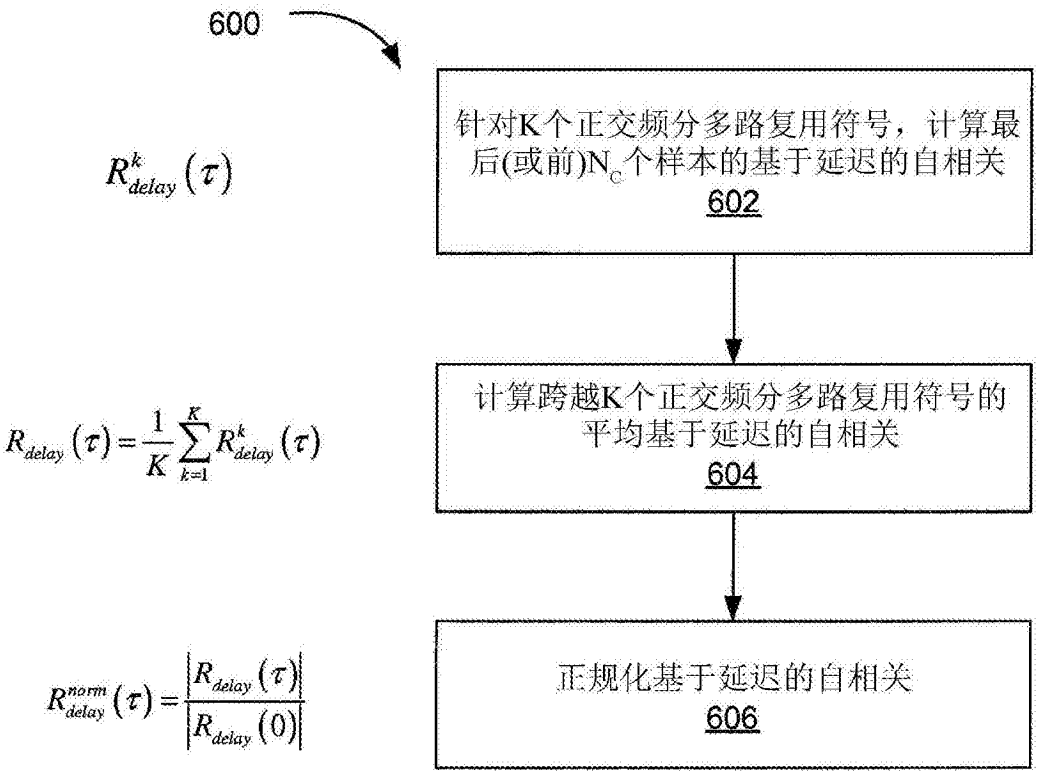

600
$R^{k}_{delay}(\tau)$
针对K个正交频分多路复用符号，计算最后(或前)N_C个样本的基于延迟的自相关
602
$R_{delay}(\tau)=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}R^{k}_{delay}(\tau)$
计算跨越K个正交频分多路复用符号的平均基于延迟的自相关
604
$R^{norm}_{delay}(\tau)=\frac{|R_{delay}(\tau)|}{|R_{delay}(0)|}$
正规化基于延迟的自相关
606

