[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04B 7/26
H04B 1/707

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96196621.1

[45] 授权公告日 2005 年 4 月 6 日

[11] 授权公告号 CN 1196279C

[22] 申请日 1996.8.29 [21] 申请号 96196621.1
[30] 优先权
[32] 1995. 8.31 [33] US [31] 08/522,469
[86] 国际申请 PCT/US1996/013868 1996.8.29
[87] 国际公布 WO1997/008854 英 1997.3.6
[85] 进入国家阶段日期 1998.2.27
[71] 专利权人 夸尔柯姆股份有限公司
地址 美国加州圣地埃哥
[72] 发明人 小林赛·A·韦弗
富兰克林·P·安东尼奥
理查德·F·迪安
审查员 高 栋

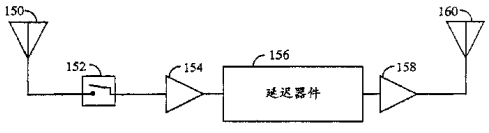
[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
代理人 孙敬国

权利要求书 7 页 说明书 15 页 附图 4 页

[54] 发明名称 用于放大扩展频谱信号的方法和设备

[57] 摘要

用于时分双工(TDD)转发扩展频谱信号的方法及装置，所述扩展频谱信号包括用伪随机噪声(PN)序列调制的一系列代码符号。 TDD 中继器在远离扩展频谱信号供应源的位置上间断地接收扩展频谱信号。 TDD 中继器放大并使接收到的扩展频谱信号延迟一预定量。 TDD 中继器间断地发射经延迟放大的接收到的扩展频谱信号，从而当 TDD 发射信号能量时不接收扩展频谱信号。



ISSN1008-4274

1. 一种放大在中继器位置上的扩展频谱信号的方法，所述扩展频谱信号包括一系列代码符号，其特征在于，所述方法包括在远离所述扩展频谱信号供应源的第一个位置上执行下列步骤：

在第一个时间间隔内接收所述扩展频谱信号；

放大所述接收到的扩展频谱信号；

用延迟电路把所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟一预定时间；

在第二个时间间隔内从天线发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号，把所述延迟电路和所述天线电气连接并设置在所述中继器内；和

其中，接收的所述步骤和发射的所述步骤相互是互斥事件，并且

所述方法还包括下列步骤：

在第三个时间间隔内，在第二个位置上接收所述经发射的扩展频谱信号；

在所述第二个位置上，放大所述接收到的扩展频谱信号；

在所述第二个位置上，把所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二个预定量；

在第四个时间间隔内，在所述第二个位置上发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号；

其中，在所述第二个位置上的所述接收步骤和所述发射步骤是互斥事件。

2. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述代码符号序列中的每个符号长度为一个符号的持续时间，其中所述预定延迟比所述符号持续时间要短。

3. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述接收和发射步骤是周期性的，其周期为所述预定延迟量的约两倍。

4. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，运用声驻波(SAW)滤波器来实现所述延迟步骤。

5. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，在所述第二个位置上的所述接收和发射步骤是周期性的，其周期为所述第二延迟预定量的约两倍，其中所述第二个延迟预定量至少是所述延迟预定量的两倍。

6. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，在所述第二

个位置上的所述接收和发射步骤是周期性的，其周期为第二个所述延迟预定量的约两倍，其中所述第二个延迟预定量小于所述延迟预定量。

7. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，利用使所述接收到的扩展频谱信号通过调谐在所述扩展频谱信号中心频率处的声驻波(SAW)滤波器，在所述第二个位置上进行所述延迟步骤。

8. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，还包括在第一位置上执行下列步骤：

在第三时间间隔内，接收第二个扩展频谱信号；

放大所述第二个接收到的扩展频谱信号；

使所述第二个经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二个预定量；

在第四时间间隔内，发射所述第二个经延迟放大的接收到的扩展频谱信号。

9. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第一个时间间隔和所述第三个时间间隔在时间上重叠。

10. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第一个时间间隔和所述第三个时间间隔对应于相同的时间间隔。

11. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第一个时间间隔和所述第四个时间间隔在时间上重叠。

12. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第一个时间间隔和所述第四个时间间隔对应于相同的时间间隔。

13. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第二个预定量与所述预定量相同。

14. 如权利要求 8 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述第二个预定量与所述预定量不同。

15. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，用伪随机噪声(PN)序列调制所述代码符号序列。

16. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述代码符号序列在时间上跳频。

17. 如权利要求 1 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述延迟步骤还包括下列步骤：

把所述经放大的接收到的扩展频谱信号转换成数字信号；

运用数字存储器件延迟所述经转换的信号；

把所述经延迟转换的信号转换成模拟信号。

18. 如权利要求 17 所述的放大扩展频谱信号的方法，其特征在于，所述预定量随时间变化。

19. 一种用于放大扩展频谱信号的设备，其特征在于，包括：

用于间断地接收所述扩展频谱信号的装置；

用于放大所述接收到的扩展频谱信号的装置；

用于使所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟一预定量的装置；

用于间断地发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号的装置；

其中，所述间断接收用的装置和所述间断发射用的装置工作互斥，从而只发射所述经延迟放大的接收到扩展频谱信号，或者只接收所述扩展频谱信号；

其中，用于放大扩展频谱信号的所述设备还包括：

用于间断地接收第二扩展频谱信号的装置；

用于放大所述第二接收扩展频谱信号的装置；

用于使所述第二经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二预定量的装置；

用于间断地发射所述第二经延迟放大的接收到的扩展频谱信号的装置；

其中，用于放大扩展频谱信号的所述设备还包括：

用于检测关于所述第二扩展频谱信号的增益的装置；和

用于根据所述检测到的增益，调节在放大所述第二接收扩展频谱信号时所施加的所述增益的装置。

20. 一种用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，包括：

第一天线，用于接收正向链路信号；

放大器，它与所述第一天线耦连；

延迟器件，它与所述第一天线和所述放大器串联连接；

第二天线，它与所述第一天线、所述放大器和所述延迟器件串联连接，用于提供一转发的正向链路信号；

隔离装置，它与所述放大器、所述第一与和第二天线以及所述延迟器件串联连接，用于当所述第二天线提供所述转发正向链路信号时，间歇地中断所述正向链路信号与所述延迟器件的连接。

21. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征

在于，所述第一和第二天线具有相同的物理结构。

22. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第一天线是指向所述正向链路信号的源的定向性天线。

23. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第一天线和所述第二天线隔开一定距离。

24. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述延迟器件是声驻波(SAW)滤波器。

25. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述延迟器件包括：

模拟-数字变换器；

数字存储器件，它与所述模拟-数字变换器的输出端耦连；

数字-模拟变换器，它与所述数字存储器件的输出端耦连。

26. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，还包括：

第三天线，用于接收一反向链路信号；

反向链路放大器，它与所述第三天线耦连；

反向链路延迟器件，它与所述第三天线和所述反向链路放大器串联连接；

第四天线，它与所述第三天线、所述反向链路放大器和所述反向链路延迟器件串联连接，用于提供一转发的反向链路信号；

反向链路隔离装置，它与所述反向链路放大器、所述第三和第四天线以及所述反向链路延迟器件串联连接，用于当由所述第四天线提供所述转发反向链路信号时，间歇地中断所述反向链路信号与所述反向链路延迟器件的连接。

27. 如权利要求 26 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第一、第二、第三和第四天线具有相同的物理结构。

28. 如权利要求 26 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第三和第四天线具有相同的物理结构。

29. 如权利要求 26 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第一和第三天线具有相同的物理结构。

30. 如权利要求 26 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述第一和第三天线是单向性天线。

31. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，所述扩展频谱信号是用伪随机噪声(PN)扩展序列来调制的。