图53

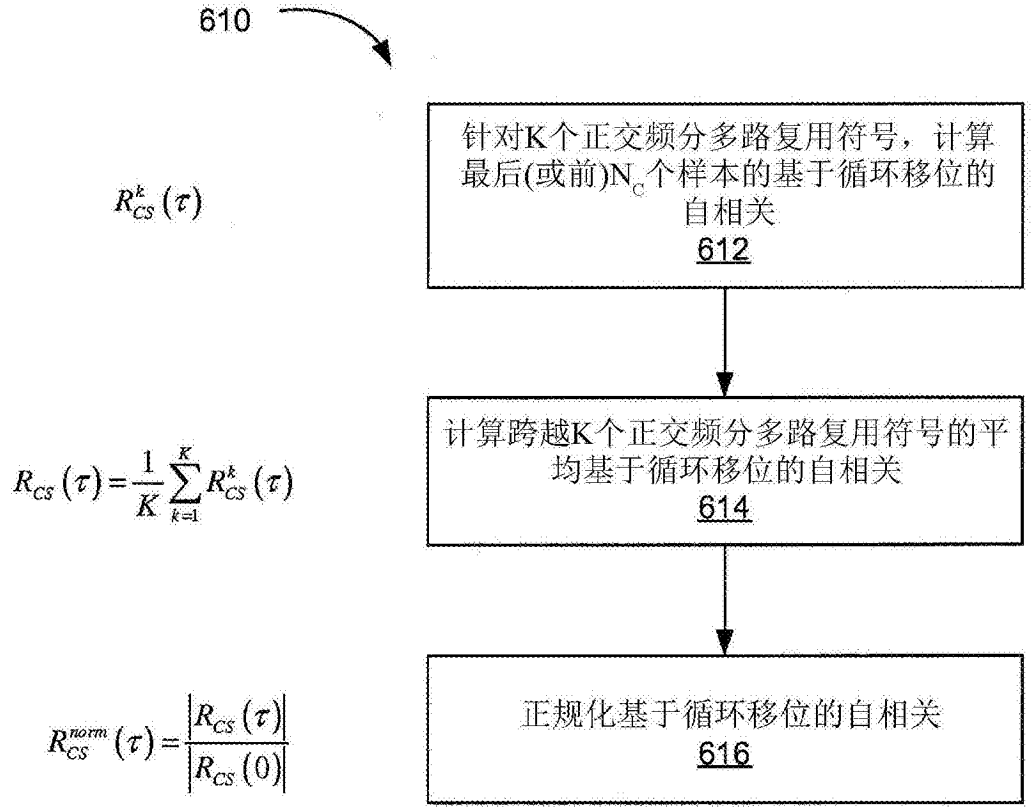

610
$R^{k}_{CS}(\tau)$
针对K个正交频分多路复用符号，计算最后(或前)N_C个样本的基于循环移位的自相关
612
$R_{CS}(\tau)=\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}R^{k}_{CS}(\tau)$
计算跨越K个正交频分多路复用符号的平均基于循环移位的自相关
614
$R^{norm}_{CS}(\tau)=\frac{|R_{CS}(\tau)|}{|R_{CS}(0)|}$
正规化基于循环移位的自相关
616

图54

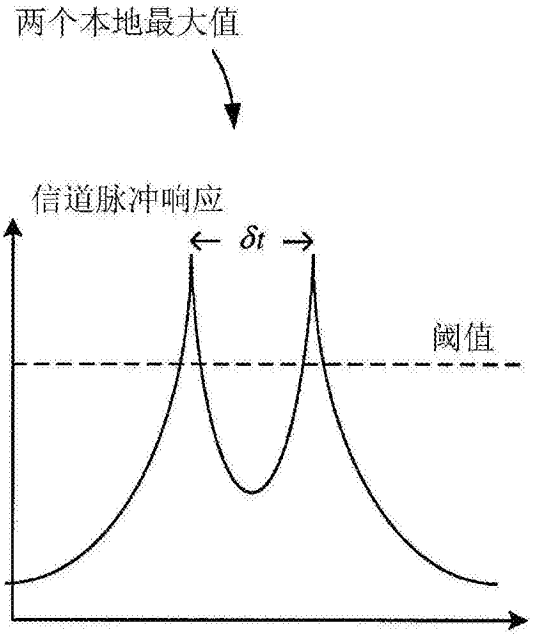

两个本地最大值
信道脉冲响应
δt
阈值

图55

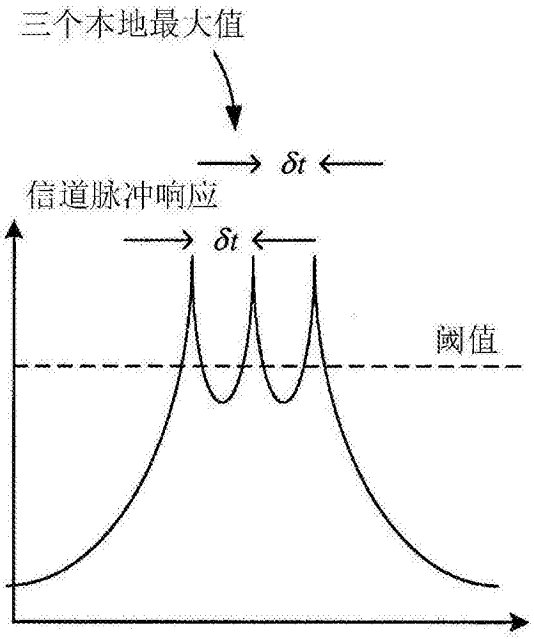

三个本地最大值
δt
信道脉冲响应
δt
阈值

图56

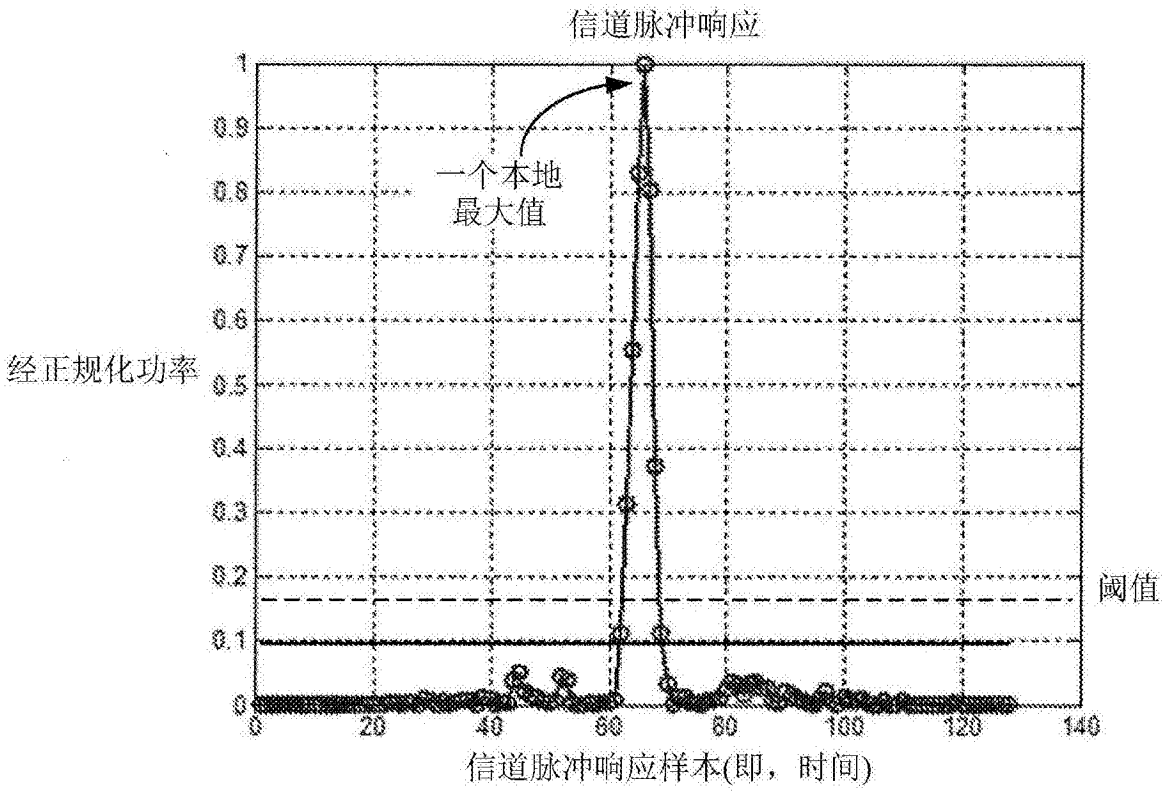

信道脉冲响应
一个本地
最大值
经正规化功率
阈值
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
0
20
40
60
80
100
120
140
信道脉冲响应样本(即，时间)