32. 如权利要求 20 所述的放大扩展频谱信号用的时分双工中继器，其特征在于，所述扩展频谱信号是跳频的。

33. 一种用于放大扩展频谱信号的方法，所述扩展频谱信号包括一系列代码符号，其特征在于，所述方法包括下列步骤；

在第一时间间隔内，接收所述扩展频谱信号；

放大所述接收到的扩展频谱信号；

把所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟一预定量；

在第二时间间隔内，发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号；

并且，所述接收步骤和所述发射步骤是互斥的事件，而且用于放大扩展频谱信号的所述方法还包括以下步骤：

在第三时间间隔内，接收第二扩展频谱信号；

放大所述第二接收到的扩展频谱信号；

把所述第二经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二预定量；

在第四时间间隔内，发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号；

并且，用于放大扩展频谱信号的所述方法还包括下列步骤：

检测所述经发射的扩展频谱信号的增益；和

根据所述检测到的增益，调节在放大所述第二接收到的扩展频谱信号的所述步骤中的增益。

34. 一种用于放大扩展频谱信号的方法，所述扩展频谱信号包括一系列代码符号，其特征在于，所述方法包括下列步骤：

在第一时间间隔内，接收所述扩展频谱信号；

放大所述接收到的扩展频谱信号；

把所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟一预定量；

在第二时间间隔内，发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号；

其中，所述接收步骤和所述发射步骤是互斥事件，而且用于放大扩展频谱信号的所述方法还包括下列步骤：

在第三时间间隔内，接收第二扩展频谱信号；

放大所述第二接收到的扩展频谱信号；

把所述第二经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二预定量；

在第四时间间隔内，发射所述第二经延迟放大的接收到的扩展频谱信号；

并且，用于放大扩展频谱信号的所述方法还包括下列步骤；

发射在所述第二扩展频谱信号内的反向链路通信信号；

接收和解调在所述扩展频谱信号内的正向链路通信信号，以确定包括在其中的增益调节信号；和

根据所述增益调节信号，调节在放大所述第二接收到的扩展频谱信号的所述步骤中的增益。

35. 一种用于放大扩展频谱信号的设备，其特征在于，包括：

用于间断地接收所述扩展频谱信号的装置；

用于放大所述接收到的扩展频谱信号的装置；

用于把所述经放大的接收到的扩展频谱信号延迟一预定量的装置；

用于间断地发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号的装置；

其中，用于间断接收的所述装置和用于间断发射的所述装置工作互斥，从而只发射所述经延迟放大的接收到的扩展频谱信号或者只接收所述扩展频谱信号；

其中，用于放大扩展频谱信号的所述设备还包括；

用于间断地接收第二扩展频谱信号的装置；

用于放大所述第二接收到的扩展频谱信号的装置；

用于把所述第二经放大的接收到的扩展频谱信号延迟第二预定量的装置；

用于间断地发射所述第二经延迟放大的接收到的扩展频谱信号的装置；

其中，用放大扩展频谱信号的所述设备还包括：

用于发射在所述第二扩展频谱信号内的反向链路通信信号的装置；

用于接收和解调在所述扩展频谱信号内的正向链路通信信号，以确定包括在其中的增益调节信号的装置；和

用于根据所述增益调节信号，调节在放大所述第二接收到的扩展频谱信号时所施加的增益的装置。

36. 如权利要求 20 所述的用于放大扩展频谱信号的时分双工中继器，其特征在于，还包括：

第三天线，用于接收一反向链路信号；

反向链路放大器，它与所述第三天线耦连；

反向链路延迟装置，它与所述第三天线和所述反向链路放大器串联连接；

第四天线，它与所述第三天线、所述反向链路放大器和所述反向链路延迟装置串联连接，用于提供一转发的反向链路信号；

反向链路隔离装置，它与所述反向链路放大器、所述第三和第四天线以及所述反向链路延迟装置，用于当由所述第四天线提供所述转发反向链路信号时，间歇地中断所述反向链路信号与所述反向链路延迟装置连接；

用于放大扩展频谱信号的所述时分双工中继器还包括：

可变增益放大器，它与所述反向链路隔离装置、所述反向链路放大器、所述第三和第四天线以及所述反向链路延迟装置串联连接，并接收一增益控制信号；和

移动单元，用于提供在所述反向链路信号内的第一通信信号，并接收来自所述转发正向链路信号内的第二通信信号，并提供所述增益控制信号。

用于放大扩展频谱信号的方法和设备

发明领域

本发明一般涉及扩展频谱通信系统，特别是，涉及 RF 信号中继器。

相关技术描述

在无线电话通信系统中，许多用户通过无线信道进行通信，以连接有线电话系统。多址技术为有限频谱中的大量用户提供方便。在无线信道中的通信可以是多种多址技术中的一种。这些多址技术包括时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)和码分多址(CDMA)。CDMA 技术具有许多优点，而且在美国专利第 4,901,307 号中描述了 CDMA 系统范例。该专利在 1990 年 2 月 13 日批准给 K.Gilhousen 等，发明名称是“采用卫星或地面中继器的扩展频谱多址通信系统”，已转让给本发明受让人，列入于此，以作参考。

在上述专利中，揭示一种多址技术，其中，各自备有收发机的大量移动电话系统用户采用 CDMA 扩展频谱通信信号，通过卫星中继器或地面基站进行通信。采用 CDMA 通信时，可以多次重复使用频谱，从而提高系统用户容量。

在第 4901307 号专利中所揭示的 CDMA 调制技术提供许多胜过在运用卫星或地面信道的通信系统中用到的窄带调制技术的优点。地面信道对任一通信系统都提出了特殊的问题，特别是多路径信号方面采用 CDMA 技术可以通过减轻多路径的不利影响（例如，衰落），同时还利用了它的优点，来克服地面信道的特殊问题。

在 CDMA 蜂窝状电话系统中，所有的基站内都能用相同的频带进行通信。在接收机处，可分隔的多条路径(诸如，一条区站路径和从建筑物反射的另一条路径)能通过分集接收加以组合，以改进调制解调器性能。CDMA 波形性能提供区分占用相同频带的信号用的处理增益。假设路径延迟差大于 PN 码片（筹元）持续时间，则高速伪随机噪声(PN)调制可使相同信号的许多不同传播路径分开。如果在 CDMA 系统中采用大约为 1MHz 的 PN 码片速率，就能对延迟相差大于 1 微秒的路径采用全扩展频谱处理增益(等于扩展带宽与系统数据速率之比)。1 微秒

路径延迟差与大约为 300 米的路径距离差相对应。 城市环境一般提供超过 1 微秒的路径延迟差。

信道的多路径特性会导致信号衰落。这种衰落是多路径信道的相位变化造成的。当多路径矢量破坏性相加时，会发生衰落，所得接收信号比各矢量都小。例如，如果通过第一条路径的衰落因子为χdB、时间延迟为δ且相移为θ弧度，第二条路径的衰落因子为χdB、时间延迟为δ但相移为θ＋π弧度的多路径信道传送正弦波，则在信道的输出端，不能接收到该信号。

在 CDMA 系统中，通过控制发射机功率，能进一步把衰落的不利影响控制在一定范围内。美国专利第 5,056,109 号(发明名称是“在 CDMA 蜂窝状移动电话系统中控制发射功率的方法和装置”，在 1991 年 10 月 8 日被批准，同样被转让给本发明的受让人)中揭示基站和移动单元功率控制系统。

在上述第'307 号专利中所描述的 CDMA 蜂窝网系统中，每个基站都覆盖有限的地理区域，并通过蜂窝网系统交换机把在它的覆盖区内的移动单元链接到公用电话交换网(PSTN)上。当移动单元移到新基站的覆盖区时，把用户呼叫的路由转移到新基站。把基站至移动单元的信号传输路径称为正向链路，而把移动单元至基站的信号传输路径称为反向链路。

如上所述，PN 码片间隔规定要组合的两条路径必须具有的最小间距。在可以解调不同路径之前，必须首先确定在接收到的信号中路径的相对到达时间 (或者偏移)。信道单元调制解调器通过搜索一系列潜在路径偏移并测量在每一潜在路径偏移处接收到的能量，来执行这种功能。如果某一潜在偏移的能量超过某一门限值，那么可把该偏移赋予该解调单元。进行解调后出现在该路径偏移的信号，可与其他解调单元在各自偏移处的解调结果相加。在共同待批美国专利申请第 08/144,902 号(发明名称是“在能够接收多个信号的系统中的解调单元分配”，在 1993 年 10 月 28 日申请，被转让给本发明的受让人)中，描述基于搜索单元能量电平的解调单元分配方法和装置。由于所有的路径必须一起衰落组合信号才会显著劣化，所以这种分集接收机（或称搜索接收机）提供健全的数字链路。

在蜂窝状或个人通信电话系统中，极为重要的是在能处理的同时电话呼叫数方面，使系统的容量最大。如果控制每个移动单元的发射功率，从而到达基站接收机的每个发射信号都处于相同电平，扩频系统的容量就能最大。在实际系统中，每个移动单元会发射产生数据复原所容许信-噪比的最小信号电平。如果由移

动单元发射的信号以非常低的功率电平到达基站接收机，那么来自其它移动单元的干扰会使误码率太高以至于不能进行高质量的通信。另一方面，当基站接收到来自从移动单元发射的信号时，如果该信号的功率电平太高，那么与该移动单元可以进行通信，但是这个高功率信号却干扰其它移动单元。这种干扰又反过来影响与其它移动单元的通信。

因此，为了在典范 CDMA 扩展频谱系统中使容量最大，在与基站通信的过程中，由基站控制每个移动单元的发射功率，以在基站处产生相同的标称接受信号功率。在理想的情况下，在基站接收到的全部信号功率等于从每个移动单元接收到的标称功率与在基站覆盖区内发射的移动单元数量的相乘，再加上在基站处接收到的来自位于邻近基站覆盖区内的移动单元的功率所得到的和。

由两个独立现象表明了无线电信道中的路径损耗的特性：平均路径损耗和衰落。正向链路(从基站到移动单元)以与反向链路(从移动单元到基站)不同的频率进行工作。然而，由于正向链路和反向链路的频率在相同的频带中，所以两个链路的平均路径损耗之间存在明显的相关性。另一方面，对于正向链路和反向链路，衰落是一种独立现象，并随着时间变化而变化。然而，正向链路和反向链路，由于频率在相同的频带内，所以在信道上的衰落特性是相同的。因此，两个链路在时间上的平均衰落一般是相同的。

在典范 CDMA 系统中，每个移动单元根据移动单元的输入端的总功率，估算正向链路的路径损耗。总功率是移动单元察觉时来自所有相同频率赋值下进行工作的基站的功率总和。

由一个或多个基站控制移动单元发射功率。与移动单元进行通信的每个基站都测量从移动单元接收到的信号强度。在基站，对特定移动单元比较所测的信号强度与所需的信号强度。每个基站都产生功率调节命令，并在正向链路上传送给移动单元。响应于基站功率调节命令，移动单元使其发射功率增加或减小一个预定量。

对于移动单元从一个基站转接到另一个基站(称为“切换”)，存在许多种方法。一种方法是称为“软”切换，其中从原基站到后一个基站的最后切换不会中断移动单元和终端用户之间的通信。由于在终止与原基站之间的通信之前已建立与后一个基站之间的通信，所以认为这种方法是软切换。当移动单元与两个基站进行通信时，由蜂窝网或个人通信系统控制器根据来自每个基站的信号，只产生

一个终端用户用的信号。美国专利第 5,267,261 号(列入于此，以作参考，而且转让给本发明的受让人)揭示一种在切换过程中通过多于一个的基站提供与移动单元进行通信的方法和装置(即，提供软切换)。

当移动单元与多于一个的基站进行通信时，从每个基站发出功率调节命令。移动单元按照这多个基站功率调节命令进行工作，以避免发射功率电平不利地干扰其它移动单元通信，而且提供足够的功率以支持从移动单元到至少一个基站的通信。通过只有当与移动单元进行通信的每个基站要求增加功率电平时才使移动单元增加它的发射信号电平，来实现这个功率控制机理。如果与移动单元进行通信的任何一个基站要求减小功率，移动单元就减小它的发射信号电平。在上述美国专利第 5,056,109 号中揭示基站和移动单元功率控制系统。在美国专利第 5,265,199 号(发明名称是“用于在 CDMA 蜂窝状移动电话系统中控制发射功率的方法及装置”，在 1993 年 11 月 23 日被批准，并被转让给本发明的受让人)中详细描述基站和移动单元功率控制系统。

在移动单元对基站进行分集接收是软切换处理中的一个重要环节。当移动单元与每个基站联系，从而可进行通信时，上述功率控制进行最佳操作。这样，移动单元避免基站接收该移动单元电平过高的信号，但因为在它们之间没有建立通信，不能把功率调节命令传递该移动单元，从而不利地干扰通信。

也希望根据每个移动单元发出的控制信息，控制基站发送每一数据信号时用的相对功率。提供这种控制的主要原因是为了适应某些位置正向信道链路可能非常不利的情况。除非增加发射到不利的远端单元的功率，否则信号质量会变得不可接受。这样位置的一个例子是，在该位置处，一个或两个邻近基站的路径损耗与和远端单元进行通信的基站的路径损耗是一样的。在这种位置上，使总干扰增加到远端单元在离它的基站相对较近的位置上所观测的干扰的三倍。此外，与来自工作基站的干扰的情况不同的是，来自邻近基站的干扰不会与来自工作基站的信号一起衰落。在这种情况下的远端单元会要求来自工作基站的信号功率增加 3 至 4dB，以获得足以胜任的工作性能。

在其它时候，远端单元可能处于信扰比非常好的位置。在这种情况下，基站可以运用低于正常的发射机功率发射所需的信号，减小对系统发射的其它信号的干扰。

为了达到上述目的，可在移动单元接收机内测量提供信号-干扰测量的性能。

通过把所需信号的功率与总干扰和噪声功率相比较，进行这种测量。如果所测比值小于预定值，那么移动单元把增加正向链路信号功率的要求发送到基站。如果该比值超过预定值，那么移动单元发出减小功率的要求。远端单元接收机能监测信扰比的一种方法是，监测所得信号的帧差错率(FER)。

基站接收来自每个移动单元的功率调节要求，并通过以预定值来调节分配给相应正向链路信号的功率作为答复。调节通常很小，一般为 0.5dB 至 1.0dB 左右，或者大约为 12%。功率变化率可以低于反向链路所用的功率变化率，可能每秒变化一次。在较佳实施例中，一般把调节的动态范围限制为诸如从低于额定发射功率 4dB 到高于额定发射功率约 6dB。

所有蜂窝状无线电话系统的工作都借助于在一地理区域遍设基站，从而每个基站的工作为位于基站的有限地理覆盖区内的移动单元提供通信。对 CDMA 系统的初期部署来说，现在 CDMA 系统必须在由 AMPS 或 TDMA 系统覆盖的区域内工作，而且该区域内两种系统叠置。AMPS 和 TDMA 基站位置和相应的覆盖区可以是分开的，而且与 CDMA 基站位置以及覆盖区不同。同样，在特定的技术系统(AMPS、CDMA 或 TDMA)中，在给定的区域内一般有两个竞争性的业务提供者，通常称之为 A 和 B 通信公司。这些业务提供者一般选择与它们的竞争对象不同的基站位置。在上述各种情况下，采用第一种载频或技术进行通信的移动单元可能远离正与其通信的基站，同时又靠近不与其通信的另一基站。这时，所需的接收信号十分微弱，在出现强劲的多信号音干扰的情况下，会给移动单元带来问题。