图57

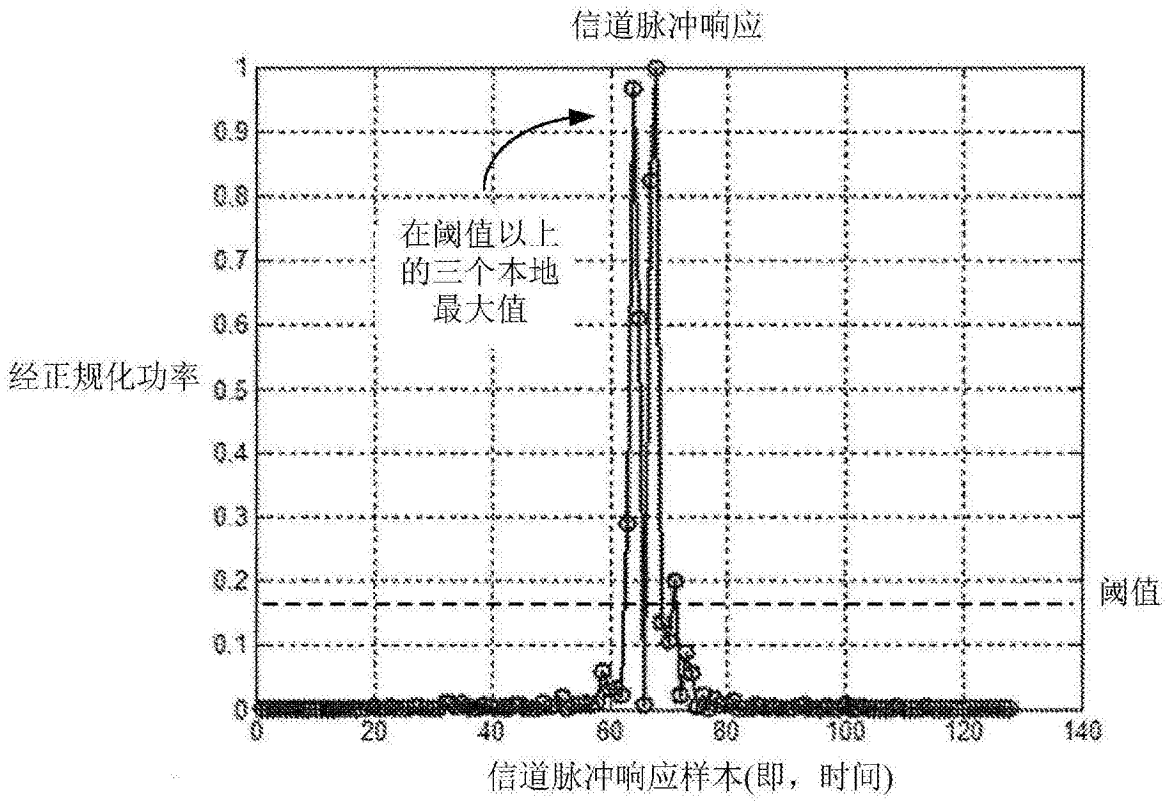

信道脉冲响应
经正规化功率
在阈值以上的三个本地最大值
阈值
信道脉冲响应样本(即，时间)
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
0
20
40
60
80
100
120
140