移动单元所遇到的来自窄带 AMPS 或 TDMA 信号的多信号音干扰会在移动单元内形成失真。如果失真产物产生落在移动单元所用 CDMA 频带内的杂散信号，就会降低接收机和解调器的性能。

当在接收机中注入两种信号音时，发生三阶失真产物。例如，如果把在频率为 f_1、功率电平为 P_1 下的一个信号音，和在频率为 f_2 下的第二个信号音注入接收机，那么分别在频率为 $2xf_1-f_2$ 和 $2\ xf_2-f_1$、功率电平为 P_{12} 和 P_{21} 下产生三阶失真产物。例如，在蜂窝网频带内，假设指定在从 880 兆赫 (MHz)到 881.25MHz 的频率下，进行 CDMA 操作。还假设操作 AMP 系统以提供在 881.5MHz 下的 FM 信号，和在 882MHz 下的第二个 FM 信号。注意，在 2x881.5-882=881MHz 频率下，发生杂散三阶产物，该频率直接落在 CDMA 频带范围内。

所产生的杂散三阶产物的功率电平依赖于产生该产物的两个信号的功率电平和移动单元的互调性能。由失真三阶产物所产生的失真量依赖于总 CDMA 功率与总失真三阶产物功率之比。显然，有两种限制三阶产物所产生的失真的方法：限制由移动单元所产生的失真第三阶产物，或者增加与所产生三阶产物有关的 CDMA 信号电平。提高移动单元的互调性能会增加移动单元的价格和功率损耗，当然，这是人们所不希望的。一种更有效的解决方法是，增加接近冒犯基站时的 CDMA 信号电平。

增加给定地理区域内的信号电平而无需提供附加信号产生装置的一种方法是提供中继器。中继器是一种装置，它接收单向或双向通信信号并传送放大、整形或者二者兼而有之的相应信号。中继器用于将物理媒体的长度、拓扑结构，或者互连性扩展到超过单段所施加的范围。中继器一般接收由第一个远端通信单元产生的信号，并把该信号重发送到第二个远端通信单元，在那里处理信号。

中继器的一个主要问题在于，它们往往稳定。如果中继器向中继信号提供较大的增益，那么它会不稳定。如果发射信号反馈到中继器的接收部分，那么中继器会振荡。如果中继器振荡，它就停止提供中继信号，而且提供杂散信号，实际上损坏了系统。

发明内容

本发明是提供在码分多址(CDMA)系统中使用的可靠的中继器用的方法及装置。本发明可以向经中继信号提供高增益，而没有振荡的危险。

本发明是在 CDMA 系统中用到的时分双工(TDD)中继器。在 CDMA 系统中，用高速伪随机噪声(PN)码来调制具有第一码元速率的信息码元。在 CDMA 接收机处，运用与基站用来调制信息信号相同的高速 PN 码解调入局信号。解调过程包括把入局信号与高速 PN 码中的 PN 码片序列逐一码片相乘。每个码元在码元周期内积累能量。

本发明的中继器向 RF 信号提供高增益，而不振荡。中继器通过使开关、延迟器件(诸如，声驻波(SAW)滤波器)和一系列放大器级联来进行操作。开关以高于码元速率的速率进行通断切换。延迟器件提供大约等于一半切换周期的延迟。延迟器件作为模拟存储器件以存储后面要发射的信号。放大器放大来自延迟器件的经延迟的信号输出。当中继器发射经延迟的信号时，开关断开，不接收信号，

从而在发射和接收天线之间无需提供大量隔离。于是，中继器通过周期性地交替发射和接收，以时分双工方式工作。

在接收机处，以通常方式解调中继器的切换信号。与在相同信号功率下作为连续信号接收的信号的信噪声比相比较，信噪比减小了将近 3dB。但是，以远高于不用中继器时的电平接收信号。

注意，无需使在中继器处的切换与 PN 码或码元边界同步。如果需要级联一系列这种中继器，那么可以级联这些中继器，不必使切换同步。级联两个中继器时，第二个中继器仅需以高于或低于第一个开关的速率进行切换。于是，如果第一个 TDD 中继器以码元速率的 20 倍进行操作，那么第二个 TDD 中继器可以码元速率的 10 倍进行操作。

附图说明

图 1 示出示例蜂窝状覆盖区结构；

图 2 示出包括根据另一种技术进行操作的基站的示例蜂窝状覆盖区结构；

图 3 是示出根据本发明的 TDD 中继器的方框图；

图 4 是示出包括增益平衡电路的双向 TDD 中继器的方框图；

图 5 是示出 TDD 工作的时序图；

图 6 示出级联中继器结构。

较佳实施例的描述

图 1 示出示例基站覆盖区结构的一个范例。在这种示例结构中，六角形的基站覆盖区以对称铺盖排列相互邻接。每个移动单元位于一个基站的覆盖区内。例如，移动单元 10 位于基站 20 的覆盖区内。在码分多址(CDMA)蜂窝网、无线本回路或个人通信电话系统中，采用共用频带与系统中的所有基站通信，允许一个移动单元与一个以上基站同时进行通信。移动单元 10 的位置非常靠近基站 20，因此接收到的基站 20 的信号最强，而周围基站的信号相对较弱。然而，移动单元 30 位于基站 40 的覆盖区内，但是接近基站 100 和 110 的覆盖区。移动单元 30 接收到的基站 40 的信号相对较弱，而且从基站 100 和 110 接收到的信号具有相同的大小。如果每个基站 40、100 和 110 能够进行 CDMA 工作，那么移动单元 30 则处在与基站 40、100 和 110 的软切换中。

在讨论中，为了说明起见，术语“移动单元”一般是指远端用户站。然而，要注意移动单元可能位置固定。移动单元可以是多个使用者的集中用户系统的一部分。可以用移动单元载送话音、数据或者不同类型信号的组合。术语“移动单元”是技术用语，并不意味着限制该单元的范围或功能。

图 1 和 2 所示的示例集中覆盖区结构是高度理想化的。在实际蜂窝网或者个人通信环境中，基站覆盖区的大小及形状可以改变。基站覆盖区往往重叠，同时覆盖区边界规定的覆盖区形状与理想六边形不同。此外，还可把基站分成扇区(诸如，分成在现有技术中已知的三个扇区)。

图 1 中的基站 60 代表一个理想化的三扇区基站。基站 60 有三个扇区，每个扇区覆盖基站覆盖区中的 120 度以上。扇区 50 具有实线 55 所表示的覆盖区，它与扇区 70 的覆盖区相重叠，扇区 70 具有粗虚线 75 所表示的覆盖区。扇区 50 也与扇区 80 重叠，扇区 80 具有细虚线 85 所表示的覆盖区。例如，由 X 表示的位置位于扇区 50 和扇区 70 的两个覆盖区内。

通常，为了降低来自和对于位于基站覆盖区内移动单元的总干扰功率，同时增大能够与基站通信的移动单元的数目，对基站划分扇区。例如，扇区 80 不会向位置 90 处的移动单元发射信号，因此，扇区 80 中没有移动单元明显地受位置 90 处的移动单元与基站 60 的通信的干扰。对于位于位置 90 处的移动单元，总的干扰来自扇区 50 和 70，以及基站 20 和 120。位置 90 处的移动单元可以同时处在对基站 20 和 120 以及扇区 50 和 70 的软切换中。