图58

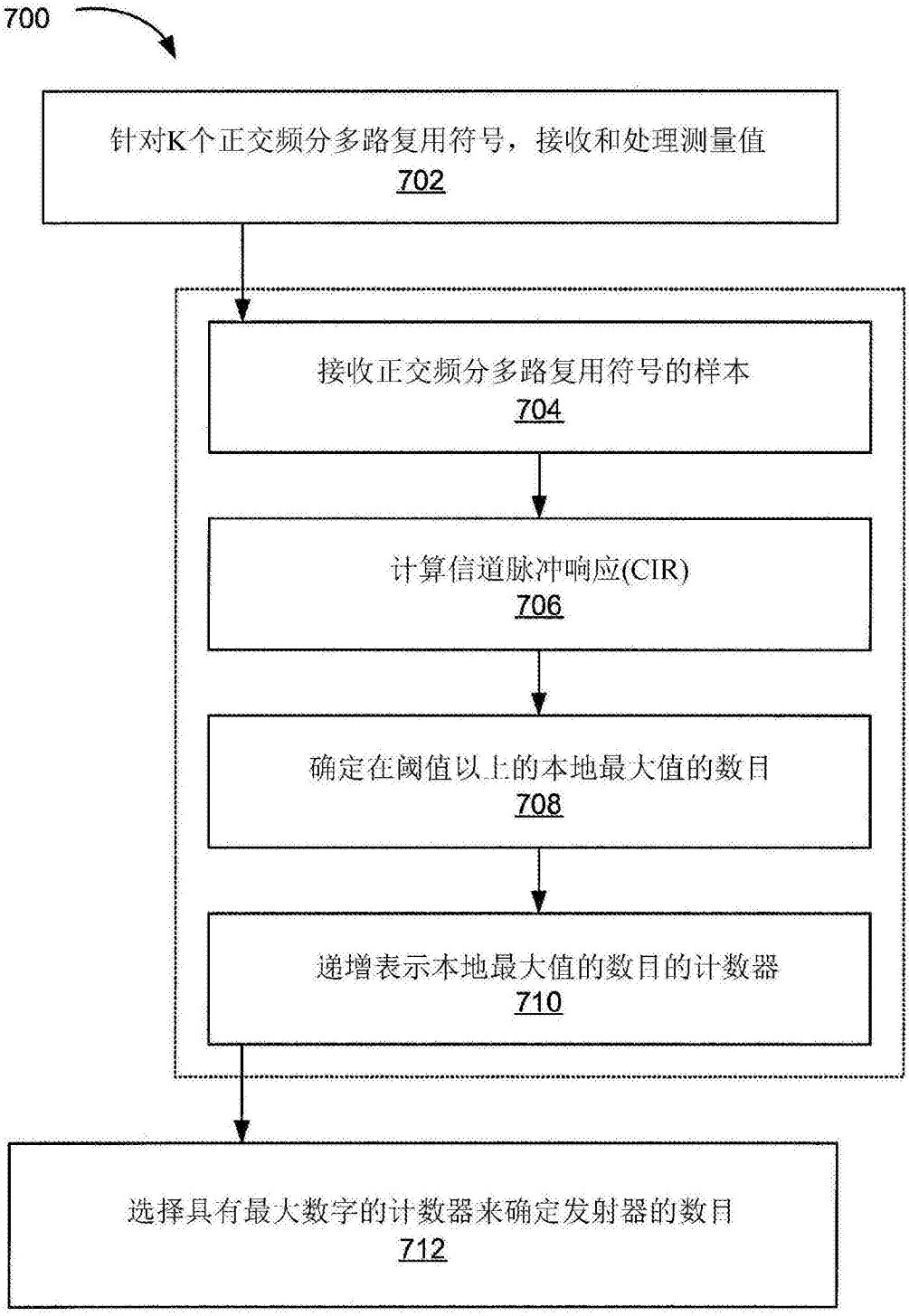

700
针对K个正交频分多路复用符号，接收和处理测量值
702
接收正交频分多路复用符号的样本
704
计算信道脉冲响应(CIR)
706
确定在阈值以上的本地最大值的数目
708
递增表示本地最大值的数目的计数器
710
选择具有最大数字的计数器来确定发射器的数目
712