虽然，本发明考虑到许多用户，但是图 2 示出本发明具有显著优点的一种情况。此外，图 2 中，假设基站 40、100 和 110 提供采用 CDMA 信号的通信信号。又假设第二个通信公司在相同地理区域内运营 AMPS 基站，例如，如图 2 所示的具有实际上不规则覆盖区的基站 115。注意，在移动单元 30 工作必须遵循的信号条件。如上所述，移动单元 30 接收来自基站 40 的相对较弱信号，而且接收来自基站 100 和 110 的大小相同的信号。移动单元 30 十分接近基站 115，因而接收大量干扰能量。基站 40、100 和 110 用在第一频带中的 CDMA 信号来提供通信信号，而 AMPS 基站 115 提供在邻近频带中的信号。

在这类实际情况下，移动单元 30 可以接收为-80dB 左右的总 CDMA 能量电平，同时接收来自基站 115 的 20 个不同的 AMP 信号，每个信号具有-20dBm 功率，因而总干扰功率为-7dBm。-80dBm 的 CDMA 信号功率和-7dBm 的总 AMP

信号能量之间的差是 73dBm 或大约 20×10^6 的比率。即使 AMP 信号对 CDMA 信号有频率偏移，为了 AMP 信号不引起对于 CDMA 操作的干扰，也需要大量隔离。

在这种情况下，最具有破坏性的影响是移动单元的互调性能的影响。一般，AMPS 信号是窄带 FM 信号，它们在接近于 CDMA 工作频带的频带中间隔 210kHz。在示范实施例中，以 1.25MHz 的 PN 码片速率扩展 CDMA 信号，从而具有 1.25MHz 带宽的信号。因此，在这种情况下，在移动单元内产生的一些互调产物很有可能落在 CDMA 频带内，与 CDMA 信号的能量电平相比它具有显著的信号电平。

建立移动单元而不在这些高信号电平下产生互调产物是不现实的。一般，不需要这样高的抗互调性能。例如，如果基站 40、100 和 110 提供 AMPS 通信能力，那么当移动单元移向或离开基站时，CDMA 信号电平就以与 AMPS 信号电平相同的方式增加或减小，因而任何互调产物与 CDMA 信号电平之比都不会是很显著的。因此，仅在如图 2 中的移动单元 30 和基站 115 所示的情况下，需要高抗互调性能。为了提高移动单元的互调性能，要求移动单元在没有对非所需信号进行滤波的接收链的第一放大级中有较大 RF 信号电平的情况下提供高度线性。然而，可以全部时间只在这些放大级中提供线性以补偿如图 2 所示的相对较稀少的情况，但这是以较高功率损耗为代价的，会负面影响电话机中电池的寿命。

于是，希望找到一种减缓图 2 中所产生的劣化情况，而不明显地改变移动单元性能的方法。改善图 2 中的情况的一种方法是，在接近基站 115 的区域内，增加 CDMA 信号的信号电平。在大多数情况下，运营 CDMA 系统的通信公司不会访问 AMPS 通信公司的基站 115，这会使把附加 CDMA 工作基站与基站 115 设置的一起变得很困难。

在区域中增加信号电平而无需添加完全新的基站的一种方法是，运用信号中继器。信号中继器用于扩展覆盖区，或修正拓朴结构，使之大于单根天线所及的范围。中继器进行基本信号处理，诸如，恢复信号幅度、波形或定时。在这种情况下，最基本的中继器实施例只是接收、放大并重发射信号。一般把中继器设置在需要增加覆盖区的区域附近。例如，可以把中继器设置在基站 115 附近的建筑物上。中继器一般用于覆盖孔 (诸如，大建筑物的‘阴影’或高速公路隧道)。很明显，中继器的所需特性是，它能易于安装并只需要连接电源就工作。提供有效增益的中继器的一个设计难题是阻止发射信号正反馈到中继器的接收输入端。如

果发射信号反馈到中继器的接收输入端，中继器就会振荡。因此，必须仔细设计典型的中继器以在发射和接收端之间提供有效隔离。如本发明的较佳实施例那样，如果天线把信号作为 RF 信号发射并接收，那么隔离度随着发射和接收天线的布置而变化很大。本发明避免中继器振荡的问题，并缓解小心安装接收和发射天线的要求。

本发明的时分双工(TDD)中继器通过接收信号、延迟并存储信号以及重发射信号，来利用在 CDMA 系统中用到的伪随机噪声(PN)调制。互斥地进行发射和接收步骤，从而中继器不在发射期间接收信号。

本发明的示例实施例中，在发射站(即，基站或移动单元)以每秒 9.6 千比特(kbps)数据流，产生 CDMA 信号。首先，以 1/2 率卷积编码数据位，以产生 19.2 千码元/秒(ksps)数据流。对此 19.2ksps 数据进行均交织，并用同样以 19.2ksps 运行的长 PN 码掩蔽进行加扰。用具有 1.2288 兆码片/秒(Mcps)速率的 Walsh 函数进一步调制所得的 19.2ksps 加扰数据流。由一对 I 和 Q1.2288Mcps PN 导频序列正交调制 1.2288Mcps Walsh 调制序列，以进行发射。

在 CDMA 接收机处，运用相同的 I 和 Q1.2288Mcps PN 导频序列对和用于在发射机处调制信息信号的相同的 Walsh 序列，来解调入局信号。调制过程包括把入局信号与相同的 I 和 Q1.2288Mcps PN 导频序列对以及相同的 Walsh 序列逐一码片相乘。然后，运用相同的长 PN 码掩蔽来解扰去扩展数据流。在码元周期，累积码片能量以产生总码元能量。

本发明利用在码元持续时间内的能量积累。注意，在码元的全部持续时间内积累能量。如果信号只在一部分码元持续时间内衰落，那么在衰落期间只积累了很少的能量，但是在剩余的码元持续时间内可以积累大量的能量以提供可靠解码。本发明利用实际上积累过程不要求信号连续出现，以提供可用的积累结果。

在本发明的示例实施例中，码元速率是 19.2ksps，它等价于大约为 52 微秒(μsec)的码元持续时间。因此，在较佳实施例中，开关切换速率比码元速率快 10 倍左右。如下所示，希望相应延迟是开关切换速率的一半。例如，较佳实施例可以具有 3μsec 开关切换速率和 1.5μsec 延迟。选择开关切换速率的主要因素是码元速率。开关切换速率需要比码元速率块，以免由于开关切换过程而失去全部码元。然而，一些其它因素也影响开关切换速率的选择。

选择开关切换速率的另一个因素是开关切换速率越块，在切换后的 CDMA

波形中所产生的互调产物越高。CDMA 波形频谱类似带限白噪声。当断续进行 CDMA 波形调制时，在邻近频带中产生边带。换句话说，开关切换速率越块，所产生的边带能量电平越高。

另一种考虑是可获得可实现的延迟值。在蜂窝网移动通信频率下，SAW 滤波器可以提供约几百毫微秒至几十微秒的 RF 延迟。由于 SAW 滤波器提供延迟这一事实，使得 SAW 滤波器在这类应用中十分突出，其中平坦的群延迟意味着用几乎相同的时间来延迟通过 SAW 的所有频率。同样，在较佳实施例中可将 SAW 器件的滤波效应用于滤出不需要由中继器放大的频率(诸如，与 AMPS 发送相对应的频率)。

可以用许多不同的方法来延迟信号。例如，可以对信号进行模拟-数字转换、由数字延迟单元延迟信号后，进行数字-模拟转换。在这种情况下，数字延迟器件中的延迟量可以随着时间改变，因而 TDD 操作无需周期性开关切换机构，效率最高。可以调节延迟以与当前的开关切换周期相匹配。

图 3 示出本发明的简单方框图。天线 150 接收 RF 信号。开关 152 闭合时使信号通过，而断开时阻止信号通过。放大器 154 放大开关切换后的信号。一般，SAW 滤波器大量衰落通过它的信号。开关切换操作本身减小所得信号的信噪比。然而，重要的是，限制由中继器引起的劣化程度。通过在 SAW 滤波器之前插入一定量的放大，使信号电平提高到远大于噪声基数，可以使信噪比的衰落损耗减至最小。在一些情况下，甚至在开关 152 之前加入延迟也是有利的。延迟器件 156 提供等于开关 152 的切换周期一半左右的延迟。如上所述，延迟器件进行操作，以存储接收到的信号，供以后发送之用。放大器 158 放大延迟器件 156 输出的已延迟、切换的信号，以便由天线 160 发射。

图 5 示出 TDD 中继器的操作时间。时间线 200 示出 TDD 中继器的状态(或者发送，或者接收)。理论上说，TDD 中继器的操作可以精确到负载周期比为 50%，如时间线 200 所示。为了实践(包括延迟器件精确时延的变化)，发射时间与总时间之比的负载周期比可以略小于 50%。时间线 202 示出接收到的信号，把它们分成时间段，每个时段具有与由延迟器件导致的延迟相等的时间长度。用数字标注时段，而且时间线 204 示出延迟器件的相应输出。注意，只在接收过程中闭合把延迟器件耦连到天线上的开关。因此，只有那些标有奇数的时段才真正含有数据信号。同样，要注意在延迟器件的输出端，只把那些标有奇数的时段与时间线 200

上表示的发射对准。这样，TDD 中继器只发射与奇数相对应的那些时段。由于中继器的 TDD 本质，使得与偶数时段相对应的信号能量丢失。

在这里详细描述的示范实施例中，用 TDD 中继器来转发信号以供移动通信环境使用。在移动通信环境中，基站和移动单元之间的通信是双向的。上述示例 CDMA 系统中，每个移动单元根据移动单元输入端处的总功率，估计正向链路的路径损耗。根据平均正向链路路径损耗的估计结果，移动单元设置反向链路信号的发射电平。这样，由移动单元发射的功率与由移动单元接收到的功率成正比。因此，如果在这类蜂窝状系统中使用中继器，必须进行双向操作，同时平衡增益。这就是说，中继器必须转发正向链路信号和反向链路信号，而且中继器插入正向链路包括开关切换效应的增益，也必须插入反向链路，以免功率机制结构不平衡。

图 4 示出具有双向操作的中继器。在图 4 中，通过天线 150 接收正向链路频率并由天线 160 发射所述频率。从移动单元到基站的反向链路信号由天线 170 接收，并经开关 172 切换，延迟器件 176 延迟，放大器 162 和 178 放大后，由天线 180 发射。注意，如果运用 SAW 滤波器来实现延迟器件，那么应将它调节到反向链路频带，而应将延迟器件 156 调节到正向链路频带。只要在中继器有足够的频率隔离，使得一个方向的发射不会在与其相反方向上的接收期间发生振荡，就无需使中继器的正向链路和反向链路两个部分同步进行开关切换，甚至两个方向无需使用相同的开关切换频率。

如上所述，为了使功率控制最佳操作，必须使中继器平衡，以在正向链路和反向链路上产生相同的增益。一般把中继器设置在室外环境中，经受诸如温度等各种环境变化会引起本来处于平衡的中继器变得不平衡。因此，中继器内包含相对于正向链路之增益而自动调节反向链路之相对增益的机构，这样会有好处。

在示例 CDMA 系统中正常操作期间，除了当移动单元在它所察觉的接收功率的基础上建立发射功率时，由移动单元进行“开环”功率控制之外，还在闭环操作中，由一个或多个基站控制每一移动单元的发射功率。与移动单元进行通信的每个基站测量从移动单元接收到的信号强度。在该基站处，对该移动单元比较所测信号强度与所需信号强度电平。由每个基站生成功率调节命令，并在正向链路上传送给移动单元。响应于基站功率调节命令，移动单元综合这些功率调节命令，以产生一般称之为发射增益调节信号的增益控制信号。根据发射增益调节信号的值，移动单元使它的发射功率增加或减小一预定量。注意，发射增益调节信

号表示移动单元所处地点的正向链路信号和反向链路信号之间的平衡程度。

可将发射增益调节信号用于保持本发明的 TDD 中继器内的平衡。图 4 示出一个这样的实施例，其中包括移动单元 166 作为 TDD 中继器的一部分。移动单元 166 或者连续地或者间断地参与基站的现行呼叫，基站的信号正在转发。移动单元 166 在天线 168 上接收来自天线 160 的经转发的正向链路信号 164，并在天线 168 上把反向链路信号 182 发送到天线 170。移动单元 166 在包括切换效应的经转发正向链路信号 164 的电平基础上建立反向链路信号 182 的功率电平。

就象在系统中其它每个移动单元那样，移动单元 166 运用开环和闭环功率控制，如在上述美国专利第 5,056,109 号和第 5,265,199 号，以及在 EIA/TIA/IS-95 文件(名称是“双模式宽带扩展频谱蜂窝状系统的移动站-基站兼容标准”)中所述。通过产生发射增益调节信号，移动单元 166 在从基站接收到的功率控制调节命令的基础上建立发射信号的功率电平。如果两个链路是平衡的，那么发射增益调节值表示需要对开环估算进行很少的调节，因而发射增益调节值非常小。

如果两个链路变得不平衡，那么发射增益调节信号开始表示不平衡程度和极性。如果正向链路具有大于反向链路的增益，那么发射增益调节信号表示移动单元需要增加它的反向链路信号。如果正向链路具有小于反向链路的增益，那么发射增益调节信号表示移动单元需要减小它的反向链路信号。注意，发射增益调节信号的值与正向链路中继器性能和反向链路中继器性能之间的不平衡程度直接成正比。因此，通过采用发射增益调节信号，可以使 TDD 中继器的性能平衡。图 4 示出一个这样的实现过程。用包括天线 160、168 和 170 的相关定位的移动单元 166 来校正双向 TDD 中继器，从而把发射增益调节信号的值用于可变放大器 162，两个链路就平衡。

图 4 中的结构可以有很多种变化形式，诸如，天线 150 和天线 180 可以是同一副天线，同时用任选双工器 184 把接收频率的能量耦合到开关 152，并从放大器 178 接出发射频率的能量。同样，天线 160 和天线 170 可以是同一副天线。天线 150 和天线 180 可以是高度定向性天线，分别指向正向链路信号源和反向链路信号宿。可用天线的定向性来阻止 TDD 中继器放大来自其它基站的不必要信号。在一些情况下，运用单根天线可以实现图 4 的装置。

在与基站耦连的天线和与移动单元耦连的天线之间存在一定距离是有利的。例如，如果用中继器在大型障碍物挡住信号源的区域提高信号电平，可把与基站

耦合的天线定位在障碍物与基站相同的一侧，而把与移动单元耦合的天线定位在覆盖区孔所处的障碍物远侧。

可以容易地级联本发明的 TDD 中继器。例如，如果用一个 TDD 中继器放大在隧道环境下的信号，而用第二个中继器来扩展范围，那么第二个 TDD 中继器可以接收并放大来自第一个中继器的信号，而且可以提供由第一个中继器接收并放大的信号。例如，图 6 示出一种级联中继器结构。TDD 中继器 252 接收来自基站 250 的信号，并把它们重发射到 TDD 中继器 254。TDD 中继器 254 把信号重发射到移动单元 256。同样，TDD 中继器 254 接收来自移动单元 256 的信号并把它重发射到 TDD 中继器 252。TDD 中继器 252 把信号重发射到基站 250。如果使用相同的开关切换频率，那么考虑到在两个单元之间的全部延迟效应，必须使两个级联中继器同步。同步处理很困难，而且考虑到定时漂移，必须以时间锁定方式进行工作。