图59

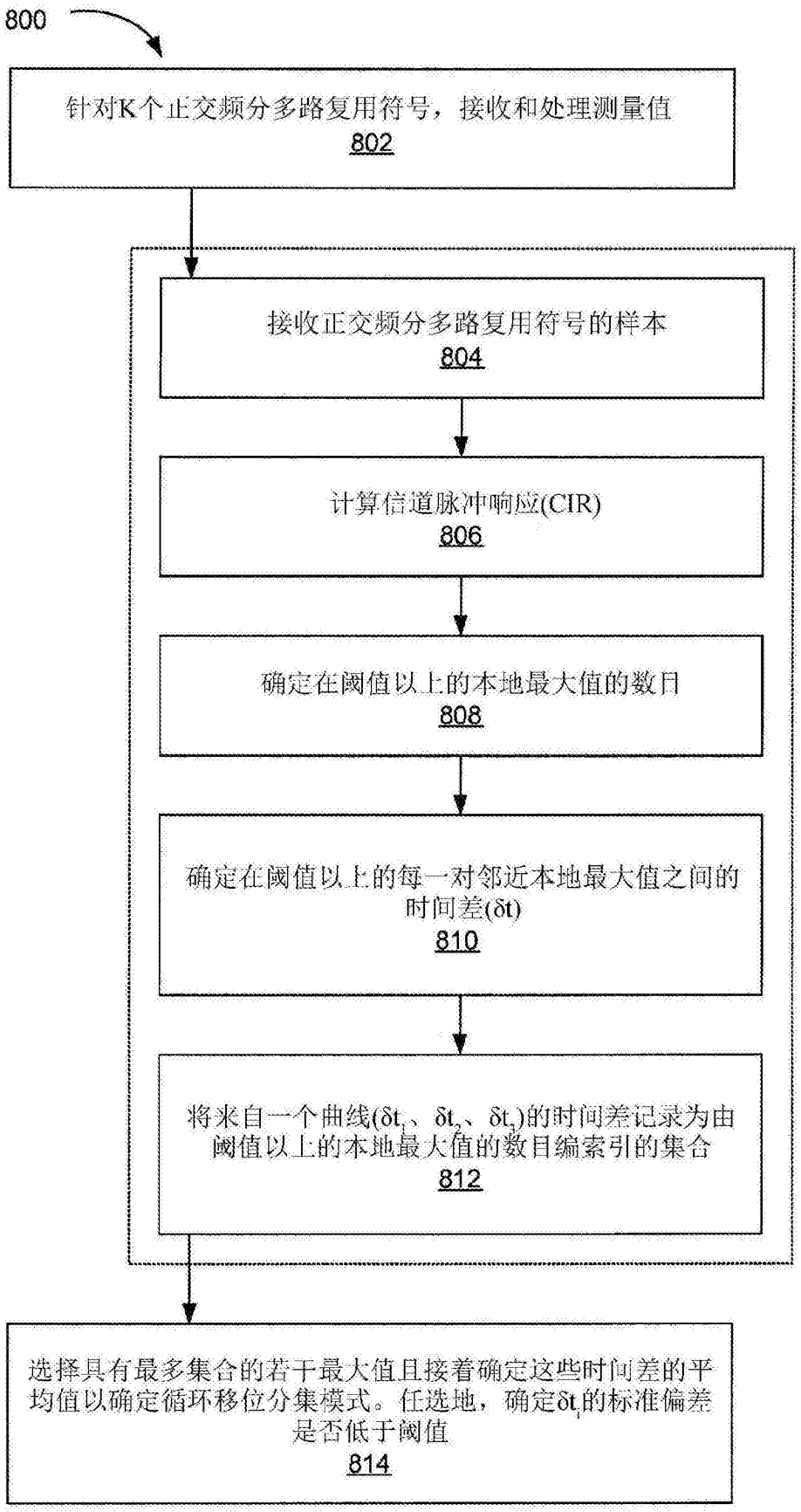

800
针对K个正交频分多路复用符号，接收和处理测量值
802
接收正交频分多路复用符号的样本
804
计算信道脉冲响应(CIR)
806
确定在阈值以上的本地最大值的数目
808
确定在阈值以上的每一对邻近本地最大值之间的时间差(δt)
810
将来自一个曲线(δt_1、δt_2、δt_3)的时间差记录为由阈值以上的本地最大值的数目编索引的集合
812
选择具有最多集合的若干最大值且接着确定这些时间差的平均值以确定循环移位分集模式。任选地，确定δt_1的标准偏差是否低于阈值
814

图60