然而，级联两个 TDD 中继器不需要同步。为了级联两个中继器，第二个中继器只要以高于或低于第一个开关的速率进行开关切换。例如，如果第一个 TDD 中继器以码元速率的 20 倍进行操作，那么第二个 TDD 中继器可以码元速率的 10 倍进行操作。第二个级联的中继器的输出是第一个级联中继器的输出子集。如在图 5 的例子中所述，只从第一个中继器发射奇数时段。第二个级联中继器可以只发射奇数时段的一半能量。不需要使两个级联中继器的开关切换边缘同步。此外，无需使正向链路和反向链路同步，甚至无需在相同的开关切换频率下进行操作。两个级联部分所得的信号与在相同的信号功率下作为连续信号接收的信号的信噪比相比，至少降低了 6dB。

图 5 还示出以第一个 TDD 中继器开关切换速率的一半进行操作的第二个级联 TDD 中继器的操作时序图。时间线 206 示出第二个 TDD 中继器的状态(或者发射，或者接收)。如上所述，无需使第一个和第二个中继器的定时互相校准。为了便于说明，使两个 TDD 中继器的定时同步，而且假设忽略在第一个和第二个中继器之间的传输路径延迟。时间线 208 示出第二个接收机的接收信号，其中把它示例地分成时段，每个时段都具有与由第一个中继器的延迟器件导致的延迟相等的长度，而且参照第一个 TDD 延迟器件的输出校准各时段。时间线 210 示出延迟器件的相应输出。在第二个 TDD 中继器中的延迟器件，其延迟是第一个 TDD 中继器的延迟的两倍。注意，由于第一个中继器的 TDD 本质，使得只有标有奇

数的那些时段才真正包括数据信号。同样，要注意在延迟器件的输出端，只把与中间隔开一个的奇数(即，1、5、9、13、17)相对应的那些时段与时间线 206 表示的发射对准。由于第二个中继器的 TDD 本质，导致与剩余奇数时段(即，3、7、11、15)相对应的信号能量丢失。

参照 PN 扩展频谱系统，描述较佳实施例。明显的是，可在其它系统(诸如，跳频系统)中应用本发明。可以如此构造在跳频系统中的 TDD 中继器，从而在每个频率下，TDD 中继器的延迟等于频率停留持续时间。因此，TDD 中继器每间隔一个频率转发其信号能量。

提供较佳实施例的上述描述是为了使任何熟悉该技术的人员进行或使用本发明。对于那些熟悉该技术的人员来说，这些实施例的各种变更是显而易见的，而且可把这里所定义的一般原理用于其它实施例，而无需任何创造性劳动。因此，本发明试图不局限于这里所述的实施例，而是符合与这里所揭示的原理以及新颖特征相一致的最广范围。

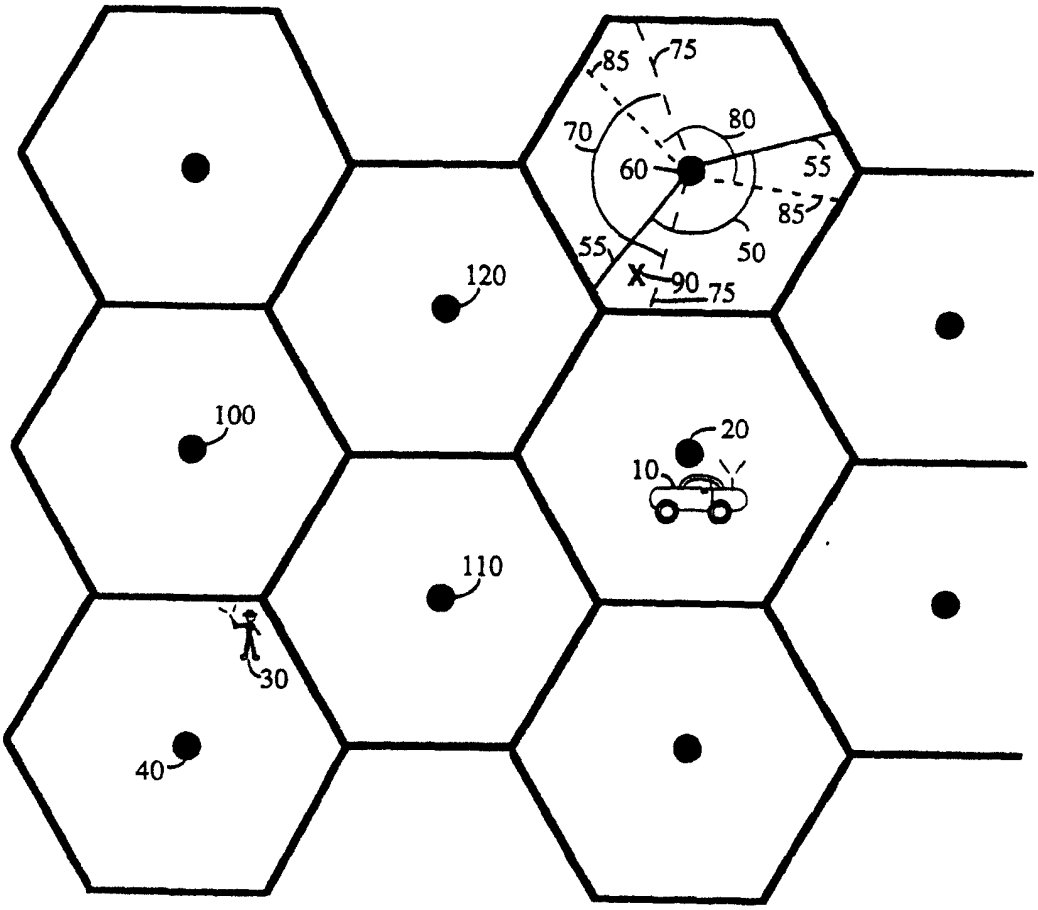


图 1

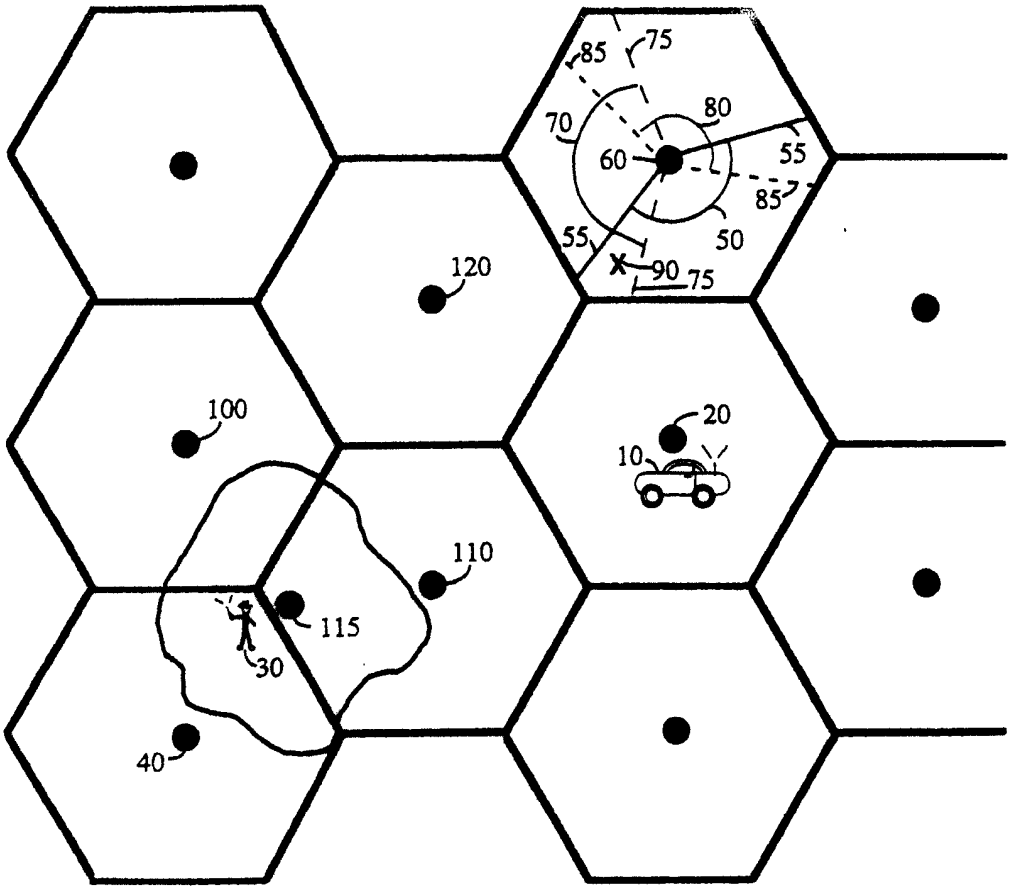


图 2

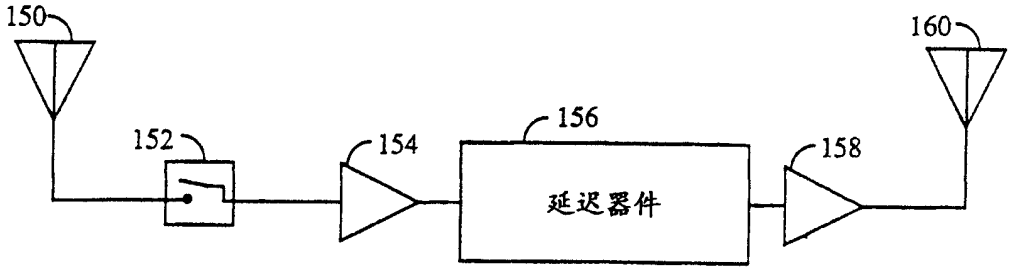

150
160
152
154
156
延迟器件
158

图 3

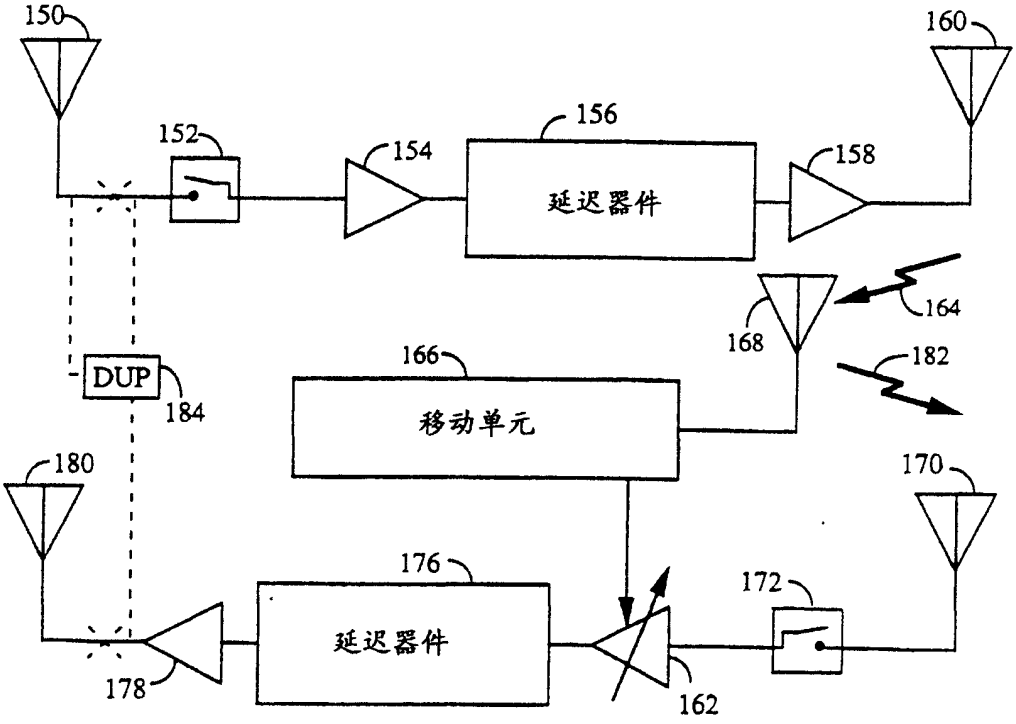

150
160
152
154
156
延迟器件
158
164
168
166
182
DUP
184
移动单元
180
170
176
172
延迟器件
178
162

图 4

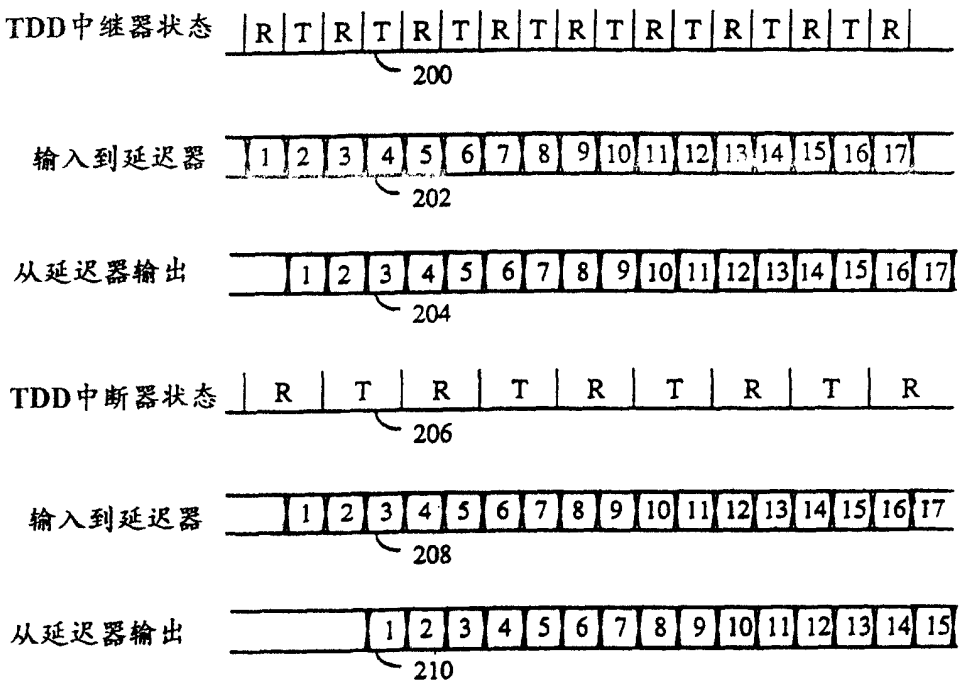

TDD中继器状态
R T R T R T R T R T R T R T R T R
200
输入到延迟器
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17
202
从延迟器输出
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17
204
TDD中断器状态
R T R T R T R T R
206
输入到延迟器
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17
208
从延迟器输出
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
210

图 5

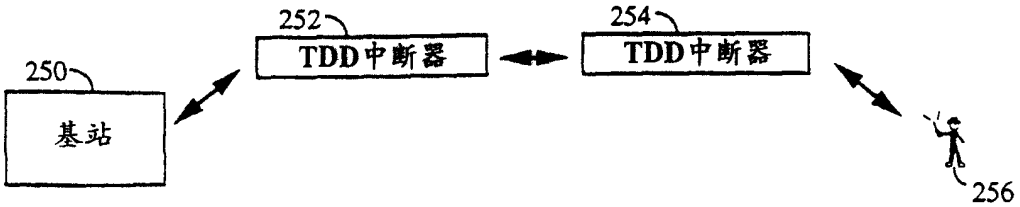

252
TDD中断器
254
TDD中断器
250
基站
256

图 6